



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Électrotechnique
Option : Machines électriques

Réf:.....

**Mémoire de Fin d'études
En vue de l'obtention du diplôme**

MASTER

Thème

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

Présenté par :
AMIRA Mohamed Yazid

Soutenu le : 05 Juin 2017

Devant le jury composé de :

Mr MEGHERBI Ahmed Chaouki	M.C.A	Président
Mr KIYYOUR Brahim	M.A.A	Encadreur
Mr SAHRAOUI Mohamed	M.C.A	Examineur

Année universitaire : 2016 / 2017

Dédicace

À

*Ma très chère mère, que ce travail soit pour toi la
récompense d'amour et de reconnaissance pour tout ce que
tu fais pour moi de mes sentiments les plus profonds*

À

Ce qui m'est très chères du monde

À

Mon regrettable père , qui m'a toujours soutenue dans

Mes Études

et

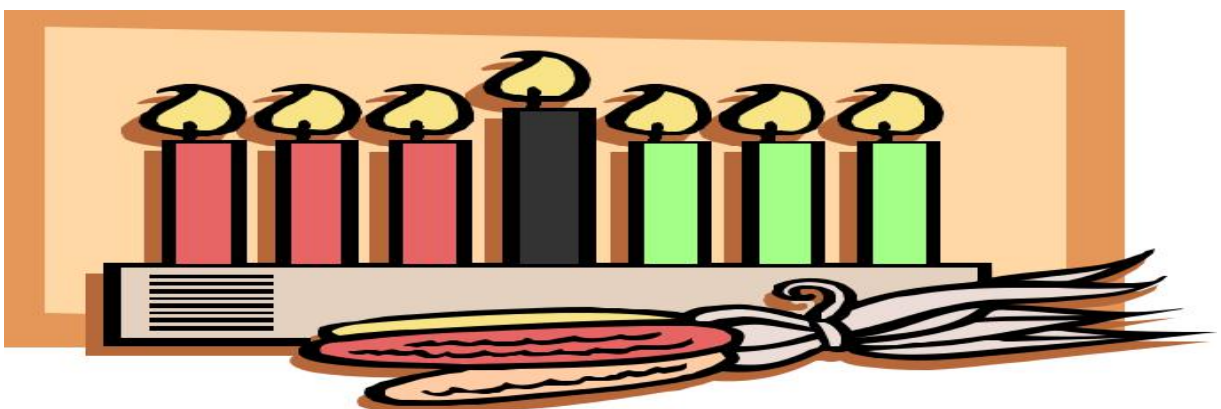
qui m'a donné le courage de continuer à vivre

A tous mes frères

Et mes sœurs

A toute la famille AMIRA et la famille BELHIOUANI

Et a toutes mes amies



Remerciements

Nous remercions en premier lieu notre Dieu de Nous donner La santé et la

patience pour avoir Terminer ce travail. Nous tenons évidemment à débiter

*ces remerciements notre encadreur **Dr. KIYYOUR Brahim** qui a bien*

voulu nous encadrer et pour ses conseils précieux, sa disponibilité et sa

patience. Nous remercions également les membres de jury

Dr. MEGHERBI Ahmed Chaouki et Dr. SAHRAOUI Mohamed

Nous tenons également à remercier tous ceux qui ont participé de près ou

de loin à l'élaboration de ce travail.

Liste des tableaux

Tableau I.1 : Machines multiphasées de Type 1	6
Tableau I.2 : Machines multiphasées de Type 2.....	8
Tableau IV.1 : Paramètres du régulateur du courant i_{ds1}	57
Tableau IV.2 : Paramètres du régulateur du courant i_{ds2}	57
Tableau IV.3 : Paramètres du régulateur du courant i_{qs1}	57
Tableau IV.4 : Paramètres du régulateur du courant i_{qs2}	57
Tableau IV.5 : Paramètres du régulateur du flux rotorique.....	58
Tableau IV.6 : Paramètres du régulateur PI de la vitesse.....	59

Liste des figures

Figure I.1 : Modes de fonctionnement suivant le glissement.....	8
Figure I.2 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.....	9
Figure I.3 : Photographie de la machine MASDE.....	9
Figure II.1 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE.....	13
Figure II.2 : Transformation de Park.....	17
Figure II.3 : Représentation des axes en transformation de Park.....	19
Figure II.4 : Le schéma bloc de la Machine asynchrone double étoile.....	28
Figure II.5 : La vitesse de rotation.....	29
Figure II.6 : Le couple électromagnétique.....	29
Figure II.7 : Les flux rotoriques (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}).....	29
Figure II.8 : module de flux rotoriques.....	30
Figure II.9 : Les courants statoriques ($i_{ds1}, i_{ds2}, i_{qs1}, i_{qs2}$).....	30
Figure II.10 : Le courant statorique à vide i_{sa1}	30
Figure II.11 : La vitesse de rotation.....	31
Figure II.12 : Le couple électromagnétique.....	31
Figure II.13 : Les flux rotoriques (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}).....	32
Figure II.14 : module de flux rotoriques.....	32
Figure II.15 : Les courants statoriques ($i_{ds1}, i_{ds2}, i_{qs1}, i_{qs2}$).....	32
Figure II.16 : Le courant statorique i_{sa1} en charge.....	33
Figure III.1 : Schéma de principe de l'onduleur triphasé.....	35
Figure III.2 : Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.....	37
Figure III.3 : Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle $m=111, r=0.8$	38
Figure III.4 : Tensions Statoriques v_{sa1}	38
Figure III.5 : zoom sur la Tensions Statoriques v_{sa1}	39
Figure III.6 : La vitesse de rotation.....	39
Figure III.7 : Le couple électromagnétique.....	39
Figure III.8 : Les flux rotoriques (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}).....	40
Figure III.9 : le module de flux rotoriques.....	40

Figure III.10 : Les courants statorique (i_{ds1} i_{ds2} , i_{qs1} , i_{qs2}).....	41
Figure III.11 : Courant statorique i_{sa1}	41
Figure III.12 : La vitesse de rotation.....	42
Figure II.13 : Le couple électromagnétique.....	42
Figure II.14 : Les flux rotoriques (ϕ_{dr} , ϕ_{qr}).....	42
Figure III.15 : le module de flux rotoriques	43
Figure III.16 : Les courants statorique (i_{ds1} i_{ds2} , i_{qs1} , i_{qs2}).....	43
Figure III.17 : Courant statorique i_{sa1}	43
Figure IV.1 : Principe de la commande vectorielle.....	46
Figure IV.2 : Position du référentiel par rapport au flux rotorique.....	47
Figure IV.3 : Méthode de l'estimateur du flux.....	51
Figure IV.4 : Reconstitutions des tensions v_{ds1}^* , v_{ds2}^* , v_{qs1}^* , v_{qs2}^*	53
Figure IV.5 : Commande découplé – expression de i_{ds1} i_{qs1} , i_{ds2} et i_{qs2}	53
Figure IV.6 : Commande vectorielle direct à flux rotorique orienté de la MASDE.....	54
Figure IV.7 : Schéma fonctionnel des régulateurs des courants i_{ds1} et i_{ds2}	55
Figure IV.8 : Schéma fonctionnel du régulateur de flux ϕ_r	58
Figure IV.9 : Schéma bloc du régulateur PI de la vitesse ω_r	59
Figure IV.10 : performances de la commande directe par orientation du flux rotorique avec inversion de sens de rotation à t=1.5s.....	61
Figure IV.11 : Performance de la Commande directe par orientation du flux rotorique avec application d'un couple résistant ($C_r=15$ Nm) entre 1 et 2 s avec une vitesse référence de 157 rad /s.....	63
Figure IV.12 : Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance rotorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle directe.....	65
Figure IV.13 : Test de robustesse pour une variation de +50% des résistances statoriques, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle directe.....	66
Figure IV.14 : test de robustesse pour une variation de +100 % du moment d'inertie Pour le réglage de vitesse de MASDE (sous une charge nominale) par La commande vectorielle directe.....	67

Notations et symboles

Symboles	Signification
MASDE	Machine asynchrone double étoile.
g	glissement.
s_1, s_2, r	Indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor .
a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}	Indices correspondants aux trois phases du stator 1 .
a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}	Indices correspondants aux trois phases du stator 2.
a_r, b_r, c_r	Indices correspondants aux trois phases du rotor.
R_{s1}, R_{s2}, R_r	Résistances statoriques et rotorique.
L_{s1}, L_{s2}, L_r	Inductance propres des étoiles statoriques et du rotorique.
L_{ms}	Inductance mutuelle entre phases statoriques.
L_{mr}	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
$M_{s1,s2}$	Inductance mutuelle des étoiles statoriques
M_{sr}	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
C_{em}	Couple électromagnétique (N.m).
C_r	Couple résistant.
k_f	Coefficient de frottement.
J	Moment d'inertie.
MLI	Modulation de la Largeur d'Impulsion.
d, q	Axes directs et quadratiques du repère de Park.
ω_r	Pulsation électrique rotorique.
ω_s	Pulsation électrique statorique.
ω_{coord}	Vitesse angulaire des axes (d, q).
ω_{gl}	Pulsation électrique de glissement.
PI	Régulateur Proportionnel-Intégral.

K_p	Paramètre de l'action proportionnelle.
K_i	Paramètre de l'action intégrale.
m	Indice de modulation.
ϕ_r	Flux rotorique.
ϕ_{dr}	Flux rotorique suivant l'axe d.
ϕ_{qr}	Flux rotorique suivant l'axe q.
i_{ds1}, i_{qs1}	Courants de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q).
i_{ds2}, i_{qs2}	Courants de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q).
i_{dr}, i_{qr}	Courants rotoriques dans le référentiel de Park (d,q).
p	Nombre de paires de pôles.
R_{s1}	Résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 1.
R_{s2}	Résistance d'une phase (statorique) de l'étoile 2.
$[R_{s1}, [R_{s2}], [R_r]$	Matrices des résistances statoriques et rotoriques.
v_{d1}, v_{q1}	Tensions de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q).
v_{d2}, v_{q2}	Tensions de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q).
v_{dr}, v_{qr}	Tensions rotoriques dans le référentiel de Park (d,q).
α	Angle électrique de décalage entre les deux étoiles.
θ_r	Position du rotor par rapport à l'étoile 1.
$\theta_r - \alpha$	Position du rotor par rapport à l'étoile 2.
T_r	Constante de temps rotorique.
L_{dq}	Inductance cyclique d'intersaturation selon (d,q).
$L_{1,2}$	Inductances propres de fuite statoriques (étoiles 1 et 2).
L_r	Inductance propre de fuite rotorique.
L_m	Inductance mutuelle cyclique stators-rotor.
L_{mdq}	Inductance cyclique de saturation suivant (d,q).
S	Opérateur de Laplace.
M	Mutuelle statorique.
r	Coefficient de réglage en tension.
N	Vitesse de rotation de la machine.
f_s	Fréquence du réseau.

Notations et symboles

L_{s1}	Inductance propre d'une phase de l'étoile 1.
L_{s2} :	Inductance propre d'une phase de l'étoile 2.
T_p	Période de la porteuse.
x_j^*	Grandeurs de référence (vitesse, tension, couple, etc...).
[X]	Vecteur d'état.
v_{pm}	Valeur crête de l'onde de modulation.

Résumé :

Les machines multiphasées sont plus en plus présentes dans les domaines d'applications industrielles de fortes puissances comme la traction ferroviaire et la propulsion navale. Le travail présenté dans ce mémoire concerne la commande vectorielle directe d'une structure innovante constituée d'une machine asynchrone à double étoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs à deux niveaux à MLI. La simulation de système contenant la machine avec son alimentation et la commande par orientation de flux rotorique utilisant des régulateurs PI classiques montre l'efficacité de cette technique, malgré que les tests de robustesse montrent que ces régulateurs présentent certains inconvénients tels que la sensibilité aux variations des paramètres de la machine.

Mots clés : Machine asynchrone double étoile (MASDE), Onduleur de tension, Commande Vectorielle, Régulateur PI.

ملخص:

الماكنات متعددة الأقطاب بدأت تعرف حضوراً متزايداً في الميادين الصناعية خاصة الجر الكهربائي و التطبيقات البحرية. العمل المنجز في هذه المذكرة يتناول التحكم الشعاعي المباشر المطبق على نظام مكون من ماكنة لا تزامنية ثنائية النجم مغذاة بواسطة موجبين متحكم فيهما بتقنية MLI. إضافة إلى نظام التحكم الشعاعي المباشر باستعمال ضابط تقليدي من نوع PI النتائج المتحصل عليها مكنتنا من استنتاج أن طريقة التحكم الشعاعي لسرعة آلة لا متزامنة مزدوجة النجم فعالة و متينة تجاه أي تغيير في الحمولة أو تغيير في السرعة المرجعية، هذه التقنية المستعملة حساسة لتغيير خصائص الآلة بدرجة متفاوتة.

Sommaire

Liste des tableaux

Liste des figures

Notations et symboles

Résumé

Introduction général 1

Chapitre I

Généralités sur les machines multiphasées

I.1.Introduction	3
I.2.Histoire des machines électrique	4
I.3.Caractéristiques des machines multiphasées.....	5
I.3.1.Machines multiphasées de type 1.....	5
I.3.2.Machines multiphasées de type 2.	6
I.4. Principe de fonctionnement de la machine multiphasées.....	8
I.5.Applications des Machines Multiphasées.....	9
I.6.Avantages des Machines Multiphasées.....	10
I.6.1.Segmentation de puissance.....	10
I.6.2.Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.....	10
I.6.3. Amélioration de la fiabilité.....	10
I.7.Inconvénients des machines multiphasées.....	11
I.8.Conclusion.....	11

Chapitre II
Modélisation de la machine asynchrone double
étoile

II.1.Introduction.....	12
II.2.Description	12
II.3. Hypothèses simplificatrices.....	13
II.4. Modèle naturel de la MASDE.....	14
II.5. Equations des tensions.....	14
II.6. Equations des flux.....	14
II.7.Equation mécanique.....	16
II.8. Couple électromagnétique.....	16
II.9. Modèle de Park.....	17
II.10. Application de la transformation de Park à la MASDE.....	18
II.10.1.Equations des tensions.....	18
II.10.2. Equations des flux.....	20
II.10.3. Equation mécanique.....	21
II.11.Choix du Référentiel.....	22
II.11.1. Référentiel lié au stator.....	22
II.11.2. Référentiel lié au rotor.....	22
II.11.3.Référentiel lié au champ tournant.....	22
II.12.Modèle de la Machine.....	23
II.12.1. Mise sous forme d'équation d'état.....	23
II.13. Simulation numérique.....	28
II.14.Résultats et interprétation.....	29
II.14.Conclusion.....	33

Chapitre III

Alimentation de la machine asynchrone double étoile

III .1. Introduction.....	34
III.2. Modélisation de l'onduleur à commande MLI.....	34
III.3. Stratégie de commande.....	36
III.4. Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension.....	37
III.5. Résultats de simulation.....	38
III.5.1. Résultat de simulation de l'association masde-convertisseur	39
III.5.2. Interprétations des résultats.....	44
III.6. Conclusion.....	44

Chapitre IV

Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile

IV.1 Introduction.....	45
IV.2. Principe de la commande vectorielle.....	45
IV.3. Différents modèles mathématiques d'orientation du flux.....	46
IV.4. commande vectorielle avec orientation du flux rotorique.....	47
IV.4.1. Modèle de la machine.....	47
IV.4.2. Stratégies de commande	50
IV.4.2.1. Méthode indirecte.....	50
IV.4.2.2. Méthode directe.....	51
IV.4.3. Estimation du flux rotorique.....	51
IV.5. Découplage par compensation.....	52
IV.6. Commande à orientation du flux rotorique.....	54

IV.6.1.Calcul des régulateurs.....	55
IV.6.1.1. Régulateurs de courants.....	55
IV.6.1.2. Régulateur de flux.....	57
IV.6.1.3. Régulateur de vitesse.....	58
IV.7.Simulation et interprétation.....	59
IV.7.1. Test de robustesse.....	64
IV.8.Conclusion.....	68
Conclusion générale.....	69

ANNEXE

ANNEXE Paramètres de la machine asynchrone double étoile	71
--	----

Bibliographie

Bibliographie	72
---------------------	----

Introduction générale

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, de construction simple et peu coûteuse, mais sa commande est plus complexe que celle d'une machine synchrone ou d'une machine à courant continu dans la mesure où elle est à simple alimentation ; il est donc difficile d'obtenir le découplage effectif des deux paramètres de commande que sont le flux magnétique et le couple mécanique.

Cependant, dans de grandes variétés des applications industrielles, la croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électrique de fortes puissances telles que l'aviation, la traction ferroviaire, pétrochimique et dans la marine ont posé des problèmes au niveau de l'ensemble convertisseur-machine. Les commutations des interrupteurs de convertisseur doivent se dérouler avec un courant important et à des fréquences de commutation plus élevée, ce qui exige l'emploi de composants de forts calibres, d'une autre coté, le bobinage des machines doit être dimensionné de façon à supporter une tension élevée.

Afin de répondre aux exigences déjà mentionnées, la segmentation de la puissance constitue une solution appropriée tout en utilisant des machines asynchrone multiphasées où le nombre des phases est supérieur à trois alimentées par un ou plus de convertisseurs. En effet, cette structure une réduction des tensions commutées a courant donné, d'augmenter la fréquence d'ondulation du couple électromagnétique et une fiabilité en permettant de fonctionner une ou plusieurs de phase en défaut. L'utilisation de la structure multiphasée et cruciale dans les domaines de la traction ferroviaire, de la propulsion navale de l'automobile et de l'aérospatiale exigeants une continuité de service.

A partir des travaux publiés dans la littérature, l'exemple le plus courant de la structure multiphasée est la machine asynchrone hexaphasé connue par la machine à double étoile dont ces deux étoiles partageant le même stator sont décalées d'un angle électrique 0° , 30° ou 60° . La configuration dont es deux étoiles sont décalées de 30° électrique réduit de manière significative les ondulations du couple.

La commande vectorielle proposée par Blaschke en 1972 permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celle des entraînements à courant continu. La commande est en général un contrôle découplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent la dynamique du couple peut être très rapide. Cependant cette structure nécessite la connaissance plus au moins précise des paramètres de la machine. De plus, dans cette structure, la position rotorique doit être connue.

Dans ce contexte les travaux de présent mémoire s'inscrivent avec comme objectif d'une part, le développement du modèle de la machine asynchrone double étoile dans le repère de Park et l'association de cette machine avec son alimentation, d'autre part l'application de la commande vectorielle direct sur cette machine.

Le manuscrit est organisé comme suit :

Dans le premier chapitre, nous commençons une étude préliminaire sur la structure des machines asynchrones multiphasées tout en citant leurs avantages et leurs inconvénients

La modélisation de la MASDE fait l'objet de deuxième chapitre. Après une description de la machine, nous développons le modèle de la Machine asynchrone double étoile basé sur la transformation de Park, Nous commentons enfin les résultats de simulation après illustration et visualisation de ces derniers.

Le troisième chapitre sera consacré à l'étude de l'association convertisseur statique-machine asynchrone double étoile. L'onduleur utilisé est un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion en appliquant la stratégie triangulo-sinusoïdale.

Le dernier chapitre est dédié à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASDE. Ou on na effectuer des tests de robustesses, dans le but de mieux mettre en évidence leurs caractéristiques sur la MASDE. Toutefois, en exposant les résultats d'un ensemble de simulation et d'interprétations afin de caractériser les performances de cette commande.

Chapitre I

Généralités sur les machines multiphasées

I.1.Introduction

Les machines électriques triphasées à courant alternatif dominent assez largement le domaine des machines électriques [1]. Leur alimentation est réalisée par des onduleurs de tension dont les interrupteurs sont commandés en modulation de largeur d'impulsions (MLI) qui permet d'obtenir de bonnes performances surtout dans le cas d'une vitesse variable [2].

Lors de l'augmentation de la puissance, quelques problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle.

Mais à puissance donnée, la réduction des courants à commuter passe par l'augmentation de la tension. Les onduleurs de tension à MLI imposent des gradients de tension élevés, qui provoquent un vieillissement accéléré des isolants. L'emploi de structure multi niveaux permet alors la réduction des tensions commutées, d'où l'apparition des machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines multiphasées" qui offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs et aux bobinages [3].

Ce type de machines à deux enroulements triphasés au stator, est apparu à la fin des années 1920 dont le but d'augmenter la puissance des alternateurs synchrones de très fortes puissances [4], [5].

I.2.Histoire des machines électriques [6], [7]

En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique. L'année suivante Peter Barlow lui adjoint une roue dentée.

En 1831 Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. Dans la même période, le Russe Friedriche Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène.

En 1832 Ampère en collaboration avec le constructeur français Hippolyte Pixii, ont réalisé la génératrice à courant continu.

En 1836 l'Anglais Hyde Clarke réalisait une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Pixii/Ampère qui améliorait le commutateur redresseur.

En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable.

En 1848 apparaissaient les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500 N.m. Ces moteurs furent probablement les premiers à être utilisés pour les applications industrielles.

En 1860 la compagnie « l'Alliance » fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes.

En 1865 l'Italien Antonio Paccinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement est très amélioré.

En 1888 Nikola Tesla a inventé le premier moteur à courant alternatif, qui a eu un rôle majeur dans le développement de l'industrie électrique. en 1889 l'Allemand Michael Dolivo-Dobrowolski réalise la première machine asynchrone triphasée cette dernière domine assez largement le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, la moins couteuse, la moins exigeante en termes d'entretien, présente un taux de défaillance très peu élevé, fabriquée en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances ...etc. [6].

Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance [1].

I.3. Caractéristiques des machines multiphasées

I.3.1. 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 η étoiles triphasées [2] :

$$q = 3 \eta \quad (\eta = 1, 2, 3, 4, 5, \dots).$$

Pour un nombre donné de phases, il est possible d'avoir plusieurs configurations suivant le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes.

En effet, une machine double étoile dont le nombre de phases statoriques $q=6$ et les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/6$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/3$.

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

Le tableau I.1 donne le détail de quelques exemples des machines multi-étoile.

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases ($q\alpha$)	Décalage angulaire (α)	Représentation des axes des bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	

Tableau I.1 : Machines multiphasées de Type 1 [1].

I.3.2. Machines multiphasées de type 2

Dans ce type de machines, le nombre de phases statoriques, q est un nombre impair Si α représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalée de $2\pi/q=2\alpha$. On a donc toujours : $q= q_\alpha= \pi/\alpha$

Le tableau I.2 donne le détail de quelques exemples de machines multiphasées de type 2.

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases ($q\alpha$)	Décalage angulaire (α)	Représentation des axes des bobines
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

Tableau I.2 : Machines multiphasées de Type 2 [1].

I.4. Principe de fonctionnement de la machine multiphasées

On prendra comme exemple le principe de fonctionnement de la machine double étoile [2]. Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators.

(L'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle α). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques « f_s » c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme « w_s ». Elle définit comme suite [11] :

$$w_s = \frac{f_s}{p} \text{ [rad/s]} \quad (\text{I.5})$$

Ces deux Champs tournants produits 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 « w_r » inférieure à celle du synchronisme ($w_r < w_s$) ; 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 tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative :

$$w = w_s - w_r \quad (\text{I.6})$$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{w}{w_s} = \frac{w_s - w_r}{w_s} \quad (\text{I.7})$$

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

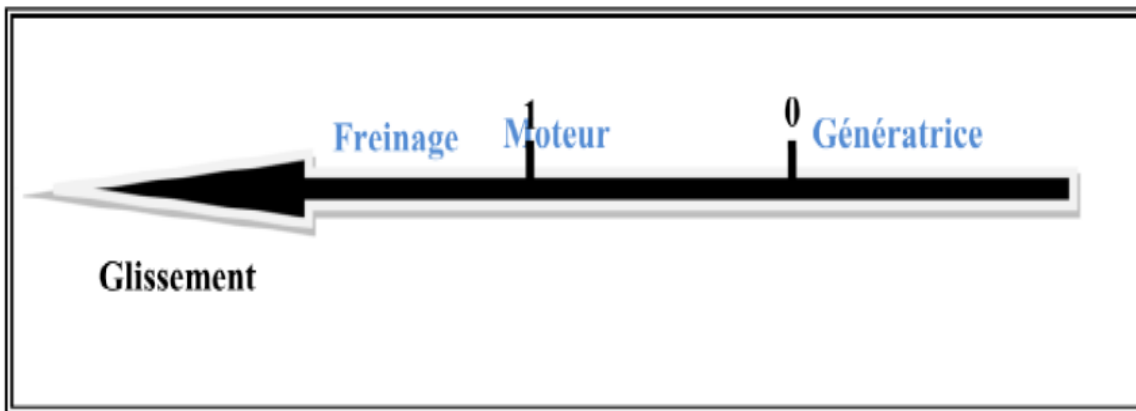


Figure I.1 : Modes de fonctionnement suivant le glissement.

I.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. [8].

Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : la machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux (Fig. I.1).

