

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الآلية والكهرباء
Département d'automatique et d'électrotechnique



Mémoire de Master

Filière Électrotechnique
Spécialité Machines électriques

Présenté par

Hadjeri Maroua

&

Bouacheria Safa Maroua

Commande vectorielle d'une machine asynchrone en défaut

Proposé par : EL MERRAOUI KHADIDJA & FERJOUNI ABDELAZIZ

Année Universitaire 2023-2024

Remerciement

En guise de reconnaissance, Nous tenons à témoigner nos sincères Remerciements à toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à

L'élaboration de ce modeste travail.

Nous tenons à remercier l'ensemble des professeurs du département d'automatique et d'électrotechnique à université SAAD DAHLEB à Blida pour leurs

Conseils pleins de sens et pour le suivi et l'intérêt qu'ils ont porté à notre Travail.

Nous tenons à exprimer notre profonde reconnaissance et nos sincères remerciements à notre promotrice Mme El Merraoui khadidja pour avoir accepté de diriger ce travail, pour son suivi, ses précieux conseils et surtout pour son énorme soutien, tout au long de la période du projet.

Nous tenons aussi à remercier profondément, Mr FERDJOUNI Abdelaziz pour ces conseils avisés, sa disponibilité et son aide précieuse.

Nous remercions également les membres du jury qui ont accepté d'évaluer ce travail.

Je dédie ce modeste travail :

A mes chers parents, qui m'ont encouragé à réaliser ce travail.

*Merci pour votre soutien, votre patience et votre sacrifice. Merci
d'être toujours là pour moi.*

A ma chère sœur « Amel ».

A mes très chers frères « Abdou », « Adem », et « Sami ».

Ma chère belle-sœur « Wissam ».

Mon Neveu « Mohamed ».

A mes chers grands-parents.

*A mes chers oncles « Khaled, Amine, Hamza, Abderrahmane,
Mohamed et Samir » et ma tante « Fathia ».*

*A mes cousines et surtout « Imene, Khaoula, Chaïma, Maria,
Amira et Khadija ».*

A mon binôme « Maroua ».

*A tous mes amis et collègues « Zahra, Nourhane, Ikram, Rofeïda,
Rania, Samah, Khaoula, Wiaam, Lara, Melissa ».*

Je dédie ce modeste travail :

A mes chers parents, qui m'ont encouragé à réaliser ce travail.

*Merci pour votre soutien, votre patience et votre sacrifice. Merci
d'être toujours là pour moi.*

A ma chère sœur « IMENE ».

A mes très chers frères « IMAD », et « MOHAMED ».

Ma chère belle-sœur « LILYA ».

A « ADEM » et « NAZIM ».

A mes chers grands-parents.

A ma tante « Wissam ».

A mes cousines

A mon binôme « Maroua ».

*A tous mes amis et collègues « Rania Ikram, Rofeida, Samah,
Khaoula, Maroua, Amina, Rihab, Meriem, Yasmine ».*

ملخص:

تحلل هذه الأطروحة التحكم الشعاعي للآلة غير المتزامنة ثلاثية الاطوار (MAS) في الحالة الخالية من العيوب ثم في حالة وجود خطأ من نوع دائرة قصيرة في الجزء الثابت. استناداً إلى نموذجي المحرك (MAS)، تم تطوير نوعين من قوانين التحكم الشعاعي: غير المباشر (IFOC) والمباشر (DFOC). إن استكشاف الإشارات الكهرومغناطيسية للمحرك MAS في حالة الخطأ جعل من الممكن رؤية تأثير الدائرة القصيرة في الجزء الثابت للمحرك على هذه الإشارات. كلمات المفاتيح: الآلة غير المتزامنة، الدائرة القصيرة، التحكم الشعاعي.

Résumé : ce travail de mémoire analyse la commande vectorielle de la machine asynchrone (MAS) dans l'état saine et en défaut de court-circuit de spire statorique. Basé sur le modèle sain puis en défaut de la MAS, deux commandes vectorielles ont été développées : indirecte (IFOC) et directe (DFOC). L'exploration des signaux électromagnétiques de la MAS en défaut, a permis de voir l'impact du court-circuit statorique sur ces grandeurs.

Mots clés : machine asynchrone ; court-circuit ; commande vectorielle (IFOC, DFOC).

Abstract: This dissertation analyzes the vector control of the asynchronous machine (MAS) in the healthy state and in the stator turn short-circuit fault. Based on the healthy then faulty model of the MAS, two vector controls were developed: indirect (IFOC) and direct (DFOC). The exploration of the electromagnetic signals of the faulty MAS made it possible to see the impact of the stator short-circuit on these quantities.

Keywords: asynchronous machine; short-circuit; vector control (IFOC, DFOC)

Listes des acronymes et abréviations

MAS : machine asynchrone.

N_s : la vitesse synchrone.

f : la fréquence.

g : le glissement.

p : nombre de paires des pôles.

R_r, R_s : Résistance statorique, rotorique.

R_r, R_s : inductance statorique, rotorique.

$[R_r], [R_s]$: matrice des résistances statoriques, rotoriques.

K_p : coefficient de proportionnel du régulateur.

K_i : coefficient d'intégration du régulateur.

FTBO : fonction de transfert en boucle ouverte.

FTBF : fonction de transfert en boucle fermée.

L_{ms} : inductance de magnétisation statorique.

L_{mr} : inductance de magnétisation rotorique.

L_{ls} : inductance de fuite statorique.

L_{lr} : inductance de fuite rotorique.

L_{sr} : inductance mutuelle maximale stator-rotor.

ω_s : la pulsation statorique.

ω_r : la pulsation rotorique.

L_s : inductance cyclique statorique.

L_r : : inductance cyclique rotorique.

L_m : inductance mutuelle cyclique stator-rotor.

J : l'inertie de la partie tournante.

C_e : le couple électromagnétique.

C_r : le couple résistant.

f_v : coefficient de frottement.

T_r : constant de temps rotorique.

σ : coefficient de Blondel.

Ω : La Vitesse en rad/s .

L_{abc}^{ss} : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques.

L_{abc}^{rr} : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques.

L_{abc}^{sr} : Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

L_{abc}^{rs} : Matrice des inductances mutuelles entre phases rotoriques et statoriques.

L_{ls} : Inductance de fuite statorique.

L_{lr} : Inductance de fuite rotorique.

D'autres notations spécifiques vont être définies dans les chapitres, s'il y a lieu.

Sommaire

Introduction générale

Chapitre1 : modélisation de la machine asynchrone

1	Modélisation de la machine asynchrone	3
1.1	Introduction.....	3
1.2	Description de moteur asynchrone.....	3
1.3	Principe du fonctionnement.....	4
1.4	Construction du moteur asynchrone	5
1.5	Modélisation de la machine asynchrone (MAS).....	5
1.6	Hypothèse simplificatrice	6
1.7	Présentation de la machine asynchrone	6
1.8	Equations électriques de la MAS.....	7
1.9	Equation magnétique de la MAS.....	8
1.10	Transformation de Park.....	9
1.11	Choix de repère	10
1.12	Repéré lié aux champs tournants.....	10
1.13	Application aux équations de tension	11
1.14	Application aux équations de flux	13
1.15	Équation mécanique de la MAS	14
1.16	Représentation d'état de la machine asynchrone	14
1.16.1	Model d'état dans un repère lié au stator	15
1.16.2	Model d'état dans un repère lié au champ tournant.....	15
1.17	Le couple électromagnétique.....	16
1.18	Simulation de la machine asynchrone liée au champ tournant.....	17
1.18.1	Résultats de simulation :	18
1.18.2	L'interprétation :	19
1.19	Modalisation d'un onduleur triphasé.....	20
1.19.1	Modélisation de largeur d'impulsion MLI	22
1.19.2	Les avantages d'une commande MLI	24
1.20	Simulation de l'association MAS-onduleur	24
1.20.1	Résultats de simulation	26
1.20.2	L'interprétation des résultats.....	27
1.21	Conclusion	28

Chapitre2 : La commande vectorielle de la machine asynchrone.

2	La commande vectorielle de la machine asynchrone	29
2.1	Introduction.....	29
2.2	Principe de La commande vectorielle	29
2.3	Commande Vectorielle Indirecte à Flux Rotorique Orienté (IRFOC).....	30
2.3.1	Principe de la commande vectorielle indirecte.....	30
2.3.2	Expression des tension statoriques et rotoriques.....	31
2.3.3	Loi de commande vectorielle indirecte (IFOC) :	33
2.3.4	Bloc de défluxage :	34
2.3.5	Principes de découplage.....	35
2.3.6	Calcul des régulateurs	36
2.3.7	Simulation de la commande vectorielle indirecte (IFOC) de la MAS.....	39
2.4	La commande vectorielle directe de la machine asynchrone	43
2.4.1	Estimateurs utilisés pour la DFOC de la MAS	45
2.4.2	Principe de découplage par compensation.....	46
2.4.3	Calcul des régulateurs	48
2.4.4	Simulation de la commande vectorielle directe (DFOC)	50
2.4.5	Interprétation des résultats :.....	54
2.5	Conclusion	57

Chapitre3 : Analyse de la MAS dans le cas de court-circuit.

3	Analyse de la MAS dans le cas de court-circuit	58
3.1	Introduction.....	58
3.2	Les différentes défaillances de la machine asynchrone	58
3.3	Modélisation de la MAS avec défaut de court-circuit sur une phase statorique.....	59
3.4	Equation électriques de la MAS	60
3.5	Equation magnétique de la MAS.....	61
3.6	Modèle d'état en fonction des flux statoriques et rotoriques.....	62
3.7	Simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone en défaut	64
3.7.1	Simulation de la commande vectorielle indirecte (IFOC) de la machine asynchrone en défaut	64
3.7.2	Les résultats de simulation :.....	65
3.7.3	Simulation de la commande vectorielle directe (DFOC) de la MAS en défaut.....	70
3.7.4	Résultats de simulation	70
3.7.5	Interprétation des résultats	75

3.7.6	Etude comparative des indicateurs de défauts.....	75
3.7.7	L'analyse de tableau IFOC	82
3.8	Conclusion :	82

Conclusion générale

Bibliographie

Liste des figures :

Chapitre1 : la modélisation de la machine asynchrone.

Figure 1.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.	7
Figure 1.2 Représentation schématique de la transformation de Park.	10
Figure 1.3 model sur Simulink de la MAS.	18
Figure 1.4 vitesse mécanique Ω	18
Figure 1.5 couple électromagnétique C_e	18
Figure 1.6 les courants statoriques I_{ds}, I_{qs}	19
Figure 1.7 les flux rotoriques ϕ_{dr}, ϕ_{qr}	19
Figure 1.8 Onduleur triphasé.	20
Figure 1.9 modelé d'un onduleur triphasé sous Simulink.	22
Figure 1.10 la commande PWM.	23
Figure 1. 11 modelé Simulink de la commande PWM.	24
Figure 1.12 caractéristique de la tension triphasée avec la porteuse.	25
Figure 1.13 séquence générer par MLI.	25
Figure 1.14 Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension par un onduleur MLI.	26
Figure 1.15 Tension générer par l'onduleur.	26
Figure 1 16 la vitesse mécanique Ω	27
Figure 1 17 le couple électromagnétique C_e	27
Figure 1.18 les courants statoriques I_{ds}, I_{qs}	27
Figure 1.19 les flux rotoriques ϕ_{dr}, ϕ_{qr}	27

Chapitre2 : la commande vectorielle de la machine asynchrone.

Figure 2. 1 Analogie entre la MAS et la machine à courant continue [5].	29
Figure 2. 2 Orientation du repère d-q.	30
Figure 2. 3 Schéma de la commande vectorielle indirecte en courant par orientation du flux rotorique d'une MAS [5].	31
Figure 2. 4 Schéma de principe de la construction des courants de références statoriques par la loi de commande [6].	34
Figure 2.5 profil de flux rotorique de défluxage.	35
Figure 2. 6 Découplage par compensation	36
Figure 2. 7 Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.	36
Figure 2. 8 Schéma fonctionnel de régulation.	38
Figure 2. 9 bloc Simulink IFOC	40
Figure 2. 10 la vitesse mécanique W sans variation de vitesse.	41
Figure 2. 11 la vitesse mécanique W avec variation de vitesse.	41
Figure 2. 12 le couple magnétique C_e sans variation de vitesse.	41
Figure 2. 13 le couple magnétique C_e avec variation de vitesse	41
Figure 2. 14 les courants statoriques I_{ds}, I_{qs} sans variation de vitesse.	42
Figure 2. 15 les courants statoriques I_{ds}, I_{qs} avec variation de vitesse.	42
Figure 2. 16 les courants statoriques I_{as}, I_{bs}, I_{cs} variation de vitesse.	42
Figure 2. 17 les courants statoriques I_{as}, I_{bs}, I_{cs} variation de vitesse.	42

Figure 2. 18 les flux rotoriques $\varnothing_{dr}, \varnothing_{qr}$ sans variation de vitesse.	43
Figure 2. 19 les flux rotoriques $\varnothing_{dr}, \varnothing_{qr}$ avec variation de vitesse.	43
Figure 2. 20 signaux de découplage eds, eqs sans variation de vitesse.	43
Figure 2. 21 signaux de découplage eds, eqs avec variation de vitesse.	43
Figure 2. 22 Schéma de principe de la commande vectorielle directe [6].	44
Figure 2. 23 bloc d'estimation [6].	46
Figure 2. 24 Représentation du découplage par régulation de flux et du couple.	47
Figure 2. 25 Représentation du découplage par régulation des courants.	48
Figure 2. 26 Schéma de la régulation du couple.	48
Figure 2. 27 Schéma de la régulation du flux.	49
Figure 2. 28 Simulation DFOC avec régulation de flux et du couple.	51
Figure 2. 29 Simulation DFOC avec régulation des courants.	51
Figure 2. 30 la vitesse mécanique Ω sans variation de vitesse.	52
Figure 2. 31 la vitesse mécanique Ω avec variation de vitesse.	52
Figure 2. 32 le couple magnétique C_e sans variation de vitesse.	52
Figure 2. 33 le couple magnétique C_e avec variation de vitesse.	52
Figure 2. 34 les courants statoriques I_{ds}, I_{qs} sans variation de vitesse.	53
Figure 2. 35 les courants statoriques I_{ds}, I_{qs} avec variation de vitesse.	53
Figure 2. 36 les courants statoriques I_{as}, I_{bs}, I_{cs} variation de vitesse.	53
Figure 2. 37 les courants I_{as}, I_{bs}, I_{cs} avec variation de vitesse.	53
Figure 2. 38 les flux rotoriques $\varnothing_{dr}, \varnothing_{qr}$ sans variation de vitesse.	54
Figure 2. 39 les flux rotoriques $\varnothing_{dr}, \varnothing_{qr}$ avec variation de vitesse.	54
Figure 2. 40 signaux de compensation eds, eqs sans variation de vitesse.	54
Figure 2. 41 signaux de compensation eds, eqs variation de vitesse.	54

Chapitre 3 : Analyse de la MAS dans le cas de court-circuit.

Figure 3. 1 court-circuit sur la phase statorique a.	60
Figure 3. 2 schéma Simulink IFOC de la MAS en défaut de court-circuit en phase a.	65
Figure 3. 3 la vitesse mécanique Ω a $N_a=20$ spires.	66
Figure 3. 4 la vitesse mécanique Ω a $N_a=100$ spires.	66
Figure 3. 5 le couple électromagnétique C_e a $N_a=20$ spires.	66
Figure 3. 6 le couple électromagnétique C_e a $N_a=100$ spires.	66
Figure 3. 7 les courants statoriques biphasé I_{ds}, I_{qs} a $N_a=20$ spires.	67
Figure 3. 8 les courants statoriques biphasé I_{ds}, I_{qs} a $N_a=100$ spires.	67
Figure 3. 9 les courants statoriques triphasés I_{as}, I_{bs}, I_{cs} a $N_a=20$ spires.	67
Figure 3. 10 les courants statoriques triphasés I_{as}, I_{bs}, I_{cs} a $N_a=100$ spires.	67
Figure 3. 11 les flux rotoriques biphasés $\varnothing_{dr}, \varnothing_{qr}$ a $N_a=20$ spires.	68
Figure 3. 12 les flux rotoriques biphasés $\varnothing_{dr}, \varnothing_{qr}$ a $N_a=100$ spires.	68
Figure 3. 13 les flux rotoriques triphasés $\varnothing_{ar}, \varnothing_{br}$ et \varnothing_{cr} a $N_a=20$ spires.	68
Figure 3. 14 les flux rotoriques triphasés $\varnothing_{ar}, \varnothing_{br}$ et \varnothing_{cr} a $N_a=100$ spires.	68
Figure 3. 15 les signaux eds, eqs a $N_a=20$ spires.	69
Figure 3. 16 les signaux eds, eqs a $N_a=100$ spires.	69
Figure 3. 17 le courant de défaut statorique i_f a $N_a=20$ spires.	69
Figure 3. 18 le courant de défaut statorique i_f a $N_a=100$ spires.	69
Figure 3. 19 schéma Simulink DFOC de la MAS en défaut de court-circuit en phase A. ...	70

<i>Figure 3. 20 la vitesse mécanique Ω a Na=20 spires.</i>	71
<i>Figure 3. 21 la vitesse mécanique Ω a Na=100 spires.</i>	71
<i>Figure 3. 22 le couple électromagnétique C_e a Na=20 spires.</i>	71
<i>Figure 3. 23 le couple électromagnétique C_e a Na=100 spires.</i>	71
<i>Figure 3. 24 les courants statoriques biphasés I_{ds}, I_{qs} a Na=20 spires.</i>	72
<i>Figure 3. 25 les courants statoriques biphasés I_{ds}, I_{qs} a Na=100 spires.</i>	72
<i>Figure 3. 26 les courants statoriques triphasés I_{as}, I_{bs}, I_{cs} a Na=20 spires.</i>	72
<i>Figure 3. 27 les courants statoriques triphasés I_{as}, I_{bs}, I_{cs} a Na=100 spires.</i>	72
<i>Figure 3. 28 les flux rotoriques biphasés Φ_{dr}, Φ_{qr} a Na=20 spires.</i>	73
<i>Figure 3. 29 les flux rotoriques biphasés Φ_{dr}, Φ_{qr} a Na=100 spires.</i>	73
<i>Figure 3. 30 les flux rotoriques triphasés Φ_{ar}, Φ_{br} et Φ_{cr} a Na=20 spires.</i>	73
<i>Figure 3. 31 les flux rotoriques triphasés Φ_{ar}, Φ_{br} et Φ_{cr} a Na=100 spires.</i>	73
<i>Figure 3. 32 les signaux e_{ds}, e_{qs} a Na=20 spires.</i>	74
<i>Figure 3. 33 les signaux e_{ds}, e_{qs} a Na=100 spires.</i>	74
<i>Figure 3. 34 le courant de défaut statorique i_f a Na=20 spires.</i>	74
<i>Figure 3. 35 le courant de défaut statorique i_f a Na=100 spires.</i>	74

Liste des tableaux

Tableau 3. 1 Comparaison de différents indicateurs (IFOC).....	79
Tableau 3. 2 Comparaison de différents indicateurs (DFOC).....	81

L'électrotechnique moderne repose sur des avancées significatives dans la modélisation et la commande des machines électriques, en particulier les machines asynchrones (MAS). Ces dispositifs, omniprésents dans divers secteurs industriels, commerciaux et domestiques, sont au cœur de nombreuses applications électriques. Comprendre leur fonctionnement, les modéliser avec précision et les contrôler efficacement sont des aspects cruciaux pour maximiser leur performance et leur fiabilité.

Le présent mémoire se concentre sur une exploration approfondie de la machine asynchrone, également connue sous le nom de moteur asynchrone. Nous débutons par une analyse détaillée de ses principes de fonctionnement, mettant en lumière le rôle essentiel de l'induction électromagnétique dans la génération du mouvement. Une représentation mathématique rigoureuse est ensuite introduite pour formaliser les relations électromagnétiques et mécaniques qui gouvernent le comportement de la MAS.

Une attention particulière est portée à la technique de commande appelée Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), qui permet de convertir efficacement une tension continue en une tension alternative qui permet la variation de la vitesse de la MAS. Nous explorons en détail le fonctionnement de la MLI et son intégration avec la modélisation de la machine asynchrone pour obtenir les systèmes de commande désirés, la commande vectorielle.

Le travail de ce mémoire poursuit une étude approfondie de la commande vectorielle, une technique permettant un contrôle précis du couple et de la vitesse des moteurs électriques. Nous examinons en particulier deux approches courantes, à savoir la commande vectorielle à flux rotorique orienté indirect (IRFOC) et la commande vectorielle à flux rotorique orienté direct (DFOC). A ce niveau, ces deux commandes sont appliquées à la MAS saine (sans aucun défaut). Ces techniques offrent un contrôle dynamique et performant des moteurs, conduisant à des améliorations significatives en termes de réponse dynamique, de précision sur la vitesse et sur le couple, ainsi qu'une efficacité énergétique.

Enfin, on aborde la simulation de la machine asynchrone en défauts de court-circuit entre les spires statoriques sur Matlab/Simulink. Cette analyse permet de mieux comprendre le comportement de la machine dans des conditions d'anomalies, ce qui est crucial pour le diagnostic ou la maintenance préventive.

Ce rapport est structuré en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre nous avons abordé la modélisation de la machine asynchrone alimentée par le réseau puis alimentée par un onduleur de tension MLI. Le chapitre suivant on a développé et analysé les différentes simulations de la commande vectorielle (IRFOC, DFOC) de la MAS sans défaut.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté les simulations de la commande vectorielle (IRFOC, DFOC) de la MAS avec un défaut de court-circuit entre les spires statoriques sur une phase. L'analyse des résultats on permis de mettre en évidence l'impact du défaut de court-circuit sur les signaux de commande et des autres signaux électromagnétiques.

On termine ce travail avec une conclusion générale.

1 Modélisation de la machine asynchrone

1.1 Introduction

Généralement, un modèle fondé sur les équations du circuit est suffisant pour élaborer la commande. La simplicité de la formulation différentielle permet des simulations rapides, tout en maintenant une précision de modélisation acceptable. Comme toute machine à courant alternatif, le moteur asynchrone est représenté par un modèle défini par un système différentiel non linéaire.

Les travaux de G. Kron jouent un rôle central dans la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande.

Il a été proposé pour ce système différentes réalisations en fonction des objectifs de commande (couple, vitesse, position), de la nature de la source d'alimentation (tension, courant), du référentiel de travail (abc , $\alpha\beta$ ou $d-q$), et des composantes du vecteur d'état (flux ou courants statoriques et rotoriques) [1].

1.2 Description de moteur asynchrone

Un moteur asynchrone est constitué de matériaux magnétiques, ferromagnétiques et statoriques. Il contient un enroulement statorique polyphasé (généralement triphasé) en fil de cuivre isolé, placé dans des encoches. À l'intérieur de ce circuit magnétique, formé comme un cylindre creux et séparé par un entrefer, tourne le circuit magnétique rotorique. Ce dernier accueille dans ses encoches les barreaux rotoriques en aluminium coulé ou en cuivre, qui sont court-circuités à chaque extrémité par des anneaux fabriqués dans le même matériau. L'arbre du moteur traverse le circuit magnétique rotorique et repose sur des paliers montés dans les flasques fixés à la structure. La particularité du moteur asynchrone réside dans la présence d'un

seul bobinage polyphasé au stator, alimenté par une source externe, et d'un bobinage massif en court-circuit au rotor [2].

1.3 Principe du fonctionnement

Le principe de fonctionnement de la machine repose sur les lois fondamentales de l'induction électromagnétique. Le champ magnétique tournant est produit par le stator, alimenté par un système de tensions triphasées équilibrées. L'équation suivante établit la relation entre la vitesse de rotation du champ statorique N_s , connue sous le nom de vitesse synchrone, et la fréquence de la tension d'alimentation (exprimée en hertz) et le nombre de paires de pôles (p) de chaque enroulement :

$$N_s = \frac{60 f}{p} [tr/min]$$

Sous l'influence du champ tournant généré par le stator, les enroulements du rotor sont soumis à un système de forces électromotrices triphasées, qui induisent à leur tour trois courants rotoriques.

Les courants rotoriques, par leurs réactions, s'opposent à leur source d'origine. Ainsi, les effets de l'induction statorique sur les courants induits dans le rotor se traduisent par l'apparition d'un couple électromagnétique, qui met le rotor en mouvement à une vitesse N , tentant d'atteindre la vitesse synchrone, mais sans succès. Il est clair que ce couple disparaît lorsque le rotor parvient à tourner à la vitesse synchrone. Le fonctionnement du moteur est donc caractérisé par ce qu'on appelle le glissement, défini de la manière suivante :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s}$$

À la différence de la machine à courant continu et de la machine synchrone, cette induction motrice est généralement produite par les enroulements statoriques qui sont connectés au réseau de tensions. Les rotors ne sont pas connectés à aucune source de tension, mais sont court-circuités sur eux-mêmes, c'est pourquoi on les nomme également la machine d'induction [3].

1.4 Construction du moteur asynchrone

La machine asynchrone comporte deux parties principales d'une partie fixe appelée le stator qui est composé d'un noyau en fer et trois bobines enroulées et couplées en triangle ou étoile. Lorsqu'un courant alternatif conduit à travers ces bobines, un champ magnétique tournant est créé dans l'entrefer de la machine.

Ce champ magnétique induit le mouvement de la partie tournante de la machine appelée le rotor. La machine asynchrone est effectivement subdivisée en trois parties distinctes :

Le stator : Il s'agit du composant fixe du moteur. En fonte ou en alliage léger, une carcasse contient une couronne de tôles minces (environ 0,5 mm d'épaisseur) en acier au silicium. Par oxydation ou par un vernis isolant, les tôles sont entre elles. Le processus de "feuilletage" du circuit magnétique diminue les pertes causées par l'hystérésis et les courants de Foucault. Les tôles sont équipées d'encoches où se trouvent les enroulements statoriques qui permettent de générer le champ tournant (trois enroulements dans le cas d'un moteur triphasé). Tous les enroulements sont composés de plusieurs bobines. Le nombre de paires de pôles du moteur est déterminé par le mode de couplage de ces bobines entre elles, ce qui influence la vitesse de rotation [4].

Le rotor : Il s'agit de la partie mobile du moteur. Celle-ci est constituée d'un empilement de fines tôles isolées les unes des autres, formant un cylindre fixé à l'arbre du moteur par une clavette. En raison de sa technologie, cette partie permet de distinguer deux types de moteurs asynchrones : ceux dont le rotor est dit à cage, et ceux dont le rotor bobiné est dit à bagues [4].

Les paliers : organes de support, ces derniers constituent la partie mécanique permettant ainsi la mise en rotation de l'arbre moteur [4].

1.5 Modélisation de la machine asynchrone (MAS)

La modélisation est l'étape essentielle dans l'analyse des machines électriques, car elle consiste à décrire mathématiquement un processus d'un système. Dans les machines asynchrones, les phénomènes électromagnétiques sont souvent extrêmement complexes et leurs formulations mathématiques sont complexes. La mise en équation d'une machine repose sur les outils mathématiques simplifiant tels que la transformation de Park, Clark et Concordia [2].

1.6 Hypothèse simplificatrice

Afin de rendre la modélisation de la MAS plus simple, qui comporte des phénomènes complexes tels que la saturation, l'hystérésis, les courants de Foucault..., certaines hypothèses simplificatrices sont examinées. Ces suppositions sont :

- Une symétrie parfaite de la machine (symétrie axiale, enroulement équilibré triphasé).
- L'entrefer a une épaisseur uniforme.
- L'effet d'encochage est négligé.
- Le phénomène de l'hystérésis et les courants de Foucault ne sont pas pris en compte.
- L'absence la saturation du circuit magnétique.
- Les résistances ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligé.
- Le rotor à cage se caractérise par un enroulement équilibré triphasé.

1.7 Présentation de la machine asynchrone

La machine asynchrone se compose d'un stator constitué de trois bobines identiques, disposées régulièrement avec des axes de référence S_a , S_b et S_c décalés de $2\pi/3$ les uns par rapport aux autres. L'axe de la phase S_a est utilisé comme référence angulaire. Le rotor est similaire à trois bobines avec des axes de référence R_a , R_b et R_c , également décalés de $2\pi/3$ les uns par rapport aux autres. Ces trois bobines sont naturellement en court-circuit la machine est schématiquement représentée dans la figure (1.1) [3].

