



N° d'ordre:
N° de série:



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la
Recherche Scientifique

Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

Faculté de Sciences et de La Technologies Filière: Génie Electrique

Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

En: Electrotechnique

Spécialité: Commande Electrique

Par: Guezie Mohammed Ridha, Guezie Oussama, Aliat Badis, Douidi abdenor

Thème

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

Devant le jury composé de:

Mr. CHIKHA Said	Président
Mr. BEKAKRA Youcef	Examineur
Mr. BABA ARBI Idriss	Encadreur

2020-2021

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

۱۴۳۸



Dédicace

*Au propriétaire d'une biographie parfumée et d'une
pensée éclairée ;*

*Ils ont été les premiers à être crédités de notre
obtention de l'enseignement supérieur*

(Nos chers parents), que Dieu leur donne longue vie.

*A celui qui nous a mis sur le chemin de la vie et nous
a apaisés,*

*Elle a pris soin de nous jusqu'à ce que nous
devenions vieux*

(Nos chères mamans), que Dieu les bénisse.

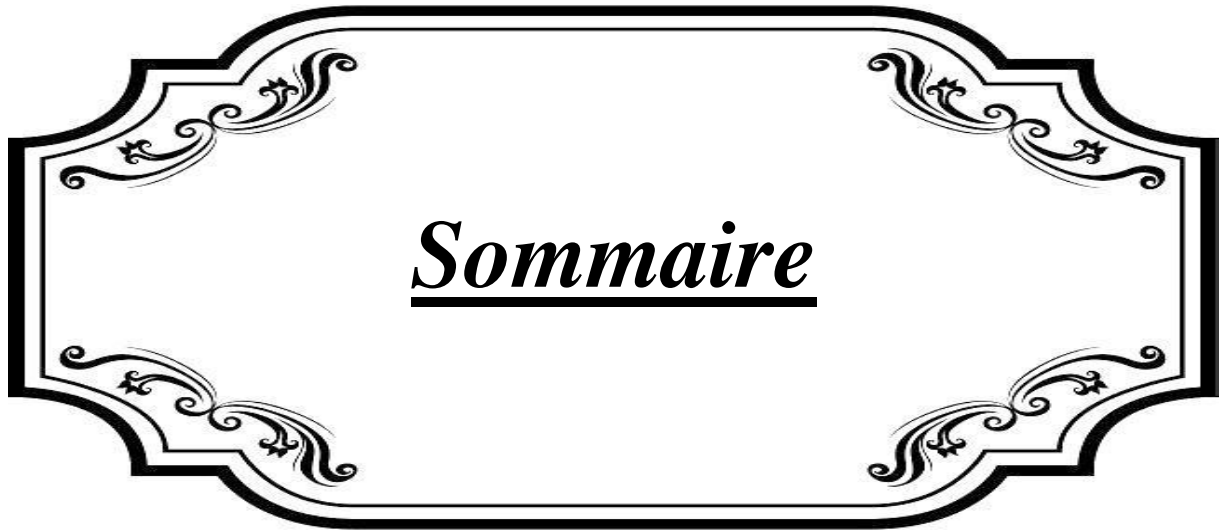
A nos frères et sœurs et à tous nos amis

*A tous nos honorables professeurs ;
Qui n'a pas hésité à nous tendre la main*

je te dédie cette recherche

Remerciements

Tout d'abord nous remercions Dieu pour la plus grande miséricorde de nous avoir permis de présenter ce projet sous la meilleure forme que nous voulions être, nous tenons à remercier notre superviseur de ce projet, le Dr (Mr. BABA ARBI Idriss) pour son aide précieuse et conseils pour sortir de ce projet. Nous remercions nos professeurs et médecins qui nous ont fourni toutes les connaissances. Surtout, nous sommes tous reconnaissants envers nos familles pour leur amour, leur aide, leur soutien et leurs encouragements sans fin. Et à nos amis pour leur compréhension et leur soutien pour nous permettre de mener à bien ce projet.



Sommaire

Sommaire

	page
Dédicace	-
Remerciements	-
Sommaire	ii
liste de figure	iv
Liste de tableau	v
Listes des symboles et abréviations	vi
Introduction générale	01
<i>Chapitre I: Modélisation de la machine asynchrone double étoile</i>	
I.1. Introduction:	05
I.2. Description du moteur asynchrone à double étoile	05
I.3. Hypothèses simplificatrices	06
I.4. Modèle triphasé de la MASDE	07
I.4.1. Les équations électriques	07
I.4.2. Equations des flux	08
I.4.3. Equation mécanique	10
I.4.4. Le couple électromagnétique	10
I.5. Le modèle de Park	10
I.5.1. Equation de tension	12
I.5.2. Les équations de flux	13
I.5.3. Equation mécanique	13
I.5.4. Mise sous forme d'équation d'état	14
I.6. Simulation et interprétation	16
I.7. Conclusion	18
<i>Chapitre II: Alimentation de la machine asynchrone double étoile</i>	
II.1 Introduction	20
II.2. Modélisation de l'onduleur à commande MLI	20
II.3 Stratégie de commande MLI triangulo-sinusoïdale	22

II.4 Modélisation de bus continu	23
II.5. Association de la MASDE à deux onduleurs de tension	24
II.6. Résultats de simulation	24
II.6.1 Interprétations des résultats	26
II.6.2 Le choix de l'angle de déphasage entre les deux onduleurs	26
II.6.3 Comparaison	28
II.7. Conclusion	28
<i>Chapitre III: Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile</i>	
III.1 Introduction	31
III.2. Principe de la commande vectorielle	31
III.3. Choix du référentiel	33
III.4. Les différents modèles mathématiques d'orientation du flux	33
III.5. Commande vectorielle de la MASDE par orientation du flux rotorique	33
III.6. Méthodes de la Commande Vectorielle	35
III.6.1. Méthode directe (DFOC Direct Field Oriented Control)	35
III.6.2. Méthode indirect (IFOC Indirect Field Oriented Control)	35
III.6.3. Découplage par compensation	39
III.7. Calcul des régulateurs	41
III.7.1. Conception de régulateur PI	41
III.7.2. Conception de régulateur IP	41
III.7.3. Action proportionnelle	42
III.7.4. Caractéristiques des régulateurs	42
III.8. Le bloc de défluxage	43
III.9. Simulation et interprétation des résultats	43
III.10. Conclusion	45
Conclusion générale	48
Bibliographie	50
Résumé	53

Liste de figure

	Page
<i>Chapitre I: Modélisation de la machine asynchrone double étoile</i>	
Figure I.1. Représentation des enroulements de la MASDE	06
Figure I.2. La transformation de Park	11
Figure I.3. La représentation schématique du modèle de Park de la MASDE	12
Figure I.4. Performances de la machine asynchrone double étoile alimentée par le réseau Démarrage à vide et insertion du couple nominal	16
<i>Chapitre II:Alimentation de la machine asynchrone double étoile</i>	
Figure II.1. Onduleur triphasé	20
Figure II.2. Représentation du bus continu	22
Figure II.3. Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension	24
Figure II.4. MLI triangulo-sinusoïdale ($r=0.8$, $m=21$) et tension d'une phase de la MASDE	25
Figure II.5. La machine asynchrone double étoile alimentée par un système de deux onduleurs de tension deux niveaux (Démarrage à vide et insertion du couple nominal)	25
Figure II.6. Le couple électromagnétique de la machine asynchrone double étoile en régime permanent pour $\delta=0^\circ$, 30° , 45° et 60°	27
Figure II.7. Les courants statoriques de la machine asynchrone double étoile en régime permanent pour $\delta=0^\circ$, 30° , 45° et 60°	27
<i>Chapitre III: Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile</i>	
Figure III.1. Analogie de la commande de la MASDE avec celle de la MCC	32
Figure III.2. Orientation du flux rotorique	34
Figure III.3. Schéma synoptique de la commande à flux orienté (FOC)	36
Figure III.4. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE (boucle ouverte)	39
Figure III.5. Représentation schématique du bloc de découplage IFOC avec compensation	41
Figure III.6. Régulateur PI	41
Figure III.7. Schéma fonctionnel d'un régulateur IP	42
Figure III.8. La commande vectorielle indirecte de la MASDE et ses performances	43
Figure III.9. La commande vectorielle indirecte de la MASDE et ses performances	45

Liste de tableau

	Page
<i>Chapitre II: Alimentation de la machine asynchrone double étoile</i>	
Tableau II.1. Comportement de la MASDE pour différent angle de décalage de deux onduleurs	28

Listes des symboles et abréviations

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.	
A	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	
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	
F	Fréquence	Hertz
f_p	Fréquence de la porteuse	

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 symboles utilisés sont définies dans le texte.		



Introduction générale

Introduction générale

Les moteurs électriques sont aujourd'hui les récepteurs les plus nombreux dans les industries et installations tertiaires. Il convertit l'énergie électrique en énergie mécanique, ce qui lui confère une importance économique très particulière, les moteurs asynchrones triphasés, en particulier les moteurs à cage, sont les plus utilisés dans l'industrie et au-delà d'une certaine puissance dans les applications de haute construction [1].

À haute puissance, les machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques trouvent les plus utilisées et les plus appliquées. Mais les limitations des composants de puissance limitent la fréquence de commutation et donc les performances qui en résultent diminuent. Pour permettre l'utilisation de composants avec une fréquence de commutation plus élevée, il est nécessaire de diviser la puissance. Pour ce faire, une solution consiste à utiliser des machines à grand nombre d'étages ou des machines à plusieurs étages.

Les machines multiphases offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux clés par rapport aux enroulements. En effet, doubler le nombre de phases permet de diviser la puissance et donc de réduire les tensions converties à un courant donné. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple, permettant à la charge mécanique de les filtrer plus facilement. Enfin, le doublement du nombre de phases permet une fiabilité accrue en permettant de travailler, une ou plusieurs phases en faute.

En conséquence, l'intérêt des spécialistes pour l'augmentation du nombre de phases des machines électriques a commencé à croître. En particulier dans ces domaines : la propulsion électrique dans la Marine, l'Aéronautique et, plus récemment, les nouvelles voitures électriques et hybrides. En effet, ces types d'applications, qui nécessitent des performances de plus en plus élevées, sont

très faciles à justifier sous le poids de restrictions très fortes, de sorte que le nombre d'étages devient un véritable paramètre de conception. Les avantages qu'une structure multiphase peut apporter par rapport à une structure parabolique triphasée sont variés [2].

Malgré ces avantages, la machine asynchrone présente malheureusement un inconvénient important, et sa structure dynamique est très non linéaire du fait de la présence d'un fort couplage entre couple et débit qui complique sa commande[3].

L'un des exemples les plus courants de machines à plusieurs étages est la machine asynchrone à double étoile (MASDE) Ce problème a donné lieu à plusieurs stratégies de contrôle. Parmi ces techniques la lutte anti vectorielle[5]

Il existe une similitude entre le contrôle de la machine asynchrone à double étoile et le contrôle de la machine asynchrone triphasée, mais avec un nombre de grandeurs à régler plus grand . 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 autant que possible une tension sinusoïdale et avec une fréquence et une amplitude variables. . 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). Ces méthodes consistent à déterminer les angles de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

Identifier et modéliser un système est indispensable lorsque nous voulons le commander. Le modèle électromagnétique d'une machine asynchrone à double étoile est un système de neuf équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. Résoudre un tel système est difficile même avec l'utilisation d'un utilitaire informatique.

