

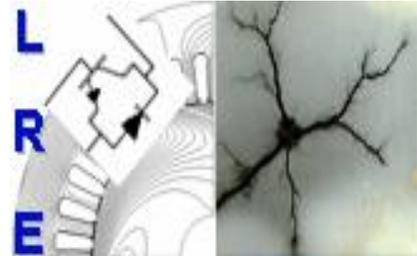
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme d'

Ingénieur d'état en électrotechnique

Intitulé :

**Modélisation, identification et commande vectorielle de la
machine asynchrone à double étoile**

Présenté par
Nadhir BOUCENNA
Ismail GUEZEI

Sous la direction de Pr.M.O.MAHMOUDI
Pr. S.MEKHTOUB

Soutenu publiquement le 14 juin 2017

Membres du Jury

Président : R.Ibtiouen, Professeur à l'ENP
Rapporteurs : M.O.MAHMOUDI, Professeur à l'ENP
Examineur : O.Touhami, Professeur à l'ENP
L.Nezli, Professeur à l'ENP

ENP 2017

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique (LRE) - Ecole Nationale Polytechnique (ENP)
10, Avenue des Frères Oudek, Hassen Badi, BP. 182, 16200 El Harrach, Alger, Algérie

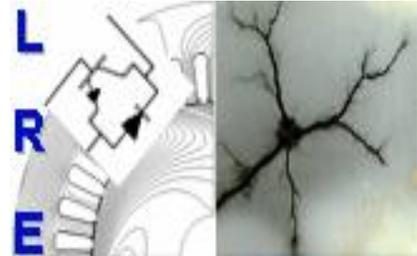
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'ELECTROTECHNIQUE

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme d'

Ingénieur d'état en électrotechnique

Intitulé :

**Modélisation, identification et commande vectorielle de la
machine asynchrone à double étoile**

Présenté par

Nadhir BOUCENNA

Ismail GUEZEI

Sous la direction de Pr.M.O.MAHMOUDI

Pr. S.MEKHTOUB

Soutenu publiquement le 14 juin 2017

Membres du Jury

Président :

R.Ibtiouen, Professeur à l'ENP

Rapporteurs :

M.O.MAHMOUDI, Professeur à l'ENP

Examineur :

O.Touhami, Professeur à l'ENP

L.Nezli, Professeur à l'ENP

ENP 2017

ملخص

يتركز العمل المقدم في هذه المذكرة على التعريف الوسيطي و التحكم الشعاعي للمحرك غير المتزامن مزدوج الساكن الذي يتم تغذيته من قبل اثنين من المحولات اللذان تسيطر عليهما استراتيجيات تعديل نبض العرض (MLI).

بدأنا بالتعريف الوسيطي للمحرك من خلال اختبارات تقليدية. الخوارزمية تعمل على تقليل الخطأ للعثور على الوسيط الأمثل. بعد ذلك قمنا بوضع نموذج للمحرك والمحولين للتحكم في سرعة المحرك بواسطة التحكم الشعاعي غير المباشر, باستعمال منظمات PI للتيار و منظم IP للسرعة.

كلمات مفتاحية: محرك غير المتزامن مزدوج الساكن, خوارزمية التحسين, التحكم الشعاعي.

Abstract

The work presented in this report focuses on the identification and vector control of a double star asynchronous machine powered by two inverters controlled by the triangulo-sinusoidal MLI control strategy. We started by identifying the parameters of the DSIM from a classical tests. The optimization algorithm treats the minimization of errors to find the optimal parameters of the machine. Then we have modeled the DSIM as well as the two power inverters in order to be able to apply, at the end, the indirect field oriented control, using PI regulators for the currents and an IP speed regulators, for the DSIM.

Key words: Dual star asynchronous machine (DSIM), Optimization algorithm, vector control.

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire est porté sur l'identification et la commande vectorielle d'une machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs commandés par la stratégie de commande MLI triangulo-sinusoidal. Nous avons commencé par l'identification des paramètres de la MASDE à partir des essais classiques. L'algorithme d'optimisation traite la minimisation d'erreurs pour trouver les paramètres optimaux de la machine. Ensuite nous avons modélisé la MASDE ainsi les deux onduleurs d'alimentation pour pouvoir appliquer à la fin la commande par orientation du flux rotorique, en utilisant des régulateurs PI pour les courants et un régulateurs IP pour la vitesse, à la MASDE.

Mots clés : Machine asynchrone double étoile, algorithme d'optimisation, commande vectorielle.

Remerciement

Nous remercions, avant tout, notre Dieu de nous avoir donné la force et le courage pour réaliser ce travail.

Ce présent travail a été réalisé au sein du Laboratoire de Recherche en Electrotechnique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (ENP).

Nous tenons à exprimer nos sincères remerciements et notre profonde gratitude à nos promoteurs Monsieur **M.O. MAHMOUDI** et Monsieur **S.MEKHTOUB** Professeurs à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour avoir dirigé ce travail, pour leurs encouragements et pour les conseils qu'ils ont apportés pour l'achèvement de ce mémoire.

Nous tenons également à remercier Monsieur E.MESSINI pour son aide, sa patience et sa disponibilité tout au long de notre travail.

Nous tenons à exprimer nos sincères gratitude à Monsieur R.Ibiouen, Professeurs à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger d'avoir accepté de présider le jury de soutenance du présent mémoire.

Nous tenons également à remercier les professeurs L.Nezli et O.Touhami pour nous avoir fait l'honneur d'accepter d'être membres examinateurs de ce mémoire.

On tient par ailleurs à remercier tous les enseignants ayant assurés nos cours pendant nos années d'études.

Dédicace

Je dédie également ce travail :

*A mes très chers **Parents** :*

Pour tout l'amour dont vous m'avez entouré, pour tout ce que vous avez fait pour moi. Que dieu, le tout puissant, vous préserve et vous procure santé et longue vie afin que je puisse à mon tour vous combler.

A tout membre de ma grande famille;

Ma grande mère

Mes frères;

Mes sœurs;

Mes très chères neveux et nièces;

Sans oublier mes chères amies (Laid, Abbas, Messaoud, Abdelfattah et Cherif...)

A tous les amis d'études ceux d'électrotechnique promotion 2017 (surtout les Bouraouistes Salah, Fouad, Benyahia, Imade)

GUEZEI Ismail

Dédicace

Je dédie ce travail à :

A la mémoire de mon frère que dieu lui accueillera dans son vaste paradis.

Celle qui m'a élevé, m'a nourrit, m'a bien éduqué, m'a donné surtout de l'amour et sans elle je ne pourrai jamais atteindre ce niveau, à ma Mère, merci merci.

Celui qui m'a Toujours soutenu et aidé dans toute ma vie mon Père.

Ma grande sœur Meriem pour son aide et son soutien tout au long de mon cursus.

Mes deux petites sœur Yousra et Roukya.

A mes très chers cousins, oncles.

Et une spéciale dédicace à mes chers amis Ahmed et Mohamed.

A la plus belle famille que j'ai connaît dans ma vie celle de HALLISS.

A mon ami et mon binôme GUEZEI Ismail pour son aide, sa patience, et ses rigolades surtout.

Enfin, je dédie ce travail à toute ma famille, mes collègues et mes amis.

Nadhir BOUCENNA

Tables des matières

Liste des figures

Liste des tableaux

Symboles et variables

Introduction générale..... 15

Chapitre 1: Généralités sur les machines multiphasées

1.1. Introduction 18

1.2. Caractéristiques des machines multiphasées..... 18

1.2.1. Machines multiphasées de type 1 19

1.2.2. Machines multiphasées de type 2 20

1.3. Avantages des Machines multiphasées..... 21

1.3.1. Segmentation de puissance 21

1.3.2. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques 21

1.3.3. Fiabilité..... 21

1.4. Inconvénients des machines multiphasées 22

1.5. Applications des machines multiphasées 22

1.6. Principe de fonctionnement de la machine multiphasées (on prend la machine double étoile) 22

1.7 Conclusion..... 23

Chapitre 2: Identification de la machine asynchrone double étoile

2.1. Introduction 25

2.2. Procédure d'identification..... 25

2.3. Estimation des paramètres 26

2.3.1. Le schéma équivalent de la MASDE..... 26

2.3.2. Essai à rotor bloqué ($g=1$)..... 27

2.3.3 Essai en synchronisme ($g=0$)..... 29

2.3.4. Limitation des vecteurs des paramètres estimés..... 30

2.4. Solution du problème 30

2.5. Fonction objective 31

2.6 Résultats et discussion..... 32

2.6.1 Description du banc d'essai 32

2.6.2. Résultats d'estimation de paramètres..... 33

2.6.3. Interprétation.....	36
2.7. Conclusion.....	37
Chapitre 3: Modélisation de la machine asynchrone double étoile	
3.1. Introduction	39
3.2 Description du moteur asynchrone à double étoile.....	39
3.3. Hypothèses simplificatrices	40
3.4. Modèle triphasé de la MASDE.....	40
3.4.1 Les équations électriques	40
3.4.2. Equations magnétiques	41
3.4.3. Equation mécanique.....	42
3.5. Le modèle de Park (Modèle biphasé)	43
3.5.1. Equation de tension.....	44
3.5.2 Les équations de flux.....	44
3.5.3. Equation mécanique.....	45
3.5.4 Mise sous forme d'équation d'état.....	46
3.6. Simulation et interprétation.....	47
3.7. Conclusion.....	49
Chapitre 4: Alimentation de la machine asynchrone double étoile	
4.1 Introduction	51
4.2. Modélisation de l'onduleur à commande MLI.....	51
4.3. Stratégie de commande.....	53
4.4. Association de la MASDE à deux onduleurs de tension.....	54
4.5. Résultats de simulation	54
4.7. Conclusion.....	58
Chapitre 5: Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile	
5.1 Introduction	60
5.2. Principe de la commande vectorielle	60
5.3. Choix du référentiel	61
5.4. Les différents modèles mathématiques d'orientation du flux	61
5.5. Commande vectorielle de la MASDE par orientation du flux rotorique ..	62
5.6. Méthodes de la Commande Vectorielle.....	63

5.6.1. Méthode directe (DFOC Direct Field Oriented Control)	63
5.6.2. Méthode indirect (IFOC Indirect Field Oriented Control)	63
5.6.3. Découplage par compensation.....	67
5.7. Calcul des régulateurs.....	68
5.7.1. Conception de régulateur PI	68
5.7.2. Conception de régulateur IP	69
5.7.3 Comparaison entre les deux régulateurs :.....	70
5.8. Le bloc de défluxage.....	71
5.9. Simulation et interprétation des résultats.....	71
5.10. Conclusion.....	74
Conclusion générale	75
Bibliographie.....	76
Annexe A.....	79
Annexe B.....	80
Annexe C.....	81

Liste des figures

Figure 2.1. Le schéma électrique équivalent de la MASDE	27
Figure 2.2 Schéma équivalent de la MASDE en rotor bloqué (l'essai 1)	27
Figure 2.3. Schéma équivalent de la MASDE en rotor bloqué (l'essai 2)	29
Figure 2.4 Schéma équivalent de la MASDE en synchronisme (l'essai 3).....	29
Figure 2.5. Comparaison entre les valeurs estimées et celles mesurées pour l'essai 1	34
Figure 2.6 Comparaison entre les valeurs estimées et celles mesurées pour l'essai 2	35
Figure 2.7 Comparaison entre les valeurs estimées et celles mesurées pour l'essai 3	36
Figure 3.1. Représentation des enroulements de la MASDE.....	39
Figure 3.2. La transformation de Park.....	43
Figure 3.3. La représentation schématique du modèle de Park de la MASDE	44
Figure 3.4. Performances de la machine asynchrone double étoile alimentée par le réseau Démarrage à vide et insertion du couple nominal.....	48
Figure 4.1. Schéma de principe de l'onduleur triphasé.....	52
Figure 4.2. Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.....	54
Figure 4.3. MLI triangulo-sinusoïdale et tension d'une phase de la MASDE	54
Figure 4.4. La machine asynchrone double étoile alimentée par un système de deux onduleurs de tension deux niveaux (Démarrage à vide et insertion du couple nominal)	55
Figure 4.5. Le couple électromagnétique de la machine asynchrone double étoile en régime permanant pour $\delta=0^\circ, 30^\circ, 45^\circ$ et 60°	56
Figure 4.6. Les courants statoriques de la machine asynchrone double étoile en régime permanant pour $\delta=0^\circ, 30^\circ, 45^\circ$ et 60°	57
Figure 5.1. Analogie de la commande de la MASDE avec celle de la MCC	61
Figure 5.2. Orientation du flux rotorique	62
Figure 5.3. Schéma synoptique de la commande à flux orienté (FOC)	64
Figure 5.4. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE (boucle ouverte).....	67
Figure 5.5. Représentation schématique du bloc de découplage IFOC avec compensation.....	68
Figure 5.6. Régulateur PI	68
Figure 5.7. Schéma fonctionnel d'un régulateur IP.....	69
Figure 5.8. Comparaison entre les performances d'un régulateur de vitesse PI et IP.....	70
Figure 5.9. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE.....	56
Figure 5.10. La Commande vectorielle indirecte de la MASDE et ses performances.....	58

Liste des tableaux

Tableau 1.1. Quelques exemples des machines multi-étoile de Type 1.....	19
Tableau 1.2 Machines multiphasées de Type 2.....	20
Tableau 2.1. Les caractéristiques électromécaniques de la MASDE.....	32
Tableau 2.2. Les paramètres estimés de la MASDE.....	33
Tableau 4.1. Comportement de la MASDE pour différent angle de décalage de deux onduleurs	57

Abréviations et symboles

Symbole	Désignation	Unité
q	Nombre de phase	...
q_α	Nombre équivalent de phases	...
Ω_s	La vitesse de synchronisme	rd/s
w_s	Vitesse angulaire électrique statorique	rd/s
w_r	Vitesse angulaire électrique rotorique	rd/s
w_{gl}	Vitesse angulaire électrique de glissement	rd/s
p	Nombre de pair de pôle	
g	Glissement	...
R_{s1}	Résistance des enroulements statorique par phase de l'étoile 1	Ω
R_{s2}	Résistance des enroulements statorique par phase de l'étoile 2	Ω
R_r	Résistance des enroulements rotorique par phase	Ω
L_{s1}	Inductance propre de fuite statorique de phase de l'étoile 1	H
L_{s2}	Inductance propre de fuite statorique de phase de l'étoile 2	H
L_{s12}	L'inductance mutuelle entre l'enroulement statorique de l'étoile 1 et l'étoile 2	H
L_m, M	L'inductance mutuelle entre l'enroulement statorique et rotorique	H
L_r	Inductance propre de fuite rotorique de phase	H
V_s	vecteur de la tension statorique	V
V_r	vecteur de la tension rotorique	V
I_s	vecteur du courant statorique	A
I_r	vecteur du courant rotorique	A
j	Nombre imaginaire	
Z	Matrice impédance	Ω
I_{est}	Vecteur des courants estimés	A
V_{sr}	Vecteur de la tension statorique\rotorique	V
V_{2mes}	Vecteur des tensions mesurées à la borne de l'étoile 2	V
I_{1mes}	Vecteur des courants mesurés de l'étoile 1	A
P_{1mes}	Vecteur des puissances actives mesurées de l'étoile 1	W
Q_{1mes}	Vecteur des puissances réactives mesurées de l'étoile 1	VAR

S_{est}	Vecteur des puissances apparentes estimées	VA
V_{1mes}	Vecteur des tensions mesurées à la borne de l'étoile 1	V
V_{2est}	Vecteur des tensions estimées à la borne de l'étoile 2	V
P_{1est}	Vecteur des puissances actives estimées de l'étoile 1	W
Q_{1est}	Vecteur des puissances réactives estimées de l'étoile 1	VAR
$I_{s1 est}$	Vecteur des courants estimés de l'étoile 1	A
$I_{s2 est}$	Vecteur des courants estimés de l'étoile 2	A
I_{2mes}	Vecteur des courants mesurés de l'étoile 2	A
P_{2mes}	Vecteur des puissances actives mesurées de l'étoile 2	W
Q_{2mes}	Vecteur des puissances réactives mesurées de l'étoile 2	VAR
P_{2est}	Vecteur des puissances actives estimées de l'étoile 2	W
Q_{2est}	Vecteur des puissances réactives estimées de l'étoile 2	VAR
V_{1est}	Vecteur des tensions estimées à la borne de l'étoile 1	V
*(exposant)	Conjugué d'un vecteur	
N	le nombre de mesure effectués.	
α	Angle de décalage entre les deux étoiles statoriques	°
a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}	Indices correspondants aux trois phases de l'enroulement statorique 1	
a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}	Indices correspondants aux trois phases de l'enroulement statorique 2	
a_r, b_r, c_r	Indices correspondants aux trois phases rotoriques	
R_{s1}, R_{s2}	Résistances de l'enroulement statoriques 1 & 2	Ω
L_{s1}, L_{s2}	Inductances propres de fuites statoriques 1 & 2	H
L_r	Inductance propre de fuite rotorique	H
$M_{s1,r}, M_{s2,r}$	Inductance mutuelle entre les phases statoriques et rotoriques	H
$M_{s1,s2}$	Inductance mutuelle entre des enroulements phases statoriques	H
$\varphi_{s1}, \varphi_{s2}$	Flux statorique	Wb
φ_r	Flux rotorique	Wb
φ_{rd}	Flux rotorique selon l'axe d	Wb
φ_{rq}	Flux rotorique selon l'axe q	Wb
T_r	Constant de temps	S
C_{em}	Couple électromagnétique	N.m
J	Le moment d'inertie	Kg.m ²

K_f	Coefficient de frottement	
C_r	Couple résistif	N.m
δ	Angle de déphasage entre les deux systèmes d'alimentation du stator	°
...*	... de reference	
M	Indice de modulation	
R	Le taux de modulation	
V	La tension simple de phase	V
i_{as1}	Courant de phase de l'enroulement statorique 1	A
i_{as2}	Courant de phase de l'enroulement statorique 2	A
K_p	Paramètre de l'action proportionnelle	
K_i	Paramètre de l'action intégrale	
S	Opérateur de Laplace	
X	Vecteur d'état	
T	Le temps	S
V_m	La valeur crête de la modulante	V
V_{pm}	La valeur crête de la porteuse	V
F	Fréquence	Hertz
f_p	Fréquence de la porteuse	Hertz

MASDE : Machine Asynchrone Double Etoile

f.m.m : force magnétomotrice

GAS : Génératrice Asynchrone

GASDE : Génératrice Asynchrone Double Etoile

MLI : Modulation de Largeur d'impulsion

PWM : pulse Width modulation

GTO : Thyristor blocable par la gâchette

MCC : Machine à Courant Continu

Les autres abréviations et symboles utilisés sont définis dans le texte.

Introduction générale

Introduction générale

Les moteurs électriques sont de nos jours les récepteurs les plus nombreux dans les industries et les installations tertiaires. Leur fonction, de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique, leur donne une importance économique toute particulière qui fait qu'aucun concepteur d'installation ou de machine, aucun installateur et aucun exploitant ne peut les ignorer. Parmi tous les types de moteurs existants, les moteurs asynchrones triphasés notamment à cage sont les plus utilisés dans l'industrie et au-delà d'une certaine puissance dans les applications du bâtiment tertiaire. [1]

En forte puissance, les machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'applications. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation et donc les performances. Pour permettre l'utilisation des composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phases ou des machines multiphasée.

Les machines polyphasées offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages. En effet, la multiplication du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple, permettant ainsi à la charge mécanique de les filtrer plus facilement. Enfin, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, une ou plusieurs phases en défaut.

De ce fait, on commence aujourd'hui à noter un intérêt grandissant des communautés scientifique et industrielle à propos de l'augmentation du nombre de phases des machines électriques. Ce phénomène est essentiellement observé pour trois types d'applications spécifiques : la propulsion électrique dans la Marine, l'Aéronautique, et plus récemment l'automobile, avec les nouvelles technologies de véhicule électriques et hybrides. On peut en effet assez facilement justifier pour ces types d'applications, qui réclament des performances de plus en plus élevées, sous le poids de contraintes très fortes, que le nombre de phases devienne un véritable paramètre de conception. Les bénéfices que peut apporter une structure polyphasée par rapport à une structure triphasée équivalente sont variés [2].

Malgré ces avantages, la commande de ce type de machine présente un inconvénient majeur, par rapport à la machine à courant continu, due au fort couplage de son modèle mathématique. L'un des exemples les plus courants de machines multiphasée est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE).

La commande de la machine asynchrone double étoile est semblable à celle de la machine asynchrone triphasé mais avec un nombre de grandeurs à régler plus grand. La commande vectorielle rend la commande d'une telle machine similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Cette commande avancée nécessite une alimentation capable de délivrer une tension la plus sinusoïdale possible et à fréquence et amplitude variable. Dans les applications industrielles, on utilise généralement les onduleurs pilotés par les techniques de la modulation de largeur d'impulsions (MLI) ou PWM (pulse Width modulation).

L'identification et la modélisation d'un système quelconque sont indispensables lorsque nous voulons le commander. Le modèle électromagnétique de la machine asynchrone à double étoile est un système de neuf équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique.

Ce mémoire est scindé en cinq chapitres et une conclusion.

Le premier chapitre sera consacré à quelques généralités concernant les machines multiphasées; caractéristiques, avantages et inconvénients.

Dans le second chapitre, nous appliquons une méthode d'identification optimale afin d'estimer les paramètres de la machine asynchrone double étoile. Cette méthode utilise des essais classiques (essai en synchronisme, essai à rotor bloquée) et à partir de ces essais et en introduisant un algorithme d'optimisation qui traite la minimisation d'erreur.

