

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Abderrahmane Mira – Béjaïa



Faculté de Technologie
Département de Génie Électrique
Spécialité : électrotechnique

Mémoire de fin d'études

Pour l'obtention du diplôme de Master en électrotechnique

Filière : Commande électrique

Thème

Commande DTC par mode glissant d'ordre deux (SOSMC) d'une machine asynchrone double étoile

Réalisé par :

BELHADI Yacine

LEKBIR Tarek

Soutenu publiquement le 21 juin 2023 devant le jury composé de :

Mr M. LARBA

U.A.M. Béjaïa

Président

Mr A. AZIB

U.A.M. Béjaïa

Examinateur

Mr K. OUARI

U.A.M. Béjaïa

Rapporteur

Année Universitaire 2022/2023

Remerciements

*Je tiens tout d'abord à remercier **Allah** le tout puissant de m'avoir donné de la connaissance, la force et la patience pour accomplir cet humble travail.*

*Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre encadreur monsieur **K.OUARI** pour son aide sans réserve et son conseils précieux qu'il nous a dispensés tout au long de ce travail.*

Nous tenons également à remercier messieurs les membres de jury pour l'honneur qu'il nous ont fait en acceptant de siéger à notre soutenance.

Nous tenons à remercier aussi tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

Enfin, que toute personne ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail, trouve ici l'expression de nos sincères remerciements.

Dédicace

J'ai le plaisir de dédie ce modeste travail à Mes chers parents qui ont tout sacrifié pour moi et dont les mots sont insuffisants pour exprimer toute ma gratitude et mon profond amour. Je les remercie pour leur confiance et « que Dieu leurs accordent une très longue vie ».

A Ma grande mère.

A Mon frère, ma sœur, cousins et cousines.

A Toute ma famille de près ou de loin.

A Tous mes amis.

BELHADI.Y

Dédicace

*A mes parents avec ma gratitude pour toutes ces années de sacrifices et
d'encouragement*

A mes frères et ma sœur

*A toute la famille **LEKBIR***

*A mon cher encadreur **Mr. OUARI Kamel***

A tous mes amis et mes collègues à l'université de BEJAIA

LEKBIR.T

Table des matières :

Remerciements	i
Dédicace	ii
Liste des figures :	ix
Liste des tableaux :	xii
Symboles et Abréviations :	xiii
Introduction générale :	1
Chapitre I. : État de l’art, Modélisation et simulation de la MASDE	
I.1. Etat De L’art Sur la MASDE :	3
I.2. Introduction :	3
I.3. Histoire de la machine électrique :	3
I.4. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile :	4
I.5. Les types des machines multi-phasées :	6
I.5.1 Machines multi-phasées de type 1 :	6
I.5.2 Machines multi-phasées de type 2 :	7
I.6. Applications de la Machine asynchrone double étoile :	7
I.7. Les Avantages et les inconvénients de la MASDE :	7
I.7.1. Les Avantages :	7
I.7.2. Les inconvénients :	8
I.8. Modélisation de la machine asynchrone à double étoile :	8
I.8.1 Hypothèses simplificatrices :	9
I.8.2 Equations électriques de la MASDE :	9
I.8.3 Équations magnétiques de la MASDE :	11
I.8.4 Expression du couple électromagnétique :	13
I.8.5 Equation mécanique :	14
I.9 Transformation de Park :	14

I.9.1. Application de la transformation de Park :	16
I.9.1.1. Equations matricielles de la machine avec transformation de Park :	16
I.9.1.2 Équations électriques :	17
I.9.1.3 Equations magnétiques :	18
I.9.1.4 Equation mécanique :	20
I.9.2 Choix du référentiel :	21
I.9.2.1 Référentiel lié au stator :	21
I.9.2.2 Référentiel lié au rotor :	21
I.9.2.3 Référentiel lié au champ tournant :	21
I.9.3 Application de la transformation de Park en choisissant le référentiel lié au champ tournant :	22
I.9.3.1 Equations des tensions :	22
I.9.3.2 Simulation et Interprétation des résultats :	24
I.10 Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension à commande M.L.I :	26
I.10.1 Modélisation de l'onduleur de tension :	27
I.10.2 Stratégie de commande :	28
I.10.3 Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension :	29
I.10.4 Simulation et Interprétation des résultats :	30
I.11 Conclusion :	32
Chapitre II. : COMMANDE DTC-SMC D'UNE MASDE.	
II.1 Introduction :	33
II.2 Commande directe du couple de la MASDE :	34
II.2.1 Principe de la DTC :	34
II.2.2 Caractéristiques principales de la commande directe du couple :	34
II.2.3 Les avantages et les inconvénients de la DTC :	35
II.2.3.1 Les avantage :	35
II.2.3.2 Les inconvénients :	35
II.2.4 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé :	35
II.2.5 Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique :	37

II.2.5.1 Contrôle vectoriel de couple :	37
II.2.5.2 contrôles du flux statorique :	38
II.2.6 Choix du vecteur tension :	39
II.2.7 Les estimateurs :	40
II.2.7.1 Estimation du flux statorique :	40
II.2.7.2 Estimation du couple électromagnétique :	41
II.2.8 Elaboration du vecteur de commande :	41
II.2.8.1 Correcteur de flux :	41
II.2.8.2 Correcteur du couple :	42
II.2.9 Table de commutation :	42
II.3 Commande par mode glissant :	45
II.3.1 systèmes à structures variables :	45
II.3.2 Principe de la commande par mode glissante :	45
II.3.3 Théorie de la commande par mode glissant :	46
II.3.4 Conception de l'algorithme de commande par mode glissant :	47
II.3.4.1 Choix de surfaces de glissement :	47
II.3.4.2 Condition d'existence et de convergence des régimes glissant :	47
II.3.4.3 Détermination de la loi de commande :	48
II.3.6 Phénomène de chattering :	50
II.3.7 Les avantages de la commande par mode glissant :	51
II.3.8 Expression analytique de la commande :	51
II.3.9 Application de la commande par mode glissant pour le contrôle direct du couple de la MASDE :	52
II.3.9.2 Détermination des paramètres pour la loi de commande	53
II.3.9.3 Commande équivalente :	53
II.3.9.4 Commande non linéaire de type discontinue :	53
II.3.9.5 Choix de fonction de commutation :	53
II.3.9.6 Choix de gain :	54
II.4 résultats de simulation :	54

II.4.2 Test de suivi de consigne et de rejet de perturbation :	54
II.4.3 Test de robustesse vis-à-vis de la variation des paramètres de la machine:	58
II.5 Conclusion :	60
Chapitre III. : Commande DTC-SOSMC d'une machine asynchrone double étoile.	
III.1 Introduction :	61
III.2 Principedu mode glissant d'ordre supérieur :	61
III.3. Avantages du mode glissant d'ordre supérieur :	62
III.4. Commande par mode glissant d'ordre deux :	63
III.4.1. Algorithme Sous-Optimal :	64
III.4.2. Algorithme de Twisting :	65
III.4.3. Algorithme de Super Twisting :	66
III.5. Conception du contrôleur de vitesse par mode glissant de deuxième ordre (SOSMC) :	67
III.6 Résultats de simulation et interprétation :	69
III.6.1 Test de suivi de consigne et de rejet de perturbation :	69
III.6.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation des paramètres de la machine:	72
III.7 Etude comparative entre la commande DTC_SMC et DTC_SOSMC de la MASDE :	75
III.7.1 Test de suivi de consigne et de rejet de perturbation :	75
III.7.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation des paramètres de la machine:	76
III.8 Conclusion :	77
Conclusion générale :	79
Références bibliographie :	xvii
ANNEXE A	xxii

Liste des figures :

Chapitre I	
Figure I.1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone double étoile.	5
Figure I.2 : machines multiphasés avec le nombre de phases statorique multiple de trois.....	6
Figure I.3 : machines multiphasées avec le nombre de phases statorique n'est pas un multiple de trois.	7
Figure I.4 : Représentation des enroulements de la MASDE.	8
Figure I.5 : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d,q).	15
Figure I.6 : Le schéma de la MASDE alimentée directement par un réseau triphasé.	24
Figure I.7 : Tension statoriques V_{s1} et V_{s2}	24
Figure I.8 : La vitesse de rotation.	25
Figure I.9 : Allure du couple électromagnétique.	25
Figure I.10 : Allure des courants du premier stator.	25
Figure I.11 : Zoom des courants du premier stator.....	26
Figure I.12 : Zoom des courants déphasés entre I_{s1} et I_{s2}	26
Figure I.13 : Schéma de l'onduleur triphasé	27
Figure I.14 : Le schéma de la MASDE alimenté par deux onduleurs de tension.	30
Figure I.15 : Allure du couple électromagnétique.	30
Figure I.16 : Allure de la vitesse de rotation.	31
Figure I.17 : Allure des courants statoriques I_{s1}	31
Figure I.18 : Zoom des courants statoriques I_{s1}	31
Chapitre II	
Figure II.1 : Schéma globale de la commande DTC-SMC d'une MASDE.....	34
Figure II.2 : Représentation des vecteurs tensions générées par l'onduleur.....	36
Figure II.3 : Exemple de l'évolution de l'extrémité de φ_s pour $R_s.i_s$ négligeable.	38
Figure II.4 : Choix du vecteur tension.	39
Figure II.5 : Correcteur de flux à hystérésis.	41
Figure II.6 : Évolution du couple en utilisant un correcteur à hystérésis à trois niveaux.....	42
Figure II.7 : Structure générale de la commande directe du couple (DTC) de la MASDE.	44
Figure II.8 : Principe de la commande par mode glissant.	46
Figure II.9 : Schéma Structurelle de la Commande Équivalente.....	50
Figure II.10 : Phénomène de chattering.	50

Figure II.11 : fonction sign(s), saturation et smooth(s).	51
Figure II.12 : schéma de la commande par mode glissant.....	54
Figure II.13 : Allure de la vitesse de référence (entrée).	55
Figure II.14 : Allure du couple résistant (perturbation).....	55
Figure II.15 : Allure de la vitesse de rotation et sa référence.	55
Figure II.16 : Allure de l’erreur relative.	56
Figure II.17 : : Allure du couple électromagnétique et sa référence.	56
Figure II.18 : Allure des courants dans le stator 1.....	56
Figure II.19 : allure de la trajectoire du flux statorique 1.....	57
Figure II.20 : Allure de module du flux statorique 1.....	57
Figure II.21 : allure de la vitesse de rotation et sa référence.	58
Figure II.22 : : Allure de l’erreur relative.....	58
Figure II.23 : allure du couple électromagnétique et sa référence.....	59
Figure II.24 : allure des courants dans le stator 1.....	59
Figure II.25 : allure de la trajectoire du flux statorique 1.....	59
Figure II.26 : Allure de module de flux statorique 1.....	60
Chapitre III	
Figure III.1 : trajectoire de glissement d’ordre deux.	63
Figure III.2 : algorithme de sous-optimal.....	65
Figure III.3 : Convergence de l’algorithme Twisting.....	65
Figure III.4 : convergence de l’algorithme de super twisting.....	67
Figure III.5 : schéma de la commande par mode glissant d’ordre deux (super twisting).....	68
Figure III.6 : Schéma globale de la commande DTC-SOSMC d’une MASDE.	69
Figure III.7 : Allure de la vitesse de rotation et sa référence.....	70
Figure III.8 : Allure de l’erreur relative.....	70
Figure III.9 : Allure du couple électromagnétique et sa référence.	70
Figure III.10 : Allure des courants statoriques I_{s1}	71
Figure III.11 : allure de la trajectoire du flux statorique 1.	71
Figure III.12 : Allure de module du flux statorique 1.	71
Figure III.13 : Allure de la vitesse de rotation et sa référence.....	72
Figure III.14 : Allure de l’erreur relative.....	73
Figure III.15 : Allure du couple électromagnétique et sa référence.	73
Figure III.16 : Allure des courants statoriques I_{s1}	73

Figure III.17 : allure de la trajectoire du flux statorique 1.	74
Figure III.18 : Allure de module du flux statorique 1.	74
Figure III.19 : Allure de la vitesse de rotation.....	75
Figure III.20 : Allure de l'erreur relative.....	75
Figure III.21 : Allure de la vitesse de rotation.....	76
Figure III.22 : Allure de l'erreur relative.....	76

Liste des tableaux :

Chapitre II	
Tableau II.1 : Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis a trois niveaux (avec les vecteurs tension nuls)	43
Tableau II.2 : Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis a trois niveaux (avec les vecteurs tension non nuls)	43

Symboles et Abréviations :

Liste des Symboles	
a,b,c	Axes liés aux enroulement triphasée
A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}	Indices correspondants aux trois phases de premier stator
A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}	Indices correspondants aux trois phases de deuxième stator
A_r, B_r, C_r	Indices correspondants au trois phases rotoriques
C_{em}	Couple électromagnétique [N.m]
C_r	Couple résistante [N.m]
d, q	Axe longitudinal et en quadrature du repère de Park.
f	Fréquence de référence [Hz]
f_p	Fréquence de la porteuse [Hz]
f_i	Fonction appartient à un ensemble de sous-système.
f_s	Fréquence [Hz]
g	Glissement
$\dot{i}_{as1,2}, \dot{i}_{bs1,2}, \dot{i}_{cs1,2}$	Courants triphasés statoriques (étoiles 1 et 2) [A]
$\dot{i}_{ds1}, \dot{i}_{qs1}, \dot{i}_{ds}, \dot{i}_{qs2}, \dot{i}_{dr}, \dot{i}_{qr}$	Courants statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques directes et quadratiques respectivement [A]
$[i_{s1}] [i_{s2}] [i_r]$	Vecteurs des courants statoriques et rotoriques [A]
J	Moment d'inertie [kg.m ²]
K_f	Coefficient de frottement [N.m/rad.s]
K_{or}	Gain de surface de glissement
L_{s1}, L_{s2}	Inductance propre d'une phase statorique [H]
L_r	Inductance propre d'une phase rotorique [H]
L_{ms}	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques [H]
L_{sr}	Inductance mutuelle entre phases statoriques [H]
L_{mr}	Inductance mutuelle entre phases rotoriques [H]
L_m	Inductance mutuelle cyclique entre la première et la deuxième étoile et le rotor [H]
m	Indice de modulation.
N_s	Vitesse de synchronisme [tr/m]
N	Vitesse de rotation de la machine [tr/m]
N_{ph}	Nombre de phases statorique

n	Degré relatif du système
P	Opérateur de Laplace
$[P(\theta)]$	La matrice de park
p	Nombre de pair de pole de la machine
P_{em}	Puissance électromagnétique [W]
q	Nombre d'encoche par pole et par phase
r	Coefficient de réglage en tension
R_{s1}, R_{s2}, R_r	Résistances statoriques et rotoriques [Ω]
S_a, S_b, S_c	État de l'interrupteur de l'onduleur
$S(x)$	Surface de glissement
s, r	Indices correspondant au stator et au rotor
t	Temps [s]
T_e	Période d'échantillonnage [s]
T_{s1}	Constant de temps statorique de la première étoile [s]
T_{s2}	Constant de temps statorique de la deuxième étoile [s]
T_r	Constant de temps rotorique [s]
u	Loi de commande
u_{eq}	Le contrôle équivalent
u_n	Le contrôle discontinue
$V(x)$	Condition de la fonction de Lyapunov.
V_m	Porteuse triangulaire
V_{pm}	Amplitude de la porteuse
$V_{a, b, c s1,2}$	Tensions triphasées statoriques (étoile 1 et 2) [V]
$V_{a,b,c r}$	Tensions triphasées rotoriques [V]
$V_{ds1}, V_{qs1}, V_{ds2}, V_{qs2}, V_{dr}, V_{qr}$	Tensions statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques dans le référentiel de Park (d,q) respectivement [V]
V_{s1}, V_{s2}, V_r	Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques [V]
$[V_{s1}] [V_{s2}] [V_r]$	Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques [V]
w	L'énergie électromagnétique stockée
$[x]$	Vecteur d'état
ω_s	Pulsation électrique statorique [rd/s]
ω_r	Pulsation électrique rotorique [rd/s]
ω_g	Pulsation électrique de glissement [rd/s]
Ω_s	Vitesse de rotation du champ tournant (vitesse de synchronisme) [rd/s]

Ω	Vitesse de rotation mécanique du rotor [rd/s]
d, q	Axe longitudinal et en quadrature du repère de Park
$\phi_{a,b,cr}$	Flux triphasés rotoriques [Wb]
$\phi_{a, b, cs1,2}$	Flux triphasés statoriques (étoile 1 et 2) [Wb]
ϕ_{ds1}, ϕ_{qs1}	Flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d, q) [Wb]
ϕ_{ds2}, ϕ_{qs2}	Flux de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d, q) [Wb]
ϕ_{dr}, ϕ_{qr}	Flux rotoriques dans le référentiel de Park (d, q) [Wb]
$[\phi_r]$	Vecteur flux rotorique [Wb]
$[\phi_{s1}], [\phi_{s2}], [\phi_r]$	Vecteurs des flux statoriques et rotoriques [Wb]
$\varphi_{md}, \varphi_{mq}$	Flux magnétisant [Wb]
θ	Position de l'axe u par rapport à l'étoile 1 [rd]
θ_r	Position de rotor par rapport à l'étoile 1 [rd]
θ_s	Position de stator par rapport à l'étoile 1 [rd]
θ_{geo}	L'angle géométrique de rotation du rotor [°]
θ_{ele}	L'angle électrique [rd]
θ	Angle de décalage entre l'axe magnétique de la premier phase statorique et l'axe magnétique du rotor [°]
α	Angle de décalage entre l'axe magnétique de la première phase statorique et la deuxième phase statorique [°]
σ	Coefficient de dispersion
γ	Angle électrique entre deux étoiles
Liste des Abréviations	
Cflx	Contrôleur de flux
Ccpl	Contrôleur du couple
CSV	Commande a structure variable.
DTC	Direct torque contrôle.
DTC-SMC	Contrôle direct de couple a base de mode glissant.
MASDE	Machine Asynchrone à Double Etoile.
MC	Mode de convergence.
MG	Mode de glissement.
MRP	Mode de régime permanent.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
SMC	Contrôleur en mode glissant d'ordre un.
SOSMC	Contrôleur en mode glissant d'ordre deux.
SSV	Système a structure variable.

Introduction générale

Introduction générale :

Les machines électriques ont une présence de plus en plus importante dans notre vie quotidienne, que ce soit pour une utilisation domestique ou dans de nombreux procédés industriels, la manutention et les services de traction électrique (trains, tramways, véhicules électriques, navires, etc.).

Les machines électriques polyphasées, sont particulièrement utiles pour les applications spéciales en raison de leur robustesse, la capacité de commande et d'évolution. Les avancées dans le domaine de l'électronique de puissance au niveau des éléments semi-conducteurs et des convertisseurs statiques, ont permis de modifier les conditions de fonctionnement des machines conventionnelles à courant continu et à courant alternatif, ainsi que de développer de nouvelles classes des machines et d'organes de commande avec des puissances de sortie élevées. Par conséquent, les machines électriques sont devenues faciles à commander et ont élargi leur champ d'utilisation [1].

Un des exemples les plus courants des machines multi-phasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE), qui possède deux enroulements triphasés identiques. Les deux étoiles partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° . Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée ; il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes dans le rotor [2].

Les travaux de recherche dans le domaine de la commande des machines électriques se concentrent de plus en plus sur l'application des techniques de commande modernes. Ces dernières évoluent rapidement grâce aux avancées dans les calculateurs numériques et l'électronique de puissance, ce qui permet de réaliser des processus industriels hautement performants. Parmi les techniques de commande disponibles on cite la commande vectorielle, la commande directe du couple, etc.

Le travail présenté dans ce mémoire est l'étude de l'application de la commande direct de couple avec un régulateur de vitesse à base de la commande par mode glissant à une MASDE. Pour cela, le mémoire est réparti en trois chapitres :

Dans **le premier chapitre**, nous consacrons une partie sur l'état de l'art des machines multi-phasées, ses avantages, ses inconvénients et quelque domaine d'application, ensuite dans l'autre partie nous présentons la modélisation de la machine asynchrone double étoile avec son alimentation (deux onduleurs de tension à commande MLI). Nous commentons enfin les résultats de simulation après illustration et visualisation de ces derniers.

Le second chapitre traite la théorie de la technique du réglage par mode glissant d'ordre un. Cela étant pour pouvoir présenter les relations générales permettant le dimensionnement de la surface de glissement. L'association de ce type de régulateur à la commande DTC de la machine asynchrone double étoile est effectuée. L'inconvénient majeur du mode glissant d'ordre un est le phénomène du broutement (chattering) qui conduit à l'instabilité du système.

Le troisième chapitre est illustré afin de résoudre le problème dans le précédent chapitre, on s'intéresse donc à la commande par mode glissant d'ordre supérieur (Super Twisting Sliding Mode Controller). Nous commençons par une présentation de la théorie et des notions fondamentales de la commande par mode glissant d'ordre supérieure plus précisément d'ordre deux, ensuite, des tests de robustesses seront effectués afin de mieux mettre en évidence leurs caractéristiques sur la MASDE.

L'objectif est d'approfondir notre compréhension sur la technique de commande direct du couple par mode glissant d'ordre un et deux et d'explorer son potentiel pour améliorer les performances des machines asynchrones double étoile.

**Chapitre I. : État de l'art,
Modélisation et simulation de la
MASDE**

I.1. Etat De L'art Sur la MASDE :

De nombreux travaux ont été réalisés sur la modélisation et la simulation de la machine asynchrone double étoile, que ce soit pour la conception, la commande ou le diagnostic. En fonction de l'objectif de l'étude, diverses techniques de modélisation et d'outils de simulation ont été utilisés.

I.2. Introduction :

La machine asynchrone double étoile est une machine qui est spécialement conçu pour fournir un couple élevé à basse vitesse, ce qui le rend particulièrement adapté aux applications industrielles exigeant une forte régulation de vitesse. Cette machine est également connue sous le nom de machine asynchrone à deux enroulements, elle est largement utilisée dans l'industrie en raison de ses excellentes performances en termes de couple et de régulation de vitesse [3].

La machine asynchrone double étoile est composée d'un rotor bobiné et de deux enroulements statoriques qui sont reliés en étoile et décalés de 30 degrés l'un par rapport à l'autre. L'enroulement principal, situé à l'intérieur du stator, est alimenté par une tension triphasée tandis que l'enroulement auxiliaire, situé à l'extérieur du stator est alimenté par une tension triphasée. Le rotor est également bobiné et fonctionne grâce à l'induction [4].

La machine asynchrone double étoile offre divers avantages, tels qu'un couple de démarrage élevé, une excellente régulation de vitesse et une consommation d'énergie minimale par rapport à d'autres machines électriques. Cependant, elle nécessite une fabrication plus coûteuse et l'utilisation d'un circuit de démarrage complexe pour son fonctionnement [5].

Le présent chapitre se concentre sur le développement d'un modèle prenant en compte la topologie et la composition spécifiques de la machine asynchrone double étoile.

I.3. Histoire de la machine électrique :

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 Friedrich 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 Pacinotti 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 déposa une quantité de brevets pour tout son système polyphasé (transformateurs, générateurs moteur synchrones et asynchrones, etc.). Dans ces années, une lutte entre Edison et Tesla est apparue au sujet du choix du courant continu ou alternatif pour la production, l'utilisation et donc la consommation de l'énergie électrique [6][7].

I.4. Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile :

Les courants triphasés de fréquence f_s alimentant l'enroulement de premier stator de la machine, cela génère un champ tournant à la vitesse de synchronisme N_s , telle que [2][8] :

$$N_s = \frac{f_s}{p} \left[\frac{\text{tr}}{\text{s}} \right] \quad (\text{I.1})$$

Avec : p le nombre de pair de pôles.

La machine asynchrone double étoile est représentée par la figure (I.1)

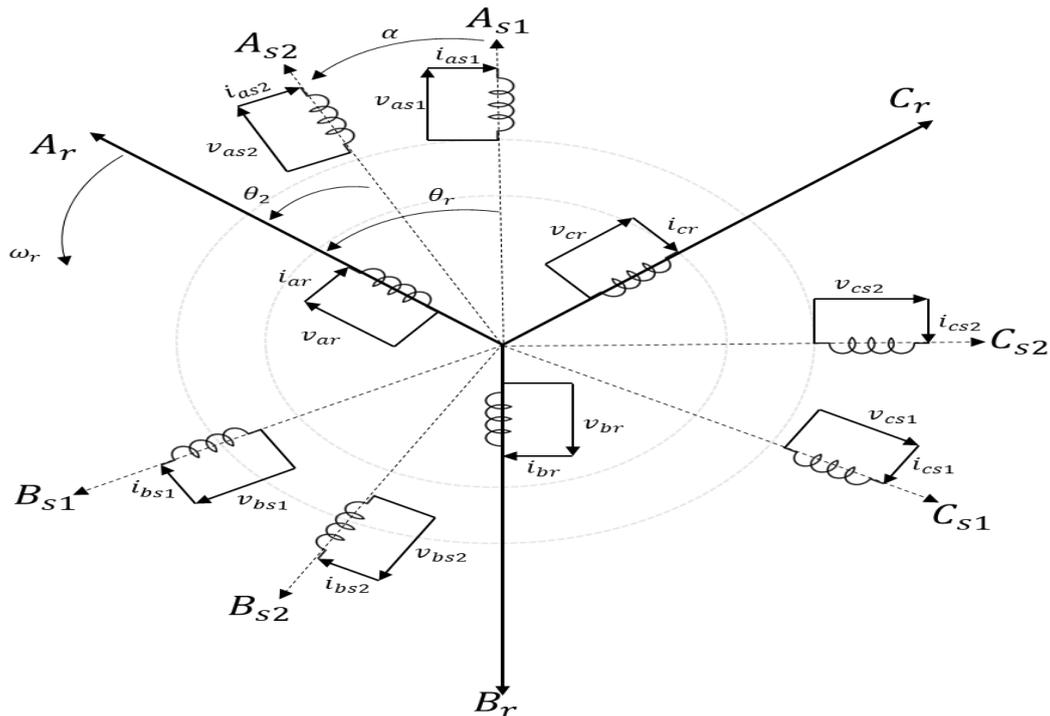
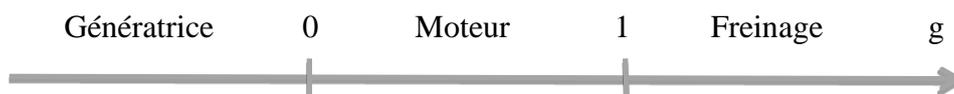


Figure I.1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone double étoile.

Les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle α alimentant l'enroulement du deuxième stator donnent eux aussi naissance à un autre champ tournant à la même vitesse de synchronisme N_s . Ces deux champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse N [tr/s] inférieure à celle du synchronisme ($N < N_s$), ainsi les effets de l'induction statorique 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. On dit alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (I.2)$$

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



I.5. Les types des machines multi-phasées :

Une machine multi-phasée est composée de N bobinages déphasés spatialement et alimentés par des tensions déphasés temporellement de $2\pi/N_{ph}$ (N_{ph} est le nombre de phases statoriques) [9].

On distingue généralement deux types de machines multi-phasées en fonction du nombre de phases statoriques qui peuvent être supérieures à trois. Le type 1 ou multi-étoile correspond aux machines dont le nombre de phases est un multiple de trois, tandis que le type 2 regroupe les autres machines où le nombre de phases est altéré. Les cas où le nombre de phases est pair sont rarement écrits [10][11][12].

I.5.1 Machines multi-phasées de type 1 :

Les machines multi-phasées de type 1 sont des machines dont le nombre de phase multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en n étoiles triphasées : $q = 3i$ ($i=1, 2, 3, 4, 5\dots$). Ces machines sont également connues sous le nom de machines multi-étoiles.

Ce type de machine est distingué à plusieurs configurations possibles, à savoir pour un Nombre donné de phases suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes. En effet, une machine double étoile ($q=6$), dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/6$, présente des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/3$ [13][14].

Pour pouvoir faire la différence entre les configurations possibles, on introduit un terme appelée le nombre de phases équivalent qui est défini comme suit :

$$q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \quad (I.3)$$

Avec α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes.

