

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Abderrahmane Mira de Bejaia

Faculté de la Technologie

Département d'Electronique

MEMOIRE DE MAGISTER

En vu de l'obtention du diplôme de Magister en Automatique et Traitement du Signal

Option : Systèmes

Présenté par :

Azouz MEDDOURENE

Ingénieur d'état de l'université A. Mira de Bejaia

Thème

**Etude et commande de la machine asynchrone
double stator en régime normal et dégradé**

Soutenu le : 10/12/2009

Devant le jury composé de :

Président :	B. MENDIL	Professeur de l'université A/Mira de Bejaia
Rapporteur :	T. REKIOUA	Professeur de l'université A/Mira de Bejaia
Examineurs :	S. BERRAH	Maitre de conférences de l'université A/Mira de Bejaia
	B. SAIT	Maitre de conférences de l'université de Sétif
Invité :	A. CHARIKH	Chargé de cours de l'université A/Mira de Bejaia

Remerciements

Je remercie le bon **DIEU** pour le courage et la patience qu'il m'a accordé pour accomplir ce travail.

Je suis particulièrement sensible à l'honneur que m'a fait Monsieur **T. REKIOUA** professeur au département d'électrotechnique de l'Université de Bejaia, d'accepter d'être rapporteur de ce mémoire et pour la confiance et l'intérêt qu'il m'a témoignés tout au long de la réalisation de ce travail.

Qu'il me soit permis d'exprimer à Monsieur **A. CHARIKH** chargé de cours au département d'électronique de l'Université de Bejaia, d'accepter d'être Co-promoteur pour ce mémoire, ainsi que son aide et ses conseils qui m'ont été si précieux.

Je tiens également a remercié messieurs les membres du jury pour avoir accepté d'évaluer mon travail.

Mes vifs remerciements vont aussi aux enseignants pour leurs contributions dans ma formation tout au long de mon cursus.

Dédicaces

A la mémoire de mon père.
A ma très chère mère.
A mes frères et sœurs.
A toute ma famille.
A mes amis.
A ceux qui m'ont soutenu pendant toute la durée de mes études.
Je dédie ce mémoire.

TABLE DES MATIÈRES

Table des matières

Table des figures

Liste des tableaux

Liste des symboles et abréviations

Introduction Générale 1

Chapitre I. Généralités sur les machines multiphasées

I.1 Introduction.....	3
I.2 Description des machines multiphasées.....	4
I.2.1 Cas de la machine asynchrone à double étoile	4
I.3 Caractéristiques des Machines Multiphasées	5
I.3.1 Machines Multiphasées de type 1	5
I.3.2 Machines Multiphasées de type 2.....	7
I.4 Structures d'alimentation des machines Multiphasées	8
I.5 Description de fonctionnement dégradé des machines Multiphasées.....	9
I.6 Avantages des Machines Multiphasées.....	9
I.6.1 Segmentation de puissance	9
I.6.2 La fiabilité	11
I.6.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques	11
I.7 Inconvénients des Machines Multiphasées	12
I.8 Conclusion	13

Chapitre II. Modélisation de la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE)

II.1 Introduction	14
II.2 Description de la machine asynchrone double étoile	14
II.3 Hypothèses simplificatrices	15

II.4	Modèle naturel de la machine asynchrone double étoile.....	16
II.4.1	Equations électriques de la machine.....	16
II.4.2	Equations magnétiques de la machine.....	17
II.4.3	Energie magnétique	18
II.4.4	Equation mécanique	19
II.5	Transformation de base de PARK	19
II.6	Choix du référentiel	21
II.6.1	Référentiel lié au stator.....	22
II.6.2	Référentiel lié au rotor.....	22
II.6.3	Référentiels liés au champ tournant	22
II.7	Equations matricielles de la machine avec transformation de PARK	22
II.7.1	Equations des tensions.....	22
II.7.2	Equations magnétiques.....	23
II.7.3	Equation mécanique	23
II.8	Mise sous forme d'équation d'état	26
II.9	Simulation et interprétation	29
II.9.1	Simulation de la MASDE alimentée par des sources de tensions sinusoïdales	29
II.9.2	Interprétation des résultats.....	31
II.10	Alimentation de la MASDE par des onduleurs de tension.....	32
II.10.1	Modélisation de l'onduleur.....	33
II.10.2	Stratégie de contrôle par MLI Sinus-Triangle.....	35
II.10.3	Schéma fonctionnel de l'alimentation de la MASDE en boucle ouverte.....	37
II.10.4	Résultat de simulation de la MASDE.....	38
II.10.5	Interprétation des résultats.....	40
II.11	Conclusion.....	40

Chapitre III. Commande par mode de glissement de la machine asynchrone double étoile

III.1	Introduction	41
III.2	Principe de la commande robuste par mode de glissement des systèmes à structure variable	41
III.3	Synthèse de la commande par mode de glissement	43
III.3.1	Le choix de la surface de glissement.....	43

III.3.2	Conditions d'existence et de convergence du régime glissant.....	44
III.3.3	Etablissement de la loi de commande	44
III.4	Application de la commande par mode de glissement à la MASDE	48
III.4.1	principe d'orientation du flux.....	49
III.5	Réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant	51
III.6	Résultats de simulation et interprétation	59
III.6.1	Démarrage à vide avec introduction du couple de charge	60
III.6.2	Inversion de sens de rotation	61
III.6.3	Réponses à la variation de la résistance rotorique	63
III.6.4	Réponse a basses vitesses	65
III.7	Conclusion	66

Chapitre IV. Etude et commande de la MASDE en régime dégradé

IV.1	Introduction.....	67
IV.2	Description du mode de fonctionnement dégradé.....	67
IV.2.1	Défaut d'ouverture d'un transistor de puissance	68
IV.2.2	Défaut de fermeture d'un interrupteur de puissance	69
IV.3	Stratégie de déconnection d'une phase a un bras en défaut	69
IV.4	Analyse des stratégies de commande en mode dégradé	70
IV.4.1	Modification du courant d'une phase encore connectée par phase déconnectée	70
IV.4.2	Modification du courant dans chacune des phases encore connectée pour phase déconnectée.....	72
IV.5	Application des méthodes (1) et (2) à la MASDE en mode dégradé	74
IV.6	Résultats et interprétations	75
IV.6.1	Défaut dans l'alimentation en tensions sinusoïdales de la MASDE	75
IV.6.2	Résultats de simulation par l'application des méthodes (1) et (2) à la MASDE en mode dégradé	78
IV.7	Conclusion	81
	Conclusion Générale	82

Annexes

Bibliographie

TABLE DES FIGURES

I.1 Représentation symbolique d'une machine à n-phases bipolaires à aimant permanent	4
I.2 Représentation des enroulements de la machine à double étoile	5
I.3 Structure d'alimentation des machines polyphasées en utilisant n onduleurs monophasés .	8
I.4 Structure d'alimentation des machines polyphasées en utilisant un onduleur à n-bras	8
I.5 Couple électromagnétique d'une machine asynchrone double étoile	11
I.6 Couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée	12
II.1 Représentation schématique des enroulements de la MASDE	15
II.2 Représentation schématique du modèle de PARK de la MASDE	19
II.3 Résultats de simulation de la MASDE	31
II.4 Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension	33
II.5 Schéma de l'onduleur de tension	34
II.6 principe de la technique MLI Sinus-Triangle	36
II.7 Schéma de l'onduleur hexaphasé avec sa commande	37
II.8 Schéma bloc de l'ensemble onduleur machine	38
II.9 Résultats de simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs	39
III.1 Mode de glissement	42
III.2 Définition de la fonction U_n	45
III.3 Définition de la fonction d'un relais	46
III.4 Fonction de saturation ($\xi > 0$ et petit)	47
III.5 Fonction de classe C^1 ($\xi > 0$ et petit).....	48
III.6 Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement	51
III.7 Représentation schématique du bloc FOCMG	52
III.8 Performances de la MASDE sous la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement lors d'un démarrage a vide suivi d'une application de couple de charge	61
III.9 Performances de la MASDE sous la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement lors d'un démarrage a vide suivi d'inversion de sens de rotation	62

III.10 Représentation de la variation de la résistance rotorique	63
III.11 Performances de la MASDE sous la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement lors d'augmentation de la résistance rotorique R_r de 50% et application de couple de charge en même temps	64
III.12 Performances de la MASDE sous la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement à basses vitesses	66
IV.1 Défaut d'ouverture d'un transistor de puissance	69
IV.2 Exemple d'équipement permettant la déconnection d'une phase à un bras en défaut.....	70
IV.3 Caractéristique de la MASDE en régime dégradé, avec la phase (as1) ouverte à l'instant ($t=1s$)	76
IV.4 Caractéristique de la MASDE en régime dégradé, avec la phase (as1) et (bs1) ouvertes a l'instant $t=1s$	78
IV.5 Caractéristique de la MASDE en régime dégradé, avec la phase (as1) ouverte a l'instant $t=1s$, et application de la méthode compensation(1) a l'instant $t=2s$	79
IV.6 Caractéristique de la MASDE en régime dégradé, avec la phase as1 ouverte a l'instant $t=1s$, et application de la méthode compensation(2) a l'instant $t=2s$	80

LISTE DES TABLEAUX

I.1 Machines multiphasées de Type 1	6
I.2 Machines multiphasées de Type 2	7

LISTE DES SYMBOLES ET ABREVIATIONS

SYMBOLES	DESIGNATION	UNITE
MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile	...
MLI	Modulation par Largeur d'Impulsion	...
PI	Proportionnel - Intégrale	...
FOC	Field Oriented Control (Commande à flux orienté)	...
MG	Mode de Glissement	...
s_1, s_2, r	Indices correspondants à l'étoile 1, étoile 2 et au rotor	...
a_{s1}, b_{s1}, c_{s1}	Indices correspondants au trois phase de la première étoile	...
a_{s2}, b_{s2}, c_{s2}	Indices correspondants au trois phase de la deuxième étoile	...
a_r, b_r, c_r	Indices correspondants aux trois phases du rotor	...
d, q	Axes directes et quadratiques du repère de Park	...
GTO	gate turn-off	...
IGBT	insulated gate bipolar transistor	...
ϕ_s	Flux statorique	Wb
$\phi_{s1}, \phi_{s2}, \phi_r$	Vecteurs des flux statoriques et rotoriques	Wb
$V_{as1}, V_{bs1}, V_{cs1}$ $V_{as2}, V_{bs2}, V_{cs2}$	Tension statorique dans un système d'axes (a, b, c)	V
V_{ar}, V_{br}, V_{cr}	Tension rotorique dans un système d'axes (a, b, c)	V
$I_{as1}, I_{bs1}, I_{cs1}$ $I_{as2}, I_{bs2}, I_{cs2}$	Courants statorique dans un système d'axes (a, b, c)	A
I_{ar}, I_{br}, I_{cr}	Courants rotorique dans un système d'axes (a, b, c)	A
$\phi_{as1}, \phi_{bs1}, \phi_{cs1}$ $\phi_{as2}, \phi_{bs2}, \phi_{cs2}$	Flux statorique dans un système d'axes (a, b, c)	Wb
$\phi_{ar}, \phi_{br}, \phi_{cr}$	Flux rotorique dans un système d'axes (a, b, c)	Wb
$V_{ds1}, V_{qs1}, V_{ds2}$ V_{qs2}, V_{ds}, V_{qs}	Tension statorique dans un système d'axes (d, q)	V
$I_{ds1}, I_{qs1}, I_{ds2}$ I_{qs2}, I_{ds}, I_{qs}	Courants statorique dans un système d'axes(d, q)	A

I_{dr}, I_{qr}	Courants rotorique dans un système d'axes (d, q)	A
$\Phi_{ds1}, \Phi_{qs1}, \Phi_{ds2}$ $\Phi_{qs2}, \Phi_{ds}, \Phi_{qs}$	Flux statorique dans un système d'axes (d, q)	Wb
Φ_{dr}, Φ_{qr}	Flux rotorique dans un système d'axes (d, q)	Wb
Φ_m	Flux magnétisant	Wb
R_{s1}, R_{s2}, R_s, R_r	Résistance d'enroulement statorique et rotorique	Ω
L_{ms}	Inductance mutuelle entre phases statorique	H
L_{mr}	Inductance mutuelle entre phases rotorique	H
L_{sr}	Inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique	H
L_{s1}	Inductance propre d'une phase de l'étoile 1	H
L_{s2}	Inductance propre d'une phase de l'étoile 2	H
L_m	inductance mutuelle cyclique stators-rotor	H
L_r	Inductance propre d'une phase du rotor	H
n	Nombre de phases	...
E	Tension continue	V
V_m	Amplitude de la tension de référence	V
V_{pm}	Valeur crête de l'onde de modulation	V
C_{em} ou C_e	Couple électromagnétique	N.m
C_r	Couple résistant	N.m
Ω	Vitesse mécanique de rotation du rotor	rd/s
ω_s	pulsation électrique fondamental des grandeurs statoriques	rd/s
ω_{gl}	Pulsation électrique fondamentale du glissement	rd/s
ω_r	Pulsation électrique fondamental des grandeurs rotoriques	rd/s
ω_{coor}	La vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au système d'axes triphasé	rd/s
α	Angle électrique de décalage entre les deux étoiles	rd
θ	position de l'axe d par rapport à l'étoile 1	rd
θ_r	Position du rotor par rapport à l'étoile 1	rd
$\theta_r - \alpha$	Position du rotor par rapport à l'étoile 2	rd
θ_{gl}	position de l'axe d par rapport au rotor	rd
F_r	Coefficient de frottement	N. m. s/rd
J	Moment d'inertie	kg.m ²

f_c	Fréquence de coupure	Hz
P	Nombre de paire de pole	...
V_s	Valeur efficace des tensions	V
U_d	Tension redressée	V
V_{dc}	Tension continue à l'entrée de l'onduleur	V
I	Courant à l'entrée de l'onduleur	A
I_d	Courant redressé	A
I_{ref}	Courant de référence	A
Ω_{ref}	Vitesse rotorique de référence	rd/s
C_{e-ref}	Couple électromagnétique de référence	N.m
P_{em}	Puissance électromagnétique	W
e	Erreur	...
$e(x)$	Écart de la variable x	...
$V(x)$	Fonction candidate de Lyapunov	...
x	Variable d'état	...
X	Vecteur d'état	...
f	Fréquence de la tension de référence	Hz
f_p	Fréquence de la porteuse	Hz
* (exposant)	Grandeur de référence	...
m	Indice de modulation	...
N	vitesse de rotation de la machine	rd/s
$S(I_{ds1}), S(I_{qs1})$	Surface de glissement des courants de l'étoile 1 suivant (d,q)	...
$S(I_{d2}), S(I_{q2})$	Surface de glissement des courants de l'étoile 2 suivant (d,q)	...
$S(x)$	Surface de glissement de la variable x	...
$S(\phi_r)$	Surface de glissement du flux rotorique	...
$S(\omega_r)$	Surface de glissement de la vitesse	...
T_p	Période de la porteuse	S
t	Temps (s)	S
t (exposants)	Transposé d'une matrice	...
U	Commande globale	...
Fi	Fonctions logique	...