Le troisième chapitre, sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone double étoile en vue d'une alimentation par convertisseur statique (onduleur) en appliquant la transformation de Parck.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension commandées par la stratégie de commande MLI triangle-sinusoidal où on explique le principe de fonctionnement de cette stratégie. Nous montrons aussi l'influence de l'angle de décalage entre ces deux onduleurs alimentant la machine.

Dans le dernier chapitre, et en vue de découpler la commande de la MASDE, une commande vectorielle indirecte avec orientation du flux rotorique sera présentée. Différents résultats de simulation seront montrés et commentés à la fin de l'étude de cette commande.

Chapitre 1
Généralités sur les machines multiphasées

1.1. Introduction

Les machines triphasées à courant alternatif dominant assez largement le domaine des machines électriques, mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées « machines à grand nombre de phases » ou « machines multiphasées ».

L'idée de multiplier le nombre de phases statoriques des machines asynchrones est née du développement des convertisseurs de l'électronique de puissance. Ceci permet d'augmenter considérablement la puissance des machines utilisées en fréquence variable tout en gardant une taille raisonnable pour les onduleurs.

Les machines multiphasées offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages de la machine. En effet, l'augmentation du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple. Enfin, l'augmentation du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, une ou plusieurs phases en défaut (fonctionnement en régime dégradé). Cette problématique est fondamentale pour les applications devant garantir une excellente continuité de service, pratiquement, dans les domaines de la traction ferroviaire, de la propulsion navale, de l'automobile et de l'aérospatiale. [3][4]

Ce chapitre permettra d'une part de présenter les caractéristiques intrinsèques des machines multiphasées, ses avantages et inconvénients et d'autre part d'introduire la machine asynchrone double étoile et de la situer dans l'ensemble des machines multiphasées.

1.2. Caractéristiques des machines multiphasées

Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator (les phases statoriques) qui est ou non un multiple de trois on distingue deux types de machines électriques multiphasées :

- machines multi phases de type « 1 »
- machines multi phases de type « 2 »

De plus, on considère rarement les cas où le nombre de phases est un nombre pair sauf si celui-ci est un multiple de trois [3].

On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machines à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes (qui correspond au décalage entre étoile), pour pouvoir différencier entre les configurations possibles.

Par exemple : une machine double étoile hexa-phrasées (6 phases) et le décalage angulaire $\alpha = \frac{\pi}{6}$ entre les étoiles a des caractéristiques différentes de celles d'une machine ayant même nombre de phase mais leurs étoile sont décalées de $\alpha = \frac{\pi}{3}$.

1.2.1. Machines multiphasées de type 1

Dans ce type de machines qui sont appelées aussi machines multi-étoile, le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en n étoiles triphasées [1] : $q = 3 n$ ($n = 1, 2, 3, 4, 5, \dots$)

Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un nombre équivalent de phases, noté q_α , dont la définition est comme suit: $q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$.

Nombre de phases q	Décalage angulaire (α) Degré	Nombre équivalent de phases q_α	Représentation des axes des bobines
3	$\pi/3$	3	
6	$\pi/3$	3	
	$\pi/6$	6	
9	$\pi/9$	9	
12	$\pi/12$	6	

Tableau 1.1. Quelques exemples des machines multi-étoile de Type 1.

1.2.2. Machines multiphasées de type 2

Dans ce type de machines, le nombre de phases statoriques q est un nombre impair.

$$q=2n+1 \text{ (n=1, 2, 3...)}$$

Si α représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{q} = 2\alpha$ On a donc toujours : $q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$

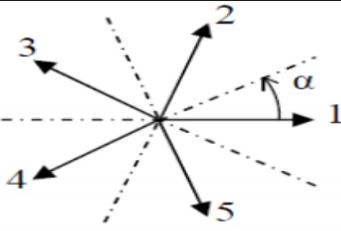
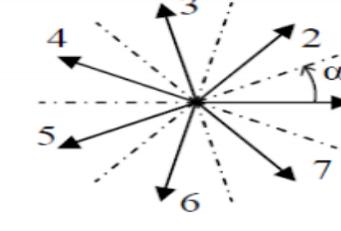
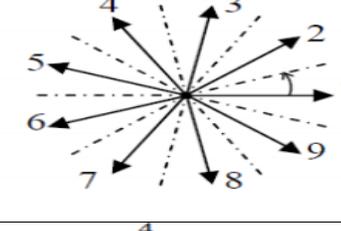
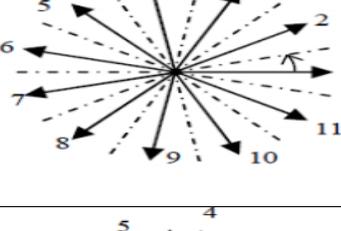
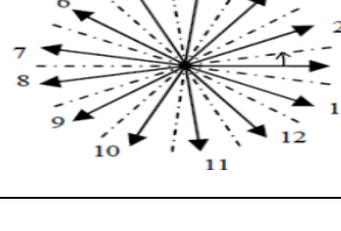
Nombre de phases q	Décalage angulaire (α) Degré	Nombre équivalent de phases q_α	Représentation des axes des bobines
5	$\pi/5$	5	
7	$\pi/7$	7	
9	$\pi/9$	9	
11	$\pi/11$	11	
13	$\pi/13$	13	

Tableau 1.2 Machines multiphasées de Type 2

1.3. Avantages des Machines multiphasées

Les machines multiphasées ont par la suite fait un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE), qui présente en plus des avantages des machines asynchrones triphasées à cage, ceux des machines multiphasées. En effet, les variateurs multiphasés présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées [3]. Les machines multiphasées ont plusieurs avantages tels que :

- 1- La minimisation des ondulations du couple électromagnétiques lorsque la machine est alimentée par des convertisseurs statiques (onduleur).
- 2- La minimisation des pertes rotoriques.
- 3- La segmentation de puissance.
- 4- La fiabilité.

1.3.1. Segmentation de puissance

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée. L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple. La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multiphasées, que l'on met le plus en avant de nos jours [4] [3].

1.3.2. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Dans une machine triphasé, l'ondulation de fréquence six fois celle du fondamental du couple électromagnétique est créé par les harmoniques cinq et sept du courant statorique. Dans une machine double étoile ces harmoniques sont naturellement éliminé et par conséquent l'harmonique de couple de rang six n'existe pas. Pratiquement, une machine multiphasée a des pertes rotoriques moindre qu'une machine triphasée, cela est dû au fait que certains harmoniques des courants statoriques (cinq et sept) ne créent pas de f.m.m et donc il n'existe pas des courants induits au rotor, ce qui réduit les pertes rotoriques. [3]

1.3.3. Fiabilité

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases, par la défection des éléments de semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. Dans les machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à $(q - 3)$ phases ouvertes. Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine [4].

1.4. Inconvénients des machines multiphasées

- Le coût : le nombre d'éléments semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine.
- La multiplication du nombre des semi-conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté pour les machines multiphasées de type 2, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à nombre de phases impaires tel que (5 phases, 7 phases, etc.).
- L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension lorsque les neutres des deux étoiles sont reliés. [3,6]

1.5. Applications des machines multiphasées

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc. Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne.

Les éoliennes à vitesse fixe sont couplées au réseau via les GAS, certains constructeurs utilisent un autre système de conversion d'énergie éolienne basé sur la GASDE qu'afin d'améliorer le rendement. Ainsi, le bruit engendré par l'éolienne est alors plus faible pour les petites vitesses, la présence d'une deuxième étoile rend la conception de la machine particulière et augmente le cout et le diamètre de façon non négligeable, ce qui représente une augmentation du poids et de l'encombrement de l'ensemble. [7]

1.6. Principe de fonctionnement de la machine multiphasées (on prend la machine double étoile)

La machine à six phases peut être construite en divisant un enroulement triphasé en deux groupes. Ces groupes triphasés sont décalés de 30° électriques l'un de l'autre. Il s'agit donc d'une machine à six phases asymétrique puisque la distance angulaire entre les phases n'est pas la même.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré de courants entraînant la création d'un champ tournant le long de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques telle que : $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$

Ces deux Champs tournants produisaient par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse « ω_r » inférieure à celle du synchronisme ($\omega_r < \omega_s$). Ainsi les effets

de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative : $w = w_s - w_r$.

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport: $g = \frac{w}{w_s} = \frac{w_s - w_r}{w_s}$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement:

1.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les machines multiphasées et ce qu'elles pouvaient apporter de plus que les machines triphasées. La machine double étoile est la machine multiphasées la plus courante, sans doute elle constitue un compromis entre la segmentation de puissance et une alimentation par un convertisseur pas trop compliqué et de prix acceptable.

Le chapitre suivant sera consacré à l'identification paramétrique d'une machine asynchrone double étoile.

Chapitre 2
Identification de la machine asynchrone
double étoile

2.1. Introduction

La conception des techniques de commande numérique assistée par ordinateur, nécessite une phase d'identification paramétrique de haute qualité de la machine, en vue de réaliser un entraînement électrique réglé de hautes performances dynamiques. Dans les installations de grandes puissances où les essais directs sont onéreux et même difficiles à réaliser, la simulation s'impose comme une bonne alternative pour la prédiction des caractéristiques de la machine. Ces caractéristiques peuvent servir à un dimensionnement judicieux des différents éléments constituant le système global ou à la mise en œuvre d'un système de diagnostic et de surveillance. [8,9]

Dans toutes ces situations, l'identification et la modélisation de la machine ont un impact non négligeable sur la précision des résultats obtenus. Les méthodes d'identification des systèmes ont fait l'objet de nombreuses études. Si la méthode d'identification est linéaire (directe et simple), leur performances demeurent insuffisantes surtout dans le cas des systèmes complexes qui nécessitent une commande très précise. L'utilisation des méthodes non linéaire permet d'améliorer et optimiser la phase d'identification du système. [10,14]

Dans le présent chapitre nous appliquerons une méthode d'identification non linéaire afin d'obtenir les paramètres électriques optimaux de la MASDE. Cette méthode est basée sur l'utilisation d'un algorithme d'optimisation sous le logiciel MATLAB et des essais classiques confirmés par les normes.

2.2. Procédure d'identification

Notre travail est basé sur l'utilisation d'un algorithme d'optimisation qui nous permet d'identifier les paramètres de la machine en utilisant les équipements usuels à savoir (Voltmètre, Ampèremètre, Wattmètre). L'utilisation de ces équipements permet de mesurer les grandeurs électriques (tension, courant et puissance) et ceci en appliquant les essais standards (rotor bloqué et rotor ouvert). La méthode est si facile à mettre en œuvre car elle ne nécessite pas d'équipement supplémentaire (que le matérielle de base). En outre, aucune mesure en régime transitoire n'est nécessaire. Toutes les mesures sont effectués régimes permanent ce qui facilite notre étude.

Les paramètres à identifier sont :

- ✓ La résistance équivalente aux pertes joules statoriques du deux étoiles R_{s1} et R_{s2} .
- ✓ La résistance équivalente aux pertes joules rotoriques R_r .
- ✓ L'inductance équivalente au flux de fuite statoriques du deux étoiles L_{s1} et L_{s2} .
- ✓ L'inductance mutuelle entre l'étoile 1 et l'étoile 2 L_{s12} .
- ✓ L'inductance de magnétisation L_m .
- ✓ L'inductance équivalente au flux de fuite rotorique L_r .

Les essais à effectués pour cette approche sont :

1. L'essai à rotor bloqué avec l'enroulement de la première étoile alimentée et l'autre ouverte.
2. L'essai à rotor bloqué avec l'enroulement de la première étoile ouverte et l'autre alimentée.
3. L'essai en synchronisme en alimentant la première étoile et on laisse la deuxième ouverte.

Pour chaque essai on doit prélever un fichier de valeur pour chacun des paramètres suivants :

- La tension d'alimentation.
- la tension induite dans l'étoile ouverte.
- Le courant de phase.
- La puissance active et réactive absorbé par la machine.

Ce fichier de valeur sera implémenté dans l'algorithme d'optimisation ainsi que les équations électriques du schéma équivalent de la machine, pour chaque essai, afin de déterminer les valeurs estimées des tensions, courants et puissances. Notre algorithme d'identification traite la minimisation de l'erreur totale qui est la somme des erreurs des courants, tensions et puissances. Tous les paramètres électriques du schéma équivalent de la machine peuvent être déterminés par cet algorithme. Cependant, pour minimiser la complexité du problème, certains paramètres de la machine peuvent être mesurés directement par des simples essais (résistance statorique mesuré à chaud).

2.3. Estimation des paramètres

Le processus d'identification consiste à trouver un vecteur paramètres assurant la meilleure corrélation entre les grandeurs mesurées et celles estimées en utilisant le schéma équivalent de la machine. Le problème à résoudre est en effet, un problème d'optimisation. Il fait intervenir pour sa résolution des algorithmes d'optimisation qui sont des procédures numériques permettant de générer itérativement un meilleur vecteur paramètres. Il existe plusieurs techniques classées selon leur type ou selon l'ordre le plus élevé de dérivées utilisées pour la génération d'un nouveau vecteur. [11,12]

2.3.1. Le schéma équivalent de la MASDE

Le modèle que nous adopterons pour l'identification des paramètres de la machine tient compte de ces hypothèses simplificatrices :

- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault (hors des barres rotoriques) et l'effet de peau sont tous négligés.
- Les résistances des enroulements ne varie pas avec la température.

Les paramètres à estimer sont les paramètres du circuit électrique équivalent de la MASDE en régime permanent. Du côté stator, les pertes ohmiques sont représentées par les résistances équivalentes des deux étoiles R_{s1} et R_{s2} , les inductances équivalentes au flux de fuite par les

deux étoiles L_{s1} et L_{s2} et l'inductance mutuelle entre l'étoile 1 et l'étoile 2 par L_{s12} .

Dans la branche de magnétisation, nous supposons que les pertes fer ont un effet négligeable, de sorte que seule l'inductance magnétisante est prise en compte par l'algorithme d'estimation de paramètre. Du côté rotor, l'inductance équivalente au flux de fuite du rotor L_r , et la résistance équivalente des pertes mécaniques R_r/g . Tous ces paramètres sont rassemblés dans le circuit équivalent de la MASDE ramené au stator (figure 2.1).

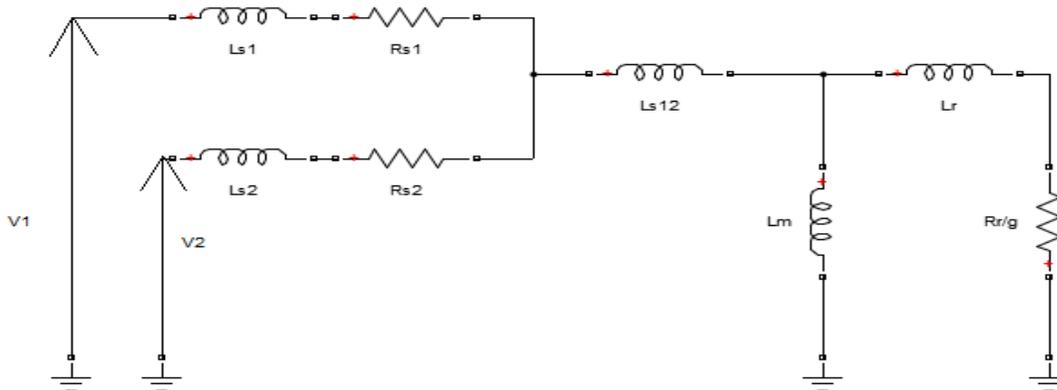


Figure 2.1. Le schéma électrique équivalent de la MASDE

2.3.2. Essai à rotor bloqué ($g=1$)

L'essai à rotor bloqué est l'essai dans lequel le rotor est bloqué pour empêcher toute rotation. Dans cet essai le moteur est alimenté sous tension réduite (25% de la tension nominale) pour que le courant de court-circuit soit égal au courant nominal. Pour chaque valeur de tension, on relève la valeur de la puissance active, réactive et le courant absorbé. Aucune puissance mécanique n'est délivrée sur l'arbre du rotor, ça implique que la puissance absorbée est totalement dissipée dans la machine. [9]

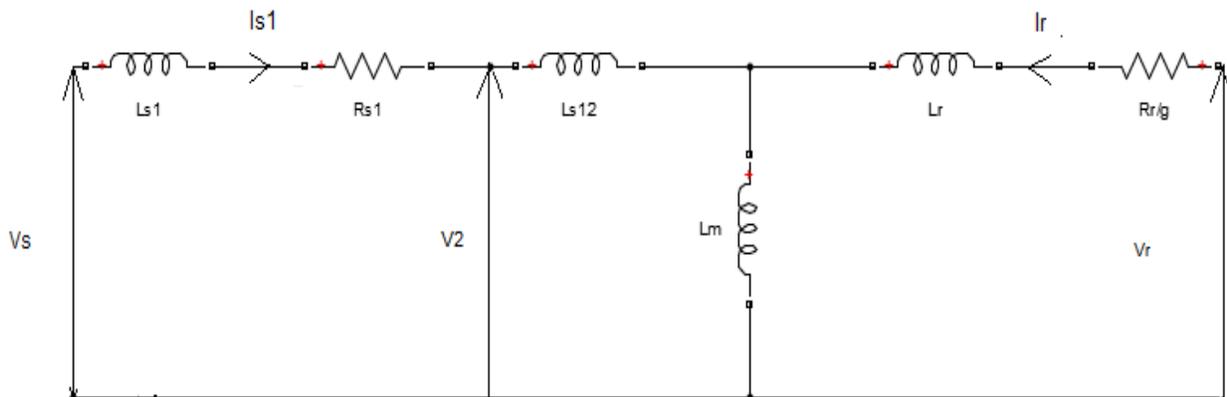


Figure 2.2 Schéma équivalent de la MASDE en rotor bloqué pour l'essai 1

Pour l'essai à rotor bloqué, le modèle électrique du circuit peut être exprimé par les équations

suivantes:

$$\begin{bmatrix} V_s \\ V_r = 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} + j(L_{s1} + L_{s12} + L_m)\omega_S & jL_m\omega_S \\ jL_m\omega_S & R_r + j(L_m + L_r)\omega_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Ce qui implique que :

$$\begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} + j(L_{s1} + L_{s12} + L_m)\omega_S & jL_m\omega_S \\ jL_m\omega_S & R_r + j(L_m + L_r)\omega_S \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_s \\ V_r \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

On pose :

$$V_{sr} = \begin{bmatrix} V_s \\ V_r=0 \end{bmatrix} ; I_{est} = \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix}$$

$$Z = \begin{bmatrix} R_{s1} + j(L_{s1} + L_{s12} + L_m)\omega_S & jL_m\omega_S \\ jL_m\omega_S & R_r + j(L_m + L_r)\omega_S \end{bmatrix}$$

Donc :

$$V_{sr} = Z * I_{est} \quad (2.3)$$

Dans le premier essai, où la première étoile est alimentée, les paramètres mesurés sont:

V_{2mes} , I_{1mes} , P_{1mes} et Q_{1mes} (Annexe A) de sorte que les paramètres estimés peuvent être calculées par les expressions suivantes:

$$\begin{cases} I_{est} = Z^{-1}V_{sr} \\ S_{est} = 3V_{1mes}I_{s_est}^* \\ V_{2est} = [j(L_{s12} + L_m)\omega_S \quad jL_m\omega_S]I_{est} \\ P_{1est} = \text{Real}(S_{est}) \\ Q_{1est} = \text{Imag}(S_{est}) \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\text{Tel que : } I_{est} = \begin{bmatrix} I_{s_est} \\ I_{r_est} \end{bmatrix}$$

La deuxième étoile est ouverte donc :

$$I_{s1\ est} = I_{s\ est} \text{ et } I_{s2\ est} = 0$$

Dans le deuxième essai, où la deuxième étoile est alimentée, les paramètres mesurés sont:

V_{1mes} , I_{2mes} , P_{2mes} et Q_{2me} .

Le même schéma équivalent puisque $R_{s1} = R_{s2}$ et $L_{s1} = L_{s2}$.

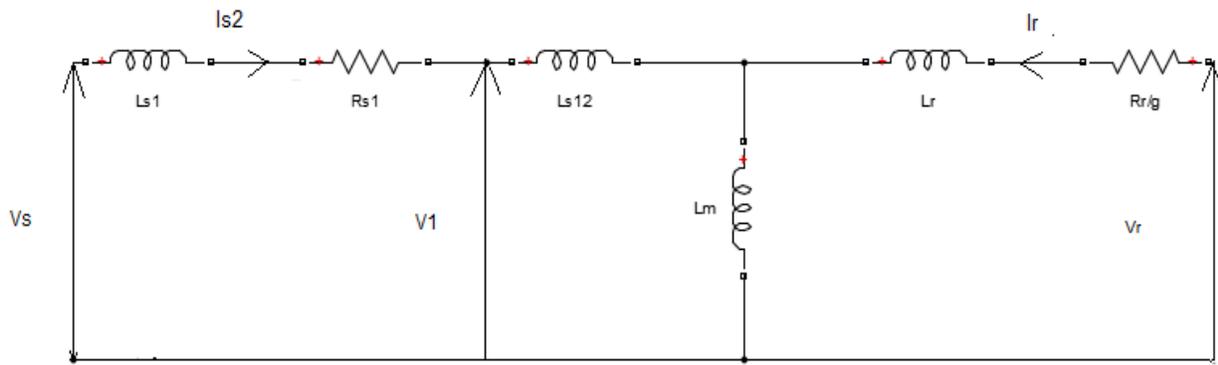


Figure 2.3. Schéma équivalent de la MASDE en rotor bloqué pour l’essai 2

Les paramètres estimés peuvent être calculés par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} I_{est} = z^{-1}V_{sr} \\ S_{est} = 3V_{1mes}I_{s_est}^* \\ V_{1est} = [j(L_{s12} + L_m)\omega_s \quad jL_m\omega_s]I_{est} \\ P_{1est} = \text{Real}(S_{est}) \\ Q_{1est} = \text{Imag}(S_{est}) \end{cases} \quad (2.5)$$

Puisque la première étoile est ouverte donc : $I_{s2\ est} = I_{s\ est}$ et $I_{s1\ est} = 0$

2.3.3 Essai en synchronisme (g=0)

Dans l’essai en synchronisme le rotor est considéré ouvert ($g = 0$), on alimente une étoile et on laisse l’autre ouverte. Le schéma équivalent pour l’essai en synchronisme est donné par la figure en dessous.