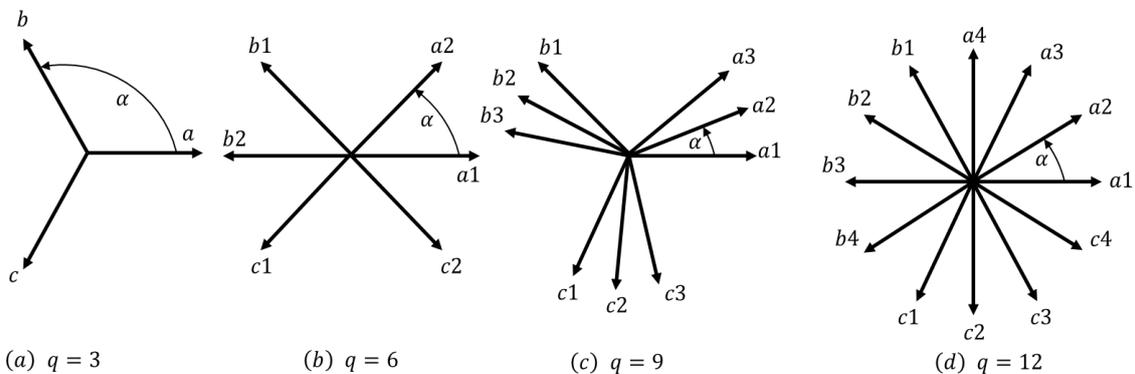


Figure I.2 : machines multi-phasées avec le nombre de phases statorique multiple de trois.

I.5.2 Machines multi-phasées de type 2 :

Si le nombre de phase statorique des machines multi-phasées est impair et différent de trois (Nombre de phases n'est pas multiple de trois.) donc, c'est le cas des machines multi-phasées De type 2. Dans ce type, les phases sont régulièrement décalées de

$2\pi/q = 2\alpha$. On a donc toujours :

$$q = q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha} \quad (I.4)$$

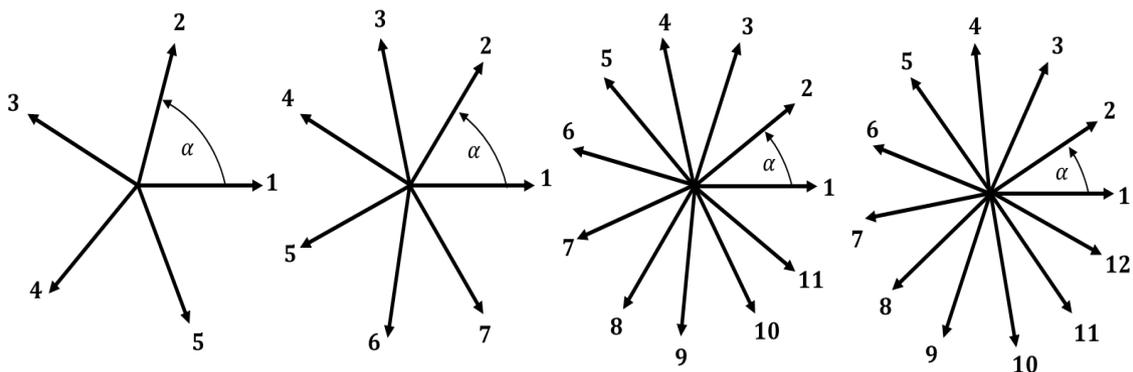


Figure I.3 : machines multi-phasées avec le nombre de phases statorique n'est pas un multiple de trois.

I.6. Applications de la Machine asynchrone double étoile :

La machine asynchrone double étoile (MASDE) est largement utilisée dans les applications nécessitant une puissance élevée. Parmi ces applications, on peut citer les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins à ciment, etc [6].

I.7. Les Avantages et les inconvénients de la MASDE :

I.7.1. Les Avantages :

La MASDE présente plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées [13].

- Segmentation de puissance
- Amélioration de la fiabilité
- Amélioration du facteur de puissance
- La réduction des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

I.7.2. Les inconvénients :

Cependant, la MASDE présente des inconvénients tels que [15],

- Une augmentation du nombre de semi-conducteurs avec le nombre de phases, ce qui peut potentiellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur-machine.
- Une forte non-linéarité de la structure dynamique due à la multiplication du nombre de semi-conducteurs, ainsi qu'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui rend la commande plus compliquée.
- L'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension, qui est le désavantage majeur des machines double étoile.

I.8. Modélisation de la machine asynchrone à double étoile :

La Figure (I-4) présente les axes magnétiques des neuf enroulements formant les neuf phases.

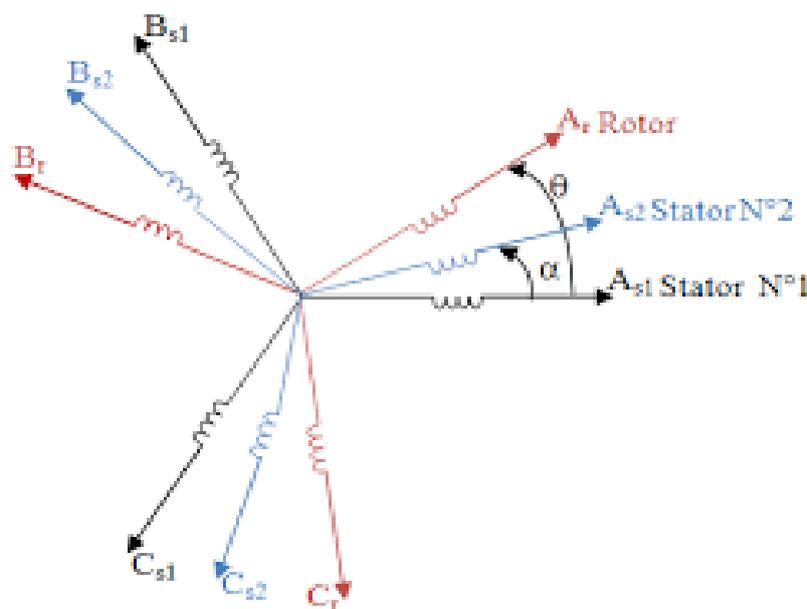


Figure I.4 : Représentation des enroulements de la MASDE.

On note par l'indice s1 pour les grandeurs relatives à la première étoile (étoile 1) et par l'indice s2 pour celles relatives à la deuxième étoile (étoile 2). Les phases de la première étoile A_{s1} , B_{s1} , C_{s1} et les phases de la deuxième étoile prennent A_{s2} , B_{s2} , C_{s2} , les phases rotoriques sont notées par A_r , B_r , C_r .

I.8.1 Hypothèses simplificatrices :

On adopte quelques hypothèses simplificatrices pour faciliter l'étude de la machine. Le modèle qu'on exploite tient compte des hypothèses suivantes [16] :

- Entrefer constant.
- Circuit magnétique non saturé.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.
- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- Effet des encoches négligé.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité des flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.8.2 Equations électriques de la MASDE :

La loi d'Ohm combinée à la loi de Lentz permet d'écrire la relation suivante :

$$[v] = [R][i] + \frac{d[\varphi]}{dt} \quad (I.1)$$

$[v]$ est un vecteur formé des neuf tensions simples qui apparaissent aux bornes des neuf enroulements de la machine. Le rotor étant en court-circuit, il vient :

$$[v] = [v_{as1} v_{bs1} v_{cs1} v_{as2} v_{bs2} v_{cs2} 0 0 0]^t$$

$[i]$ est le vecteur formé par les neuf courants circulant dans les enroulements:

$$[i] = [i_{as1} i_{bs1} i_{cs1} i_{as2} i_{bs2} i_{cs2} i_{ar} i_{br} i_{cr}]^t$$

$[\varphi]$ est le vecteur formé par les flux totaux embrassés par les neuf enroulements en tenant compte des flux de fuites:

$$[\varphi] = [\varphi_{as1} \varphi_{bs1} \varphi_{cs1} \varphi_{as2} \varphi_{bs2} \varphi_{cs2} \varphi_{ar} \varphi_{br} \varphi_{cr}]^t$$

$[R]$ est une matrice diagonale dont les éléments sont les résistances des neuf enroulements.

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

En tenant compte de la représentation de la (Figure I.4) et des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, les équations de la machine s'écrivent comme suit [17] :

Pour la 1^{er} étoile :

$$\begin{cases} v_{as1} = R_{s1}i_{as1} + \frac{d\varphi_{as1}}{dt} \\ v_{bs1} = R_{s1}i_{bs1} + \frac{d\varphi_{bs1}}{dt} \\ v_{cs1} = R_{s1}i_{cs1} + \frac{d\varphi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (I.2)$$

Pour la 2^{eme} étoile :

$$\begin{cases} v_{as2} = R_{s2}i_{as2} + \frac{d\varphi_{as2}}{dt} \\ v_{bs2} = R_{s2}i_{bs2} + \frac{d\varphi_{bs2}}{dt} \\ v_{cs2} = R_{s2}i_{cs2} + \frac{d\varphi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (I.3)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d\varphi_{ar}}{dt} = 0 \\ v_{br} = R_r i_{br} + \frac{d\varphi_{br}}{dt} = 0 \\ v_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d\varphi_{cr}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (I.4)$$

Sous forme matriciel on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Pour la 1}^{er} \text{ étoile : } [v_{s1}] = [R_{s1}][i_{s1}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s1}] \\ \text{Pour la 2}^{eme} \text{ étoile: } [v_{s2}] = [R_{s2}][i_{s2}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s2}] \\ \text{Pour le rotor : } [v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \end{array} \right. \quad (I.5)$$

$$\text{Avec : } [v_{s1}] = \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix}; [v_{s2}] = \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix}; [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}$$

$$[i_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix}; [i_{s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix}; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[\varphi_{s1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as1} \\ \varphi_{bs1} \\ \varphi_{cs1} \end{bmatrix}; [\varphi_{s2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as2} \\ \varphi_{bs2} \\ \varphi_{cs2} \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}$$

$[v_{s1}]$: Vecteur de tension de la 1^{er} étoile.

$[v_{s2}]$: Vecteur de tension de la 2^{eme} étoile.

$[v_r]$: Vecteur de tension rotorique.

$[i_{s1}]$: Vecteur de courants de la 1^{er} étoile.

$[i_{s2}]$: Vecteur de courants de la 2^{em} étoile.

$[i_r]$: Vecteur de courants rotorique.

$[R_{s1}]$: La résistance de l'enroulement statorique de la 1^{er} étoile.

$[R_{s2}]$: La résistance de l'enroulement statorique de la 2^{eme} étoile.

$[R_r]$: La résistance de l'enroulement rotorique.

$[\varphi_{s1}]$: Vecteur de flux de la 1^{er} étoile.

$[\varphi_{s2}]$: Vecteur de flux de la 2^{em} étoile.

$[\varphi_r]$: Vecteur de flux du rotor.

I.8.3 Équations magnétiques de la MASDE :

Les équations des flux statoriques (1^{er} et 2^{em} étoiles) et rotoriques en fonction des courants sous forme matricielle sont exprimés par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} [\varphi_{s1}] \\ [\varphi_{s2}] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Les sous matrices de la matrice des inductances sont :

La sous Matrice des inductances propres de la 1^{er} étoile -1^{er} étoile :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s1} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

La sous Matrice des inductances propres de la 2^{em} étoile - 2^{em} étoile :

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s2} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

La sous Matrice des inductances propres rotor -rotor :

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_r + L_{mr}) & L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

La sous Matrice des inductances mutuelles de la 1^{er} étoile-2^{em} étoile :

$$[L_{s1,s2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

La sous Matrice des inductances mutuelles de la 1^{er} étoile - rotor :

$$[L_{s1,r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta) & L_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta) & L_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

La sous Matrice des inductances mutuelles de la 2^{em} étoile -rotor :

$$[L_{s2,r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta - \alpha) & L_{sr} \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta - \alpha) & L_{sr} \cos\left(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta - \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Les sous matrices $[L_{s2,s1}] = [L_{s1,s2}]^t$, $[L_{s1r}] = [L_{rs1}]^t$, $[L_{s2r}] = [L_{rs2}]^t$.

L_{s1} : Inductance propre de la 1^{er} étoile.

L_{s2} : Inductance propre de la 2^{eme} étoile.

L_r : Inductance propre du rotor.

L_{ms} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

L_{mr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

L_{sr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre un stator et le rotor.

θ : Angle de décalage entre l'axe magnétique de la premier phase statorique et l'axe magnétique du rotor [rd].

α : Angle de décalage entre l'axe magnétique de la première phase statorique et la deuxième phase statorique.

I.8.4 Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique s'exprime par la dérivée partielle d'énergie électromagnétique stockée par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor [18].

$$C_{em} = \frac{\partial w}{\partial \theta_{geo}} = \frac{\partial w}{\partial \theta_{ele}} \quad (I.13)$$

C_{em} : Couple électromagnétique [N.m].

θ_{geo} : L'angle géométrique de rotation du rotor.

θ_{ele} : L'angle électrique.

w : c'est l'énergie électromagnétique stockée et égale à :

$$w = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} i_{as1} & i_{bs1} & i_{cs1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{as1} \\ \varphi_{bs1} \\ \varphi_{cs1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{as2} & i_{bs2} & i_{cs2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{as2} \\ \varphi_{bs2} \\ \varphi_{cs2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{ar} & i_{br} & i_{cr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}$$

D'où le couple électromagnétique égale à :

$$C_{em} = \frac{p}{2} [i_{s1}] \frac{d}{d\theta} [L_{s1r}] [i_r]^t + \frac{p}{2} \left([i_{s2}] \frac{d}{d\theta} [L_{s2r}] [i_r]^t \right) \quad (I.14)$$

p : Nombre de paires de pôles de la MASDE.

I.8.5 Equation mécanique :

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} + K_f \Omega_{mec} \quad (I.15)$$

Avec :

$$\Omega_{mec} = \frac{\omega_r}{p} \quad (I.16)$$

J : Inertie totale des parties tournante.

K_f : Coefficient de frottement.

Ω_{mec} : Vitesse mécanique de la MASDE [rad/s].

ω_r : Pulsation électrique fondamental des grandeurs rotoriques [rd/s].

C_r : Couple résistant [N.m].

Dans le repère (abc), les équations de la MASDE (I.2), (I.3) et (I.4) sont des systèmes d'équations différentielles à coefficients variables par conséquent leur résolution est complexe. Pour simplifier, on utilise la transformation de Park, qui permet de transformer ce système en un système d'équations différentielles à coefficients constants.

I.9 Transformation de Park :

Grâce à la structure symétrique et équilibrée de la machine, la transformation de Park permet le passage du système triphasé (a,b,c) au système biphasé à deux axes fictifs (d,q) en quadrature équivalents.

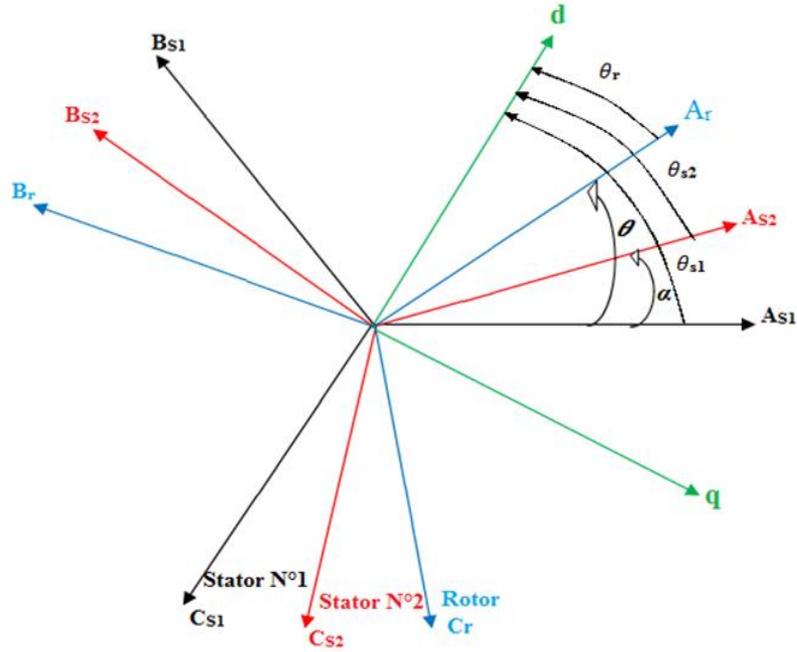


Figure I.5 : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d,q).

La transformation de Park est définie par sa matrice de transformation $[P(\theta)]$. Elle s'exprime comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

La matrice inverse de Park sachant que $[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t$:

$$[P(\theta)]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

On transforme le système triphasé en un système biphasé tournant. La matrice de Park appliquée à la 1^{er} étoile est définie comme suit :

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s1}) & \cos\left(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{s1}) & -\sin\left(\theta_{s1} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{s1} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

La matrice de Park appliquée à la 2^{em} étoile est définie comme suit :

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{s2}) & \cos\left(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{s2} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{s2}) & -\sin\left(\theta_{s2} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{s2} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

La matrice de Park appliquée au rotor est définie comme suit :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

I.9.1. Application de la transformation de Park :

I.9.1.1. Equations matricielles de la machine avec transformation de Park :

Transformation des tensions :

$$\begin{cases} [v_{dq s1}] = [P(\theta_{s1})][v_{s1}] \\ [v_{dq s2}] = [P(\theta_{s2})][v_{s2}] \\ [0] = [P(\theta_r)][v_r] \end{cases} \quad (I.22)$$

Transformation des courants :

$$\begin{cases} [i_{dq s1}] = [P(\theta_{s2})][i_{s1}] \\ [i_{dq s2}] = [P(\theta_{s2})][i_{s2}] \\ [i_{dqr}] = [P(\theta_r)][i_r] \end{cases} \quad (I.23)$$

Transformation des flux :

$$\begin{cases} [\varphi_{s1dq}] = [P(\theta_{s1})][\varphi_{s1}] \\ [\varphi_{s2dq}] = [P(\theta_{s2})][\varphi_{s2}] \\ [\varphi_{rdq}] = [P(\theta_r)][\varphi_r] \end{cases} \quad (I.24)$$

I.9.1.2 Équations électriques :

Appliquant la transformation inverse de PARK :

A partir des équation (I.5), (I.22), (I.23) et (I.24), on obtient :

Pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta_{s1})]^{-1}[v_{dqs1}] = [R_{s1}][P(\theta_{s1})]^{-1}[i_{dqs1}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})]^{-1}[\varphi_{dqs1}]) \quad (I.25)$$

Pour l'étoile 2 :

$$[P(\theta_{s2})]^{-1}[v_{dqs2}] = [R_{s2}][P(\theta_{s2})]^{-1}[i_{dqs2}] + \frac{d}{dt}([P(\theta_{s2})]^{-1}[\varphi_{dqs2}]) \quad (I.26)$$

Pour le rotor :

$$[0] = [R_r][P(\theta_r)]^{-1}[i_r] + \frac{d}{dt}([P(\theta_r)]^{-1}[\varphi_{dqr}]) \quad (I.27)$$

On multiplie l'équation (I.25) par $[P(\theta_{s1})]$ pour la tension V_{s1dq} on obtient :

$$[v_{dqs1}] = [R_{s1}][i_{dqs1}] + [P(\theta_{s1})]^{-1} \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})][\varphi_{dqs1}]) \quad (I.28)$$

$$[v_{dqs1}] = [R_{s1}][i_{dqs1}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{dqs1}] + [P(\theta_{s1})]^{-1} \frac{d}{dt}([P(\theta_{s1})][\varphi_{dqs1}]) \quad (I.29)$$

On a :

$$[P(\theta_{s1})] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta_{s1})]^{-1} \right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta_{s1}}{dt} \quad (I.30)$$

On pose : $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_s$

D'où le résultat final donné par :

Pour la 1^{er} étoile :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{os1} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{os1} \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds1} \end{cases}$$

Pour la 2^{ème} étoile :

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{0s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{0s2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{0s2} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{0s2} \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \\ v_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{or} \end{bmatrix} + (\omega_s - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{or} \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_r + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_q + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\varphi_{dr} \end{cases}$$

Finalement on peut écrire les équations qui définissent les tensions de la MASDE comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{s2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.34)$$

I.9.1.3 Equations magnétiques :

On applique la transformation de Park au système d'équations (I.6), on obtient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{dqs1} \\ \varphi_{dqs2} \\ \varphi_{dq0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1,s1} & L_{s1,s2} & L_{r,s1} \\ L_{s2,s1} & L_{s2,s2} & L_{r,s2} \\ L_{r,s1} & L_{r,s2} & L_{r,r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dqs1} \\ i_{dqs2} \\ i_{dq0} \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

En décompose (I.35) :

$$\begin{cases} [\varphi_{dqs1}] = [L_{s1,s1}][i_{dqs1}] + [L_{s1,s2}][i_{dqs2}] + [L_{s1,r}][i_{dqr}] \\ [\varphi_{dqs2}] = [L_{s2,s1}][i_{dqs1}] + [L_{s2,s2}][i_{dqs2}] + [L_{s2,r}][i_{dqr}] \\ [\varphi_{dqr}] = [L_{s1,r}][i_{dqs1}] + [L_{s2,r}][i_{dqs2}] + [L_{r,r}][i_{dqr}] \end{cases} \quad (I.36)$$

Après la transformation des flux et des courants on aura :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{rs}i_{dr} \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{m}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{dr} \\ \varphi_{qs2} = L_{s1}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{m}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_{r}i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds2} \\ \varphi_{qr} = L_{r}i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qr} \end{cases} \quad (I.37)$$

Donc le système d'équation (I.37) est écrit comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s1}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_{r}i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qr} = L_{r}i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (I.38)$$

$$\text{Avec : } L_m = \frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{mr} = \frac{3}{2}L_{sr}$$

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

On pose:

$$\varphi_{dm} = L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \quad (I.39)$$

$$\varphi_{qm} = L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \quad (I.40)$$

On remplace (I.39) et (I.40) dans (I.38) on aura :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + \varphi_{dm} \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + \varphi_{qm} \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + \varphi_{dm} \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + \varphi_{qm} \\ \varphi_{dr} = L_{dr}i_{dr} + \varphi_{dm} \\ \varphi_{qr} = L_{qr}i_{qr} + \varphi_{qm} \end{cases} \quad (I.41)$$

I.9.1.4 Equation mécanique :

Lorsqu'il y a un changement de repère, il est important de trouver la nouvelle expression du couple électromagnétique. Pour cela, il est nécessaire de calculer la puissance instantanée afin de déterminer l'expression du couple instantané.

La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante :

$$p_{abs} = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} \quad (I.42)$$

On remplace les tensions et les courants d'axes (d, q) dans le système d'équations (I.42) par leurs expressions dans l'équation (I.34) on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante :

$$\begin{aligned} P_{abs} = & \underbrace{R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2}_{\text{Terme 1}} + \\ & \underbrace{\omega_s(\varphi_{ds1}i_{qs1} - \varphi_{qs1}i_{ds1} + \varphi_{ds2}i_{qs2} - \varphi_{qs2}i_{ds2})}_{\text{Terme 2}} + \\ & \underbrace{\frac{d\varphi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt}i_{qs2} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt}i_{ds1}}_{\text{Terme 3}} \end{aligned} \quad (I.43)$$

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

- Le premier terme est identifiable aux pertes Joules.
- Le deuxième terme représente la puissance électrique transitée du stator au rotor.
- Le troisième terme représente la variation de l'énergie électromagnétique emmagasinée au stator.

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

$$P_{em} = \Omega C_{em} \quad (I.44)$$

Ω : La vitesse de rotation mécanique du rotor.

C_{em} : Le couple électromagnétique développé.

On obtient l'expression du couple à partir de deuxième terme de l'équation (I.43) :

$$C_{em} = p(\varphi_{ds1}i_{qs1} - \varphi_{qs1}i_{ds1} + \varphi_{ds2}i_{qs2} - \varphi_{qs2}i_{ds2}) \quad (I.45)$$

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

I.9.2 Choix du référentiel :

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels, et le choix se fait selon le problème à étudier.

I.9.2.1 Référentiel lié au stator :

Dans ce référentiel, les axes (od, oq) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_s = 0$), Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des de la vitesse de rotation dans ces conditions, nous avons [19] :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \text{ où } \theta_s = \theta_r + \theta \quad (I.46)$$

D'où :

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -p\Omega_{mec} \quad (I.47)$$

I.9.2.2 Référentiel lié au rotor :

Ce référentiel est utilisé dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse de rotation est considérée constante. Nous avons, donc [19] :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \text{ où } \theta_s = \theta_r + \theta \quad (I.48)$$

D'où :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = p\Omega_{mec} \quad (I.49)$$

I.9.2.3 Référentiel lié au champ tournant :

Dans ce référentiel, les axes od , oq tournent avec champ électromagnétique créé par les deux étoiles du stator $\omega_r = \omega_s$ alors :

$$\omega_g = (\omega_s - p\Omega_{mec}) \quad (I.50)$$

D'ou:

$$\omega_g = (\omega_s - \omega_r) \quad (I.51)$$

Dans cette étude le modèle a été exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant.

I.9.3 Application de la transformation de Park en choisissant le référentiel lié au champ tournant :

I.9.3.1 Equations des tensions :

En appliquant la transformation de PARK aux équations (I.34) nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds2} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\varphi_r}{dt} - (\omega_s - \omega_r)\varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\varphi_r}{dt} + (\omega_s - \omega_r)\varphi_{dr} \end{cases} \quad (I.52)$$

Nous choisissons dans tout ce qui suit, le vecteur $[\varphi_{ds1}, \varphi_{qs1}, \varphi_{ds2}, \varphi_{qs2}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}]$ comme vecteur d'état.

A partir des systèmes d'équations (I.41) les différents courants s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} i_{ds1} = \frac{(\varphi_{ds1} - \varphi_{dm})}{L_{s1}} \\ i_{qs1} = \frac{(\varphi_{qs1} - \varphi_{qm})}{L_{s1}} \\ i_{ds2} = \frac{(\varphi_{ds2} - \varphi_{dm})}{L_{s2}} \\ i_{qs2} = \frac{(\varphi_{qs2} - \varphi_{qm})}{L_{s2}} \\ i_{dr} = \frac{(\varphi_{dr} - \varphi_{dm})}{L_r} \\ i_{qr} = \frac{(\varphi_{qr} - \varphi_{qm})}{L_r} \end{cases} \quad (I.53)$$

On remplace (I.53) dans (I.52) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} = v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\varphi_{ds1} - \varphi_{dm}) + \omega_s \varphi_{qs1} \\ \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} = v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\varphi_{qs1} - \varphi_{qm}) - \omega_s \varphi_{ds1} \\ \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} = v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\varphi_{ds2} - \varphi_{dm}) + \omega_s \varphi_{qs2} \\ \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} = v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\varphi_{qs2} - \varphi_{qm}) - \omega_s \varphi_{ds2} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = v_{dr} - \frac{R_r}{L_r} (\varphi_{dr} - \varphi_{dm}) + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = v_{qr} - \frac{R_r}{L_r} (\varphi_{qr} - \varphi_{qm}) - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \end{array} \right. \quad (I.54)$$

A partir des équation(I.39)(I.40) les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{dm=L_a} \left(\frac{\varphi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{dr}}{L_r} \right) \\ \varphi_{qm=L_a} \left(\frac{\varphi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{qr}}{L_r} \right) \end{array} \right. \quad (I.55)$$

Où :

$$L_a = \frac{1}{1/L_{s1} + 1/L_{s2} + 1/L_r + 1/L_m}$$

On remplace les expressions des flux magnétisants ϕ_{md} , ϕ_{mq} dans (I.54) et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équations :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} = v_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} \varphi_{ds1} + \omega_s \varphi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} \varphi_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \varphi_{dr} \\ \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} = v_{qs1} - \omega_s \varphi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} \varphi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} \varphi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} = v_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} \varphi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} \varphi_{ds2} + \omega_s \varphi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \varphi_{dr} \\ \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} = v_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} \varphi_{qs1} - \omega_s \varphi_{ds2} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} \varphi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{dr}}{dt} = \frac{L_a}{T_r L_{s1}} \varphi_{ds1} + \frac{L_a}{T_r L_r} \varphi_{ds2} + \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \varphi_{dr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ \frac{d\varphi_{qr}}{dt} = \frac{L_a}{T_r L_{s1}} \varphi_{qs1} + \frac{L_a}{T_r L_{s2}} \varphi_{qs2} + \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \varphi_{qr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \end{array} \right. \quad (I.56)$$

$T_{s1} = \frac{L_{s1}}{R_{s1}}$: Constante de temps statorique de la première étoile.