U_{eq}	Commande équivalente (linéarisation exacte)	...
U_n	Commande non linéaire (stabilisante)	...
ξ et ξ_x	Gains positif	...
τ_r	Constante de temps rotorique	S
V_{ref}	Tension de référence	V
r	Coefficient de réglage en tension	...
k_x	Gain positif	...
$V_{ds\ n}, V_{qs\ n}$	Tensions statoriques de commande non linéaire suivant (d,q)	V
$V_{ds\ eq}, V_{qs\ eq}$	Tensions statoriques de commande équivalente suivant (d,q)	V
$I_{ds\ n}, I_{qs\ n}$	Courants statoriques de commande non linéaire suivant (d,q)	A
$I_{ds\ eq}, I_{qs\ eq}$	Courants statoriques de commande équivalente suivant (d,q)	A
FMM	Force magnétomotrice	V
FEM	Force électromotrice	V
ω	Vitesse angulaire électrique du rotor	rd/s
C_n	Couple constant maximum de la machine polyphasée	N.m
I_m	Courant de phase maximal	A
j	Numéro de la phase déconnectée	...
m	Numéro de la phase ou la forme des courants sera modifiée pour annuler les ondulations du couple	...
e_k	Force électromotrice induite dans la phase k	V
$f(\theta)$	Fonction de forme des forces électromotrices	...
$S(\theta)$	Fonction de forme des courants	...
$i(k)$	Courants statoriques sortant du bras (k) de l'onduleur	A
C	Condensateur de filtrage	...
C_{1f}	Nouveau couple obtenu avec les nouveaux courants	N.m
$X_k\ y_k$	Paramètres complexes définissant le courant à la phase (k) en introduisant la notion du phaseur complexe	...
N_s	Nombre de tours statorique par phase pour la distribution Sinusoïdale	...
φ	Angle spatial	rd
TRn	Triac connecté a la phase (n) de la machine, qui sert à	...

	déconnecter la phase en défaut	
Fu	Fusible de protection d'un bras d'onduleur	...
Fuk	Fusible de protection en série avec une phase de l'onduleur à n-bras	...
Te	Période d'échantillonnage	S
Sk1 Sk2	Interrupteur de puissance, du bras (k), de l'onduleur a n-bras. L'indice 1 correspond a l'interrupteur haut et 2 a celui en bas respectivement	...

INTRODUCTION GENERALE

Grâce aux nombreuses avancées technologiques, aussi bien dans le domaine des composants semi-conducteurs de puissance, de la conception des machines électriques, que dans les méthodes de traitement de l'énergie électrique, les applications de moyennes et fortes puissances à vitesse variable sont de plus en plus réalisées à base d'ensembles convertisseurs statiques - machines électriques [11].

Les machines électriques triphasées sont de loin les mieux connues (fabrication, techniques de bobinages, alimentation, commande,...etc.) et restent les plus utilisées. Néanmoins, le nombre réduit de phases peut être un handicap dans des domaines particuliers d'applications. Ainsi, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine lorsqu'on désire augmenter la puissance transmise. Les interrupteurs doivent en effet alors commuter des tensions et des courants d'amplitudes plus élevées, générant lors des commutations, des perturbations électromagnétiques [7] [5].

Les machines polyphasées offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages. En effet, un nombre élevé de phases permet une segmentation de puissance qui répartit les contraintes sur plusieurs composants. Cela permet, entre autre, d'utiliser des composants de puissance fonctionnant avec une fréquence de commutation élevée, et ainsi, de réduire le taux harmonique, notamment celui du couple. Enfin, ces machines autorisent des modes de marches dégradées lors d'une mise en défaut d'un bobinage ou d'un composant de puissance. Ces machines polyphasées sont présentées généralement dans les domaines de la marine, la traction ferroviaire, l'industrie pétrochimique, l'avionique, l'automobile,...etc. [7]

La plus connue des machines polyphasées est sans doute la machine hexaphasée double stator dont les deux étoiles statoriques sont déphasées électriquement de 30° . 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 rotoriques [1].

Dans la conception des systèmes automatiques, on cherche toujours à améliorer les performances dynamiques. Ainsi les algorithmes de commande classique peuvent s'avérer

suffisants si les exigences sur la précision et les performances des systèmes ne sont pas trop strictes. Dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à des fortes non-linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations. Les lois de commande dites à structure variable constituent une bonne solution à ces problèmes. On cite à titre d'exemple la commande floue, la commande par mode de glissement...etc. L'intérêt récent accordé à cette dernière est due essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et à des microprocesseurs de plus en plus performants

Notre objectif est d'étudier et de modéliser la machine asynchrone double étoile afin de lui appliquer les techniques de commande robuste particulièrement la commande par mode de glissement d'une part, et d'autre part de voir les performances de la machine en régime dégradé. Dans ce contexte, ce mémoire est scindé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre sont citées quelques généralités sur les machines polyphasées (les caractéristiques, l'utilisation, les avantages et les inconvénients).

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation de la MASDE, ainsi que la modélisation de son alimentation présentée par deux onduleurs de tension à commande MLI

Pour voir les performances de la MASDE en régime normal, on appliquera la commande par mode de glissement. Nous présentons en premier lieu un rappel théorique sur la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable, ainsi que le principe d'orientation du flux rotorique. Nous abordons ensuite la conception de l'algorithme de commande avec ses différentes étapes. Nous entamons après l'application de la commande sur la MASDE, tout en exposant les résultats de simulation. Ceci est l'objectif du troisième chapitre.

Finalement, dans le quatrième chapitre, nous exposons la commande en mode dégradé des machines polyphasées. L'exemple de simulation s'articule sur le cas de la machine asynchrone double étoile fonctionnant avec une ou deux phases déconnectées.

Nous terminons avec une conclusion générale et quelques perspectives de notre travail.

Chapitre I

Généralités sur les machines multiphasées

I.1 Introduction

Depuis quelques années, les machines multiphasées alimentées par onduleur de tension ont fait l'objet de plusieurs travaux de recherche [1] [7], le nombre de phases étant alors une donnée et non un élément de choix. Afin d'assurer une motorisation électrique pour des applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale par exemple, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des techniques multiniveaux ou à la mise en parallèle de convertisseurs. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, en utilisant des machines multiphasées (machines dont le nombre de phases est supérieur à trois) [7] [10] [18]. L'apparition de composants semi-conducteurs de type GTO, commandable aussi bien à l'amorçage qu'au blocage, a permis l'alimentation de machines électriques de forte puissance à l'aide d'onduleurs de tension. Cependant, la fréquence de commutation de ce type de composant est fortement réduite. Cette fréquence de commutation ne permet donc pas d'imposer correctement les formes des courants dans les enroulements des machines électriques, entraînant ainsi d'importantes ondulations de couple. Afin d'utiliser des composants de type IGBT avec des calibres en courant plus faible, autorisant une fréquence de commutation plus élevée, il est nécessaire d'utiliser des chaînes de conversion d'énergie à structure segmentée. L'autre but recherché, par cette segmentation de puissance au niveau d'une chaîne de conversion d'énergie, est la possibilité d'utiliser des convertisseurs modulaires sur une large gamme de puissance et de fonctionner en mode dégradé avec une puissance réduite [11] [20].

I.2 Description des machines multiphasées

Une machine multiphasée est composée de n bobinages déphasés spatialement de $2\pi/n$ et alimentés par des tensions déphasées temporellement de $2\pi/n$, avec n est le nombre de phases. Ces machines sont caractérisées par un couplage magnétique entre phases [7].

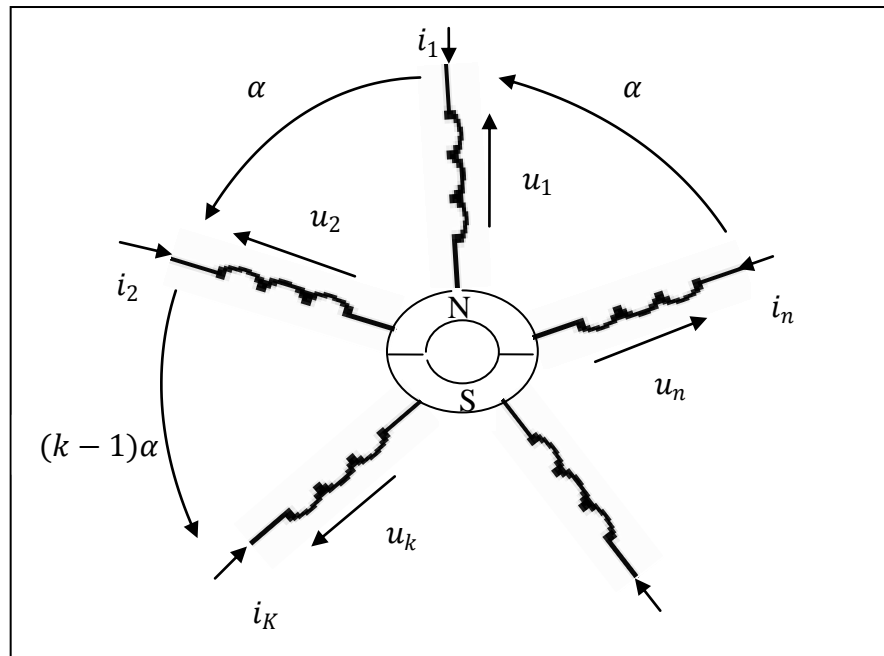


Fig. I.1 Représentation symbolique d'une machine à n-phases bipolaires à aimant permanent

Parmi les machines multiphasées, La plus connue est la machine asynchrone à double étoile qui porte le nom MASDE, Cette dernière qui est robuste, fiable et avec un rendement très élevé qui répond à des critères de performances excellents par rapport à la machine simple étoile.

I.2.1 Cas de la machine asynchrone double étoile

La machine asynchrone a double étoile est une machine asynchrone triphasée qui comprend deux bobinages statoriques triphasés fixes et un bobinage rotorique mobile. Les deux étoiles sont déphasées entre elles d'un angle électrique ($\alpha = \pi/6$) chacune d'elle comporte trois enroulements, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique ($2\pi/3$) et sont alimentés par un système de tension équilibrées, qui en résulte la création d'un champ magnétique glissant dans l'entrefer. Le rotor est à cage d'écureuil constitué de barres conductrices court circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité [1].

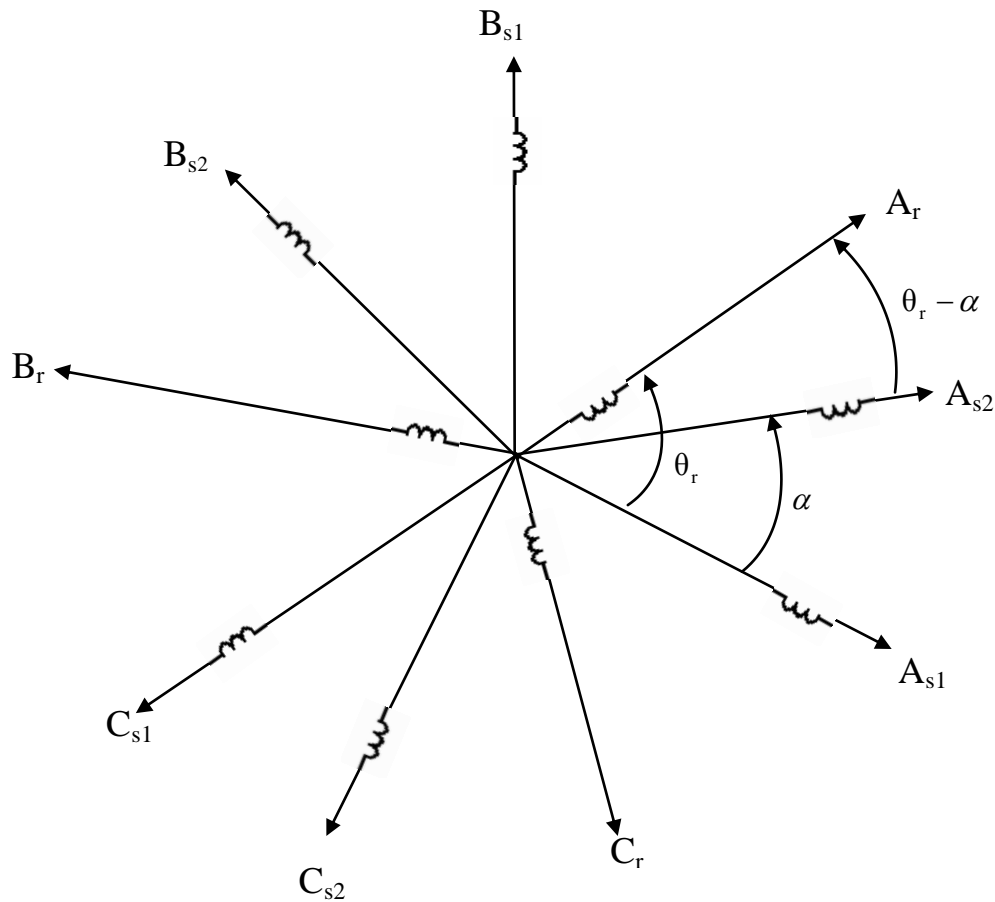


Fig. I.2 Représentation des enroulements de la machine à double étoile

I.3 Caractéristiques des machines multiphasées

Il existe habituellement deux types de machines multiphasées, les machines multiphasées de (type 1), et les machines multiphasées de (type 2), suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois [1] [7].

I.3.1 Machines multiphasées de type 1

Les machines multiphasées de (type 1), sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de 3, de sorte que l'on puisse les grouper en η étoiles $q = 3\eta$ ($\eta = 1, 2, 3, 4 \dots$). On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machine à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire α entre deux bobines adjacentes, c'est à dire le décalage entre les étoiles. Par exemple, une machine double étoile (6 phases) de $\alpha = 0^\circ$ à des caractéristiques différentes de celles d'une machine double étoile à $\alpha = 30^\circ$. Pour la prise en compte de ces différences dans une machine et

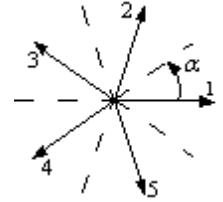
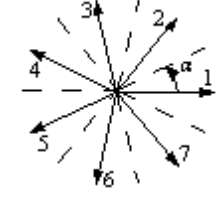
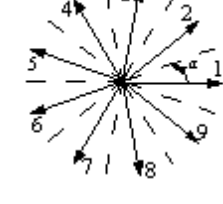
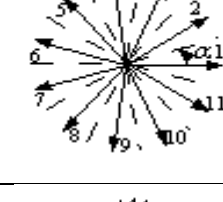
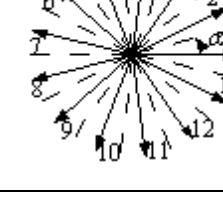
pouvoir différencier entre les configurations possibles, un autre terme est introduit : le nombre de phases équivalent. Il est défini comme suit : $q_\alpha = \pi / \alpha$

Nombre de phases (q)	de	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage Angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
3		3	60°	
6		3	60°	
6		6	30°	
9		9	20°	
12		6	30°	

Tab. I.1 machines multiphasées de Type 1

I.3.2 Machines multiphasées de type 2

Les machines multiphasées de (type 2), sont des machines dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair différent de 3. Alors les phases sont régulièrement décalées de $2\pi / q = 2\alpha$, et on a toujours $q = q_\alpha = \pi / \alpha$, avec α désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes.