Les paramètres estimés peuvent être calculés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} I_{s\ est} = \frac{V_s}{R_{s1} + j(L_{s1} + L_{s12} + L_m)\omega_s} \\ V_{2est} = j(L_{s12} + L_m)\omega_s I_{est} \end{cases} \quad (2.6)$$

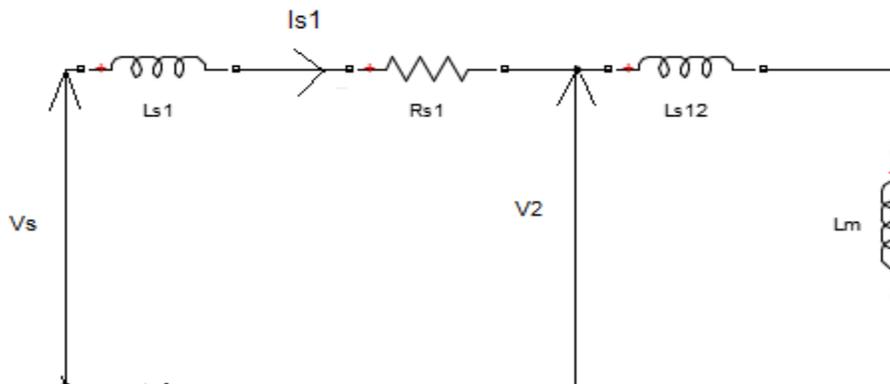


Figure 2.4 Schéma équivalent de la MASDE en synchronisme (l’essai 3)

2.3.4. Limitation des vecteurs des paramètres estimés

Afin de maintenir les principes généraux de la physique, les paramètres estimés doivent remplir certaines conditions (les contraintes utilisés par l'algorithme d'optimisation).

- l'inductance de fuite statorique de cette machine est divisée par deux en adoptant que les deux étoiles en parallèle équivalent à une machine triphasée conventionnelle. En appliquant aussi le critère de P.L.Alger qui stipule que : « Pour une machine triphasée la somme des inductances de fuite statorique est égale au somme des inductances de fuite rotoriques ». [15]

Donc :

$$\frac{L_{s1}}{2} + L_{s12} = L_r. \quad (2.7)$$

-Pour une machine multiphasée on suppose que les inductances de fuite doit être inférieur à 10% de l'inductance magnétisante. [11]

$$\begin{cases} L_{s1} < 10\%L_m \\ L_{s12} < 10\%L_m \\ L_r < 10\%L_m \end{cases} \quad (2.8)$$

- Comme les deux étoiles sont identiques on prend $L_{s1} = L_{s2}$ et $R_{s1} = R_{s2}$.

2.4. Solution du problème

La fonction **fmincon** (**find minimum of constrained nonlinear multivariable function**) permet de trouver le minimum d'un problème avec contraintes, non linéaire et multi-variable. Notre problème est donc résolu en utilisant la fonction "**fmincon**" qui est l'une des fonctions de d'optimisation implémentées dans MATLAB. [13]

$$\min_x f(x) \text{ Tel que } \begin{cases} A \cdot x \leq b \\ A_{eq} \cdot x = b_{eq} \\ lb \leq x \leq ub \end{cases} \quad \text{avec } x \text{ le vecteur paramètres de la machine : } x = \begin{bmatrix} R_s \\ L_{s1} \\ L_{s12} \\ L_m \\ L_r \\ R_r \end{bmatrix}$$

Les contraintes d'inégalité :

$$\begin{cases} L_{s1} < 0.1L_m \\ L_{s12} < 0.1L_m \\ L_m < 0.3 \\ L_r < 0.1L_m \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} L_{s1} - 0.1L_m < 0 \\ L_{s12} - 0.1L_m < 0 \\ L_r - 0.1L_m < 0 \\ L_m < 0.3 \end{cases}$$

Ce qui nous donne : $A \cdot x \leq b$ avec:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 10 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 3 \end{bmatrix}$$

Les contraintes d'égalité :

D'après l'équation (2.7) on a :

$$\frac{L_{s1}}{2} + L_{s12} = L_r \quad \text{Donc: } Aeq.x = beq \quad \text{avec: } Aeq = [0 \ 1/2 \ 1 \ 0 \ -1 \ 0] \quad beq = 0.$$

Les limites inférieure et supérieure du vecteur paramètre de la machine :

$$lb \leq x \leq ub$$

La limite inférieure : $lb = [3.8 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$

On a (Annexe A):

$$L_m < 0.3 \quad \text{Et} \quad \begin{cases} L_{s1} < 0.1L_m \\ L_{s12} < 0.1L_m \\ L_r < 0.1L_m \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} L_{s1} < 0.03 \\ L_{s12} < 0.03 \\ L_r < 0.03 \end{cases}$$

Ce qui nous donne la limite supérieure : $ub = [3.8 \ 0.03 \ 0.03 \ 0.3 \ 0.03 \ 20]$

L'introduction de ces contraintes dans l'algorithme d'optimisation joue un rôle important dans le processus de la recherche du vecteur paramètre optimale. Ces contraintes limitent le domaine de recherche ce qui accélère le processus et améliore la précision du résultat.

2.5. Fonction objective

La fonction objective est la fonction à minimiser, dans notre cas c'est l'erreur totale entre les valeurs estimées et celles mesurées, elle est définie par la somme de toutes les erreurs au carré, pour chaque essai, de la puissance active et réactive, du courant, et de la tension.

$$\begin{cases} \epsilon_{I_i} = \sum_{k=1}^N \left(1 - \frac{|I_{s1 \text{ est}}(k)|}{I_{s1 \text{ mes}}(k)} \right)^2 \quad \text{Pour } i \text{ égale à } 1 \text{ ou } 3. \\ \epsilon_{I_2} = \sum_{k=1}^N \left(1 - \frac{|I_{s2 \text{ est}}(k)|}{I_{s2 \text{ mes}}(k)} \right)^2 \quad \text{Pour } i \text{ égale à } 2. \\ \epsilon_{V_i} = \sum_{k=1}^N \left(1 - \frac{|V_{2 \text{ est}}(k)|}{V_{2 \text{ mes}}(k)} \right)^2 \quad \text{Pour } i \text{ égale à } 1 \text{ ou } 3. \\ \epsilon_{V_2} = \sum_{k=1}^N \left(1 - \frac{|V_{1 \text{ est}}(k)|}{V_{1 \text{ mes}}(k)} \right)^2 \quad \text{Pour } i \text{ égale à } 2. \end{cases} \quad (2.9)$$

Avec ϵ_{I_i} et ϵ_{V_i} sont les erreurs de courant et tension pour l'essai effectué i avec :

$i=1$: L'essai à rotor bloqué avec l'enroulement de la première étoile alimentée et l'autre ouverte.

$i=2$: L'essai à rotor bloqué avec l'enroulement de la première étoile ouverte et l'autre alimentée.

$i=3$: L'essai en synchronisme en alimentant la première étoile et on laisse la deuxième ouverte.

$$\left\{ \begin{array}{l} \varepsilon_{P_1} = \sum_{K=1}^N \left(1 - \frac{P_{1est}(k)}{P_{1mes}(k)}\right)^2 \\ \varepsilon_{Q_1} = \sum_{K=1}^N \left(1 - \frac{Q_{1est}(k)}{Q_{1mes}(k)}\right)^2 \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} \varepsilon_{P_2} = \sum_{K=1}^N \left(1 - \frac{P_{2est}(k)}{P_{2mes}(k)}\right)^2 \\ \varepsilon_{Q_2} = \sum_{K=1}^N \left(1 - \frac{Q_{2est}(k)}{Q_{2mes}(k)}\right)^2 \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} \varepsilon_{P_3} = \sum_{K=1}^N \left(1 - \frac{P_{3est}(k)}{P_{3mes}(k)}\right)^2 \\ \varepsilon_{Q_3} = \sum_{K=1}^N \left(1 - \frac{Q_{3est}(k)}{Q_{3mes}(k)}\right)^2 \end{array} \right.$$

$$\varepsilon_t = \sum \varepsilon_i = \varepsilon_{I1} + \varepsilon_{I2} + \varepsilon_{I3} + \varepsilon_{V1} + \varepsilon_{V2} + \varepsilon_{V3} + \varepsilon_{P1} + \varepsilon_{P2} + \varepsilon_{P3} + \varepsilon_{Q1} + \varepsilon_{Q2} + \varepsilon_{Q3}$$

2.6 Résultats et discussion

2.6.1 Description du banc d'essai

Les essais expérimentaux ont été faits au sein du laboratoire de recherche en Electrotechnique à l'Ecole Nationale Polytechnique. Le matériel utilisé est:

- ✓ Un autotransformateur.
- ✓ Des files de connexion.
- ✓ Des équipements de mesure (Voltmètres, Ampèremètres et Wattmètres).
- ✓ Un moteur à courant continu pour l'essai de synchronisme.
- ✓ Une machine asynchrone double étoile à identifier, ses caractéristiques électromécaniques sont indiquées dans le tableau (2.1).

Quantité	Symbol(unité)	Valeur
La Puissance nominale	P_n (kW)	3
La vitesse nominale	N_n (tr/min)	955
Le courant nominal	I_n (A)	3.8
Le couple nominal	Γ_n (N.m)	30
Le rendement	%	80
Le facteur de puissance	$\cos(\Phi)$	0.75
Le courant de démarrage	I_d (A)	5.5* I_n
Le couple de démarrage	Γ_d (N.m)	100
Le moment d'inertie	J (kg.m ²)	0.02

Tableau 2.3. Les caractéristiques électromécaniques de la MASDE

2.6.2. Résultats d'estimation de paramètres

L'algorithme d'optimisation, après la satisfaction de toutes les conditions, affiche les paramètres de la MASDE représentés dans le tableau 2.

Paramètre	Borne inférieure	Borne supérieure	Valeur estimée
$R_{s1} = R_{s2} (\Omega)$	3.8	3.8	3.800
$L_{s1}=L_{s2} (\text{mH})$	0	30	19.321
$L_{s12} (\text{mH})$	0	30	3.135
$L_m (\text{mH})$	0	300	204.668
$L_r (\text{mH})$	0	30	12.795
$R_r (\Omega)$	0	20	3.773

Tableau 2.4. Les paramètres estimés de la MASDE

Ces paramètres sont estimés par l'optimiseur après 39 itérations avec une évaluation de 320 fonctions. La valeur minimale finale de la fonction objective totale "l'erreur totale" est de 0.7761736.

Les figures suivantes montrent une comparaison entre les paramètres (courants, tensions, puissance active et réactive) mesurés et ceux estimés :

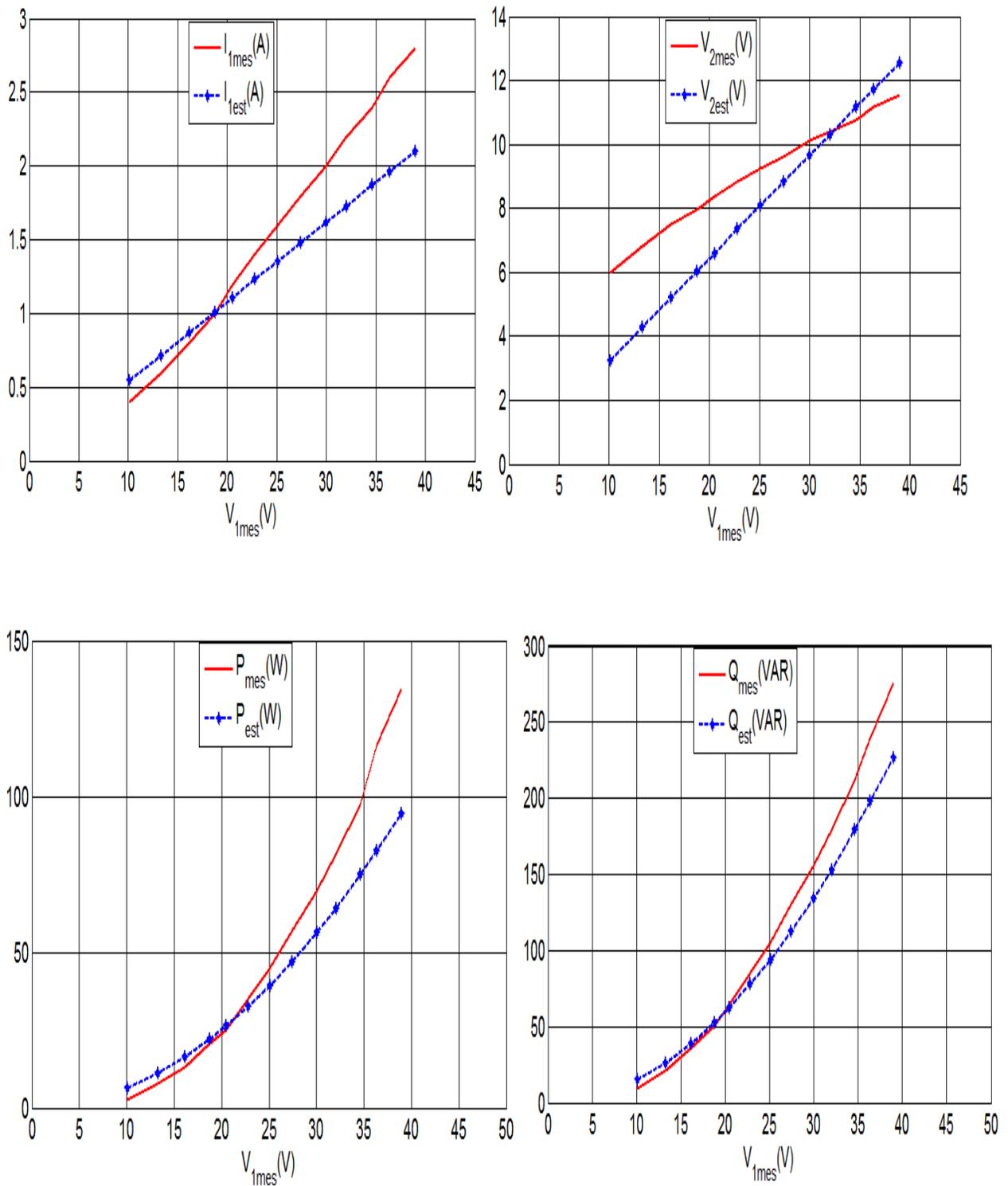


Figure 2.5. Comparaison entre les valeurs estimées et celles mesurées pour l'essai 1

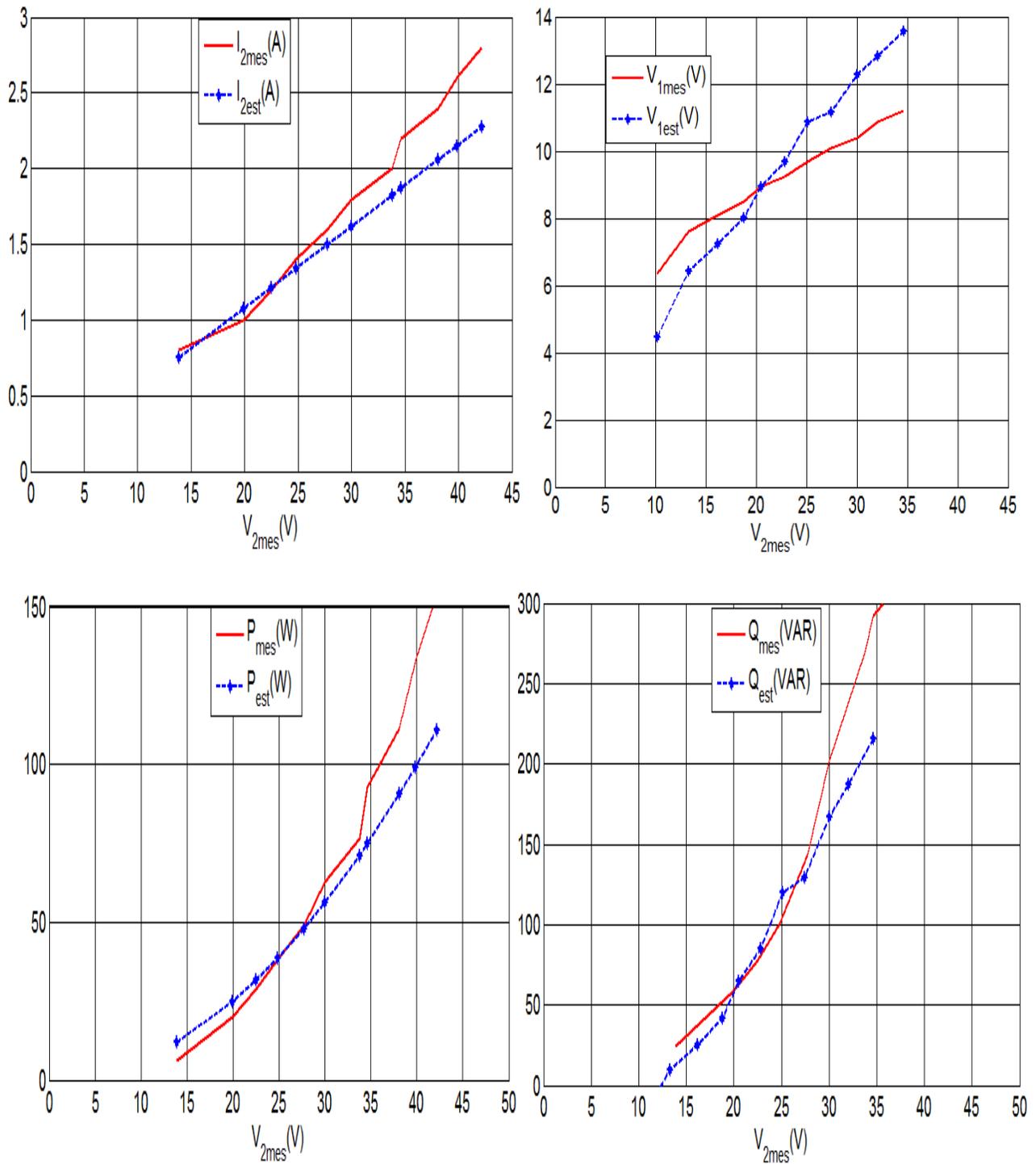


Figure 2.6 Comparaison entre les valeurs estimées et celles mesurées pour l'essai 2

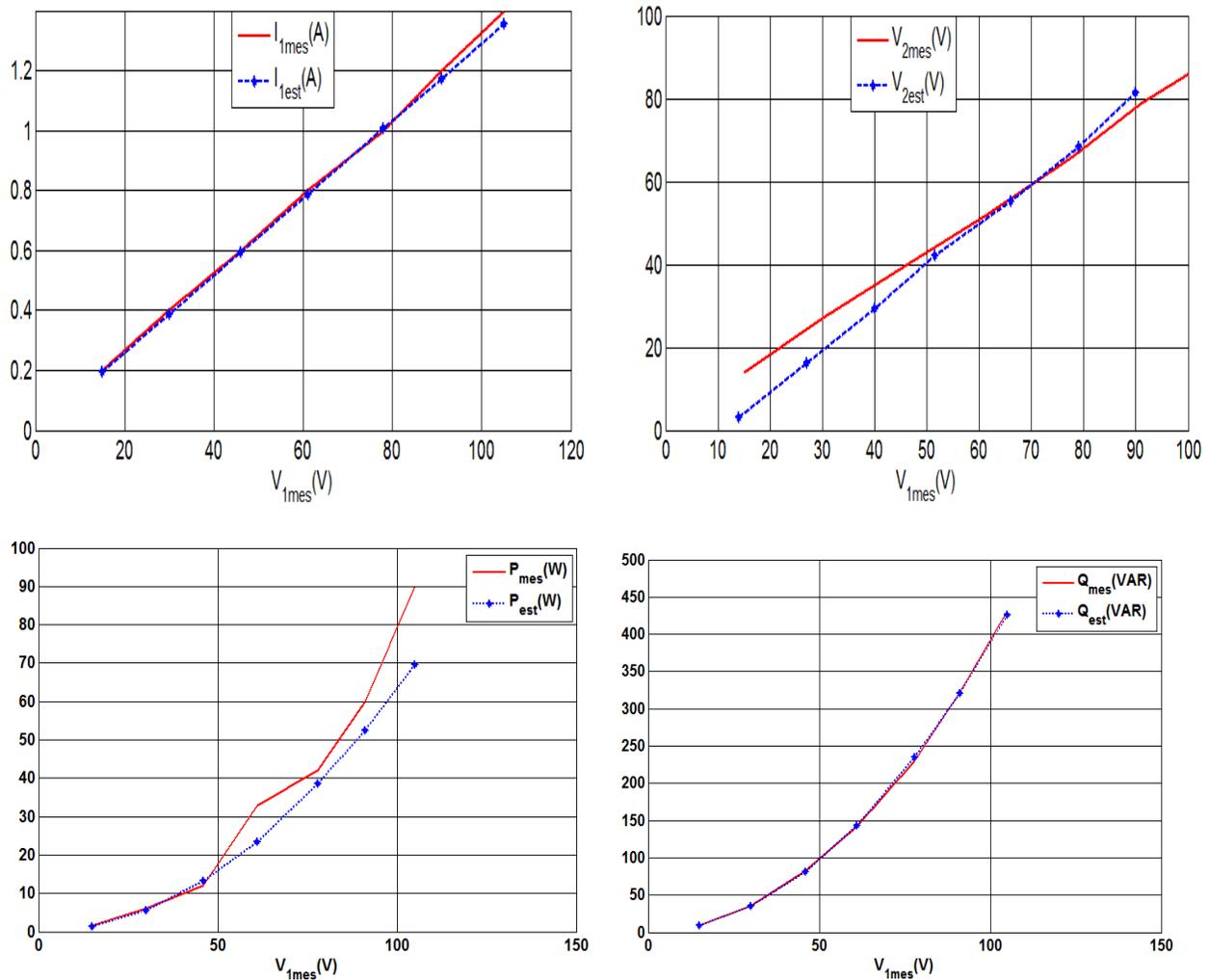


Figure 2.7 Comparaison entre les valeurs estimées et celles mesurées pour l’essai 3

2.6.3. Interprétation

Les figures ces-dessus présentent la comparaison entre les valeurs mesurés (courant, tension, et puissances) dans le banc d'essai et ceux estimés par l’algorithme d’optimisation. Nous observons que pour des grandes valeurs de courant l’erreur augmente, Cette augmentation est due à deux causes :

- La première cause est due aux erreurs de lecture des équipements de mesure qui sont proportionnelles au calibre.
- La deuxième source d'erreur est que nous n'avons pas pris en considération ni l'effet de saturation magnétique ni l'effet des pertes fer.