Ce mémoire est divisée en trois chapitres et une conclusion

Le premier chapitre: sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone à double étoile pour l'alimentation d'un transformateur fixe

(onduleur) grâce à l'application du convertisseur buck

Dans le deuxième chapitre, nous introduisons l'alimentation du MASDE par deux transformateurs de tension commandés par une stratégie de commande PWM en triangle sinusoïdal où le principe de fonctionnement de cette stratégie est expliqué. Nous montrons également l'effet de l'angle de déplacement entre ces deux onduleurs alimentant la machine

Dans le dernier chapitre, et afin de séparer la commande du MASDE, un vecteur indirect avec la direction du flux du rotor sera affiché. Les résultats des différentes simulations seront présentés et commentés à la fin de l'étude de cette question.

Chapitre I:

*Modélisation de la machine
asynchrone double étoile*

I.1. Introduction:

Une grande attention est accordée à la machine asynchrone en faveur d'autres appareils. Cette machine est devenue la première dans l'industrie, grâce à son prix et sa durabilité, en particulier pour les machines à cage d'écureuil asynchrones où il n'y a pas de contact coulissant avec le rotor, et d'autres facteurs (grande plage de variation de vitesse, stabilité de fonctionnement....)

Cette séparation permettra à la main de rendre, Une description de machine asynchrone double étoile (MASDE) et de sa modélisation qui est basée sur une théorie unifiée des machines électriques classiques, est encore appelée théorie généralisée; cette dernière est basée sur une transformation de jardin qui relie les équations électriques du stator et du rotor à des axes des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature), nous étudierons dans ce chapitre la MASDE directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées.

Enfin, des résultats de simulations seront présentés et commentés [2].

I.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 statiques 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 pénétrant dans le rotor [4].

La structure électrique du rotor est à cage d'écureuil constituée 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 paires de pôles identique à celui du stator.

Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuses, robustes, faciles d'emploi et nécessitent un entretien limité.

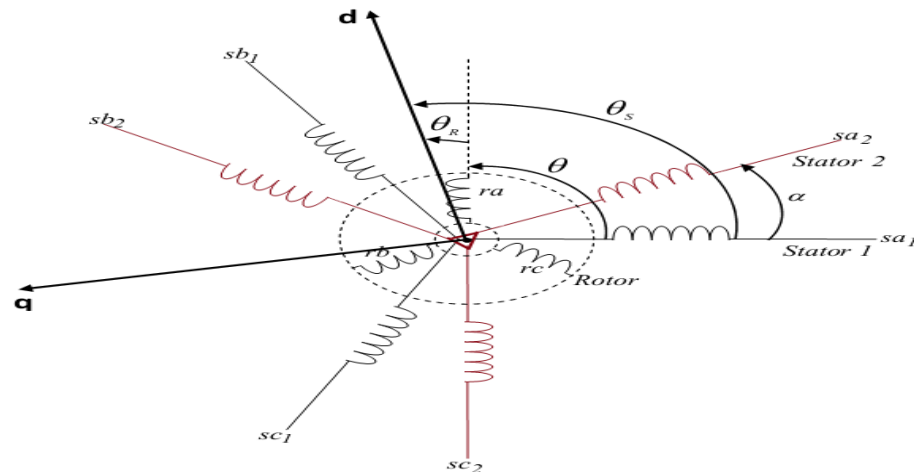


Figure I.1. Représentation des enroulements de la MASDE

I.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 [5,6,7].

I.4. Modèle triphasé de la MASDE

I.4.1. Les équations électriques

Nous prenons en compte la représentation de la machine et les hypothèses ci-dessus; nous écrivons les équations de tension MASDE comme suit :

Le stator Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} V_{as1} = R_{as1}I_{as1} + \frac{d\Phi_{as1}}{dt} \\ V_{bs1} = R_{bs1}I_{bs1} + \frac{d\Phi_{bs1}}{dt} \\ V_{cs1} = R_{cs1}I_{cs1} + \frac{d\Phi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

Le stator Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} V_{as2} = R_{as2}I_{as2} + \frac{d\Phi_{as2}}{dt} \\ V_{bs2} = R_{bs2}I_{bs2} + \frac{d\Phi_{bs2}}{dt} \\ V_{cs2} = R_{cs2}I_{cs2} + \frac{d\Phi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

Le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_{ar}I_{ar} + \frac{d\Phi_{ar}}{dt} \\ 0 = R_{br}I_{br} + \frac{d\Phi_{br}}{dt} \\ 0 = R_{cr}I_{cr} + \frac{d\Phi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{cases} [V_{abc,S1}] = [R_{abc,S1}][I_{abc,S1}] + \frac{d[\Phi_{abc,S1}]}{dt} \\ [V_{abc,S2}] = [R_{abc,S2}][I_{abc,S2}] + \frac{d[\Phi_{abc,S2}]}{dt} \\ [V_{abc,r}] = [R_{abc,r}][I_{abc,r}] + \frac{d[\Phi_{abc,r}]}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

On:

$$\mathbf{a: } R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{S1}, R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{S2} \text{ Et } R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$$

Ce qui nous donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} [R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \\ [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \\ [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (I.5)$$

Avec: $[ID]_{3 \times 3}$: la matrice identité d'ordre 3

$$\left\{ \begin{array}{l} [I_{abc,S1}] = \begin{bmatrix} I_{as1} \\ I_{bs1} \\ I_{cs1} \end{bmatrix} \\ [I_{abc,S2}] = \begin{bmatrix} I_{as2} \\ I_{bs2} \\ I_{cs2} \end{bmatrix} \\ [I_{abc,r}] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (I.6)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} [V_{abc,S1}] = \begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} \\ [V_{abc,S2}] = \begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix} \\ [V_{abc,r}] = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (I.7)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} [\Phi_{abc,S1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as1} \\ \Phi_{bs1} \\ \Phi_{cs1} \end{bmatrix} \\ [\Phi_{abc,S2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as2} \\ \Phi_{bs2} \\ \Phi_{cs2} \end{bmatrix} \\ [\Phi_{abc,r}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (I.8)$$

I.4.2. Equations des flux: Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sont

exprimés par les équations suivantes [8].

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{abc,S1}] \\ [\Phi_{abc,S2}] \\ [\Phi_{abc,r}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{abc,S1}] \\ [I_{abc,S2}] \\ [I_{abc,r}] \end{bmatrix} \quad (\mathbf{I.9})$$

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

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{aS1} + M_s) & -M_s/2 & -M_s/2 \\ -M_s/2 & (L_{bS1} + M_s) & -M_s/2 \\ -M_s/2 & -M_s/2 & (L_{cS1} + M_s) \end{bmatrix} \quad (\mathbf{I.10})$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{aS2} + M_s) & -M_s/2 & -M_s/2 \\ -M_s/2 & (L_{bS2} + M_s) & -M_s/2 \\ -M_s/2 & -M_s/2 & (L_{cS2} + M_s) \end{bmatrix} \quad (\mathbf{I.11})$$

$$L_{aS1} = L_{bS1} = L_{cS1} = L_{S1} \text{ et } L_{aS2} = L_{bS2} = L_{cS2} = L_{S2}$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_{ar} + M_r) & -M_r/2 & -M_r/2 \\ -M_r/2 & (L_{br} + M_r) & -M_r/2 \\ -M_r/2 & -M_r/2 & (L_{cr} + M_r) \end{bmatrix} \quad (\mathbf{I.12})$$

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

$$\begin{aligned} [L_{s1,s2}] &= [L_{s2,s1}] = \\ M_s \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\mathbf{I.13})$$

$$[L_{s1,r}] = [L_{r,s1}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\mathbf{I.14})$$

$$\begin{aligned} [L_{s2,r}] &= [L_{r,s2}] = \\ M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\mathbf{I.15})$$

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

I.4.3. Equation mécanique:

Equation mécanique de la machine s'écrit comme suit :

$$J \frac{d\Omega_m}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega_m \quad (\text{I.16})$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \Omega_m \quad (\text{I.17})$$

I.4.4. Le couple électromagnétique:

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_{s3} \end{bmatrix}^t \frac{d}{d\theta_m} \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Selon les sous-matrices d'inducteurs, on trouve les sous-matrices suivantes $[L_{s1,r}], [L_{s2,r}]$ Dépend du (θ_m) qui donne de l'expression au couple Beaucoup plus simple que l'équation:

$$C_{em} = [I_{s1}]^t \frac{d}{d\theta_m} \{ [L_{s1,r}] [I_r] \} + [I_{s2}]^t \frac{d}{d\theta_m} \{ [L_{s2,r}] [I_r] \} \quad (\text{I.19})$$

I.5. Le modèle de Park :

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple du système physique, il est nécessaire d'effectuer des conversions. Aussi appelée " théorie des deux axes ", la transformation de park repose sur la transformation d'un système triphasé d'un axe (A, B, C) en l'équivalent d'un système biphasé d'un axe (d, q) [2].

Cette modification permet d'économiser de l'énergie lors du passage d'un système triphasé à un système biphasé ou vice versa [9].

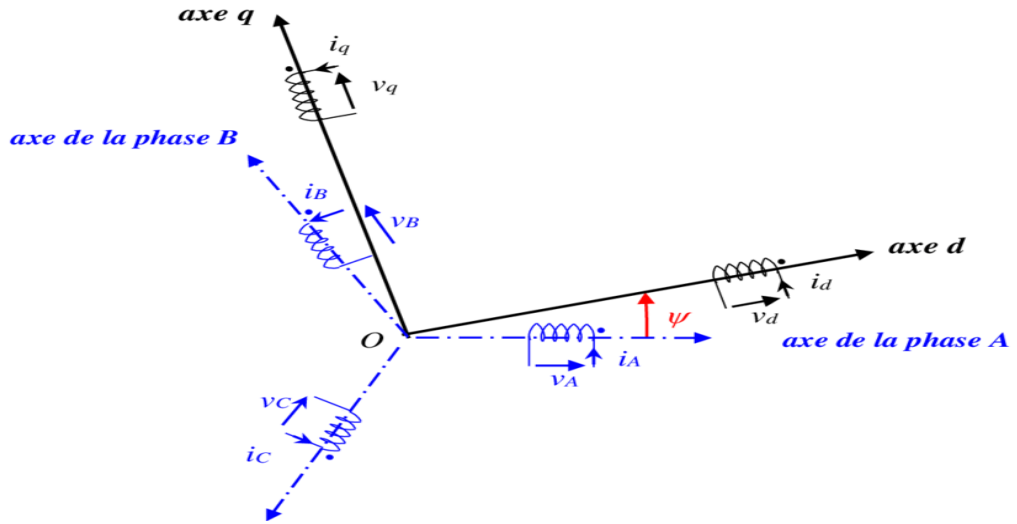


Figure I.2. La transformation de Park

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):

- pour l'étoile 1 :

$$p(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (\text{I.20})$$

$$p^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (\text{I.21})$$

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

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

$$[X_{ABC}] = [p^{-1}(\theta)][X_{dq}] \text{ Et } [X_{dq}] = [p(\theta)][X_{ABC}] \quad (\text{I.22})$$