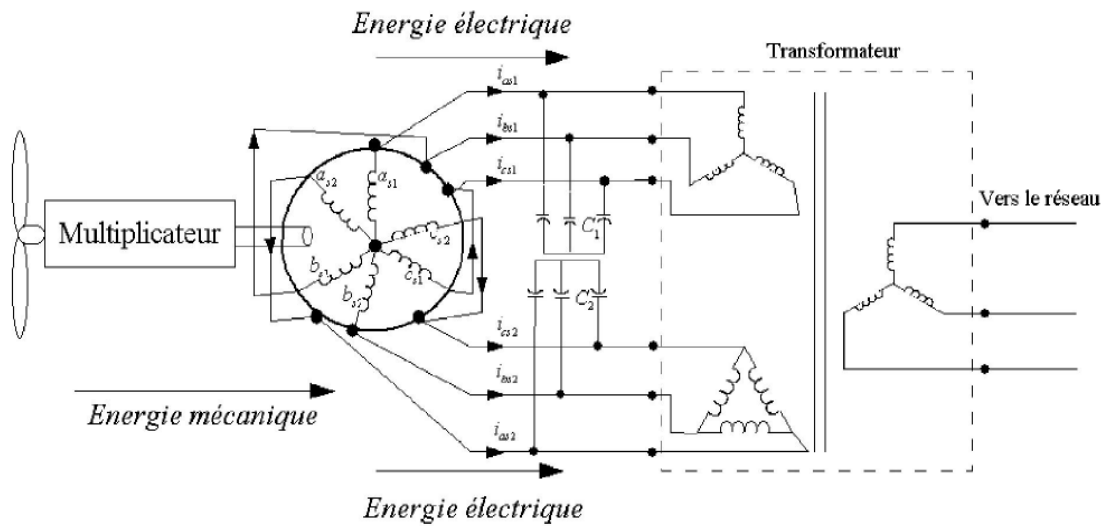


Figure I.2 Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.

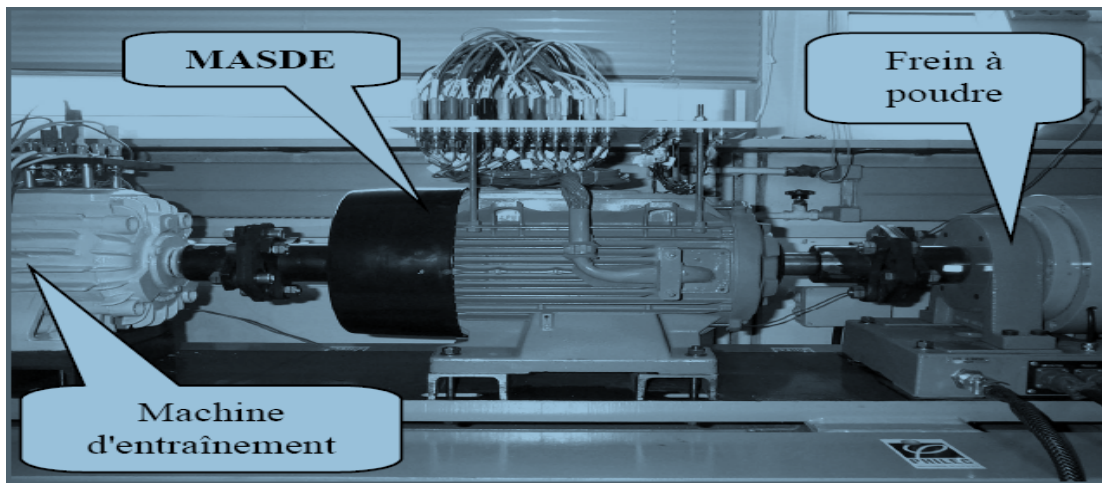


Figure I.3 : Photographie de la machine MASDE.

I.6. Avantages des Machines Multiphasées

Les machines multiphasées ont plusieurs avantages tels que :

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

I.6.1. Segmentation de puissance

A puissance donnée, lorsque l'on augmente le nombre de phases, on diminue le courant par phase sans augmenter la tension par phase (ou l'inverse). La puissance totale est donc répartie sur un nombre plus important de phases, la puissance demandée par chacune d'elles est alors réduite. Ainsi, l'alimentation de la machine par onduleur peut se faire avec des composants de puissance de calibre inférieur, pouvant fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations de courants et de couple.

La segmentation de puissance est l'avantage des machines multiphasées que l'on met le plus en avant de nos jours, surtout pour les applications de forte puissance [1].

I.6.2. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Les machines polyphasées permettent la réduction des ondulations de couple (période et amplitude) parce que les harmoniques cinq et sept sont naturellement minimisés dans ces machines [10], [8].

Pratiquement, une machine multiphasée a des pertes rotoriques moindre qu'une machine triphasée.

I.6.3. Amélioration de la fiabilité

Lorsqu'une machine triphasée est alimentée par un onduleur, il se peut qu'un des bras de l'onduleur soit défectueux, la machine fonctionne alors uniquement sur deux phases. Cela engendre une perte du contrôle de la machine ainsi que des ondulations de couple de fortes amplitudes. Pour pouvoir commander la machine dans ce régime dégradé, une solution consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue, afin de pouvoir contrôler les deux courants restants indépendamment l'un de l'autre [1].

Avec des machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois

phases restent actives. Il peut y avoir jusqu'à $(q-3)$ phases ouvertes, sans que la connexion du neutre soit nécessaire. Plus on augmente le nombre de phases, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine. On améliore ainsi la fiabilité et le fonctionnement en régimes de défauts [1].

I.7. Inconvénients des machines multiphasées

- L'inconvénient majeur des machines multiphasées alimentée par un onduleur de tension est l'apparition de courant harmonique de circulation au niveau de stator, ces courant ne contribuent pas à la création d'onde de f.m.m. Ces harmoniques de courants ne circulent donc qu'au stator. Dans le cas d'une alimentation par onduleur de tension, l'impédance vue par ces harmoniques peut donc être faible, ce qui provoque des harmoniques de courants d'amplitude importante [1]. Ces harmoniques sont ceux de rang $h \neq 2q\alpha i \pm 1$ (harmoniques cinq et sept pour une machine double étoile par exemple).
- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur-machine. Mais plus la puissance augmente, moins le problème devient significatif [1].
- La multiplication du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande.

I.8. Conclusion :

La machine double étoile est la machine multiphasées la plus courante, sans doute parce qu'elle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur-machine pas trop compliqué et de prix acceptable.

Le chapitre suivant présent la modélisation de la machine asynchrone double étoile.

Chapitre II

Modélisation de la machine asynchrone double étoile

II.1.Introduction

La modélisation de la machine électrique fait appel à des équations en général très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MASDE rendent son modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté.

Après la description et la modélisation de la machine basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée, cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature) [12].

Nous étudions dans ce chapitre la MASDE directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées.

II.2.Description

La MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés entre eux d'un angle électrique $\alpha = 30^\circ$ et d'un rotor à cage d'écureuil. La Fig. II.1 représente schématiquement les enroulements de la MASDE. Les angles θ_r et $(\theta_r - \alpha)$ représentent respectivement la position du rotor (phase ar) par rapport à l'étoile 1 (phase as1) et à l'étoile 2 (Phase as2). Les grandeurs relatives aux deux étoiles (1 et 2) seront notées respectivement par l'indice 1 et 2.

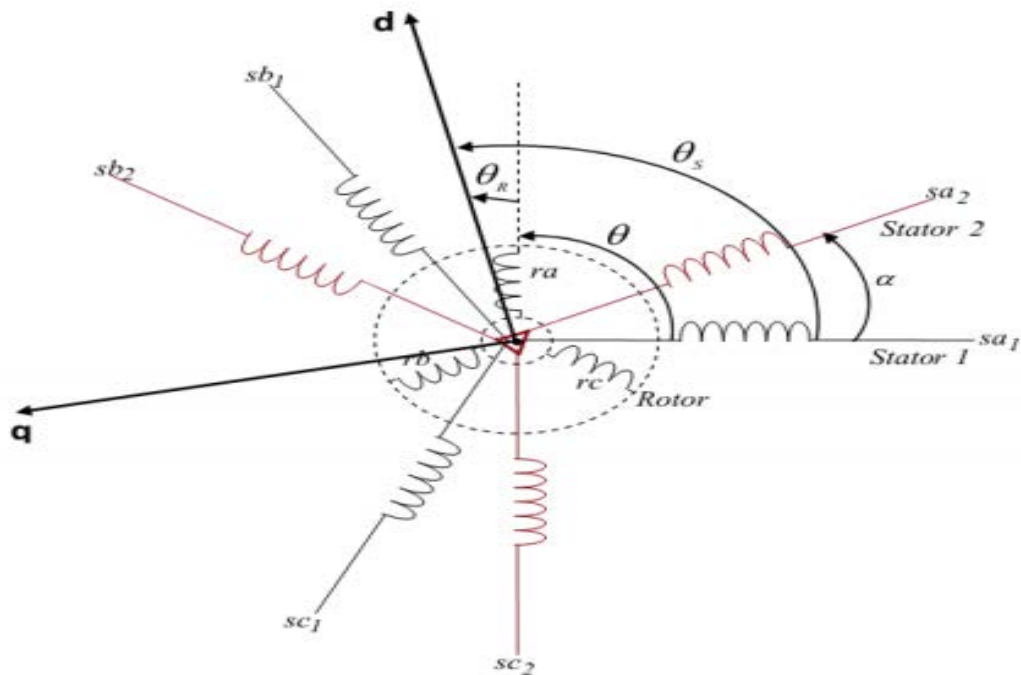


Figure II.1 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE, [13].

II.3. Hypothèses simplificatrices

Avant de commencer la modélisation de la machine, on considère quelques hypothèses simplificatrices pour faciliter quelques difficultés concernant le comportement de la machine à étudier. Le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses suivantes [11] :

- ❖ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- ❖ La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- ❖ Nous admettons de plus que la f.e.m créée par chacune des phases des deux armateurs est à répartition spatiale sinusoïdale.
- ❖ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau [14], [15].
- ❖ L'inductance de fuit mutuelle commune aux deux circuits (étoile1 et 2) est négligeable.

❖ On considère que la machine fonctionne en régime équilibré.

II.4. Modèle naturel de la MASDE

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et la notation des Vecteurs des grandeurs tension, courant et flux, on peut écrire pour, Les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont [8] :

Pour l'étoile 1

$$\begin{cases} [V_{s1}] = [v_{as1} \ v_{bs1} \ v_{cs1}]^T \\ [I_{s1}] = [i_{as1} \ i_{bs1} \ i_{cs1}]^T \\ [\phi_{s1}] = [\phi_{as1} \ \phi_{bs1} \ \phi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (\text{II. 1})$$

Pour l'étoile 2

$$\begin{cases} [V_{s2}] = [v_{as2} \ v_{bs2} \ v_{cs2}]^T \\ [I_{s2}] = [i_{as2} \ i_{bs2} \ i_{cs2}]^T \\ [\phi_{s2}] = [\phi_{as2} \ \phi_{bs2} \ \phi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (\text{II. 2})$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux rotoriques sont :

$$\begin{cases} [V_r] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^T \\ [I_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T \\ [\phi_r] = [\phi_{ar} \ \phi_{br} \ \phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (\text{II. 3})$$

II.5. Equations des tensions

La combinaison de la loi d'Ohm et de la loi de Lenz permet d'écrire les relations suivantes [8] :

$$\begin{aligned} [V_{s1}] &= [R_{s1}] [I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s1}] \\ [V_{s2}] &= [R_{s2}] [I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s2}] \\ [V_r] &= [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \end{aligned} \quad (\text{II.4})$$

II.6. 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] :

$$[\phi_{s1}] = [L_{s1,s1}] [I_{s1}] + [M_{s1,s2}] [I_{s2}] + [M_{s1,r}] [I_r] \quad (\text{II.5})$$

$$[\phi_{s2}] = [L_{s2,s1}] [I_{s1}] + [M_{s2,s2}] [I_{s2}] + [M_{s2,r}] [I_r] \quad (\text{II.6})$$

$$[\phi_r] = [L_{r,s1}] [I_{s1}] + [M_{r,s2}] [I_{s2}] + [M_{r,r}] [I_r] \quad (\text{II.7})$$

- $[R_{s1}], [R_{s2}], [R_r]$ les matrices des résistances statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques respectivement.

$$\begin{cases} [R_{s1}] = [R_{s1}][ID]_{3 \times 3} \\ [R_{s2}] = [R_{s2}][ID]_{3 \times 3} \\ [R_r] = [R_r][ID]_{3 \times 3} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Avec :

- $[ID]_{3 \times 3}$: la matrice identité d'ordre 3.
- R_{s1} : la résistance d'une phase de la 1ere étoile.
- R_{s2} : la résistance d'une phase de la 2eme étoile.
- R_r : la résistance d'une phase du rotor.

Les sous matrices des inductances dans les équations (II.5), (II.6) et (II.7) sont exprimés comme suit [8] :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

$$[M_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

$$[M_{s1,r}] = L_{mr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

$$[M_{s2,r}] = L_{mr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_2 + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_2 + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

- L_{s1} : l'inductance propre de la 1^{er} étoile.
- L_{s2} : l'inductance propre de la 2^{eme} étoile.
- L_{ms} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.
- L_{mr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.
- L_r : l'inductance propre d'une phase du rotor.
- M_{sr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

II.7. Equation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par les deux relations suivantes [8] :

$$\frac{d}{dt} \Omega = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - k_f \Omega) \quad (\text{II.15})$$

$$\frac{d}{dt} \theta = \Omega \quad (\text{II.16})$$

Avec :

- C_{em} : le couple électromagnétique.
- C_r : le couple résistant (couple de la charge).
- J : le moment d'inertie de la machine.
- k_f : le coefficient de frottement.
- Ω : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

II.8. Couple électromagnétique

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

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_{s3}] \end{bmatrix} \left\{ \frac{\delta}{\delta \theta_m} \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s2}] & [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] & [M_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_{s3}] \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

D'après les sous matrices des inductances, on trouve que les sous matrices suivantes $[M_{s1,r}]$, $[M_{s2,r}]$, $[M_{r,s1}]$, $[M_{r,s2}]$ et $[M_{s2,s2}]$ dépendent de θ_{mce} qui donne une expression du couple électromagnétique plus simple que l'équation :

$$C_{em} = [I_{s1}]^t \frac{\delta}{\delta \theta_m} \{ [M_{s1,r}] [I_r] + [I_{s2}]^t \frac{\delta}{\delta \theta_m} \{ [M_{s2,r}] [I_r] \} \quad (II.18)$$

Les équations (II.1), (II.2), (II.3), (II.4), (II.5), (II.6), (II.15), (II.16) et (II.17), forment le modèle électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel, en tenant compte des hypothèses simplificatrices précitées.

II.9. Modèle de Park

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) a un système équivalent biphasé d'axes (d, q) créant la même force magnétomotrice Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé celui du biphasé ou inversement [16].

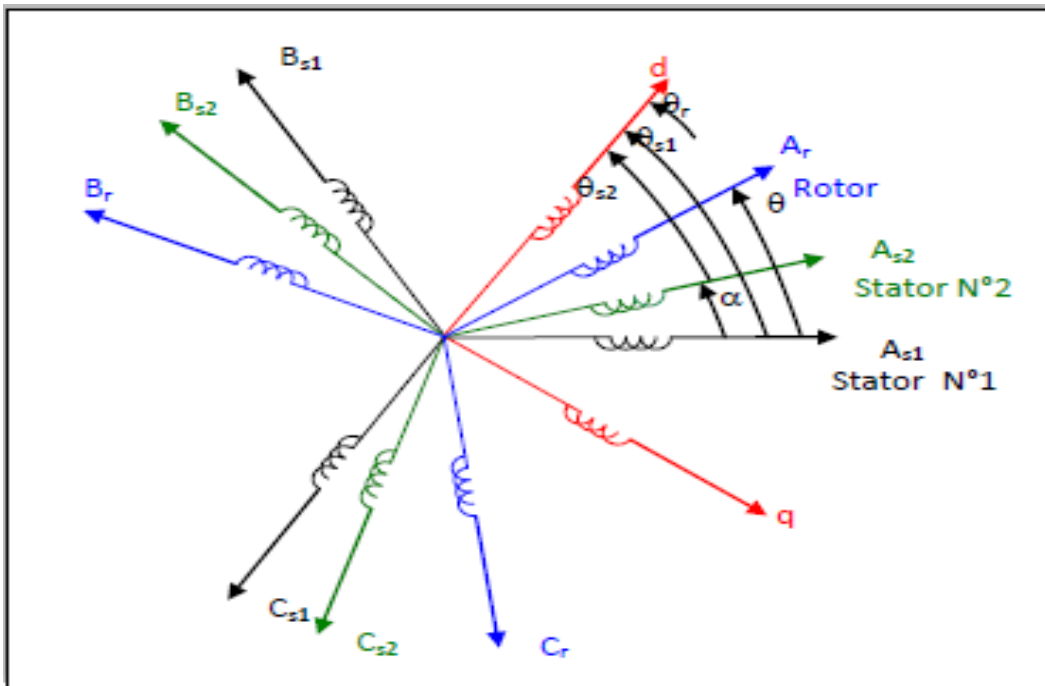


Figure II.2 : Transformation de Park.

La matrice de Park en générale :

$$[A_p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$$[A_p]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

$$[G_{dqo}] = [A_p] [G_{abc}] \quad (\text{II.21})$$

$$[G_{abc}] = [A_p]^{-1} [G_{dqo}] \quad (\text{II.22})$$

Avec :

$[G_{abc}]$ est le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré, $[G_{dqo}]$ le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé.

II.10. Application de la transformation de Park à la MASDE

II.10.1. Equations des tensions

Par l'application de cette transformation aux systèmes d'équations de tensions (II.2) (II.3) et (II.4), on obtient [8] :

➤ Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

➤ Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d(\theta - \text{coor} - \alpha)}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

➤ Pour le rotor :

Le rotor étant en court-circuit c.-à-d. que $v_{ar} = v_{br} = v_{cr} = 0$

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \\ v_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{coor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Avec :

θ_{coor} : l'angle constitué par les axes As1- d.

$\theta_{rcoor} = \theta_{coor} - \theta_m$: l'angle constitué par les axes Ar, d (Fig.II.3).

$\frac{d\theta_{coor}}{dt}$: La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 1.

$\frac{d\theta_{rcoor}}{dt}$: La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor

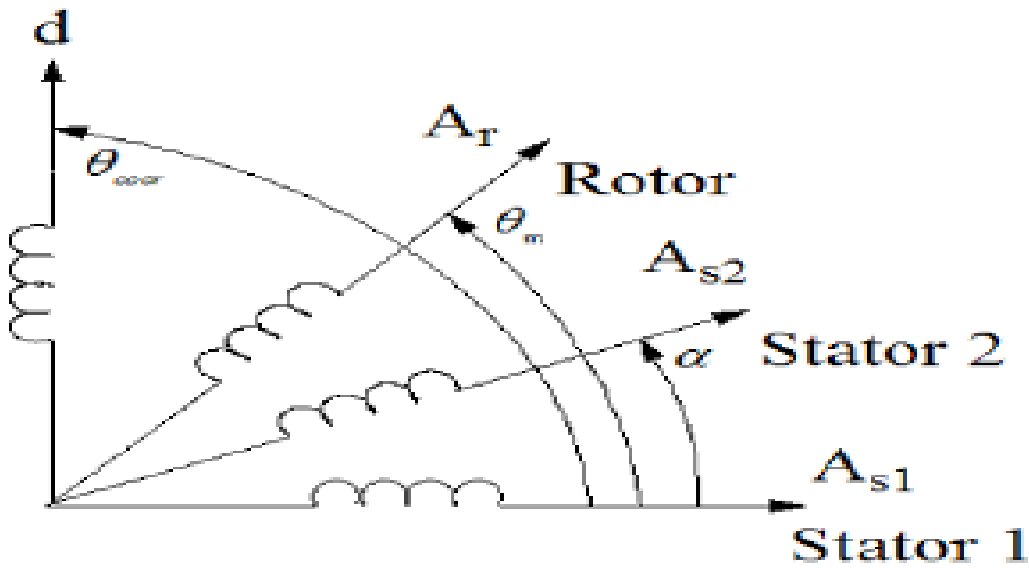


Figure II.3 : Représentation des axes en transformation de Park.

Sous forme d'équations [17] :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_s i_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_{coor} \phi_{qs1} \\ v_{ds2} = R_s i_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_{coor} \phi_{qs2} \\ v_{qs1} = R_s i_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} + \omega_{coor} \phi_{ds1} \\ v_{qs2} = R_s i_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} + \omega_{coor} \phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

II.10.2. Equations des flux

Comme pour l'application de transformation de Park sur les équations des tensions on applique cette transformation sur les équations des flux, on obtient [16] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{dr} \\ \phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{dr} \\ \phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qr} \\ \phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{dr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ds1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{ds2} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qs1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qs2} \end{array} \right. \quad (\text{II.27})$$

On a :

$$3/2 L_{ms} = 3/2 L_{mr} = 3/2 M_{sr} = L_m \quad (\text{II.28})$$

Avec :

L_m : L'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.

Le système d'équations (II.28) est réécrit comme suit [16] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{array} \right. \quad (\text{II.29})$$

Avec :

- $L_{s1} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 1.
- $L_{s2} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 2.
- $L_r + L_m$: l'inductance propre cyclique du rotor.

II.10.3. Equation mécanique

Lors de changement du repère, il faut trouver l'expression du couple électromagnétique dans le nouveau repère [8].

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante [8] :

$$P_{abs} = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \quad (\text{II.30})$$

Ce qui donne :

$$P_{abs} = v_{as1} i_{as1} + v_{bs1} i_{bs1} + v_{cs1} i_{cs1} + v_{as2} i_{as2} + v_{bs2} i_{bs2} + v_{cs2} i_{cs2} \quad (\text{II.31})$$

Comme nous l'avons indiqué précédemment, la transformation de Park permet de conserver la puissance, on peut écrire alors :

$$P_{abs} = v_{ds1} i_{ds1} + v_{qs1} i_{qs1} + v_{ds2} i_{ds2} + v_{qs2} i_{qs2} \quad (\text{II.32})$$

On remplace les tensions et les courants d'axes (d, q) dans le système d'équations (II.32) par leurs expressions dans l'équation (II.26), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante :

$$\begin{aligned}
 P_{abs} = & \underbrace{R_{s1} i_{ds1}^2 + R_{s1} i_{qs1}^2 + R_{s1} i_{ds2}^2 + R_{s1} i_{qs2}^2}_{\text{Terme 1}} \\
 & + \underbrace{\omega_{coor} (\phi_{ds1} i_{qs1} - \phi_{qs1} i_{ds1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2})}_{\text{Terme 2}} \\
 & + \underbrace{\frac{d\phi_{ds1}}{dt} i_{ds1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} i_{qs1} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} i_{ds2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} i_{qs2}}_{\text{Terme 3}}
 \end{aligned} \quad (\text{II.33})$$

On constate que la puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- Le premier terme est identifiable aux pertes Joules.
- Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée.
- Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables).

La puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme universelle :

$$P_{em} = \Omega_s C_{em} \quad (\text{II.34})$$

Avec, Ω : la vitesse de rotation mécanique du rotor ; C_{em} le couple électromagnétique développé

On a dans l'expression de la puissance absorbée (II.33) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique :

$$P_{em} = \omega_{coor} (\phi_{ds1} i_{qs1} - \phi_{qs1} i_{ds1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (II.35)$$

En remplace l'expression (II.35) dans (II.34) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$C_{em} = p (\phi_{ds1} i_{qs1} - \phi_{qs1} i_{ds1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (II.36)$$

Avec p : est le nombre de paires de pôles de la machine.

II.11.Choix du Référentiel

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) [16].

II.11.1. Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{coor} = 0$). Dans ce cas, la phase $As1$ et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel.

L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [8].

II.11.2. Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r donc ($\omega_{coor} = \omega_r$).

L'utilisation de ce référentiel, permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [8].

II.11.3.Référentiel lié au champ tournant

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ électromagnétique créé par les deux étoiles du stator ($\omega_{coor} = \omega_s$).

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue [1].