Nous constatons que pour l’essai en synchronisme, les valeurs mesurées et estimées sont plus adaptées l'une à l'autre. Ceci est dû au fait que dans cet essai(rotor ouvert), nous choisissons uniquement la partie non saturée(linéaire), et donc nous avons réduit l'erreur mesurée en raison du courant réduit.

2.7. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons appliqué une méthode d'identification non linéaire avec contraintes à la machine asynchrone double étoile. Cette méthode est basée sur l'utilisation d'un algorithme d'optimisation qui nous a permis d'identifier les paramètres électriques de la machine en utilisant des essais classiques (l'essai à rotor bloqué et l'essai en synchronisme). L'algorithme est basé sur la minimisation d'erreur entre les valeurs mesurées (courant, tension, puissance) et celles estimées afin de déterminer un vecteur optimum des paramètres de la MASDE qui correspond à l'erreur minimale.

Chapitre 3
Modélisation de la machine asynchrone
double étoile

3.1. Introduction

Un intérêt major est accordé à la machine asynchrone au profit des autres machines. Cette machine est devenue la première en industrie, Grâce à son prix, sa robustesse surtout pour une machine asynchrone à cage d'écureuil où il n'y a pas de contact glissant avec le rotor, et d'autres facteurs (grande plage de variation de vitesse, stabilité de fonctionnement...).

3.2 Description du moteur asynchrone à double étoile

La machine asynchrone double étoile(MASDE) à cage d'écureuil est une machine asynchrone dont le stator comporte deux étoiles fixes et un rotor mobile.

Les deux étoiles statoriques sont généralement décalé entre eux par un angle $\alpha=30^\circ$, et les phases de chaque étoile sont décalé de $\frac{2\pi}{3}$ dans l'espace. Les deux enroulements sont logés dans des encoches et alimentés chacun par un système triphasé de courant équilibré ce qui permet la création d'un champ tournant pénètrant dans le rotor. [20]

La structure électrique du rotor est à cage d'écureuil constitue des barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques).

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pair de pôles identique à celui du stator.

Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuse, robuste, facile d'emploi et nécessitent un entretien limité.

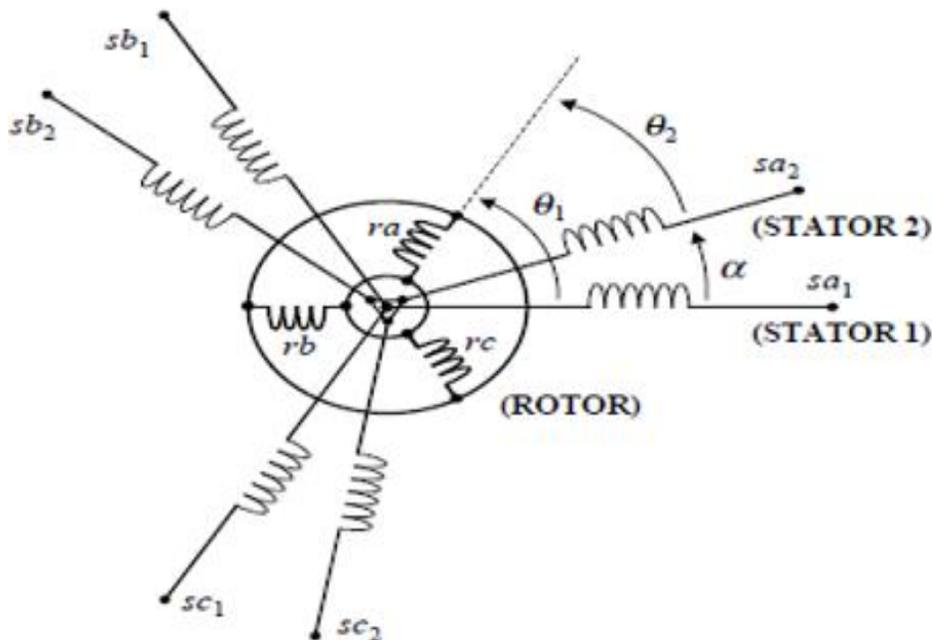


Figure 3.1. Représentation des enroulements de la MASDE

3.3. Hypothèses simplificatrices

Avant de commencer la modélisation de la machine, on considère des hypothèses simplificatrices pour faciliter quelques difficultés concernant le comportement de la machine à étudier. Le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses suivantes :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme (l'effet d'encoche est négligeable).
- Nous admettons que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition spatiale sinusoïdale.
- Machine de construction symétrique.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonction linéaire du courant.
- L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.[16,17,18]

3.4. Modèle triphasé de la MASDE

3.4.1 Les équations électriques

En tenant compte de la représentation de la machine et des hypothèses citées au-dessus ; les équations de tension de la MASDE s'écrivent comme suit :

Le stator :

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} V_{as1} = R_{as1}I_{as1} + \frac{d\Phi_{as1}}{dt} \\ V_{bs1} = R_{bs1}I_{bs1} + \frac{d\Phi_{bs1}}{dt} \\ V_{cs1} = R_{cs1}I_{cs1} + \frac{d\Phi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (3.1)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} V_{as2} = R_{as2}I_{as2} + \frac{d\Phi_{as2}}{dt} \\ V_{bs2} = R_{bs2}I_{bs2} + \frac{d\Phi_{bs2}}{dt} \\ V_{cs2} = R_{cs2}I_{cs2} + \frac{d\Phi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (3.2)$$

Le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_{ar}I_{ar} + \frac{d\Phi_{ar}}{dt} \\ 0 = R_{br}I_{br} + \frac{d\Phi_{br}}{dt} \\ 0 = R_{cr}I_{cr} + \frac{d\Phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (3.3)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{cases} [V_{abc,S1}] = [R_{abc,S1}][I_{abc,S1}] + \frac{d[\Phi_{abc,S1}]}{dt} \\ [V_{abc,S2}] = [R_{abc,S2}][I_{abc,S2}] + \frac{d[\Phi_{abc,S2}]}{dt} \\ [V_{abc,r}] = [R_{abc,r}][I_{abc,r}] + \frac{d[\Phi_{abc,r}]}{dt} \end{cases} \quad (3.4)$$

On a: $R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}$, $R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}$ Et $R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$

Ce qui nous donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} [R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \\ [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \\ [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3.5)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} [I_{abc,S1}] = \begin{bmatrix} I_{as1} \\ I_{bs1} \\ I_{cs1} \end{bmatrix} \\ [I_{abc,S2}] = \begin{bmatrix} I_{as2} \\ I_{bs2} \\ I_{cs2} \end{bmatrix} \\ [I_{abc,r}] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3.6)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} [V_{abc,S1}] = \begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} \\ [V_{abc,S2}] = \begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix} \\ [V_{abc,r}] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3.7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} [\Phi_{abc,S1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as1} \\ \Phi_{bs1} \\ \Phi_{cs1} \end{bmatrix} \\ [\Phi_{abc,S2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as2} \\ \Phi_{bs2} \\ \Phi_{cs2} \end{bmatrix} \\ [\Phi_{abc,r}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (3.8)$$

3.4.2. Equations magnétiques

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont exprimés par les équations suivantes :

$$\left[\begin{array}{l} [\Phi_{abc,S1}] \\ [\Phi_{abc,S2}] \\ [\Phi_{abc,r}] \end{array} \right] = \left[\begin{array}{ccc} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{array} \right] \left[\begin{array}{l} [I_{abc,S1}] \\ [I_{abc,S2}] \\ [I_{abc,r}] \end{array} \right] \quad (3.9)$$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{as1} + M_s) & -M_s/2 & -M_s/2 \\ -M_s/2 & (L_{bs1} + M_s) & -M_s/2 \\ -M_s/2 & -M_s/2 & (L_{cs1} + M_s) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{as2} + M_s) & -M_s/2 & -M_s/2 \\ -M_s/2 & (L_{bs2} + M_s) & -M_s/2 \\ -M_s/2 & -M_s/2 & (L_{cs2} + M_s) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

$$L_{as1} = L_{bs1} = L_{cs1} = L_{s1} \text{ et } L_{as2} = L_{bs2} = L_{cs2} = L_{s2}$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_{ar} + M_r) & -M_r/2 & -M_r/2 \\ -M_r/2 & (L_{br} + M_r) & -M_r/2 \\ -M_r/2 & -M_r/2 & (L_{cr} + M_r) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Avec : $L_{ar} = L_{br} = L_{cr} = L_r$

$$[L_{s1,s2}] = [L_{s2,s1}] = M_s \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$[L_{s1,r}] = [L_{r,s1}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$[L_{s2,r}] = [L_{r,s2}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Avec : L_{s1}, L_{s2}, L_r : inductances de fuite des enroulements statoriques et rotoriques.

M_s, M_{sr}, M_r : Valeur maximale des inductances mutuelles.

3.4.3. Equation mécanique

Equation mécanique de la machine s'écrit comme suit :

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_m \quad (3.16)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \Omega_m \quad (3.17)$$

Le couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par la dérivation de la Co-énergie :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix}^t \frac{d}{d\theta_m} \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

D'après les sous matrices des inductances, on trouve que les sous matrices suivantes $[L_{s1,r}], [L_{s2,r}]$ dépendent de θ_m ce qui nous donne une expression du couple électromagnétique plus simple que l'équation (3.18) :

$$C_{em} = [I_{s1}]^t \frac{d}{d\theta_m} \{ [L_{s1,r}] [I_r] \} + [I_{s2}]^t \frac{d}{d\theta_m} \{ [L_{s2,r}] [I_r] \} \quad (3.19)$$

3.5. Le modèle de Park (Modèle biphasé)

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le système physique il est nécessaire de faire des transformations. Appelé aussi 'théorie des deux axes', la transformation de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axe (A, B, C) à un système équivalent biphasé d'axe (d, q) et inversement créant la même force magnétomotrice. [2]

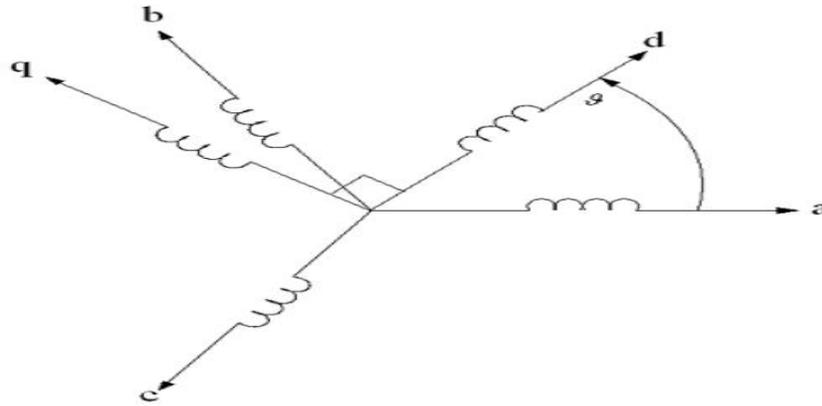


Figure 3.2. La transformation de Park

La matrice de Park permet qui permet le passage d'un système triphasé à un système biphasé (3.20) et pour le passage inverse on utilise (3.21)

$$p(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

$$p^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

*pour l'étoile 2 on remplace θ par $\theta - \alpha$.

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

$$[X_{ABC}] = [p^{-1}(\theta)][X_{dq}] \text{ Et } [X_{dq}] = [p(\theta)][X_{ABC}] \quad (3.22)$$

Tel que : $[X_{ABC}]$ est un vecteur présenté dans le repère triphasé.

$[X_{dq}]$ est la représentation du vecteur $[X_{ABC}]$ dans le repère biphasé.

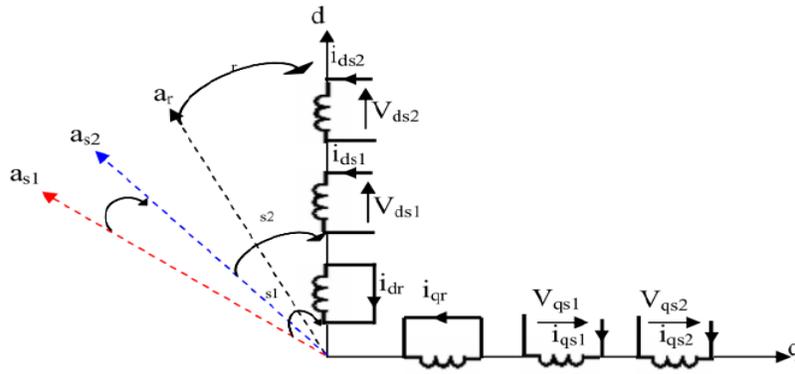


Figure 3.3. La représentation schématique du modèle de Park de la MASDE

3.5.1. Equation de tension

On applique la transformation de Park aux équations (3.1), (3.2), (3.3) :

Le stator :

-La première étoile :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_s\phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} + \omega_s\phi_{ds1} \end{cases} \quad (3.23)$$

-La deuxième étoile :

$$\begin{cases} V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_s\phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} + \omega_s\phi_{ds2} \end{cases} \quad (3.24)$$

Le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl}\phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl}\phi_{dr} \end{cases} \quad (3.25)$$

Avec : $\omega_{gl} = (\omega_s - \omega_r)$

3.5.2 Les équations de flux

On applique la transformation de Park aux équations (3.9), (3.10), (3.11) :

Le stator :

-La première étoile :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_s i_{ds1} + \frac{3}{2}M_s i_{ds2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{dr} \\ \phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_s i_{qs1} + \frac{3}{2}M_s i_{qs2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr} \end{cases} \quad (3.26)$$

-La deuxième étoile :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_{s12}i_{ds2} + \frac{3}{2}M_{sr}(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_{s12}i_{qs2} + \frac{3}{2}M_{sr}(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (3.26)$$

-La deuxième étoile :

$$\begin{cases} \varphi_{ds2} = L_{s1}i_{ds2} + L_{s12}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s1}i_{qs2} + L_{s12}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (3.27)$$

Le rotor :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2}M_{rs}(i_{dr} + i_{ds1} + i_{ds2}) \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2}M_{rs}(i_{qr} + i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (3.28)$$

On pose $\frac{3}{2}M_{sr} = \frac{3}{2}M_{rs} = M$: inductance mutuelle cyclique.

On néglige l'effet de l'inductance mutuelle entre les deux étoiles L_{s12}

On trouve les équations suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + M(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + M(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (3.29)$$

$$\begin{cases} \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + M(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + M(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (3.30)$$

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (3.31)$$

3.5.3. Equation mécanique

Le couple électromagnétique de la MASDE dans le repère de Park est donné par :

$$C_{em} = pM[(i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}] \quad (3.32)$$

En utilisant les équations des flux rotoriques (3.31) une autre expression du couple peut être déduite :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r + M} [\varphi_{dr} - M(i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r + M} [\varphi_{qr} - M(i_{qs1} + i_{qs2})] \end{cases} \quad (3.33)$$

Ce qui nous donne :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r + M} [(i_{qs1} + i_{qs2})\varphi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\varphi_{qr}]$$

3.5.4 Mise sous forme d'équation d'état

Le modèle d'état du système est de la forme : $\dot{X}=AX + BU$

$$\begin{cases} (L_{s1} + M) \frac{di_{ds1}}{dt} + M \frac{di_{ds2}}{dt} + M \frac{di_{dr}}{dt} = V_{ds1} - R_{s1}i_{ds1} + \omega_s[(L_{s1} + M)i_{qs1} + Mi_{qs2} + Mi_{qr}] \\ (L_{s1} + M) \frac{di_{qs1}}{dt} + M \frac{di_{qs2}}{dt} + M \frac{di_{qr}}{dt} = V_{qs1} - R_{s1}i_{qs1} - \omega_s[(L_{s1} + M)i_{ds1} + Mi_{ds2} + Mi_{dr}] \end{cases} \quad (3.34)$$

$$\begin{cases} M \frac{di_{ds1}}{dt} + (L_{s2} + M) \frac{di_{ds2}}{dt} + M \frac{di_{dr}}{dt} = V_{ds2} - R_{s2}i_{ds2} + \omega_s[Mi_{qs1} + (L_{s2} + M)i_{qs2} + Mi_{qr}] \\ M \frac{di_{qs1}}{dt} + (L_{s2} + M) \frac{di_{qs2}}{dt} + M \frac{di_{qr}}{dt} = V_{qs2} - R_{s2}i_{qs2} - \omega_s[Mi_{ds1} + (L_{s2} + M)i_{ds2} + Mi_{dr}] \end{cases} \quad (3.35)$$

$$\begin{cases} M \frac{di_{ds1}}{dt} + M \frac{di_{ds2}}{dt} + (L_r + M) \frac{di_{dr}}{dt} = -R_r i_{dr} + \omega_{gl}[Mi_{qs1} + Mi_{qs2} + (L_r + M)i_{qr}] \\ M \frac{di_{qs1}}{dt} + M \frac{di_{qs2}}{dt} + (L_r + M) \frac{di_{qr}}{dt} = -R_r i_{qr} - \omega_{gl}[Mi_{ds1} + Mi_{ds2} + (L_r + M)i_{dr}] \end{cases} \quad (3.36)$$

D'où :

$$X = (i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}, i_{dr}, i_{qr})^T \quad (3.37)$$

$$B = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.38) \quad U = \begin{pmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (3.39)$$

La matrice est décomposée comme suit :

$$[A] = [L]^{-1}(-[R] + \omega_s[M_1] - \omega_r[M_2]) \quad (3.40)$$

$$R = \begin{pmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \quad (3.41)$$

$$L = \begin{pmatrix} (L_{s1} + M) & 0 & M & 0 & M & 0 \\ 0 & (L_{s1} + M) & 0 & M & 0 & M \\ M & 0 & (L_{s2} + M) & 0 & M & 0 \\ 0 & M & 0 & (L_{s2} + M) & 0 & M \\ M & 0 & M & 0 & (L_r + M) & 0 \\ 0 & M & 0 & M & 0 & (L_r + M) \end{pmatrix} \quad (3.42)$$

$$M_1 = \begin{pmatrix} 0 & (L_{s1} + M) & 0 & M & 0 & M \\ -(L_{s1} + M) & 0 & -M & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & (L_{s2} + M) & 0 & M \\ -M & 0 & -(L_{s2} + M) & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & M & 0 & (L_r + M) \\ -M & 0 & -M & 0 & -(L_r + M) & 0 \end{pmatrix} \quad (3.43)$$

$$M_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & M & 0 & (L_r + M) \\ -M & 0 & -M & 0 & -(L_r + M) & 0 \end{pmatrix} \quad (3.44)$$

3.6. Simulation et interprétation

A vide

Au début la MASDE est alimentée directement par deux sources de tension sinusoïdales et équilibrées Figure 3.5. Décalé de 30° est à vide. La vitesse de rotation augmente d'une manière presque linéaire, elle atteint 999 tr/min à t=0.4s (très proche de celle de synchronisme). Le couple électromagnétique au démarrage atteint sa valeur maximale 95 N.m (pour vaincre l'inertie de la machine) et présente des fortes oscillations (ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique) qui disparaissent au bout de 0.2s puis il se stabilise à t=0.4s à une valeur de 0.105 N.m permettant de compenser les frottements mécaniques.

Au démarrage les courants statoriques présentes un fort appel qu'est d'environ 4 fois le courant nominal, ceci est dû à la forte inertie de la machine lors de démarrage, au bout de 2s ces courants prennent des formes sinusoïdales d'amplitude constantes. L'évolution des flux rotoriques selon l'axe **d** et **q** est similaire à celui du couple électromagnétique et se stabilise à des valeurs constantes qui sont respectivement -0.88wb et -0.016wb.