$T_{S2} = \frac{L_{S2}}{R_{S2}}$: Constante de temps statorique de la deuxième étoile.

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

I.9.3.2 Simulation et Interprétation des résultats :

La figure suivante représente l'association de la MASDE avec deux réseaux décalés de $\frac{\pi}{6}$

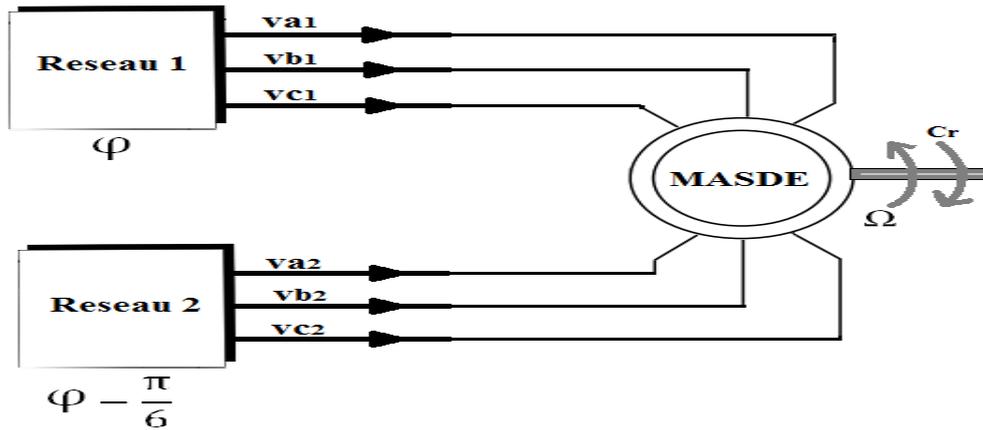


Figure I.6: Le schéma de la MASDE alimentée directement par un réseau triphasé.

Nous présentons dans ce qui suit les résultats de simulation.

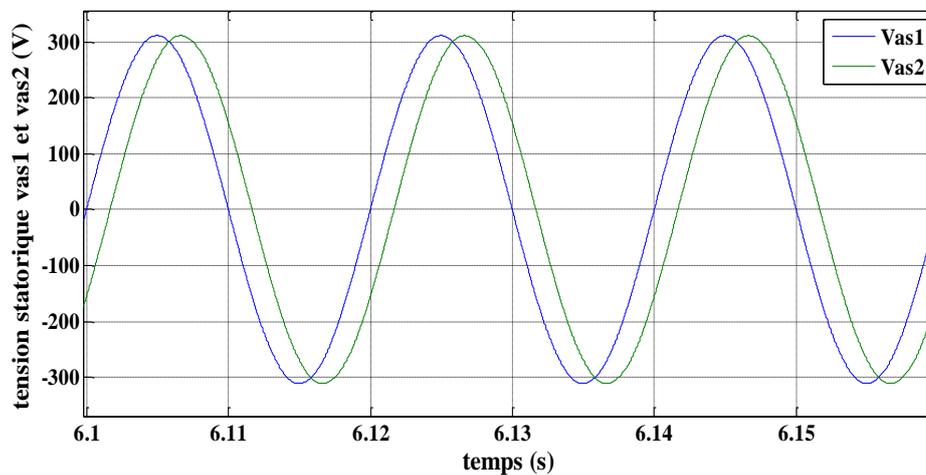


Figure I.7: Tension statoriques Vas1 et Vas2.

Fonctionnement en charge après la 4^{ème} seconde :

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

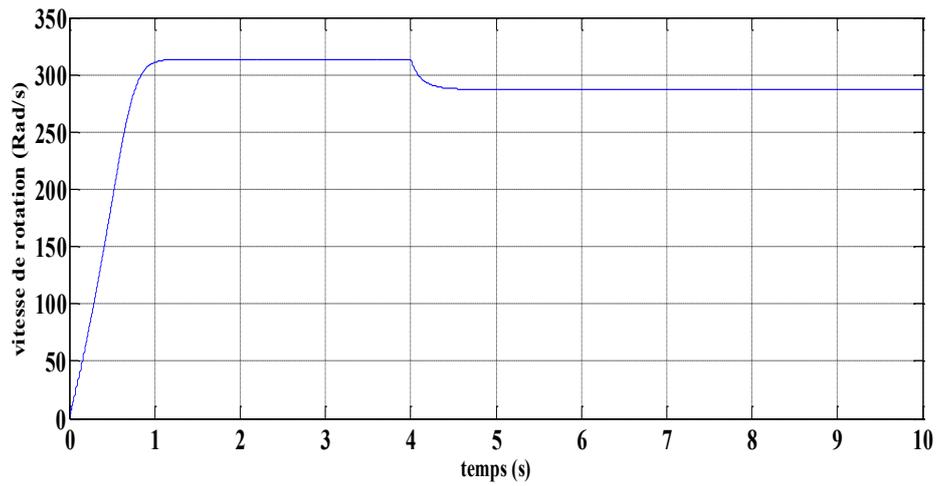


Figure I.8 : La vitesse de rotation.

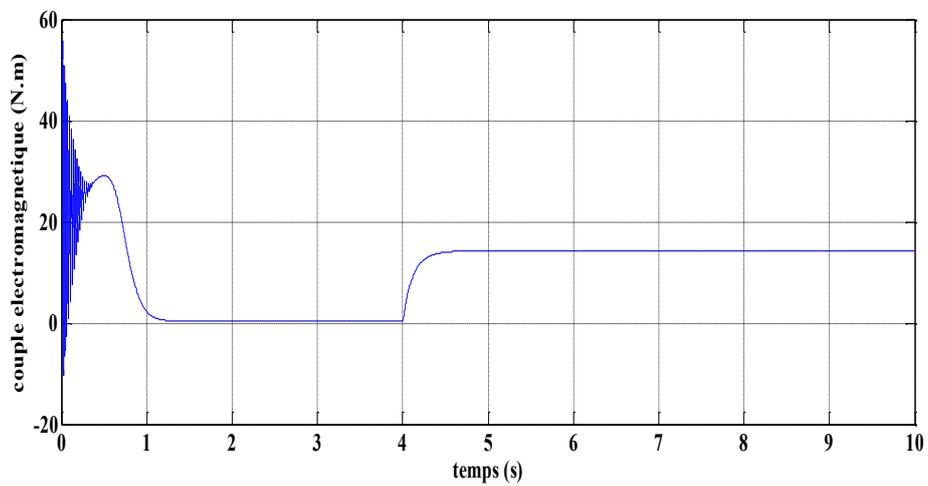


Figure I.9 : Allure du couple électromagnétique.

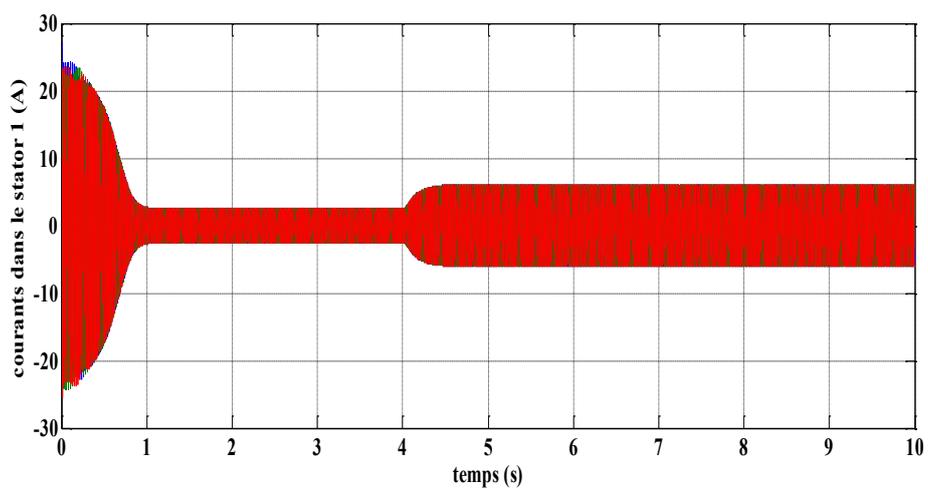


Figure I.10: Allure des courants du premier stator.

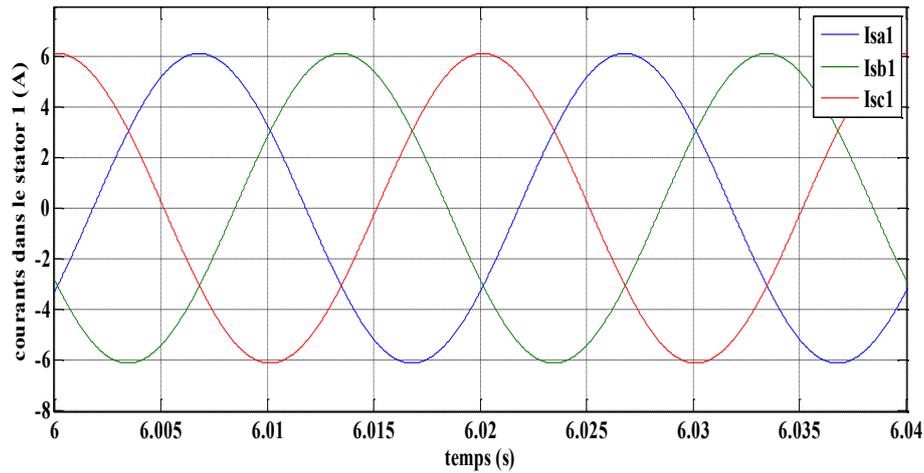


Figure I.11: Zoom des courants du premier stator.

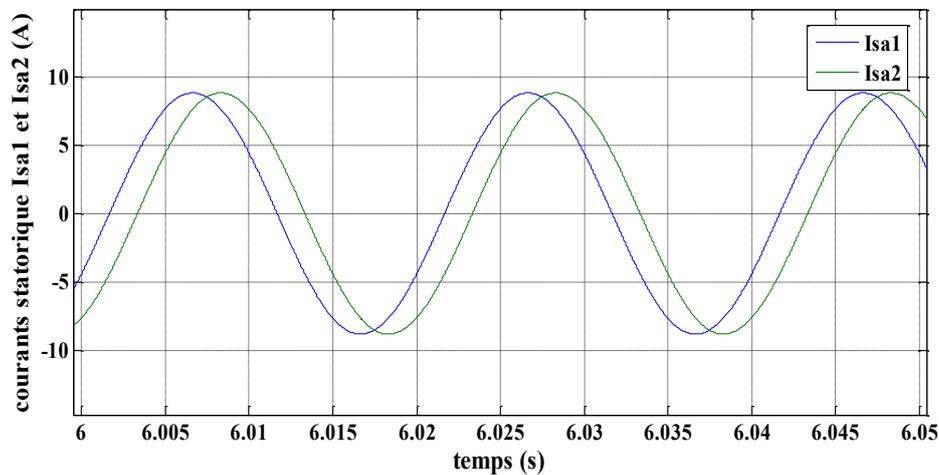


Figure I.12 : Zoom des courants déphasés entre I_{as1} et I_{as2} .

Lorsque la charge C_r de 14 Nm est appliquée à la machine en mode moteur à partir de $t = 4$ s, la vitesse (Figure I-8) commence à diminuer avant de se stabiliser à un certain moment. Cependant, le couple électromagnétique (Figure I-9) montre une augmentation qui se stabilise également après un certain temps. Les courants I_{as1} et I_{as2} ont la même forme avec un déphasage de $\frac{\pi}{6}$.

I.10 Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension à commande M.L.I :

Les machines à courant alternatif sont souvent associées aux onduleurs de tension, qui sont largement utilisées dans les systèmes d'entraînement industriels. Cette popularité est en grande partie due aux développements dans la technologie des semi-conducteurs, qui ont permis la conception de convertisseurs statiques toujours plus performants. De plus, les

progrès en matière de techniques numériques ont rendu possible l'exécution en temps réel d'algorithmes complexes de contrôle des convertisseurs [13].

I.10.1 Modélisation de l'onduleur de tension :

Un convertisseur statique autonome, tel que celui à commande adjacente ou à modulation de largeur d'impulsion (MLI), est utilisé pour transformer l'énergie d'une source continue en une énergie alternative à fréquence fixe ou variable [20].

Le contrôle de la vitesse et du couple de la machine asynchrone à double étoile (MASDE) est réalisé en agissant simultanément sur la fréquence et l'amplitude de la tension statique, à l'aide d'onduleurs de tension à fréquence variable. Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à commutation commandée, composé de trois branches avec deux paires d'interrupteurs commandées de manière disjointe et complémentaire.

Chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante :

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{l'interrupteur est fermé (Kj conduit, } \overline{K_j} \text{ bloqué)} \\ 0 & \text{l'interrupteur est ouvert (Kj bloqué, } \overline{K_j} \text{ conduit)} \end{cases}$$

Avec : $S_i + \overline{S}_i = 1$ et i égale à a ou b ou c. et $j = 1$ ou 2 ou 3.

La (figure I-13) représente le schéma de l'onduleur triphasé.

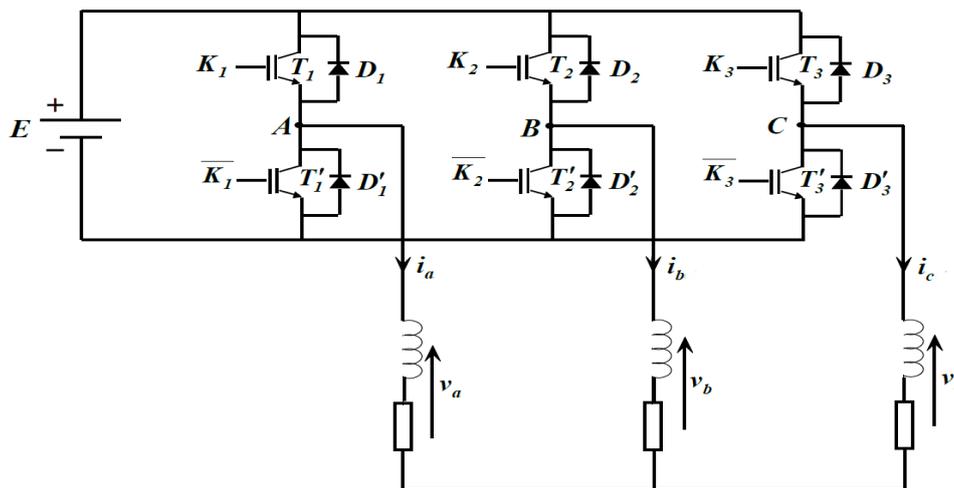


Figure I.13: Schéma de l'onduleur triphasé [32].

Les tensions composées sont :

$$\begin{cases} v_{AB} = v_a - v_b \\ v_{BC} = v_b - v_c \\ v_{CA} = v_c - v_a \end{cases} \quad (I.57)$$

Chaque interrupteur (transistor + diode) (Figure I-13), On peut aussi établir les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{A0} - v_A + v_b - v_{B0} = 0 \\ v_{A0} - v_A + v_c - v_{C0} = 0 \end{cases} \quad (I.58)$$

En additionnant ces équations, on obtient :

$$2v_{10} = 2v_a + v_b - v_{20} \quad (I.59)$$

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

$$va + vb + vc = 0 \quad (I.60)$$

Dans (I.61) on peut remplacer $vb + vc$ par $-va$ et on obtient :

$$\begin{cases} v_a = \frac{1}{3}(2v_{A0} - v_{B0} - v_{C0}) \\ v_b = \frac{1}{3}(-v_{A0} + 2v_{B0} - v_{C0}) \\ v_c = \frac{1}{3}(-v_{A0} - v_{B0} + 2v_{C0}) \end{cases} \quad (I.61)$$

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs K_i les tensions de branche v_{j0} peuvent être égales à E ou à 0 . On introduit d'autres variables $f_1 f_2 f_3$ qui prennent 1 (fermée) ou 0 (bloquée). L'équation (I.62) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.62)$$

I.10.2 Stratégie de commande :

La technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) est utilisée pour calculer les instants d'ouverture et de fermeture des interrupteurs en présentant les points d'intersection entre une tension de référence sinusoïdale et une tension de modulation triangulaire.

Les six signaux des références pour les deux onduleurs sont donnés par les équations suivantes [13] :

Pour la première étoile :

$$\begin{cases} v_{as1ref} = v_m \sin(2\pi ft) \\ v_{bs1ref} = v_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cs1ref} = v_m \sin(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.63)$$

Pour la seconde étoile :

$$\begin{cases} v_{as2ref} = v_m \sin(2\pi ft - \alpha) \\ v_{bs2ref} = v_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3} - \alpha) \\ v_{cs2ref} = v_m \sin(2\pi ft + \frac{2\pi}{3} - \alpha) \end{cases} \quad (I.64)$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$v_p(t) = \begin{cases} v_{pm} \left[4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] si \ 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ v_{pm} \left[-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] si \ \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (I.65)$$

1) L'indice de modulation "m" est égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f) :

Avec :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (I.66)$$

2) Le coefficient de réglage en tension (r) est égal au rapport de l'amplitude maximale de la tension de référence (v_m) sur la valeur crête de l'onde de modulation (v_{pm}).

Avec :

$$r = \frac{v_m}{v_{pm}} \quad (I.67)$$

I.10.3 Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension :

La (Figure 1-16) représente l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI.

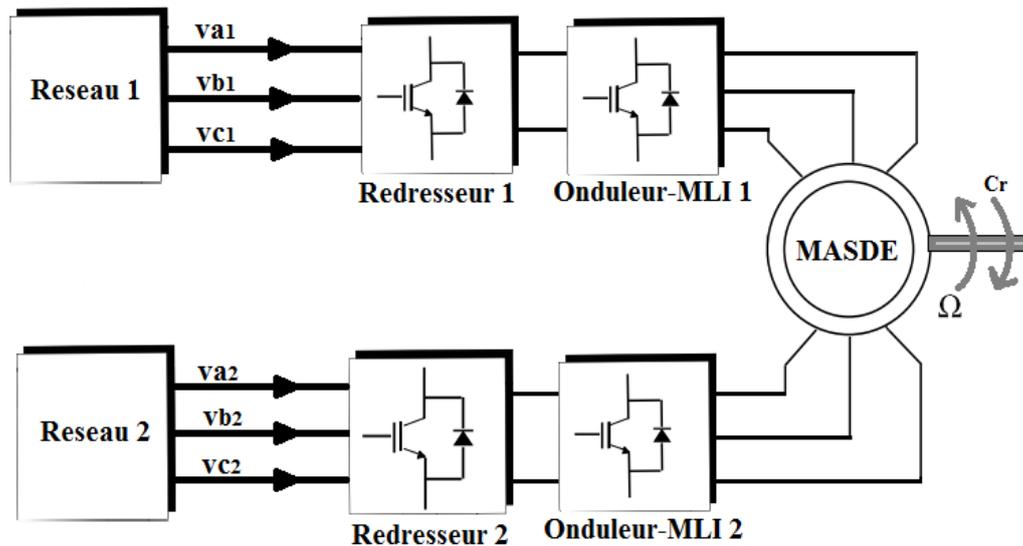


Figure I.14 : Le schéma de la MASDE alimenté par deux onduleurs de tension.

I.10.4 Simulation et Interprétation des résultats :

Nous présentons dans ce qui suit les résultats de simulation.

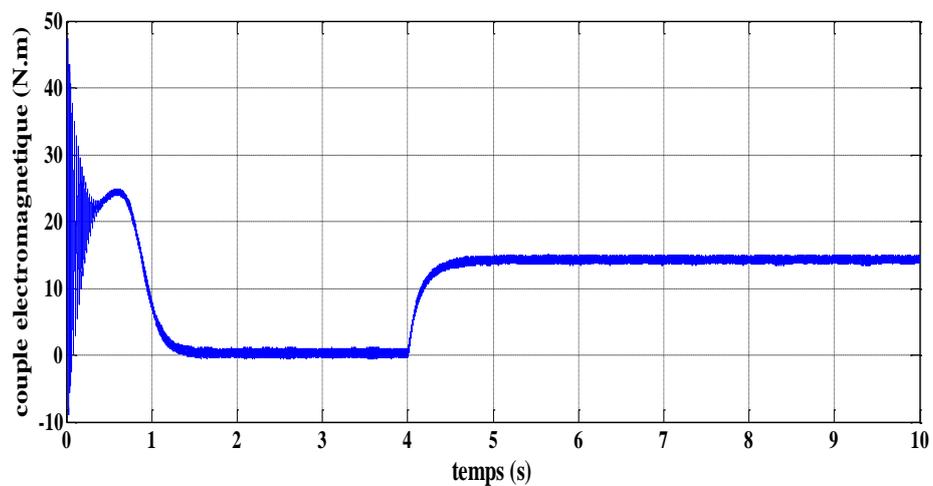


Figure I.15: Allure du couple électromagnétique.

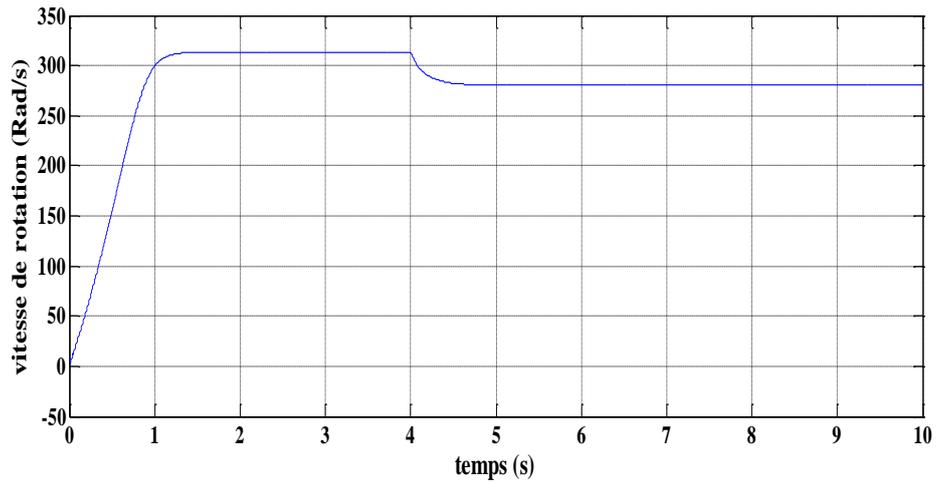


Figure I.16: Allure de la vitesse de rotation.

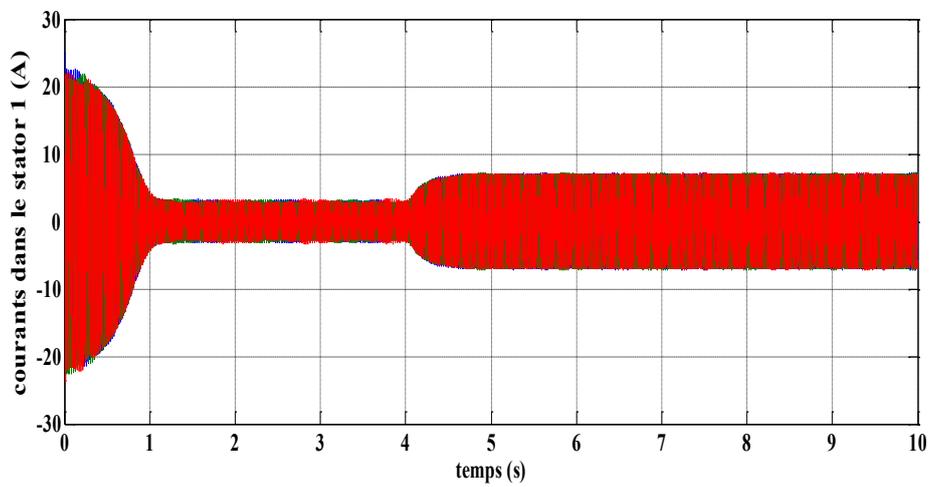


Figure I.17 : Allure des courants statoriques I_{s1} .

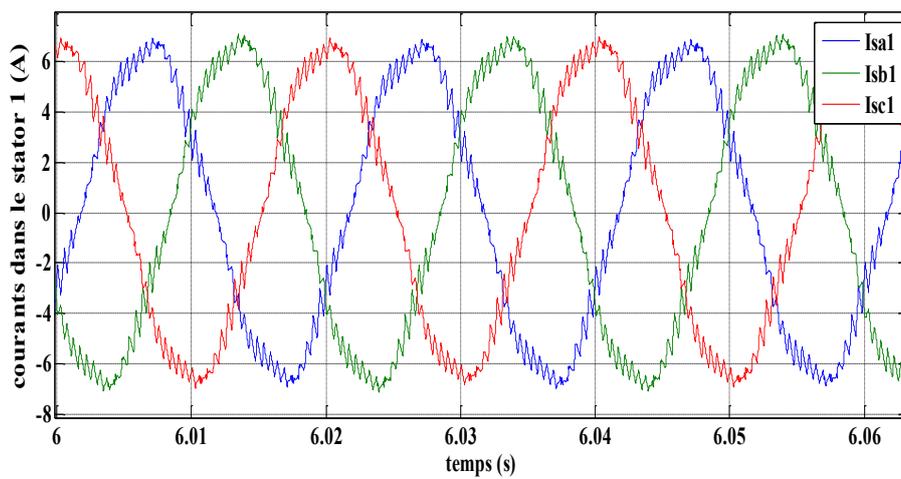


Figure I.18: Zoom des courants statoriques I_{s1} .

Les résultats de simulation sont similaires aux résultats précédents, en termes de valeur des différentes grandeurs (courant, couple, vitesse en régime établie). Mais avec la présence d'harmonique pour les courants, couple électromagnétique, ces harmoniques sont dus à la présence des onduleurs de tension.

I.11 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a donné quelques généralités sur les machines multi-phasées ou on s'intéresse aux machines les plus courantes, les machines double étoile (MASDE). Ensuite, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone double étoile tout en adoptant certain hypothèses simplificatrices. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique dont la complexité a été réduite.

Afin de vérifier le modèle, une simulation numérique a été effectuée sur MATLAB/SIMULINK en mode moteur. Le moteur a été d'abord alimenté par un réseau électrique triphasé, puis par deux onduleurs de tension utilisant la commande MLI. Les résultats montrent que les ondulations du couple électromagnétique sont plus importantes dans le cas où la MASDE est alimenté par deux onduleurs de tension.

Chapitre II. : Commande DTC-SMC d'une MASDE.

II.1 Introduction :

La commande directe du couple (DTC) est considérée comme la commande rapprochée, tandis que la commande par mode glissant (SMC) est estimée comme une commande éloignée. Ces dernières sont couramment utilisées dans les systèmes des moteurs électriques. Dans le cas spécifique de la machine asynchrone double étoile, ces deux techniques peuvent être appliquées pour assurer un contrôle précis du couple et de la vitesse de rotation.

La technique de mode glissant consiste à utiliser une fonction de glissement pour maintenir les grandeurs de référence proches à celle mesurées, tout en minimisant les erreurs de suivi. La commande directe du couple (DTC) a été introduite au milieu des années 80 par les deux chercheurs M. TAKAHACHI et I. DEPENDORK [19], elle consiste en un contrôle direct de l'ouverture ou de la fermeture des interrupteurs à partir de valeurs précalculées du flux statorique du couple.

La DTC a base de mode glissant est très performante en termes de dynamique et de précision, mais elle peut engendrer des perturbations électromagnétiques et acoustiques.

Ce chapitre est divisé en trois parties. Dans la première partie, nous présentons la commande directe du couple. Ensuite la deuxième partie traite la commande par mode glissant. Enfin, la troisième partie sera consacrée à la simulation et l'interprétation des résultats obtenus.

La figure II.1 représente le Schéma globale de la commande DTC-SMC d'une MASDE.