II.12. Modèle de la Machine

Dans notre travail, on utilise le référentiel lié au champ tournant pour la modélisation et la Commande de la MASDE. Dans ce cas, le modèle de la MASDE devient [18] :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1} = R_s i_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \phi_{qs1} \\ v_{ds2} = R_s i_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \phi_{qs2} \\ v_{qs1} = R_s i_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} + \omega_s \phi_{ds1} \\ v_{qs2} = R_s i_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} + \omega_s \phi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{II.26})$$

II.12.1. Mise sous forme d'équation d'état

Le flux magnétisant ϕ_m est la somme des deux flux magnétisants direct ϕ_{md} et quadratique ϕ_{mq} , d'où [16] :

$$\phi_m = \sqrt{\phi_{md}^2 + \phi_{mq}^2} \quad (\text{II.38})$$

Les deux expressions des flux magnétisants en fonction des courants statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{aligned} \phi_{md} &= L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{mq} &= L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{aligned} \quad (\text{II.39})$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (II.39) dans le système d'équations (II.29), on obtient :

$$\begin{aligned} \phi_{ds1} &= L_{s1} i_{ds1} + \phi_{md} \\ \phi_{qs1} &= L_{s1} i_{qs1} + \phi_{mq} \\ \phi_{ds2} &= L_{s2} i_{ds2} + \phi_{md} \\ \phi_{qs2} &= L_{s2} i_{qs2} + \phi_{mq} \\ \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + \phi_{md} \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + \phi_{mq} \end{aligned} \quad (\text{II.40})$$

A partir de l'équation (II.40) on tire :

$$\begin{aligned}
i_{ds1} &= (\phi_{ds1} - \phi_{md}) / L_{s1} \\
i_{ds2} &= (\phi_{ds2} - \phi_{md}) / L_{s2} \\
i_{qs1} &= (\phi_{qs1} - \phi_{mq}) / L_{s1} \\
i_{qs2} &= (\phi_{qs2} - \phi_{mq}) / L_{s2} \\
i_{dr} &= (\phi_{dr} - \phi_{md}) / L_r \\
i_{qr} &= (\phi_{qr} - \phi_{mq}) / L_r
\end{aligned} \tag{II.41}$$

En remplaçant les courants du système d'équations (II.41) par leur expression dans le système d'équations (II.37), on aura :

$$\begin{aligned}
\frac{d\phi_{ds1}}{dt} &= v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs1} \\
\frac{d\phi_{ds2}}{dt} &= v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{ds2} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs2} \\
\frac{d\phi_{qs1}}{dt} &= v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{qs1} - \phi_{mq}) + \omega_s \phi_{ds1} \\
\frac{d\phi_{qs2}}{dt} &= v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{qs2} - \phi_{mq}) + \omega_s \phi_{ds2} \\
\frac{d\phi_{dr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{dr} - \phi_{md}) + \omega_{gl} \phi_{qr} \\
\frac{d\phi_{qr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{qr} - \phi_{mq}) + \omega_{gl} \phi_{dr}
\end{aligned} \tag{II.42}$$

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

A partir de l'équation (II.29), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes :

$$\phi_{md} = L_a \left(\frac{\phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{dr}}{L_r} \right) \tag{II.43}$$

$$\phi_{mq} = L_a \left(\frac{\phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{qr}}{L_r} \right)$$

$$\text{Où : } L_a = 1 / \left(\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m} \right) \tag{II.44}$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (II.29) dans (II.34), on obtient :

$$C_{em} = p L_m [(i_{qs1} + i_{qs2}) i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) i_{qr}] \tag{II.45}$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique dans le système d'équations (II.27). On considère les flux rotoriques suivants :

$$\phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \tag{II.46}$$

$$\phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})$$

Les courants rotoriques sont [19] :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{dr} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (\text{II.47})$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\phi_{qr} - L_m (i_{qs1} + i_{qs2})]$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'expression (II.47), on aura [11] :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2}) \phi_{qr}] \quad (\text{II.48})$$

Enfin l'équation mécanique de la machine peut s'écrire comme suite :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \Omega \quad (\text{II.49})$$

D'après le remplacement des expressions des flux magnétisants (ϕ_{md} , ϕ_{mq}) dans (II.43) et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équations [18] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\phi_{ds1}}{dt} = v_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{ds1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \phi_{ds2} + \omega_s \phi_{qs1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{dr} \\ \frac{d\phi_{ds2}}{dt} = v_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{ds2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \phi_{ds1} + \omega_s \phi_{qs2} + \frac{R_{s2} L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{dr} \\ \frac{d\phi_{qs1}}{dt} = v_{qs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{qs1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \phi_{qs2} - \omega_s \phi_{ds1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qs2}}{dt} = v_{qs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{qs2} + \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \phi_{qs1} - \omega_s \phi_{ds1} + \frac{R_{s1} L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{ds1} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{ds2} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{qs1} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{qs2} \end{array} \right. \quad (\text{II.50})$$

En mettant le système d'équations (II.50) sous forme d'équations d'état [16] :

$$\frac{dx}{dt} = AX + BU \quad (\text{II.51})$$

$X = [\phi_{ds1} \phi_{ds2} \phi_{qs1} \phi_{qs2} \phi_{dr} \phi_{qr}]^T$ vecteur d'état.

$U = [v_{ds1}, v_{ds2}, v_{qs1}, v_{qs2}]^T$ vecteur de commande (vecteur d'entrée).

D'après le calcul matriciel, nous aboutissons aux matrices suivantes :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{S1} L_a}{L_{S1}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & \frac{R_{S1} L_a}{L_{S1} L_{S2}} & \omega_S & 0 & \frac{R_{S1} L_a}{L_r L_{S1}} & 0 \\ \frac{R_{S2} L_a}{L_{S1} L_{S2}} & \frac{R_{S2} L_a}{L_{S2}^2} - \frac{R_{S2}}{L_{S2}} & 0 & \omega_S & \frac{R_{S2} L_a}{L_r L_{S2}} & 0 \\ -\omega_S & 0 & \frac{R_{S2} L_a}{L_{S2}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & \frac{R_{S1} L_a}{L_r L_{S1}} & 0 & \frac{R_{S2} L_a}{L_r L_{S2}} \\ 0 & \omega_S & \frac{R_{S2} L_a}{L_{S1} L_{S2}} & \frac{R_{S2} L_a}{L_{S2}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & 0 & \frac{R_{S2} L_a}{L_r L_{S2}} \\ \frac{R_r L_a}{L_r L_{S1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{S1}} & 0 & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{S1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{S2}} & \omega_{gl} & \frac{R_r L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (II.52)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.53)$$

- $T_{S1} = \frac{R_{S1}}{L_{S1}}$: constante de temps statorique de la première étoile.
- $T_{S2} = \frac{R_{S2}}{L_{S2}}$: constante de temps statorique de la deuxième étoile.
- $T_r = \frac{R_r}{L_r}$: constante de temps rotorique.

La matrice A être décomposée comme suit [16] :

$$A = [A11] + [A12] \omega_S + [A13] \omega_{gl} \quad (II.54)$$

$$A12 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.55)$$

$$A13 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.56)$$

$$A_{11} = \begin{bmatrix} \frac{R_{S1} L_a}{L_{S1}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & \frac{R_{S1} L_a}{L_{S1} L_{S2}} & 0 & 0 & \frac{R_{S1} L_a}{L_r L_{S1}} & 0 \\ \frac{R_{S2} L_a}{L_{S1} L_{S2}} & \frac{R_{S2} L_a}{L_{S2}^2} - \frac{R_{S2}}{L_{S2}} & 0 & 0 & \frac{R_{S2} L_a}{L_r L_{S2}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_{S2} L_a}{L_{S2}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & \frac{R_{S1} L_a}{L_r L_{S1}} & 0 & \frac{R_{S2} L_a}{L_r L_{S2}} \\ 0 & 0 & \frac{R_{S2} L_a}{L_{S1} L_{S2}} & \frac{R_{S2} L_a}{L_{S2}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & 0 & \frac{R_{S2} L_a}{L_r L_{S2}} \\ \frac{R_r L_a}{L_r L_{S1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{S1}} & 0 & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{S1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{S2}} & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (II.57)$$

$$[\phi] = [H] [I] \quad (II.58)$$

$$H = \begin{bmatrix} L_{S1} + L_m & L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ L_m & L_{S1} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{S2} + L_m & L_m & 0 & L_m \\ 0 & 0 & L_m & L_{S2} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & L_m & 0 & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m & L_m & 0 & L_r + L_m \end{bmatrix} \quad (II.59)$$

II.13. Simulation numérique

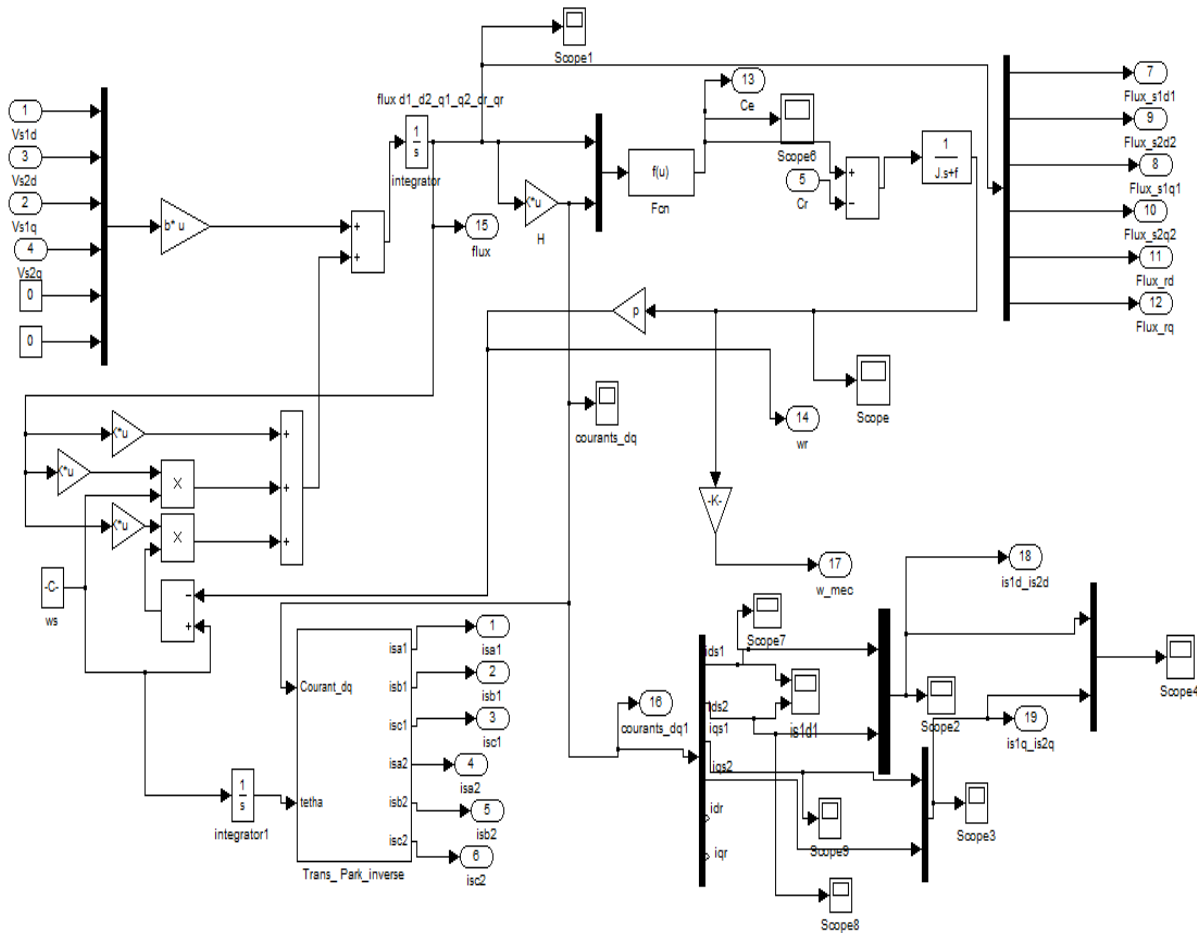


Figure II.4 : Le schéma bloc de la Machine asynchrone double étoile.

Pour la 1ere étoile :

$$\begin{cases} V_{sa1} = V_m \cdot \sin(\omega_s t) \\ V_{sb1} = V_m \cdot \sin(\omega_s t - 2\pi/3) \\ V_{sc1} = V_m \cdot \sin(\omega_s t - 4\pi/3) \end{cases}$$

Pour la 2eme étoile :

$$\begin{cases} V_{sa2} = V_m \cdot \sin(\omega_s t - \alpha) \\ V_{sb2} = V_m \cdot \sin(\omega_s t - 2\pi/3 - \alpha) \\ V_{sc2} = V_m \cdot \sin(\omega_s t - 4\pi/3 - \alpha) \end{cases}$$

Avec : $V_m = \sqrt{2} \cdot V_{eff}$

II.14. Résultats et interprétation

➤ Fonctionnement à vide

Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double stator lors d'un démarrage à vide.

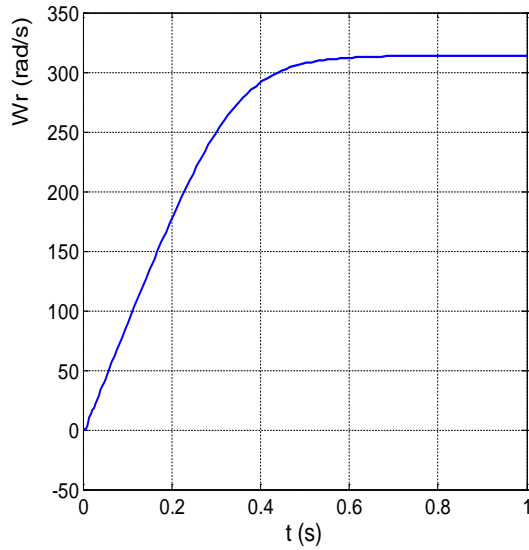


Figure II.5 : La vitesse de rotation.

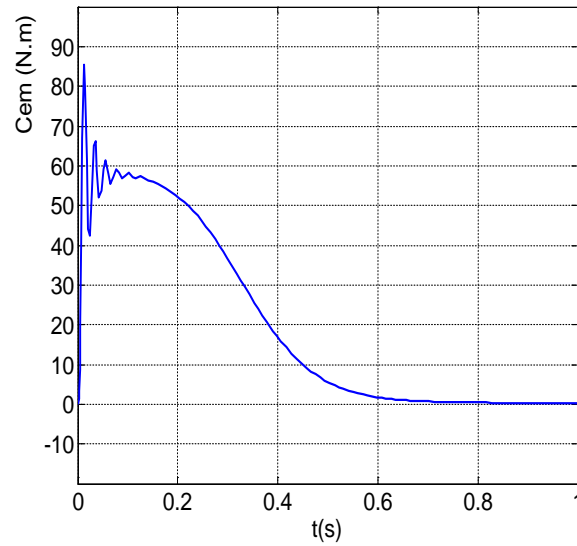


Figure II.6 : Le couple électromagnétique.

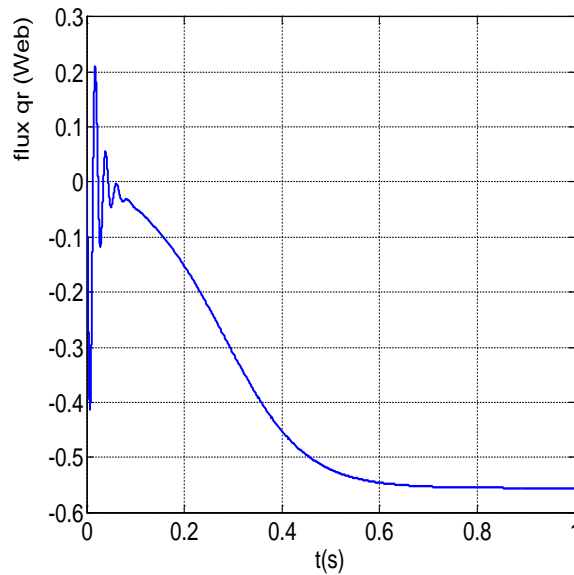
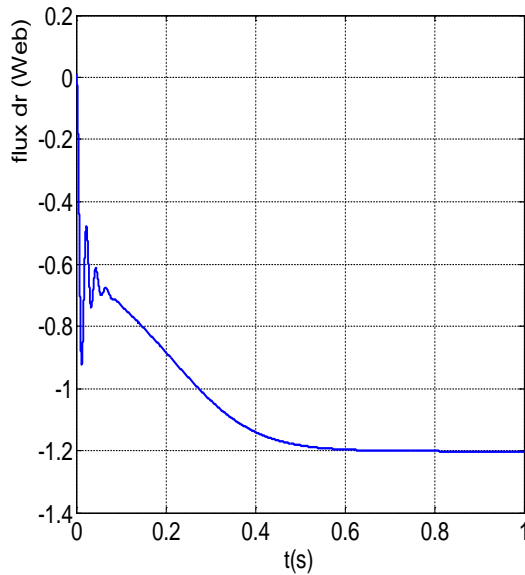


Figure II.7 : Les flux rotoriques (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}).

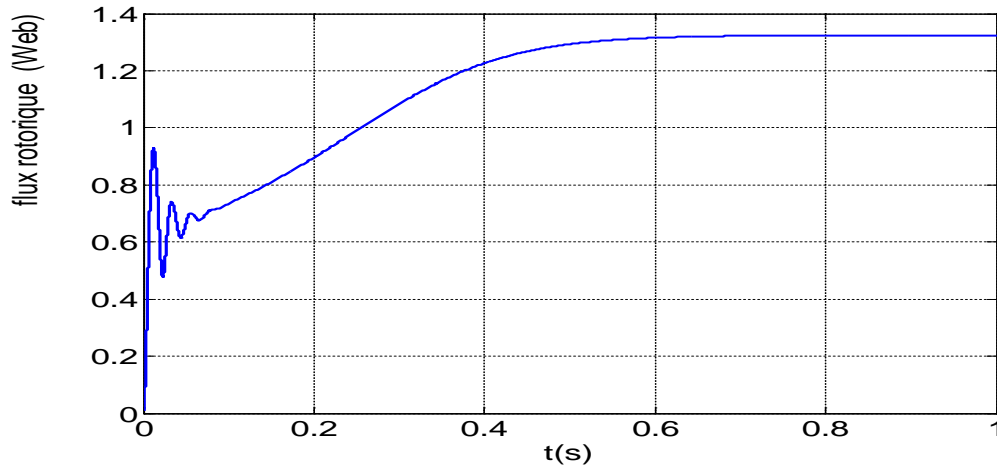


Figure II.8 : module de flux rotoriques.

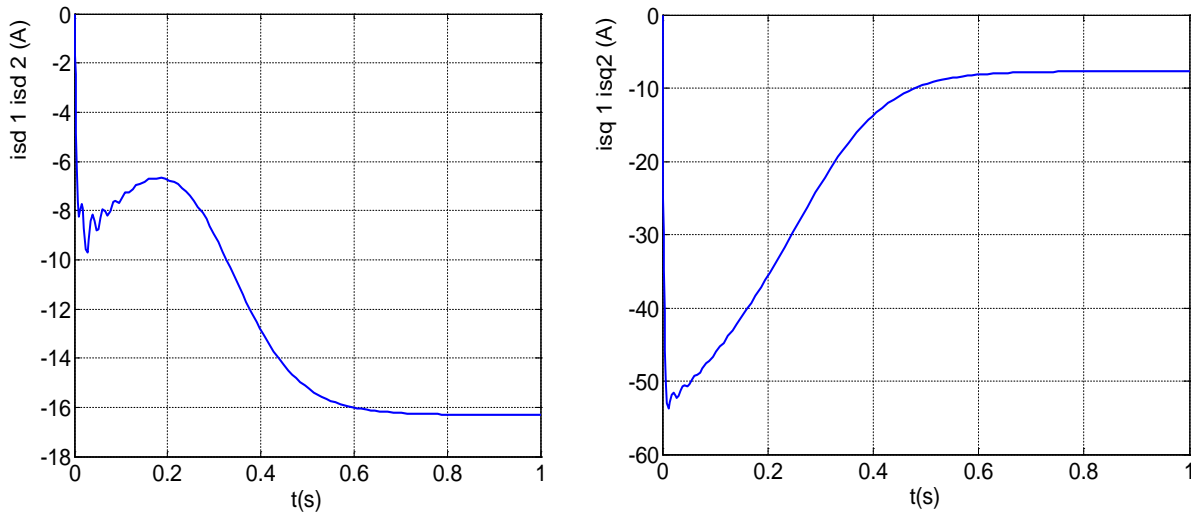


Figure II.9 : Les courants statoriques (i_{ds1} i_{ds2} , i_{qs1} i_{qs2}).

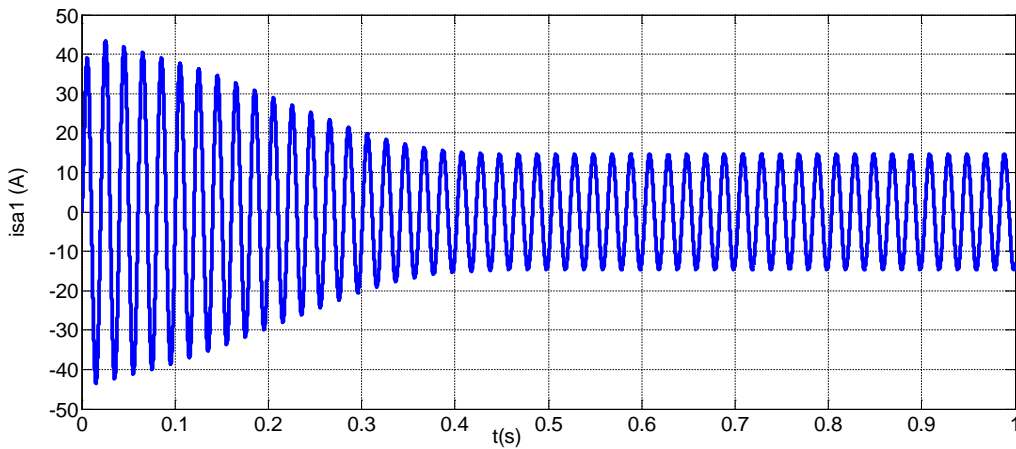


Figure II.10 : Le courant statorique à vide i_{sa1} .

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint à 313.56 rad/s très proche de celle du synchronisme à $t=0.72$ s début du régime permanent. Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 85.5 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.18s où il rejoint 54 N.m, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à $t= 0.8$ s sa valeur minimale de 0.325N.m, qui est due aux frottements. L'évolution des flux rotoriques figure (II.7) est presque identique à celle du couple électromagnétique ; en fin du régime transitoire, les flux selon les deux axes (d,q) se stabilisent respectivement à -1.2 Wb et à -0.55 Wb. Les courants statoriques figure (II.9) suivant les axes directs et en quadrature, évoluent d'une façon à peu près analogue à l'évolution de la vitesse. On remarque de faibles oscillations au niveau de ces derniers durant approximativement 0.15 s. Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) figure (II.10) présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ 4 ou 5 fois le courant nominal, Leurs valeurs sont de l'ordre de 43.3 A pour permettre au couple électromagnétique de variation l'inertie de la machine, mais ils disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante au régime permanent .

➤ Fonctionnement en charge

Performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double étoile lors d'une application d'un couple résistant $C_r=15$ N.m à l'instant $t=1$ s.

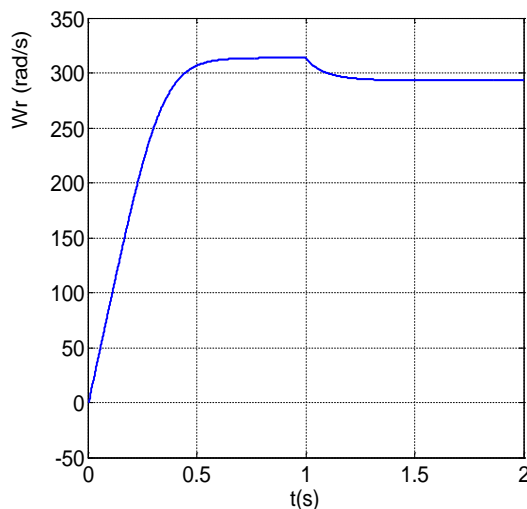


Figure II.11 : La vitesse de rotation.

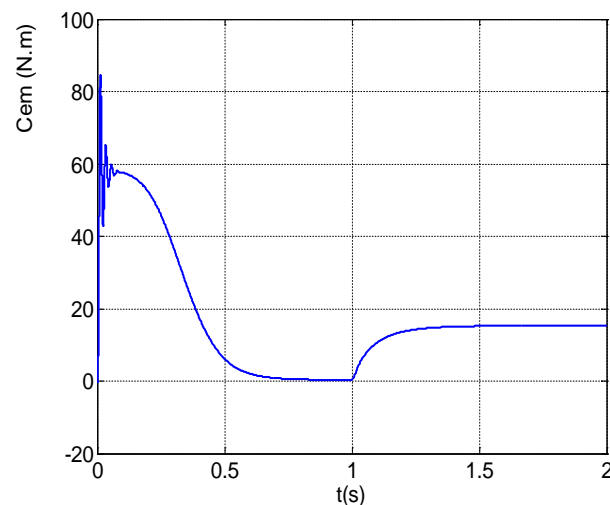


Figure II.12 : Le couple électromagnétique.

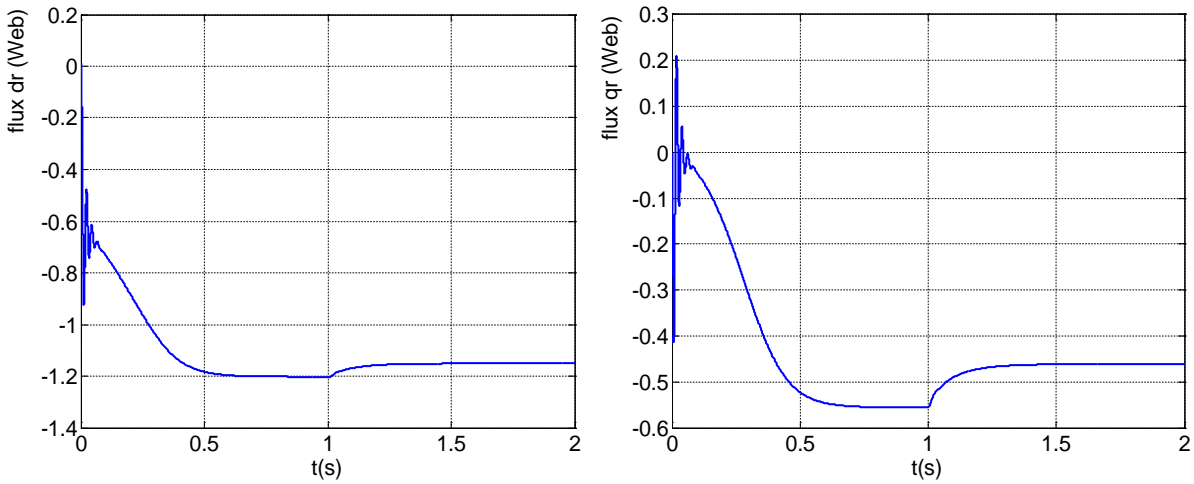


Figure II.13 : Les flux rotoriques (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}).