En charge

A l'instant t=1s on applique à la MASDE un couple de charge de $C_r = 30$ N.m, ce qui engendre l'augmentation du couple électromagnétique à 30 N.m. La vitesse de la machine chute à 800 tr/min et se stabilise à cette valeur. Le courant total absorbé par la machine atteint une valeur efficace correspond au courant nominal de la machine 7A.

Les flux rotoriques en quadrature et directe sont directement affectés, ils augmentent et atteignent respectivement -0.75wb et 0.21wb, ce qui explique le fort couplage entre le couple et les flux rotoriques.

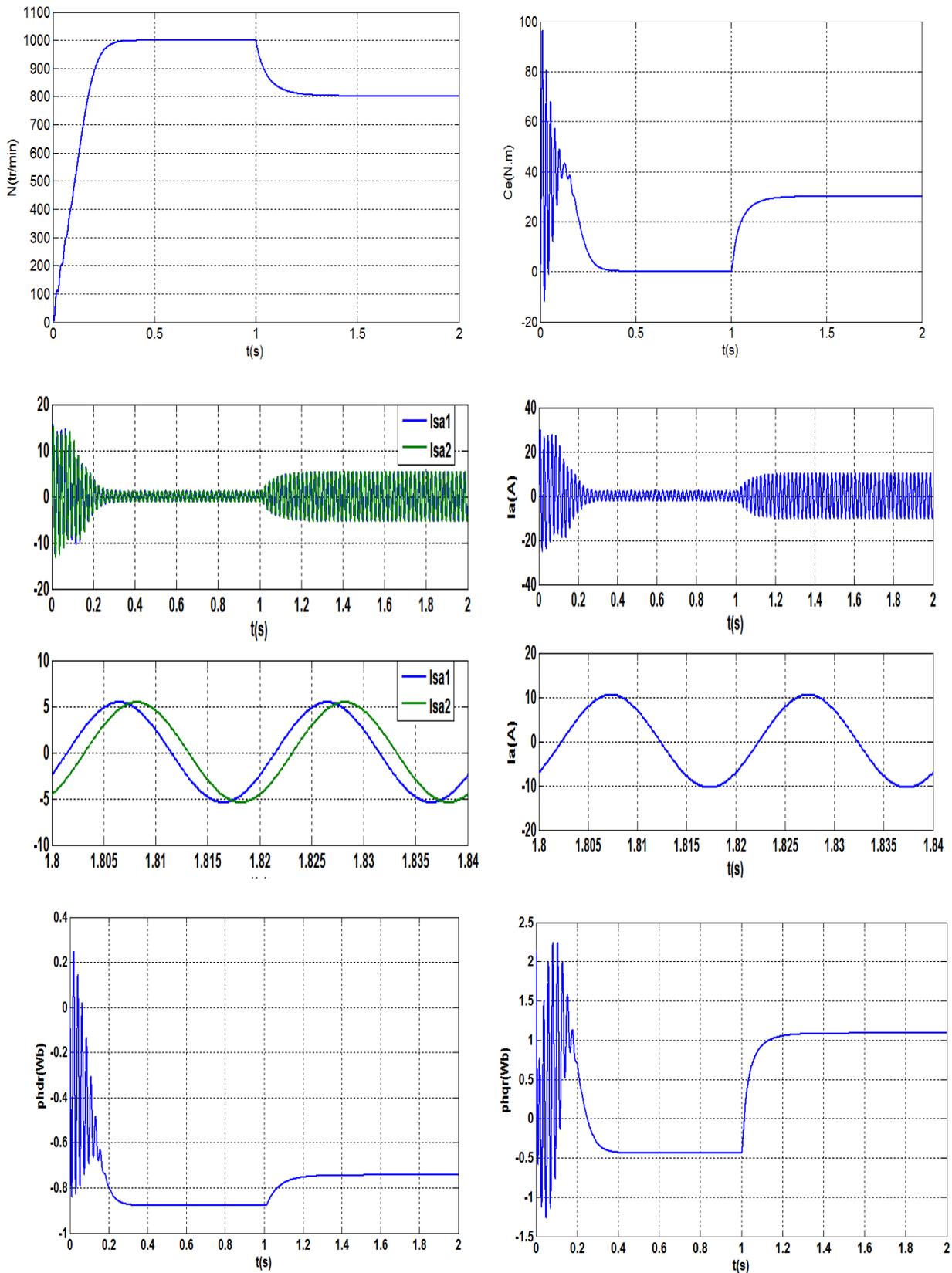


Figure 3.4. Performances de la machine asynchrone double étoile alimentée par le réseau Démarrage à vide et insertion du couple nominal

3.7. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons modélisé la machine asynchrone double étoile. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et l'application de la transformation de Parck qui a servi à réduire le nombre d'équation de neuf à six équation et aussi a rendu les équations différentielles à coefficients constants.

D'après ce qu'on a vu le réglage de la vitesse du rotor de la MASDE se fait logiquement par une action simultanée sur la fréquence et la tension d'alimentation de la machine. Pour ce faire il faut disposer d'une source d'alimentation capable de fournir une tension d'alimentation d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée.

Le prochain chapitre sera consacré à la modélisation de l'alimentation de la machine par deux onduleurs de tensions à deux niveaux.

Chapitre 4

**Alimentation de la machine asynchrone
double étoile**

4.1 Introduction

Les développements dans le domaine de l'électronique de puissance, soit au niveau des éléments semi-conducteurs, soit au niveau des convertisseurs statiques, permettent la réalisation des organes de commande avec des puissances de sortie élevées et facilement commandables. Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action sur la fréquence de la tension (ou le courant) statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension variable en fréquence et en amplitude. [1]

L'alimentation à fréquence variable de la machine se fait à l'aide d'un convertisseur statique généralement continu- alternatif. La source d'entrée peut être une source de courant ou une source de tension. A la sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude et la fréquence des tensions statoriques (ou des courants statoriques).

Le réglage de la vitesse des machines asynchrones est réalisé avec succès par des convertisseurs statiques de fréquence opérant une double conversion en passant par l'intermédiaire du courant continu. L'onduleur de tension qui assure l'alimentation de la machine est très utilisé dans ce domaine et en particulier s'il est commandé par modulation de largeur d'impulsions (MLI).

Dans ce chapitre, nous présentons l'alimentation de la MASDE via deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoidale.

4.2. Modélisation de l'onduleur

Les onduleurs deviennent de plus en plus importants dans le domaine de l'électronique de puissance. Les entrainements électriques à vitesse variable font également de plus en plus appel aux onduleurs. L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation. Pour les puissances élevées, on utilise les transistors ou les thyristors GTO surtout dans le domaine des entrainements électriques à vitesse variable ; pour les puissances moins élevées on utilise les transistors à commutation. [22]

Pour alimenter la MASDE, on utilise deux onduleurs triphasés symétriques (Figure 4.1). Pour modéliser l'onduleur, on doit distinguer d'une part les tensions de branches V_{10} , V_{20} et V_{30} mesurées par rapport à la borne (-) de la tension continue E, la tension d'entrée de l'onduleur. D'autre part, il y a les tensions de phases V_a , V_b et V_c mesurées par rapport au neutre N. Ces dernières sont formées par une charge triphasée symétrique, (les enroulements statoriques étoile 1 de la MASDE par exemple) [21].

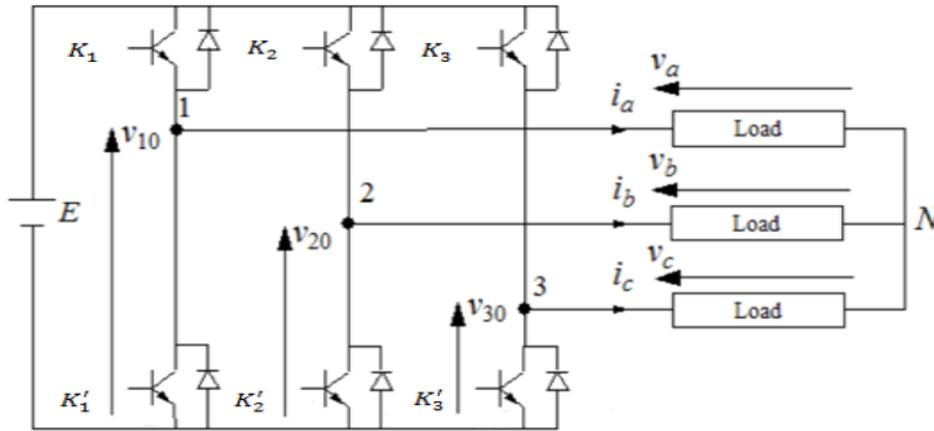


Figure 4.1. Schéma de principe de l'onduleur triphasé

Chaque interrupteur (transistor + diode) est supposé idéal.

On peut établir les relations :

$$\begin{cases} V_{10} - V_a + V_b - V_{20} = 0 \\ V_{10} - V_a + V_c - V_{30} = 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

En additionnant ces équations, on obtient :

$$2V_{10} - 2V_a + V_b + V_c - V_{20} - V_{30} = 0 \quad (4.2)$$

Dans une charge triphasée symétrique avec le point neutre la somme des courants i_a , i_b et i_c doit être nulle. Même chose pour les tensions des phases. Il existe donc la condition :

$$V_a + V_b + V_c = 0.$$

Dans (4.2), on peut remplacer $V_b + V_c$ par $-V_a$ et on tire.

$$\begin{cases} V_a = 1/3(2V_{10} - V_{20} - V_{30}) \\ V_b = 1/3(-V_{10} + 2V_{20} - V_{30}) \\ V_c = 1/3(-V_{10} - V_{20} + 2V_{30}) \end{cases} \quad (4.3)$$

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs K , les tensions de branche V_{jo} peuvent être égales à E ou à 0 . L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras pour chaque ondulateur une fonction logique F_i ($i=1, 2, 3, 4, 5, 6$).

$$F_i = \begin{cases} 1 & \text{si } K_i \text{ est fermé et } K'_i \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } K_i \text{ est ouvert et } K'_i \text{ est fermé} \end{cases}$$

L'équation (4.2) peut être réécrite comme suit : De même de pour le deuxième ondulateur :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} V_d \\ V_e \\ V_f \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_4 \\ F_5 \\ F_6 \end{bmatrix}$$

4.3. Stratégie de commande MLI triangulo-sinusoïdale

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion).

La MLI triangulo-sinusoïdale est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

Les six signaux des références pour les deux onduleurs sont donnés par les équations suivantes [23] :

$$\begin{cases} V_{Ks1ref} = V_m \sin \left[2\pi ft - \frac{2(j-1)\pi}{3} \right] & \text{pour l'onduleur 1} \\ V_{Ks2ref} = V_m \sin \left[2\pi ft - \frac{2(j-1)\pi}{3} - \delta \right] & \text{pour l'onduleur 2} \end{cases}$$

Avec : $k = a, b$ ou c , $j = 1, 2$ ou 3 .

δ : l'angle de décalage entre les deux onduleurs.

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \frac{t}{T_p} - 1 \right], & 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right], & \frac{T_p}{2} < t \leq T_p \end{cases}$$

La commande MLI de l'onduleur est caractérisée par les deux paramètres suivants : **L'indice de modulation « m »** égal au rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de référence (f).

Le coefficient de réglage en tension « r » est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de de la porteuse ($r = \frac{V_m}{V_{pm}}$).

Pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

$$\text{Si } \begin{cases} V_{as1ref} \geq V_p(t) & F_1 = 1 & \text{sinon } F_1 = 0 \\ V_{bs1ref} \geq V_p(t) & F_2 = 1 & \text{sinon } F_2 = 0 \\ V_{cs1ref} \geq V_p(t) & F_3 = 1 & \text{sinon } F_3 = 0 \end{cases}$$

Pour l'onduleur n°2:

$$\text{Si } \begin{cases} V_{as2ref} \geq V_p(t) & F_4 = 1 & \text{sinon } F_4 = 0 \\ V_{bs2ref} \geq V_p(t) & F_5 = 1 & \text{sinon } F_5 = 0 \\ V_{cs2ref} \geq V_p(t) & F_6 = 1 & \text{sinon } F_6 = 0 \end{cases}$$

4.4. Association de la MASDE à deux onduleurs de tension

La (Figure.4.2) représente l'alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI, les tensions de référence sont purement sinusoïdales.

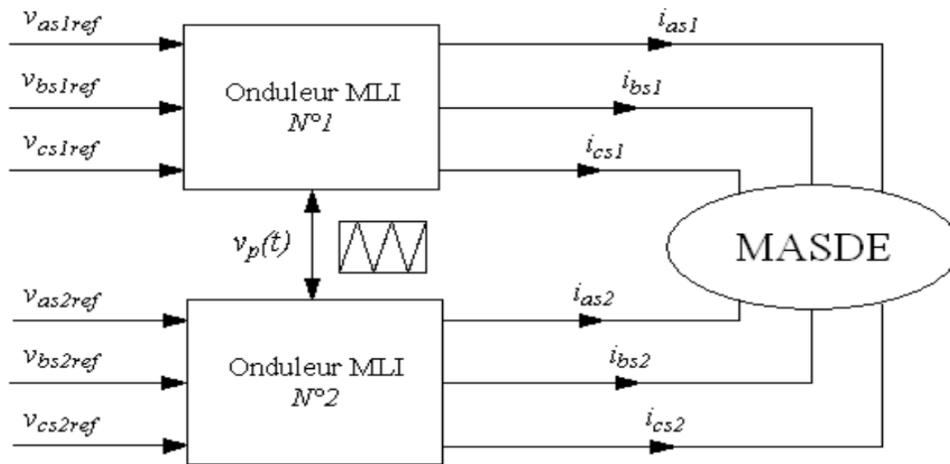


Figure 4.2. Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension

4.5. Résultats de simulation

Les figures ci-dessous représente les performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension décalé entre eux de $\delta=30^\circ$ commandé par la stratégie M.L.I triangulo-sinusoidale avec $r=0.8$ et $m= 21$, suivi de l'application d'un couple de charge $Cr = 30 \text{ N.m}$ à l'instant=1s.

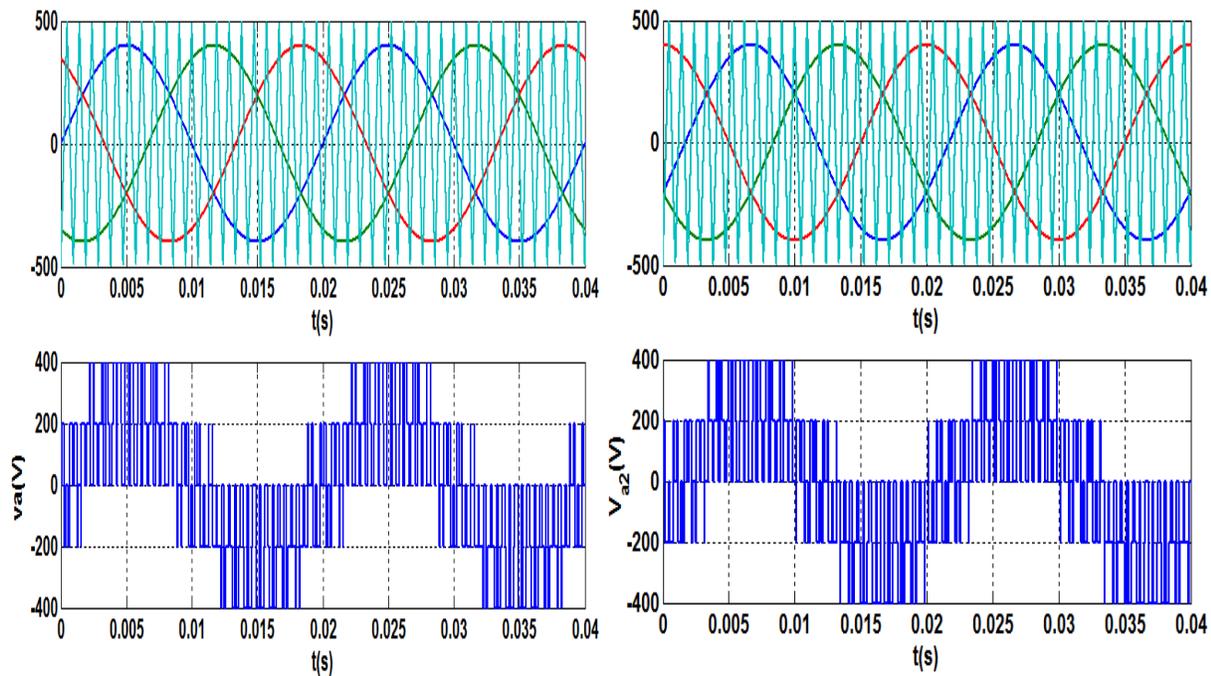


Figure 4.3. MLI triangulo-sinusoidale($r=0.8$, $m=21$) et tension d'une phase de la MASDE

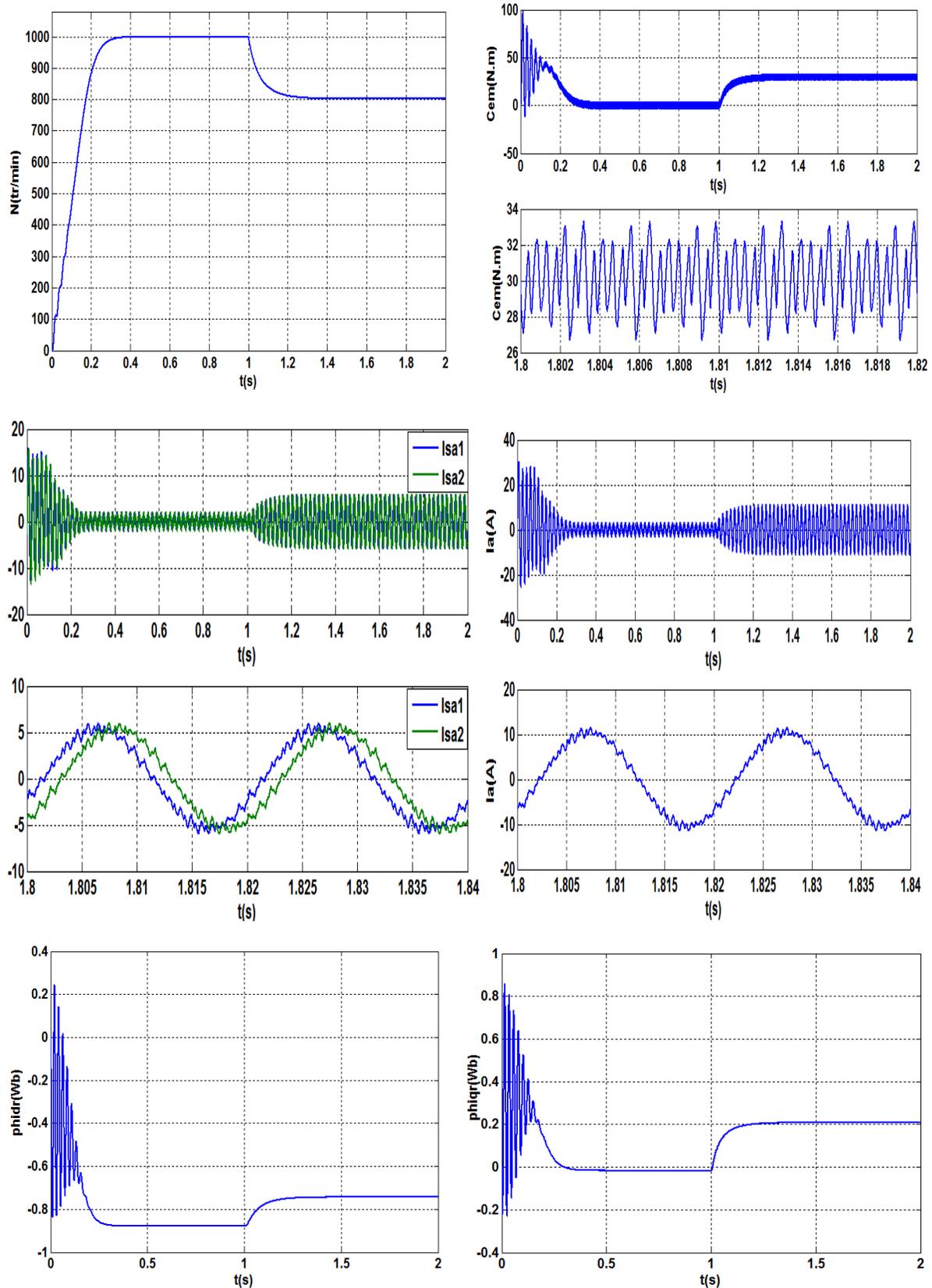


Figure 4.4. La machine asynchrone double étoile alimentée par un système de deux onduleurs de tension deux niveaux (Démarrage à vide et insertion du couple nominal)

Interprétations des résultats

Nous procédons à la simulation du démarrage de la machine MASDE alimentée par deux onduleurs commandés avec la stratégie MLI triangulo-sinusoidal.

Lors de démarrage la vitesse de rotation atteint 999 tr/min après un temps de $t=0.35$ et se stabilise autour de cette valeur. Le courant absorbé par la machine atteint une valeur de crête de 30A correspond à $4.3I_n$, se stabilise autour de 3A ($42\%I_n$) à vide. Le couple électromagnétique atteint une valeur de crête environ (100 N.m) au démarrage et ceci pour vaincre l'inertie de la machine, ensuite il se stabilise autour de zéro vue qu'il n'y a pas de charge seuls les frottements propres de la machine (faibles). A l'instant $t=1$ s on applique un couple de charge $C_r = C_n = 30$ N. m.