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage Angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
5	5	36°	 A diagram showing five axes labeled 1 through 5, spaced at 36-degree intervals around a central point. Axis 1 is horizontal to the right. An angle alpha is indicated between axis 1 and axis 2.
7	7	25.7°	 A diagram showing seven axes labeled 1 through 7, spaced at 25.7-degree intervals around a central point. Axis 1 is horizontal to the right. An angle alpha is indicated between axis 1 and axis 2.
9	9	20°	 A diagram showing nine axes labeled 1 through 9, spaced at 20-degree intervals around a central point. Axis 1 is horizontal to the right. An angle alpha is indicated between axis 1 and axis 2.
11	11	16.3°	 A diagram showing eleven axes labeled 1 through 11, spaced at 16.3-degree intervals around a central point. Axis 1 is horizontal to the right. An angle alpha is indicated between axis 1 and axis 2.
13	13	13.8°	 A diagram showing thirteen axes labeled 1 through 13, spaced at 13.8-degree intervals around a central point. Axis 1 is horizontal to the right. An angle alpha is indicated between axis 1 and axis 2.

Tab. I.2 machines multiphasées de Type 2

I.4 Structures d'alimentation des machines multiphasées

Il existe deux structures d'alimentation des machines polyphasées. La première structure consiste à alimenter chaque phase de la machine par son propre onduleur monophasé (Fig.I.3)

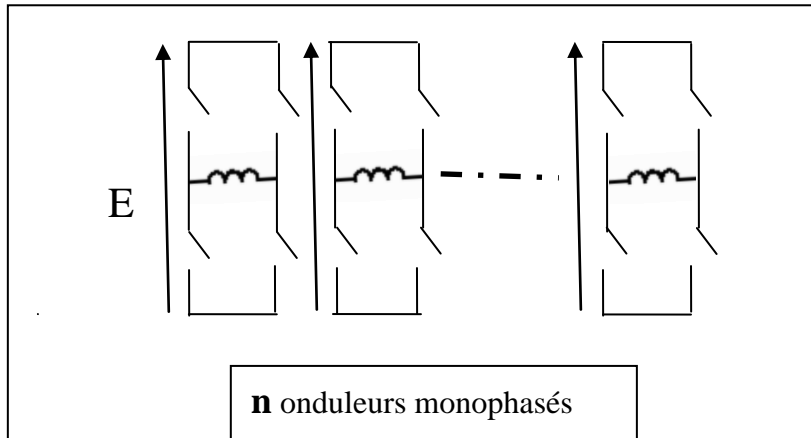


Fig. I.3 Structure d'alimentation des machines polyphasées en utilisant n onduleurs monophasés.

La deuxième structure consiste à alimenter la machine par un onduleur comportant n bras ou l'alimentation de chaque phase s'effectue par la stratégie de commutation de l'onduleur (Fig. I.4)

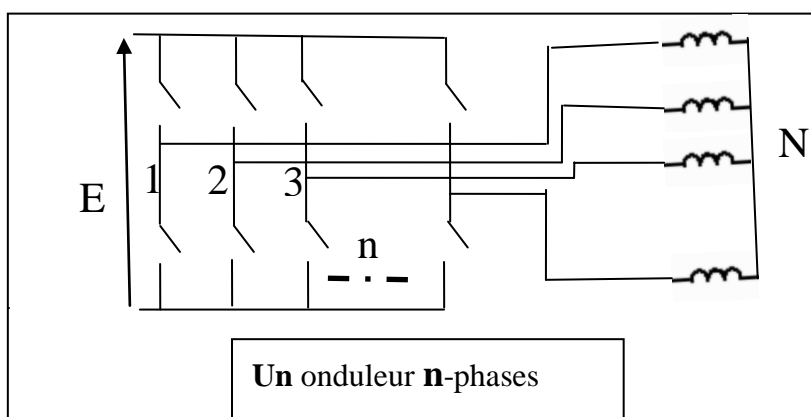


Fig. I.4 Structure d'alimentation des machines polyphasées en utilisant un onduleur à n-bras

I.5 Description du fonctionnement dégradé des machines multiphasées

L'utilisation des machines à nombres de phases élevées nécessite un nombre élevé de semi-conducteurs du côté onduleur alimentant cette machine, ce qui réduit la fiabilité de l'ensemble. Les différents défauts apparaissant sur un ensemble convertisseur-machine peuvent être regroupés en deux classes distinctes [24].

- La première classe concerne les défauts apparaissant au niveau de composants mécaniques (comme les roulements à billes, l'arbre de la machine, le codeur de position, etc...). Certains de ces défauts ne peuvent être supprimés qu'en remplaçant le composant défectueux.
- La seconde classe concerne les défauts électriques apparaissant au niveau des convertisseurs statiques ou des convertisseurs électromécaniques. Les défauts électriques peuvent être également regroupés dans deux catégories.
 - Les premiers concernent directement la machine :
 - déconnection d'un enroulement de la machine de l'alimentation
 - court-circuit total ou partiel d'un enroulement.
 - Les autres concernent les composants des onduleurs de tension :
 - Un composant de puissance commandable reste continuellement ouvert. Seule la diode en antiparallèle sur le composant commandable est susceptible de conduire de manière naturelle ;
 - Un composant de puissance commandable reste continuellement fermé. Dans ce cas, la conduction de l'autre composant commandable du même bras entraîne le court-circuit de la source continue.
 - destruction d'une diode ;

I.6 Avantages des Machines Multiphasées

Les machines multiphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles. Parmi ces avantages, on peut citer : la segmentation de puissance, la fiabilité, la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques [1] [4] [18].

I.6.1 Segmentation de puissance

Le principal intérêt que l'on met le plus en avant de nos jours est la segmentation de puissance, dont le but est de réaliser un ensemble convertisseur/machine de forte puissance

avec des composants de calibre réduit, pouvant fractionner à des fréquences de commutations plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations de courant et de couple

Il existe deux méthodes structurelles pour segmenter la puissance :

➤ **Modification de la structure du convertisseur statique**

En modifiant l'architecture du convertisseur statique alimentant la machine. Dans ce cas, deux principales méthodes peuvent être adoptées.

- La première consiste à la mise en parallèle ou en série des composants de puissance réduite de manière simple. Dans ce cas, il est nécessaire que les contraintes en tension et en courant sur les semi-conducteurs de puissance utilisés soient correctement réparties
- La seconde méthode consiste à réaliser des onduleurs de tension de type multi-niveaux. Cette méthode permet la mise en série de plusieurs composants semi-conducteurs tout en contrôlant plus correctement la tension aux bornes de chaque composant semi-conducteur de puissance. Plusieurs structures basées sur l'utilisation de cellules de commutation particulières peuvent être utilisées.

La segmentation de puissance peut également avoir lieu au niveau du convertisseur statique en le remplaçant par plusieurs convertisseurs placés en parallèle.

➤ **Augmentation du nombre d'enroulements de la machine**

On peut également effectuer une segmentation de puissance en modifiant à la fois la structure du convertisseur électrique et du convertisseur électromécanique. L'augmentation du nombre de phases ou d'étoiles permet de faire diminuer en proportion la puissance transitée par chaque phase ou chaque étoile et par conséquent, par chaque onduleur de tension. Cela permet d'utiliser des composants semi-conducteurs de plus petit calibre en courant et/ou en tension et ainsi d'utiliser une fréquence de découpage plus élevée, Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple. De plus, l'aspect modulaire de ces structures les rend techniquement avantageuses, en particulier de par les possibilités offertes de fonctionnement en mode dégradé.

I.6.2 La fiabilité

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments de Semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions pour pouvoir commandé la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue.

Dans les machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à $(q - 3)$ phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue. Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine.

I.6.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Un intérêt supplémentaire de l'accroissement du nombre de phases réside dans l'amélioration de la conversion d'énergie électromécanique. En effet, l'augmentation du nombre d'enroulements permet de réduire les ondulations de couple électromagnétique développées par la machine. D'après les deux figures ci-dessous obtenus par simulation, on remarque que l'ondulation du couple électromagnétique de la machine double étoile est plus faible que celle de la machine triphasée (Fig. I.5) et (Fig. 1.6).

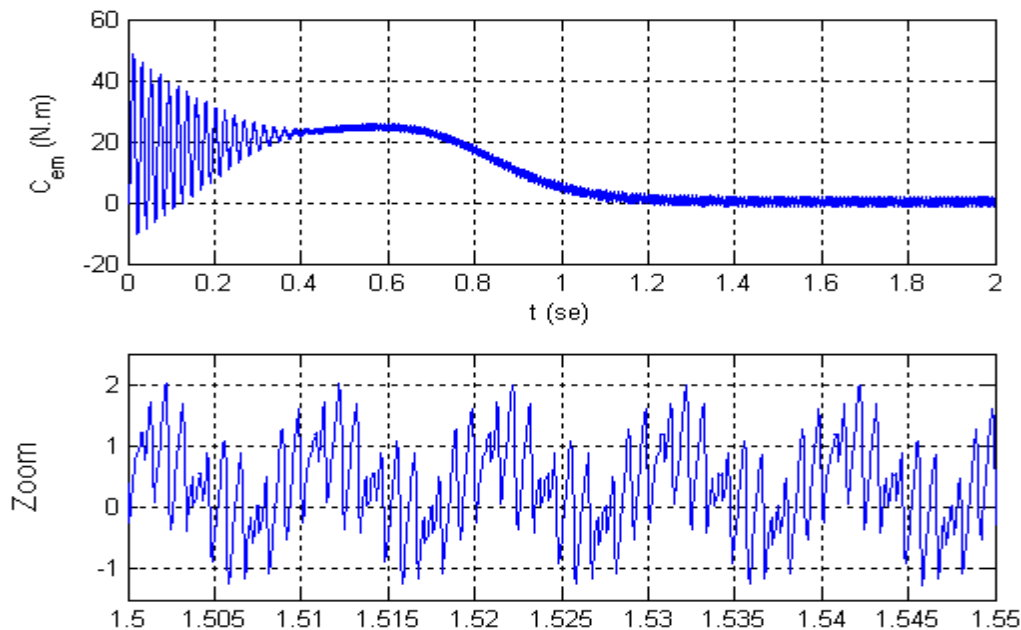


Fig. I.5 Couple électromagnétique d'une machine asynchrone double étoile

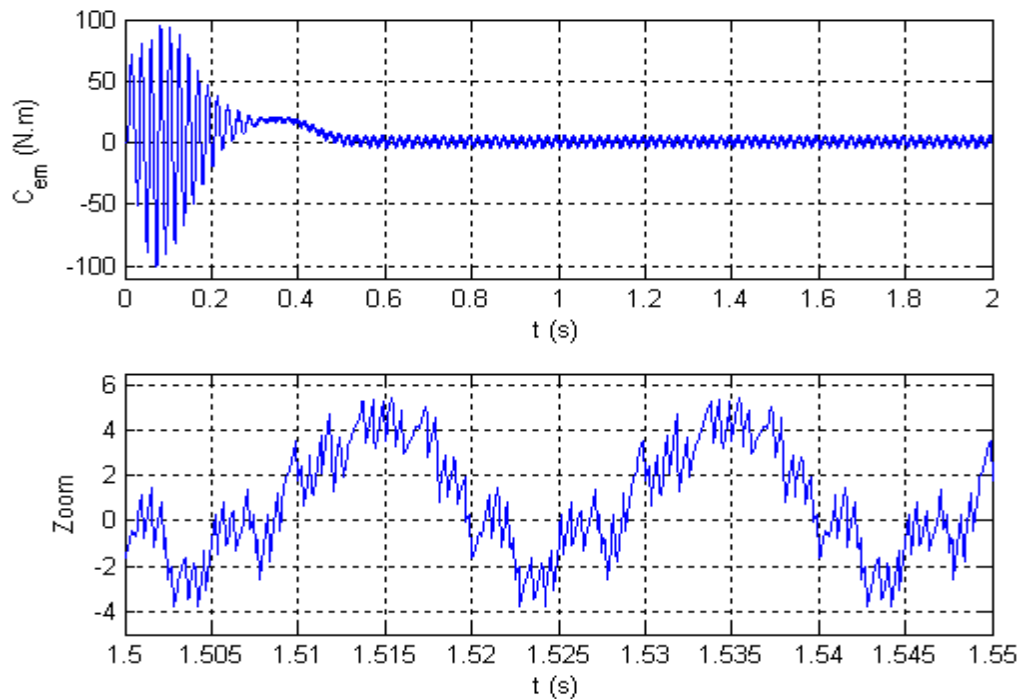


Fig. I.6 Couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée

I.7 Inconvénients des Machines Multiphasées

Ces machines polyphasées présentent aussi des inconvénients à savoir [1] :

- Le cout : car l'augmentation de nombre de phases implique l'augmentation de semi-conducteurs, ce qui peut éventuellement augmenter le cout de l'ensemble convertisseur- machine.
- Le nombre de semi-conducteurs élevé complique évidemment le système de commande utilisé. Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochées pour les convertisseurs statiques spécifiques et adaptés pour les machines multiphasées de (type 2), puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes a nombre de phases impaires.

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté quelques généralités sur les machines polyphasées, à savoir leurs caractéristiques et leurs descriptions générales, ainsi que leurs avantages et inconvénients.

La machine asynchrone double étoile à cage d'écureuil est un cas particulier des machines multiphasées. C'est une machine robuste, fiable et avec un rendement très élevé qui répond à des critères de performances excellents par rapport à la machine simple étoile.

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone double étoile ainsi que l'onduleur de tension à six bras alimentant cette dernière.

Chapitre II

Modélisation de la Machine Asynchrone Double étoile (MASDE)

II.1 Introduction

La machine asynchrone à double étoile MASDE est une machine à courant alternatif très répandue. On l'utilise dans des applications industrielles de forte puissance, à savoir la traction ferroviaire, l'aviation...etc. [1]. La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut parler de la commande de la MASDE, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé, de son alimentation et de sa commande. Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique de la MASDE et de sa transformation dans le système de PARK. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement en alimentant notre machine en tension. Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine par un onduleur de tension à deux niveaux contrôlés en MLI Sinus-Triangle. Puis, nous traiterons la modélisation de l'association convertisseur-machine où on présentera un modèle général associant la machine asynchrone à son alimentation.

II.2 Description de la machine asynchrone double étoile

Comme toutes les machines électriques tournantes, la machine asynchrone double étoile (double stator) est constituée d'un stator et d'un rotor. Comme montre la (Fig. II.1), le stator est constitué de deux enroulements triphasés décalés d'un angle α . Le rotor de la MASDE est identique à celui d'une machine asynchrone triphasée classique [1].