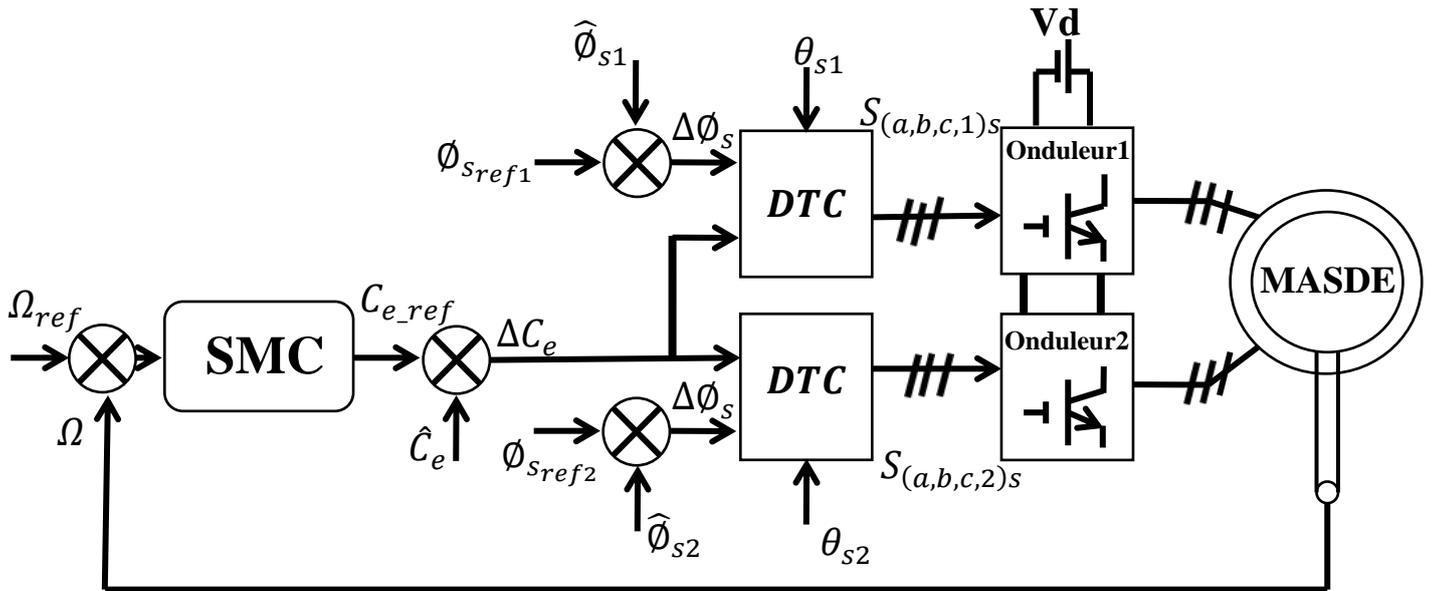


Figure II.1 : Schéma globale de la commande DTC-SMC d'une MASDE.

II.2 Commande directe du couple de la MASDE :

II.2.1 Principe de la DTC :

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur selon l'évolution des valeurs du flux statorique et de couple électromagnétique de la machine. Les variables contrôlées (flux statorique et le couple électromagnétique) sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir ces deux grandeurs instantanées à l'intérieur d'une bande autour de la valeur désirée. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur optimal de tension de l'onduleur à appliquer à chaque instant de commutation [21].

II.2.2 Caractéristiques principales de la commande directe du couple :

Pour assurer une meilleure précision de la grandeurs contrôlées (flux statorique et couple électromagnétique) dans une commande DTC, il est conseillé d'adopter une fréquence de calcul élevée pour éviter les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Cette exigence requiert l'utilisation de calculateurs à haute performance pour garantir des calculs en temps réel [22].

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- La commande directe du couple et du flux à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.

- Une très bonne dynamique de la machine.
- L'existence d'oscillations du couple qui dépendent, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

II.2.3 Les avantages et les inconvénients de la DTC :

II.2.3.1 Les avantages :

- Une très bonne dynamique du couple qui peut se caractériser par des faibles temps de réponse.
- Pas d'obligation de connaître avec une grande précision la position rotorique car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur du flux statorique est nécessaire.
- Absence de bloc de calcul de modulation de tension MLI.
- Pas d'obligation de découplage des courants par rapport aux tensions de commande comme dans le cas de la commande vectorielle.

II.2.3.2 Les inconvénients :

- Fréquence de commutations non constantes (utilisation de régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et les oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.
- Existence d'oscillations de couple.
- Nécessité de disposer d'estimations du flux statorique et du couple [23].

II.2.4 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé :

Lorsque le moteur fonctionne, les tensions d'alimentation sont déduites de la tension des états de commutation des bras de l'onduleur. Les états de commutation (S_a , S_b , S_c), qui représentent l'état logique des trois interrupteurs, permettent d'estimer ces tensions. Chaque état peut prendre les valeurs 1 ou 0, ce qui donne huit combinaisons possibles.

V_0 (0 0 0), V_1 (1 0 0), V_2 (1 1 0), V_3 (0 1 0), V_4 (0 1 1), V_5 (0 0 1), V_6 (1 0 1), V_7 (1 1 1).

Les huit combinaisons générées possibles sont huit vecteurs de tensions applicables aux bornes de la MASDE, à l'exception des vecteurs V_0 et V_7 qui sont nuls.

L'équation électrique aux bornes de la machine peut s'écrire en fonction de différents vecteurs tensions, courant et flux, sous la forme suivante :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{II.1})$$

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (II.2)$$

$V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$: ce sont les projections du vecteur tensions V_s dans le repère orthogonal (α, β) .

Les positions spatiales, dans le plan (α, β) , des vecteurs tensions générées par l'onduleur sont présentées dans la Figure (II.2) :

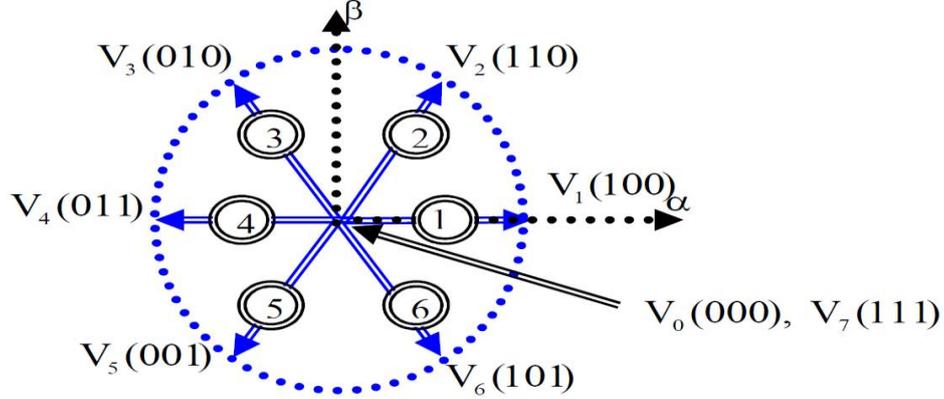


Figure II.2: Représentation des vecteurs tensions générées par l'onduleur.

Le vecteur tension V_s est produit par l'onduleur de tension triphasé qu'on suppose parfait. Ce vecteur est fonction des états de commutation des bras d'onduleur (S_a, S_b, S_c) et peut s'écrire, en utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs, sous la forme suivante [24] :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot E \cdot (S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (II.3)$$

En développant le vecteur tension V_s , la relation entre les tensions réelles (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) et les variables booléennes (S_a, S_b, S_c) s'écrit comme l'équation suite [27] :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

En utilisant la transformée de Concordia, on peut lier les tensions réelles (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) aux tensions dans le plan (α, β) par la relation suivante [28] :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & \frac{-1}{\sqrt{2}} & \frac{-1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} & \frac{-\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (II.4)$$

(0, 0,1) signifie :

0 : interrupteur en haut du 1^{er} bras ouvert.

0 : interrupteur en haut du 2^{eme} bras ouvert.

1 : interrupteur en haut du 3^{ème} bras est fermé.

II.2.5 Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique :

II.2.5.1 Contrôle vectoriel de couple :

Le modèle de la machine dans le référentiel lié au stator (α, β) est donné par les équations :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (II.5)$$

$$\bar{V}_r = 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} - j\omega_r \bar{\varphi}_r \quad (II.6)$$

A partir des expressions des flux, le courant rotorique s'écrit :

$$\bar{i}_r = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\varphi_r - \frac{L_m}{L_s} \bar{\varphi}_s \right) \quad (II.7)$$

Avec $\sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right)$ (coefficient de dispersion)

Les équations deviennent :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (II.8)$$

$$\frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma \tau_r} - j\omega_r \right) \bar{\varphi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\sigma \tau_r} \bar{\varphi}_s \quad (II.9)$$

Avec $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ (constante de temps rotorique)

Ces relations montrent que :

- Il est possible de contrôler le vecteur de flux φ_s à partir du vecteur de tension V_s à un terme de chute de tension près ($R_s i_s$).
- Le flux φ_r suit les variations de φ_s avec un petit retard provoqué par la constante de temps $\sigma \tau_r$.

En régime permanent, l'équation (II.7) s'écrit :

$$\bar{\varphi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{\bar{\varphi}_s}{1 - j\omega_r \sigma \tau_r} \quad (II.10)$$

En posant $\gamma = (\varphi_s, \varphi_r)$ le couple s'exprime sous la forme suivante :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \varphi_s \varphi_r \sin \gamma \quad (II.11)$$

Le couple produit par la machine dépend de l'amplitude et de la position relative des deux vecteurs φ_s et φ_r . Ainsi, en assurant un contrôle précis du flux φ_s (à partir de V_s) en termes de module et de position, il est possible de contrôler l'amplitude et la position relative de φ_r , ce

qui permet de contrôler le couple. Cependant, cela est conditionné par la période de commande T_e de la tension V_s , qui doit être beaucoup plus petite que $\sigma \tau_r$ [23].

II.2.5.2 contrôles du flux statorique :

Le modèle généralement choisi pour la mise en œuvre de la DTC est le modèle à référentiel stationnaire (α, β). Ce modèle peut être décrit par le système d'équations suivant [27] :

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{II.12})$$

À partir de l'équation (II.12) et en considérant la chute de tension (R_s, i_s) négligeable devant la tension V_s (ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée) Sur un intervalle $[0, T_e]$, correspondant à une période d'échantillonnage T_e , les commandes (S_a, S_b, S_c) sont fixes. Par conséquent, on peut écrire :

$$\bar{\varphi}_s(t) = \bar{\varphi}_{s0} + \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.13})$$

Où φ_{s0} est le vecteur flux à l'instant $t=0$, l'extrémité du vecteur φ_s , sur un intervalle $[0, T_e]$, se déplace sur une droite de direction V_s [27]

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s0} + \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.14})$$

A partir de l'équation précédente on trouve :

$$\varphi_s(k+1) \approx \varphi_s(k) + V_s T_s \Rightarrow \Delta \bar{\varphi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (\text{II.15})$$

Avec :

- $\varphi_s(k+1)$ est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.
- $\varphi_s(k)$ est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.
- $\Delta \bar{\varphi}_s$ est la variation du vecteur de flux statorique ($\varphi_s(k+1) - \varphi_s(k)$).
- T_s est la période d'échantillonnage.

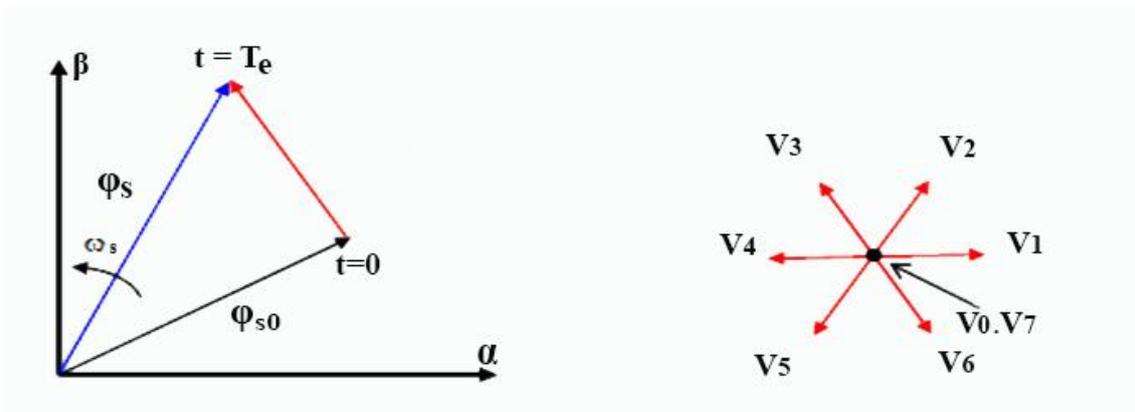


Figure II.3: Exemple de l'évolution de l'extrémité de φ_s pour R_s, i_s négligeable.

II.2.6 Choix du vecteur tension :

La sélection de la tension V_s est conditionnée par plusieurs paramètres tels que la position du flux φ_s sa variation voulue en module, son sens de rotation et l'évolution souhaitée du couple. La trajectoire de φ_s est divisée en six zones i , où i est comprise entre 1 et 6, comme illustré sur la Figure (II.4).

Lorsque le flux φ_s se trouve dans une zone i ($i=1\dots6$) le contrôle du couple et de flux est assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivantes :

- Si V_{i+1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- Si V_0 ou V_7 est sélectionné, alors la rotation du flux φ_s arrêtée, ce qui conduit à une décroissance du couple alors que le module de flux φ_s reste inchangé.

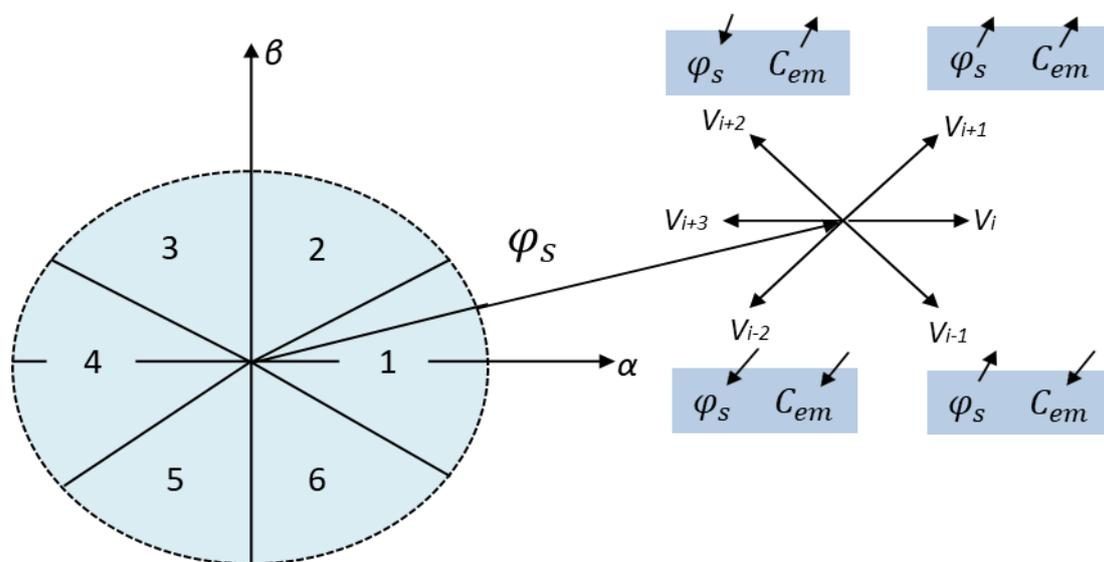


Figure II.4 : Choix du vecteur tension.

Au début de la zone i , les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont orthogonaux à φ_s , ce qui entraîne une évolution rapide du couple mais une évolution plus lente de l'amplitude du flux φ_s . À la fin de la zone, c'est l'inverse qui se produit. Pour les vecteurs V_{i-1} et V_{i+2} , l'évolution est lente pour le couple et rapide pour l'amplitude de φ_s au début de la zone i , mais à la fin de la zone, c'est le contraire qui se produit.

Dans la zone i , les vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés, indépendamment de l'évolution du couple ou du flux. Cela s'explique par le fait que leur utilisation entraînerait la plus forte variation de flux, mais leur impact sur le couple dépendrait de la position de φ_s dans la zone.

Le vecteur de tension en sortie de l'onduleur est calculé en fonction des différences entre le couple et le flux produit par rapport à leurs valeurs de référence, ainsi que de la position du vecteur de flux φ_s . Un estimateur de vecteur flux φ_s en module et en position ainsi qu'un estimateur du couple sont donc nécessaires.

II.2.7 Les estimateurs :

II.2.7.1 Estimation du flux statorique :

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante [28] :

$$\overline{\varphi_s}(t) = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{i_s}) d\tau \quad (II. 16)$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) , tel que :

$$\overline{\varphi_s} = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta} \quad (II. 177)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (II. 18)$$

Avec :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) d\tau \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) d\tau \end{cases} \quad (II. 19)$$

Les composantes α et β des vecteurs courants statoriques $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, sont obtenues par l'application de la transformation de *Concordia* aux courants i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} mesurés :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (II. 20)$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ composants de $V_{s\alpha}$ à partir de la tension E , des états de commande (S_a, S_b, S_c) et en utilisant la transformation de Concordia, on obtient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} E [S_b - S_c] \end{cases} \quad (II. 21)$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux φ_s est déterminée à partir des composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$. L'angle α_s entre le référentiel statorique (α, β) et le vecteur φ_s est égale à :

$$\alpha_s = \arctg\left(\frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}}\right) \quad (II.22)$$

II.2.7.2 Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des flux estimés $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$, et des courants statoriques mesurés $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, et qui peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_{em} = p(\varphi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (II.23)$$

II.2.8 Elaboration du vecteur de commande :

II.2.8.1 Correcteur de flux :

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur φ_s dans une couronne circulaire comme le montre la Figure (II.5). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de φ_s , afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant, pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur est représentée par une variable booléenne (Cflx) et indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx=1) ou diminuée (Cflx=0) de façon à maintenir [23].

$$|(\varphi_s)_{ref} - \varphi_s| \leq \Delta\varphi_s \quad (II.24)$$

Avec :

$(\varphi_s)_{ref}$: La consigne de flux.

$\Delta\varphi_s$: Largeur d'hystérésis du correcteur.

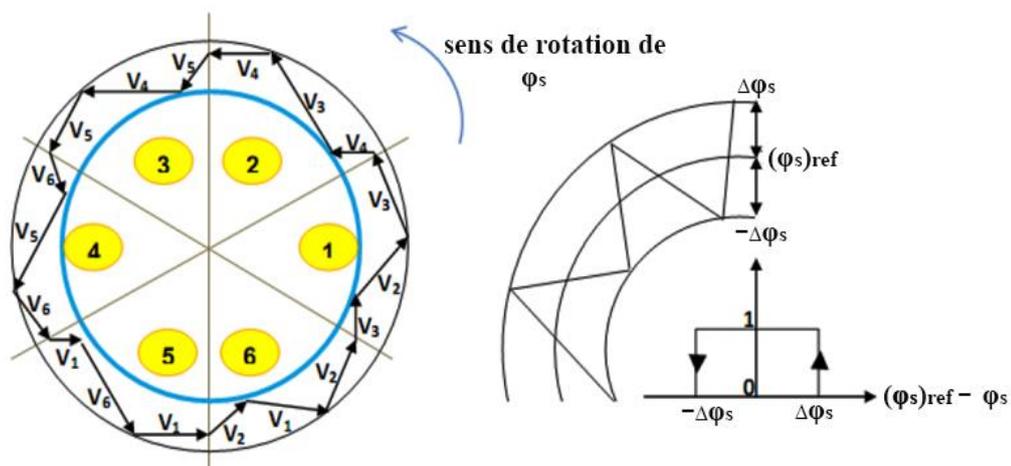


Figure II.5: Correcteur de flux à hystérésis.

II.2.8.2 Correcteur du couple :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites :

$$|(C_{em})_{ref} - C_{em}| \leq \Delta C_{em} \quad (II.25)$$

Avec C_{em-ref} est le couple de référence et ΔC_{em} est la bande d'hystérésis du correcteur.

Pendant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif. Deux solutions peuvent alors être envisagées :

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

Nous utilisons un régulateur à trois niveaux dans notre situation, ce qui permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, que ce soit pour un couple positif ou négatif. La variable de sortie du régulateur est représentée par C_{cpl} , qui est une variable booléenne indiquant si l'amplitude du couple doit augmenter en valeur absolue ($C_{cpl}=1$) pour une consigne positive, diminuer en valeur absolue ($C_{cpl}=-1$) pour une consigne négative ou rester constante ($C_{cpl}=0$). Cette information est tirée directement du régulateur [23].

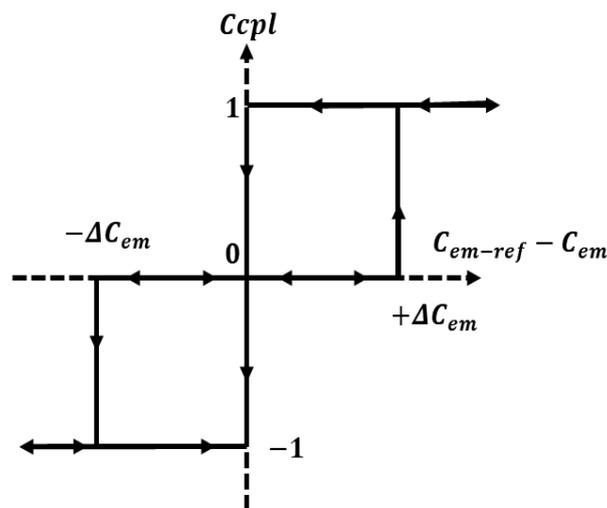


Figure II.6 : Évolution du couple en utilisant un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

II.2.9 Table de commutation :

Comme mentionné précédemment, il est possible d'utiliser deux vecteurs de tension pour chaque sens de rotation : l'un pour augmenter le vecteur de flux statorique et l'autre pour le réduire. Grâce à cela, le couple peut être contrôlé en utilisant une table de commutation logique optimale, qui détermine le vecteur de tension à appliquer dans chaque secteur en fonction des sorties des régulateurs et de la position du vecteur de flux statorique. Ce tableau est présenté ci-dessous.

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur	
$C_{\text{flx}}=0$	$C_{\text{cpl}}=1$	V3	V4	V5	V6	V1	V2	02 niveaux	
	$C_{\text{cpl}}=0$	V0	V7	V0	V7	V0	V7		
	$C_{\text{cpl}}=-1$	V5	V6	V1	V2	V3	V4	03 niveaux	
$C_{\text{flx}}=1$	$C_{\text{cpl}}=1$	V2	V3	V4	V5	V6	V1	02 niveaux	
	$C_{\text{cpl}}=0$	V7	V0	V7	V0	V7	V0		
	$C_{\text{cpl}}=-1$	V6	V1	V2	V3	V4	V5	03 niveaux	

Tableau II.1 : Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis a trois niveaux (avec les vecteurs tension nuls) [31].

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur	
$C_{\text{flx}}=0$	$C_{\text{cpl}}=1$	V3	V4	V5	V6	V1	V2	02 niveaux	
	$C_{\text{cpl}}=0$	V4	V5	V6	V1	V2	V3		
	$C_{\text{cpl}}=-1$	V5	V6	V1	V2	V3	V4	03 niveaux	
$C_{\text{flx}}=1$	$C_{\text{cpl}}=1$	V2	V3	V4	V5	V6	V1	02 niveaux	
	$C_{\text{cpl}}=0$	V1	V2	V3	V4	V5	V6		
	$C_{\text{cpl}}=-1$	V6	V1	V2	V3	V4	V5	03 niveaux	

Tableau II.2: Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis a trois niveaux (avec les vecteurs tension non nuls) [31].

Il est à noter que la fréquence de commutation dépendra de l'amplitude de la bande d'hystérésis du flux utilisée. Plus la largeur de la bande est faible, plus la fréquence est élevée. [25][26].

La figure II.7 représente la structure générale de la commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone double étoile. Nous utilisons la table de commutation classique de *Takahashi*. Le choix de V_s est effectué à chaque période d'échantillonnage T_s .

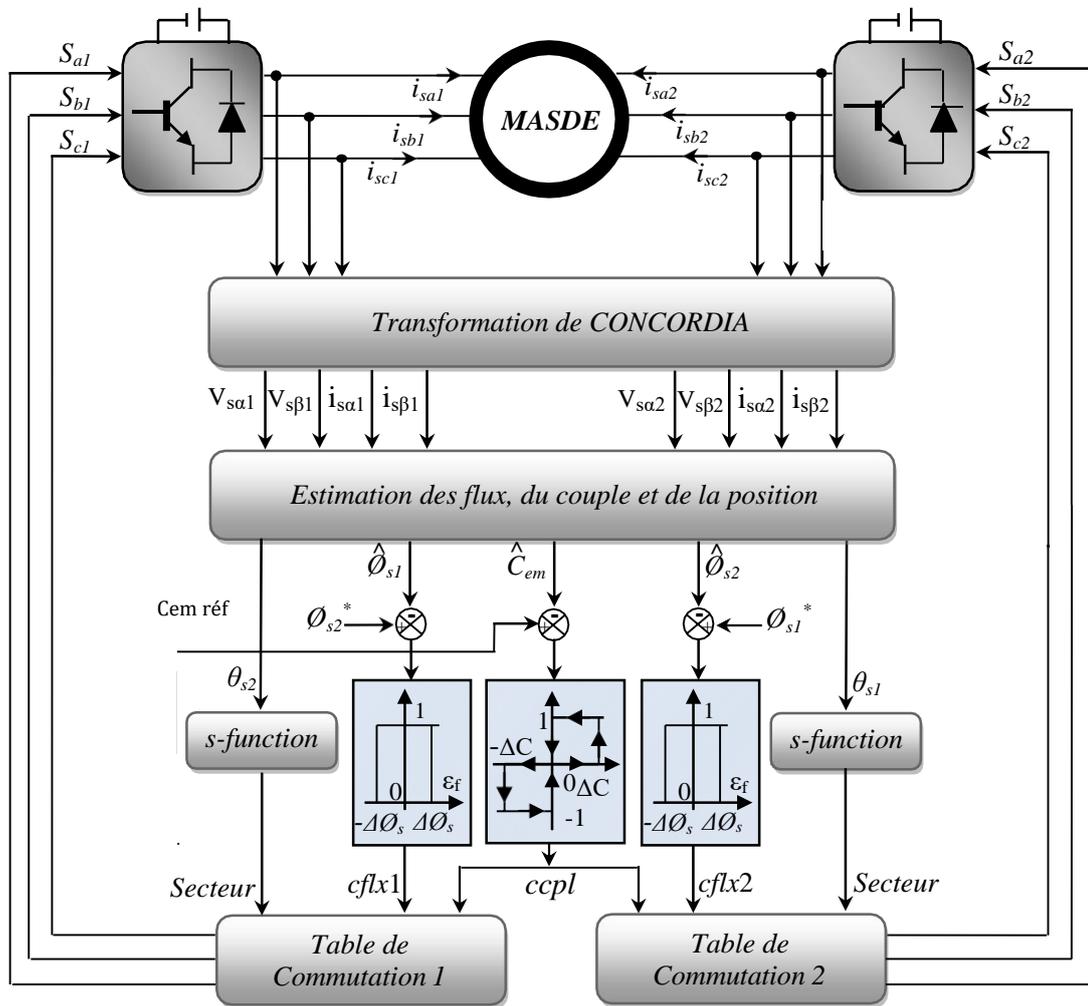


Figure II.7 : Structure générale de la commande directe du couple (DTC) de la MASDE.

II.3 Commande par mode glissant :

II.3.1 systèmes à structures variables :

La notion du système à structure variable (SSV) apparaît lorsque la structure du système ou du correcteur utilisé prend d'une façon discontinue deux ou plusieurs expressions, Il en découle les définitions suivantes [30][31] :

- **Définition 1** : Un système dont la structure change pendant son fonctionnement est un système dit à structure variable (SSV). Par conséquent, il est caractérisé par le choix d'une fonction ou structures et d'une logique de commutation.
- **Définition 2** : Un système à structure variable est un système qui admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(x) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(x) & \text{si la condition } n \text{ est vérifiée} \end{cases} \quad (II.26)$$

Où :

x : Vecteur d'état.

f_i : Fonction appartient à un ensemble de sous-systèmes et appelées structures, $i \in [1, n]$.

L'étude de tels systèmes présentent un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela grâce aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celle de chacun de sous système $f_i(x)$ pris seul.