Le couple électromagnétique compense cette valeur et se stabilise autour d'elle. La vitesse diminue à 800 tr/min sans revenir à la vitesse initiale. Le courant total consommé par la machine augmente à une valeur efficace égale au courant nominal (7A) de la machine et a une allure sinusoïdale. Les résultats de la simulation présentent l'apparence des harmoniques au niveau des courants statoriques et du couple électromagnétique. Ces harmoniques sont dus à la présence des onduleurs de tension alimentant la machine.

4.6 Le choix de l'angle de déphasage entre les deux onduleurs

Précédemment, on a pris un angle de déphasage $\delta=30^\circ$ entre les deux onduleurs alimentant la MASDE qu'est égale à l'angle de déphasage physique des deux étoiles. Pour étudier l'influence de l'angle de déphasage entre les deux onduleurs sur le comportement de la MASDE, on a choisi quatre angles différents : $\delta = 0^\circ$, $\delta = 30^\circ$, $\delta = 45^\circ$, et $\delta = 60^\circ$. Toutes les simulations ont été faites en appliquant un couple résistif de 30 N.m.

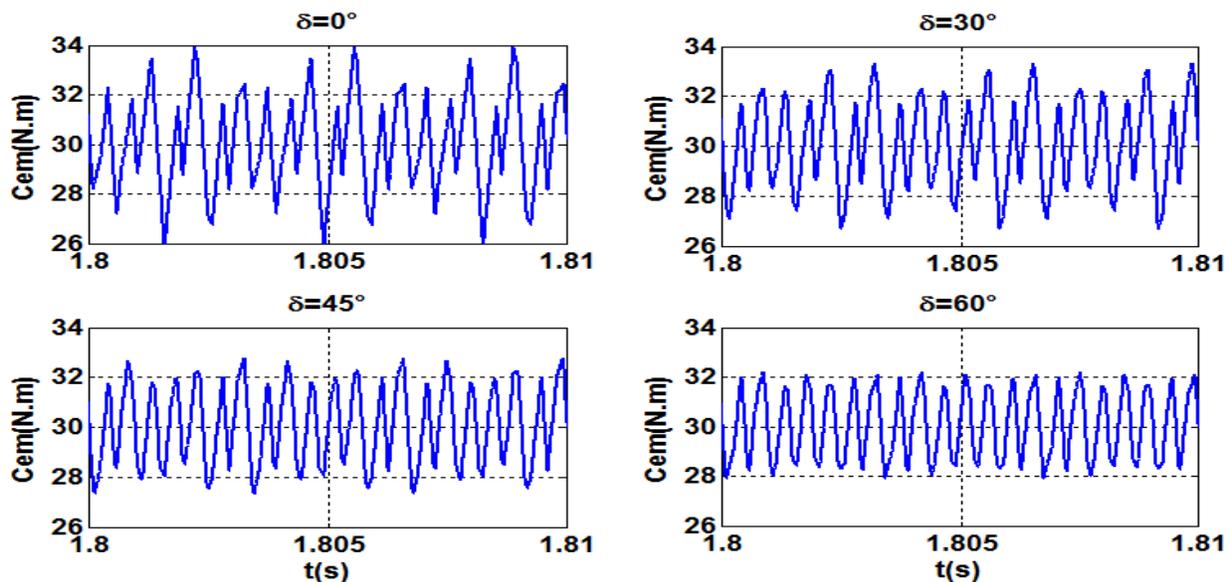


Figure 4.5. Le couple électromagnétique de la machine asynchrone double étoile en régime permanent pour $\delta=0^\circ$, 30° , 45° et 60°

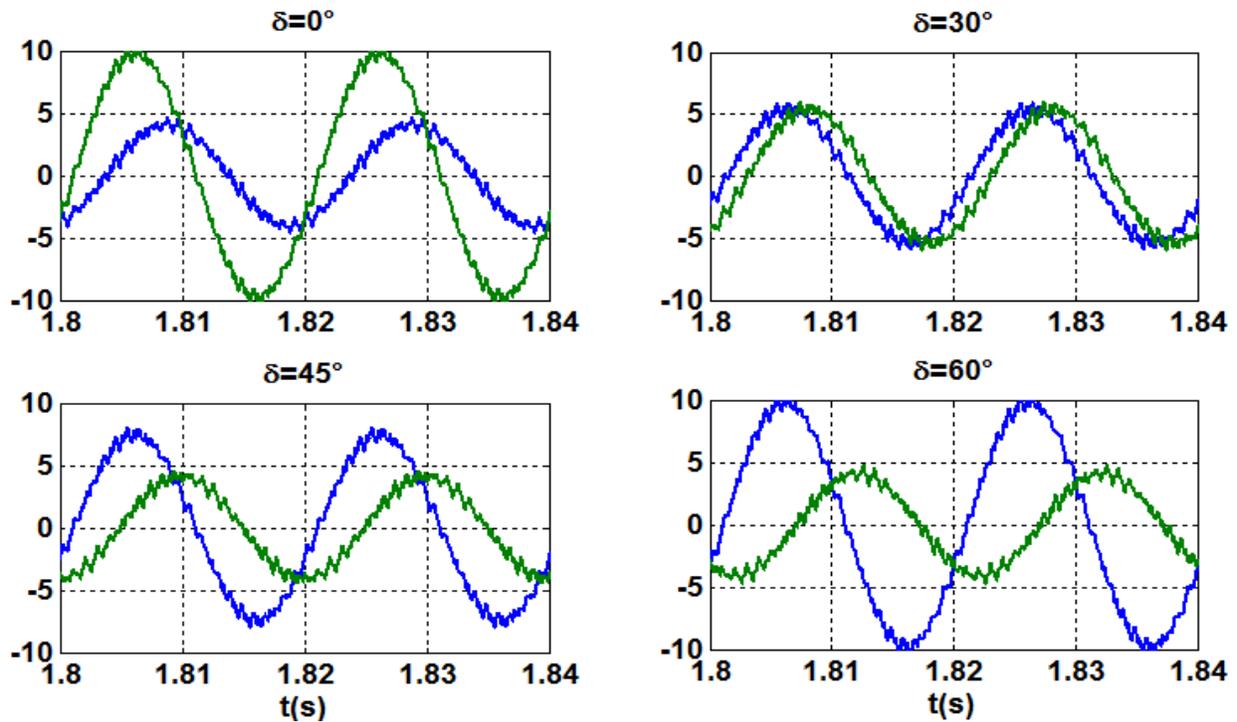


Figure 4.6. Les courants statoriques de la machine asynchrone double étoile en régime permanent pour $\delta=0^\circ$, 30° , 45° et 60°

Comparison

δ	0°	30°	45°	60°
$\Delta\Gamma_{em}(\%)$	27	20	17	13
$I_{sa1}(A_{eff})$	3.5	3.5	5.3	7
$I_{sa2}(A_{eff})$	7	3.5	3.2	3.2
Segmentation de la puissance	Non	Oui	Non	Non

Tableau 4.1. Comportement de la MASDE pour différent angle de décalage de deux onduleurs

Les courbes de simulation représentées dans les figures précédentes décrivent le comportement de la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdal ($m=21$) avec des angles de décalage de l'alimentation $\delta=0$, $\pi/6$, $\pi/4$ et $\pi/3$. Ainsi pour l'angle $\pi/6$, les ondulations du couple sont assez faibles, sans apparition de battement du couple et avec une segmentation équitable de la puissance. Pour les autres angles, bien que les ondulations du couple soient les plus faibles pour $\delta= \pi/3$, la puissance n'est pas segmentée équitablement.

4.7. Conclusion

Le taux d'ondulation élevé du couple électromagnétique en régime permanent constitue un facteur qui affecte les performances de la machine induisant des échauffements supplémentaires et des bruits néfastes pour la machine. Le choix de l'angle de décalage δ des tensions alimentant la deuxième étoile est très important dans le comportement de la machine en régime dynamique et statique. Dans ce chapitre nous avons vu l'influence du changement de l'angle de déphasage δ entre les deux onduleurs sur le comportement de la machine asynchrone double étoile construit avec un décalage entre les enroulements des deux étoiles statoriques de $\alpha=30^\circ$ et nous avons pu montrer que les meilleures performances sont celles donné par la configuration $\delta=30^\circ$ où les ondulations du couple sont assez faibles, sans apparition de battement du couple et avec une segmentation équitable de la puissance.

Les résultats de simulation de l'alimentation de la machine asynchrone double étoile via deux onduleurs de tension montrent la nécessité de réguler la vitesse de rotation de la machine indépendamment de la charge appliquée. Le dernier chapitre sera consacré à la régulation de la vitesse par la commande vectorielle.

Chapitre 5

**Commande vectorielle de la machine
asynchrone double étoile**

5.1 Introduction

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principal avantage d'être facilement commandable. Grâce au découplage naturel du flux et du couple, des hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Cependant la présence du système balais-collecteur limite ses domaines d'utilisation en (Puissance et vitesse). L'absence du système balais-collecteur est l'un des avantages décisifs pour remplacer la machine à courant continu par celle à courant alternatif et en particulier la machine asynchrone. Toutefois le fort couplage entre le couple et le flux de la machine asynchrone rend la commande de cette dernière très délicate. Au cours de ces dernières années, des méthodes ont été mise au point, permettant d'assurer le découplage entre les commandes du flux et du couple de la machine asynchrone.

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blashcke en 1972. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en microélectronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations etc., ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où le nom de « méthode du flux orienté ». [25]

Dans le présent chapitre, nous étudions la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sur la MASDE alimentée par deux onduleurs de tensions. Cependant, nous présentons au premier lieu un rappel sur le principe et les différentes méthodes de la commande vectorielle, nous donnons ensuite l'application de ces dernières sur la MASDE.

5.2. Principe de la commande vectorielle

La difficulté pour commander une MASDE réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables interne de la machine comme le flux, le couple, la vitesse et la position. La commande vectorielle ou découplée élimine le problème de couplage entre les deux axes direct et en quadrature, son principe est basé sur le choix d'un repère de référence lié au flux qu'on désire orienter. Par conséquent, elle dissocie le vecteur courant statorique en deux composantes dans le repère tournant, l'une sur l'axe direct pour contrôler le flux orienté de la machine et l'autre calée sur l'axe en quadrature, pour contrôler le couple électromagnétique. [24]

Lors de la modélisation de la MASDE dans un référentiel lié au champ tournant, le référentiel $d-q$, les champs statoriques, rotoriques et l'entrefer de la machine tournent à la même vitesse. L'orientation de l'un de ces trois champs suivant l'axe d du référentiel constitue le principe de base de la commande par orientation du flux (commande vectorielle). Cette orientation permet de transformer l'expression du couple électromagnétique de la MASDE à une forme similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. [24,30]

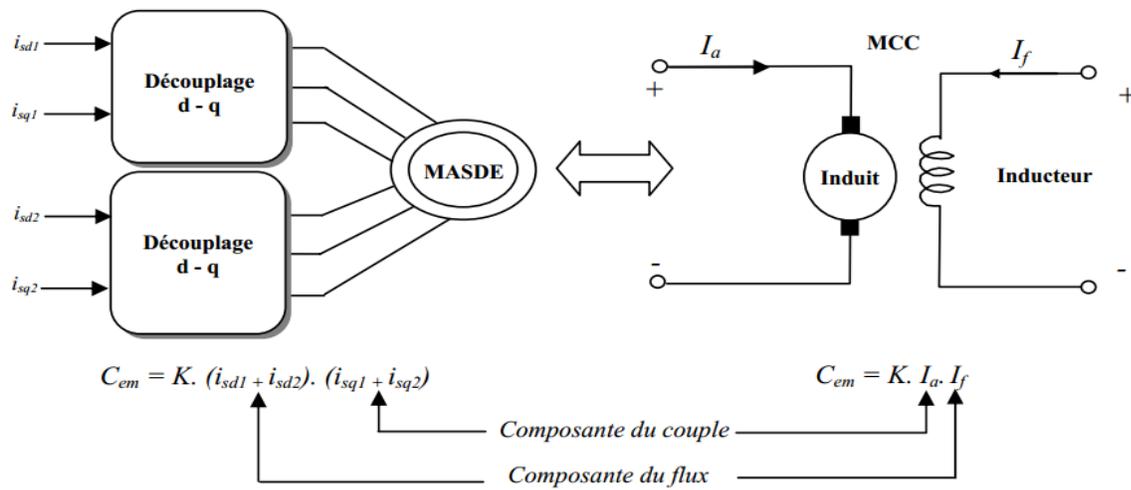


Figure 5.1. Analogie de la commande de la MASDE avec celle de la MCC

La commande d'une machine à courant continu est effectuée simplement en pilotant deux courants continus. Par contre, dans le cas d'une MASDE la commande est beaucoup plus difficile car il faut piloter cinq grandeurs, quatre courants (direct et quadrature) ou quatre tensions statoriques (direct et quadrature) et la fréquence de ces signaux.

L'expression du couple électromagnétique de la MCC est donné par :

$$C_{em} = K\Phi I_a = K' I_f I_a \quad (5.1)$$

Φ : flux imposé par le courant d'excitation I_f ;

I_a : Courant d'induit ; K, K' : constantes.

5.3. Choix du référentiel

Pour réaliser le contrôle vectoriel, il faut que le repère (\mathbf{d}, \mathbf{q}) et le flux aient la même vitesse de rotation. Il apparaît donc judicieux de choisir un référentiel lié au champ tournant. En outre l'utilisation ce référentiel permis d'avoir des grandeurs constantes en régimes permanent, ce qui rend la régulation plus aisé.

5.4. Les différents modèles mathématiques d'orientation du flux

Dans le modèle de la machine asynchrone représenté par les équations biphasées, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe « d » coïncide avec la direction désiré du flux (rotorique, statorique ou magnétisant). [36]

Il existe trois types d'orientation du flux :

- Orientation du flux rotorique : $\Phi_{dr} = \Phi_r, \Phi_{qr} = 0$ (5.2)

- Orientation du flux statorique : $\Phi_{ds1} + \Phi_{ds2} = \Phi_{ds}, \Phi_{qs1} + \Phi_{qs2} = 0$ (5.3)

- Orientation du flux magnétisant : $\Phi_{md1} + \Phi_{md2} = \Phi_{md}, \Phi_{mq1} + \Phi_{mq2} = 0$ (5.4)

5.5. Commande vectorielle de la MASDE par orientation du flux rotorique

Consiste à aligner le flux rotorique sur la l'axe direct du repère de Parck comme il est montré sur la figure 5.2. La commande vectorielle à orientation du flux rotorique est la plus utilisée car elle élimine l'influence des réactances de fuite rotorique et statorique et donnent des meilleurs résultats par rapport aux autres méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer.

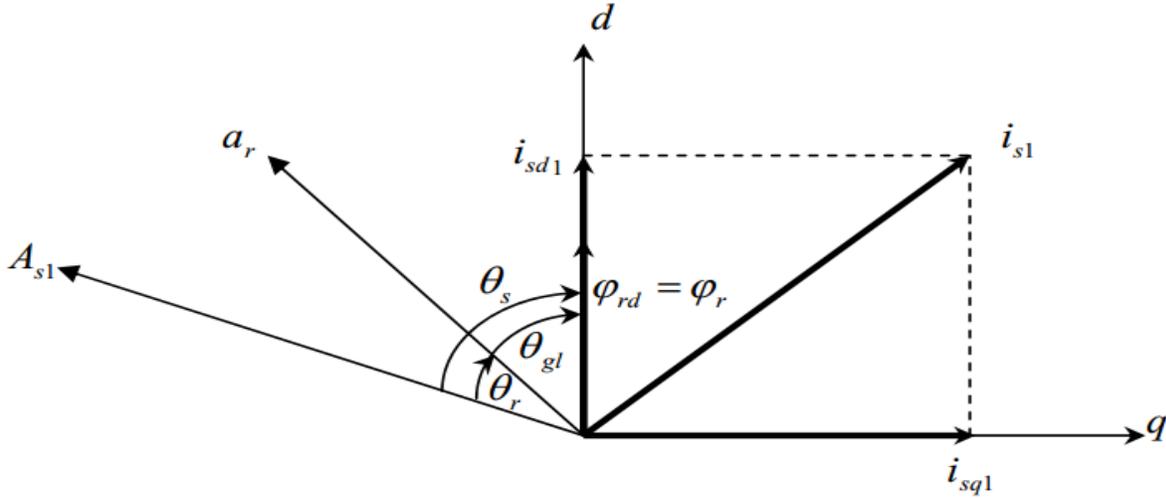


Figure 5.2. Orientation du flux rotorique

Si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant ; l'expression du couple électromagnétique de la MASDE qu'est la suivante:

$$C_{em} = \frac{p L_m}{L_m + L_r} ((i_{qs1} + i_{qs2}) \Phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) \Phi_{qr}) \tag{5.5}$$

Comme $\Phi_{qr} = 0$ et $\Phi_{dr} = \Phi_r$ (5.5) devient :

$$C_{em} = \frac{p L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \Phi_{dr} \tag{5.6}$$

On pose : $i_{qs1} + i_{qs2} = i_{qs}$ Et $\frac{p L_m}{L_m + L_r} = K$

L'expression du couple électromagnétique (5.5) devient

$$C_{em} = K \Phi_r i_{qs} \tag{5.7}$$

On doit vérifier aussi que le flux Φ_r et le courant i_{qs} sont indépendants. D'après les équations de Parck qu'on a vu au troisième chapitre (3.25) on a :

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - w_{gl} \phi_{qr} = R_r i_{dr} + S \phi_r \tag{*}$$

$$\phi_r = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) = (L_r + L_m) i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2})$$

On pose $i_{ds1} + i_{ds2} = i_{ds}$

$$\varphi_r = (L_r + L_m)i_{dr} + L_m i_{ds}$$

$$\text{Donc : } i_{dr} = \frac{1}{(L_r + L_m)}(\varphi_r - L_m i_{ds}) \quad (**)$$

On remplace (**) dans (*) :

$$\varphi_r = \frac{L_m}{1 + K''} i_{ds} \quad (5.8)$$

$$\text{Avec } K'' = \frac{(L_r + L_m)}{R_r}$$

Comme $\varphi_r = f(i_{ds})$, on peut dire φ_r et i_{qs} sont indépendant.

Les deux objectifs de la commande sont :

- Contrôler le flux rotorique φ_r qui dépend seulement de la composante du courant i_{ds} .
- Contrôler la composante du courant i_{qs} pour imposer le couple électromagnétique.