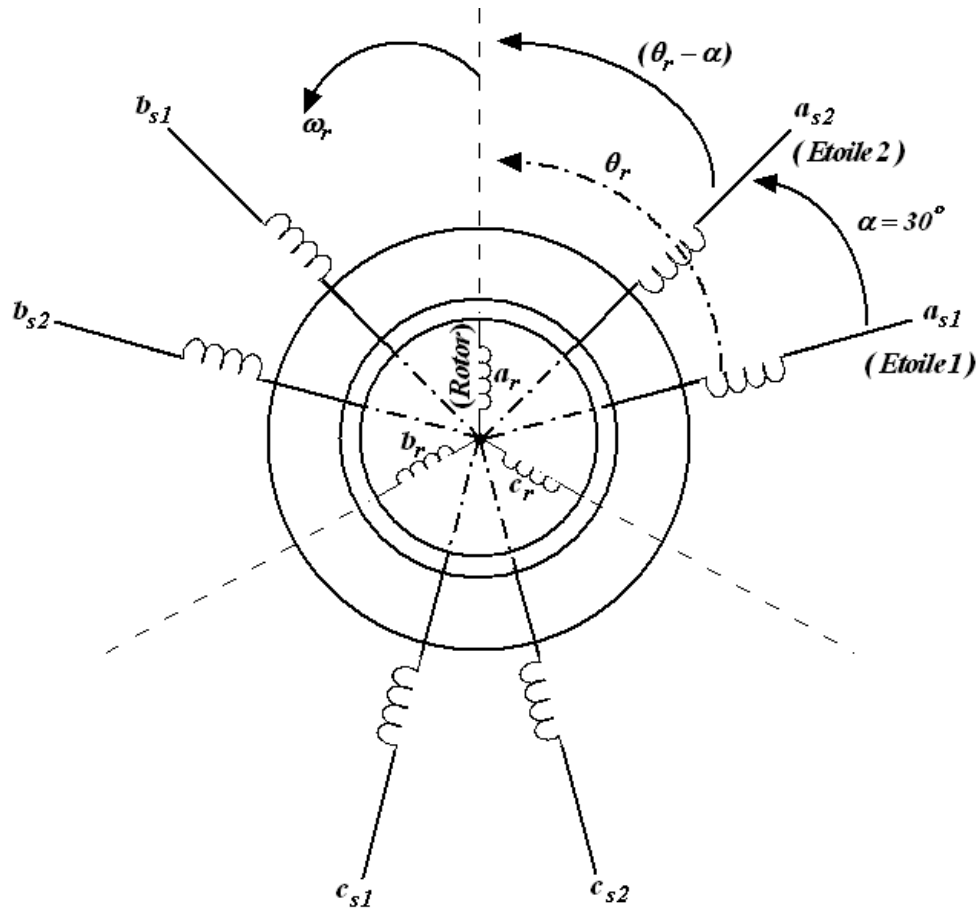


Fig. II.1 Représentation schématique des enroulements de la MASDE

Avec :

a_{s1}, b_{s1}, c_{s1} : Phases du premier stator

a_{s2}, b_{s2}, c_{s2} : Phases du deuxième stator

α : Angle entre chaque stator

θ_r : Angle électrique entre la phase A_{s1} et la position du rotor

II.3 Hypothèses simplificatrices

Avant de commencer la modélisation de la MASDE, et afin de faciliter quelques difficultés concernant son comportement, nous considérons les hypothèses simplificatrices suivantes [27] [3] [4].

- Le fonctionnement de la machine est supposé sans saturation du circuit magnétique, et on néglige l'effet d'hystérésis.

- Les forces magnétomotrices créées par chacune des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale d'où résulte du fait que l'entrefer est constant, que les inductances propres sont des constantes et que les inductances mutuelles entre deux enroulements sont fonction sinusoïdale de l'angle entre leurs axes magnétique.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- Effet de peau négligé.
- La machine est de constitution symétrique.

II.4 Modèle naturel de la machine asynchrone double étoile

II.4.1 Equations électriques de la machine

Les équations des tensions de la MASDE représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux. En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et en combinant la loi d'ohm et la loi de Lenz on peut écrire les relations suivantes [16] [32] :

Pour l'étoile 1 :

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s1}] \quad (\text{II. 1})$$

Pour l'étoile 2 :

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s2}] \quad (\text{II. 2})$$

Et pour le rotor :

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \quad (\text{II. 3})$$

Avec les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont :

$$\begin{aligned} [V_{s1}] &= [V_{as1} \quad V_{bs1} \quad V_{cs1}]^t & ; & \quad [V_{s2}] = [V_{as2} \quad V_{bs2} \quad V_{cs2}]^t \\ [I_{s1}] &= [I_{as1} \quad I_{bs1} \quad I_{cs1}]^t & ; & \quad [I_{s2}] = [I_{as2} \quad I_{bs2} \quad I_{cs2}]^t \\ [I_r] &= [I_{ar} \quad I_{br} \quad I_{cr}]^t \\ [\phi_{s1}] &= [\phi_{as1} \quad \phi_{bs1} \quad \phi_{cs1}]^t & ; & \quad [\phi_{s2}] = [\phi_{as2} \quad \phi_{bs2} \quad \phi_{cs2}]^t \\ [\phi_r] &= [\phi_{ar} \quad \phi_{br} \quad \phi_{cr}]^t \end{aligned}$$

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

En posant :

$$R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}$$

$$R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}$$

$$R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$$

II.4.2 Equations magnétiques de la machine

L'écriture matricielle qui résume les équations des flux statoriques et rotorique est [15] [6]:

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II. 4})$$

Les sous matrices de la matrice des inductances sont :

$$[L_{s1s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1s2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{2}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{2}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{2}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{2}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{2}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{2}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1r}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\theta_r) & L_{ms} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{2}\right) & L_{ms} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{2}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{2}\right) & L_{ms} \cos(\theta_r) & L_{ms} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{2}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{2}\right) & L_{ms} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{2}\right) & L_{ms} \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{2}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{2}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{2}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{2}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{2}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{2}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix}$$

Avec :

$$[L_{s1s2}] = [L_{s2s1}]^t, [L_{s1r}] = [L_{rs1}]^t, [L_{s2r}] = [L_{rs2}]^t \quad (\text{II. 5})$$

$$L_{ms} = L_{mr} = L_{sr} = \left(\frac{2}{3}\right) L_m \quad (\text{II. 6})$$

L_{s1}, L_{s2}, L_r : inductances propres des stators et du rotor

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

II.4.3 Energie magnétique

L'expression du couple électromagnétique est donnée par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique.

$$C_{em} = \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_m} = p \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_e} \quad (\text{II. 7})$$

Avec l'expression de l'énergie magnétique qui est donnée comme suit :

$$\omega_{mag} = \frac{1}{2} ([I_{s1}]^t [\phi_{s1}] + [I_{s2}]^t [\phi_{s2}] + [I_r]^t [\phi_r]) \quad (\text{II. 8})$$

$$\text{d'ou : } C_{em} = \left(\frac{p}{2}\right) \left([I_{s1}]^t \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1r}] [I_r]^t + [I_{s2}]^t \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2r}] [I_r]^t \right) \quad (\text{II. 9})$$

Avec : P: Nombre de paire de pole ; θ_m : Angle mécanique ; θ_e : Angle électrique.

II.4.4 Equation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est donnée par les deux relations suivantes [6] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_r \cdot \Omega \tag{II.10}$$

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} \tag{II.11}$$

Avec : F_r : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie.

C_r : Couple résistant.

Ω : Vitesse angulaire de rotation

II.5 Transformation de base de PARK

La transformation de Park est conçue pour faciliter l'étude des régimes transitoires de la machine électrique polyphasée. Le principe est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) a un système équivalent biphasé d'axes (d, q) créant la même force magnétomotrice.

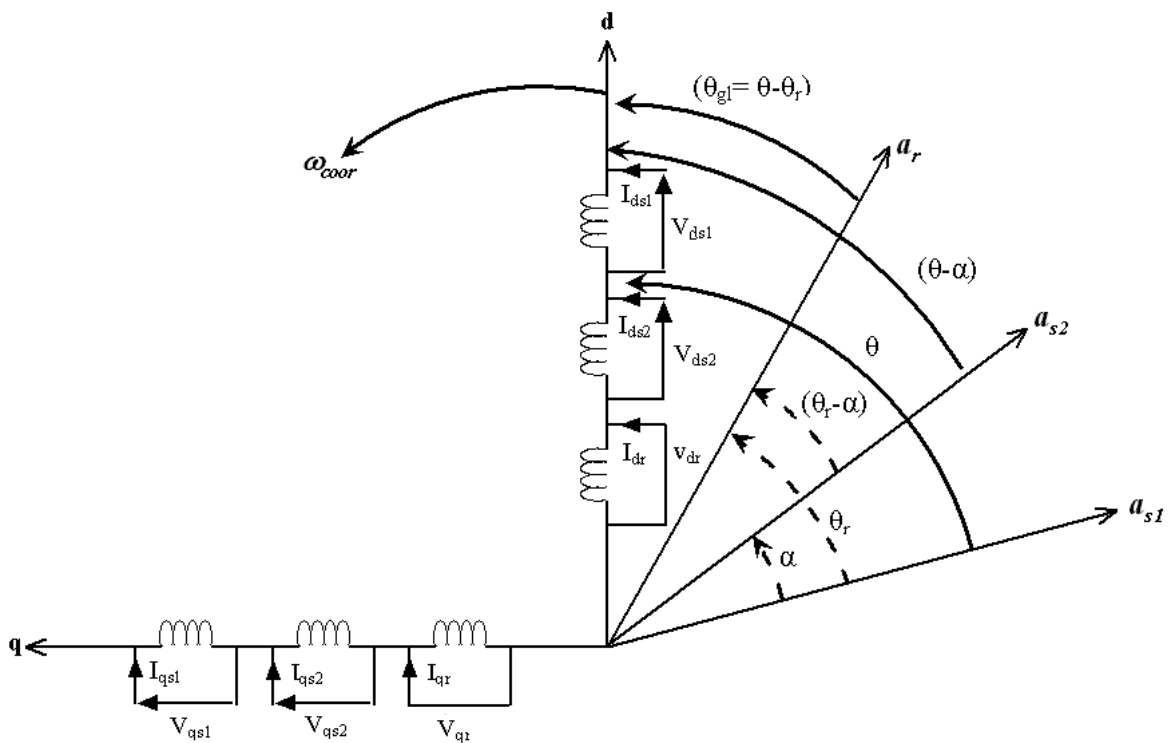


Fig. II.2 Représentation schématique du modèle de PARK de la MASDE

Avec ω_{coor} : La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport à l'étoile 1

$$\theta = \int_0^t \omega_{\text{coor}} dt : \text{Angle constitué par les axes as1, d.}$$

$$\theta_{\text{gl}} = \theta - \theta_r : \text{Angle constitué par les axes ar, d}$$

Le principe consiste à remplacer les grandeurs (courant, tension et flux) d'indices réelles a, b, c par des grandeurs d'indices d, q, o (direct, en quadrature et homopolaire) à l'aide de la matrice de PARK $[P(\theta)]$, avec la composante homopolaire qui ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonale au plan (od, oq).

On transforme le système triphasé en un système biphasé tournant. La matrice de Park est définie comme suit :

Pour l'étoile 1 on a :

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{2}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{2}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{2}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{2}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 12})$$

Sa matrice inverse :

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{2}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{2}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{2}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{2}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 13})$$

Pour l'étoile 2 on a :

$$[P(\theta - \alpha)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{2}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{2}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{2}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{2}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 14})$$

Sa matrice inverse :

$$[P(\theta - \alpha)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{2}) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{2}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{2}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{2}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 15})$$

Pour le rotor on a :

$$[P(\theta_{gl})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{2}) & \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{2}) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{2}) & -\sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{2}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 16})$$

Sa matrice inverse :

$$[P(\theta_{gl})]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{2}) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{2}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{2}) & -\sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{2}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 17})$$

Les tensions, courant, et les flux se transforment de la manière suivante :

$$\begin{cases} [V_{dqs1}] = [P(\theta_{s1})] \cdot [V_{s1}] \\ [V_{dqs2}] = [P(\theta_{s2})] \cdot [V_{s2}] \\ [V_{dqr}] = [P(\theta_r)] \cdot [V_r] \end{cases} ; \begin{cases} [I_{dqs1}] = [P(\theta_{s1})] \cdot [I_{s1}] \\ [I_{dqs2}] = [P(\theta_{s2})] \cdot [I_{s2}] \\ [I_{dqr}] = [P(\theta_r)] \cdot [I_r] \end{cases} ; \begin{cases} [\Phi_{dqs1}] = [P(\theta_{s1})] \cdot [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{dqs2}] = [P(\theta_{s2})] \cdot [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_{dqr}] = [P(\theta_r)] \cdot [\Phi_r] \end{cases} \quad (\text{II. 18})$$

II.6 Choix du référentiel

En pratique on distingue Trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) pour étudier la théorie des régimes transitoires de la MASDE, telle que le choix se fait selon le problème à étudier [6] [15].

II.6.1 Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{\text{coor}} = 0$). L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

II.6.2 Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor ($\omega_{\text{coor}} = \omega_r$). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor.

II.6.3 Référentiels liés au champ tournant

Ce dernier est immobile par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements Statoriques ($\omega_{\text{coor}} = \omega_s$).

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

II.7 Equations matricielles de la machine avec transformation de PARK

II.7.1 Equations des tensions

Par application de la transformation de Park aux équations (II.1), (II.2) et (II.3) en transformant les équations de tension statorique et rotorique en leurs équations dans le repère (d q) à l'aide de la matrice de Park, et en choisissant le référentiel lié au champ tournant ($\omega_{\text{coor}} = \omega_s$), nous obtiendrons le système suivant :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}I_{ds1} + \frac{d}{dt}\phi_{ds1} - \omega_s\phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1}I_{qs1} + \frac{d}{dt}\phi_{qs1} + \omega_s\phi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2}I_{ds2} + \frac{d}{dt}\phi_{ds2} - \omega_s\phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2}I_{qs2} + \frac{d}{dt}\phi_{qs2} + \omega_s\phi_{ds2} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}\phi_{dr} - \omega_{gl}\phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}\phi_{qr} + \omega_{gl}\phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

$$\text{avec : } \omega_s = \frac{d\theta}{dt}, \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad \text{et} \quad \omega_{gl} = \frac{d\theta_{gl}}{dt} = \omega_s - \omega_r$$

La composante homopolaire est nulle.

II.7.2 Equations magnétiques

Par application de la transformation de Park aux équations des flux on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}I_{ds1} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}I_{qs1} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}I_{ds2} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}I_{qs2} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II. 20})$$

La forme matricielle est la suivante :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd1} \\ \Phi_{sd2} \\ \Phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{ds2} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 21})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{qs1} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs1} \\ I_{qs2} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 22})$$

Avec:

$$L_m = \frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{mr} = \frac{3}{2}L_{sr} \quad (\text{II. 23})$$

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

$(L_{s1} + L_m), (L_{s2} + L_m)$: Inductances propre cyclique de l'étoile 1 et 2.

$(L_r + L_m)$: Inductance propre cyclique du rotor.

II.7.3 Equation mécanique

Le changement de base de PARK conserve la puissance instantanée dans les deux systèmes de transformation. Ce qui de toute évidence conduit à leur équivalence physique. Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance

instantanée. La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante [6] [32] :

$$P_{abs} = [V_s]^t [I_s] = V_{as1} I_{as1} + V_{bs1} I_{bs1} + V_{cs1} I_{cs1} + V_{as2} I_{as2} + V_{bs2} I_{bs2} + V_{cs2} I_{cs2} \quad (II. 24)$$

Et comme la transformation de Park utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire :

$$P_{abs} = V_{ds1} I_{ds1} + V_{ds2} I_{ds2} + V_{qs1} I_{qs1} + V_{qs2} I_{qs2} \quad (II. 25)$$

$$\begin{aligned} P_{abs} = & \left\{ \left[\left(R_{s1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_s \Phi_{qs1} \right) (I_{ds1}) \right] + \left[\left(R_{s2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_s \Phi_{qs2} \right) (I_{ds2}) \right] \right\} \\ & + \left\{ \left[\left(R_{s1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} - \omega_s \Phi_{ds1} \right) (I_{qs1}) \right] \right. \\ & \left. + \left[\left(R_{s2} I_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} - \omega_s \Phi_{ds2} \right) (I_{qs2}) \right] \right\} \end{aligned} \quad (II. 26)$$

$$\begin{aligned} P_{abs} = & [R_{s1} (I_{ds1})^2 + R_{s2} (I_{ds2})^2 + R_{s1} (I_{qs1})^2 + R_{s2} (I_{qs2})^2] \\ & + \left[\frac{d\Phi_{ds1}}{dt} I_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} I_{ds2} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} I_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} I_{qs2} \right] \\ & + [\omega_s (\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2})] \end{aligned} \quad (II. 27)$$

- Le premier terme est identifiable aux pertes joules.
- Le second terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique.
- Le troisième terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée.