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

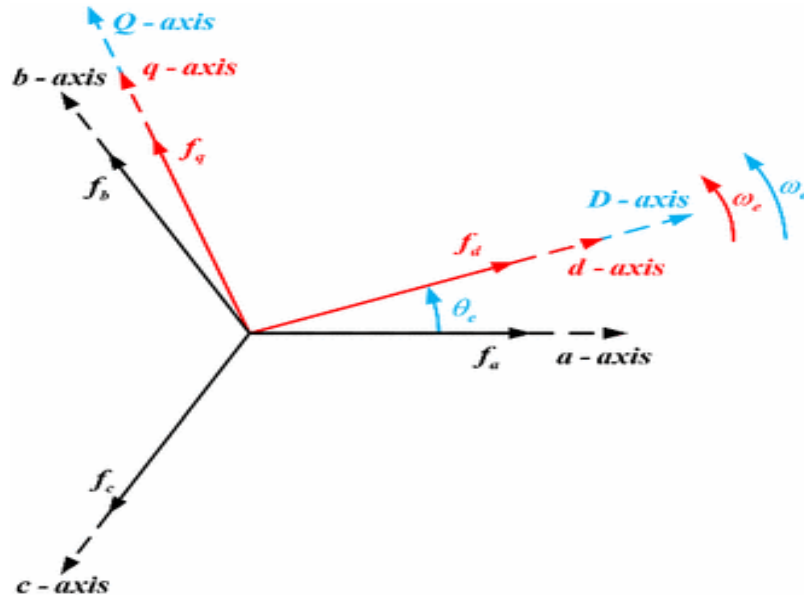


Figure I.3. La représentation schématique du modèle de Park de la MASDE

I.5.1. Equation de tension:

Par l'application de cette transformation aux systèmes d'équations de tensions (1.1), (1.2), (1.3) on obtient [5] :

Le stator :

-La première étoile :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds1} \end{cases} \quad (\text{I.23})$$

-La deuxième étoile :

$$\begin{cases} V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds2} \end{cases} \quad (\text{I.24})$$

Le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_{gl}\varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_{gl}\varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.25})$$

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

I.5.2. Les équations de flux :

On applique la transformation de Park aux équations (1.9), (1.10), (1.11) on obtient [10]:

Le stator :

-La première étoile :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_s i_{ds1} + \frac{3}{2}M_s i_{ds2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{dr} \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_s i_{qs1} + \frac{3}{2}M_s i_{qs2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.26})$$

-La deuxième étoile :

$$\begin{cases} \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}M_s i_{ds2} + \frac{3}{2}M_s i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{dr} \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}M_s i_{qs2} + \frac{3}{2}M_s i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

Le rotor :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2}M_r i_{dr} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{ds2} \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2}M_r i_{qr} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qs2} \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

On pose : $\frac{3}{2}M_{sr} = \frac{3}{2}M_s = \frac{3}{2}M_r = M$

M : inductance mutuelle cyclique.

On trouve les équations suivantes :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + M(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + M(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{I.29})$$

$$\begin{cases} \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + M(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + M(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + M(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + M(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

I.5.3. Equation mécanique :

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

$$C_{em} = pM[(i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}] \quad (\text{I.32})$$

En utilisant les équations des flux rotoriques (1.31) une autre expression du

couple peut être déduite :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r + M} [\varphi_{dr} - M(i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} = \frac{1}{L_r + M} [\varphi_{qr} - M(i_{qs1} + i_{qs2})] \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

Ce qui nous donne:

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

I.5.4. Mise sous forme d'équation d'état :

Le modèle d'état du système est de la forme :

$$\dot{X} = AX + BU$$

$$\begin{cases} (L_{s1} + M) \frac{di_{ds1}}{dt} + M \frac{di_{ds2}}{dt} + M \frac{di_{dr}}{dt} = V_{ds1} - R_{s1}i_{ds1} + \omega_s[(L_{s1} + M)i_{qs1} + Mi_{qs2} + Mi_{qr}] \\ (L_{s1} + M) \frac{di_{qs1}}{dt} + M \frac{di_{qs2}}{dt} + M \frac{di_{qr}}{dt} = V_{qs1} - R_{s1}i_{qs1} - \omega_s[(L_{s1} + M)i_{ds1} + Mi_{ds2} + Mi_{dr}] \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

$$\begin{cases} M \frac{di_{ds1}}{dt} + (L_{s2} + M) \frac{di_{ds2}}{dt} + M \frac{di_{dr}}{dt} = V_{ds2} - R_{s2}i_{ds2} + \omega_s[Mi_{qs1} + (L_{s2} + M)i_{qs2} + Mi_{qr}] \\ M \frac{di_{qs1}}{dt} + (L_{s2} + M) \frac{di_{qs2}}{dt} + M \frac{di_{qr}}{dt} = V_{qs2} - R_{s2}i_{qs2} - \omega_s[Mi_{ds1} + (L_{s2} + M)i_{ds2} + Mi_{dr}] \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

$$\begin{cases} M \frac{di_{ds1}}{dt} + M \frac{di_{ds2}}{dt} + (L_r + M) \frac{di_{dr}}{dt} = -R_r i_{dr} + \omega_{gl}[Mi_{qs1} + Mi_{qs2} + (L_r + M)i_{qr}] \\ M \frac{di_{qs1}}{dt} + M \frac{di_{qs2}}{dt} + (L_r + M) \frac{di_{qr}}{dt} = -R_r i_{qr} - \omega_{gl}[Mi_{ds1} + Mi_{ds2} + (L_r + M)i_{dr}] \end{cases} \quad (\text{I.36})$$

D'où :

$$X = (i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}, i_{dr}, i_{qr})^T \quad (\text{I.37})$$

$$B = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{I.38})$$

$$U = \begin{pmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{I.39})$$

La matrice est décomposée comme suit :

$$[A] = [L]^{-1}(-[R] + \omega_s[M_1] - \omega_r[M_2]) \quad (\text{I.40})$$

$$R = \begin{pmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \quad (\text{I.41})$$

$$L = \begin{pmatrix} (L_{s1} + M) & 0 & M & 0 & M & 0 \\ 0 & (L_{s1} + M) & 0 & M & 0 & M \\ M & 0 & (L_{s2} + M) & 0 & M & 0 \\ 0 & M & 0 & (L_{s2} + M) & 0 & M \\ M & 0 & M & 0 & (L_r + M) & 0 \\ 0 & M & 0 & M & 0 & (L_r + M) \end{pmatrix} \quad (\text{I.42})$$

$$M_1 = \begin{pmatrix} 0 & (L_{s1} + M) & 0 & M & 0 & M \\ -(L_{s1} + M) & 0 & -M & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & (L_{s2} + M) & 0 & M \\ -M & 0 & -(L_{s2} + M) & 0 & -M & 0 \\ 0 & M & 0 & M & 0 & (L_r + M) \\ -M & 0 & -M & 0 & -(L_r + M) & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{I.43})$$

$$M_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & M & 0 & (L_r + M) \\ -M & 0 & -M & 0 & -(L_r + M) & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{I.44})$$

I.6. Simulation et interprétation

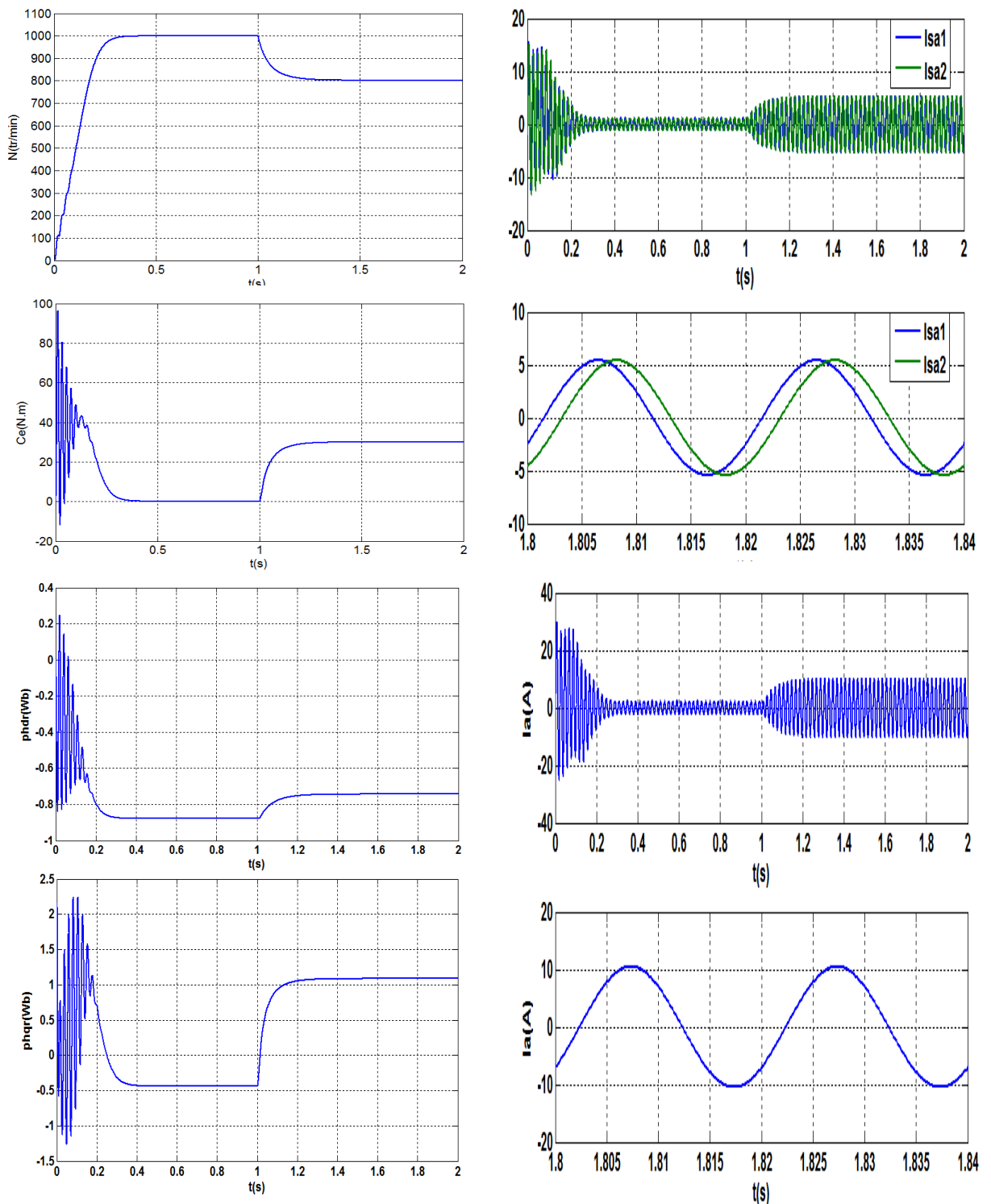


Figure I.4. Performances de la machine asynchrone double étoile alimentée par le réseau
 Démarrage à vide et insertion du couple nominal

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 $t=4s$ (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.