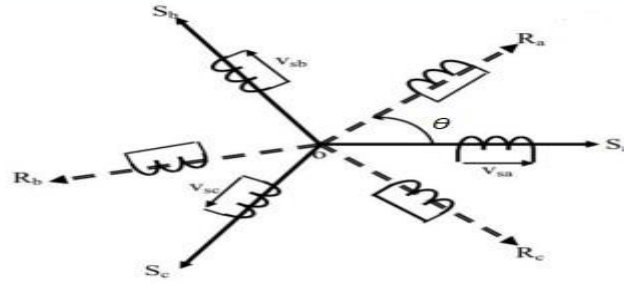


Figure 1.1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

1.8 Equations électriques de la MAS

Au niveau du stator :

Les équations des tensions des trois phases statoriques s'écrivant :

$$\begin{cases} V_{as} = R_s I_{as} + \frac{d}{dt} \Phi_{as} \\ V_{bs} = R_s I_{bs} + \frac{d}{dt} \Phi_{bs} \\ V_{cs} = R_s I_{cs} + \frac{d}{dt} \Phi_{cs} \end{cases} \quad (1.1)$$

Alors on peut écrire :

$$[V_{abcs}] = [R_s][I_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcs}] \quad (1.2)$$

Les équations des tensions des trois phases rotoriques s'écrivant :

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r I_{ar} + \frac{d}{dt} \Phi_{ar} \\ V_{br} = R_r I_{br} + \frac{d}{dt} \Phi_{br} \\ V_{cr} = R_r I_{cr} + \frac{d}{dt} \Phi_{cr} \end{cases} \quad (1.3)$$

Alors on peut écrire :

$$[V_{abcr}] = [R_r][I_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcr}] \quad (1.4)$$

$$[V_{abcs}] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs}]^T \quad [V_{abcs}] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = [V_{ar} \quad V_{br} \quad V_{cr}]^T$$

$$[I_{abcs}] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} = [I_{as} \quad I_{bs} \quad I_{cs}]^T \quad [I_{abcs}] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} = [I_{ar} \quad I_{br} \quad I_{cr}]^T$$

R_s Est la résistance d'un enroulement au stator tel que :

$$R_s = \begin{pmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{pmatrix}$$

R_r Est la résistance d'un enroulement au rotor tel que :

$$R_r = \begin{pmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{pmatrix}$$

1.9 Equation magnétique de la MAS

Les flux de la machine sont en relation avec le courant par l'intermédiaire des équations suivantes :

$$[\Phi_{abcs}] = [L_s][I_{abcs}] + [L_{sr}][I_{abcr}] \quad (1.5)$$

$$[\Phi_{abcr}] = [L_{sr}]^T [I_{abcs}] + [L_r][I_{abcr}] \quad (1.6)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{pmatrix} L_{ms} + L_{ls} & \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & L_{ms} + L_{ls} & \frac{-L_{ms}}{2} \\ \frac{-L_{ms}}{2} & \frac{-L_{ms}}{2} & L_{ms} + L_{ls} \end{pmatrix} \quad (1.7)$$

$$[L_r] = \begin{pmatrix} L_{mr} + L_{lr} & \frac{-L_{mr}}{2} & \frac{-L_{mr}}{2} \\ \frac{-L_{mr}}{2} & L_{mr} + L_{lr} & \frac{-L_{mr}}{2} \\ \frac{-L_{mr}}{2} & \frac{-L_{mr}}{2} & L_{mr} + L_{lr} \end{pmatrix} \quad (1.8)$$

$$[L_{sr}] = L_{sr} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (1.9)$$

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

L_{ms} : inductance de magnétisation statorique.

L_{mr} : inductance de magnétisation rotorique.

L_{ls} : inductance de fuite statorique.

L_{lr} : inductance de fuite rotorique.

L_{sr} : inductance mutuelle maximale stator-rotor.

1.10 Transformation de Park

L'objectif de la transformation de Park est de représenter une grandeur vectorielle initialement tridimensionnelle (triphasee) par une autre, équivalente en deux dimensions (biphasee). Selon la position du repère, également appelé référentiel, sur la machine, il est possible de définir un repère attaché au stator, un autre au rotor, ou encore un repère attaché au champ tournant. Le choix judicieux d'un repère peut contribuer à simplifier le modèle de la machine. Ainsi, toutes les grandeurs électromagnétiques de la machine, qu'elles soient statoriques ou rotoriques, sont rapportées à un seul référentiel [2].

La figure 1.2 montre le concept de la transformation de Park, qui représente la relation entre le repère fixe (a_s, b_s, c_s) et les repères rotatifs (d-q et a_r, b_r, r). Elle inclut des angles représentant la position de ces repères les uns par rapport aux autres, ce qui est essentiel pour comprendre cette transformation.

(a_s, b_s, c_s) sont les axes des trois phases de stator, (a_r, b_r, r) représentent les axes des trois phases de rotor, les axes d-q représentent les axes directs et en quadrature du repère de Park.

θ_s est l'angle entre l'axe a_s de repère fixe et le repère d-q.

θ_r est l'angle entre l'axe a_r de repère rotorique et le repère d-q.

θ est l'angle général représentant la position du rotor par rapport au stator.

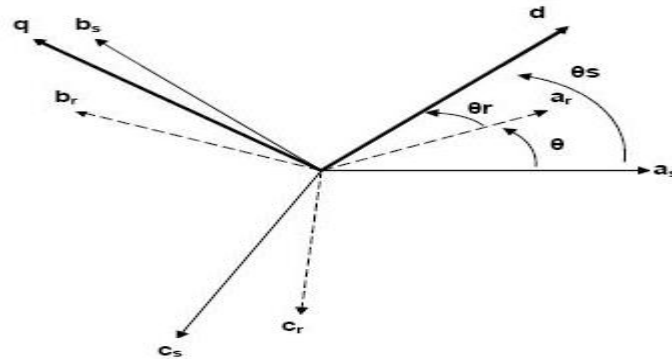


Figure 1.2 Représentation schématique de la transformation de Park.

1.11 Choix de repère

Pour choisir un repère dans le contexte d'une machine asynchrone, il existe trois possibilités courantes :

- Repère stationnaire (lié au stator) : dans ce cas, le repère est fixe par rapport au stator de la machine $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$ ($w_s = 0$) et $w_r = p\Omega$.
- Repère lié au rotor : les grandeurs d-q évoluent avec la pulsation rotorique $w_r = 0$ et $w_s = p\Omega$
- Repère lié au champ tournant : les grandeurs de Park sont constantes $\theta_s = w_s t$.

1.12 Repéré lié aux champs tournants

La transformation des grandeurs est définie par :

$$[X_{dq0}] = [K][X_{abc}]$$

$[X]$: tension, courant ou flux

La matrice de transformation :

$$[K] = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (1.10)$$

- Le coefficient $\frac{2}{3}$ permet de conserver l'amplitude (l'amplitude des grandeurs réelle est égale à l'amplitude des grandeurs de Park).

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

La transformation inverse est définie par :

$$[X_{abc}] = [K]^{-1}[X_{abc}]$$

La matrice de transformation inverse

$$[K]^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix} \quad (1.12)$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

1.13 Application aux équations de tension

Avec l'application de la transformation de Park (1.11) (1.13), au modèle triphasé (1.2) (1.4), on peut écrire :

$$[V_{dqos}] = [K_s][R_s][I_{abcs}] + [K_s] \frac{d}{dt} [\emptyset_{abcs}] \quad (1.14)$$

$$[V_{dqor}] = [K_r][R_r][I_{abcr}] + [K_r] \frac{d}{dt} [\emptyset_{abcr}] \quad (1.15)$$

$$[V_{dqos}] = [R_s][I_{dqos}] + [K_s] \frac{d}{dt} ([K_s]^{-1} [\emptyset_{dqos}]) \quad (1.16)$$

$$[V_{dqor}] = [R_r][I_{dqor}] + [K_r] \frac{d}{dt} ([K_r]^{-1} [\emptyset_{dqor}]) \quad (1.17)$$

$$[V_{dqos}] = [R_s][I_{dqos}] + [K_s] \left(\left(\frac{d}{dt} [K_s]^{-1} \right) [\emptyset_{dqos}] + \left(\frac{d}{dt} \emptyset_{dqos} \right) [K_s]^{-1} \right) \quad (1.18)$$

$$[V_{dqor}] = [R_r][I_{dqor}] + [K_r] \left(\left(\frac{d}{dt} [K_r]^{-1} \right) [\emptyset_{dqor}] + \left(\frac{d}{dt} \emptyset_{dqor} \right) [K_r]^{-1} \right) \quad (1.19)$$

Et comme $\frac{d\theta_s}{dt} = w_s$ et $\frac{d\theta_r}{dt} = w_r$ on peut déterminer que :

$$[K_s] \frac{d}{dt} [K_s]^{-1} = w_s \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad [K_r] \frac{d}{dt} [K_r]^{-1} = w_r \begin{pmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

w_s : la pulsation statorique.

w_r : la pulsation rotorique.

Après simplification, on obtient :

Au stator :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} - w_s \emptyset_{ds} + \frac{d}{dt} \emptyset_{ds} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + w_s \emptyset_{qs} + \frac{d}{dt} \emptyset_{qs} \\ V_{os} = R_s I_{os} + \frac{d}{dt} \emptyset_{os} \end{cases} \quad (1.20)$$

Au rotor :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} - \omega_r \phi_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} = 0 \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \omega_r \phi_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} = 0 \\ 0 = R_r I_{or} + \frac{d}{dt} \phi_{or} \end{cases} \quad (1.21)$$

1.14 Application aux équations de flux

Avec l'application de la transformation de Park (1.11) (1.13), au modèle triphasé (1.5) (1.6) on peut écrire :

$$[\phi_{dqos}] = [k_s][L_s][k_s]^{-1}[I_{dqos}] + [k_s][L_{sr}][k_r]^{-1}[I_{dqor}] \quad (1.22)$$

$$[\phi_{dqor}] = [k_r][L_{sr}]^T[k_s]^{-1}[I_{dqos}] + [k_r][L_r][k_r]^{-1}[I_{dqor}] \quad (1.23)$$

On peut vérifier que :

$$[k_s][L_s][k_s]^{-1} = \begin{pmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{pmatrix}$$

$$[k_r][L_r][k_r]^{-1} = \begin{pmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{pmatrix}$$

$$[k_s][L_{sr}][k_r]^{-1} = [k_r][L_{sr}]^T[k_s]^{-1} = \begin{pmatrix} L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m \end{pmatrix}$$

Avec :

$$L_s = \frac{3}{2}L_{ms} + L_{ls}$$

$$L_r = \frac{3}{2}L_{mr} + L_{lr}$$

$$L_m = \frac{3}{2} L_{sr}$$

L_s : inductance cyclique statorique.

L_r : inductance cyclique rotorique.

L_m : inductance mutuelle cyclique stator-rotor.

Finalement on obtient :

Au stator :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \Phi_{os} = L_{ls} I_{os} \end{cases} \quad (1.24)$$

Au rotor :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \\ \Phi_{or} = L_{lr} I_{or} \end{cases} \quad (1.25)$$

1.15 Équation mécanique de la MAS

L'équation mécanique est définie par l'équation (1.26).

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \quad (1.26)$$

J : l'inertie de la partie tournante.

C_e : le couple électromagnétique.

C_r : le couple résistant.

f_v : coefficient de frottement.

1.16 Représentation d'état de la machine asynchrone

Le choix du vecteur d'état dans le repère lié au champ tournant pour une machine asynchrone est crucial pour simplifier l'analyse et le contrôle du moteur. En utilisant le repère d-q (direct-quadrature), aligné avec le champ tournant, les variables de la machine sont

transformées de valeurs alternatives en valeurs continues (en régime permanent), ce qui facilite la modélisation et la commande. Pour notre étude on choisit le vecteur suivant :

$$X = \begin{pmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \emptyset_{dr} \\ \emptyset_{qr} \\ \Omega \end{pmatrix} \quad (1.27)$$

1.16.1 Model d'état dans un repère lié au stator

Les équations suivantes représentent le modèle de la machine liée au stator son données par (1.28).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{ds} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r}\right) \emptyset_{dr} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m}\right) p\Omega \emptyset_{qr} + \frac{1}{\sigma T_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{qs} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m}\right) p\Omega \emptyset_{dr} + \left(\frac{1-\sigma}{\sigma L_m T_r}\right) p\Omega \emptyset_{qr} + \frac{1}{\sigma T_s} V_{qs} \\ \frac{d\emptyset_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{L_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \emptyset_{dr} - p\Omega \emptyset_{qr} \\ \frac{d\emptyset_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{L_r} I_{qs} + p\Omega \emptyset_{dr} - \frac{1}{T_r} \emptyset_{qr} \\ \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{j L_r} (\emptyset_{dr} I_{qs} - \emptyset_{qr} I_{dr}) - \frac{1}{j} C_{2r} + \frac{f_v}{j} \Omega \end{array} \right. \quad (1.28)$$

Avec :

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

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$$

T_r : constant de temps rotorique.

σ : coefficient de blondel.

1.16.2 Model d'état dans un repère lié au champ tournant

Pour notre étude on choisira le repère lié au champ tournant et obtient le modèle suivant (1.29).

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{ds} + w_s I_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \emptyset_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) w \emptyset_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -w_s I_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{qs} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) w \emptyset_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \emptyset_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\emptyset_{dr}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \emptyset_{dr} - (w_s - w) \emptyset_{qr} \\ \frac{d\emptyset_{qr}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} I_{qs} - (w_s - w) \emptyset_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \emptyset_{qr} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r + f_v \Omega \end{array} \right. \quad (1.29)$$

1.17 Le couple électromagnétique

La puissance électrique consommée par la machine asynchrone est donnée par l'équation (1.30).

$$P_{in} = V_{as} I_{as} + V_{bs} I_{bs} + V_{cs} I_{cs} = [V_{abcs}]^t [I_{abcs}] \quad (1.30)$$

On peut écrire :

$$P_{in} = ([K_s]^{-1} [V_{dqos}])^t [K_s]^{-1} [I_{dqos}] \quad (1.31)$$

On peut vérifier que :

$$([K_s]^{-1})^t [K_s]^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{pmatrix} \quad (1.32)$$

Substituons (1.32) dans (1.31).

$$P_{in} = (V_{as} \quad V_{bs} \quad V_{cs}) \begin{pmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 3 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{os} \end{pmatrix} = \frac{3}{2} (V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs}) + 3 V_{os} I_{os} \quad (1.33)$$

Après simplification, on aura :

$$P_{in} = \frac{3}{2} R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + \frac{3}{2} w_s (\emptyset_{ds} I_{qs} - \emptyset_{qs} I_{ds}) \quad (1.34)$$

Avec:

$$P_{js} = \frac{3}{2} R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) \quad (1.35)$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} w_s (\varnothing_{ds} I_{qs} - \varnothing_{qs} I_{ds}) \quad (1.36)$$

P_{js} : perte joule statorique.

P_{em} : puissance électromagnétique.

Avec :

$$P_{em} = C_e \Omega = C_e \frac{w_s}{P} \quad (1.37)$$

Finalement, d'après les équations (1.36) et (1.37) on obtient l'équation du couple magnétique dans le repère lié au champ tournantes donnée par l'équation (1.38).

$$C_e = \frac{3}{2} P (\varnothing_{ds} I_{qs} - \varnothing_{qs} I_{ds}) \quad (1.39)$$

P : nombre des paires de pôles.

Ω : La Vitesse en rad/s.

1.18 Simulation de la machine asynchrone liée au champ tournant

La machine est raccordée au réseau à vide, avec à $t=1s$ en appliquant un couple de charge $C_r=3.8N/m$, nous visualisons la vitesse, le couple électromagnétique, les courants statoriques et les flux rotorique représentés respectivement par les figures 1.4, 1.5, 1.6 et 1.7. La figure 1.3 illustre le modèle Simulink de la machine asynchrone (MAS).

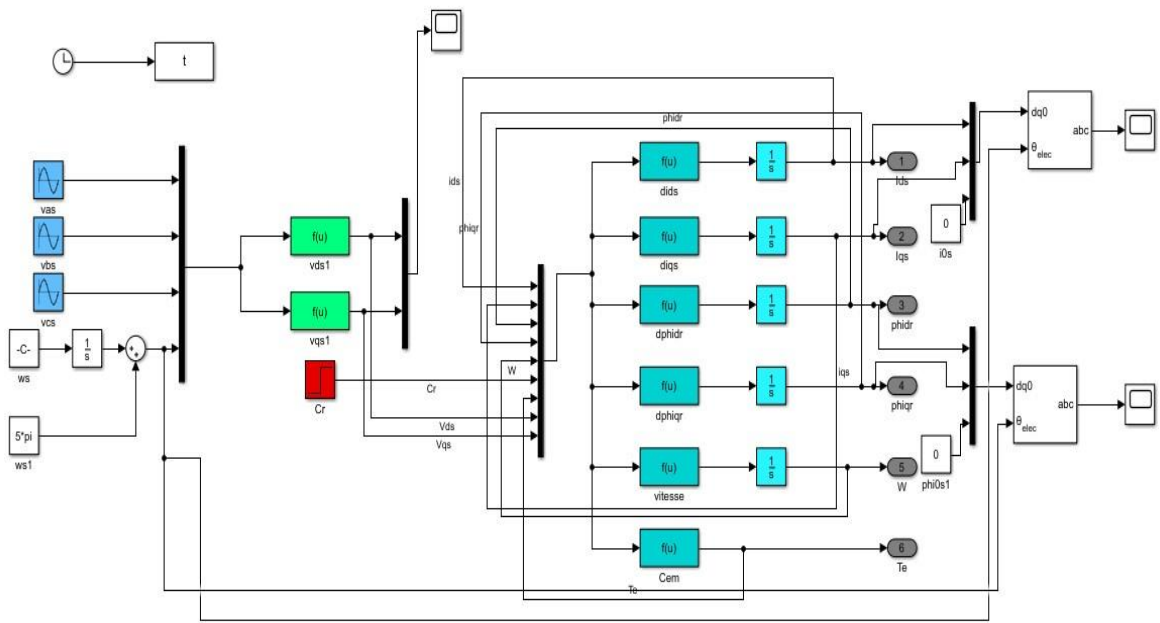


Figure 1.3 model sur Simulink de la MAS.

1.18.1 Résultats de simulation :

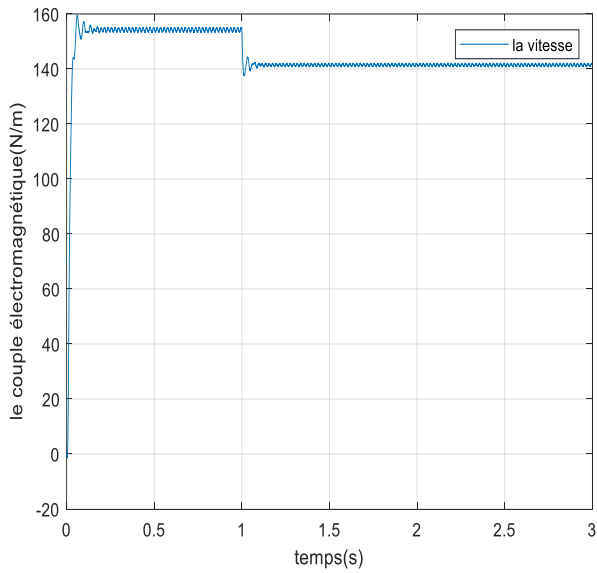


Figure 1.4 vitesse mécanique Ω

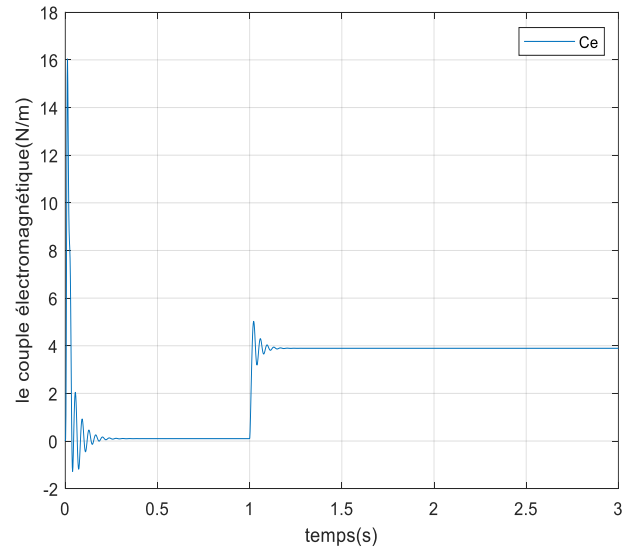


Figure 1.5 couple électromagnétique C_e .

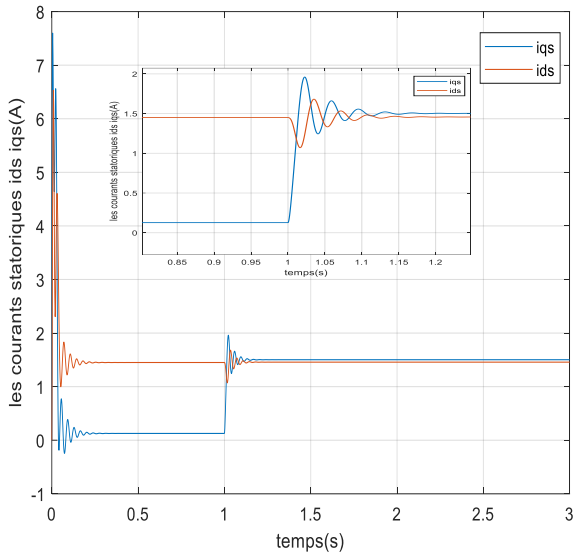


Figure 1.6 les courants statoriques I_{ds} , I_{qs} .

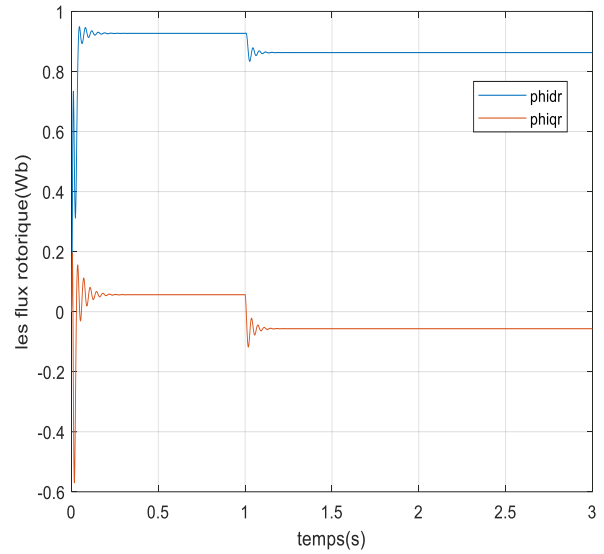


Figure 1.7 les flux rotoriques Φ_{dr} , Φ_{qr} .

1.18.2 L'interprétation :

Lors du démarrage à vide, la courbe de la vitesse, représentée dans la figure (1.4), montre une augmentation presque linéaire, suivie d'oscillations initiales jusqu'à ce qu'elle atteigne sa valeur nominale de 157 rad/s. La vitesse se stabilise à l'instant $t=0.2s$. Lors de l'application d'une charge ($C_r=3.8$ N/m) à $t=1s$, on observe une diminution de la valeur de la vitesse, qui se stabilise ensuite à 145 rad/s.

Concernant le couple électromagnétique, représenté dans la figure (1.5), lors du démarrage à vide, il montre une évolution brusque avec des oscillations fortes, suivie d'une stabilisation proche de zéro. Lors de l'application de la charge, le couple augmente jusqu'à 5N/m, puis se stabilise presque instantanément.

Pour ce qui est des courants statoriques, présentés dans la figure (1.6), lors du démarrage à vide, ils montrent un grand dépassement initial, suivi d'une diminution. À l'application de la charge ($t=1s$), le courant I_{ds} présente une faible oscillation avant de se stabiliser, tandis que le courant I_{qs} augmente jusqu'à une valeur presque de 1.4A, puis se stabilise également.

En ce qui concerne le flux rotorique, présenté dans la figure (1.7), lors du démarrage à vide, il montre de grandes oscillations avant de se stabiliser. Le flux Φ_{dr} atteint une valeur proche de 0.9 Wb et Φ_{qr} une valeur de 0.065Wb. À l'instant $t=1s$, lors de l'application de la

charge, on remarque une diminution de ces valeurs, avec \emptyset_{dr} atteignant une valeur de 0.88 Wb et \emptyset_{qr} une valeur de -0.06 Wb. Cette diminution du flux pendant l'application de la charge met en évidence le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique.

1.19 Modalisation d'un onduleur triphasé

L'onduleur est un dispositif statique qui permet de générer un signal alternatif à fréquence et amplitude variables à partir d'un signal continu. Il occupe une place importante dans la commande des machines électriques, en particulier la MAS. Le schéma structurel d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimentant le stator de la MAS est présenté dans la figure (1.8) [1].

Il comporte des interrupteurs semi-conducteurs commandables (transistors ou thyristors). Les trois bras sont composés de deux interrupteurs chacun. Chaque interrupteur est équipé d'une diode de récupération montée en tête-bêche avec un semi-conducteur contrôlable. Afin de garantir la continuité des courants alternatifs et d'éviter le court-circuit de la source. Il est nécessaire de contrôler les interrupteurs S_a et S'_a , S_b et S'_b , S_c et S'_c d'une manière complémentaire ($S'_i = \bar{S}_i$) avec $i = a, b, c$ [2].

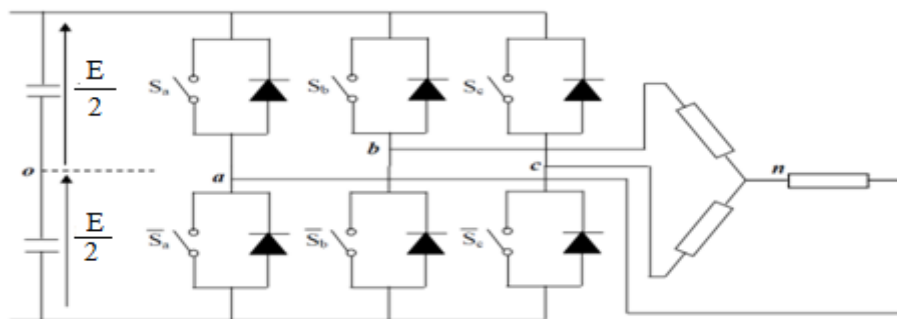


Figure 1.8 Onduleur triphasé.

Considérons le point neutre (n), on a :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (1.40)$$

En régime équilibré, on a :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (1.41)$$

D'après les équations (1.44) et (1.45) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = -(V_{bn} + V_{cn}) \\ V_{bn} = -(V_{an} + V_{cn}) \\ V_{cn} = -(V_{an} + V_{bn}) \end{cases} \quad (1.42)$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(V_{ca} - V_{bc}) \end{cases} \quad (1.43)$$

Par ailleurs, on a :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (1.44)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ao} = E(S_a - \frac{1}{2}) \\ V_{bo} = E(S_b - \frac{1}{2}) \\ V_{co} = E(S_c - \frac{1}{2}) \end{cases} \quad (1.45)$$

D'après (1.47), (1.48) et (1.49), on aura :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (1.46)$$

Finalement :

$$\begin{cases} V_{an} = E\left(\frac{2}{3}S_a - \frac{1}{3}S_b - \frac{1}{3}S_c\right) \\ V_{bn} = E\left(-\frac{1}{3}S_a + \frac{2}{3}S_b - \frac{1}{3}S_c\right) \\ V_{cn} = E\left(-\frac{1}{3}S_a - \frac{1}{3}S_b + \frac{2}{3}S_c\right) \end{cases} \quad (1.47)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{E}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} \quad (1.48)$$

L'onduleur peut être représenté sous Simulink par le modèle suivant :

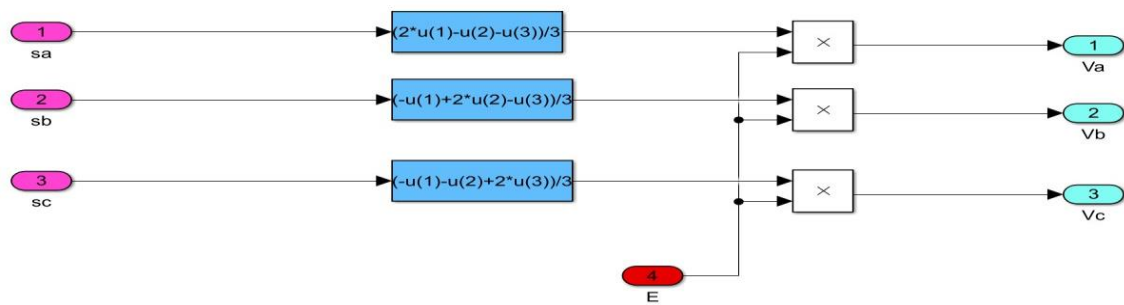


Figure 1.9 modélisé d'un onduleur triphasé sous Simulink.