II.3.2 Principe de la commande par mode glissante :

Un système à structure variable est un système qui peut changer de configuration pendant son fonctionnement. Cette particularité réside dans le choix d'une structure et d'une logique de commutation, qui permet au système de passer d'une configuration à une autre à tout moment. Par ailleurs, ce type de système peut présenter des nouvelles propriétés qui ne sont pas présentées dans chaque configuration individuelle.

En utilisant la commande par mode glissant pour les systèmes à structure variable, la trajectoire d'état est dirigée vers une surface définie. Grâce à une loi de commutation appropriée, la trajectoire est contrainte de rester à proximité de cette surface, appelée surface de glissement. Le mouvement le long de cette surface est alors appelé mouvement de glissement [32].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes :

- ✚ Le mode de convergence (MC) correspond à la phase durant laquelle la variable à réguler peut partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, mais finit par

converger vers la surface de commutation $S(x_1, x_2) = 0$. Cette phase est déterminée par la loi de commande et le critère de convergence.

- ✚ Le mode de glissement (MG) est atteint lorsque la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par la détermination de la surface de glissement $X=0$.
- ✚ Le mode de régime permanent (MRP) est utilisé pour étudier la réponse du système autour de son point d'équilibre, l'origine du plan de phase. Ce mode est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

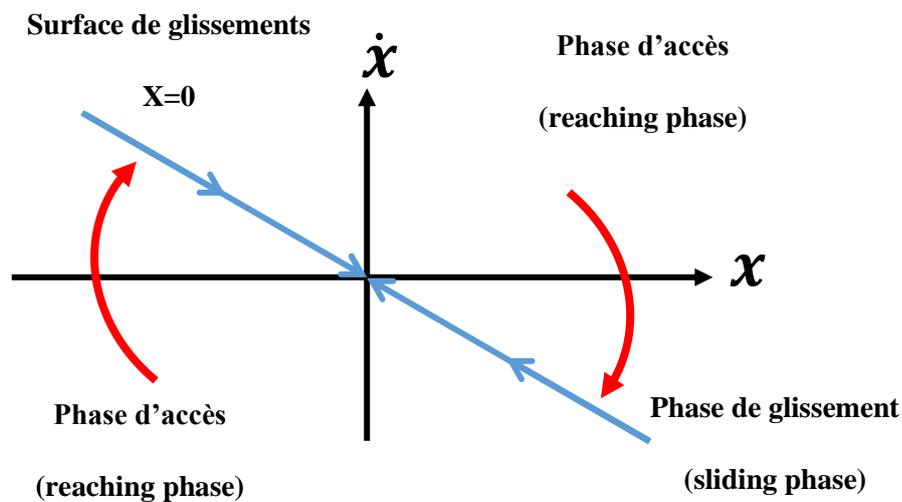


Figure II.8: Principe de la commande par mode glissant.

II.3.3 Théorie de la commande par mode glissant :

La commande à structure variable (CSV) est par nature une commande non linéaire. Ce qui caractérise principalement les systèmes à structure variable est que leur loi de commande change de manière discontinue. Ces changements se produisent en fonction des variables d'état, qui sont utilisées pour créer une "variété" ou une "hypersurface" appelée surface de glissement. L'objectif de cette surface de glissement est de contrecarrer la dynamique du système à répondre à celle définie par l'équation de l'hypersurface.

Lorsque l'état du système est maintenu sur cette hypersurface, on dit que le système est en régime glissant. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont satisfaites, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation et à certaines perturbations. Ceci rend la commande à structure variable particulièrement adaptée pour traiter les systèmes dont les modèles sont mal connus, que ce

soit en raison de problèmes d'identification des paramètres ou de simplifications du modèle du système [33].

II.3.4 Conception de l'algorithme de commande par mode glissant :

La conception de régulateurs à base de modes glissants permet de prendre en compte de manière systématique les problèmes de stabilité et de performances souhaitées. La mise en œuvre de cette méthode de commande comprend principalement trois étapes [33] :

1. Le choix de la surface
2. L'établissement des conditions requises pour assurer la convergence
3. La détermination de la loi de commande.

II.3.4.1 Choix de surfaces de glissement :

La conception du système de commande sera démontrée pour un système non linéaire suivant :

$$\dot{x} = f(x, t) + g(x, t).u \quad (II. 27)$$

Où : $x \in R^n$ est le vecteur d'état, $u \in R^m$ est le vecteur de commande,

$f(x, t) \in R^n, g(x, t) \in R^{n \times m}$.

Dans notre travail, on s'intéresse à une surface de forme non linéaire donné par Slotine :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} e \quad (II. 38)$$

Avec :

λ : Coefficient positif.

$e = x - x_d$: Écart de la variable à régler.

x_d : Valeur désire.

n : Ordre du système, c'est le plus petite entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande.

Le but de cette commande est de maintenir la surface en direction de zéro. Cette surface correspond à une équation différentielle linéaire, dont la seule solution est $e(x) = 0$ pour une valeur appropriée du paramètre λ . Ce qui est équivalent à un problème de poursuite de trajectoire, qui peut être vu comme une linéarisation précise de l'erreur, tout en respectant les conditions de convergence [32].

II.3.4.2 Condition d'existence et de convergence des régimes glissant :

Les conditions d'existence et de convergence sont des critères qui permettent à la dynamique du système de converger vers la surface de glissement et de s'y maintenir malgré

les perturbations. Il y a deux considérations correspondantes au mode de convergence de l'état du système, qui se traduisent par deux types de conditions :

➤ **Fonction directe de commutation :**

C'est la première condition de convergence et la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro.

Elle s'exprime sous la forme :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (II.29)$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée $\dot{S}(x)$ les valeurs justes à gauche et droite de commutation.

➤ **Fonction de Lyapunov :**

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ appliquée aux variables d'état du système. La loi de commande doit veiller à ce que cette fonction décroisse au cours du temps.

On définit la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (II.30)$$

En dérivant cette dernière, on obtient :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (II.31)$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$. Ceci n'est vérifié que si la condition (II.31) est vérifiée.

L'équation (II.30) indique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement, exprimé par $S^2(x)$, décroît constamment, forçant la trajectoire du système à se rapprocher de la surface, quelle que soit la direction. Cependant, cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie [34]. Cette fonction est utilisée pour estimer les performances de la commande comme l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non linéaire.

II.3.4.3 Détermination de la loi de commande :

Une fois que la surface de glissement et le critère de convergence ont été sélectionnés, la prochaine étape consiste à déterminer la commande requise pour amener la variable à régler à la surface, puis vers son point d'équilibre (l'origine du plan de phase), tout en maintenant la condition d'existence du mode de glissement.

Pour mettre en évidence le développement des lois de commande par mode glissant, il y a trois types de structures très répandues :

- La commande par contre-réaction linéaire a gains commutes.
- La commande par relais.
- La commande équivalente.

Les deux dernières approches sont les plus préférées dans la commande des machines électriques. Nous considérons le système défini dans l'espace d'état par l'équation (II.27). Il s'agit de trouver l'expression analogique de la commande u [35][36].

Le vecteur u est composé de deux grandeurs, la première concernant la linéarisation exacte u_{eq} (commande équivalente) elle a une influence sur le mode glissant, on la détermine grâce aux conditions d'invariance et la deuxième composante non linéaire stabilisante u_n (commande attractive ou grandeur de commande discontinue) elle a une influence sur le mode d'approche et garantit l'attractivité de la variable vers la surface de glissement. Cette dernière est très importante car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Donc [30] :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \quad (II.32)$$

La loi de commande n'affecte pas la dynamique du système, ce qui permet d'ajouter une partie continue pour réduire l'amplitude de la discontinuité.

Cependant, une hypothèse clé dans la conception des systèmes à structure variable pour la commande par mode de glissement est que la commande doit passer instantanément (à une fréquence infinie) entre U^+ et U^- en fonction du signe de la surface de glissement.

➤ **Commande équivalente :**

Un vecteur de commande équivalent u_{eq} proposé par Filipov et Utkin se définit comme celui qui produit le régime glissant idéal. Il sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$.

La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$. D'une manière simplifiée, la méthode de contrôle équivalent permet de remplacer le contrôle discontinu actif sur la surface de commutation par un contrôle équivalent, ce qui fait que le vecteur vitesse de l'espace d'état est tangent à la frontière entre les régions de discontinuités.

La commande équivalente est schématisée dans la figure II.9 [30].

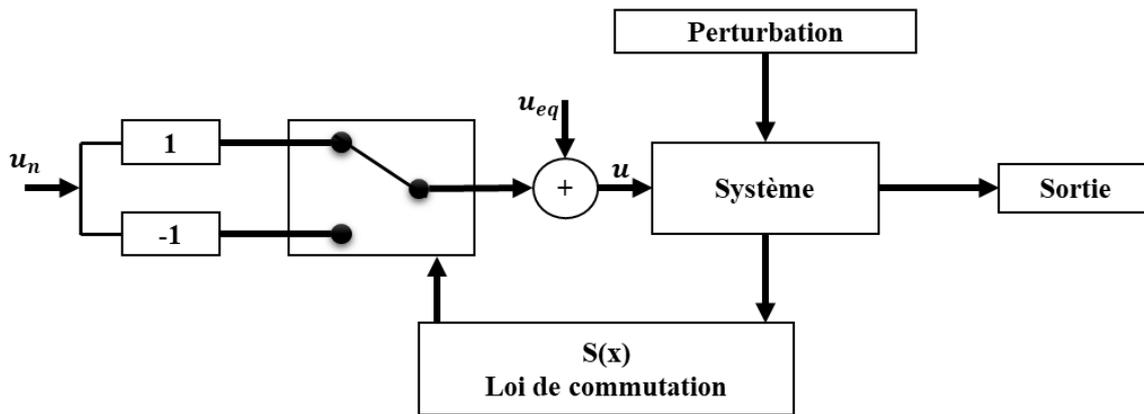


Figure II.9: Schéma Structurelle de la Commande Équivalente.

II.3.6 Phénomène de chattering :

Lorsqu'on utilise les techniques des modes glissants, le phénomène de Chattering peut survenir à cause d'une commutation non infiniment rapide de la commande. Ce phénomène est indésirable car il ajoute des composantes de haute fréquence au spectre de la commande. Les raisons principales de ce phénomène sont :

- Les retards de commutation au niveau de la commande : Ces commutations détériorent la précision de la commande, en provoquant une élévation de température dans les systèmes électriques (perte d'énergie non négligeable).
- La présence de dynamique « parasites » en série avec les systèmes de commandes.

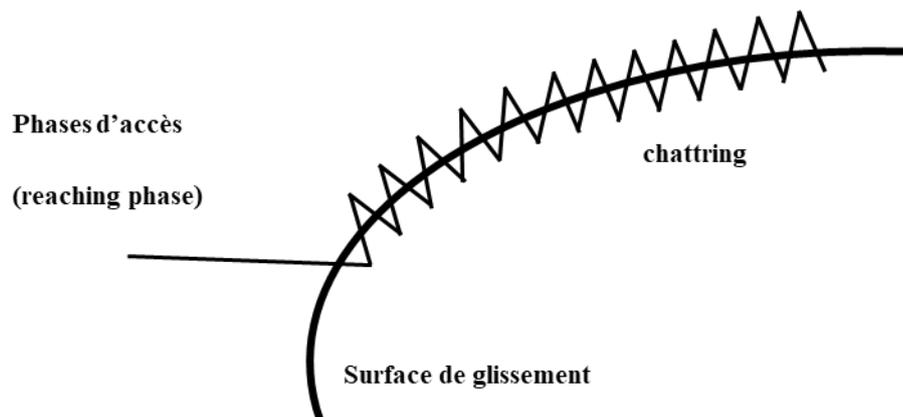


Figure II.10 : Phénomène de chattering.

Pour réduire le brutale (phénomène de Chattering), on peut remplacer la fonction « signe » par une fonction de saturation appropriée qui permet de filtrer les hautes fréquences. Ci-dessous sont présentés des exemples de telles fonctions [37].

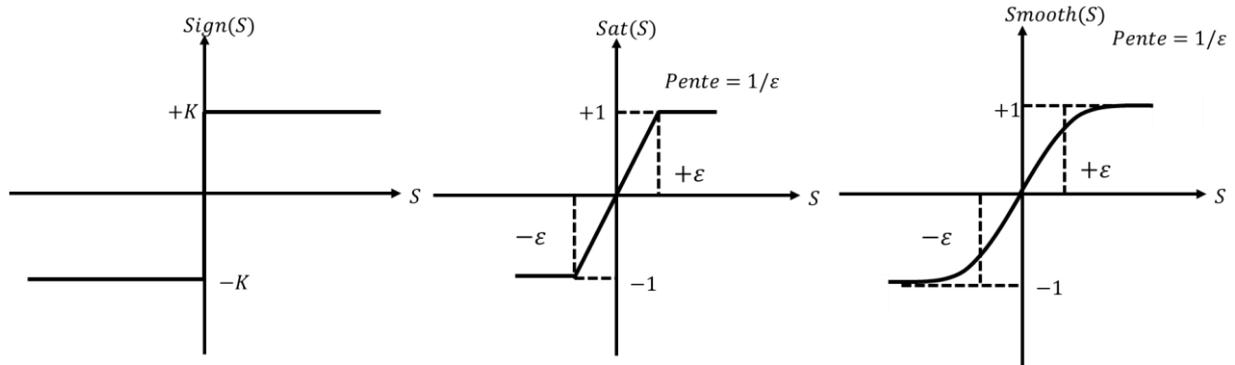


Figure II.11 : fonction sign(s), saturation et smooth(s).

II.3.7 Les avantages de la commande par mode glissant :

La commande par mode de glissement est reconnue pour sa robustesse face aux perturbations et aux incertitudes du modèle. Contrairement à une loi de commande classique, elle permet de maintenir les performances dynamiques du système quelle que soit l'amplitude des perturbations et les variations des paramètres. En outre, elle permet également de réduire l'ordre du système, en simplifiant ainsi sa complexité. Cependant, cette méthode présente également quelques inconvénients :

- Un phénomène de chattering où broutement provoqué par la partie discontinue de cette commande et qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs.
- Le système est soumis à chaque instant à une commande à fréquence élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré et ceci n'est pas souhaitable.

Parmi les solutions proposées à ces problèmes on peut citer la commande par mode glissant à bande limite qui consiste à remplacer la fonction de commutation dans la commande par une fonction de saturation (hystérésis, arc tangente, etc.) [38].

II.3.8 Expression analytique de la commande :

Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive de système définie dans l'espace d'état par l'équation (II.33).

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \quad (II.33)$$

Le vecteur u est composé de deux grandeurs : $u_{eq} + u_N$ soit :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_N(t) \quad (II.34)$$

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)u_N(t)\} \quad (II.35)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la dérive de la surface est nulle (car la surface est égale à zéro). Ainsi, nous obtenons :

$$u_{eq} = \left[\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) \right]^{-1} \left[\frac{\partial s}{\partial t} f(x, t) \right] u_N = 0 \quad (II.36)$$

Durant le mode de convergence en remplaçant le terme u_{eq} par sa valeur (II.36) dans l'équation (II.32). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérive de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (II.37)$$

Le problème revient à trouver u_N telle que :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} < 0 \quad (II.38)$$

La solution la plus simple est de choisir u_N sous la forme de relais. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = -k \text{sign}(s(x)) \quad (II.39)$$

En remplaçant l'expression (II.39) dans (II.38) on obtient :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = \frac{\partial s}{\partial x} g(x, t) k |S(x)| < 0 \quad (II.40)$$

Où le facteur $\frac{\partial s}{\partial x} g(x, t)$ est toujours négatif pour la classe des systèmes que nous considérons.

Le gain k est choisi positif pour satisfaire la condition (II.40). Le choix de ce gain est très influé sur la commande car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et s'il est choisie très grande, nous auront des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations pouvant exécuter les dynamiques négligées (phénomène de chattering), ou même détériorer l'organe de commande.

II.3.9 Application de la commande par mode glissant pour le contrôle direct du couple de la MASDE :

II.3.9.1 Choix de surface de glissement :

L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination de la surface et du degré relatif de la variable à réguler. Cette variable c'est la vitesse :

Pour déterminer le degré relatif de l'équation mécanique d'une machine asynchrone double étoile, nous allons examiner les termes impliqués et identifier le degré de dérivation le plus élevé présent dans l'équation.

On a l'équation mécanique de la machine :

$$\dot{\Omega} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - f_r \Omega) \quad (II.41)$$

Le degré relatif de l'équation est égal au degré de dérivation le plus élevé, dans ce cas, le degré relatif de l'équation mécanique de la machine asynchrone double étoile est de 1, car la dérivée $\dot{\Omega}$ est de premier ordre.

La surface de glissement de la vitesse du rotor est définie par :

$$\begin{cases} S_{\omega r} = \Omega^* - \Omega \\ \dot{S}_{\omega r} = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \end{cases} \quad (II.42)$$

II.3.9.2 Détermination des paramètres pour la loi de commande

Les paramètres de la commande sont à définir à partir d'une seule condition nécessaire et suffisante d'existence du régime glissant. La loi de commande est donnée par l'équation suivante :

En posant $C_e = (C_{eeq} + C_{en})$ et en introduisant (II.41) dans (II.42), on aura :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \frac{1}{J} (C_{eeq} + C_{en} - C_r - f_r \Omega) \quad (II.43)$$

II.3.9.3 Commande équivalente :

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a :

$$S(\Omega) = 0, \dot{S}(\Omega) = 0 \text{ et } C_{en} = 0.$$

A partir de la relation (II.41), la grandeur de commande équivalente pour cette surface est donnée par la formule suivante :

$$C_{eeq} = f_r \Omega + C_r \quad (II.44)$$

II.3.9.4 Commande non linéaire de type discontinue :

Durant le mode de convergence, la condition $S(\Omega) * \dot{S}(\Omega) < 0$ doit être vérifiée. On prend la commande suivante :

$$\dot{S}_{\omega r} = -\frac{1}{J} C_{en}$$

II.3.9.5 Choix de fonction de commutation :

Dans ce cas, on peut choisir comme fonction de commutation la fonction Sat .

$$C_{en} = K_{\omega r} \text{sat}(S_{\omega r}) \quad (II.45)$$

Donc, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \Rightarrow \begin{cases} C_{en} = K_{\omega r} \cdot \text{sat}(S_{\omega r}) \\ C_{eeq} = K_f \Omega + C_r \end{cases} \quad (II.46)$$

II.3.9.6 Choix de gain :

Le gain de surface de glissement est choisi pour assurer d'un temps de réponse désirée.

$$K_{\omega r} = 20.$$

La figure II.12 représente le schéma de régulateur par mode glissant

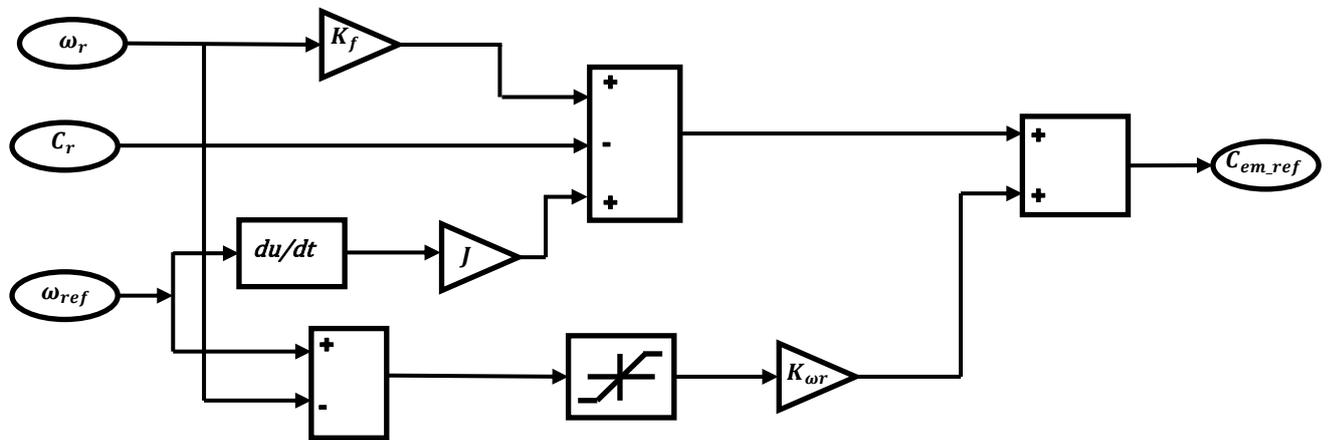


Figure II.12 : schéma de la commande par mode glissant.

II.4 résultats de simulation :

Dans le but de tester les performances de la commande DTC-SMC sur la MASDE plusieurs tests ont été effectués :

- Test de suivi de consigne et de rejet de perturbation :
- Test de robustesse vis-à-vis de la Variation des paramètres de la machine :

II.4.2 Test de suivi de consigne et de rejet de perturbation :

Afin de montrer que la DTC_SMC peut assurer un bon suivi de consigne de vitesse, un test de démarrage et d'inversion de vitesse avec application de charge a été réalisé. La vitesse de référence varie de 100 rad/s à -100 rad/s (figure II.13) avec un couple de 20 N.m appliqué entre [2 ; 2.5s] et un couple de -20 N.m appliqué entre [8 ; 8.5s] (figure II.14).

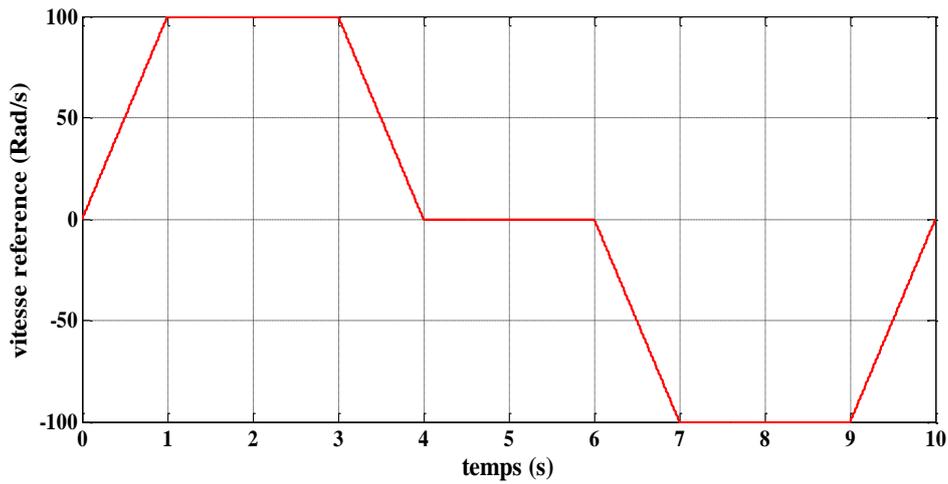


Figure II.13 : Allure de la vitesse de référence (entrée).

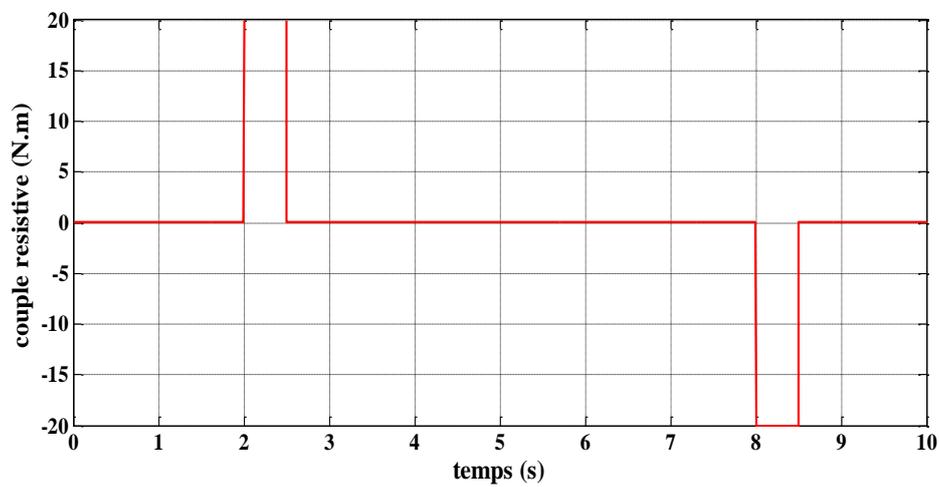


Figure II.14 : Allure du couple résistant (perturbation).

Les figures (II.15) - (II.20) présentent les allures de la vitesse de rotation, le couple, le courant et le flux.

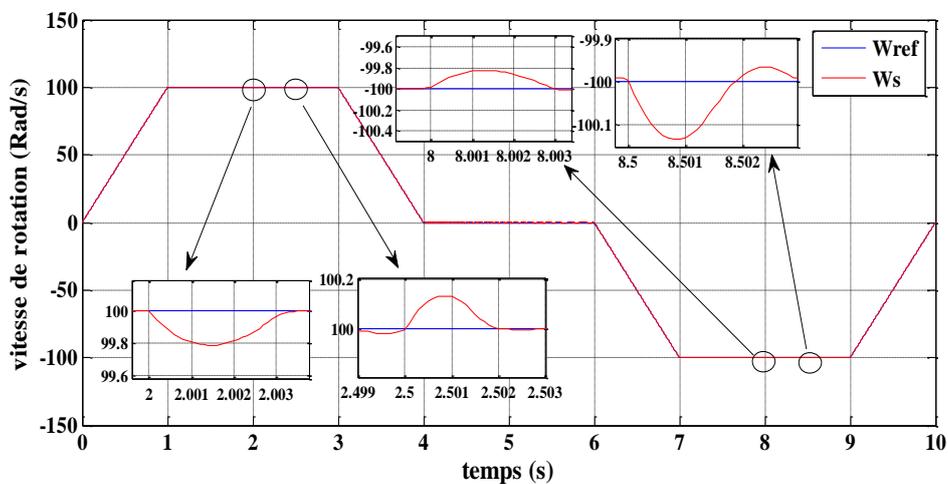


Figure II.15: Allure de la vitesse de rotation et sa référence.

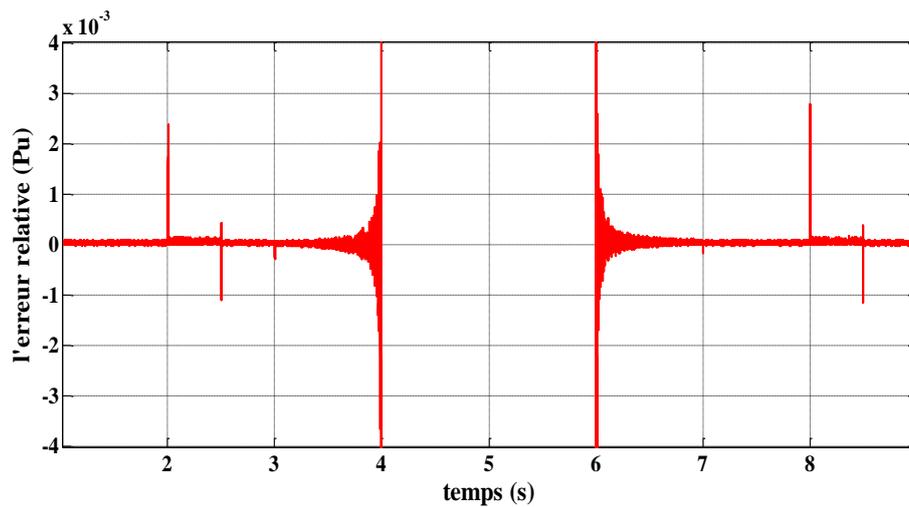


Figure II.16 : Allure de l'erreur relative.