I.7. Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons modélisé la machine à double étoile asynchrone. Cela nous a permis de créer un modèle mathématique moins complexe grâce à un certain nombre d'hypothèses simplifiées et à l'application de la transformation de Park, qui a réduit le nombre d'équations de neuf à six et a également créé des équations différentielles à coefficients constants.

D'après ce qui a été vu, la vitesse du rotor du MASD est logiquement ajustée en agissant simultanément sur l'alimentation en fréquence et en tension du dispositif. Pour ce faire, il est nécessaire de disposer d'une alimentation capable de fournir une tension d'alimentation d'amplitude et de fréquence réglables en valeur instantanée.

Le deuxième chapitre pour l'alimentation de la machine par deux onduleurs de tensions à deux niveaux.



Chapitre II:

*Alimentation de la machine
asynchrone double étoile*

II.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-sinusoïdale.

II.2. Modélisation de l'onduleur à commande MLI

Le convertisseur statique assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une source alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable [12].

Pour alimenter la MASDE, on utilise deux onduleurs triphasés symétriques (Figure II.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) [11].

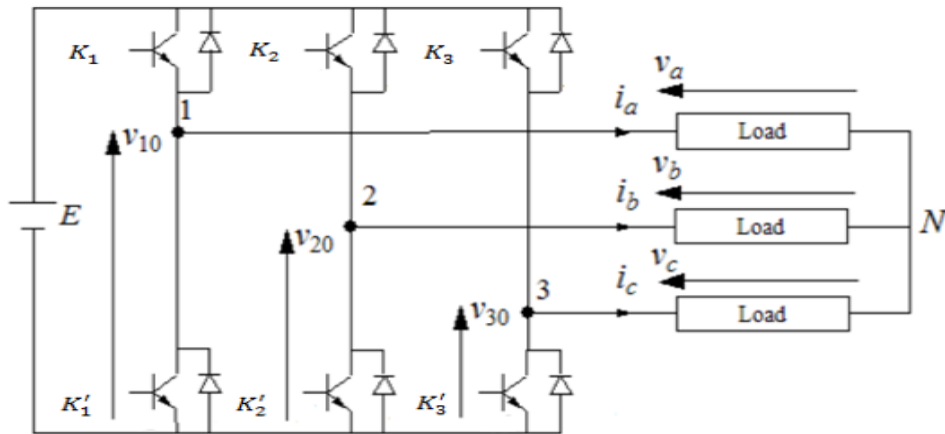


Figure II.1. Onduleur triphasé

Chaque interrupteur (transistor + diode) est supposé idéal.

On peut établir les relations :

$$\begin{cases} V_{10} - V_a + V_b - V_{20} = 0 \\ V_{10} - V_a + V_c - V_{30} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

En additionnant ces équations, on obtient :

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

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.

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

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs K , les tensions de branche V_{j0} peuvent être égales à E ou à 0 . L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras pour chaque onduleur 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 onduleur :

$$\begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

$$\begin{bmatrix} V_{a2} \\ V_{b2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_4 \\ F_5 \\ F_6 \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

II.3 Stratégie de commande MLI triangulo-sinusoidale

La M.L.I sinus-triangle 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 [13].

Les tensions de références sinusoidales sont exprimées par :

Pour la première étoile :

$$\begin{cases} v_{refa} = v_m \sin(2\pi ft) \\ v_{refa} = v_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{refa} = v_m \sin(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d'équations précédent $(2\pi c)$ par $(2\pi c - \alpha)$ et l'indice 1 par 2.

L'équation de la porteuse est donnée par:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II. 7})$$

Où :

- T_p : Période de la porteuse ;
- V_{pm} : Amplitude de la porteuse.
- Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :
- L'indice de modulation m représente le rapport de la fréquence de modulation f_p sur la fréquence de référence f .

Le coefficient de réglage en tension r représente le rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m à la valeur crête de l'onde de modulation V_{pm}

II.4 Modélisation de bus continu

Le bus continu est un élément de stockage d'énergie, représenté par une capacité qui sert de source tampon d'énergie entre les deux convertisseurs cote machine et le convertisseur cote charge, il est donc nécessaire d'avoir le modèle mathématique de ce circuit.

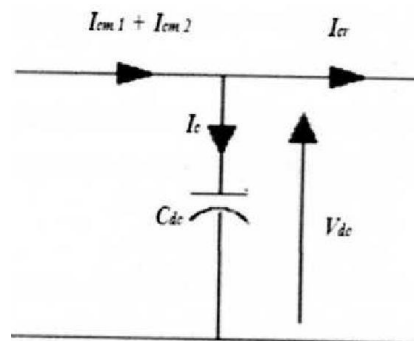


Figure II.2. Représentation du bus continu

Chaque convertisseur exerce son influence sur ce circuit, par le courant qu'il

donne ou qu'il prend au condensateur. L'évolution temporelle de la tension à ses bornes est obtenue à partir de l'intégration du courant capacitif.

Pour pouvoir contrôler efficacement les courants cote alternatif, le niveau de tension sur le bus continu doit vaincre la valeur crête de la tension compose de la charge [7].

$$V_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \cdot \int_0^t I_c \cdot dt \quad (\text{II.8})$$

$$I_c = I_{cm1} + I_{cm2} - I_{cr} \quad (\text{II.9})$$

$$V_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \cdot \int_0^t (I_{cm1} + I_{cm2} - I_{cr}) \cdot dt \quad (\text{II.10})$$

II.5. 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.

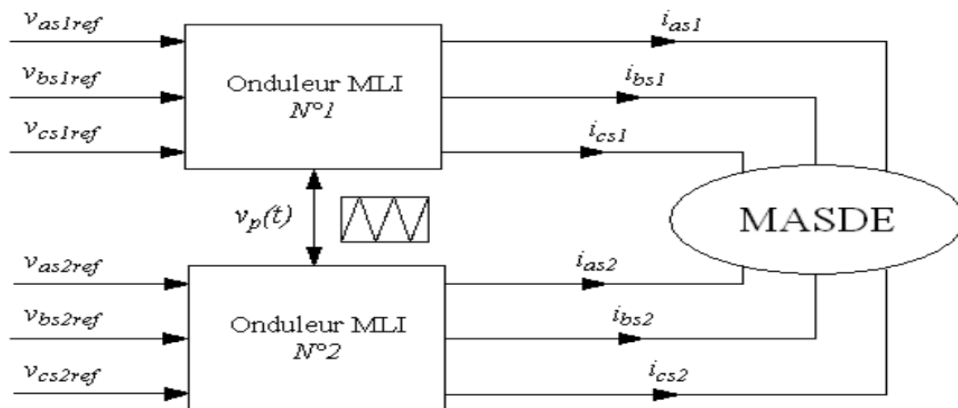


Figure II.3. Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension

II.6. 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-sinusoïdale 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.

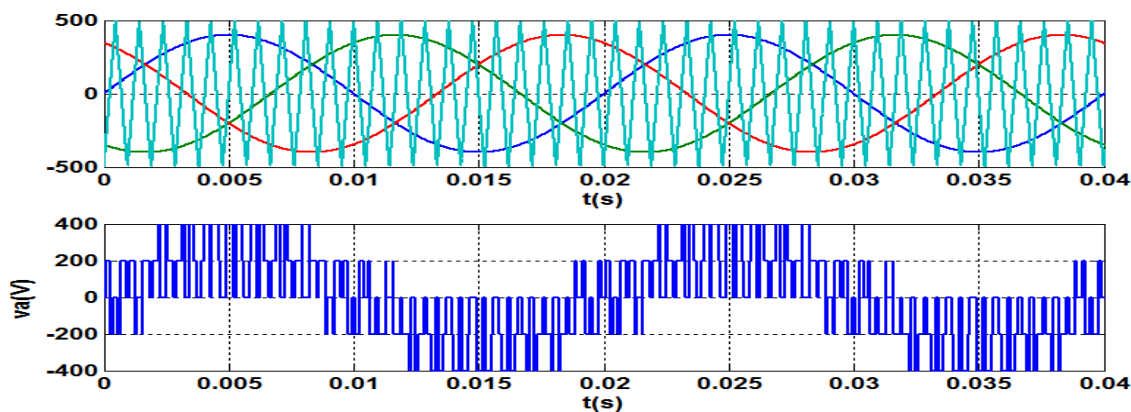


Figure II.4. MLI triangulo-sinusoidale ($r=0.8$, $m=21$) et tension d'une phase de la MASDE

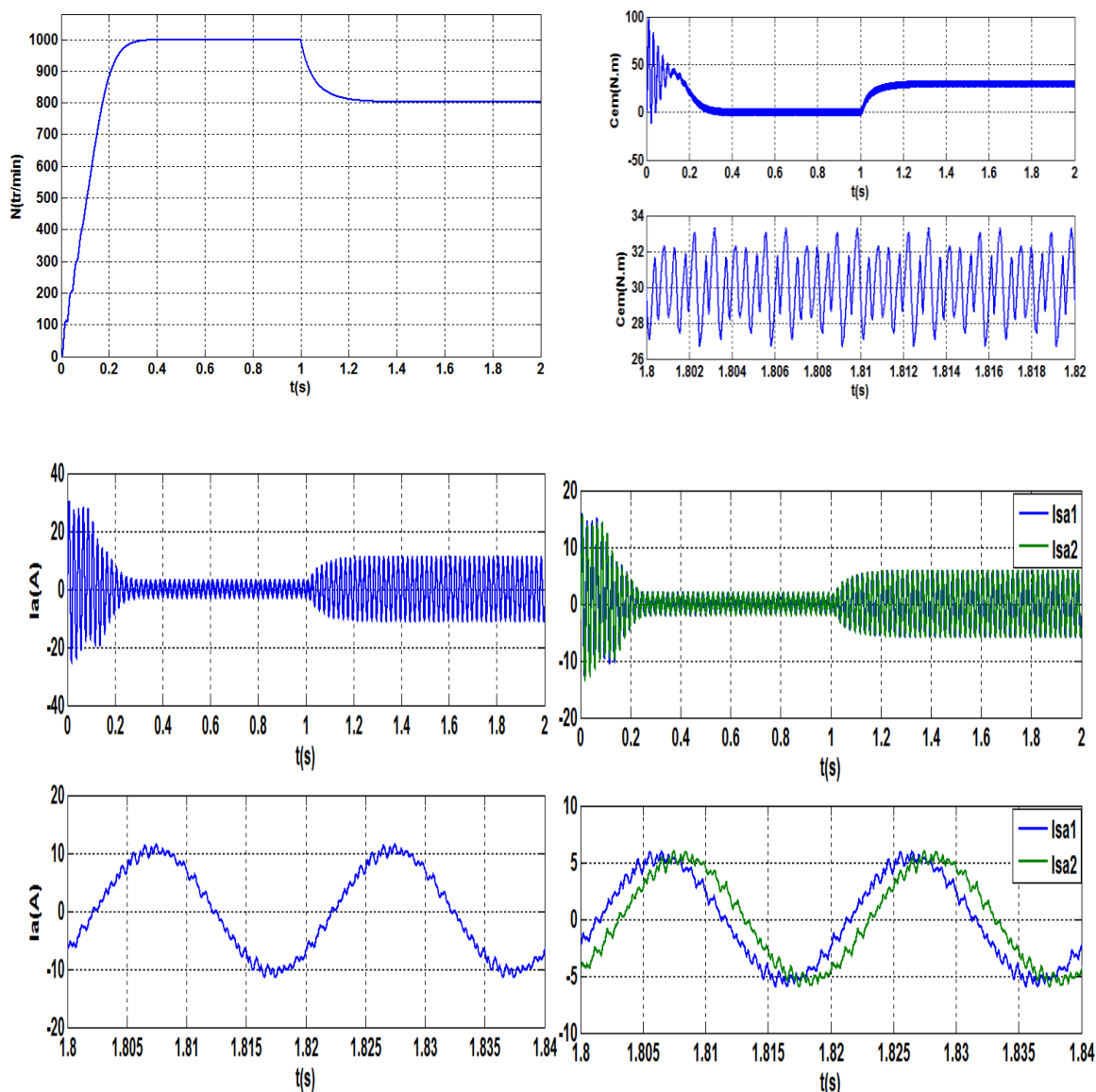


Figure II.5. La machine asynchrone double étoile alimentée par un système de deux onduleurs de tension deux niveaux (Démarrage à vide et insertion du couple nominal)

II.6.1 Interprétations des résultats

Nous procédons à la simulation du démarrage de la machine MASDE alimentée par deux onduleurs commandés avec la stratégie MLI triangle sinusoïdal.