1.19.1 Modélisation de largeur d'impulsion MLI

Les valeurs des commandes analogiques ou numériques indiquent les tensions ou les courants souhaités aux bornes de la MAS. Grâce à la technique de la MLI, il est possible de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence fixe et tension fixe, généralement une tension continue, en utilisant un convertisseur. Il assure de réaliser des liaisons électriques entre la source et la charge. Les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs ainsi que les séquences de fonctionnement permettent d'effectuer le réglage. La méthode de contrôle par MLI, utilisant une source de tension continue constante, implique d'imposer des créneaux de tension aux bornes de la machine de manière à ce que la tension fondamentale soit plus proche de la référence sinusoïdale comme est indiqué dans la figure (1.10) [1].

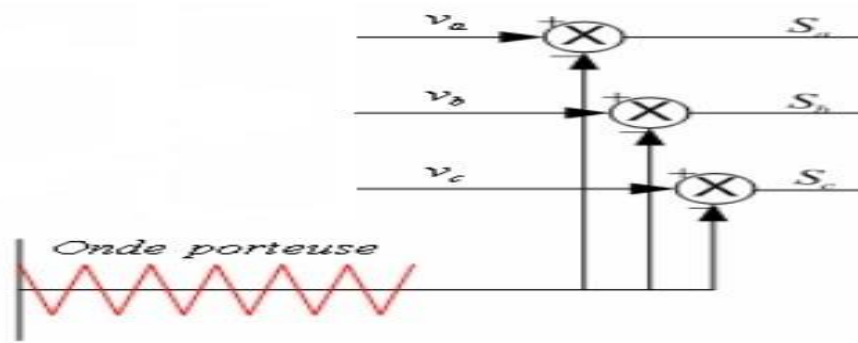


Figure 1.10 la commande PWM.

Si $V_i > V_p$, $S_i = 1$ et si $V_i < V_p$, $S_i = 0$

Avec :

$$i = (a, b, c)$$

V_p : Tension de crête à crête de la porteuse.

Les paramètres de la commande MLI sont :

- L'indice de modulation m :

$$m = \frac{f_m}{f_s}$$

Avec :

f_m : la fréquence de modulation (porteuse).

f_s : la fréquence des tensions de référence.

- Le coefficient de réglage r égal au rapport de l'amplitude de tension de référence à la valeur de crête $E/2$ de la porteuse :

$$r = \frac{V_{max}}{\left(\frac{E}{2}\right)}$$

La valeur maximale de la tension de phase à la sortie de l'onduleur vaut exactement :

$$V_{max} = r * \frac{E}{2}$$

Avec :

V_{max} : la valeur maximale de la tension de la porteuse.

1.19.2 Les avantages d'une commande MLI

- Obtenir les tensions de sortie proches de la forme sinusoïdale en agissant sur l'indice de modulation.
- Permettre un contrôle près de l'amplitude des tensions de sortie en agissant sur le coefficient de réglage.

1.20 Simulation de l'association MAS-onduleur

Le modèle Simulink représenté dans la figure (1.14) montre un onduleur triphasé à modulation de largeur d'impulsion (MLI) alimentant en tension une machine asynchrone triphasée. L'onduleur reçoit une tension d'entrée continue de $E=350V$, avec un coefficient de réglage $r=0.9$ et un indice de modulation $m=20$.

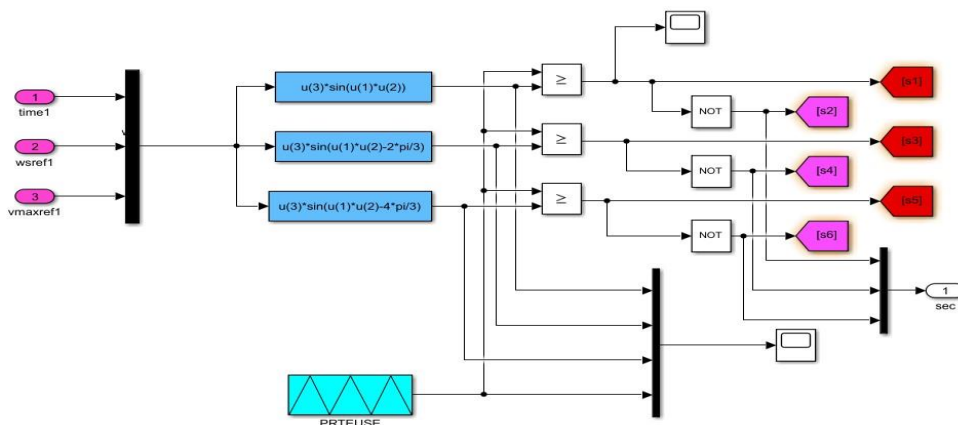


Figure 1. 11 modelé Simulink de la commande PWM.

Les résultats de simulation de la commande PWM sont représentés par les figures (1.12) et (1.13)

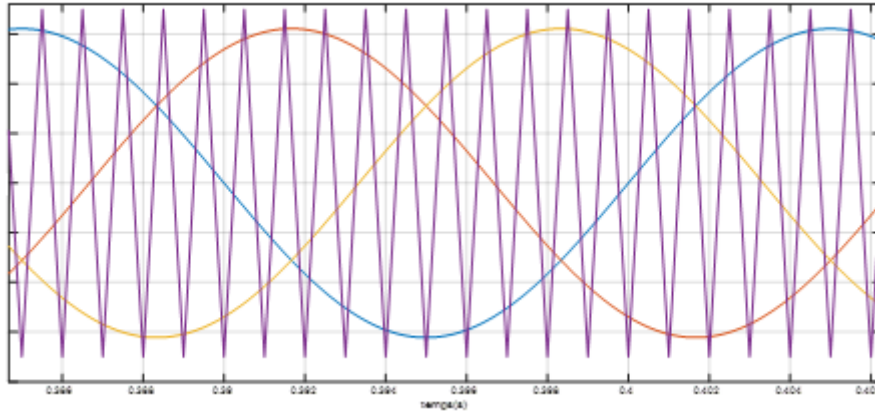


Figure 1.12 caractéristique de la tension triphasée avec la porteuse.

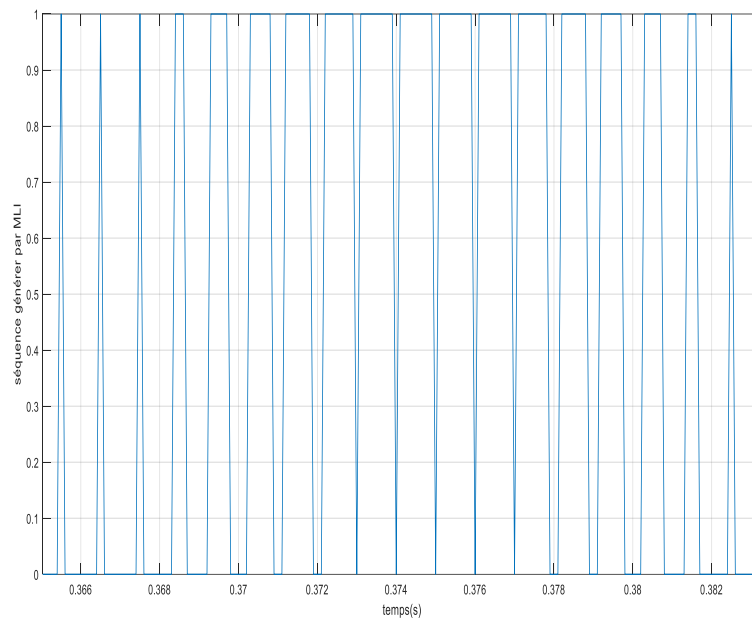


Figure 1.13 séquence générer par MLI.

Après un démarrage à vide, un couple de charge $C_r=3.8\text{CN/m}$ est appliqué à $t=1$ s. Les résultats obtenus sont représentés dans les figures suivantes : tensions générées par l'onduleur, la vitesse mécanique le couple électromagnétique, les courants statoriques et les flux rotoriques, comme indiqué dans les figures (1.15), (1.16), (1.17), (1.18) et (1.19).

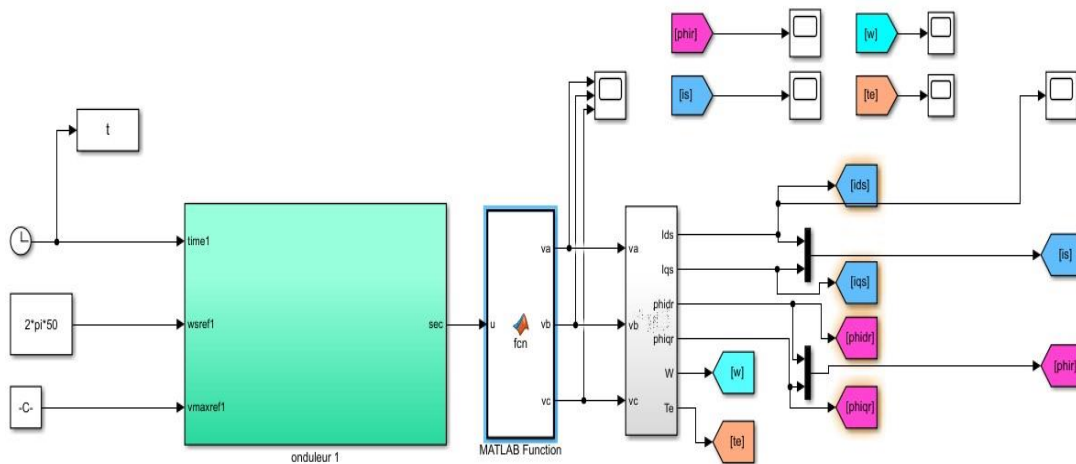


Figure 1.14 Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension par un onduleur MLI.

1.20.1 Résultats de simulation

Les résultats de la simulation de la MAS avec onduleur sont présentés par la suite, montrant les signaux de tensions de l'onduleur, la vitesse mécanique, le couple électromagnétique, les courants statoriques et les flux rotoriques.

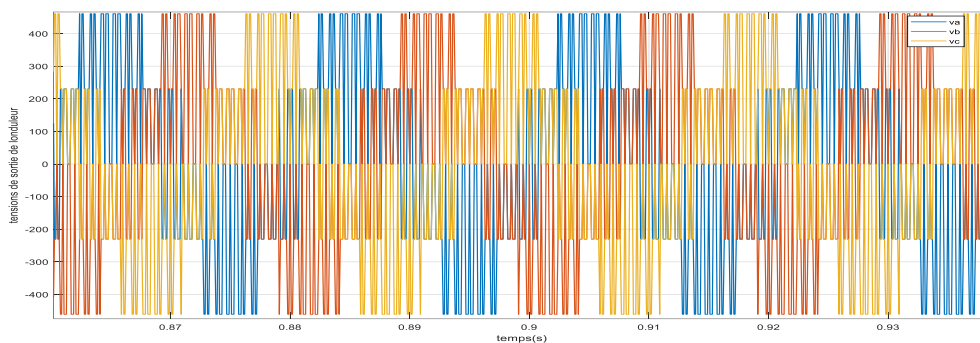


Figure 1.15 Tension générée par l'onduleur.

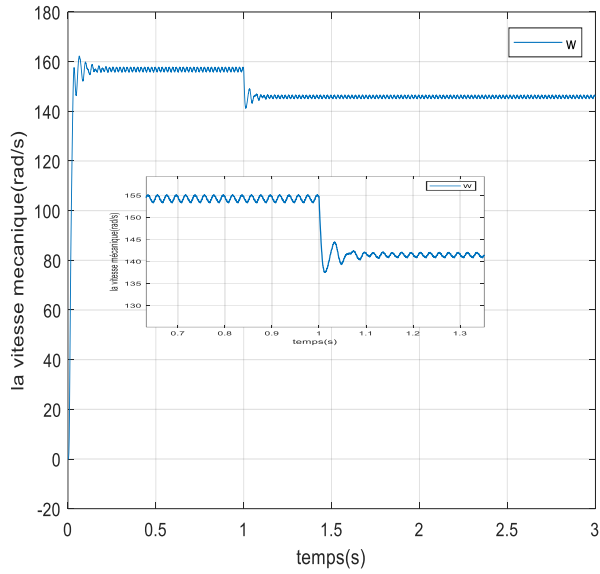


Figure 1.16 la vitesse mécanique Ω .

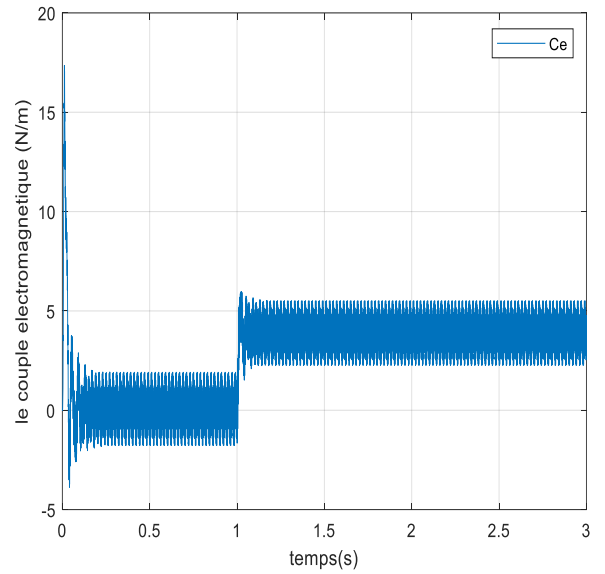


Figure 1.17 le couple électromagnétique C_e .

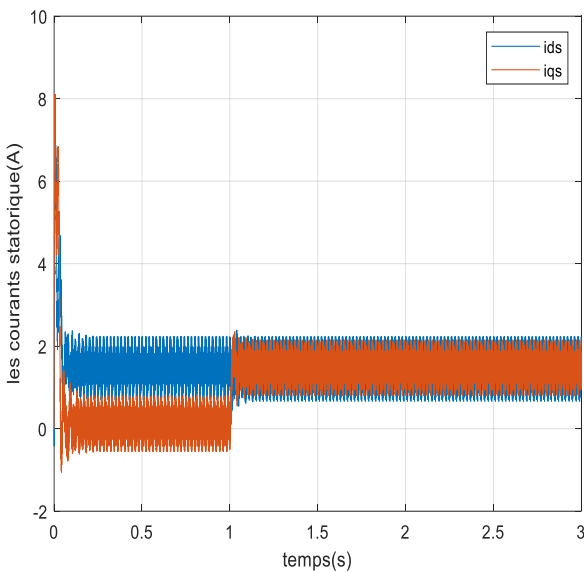


Figure 1.18 les courants statoriques I_{ds}, I_{qs} .

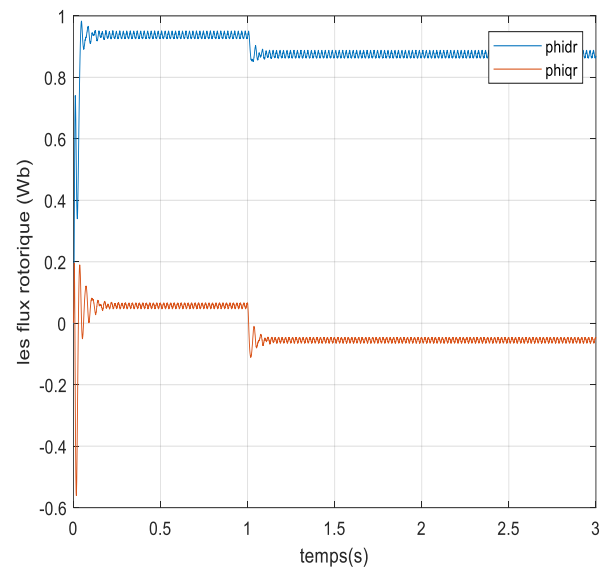


Figure 1.19 les flux rotoriques Φ_{dr}, Φ_{qr} .

1.20.2 L'interprétation des résultats

Lors du démarrage à vide, la courbe de vitesse (figure (1.16)) présente une augmentation presque linéaire, accompagnée de quelques oscillations initiales, jusqu'à atteindre sa valeur nominale de 157 rad/s. Par la suite, la vitesse se stabilise vers 0,2 s. L'introduction de la charge $C_r=3,8$ N/m à $t=1$ s entraîne une légère diminution de la vitesse, qui se stabilise aux alentours de 145 rad/s.

En ce qui concerne le couple figure (1.17), il atteint rapidement sa valeur de référence vers $t=0,01$ s lors du démarrage à vide. En régime transitoire, des oscillations significatives sont observées jusqu'à environ $t=1$ s, moment où le couple se stabilise à 5 N/m avec l'introduction de la charge $C_r=3,8$ N/m.

Initialement, les courants statoriques I_{ds} et I_{qs} figure (1.18) présentent un dépassement significatif avant de converger vers leurs valeurs nominales, accompagnés d'oscillations continues jusqu'à l'introduction de la charge à $t=1$ s. Le courant I_{ds} demeure relativement constant, tandis que I_{qs} présente une légère augmentation suivie d'oscillations continues.

Le flux rotorique figure (1.19) présente des oscillations importantes au démarrage à vide, atteignant Φ_{dr} environ à 0,9 Wb et Φ_{qr} à 0,065 Wb. Lors de l'application de la charge à $t=1$ s, une diminution de ces valeurs est observée vers leurs valeurs nominales, avec Φ_{dr} atteignant environ 0,88 Wb et Φ_{qr} à 0,06 Wb. Cette variation du flux confirme le couplage substantiel entre le flux et le couple électromagnétique.

1.21 Conclusion

En conclusion, cette étude offre une perspective approfondie sur la modélisation et la simulation du moteur asynchrone à cage, ainsi que sur les implications pratiques de l'utilisation de convertisseurs statiques dans son alimentation, soulignant l'importance de sélectionner soigneusement les paramètres pour assurer des performances optimales.

2 La commande vectorielle de la machine asynchrone

2.1 Introduction

Au cours des dernières décennies, la recherche académique et industrielle s'est concentrée sur le développement d'un contrôle pour les variateurs asynchrones, visant à atteindre un niveau similaire de performance à celui des moteurs à courant continu comme est montré dans la figure (2.1). Lors de cette commande, le flux et le couple, qui sont deux variables essentielles de réglage, sont découplés et contrôlés séparément, une idée introduite par BLASCHKE en 1971 sous le nom de « Commande Vectorielle ». On la nomme également Commande à Flux Orienté [5].

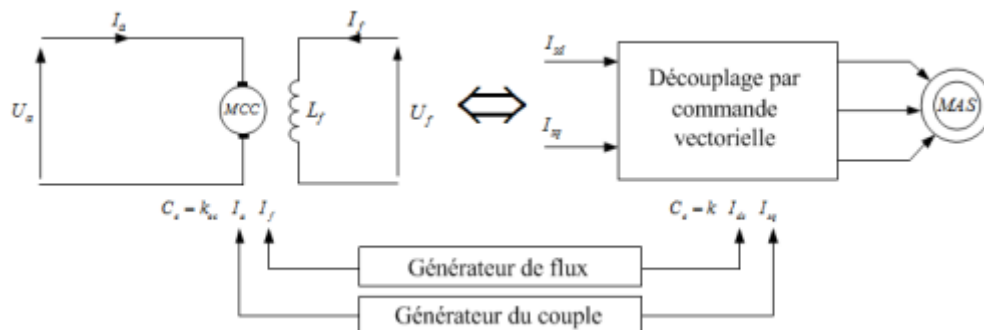


Figure 2. 1 Analogie entre la MAS et la machine à courant continu [5].

2.2 Principe de La commande vectorielle

La commande Vectorielle est une technique de contrôle classique pour l'entraînement des machines asynchrones. Il y a deux méthodes couramment employées. La première méthode indirecte a été proposée par Hasse, connue par IFOC (indirect Field oriented control). La deuxième méthode directe a été proposée par BLASCHKE, connue par DFOC (direct Field oriented control).

On effectue cette commande en se basant sur un modèle de la MAS lié au champ tournant, permettant d'avoir des valeurs constantes en régime permanent.

2.3 Commande Vectorielle Indirecte à Flux Rotorique Orienté (IRFOC)

La méthode indirecte implique de ne pas calculer l'amplitude du flux rotorique, mais plutôt d'utiliser directement l'amplitude de référence ϕ_{dr} . Cette méthode présente l'avantage de ne prendre en compte que des grandeurs de référence qui, par définition, ne sont pas bruitées[5].

2.3.1 Principe de la commande vectorielle indirecte

La mise en œuvre de la commande vectorielle à flux rotorique orienté repose sur l'orientation du repère tournant d-q, où l'axe d est aligné avec la direction du flux rotorique ϕ_r . Cette orientation conduit à l'annulation de la composante en quadrature du flux rotorique. ($\phi_{dr} = \phi_r, \phi_{qr} = 0$) comme indiqué dans la figure (2.2).

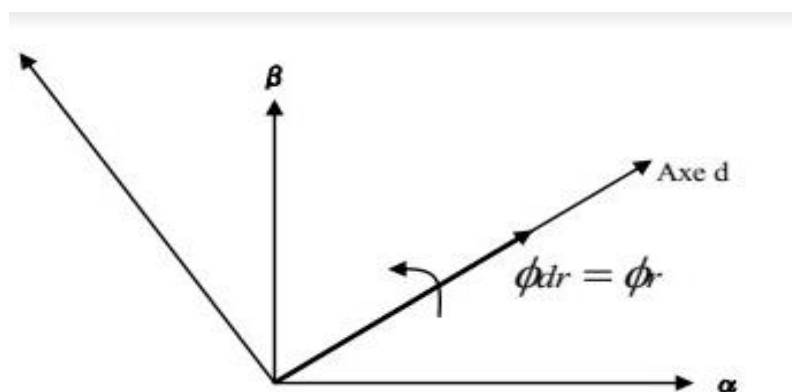


Figure 2. 2 Orientation du repère d-q.

Cette orientation assure que l'expression du couple (1.39) de la MAS dans le repère (d-q) devient analogue à celle d'une MCC à excitation séparée, comme le montre l'équation (2.1) ci-dessous :

$$C_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} I_{qs} \quad (2.1)$$

L'écriture des équations en utilisant la représentation d'état, (en posant $\dot{\theta}_{qr} = 0$), conduit au système (2.2) suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{ds} + w_s I_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \theta_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -w_s I_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{qs} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_r \frac{L_m}{L_r} \right) w \theta_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\theta_{dr}}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \theta_{dr} \\ j \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \end{array} \right. \quad (2.2)$$

Le schéma bloc de la Figure (2.3) illustre le principe de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension commandé en courant par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

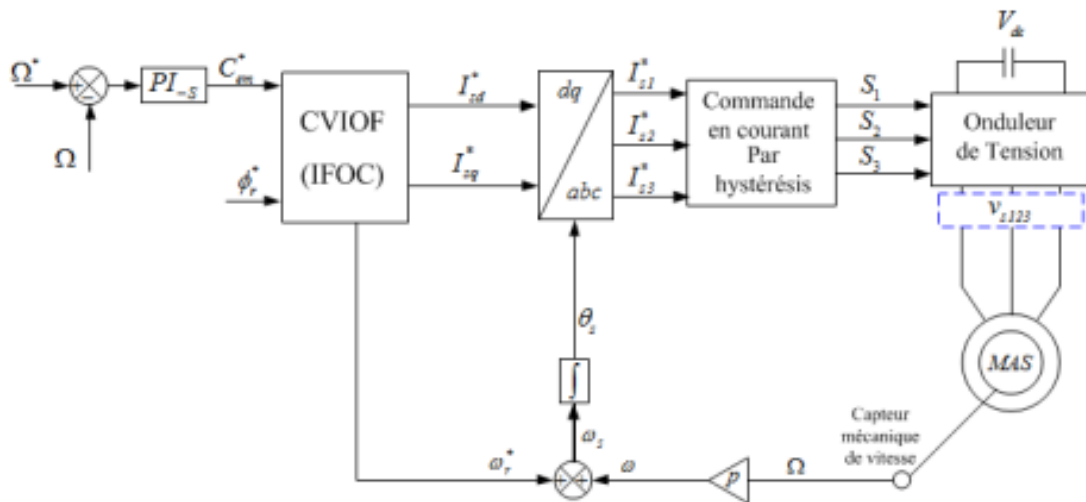


Figure 2. 3 Schéma de la commande vectorielle indirecte en courant par orientation du flux rotorique d'une MAS [5].

2.3.2 Expression des tension statoriques et rotoriques

D'après l'équation (1.20), Les tensions statoriques sont définies par l'équation (2.3).

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} - w_s \theta_{ds} + \frac{d}{dt} \theta_{ds} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + w_s \theta_{qs} + \frac{d}{dt} \theta_{qs} \end{array} \right. \quad (2.3)$$

Et à partir des équations (1.24) et (1.25), on a :

$$\begin{cases} \emptyset_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \emptyset_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\begin{cases} \emptyset_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \emptyset_{qr} = L_s I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (2.5)$$

A partir (2.4), on peut écrire :

$$I_{dr} = \frac{1}{L_r} (\emptyset_{dr} - L_m I_{ds}) \quad (2.6)$$

$$I_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} I_{qs} \quad (2.7)$$

Substituons (2.6) et (2.7) dans le (2.4), on aura :

$$\begin{cases} \emptyset_{ds} = L_s \sigma I_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \emptyset_{dr} \\ \emptyset_{qs} = L_s \sigma I_{qs} \end{cases} \quad (2.8)$$

Finalement,

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \sigma \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\emptyset_{dr}}{dt} - w_s L_s \sigma I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \sigma \frac{dI_{qs}}{dt} + w_s \frac{L_m}{L_r} \emptyset_{dr} + w_s L_s \sigma I_{ds} \end{cases} \quad (2.9)$$

Et Les équations rotoriques deviennent :

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\emptyset_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r I_{qr} + w_r \emptyset_{dr} \end{cases} \quad (2.10)$$

2.3.3 Loi de commande vectorielle indirecte (IFOC) :

A partir de l'expression du couple (2.1), le courant I_{qs}^* est donné par l'équation (2.11).

$$I_{qs}^* = \frac{2L_r}{3\Phi_r^* L_m} C_e^* \quad (2.11)$$

Avec :

C_e^* : est le couple de référence calculé par le régulateur de vitesse.

La pulsation statorique s'exprime par :

$$w_s = w + w_r \quad (2.12)$$

Avec :

$$w = p\Omega \quad (2.13)$$

Et d'après (2.10), on a :

$$w_r = \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\Phi_{dr}} \quad (2.14)$$

Avec :

T_r : la constante de temps rotorique. ; $T_r = \frac{L_r}{R_r}$

Dans le cas de la commande vectorielle indirecte, le flux rotorique Φ_{dr} est considéré égale a sa valeur de référence Φ_r^* , C'est à dire :

$$w_r = \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}^*}{\Phi_r^*} \quad (2.15)$$

Finalement, substituons (2.3) et (2.15) dans l'équation (2.12) :

$$w_s = p\Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}^*}{\Phi_r^*} \quad (2.16)$$

Par ailleurs, on aussi d'après (2.10) :

$$\frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -R_r I_{dr} \quad (2.17)$$

Substituons (2.6) dans (2.10), on obtient l'équation (2.18).

$$\frac{d\phi_{dr}}{dt} + \frac{1}{T_r} \phi_{dr} = \frac{1}{T_r} L_m I_{ds} \quad (2.18)$$

Les grandeurs électrique (flux et courant) convergent rapidement vers leurs valeurs de référence

$$\phi_r^* = L_m I_{ds}^* \quad (2.19)$$

Substituons (2.19) dans (2.16) on aura l'équation (2.20).

$$w_s = p\Omega + \frac{1}{T_r} \frac{I_{qs}^*}{I_{ds}^*} \quad (2.20)$$

Donc d'après les équations (2.1), (2.19) et (2.20) le système d'équations de la loi de commande IFOC sont comme suit (2.21) :

$$\begin{cases} I_{qs}^* = \frac{2L_r}{3\phi_r^* L_m} C_e^* \\ I_{ds}^* = \frac{\phi_r^*}{L_m} \\ w_r = \frac{I_{qs}^*}{T_r I_{ds}^*} \end{cases} \quad (2.21)$$

D'après ce système d'équations, il est évident que le couple est principalement contrôlé par le courant statorique I_{qs} , tandis que le flux rotorique est principalement contrôlé par le courant statorique I_{ds} . Il y a donc un découplage partiel entre le flux et le couple, comme illustré dans la figure (2.4).