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

$$P_{em} = C_{em} \Omega \quad (II. 28)$$

Avec : Ω La vitesse de rotation mécanique du rotor

C_{em} Le couple électromagnétique développé.

On a dans l'expression de la puissance absorbée (II.27) le troisième terme qui représente la puissance électromagnétique.

$$P_{em} = \omega_s [\phi_{ds1} I_{qs1} + \phi_{ds2} I_{qs2} - \phi_{qs1} I_{ds1} - \phi_{qs2} I_{ds2}] \quad (\text{II. 29})$$

$$\Rightarrow C_{em} = \frac{\omega_s}{\Omega} [\phi_{ds1} I_{qs1} + \phi_{ds2} I_{qs2} - \phi_{qs1} I_{ds1} - \phi_{qs2} I_{ds2}] \quad (\text{II. 30})$$

$$\Rightarrow C_{em} = P [\phi_{ds1} I_{qs1} + \phi_{ds2} I_{qs2} - \phi_{qs1} I_{ds1} - \phi_{qs2} I_{ds2}] \quad (\text{II. 31})$$

P : Nombre de pair de pole.

En remplaçant les équations des flux dans l'équation de couple on aura :

$$\begin{aligned} C_{em} = P [& \{L_{s1} I_{ds1} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr})\} I_{qs1} + \{L_{s2} I_{ds2} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr})\} I_{qs2}] \\ & - P [\{L_{s1} I_{qs1} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr})\} I_{ds1} \\ & + \{L_{s2} I_{qs2} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr})\} I_{ds2}] \end{aligned} \quad (\text{II. 32})$$

$$C_{em} = PL_m [(I_{qs1} + I_{qs2}) I_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2}) I_{qr}] \quad (\text{II. 33})$$

Ou bien encore en faisant appel aux flux rotoriques :

$$\phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \quad (\text{II. 34})$$

$$\phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \quad (\text{II. 35})$$

On tire :

$$I_{dr} = \frac{\phi_{dr}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{ds1} + I_{ds2}) \quad (\text{II. 36})$$

$$I_{qr} = \frac{\phi_{qr}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) \quad (\text{II. 37})$$

On remplaçant I_{dr} et I_{qr} dans l'équation du couple, on aura :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r + L_m} [(I_{qs1} + I_{qs2}) \phi_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2}) \phi_{qr}] \quad (\text{II. 38})$$

Donc l'équation mécanique est :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r + L_m} [(I_{qs1} + I_{qs2}) \phi_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2}) \phi_{qr}] \quad (\text{II. 39})$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_r \Omega \quad (\text{II. 40})$$

II.8 Mise sous forme d'équation d'état

La représentation d'état consiste à exprimer le modèle de la machine sous forme :

$$\frac{dx}{dt} = AX + BU \quad (\text{II. 41})$$

Avec :

$$X = [\phi_{ds1} \quad \phi_{ds2} \quad \phi_{qs1} \quad \phi_{qs2} \quad \phi_{dr} \quad \phi_{qr}]^t : \text{ Vecteur d'état.}$$

$$U = [V_{ds1} \quad V_{ds2} \quad V_{qs1} \quad V_{qs2} \quad 0 \quad 0]^t : \text{ Vecteur d'entrée.}$$

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

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

$$\phi_m = \sqrt{\phi_{md}^2 + \phi_{mq}^2} \quad (\text{II. 42})$$

A partir des systèmes d'équations (II.20) les différents courants s'expriment comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds1} = \frac{\phi_{ds1} - \phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{ds2} = \frac{\phi_{ds2} - \phi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{qs1} = \frac{\phi_{qs1} - \phi_{mq}}{L_{s1}} \\ I_{qs2} = \frac{\phi_{qs2} - \phi_{mq}}{L_{s2}} \\ I_{rd} = \frac{\phi_{rd} - \phi_{md}}{L_r} \\ I_{rq} = \frac{\phi_{rq} - \phi_{mq}}{L_r} \end{array} \right. \quad (\text{II. 43})$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{md} = L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \phi_{mq} = L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II. 44})$$

A partir de l'équation (II.44), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \phi_{md} = \left(\frac{\phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{dr}}{L_r} \right) L_a \\ \phi_{mq} = \left(\frac{\phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{qr}}{L_r} \right) L_a \end{cases} \quad (\text{II. 45})$$

ou :

$$L_a = \left(\frac{1}{\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r}} \right) \quad (\text{II. 46})$$

On remplaçant le système d'équation (II.43) dans le système d'équation (II.19) on aura :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \phi_{ds1} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs1} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs1} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{qs1} - \phi_{mq}) - \omega_s \phi_{ds1} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds2} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{ds2} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs2} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs2} = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{qs2} - \phi_{mq}) - \omega_s \phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \phi_{dr} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{dr} - \phi_{md}) + \omega_{gl} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{qr} - \phi_{mq}) - \omega_{gl} \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II. 47})$$

En développant ce système d'équation (II.47) on aura :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \phi_{ds1} = V_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \phi_{ds2} + \omega_s \phi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{ds2} = V_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \phi_{ds1} + \omega_s \phi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs1} = V_{qs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \phi_{qs2} - \omega_s \phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qs2} = V_{qs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \phi_{qs1} - \omega_s \phi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \phi_{dr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{ds1} + \omega_{gl} \phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \phi_{qr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \phi_{qs1} - \omega_{gl} \phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \phi_{qs2} \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

Nous mettons le système d'équation sous forme d'un système d'équation d'état (II.41).

Avec :

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

A

$$= \begin{bmatrix} -\frac{R_{s1}}{L_{s1}} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & -\frac{R_{s2}}{L_{s2}} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} & \frac{R_{s1}}{L_{s1}} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & -\frac{R_{s2}}{L_{s2}} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & -\frac{R_{s2}}{L_{s2}} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \\ \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} & 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_r L_a}{L_r^2} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} & -\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_r L_a}{L_r^2} & -\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_r L_a}{L_r^2} \end{bmatrix}$$

II.9 Simulation et interprétation

II.9.1 Simulation de la MASDE alimentée par des sources de tensions sinusoïdales

Le processus du démarrage de la MASDE avec l'application d'une charge nominale ($C_r=10$) N.m entre deux instants ($t=3s$) et ($t=5s$) a été simulé par le logiciel MATLAB/SIMULINK.

Les paramètres de la MASDE utilisés sont indiqués en Annexe (A).

La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées comme suit :

Pour le stator 1 :

$$\begin{cases} V_{as1} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{bs1} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cs1} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II. 49})$$

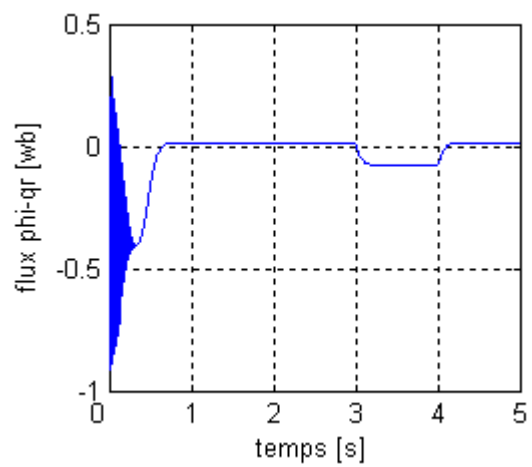
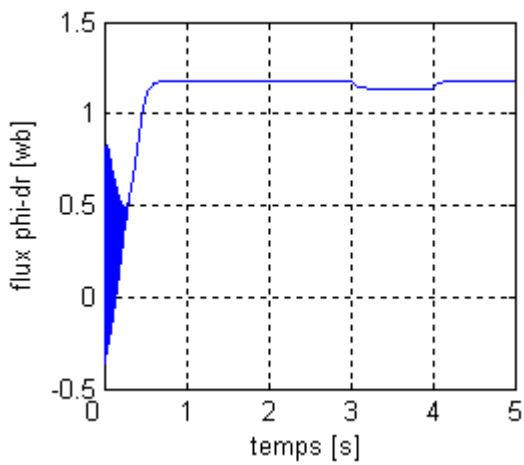
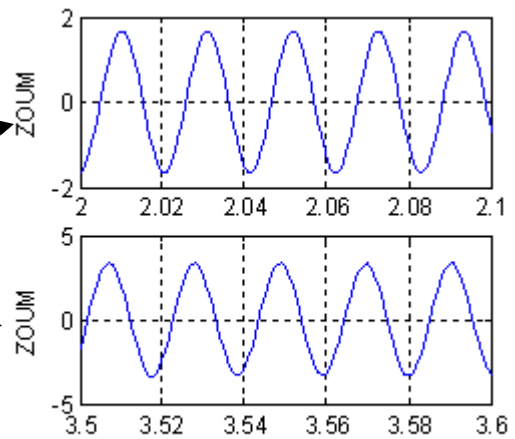
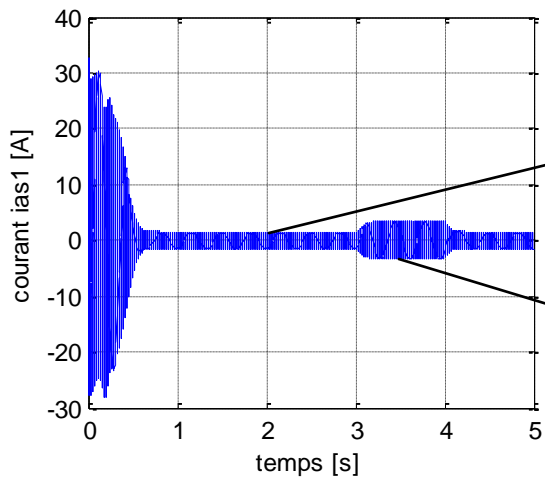
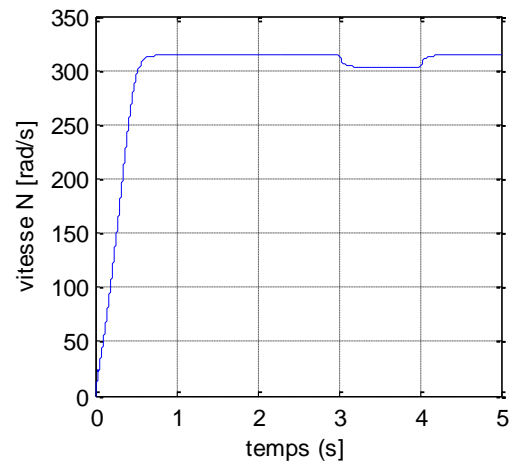
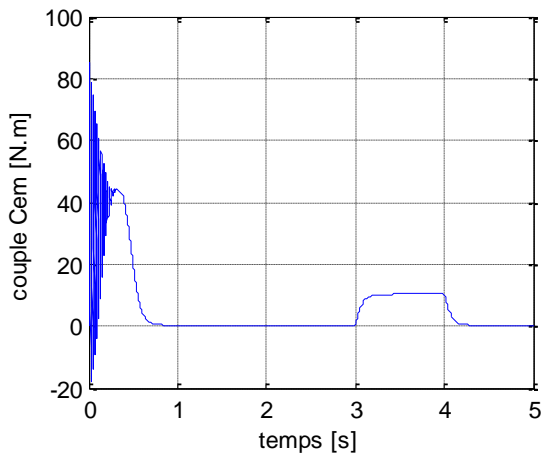
Pour le stator 2 :

$$\begin{cases} V_{as2} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{bs2} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cs2} = \sqrt{2}V_s \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II. 50})$$

Avec :

V_s : Valeur efficace de tension.

ω_s : Pulsation d'alimentation.



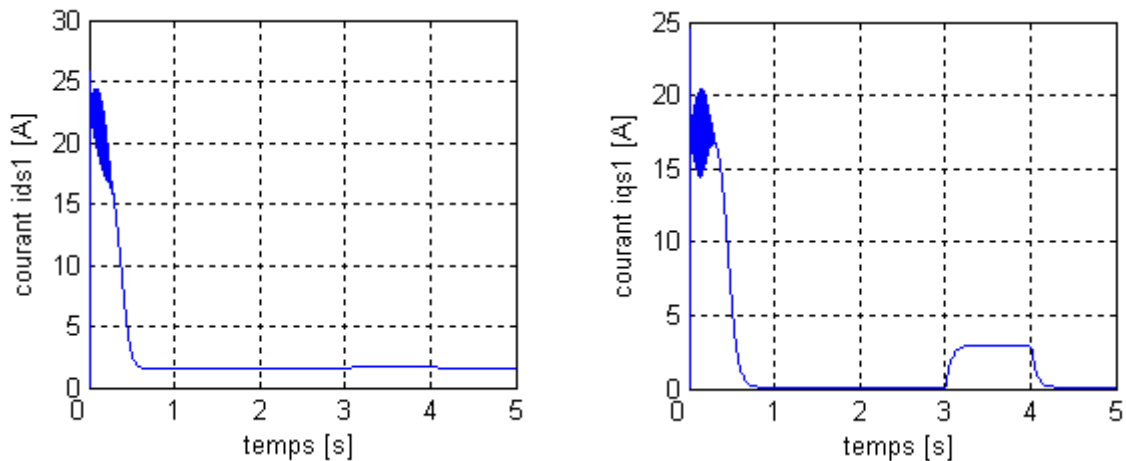


Fig. II.3 Résultats de simulation de la MASDE

II.9.2 Interprétation des résultats

Les courbes de la (Fig. II.3) représentent les résultats de simulation du modèle de la MASDE alimenté directement par deux sources de tensions sinusoïdales et équilibrées, suivi de l'application d'une charge ($C_r=10$ N.m) entre les instants ($t=3$ s) et ($t=4$ s) :

Lors du démarrage à vide, et pendant un temps (0.65s) du régime transitoire la vitesse évolue d'une manière presque linéaire et se stabilise à une valeur proche de (314 rad/s) qui est la vitesse de synchronisme.

Le couple électromagnétique présente au démarrage un pic de (90 N.m) et des oscillations, il se stabilise à une valeur de (0.35 N.m) qui correspond à la compensation des pertes par frottement.

L'appel du courant de la machine atteint une valeur de (28A) qui égale 4 à 5 fois le courant nominale, et après un temps de (0.65s) le régime permanent est atteint, les courant statoriques sont sinusoïdale avec une valeur crête de (1.36 A)

Le courant statorique de l'axe direct i_{ds1} évolue d'une manière presque inverse a celle de la vitesse, se courant est de signe positif et présent quelques oscillations au démarrage pendant un temps de (0,45s), et il se stabilise a une valeur de (1,3 A). On remarque la même chose pour le courant statorique quadratique (i_{qs1}), sauf que ce dernier se stabilise à une valeur presque nulle.

Le flux ϕ_{dr} a des oscillations dans la zone positive et se stabilise à la valeur (1.2 Wb), par contre le flux ϕ_{qr} a des oscillations presque dans la zone négative et tend vers une valeur nulle dans le régime établi.