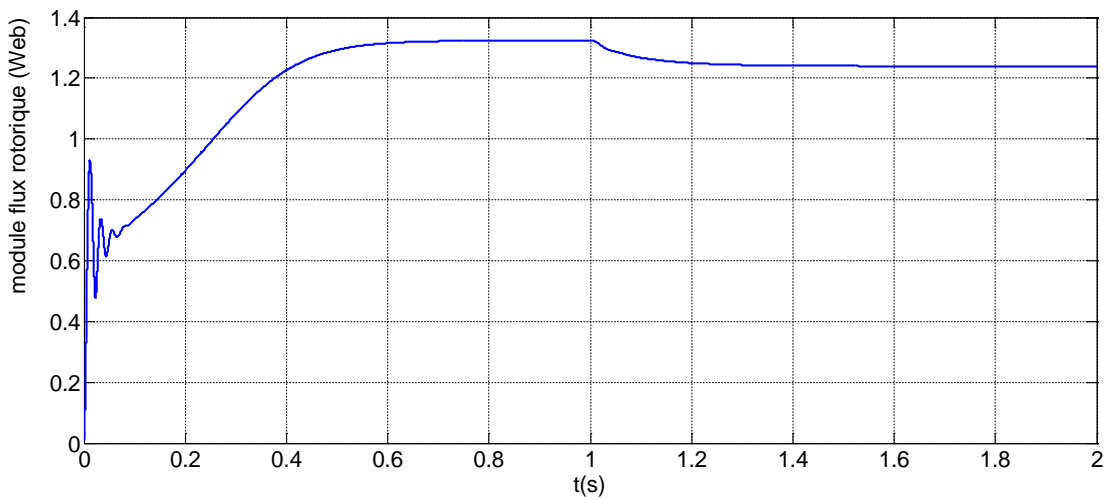


Figure II.14 : module de flux rotoriques.

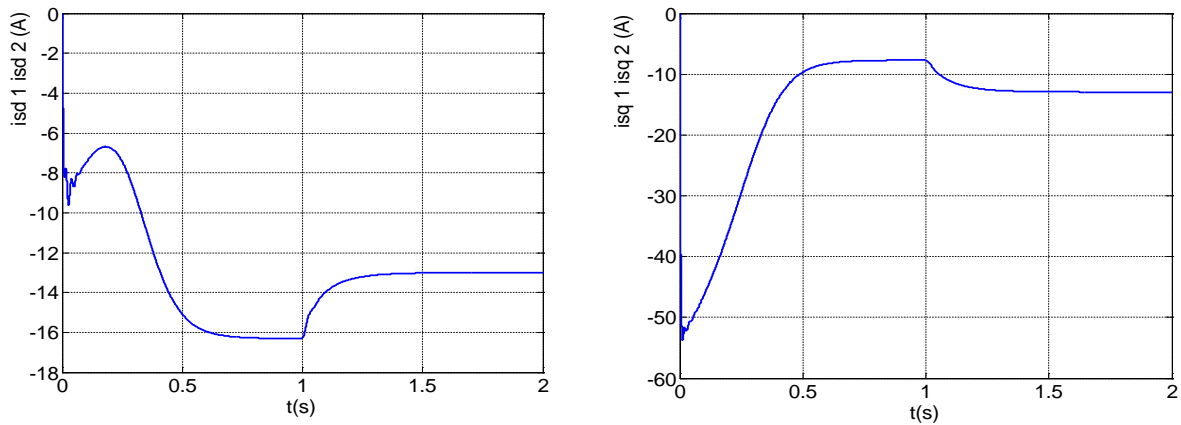


Figure II.15 : Les courants statoriques ($i_{ds1}, i_{ds2}, i_{qs1}, i_{qs2}$).

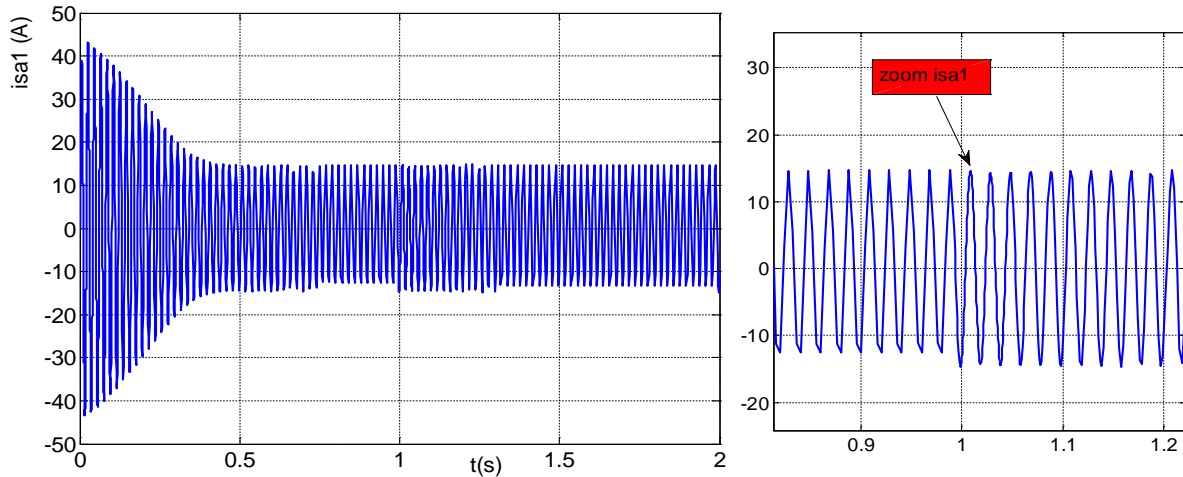


Figure II.16 : Le courant statorique i_{sa1} en charge.

En appliquant une couple résistante de 15 N.m à partir de l'instant $t=1s$, on constate que la vitesse (figure II.11) et les courants selon (d, q) (figure II.15) diminuent et se stabilisent respectivement à 293 rad/s, $i_{ds1}=i_{ds2}= -13$ (A), et $i_{qs1}=i_{qs2} = -12.9$ (A). Par contre, des augmentations sont observées par le couple électromagnétique (figure II.12) se stabilise à 15.28 N.m légèrement supérieur au couple de charge, les flux rotoriques selon (d, q) (figure II.13) à $\phi_{dr} = -1.15$ Wb et $\phi_{qr} = -0.461$ Wb et le courants statoriques figure (II.16) à $i_{sa1}=i_{sa2}=14.8$ A

II.14.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone double étoile Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Le modèle de la machine asynchrone double étoile est un système a dix équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. Afin de simplifier ce modèle, nous avons utilisé la transformation de PARK. Ainsi, le système d'état de la machine a été réduit de dix à sept équations que nous avons validé à travers une simulation numérique.

Le chapitre suivant sera consacré à l'alimentation par onduleurs de tension MLI.

Chapitre III

Alimentation de la machine asynchrone double

étoile

III .1. Introduction

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation. Pour les puissances élevées, en général on utilise les transistors ou les thyristors GTO surtout dans le domaine des entraînements électriques à vitesse variable et pour les fortes puissances on utilise les transistors à commutation ; les semi-conducteurs constituant les convertisseurs statiques subissent des contraintes importantes en tension et en courant, ce qui limite leur fréquence de découplage. Cependant 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 d'organes de commande avec des puissances de sortie élevées et facilement commandable.

La structure segmentée des machines double étoile autorise l'utilisation de composants de calibre inférieur pour une fréquence plus élevée [19].

D'autre part on a plusieurs stratégies de commande de l'onduleur, telles que la commande adjacente, la commande décalée et commande à M.L.I, dans notre étude on utilise cette dernière.

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

Les onduleurs deviennent de plus en plus importants dans le domaine de l'électronique de puissance. Les entraînements 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 entraînements électriques à vitesse variable ; pour les puissances moins élevées on utilise les transistors à commutation.

Pour alimenter la MASDE, on utilise deux onduleurs triphasés symétriques (Fig. III.2).

Pour modéliser l'onduleur (Fig. III.1), 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'autres 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) [8].

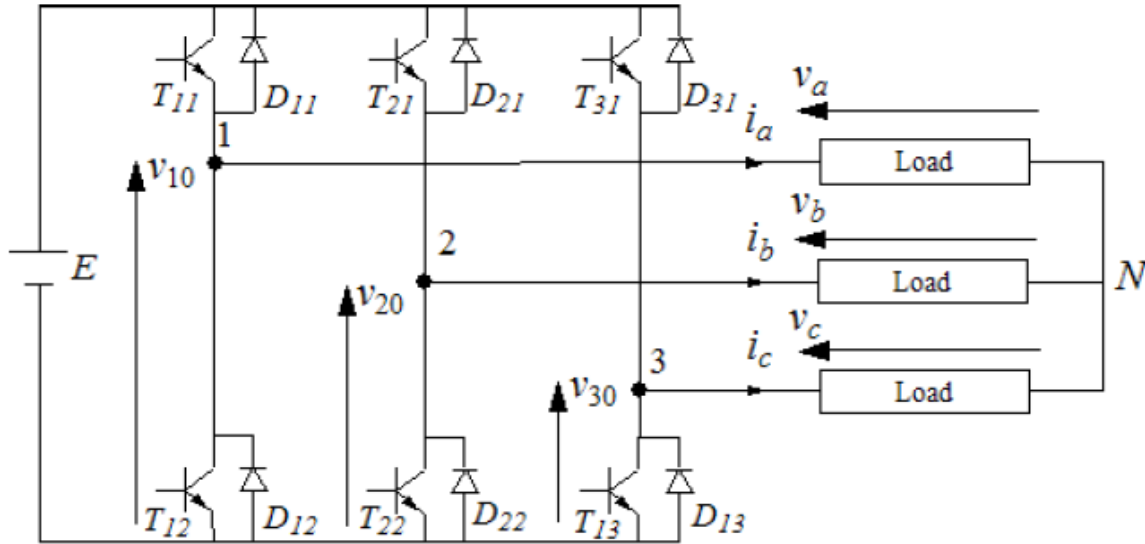


Figure III.1 : Schéma de principe de l'onduleur triphasé.

Chaque interrupteur (transistor + diode) (Fig.III.1), ($k_{ij} i = 1, 2$ ou $3 j = 1$ ou 2), supposé idéaliser.

On peut établir les relations :

$$v_{10} - v_a + v_b - v_{20} = 0 \tag{III.1}$$

$$v_{10} - v_a + v_c - v_{30} = 0$$

En additionnant ces équations, on obtient :

$$2v_{10} - 2v_a + v_b + v_c - v_{20} - v_{30} = 0 \tag{III.2}$$

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 (III.2), on peut remplacer $v_b + v_c$ par $-v_a$ et on tire.

$$v_a = 1/3 (2v_{10} - v_{20} - v_{30})$$

$$v_b = 1/3 (-v_{10} + 2v_{20} - v_{30})$$

$$v_c = 1/3 (-v_{10} - v_{20} + 2v_{30})$$

$$\tag{III.3}$$

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs k_{ij} les tensions de branche v_{j0} peuvent être égales à E ou à 0 . On introduit d'autres variables f_{11} , f_{21} et f_{31} qui prennent 1 (fermée) ou 0 (bloquée) pour les interrupteur k_{i1} respectivement. L'équation (III.4) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

III.3. Stratégie de commande

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à calculer les intersections d'une tension de référence sinusoïdale et d'une tension de modulation triangulaire.

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

$$V_{ks1ref} = V_m \sin [2\pi ft - 2(j-1)\pi/3] \quad \text{pour l'onduleur 1} \quad (\text{III.5})$$

$$V_{ks2ref} = V_m \sin [2\pi ft - 2(j-1)\pi/3 - \alpha] \quad \text{pour l'onduleur 2}$$

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

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_p(t) = V_{pm} \left[4 \frac{t}{T_p} - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_p(t) = V_{pm} \left[-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

La commande MLI de l'onduleur est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1) L'indice de modulation 'm' est égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = f_p/f$).

2) Le coefficient de réglage en tension 'r' est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = V_m/V_{pm}$). La technique MLI est basée sur la comparaison des signaux de références avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

Pour l'onduleur N°1

Si $v_{as1ref} \geq V_p(t)$ $f_{11} = 1$ sinon $f_{11} = 0$

Si $v_{bs1ref} \geq V_p(t)$ $f_{21} = 1$ sinon $f_{21} = 0$

Si $v_{cs1ref} \geq V_p(t)$ $f_{31} = 1$ sinon $f_{31} = 0$

(III.7)

Pour l'onduleur N°2

Si $v_{as2ref} \geq V_p(t)$ $f_{12} = 1$ sinon $f_{12} = 0$

Si $v_{bs2ref} \geq V_p(t)$ $f_{22} = 1$ sinon $f_{22} = 0$

Si $v_{cs2ref} \geq V_p(t)$ $f_{32} = 1$ sinon $f_{32} = 0$

(III.8)

III.4. Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension

La (Fig. III.2) représente l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI, les tensions de référence sont purement sinusoïdales.

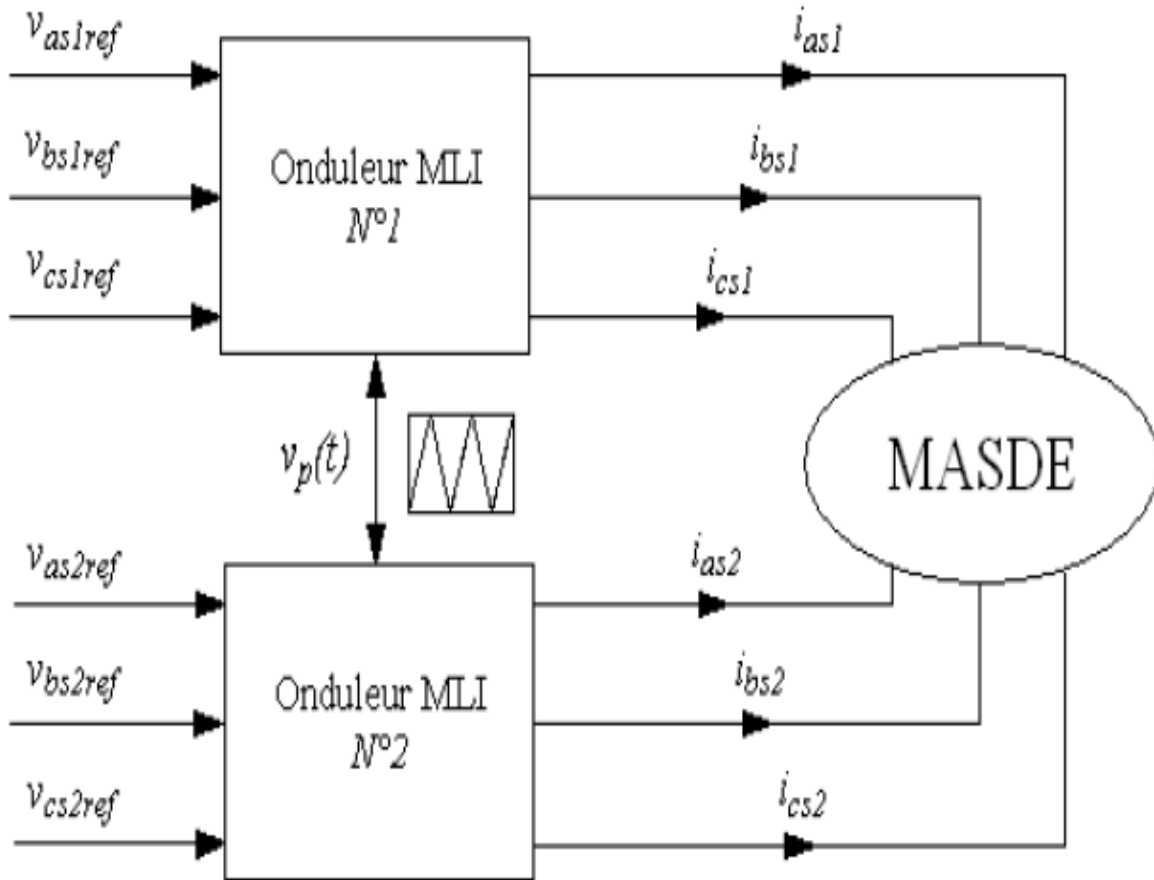


Figure III.2 : Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.

III.5. Résultats de simulation

La simulation numérique est effectuée pour l'indice de modulation $m = 111$ et le coefficient de réglage en tension $r = 0.8$, on a fait deux essais la premier pour un fonctionnement à vide et la deuxième en charge a $t=2$ s jusqu'à $t=4$ s.

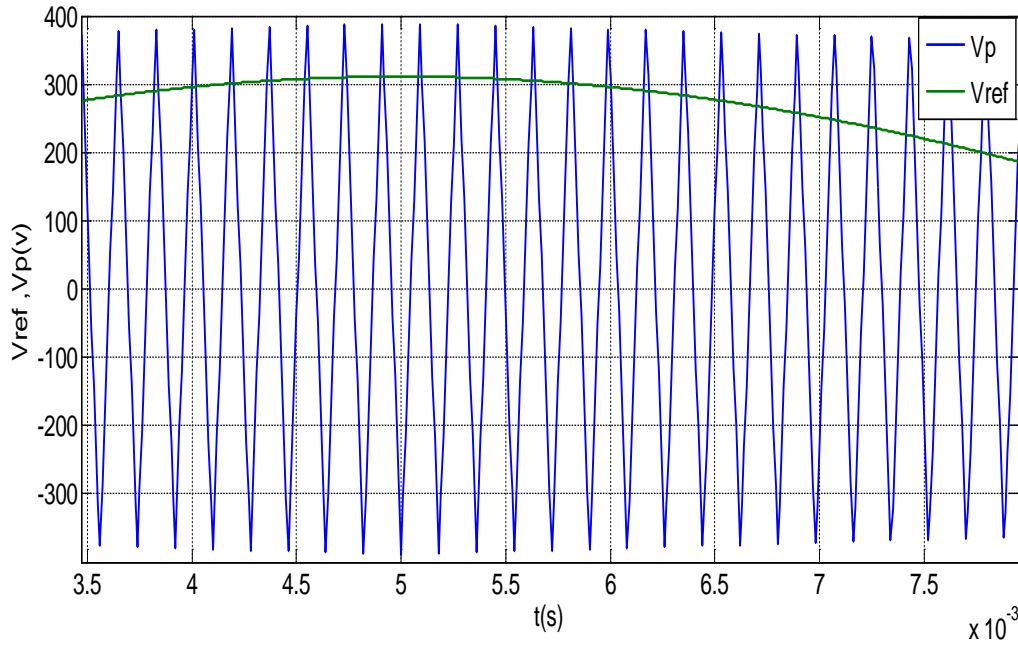


Figure III.3 : Principe de la commande par M.L.I sinus-triangle $m=111$, $r =0.8$.

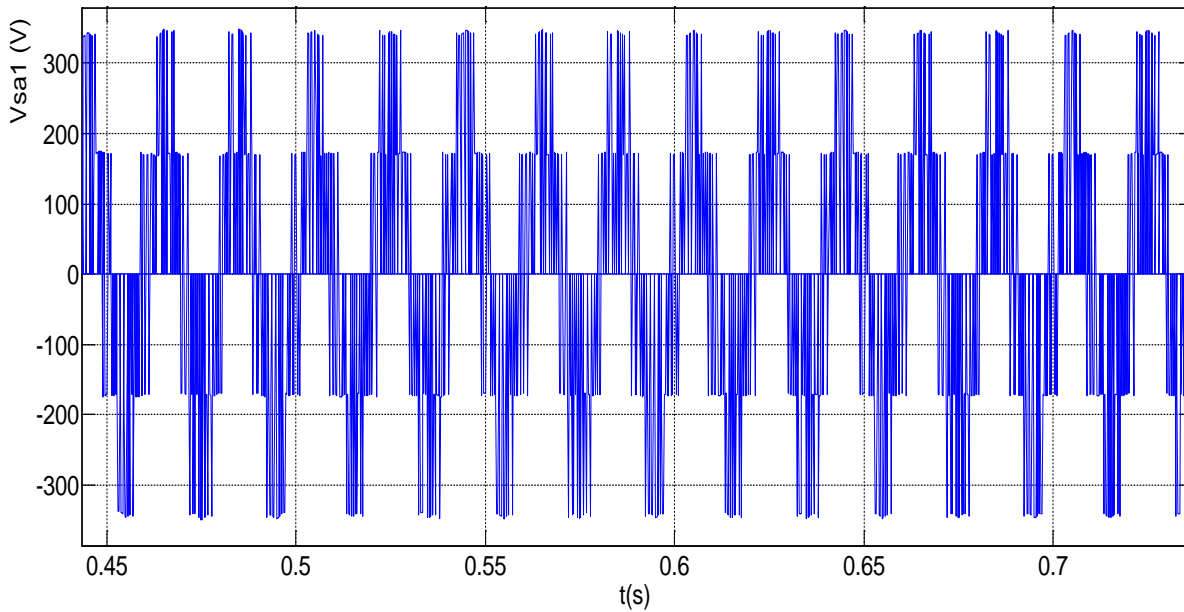


Figure III.4 : Tensions Statoriques v_{sa1} .

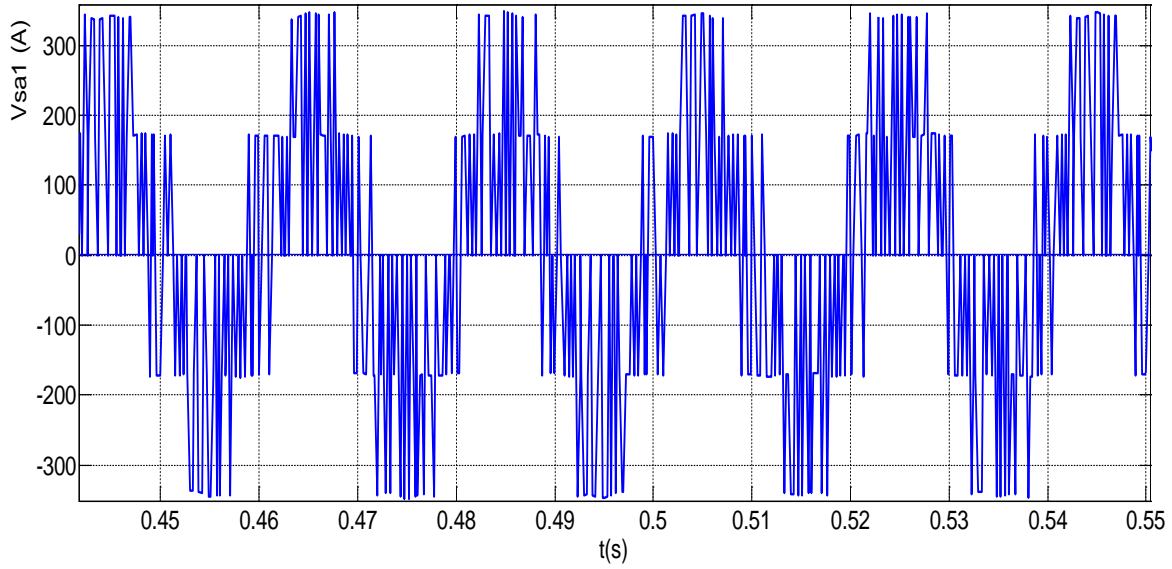


Figure III.5 : zoom sur la Tensions Statoriques v_{sa1} .

III.5.1. Résultat de simulation de l'association masde-convertisseur

➤ Fonctionnement à vide :

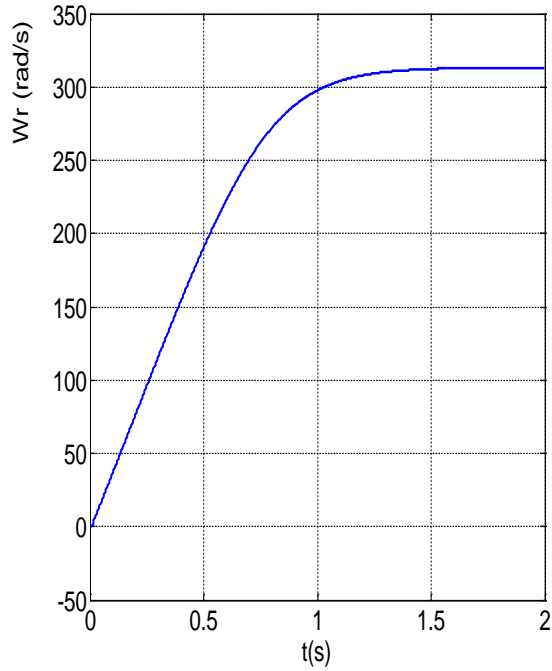


Figure III.6 : La vitesse de rotation.