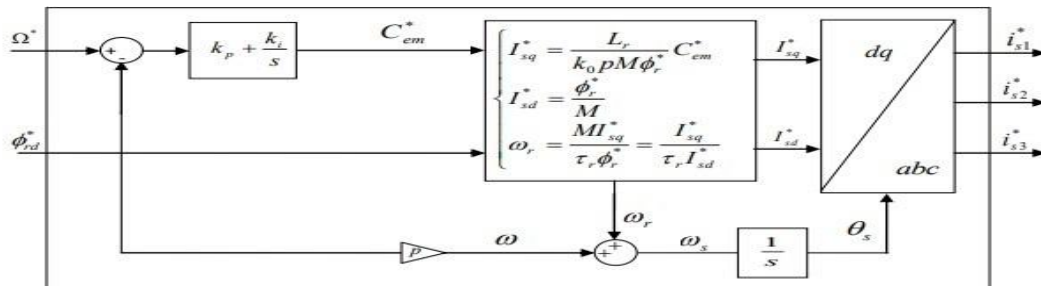


Figure 2. 4 Schéma de principe de la construction des courants de références statoriques par la loi de commande [6].

2.3.4 Bloc de défluxage :

Au cours des tests de variation de vitesse, on a donc employé le défluxage, qui donne un flux constant pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale, et déçoit pour des vitesses supérieures à cette vitesse.[7]

La fonction de défluxage qui impose la consigne de flux Φ suit le profil de figure (2.5) :

$$\Phi_r = \Phi_{r \text{ nom}} \quad \text{Si} \quad |\Omega_r| \leq \Omega_{r \text{ nom}}$$

$$\Phi_r = 0 \quad \text{Si} \quad |\Omega_r| > \Omega_{r \text{ nom}}$$

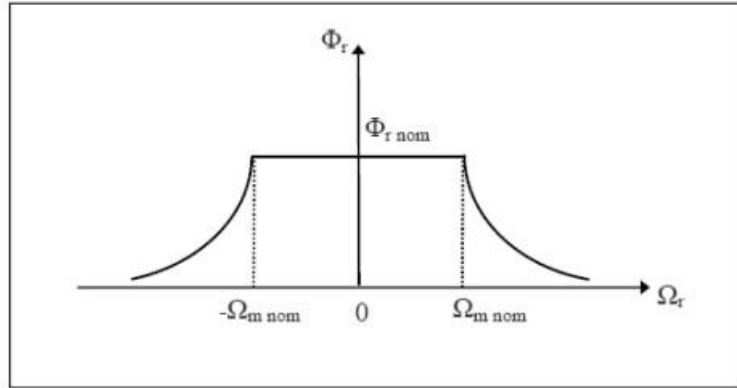


Figure 2.5 profil de flux rotorique de défluxage.

Avec :

$\Phi_{r \text{ nom}}$: flux rotorique nominale.

$\Omega_{r \text{ nom}}$: vitesse mécanique nominale.

2.3.5 Principes de découplage

A partir de model d'état (1.1), on a :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + L_s \sigma \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - w_s L_s \sigma I_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_s \sigma \frac{dI_{qs}}{dt} + w_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} + w_s L_s \sigma I_{ds} \end{cases} \quad (2.22)$$

En utilisant l'hypothèse de Hasse ces équations s'expriment dans le domaine de Laplace par :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + sL_s \sigma) I_{ds} - w_s L_s \sigma I_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + sL_s \sigma) I_{qs} + w_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr}^* + w_s L_s \sigma I_{ds} \end{cases} \quad (2.23)$$

On pose :

$$\begin{cases} e_{ds} = w_s L_s \sigma I_{qs} \\ e_{qs} = w_s \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr}^* + w_s L_s \sigma I_{ds} \end{cases} \quad (2.24)$$

Ce qui permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_{ds} + e_{ds} = (R_s + SL_s\sigma)I_{ds} \\ V_{qs} - e_{qs} = (R_s + SL_s\sigma)I_{qs} \end{cases} \quad (2.25)$$

Finalement :

$$\begin{cases} I_{ds} = \frac{1}{(R_s + SL_s\sigma)} (V_{ds} + e_{ds}) \\ I_{qs} = \frac{1}{(R_s + SL_s\sigma)} (V_{qs} + e_{qs}) \end{cases} \quad (2.26)$$

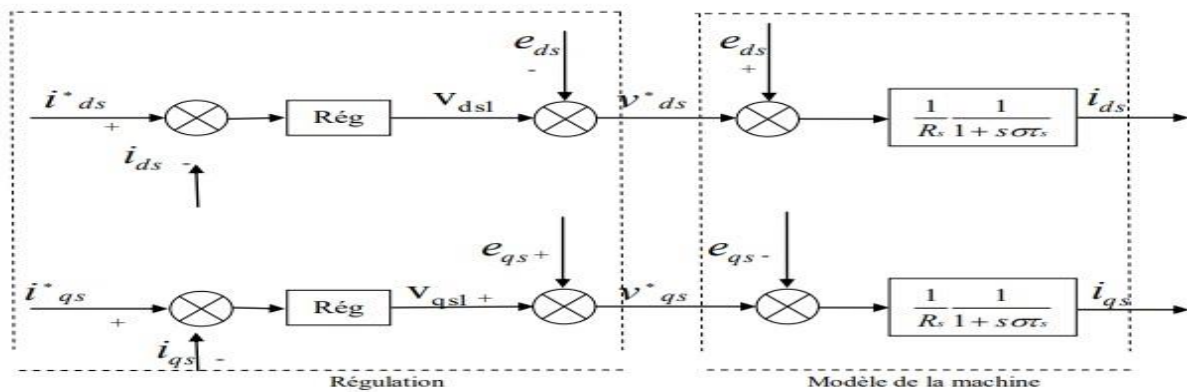


Figure 2. 6 Découplage par compensation

2.3.6 Calcul des régulateurs

Dans cette partie on va faire le calcul des régulateurs de la vitesse et des courants.

2.3.6.1 Régulateur de vitesse

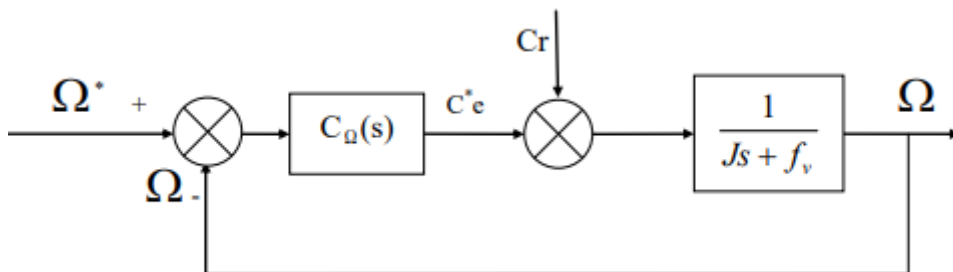


Figure 2. 7 Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert de régulateur PI de vitesse est calculée par la méthode de placement des pôles :

$$C_{\Omega}(s) = K_{P\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \quad (2.27)$$

La relation entre la sortie Ω et le signal C_e^* est :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_v} (C_e^* - C_r) \quad (2.28)$$

$$C_e^* = \left(K_{P\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) \quad (2.29)$$

Donc :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_v} \left(K_{P\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{Js + f_v} C_r \quad (2.30)$$

Finalement, la Fonction de Transfer du système en boucle fermée (FTBF) est :

$$\Omega = \frac{\frac{K_{i\Omega}}{K_{P\Omega}} S + 1}{\frac{J}{K_{i\Omega}} S^2 + \frac{(f_v + K_{P\Omega})}{K_{i\Omega}} S + 1} \Omega^* - \frac{S}{Js^2 + (Js + f_v) + K_{i\Omega}} C_r \quad (2.31)$$

La fonction de transfert désirée d'un système de 2ème ordre désiré est comme suit :

$$G_s(s) = \frac{K}{\frac{J}{w_n^2} S^2 + 2 \frac{\xi}{w_n} S + 1} \quad (2.32)$$

Avec :

ξ : le coefficient d'amortissement.

w_n : la pulsation naturelle du système de 2ème ordre.

Par identification de l'équation caractéristique la FTBF avec celle du système désiré, on trouve :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{J}{w_n^2} \\ \frac{(f_v + K_{P\Omega})}{K_{i\Omega}} = 2 \frac{\xi}{w_n} \end{cases} \quad (2.33)$$

Donc :

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = Jw_n^2 \\ K_{P\Omega} = \left(2\frac{\xi}{w_n}K_{i\Omega}\right) - f_v \end{cases} \quad (2.34)$$

Avec :

$$w_n = \frac{4}{\xi t_{r5\%}}$$

2.3.6.2 Régulateurs de courant :

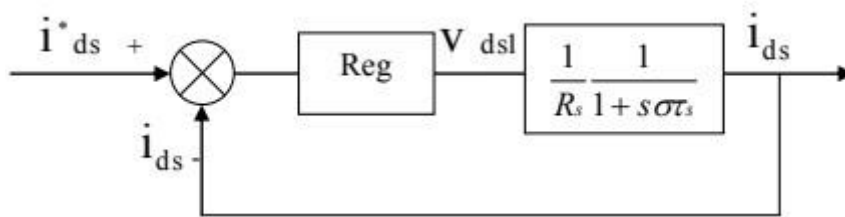


Figure 2. 8 Schéma fonctionnel de régulation.

La fonction de transfert de régulateur PI de courant est calculée par la méthode de placement des pôles est donnée par :

$$C_i(s) = K_{Pi} + \frac{K_{ii}}{s} \quad (2.35)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) du système est donc :

$$\begin{aligned} \text{FTBO}(s) &= \left(K_{Pi} + \frac{K_{ii}}{s}\right) \frac{1}{R_S + s\sigma L_S} \\ \text{FTBO}(s) &= K_{Pi} \left(1 + \frac{K_{ii}}{K_{Pi}}\right) \frac{1}{s} \frac{\frac{1}{\sigma L_S}}{\frac{R_S}{\sigma L_S} + s} \end{aligned} \quad (2.36)$$

Par compensation de pôles:

$$\frac{R_S}{\sigma L_S} = \frac{K_{ii}}{K_{Pi}} \quad (2.37)$$

Sa donne, la fonction de transfert de la boucle ouverte :

$$\text{FTBO}(s) = \frac{K_P}{s\sigma L_S} \quad (2.38)$$

La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) du système est donc :

$$FTBF(S) = \frac{\frac{K_{Pi}}{S\sigma L_s}}{1 + \frac{K_{Pi}}{S\sigma L_s}} = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_s}{K_{Pi}} S} \quad (2.39)$$

La forme canonique de La fonction de transfert d'un système désiré de 1^{ier} ordre est :

$$G_s(S) = \frac{K}{1 + T_i S}$$

Par identification de l'équation caractéristique du de la FTBF avec celle du système désiré, on trouve :

$$\begin{cases} \frac{\sigma L_s}{K_{Pi}} = T_i \\ \frac{K_{ii}}{K_{Pi}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \end{cases} \quad (2.40)$$

Donc :

$$\begin{cases} K_{Pi} = \frac{\sigma L_s}{T_i} \\ K_{ii} = \frac{R_s}{T_i} \end{cases} \quad (2.41)$$

2.3.7 Simulation de la commande vectorielle indirecte (IFOC) de la MAS

Les simulations proposées sont réalisées sous MATLAB/SIMULINK. Le lancement de la simulation nécessite la prise en compte des procédures suivantes :

- Définition des paramètres de simulation dans SIMULINK. Nous avons travaillé avec l'algorithme d'intégration « Runge-Kutta 4 », qui donne les meilleurs résultats pour notre application.
- Le pas d'intégration a été fixé à 1×10^{-4} .

Avec l'application de couple de charge $C_r=3.8N/m$ à l'instant $t=1s$, (figure (2.9)).

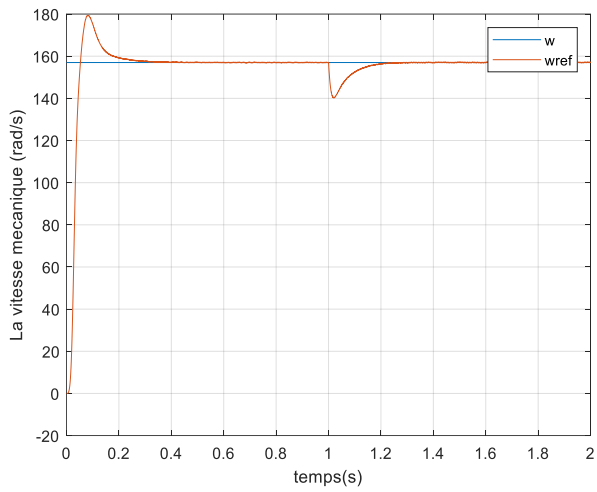


Figure 2. 10 la vitesse mécanique W sans variation de vitesse.

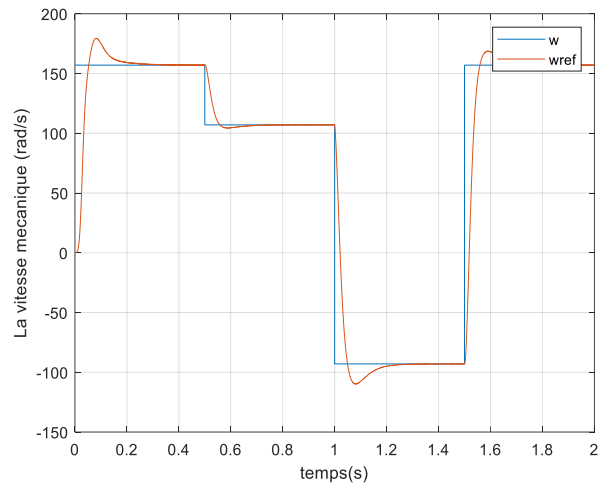


Figure 2. 11 la vitesse mécanique W avec variation de vitesse.

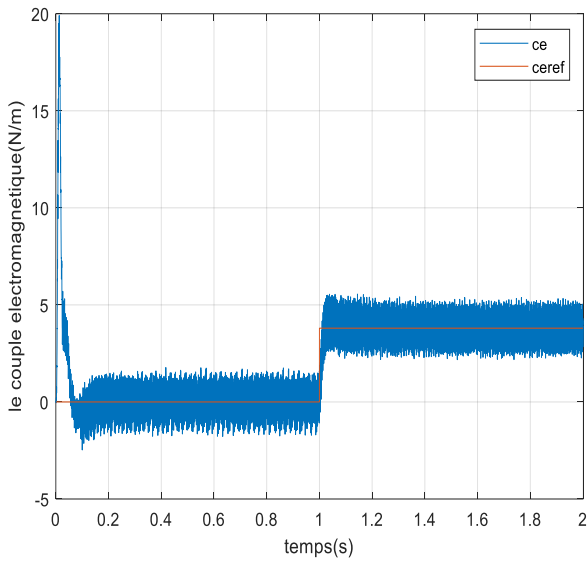


Figure 2. 12 le couple magnétique C_e sans variation de vitesse.

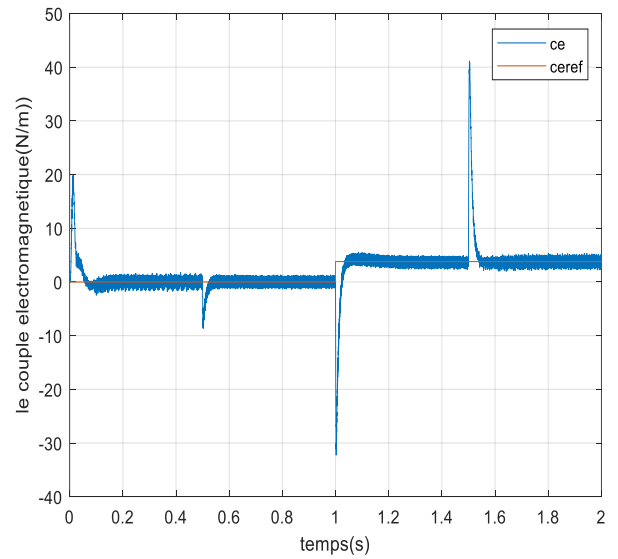


Figure 2. 13 le couple magnétique C_e avec variation de vitesse

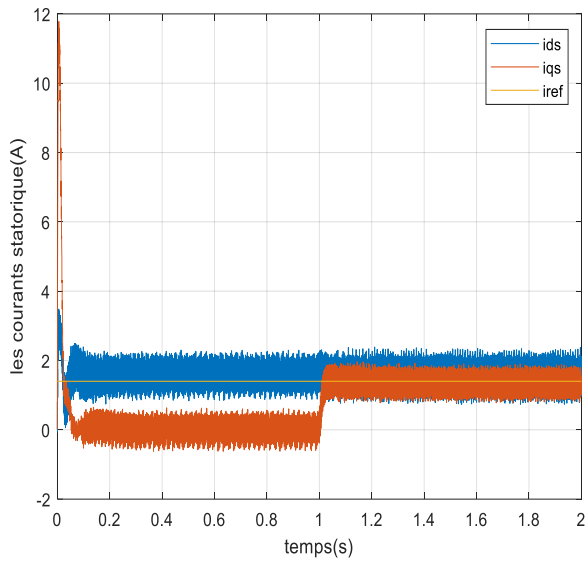


Figure 2. 14 les courants statoriques I_{ds}, I_{qs} sans variation de vitesse.

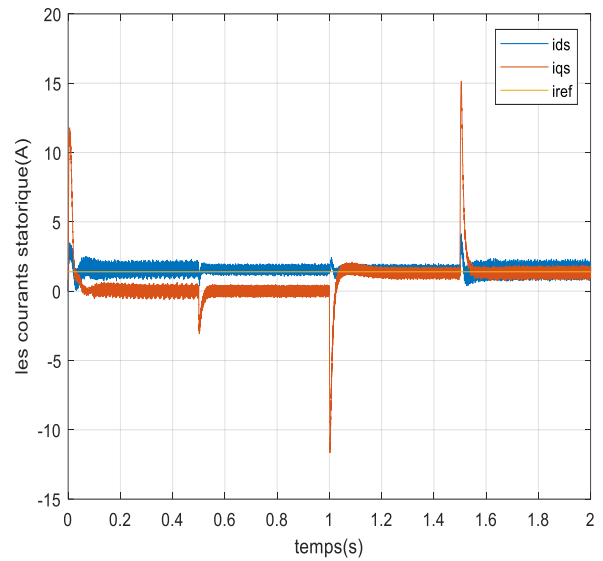


Figure 2. 15 les courants statoriques I_{ds}, I_{qs} avec variation de vitesse.

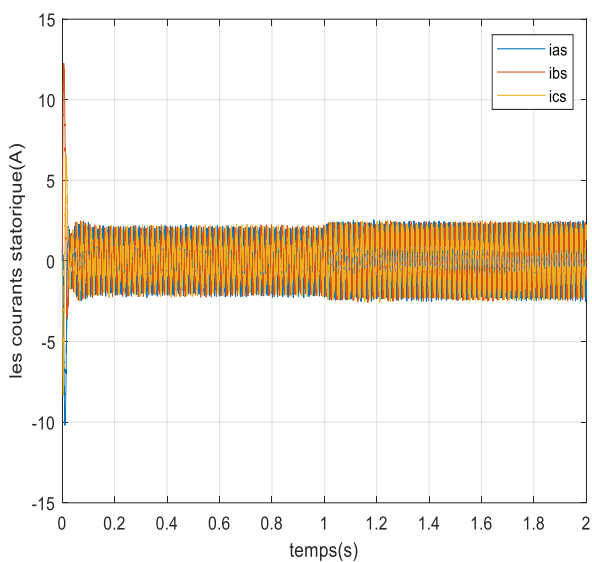


Figure 2. 16 les courants statoriques I_{as}, I_{bs}, I_{cs} variation de vitesse.

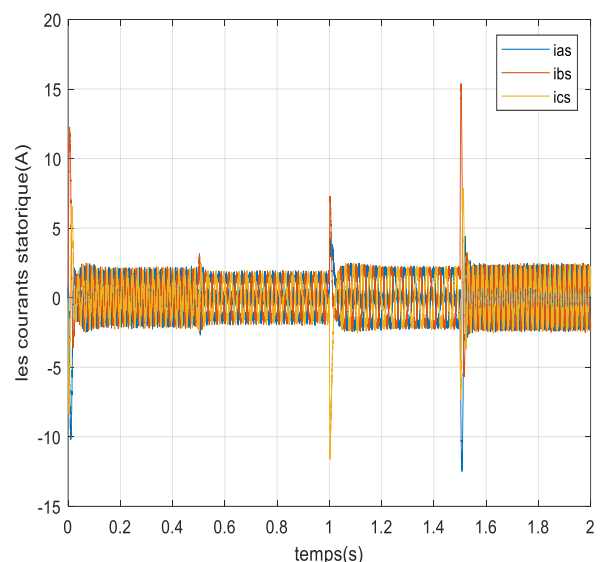


Figure 2. 17 les courants statoriques I_{as}, I_{bs}, I_{cs} variation de vitesse.

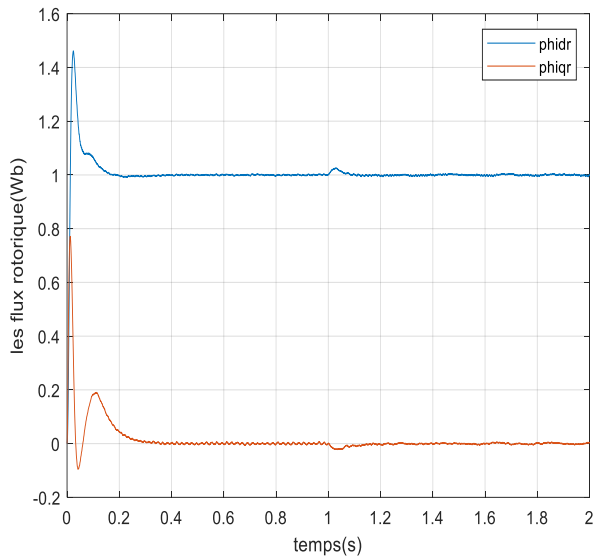


Figure 2. 18 les flux rotoriques $\varnothing_{dr}, \varnothing_{qr}$ sans variation de vitesse.

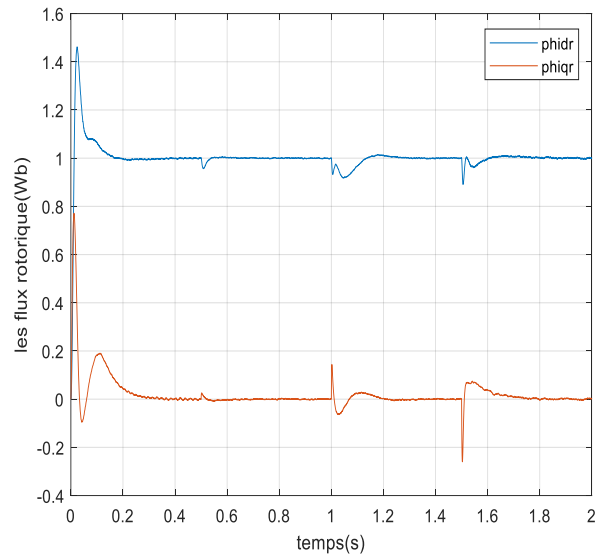


Figure 2. 19 les flux rotoriques $\varnothing_{dr}, \varnothing_{qr}$ avec variation de vitesse.

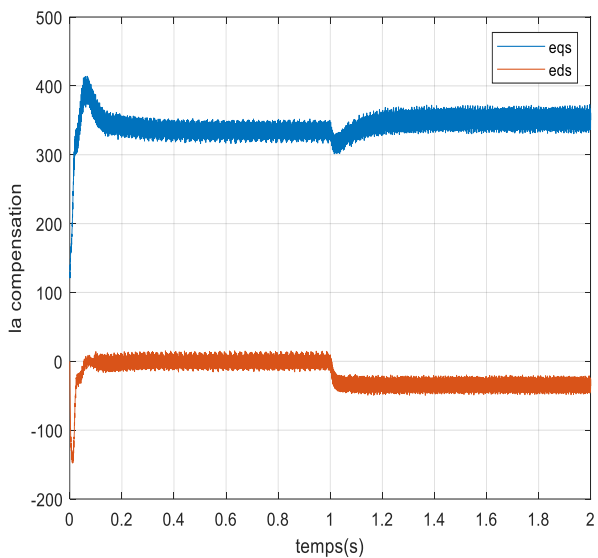


Figure 2. 20 signaux de découplage e_{ds}, e_{qs} sans variation de vitesse.

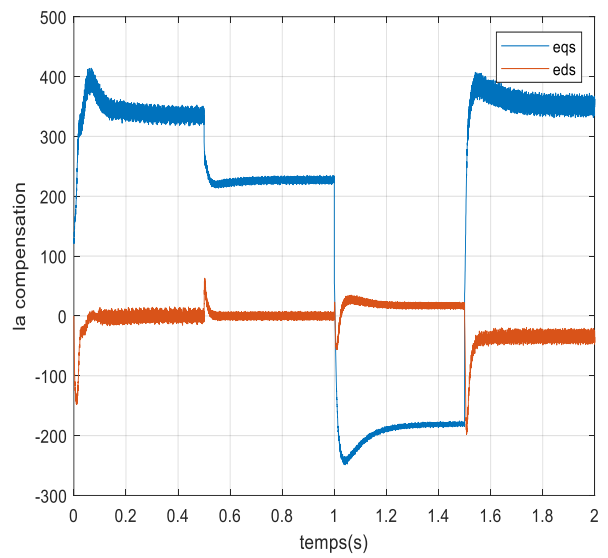


Figure 2. 21 signaux de découplage e_{ds}, e_{qs} avec variation de vitesse.

2.4 La commande vectorielle directe de la machine asynchrone

La figure (2.22) présente le schéma de principe de la commande vectorielle directe, où le flux et le couple sont régulés. La rétroaction du flux provient soit d'un capteur de flux rotorique intégré directement dans la machine (nécessitant donc une construction adaptée de la machine pour incorporer ce capteur), soit d'un estimateur du module de flux utilisant les mesures des tensions ou des courants statoriques.

On contrôle la vitesse en utilisant la boucle externe du bloc. Le couple électromagnétique de référence est fourni par la sortie de son régulateur. Cette boucle interne est accompagnée d'une boucle de régulation des flux. On calcule le flux de référence en utilisant la vitesse de référence mécanique.

Les caractéristiques des interrupteurs de l'onduleur et la surcharge de la machine sont prises en compte pour limiter le couple et les deux tensions V_{ds} et V_{qs} . La commande MLI de l'onduleur est basée sur les trois tensions à la sortie du bloc de transformation de Park inverse, qui sont considérées comme des grandeurs de commande [8].

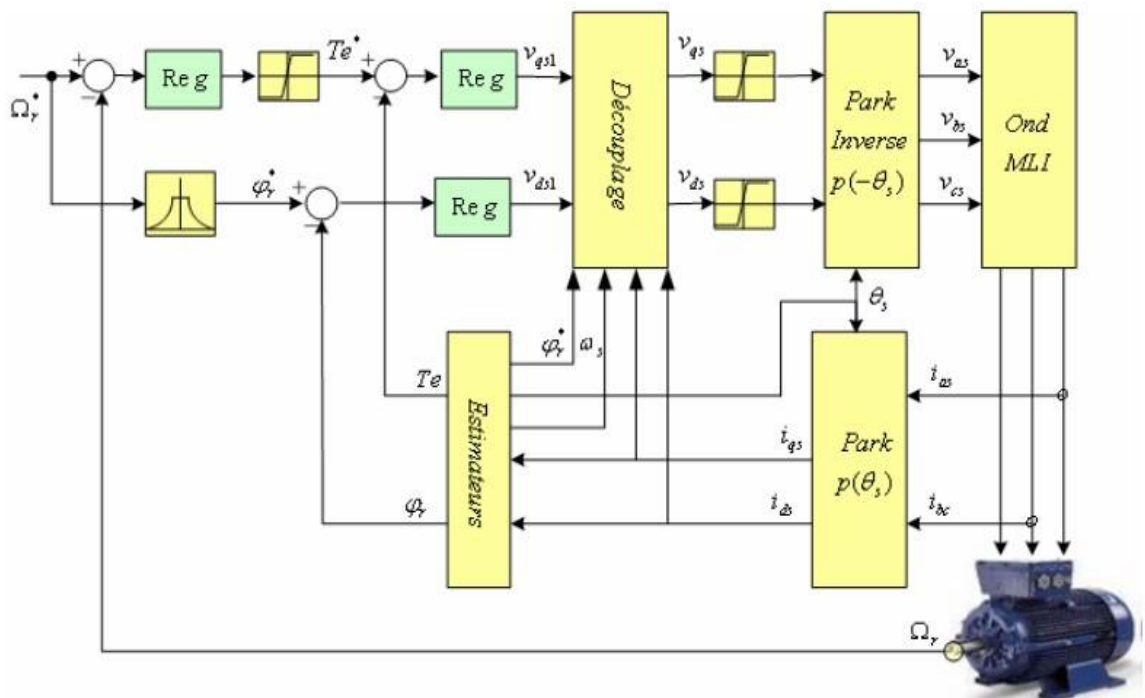


Figure 2. 22 Schéma de principe de la commande vectorielle directe [6].