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 vu qu'il n'y a pas de charge seuls les frottements propres de la machine (faibles). A l'instant $t=1s$ on applique un couple de charge $C_r = C_n = 30 \text{ N.m}$.

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.

II.6.2 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.

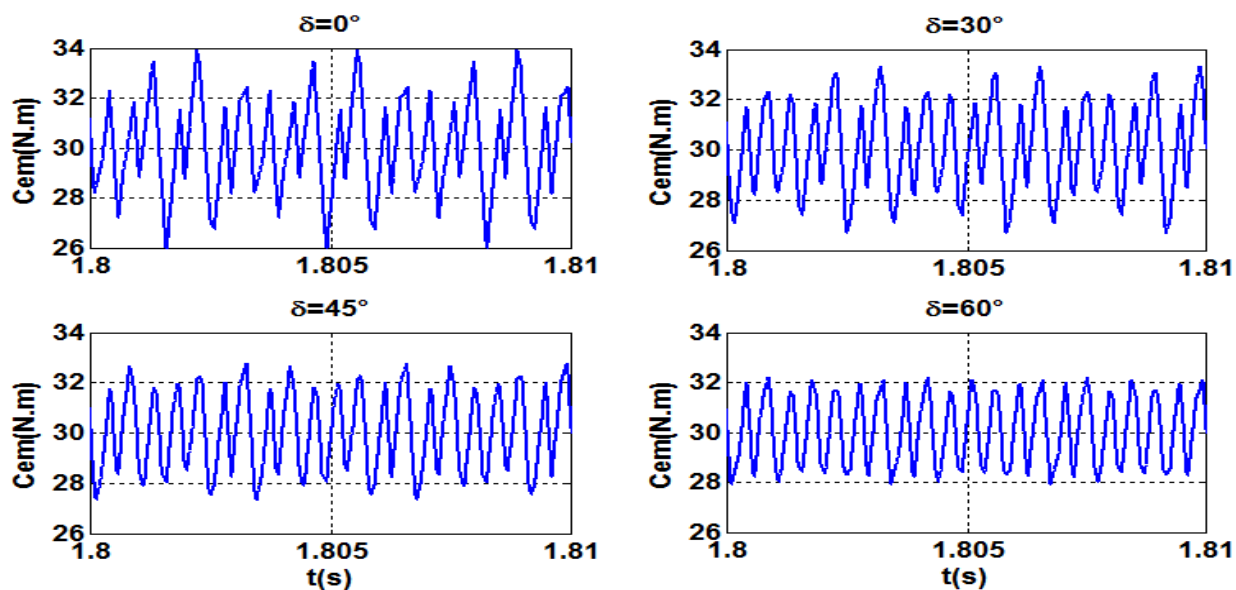


Figure II.6. Le couple électromagnétique de la machine asynchrone double étoile en régime permanent pour $\delta=0^\circ$, 30° , 45° et 60°

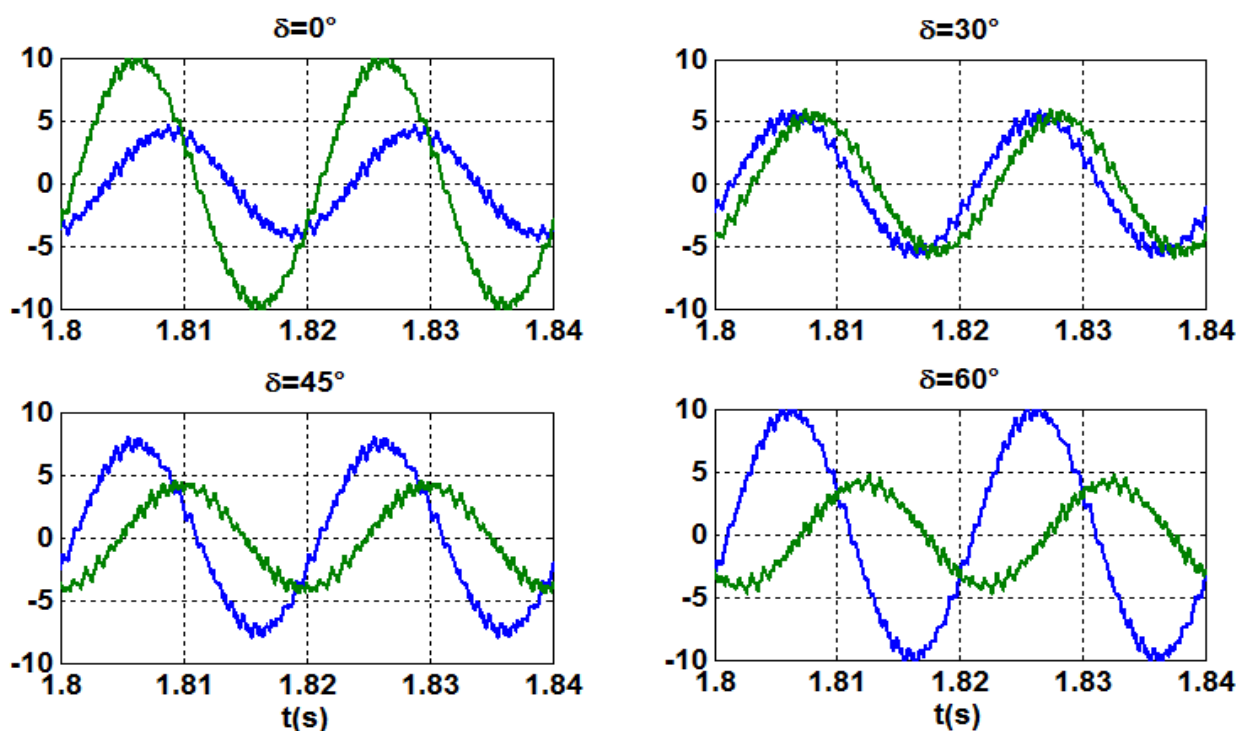


Figure II.7. Les courants statoriques de la machine asynchrone double étoile en régime permanent pour $\delta=0^\circ$, 30° , 45° et 60°

II.6.3 Comparison

Tableau II.1. Comportement de la MASDE pour différent angle de décalage de deux onduleurs

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

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 triangle-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.

II.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 III:

*Commande vectorielle de la machine
asynchrone double étoile*

III.1 Introduction:

Le principal avantage d'une machine à courant continu à excitation séparée est qu'elle peut être facilement contrôlée. Grâce à la séparation naturelle du débit et du couple, des performances dynamiques élevées peuvent être obtenues. Cependant, la présence d'un système collecteur de brosses limite les domaines d'utilisation (puissance et vitesse). L'absence de système d'assemblage de balais est l'un des avantages décisifs du remplacement de la machine à courant continu par la machine à courant alternatif et en particulier la machine asynchrone. Cependant, un couplage fort entre le couple et le débit du dispositif asynchrone rend la commande de ce dernier très sensible. Ces dernières années, des méthodes ont été développées pour assurer la séparation des commandes de débit et de couple de la machine asynchrone.

La lutte anti vectorielle a été initialement introduite par Plaschke en 1972, cependant, elle ne peut être mise en œuvre et réellement utilisée qu'avec les progrès de la microélectronique. En fait, cela nécessite des calculs de transformations complexes, l'évaluation des fonctions trigonométriques, des intégrales, des réglemations, etc., Ce qui ne peut pas être fait dans un analogue pur. Pour obtenir un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation discrète, il est nécessaire de diriger le flux en quadrature avec un couple, d'où le nom de "méthode à flux dirigé" [25].

Dans ce chapitre, nous allons appliquer le contrôle vectoriel par sens d'écoulement du rotor sur MASDE. Cependant, nous rappelons d'abord le principe et les différentes méthodes de lutte anti vectorielle, puis nous donnons l'application de ces dernières à la MASDE.

III.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 quadraure, 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 [15,16].

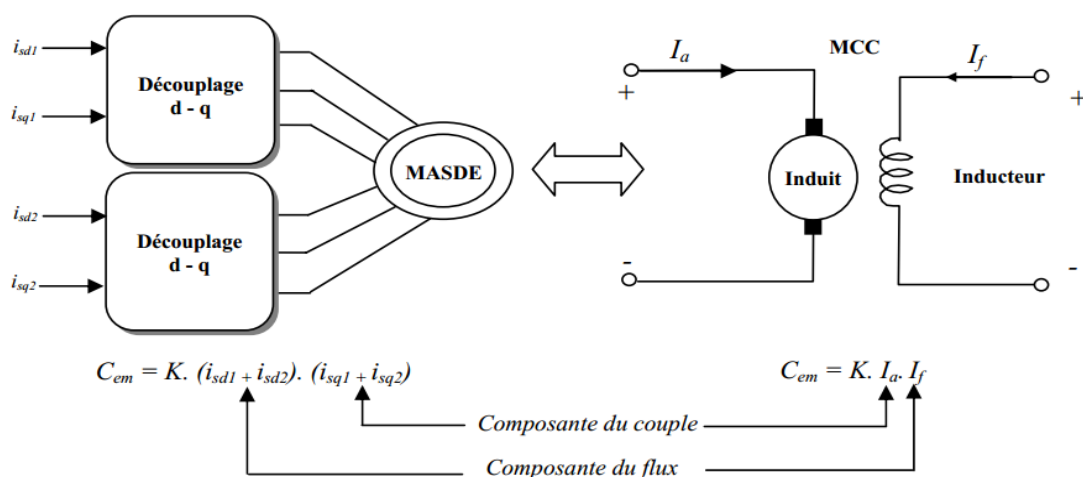


Figure III.1. Analogie de la commande de la MASDE avec celle de la MCC

La machine à courant continu est contrôlée en pilotant simplement deux courants continus. En revanche, dans le cas d'une MASDE, le contrôle est plus difficile car il faut contrôler cinq grandeurs, quatre courants (directs et carrés) ou quatre tensions constantes (directs et carrés) et la fréquence de ces signaux.