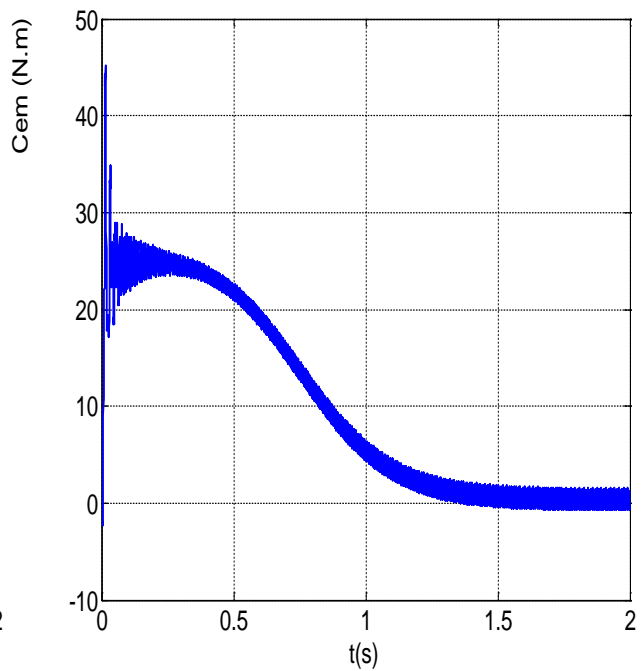


Figure III.7 : Le couple électromagnétique.

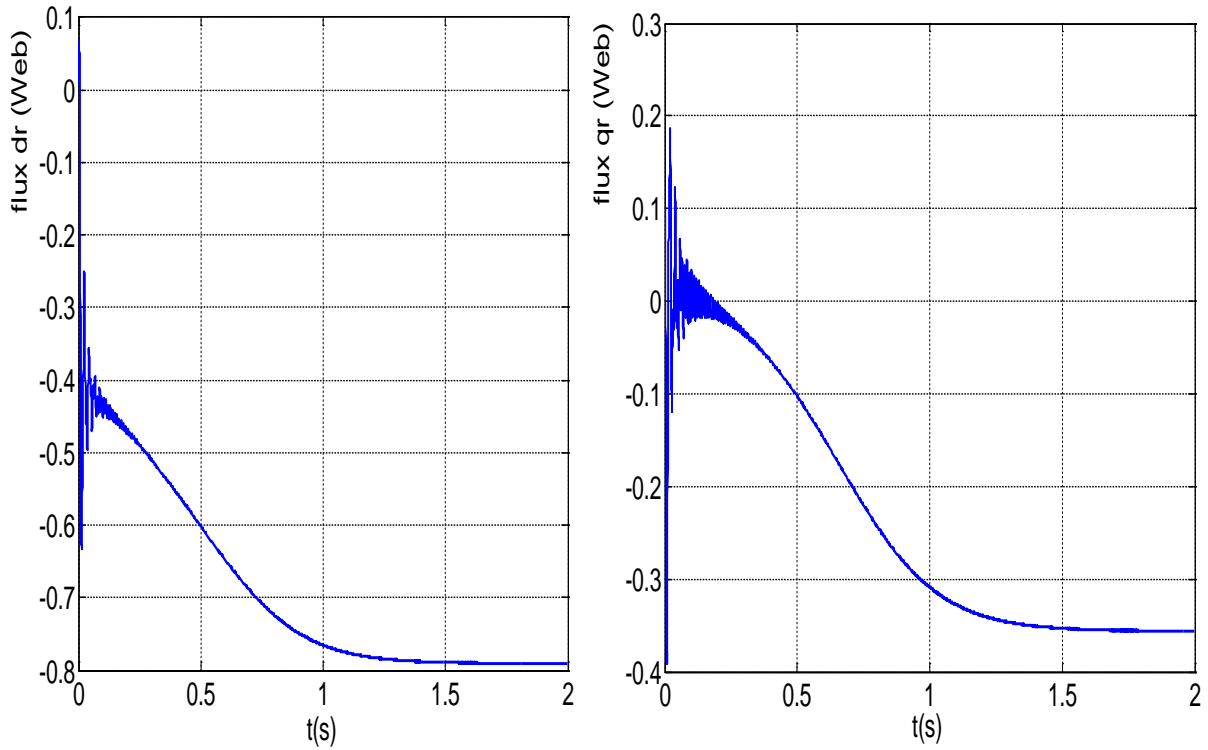


Figure III.8 : Les flux rotoriques (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}).

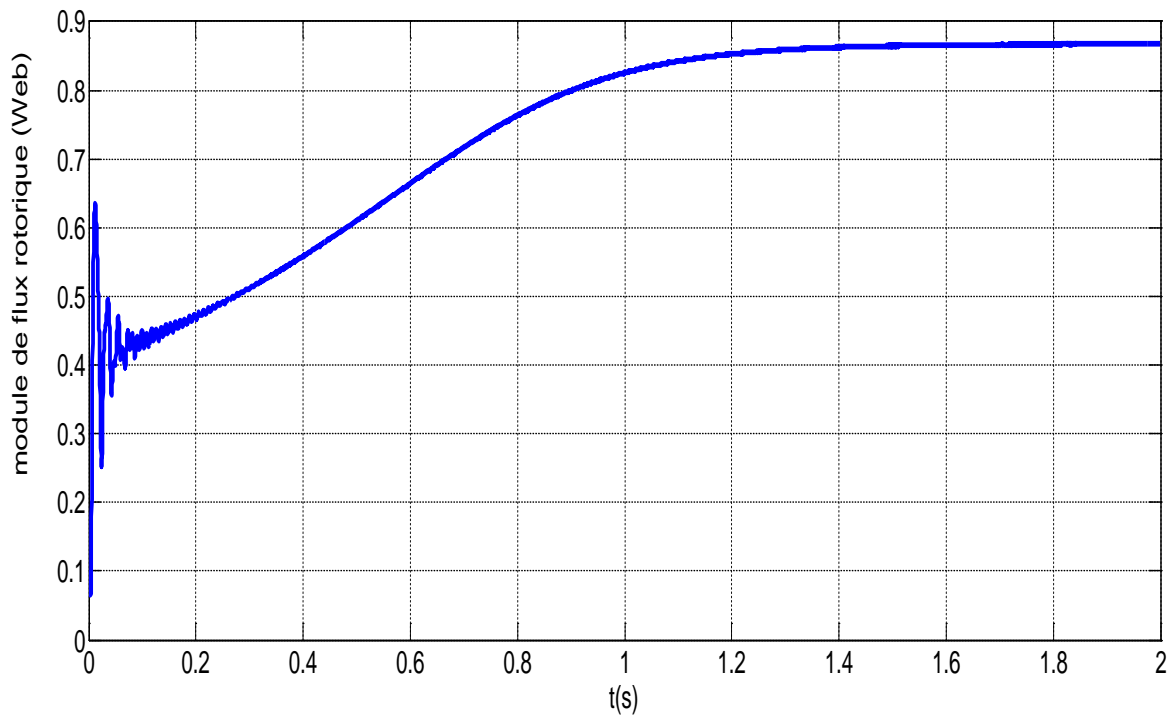


Figure III.9 : le module de flux rotoriques.

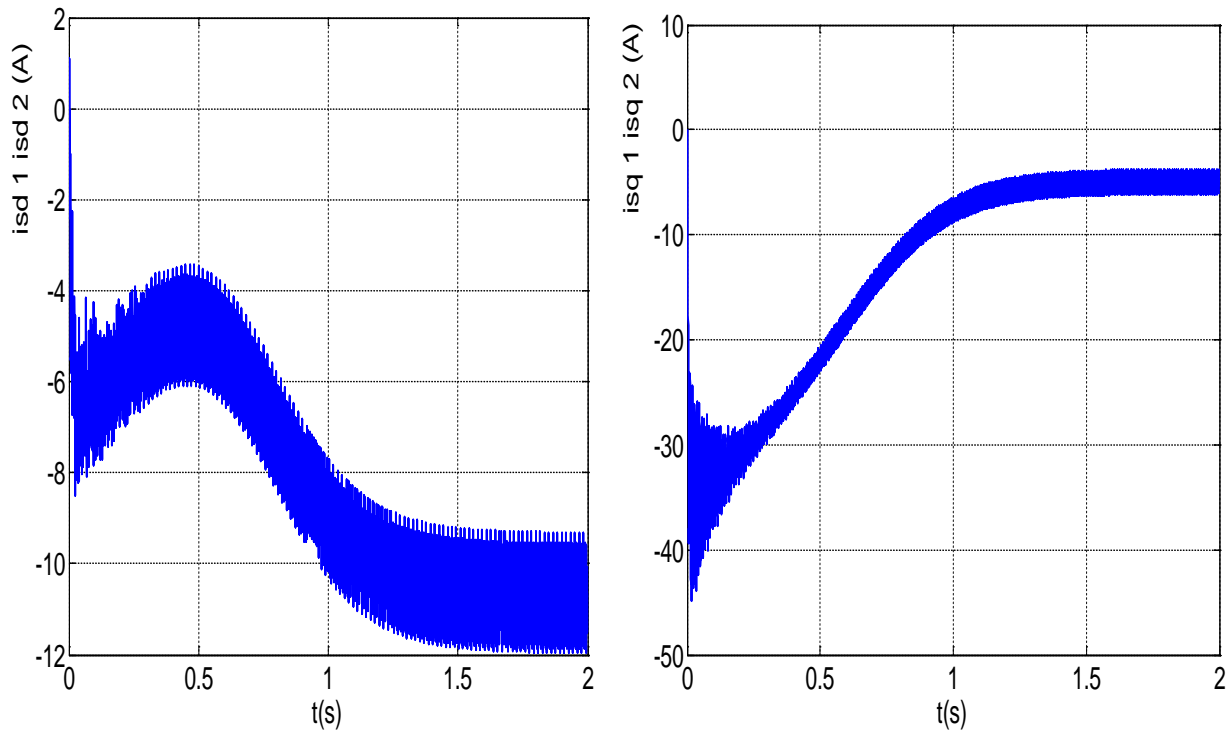


Figure III.10 : Les courants statorique (i_{ds1} , i_{ds2} , i_{qs1} , i_{qs2}).

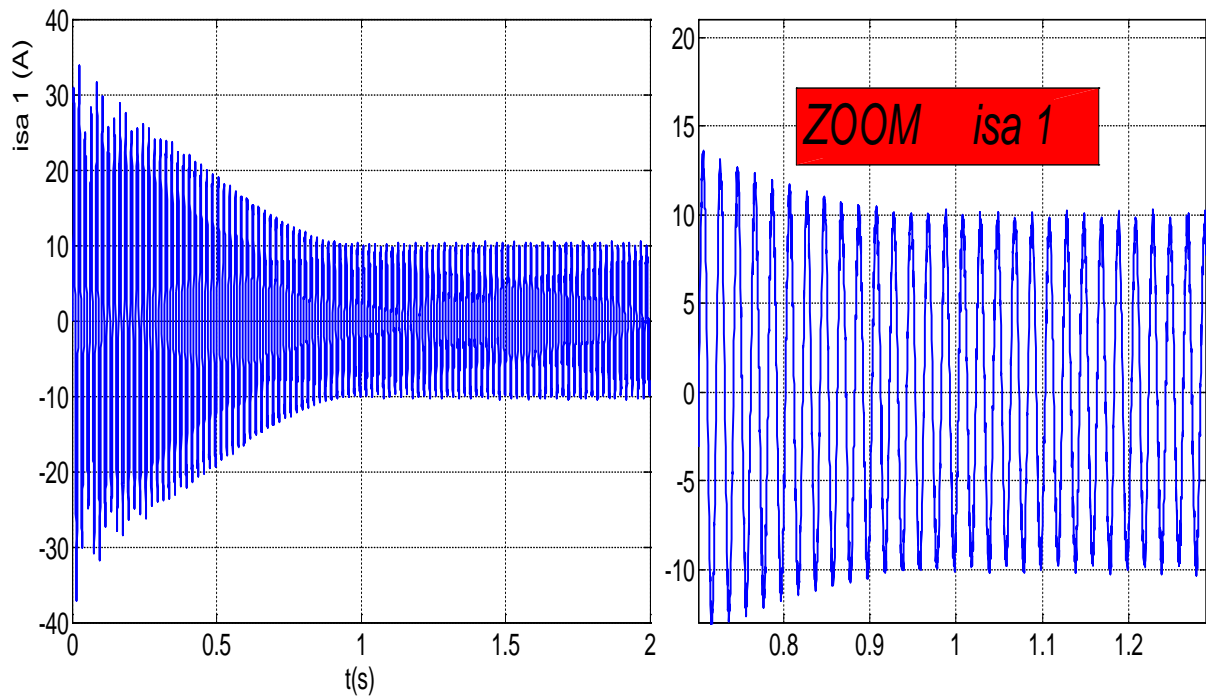


Figure III.11 : Courant statorique i_{sa1} .

➤ **Fonctionnement en charge**

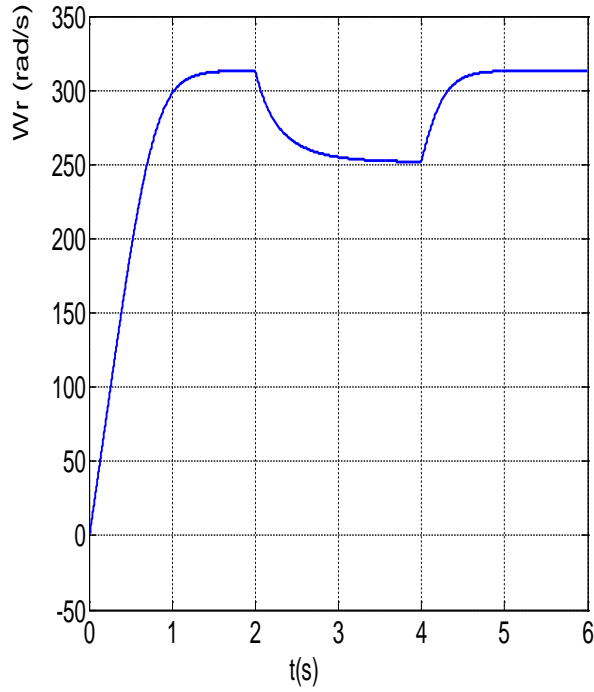


Figure III.12 : La vitesse de rotation.

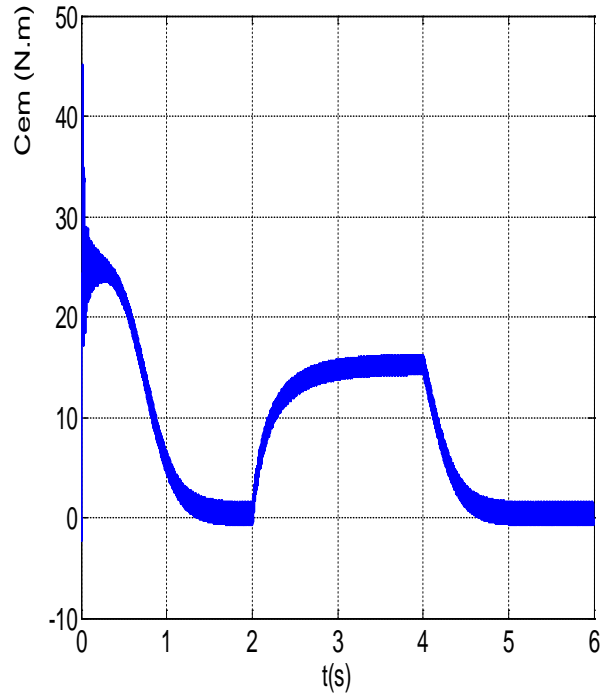


Figure II.13 : Le couple électromagnétique.

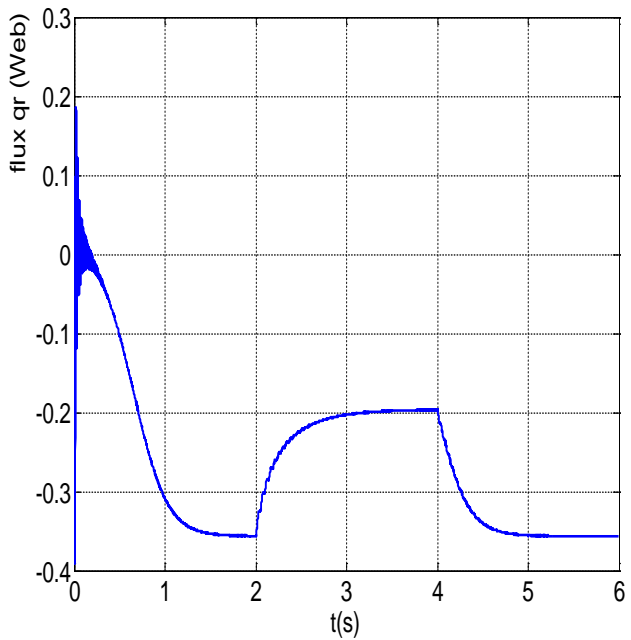
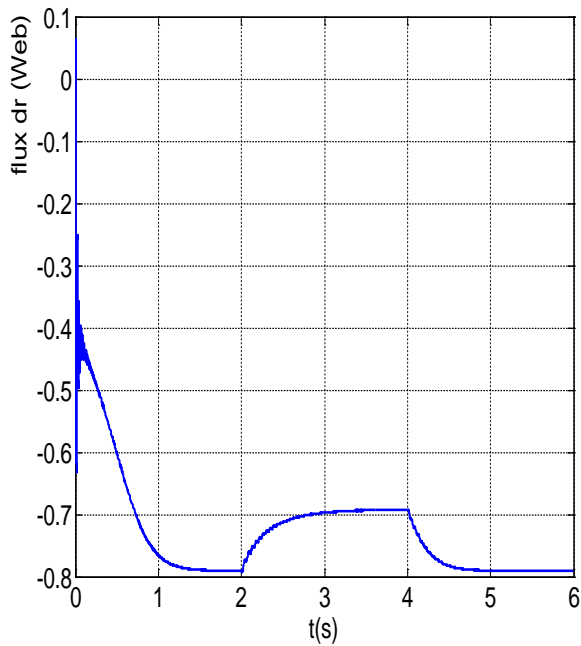


Figure II.14 : Les flux rotoriques (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}).

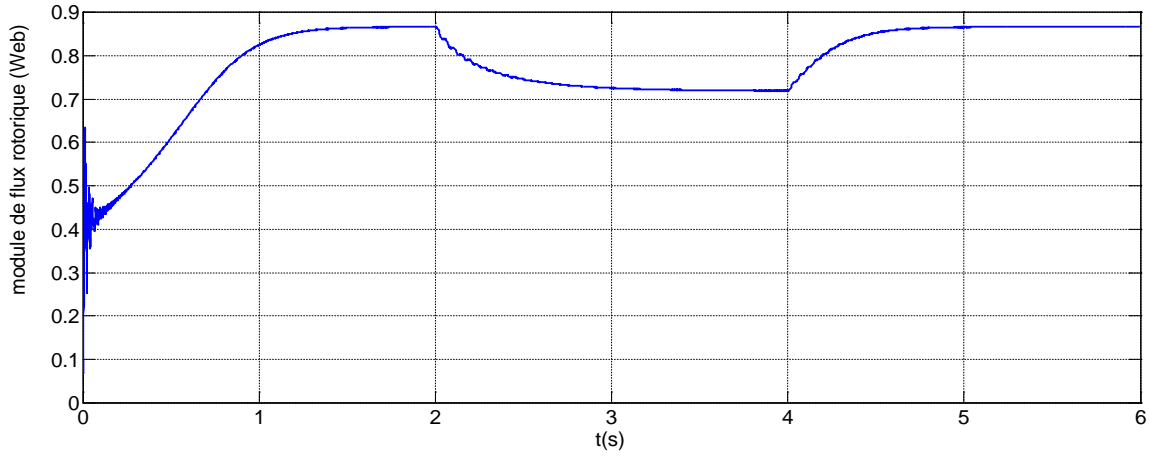


Figure III.15 : le module de flux rotoriques .

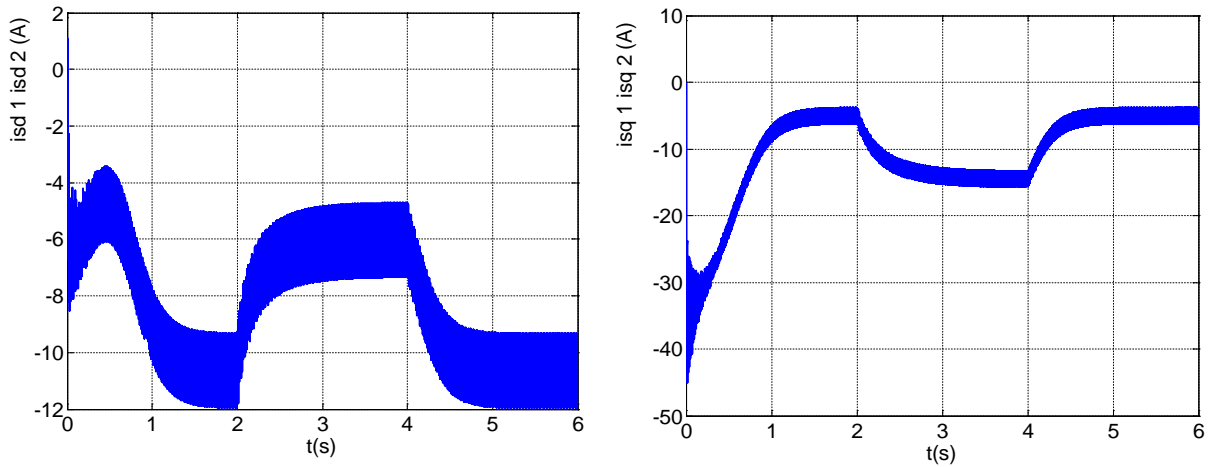


Figure III.16 : Les courants statorique (i_{ds1} i_{ds2} , i_{qs1} , i_{qs2}).

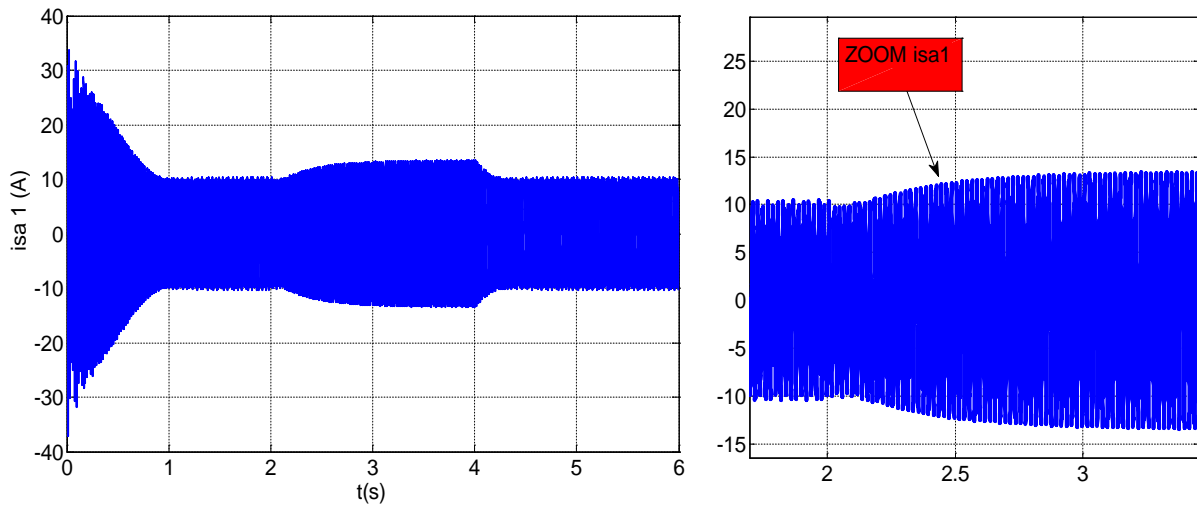


Figure III.17 : Courant statorique i_{sa1} .

III.5.2. Interprétations des résultats

La simulation est effectuée pour un décalage angulaire $\alpha = 30^\circ$.

Les figures [III.6] jusqu'à [III.11] représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à commande M.L.I sinus-triangle, pour un fonctionnement à vide, les figures [III .12] jusqu'à la figure [III.17] représente l'application d'une charge ($C_r = 14\text{N.m}$) à $t = [2, 4]$ s.

Les résultats de simulation présentent l'apparence des ondulations au niveau du courant i_{sa1} , du couple électromagnétique, des courants des axes i_{ds1} et i_{qs1} et au niveau des flux rotoriques d'axes d et q ϕ_{dr} et ϕ_{qr} . Ces ondulations sont dues à la présence des onduleurs de tension.

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons alimenté notre machine par deux onduleurs de tension commandés par la stratégie de MLI.

Les résultats de simulation numérique de l'association de la machine asynchrone double étoile avec l'onduleur montrent l'apparence des ondulations au niveau de couple et des courant, ces perturbations dues principalement au convertisseur.

D'autre par l'influence de la charge sur le comportement de la machine spécialement la dégradation de la vitesse de rotation impose la nécessité de contrôler la machine pour cela on propose au prochain chapitre l'application de la commande par orientation de flux rotorique a la machine asynchrone double étoile.