Le modèle de la machine dans le repère lié au champ tournant avec ($w_s = w + w_{s1}$) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{ds} + w_s I_{qs} + \frac{1}{L_m T_r} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \emptyset_{dr} + \frac{1}{L_m} \frac{1-\sigma}{\sigma} w \emptyset_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -w_s I_{ds} + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) I_{qs} - \frac{1}{L_m} \frac{1-\sigma}{\sigma} w \emptyset_{dr} + \frac{1}{L_m T_r} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma}\right) \emptyset_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d\emptyset_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \emptyset_{dr} + w_{sl} \emptyset_{qr} \\ \frac{d\emptyset_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{qs} - \frac{1}{T_r} \emptyset_{qr} - w_{sl} \emptyset_{dr} \\ j \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v \Omega \end{array} \right. \quad (2.42)$$

On a, dans La commande vectorielle avec orientation du flux rotorique ($\emptyset_{dr} = \emptyset_r, \emptyset_{qr} = 0$),
et avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad (2.43)$$

On peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{ds} + w_s I_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \emptyset_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -w_s I_{ds} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{qs} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_r \frac{L_m}{L_r} \right) w \emptyset_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ T_r \frac{d\emptyset_r}{dt} + \emptyset_r = L_m I_{ds} \\ \frac{L_m}{T_r} I_{qs} = w_{sl} \emptyset_{dr} \end{array} \right. \quad (2.44)$$

2.4.1 Estimateurs utilisés pour la DFOC de la MAS

A partir de modelé d'état (2.44), on a :

$$\emptyset_r = \frac{L_m}{(T_r S + 1)} I_{ds} \quad (2.45)$$

Avec :

$$w_s = w + w_{sl} \quad (2.46)$$

Ce qui permet d'écrire :

$$w_s = p\Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{qs}}{\widehat{\Phi}_r} \quad (2.47)$$

Et finalement, pour le couple estimé :

$$C_e = \frac{3\widehat{\Phi}_r L_m}{2L_r} I_{qs} \quad (2.48)$$

Les blocs d'estimations du flux rotorique du couple et de θ_s , sont présentés dans la figure (2.23).

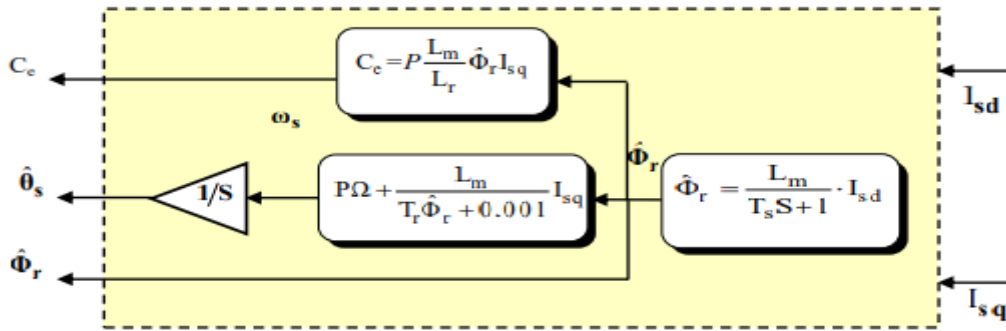


Figure 2. 23 bloc d'estimation [6].

2.4.2 Principe de découplage par compensation

Les tensions V_{ds}, V_{qs} s'expriment par :

$$\begin{cases} V_{ds} = \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{ds} - \sigma L_s w_s I_{qs} - \left(R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \Phi_{dr} \\ V_{qs} = \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{qs} + \sigma L_s w_s I_{ds} + w \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (2.49)$$

Ces équations s'expriment dans le domaine de Laplace par :

$$\begin{cases} V_{ds} = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} + S\sigma L_s \right) I_{ds} - \sigma L_s w_s I_{qs} - \left(R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \Phi_{dr} \\ V_{qs} = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} + S\sigma L_s \right) I_{qs} + \sigma L_s w_s I_{ds} + w \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (2.50)$$

On pose :

$$\begin{cases} e_{ds} = \sigma L_s w_s I_{qs} + \left(R_r \frac{L_m}{L_r^2} \right) \Phi_{dr} \\ e_{qs} = -\sigma L_s w_s I_{ds} - w \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (2.51)$$

Ce qui permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds1} - e_{ds} \\ V_{qs} = V_{qs1} - e_{qs} \end{cases} \quad (2.52)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds1} = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} + S\sigma L_s \right) I_{ds} \\ V_{qs1} = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} + S\sigma L_s \right) I_{qs} \end{cases} \quad (2.53)$$

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons la reconstruction donnée par la figure (2.24).

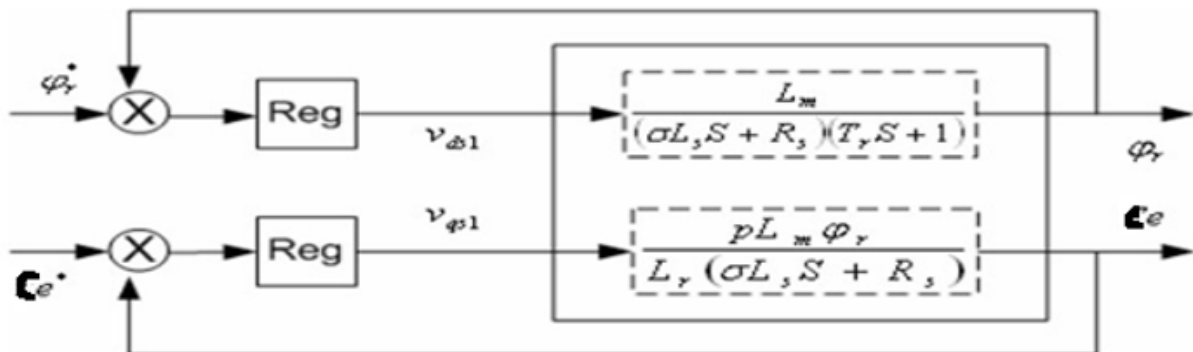


Figure 2. 24 Représentation du découplage par régulation de flux et du couple.

Lorsque le flux est en fonction de courant I_{ds} , et la couple est en fonction de courant I_{qs} on peut aussi représenter le découplage par le bloc suivant (figure (2.25)).

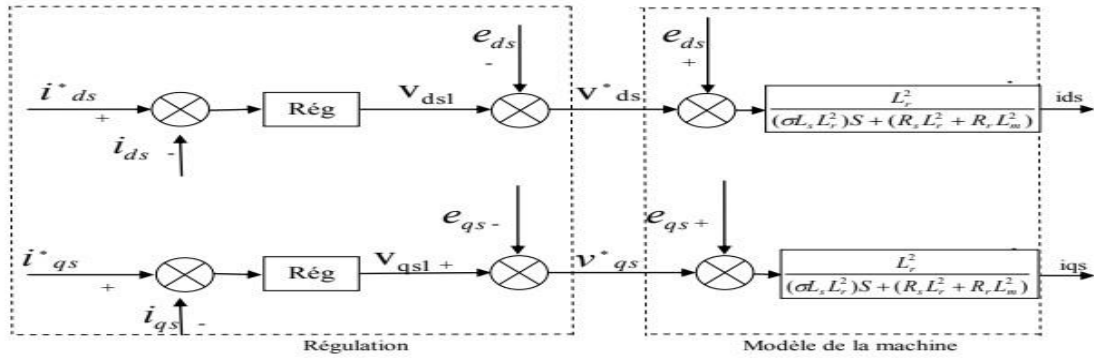


Figure 2. 25 Représentation du découplage par régulation des courants.

2.4.3 Calcul des régulateurs

Dans cette partie on va faire le calcul des régulateurs de la couple et de flux.

2.4.3.1 Régulateur de couple

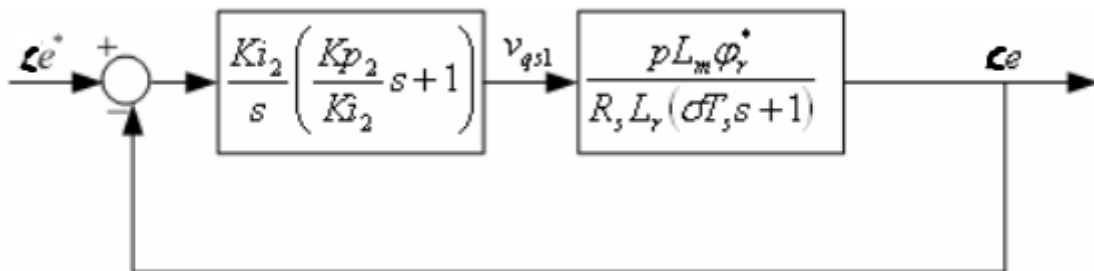


Figure 2. 26 Schéma de la régulation du couple.

La Fonction de Transfer du système en boucle ouverte (FTBO) est donnée par :

$$FTBO(S) = \frac{K_i}{S} \left(\frac{K_p}{K_i} S + 1 \right) \frac{pL_m \phi_r^*}{R_r L_r (\sigma T_s S + 1)} \quad (2.31)$$

En compensant le pôle de dominateur par zéro par régulateur, nous obtenons :

$$\frac{K_p}{K_i} = \sigma T_s \quad (2.32)$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) :

$$FTBF(S) = \frac{1}{\frac{R_s L_r}{K_i p L_m \phi_r^*} S + 1} \quad (2.56)$$

En identifiant avec la forme canonique du premier ordre :

$$F(S) = \frac{1}{1 + T_0 S} \quad (2.33)$$

Par identification d'équations (2.56) et (2.57), on a :

$$T_0 = \frac{R_s L_r}{K_i p L_m \phi_r^*} \quad (2.34)$$

Finalement :

$$\begin{cases} K_i = \frac{R_s L_r}{T_0 p L_m \phi_r^*} \\ K_p = \frac{\sigma R_s L_r}{T_0 p L_m \phi_r^*} \end{cases} \quad (2.59)$$

2.4.3.2 Régulateur du flux

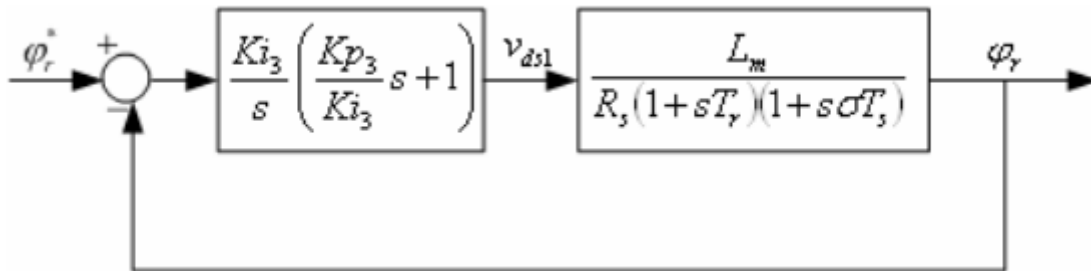


Figure 2. 27 Schéma de la régulation du flux.

La fonction de transfert en boucle ouverte :

$$FTBO(S) = \frac{K_i}{S} \left(\frac{K_p}{K_i} S + 1 \right) \frac{L_m}{R_s(1 + S T_r)(1 + S T_s)} \quad (2.60)$$

La fonction de transfert en boucle fermée :

$$FTBF(S) = \frac{\frac{k_{i3}L_m}{\sigma L_s}}{S^2 + \frac{1}{\sigma T_s}S + \frac{k_{i3}L_m}{\sigma L_s}} \quad (2.35)$$

Cette équation a la forme canonique :

$$F_s(s) = \frac{w_0^2}{S^2 + 2\xi w_0 S + w_0^2} \quad (2.36)$$

Par identification (2.61) et (2.62), on obtient :

$$\begin{cases} w_0^2 = \frac{K_{i3}L_m}{\sigma L_s} \\ 2\xi w_0 = \frac{1}{\sigma T_s} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} w_0^2 = \frac{K_{i3}L_m}{\sigma L_s} \\ 4\xi^2 w_0^2 = \frac{1}{\sigma^2 T_s^2} \end{cases} \Rightarrow 4\xi^2 \frac{K_{i3}L_m}{\sigma L_s} = \frac{1}{\sigma^2 T_s^2}$$

Finalement :

$$\begin{cases} K_i = \frac{R_s}{4\xi^2 \sigma T_s L_m} \\ K_p = \frac{T_r R_s}{4\xi^2 L_m T_s} \end{cases} \quad (2.63)$$

2.4.4 Simulation de la commande vectorielle directe (DFOC)

2.4.4.1 Simulation DFOC avec régulation de couple et de flux

Ce modèle Simulink illustre l'application de la commande vectorielle DFOC à la MAS.

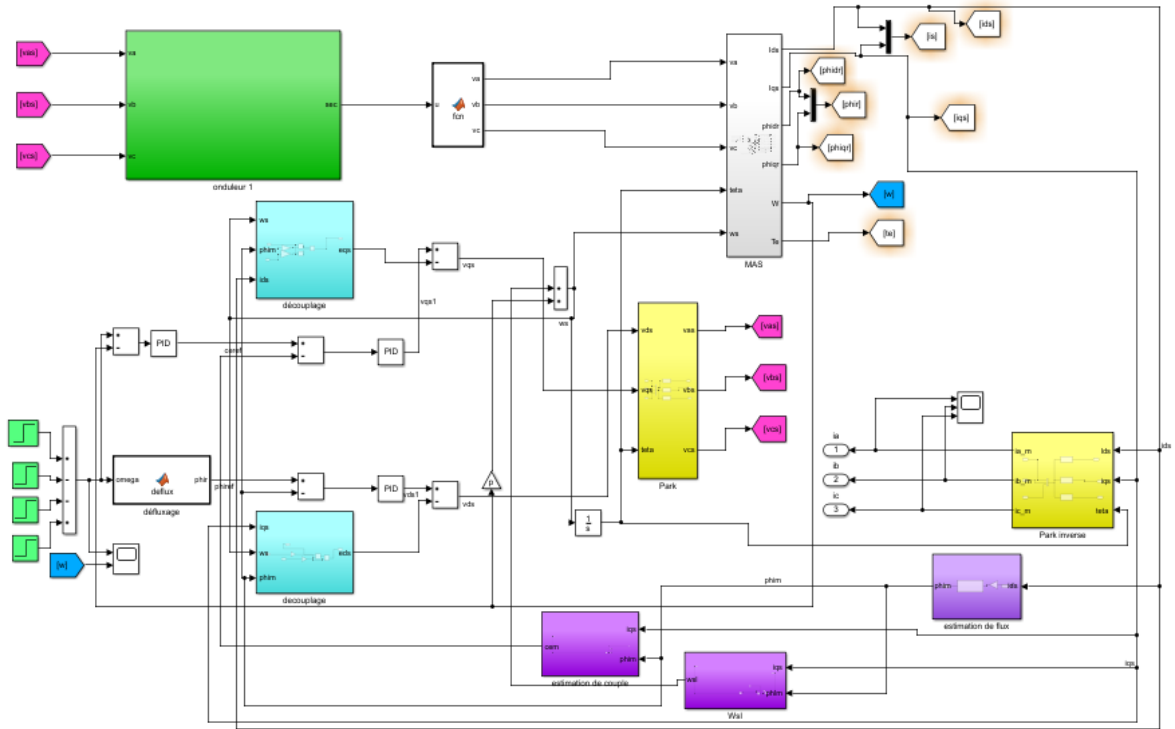


Figure 2.28 Simulation DFOC avec régulation de flux et du couple.

2.4.4.2 Simulation DFOC avec régulation de couple et de flux

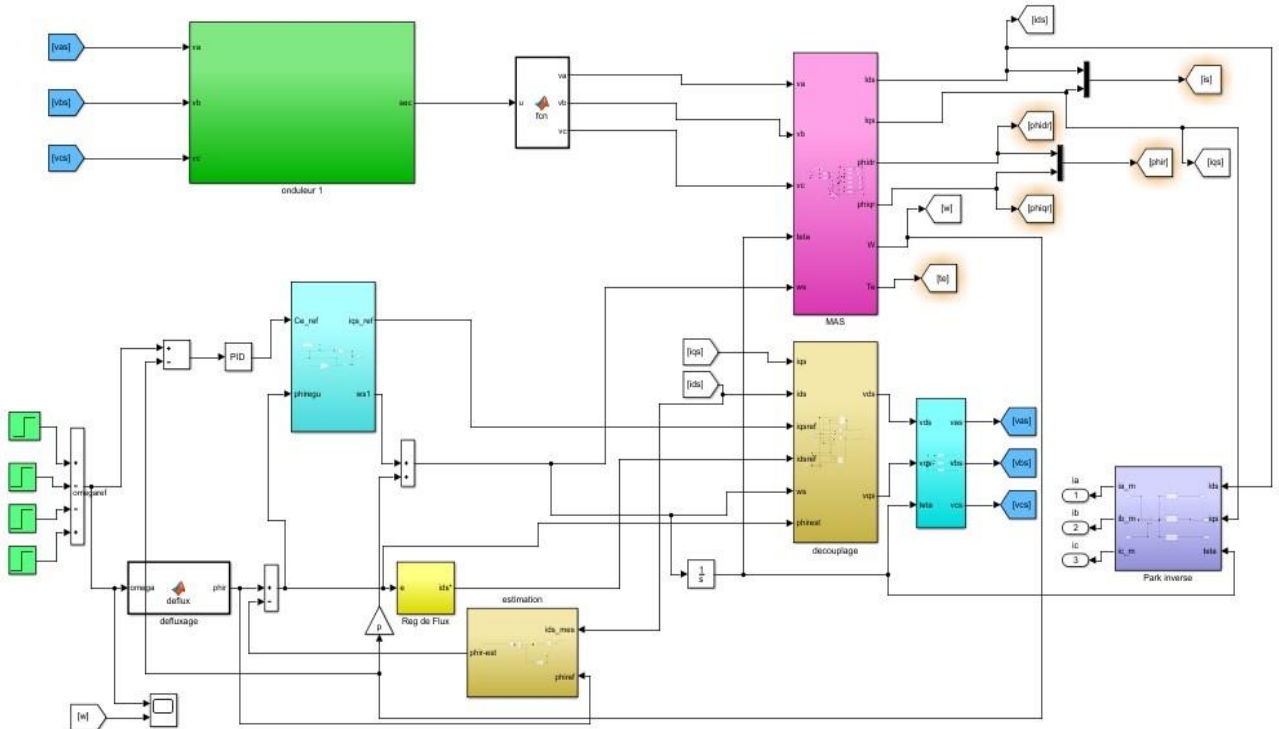


Figure 2.29 Simulation DFOC avec régulation des courants.

2.4.4.3 Résultats de simulation

La simulation de la MAS (commande vectorielle DFOC) sera soumise à une exposition à vide avant d'être chargée. Une modification de la vitesse de référence est ensuite appliquée. Enfin, nous étudierons les répercussions d'une modification de la direction de l'accélération mécanique.

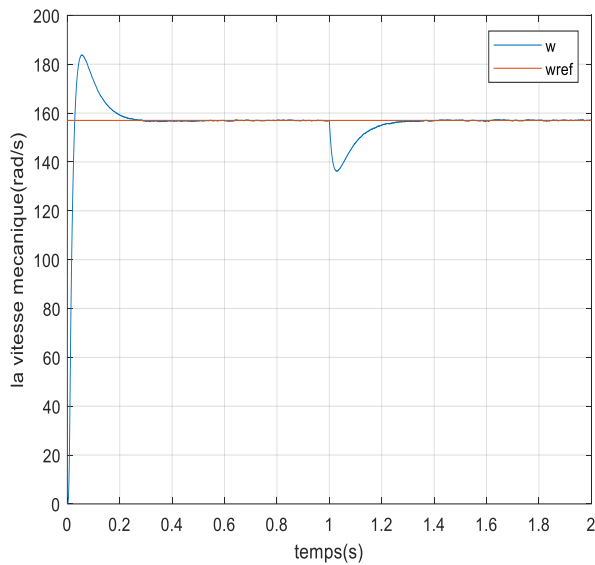


Figure 2. 30 la vitesse mécanique Ω sans variation de vitesse.

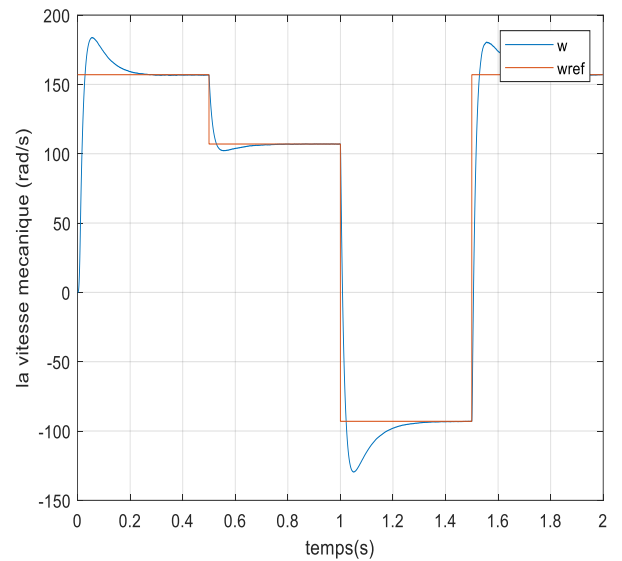


Figure 2. 31 la vitesse mécanique Ω avec variation de vitesse.

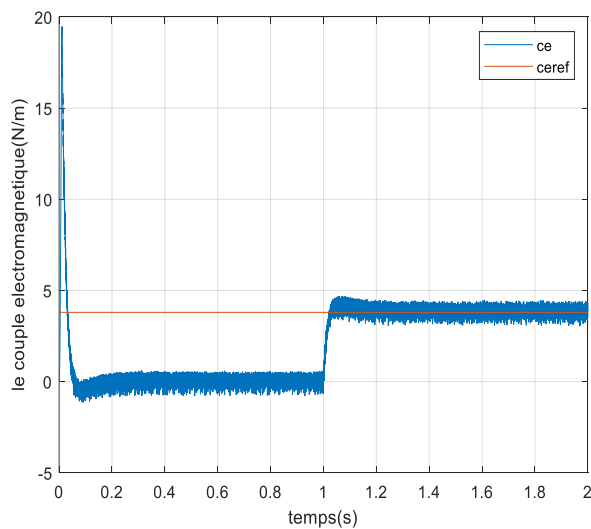


Figure 2. 32 le couple magnétique C_e sans variation de vitesse.

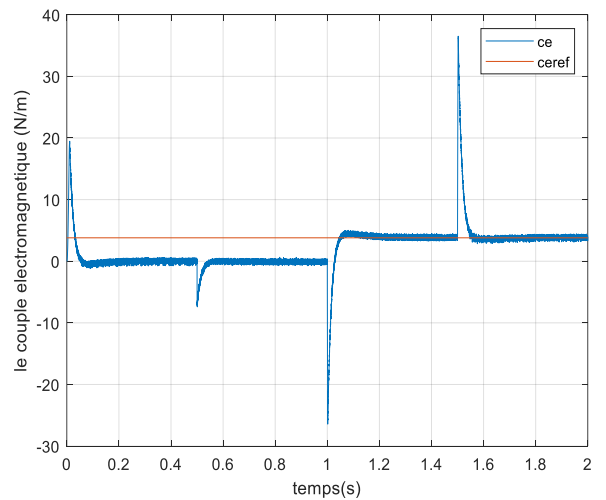


Figure 2. 33 le couple magnétique C_e avec variation de vitesse.

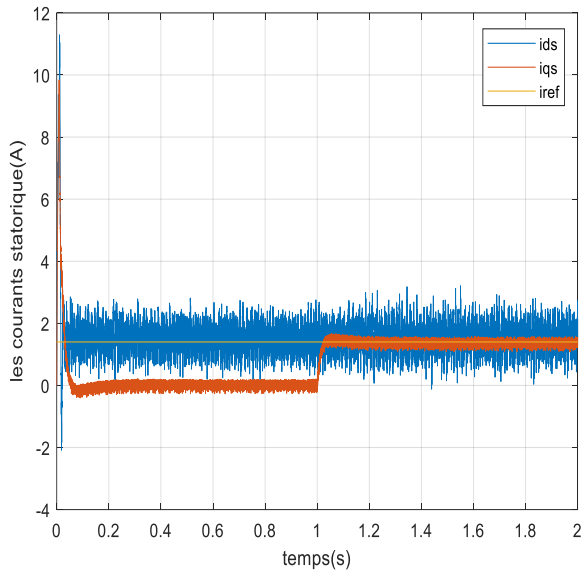


Figure 2. 34 les courants statoriques I_{ds}, I_{qs} sans variation de vitesse.

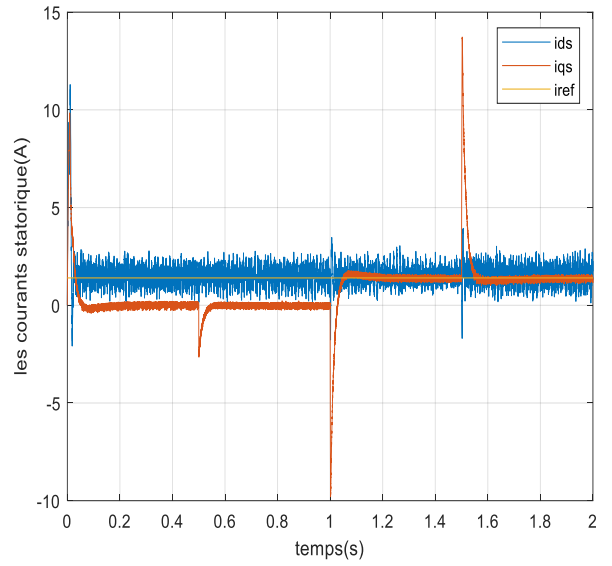


Figure 2. 35 les courants statoriques I_{ds}, I_{qs} avec variation de vitesse.

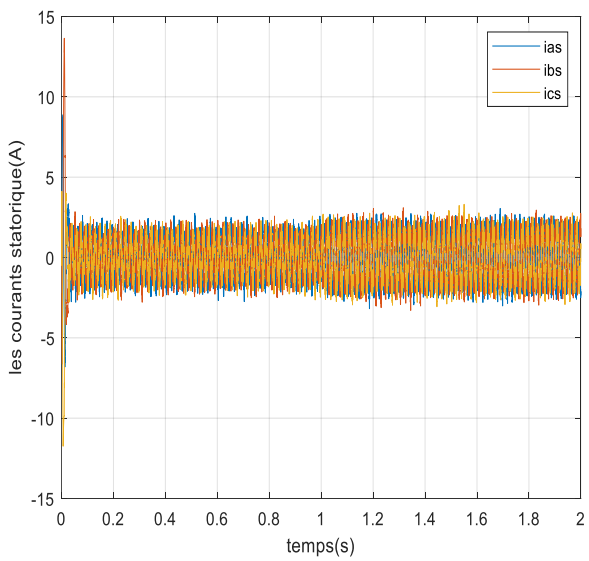


Figure 2. 36 les courants statoriques I_{as}, I_{bs}, I_{cs} variation de vitesse.

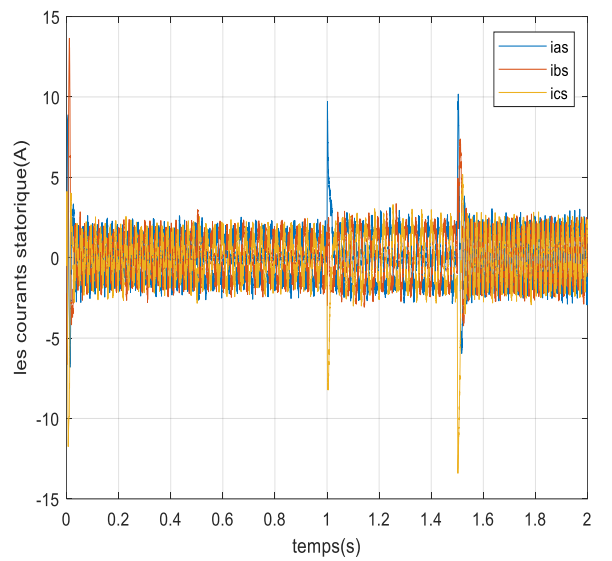


Figure 2. 37 les courants I_{as}, I_{bs}, I_{cs} avec variation de vitesse.