Lors de l'application d'une charge ($C_r=10$) N.m entre les instants ($t=3s$) et ($t=4s$), on remarque que :

- La vitesse chute à une valeur de 303(rad/s),
- Le couple électromagnétique augmente et se stabilise à une valeur de (10,3 N.m) qui compense l'effet de charge et de frottement,
- Le courant statorique (i_{as1}) augmente et atteint une valeur crête de (2,74 A), par contre on remarque une augmentation pour les courants i_{ds1} et i_{qs1} jusqu'à des valeurs crêtes respectivement de (3.5 A) et (2 A)
- Les flux rotoriques chutent respectivement à des valeurs de (1.13 Wb) et (-0.15 Wb)

Pour pouvoir régler la vitesse rotorique de la MASDE, il faut une action simultanée sur la fréquence et la tension statorique, et afin de réaliser cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée.

II.10 Alimentation de la MASDE par des onduleurs de tension

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance, présente dans les domaines d'applications les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs. Dans la mesure où l'on cherche à réaliser une commande de la machine asynchrone double stator, une alimentation par onduleur de tension commandé en Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) offre une flexibilité incomparable par rapport aux commandes en tension pleine onde ou aux alimentations par commutateurs de courant. Dans notre cas la MASDE est alimentée par un onduleur à six bras (deux onduleurs triphasés symétriques, un par étoile) sachant que les deux étoiles sont décalées d'un angle $\alpha = 30^\circ$

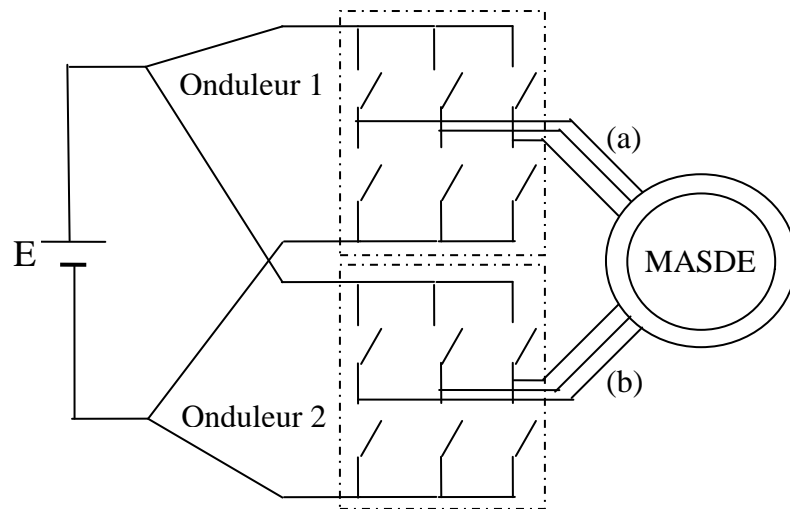


Fig. II.4 Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension

II.10.1 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquence variables à partir d'une tension continue E .

Les onduleurs de tension alimentant la MASDE doivent être contrôlés convenablement pour garantir un fonctionnement sain. Les séquences d'ouverture et de fermeture des interrupteurs doivent être strictement contrôlées. Plus encore que pour les machines triphasées, le contrôle du convertisseur va représenter la partie essentielle de la commande des machines double étoile, [1]. Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la (Fig. II.5). Chaque groupe transistor–diode assemblé en parallèles forme un Interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation par exemple $K1$ et $K1'$.

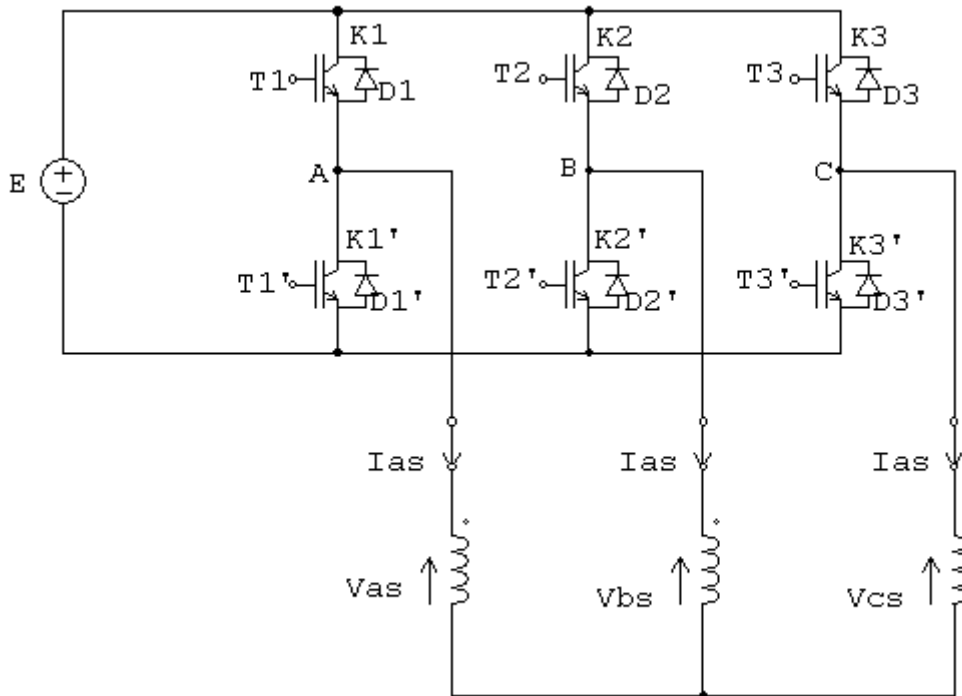


Fig. II.5 Schéma de l'onduleur de tension

Les couples d'interrupteurs (K1 et K1'), (K2 et K2'), (K3 et K3') doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les diodes D_i ($i=1, 2, 3, 1', 2', 3'$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des transistors. En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension.

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F_i ($i=1, 2, 3, 1', 2', 3'$)

$$F_i = \begin{cases} +1 & \text{si } T_i \text{ est fermé, } T_i' \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_i \text{ est ouvert, } T_i' \text{ est fermé} \end{cases} \quad (\text{II. 51})$$

Ainsi les tensions de ligne sont donnée par :

$$V_{ab} = V_{as} - V_{bs} = E(F_1 - F_2) \quad (\text{II. 52})$$

$$V_{bc} = V_{bs} - V_{cs} = E(F_2 - F_3) \quad (\text{II. 53})$$

$$V_{ca} = V_{cs} - V_{as} = E(F_3 - F_1) \quad (\text{II. 54})$$

Les tensions simples V_{as} , V_{bs} et V_{cs} forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0 \quad (\text{II.55})$$

La résolution des équations (II.52), (II.53), (II.54) et (II.55) nous donne :

$$\begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.56})$$

II.10.2 Stratégie de contrôle par MLI Sinus-Triangle

La MLI Sinus-Triangle (MLI_ST) est la plus simple des MLI à base de porteuse, tant du point de vue de son concept que de son implantation (analogique ou numérique). Elle souffre néanmoins d'une sous utilisation du bus continu. En effet, la limite de fonctionnement est atteinte pour des références sinusoïdales d'amplitude $V_1 = E/2$, Pour une MLI_ST, on génère six signaux sinusoïdaux de fréquence f , d'amplitude v_m , et un signal triangulaire de fréquence f_p et d'amplitude 1. La comparaison de chaque sinusoïde au triangle donne les angles de commutation du bras d'onduleur de la phase correspondante.

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

Pour la première étoile :

$$\begin{cases} v_{refa1} = v_m \sin(2\pi ft) \\ v_{refb1} = v_m \sin(2\pi ft - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{refc1} = v_m \sin(2\pi ft + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

Pour la deuxième étoile :

$$\begin{cases} v_{refa2} = v_m \sin(2\pi ft - \alpha) \\ v_{refb2} = v_m \sin(2\pi ft - \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{refc2} = v_m \sin(2\pi ft - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$v_p(t) = \begin{cases} v_{pm} \left[4 \frac{t}{T_p} - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ v_{pm} \left[-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II. 59})$$

Où T_p représente la période du signal de la porteuse v_p , et v_{pm} l'amplitude de la porteuse. Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres à savoir l'indice de modulation m et le taux de modulation r . On définit l'indice de modulation m comme étant le rapport de la fréquence f_p à la fréquence f de la tension de référence ($m = \frac{f_p}{f}$), et le taux de modulation r comme étant le rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = \frac{v_m}{v_{pm}}$).

La (Fig. II.6) ci-dessous représente l'allure des signaux de porteuse et de référence pour l'alimentation ainsi que les fonctions logiques F1 et la tension de ligne V_{as1} pour $m = 21$, $r = 0.8$.

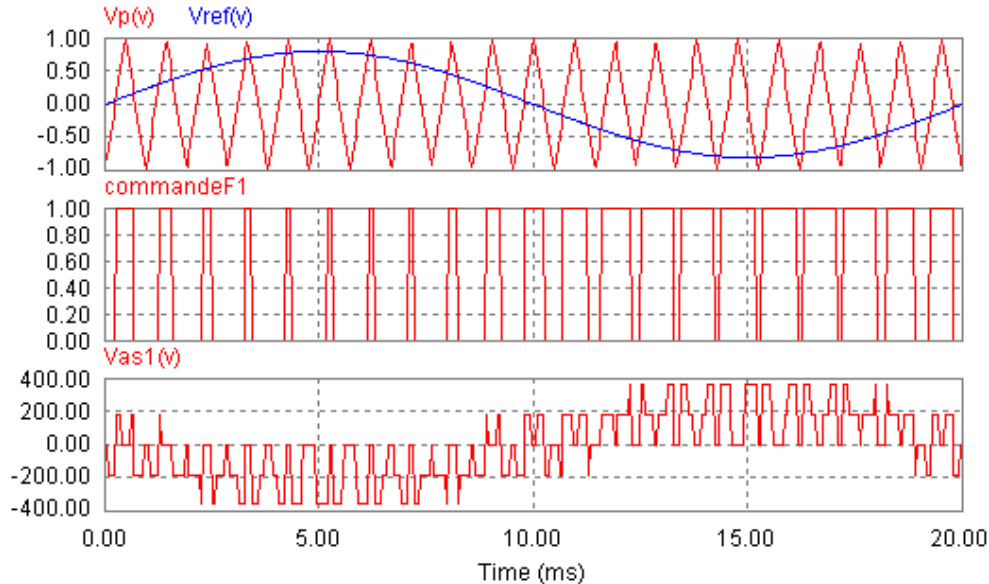


Fig. II.6 principe de la technique MLI Sinus-Triangle

II.10.3 Schéma fonctionnel de l'alimentation de la MASDE en boucle ouverte

La modélisation de la machine asynchrone double étoile est basée sur les équations obtenues avec la transformation de Park dans (dq) lié au champ tournant. La (Fig. II.7) représente l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI, les tensions de référence sont purement sinusoïdales. La partie onduleur et sa commande a été modélisée sous PSIM, par contre, la MASDE a été modélisée sous MATLAB Simulink comme nous l'avons décrit précédemment. L'ensemble (onduleur-MASDE) a été simulé sous MATLAB.

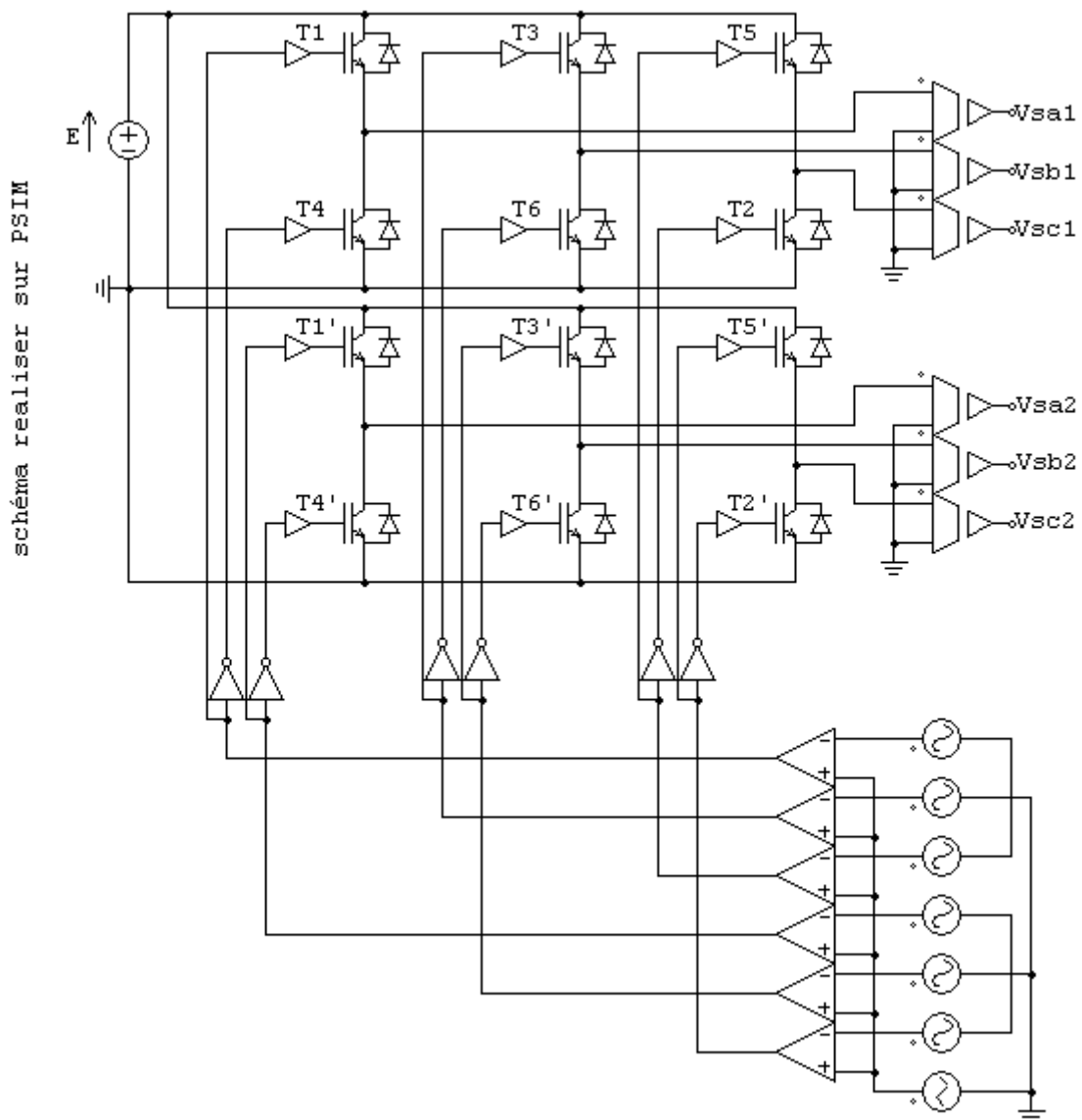


Fig. II.7 Schéma de l'onduleur sixphasé avec sa commande.