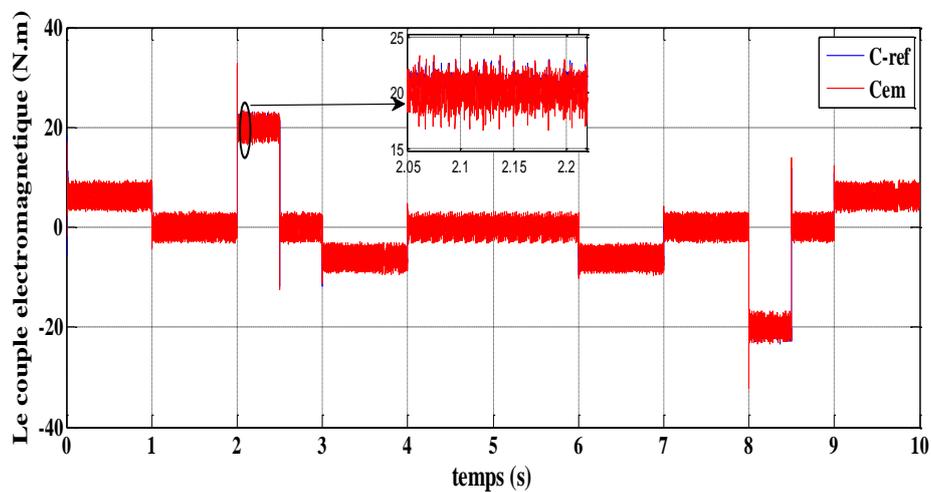


Figure II.17 : : Allure du couple électromagnétique et sa référence.

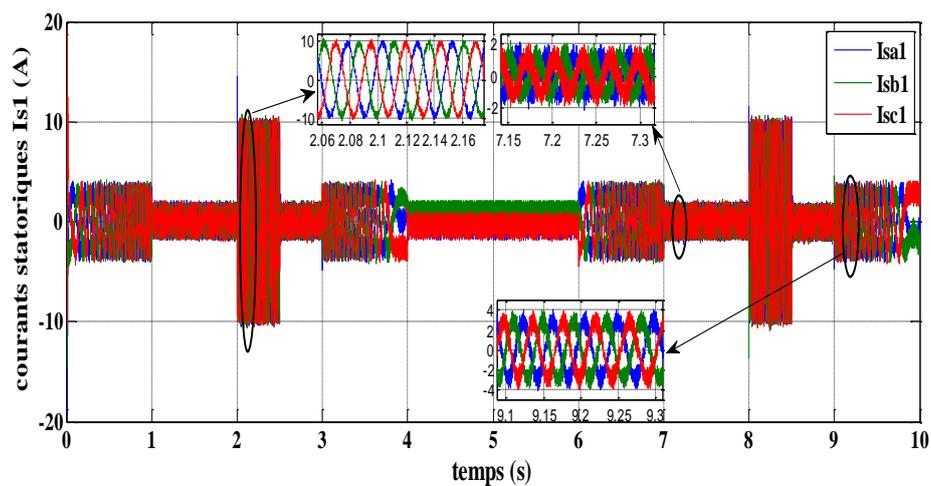


Figure II.18 : Allure des courants dans le stator 1.

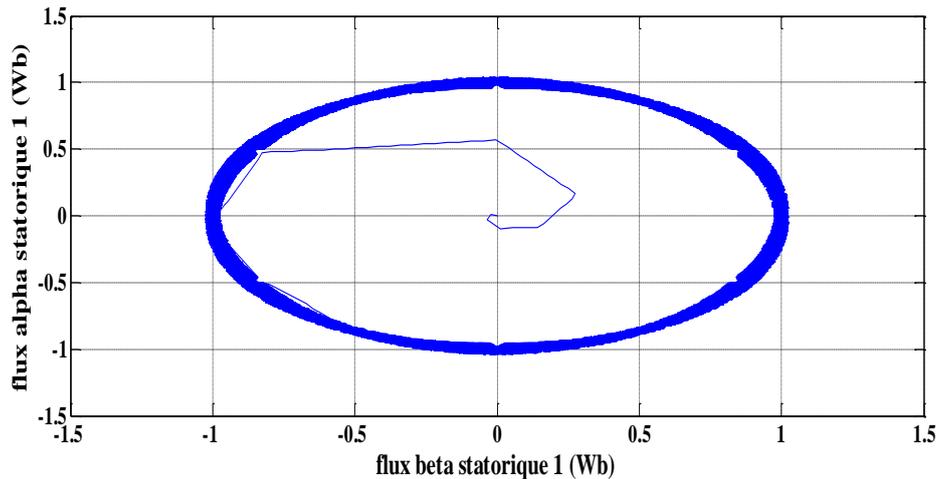


Figure II.19 : allure de la trajectoire du flux statorique 1.

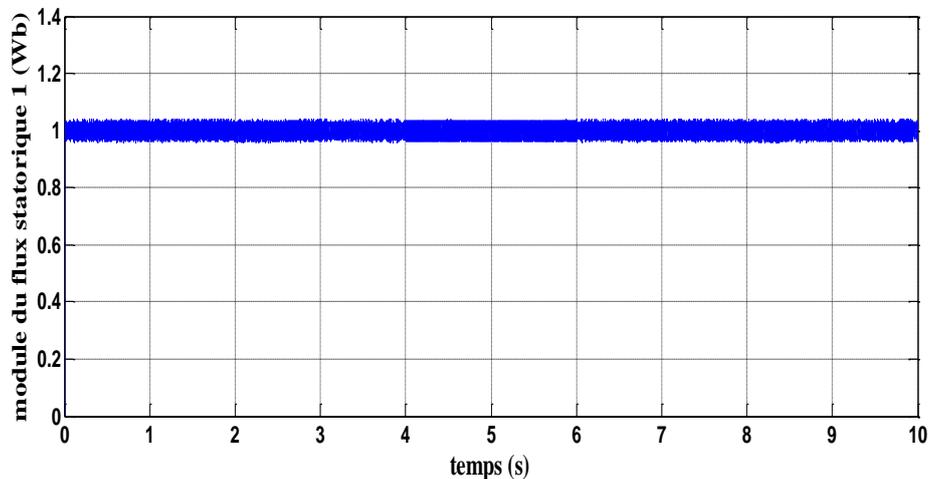


Figure II.20 : Allure de module du flux statorique 1.

➤ **Interprétation des résultats :**

Les résultats de simulation (figure II-15) - (II-20) montrent que la vitesse suit parfaitement sa référence, de même pour le couple. Durant le régime transitoire et avant l'inversion de la vitesse, les allures évoluent d'une manière identique et le flux statorique également suit sa référence avec une trajectoire circulaire. Le couple électromagnétique et le courant du premier stator marquent des pics lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent. La simulation de la MASDE sous ce schéma de contrôle a démontré de bons résultats en termes de précision de suivi de consigne et de capacité à rejeter les perturbations.

II.4.3 Test de robustesse vis-à-vis de la variation des paramètres de la machine:

Dans le but de tester l'effet de la variation des paramètres de la machine sur la commande DTC-SMC, nous procédons à la variation de la résistance des stators R_s et le coefficient de frottement K_f de 10% de leurs valeurs nominales. Les figure (II.21) -(II.26) montrent la vitesse de rotation, le couple, les courant dans le premier stator et le flux statorique.

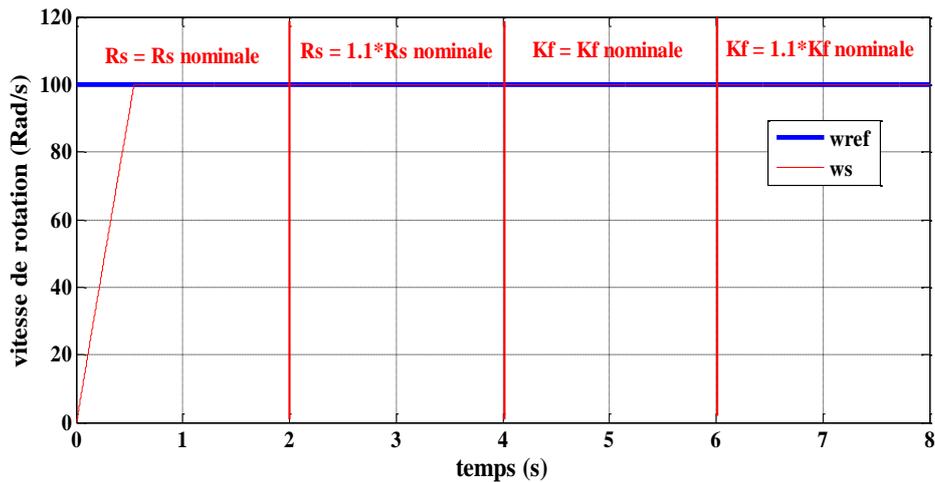


Figure II.21 : allure de la vitesse de rotation et sa référence.

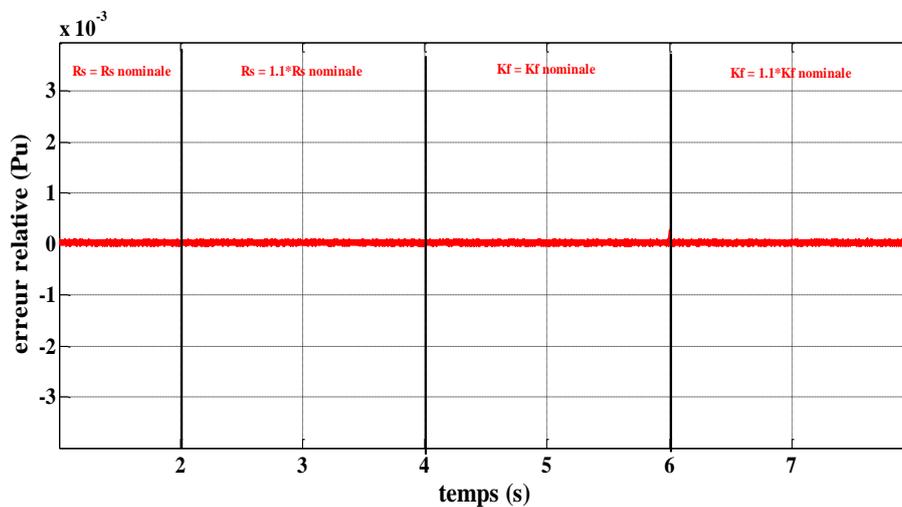


Figure II.22 : : Allure de l'erreur relative.

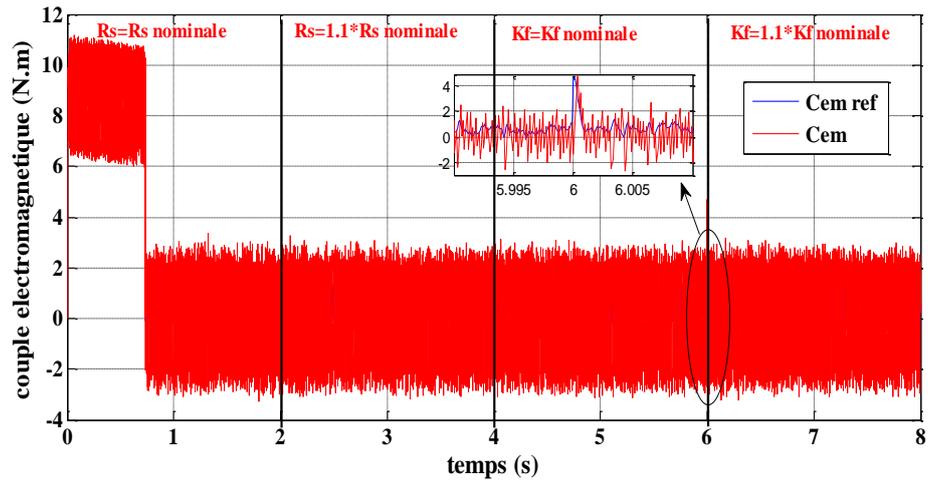


Figure II.23 : allure du couple électromagnétique et sa référence.

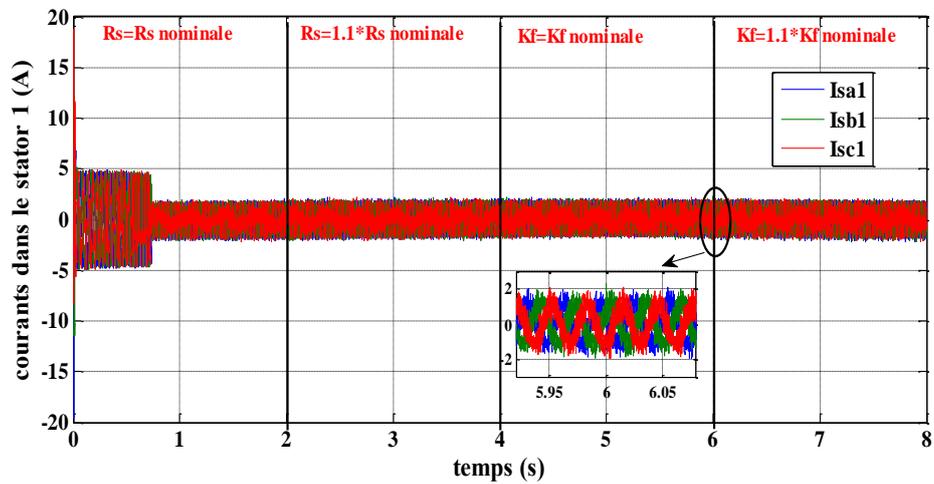


Figure II.24 : allure des courants dans le stator 1.

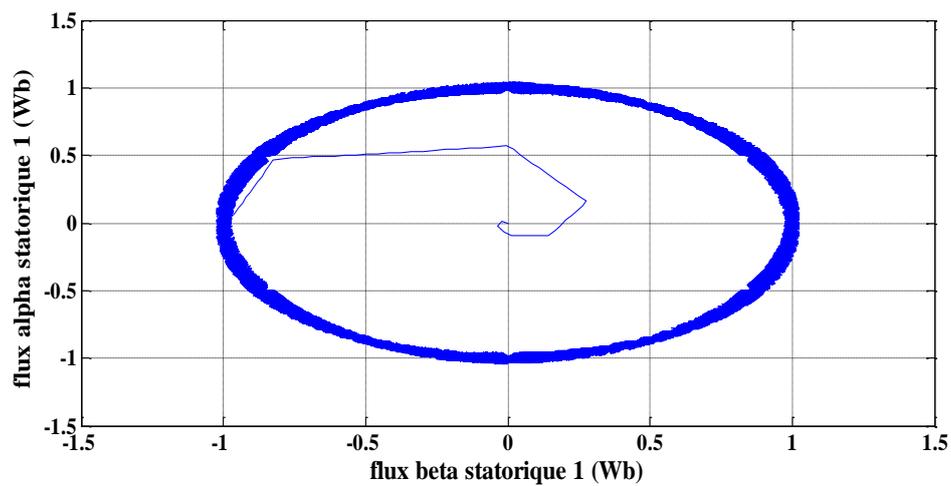


Figure II.25 : allure de la trajectoire du flux statorique 1.

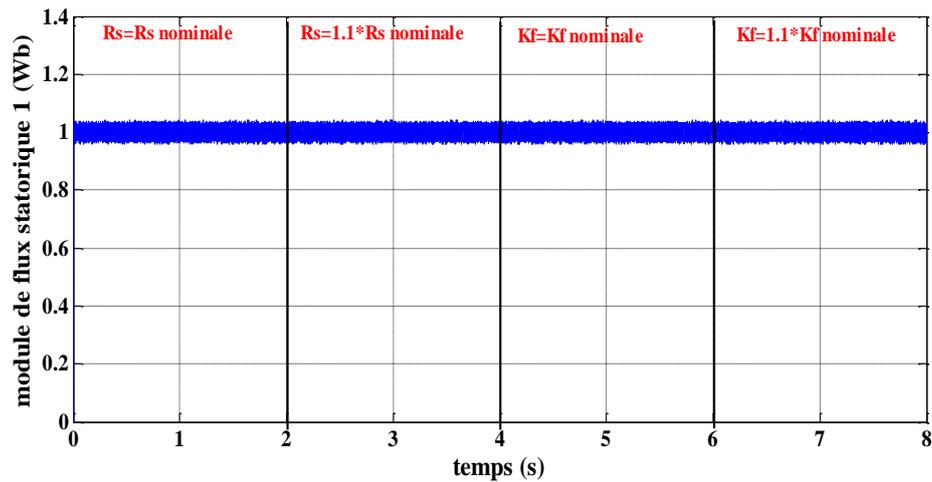


Figure II.26 : Allure de module de flux statorique 1.

➤ **Interprétation des résultats :**

Les résultats obtenus démontrent que la variation des paramètres n'a aucun effet considérable ni sur l'allure de vitesse, ni l'allure du couple, flux ou courants. Par conséquent la commande DTC SMC est considérée robuste vis-à-vis des variations paramétriques de la MASDE.

II.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté les principaux concepts de base de la commande direct du couple (DTC). Nous avons également exposé le principe de base de la commande par mode glissant (SMC) et développée la méthodologie de conception nécessaire. Finalement des tests ont été effectués sur MATLAB/Simulink.

Les résultats obtenus montrent que la structure de la commande DTC en mode glissant offre de meilleures performances dynamiques et statiques, aussi bien par rapport aux variations de la vitesse, du couple de charge ainsi qu'à des variations paramétriques et des perturbations extérieures.

**Chapitre III. : Commande DTC-
SOSMC d'une machine asynchrone
double étoile.**

III.1 Introduction :

La commande par mode de glissement d'ordre supérieur [39], est une généralisation de la commande par mode de glissement classique (d'ordre un) où elle peut aller à des ordres supérieurs de la dérivée de la surface de glissement. Par conséquent la commande discontinue n'agit pas sur la première dérivée de la surface de glissement mais plutôt sur les dérivées supérieures. Ce comportement permet de décaler l'effet indésirable du phénomène de broutement aux ordres supérieurs de la dérivée de la commande, et la commande appliquée au système est obtenue donc par intégration. L'intégration permet de lisser la commande d'où l'annulation du phénomène de broutement tout en gardant les avantages de la commande par mode de glissement.

L'objectif de ce chapitre est de présenter le principe de mode glissant d'ordre supérieur particulièrement, la notion du mode glissant d'ordre deux, et la propriété de convergence en temps fini, en introduisant quelques exemples de mode glissant en second ordre comme L'algorithme de Twisting, super-Twisting et l'algorithme de sous-optimale.

Nous présentons une solution pour remédier au problème de chattering, tout en gardant ses avantages. Cette solution est la commande par mode glissant du second ordre à base de l'algorithme de super twisting. Cette approche est appliquée sur une machine asynchrone double étoile.

III.2Principedu mode glissant d'ordre supérieur :

Le principe de la commande par mode glissant d'ordre supérieur (n), consiste à contraindre le système à évoluer sur une variété S déterminée par l'annulation de (n-1) premières dérivées successives par rapport au temps de la surface de glissement soient S^{n-1} . On aura ainsi une précision d'ordre n sur la convergence du système. On peut classifier les régimes glissants d'ordre supérieur par le numéro de n dérivées successives de la surface de glissement. Ce numéro est appelé l'ordre de glissement. Le n^{iem} ordre du système est donné par:

$$S = \dot{S} = \ddot{S} = \dots \dots \dots = S^{(n-1)} = 0 \quad (III.1)$$

Où n désigne le degré relatif du système par rapport à la surface de glissement. Pour un degré relatif n = 1, nous aurons :

$$\frac{\partial S_i}{\partial u} = 0, i = (1,2 \dots \dots \dots (n-1)), \frac{\partial S^n}{\partial u} \neq 0$$

Le principal inconvénient pour l'implantation des algorithmes de commande par mode glissant d'ordre supérieur est le nombre d'informations nécessaires croissant régulièrement avec l'ordre du régime glissant. Autrement dit, si on utilise un algorithme de glissement d'ordre n par rapport à S on aura besoin des informations en temps réel sur les dérivées $\dot{S}, S^2, S^3, \dots, S^n$.

Dans la littérature spécialisée, le mode glissant d'ordre supérieur regroupe deux notions distinctes, le mode glissant d'ordre n idéal et réel [40] [41] :

- ✚ Le mode glissant idéal d'ordre n est lié à la convergence en temps fini de la variable de glissement et de ses $(n-1)$ dérivées vers zéro; sans retard ou erreur d'estimation de l'état. Cette notion exprime une solution théorique mais irréalisable pratiquement à cause des limitations physiques des organes de commutations.
- ✚ Le mode glissant réel d'ordre n correspond à la précision asymptotique obtenue quand on considère l'effet de retard ou erreur d'estimation de l'état. Cette notion permet d'exprimer la dépendance de l'algorithme à mode glissant par rapport aux imperfections physiques du système réel. Cet aspect est très important lorsqu'il s'agit de passer à une application réelle.

III.3. Avantages du mode glissant d'ordre supérieur :

Le choix d'une telle technique de commande est utilisé par ses multiples avantages dont les principaux sont résumés dans ce qui suit :

- ✚ La connaissance à priori du temps de convergence et le réglage de la commande est indépendante de ce temps [41].
- ✚ La génération de la trajectoire permettant la convergence en temps fini dès l'instant initial, ce qui donne à la loi de commande un comportement robuste durant toute la réponse du système [41].
- ✚ L'amélioration de la précision asymptotique et élimination ou réduction du phénomène de broutement.
- ✚ L'applicabilité de la commande quel que soit l'ordre des modes glissants, supérieur ou égal au degré relatif du système.
- ✚ La simplicité du réglage des paramètres de la commande.

III.4. Commande par mode glissant d'ordre deux :

Le but principal de cette technique est de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface définie S et la convergence de $\dot{S} = \frac{dS}{dt} = 0$, en un temps fini [42] [43].

La figure (III.1) représente la trajectoire de convergence du système vers la surface S .

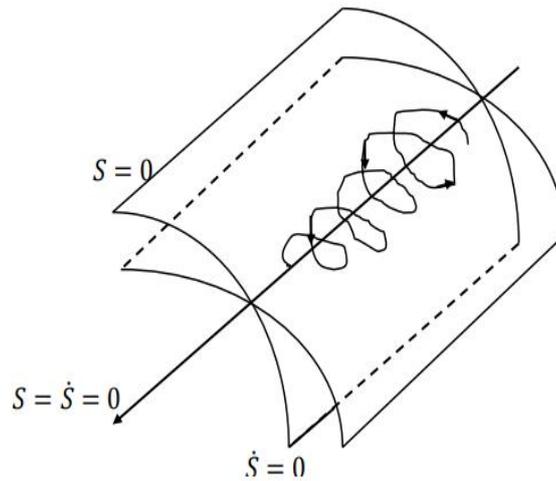


Figure III.1: trajectoire du glissement d'ordre deux.

Pour définir les algorithmes de commande par mode glissant d'ordre deux, on considère le système décrit par l'équation différentielle suivante:

$$\dot{x} = f(x, t, u) \quad (III. 2)$$

Afin de générer un régime glissant d'ordre deux sur une surface choisie S , il faut maintenir S ainsi que sa dérivée à zéro dans un temps fini ($\dot{S} = \frac{dS}{dt} = 0$) La dérivée de S est donnée par:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}S(t, x) &= \frac{\partial}{\partial t}S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x}S(t, x)\dot{x} \\ \dot{S} &= \frac{\partial}{\partial t}S(t, x) + \frac{\partial}{\partial x}S(t, x)f(t, x, u) \end{aligned}$$

Ensuite la dérivée seconde de S est donnée sous forme compacte comme suit:

$$\ddot{S} = \rho(t, x) + X(t, x)\ddot{u} \quad (III. 3)$$

Avec :

$$\begin{cases} \rho(t, x) = \frac{\partial}{\partial t}\dot{S}(t, x, u) + \frac{\partial \dot{S}}{\partial x}(t, x, u)f(t, x, u) \\ X(t, x) = \frac{\partial}{\partial u}\dot{S}(t, x, u) \end{cases} \quad (III. 4)$$

Le système est maintenant constitué des surfaces de glissement S et \dot{S} :

$$\begin{cases} y_1 = S \\ y_2 = \dot{S} \end{cases} \quad (III.5)$$

Si le degré relatif (DR) = 1 : Le système est décrit par l'expression suivante :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \rho(t, x) + X(t, x)\dot{u} \end{cases} \quad (III.6)$$

Si le degré relatif (DR)= 2 : le problème de la commande peut être dérivé du cas précédent, en considérant la variable x comme une variable d'état, et u comme la commande effective. Le système à commander est défini par :

$$f(x, t, u) = a(t, x)b(t, x)u(t) \quad (III.7)$$

Où, $a : R^{n+1} \rightarrow R^n$ et $b : R^{n+1} \rightarrow R^n$ sont des fonctions incertaines et continûment dérivables. Finalement le système du modèle (III.7) est représenté par l'équation :

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = y_2 \\ \dot{y}_2 = \rho(t, x) + X(t, x)\dot{u} \end{cases} \quad (III.8)$$

Il existe plusieurs techniques spécialisées d'algorithmes engendrant la convergence de S et \dot{S} vers zéro. [43][46][47] :

- Algorithme sous-optimal.
- Algorithme du twisting.
- Algorithme du Super twisting.

III.4.1. Algorithme Sous-Optimal :

L'algorithme dit sous-optimal a été proposé par Bartolini, Ferrara et Usai en 1997 [46]. La loi de contrôle de cet algorithme est décrite par les expressions suivantes :

$$u = \begin{cases} -U \operatorname{sign}(S - \beta S_M) & \text{si } (S - \beta S_M)S_M \geq 0 \\ -\alpha \operatorname{sign}(-\beta S_M) & \text{si } (S - \beta S_M) < 0 \end{cases} \quad (III.9)$$

Où :

$U > 0$ Est la grandeur de commande minimale.

$\alpha > 1$ Est le facteur de modulation,

β Est le facteur d'anticipation et S_M est la valeur de S au dernier instant où $\dot{S} = 0$.

La figure (III.2) Montre la convergence de l'algorithme sous-optimal.

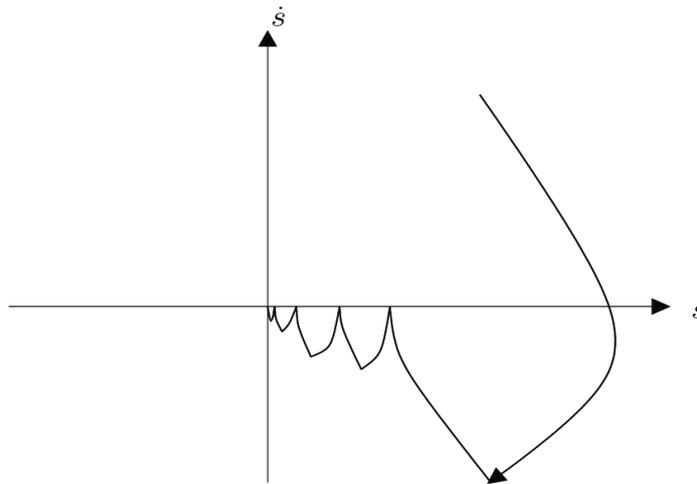


Figure III.2 : algorithme de sous-optimal.

III.4.2. Algorithme de Twisting :

La commutation en temps fini vers l'origine du plan de phase est obtenue grâce à la commutation de l'amplitude entre deux valeurs. La convergence de cet algorithme est assurée par une progression géométrique sous forme d'un mouvement en spirale autour de l'origine, représentée par la figure (III.3). L'amplitude de ces mouvements est décroissante et la commutation a lieu chaque fois qu'on change le quadrant.

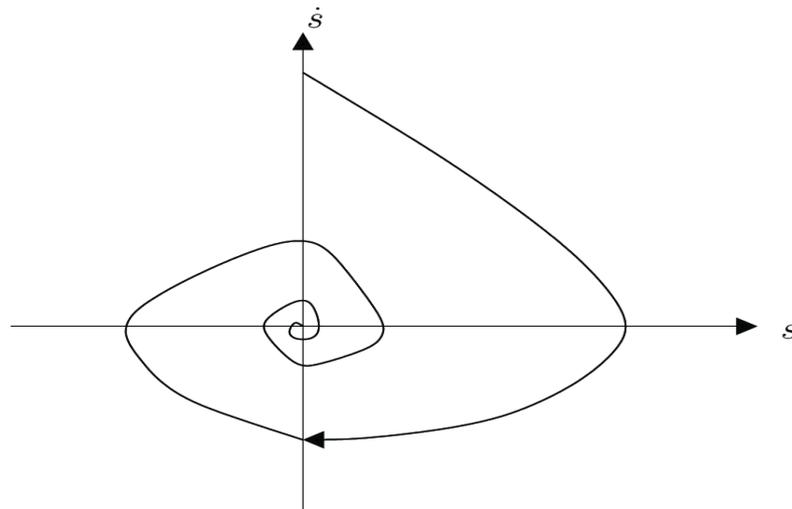


Figure III.3 : Convergence de l'algorithme Twisting.