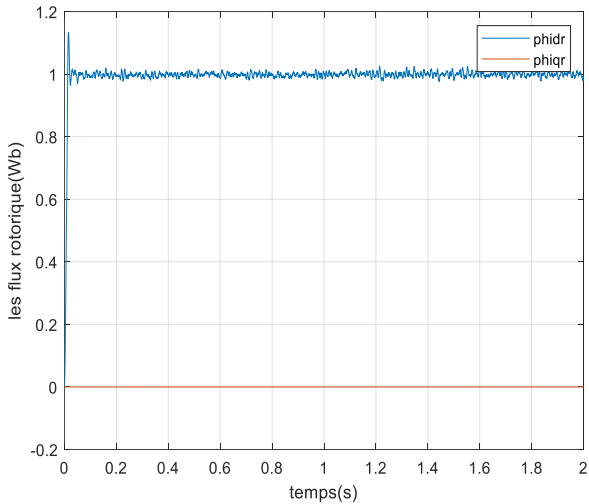


Figure 2. 38 les flux rotoriques ϕ_{dr}, ϕ_{qr} sans variation de vitesse.

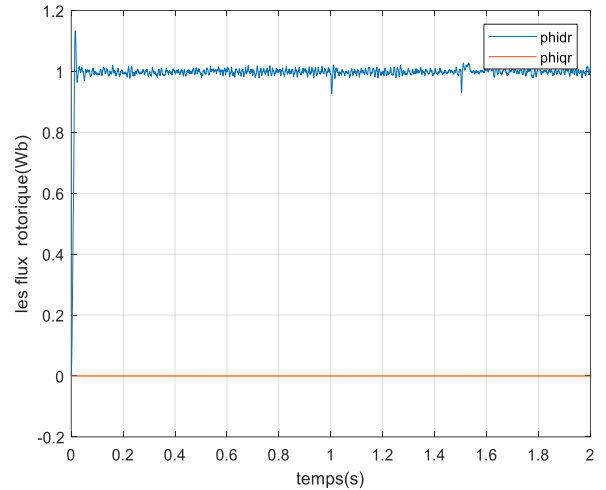


Figure 2. 39 les flux rotoriques ϕ_{dr}, ϕ_{qr} avec variation de vitesse.

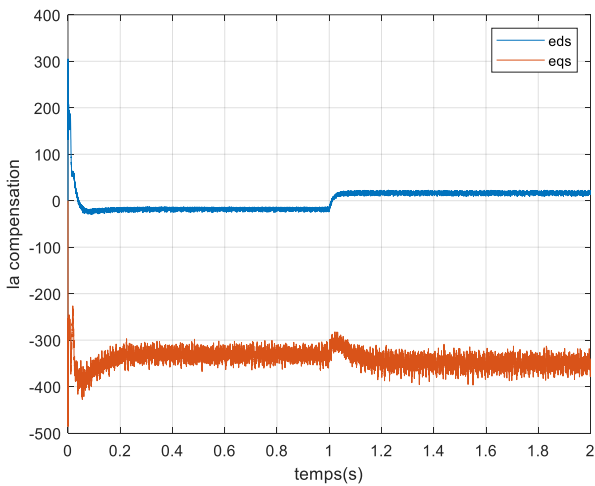


Figure 2. 40 signaux de compensation e_{ds}, e_{qs} sans variation de vitesse.

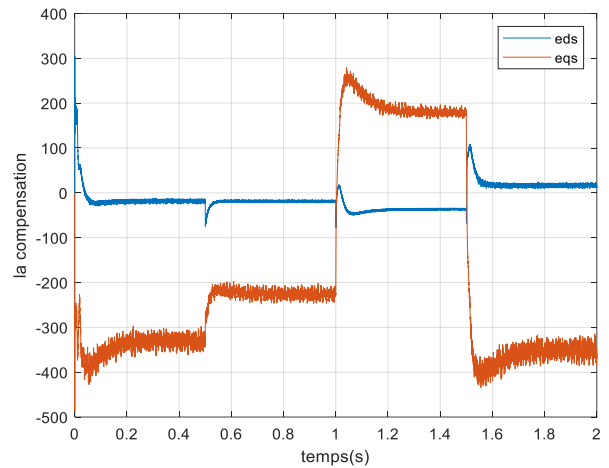


Figure 2. 41 signaux de compensation e_{ds}, e_{qs} variation de vitesse.

2.4.5 Interprétation des résultats

Cas de consigne de vitesse constante :

Lors du démarrage la vitesse du moteur connaît une phase d'accélération brusque, suivie d'une stabilisation progressive vers sa valeur de consigne de 157 rad/s. À $t=1s$, l'introduction de la charge induit une baisse transitoire de la vitesse, qui se rétablit ensuite progressivement vers sa valeur de référence cela est illustré sur la figure (2.10). Un comportement similaire est

observé pour la commande DFOC, comme indiqué dans la figure (2.30). Les régulateurs des courants et de vitesse ont permis un bon suivi de référence.

Le couple électromagnétique tel que représenté sur la figure (2.12) manifeste un dépassement initial significatif avant de se stabiliser autour de zéro, jusqu'à l'application de la charge à $t=1s$. Par la suite, une augmentation notable est observée, convergent vers la valeur de $3.8 N/m$; pour le DFOC on observe une bonne régulation (figure (2.32)).

Pour le flux rotorique (cas de la commande IFOC) \varnothing_{dr} (figure (2.18)), il présente un dépassement initial significatif, atteignant environ $1,2 Wb$, avant de se stabiliser autour de $1 Wb$ (fonctionnement normale de la MAS). Une légère diminution est observée lors de l'application de la charge à $t = 1s$. En revanche, avec la commande DFOC, \varnothing_{dr} se stabilise rapidement autour de $1 Wb$ comme est indiqué dans la figure (2.38). Concernant \varnothing_{qr} , il reste à zéro pour la commande DFOC, tandis que pour l'IFOC, une légère diminution est observée à $t=1 s$. c'est l'effet de régulateur du flux.

Les courants dans la commande indirecte I_{ds} et I_{qs} (figure (2.14)) sont relativement stables, avec de légères oscillations jusqu'à environ $1s$, où ils augmentent brusquement pour se stabiliser à leur valeur de référence. Les oscillations initiales des courants I_{ds} et I_{qs} pour la commande DFOC (figure (2.34)) sont également similaires. Les courants statoriques triphasés I_{abcs} (figure 2.36) montrent des oscillations de forte amplitude au démarrage, puis atteignent leurs valeurs finales rapidement. À $t=1s$, lors de l'application de la charge, on observe une augmentation des courants puis ils se stabilisent à une valeur constante.

Les signaux de compensation e_{ds} et e_{qs} démontrent un découplage efficace entre le couple électromagnétique et les flux, permettant une compensation appropriée. Par exemple, en cas de diminution du flux, la compensation e_{ds} augmente le courant I_{ds} pour ajuster le flux, et vice versa. De même, en présence d'une diminution du couple, la compensation augmente le courant I_{ds} pour maintenir le couple électromagnétique.

Les signaux de compensation e_{ds} et e_{qs} montrent des comportements distincts entre l'IFOC et le DFOC. Pour l'IFOC (figure (2.20)), e_{ds} oscille autour de 0 et diminue légèrement lors de l'application de la charge. En revanche, pour le DFOC (figure (2.40)), e_{ds} est négatif et

augmente légèrement à $t = 1\text{ s}$ avant de revenir à sa valeur initiale. Le signal e_{ds} est positif et diminue légèrement après l'application de la charge, puis reprend sa valeur initiale.

Les résultats de simulation ont démontré que le régulateur de flux rotorique orienté d'une machine à induction est très efficace pour améliorer le comportement dynamique du couple et de la vitesse.

L'Influence de la variation du couple de charge et de l'inversion de la vitesse :

Au début, la vitesse mécanique représentée dans la figure (2.11), Ω oscille autour de 157 rad/s, tout comme la vitesse de référence Ω_{ref} . À 0,5 secondes, la vitesse de référence Ω_{ref} diminue brusquement à environ 50 rad/s, suivie par la vitesse mécanique Ω avec un léger décalage et des oscillations. Vers 1 seconde, Ω_{ref} chute à -150 rad/s, provoquant une réponse similaire mais retardée de Ω avec des oscillations accrues. A $t=1.5\text{ s}$ Ω_{ref} remonte brusquement à 157 rad/s et Ω suit cette remontée avec des oscillations avant de se stabiliser progressivement.

Le couple électromagnétique représenté dans la figure (2.12) C_e reste stable et presque nul jusqu'à 0,7 secondes, après des ondulations apparaissent et augmentent significativement, surtout après 1,0 seconde et 1,4 secondes. La courbe de référence $C_{e\text{ref}}$ suit ces variations. Les flux Φ_{dr} et Φ_{qr} illustrées dans la figure (2.19) présentent des fluctuations initiales durant les 0,2 premières secondes avant de se stabiliser. Ils sont affectés par des perturbations mineures autour de 0,5 et 1 secondes. Le flux Φ_{dr} reste positif, tandis que Φ_{qr} devient négatif après le premier transitoire.

Les courants statoriques (I_{abc}) représentées dans la figure (2.17) montrent des oscillations de forte amplitude au démarrage, correspondant à leur ajustement rapide aux valeurs constants. Des perturbations périodiques apparaissent ensuite à des intervalles de 0,5, 1, et 1,5 secondes, causant des brèves augmentations de l'amplitude des courants avant un retour à la stabilité. Les courants i_{ds} et i_{qs} données par la figure (2.15) débutent à une valeur initiale au temps $t=0$, indiquant un point de départ du système de contrôle. De 0 à 0,8 secondes, ils restent stables avec quelques oscillations. À 0,8 secondes, une chute notable de i_q et une réponse correspondante de i_{di} indiquent une perturbation. Entre 0,8 et 1,2 secondes, le système se rétablit, et après 1,4 secondes, les courants se stabilisent de nouveau.

Les signaux e_{ds} et e_{qs} illustrées dans la figure (2.21) varient de manière significative à 0,7 et 1,1 secondes respectivement, avec e_{qs} montrant des variations plus rapides et importantes. Après ces perturbations, e_{qs} revient à sa valeur initiale, tandis que e_{ds} se stabilise à une valeur inférieure. Ces observations montrent comment les différentes variables du système réagissent et se stabilisent après des perturbations de la vitesse de référence.

2.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait le développement mathématique des deux commandes vectorielles directe et indirecte. La synthèse des régulateurs est effectuée ; des simulations de ces commandes ont montré comment les différentes grandeurs électromagnétiques de la MAS commandée par onduleur réagissent aux variations de la vitesse de référence. La connaissance de l'évolution des signaux de la MAS dans le cas sain sera utilisée afin de prévoir l'apparition d'un déséquilibre de type défaut de court-circuit dans la suite de ce travail.

3 Analyse de la MAS dans le cas de court-circuit

3.1 Introduction

Le rôle des machines asynchrones, en particulier des moteurs asynchrones, est crucial dans la conversion de l'énergie électromécanique. En raison de sa facilité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa solidité et de ses coûts de fabrication abordables. Cependant, ces machines sont de plus en plus exposées à des stresses auxquelles elles sont vulnérables. Certaines applications des moteurs asynchrones ne sont pas compatibles avec les pannes imprévues. Les moteurs peuvent être responsables de ces pannes, qu'elles soient d'origine mécanique (excentricité du rotor) ou électrique (court-circuit du bobinage statorique, rupture de barre ou d'anneau, cassure de dents...) [9].

Dans ce chapitre, nous examinons la modélisation de la machine asynchrone en cas de court-circuit sur une phase statorique, ainsi que la commande vectorielle de la machine dans cette situation.

3.2 Les différentes défaillances de la machine asynchrone

Les pannes peuvent avoir différentes origines, qu'elles soient électriques, mécaniques ou magnétiques. Leurs origines sont variées et peuvent être réparties en trois catégories : les causes de pannes ou de défauts : surchauffe du moteur, problème électrique (court-circuit), surcharge d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques.

- Les amplificateurs de défauts tels que la surcharge fréquente, les vibrations mécaniques, l'humidité, l'échauffement constant, le mauvais graissage, le vieillissement, et autres.
- Les défauts de fabrication et les erreurs commises par les personnes : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadéquates, mauvais design de la machine, etc... [10].

Les machines et les systèmes d'entraînement sont confrontés à divers types de défauts. On peut les classer en fonction de leurs causes en deux grandes catégories : les défauts internes et les défauts externes ;

Les défauts internes peuvent être de nature mécanique ou électrique. Parmi les défauts mécaniques, on trouve les défauts de roulement, le contact entre le stator et le rotor, l'excentricité statique ou dynamique, ainsi que le mouvement des enroulements et des tôles. Les défauts électriques incluent la rupture des barres rotoriques, les défaillances au niveau de l'isolation et du circuit magnétique. Les défauts externes sont également de nature mécanique ou électrique. Les défauts mécaniques externes comprennent les défauts de montage, la surcharge de la machine et une charge oscillante. Les défauts électriques externes incluent une source de tension déséquilibrée, les fluctuations de tension et un réseau bruité. En outre, des facteurs environnementaux comme la température, l'humidité et le manque de propreté peuvent également provoquer des défaillances [10].

La rupture de barres, la rupture d'une partie de l'anneau de court-circuit, ainsi que l'excentricité statique et dynamique sont les défaillances les plus courantes du rotor. Les pannes au stator, en particulier les problèmes d'isolation dans un enroulement, peuvent avoir diverses conséquences graves : un court-circuit entre les spires, un court-circuit entre les phases, ou l'ouverture d'une phase.[11]

3.3 Modélisation de la MAS avec défaut de court-circuit sur une phase statorique

On peut présenter un défaut de court-circuit sur une phase statorique par la figure (3.1). Le défaut sera analysé dans la phase a_s , qui est subdivisée en deux parties [12].

a_{s1} : la partie saine.

a_{s2} : la partie en court-circuit.

r_f : résistance de défaut.

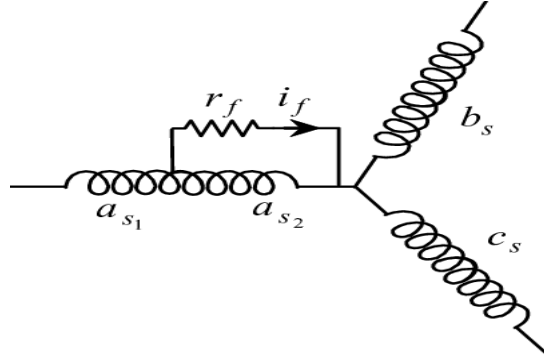


Figure 3. 1 court-circuit sur la phase statorique a.

Soit f_a le pourcentage de nombre de spire court-circuité d'une phase de stator avec :

Avec :

$f_a = \frac{N_a}{N_s}$, tel que N_a c'est le nombre de spires court-circuités par la phase A du stator.

3.4 Equation électriques de la MAS

Les équations électriques de la MAS sont données par les équations (3.1).

$$\begin{cases} V'_{abc} = R'_{abc} i'_{abc} + \frac{d}{dt} \emptyset'^s_{abc} \\ 0 = R'^r_{abc} i'^r_{abc} + \frac{d}{dt} \emptyset'^r_{abc} \end{cases} \quad (3.1)$$

Les grandeurs V'^s_{abc} , I'^s_{abc} , \emptyset'^s_{abc} définies comme suit :

$$V'_{abc} = \begin{bmatrix} V_{a1}^s \\ V_{a2}^s \\ V_b^s \\ V_c^s \end{bmatrix} \quad i'_{abc} = \begin{bmatrix} i_a^s \\ (i_a^s - i_f) \\ i_b^s \\ i_c^s \end{bmatrix} \quad \emptyset'^s_{abc} = \begin{bmatrix} \emptyset_{a1}^s \\ \emptyset_{a2}^s \\ \emptyset_b^s \\ \emptyset_c^s \end{bmatrix}$$

Celles du rotor sont :

$$i'^r_{abc} = \begin{bmatrix} i_a^r \\ i_b^r \\ i_c^r \end{bmatrix} \quad \emptyset'^r_{abc} = \begin{bmatrix} \emptyset_a^r \\ \emptyset_b^r \\ \emptyset_c^r \end{bmatrix}$$

Les matrices des résistances des enrouements statoriques et rotoriques sont définies comme suit :

Matrice des résistances du stator :

$$R'_{abc} = R_s \begin{bmatrix} (1 - f_a) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & f_a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Matrice des résistances du rotor :

$$R'_{abc} = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Avec :

R_s : Résistance d'une phase du stator.

R_r : Résistance d'une phase du rotor.

3.5 Equation magnétique de la MAS

Les équations magnétiques qui établissent la relation entre les flux et les courants statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} \phi_{abc}^s = L_{abc}^{ss} i_{abc}^s + L_{abc}^{sr} i_{abc}^r \\ \phi_{abc}^r = L_{abc}^{rs} i_{abc}^s + L_{abc}^{rr} i_{abc}^r \end{cases} \quad (3.2)$$

L_{abc}^{ss} : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques.

L_{abc}^{rr} : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques.

L_{abc}^{sr} : Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

L_{abc}^{rs} : Matrice des inductances mutuelles entre phases rotoriques et statoriques.

L_{ls} : Inductance de fuite statorique.

L_{lr} : Inductance de fuite rotorique.

L_{ms} : Inductance de magnétisation statorique.

L_{mr} : Inductance de magnétisation rotorique.

$$L_{abc}^{ss} = L_{ls} \begin{bmatrix} (1-f_a) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & f_a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} (1-f_a)^2 & f_a(1-f_a) & -\frac{1-f_a}{2} & -\frac{1-f_a}{2} \\ f_a(1-f_a) & f_a^2 & -\frac{f_a}{2} & -\frac{f_a}{2} \\ -\frac{1-f_a}{2} & -\frac{f_a}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1-f_a}{2} & -\frac{f_a}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix}$$

Les inductances propres et mutuelles du rotor s'écrivent comme suit :

$$L_{abc}^{rr} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & L_{lr} + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & L_{lr} + L_{mr} \end{bmatrix}$$

$$L_{abc}^{sr} = L_{sr} \begin{bmatrix} (1-f_a) \cos \theta & (1-f_a) \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & (1-f_a) \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ f_a \cos \theta & f_a \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & f_a \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

L_{sr} : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor.

$$L_{sr} = \frac{2}{3} L_m \quad (3.3)$$

$$L_{abc}^{rs} = L_{abc}^{rsT}$$

3.6 Modèle d'état en fonction des flux statoriques et rotoriques

D'après [9], le modèle d'état de la MAS avec défaut de court-circuit sur la phase du stator sera donné par les équation suivantes.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \phi_{a2}^s = (f_a R_s + R_f) i_f - \sqrt{\frac{2}{3}} f_a R_s i_d^s \\ \frac{d}{dt} \phi_d^s = \sqrt{\frac{2}{3}} f_a R_s i_f - R_s i_d^s + v_d^s \\ \frac{d}{dt} \phi_q^s = -R_s i_q^s + v_q^s \\ \frac{d}{dt} \phi_d^r = -R_s i_d^r + w_r \phi_q^r \\ \frac{d}{dt} \phi_q^r = -R_s i_q^r - w_r \phi_d^r \end{array} \right. \quad (3.4)$$

Sous la forme matricielle :

$$[\dot{\phi}] = w_r [A][\phi] - [R][I] + [B][V]$$

Avec : $[I] = [L^{-1}][\phi]$

Le modèle d'état de la machine asynchrone avec défaut peut être donc défini par le système d'équations suivant :

$$[\dot{\phi}] = (w_r [A] - [R][L^{-1}])[\phi] + [B][V]$$

Avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} (f_a R_s + r_f) & \sqrt{\frac{2}{3}} f_a R_s & 0 & 0 & 0 \\ \sqrt{\frac{2}{3}} f_a R_s & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [A] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} [V] = \begin{bmatrix} 0 \\ v_d^s \\ v_q^s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} -f_a(L_{ls} + f_a \frac{2}{3} L_m) & f_a \sqrt{\frac{2}{3}}(L_{ls} + L_m) & 0 & f_a \sqrt{\frac{2}{3}} L_m & 0 \\ -f_a \sqrt{\frac{2}{3}}(L_{ls} + L_m) & (L_{ls} + L_m) & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & (L_{ls} + L_m) & 0 & L_m \\ -f_a \sqrt{\frac{2}{3}} L_m & L_m & (L_{lr} + L_m) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_m & 0 & (L_{lr} + L_m) \end{bmatrix}$$

3.7 Simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone en défaut

On simule un ensemble de valeur de taux de court-circuit sur la phase statorique de la MAS. Nous illustrons les différentes grandeurs de la MAS commandé pour voir l'impact du défaut sur leurs évolutions.

3.7.1 Simulation de la commande vectorielle indirecte (IFOC) de la machine asynchrone en défaut

Ce modèle Simulink (figure (3.2)) présente la commande vectorielle indirecte appliquée à la MAS en cas de défaut de court-circuit, en appliquant une charge à t=1s.

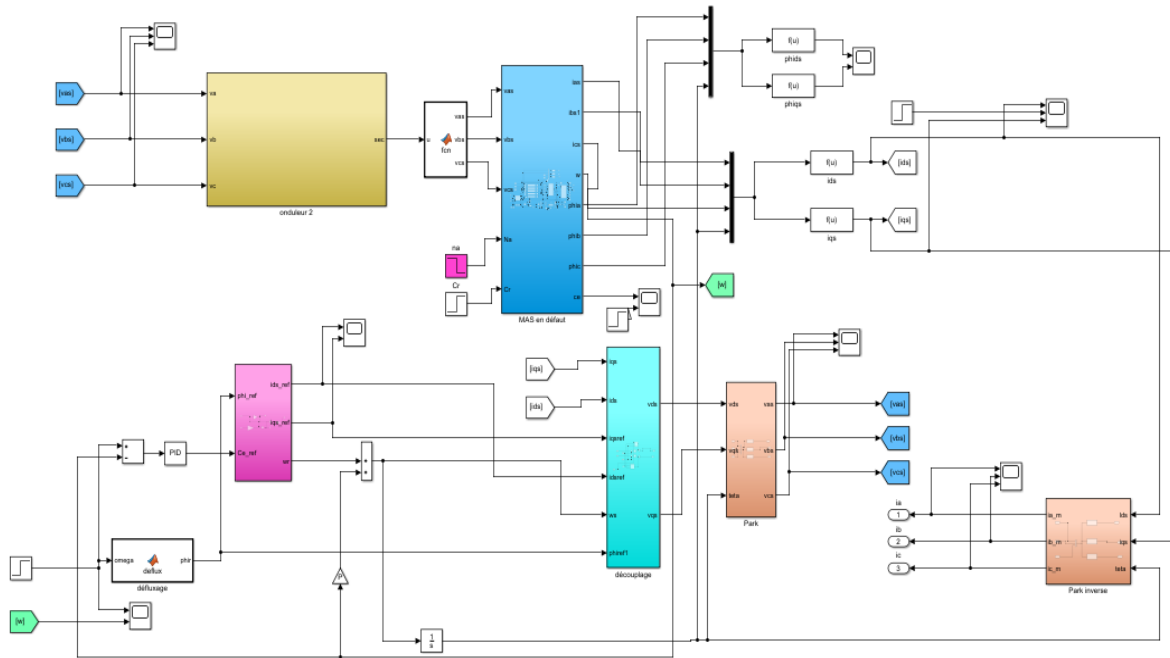


Figure 3. 2 schéma Simulink IFOC de la MAS en défaut de court-circuit en phase a.

3.7.2 Les résultats de simulation :

On présentera par la suite les résultats de la simulation de la MAS commandée (commande vectorielle IFOC) à vide. Ensuite, à $t = 0,7$ s, on appliquera un défaut, puis à $t=1$ s, une charge $C_r = 3.8N/m$

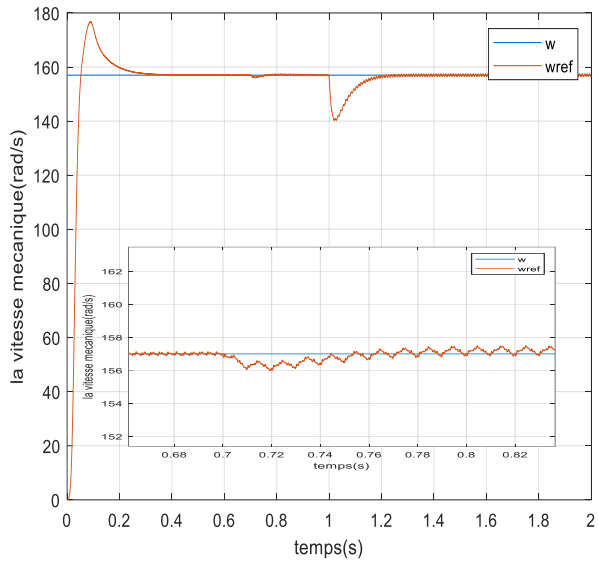


Figure 3. 3 la vitesse mécanique Ω a $N_a=20$ spires

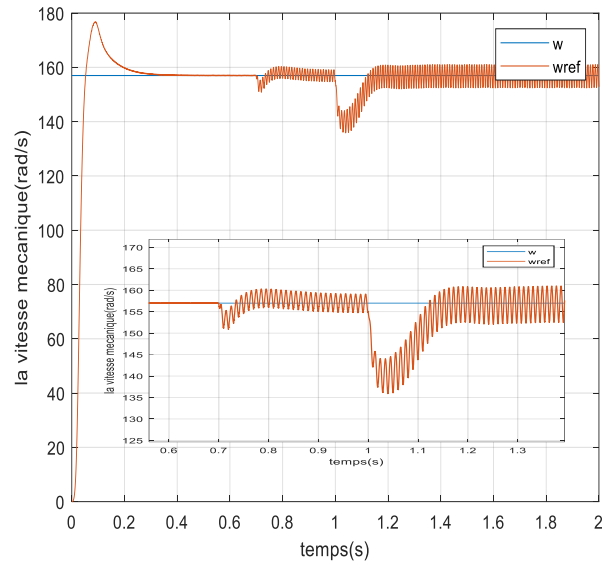


Figure 3. 4 la vitesse mécanique Ω a $N_a=100$ spires

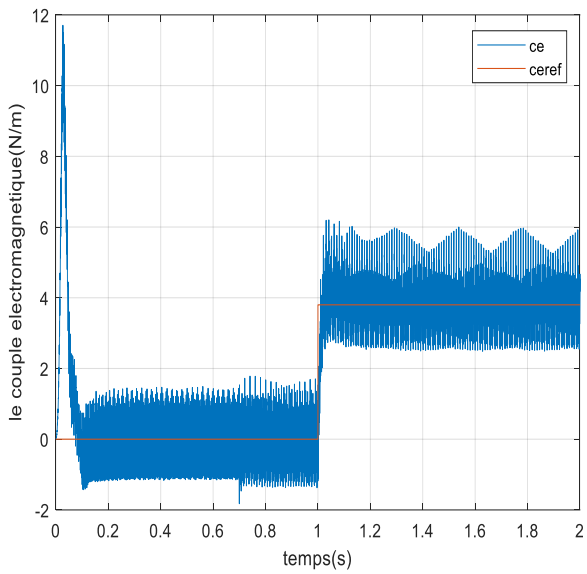


Figure 3. 5 le couple électromagnétique C_e a $N_a=20$ spires.

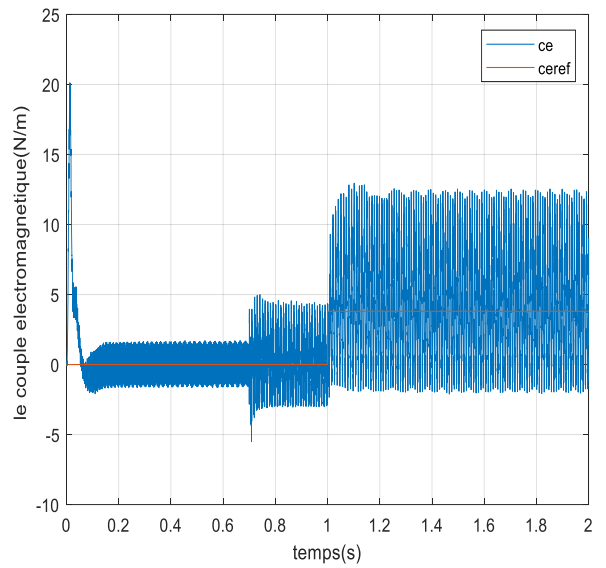


Figure 3. 6 le couple électromagnétique C_e a $N_a=100$ spires

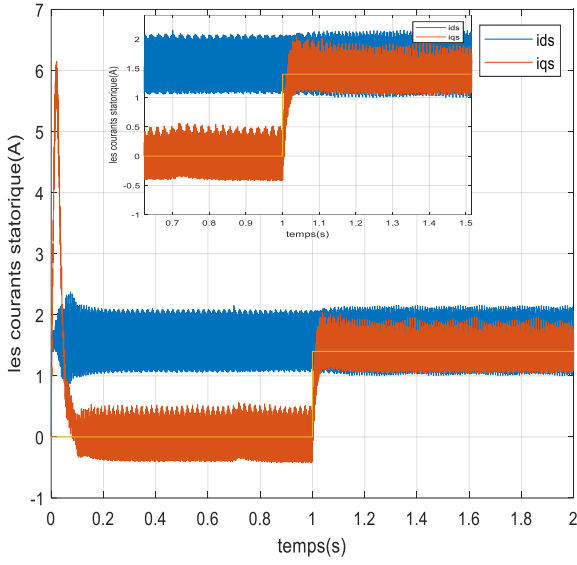


Figure 3. 7 les courants statoriques biphasé I_{ds} , I_{qs} a $N_a=20$ spires.