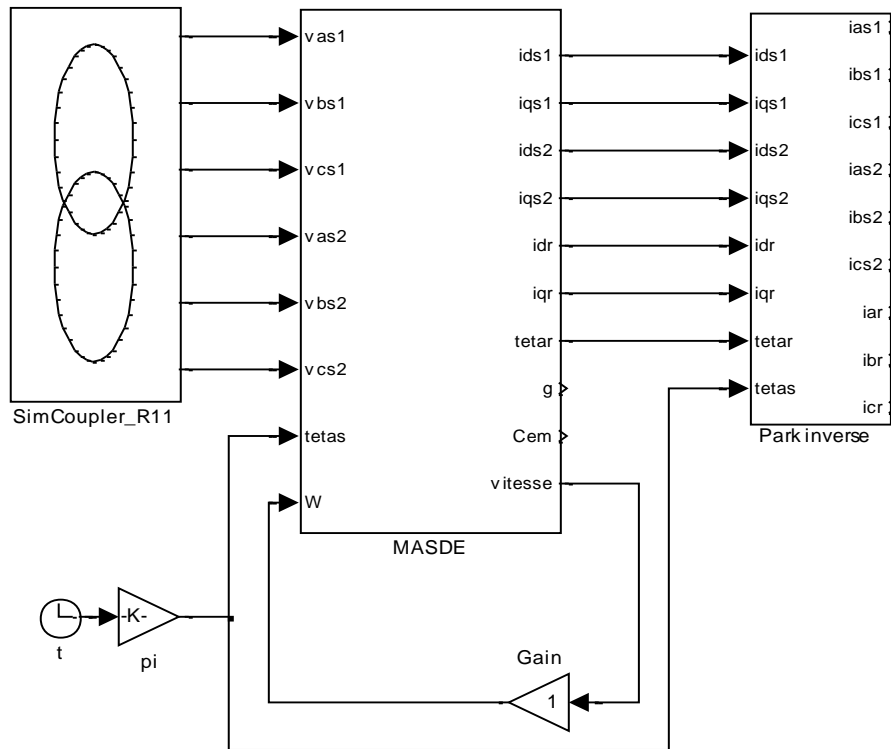
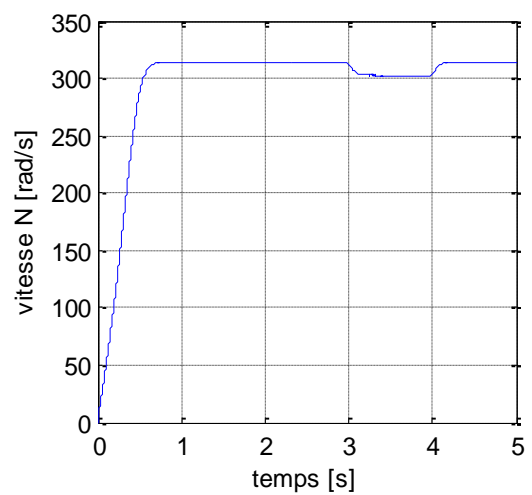
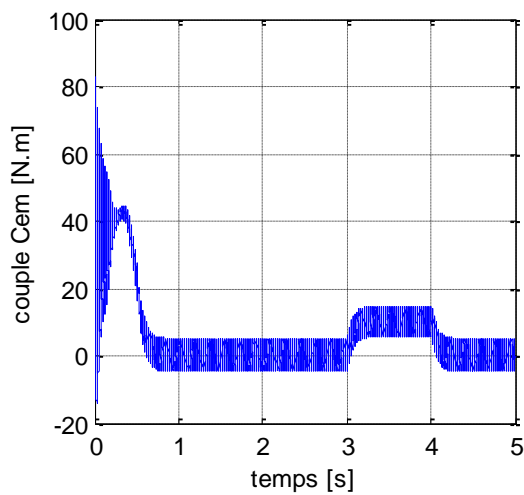


Fig. II.8 Schéma bloc de l'ensemble onduleur machine

II.10.4 Résultats de simulation de la MASDE

La simulation numérique est effectuée pour l'indice de modulation $m = 21$ et le coefficient de réglage en tension $r = 0,8$. Le fonctionnement est en charge avec $C_r = 10 \text{ N.m}$.



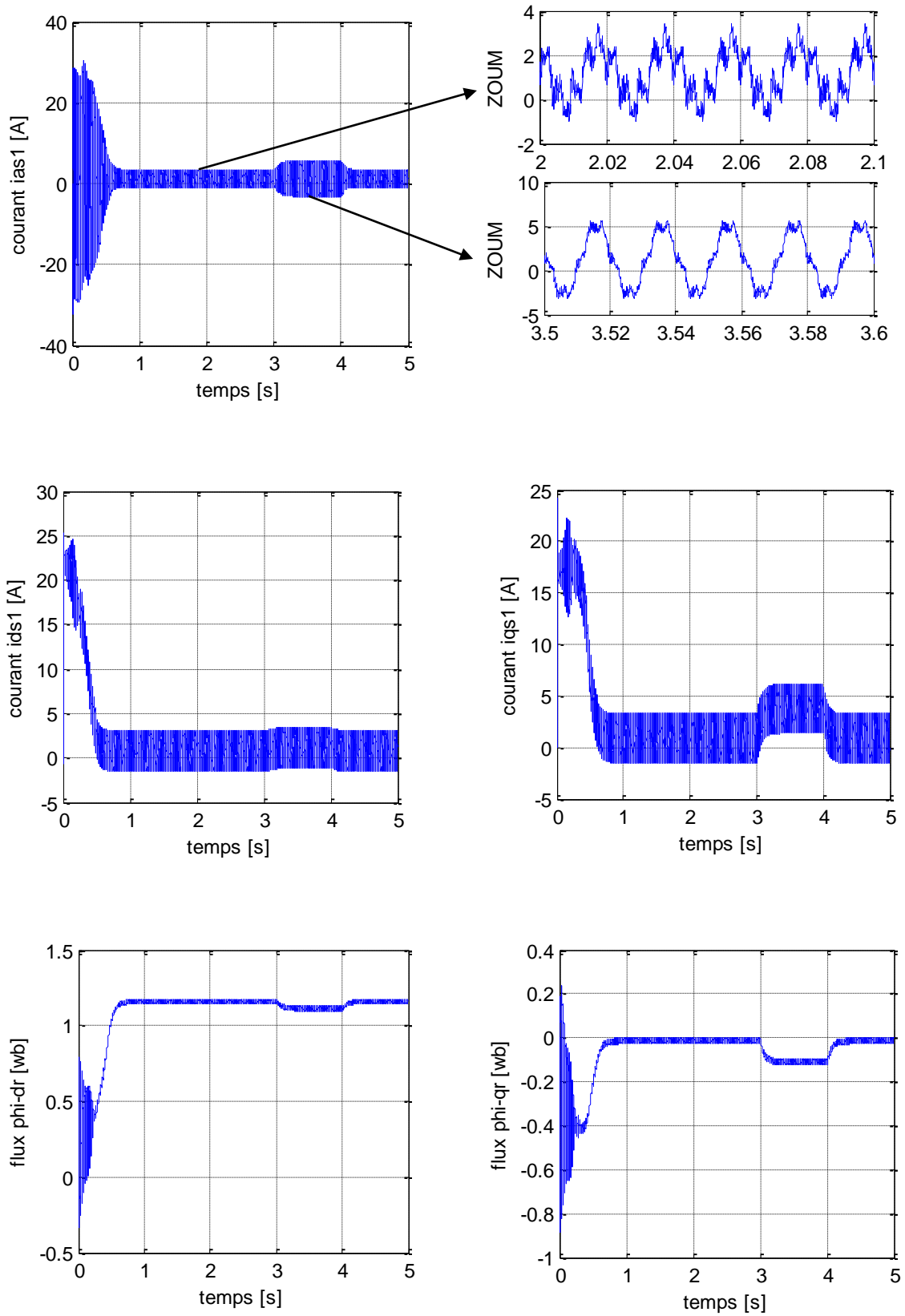


Fig. II.9 Résultats de simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs.

II.10.5 Interprétation des résultats

La (Fig. II.9) représente les résultats de simulation de la conduite de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à commande MLI Sinus-Triangle dont $r = 0.8$ et $m = 21$, suivi de l'application d'une charge ($C_r=10$ N.m) entre les instants ($t=3s$) et ($t=4s$). L'examen de ces courbes permet d'avoir un temps d'établissement (0.7 sec) de toutes les grandeurs. La vitesse en régime permanent se stabilise à (314 rad/sec). Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatoire. Il atteint une valeur maximale de l'ordre de (80 N.m) et après disparition du régime transitoire, il tend vers zéro. Il y a un fort appel de courant certes bref, mais important au démarrage, égal à 5 fois environ le courant nominal. Le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide.

On a introduit un couple de charge ($C_r=10$ N.m) entre les instants ($t=3s$) et ($t=4s$), On constate que cette introduction a provoqué une diminution de la vitesse de rotation, et une augmentation pour le courant statorique. Pour l'association onduleur-MASDE on remarque la présence des pulsations dans la réponse du couple liée aux harmoniques de courant injecté par l'onduleur.

II.11 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine asynchrone double stator obtenu en utilisant la transformation de PARK. Ensuite, on a étudié les caractéristiques de la MASDE directement alimentée par des sources sinusoïdales, puis par des onduleurs de tensions à commande MLI à vide et en charge. Les résultats obtenus montrent la validité de notre modèle, mettent en évidence des non linéarités. Pour obtenir de grandes performances dynamiques de la MASDE en boucle fermée on adopte la commande par mode de glissement qui sera détaillée dans le chapitre suivant.

Chapitre III

Commande par mode de glissement de la machine asynchrone double étoile

III.1 Introduction

La théorie des systèmes à structure variable fait l'objet de multiples études depuis une cinquantaine d'années. Les premiers travaux sur ce type de systèmes sont ceux d'Anosov, de Tzypkin et d'Emelyanov, dans l'ancienne URSS, ou ceux d'Hamel en France, sur la commande à relais [32]. Ces recherches ont connu un nouvel essor à la fin des années soixante-dix lorsque Utkin introduit la théorie des modes glissants. Actuellement, cette technique de commande connaît une large gamme d'applications dans des domaines très variés tels que la robotique, la mécanique et l'électrotechnique. L'avantage que procure une telle commande et qui la rend aussi importante est sa robustesse vis -à-vis des perturbations et des incertitudes du modèle, et peut gourmandes en temps de calcul. [39] [29] [30]

Comme nous l'avons précédemment annoncé, ce chapitre est dédié à la commande Par mode de glissement de la machine asynchrone double étoile, alimentée par deux onduleurs de tension à MLI.

III.2 Principe de la commande robuste par mode de glissement des systèmes à structure variable

La commande par mode glissement pour les systèmes non linéaires a été largement étudiée et développée depuis son introduction. Celle-ci appartient à une classe plus large appelée commandes à structure variable. L'idée de base de commande est premièrement d'attirer les états du système dans une région d'espace d'état convenablement sélectionnée, connue sous le nom de la surface de glissement $s(x)$. Telle qu'une fois que le système se

trouve dans cette région d'espace d'état, il ait le comportement désiré. Ensuite, la deuxième étape consiste à concevoir une loi de commande $u(x)$ qui conduise, dans un temps fini, le système vers cette région et le maintiendra dans celle-ci, c'est à dire la commande doit assurer l'attractivité et l'invariance de la surface de glissement.

Cette loi de commande à la forme suivante :

$$u = \begin{cases} u_{\max} & \text{if } s(x) > 0 \\ u_{\min} & \text{if } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III. 1})$$

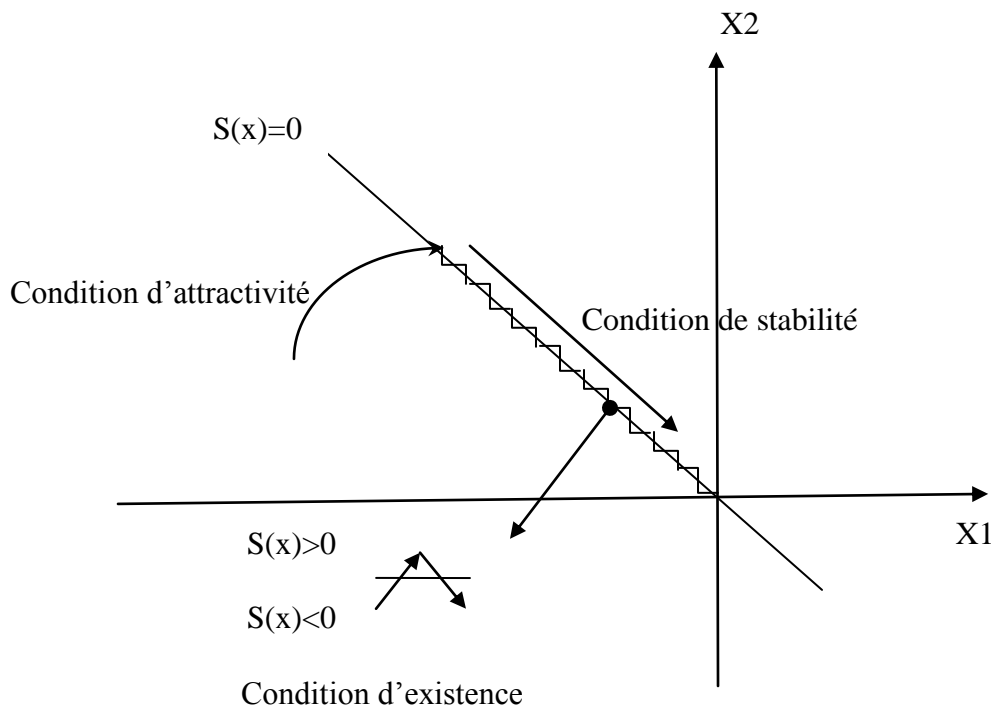


Fig. III.1 Mode de glissement.

Le régime du système ainsi commandé est appelé mode de glissement et la dynamique de celui-ci peut être rendue insensible aux variations paramétriques, aux erreurs de modélisation et a certaines perturbations externes. La loi de commande par modes glissants est de conception relativement simple et présente des qualités de robustesse vis-à-vis de certaines classes de perturbations [30] [39] [31].

III.3 Synthèse de la commande par mode de glissement

La synthèse de la commande doit viser à rendre la surface de glissement attractive en tout point de l'espace d'état. Une fois la surface atteinte, il faut assurer le glissement le long de cette surface et la stabilité du système. En d'autres termes, il faut trouver la condition sous laquelle la dynamique du système glisse sur la surface vers le point d'équilibre désiré Sur la surface. La dynamique du système est indépendante de celle du processus initial, ce qui implique que ce type de contrôle entre dans le domaine des commandes robustes [53]. Ces notions de stabilité locale seront démontrées en tenant compte du principe de stabilité suivant le critère de Lyapunov. La mise en œuvre d'une commande par mode glissant passe par trois étapes :

- Le choix de la surface de glissement
- Conditions d'existence et de convergence du régime glissant
- Établissement de la loi de commande.

III.3.1 Le choix de la surface de glissement

Considérant le système non linéaire décrit par :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{III. 2})$$

Avec :

X : Vecteur d'état ; $[X] \in \mathbb{R}^n$

U : Vecteur de commande ; $[U] \in \mathbb{R}^m$, avec $n > m$

la surface de glissement est définie par :

$$s(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{n-1} \cdot e(t) \quad (\text{III. 3})$$

tel qu'elle est proposée dans plusieurs travaux [35] [33] [50].

avec :

λ : Gain positif

$e(t)$: l'erreur de poursuite définie par :

$$e(t) = xd(t) - x(t) = (e, e', \dots, e^{n-1})^T$$

Et n : degré relatif, c'est le plus petit entier positif représentant le nombre de fois qu'il faut dériver afin de faire apparaître la commande.

Le but du contrôle de la poursuite est de trouver une loi de commande tel que, étant donné une trajectoire désirée $x_d(t)$, l'erreur de poursuite $x_d(t) - x(t)$ tend vers zéro malgré la présence des perturbations.