La loi de commande est donnée par le théorème suivant [40]:

Considérant le système (III.2) et la surface de glissement S , la loi de commande suivante :

$$u = \begin{cases} -\lambda_m \text{sign}(S) & \text{si } S \cdot \dot{S} \leq 0 \\ -\lambda_M \text{sign}(S) & \text{si } S \cdot \dot{S} > 0 \end{cases} \quad (III.10)$$

Est un algorithme de commande par mode glissant d'ordre deux par rapport à S où λ_m et λ_M et C_0 des gains positifs vérifiés [50] [43] :

$$\lambda_M > 4 \frac{k_M}{S_0}, \quad \lambda_m > \frac{c_0}{k_M}, \quad K_m \lambda_M - C_0 > K_M \lambda_m - C_0 \quad (III.11)$$

avec : $\forall t: |S| < S_0$

La borne supérieure du temps de convergence peut être précisée quel que soit le quadrant du plan de phase (S, \dot{S}) . Elle est définie comme suit [47] [48] [41]:

$$T_{tw\infty} \leq T_{M1} \theta_{tw} \frac{1}{1 - \theta_{tw}} \sqrt{|y_{1M1}|} \quad (III.12)$$

y_{1M1} Représente la valeur de S au premier croisement d'abscisse dans le plan (S, \dot{S}) ,

T_{M1} Est le temps correspondant.

θ_{tw} et v_{tw} sont donnés par les relations suivantes:

$$\theta_{tw} = \sqrt{2} \frac{k_m \lambda_M + k_M \lambda_m}{(k_M \lambda_m + c_0) \sqrt{k_M \lambda_m - c_0}}, \quad v_{tw} = \frac{k_M \lambda_m - c_0}{k_m \lambda_M + C_0} \quad (III.13)$$

III.4.3. Algorithme de Super Twisting :

Cet algorithme a été proposé par Levant [9] dans le cas d'un système de degré relatif égal à un. Ensuite, il a été modifié et organisé dans les années 2003 [47] avec l'étude de stabilité pour les systèmes de degré relatif égale à deux. L'algorithme de Super Twisting est conçu afin de réaliser une commande continue par mode glissant d'ordre deux en utilisant uniquement les informations sur S et l'évaluation du signe n'étant pas nécessaire. La convergence de cet algorithme est décrite aussi par les rotations autour de l'origine du diagramme de phase (S, \dot{S}) . La loi de commande Super twisting $u(t)$ est formée de deux parties, la première est définie par sa dérivée par rapport au temps (\dot{u}_1), tandis que la deuxième est donnée par la fonction de la variable de glissement (u_2) [41].

La loi de commande est pour un système de degré relatif égale à :

$$u = u_1 + u_2 \text{ Tel que :}$$

$$\dot{u}_1 = \begin{cases} -u & si \\ -K_{\omega r} sign(s) & si \end{cases} \quad \begin{matrix} |u| > 1 \\ |u| \leq 1 \end{matrix} \quad (III.14)$$

$$u_2 = \begin{cases} -\lambda_{\omega r} |s_0|^\delta sign(S) & si \\ -\lambda_{\omega r} |S|^\delta sign(S) & si \end{cases} \quad \begin{matrix} |S| > s_0 \\ |S| \leq s_0 \end{matrix} \quad 0 < \delta < 0.5 \quad (III.15)$$

La condition suffisante pour engendrer la convergence en temps fini est:

$$K_{\omega r} > \frac{c_0}{k_m}, \quad \lambda_{\omega r}^2 \geq \frac{4c_0 k_M (w + c_0)}{k_m^2 (w - c_0)} \quad (III.16)$$

La convergence de cet algorithme est régie par des rotations autour de l'origine du diagramme de phase, comme illustre par la figure (III.4).

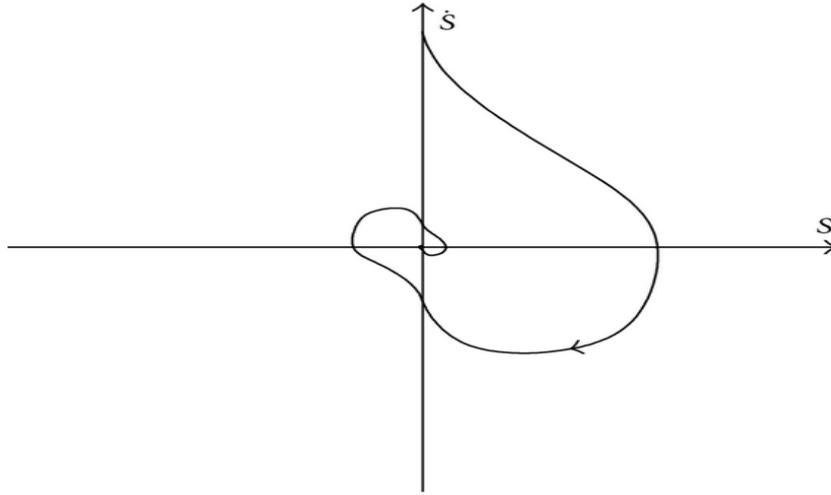


Figure III.4 : convergence de l'algorithme de super twisting.

III.5. Conception du contrôleur de vitesse par mode glissant de deuxième ordre (SOSMC) :

Le couple de référence généré par le contrôleur de mode glissant du second ordre est donné par [48] :

$$C_{eref} = C_{eeq} + u_{ST} \quad (III.17)$$

La loi de commande de vitesse en mode glissant du deuxième ordre sera conçu par la combinaison de la commande équivalente et de la loi de commande de super Twisting. La conception du contrôleur de vitesse de super Twisting est donnée comme suit :

$$\begin{cases} u_{ST} = -\lambda_{\omega r} |S_{\omega r}|^{\frac{1}{2}} sign(S_{\omega r}) + u_1 \\ \dot{u}_1 = -K_{\omega r} sign(S_{\omega r}) \end{cases} \quad (III.18)$$

λ_{ω_r} et K_{ω_r} sont les gains de l'algorithme de super twisting du contrôleur de vitesse, L'estimation des gains du contrôleur par l'équation (III.16) se révèle généralement très prudente et le contrôleur stabilise le système pour des gains moindres. Les valeurs exactes des gains du contrôleur sont obtenues par un réglage approprié.

Il n'y a que deux gains de contrôleur disponibles pour le réglage, à savoir λ_{ω_r} et K_{ω_r} . Avant le début du réglage, λ_{ω_r} et K_{ω_r} sont définis sur une petite valeur. L'accord commence par la considération de K_{ω_r} . Le gain K_{ω_r} est augmenté progressivement jusqu'à ce que des oscillations apparaissent dans le signal de vitesse. La valeur de K_{ω_r} est ensuite diminuée jusqu'à ce que la vitesse atteigne un état stable. Le λ_{ω_r} est réglé de la même manière.

La figure III.5 représente le schéma de régulateur par mode glissant d'ordre deux à base de l'algorithme de super twisting.

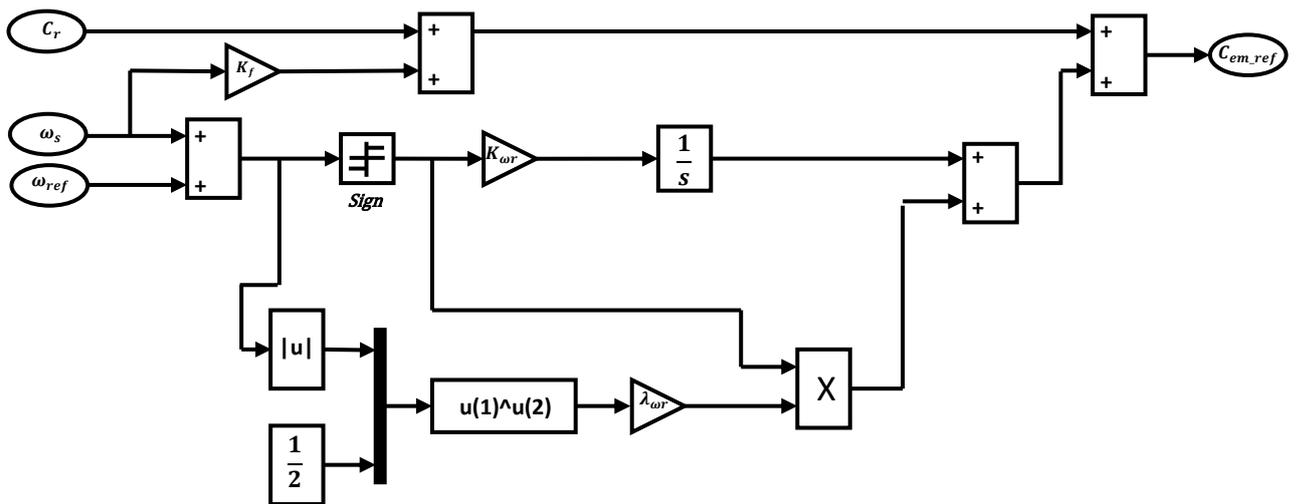


Figure III.5: schéma de la commande par mode glissant d'ordre deux (super twisting).

La loi de contrôle de super twisting doit remplir la condition de stabilité de Lyapunov pour établir la stabilité du contrôle de vitesse. La dérivée de la candidature de Lyapunov est définie par :

$$S_{\omega_r} \cdot \dot{S}_{\omega_r} < 0 \quad (III.19)$$

On remplace cette équation dans (II.44) on obtient :

$$\dot{S}_{\omega_r} = -\frac{1}{J} \lambda_{\omega_r} |S_{\omega_r}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(S_{\omega_r}) + \int K_{\omega_r} \text{sign}(S_{\omega_r}) dt \quad (III.20)$$

Et la condition de stabilité selon Lyapunov sera :

$$S_{\omega r} \cdot \dot{S}_{\omega r} = -\frac{S_{\omega r}}{J} \lambda_{\omega r} |S_{\omega r}|^{\frac{1}{2}} \text{sign}(S_{\omega r}) + \int K_{\omega r} \text{sign}(S_{\omega r}) dt \quad (III.21)$$

$$S_{\omega r} \cdot \dot{S}_{\omega r} = -\frac{\lambda_{\omega r}}{J} \left(|S_{\omega r}|^{\frac{2}{3}} \text{sign}(S_{\omega r}) \right) - S_{\omega r} \left(\frac{K_{\omega r}}{J} \int \text{sign}(S_{\omega r}) dt \right) \quad (III.22)$$

La condition de Lyapunov $S_{\omega r} \cdot \dot{S}_{\omega r} < 0$ est assuré seulement avec des coefficients $\lambda_{\omega r}$ et $K_{\omega r}$ positifs.

La figure (III.6) représente le Schéma globale de la commande DTC-SOSMC d'une machine asynchrone double étoile.

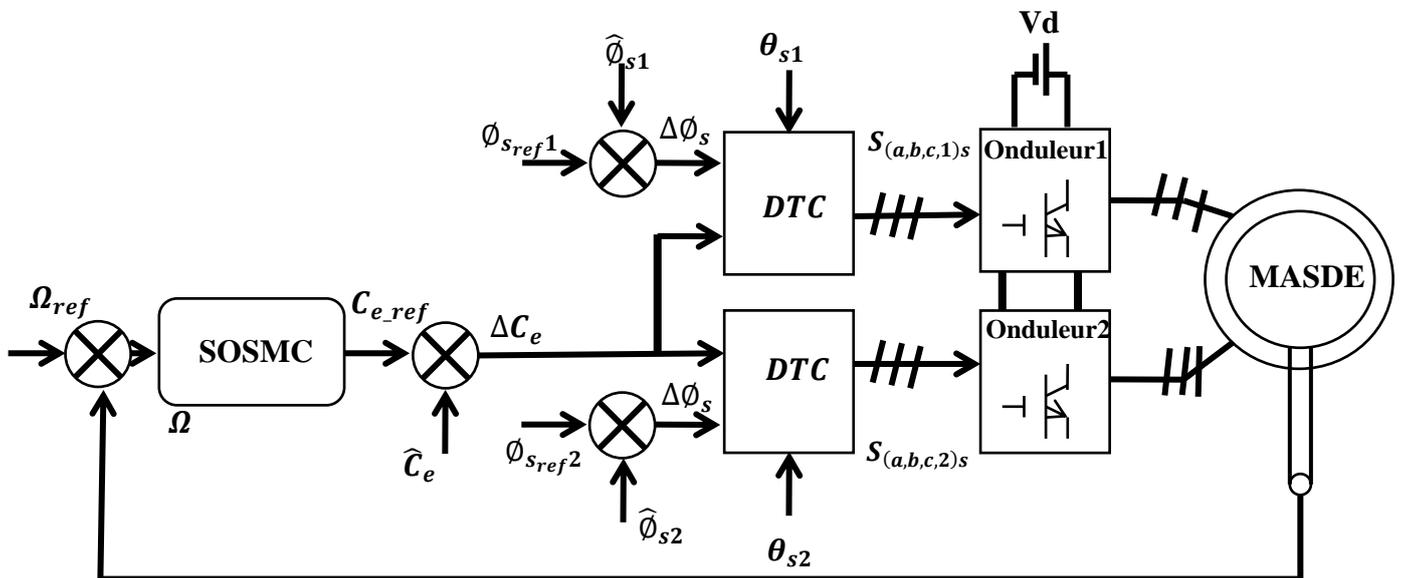


Figure III.6 : Schéma globale de la commande DTC-SOSMC d'une MASDE.

III.6 Résultats de simulation et interprétation :

Dans cette section, nous allons présenter les résultats de simulation de la DTC à base de mode glissant d'ordre deux appliquée à la machine asynchrone double étoile.

III.6.1 Test de suivi de consigne et de rejet de perturbation :

Dans cette partie est dans le but de tester la robustesse de cette commande nous avons effectué un test de rejet de perturbation comme dans le deuxième chapitre.

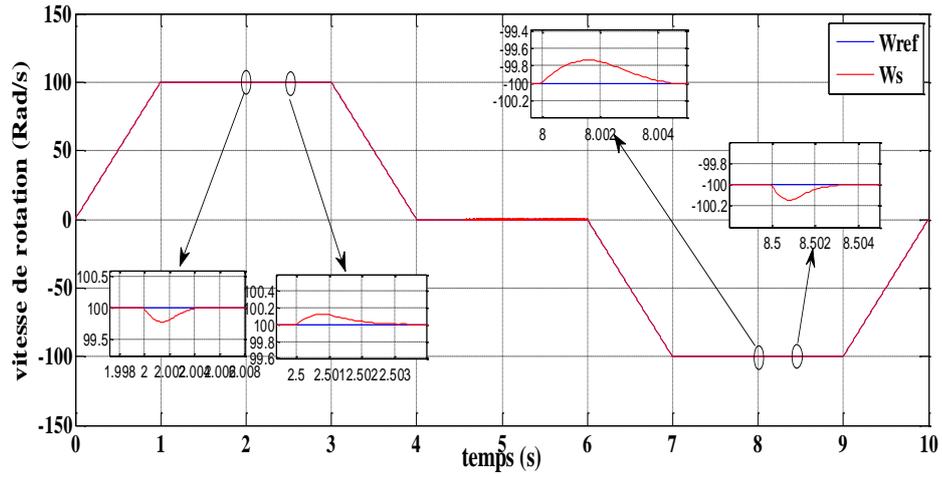


Figure III.7: Allure de la vitesse de rotation et sa référence.

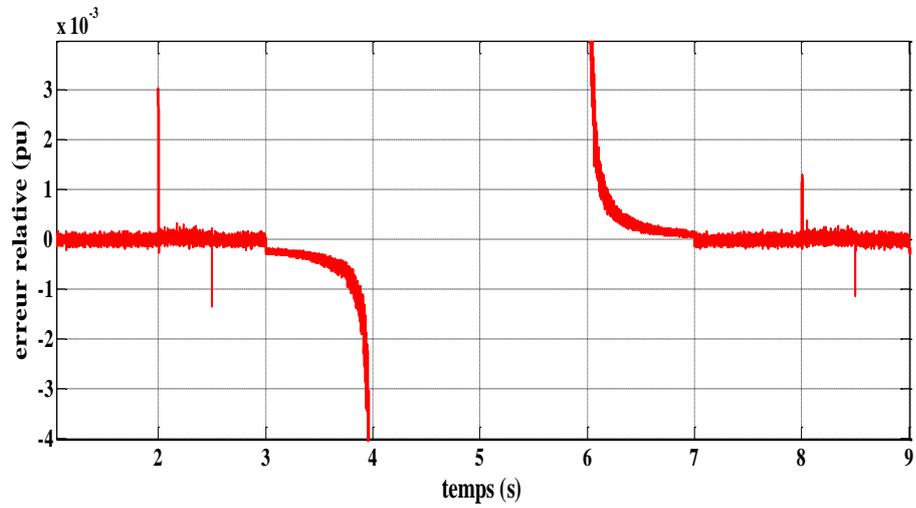


Figure III.8: Allure de l'erreur relative.

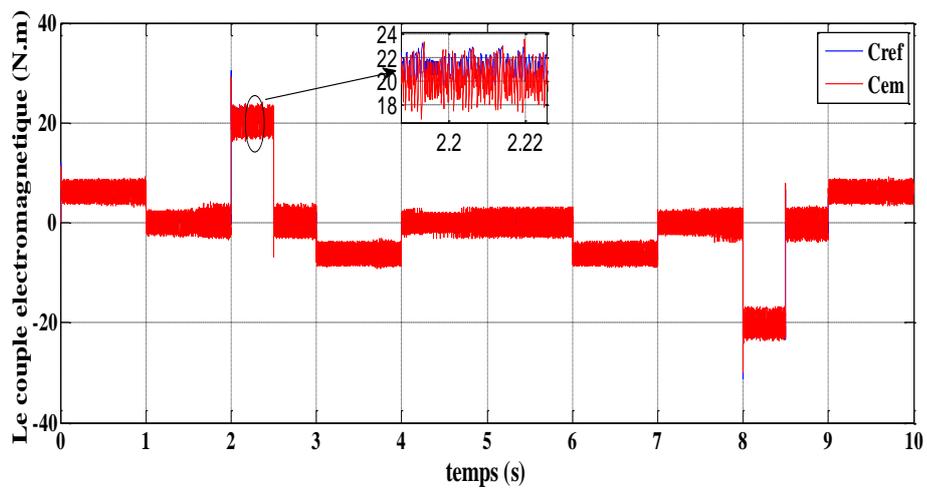


Figure III.9: Allure du couple électromagnétique et sa référence.

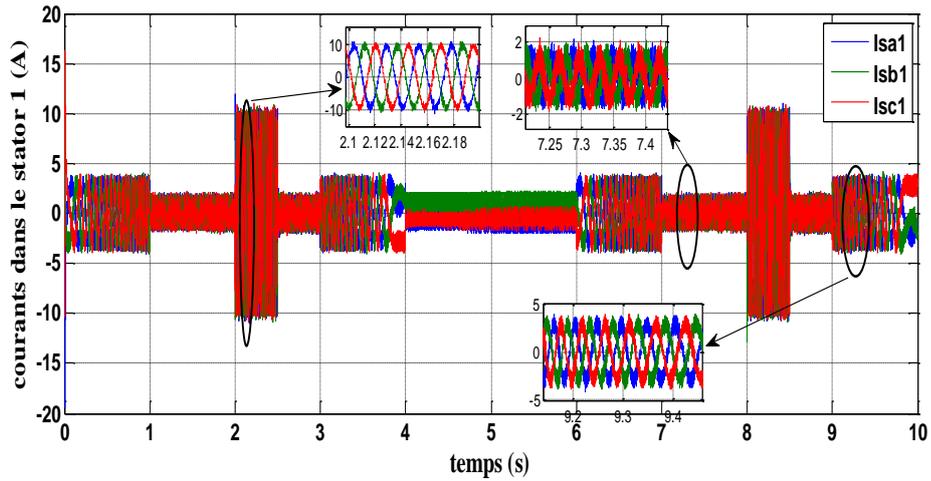


Figure III.10 : Allure des courants statoriques Is1.

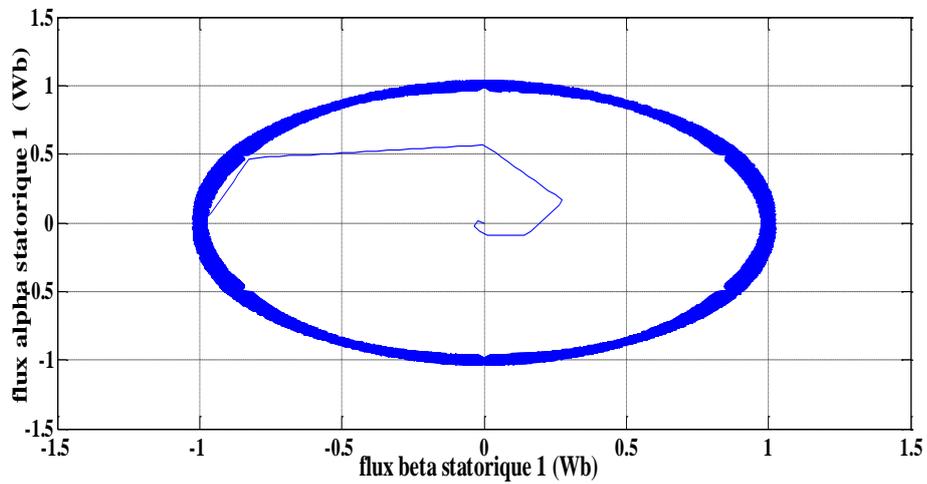


Figure III.11 : allure de la trajectoire du flux statorique 1.

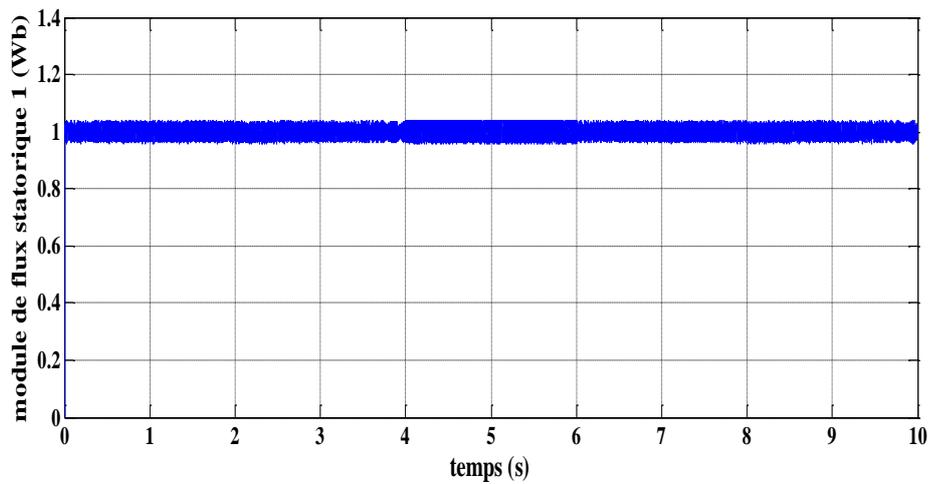


Figure III.12 : Allure de module du flux statorique 1.

➤ **Interprétation des résultats :**

Les résultats de simulation (figures III.7) - (figure III.12) montrent que:

- La vitesse suit parfaitement sa consigne alors qu'au moment de l'application de charge on peut remarquer une chute de vitesse et un rejet instantané de perturbation.
- Le couple électromagnétique présente une réponse rapide avec un dépassement réduit par rapport aux résultats du chapitre précédent.
- Lors de l'inversion de la vitesse, on constate que la vitesse et le flux suit leurs références.
- On observe une légère augmentation des courants statorique i_{s1} , mais celui-ci conserve sa forme sinusoïdale

III.6.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation des paramètres de la machine:

Afin de tester l'effet de la variation de la résistance statorique R_s et le coefficient de frottement sur la commande DTC-SOSMC, Nous avons procédé à une variation de +10% de leur valeur nominale.

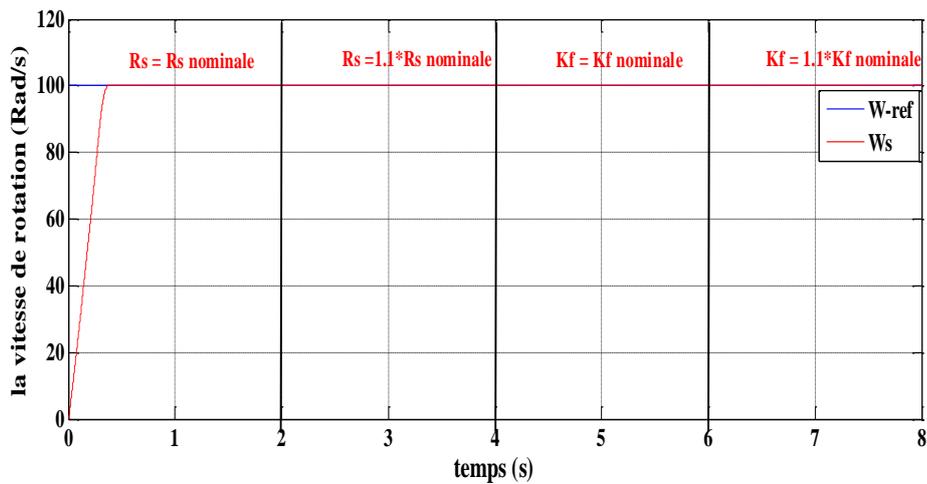


Figure III.13: Allure de la vitesse de rotation et sa référence.

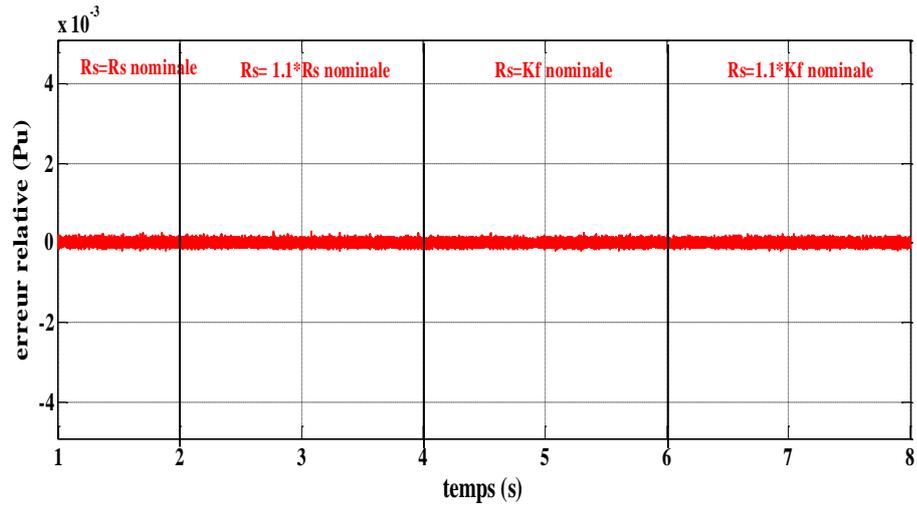


Figure III.14: Allure de l'erreur relative.

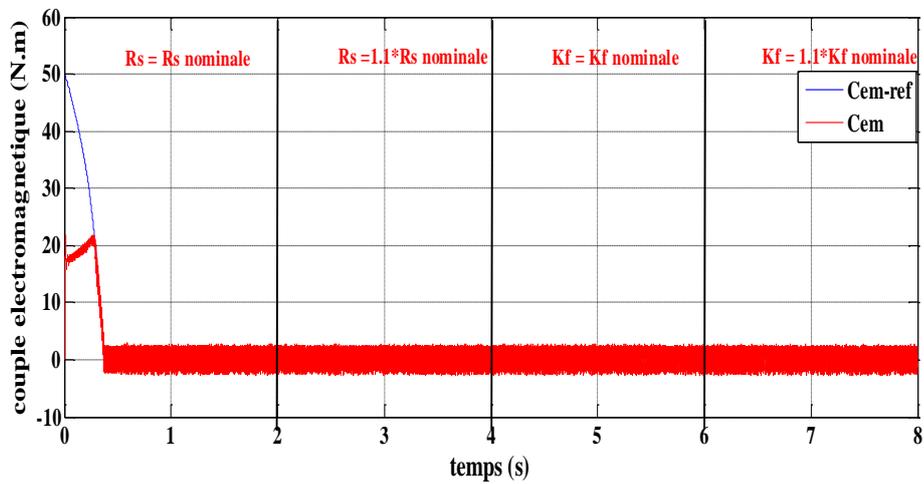


Figure III.15: Allure du couple électromagnétique et sa référence.