Nous pouvons remarquer que seule la composante directe du courant statorique i_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple électromagnétique ne dépend que de la composante quadrature du courant statorique i_{qs} si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi est réalisée la décomposition du courant statorique en deux termes i_{ds} et i_{qs} correspondant respectivement au flux et au couple [26]. On déduit donc que le fonctionnement de la MASDE, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

5.6. Méthodes de la Commande Vectorielle

5.6.1. Méthode directe (DFOC Direct Field Oriented Control)

Elle consiste à déterminer la position θ_s et le module du flux Φ_r . Afin d'accéder au flux rotorique, pour cela deux procédés sont utilisés :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide d'un capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.
- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine. [29]

5.6.2. Méthode indirect (IFOC Indirect Field Oriented Control)

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position. On considère donc le flux et le couple électromagnétique comme références de commande. Le découplage entre le flux et le couple est assuré par un bloc qui s'appelle (F.O.C) ou bloc de contrôle du flux orienté. Dans ce travail, la commande vectorielle indirecte est adoptée. Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE liées au champ tournant et par

orientation du flux rotorique. La figure.5.3 représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté sans réglage de vitesse. [8]

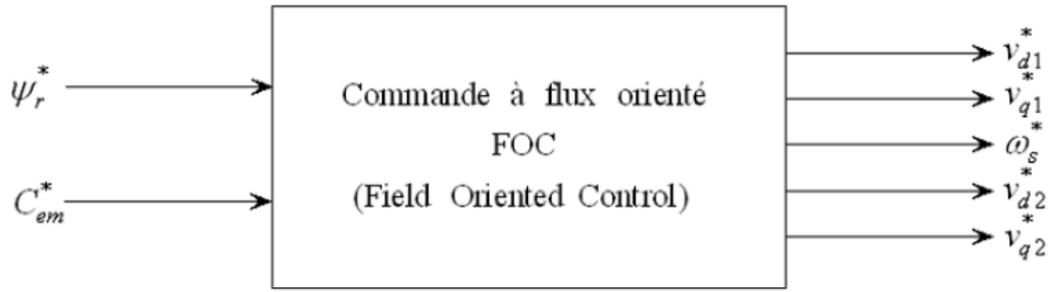


Figure 5.3. Schéma synoptique de la commande à flux orienté (FOC)

En partant du système (3.1) du troisième chapitre

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_s\phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} + \omega_s\phi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_s\phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} + \omega_s\phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl}\phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl}\phi_{dr} \end{cases} \quad (5.9)$$

Et on posant ($\phi_{dr} = \phi_r$) et $\phi_{qr} = 0$), on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_s\phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} + \omega_s\phi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_s\phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} + \omega_s\phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_r}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \omega_{gl}\phi_r \end{cases} \quad (5.10)$$

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) = \phi_r \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) = 0 \end{cases} \quad (5.11)$$

Par conséquent :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r+L_m} [\varphi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r+L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (5.12)$$

En remplaçant (5.12) dans (5.11), on trouve:

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m \left[i_{ds1} + i_{ds2} + \frac{1}{L_r+L_m} (\varphi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})) \right] \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m \left[i_{qs1} + i_{qs2} - \frac{L_m}{L_m+L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \right] \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m \left[i_{ds1} + i_{ds2} + \frac{1}{L_r+L_m} (\varphi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})) \right] \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m \left[i_{qs1} + i_{qs2} - \frac{L_m}{L_m+L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \right] \end{cases} \quad (5.13)$$

On pose $\alpha = \frac{L_m}{L_m+L_r}$ On obtient :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = (L_{s1} + L_m(1 - \alpha))i_{ds1} + L_m(1 - \alpha)i_{ds2} + \alpha\varphi_r^* \\ \varphi_{qs1} = (L_{s1} + L_m(1 - \alpha))i_{qs1} + L_m(1 - \alpha)i_{qs2} \\ \varphi_{ds2} = (L_{s2} + L_m(1 - \alpha))i_{ds2} + L_m(1 - \alpha)i_{ds1} + \alpha\varphi_r^* \\ \varphi_{qs2} = (L_{s2} + L_m(1 - \alpha))i_{qs2} + L_m(1 - \alpha)i_{qs1} \end{cases} \quad (5.14)$$

Si $\varphi_r^* = \text{constant} = (\varphi_n)$, De (5.10) on a :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_r^*}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \omega_{gl} \varphi_r^* \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i_{dr} = 0 \\ i_{qr} = (\omega_{gl} \varphi_r^*) / R_r \end{cases} \quad (5.15)$$

D'autre part de (5.11) on peut déduire :

$$\begin{cases} \varphi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \\ i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r+L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (5.16)$$

De (5.15) et (5.16)

$$i_{qr} = -(\omega_{gl} \varphi_r^*) / R_r = -\frac{L_m}{L_r+L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (5.17)$$

De (5.11) on peut déduire aussi :

$$\begin{cases} i_{ds2} = \frac{\varphi_r^*}{L_m} - i_{ds1} \\ i_{qs2} = -\frac{\omega_{gl} \varphi_r^*}{R_r} \frac{L_r+L_m}{L_m} - i_{qs1} \end{cases} \quad (5.18)$$

On remplace les équations (5.18) dans le système (5.10) :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + (L_{s1} + L_m(1 - \alpha)) \frac{d(i_{ds1})}{dt} - L_m(1 - \alpha) \frac{d(i_{ds1})}{dt} - \omega_s((L_{s1} + L_m(1 - \alpha))i_{qs1} \\ \quad + L_m(1 - \alpha)(-\frac{\omega_{gl}\varphi_r}{R_r} \cdot \frac{L_r + L_m}{L_m} - i_{qs1})) \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + (L_{s1} + L_m(1 - \alpha)) \frac{d(i_{qs1})}{dt} - L_m(1 - \alpha) \frac{d(i_{qs1})}{dt} + \omega_s((L_{s1} + L_m(1 - \alpha))i_{ds1} \\ \quad + L_m(1 - \alpha)(\frac{\varphi_r}{L_m} - i_{ds1}) + \alpha\varphi_r^*) \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + (L_{s2} + L_m(1 - \alpha)) \frac{d(i_{ds2})}{dt} - L_m(1 - \alpha) \frac{d(i_{ds2})}{dt} - \omega_s((L_{s2} + L_m(1 - \alpha))i_{qs2} \\ \quad + L_m(1 - \alpha) - \frac{\omega_{gl}\varphi_r}{R_r} \cdot \frac{L_r + L_m}{L_m} - i_{qs2}) \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + (L_{s2} + L_m(1 - \alpha)) \frac{d(i_{qs2})}{dt} - L_m(1 - \alpha) \frac{d(i_{qs2})}{dt} + \omega_s((L_{s2} + L_m(1 - \alpha))i_{ds2} \\ \quad + L_m(1 - \alpha)(\frac{\varphi_r}{L_m} - i_{ds2}) + \alpha\varphi_r^*) \end{array} \right.$$

Après simplification on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1}^* = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}Si_{ds1} - w_s^*(L_{s1}i_{qs1} + T_r w_{gl}^* \varphi_r^*) \\ V_{qs1}^* = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}Si_{qs1} + w_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ V_{ds2}^* = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}Si_{ds2} - w_s^*(L_{s2}i_{qs2} + T_r w_{gl}^* \varphi_r^*) \\ V_{qs2}^* = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}Si_{qs2} + w_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{array} \right. \quad (5.19)$$

Avec $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ et $w_{gl}^* = w_s^* - \omega_r$

De (5.6), (5.16) et (5.17) on a:

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \\ C_{em} = \frac{p L_m}{L_m + L_r}(i_{qs1} + i_{qs2})\varphi_r^* \\ w_{gl}^* = \frac{L_m R_r}{L_r + L_m} \frac{1}{\varphi_r^*}(i_{qs1} + i_{qs2}) \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} i_{ds1} + i_{ds2} = \frac{\varphi_r^*}{L_m} \\ i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{L_m + L_r}{p L_m} \frac{C_{em}^*}{\varphi_r^*} \\ w_s^* = p\Omega + \frac{L_m R_r}{L_r + L_m} \frac{1}{\varphi_r^*}(i_{qs1} + i_{qs2}) \end{array} \right. \quad (5.20)$$

Les deux enroulements statoriques sont identiques, donc les puissances fournies par les deux systèmes d'enroulements sont égales d'où :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{ds1}^* = i_{ds2}^* = \frac{\varphi_r^*}{2L_m} \\ i_{qs1}^* = i_{qs2}^* = \frac{L_r + L_m}{2pL_m\varphi_r^*} C_{em}^* \\ w_s^* = p\Omega + \frac{2L_m R_r}{L_r + L_m} \frac{1}{\varphi_r^*} i_{qs1}^* \end{array} \right. \quad (5.21)$$

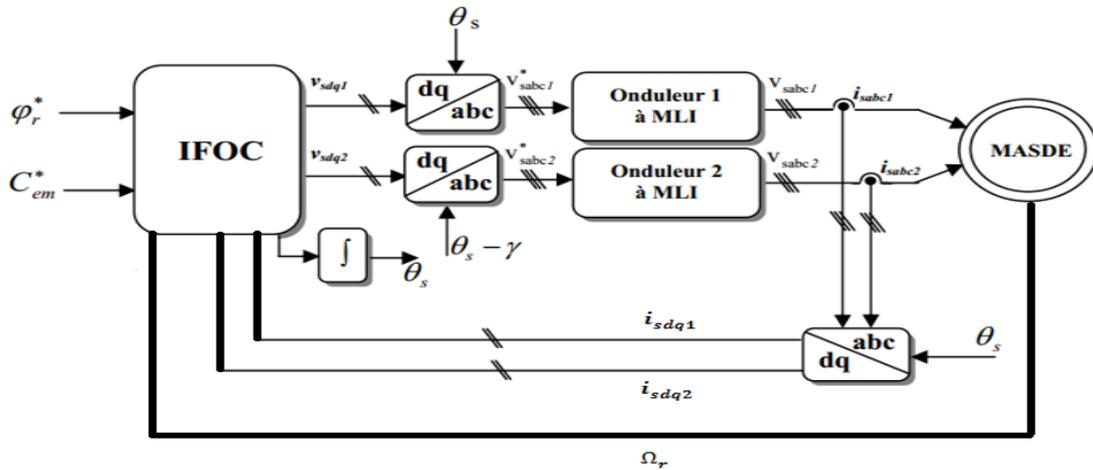


Figure 5.4. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE (boucle ouverte)

D’après le système d’équation (5.19) les composantes des tensions directes (respectivement quadrature) influent aux même temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures. Il est intéressant de faire un découplage afin de rendre les axes d et q complètement indépendant. L’objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l’effet d’une entrée à une seule sortie. Ce découplage permet surtout d’écrire les équations de la machine et de la partie de régulation d’une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs. Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d’état et découplage par compensation. Nous présenterons ce dernier type de découplage. [32]

5.6.3. Découplage par compensation

Cette méthode consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplages qui seront rajoutées à la sortie des correcteurs de courant pour obtenir les tensions de références nécessaire pour le réglage.

Pour cela on doit définir des nouvelles variables V_{ds1r} , V_{qs1r} , V_{ds2r} et V_{qs2r} qui n’affectent que sur i_{ds1} , i_{qs1} , i_{ds2} et i_{qs2} respectivement avec :

$$\begin{cases} V_{ds1r} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}Si_{ds1} \\ V_{qs1r} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}Si_{qs1} \\ V_{ds2r} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}Si_{ds2} \\ V_{qs2r} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}Si_{qs2} \end{cases} \quad (5.22)$$

V_{ds1r} , V_{qs1r} , V_{ds2r} et V_{qs2r} les tensions découplées.

L'expression (5.19) devient:

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = V_{ds1r} + V_{ds1c} \\ V_{qs1}^* = V_{qs1r} + V_{qs1c} \\ V_{ds2}^* = V_{ds2r} + V_{ds2c} \\ V_{qs2}^* = V_{qs2r} + V_{qs2c} \end{cases} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} V_{ds1c} = -\omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r \omega_{gl}^* \phi_r^*) \\ V_{qs1c} = \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*) \\ V_{ds2c} = -\omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r \omega_{gl}^* \phi_r^*) \\ V_{qs2c} = \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*) \end{cases}$$

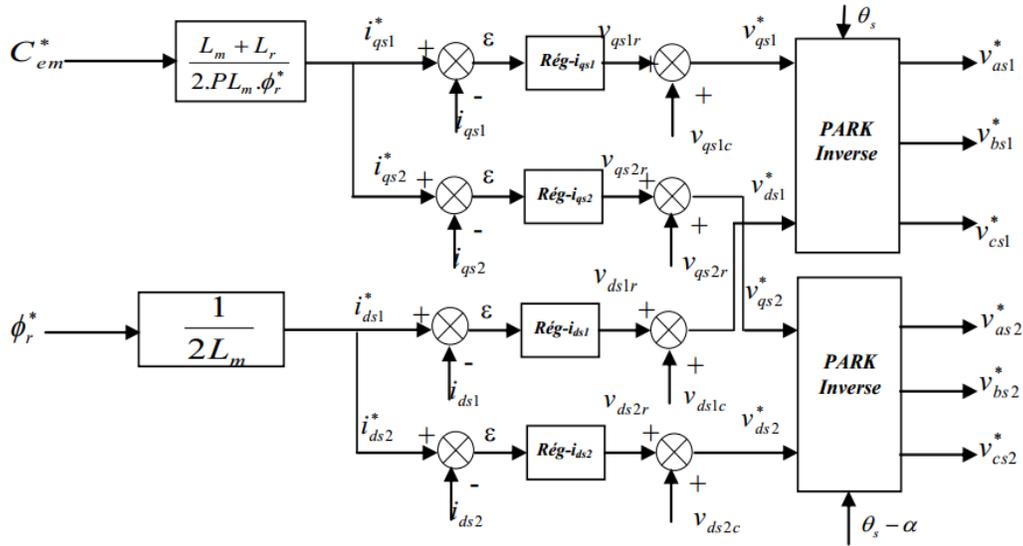


Figure 5.5. Représentation schématique du bloc de découplage IFOC avec compensation

5.7. Calcul des régulateurs

Pour l'obtention des performances exigées par le système de commande on ajoute à ce dernier des organes extérieurs appelés régulateurs. La qualité de régulation est assurée par ces derniers en fonction des lois de régulations qui relient mathématiquement leurs grandeurs de sortie et d'entrée. Dans notre travail on a utilisé des régulateurs des courants i_{ds} et i_{qs} de type PI, et un régulateur de vitesse de type IP.

5.7.1. Conception de régulateur PI

Soit $Y^*(t)$ le signal de référence à poursuivre, et $Y(t)$ le signal de sortie de système à contrôler.

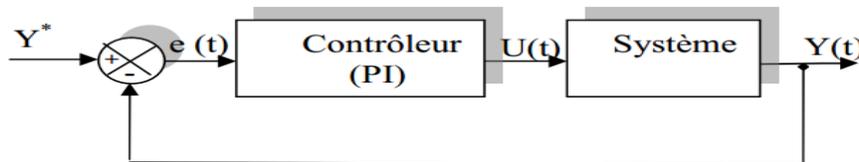


Figure 5.6. Régulateur PI

La loi de commande est : $U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)$

Action proportionnelle

Si K_p est grand, la correction est rapide mais il y a risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.

Si K_p est petit, il y a moins de risque d'oscillations mais la correction est lente. Donc c'est un compromis entre la rapidité et l'oscillation de la réponse.

Action intégrale

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

Caractéristiques des régulateurs

Les trois enjeux de la régulation :

a-Stabilité : Un système bouclé doit être stable. Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.

b- précision : En régulation, la précision est obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

c- Rapidité : En générale, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation). Le temps de la réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

5.7.2. Conception de régulateur IP

Ces régulateurs sont analogues aux régulateurs PI seulement que les actions intégrales et proportionnelles sont mises en parallèle, contrairement au régulateurs PI où ces actions sont mises en série. Dans ce régulateur seul le signal d'erreur est intégré et la partie proportionnelle est appliquée au signal de sortie.

Il est prouvé qu'un régulateur IP est équivalent à un régulateur PI doté d'un filtre de premier ordre à l'entrée, ce qui réduit considérablement les dépassements. [38,39]

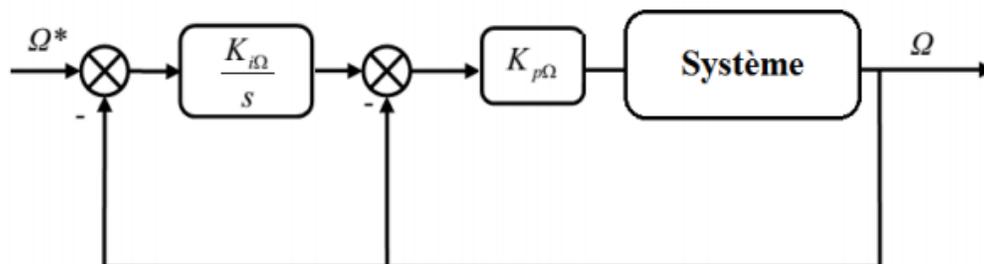


Figure 5.7. Schéma fonctionnel d'un régulateur IP

5.7.3 Comparaison entre les deux régulateurs

La figure 5.8 représente l'évolution de la régulation (commande vectorielle indirecte) de la vitesse de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux, à la suite de l'application d'un couple de charge nominale 30 N.m, dans le cas du :

- ✓ Régulateur PI classique.
- ✓ Régulateur IP.

Nous constatons une amélioration au niveau du rejet de perturbation ceci s'effectue rapidement avec une légère diminution et un rapide rétablissement de la vitesse dans le cas du régulateur IP par rapport au régulateur PI. [38, 40,41]

Ainsi, la réponse à l'échelon de vitesse dans le cas du régulateur IP ne représente aucun dépassement de la consigne ce qui n'est pas le cas pour le régulateur PI.

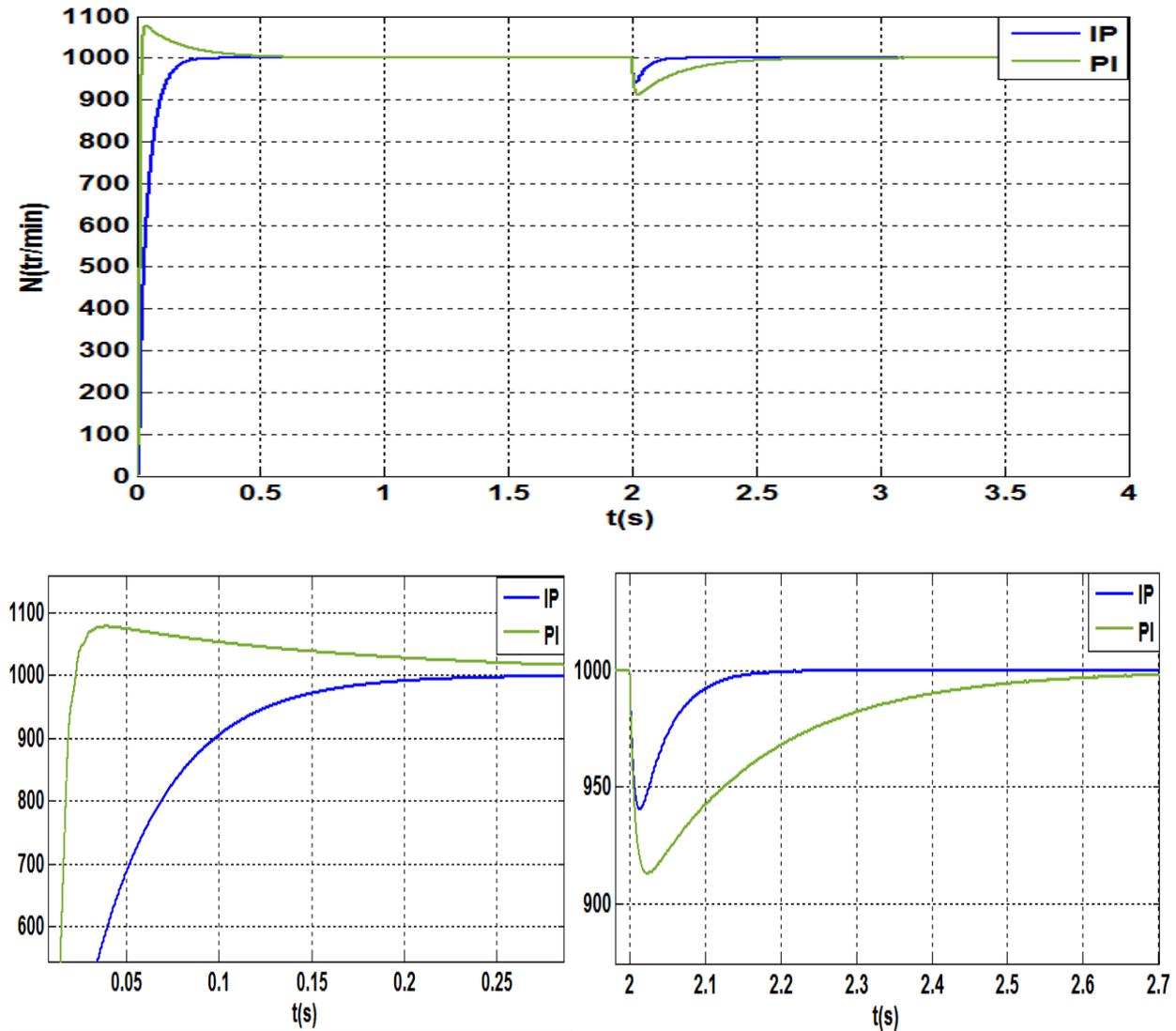


Figure 5.8. Comparaison entre les performances d'un régulateur de vitesse PI et IP

5.8. Le bloc de défluxage

Plusieurs applications exigent un fonctionnement à vitesse supérieure à celle de nominale (exemple le TGV). Pour assurer un tel fonctionnement dans le cas d'un entraînement à vitesse variable utilisant une machine asynchrone double étoile ; le bloc de défluxage permet de réduire le flux (qu'est inversement proportionnel à la vitesse de la machine) à l'entrée du bloc FOC pour maintenir le principe de la commande vectorielle et ainsi que la tension de sortie de l'onduleur ne dépasse pas sa valeur nominale. Donc le principe de défluxage est de maintenir le flux rotorique égale à sa valeur nominale φ_{rn} lors du fonctionnement à vitesse inférieure ou égale à la vitesse de rotation nominale Ω_{rn} et on le faisant diminuer selon l'expression (5.23) lorsque la vitesse de rotation dépasse Ω_{rn} .

$$\varphi_{rn}^* = \begin{cases} \varphi_{rn} & |\Omega_r| \leq \Omega_{rn} \\ \frac{\Omega_{rn}}{\Omega_r} \varphi_r & |\Omega_r| > \Omega_{rn} \end{cases} \quad (5.23)$$

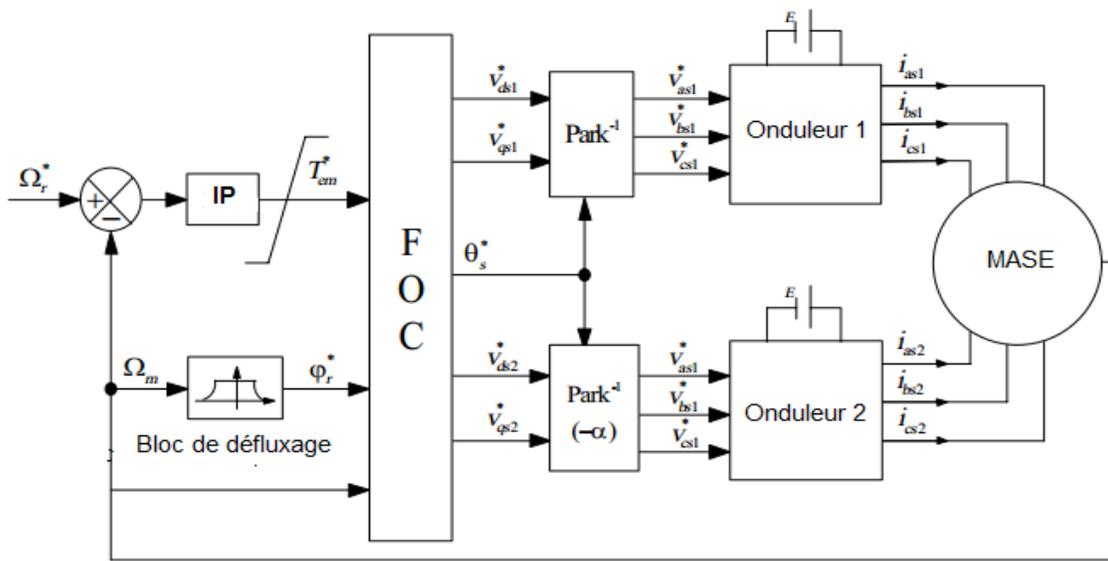


Figure 5.9. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE

5.9. Simulation et interprétation des résultats

Les figures ces dessous représentent la simulation de l'application de la commande vectorielle à flux rotorique orienté sur la MASDE avec un réglage de vitesse par la méthode indirecte lors d'un fonctionnement moteur.