L'expression du couple électromagnétique du MCC est donnée par :

$$C_{em} = K\Phi I_a = K' I_f I_a \quad (\text{III.1})$$

- Φ : flux imposé par le courant d'excitation I_f .

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

III.3. Choix du référentiel :

Pour mettre en oeuvre la commande vectorielle, il est nécessaire que le référentiel (D, Q) et le flux aient la même vitesse de rotation. Il semble donc raisonnable de choisir un référentiel associé au champ tournant. De plus, l'utilisation de ce référentiel permet d'obtenir des grandeurs constantes dans un état stable, ce qui facilite la régulation.

III.4. Les différents modèles mathématiques d'orientation du flux :

Dans le modèle de machine asynchrone représenté par des équations à deux phases, on choisit un référentiel associé au champ tournant de sorte que l'axe " d " coïncide avec la direction d'écoulement souhaitée (rotor, stator ou aimantation) [17].

Il existe trois types de sens d'écoulement :

- Orientation du flux rotorique :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r, \Phi_{qr} = 0 \quad (\text{III.2})$$

- Orientation du flux statorique :

$$\Phi_{ds1} + \Phi_{ds2} = \Phi_{ds}, \Phi_{qs1} + \Phi_{qs2} = 0 \quad (\text{III.3})$$

- Orientation du flux magnétisant :

$$\Phi_{md1} + \Phi_{md2} = \Phi_{md}, \Phi_{mq1} + \Phi_{mq2} = 0 \quad (\text{III.4})$$

III.5. Commande vectorielle de la MASDE par orientation du flux rotorique :

Elle consiste à aligner le flux rotorique sur l'Axe Direct du référentiel de parc comme le montre la Figure III.2. Le contrôle vectoriel avec le sens d'écoulement du rotor est le plus couramment utilisé car il élimine l'effet des réacteurs de fuite du rotor et du stator et donne de meilleurs résultats par rapport à d'autres méthodes basées sur le sens d'écoulement du stator ou l'entrefer.

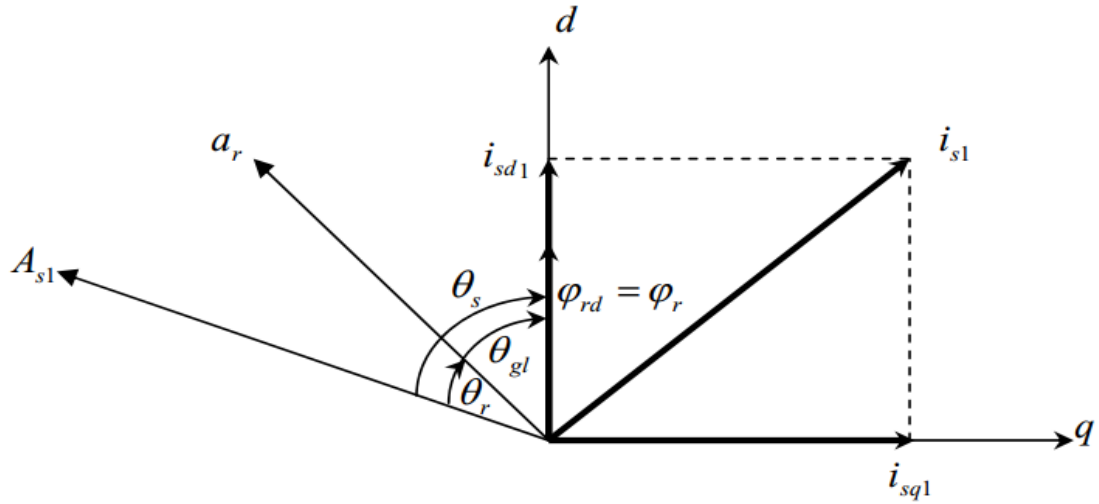


Figure III.2. Orientation du flux rotorique

Si le flux rotorique coïncide avec l'axe (d) du repère associé au champ rotorique ; l'expression du couple électromagnétique du MASDE est la suivante:

$$C_{em} = \frac{p L_m}{L_m + L_r} \left((i_{qs1} + i_{qs2}) \Phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) \Phi_{qr} \right) \quad (\text{III.5})$$

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

$$C_{em} = \frac{p L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \Phi_{dr} \quad (\text{III.6})$$

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

L'expression du couple électromagnétique (3.5) devient

$$C_{em} = K \Phi_r i_{qs} \quad (\text{III.7})$$

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 :

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

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

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

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

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

On remplace (**) dans(*) :

$$\varphi_r = \frac{L_m}{1+K''S} i_{ds} \quad (\text{III.8})$$

- 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.

On en conclut donc que le fonctionnement du MASDE, avec sa commande vectorielle, est similaire à celui d'une machine à courant continu avec une excitation séparée.

III.6. Méthodes de la Commande Vectorielle :

La commande vectorielle de la MASDE peut être soit directe ou indirecte.

III.6.1. Méthode directe (DFOC Direct Field Oriented Control) :

Cette méthode consiste à déterminer la position et le coefficient d'écoulement quel que soit le système d'exploitation.

Pour ces deux procédés sont utilisés:

1. Mesure du débit dans l'entrefer de la machine à l'aide d'un capteur, le principal inconvénient de cette technologie réside dans le fait que les capteurs de débit sont très fragiles mécaniquement [18].

2. Estimation du débit à l'aide de méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux modifications des paramètres de la machine [18].

III.6.2. Méthode indirect (IFOC Indirect Field Oriented Control) :

La méthode indirecte consiste à utiliser non pas la capacité d'écoulement, mais seulement sa position. Le débit électromagnétique et le couple sont donc considérés comme des références de commande. La séparation du débit et du

couple est assurée par un bloc appelé (VC) (field-oriented control) ou bloc de contrôle de débit dirigé. Dans ce travail, la lutte anti vectorielle indirecte est adoptée.

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations MASDE relatives au champ rotorique et à l'orientation de l'écoulement rotorique. Figure.III.3 le schéma fonctionnel simplifié montre un contrôle orienté flux sans réglage de la vitesse [8].

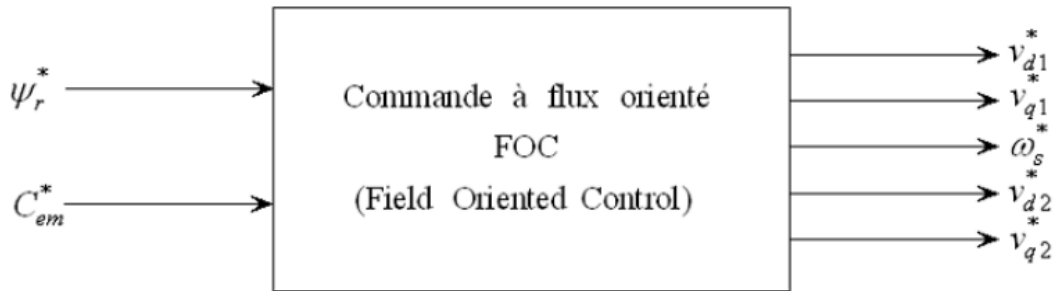


Figure III.3. Schéma synoptique de la commande à flux orienté (FOC)

En partant du système (3.1) du troisième chapitre

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_{gl}\varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_{gl}\varphi_{dr} \end{array} \right. \quad \text{(III.9)}$$

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

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_r}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \omega_{gl}\varphi_r \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) = \varphi_r \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Par conséquent :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r+L_m} [\varphi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r+L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

En remplaçant (3.12) dans (3.11), on trouve:

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m \left[i_{ds1} + i_{ds2} + \frac{1}{L_r+L_m} (\varphi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})) \right] \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m \left[i_{qs1} + i_{qs2} - \frac{L_m}{L_m+L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \right] \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m \left[i_{ds1} + i_{ds2} + \frac{1}{L_r+L_m} (\varphi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})) \right] \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m \left[i_{qs1} + i_{qs2} - \frac{L_m}{L_m+L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \right] \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

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

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = (L_{s1} + L_m(1 - \alpha))i_{ds1} + L_m(1 - \alpha)i_{ds2} + \alpha\varphi_r^* \\ \varphi_{qs1} = (L_{s1} + L_m(1 - \alpha))i_{qs1} + L_m(1 - \alpha)i_{qs2} \\ \varphi_{ds2} = (L_{s2} + L_m(1 - \alpha))i_{ds2} + L_m(1 - \alpha)i_{ds1} + \alpha\varphi_r^* \\ \varphi_{qs2} = (L_{s2} + L_m(1 - \alpha))i_{qs2} + L_m(1 - \alpha)i_{qs1} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Si:

$\varphi_r^* = \text{constant} = (\varphi_n)$, De (3.10) on a :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_r^*}{dt} \\ 0 = R_r i_{qr} + \omega_{gl} \varphi_r^* \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i_{dr} = 0 \\ i_{qr} = (\omega_{gl} \varphi_r^*) / R_r \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

D'autre part de (3.11) on peut déduire :

$$\begin{cases} \varphi_r^* = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \\ i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

De (3.15) et (3.16)

$$i_{qr} = -(\omega_{gl} \varphi_r^*) / R_r = -\frac{L_m}{L_r + L_m} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (\text{III.17})$$

De (3.11) on peut déduire aussi :

$$\begin{cases} i_{ds2} = \frac{\varphi_r^*}{L_m} - i_{ds1} \\ i_{qs2} = -\frac{\omega_{gl} \varphi_r^*}{R_r} \frac{L_r + L_m}{L_m} - i_{qs1} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

On remplace les équations (3.18) dans le système (3.10) :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + (L_{s1} + L_m(1 - \alpha)) \frac{d(i_{ds1})}{dt} - L_m(1 - \alpha) \frac{d(i_{ds1})}{dt} - \omega_s((L_{s1} + L_m(1 - \alpha)) i_{qs1} \\ \quad + L_m(1 - \alpha) (-\frac{\omega_{gl} \varphi_r^*}{R_r} \frac{L_r + L_m}{L_m} - i_{qs1})) \\ V_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + (L_{s1} + L_m(1 - \alpha)) \frac{d(i_{qs1})}{dt} - L_m(1 - \alpha) \frac{d(i_{qs1})}{dt} + \omega_s((L_{s1} + L_m(1 - \alpha)) i_{ds1} \\ \quad + L_m(1 - \alpha) (\frac{\varphi_r^*}{L_m} - i_{ds1}) + \alpha \varphi_r^*) \\ V_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + (L_{s2} + L_m(1 - \alpha)) \frac{d(i_{ds2})}{dt} - L_m(1 - \alpha) \frac{d(i_{ds2})}{dt} - \omega_s((L_{s2} + L_m(1 - \alpha)) i_{qs2} \\ \quad + L_m(1 - \alpha) (-\frac{\omega_{gl} \varphi_r^*}{R_r} \frac{L_r + L_m}{L_m} - i_{qs2})) \\ V_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + (L_{s2} + L_m(1 - \alpha)) \frac{d(i_{qs2})}{dt} - L_m(1 - \alpha) \frac{d(i_{qs2})}{dt} + \omega_s((L_{s2} + L_m(1 - \alpha)) i_{ds2} \\ \quad + L_m(1 - \alpha) (\frac{\varphi_r^*}{L_m} - i_{ds2}) + \alpha \varphi_r^*) \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Après simplification on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} S i_{ds1} - w_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r w_{gl}^* \varphi_r^*) \\ V_{qs1}^* = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} S i_{qs1} + w_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ V_{ds2}^* = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} S i_{ds2} - w_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r w_{gl}^* \varphi_r^*) \\ V_{qs2}^* = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} S i_{qs2} + w_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