Chapitre IV

Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile

IV.1 Introduction

La commande vectorielle a été initialement introduite par Blascke en 1972. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancées 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 [19]. Dans le présent chapitre, nous allons appliquer la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sur la MASDE. 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, et nous irons enfin commenter les performances apportées par ce type de réglage après l'obtention et l'illustration des résultats de simulation [19].

IV.2. Principe de la commande vectorielle

La difficulté pour commander une machine asynchrone à double étoile réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables internes de la machine comme le flux, le couple, la vitesse ou la position. En 1971, BLASCHKE a proposé une nouvelle théorie de commande par flux orienté qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu où le couple et le flux sont contrôlés indépendamment l'un par rapport à l'autre (Figure IV.1) [8], [9].

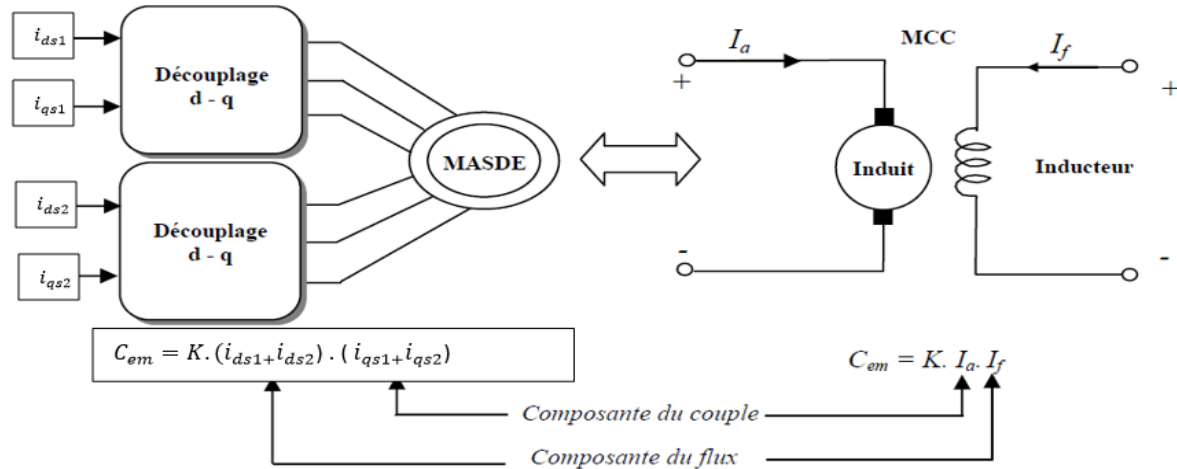


Figure IV.1 : Principe de la commande vectorielle.

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

Lors de la modélisation de la machine asynchrone à double étoile dans un référentiel lié au champ tournant, le référentiel d-q et les champs statorique, rotorique et d’entrefer de la machine tournent à la même vitesse. L’orientation d’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 à une forme similaire à celle de la machine à courant continu [23] [24] [25].

IV.3. 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) [1] [26].

- Orientation du flux rotorique : $\phi_{dr} = \phi_r ; \phi_{qr} = 0$.
- Orientation du flux statorique : $\phi_{ds1} + \phi_{ds2} = \phi_s ; \phi_{qs1} + \phi_{qs2} = 0$.
- Orientation du flux magnétisant : $\phi_{md1} + \phi_{md2} = \phi_m, \phi_{mq1} + \phi_{mq2} = 0$.

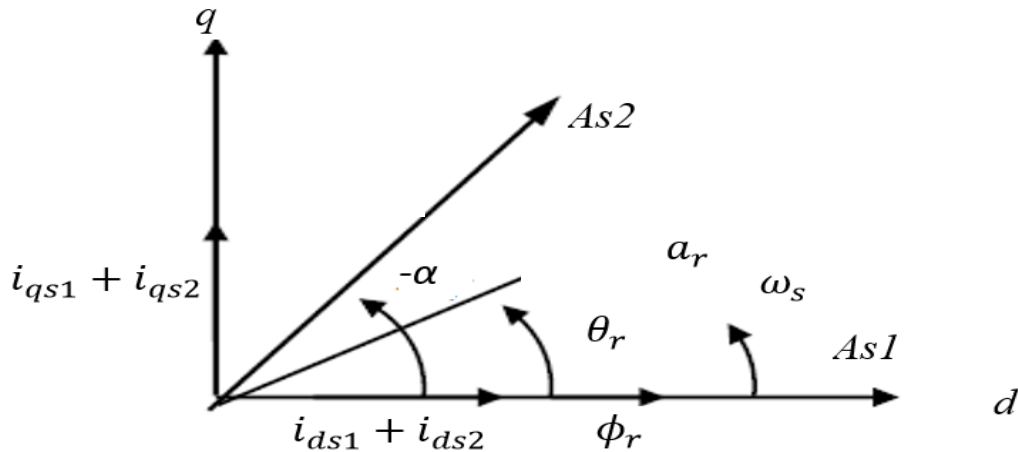


Figure IV.2 : Position du référentiel par rapport au flux rotorique.

Le flux représenté à la figure (IV.2) peut être le flux rotorique, statorique ou magnétisant. Dans notre cas, on a choisi un référentiel d - q de telle sorte que l'axe direct d coïncide avec le vecteur du flux rotorique ϕ_r . On a alors :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

IV.4. commande vectorielle avec orientation du flux rotorique

IV.4.1. Modèle de la machine

En partant du système (II.37) et on posant ($\phi_{dr} = \phi_r$ et $\phi_{qr} = 0$), on trouve :

$$\begin{aligned} v_{ds1} &= R_{s1} i_{ds1} + \frac{d\phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \phi_{qs1} \\ v_{ds2} &= R_{s2} i_{ds2} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \phi_{qs2} \\ v_{qs1} &= R_{s1} i_{qs1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt} + \omega_s \phi_{ds1} \\ v_{qs2} &= R_{s2} i_{qs2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt} + \omega_s \phi_{ds2} \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\ 0 &= R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \phi_r \\ J \frac{d\omega_r}{dt} &= C_{em} - C_r - k_f \omega_r \\ C_{em} &= p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_r] \end{aligned} \quad (\text{IV.2})$$

Avec :

$$\begin{aligned}
\phi_{ds1} &= L_{s1} i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
\phi_{qs1} &= L_{s1} i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\
\phi_{ds2} &= L_{s2} i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
\phi_{qs2} &= L_{s2} i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\
\phi_r &= L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
0 &= L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})
\end{aligned} \tag{IV.1}$$

Alors :

$$\begin{aligned}
\phi_{ds1} &= \left(L_{s1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{ds1} + \left(\frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{ds2} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \phi_r \\
\phi_{ds2} &= \left(\frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{ds1} + \left(L_{s1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{ds2} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \phi_r \\
\phi_{qs1} &= \left(L_{s1} + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{qs1} + \left(\frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{qs2} \\
\phi_{qs2} &= \left(\frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{qs1} + \left(1 + \frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right) i_{qs2}
\end{aligned} \tag{IV.4}$$

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

$$i_{qr} = \frac{-L_m (i_{qs1} + i_{qs2})}{(L_m + L_r)}$$

En remplaçant dans le système (IV.2), on aura :

$$\begin{aligned}
v_{ds1} &= R_{s1} i_{ds1} + (L_{s1} + e) \frac{di_{ds1}}{dt} + d. \frac{di_{ds2}}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s [(L_{s1} + e) i_{qs1} + d. i_{qs1}] \\
v_{qs1} &= R_{s1} i_{qs1} + (L_{s1} + e) \frac{di_{qs1}}{dt} + d. \frac{di_{qs2}}{dt} + \omega_s [(L_{s1} + e) i_{ds1} + d. i_{ds2} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \phi_r] \\
v_{ds2} &= R_{s2} i_{ds2} + \left[d. \frac{di_{ds1}}{dt} + (L_{s1} + e) \frac{di_{ds2}}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \frac{d\phi_r}{dt} \right] - \omega_s [d. i_{qs1} + (L_{s1} + e) i_{qs2}] \\
v_{qs2} &= R_{s2} i_{qs2} + \left[d. \frac{di_{qs1}}{dt} + (L_{s1} + e) \frac{di_{qs2}}{dt} \right] + \omega_s [d. i_{ds1} + (L_{s1} + e) i_{ds2} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r} \right) \phi_r] \\
\frac{d\phi_r}{dt} &= \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)} (i_{ds1} + i_{ds2}) - \frac{R_r}{(L_m + L_r)} \phi_r \\
(\omega_s - \omega_r) &= \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)} \frac{(i_{qs1} + i_{qs2})}{\phi_r}
\end{aligned} \tag{IV.5}$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \omega_r$$

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_r]$$

$$\text{Avec : } e = \left(\frac{L_m L_r}{L_m + L_r} \right)$$

Les équations (IV.5) montrent qu'on peut agir indépendamment sur le flux rotorique ϕ_r et le couple électromagnétique C_{em} par l'intermédiaire respectivement des composantes $i_{ds1} + i_{ds2}$ et $i_{qs1} + i_{qs2}$ des courants statorique.

Afin d'assurer un contrôle du couple et de pouvoir fournir à tout instant un couple maximal, le flux ϕ_r est maintenu à sa valeur nominale. Par contre les équations des tensions $v_{ds1}, v_{ds2}, v_{qs1}$ et v_{qs2} montrent un découplage indésirable, ce qui nécessite l'utilisation d'un circuit de découplage lors de l'implantation de la commande.

Le flux rotorique ϕ_r est maintenu constant à sa valeur nominale ϕ_{rn} car on a pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine.

En tenant compte que ϕ_r est maintenu constant à sa valeur nominale ϕ_{rn} et à partir des systèmes (IV.2) et (II.4) on aura :

$$\begin{aligned}
 \frac{\phi_r}{L_m} - \left(\frac{L_m L_r}{L_m} \right) i_{dr} - i_{ds2} &= i_{ds1} \\
 \frac{\phi_r}{L_m} - \left(\frac{L_m L_r}{L_m} \right) i_{dr} - i_{ds1} &= i_{ds2} \\
 - \left(\frac{L_m L_r}{L_m} \right) i_{qr} - i_{qs2} &= i_{qs1} \\
 - \left(\frac{L_m L_r}{L_m} \right) i_{qr} - i_{qs1} &= i_{qs2} \\
 i_{dr} &= - \frac{d}{dt} \frac{\phi_r}{R_r}, \\
 i_{qr} &= - \frac{(\omega_s - \omega_r)}{R_r} \phi_r
 \end{aligned} \tag{IV.6}$$

En dérivant ce système d'équation par rapport au temps on aura :

$$\begin{aligned}
 \frac{1}{L_m} \frac{d\phi_r}{dt} - \left(\frac{L_m L_r}{L_m} \right) \frac{di_{dr}}{dt} - \frac{di_{ds2}}{dt} &= \frac{di_{ds1}}{dt} \\
 \frac{1}{L_m} \frac{d\phi_r}{dt} - \left(\frac{L_m L_r}{L_m} \right) \frac{di_{dr}}{dt} - \frac{di_{ds1}}{dt} &= \frac{di_{ds2}}{dt} \\
 - \left(\frac{L_m L_r}{L_m} \right) \frac{di_{qr}}{dt} - \frac{di_{qs2}}{dt} &= \frac{di_{qs1}}{dt} \\
 - \left(\frac{L_m L_r}{L_m} \right) \frac{di_{qr}}{dt} - \frac{di_{qs1}}{dt} &= \frac{di_{qs2}}{dt} \\
 \frac{di_{dr}}{dt} &= - \frac{1}{R_r} \frac{d^2 \phi_r}{dt^2} \\
 \frac{di_{qr}}{dt} &= - \frac{(\omega_s - \omega_r)}{R_r} \frac{d\phi_r}{dt}
 \end{aligned} \tag{IV.7}$$

Au régime établi nous avons : $\frac{d\phi_r}{dt} = 0$ et $\frac{d^2 \phi_r}{dt^2} = 0$ car $\phi_r = \phi_{rn}$ alors le système (II.7) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} -\frac{di_{ds2}}{dt} = \frac{di_{ds1}}{dt} \\ -\frac{di_{ds1}}{dt} = \frac{di_{ds2}}{dt} \\ -\frac{di_{qs2}}{dt} = \frac{di_{qs1}}{dt} \\ -\frac{di_{qs1}}{dt} = \frac{di_{qs2}}{dt} \end{array} \right. \quad (IV.8)$$

A partir du système (II.8) le système (II.5) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + L_s \frac{di_{ds1}}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r}\right) \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s [(L_s + e) i_{qs1} + d. i_{qs2}] \\ v_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + L_s \frac{di_{qs1}}{dt} + \omega_s [(L_s + e) i_{ds1} + d. i_{ds2} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r}\right) \phi_r] \\ v_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + L_s \frac{di_{ds2}}{dt} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r}\right) \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s [d. i_{qs1} + (L_s + e) i_{qs2}] \\ v_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + L_s \frac{di_{qs2}}{dt} + \omega_s [d. i_{ds1} + (L_s + e) i_{ds2} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r}\right) \phi_r] \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)} (i_{ds1} + i_{ds2}) - \frac{R_r}{(L_m + L_r)} \phi_r \\ (\omega_s - \omega_r) = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)} \frac{(i_{qs1} + i_{qs2})}{\phi_r} \\ J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \omega_r \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_r] \end{array} \right. \quad (IV.9)$$

Avec : $L_s = L_{s1}$

IV.4.2. Stratégies de commande

Pour la réalisation de la commande vectorielle, il existe deux méthodes : la méthode directe et la méthode indirecte. Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence de la position et du module du flux [8].

IV.4.2.1. Méthode indirecte

Cette approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position [8] [9]. Elle élimine le besoin d'un capteur ou d'un estimateur ou d'un observateur de flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse. La phase du flux est alors déterminée en utilisant un modèle mathématique qui peut être intégré dans la structure de commande.

IV.4.2.2. Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase, et Celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué, il faut donc procéder à une série de mesures au sein du processus. Afin d’accéder au flux rotorique ϕ_r , deux procédés sont utilisés [21] :

- La mesure du flux dans l’entrefer de la machine à l’aide de capteurs, leurs inconvénients principaux réside dans le fait que ces capteurs du flux sont très fragiles et sensibles aux variations de température.
- L’estimation de flux à l’aide de modèles mathématiques. Le principe de cette méthode consiste à estimer la position du flux en se basant sur les équations qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone avec la commande vectorielle.

IV.4.3. Estimation du flux rotorique

Il consiste à résoudre les équations, d’où une dynamique dépendant de celle de la machine. L’obtention de ce flux nécessite l’utilisation de quatre capteurs électriques pour la mesure de i_{sa1} , i_{sa2} , i_{sb1} et i_{sb2} , valeurs instantanées des courants de ligne au niveau du stator de la machine. Il faut prévoir, également, des circuits assurant la transformation triphasée/diphasée, l’intégration des flux et le calcul de ϕ_r .

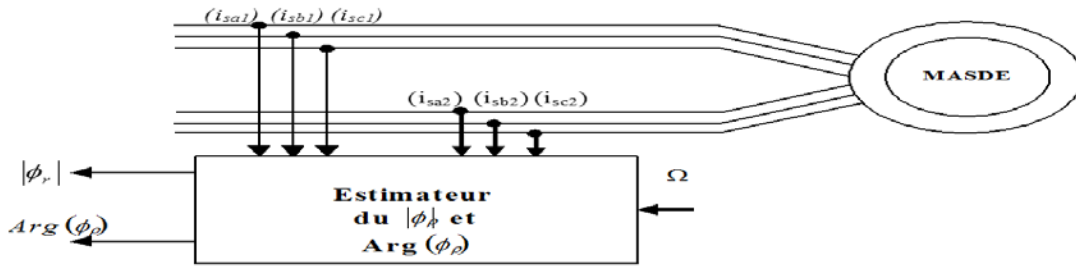


Figure IV.2 : Méthode de l’estimateur du flux.

Cela constitue une forme d’estimateur, utilisant les équations dans le modèle de Park suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{R_r}{(L_m + L_r)} \phi_r + \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)} (i_{ds1} + i_{ds2}) \\ \omega_{gl} = (\omega_s - \omega_r) = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)} \frac{(i_{qs1} + i_{qs2})}{\phi_r} \\ C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2}) \phi_r] \end{array} \right.$$

IV.5. Découplage par compensation

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie.

Nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent :

découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation. Nous présenterons ce dernier type de découplage [20] [22].

Définissons quatre nouvelles variables de commande $v_{ds1}^1 v_{qs1}^1 v_{ds2}^1 v_{qs2}^1$ telles que :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = v_{ds1}^1 - e_{ds1} \\ v_{qs1}^* = v_{qs1}^1 - e_{qs1} \\ v_{ds2}^* = v_{ds2}^1 - e_{ds2} \\ v_{qs2}^* = v_{qs2}^1 - e_{qs2} \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

Avec :

$$\begin{aligned} e_{ds1} &= -\omega_s [(L_s + d) i_{sq1} + d. i_{sq2}] \\ e_{qs1} &= \omega_s [(L_s + d) i_{sd1} + d. i_{sd2} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r}\right) \phi_r] \\ e_{ds2} &= -\omega_s [d. i_{sq1} + (L_s + d) i_{sq2}] \\ e_{qs2} &= \omega_s [d. i_{sd1} + (L_s + d) i_{sd2} + \left(\frac{L_m}{L_m + L_r}\right) \phi_r] \end{aligned} \quad (\text{IV.13})$$

Les tensions sont alors reconstituées à partir des tensions v_{ds1}^* , v_{ds2}^* , v_{qs1}^* et v_{qs2}^* sont alors reconstituées à partir des tensions $v_{ds1}^1 v_{qs1}^1 v_{ds2}^1 v_{qs2}^1$. Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel :

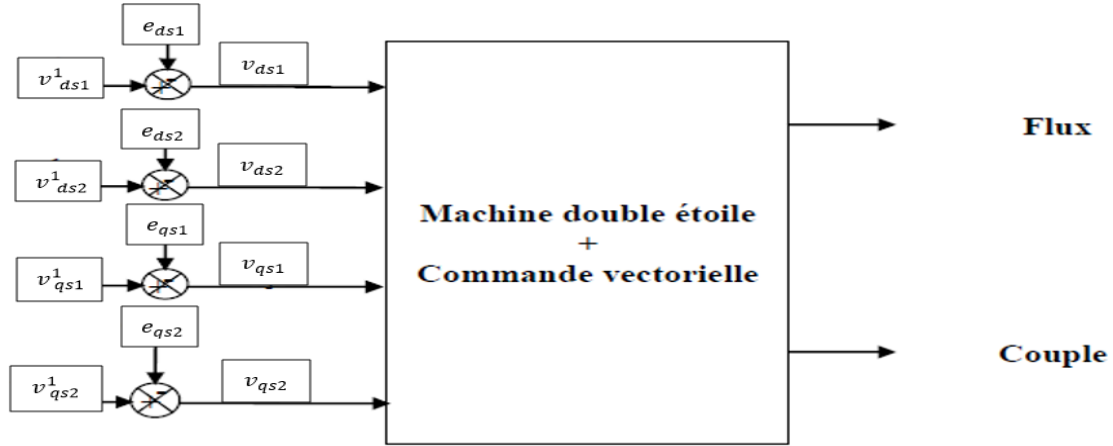


Figure IV.4 : Reconstitutions des tensions $v^*_{ds1}, v^*_{ds2}, v^*_{qs1}, v^*_{qs2}$.

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel Les actions sur les axes d et q sont découplées

$$\begin{cases} v^1_{ds1} = R_s i^*_{ds1} + L_s \frac{di^*_{ds1}}{dt} \\ v^1_{qs1} = R_s i^*_{qs1} + L_s \frac{di^*_{qs1}}{dt} \\ v^1_{ds2} = R_s i^*_{ds2} + L_s \frac{di^*_{ds2}}{dt} \\ v^1_{qs2} = R_s i^*_{qs2} + L_s \frac{di^*_{qs2}}{dt} \end{cases} \quad (IV.14)$$

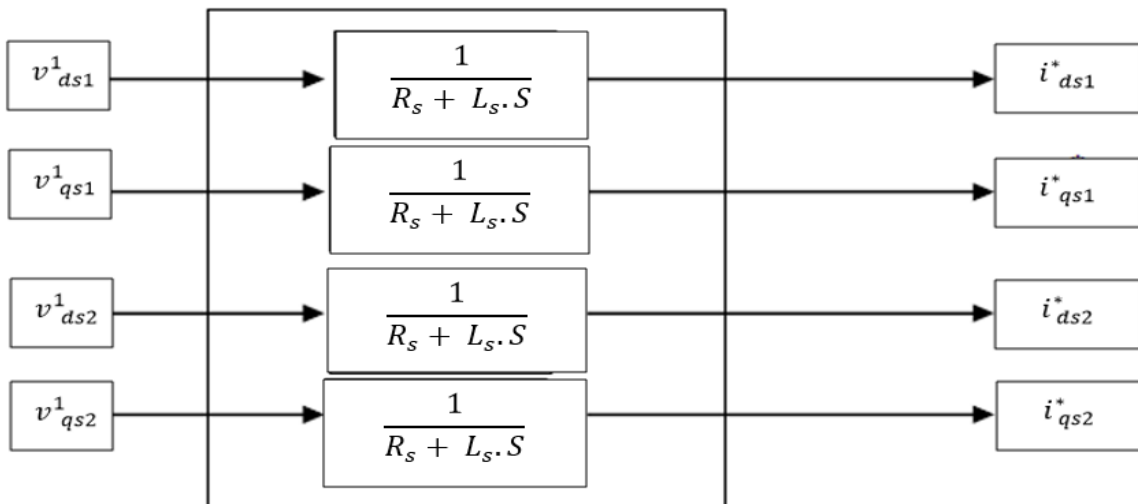


Figure IV.5 : Commande découplé – expression de $i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}$ et i_{qs2} .

$$\begin{aligned}
 v_{ds1}^1 &= [R_s + L_s \cdot S] \cdot i_{ds1}^* \\
 v_{qs1}^1 &= [R_s + L_s \cdot S] \cdot i_{qs1}^* \\
 v_{ds2}^1 &= [R_s + L_s \cdot S] \cdot i_{ds2}^* \\
 v_{qs2}^1 &= [R_s + L_s \cdot S] \cdot i_{qs2}^*
 \end{aligned}
 \tag{IV.15}$$

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

$$\begin{aligned}
 i_{ds1}^* &= i_{ds2}^* = \frac{i_{ds}^*}{2} \\
 i_{qs1}^* &= i_{qs2}^* = \frac{i_{qs}^*}{2}
 \end{aligned}
 \tag{IV.16}$$

Donc :

$$\begin{aligned}
 i_{ds1}^* &= i_{ds2}^* = \frac{i_{ds}^*}{2} = \frac{1+T_r S}{2 L_m} \phi_r^* \quad \text{Avec : } S = \frac{d}{dt} \text{ et } T_r = \frac{L_m + L_r}{R_r} \\
 i_{qs1}^* &= i_{qs2}^* = \frac{i_{qs}^*}{2} = \frac{L_m + L_r}{2 L_m \phi_r^*} C_{em}^*
 \end{aligned}
 \tag{IV.17}$$

IV.6. Commande à orientation du flux rotorique

Le schéma bloc de commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique est représenté par la figure (IV.6) :

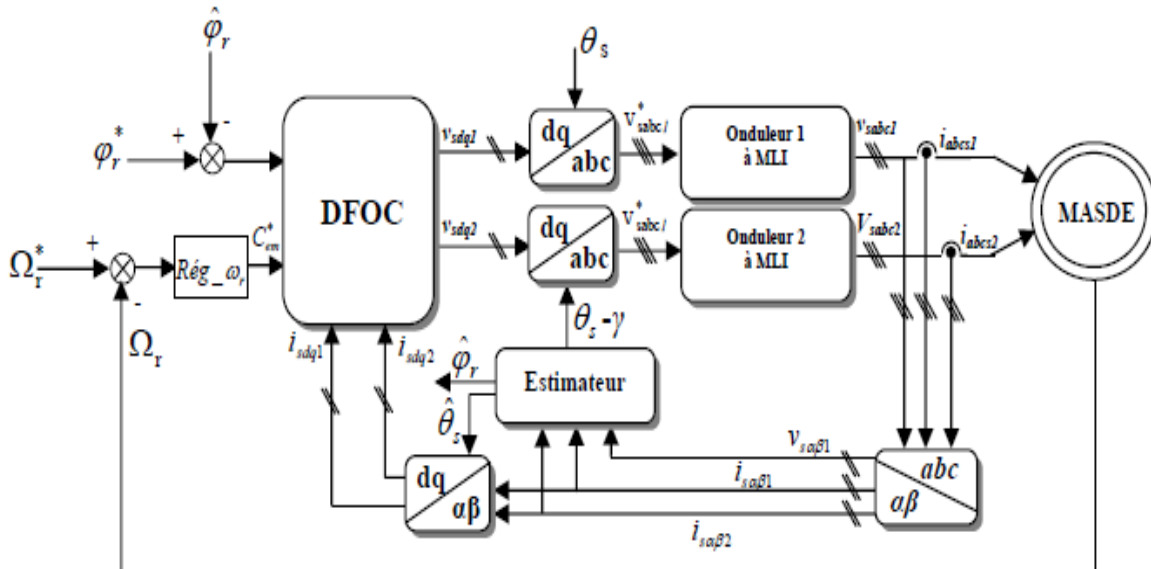


Figure IV.6 : Commande vectorielle direct à flux rotorique orienté de la MASDE [30].