Le processus de la simulation :

- [0-1s] : Un démarrage à vide de la MASDE avec une vitesse de référence positive de 1000tr/min.
- [1s-1.5s] : à l'instant t=1s on applique un couple de charge positif de 30 N.m (fonctionnement moteur).

- [1.5s-2s] : à l'instant $t=1.5s$ et afin de pouvoir inverser la vitesse de la machine à vide on applique à la machine un couple négatif de -30 N.m ce qui nous donne un fonctionnement à vide.
- [2s-2.5s] : à l'instant $t=2s$ on inverse la vitesse de la machine de 1000 tr/min à -1000 tr/min .
- [2.5s-3s] : à l'instant $t=2.5s$ on applique un couple négatif à la machine de -30 N.m (fonctionnement moteur).
- [3s-3.5s] : à l'instant $t=3s$ et afin de retourner au fonctionnement à vide on applique un couple positif de 30 N.m .

Les grandeurs à visualiser sont : La vitesse de rotation, le couple électromagnétique, les courants des deux étoiles i_{as1} et i_{as2} , le flux rotorique direct et en quadrature, le courant total absorbé par la machine.

Interprétation

Au démarrage la vitesse du rotor suit parfaitement sa consigne 1000 tr/min après un temps de $t=0.35s$ sans dépassement. Le couple électromagnétique atteint une valeur de 72 N.m au moment de démarrage et lorsque la vitesse de rotation atteint la valeur de référence le couple se stabilise autour de zéro vu qu'il n'y a pas de charge seuls les frottements propres de la machine (faibles).

Au moment de l'application d'un couple résistif (égale au couple nominale 30 N.m) Le couple électromagnétique de la machine récompense toujours la valeur du couple résistif. La vitesse diminue légèrement puis revient à sa valeur de référence dans un temps de $0.2s$, le courant statorique de la phase A des deux étoiles augmente à une valeur efficace $3.5A$ et ont des allures sinusoïdales.

Une réaction négative du couple électromagnétique est observée au moment de l'inversion de sens de rotation ; puis il revient à la valeur de référence. Aussi pour les courants statoriques et rotoriques la présence d'un pique de courant puis ils reviennent à ses valeurs avant de l'inversion de vitesse.

Un appel de courant statorique des deux étoiles atteint $28A$ (4 fois le courant nominal) au régime transitoire (démarrage et inversion de vitesse) puis ils se stabilisent à une valeur de $3A$ à vide (42% le courant nominal), en présence de la charge (charge nominal 30 N.m), le courant atteint une valeur de $10A$ de crête ce qui correspond bien à la valeur efficace du courant nominal de la machine qu'est $7A$. L'allure de courant est sinusoïdale avec des harmoniques qui sont dus aux deux onduleurs de tenions.

Le flux rotorique directe suit la valeur de référence en régime établi indépendamment de la charge appliquée. Lors de l'application d'un couple résistif ou l'inversion de vitesse il y a une petite variation puis il revient toujours à la valeur de référence.

Le flux rotorique en quadrature demeure toujours fixe à la valeur nulle avec des variations au moment de l'application d'un couple résistif ou l'inversion de vitesse.

Donc nous pouvons dire que l'orientation du flux rotorique est pratiquement insensible aux variations du couple électromagnétique. Ceci confirme la capacité de la commande vectorielle à découplé le flux de la machine et son couple électromagnétique.

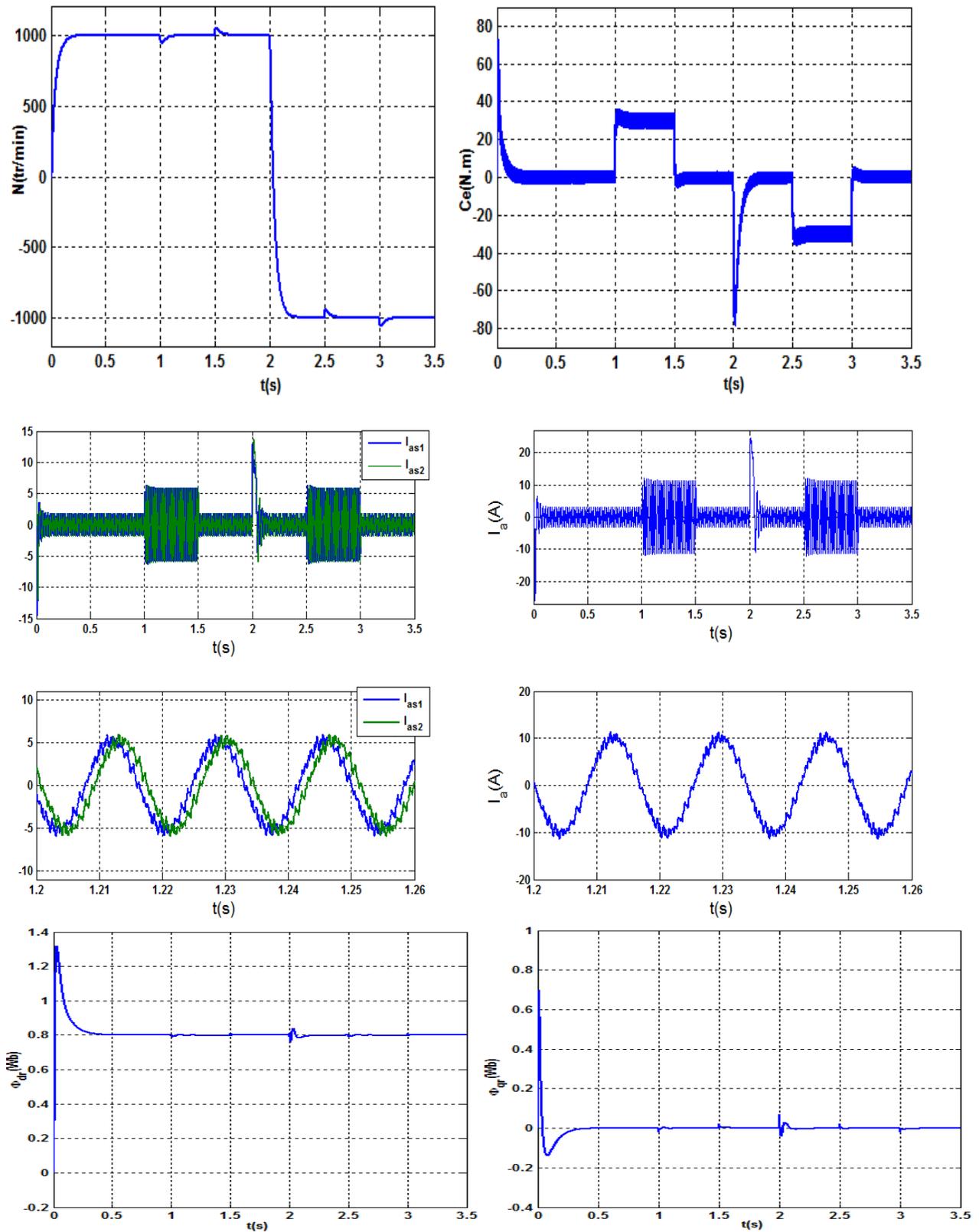


Figure 5.10. La commande vectorielle indirecte de la MASDE et ses performances

5.10. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié la commande vectorielle par orientation du flux rotorique avec la méthode de régulation de vitesse indirecte appliqué à la MASDE, qui nécessite seulement la connaissance de la position de flux à l'aide de la mesure de la vitesse mécanique par un capteur de vitesse et en utilisant les relations mathématiques qui relient la pulsation mécanique, la pulsation statorique et celle de glissement. L'utilisation de la commande vectorielle nous a permis d'assimiler la machine asynchrone double étoile à une machine à courant continu à excitation séparée; le couple et le flux sont alors commandés séparément.

Pendant le régime transitoire de la machine (démarrage ou l'inversion de vitesse), il y a apparition des pics de courants très gênant pour le bon fonctionnement de la machine. Donc il est recommandé d'utiliser des régulateurs équipés d'un limiteur de courant.

On a pu montrer qu'avec un régulateur IP dans la boucle de réglage de la vitesse, le rejet de perturbation au niveau de vitesse est meilleur qu'avec un régulateur PI et le découplage persiste toujours.

Conclusion générale

Dans le travail présenté, nous nous sommes intéressé à l'identification et la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone double étoile alimentée via deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale.

Le premier chapitre rappelle les généralités sur les machines multiphasés où on a présenté les avantages et les inconvénients de ces machines par rapport à la machine triphasée.

Le second chapitre a été consacré à l'identification paramétrique de la machine asynchrone double étoile. Des essais classiques ont été effectués afin de déterminer les paramètres de notre machine, une technique d'optimisation non linéaire basée sur la minimisation d'erreur a été utilisée.

Nous avons dédié le troisième chapitre à la modélisation de la MASDE, en utilisant la transformation de Parck. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant des hypothèses simplificatrices. L'application de la transformation de Parck a permis de simplifier largement le modèle de la machine.

Dans le quatrième chapitre, on a étudié l'alimentation de MASDE par deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale. Par la suite nous avons simulé l'ensemble onduleurs-MASDE sur MATLAB, et les résultats obtenus montre bien le fort couplage entre le flux et le couple. L'étude de l'alimentation de la MASDE nous a permis de mettre en évidence l'influence du changement de l'angle de déphasage entre les deux onduleurs en régime permanent.

Dans le dernier chapitre, nous avons assuré le découplage entre le flux et le couple par l'application de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté afin de pouvoir contrôler la vitesse de la MASDE. Cette technique permet de découpler la commande du flux et celle du couple, semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Les résultats obtenus montrent le bon suivi des grandeurs de références dans le régime permanent et un parfait découplage entre le couple et le flux.

Bibliographie

- [1] M. O. Mahmoudi « La Commande De La Machine Asynchrone Alimentée En Tension». Thèse doctorat à école nationale polytechnique, Alger, 1999.
- [2] Marlin.T.E «Process control designing processes and control systems for dynamic performance » Mc Graw-Hill, 1995.
- [3] D. Hadiouche, « contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure », Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-1, soutenue 20 décembre 2001.
- [4] LAKHDARI Meftah « Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour Aerogénération» Magister en Electrotechnique, UNIVERSITE FERHAT ABBAS-SETIF-1, 2014
- [5] E. Merabet, «Amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone double étoile par les techniques de l'intelligence artificielle», Thèse de doctorat de l'Université de Batna, 2012.
- [6] Z. Wu, « An Investigation of dual Stator Winding Induction Machines», Phd Dissertation, Tennessee Technological, University,USA, December, 2006.
- [7] H.S. Che, W.P. Hew, N.A. Rahim, E.Levi, M. Jones, M.J. Durant «A six phase wind energy induction generator systeme with series-connected DC-links», power3rd IEEE international Symposium on electronics for distributed generation systemes (PEDG), 2012,pp. 26-33.
- [8] L.M.MGHEZZI « Identification paramétrique linéaire de la machine asynchrone triphasée » thèse de magister en électrotechnique : ENP le 19/02/2002.
- [9] BOUNEKHLA M'hamed. « Contribution à l'identification paramétrique de la machine asynchrone ». Thèse de Doctorat d'Etat ès-Sciences : Electrotechnique : Alger, Ecole Nationale Polytechnique : 2004.
- [10] M. Zegrari, A. Badri et B. Oukarfi « Identification par la Méthode du Modèle des paramètres d'une machine à courant continu » 3 rd International Conference: Sciences of Electronic, Technologies of Information and Telecommunications March 27-31, 2005 – TUNISIA.
- [11] E.MESSINI « Parameter identification of a dual star induction machine using an optimization algorithm » THE 9th INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL ENGINEERING And FIRST WORKSHOP ON ROBOTICS AND CONTROLS -2016
- [12] Publication de Lucian Nicolae, Ion Boldea, Sorin Ioan Deaconu « Parameter Optimal Identification of Dual Three Phase Stator Winding Induction Machine ».

- [13] MATHWORKS 2006 Find minimum of constrained nonlinear multivariable function-MATLAB fmincon, <http://www.mathworks.com/help/optim/ug/fmincon.html>
- [14] A. Raie, V. Raschtchi, "Accurate identification of parameters, in winding function model of induction motor, using genetic algorithm", SICE Proc. 2002 Aug. 5-7, Osaka, pp. 2430-2434.
- [15] J. A. Riveros Yepes, A. G. Barrero, F. Doval-Gandoy, J. Bogado, B. Lopez, O. Jones, M. and E. Levi, "Parameter Identification of Multiphase Induction Machines With Distributed Windings - Part 2", Time-Domain Techniques, IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 27, N4. 4, December 2012, pp. 1067-1077.
- [16] P.Vidal, Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation, Thèse de Doctorat de l'institut National polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2004.
- [17] R.Abdessemmed, M.Kadjoudj, Modélisation des machines électriques, Presses de l'université de Batna, Algérie, 1997.
- [18] H.Hammache, Etude et réalisation d'une machine asynchrone double étoile : Conception, Alimentation et Commande, Mémoire de Magistère de l'Ecole Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, Janvier 2007.
- [19] D.Berbier, E.M. Berkouk, A.Talha, M.O.mahmoudi, « Study and control of two-level PyVM rectifiers-clamping bridge-two tree-level NPC VSI cascade. Application to double stator induction machine,»3st Annual IEE Power Electronics Specialists Conferences Aachachen Germany pp3894-3899 2004
- [20] D.Hadiouche, "Modelling of a double star induction motor for space vector PWM Control", ICEM2000.
- [21] HICHEM MOULOUD GAOUA et SCDDIK BENHAMMAD Projet de fin d'études « Machine asynchrone à double étoile Modélisation, Alimentation et Commande» ENP, Juin 2002.
- [22] BOUSSIALA Boubakr Mémoire de Magister en Automatique « Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux « Application sur la Machine Heptaphasée ». ANP Alger, 13 / 10 / 2010.
- [23] M. O. Mahmoudi « Machine asynchrone à double étoile, Modélisation, Alimentation et commande »
- [24] DAHMANE Kamal Mémoire de Magister en Automatique « Contribution à la Modélisation et à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile Alimentée par Convertisseurs Matriciels » 27 novembre 2004
- [25] Hocine Amimeur Mémoire Magister en Electrotechnique " Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement " 28 /05 / 2008.

- [26] BOUSSIALA Boubakr Mémoire de Magister en Automatique « Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux « Application sur la Machine Heptaphasée ». ANP Alger, 13 / 10 / 2010.
- [27] Elkheir Merabet Mémoire de Magister en Electrotechnique "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile", 04 /06 / 2008.
- [28] C. Dahmani, N. Siahmed, «Commande en cascade par mode de glissement de la MAS alimentée en tension» P.F.E, USTHB, Dépt. D'Electrotechnique, 1995.
- [29] El hadj BOUNADJA Mémoire de Magister en Electrotechnique « Commande vectorielle sans capteur d'une machine asynchrone double étoile » le 26/04/2008.
- [30] G BUCHE « commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB/Simulink » PFE Grenoble2001
- [31] J.P. Caron, J.P. Hautier « Modélisation et commande de la machine asynchrone »Editions Technique- Paris, 1995.
- [32] M. Pietrzak-david, Bernard de Fornel, « Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle », SEE Journée d'études Lille., pp. 1–19, Lille, Décembre 1992.
- [34] M. B. Michael , John K. Pedersen, Frede Blaabjerg, « Field-oriented control of an induction motor using random pulsewidth modulation», IEEE Trans on Indus Appl., vol. 37, no. 6, pp. 1777–1785, November/December 2001.
- [35] B. Robyns « Commandes numériques évoluées d'actionneurs à courant alternatif » Thèse de Doctorat, Université Catholique de Louvain, Déc 1993.
- [36] Khoudir Marouani "contribution à la commande d'un entraînement électrique à base de moteur asynchrone double étoile ". These DE. Doctorat. Ecole Militaire polytechnique France 17 juin 2010.
- [37] Y. Y. Ho. Edward, C.S. Paresh, «Decoupling control of induction motor drives”, IEEE Trans on Indu Elec., vol. 35, no. 2, pp.253-262, May 1998.
- [38] S. Rezgui « Commande De Machine Electrique En Environnement Matlab/Simulink Et Temps Réel ». Mémoire De Magister, Université Mentouri de Constantine, 2009.
- [39] Dariusz L. Sobczuk « Application of ANN for Control of PWM Inverter Fed Induction Motor Drives », Thèse de doctorat, Université de Varsovie 1999.
- [40] Lotfi Baghli “Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques”, Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 1999.
- [41] M. O. Mahmoudi « Comparaison entre les régulateurs IP et IP pour la commande vectorielle direct de la machine asynchrone »

Annexe A

$I_{1 \text{ mes}}$	$V_{1 \text{ mes}}$	$V_{2 \text{ mes}}$	$P_{1 \text{ mes}}$	$Q_{1 \text{ mes}}$
0.4	17.5	10.4	2.4	9.7
0.6	23	11.8	8	20.78
0.8	28	13	13	36.73
1	32.5	13.8	20.6	50.92
1.2	35.5	14.5	25	64.09
1.4	39.5	15.33	35	84.87
1.6	43.5	16	45	105.66
1.8	47.5	16.66	57	129.9
2	52	17.5	70	155.88
2.2	55.5	18	81.5	179.27
2.4	60	18.66	97.5	212.18
2.6	63	19.33	116.5	239.89
2.8	67.5	20	134.5	276.26

Tableau A.1. Les mesures de l'essai 1

$I_{2 \text{ mes}}$	$V_{2 \text{ mes}}$	$V_{1 \text{ mes}}$	$P_{2 \text{ mes}}$	$Q_{2 \text{ mes}}$
0.8	24	11	6	24.25
1	34.5	13.2	20	58.89
1.2	39	14	29	77.94
1.4	43	14.7	38	100.46
1.6	48	16	49	142.98
1.8	52	16.5	62.5	201.55
2	58.5	18	76.5	269.27
2.2	60	18.8	92.5	292.18
2.4	66	19.4	111.5	318.55
2.6	69	20	132.5	340.12
2.8	73	20.8	154	360.82

Tableau A.2. Les mesures de l'essai 2

$I_{1 \text{ mes}}$	$V_{1 \text{ mes}}$	$V_{2 \text{ mes}}$	$P_{1 \text{ mes}}$	$Q_{1 \text{ mes}}$	L_{eq}
0.4	15	14	1.5	8.9	0.24212
0.6	30	27	6	35.5	0.24212
0.8	46	40	12	82	0.24664
1	61	51.5	33	142.6	0.24912
1.2	78	66	42	230.2	0.25238
1.4	91	79	60	322.1	0.24554
1.6	105	90	90	431.7	0.24683

Tableau A.3. Les mesures de l'essai 3

$$Q = 3 * \frac{V^2}{X_{\text{eq}}} \Rightarrow X_{\text{eq}} = 3 * \frac{V^2}{Q} \text{ Avec } X_{\text{eq}} = X_m + X_1 + X_2 \Rightarrow X_m = X_{\text{eq}} - X_1 - X_2$$

$$L_{\text{eq}} = \frac{X_{\text{eq}}}{w_s}, L_m = \frac{X_m}{w_s} \text{ avec : } L_m < L_{\text{eq}} < 0.3 \text{ donc : } L_m < 0.3$$

Annexe B



Figure B.1. Banc d'essai

Annexe C

Régulateurs des courants (PI)

Les régulateurs des courants sont tous calculés avec MATLAB et donnés dans le Tableaux suivant :

Régulateur de courant I_{ds}/I_{qs}	
K_{pi}	50000
K_{ji}	5

Tableau C.1. Paramètres des régulateurs de courants

Régulateur de vitesse (PI)

Le régulateur PI de vitesse est calculé avec MATLAB et donné dans le Tableaux suivant :

Régulateur de vitesse PI	
K_{pi}	3
K_{ji}	17

Tableau C.2. Paramètres du régulateur de vitesse PI

Régulateur de vitesse (IP)

L'expression de la vitesse est donné par :

$$\Omega = \frac{K_e K_{p\Omega} K_{i\Omega}}{Js^2 + (K_e K_{p\Omega} + F)s + K_e K_{p\Omega} K_{i\Omega}} \Omega_{ref} - \frac{s}{Js^2 + (K_e K_{p\Omega} + F)s + K_e K_{p\Omega} K_{i\Omega}} \Gamma_r$$

Mettant le système sous la forme canonique :

$$\frac{1}{\frac{s^2}{w_n^2} + \frac{2\xi_\Omega}{w_n}s + 1}$$

On aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = \frac{J}{K_e} (2\xi_\Omega w_n - \frac{F}{J}) \\ K_{i\Omega} = \frac{J}{K_e} \frac{w_n^2}{K_{p\Omega}} \end{cases}$$

Pour mettre en évidence la rapidité des boucles internes des composantes du courant par rapport aux boucles externes du flux et de vitesse, ainsi la machine a le temps de se magnétiser et d'atteindre donc la référence du flux, on pose les paramètres du régulateur comme suis :

Régulateur de vitesse IP	
$K_{p\Omega}$	0.45
$K_{i\Omega}$	6

Tableau C.3. Paramètres du régulateur de vitesse IP