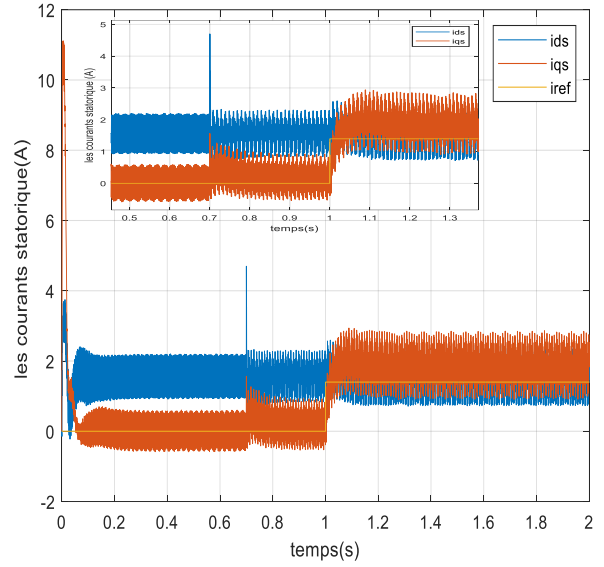


Figure 3. 8 les courants statoriques biphasé I_{ds} , I_{qs} a $N_a=100$ spires.

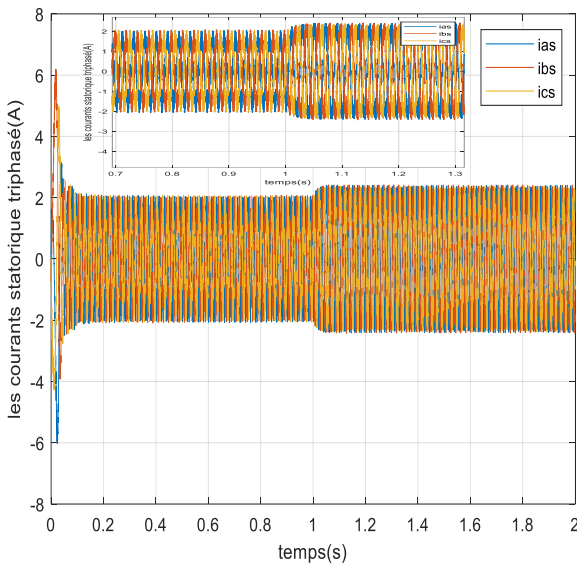


Figure 3. 9 les courants statoriques triphasés I_{as} , I_{bs} , I_{cs} a $N_a=20$ spires.

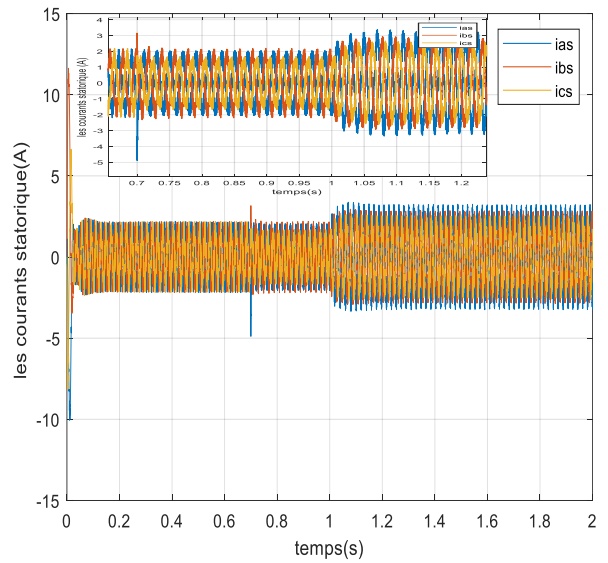


Figure 3. 10 les courants statoriques triphasés I_{as} , I_{bs} , I_{cs} a $N_a=100$ spires

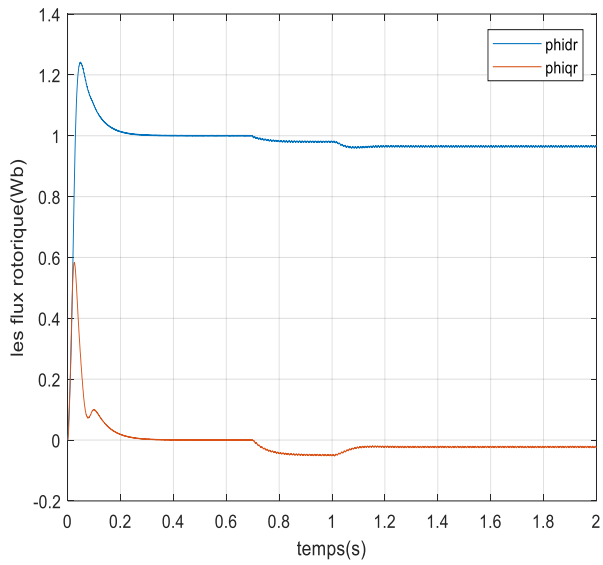


Figure 3. 11 les flux rotoriques biphasés
 $\varnothing_{dr}, \varnothing_{qr}$ a $N_a=20$ spires.

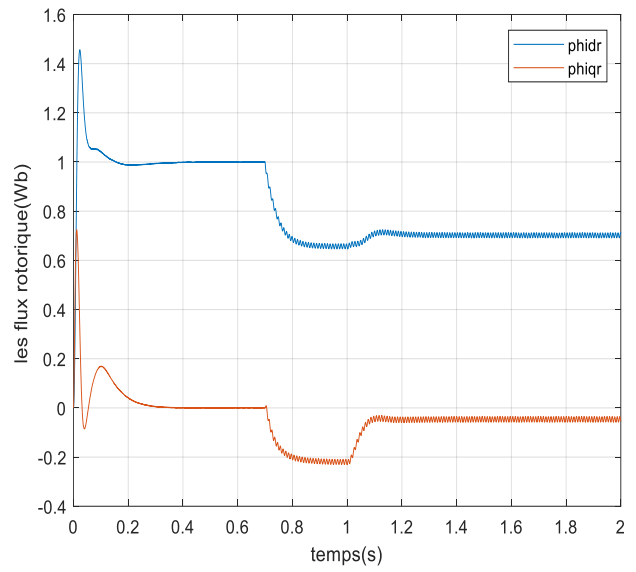


Figure 3. 12 les flux rotoriques biphasés
 $\varnothing_{dr}, \varnothing_{qr}$ a $N_a=100$ spires.

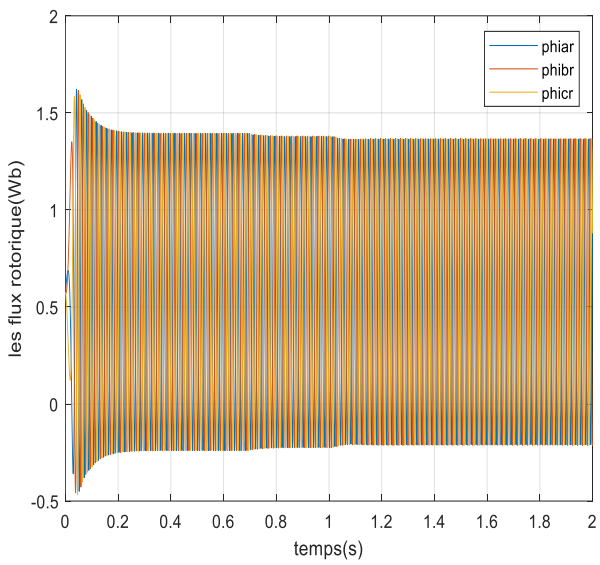


Figure 3. 13 les flux rotoriques triphasés
 $\varnothing_{ar}, \varnothing_{br}$ et \varnothing_{cr} a $N_a=20$ spires.

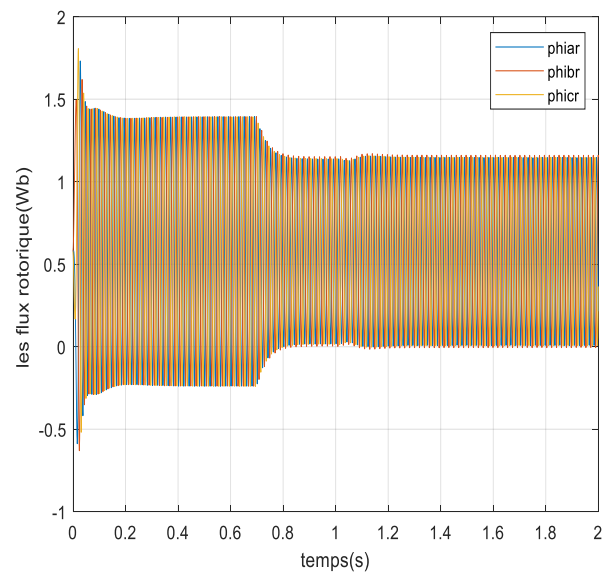


Figure 3. 14 les flux rotoriques triphasés
 $\varnothing_{ar}, \varnothing_{br}$ et \varnothing_{cr} a $N_a=100$ spires.

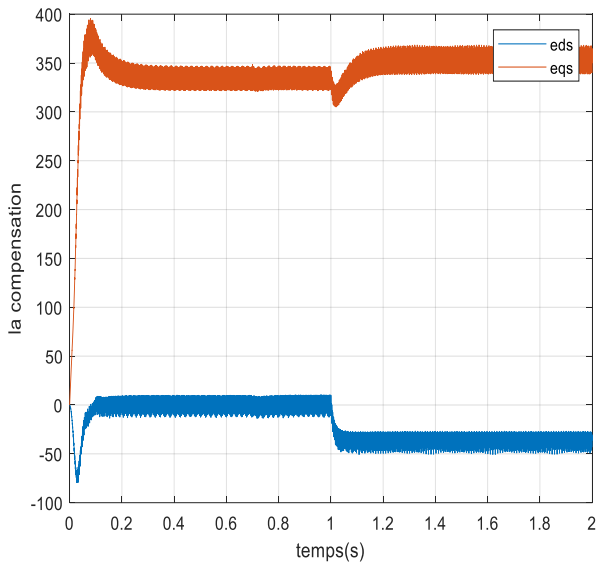


Figure 3. 15 les signaux e_{ds} , e_{qs} a $N_a=20$ spires.

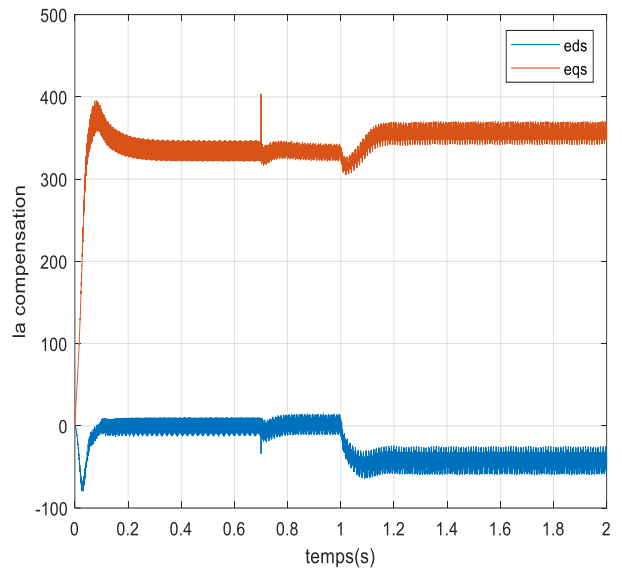


Figure 3. 16 les signaux e_{ds} , e_{qs} a $N_a=100$ spires.

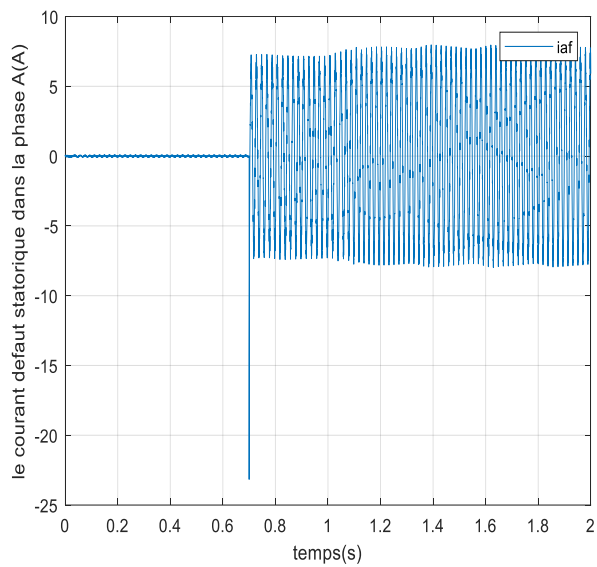


Figure 3. 17 le courant de défaut statorique i_f a $N_a=20$ spires.

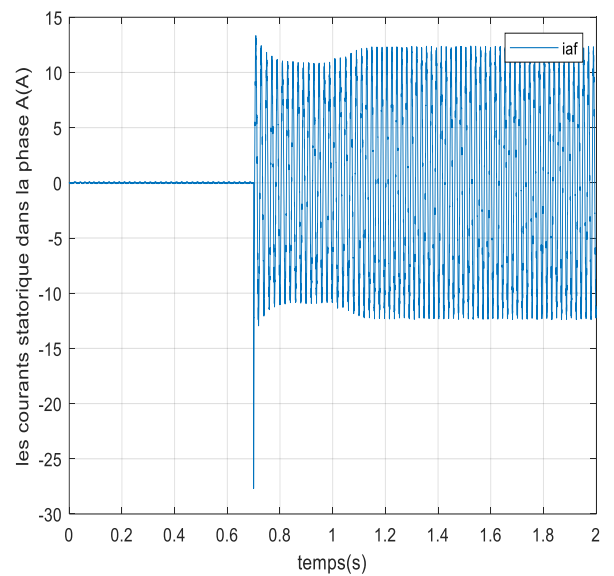


Figure 3. 18 le courant de défaut statorique i_f a $N_a=100$ spires.

3.7.3 Simulation de la commande vectorielle directe (DFOC) de la MAS en défaut

Ce modèle Simulink présente la commande vectorielle directe appliquée à la MAS en cas de défaut de court-circuit.

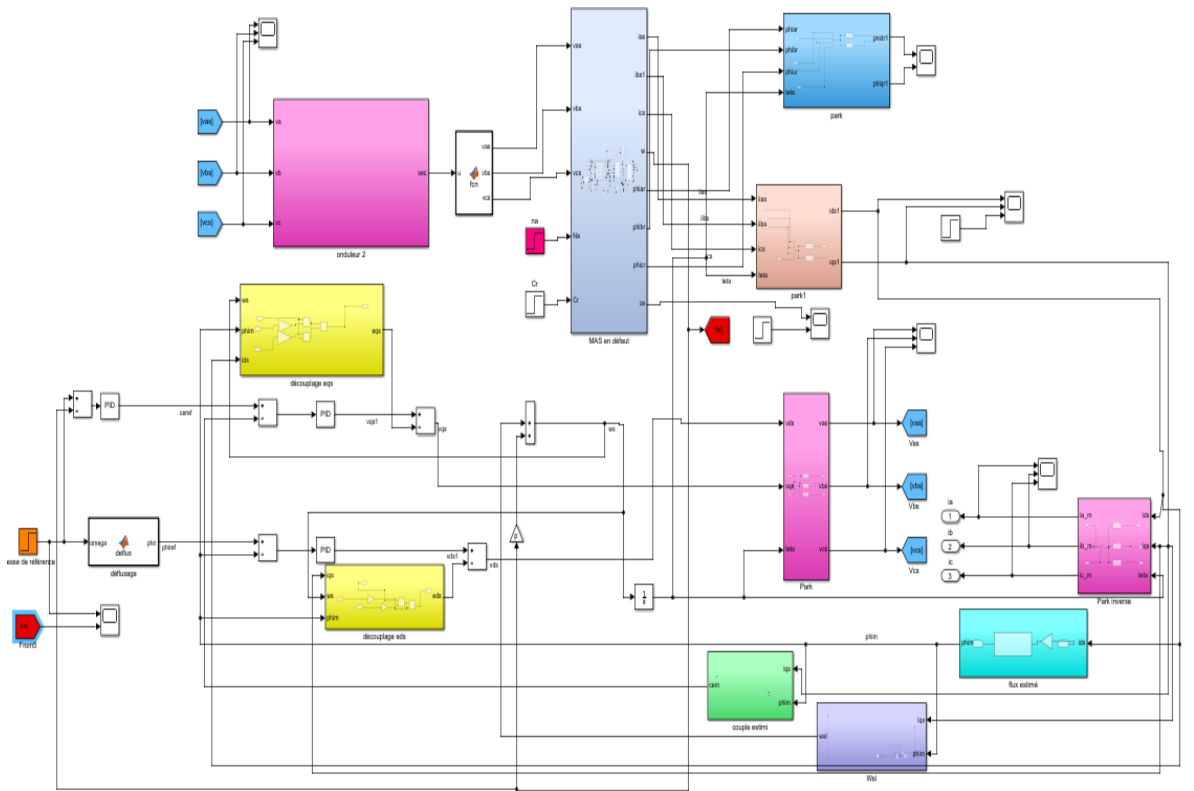


Figure 3. 19 schéma Simulink DFOC de la MAS en défaut de court-circuit en phase A.

3.7.4 Résultats de simulation

Nous présenterons par la suite la simulation de la MAS commandée par une commande vectorielle DFOC à vide. Ensuite, à $t = 0,7$ s, un défaut sera appliqué, suivi de l'application d'une charge à $t = 1$ s. N_s est le nombre de spire totale dans une bobine de stator.

$N_s = 528$ spires. Le taux de spires court-circuité sur la phase du stator est f_a .

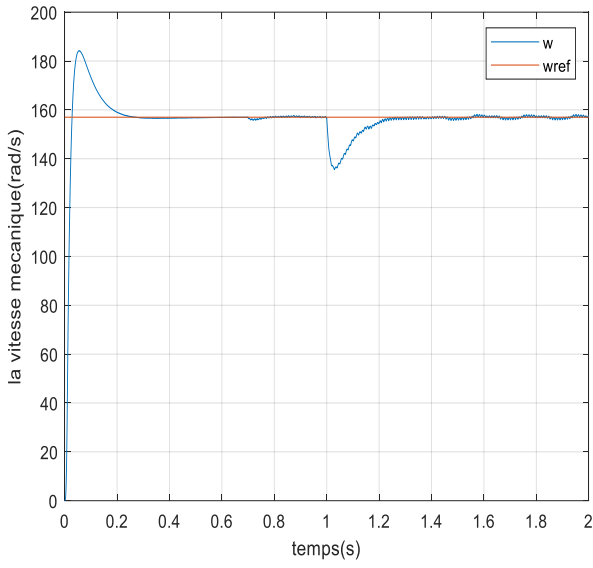


Figure 3. 20 la vitesse mécanique Ω a $N_a=20$ spires.

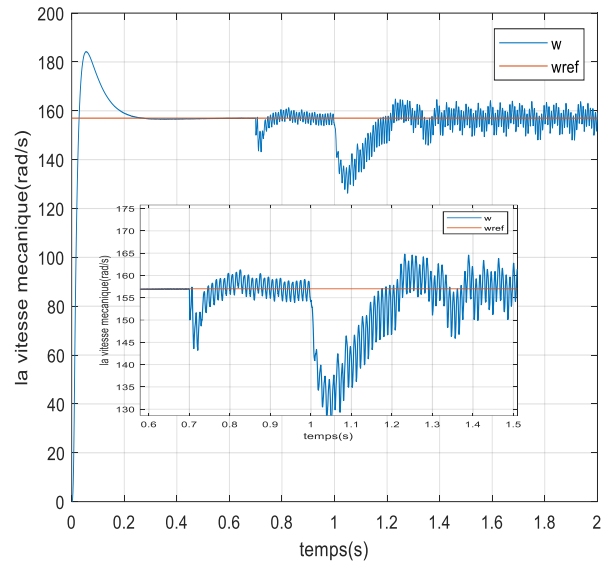


Figure 3. 21 la vitesse mécanique Ω a $N_a=100$ spires.

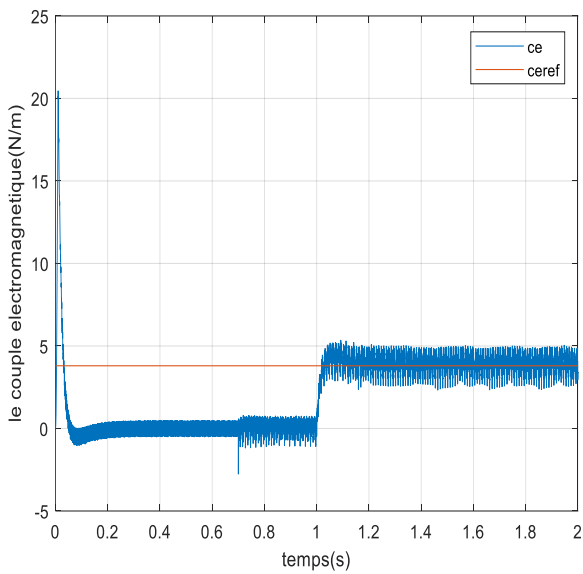


Figure 3. 22 le couple électromagnétique C_e a $N_a=20$ spires.

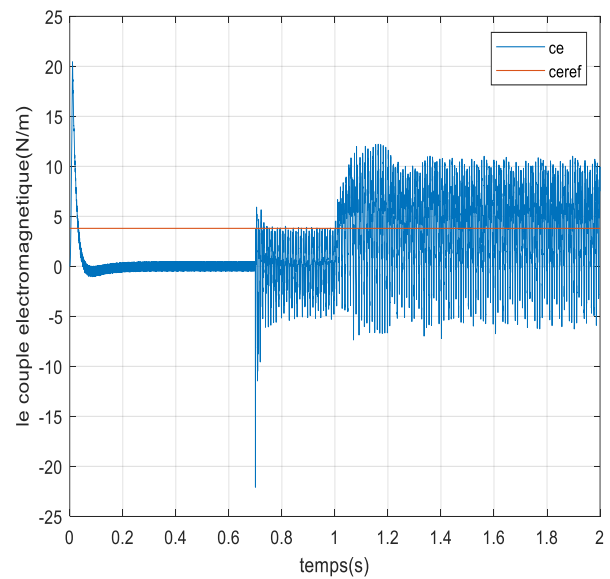


Figure 3. 23 le couple électromagnétique C_e a $N_a=100$ spires.

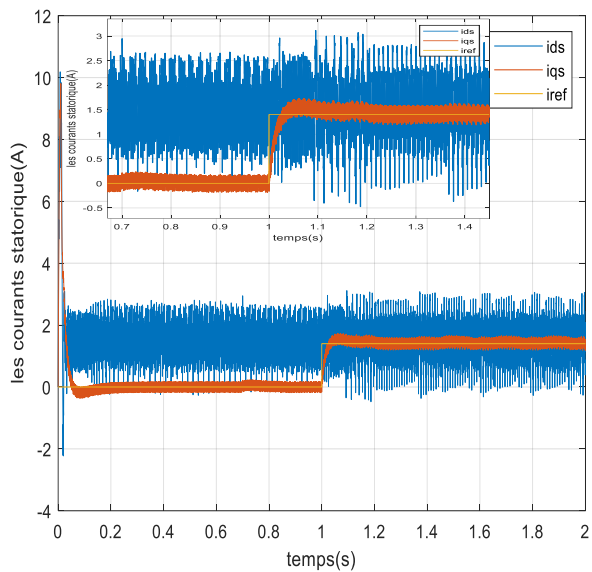


Figure 3. 24 les courants statoriques biphasé I_{ds} , I_{qs} a $N_a=20$ spires

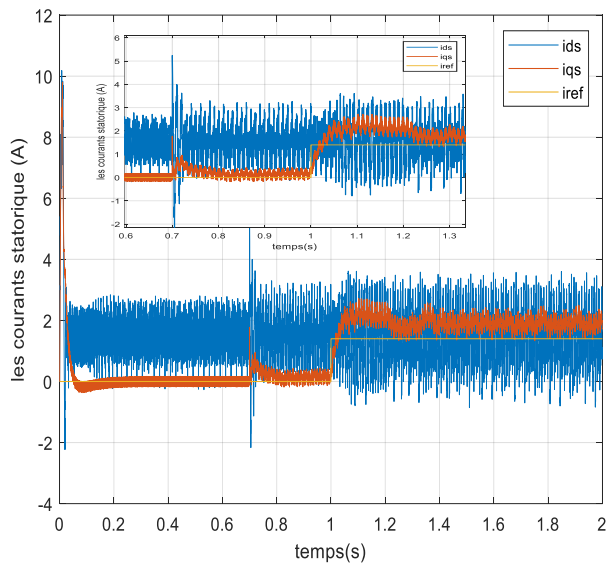


Figure 3. 25 les courants statoriques biphasé I_{ds} , I_{qs} a $N_a=100$ spires.

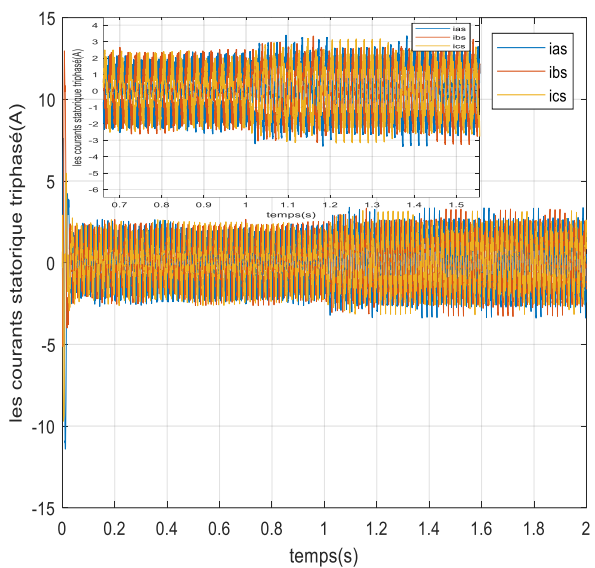


Figure 3. 26 les courants statoriques triphasés I_{as} , I_{bs} , I_{cs} a $N_a=20$ spires.

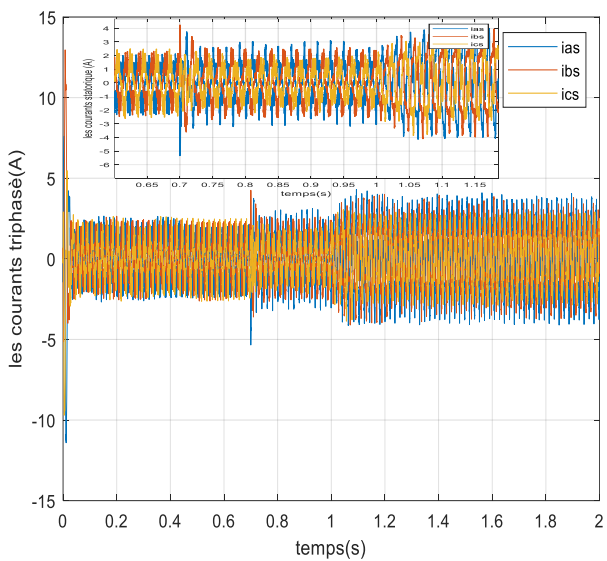


Figure 3. 27 les courants statoriques triphasés I_{as} , I_{bs} , I_{cs} a $N_a=100$ spires.