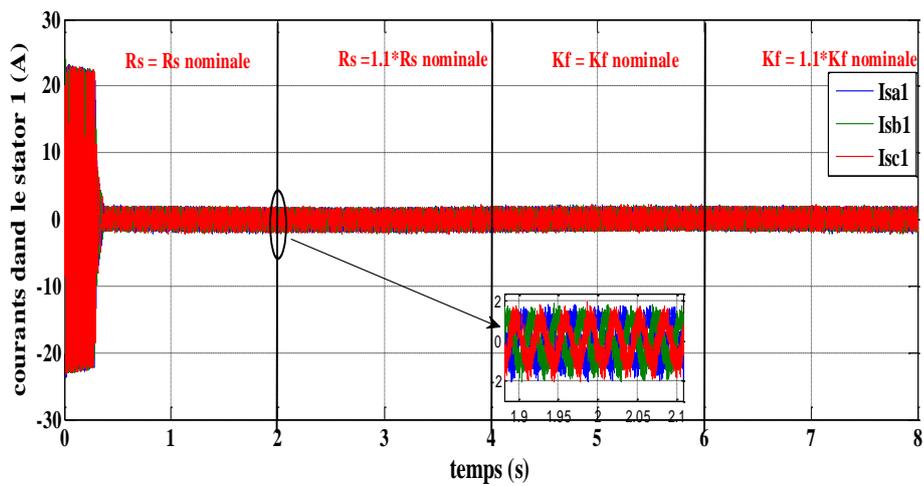


Figure III.16 : Allure des courants statoriques Is1.

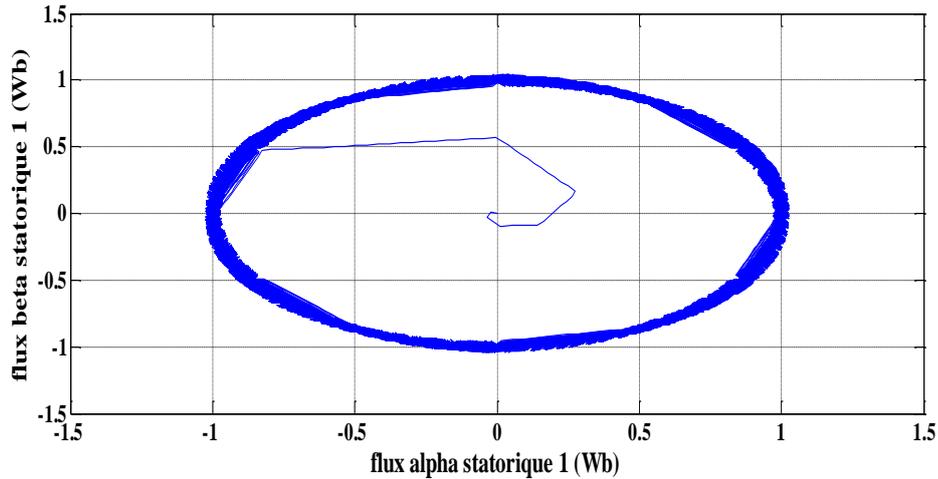


Figure III.17 : allure de la trajectoire du flux statorique 1.

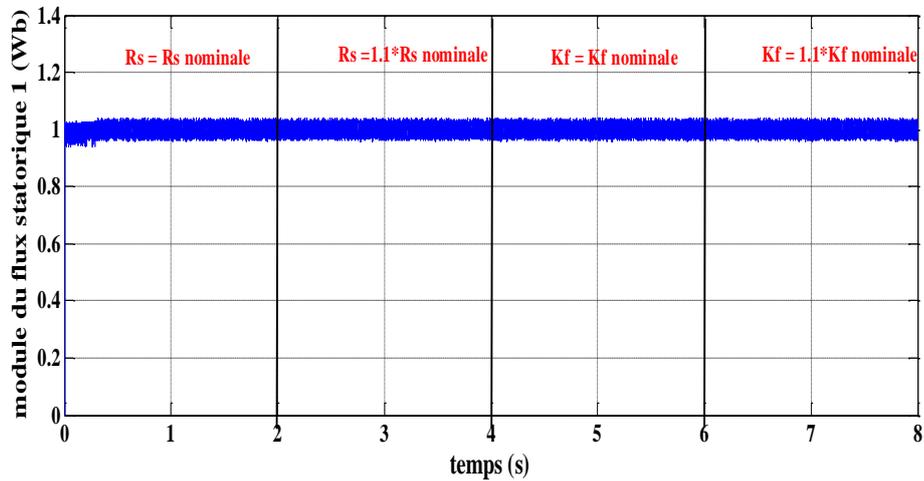


Figure III.18 : Allure de module du flux statorique 1.

➤ **Interprétation de résultats :**

Les figures (III.13) - (III.18), présente la réponse de la machine dû à la variation des résistances statoriques et le coefficient de frottement. Les résultats montrent une robustesse aux variations de la résistance, les performances dynamiques restent inchangées et le régulateur garde sa robustesse. La structure de vitesse et du couple est stable. Ces résultats signifient que le régulateur est très robuste et qu'il est totalement insensible aux variations des paramètres.

III.7 Etude comparative entre la commande DTC_SMC et DTC_SOSMC de la MASDE :

Dans cette partie on a présente une étude comparative de deux compositions de la MASDE dans les mêmes conditions de fonctionnement. La première structure utilise un contrôleur DTC-SMC et la seconde structure basée sur un contrôleur DTC-SOSMC.

III.7.1 Test de suivi de consigne et de rejet de perturbation :

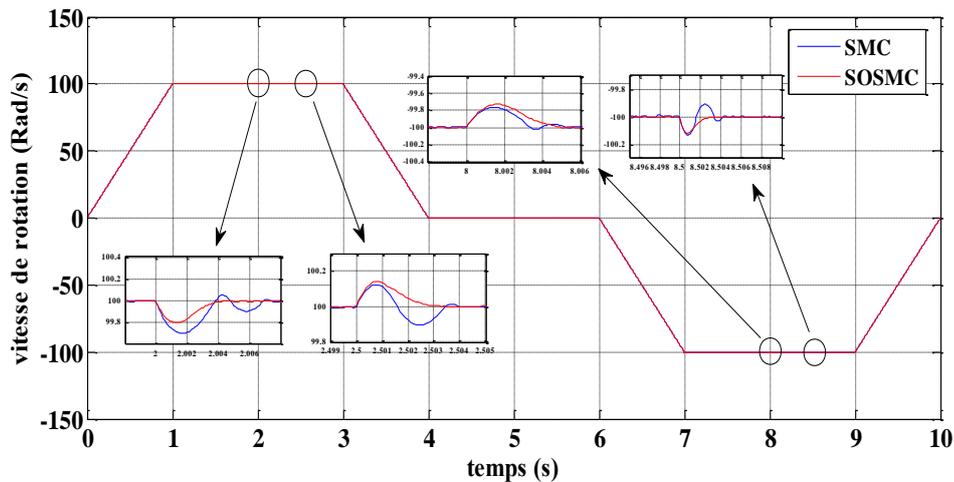


Figure III.19 : Allure de la vitesse de rotation.

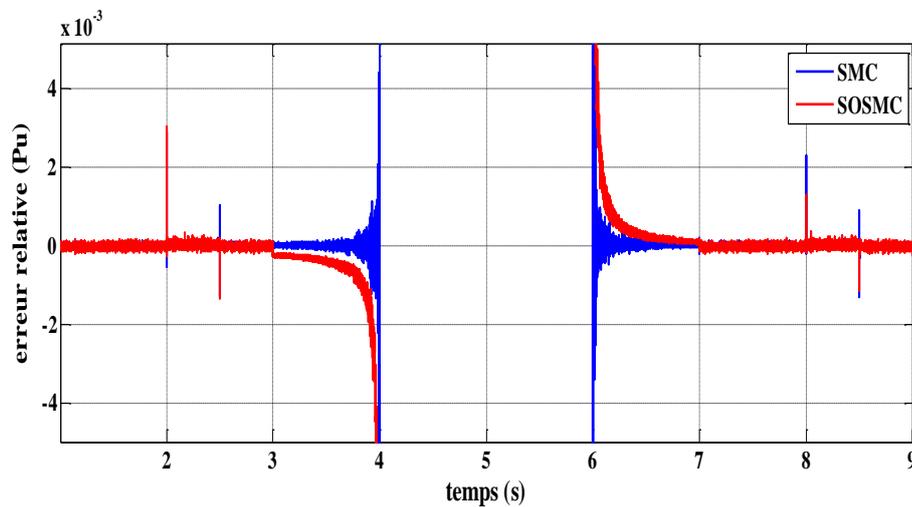


Figure III.20 : Allure de l'erreur relative.

III.7.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation des paramètres de la machine:

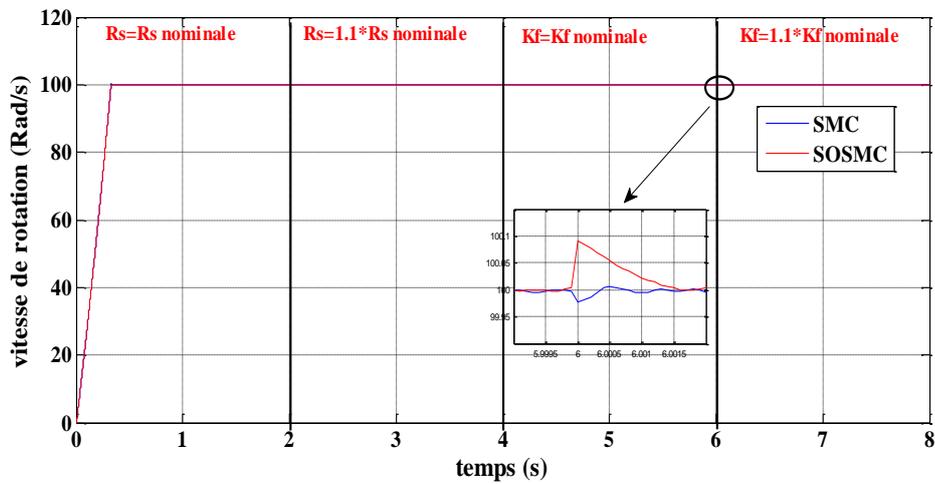


Figure III.21 : Allure de la vitesse de rotation.

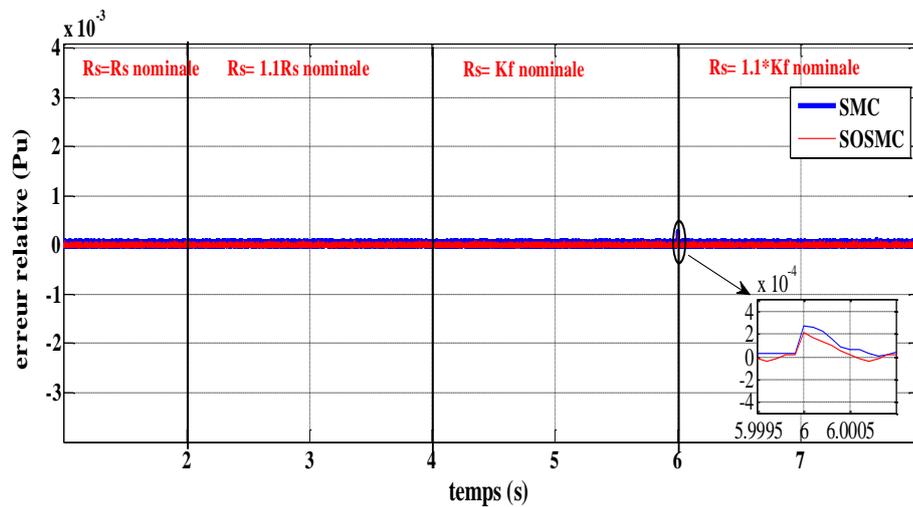


Figure III.22 : Allure de l'erreur relative.

Les Figures (III.19) - (III.22) montrent les allures de la vitesse et de l'erreur relative de la DTC-SMC et de la DTC-SOSMC. Au démarrage, toutes les courbes apparaissent une bonne dynamique de commande. Le régulateur SOSMC présente de meilleures performances par rapport à l'autre régulateur (SMC), avec une chute de vitesse minimale et un rejet plus rapide.

III.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande par mode glissant d'ordre supérieur précisément la commande par mode glissant d'ordre deux basée sur l'algorithme de super-twisting. Dans le but de comparer les performances avec le chapitre deux, des tests ont été effectués dans les mêmes conditions.

Les deux méthodes présentent chacune des avantages et des inconvénients, mais la commande par mode glissant d'ordre deux semble la technique la plus robuste en termes de la haute précision et la bonne stabilité.

Conclusion générale

Conclusion générale :

Dans ce travail, nous avons présenté la modélisation, l'alimentation et la commande de la machine asynchrone double étoile. L'objectif principal de ce mémoire est d'appliquer des techniques robustes pour une commande efficace de la machine asynchrone double étoile. Nous avons cherché à améliorer les performances de commande obtenues par le régulateur par mode glissant.

Afin d'aborder cette étude, nous avons présenté au premier chapitre la modélisation de la machine asynchrone double étoile et l'utilisation de transformation de Park pour représenter la machine triphasée dans un repère biphasé, ce qui simplifie la résolution des équations électromagnétiques de la machine. Nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasée et sa commande à MLI sinus-triangle. La machine a été d'abord alimentée par un réseau électrique triphasé, puis par deux onduleurs de tension utilisant la commande MLI. Les résultats de simulation obtenus montrent que les ondulations du couple électromagnétique sont plus importantes dans le cas où la MASDE est alimentée par deux onduleurs de tension.

Ensuite, nous avons présenté dans le deuxième chapitre la commande (DTC-SMC) de la machine asynchrone double étoile, les résultats de simulation sont acceptables.

Le travail présenté dans le troisième chapitre est consacré à la synthèse d'une technique de commande direct du couple à base de mode glissant d'ordre deux (DTC-SOSMC), pour la régulation de la vitesse de la MASDE. Cette technique est très connue par sa robustesse, stabilité et temps de réponse très faible enfin l'insensibilité à la variation des paramétrique.

Ensuite, nous avons fait la comparaison des résultats obtenus entre la DTC-SMC et la DTC-SOSMC. Nous concluons que ce dernier est plus robuste avec des réponses plus rapide et plus précis.

Enfin, l'étude du contrôle direct du couple basé sur le mode glissant de la MASDE nous a permis de conclure que cette technique a donné des résultats satisfaisants en termes de performances.

Bibliographie

Références bibliographie :

- [1] H. Chaabane, « contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double étoile », thèse de doctorat de l'université MohammedBoudiaf - m'sila, algérie,2020.)
- [2] H. Djafer, h. Razik, a. Rezzoug, « study and simulation of space vector pwm control of double- star induction motors», journal iee-ciep2000, pp.42-47, mexico, 2000, doi: 10.1109/ciep.2000.891389.
- [3] « double star wound asynchronous motors», encyclopedia of electrical and electronics engineering.
- [4] h. Abu-rub, a. Iqbal, and j. Guzinski, « double-star induction motors: à comprehensive review», iee transactions on industrial electronics, vol. 62, no. 4, pp. 2372-2384, 2015.
- [5] j. L. Kirtley jr., « double-wound stator induction machines », proceedings of the iee, vol. 103, no. 11, pp. 2089-2101, 2015.
- [6] m. Bernard, « historique des machines électromagnétiques et plus particulières des machines a 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 iee. Vol. 64, no. 9, pp. 1380–1383, sept 1976.
- [8] g. Singh, « multi-phase induction machine drive research a survey», electric power systems research, 61 (20), 139-147, 2002.
- [9] n. Moubayed and b. Bernard « comparison between two double stator synchronous machine supplying strategies ». 7th international conference on electromechanical and power systems, iasi, romania, pp. 143-147. 2009
- [10] b. Naas, l. Nezli, b. Naas, m o. Mahmoudi and m. Elbara « direct torque control based three level inverter-fed double star permanent magnet synchronous machine ». Sciverse science direct, energy procedia, vol (18), iss 1, pp. 521- 530. 2012
- [11] n. Moubayed « speed control of double stator synchronous machine supplied by two independent voltage source inverters». Wseas transactions on systems and control, vol (4), iss 6, pp. 253-258. 2009
- [12] a. Dieng, m f. Benkhoris, a b. Mboup, m. Aït-ahmed and j c le clairel «analysis of five-phase permanent magnet synchronous motor». Revue roumaine des sciences

- [13] 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.
- [14] l. Benalia « commande en tension des moteurs à induction double alimentés », thèse de doctorat, université de batna, algérie,
- [15] hocine amimeur mémoire magister en electrotechnique « contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement » 28 /05 / 2008.
- [16] k. Ferkous, « étude d'une chaîne de conversion d'énergie éolienne », thèse magister en physique, université mentouriconstantine, algérie, 2009.
- [17] m.j. Bland, p.w. Wheeler, j.c. Clare, l. Empringham, « comparison of bi-directional switch components for direct ac-ac converter ». *Pesc iee* 35th annual power electronics specialistsconference, 4, 2905-2909, 2004.
- [18] r. Abdessemed, m. Kadjoudj, « modélisation des machines électriques », presses de l'université de batna, algérie, 1997.
- [19] i. Takahashi, t. Noguchi, « a new quick response and high efficiency control strategy of induction motor ». *Ieee trans. Ind. Electron...*, ie-22, sep/oct. 1986.
- [20] h. Ney, « équipements de puissance », éditions fernand nathan, paris, 1988.
- [21] e. Benyoussef, « commande directe du couple floue et neuronale d'un moteur synchrone à double étoile sans capteur mécanique alimenté par onduleurs multiniveaux », thèse de doctorat de l'université de sidi bel abbes, algérie, 2015.
- [22] a. Martins, « contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multiniveaux à fréquence imposée », thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de toulouse, france, décembre 2000.
- [23] a. Elbacha, m. T. Lamchichi, m. Cherkaoui, « contrôle direct de couple d'une machine asynchrone, système de régulation de vitesse avec anti emballement », *physical and chemical news*, issn 1114-3800, pp. 128-134 ,2006.
- [24] y.a. Chapuis, « contrôle direct du couple d'une machine synchrone par l'orientation de son flux statorique », thèse de doctorat, l'i.n. P de grenoble, grenoble, france, 1996.

- [25] d. Rekioua, t. Rekioua, s. Alloune, « switching strategies in direct torque control of induction machine: modelling and simulation, international conference modelling and simulation » (ms'2004), lyon, france, 4-7 juillet 2004, pp. 313-321.
- [26] b. Robyns, b. François, f. Degobert et j. P. Hautier – « commande vectorielle de la machine asynchrone, désensibilisation et optimisation par la logique floue », editions technip, france, juillet 2007.
- [27] j.zhang, «direct torque controlled induction machines for integrated starter/alternator system». Doctor of philosophy thesis, the university of new south wales, aug 2006.
- [28] a. Zekkour, a. Djallal, f. Nacéri, « contrôle direct de couple (dct) de la machine à induction », université de batna, université de ouargla, université de batna, 2013.
- [29] r. Husson, « méthode de commande des machines électrique », lavoisier 2003
- [30] h. Talhaoui « contrôle par mode glissant : observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts ». Thèse de doctorat, université mohamed khider – biskra. 2016.
- [31] e. Schaeffer « diagnostic des machines asynchrones modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection de défauts ». Thèse de doctorat, université de nantes. 1999.
- [32] a.meroufel, « commande découplée d'une machine asynchrone sans capteur mécanique », thèse de doctorat d'état, université de sidi bel abbes, 2004.b2.
- [33] h. Bühler, « réglage par mode de glissement », presses polytechniques romandes, lausanne, suisse, 1986.
- [34] taleb moustapha ould abdou « commande par mode de glissement floue avec observateur application à différents pendules inversés » mémoire de magister, (e.n.p) ,2006.
- [35] t. Floquet « contributions à la commande par modes glissants d'ordre supérieur ». Thèse de doctorat, université des sciences et technologie de lille. 2000.
- [36] h. Teiar « stratégies de commande robuste à base d'intelligence artificielle de la machine synchrone à aimants permanents à partir de la plaque signalétique ». Thèse de doctorat en génie électrique. Université du québec à trois-rivières. 2018.

- [37] bouchaala safia "commande à structure variable d'une machine à induction" mémoire de master université de m'sila, juin 2012
- [38] djerioui ali ; khelifi faris "commande et observation par mode glissant des convertisseurs multicellulaires séries". Mémoire d'ingénieur université de m'sila,2009
- [39] s. Laghrouche. " commande par modes glissants d'ordre supérieur" : théorie et application. Thèse de doctorat. Ecole centrale de nantes et l'université de nantes, france. 2004.
- [40] a. Levant, "controlling output variables via higher order sliding modes", européenne control conference (ecc), 1999. Doi : 10.23919/ecc.1999.7099923.
- [41] b, hadda, " contribution à la commande robuste de la machine à induction ", thèse de doctorat de l'université de batna, algérie, 2013.
- [42] j. L. Chang, "dynamic sliding mode controller design for reducing chattering", journal of the chinese institute of engineers, 2014, 37(1), pp.71–78,
- [43] i. Utkin, j. Guldner, j. Shi, "sliding mode control in electromechanically system", taylor et francis, 1999.
- [44] b. Ismail, n. Farid, "a new method to minimize the chattering phenomenon in sliding mode control based on intelligent control for induction motor drives", serbian journal of electrical engineering, 10(2), pp.231-246, 2013. Doi: 10.2298/sjee130108001b.
- [45] a. Chalanga, shyian k, fridman l, moreno j.a, "how to implement super twisting controller based on sliding mode observer", 2013th international workshop on variable structure systems (vss), 2014. Doi: 10.1109/vss.2014.6881145.
- [46] g. Bartolini, a. Ferrara, e. Usai, "applications of a sub-optimal discontinuous control algorithm for uncertain second order systems", int. J. Of robust and nonlinear control, vol. 7, no. 4, pp. 299–319, 1997.
- [47] m. K. Khan; s. K. Spurgeon; a. Levan, "simple output-feedback 2-sliding controller for systems of relative degree two", 2003 european control conference (ecc), 2003, doi: 10.23919/ecc.2003.7084808
- [48] A. Abdelkarim "improvement of direct torque control performances for asynchronous machine using non-linear techniques", these doctorat, university of biskra,2017.

Annexes

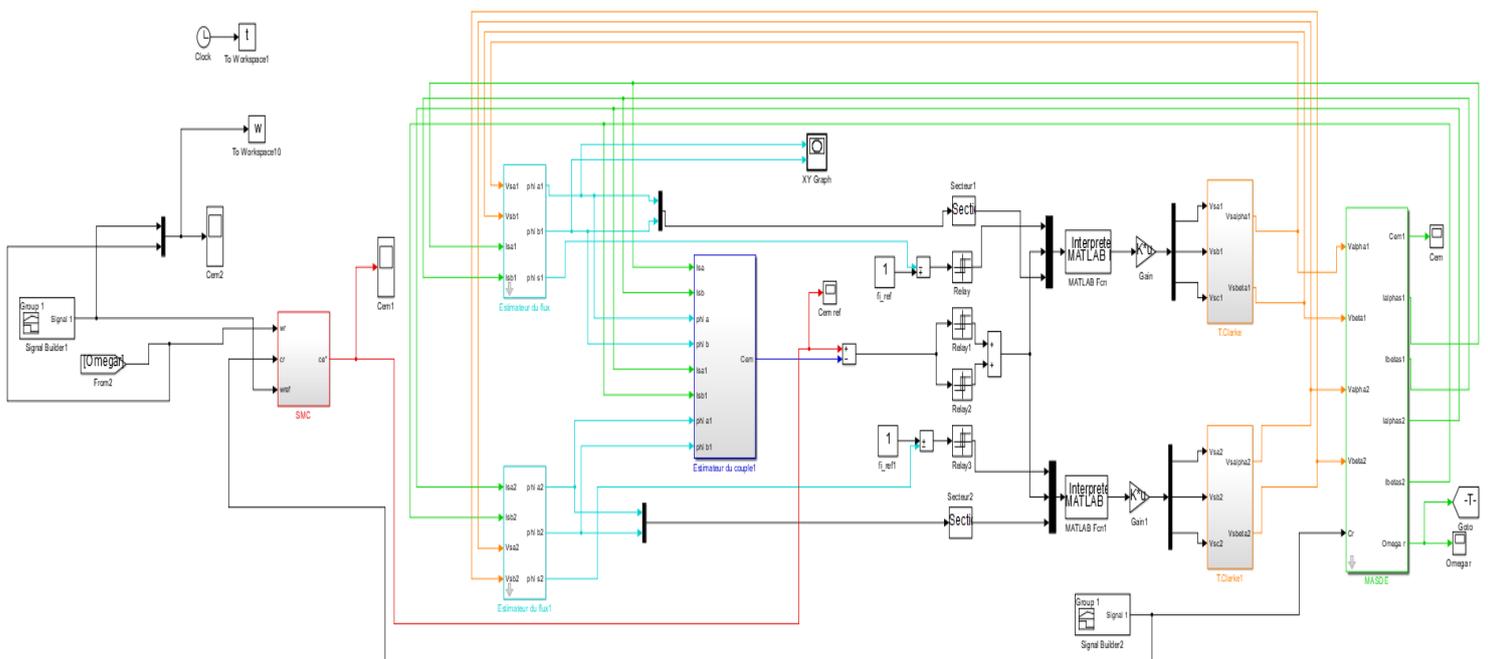
ANNEXE A

Paramètre de la machine asynchrone double étoile

Puissance nominale	$P_n=4,5\text{kW}$
Tension nominale	$V_n=220\text{V}$
Courant nominale	$I_n=6,5\text{A}$
Nombre de paires de pôles	$p=1$
Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1}=3,72\Omega$
Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2}=3,72\Omega$
Résistance rotorique	$R_r=2,12\Omega$
Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1}=0,022\text{H}$
Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2}=0,022\text{H}$
Inductance rotorique	$L_r=0,006\text{H}$
Inductance mutuelle	$L_m=0,3672\text{H}$
Moment d'inertie	$J=0,662\text{kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f=0,001\text{Nms/rd}$
Fréquence nominale	$f=50\text{Hz}$

ANNEXE B

Modèle de la simulation sous MATLAB/SIMULINK



Résumé

Ce travail présente une contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile (MASDE) en utilisant la combinaison de la commande par mode glissant (SMC) et de la commande directe du couple (DTC). Nous commençons par présenter l'état de l'art des machines multi-phasées et nous procédons ensuite à la modélisation de la MASDE. Par la suite, nous étudions la simulation du modèle de la machine sans commande. Dans ce contexte, nous examinons également deux techniques de commande, à savoir la (DTC-SMC) et la (DTC-SOSMC). Pour valider et tester le système complet, comprenant la MASDE et les deux techniques de commande, nous réalisons des simulations sur Matlab/Simulink comprenant plusieurs tests tels que le suivi de consigne, le rejet de perturbations et la variation des paramètres de la machine. Les résultats obtenus révèlent de bonnes performances dynamiques ainsi qu'une robustesse face aux perturbations et aux variations des paramètres.

Mots clés : Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE) ; Commande directe du couple (DTC) ; Mode Glissant D'ordre Un (SMC) ; Mode Glissant D'ordre Deux (SOSMC)

Abstract

This work presents a contribution to the control of a dual star induction machine (DSIM) using the combination of sliding mode control (SMC) and direct torque control (DTC). We start by presenting the state of the art of multi-phase machines and then proceed to the modeling of the DSIM. Subsequently, we study the simulation of the model of the machine without control. In this context, we also examine two control techniques, namely (DTC-SMC) and (DTC-SOSMC). To validate and test the complete system, including DSIM and both control techniques, we perform simulations on Matlab/Simulink including several tests such as setpoint tracking, disturbance rejection and variation of machine parameters. The results obtained show good dynamic performance as well as robustness to disturbances and variations in parameters.

Keywords : Dual Star Induction Machine (DSIM) ; Direct Torque Control (DTC) ; First Order Sliding Mode Control (SMC) ; Second Order Sliding Mode Control (SOSMC)