IV.6.1. Calcul des régulateurs

Nous avons vu que le découplage entre les axes d et q nous permet d'étudier séparément les boucles de régulation du flux et du couple. Le calcul des régulateurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles [1] [8] [30] [31] [32].

IV.6.1.1. Régulateurs de courants

Pour le système de réglage, nous choisissons d'utiliser des correcteurs de type Proportionnel Intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de correcteur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle. Le calcul des correcteurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles.

D'après le système (IV.15), on a :

$$v_{ds1} = [R_s + L_s S] i_{ds1}$$

$$v_{ds2} = [R_s + L_s S] i_{ds2}$$

Donc :

$$i_{ds1} = \frac{v_{ds1}}{[R_s + L_s S]} \tag{IV.18}$$

$$i_{ds2} = \frac{v_{ds2}}{[R_s + L_s S]}$$

Les boucles de régulation des courants i_{ds1} et i_{ds2} sont représenté par la figure IV.7 suivante :

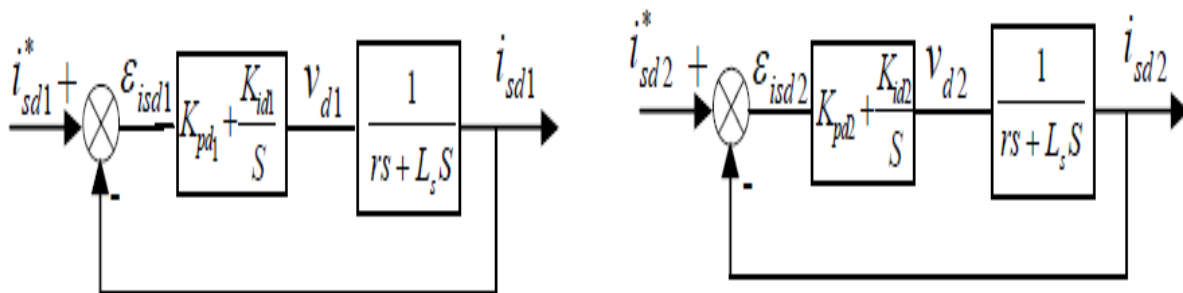


Figure IV.7 : Schéma fonctionnel des régulateurs des courants i_{ds1} et i_{ds2} .

L'expression mathématique des régulateurs $R\grave{e}g_{i_{ds1}}$ et $r\grave{e}g_{i_{ds2}}$ sont donnés par les relations suivantes :

$$R\grave{e}g_{i_{ds1}} = K_{pd1} + \frac{K_{id1}}{s} \quad (IV.19)$$

$$R\grave{e}g_{i_{ds2}} = K_{pd2} + \frac{K_{id2}}{s}$$

On a donc :

$$\begin{aligned} v_{ds1} &= (K_{pd1} + \frac{K_{id1}}{s}) \cdot (i_{ds1}^* - i_{ds1}) \\ v_{ds2} &= (K_{pd2} + \frac{K_{id2}}{s}) \cdot (i_{ds2}^* - i_{ds2}) \end{aligned} \quad (IV.20)$$

Les fonctions de transferts en boucle fermée sont :

$$\frac{i_{ds1}}{i_{ds1}^*} = \frac{\frac{K_{pd1} s + K_{id1}}{L_s}}{s^2 + \frac{(R_s + K_{pd1})}{L_s} s + \frac{K_{id1}}{L_s}} \quad (IV.21)$$

$$\frac{i_{ds2}}{i_{ds2}^*} = \frac{\frac{K_{pd2} s + K_{id2}}{L_s}}{s^2 + \frac{(R_s + K_{pd2})}{L_s} s + \frac{K_{id2}}{L_s}} \quad (IV.22)$$

Le dimensionnement des régulateurs est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles. Comme le polynôme caractéristique de l'équation (IV.21) ou (IV.22) est du deuxième ordre, nous imposant deux pôles à partie réelle négative.

Le dénominateur de la fonction de transfère de chaque régulateur est de la forme :

$$D(s) = s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2 \quad (IV.23)$$

Donc, nous obtenons les paramètres des régulateurs, en fonction de l'amortissement ξ et de la pulsation propre ω_0 .

Pour une erreur statique de 5%, le temps de réponse t_r d'un système est exprimé en fonction de ξ et ω_0 par :

$$t_{r,5\%} = \frac{5}{\xi\omega_0} \quad (IV.24)$$

L'amortissement est en générale choisie comme amortissement critique c'est à dire $\xi = 1$. Par identification entre les équations (IV.21) ou (IV.22) et (IV.23), nous obtenons les paramètres suivants du régulateur PI :

	K_{p_ids1}	K_{i_ids1}
Régulateur PI : $Rég_i_{ds1}$	$2\zeta\omega_0 L_s - R_s$	$\omega_0^2 L_s$

Tableau IV.1 : Paramètres du régulateur du courant i_{ds1} .

Les mêmes calculs effectués pour les régulateurs i_{ds2} , i_{qs1} et i_{qs2} :

	K_{p_ids2}	K_{i_ids2}
Régulateur PI : $Rég_i_{ds2}$	$2\zeta\omega_0 L_s - R_s$	$\omega_0^2 L_s$

Tableau IV.2 : Paramètres du régulateur du courant i_{ds2} .

	K_{p_iqs1}	K_{i_iqs1}
Régulateur PI : $Rég_i_{qs1}$	$2\zeta\omega_0 L_s - R_s$	$\omega_0^2 L_s$

Tableau IV.3 : Paramètres du régulateur du courant i_{qs1} .

	K_{p_iqs2}	K_{i_iqs2}
Régulateur PI : $Rég_i_{qs2}$	$2\zeta\omega_0 L_s - R_s$	$\omega_0^2 L_s$

Tableau IV.4 : Paramètres du régulateur du courant i_{qs2} .

IV.6.1.2. Régulateur de flux

Pour avoir un bon fonctionnement de la machine, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale. D'après la cinquième équation du système (IV.6), nous avons :

$$\phi_r = \frac{L_m}{(1+T_r S)} i_{ds}$$

Avec :

$$i_{ds} = 2 i_{ds1} = 2 i_{ds2}$$

Donc, on aura :

$$\frac{\phi_r}{i_{ds}} = \frac{L_m}{(1+T_r S)} \quad (IV.25)$$

Comme la dynamique du courant est plus rapide que la dynamique du flux, les courants i_{ds1}, i_{ds2} sont supposés déjà arrivés à ses valeur de références i_{ds1}^*, i_{ds2}^* D'où le schéma-bloc de la régulation du flux rotorique (Figure IV.8) :

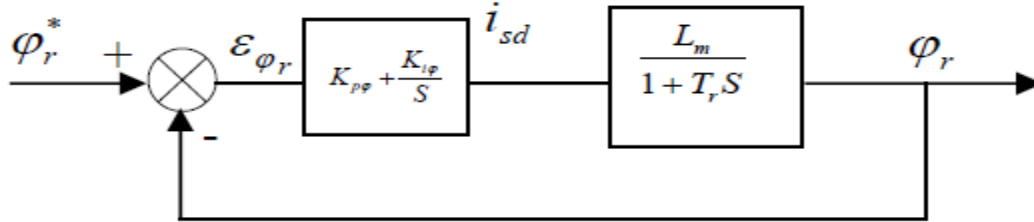


Figure IV.8 : Schéma fonctionnel du régulateur de flux ϕ_r .

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\phi_r(s)}{\phi_r^*(s)} = \frac{(K_{p\phi} s + K_{i\phi}) \frac{L_m}{T_r}}{s^2 + \frac{1}{T_r} (1 + L_m K_{p\phi}) s + \frac{L_m K_{i\phi}}{T_r}} \tag{IV.26}$$

De la même manière, pour dimensionner le régulateur, nous faisons appel au principe d'imposition des pôles. Les paramètres du régulateur seront :

	$K_{p_phi_r}$	$K_{i_phi_r}$
Régulateur PI : $Rég_phi_r$	$(2\zeta\omega_0 T_r - 1) / L_m$	$\omega_0^2 T_r / L_m$

Tableau IV.5 : Paramètres du régulateur du flux rotorique.

IV.6.1.3. Régulateur de vitesse

D'après l'équation mécanique de la machine asynchrone à double étoile, on a :

$$\frac{\omega_r}{c_{em}} = \frac{K_m}{(1 + T_m s)} \tag{IV.27}$$

Avec :

$$K_m = \frac{1}{K_f} \quad , \quad T_m = \frac{J}{K_f}$$

D'où le schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse :

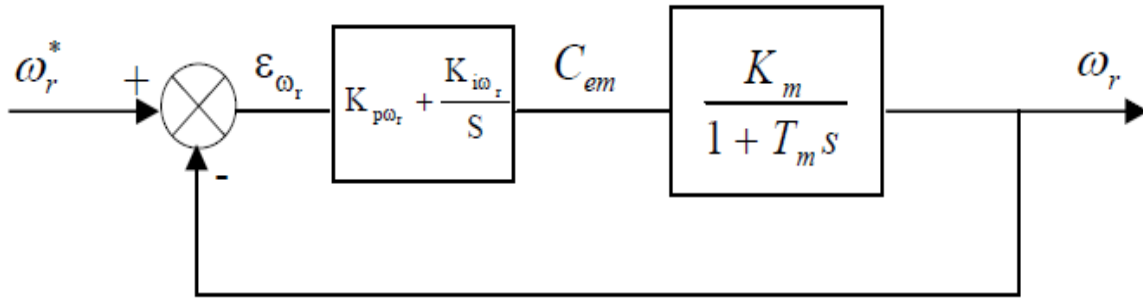


Figure IV.9 : Schéma bloc du régulateur PI de la vitesse ω_r .

La boucle la plus externe est la boucle de régulation de la vitesse (la grandeur ayant la dynamique la plus lente). Pour cette raison, les pôles imposés pour la boucle externe (boucle de vitesse) seront plus proches de l'origine du plan des racines par rapport aux pôles des boucles internes (boucles de flux et des courants) (figure IV.9).

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^*} = \frac{\frac{K_m \cdot K_{p\omega_r} \cdot s + K_m \cdot K_{i\omega_r}}{T_m}}{s^2 + \frac{(1 + K_m \cdot K_{p\omega_r})}{T_m} s + \frac{K_m \cdot K_{i\omega_r}}{T_m}} \tag{IV.28}$$

Par imposition des pôles en boucles fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur PI :

	$K_{p_ \omega_r}$	$K_{i_ \omega_r}$
Régulateur PI : Rég $_ \omega_r$	$(2\zeta\omega_0 T_m - 1) / K_m$	$\omega_0^2 T_m / K_m$

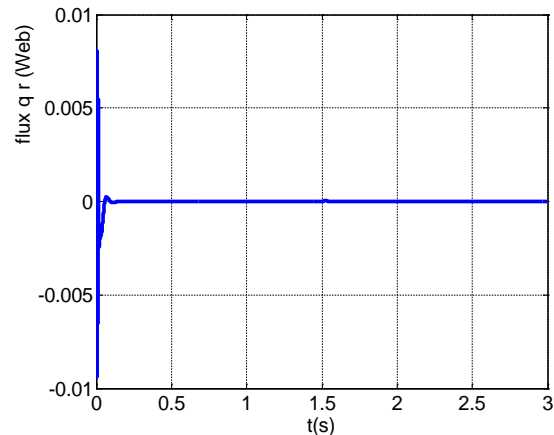
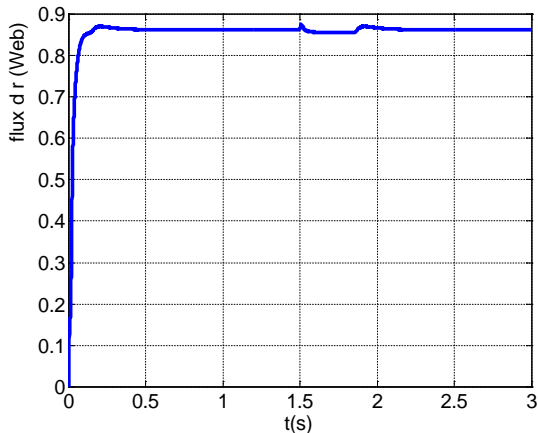
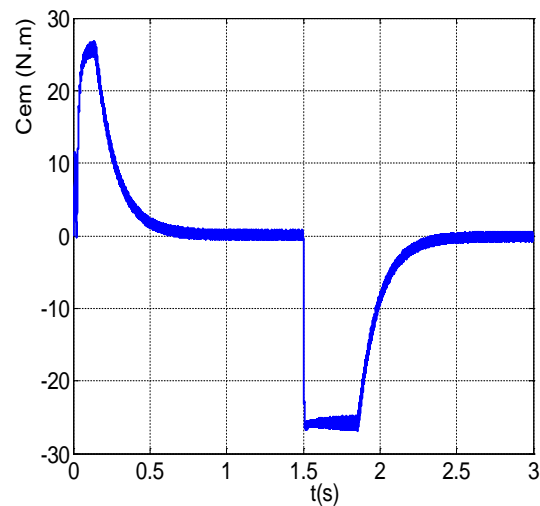
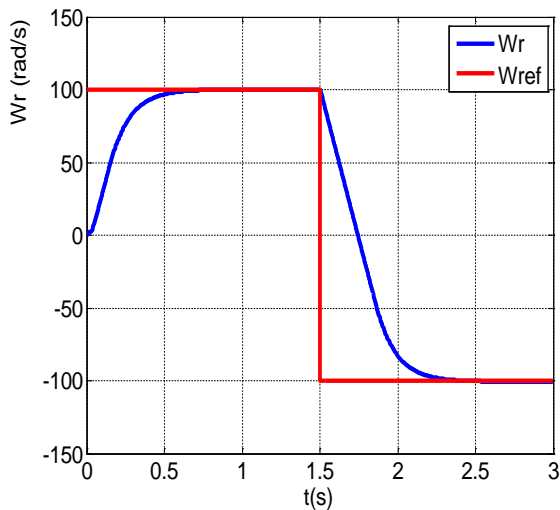
Tableau IV.6 : Paramètres du régulateur PI de la vitesse.

IV.7.Simulation et interprétation

Pour illustrer les performances de la commande nous avons simulé un démarrage à vide avec l'inversion du sens de rotation à t=1.5s. puis on a simulé la machine avec application d'une charge nominale de 15 N.m aux instants t=1s et t=2s,

Les Figures IV.10 et IV.11 illustrent ces résultats, et on peut voir que :

- Le couple électromagnétique présente un démarrage oscillatoire atteignant une valeur maximum de 26.8 Nm, puis s'annule, et suit ensuite la valeur du couple résistant nulle ; à l'inversion de sens de rotation, il atteint une valeur de -26.8 Nm.
- La composante en quadrature φ_{rq} du flux rotorique est nulle, et la composante directe φ_{rd} du flux rotorique est égale au flux rotorique qui suit bien sa valeur de référence à 0.87 Wb malgré la légère perturbation, lors de l'inversion du sens de rotation, qui est ensuite éliminée.
- La vitesse de rotation suit bien sa référence après un régime transitoire qui dure 0.7s, mais lors de l'application d'une charge, le rejet de perturbation dure environ 0.25s, ainsi que pour l'inversion du sens de rotation qui présente un léger dépassement.
- le courant dans une phase de la machine *isa1* reste limité à une amplitude acceptable pour les semi-conducteurs.



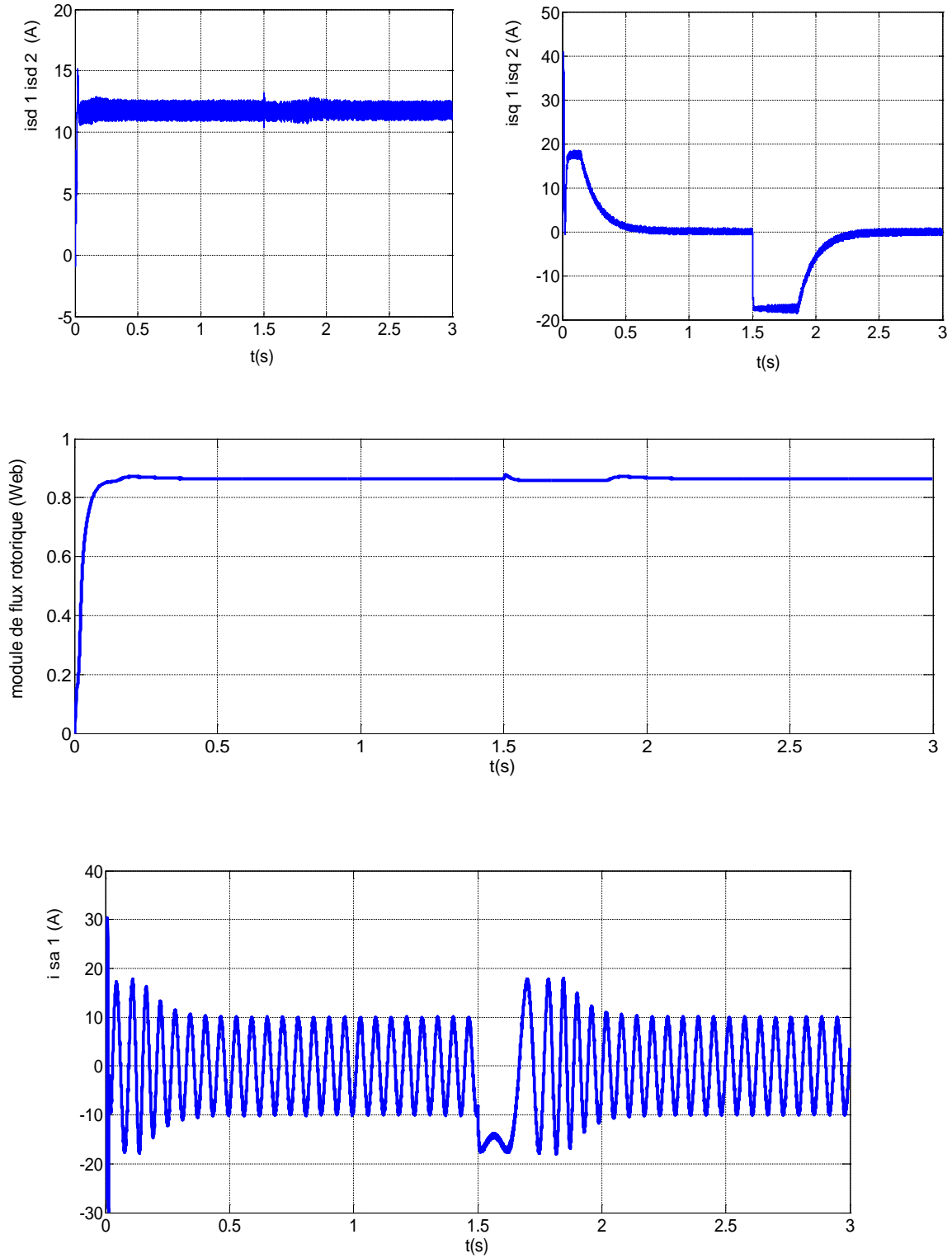
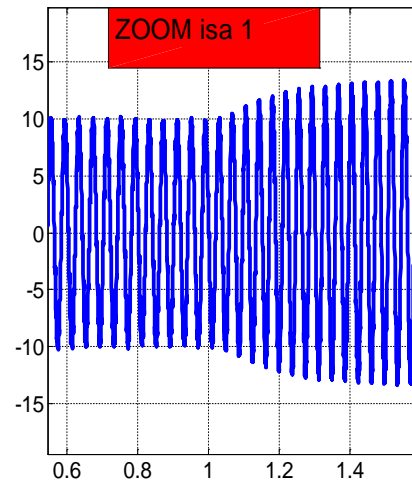
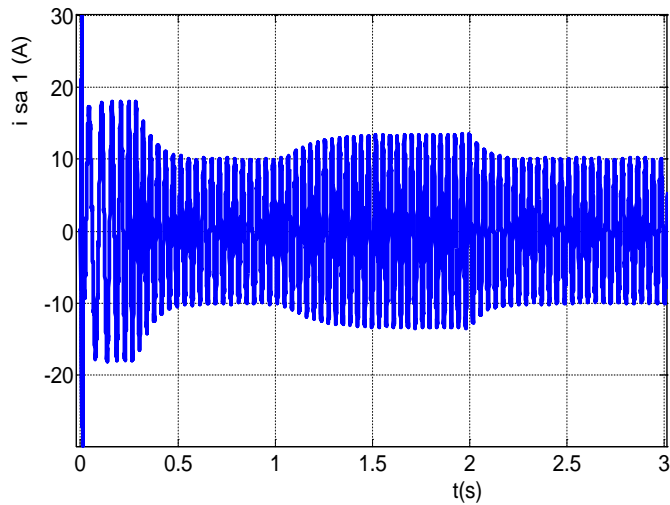
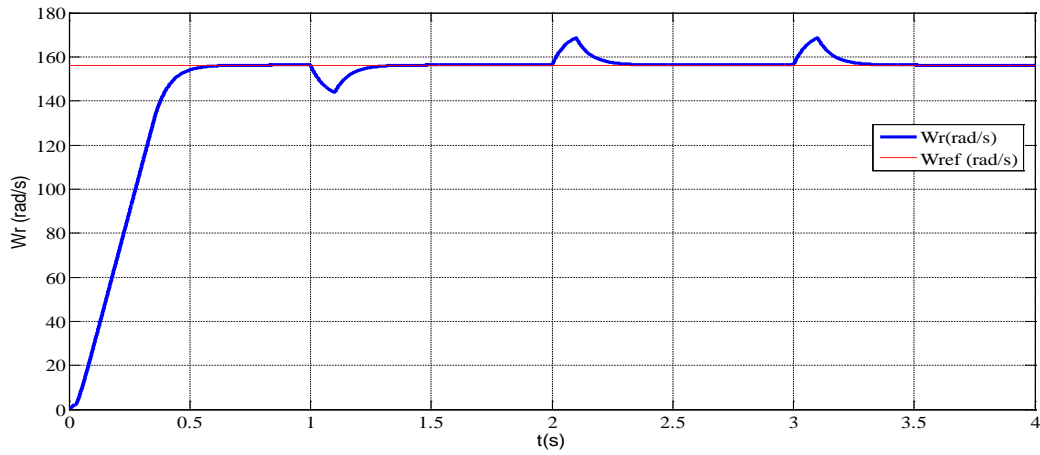
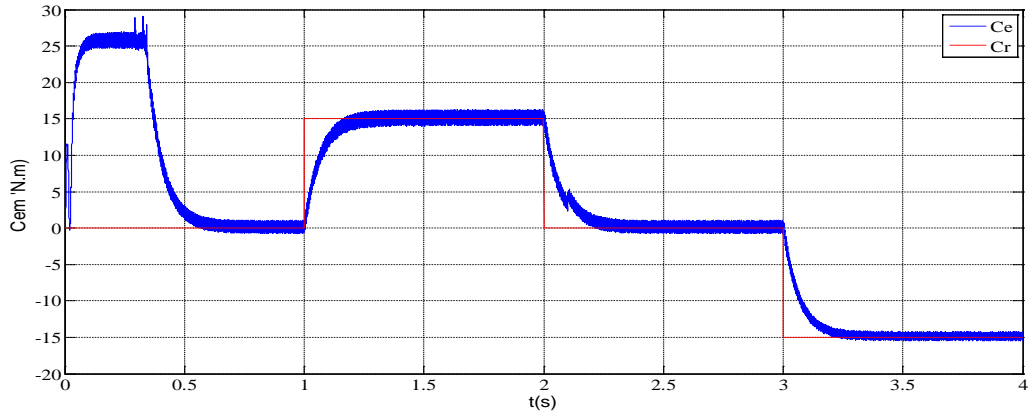


Figure IV.10 : performances de la commande directe par orientation du flux rotorique avec inversion de sens de rotation à $t=1.5$ s.