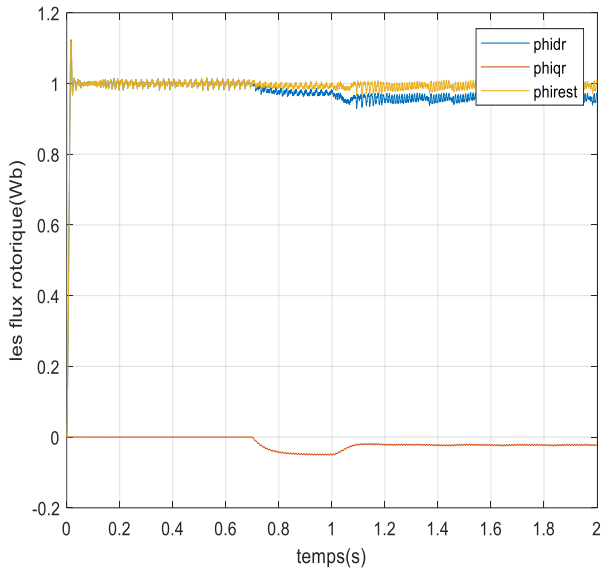


Figure 3. 28 les flux rotoriques biphasés
 $\varnothing_{dr}, \varnothing_{qr}$ a $N_a=20$ spires.

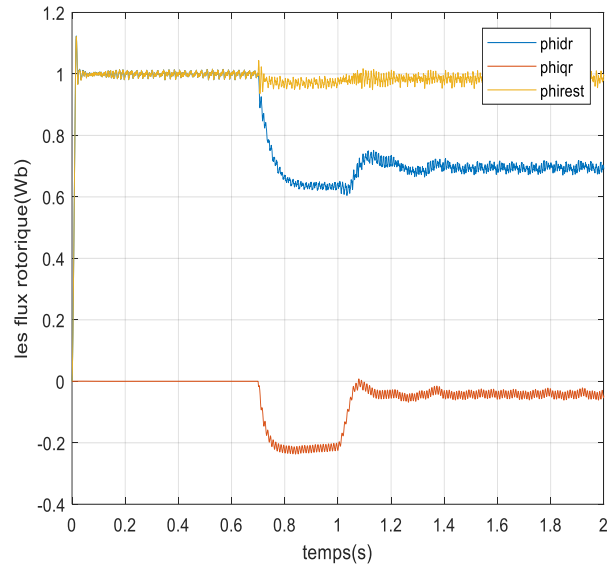


Figure 3. 29 les flux rotoriques biphasés
 $\varnothing_{dr}, \varnothing_{qr}$ a $N_a=100$ spires.

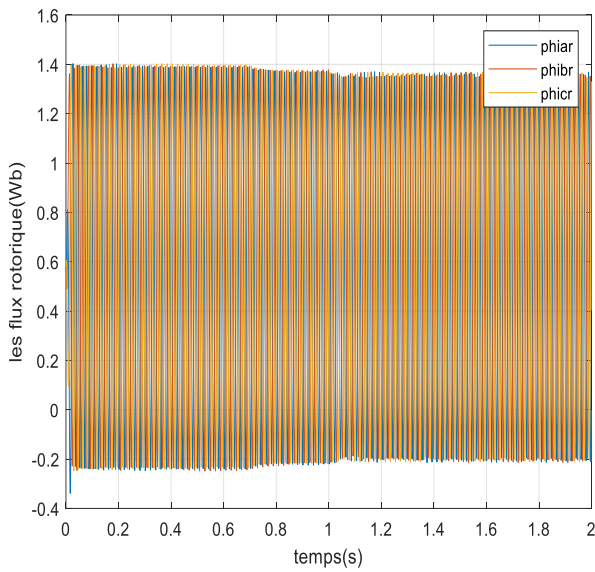


Figure 3. 30 les flux rotoriques triphasés
 $\varnothing_{ar}, \varnothing_{br}$ et \varnothing_{cr} a $N_a=20$ spires.

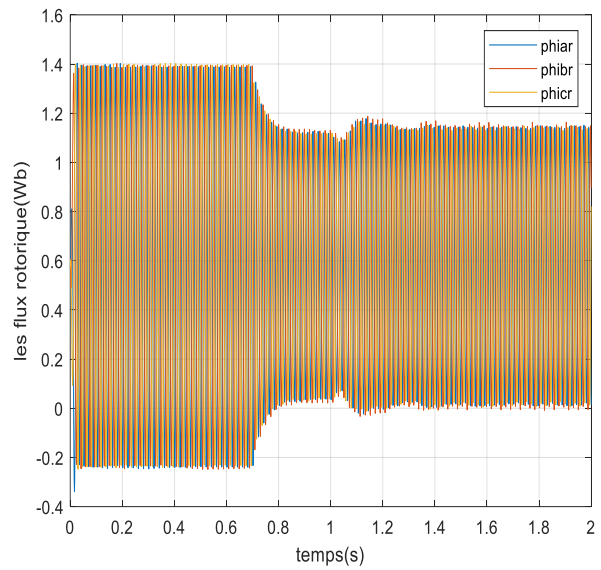


Figure 3. 31 les flux rotoriques triphasés
 $\varnothing_{ar}, \varnothing_{br}$ et \varnothing_{cr} a $N_a=100$ spires

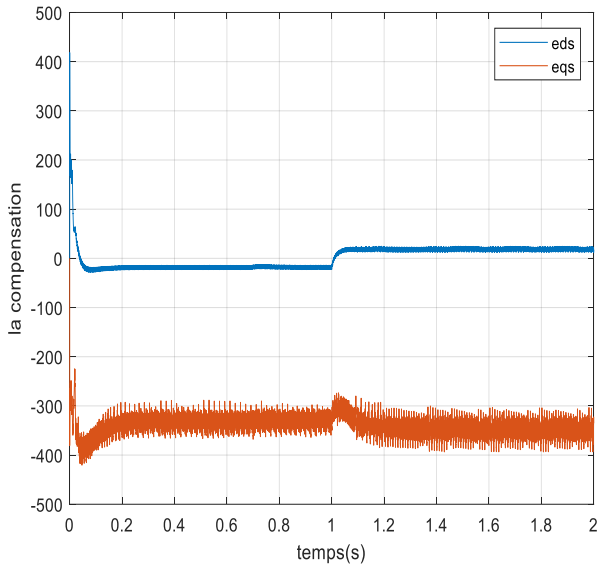


Figure 3. 32 les signaux e_{ds} , e_{qs} a $N_a=20$ spires.

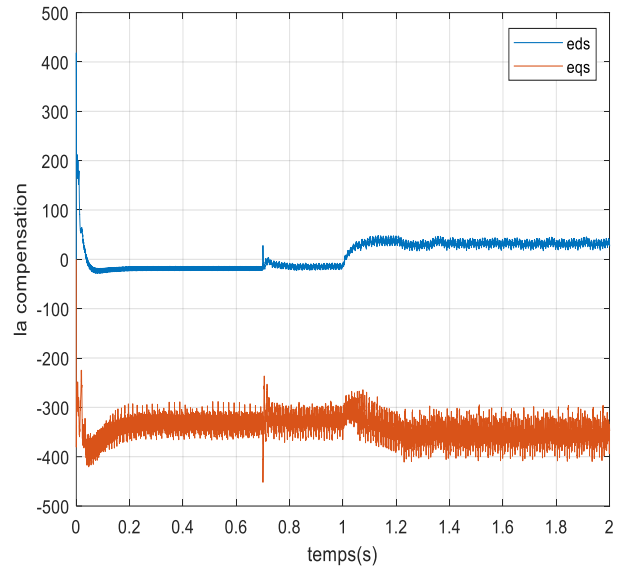


Figure 3. 33 les signaux e_{ds} , e_{qs} a $N_a=100$ spires.

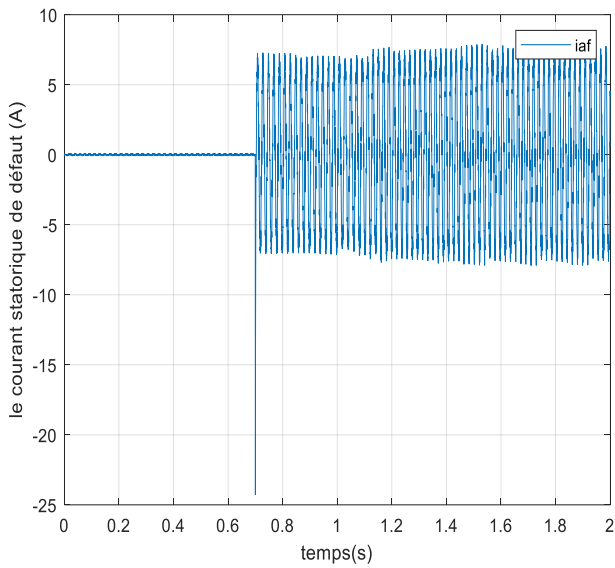


Figure 3. 34 le courant de défaut statorique i_f a $N_a=20$ spires.

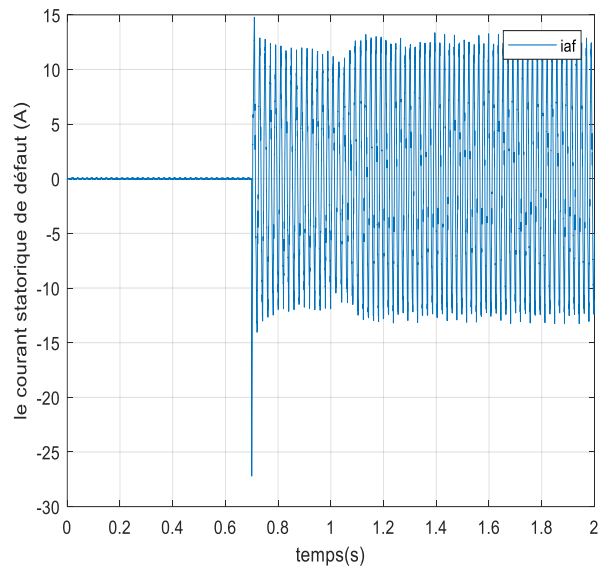


Figure 3. 35 le courant de défaut statorique i_f a $N_a=100$ spires.

3.7.5 Interprétation des résultats

Tout d'abord, pour $N_a = 100$ spires, la vitesse du moteur (figure (3.4)) diminue et oscille dès $t = 0,7$ s, amplifiée par une charge supplémentaire à $t = 1$ s. Le couple électromagnétique (figure (3.6)) oscille initialement autour de zéro, baisse notablement vers $t = 0,7$ s, puis augmente avec des oscillations persistantes après $t = 1,2$ s. Les courants statoriques (figure (3.10)), équilibrés au départ, deviennent asymétriques avec le défaut et réagissent fortement à la charge à $t = 1$ s. Les flux Φ_{dr} et Φ_{qr} (figure (3.12)) oscillent après leur stabilisation initiale, avec une diminution importante ($\Phi_{dr} = 0.7$ Wb) du au défaut et à la charge. Dans la DFOC, des oscillations plus marquées apparaissent dans tous les signaux électromagnétiques dès $t = 0,7$ s et par rapport au flux estimé qui est calculer à partir des courants régulés est satisfaisant (figures (3.29), (3.28)). Avec $N_a = 20$ spires, les signaux e_{ds} et e_{qs} (figure (3.15)) changent légèrement avec le défaut mais varient avec le couple de charge. Une légère diminution se produit dans la vitesse mécanique (figure 3.3) à $t = 0,7$ s, et des petites variations surviennent à $t = 1$ s. Les courants I_{ds} et I_{qs} (figures (3.7)) ne changent pas beaucoup avec le défaut mais réagissent à la charge. Le courant I_{af} (figures (3.17), (3.18)), stable jusqu'à $t = 0,7$ s, montre des oscillations croissantes proportionnelles à N_a , intensifiées par la charge à $t = 1$ s.

3.7.6 Etude comparative des indicateurs de défauts

L'objectif de cette analyse consiste à mettre en évidence l'importance de certains indicateurs de défaut. L'évolution du comportement de la commande dans le cas du défaut est aussi notée. Un court-circuit est simulé dans de la machine avec un taux variant de 0.1 (cas sain de la MAS) à 50 spires en régime permanent. Les tableaux (3.1) et (3.2) rassemble les résultats en valeur efficace (RMS) de divers signaux pouvant être indicateurs de défaut.

Nombre de spires N_a	0.1	1	5	10	15	20	25	30	35	40	50
$f_a(\%)$	0	0.2	1	2	3	4	5	6	7	8	10
I_{ds} [A] I_{qs} [A] (À vide)	1.58 0.24	1.58 0.24	1.58 0.24	1.58 0.24	1.58 0.25	1.58 0.25	1.58 0.26	1.58 0.26	1.58 0.26	1.58 0.26	1.58 0.27
I_{ds} [A] I_{qs} [A] (En charge)	1.59 1.4	1.59 1.4	1.59 1.4	1.59 1.42	1.59 1.44	1.59 1.47	1.59 1.49	1.6 1.52	1.6 1.55	1.6 1.58	1.6 1.63
I_{as} [A] I_{bs} [A] I_{cs} [A] (À vide)	1.13 1.13 1.13	1.13 1.13 1.13	1.13 1.14 1.13	1.14 1.13 1.13	1.12 1.15 1.13	1.13 1.14 1.11	1.13 1.16 1.11	1.13 1.16 1.1	1.12 1.16 1.1	1.12 1.16 1.1	1.12 1.2 1.1
I_{as} [A] I_{bs} [A] I_{cs} [A] (En charge)	1.5 1.5 1.5	1.5 1.5 1.5	1.5 1.5 1.5	1.5 1.5 1.5	1.53 1.53 1.5	1.54 1.54 1.5	1.57 1.57 1.5	1.59 1.58 1.5	1.62 1.58 1.5	1.64 1.61 1.5	1.67 1.64 1.5
\emptyset_{dr} [Wb] \emptyset_{qr} [Wb] (À vide)	1 0	1 0	0.99 0.004	0.99 0.014	0.98 0.03	0.97 0.05	0.96 0.06	0.94 0.085	0.93 0.1	0.91 0.12	0.87 0.14
\emptyset_{dr} [Wb] \emptyset_{qr} [Wb] (En charge)	1 0	1 0	0.99 0.002	0.99 0.008	0.97 0.015	0.96 0.02	0.94 0.03	0.93 0.035	0.91 0.04	0.89 0.044	0.85 0.05
\emptyset_{ar} [Wb] \emptyset_{br} [Wb] \emptyset_{cr} [Wb] (À vide)	0.85 0.85 0.85	0.85 0.85 0.85	0.85 0.85 0.85	0.8 0.8 0.8	0.78 0.8 0.8	0.78 0.8 0.8	0.78 0.78 0.78	0.77 0.8 0.8	0.76 0.75 0.8	0.76 0.75 0.8	0.75 0.74 0.8
\emptyset_{ar} [Wb]	0.8	0.8	0.8	0.8	0.78	0.77	0.77	0.77	0.76	0.74	0.8

\emptyset_{br} [Wb]	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.78	0.78	0.7
\emptyset_{cr} [Wb] (En charge)	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8
Ω [rad/s] (À vide)	157	157	157	156.9	156.9	156.8	156.6	156.5	156.1	155.9	155.4
Ω [rad/s] (En charge)	157	157	157	157	157	157	157	157	157	157	157
C_e [N/m] (À vide)	0.69	0.69	0.69	0.69	0.7	0.71	0.74	0.77	0.8	0.85	0.96
C_e [N/m] (En charge)	3.95	3.95	3.95	3.95	3.96	3.98	4	4	4.1	4.13	4.27
I_{af} [A] (À vide)	0.042	0.38	1.16	2.88	3.9	4.71	5.38	5.92	6.3	6.67	7.1
I_{af} [A] (En charge)	0.044	0.41	1.78	3.16	4.2	5.13	5.86	6.41	6.93	7.2	7.86
e_{ds}, e_{qs} (À vide)	5.97 334.2	5.97 334. 2	6 334.3	6 334.3	6.11 334.3	6.17 334.5	6.23 334.6	6.26 334.7	6.33 334.9	6.4 335	6.71 335
e_{ds} e_{qs} (En charge)	35.98 352	35.9 8 352	36.16 352	36.5 352.4	37.18 352.7	37.87 353	38.63 353.3	39.37 353.7	40 354	40.83 354.3	42.27 355.1

Nombre de spires N_a $f_a(\%)$	90 17	100 19	200 37	Nombre de spires N_a $f_a(\%)$	90 17	100 19	200 37
I_{ds} [A] I_{qs} [A] (À vide)	1.58 0.31	1.59 0.32	1.6 0.24	Ω [rad/s] (À vide)	155.2	155.2	153.2
I_{ds}, I_{qs} [A] (En charge)	1.59 1.84	1.59 1.88	1.66 2.44	Ω [rad/s] (En charge)	157.1	157.1	157.2
I_{as} [A] I_{bs} [A] I_{cs} [A] (À vide)	1.19 1.22 0.98	1.21 1.22 0.97	1.34 1.25 0.94	C_e [N/m] (À vide)	1.55	1.7	3.016
I_{as} [A] I_{bs} [A] I_{cs} [A] (En charge)	1.9 1.7 1.52	1.97 1.76 1.52	2.47 2.01 1.71	C_e [N/m] (En charge)	5.11	5.37	8.71
\emptyset_{dr} [Wb] \emptyset_{qr} [Wb] (À vide)	0.69 0.21	0.65 0.21	0.4 0.17	I_{af} [A] (À vide)	7.27	7.33	5.56
\emptyset_{dr} [Wb] \emptyset_{qr} [Wb] (En charge)	0.72 0.049	0.7 0.046	0.52 0.02	I_{af} [A] (En charge)	8.25	8.18	7.63
\emptyset_{ar} [Wb] \emptyset_{br} [Wb] \emptyset_{cr} [Wb] (À vide)	0.7 0.73 0.7	0.72 0.69 0.68	0.64 0.63 0.61	e_{ds}, e_{qs} (À vide)	7.62 336.1	7.95 336.2	12.86 337.1
\emptyset_{ar} [Wb]	0.74	0.71	0.65	e_{ds} [V]	48.13	49.52	64.4

\emptyset_{br} [Wb]	0.7	0.68	0.65	e_{qs} [V]	357.9	358.4	365.2
\emptyset_{cr} [Wb] (En charge)	0.7	0.71	0.63	(En charge)			

Tableau 3. 1 Comparaison de différents indicateurs (IFOC).

Nombre de spires N_a	0.1	1	5	10	15	20	25	30	35	40	50
f_a (%)	0	0.18	1	2	3	4	5	6	7	8	10
I_{ds} [A]	1.67	1.67	1.67	1.66	1.65	1.63	1.63	1.63	1.63	1.63	1.63
I_{qs} [A] (À vide)	0.081	0.081	0.081	0.082	0.089	0.089	0.091	0.092	0.096	0.98	0.11
I_{ds} [A]	1.66	1.66	1.66	1.67	1.67	1.67	1.69	1.69	1.69	1.7	1.71
I_{qs} [A] (En charge)	1.38	1.38	1.39	1.42	1.42	1.44	1.49	1.52	1.56	1.58	1.64
I_{as} [A]	1.28	1.28	1.2	1.2	1.2	1.15	1.16	1.13	1.15	1.14	1.16
I_{bs} [A]	1.28	1.28	1.2	1.2	1.13	1.14	1.18	1.18	1.16	1.2	1.2
I_{cs} [A] (À vide)	1.28	1.28	1.1	1.1	1.14	1.15	1.14	1.14	1.14	1.1	1.1
I_{as} [A]	1.46	1.46	1.47	1.51	1.5	1.6	1.63	1.65	1.61	1.7	1.76
I_{bs} [A]	1.46	1.46	1.46	1.5	1.45	1.6	1.63	1.65	1.56	1.7	1.73
I_{cs} [A] (En charge)	1.46	1.46	1.46	1.5	1.48	1.5	1.5	1.51	1.6	1.5	1.5
\emptyset_{dr} [Wb]	1	1	0.99	0.99	0.98	0.97	0.95	0.93	0.92	0.9	0.85
\emptyset_{qr} [Wb] (À vide)	0	0	0.003	0.015	0.03	0.048	0.065	0.086	0.1	0.12	0.15

\emptyset_{dr} [Wb]	1	1	0.99	0.98	0.97	0.95	0.94	0.92	0.9	0.88	0.84
\emptyset_{qr} [Wb]	0	0	0.001	0.001	0.015	0.022	0.029	0.034	0.04	0.043	0.047
(En charge)											
\emptyset_{ar} [Wb]	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.78	0.7	0.79	0.76	0.76	0.76
\emptyset_{br} [Wb]	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.79	0.8	0.76	0.76
\emptyset_{cr} [Wb]	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.76
(À vide)											
\emptyset_{ar} [Wb]	0.8	0.8	0.8	0.8	0.78	0.8	0.8	0.77	0.77	0.74	0.8
\emptyset_{br} [Wb]	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.78	0.8	0.77	0.77	0.78	0.7
\emptyset_{cr} [Wb]	0.8	0.8	0.8	0.8	0.8	0.78	0.75	0.8	0.77	0.78	0.8
(En charge)											
Ω [rad/s]	157	157	157	156.9	156.5	156.2	156	155.4	154.9	154.7	154.4
(à vide)											
Ω [rad/s]	157	157	157	157	157	156.9	156.7	156.7	155.9	155.4	155.2
(En charge)											
C_e [N/m]	0.22	0.22	0.23	0.24	0.27	0.33	0.4	0.49	0.58	0.72	0.94
(À vide)											
C_e [N/m]	3.9	3.9	3.9	3.9	3.9	3.9	4	4	4.1	4.1	4.27
(En charge)											
I_{af} [A]	0.035	0.38	1.62	2.9	3.8	4.7	5.37	5.92	6.35	6.56	7
(À vide)											
I_{af} [A]	0.041	0.41	1.81	3.17	4.27	5	5.98	6.38	6.85	7.19	7.65
(En charge)											
e_{ds} [V]	17.71	17.71	17.71	17.61	17.41	17.33	17.22	17.1	16.92	16.74	16.5
e_{qs} [V]	334.1	333.8	333.5	333.4	333.1	333	331.6	331	330.9	329.6	328.5
(À vide)											
e_{ds} [V]	17.33	17.34	17.4	18	18.66	19.58	20.5	21	22	22.61	24.6
e_{qs} [V]	351.1	351.2	351.2	351.2	351.6	351.6	351.7	351.7	351.7	352	352.7
(En charge)											

Nombre de spires N_a $f_a(\%)$	90 17	100 19	200 37	Nombre de spires N_a $f_a(\%)$	90 17	100 19	200 37
I_{ds} [A] I_{qs} [A] (À vide)	1.61 0.16	1.66 0.18	1.82 0.48	Ω [rad/s] (À vide)	154.6	153.2	149.3
I_{ds} [A] I_{qs} [A] (En charge)	1.73 1.84	1.77 1.94	2 2.73	Ω [rad/s] (En charge)	157.1	157.4	157.6
I_{as} [A] I_{bs} [A] I_{cs} [A] (À vide)	1.26 1.26 0.98	1.27 1.24 0.96	1.58 1.41 0.98	C_e [N/m] (À vide)	1.75	1.94	3.96
I_{as} [A] I_{bs} [A] I_{cs} [A] (En charge)	1.96 1.81 1.6	2.07 1.87 1.6	2.88 2.3 1.83	C_e [N/m] (En charge)	5.34	5.62	9.72
\emptyset_{dr} [Wb] \emptyset_{qr} [Wb] (À vide)	0.67 0.21	0.63 0.21	0.38 0.17	I_{af} [A] (À vide)	7.12	7.33	5.48
\emptyset_{dr} [Wb] \emptyset_{qr} [Wb] (En charge)	0.71 0.046	0.7 0.042	0.52 0.17	I_{af} [A] (En charge)	8.2	8.27	8.03
\emptyset_{ar} [Wb] \emptyset_{br} [Wb] \emptyset_{cr} [Wb] (A vide)	0.7 0.73 0.7	0.72 0.69 0.68	0.64 0.63 0.61	e_{ds} [V] e_{qs} [v] (À vide)	15.19 327.1	14.6 327.1	7.2 327.1

\emptyset_{ar} [Wb]	0.74	0.7	0.63	e_{ds} [V]	48.1	50.1	54.93
\emptyset_{br} [Wb]	0.75	0.67	0.61	e_{qs} [V]	357.9	354.6	364.7
\emptyset_{cr} [Wb] (En charge)	0.74	0.7	0.63	(En charge)			

Tableau 3. 2 Comparaison de différents indicateurs (DFOC).

3.7.7 Analyse de tableau IFOC

L'analyse du tableau (3.1) révèle plusieurs indicateurs électriques et électromagnétiques de présence d'un défaut. Le courant dans la phase défectueuse est plus élevé, indiquant une asymétrie dans la MAS. Les courants statoriques I_{ds} et I_{qs} restent stables, montrant une faible perturbation du au cours circuit simulé (jusqu'à 37% de court-circuit). Les flux rotoriques, le couple électromagnétique et la compensation diminuent notablement, signalant un défaut. La vitesse mécanique baisse légèrement avec ce niveau de court-circuit du au bon fonctionnement de la commande (IFOC). Le courant de défaut I_{af} augmente pour chaque taux de court-circuit de spire statorique.

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait le développement mathématique la modèle de la MAS en cas de défaut de court-circuit sur une phase statorique et la simulation de commandes vectorielles directe et indirecte. Nous avons conclu que les courants statoriques, les signaux de compensation et le courant de court-circuit sont des bons indicateurs de défaut. L'ondulation de flux rotorique estimée peut être pour le diagnostic en temps réel du défaut de court-circuit entre spires.

Conclusion générale

Ce travail consiste à l'étude de la commande directe et indirecte de la MAS commandé par onduleur dans le cas sain et en défaut de court-circuit sur une phase du stator.

Initialement, la modélisation et la simulation de la machine asynchrone saine associé à l'onduleur est présentée. Nous avons étudié la commande vectorielle d'une machine asynchrone saine dans le but de voir le comportement des grandeurs électrique et magnétique ainsi que la vitesse mécanique. La simulation a été réalisée en utilisant un logiciel informatique (MATLAB).

Nous avons également abordé la simulation de la commande (IFOC ET DFOC) de la MAS asynchrone avec des défauts de court-circuit dans une phase statorique.

Cette étude a abouti à une détermination d'un ensemble de signaux sensibles aux défauts de court-circuit. Ils peuvent être utilisés comme indicateurs de ces défauts.

Comme perspective, un observateur de ces signaux dans le cas sain de la MAS peut générer l'alarme dans le cas d'apparition du défaut.

Bibliographie

- [1] CHERIF Bilal Djamel Eddine, 'Commande vectorielle indirecte d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur sous défaut', thèse de magister, Electrotechnique, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran MOHAMED BOUDIAF, 2015.
- [2] DJEZZAR WISSAM, DJEZZAR NASSIM, 'Commande scalaire de la machine asynchrone a', thèse de master, Electronique, Université SAAD DAHLAB de BLIDA, 2020.
- [3] NECHMA MOHAMEL LAMINE, 'Modélisation, Commande et Simulation d'un Moteur Asynchrone à cage', thèse de master, Electromécanique, université BADJI MOKHTAR-ANNABA, 2019.
- [4] SAOULI YOUCEF, KAHLI OMAR, 'ETUDE ET SIMULATION D'UN MOTEUR ASYNCHRONE', thèse de master, Electrotechnique, Université BADJI MOKHTAR Annaba, 2021.
- [5] OTHMANI Ahmed Mehdi, 'commande vectorielle d'une machine asynchrone associée a un observateur adaptatif ', thèse de master, Électromécanique, université BADJI MOKHTAR-ANNABA, 2019.
- [6] 'commande vectorielle de la machine asynchrone', thèse de master, Génie Electrique, Université Mohamed Boudiaf de M'sila.
- [7] SEBBOUH ZINELABIDINE, MELKI KHALED, 'commande vectorielle d'une machine asynchrone par un régulateur PI-FLOU a gain floue adapte', mémoire de fin d'étude, Électromécanique, université de M'SILA ,2009.

- [8] ALI TAIEB, 'optimisation des régulateurs flou et optimisation des régulateurs flou et classique par essaim de particules (POS). Application a la commande vectorielle de la machine asynchrone', mémoire de magister, signaux et système, université SAAD DAHLEB BLIDA, 2019.
- [9] BELHIAIT HOUSSEM EDDINE, 'Détection des défauts de moteur asynchrone par l'analyse de courant statorique ', mémoire de master, maintenance industrielle, : université BADJI MOKHTAR - ANNABA, 2020.
- [10] CHERMAT BADEREDDINE, 'Diagnostic des défauts de MAS par les méthodes paramétriques de traitement du signal', mémoire de master, Electrotechnique, Université Mohamed KHIDER Biskra, 2012.
- [11] AMRIN BRAHIM, 'analyse des performances de la commande vectorielle d'un moteur asynchrone triphasé en présence des défauts statoriques', mémoire de master, Electronique, Université SAAD DAHLEB de blida, 2012.
- [12] SAID WATHIK, LAMRI CHAHINEZ, 'modélisation de la machine asynchrone symétrique et en présence de défaut', mémoire de master, Electronique, Université SAAD DAHLEB de blida, 2019.