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

De (3.6), (3.16) et (3.17) on a:

$$\begin{cases} \varphi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \\ C_{em}^* = \frac{p L_m}{L_m + L_r}(i_{qs1} + i_{qs2}) \\ W_{gl}^* = \frac{L_m}{L_r + L_m} \frac{R_r}{\varphi_r^*}(i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

$$\varphi_r^* = \begin{cases} i_{ds1} + i_{ds2} = \frac{\varphi_r^*}{L_m} \\ i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{L_m + L_r}{p L_m} \frac{C_{em}^*}{\varphi_r^*} \\ w_s^* = p\Omega + \frac{L_m}{L_r + L_m} \frac{R_r}{\varphi_r^*}(i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

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

$$\begin{cases} i_{ds1}^* = i_{ds2}^* = \frac{\varphi_r^*}{2L_m} \\ i_{qs1}^* = i_{qs2}^* = \frac{L_r + L_m}{2pL_m} \frac{C_{em}^*}{\varphi_r^*} \\ w_s^* = p\Omega + \frac{2L_m}{L_r + L_m} \frac{R_r}{\varphi_r^*} i_{qs1}^* \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

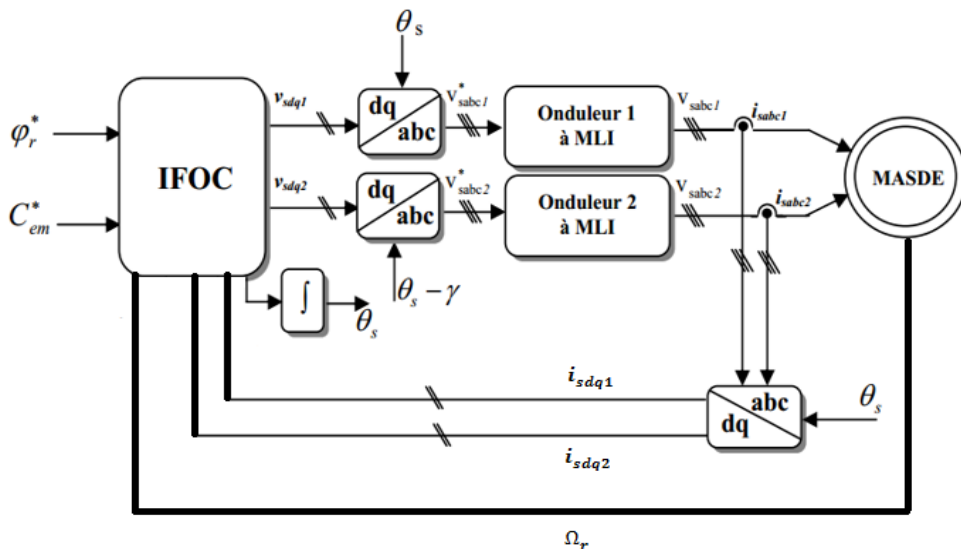


Figure III.4. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MASDE (boucle ouverte)

Selon le système d'équations (3.19), les composantes des tensions continues (respectivement au carré) affectent simultanément les composantes des courants statiques directs et au carré. Il est intéressant de faire une séparation pour rendre les axes D et Q complètement indépendants. L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée sur une sortie. Cette séparation permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la pièce régulée de manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs. Différentes techniques existent: séparation à l'aide d'un régulateur, séparation par retour d'état et séparation par compensation. Nous présenterons le dernier type de séparation [20].

III.6.3. Découplage par compensation :

Cette méthode consiste à réguler les courants en négligeant les conditions de couplage qui seront ajoutées aux sorties des correcteurs de courant pour obtenir les tensions de référence nécessaires au réglage.

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

$$\begin{cases} V_{ds1r} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}Si_{ds1} \\ V_{qs1r} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}Si_{qs1} \\ V_{ds2r} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}Si_{ds2} \\ V_{qs2r} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}Si_{qs2} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

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

- L'expression (3.19) devient:

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = V_{ds1r} + V_{ds1c} \\ V_{qs1}^* = V_{qs1r} + V_{qs1c} \\ V_{ds2}^* = V_{ds2r} + V_{ds2c} \\ V_{qs2}^* = V_{qs2r} + V_{qs2c} \end{cases} \quad avec : \begin{cases} V_{ds1c} = -w_s^*(L_{s1}i_{qs1} + T_r w_{gl}^* \varphi_r^*) \\ V_{qs1c} = w_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ V_{ds2c} = -w_s^*(L_{s2}i_{qs2} + T_r w_{gl}^* \varphi_r^*) \\ V_{qs2c} = w_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

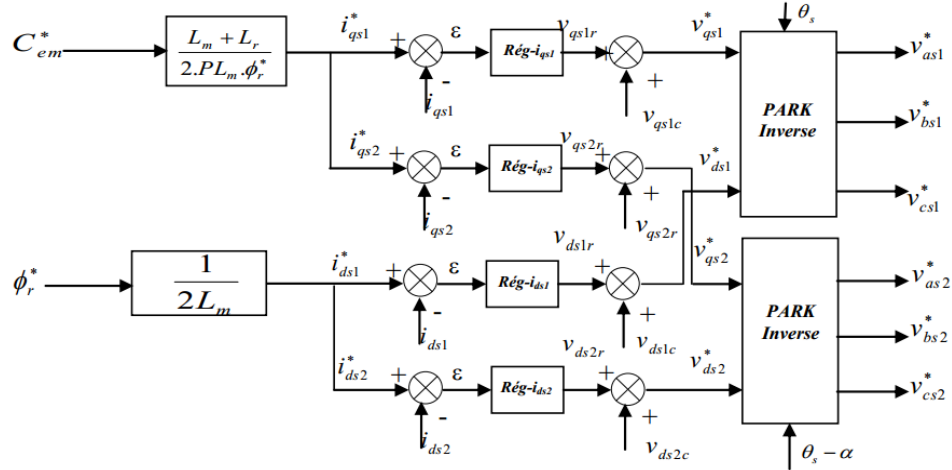


Figure III.5. Représentation schématique du bloc de découplage IFOC avec compensation

III.7. Calcul des régulateurs :

Afin d'obtenir les performances requises par le système de commande, des organes externes appelés régulateurs sont ajoutés à ce dernier. La qualité de la régulation est assurée par cette dernière en fonction des lois de régulation qui sont mathématiquement liées aux quantités de sorties et d'entrées. Dans notre travail, nous avons utilisé des régulateurs existants i_{ds} et i_{qs} de type PI, et un régulateur de vitesse de type IP.

III.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.

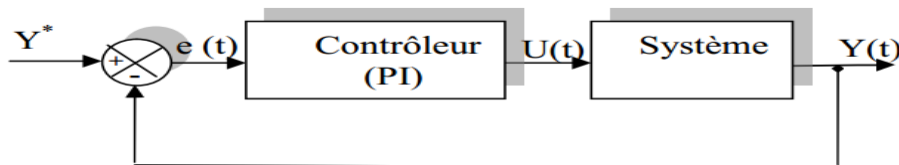


Figure III.6. Régulateur PI

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

III.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].

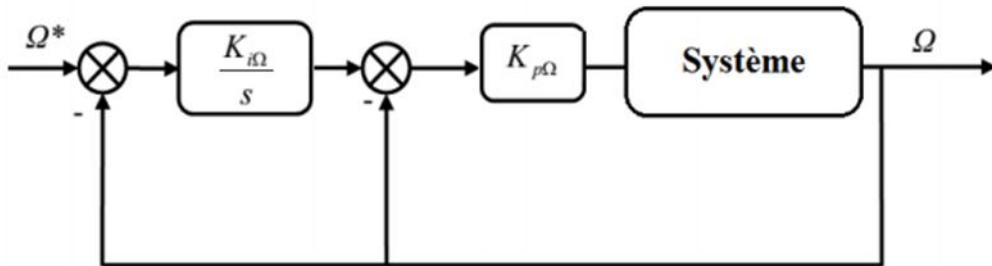


Figure III.7. Schéma fonctionnel d'un régulateur IP

III.7.3. 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.
- Il régule l'action intégrée, réagit lentement au changement d'erreur et assure un rattrapage progressif jusqu'au point de consigne.
- Tant que l'erreur positive(ou négative) persiste, l'action U (T) augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur soit annulée.

III.7.4. Caractéristiques des régulateurs

Les trois défis de la réglementation :

- A-stabilité: le système circulaire doit être stable. Une correction trop forte ou tardive peut entraîner une instabilité du système.
- B-précision: en régulation, la précision est obtenue en implantant l'intégrale dans l'anneau.

- C-vitesse: en général, un système volant doit réagir rapidement à son changement de consigne (suivi) et effacer rapidement les perturbations (régulation). Bien entendu, le temps de réaction est étroitement lié à l'inertie naturelle du processus.

III.8. Le bloc de défluxage :

De nombreuses applications nécessitent un fonctionnement à des vitesses supérieures à la vitesse nominale (par exemple TGF). Pour assurer un tel procédé dans le cas d'un moteur à vitesse variable utilisant une machine asynchrone double étoile; le bloc de décharge permet de réduire le débit (qui est inversement proportionnel à la vitesse de la machine) à l'entrée du bloc de focalisation pour maintenir le principe de contrôle vectoriel et donc la tension de sortie de l'onduleur ne dépasse pas sa valeur nominale. Le principe de la décharge est donc de maintenir le débit du rotor égal 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 (3.23) lorsque la vitesse de rotation dépasse Ω_{rn} .

$$\varphi_{rn}^* = \begin{cases} \varphi_{rn} & |\Omega_r| \leq \Omega_{rn} \\ \frac{\Omega_{rn}}{\Omega_r} \varphi_{rn} & |\Omega_r| > \Omega_{rn} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

III.9. Simulation et interprétation des résultats :

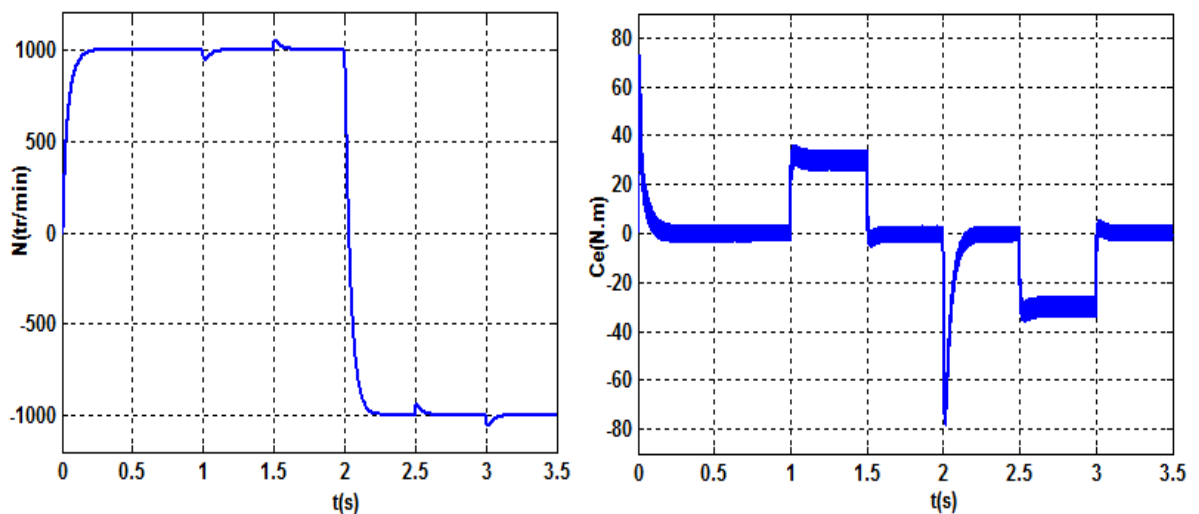


Figure III.8. La commande vectorielle indirecte de la MASDE et ses performances

Les figures ci-dessous représentent une simulation d'une application vectorielle avec un écoulement rotor dirigé sur le MASDE avec réglage de la vitesse par la méthode indirecte pendant le fonctionnement du 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.