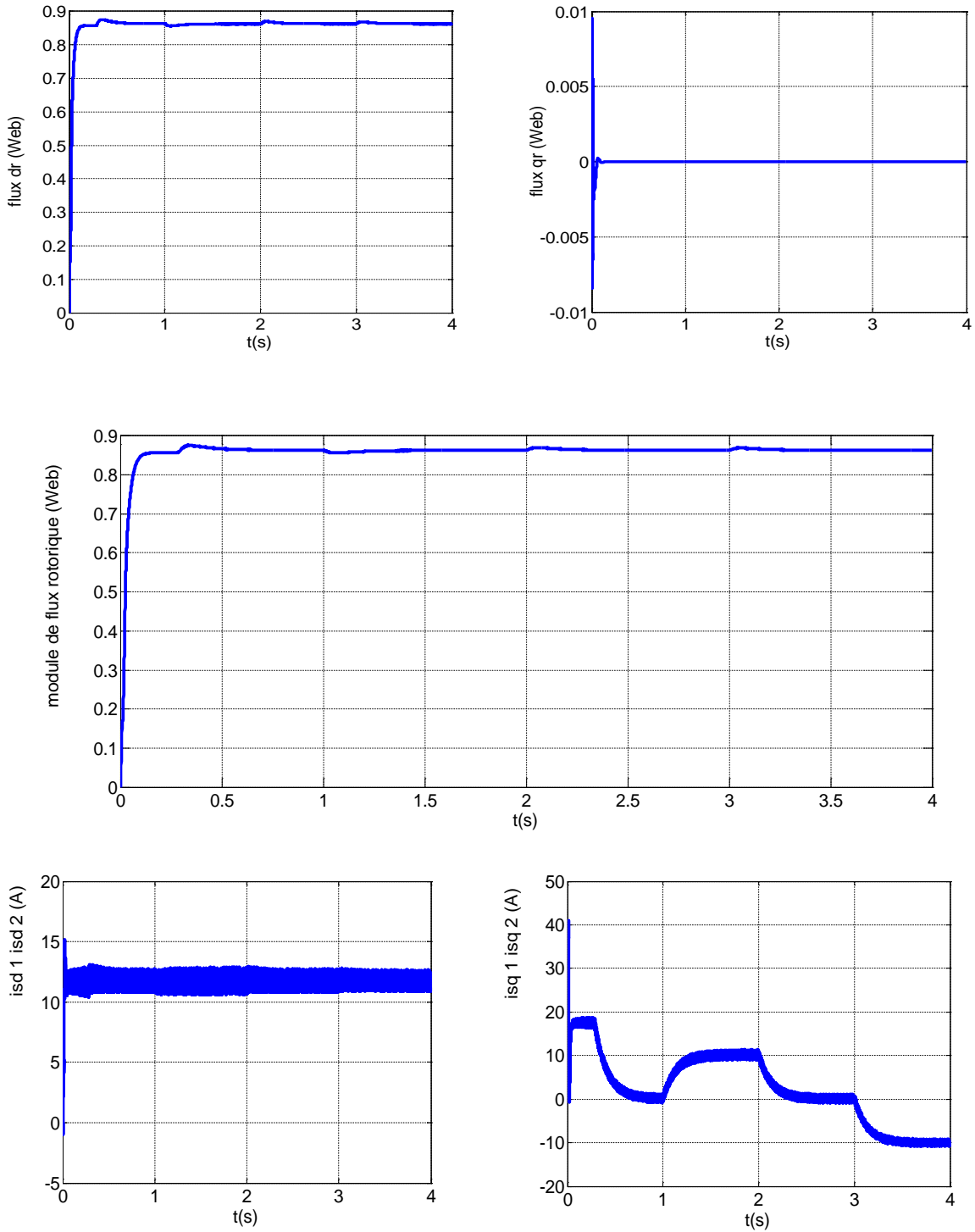


Figure IV.11 : Performance de la Commande directe par orientation du flux rotorique avec application d'un couple résistant ($C_r=15$ Nm) entre 1 et 2 s avec une vitesse de référence de 157 rad /s.

IV.7.1. Test de robustesse

L'identification paramétrique de la machine ne donne pas lieu à des valeurs exactes et définitives. En plus, ces valeurs (paramètres de la machine) sont souvent liées à l'état d'exploitation de la machine (échauffement, variation de la charge, saturation de circuits magnétiques, forme de l'entrefer, régime défluxé, ... etc.). Pour cela, nous avons pensé qu'il est plus judicieux de tester l'influence d'une éventuelle erreur de paramètres sur les performances de réglage de la vitesse et des flux rotoriques. En simulation, une approche de ces perturbations consiste à introduire dans le modèle de la machine des variations des paramètres telles que, la résistance rotorique, les résistances statoriques, et le moment d'inertie, alors que le système de commande utilise toujours les paramètres nominaux.

Dans cette section, la machine est commandée vectoriellement par orientation du flux rotorique et chargée à sa valeur nominale. Nous présentons donc les grandeurs les plus significatives : la vitesse de rotation, le couple électromagnétique et le courant de la phase et les deux composantes du flux rotorique.

Les figures (IV.12) et (IV.13) présentent les tests de robustesse relatifs aux variations des paramètres. Pour chaque essai, nous avons procédé à une augmentation de +50 % de la valeur nominale de chaque paramètre séparément. Comme nous pouvons le constater, la variation de la résistance rotorique (R_r) est vraiment gênante sur les flux rotoriques, alors que la variation des résistances statorique (R_{s1} , R_{s2}) n'est pas prise en compte par le système de commande, même si la machine sous contrôle n'est plus la machine qui est considérée par la commande.

A travers les figures **(IV.14)** nous constatons qu'une augmentation de +100% de la valeur du moment d'inertie (J) (au démarrage de la MASDE) a une influence remarquable sur les performances de réglage. En effet, nous remarquons une augmentation du temps de réponse en vitesse. Le flux rotorique est parfaitement orienté.

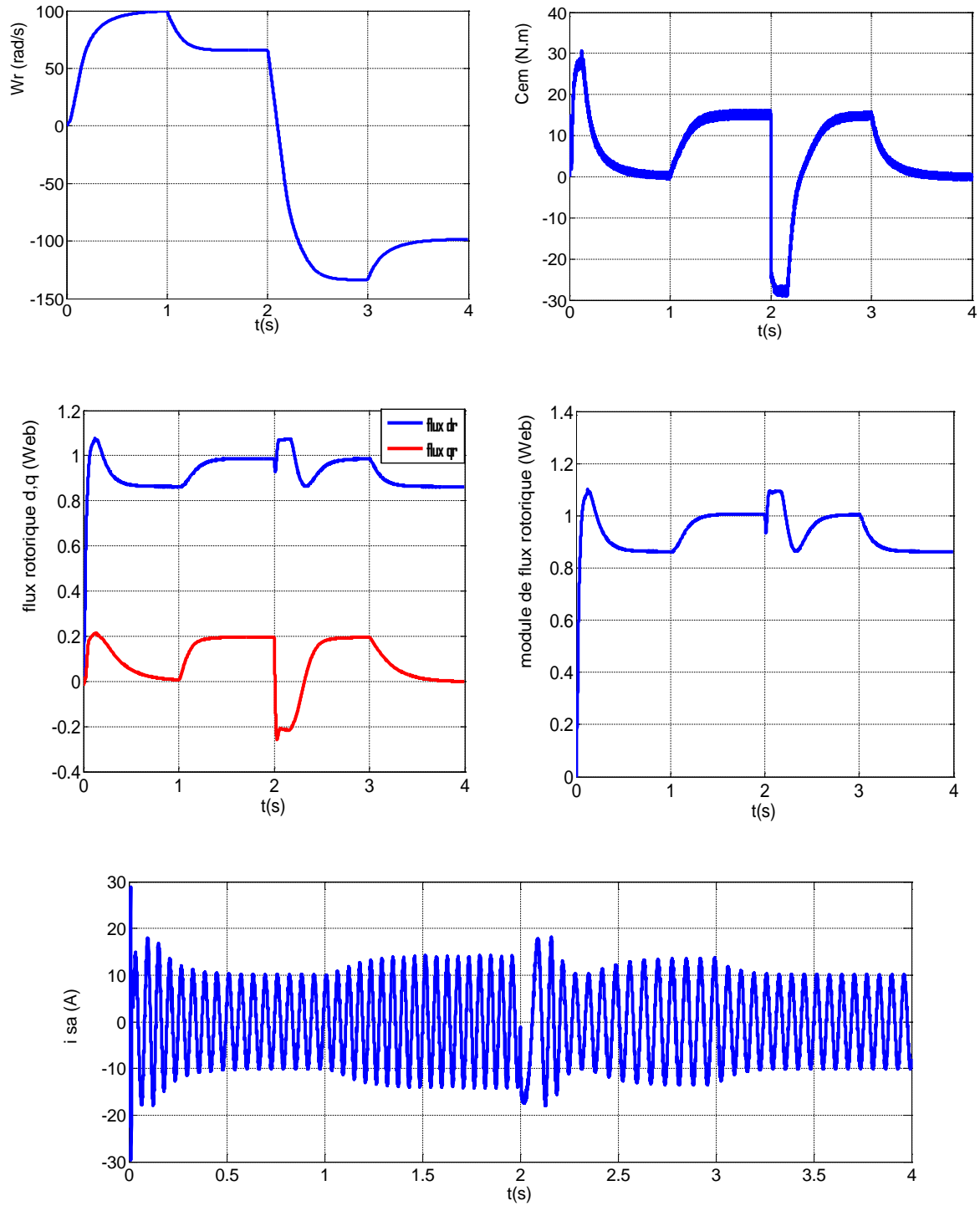


Figure IV.12 : Test de robustesse pour une variation de +50% de la résistance rotorique, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle directe.

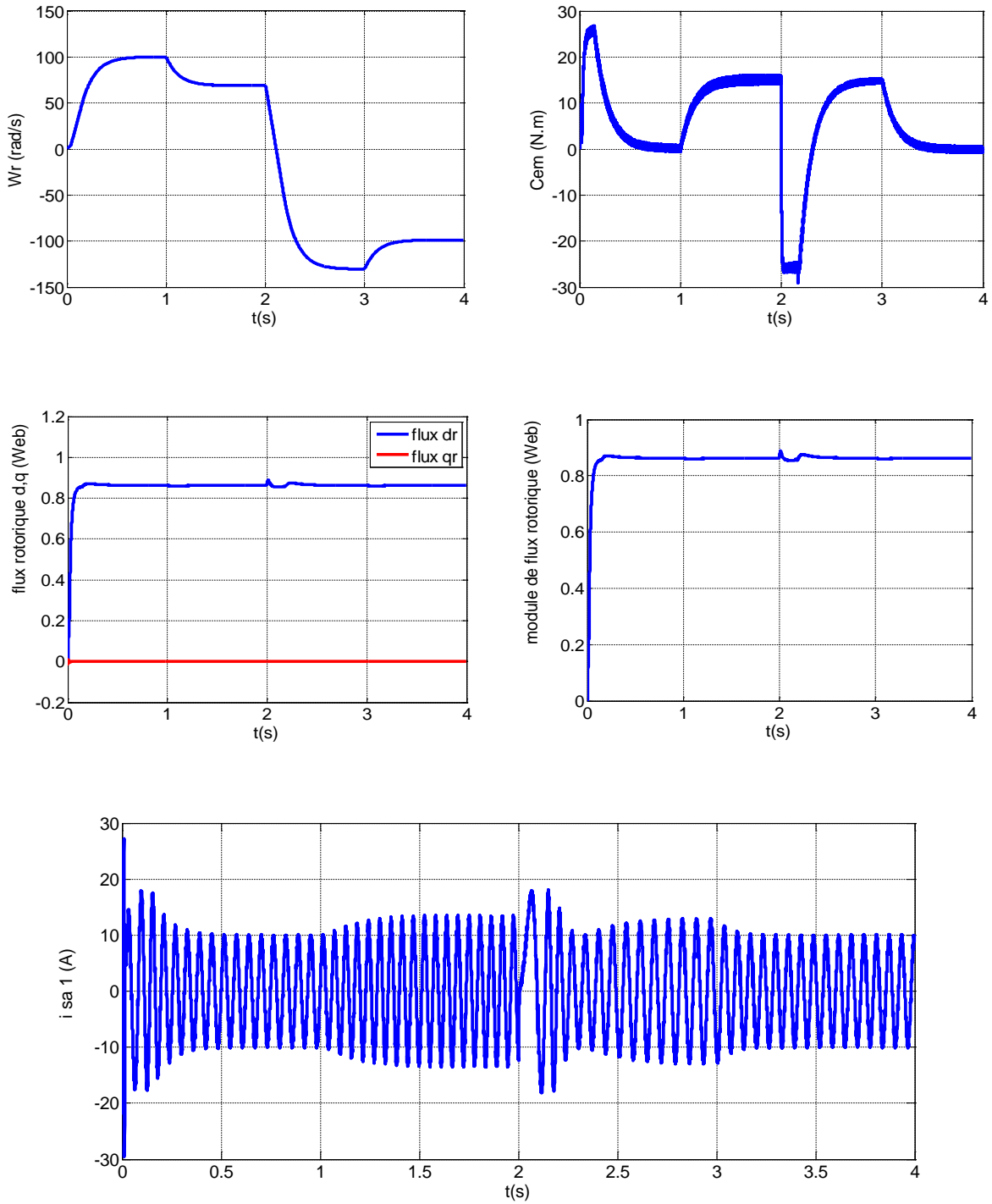


Figure IV.13 : Test de robustesse pour une variation de +50% des résistances statoriques, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle directe

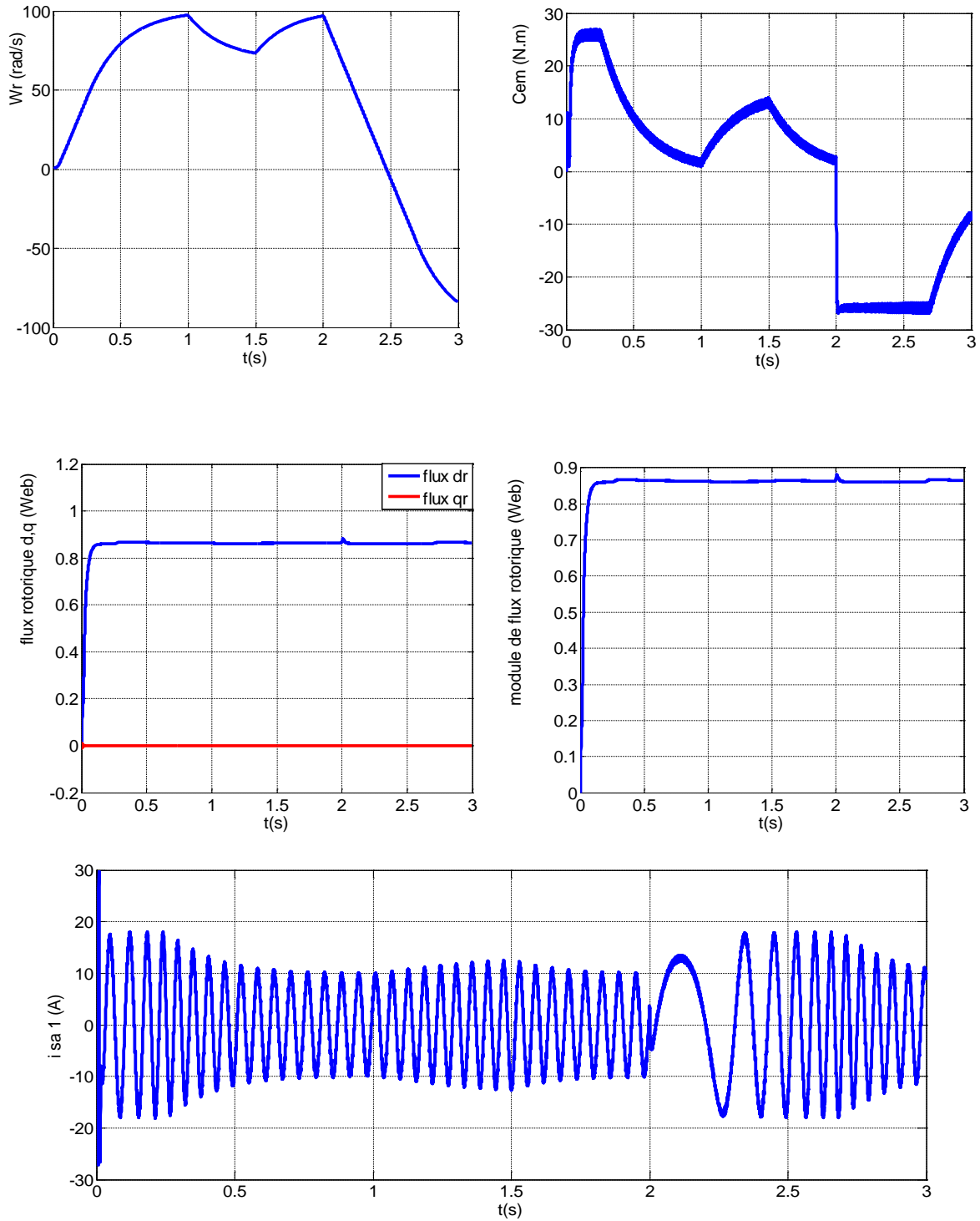


Figure IV.14 : Test de robustesse pour une variation de +100% du moment d'inertie, pour le réglage de vitesse de la MASDE (sous une charge nominale) par la commande vectorielle directe

IV.8. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle directe de la machine asynchrone à double étoile (commande de vitesse). Nous constatons que cette commande nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux.

On remarque que les grandeurs électriques suivent bien leurs références.

Nous constatons que le réglage avec les régulateurs PI donne des résultats satisfaisants par rapport à la grandeur de perturbation, mais ils présentent des dépassements par rapport à la grandeur de consigne, dû au changement brusque de cette dernière.

Nous constatons aussi que dans le régime transitoire de la machine asynchrone à double étoile (le démarrage ou l'inversion de vitesse de rotation), il y a apparition des pics de courant très gênants pour le bon fonctionnement de la machine. Donc il faut ajouter un régulateur d'état équipé d'un limiteur de courant.

L'étude de l'influence de la variation sur les paramètres rotorique nous a permis de justifier la non robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis des variations des paramètres de la machine.

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande par orientation de flux rotorique de la machine asynchrone double étoile, d'abord Nous avons entamé notre étude par un aperçu sur les machines multiphasé. Puis dans le deuxième chapitre on a développé un modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile basé sur la transformation de Park, ce modèle a été validé par une simulation sous Matlab, dans le troisième chapitre et pour alimenter la machine on a associé à cette dernière deux onduleurs à MLL. Les résultats obtenus montrent que la machine est fortement couplée. Ceci nous a conduits à introduire une commande découplant. Il s'agit de la commande par orientation du flux rotorique. Nous avons appliquées la méthode directe pour la commande en vitesse à l'aide des régulateurs classiques de type PI.

L'application de cette technique nous a permis d'obtenir un modèle simple similaire à celui d'une machine à courant continu qui présente un modèle linéaire et simple a contrôlé.

Le modèle de simulation a pu donner des résultats très intéressants, et a prouvé l'efficacité de cette stratégie de commande ; On vérifie que, grâce à cette technique de commande, le flux est maintenu constant durant tout le fonctionnement, même au cours des régimes transitoires de grande amplitude comme l'inversion du sens de rotation.

Les résultats de simulation montrent de bonnes performances dynamiques. Néanmoins. Les tests de la robustesse montrent clairement que le découplage entre le flux et le couple électromagnétique est très affecté par les variations des paramètres et par suite la constante de temps rotorique de la machine. Les performances de la commande vectorielle de la machine à induction se trouvent alors affectées.

A cet effet, pour obtenir des performances meilleures il est indispensable de procéder à l'identification précise de la constante de temps rotorique de la machine. Cette identification permet, par une adaptation en temps réel des algorithmes de commande, de garantir le découplage entre le flux rotorique et le couple, et de préserver ainsi, les performances de la commande vectorielle de la MASDE.

Conclusion générale

A la fin on peut dire que ce travail, nous a permis d'une part de connaître les principes de base pour l'étude et la simulation des plusieurs système électro-énergétique complexe, et d'autre part, il a servi à enrichir notre modeste connaissance sur la technique de programmation, la modélisation d'un système, la commande et le réglage de la vitesse de la machine asynchrone double étoile.

ANNEXE

Parametre de la machine asynchrone double etoile

Puissance nominale :	$P_n = 4.5 \text{ Kw}$
Fréquence :	$f = 50 \text{ Hz.}$
Couple nominal :	$C_n = 15 \text{ Nm}$
Tension nominale statorique :	$V_s = 220 \text{ V}$
Courant nominal :	$I_n = 7.5 \text{ A}$
Résistance statorique :	$R_s = 3.72 \ \Omega$
Résistance rotorique :	$R_r = 2.12 \ \Omega$
Inductance de fuite statorique :	$L_{S1} = L_{S2} = 0.022 \text{ H}$
Inductance de fuite rotorique :	$L_r = 0.006 \text{ H}$
Mutuelle Inductance :	$M_s = 0.03672 \text{ H}$
Nombre de pair de pôles :	$p = 1$
Moment d'inertie :	$j = 0.0625 \text{ Kg.m}^2$
Coefficient de frottement :	$K_f = 0.001 \text{ SI}$

Bibliographie

- [1] 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.
- [2] L. Benalia, "Commande en tension des moteurs à induction double alimentés ", Thèse de doctorat de l'Université de Batna, 02 juin 2010.
- [3] K. Xavier, " Modélisation vectorielle multi machines pour la commande de ensembles convertisseurs-machines polyphasés ", Thèse de doctorat, Université de Lille1, 2003.
- [4] P. L. Alger, E. H. Freiburghouse, D. D. Chase, "Double windings for turbine alternators "AIEE Trans., vol. 49, pp. 226–244, Jan. 1930.
- [5] Barton, T. F., "The Double-winding Generator", *General Electric Review*, June .1929, PP. 302-308.
- [6] M. Bernard, "Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à réluctance variable ", Revue 3E. In°3. pp. 3–8, Juin 1995.
- [7] L. A. Philip, E. A. Robert, "The history of induction motors in America", Proceedings of the IEEE., vol. 64, no. 9, pp. 1380–1383, Sept 1976.
- [8] E. Merabet, "Commande floue adaptative d'une machine Asynchrone double étoile", Thèse de magister de l'Université de Batna, 04 /06 / 2008.
- [9] E. Merabet, "Amélioration des performances de régulation d'une machine double par les techniques de l'intelligence artificielle ", Université de el hadj Lakhdar Batna, Thèse soutenue le, 31/01/2013.
- [10] A. Bruyère, " Modélisation et commande d'un alerno-démarrreur heptaphasé pour application automobile micro-hybride ", Thèse de doctorat, l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, 6 mai 2009.
- [11] D.Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug, " Modelling of a double-star induction motor with an arbitrary shift angle between its three phase windings ", EPE-PEMC2000, Kosice.
- [12] G. Crellet, G. Clerc, " Actionneurs électriques, Editions Eyrolles ", Paris, France, 1997.

- [13] Khoudir Marouani, " Contribution à la commande d'un entraînement électrique à base de moteur asynchrone double étoile ", Thèse de doctorat, Ecole Militaire Polytechnique, France, 17 juin 2010.
- [14] G.K.Singh, "Modeling and experimental analysis of a self-excited six-phase induction Generator for stand-alone renewable energy generation", Renewable Energy 0960-1481 2007 Elsevier, doi: 10.1016/j.renene.2007.08.007.
- [15] G.SALLOUM, " Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone a doublé alimentation", docteur de l'institut national polytechnique de Toulouse, 2007.
- [16] R.Abdessemed, M. Kadjoudj , "Modélisation des machines électriques ", Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [17] Djaborebbi Amina, " étude et commande d'machine Asynchrone double étoile ", Thème Master académique ouargla : 26/06/2013.
- [18] Saadi Nour el houda , Bakhti Ibtiassam, " conception d'un observateur par mode glissant d'une machine à induction ", Année Universitaire : 2006/2007.
- [19] Hocine Amimeur " Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement ", Mémoire Magister en Electrotechnique, Université de el hadj Lakhdar Batna, Thèse soutenue le : 27/06/2012 28 /05 / 2008.
- [20] G. K. Singh, K. Nam, S. K. Lim, " A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine " ,IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 4, pp. 1177–1184, 2005.
- [21] G BUCHE, " commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink ", PFE Grenoble 2001.
- [22] Zhao Y, Lipo T.A, " Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition ", IEEE Transactions On Industry Applications , VOL. 31, N° 5, September-October 1995, pp.1100-1109.
- [23] J. W. Kolar, F. Schafmeister, S. D. Round, and H. Ertl, "Novel three-phase AC–AC sparse matrix converters ", IEEE Trans. Power Electron., 22, 1649-1661, 2007.
- [24] J. W. Kolar, T. Friedli, F. Krismer, and S. D. Round, "The essence of three-phase AC-AC converter systems ", Power Electron and Motion Conference, 27-42, 2008.

- [25] S. Lekhchine, T. Bahi, Y. Soufi, and S. Lachtar, "Modeling and performance study of indirect matrix converter fed induction motor", *Journal of Electrical Systems*, 8 (4), 411-424, 2012.
- [26] E. M. Berkouk, S. Arezki, " Modélisation et Commande d'une machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs à cinq niveaux à structure NPC", Conférence nationale sur le génie électrique, CNGE, Tiaret, Algérie 2004.
- [27] S. Chaouch, " Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse ", Thèse de Doctorat, Université de Batna, Batna, 2005.
- [28] H. Tamrabet, " Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone ", Mémoire de Magister, Université de Batna, Batna, 2006.
- [29] Meliani, "Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel ", Thèse de Doctorat, SIDI BEL ABBES ,2014 .
- [30] El hadj BOUNADJA, "Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile ", Mémoire de Magister Université Hassiba Benbouali de Chlef 2008.
- [31] Zhao Y. Lipo T.A, " Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance. Part I: Machine modeling and multi-dimensional current regulation", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 11, N° 3, September 1996, pp. 570- 577.
- [32] Zhao Y. Lipo T.A, "Modeling and control of a multi-phase induction machine with structural unbalance. Part II: Field-oriented control and experimental verification", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 11, N° 3, pp. 578-58, September 1996.