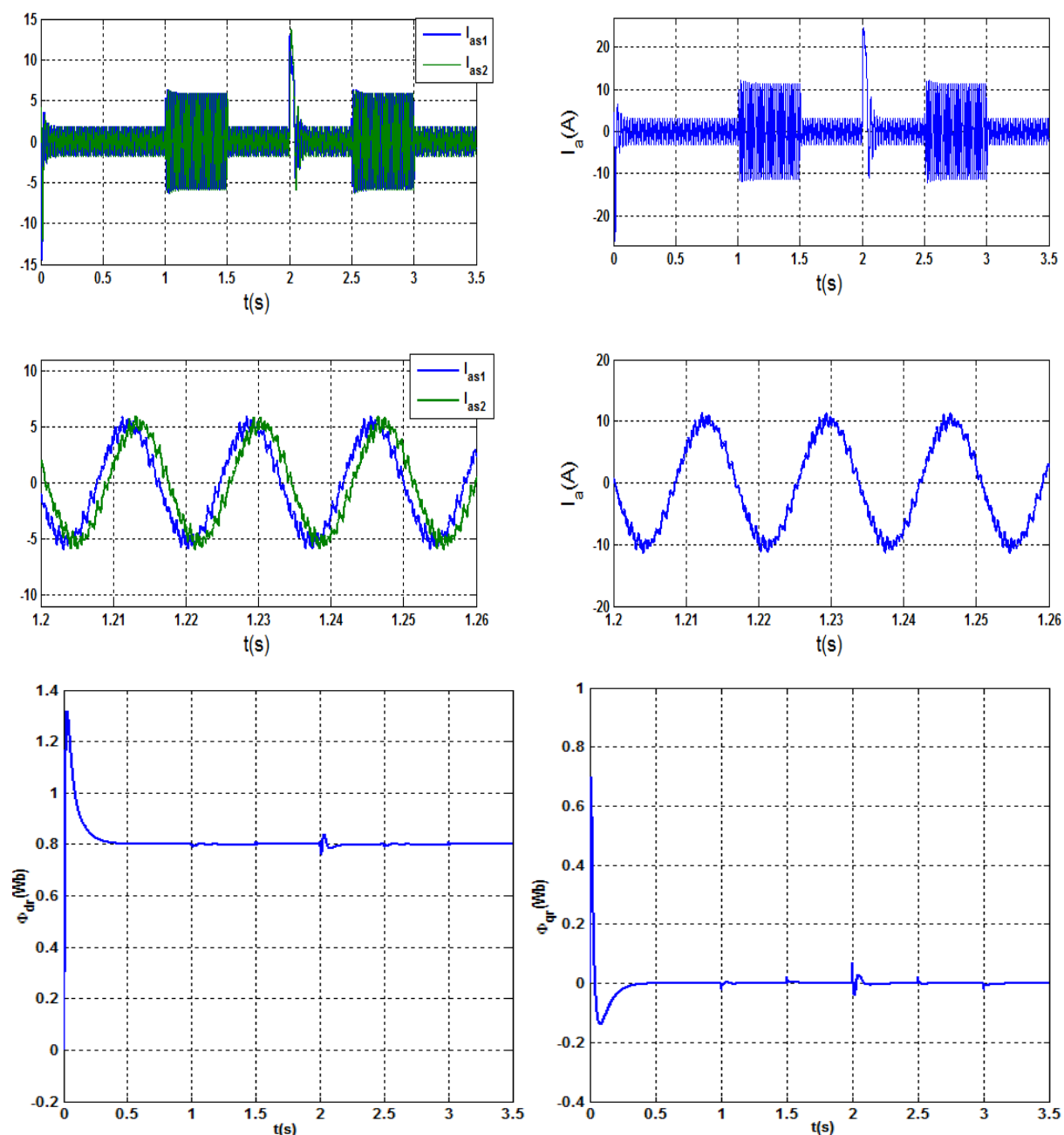


Figure III.9. La commande vectorielle indirecte de la MASDE et ses performances

III.10. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons examiné le contrôle vectoriel par direction d'écoulement Méthode de régulation indirecte de la vitesse appliquée à la MASDE, qui ne nécessite que la connaissance de la position de l'écoulement en utilisant la mesure de la vitesse mécanique par capteur de vitesse et en utilisant des relations mathématiques reliant l'impulsion mécanique, l'impulsion statorique et ce glissement. L'utilisation du contrôle vectoriel nous a permis d'assimiler une machine asynchrone à double étoile à une machine à courant

continu avec une excitation séparée; ensuite, le couple et le débit sont contrôlés séparément.

Pendant le régime transitoire de l'appareil (vitesse de démarrage ou d'inversion), il se produit des pics de courants extrêmement gênants pour le bon fonctionnement de l'appareil. Il est donc recommandé d'utiliser des régulateurs équipés d'un limiteur de courant.

Il a été montré qu'avec le régulateur IP dans la boucle de réglage de la vitesse, le rejet de la perturbation au niveau de la vitesse est meilleur qu'avec le régulateur Pi et la déconnexion demeure.



Conclusion générale

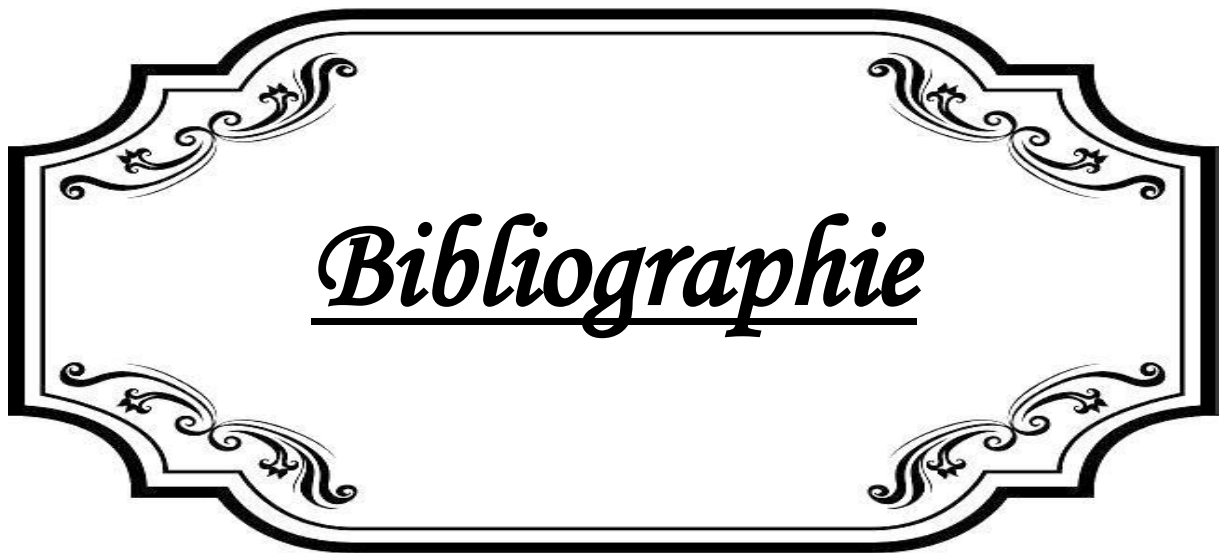
Conclusion générale

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 triangle-sinusoïdale.

Le premier chapitre rappelle 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.

Le deuxième 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

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] Djaborebbi Amina "étude et commande d'machine Asynchrone double étoile "Thème Master académique ouargla 26/06/2013
- [4] D.Hadiouche, “Modelling of a double star induction motor for space vector PWM Control”, ICEM2000
- [5] 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.
- [6] R.Abdesmed, M.Kadjoudj, Modélisation des machines électriques, Presses de l’université de Batna, Algérie, 1997.
- [7] 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.
- [8] Elkheir Merabet Mémoire de Magister en Electrotechnique "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile", 04 /06 / 2008.
- [9] R.Abdessamed, M.kadjoudj,"Modélisation des machines électriques",Presses del’Universit´e de Batna, Algérie, 1997.
- [10] Rachide Abdessamade " modélisation et simulation des machines électriques Paris : Ellipses; 2011.

- [11] B.Tounsi, «Etude Comparative de Groupes Electrogènes Embarqués a Large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanent et conversion statique», Thèse Doctorat, l'Institut Polytechnique de Toulouse, 2006.
- [12] D. Hadiouche, «Contribution à l'étude de la machines asynchrone double Étoile : Modélisation, alimentation et structure », Thèse de Doctorat, Université d'Henri Poincaré, Nancy 1, France, 2001.
- [13] A. Tounzi « Utilisation de l'énergie éolienne dans la production de l'électricité. » Journée du club EEA, Paris, France PP 1-14-1999.
- [14] Hocine Amimeur Mémoire Magister en Electrotechnique " Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement " 28 /05 / 2008.
- [15] 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.
- [16] G.BUCHE « commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB/Simulink » PFE Grenoble2001.
- [17] 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.
- [18] Saadi Nour el houda ; Bakhti Ibtissam , '' conception d'un observateur par mode glissant d'une machine a induction '' , AnnéeUniversitaire : 2006/2007.
- [19] L.M.MGHEZZI « Identification paramétrique linéaire de la machine asynchrone triphasée » thèse de magister en électrotechnique : ENP le 19/02/2002.

[20] 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.

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-sinusoïdal. Nous avons commencé à parler d'informations Généralités sur les machines multiphasées .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.

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 talking about General information about multi-phase machines. Then we have modeled the MASDE 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 MASDE.

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

ملخص:

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

بدأنا بالتكلم المقدمة على معلومات عامة عن الآلات متعددة المراحل بعد ذلك قمنا بوضع نموذج للمحرك والمحولين للتحكم في سرعة المحرك بواسطة التحكم الشعاعي غير المباشر، باستعمال منظمات PI للتيار.

الكلمات المفتاحية: محرك غير المتزامن مزدوج الساكن، خوارزمية التحسين، التحكم الشعاعي