III.3.2 Conditions d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Ces conditions d'existence et de convergence seront démontrées en tenant compte du principe de stabilité suivant le critère de Lyapunov [34] [32]. Considérons la fonction énergétique positive ($V(x) > 0$) de Lyapunov donnée par la relation suivante :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III. 4})$$

Le système est stable si la dérivée de (III. 4) satisfait la condition suivante :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) < 0, \quad S(x) \neq 0 \quad (\text{III. 5})$$

III.3.3 Etablissement de la loi de commande

Après avoir choisie la surface de glissement ainsi que la vitesse de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence du mode de glissement.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variables pour la commande par mode de glissement est que la commande doit commuter entre U_{\max} et U_{\min} instantanément en fonction du signe de la surface de glissement (Fig. III.2)

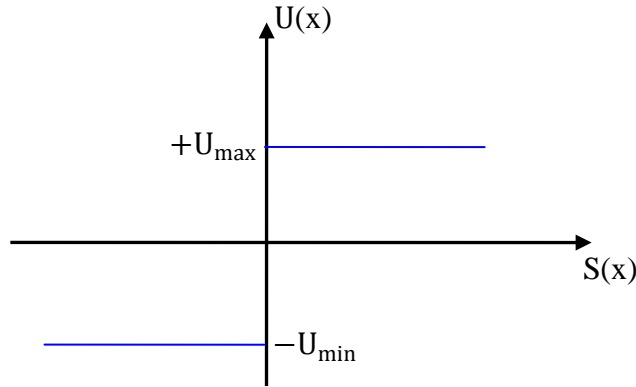


Fig. III.2 Définition de la fonction U_n

La loi de commande par mode de glissement comprend en général deux termes, la commande équivalente (U_{eq}) et la commande discontinue de commutation (U_n), une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette dernière est très importante dans la technique de commande des systèmes non linéaires. Car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et les perturbations extérieures. On aura donc :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (III. 6)$$

U_{eq} est la commande équivalente qui correspond à la commande de linéarisation proposé par Fillipov et Utkin. Elle sert à maintenir la trajectoire de l'écart sur la surface de glissement $S(x)=0$. Elle peut être aussi interprétée comme la valeur moyenne (continu) que prend la commande lors de la commutation rapide entre U_{max} et U_{min} [31].

Le terme U_n est additionné à la fonction globale du contrôleur dans le but de garantir l'attractivité de la surface de glissement choisie.

Pour déterminer et mettre en évidence l'expression de la commande U précédente, considérons le système d'état (III. 2).

La dérivée de la surface de glissement $S(x)$ est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \frac{\partial X}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} [AX + BU_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial X} [BU_n] \quad (III. 7)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, l'expression de la surface est égale à Zéros, sa dérivée est donc nulle, nous avons :

$$U_n = 0$$

$$U_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial X} B \right]^{-1} \left[\frac{\partial S}{\partial X} AX \right] \quad (III. 8)$$

En remplaçant le terme U_{eq} par son expression (III.8) dans l'équation (III.7), nous aurons l'expression de la dérivée de la surface suivante :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} B U_n \quad (III. 9)$$

Sachant que : $\frac{\partial S}{\partial X} B = \frac{\partial \dot{S}}{\partial u} \neq 0$

Condition bien définie dans le choix de la surface (III.3) pour assurer la commandabilité et que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie.

Le problème revient à trouver U_n , telle que :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0$$

On aura donc

$$S(x) \frac{\partial S}{\partial X} B U_n < 0 \quad (III. 10)$$

Et pour satisfaire cette condition il faut que le signe de U_n , soit l'opposé de celui de $S(x) \frac{\partial S}{\partial X} B$.

La forme simple de contrôle que peut prendre U_n en utilisant la théorie de mode de glissement est celle d'un relais (Fig. III.3)

$$U_n = K \text{sign}(S(x)) \quad (III. 11)$$

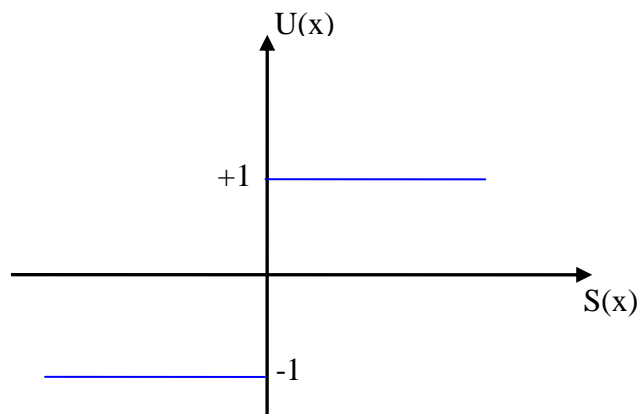


Fig. III.3 Définition de la fonction d'un relais

Le terme $(\frac{\partial S}{\partial x} B)$ est négatif pour la classe des systèmes considéré, alors que le gain K est choisie positif pour satisfaire l'attractivité et les conditions de stabilité. Le principal inconvénient de cette commande est qu'elle génère sur la surface de glissement un phénomène appelé broutement (ou chattering en anglais) [35]. Ce phénomène est généralement indésirable car il ajoute au spectre de la commande, des composantes hautes fréquences [36]. Une méthode qui permet de réduire l'effet du broutement est de remplacer la fonction discontinue par une fonction de saturation, qui consiste à déterminer une bande limite autour de la surface de glissement ainsi assurant le lissage de la commande et le maintien de l'état du système dans cette bande. Un exemple de la fonction de saturation est donné ci-dessous (Fig. III.4).

$$\begin{cases} \text{sat}(s(x)) = 1 & \text{si } s(x) > \xi \\ \text{sat}(s(x)) = -1 & \text{si } s(x) < -\xi \\ \text{sat}(s(x)) = \frac{s(x)}{\xi} & \text{si } |s(x)| \leq \xi \end{cases} \quad (\text{III. 12})$$

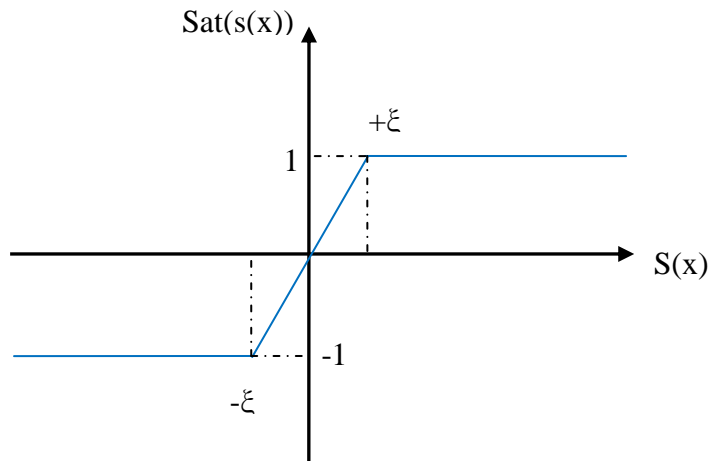


Fig. III.4 Fonction de saturation ($\xi > 0$ et petit)

D'où on aura la commande suivante :

$$U_n = \begin{cases} K_x \text{ sign}(s(x)) & \text{si } |s(x)| > \xi \\ \frac{K_x}{\xi} \text{ sign}(s(x)) & \text{si } |s(x)| < \xi \end{cases} \quad (\text{III. 13})$$

On peut aussi remplacer la fonction (sign) par une fonction de classe C^1 , on donne ci-dessous un exemple de cette fonction smooth.

$$\text{smooth}(s(x)) = \frac{s(x)}{|s(x)| + \xi} \quad (\text{III. 14})$$

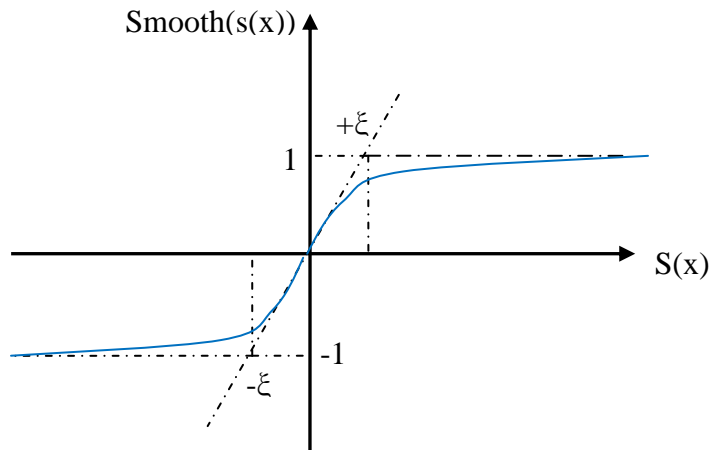


Fig. III.5 Fonction de classe C^1 ($\xi > 0$ et petit)

D'où on aura la commande suivante :

$$U_n = K_x \frac{s(x)}{|s(x)| + \xi_x} \quad (\text{III. 15})$$

III.4 Application de la commande par mode de glissement à la MASDE

Dans le but de protection de la machine et de convertisseur, le courant absorbé est limité à une valeur maximale admissible. Trois méthodes de limitation, basées sur le choix du nombre de surfaces nécessaires, sont possibles. La première consiste à limiter, d'une manière indirecte le courant. Elle nécessite deux surfaces : une pour la vitesse et une pour le flux.

La deuxième méthode consiste à limiter le courant d'une manière directe, nous retrouvant alors la structure cascade classique. Finalement, la troisième utilise une surface de glissement non linéaire exprimée en fonction des variables d'état.

Dans ce qui suit, nous contenterons d'appliquer la deuxième méthode à la MASDE et nous établirons les expressions des valeurs de commande en s'appuyant sur le modèle de la MASDE calculé par le principe d'orientation du flux rotorique. Car cela nous permet de découpler la machine selon les deux axes d et q et de faire la régulation sur chacun d'eux.

III.4.1 Principe d'orientation du flux

L'objectif principal de l'orientation du flux est de contrôler le couple et le flux indépendamment, en assimilant le comportement de la MASDE a une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit) [6] [32]. Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Pour cela, et parmi les trois types d'orientation de flux existant :

- orientation du flux rotorique avec les conditions $\Phi_{dr} = \Phi_r$, $\Phi_{qr} = 0$.
- orientation du flux statorique avec les conditions $\Phi_{ds} = \Phi_s$, $\Phi_{qs} = 0$.
- orientation du flux d'entrefer avec les conditions $\Phi_{dm} = \Phi_m$, $\Phi_{qm} = 0$.

Nous avons opté pour la technique d'orientation du flux rotorique, et dans l'expression du couple (II.39), si on coïncide le flux rotorique avec l'axe(d) du référentiel lié au champ tournant ($\Phi_{dr} = \Phi_r$, $\Phi_{qr} = 0$) on aura :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(I_{qs1} + I_{qs2})\Phi_r] = K\Phi_r I_{qs} \quad (III. 16)$$

Avec : $K = P \frac{L_m}{L_m + L_r}$; $I_{qs} = I_{qs1} + I_{qs2}$

Nous remarquons d'après l'équation (III.16) que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression est similaire à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée. Donc on distingue que le fonctionnement de la MASDE avec sa commande vectorielle est similaire a celui de la machine à courant continu à excitation séparée. L'orientation du flux rotorique (contrôle vectoriel) de la MASDE peut être directe ou indirecte, le contrôle vectoriel direct nécessite la connaissance du flux réel pour pouvoir effectuer sa régulation, tandis que le contrôle indirect ne tiens pas en considération de ce flux et fait quelque approximations.

Dans le cadre de notre travail c'est le contrôle vectoriel indirecte qui sera traité dans l'objectif de rendre ce contrôle performant en ajustant la commande dans le temps.

Par application d'orientation de flux rotorique sur les équations (II.36) et (II.37) on aura :

$$\begin{aligned} I_{dr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_r - L_m (I_{ds1} + I_{ds2})] \\ I_{qr} &= \frac{-L_m}{L_m + L_r} (I_{qs1} + I_{qs2}) \end{aligned} \quad (III. 17)$$

En remplaçant (III.17) dans (II.20) on trouve :

$$\begin{aligned}
 \Phi_{ds1} &= \lambda_1 I_{ds1} + L_r \eta I_{ds2} + \eta \Phi_r^* \\
 \Phi_{qs1} &= \lambda_1 I_{qs1} + L_r \eta I_{qs2} \\
 \Phi_{ds2} &= \lambda_2 I_{ds2} + L_r \eta I_{ds1} + \eta \Phi_r^* \\
 \Phi_{qs2} &= \lambda_2 I_{qs2} + L_r \eta I_{qs1}
 \end{aligned} \tag{III. 18}$$

Avec : $\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r}$; $\lambda_{1,2} = L_{s1,s2} + \eta L_r$

On a aussi :

$$\Phi_r^* = L_m (I_{ds1} + I_{ds2}) \tag{III. 19}$$

$$I_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \Phi_r^*}{R_r} \tag{III. 20}$$

En remplaçant (III.18) et (III.19) et la deuxième équation de (III.17) dans le système d'équation (II.19) On trouve :

$$\begin{aligned}
 V_{ds1}^* &= R_{s1} I_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} I_{qs1} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\
 V_{qs1}^* &= R_{s1} I_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} I_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} I_{ds1} + \Phi_r^*) \\
 V_{ds2}^* &= R_{s2} I_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} I_{qs2} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \\
 V_{qs2}^* &= R_{s2} I_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} I_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} I_{ds2} + \Phi_r^*)
 \end{aligned} \tag{III. 21}$$

On a :

$$I_{qs1}^* + I_{qs2}^* = \frac{(L_m + L_r)}{P L_m \Phi_r^*} C_{em}^* \tag{III. 22}$$

$$\omega_{gl}^* = \frac{(R_r L_m)}{(L_m + L_r) \Phi_r^*} (I_{qs1}^* + I_{qs2}^*) \tag{III. 23}$$

Ou, x_j^* sont des grandeurs de références soit des tensions, des courants et des pulsations statorique. D'après les équations précédentes on peut définir les dynamiques de composantes du courant statorique et du flux rotorique dans un référentiel (d, q) comme suit :

$$\dot{I}_{ds1} = \frac{1}{L_{s1}} \{V_{ds1} - R_{s1} I_{ds1} + \omega_s^* (L_{s1} I_{qs1} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*)\}$$

$$\begin{aligned}
 i_{qs1} &= \frac{1}{L_{s1}} \{V_{qs1} - R_{s1}I_{qs1} - \omega_s^*(L_{s1}I_{ds1} + \Phi_r^*)\} \\
 i_{ds2} &= \frac{1}{L_{s2}} \{V_{ds2} - R_{s2}I_{ds2} + \omega_s^*(L_{s2}I_{qs2} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*)\} \\
 i_{qs2} &= \frac{1}{L_{s2}} \{V_{qs2} - R_{s2}I_{qs2} - \omega_s^*(L_{s2}I_{ds2} + \Phi_r^*)\} \\
 \dot{\Omega} &= \frac{1}{J} \left\{ P \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{qs1} + I_{qs2}) \Phi_r^* - C_r - K_f \Omega \right\} \\
 \dot{\Phi}_r &= -\frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_r + \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (I_{ds1} + I_{ds2})
 \end{aligned}
 \tag{III. 24}$$

III.5 Réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant

La structure cascade impose un choix de trois surfaces sur chaque axe. La boucle interne permet de contrôler les courants (i_{ds1} , i_{ds2}) et (i_{qs1} , i_{qs2}) et la boucle externe la vitesse et le flux rotorique (Ω , Φ_r), La figure (Fig. III.6) représente la structure cascade de régulation de la vitesse et du flux rotorique de la machine asynchrone double étoile.

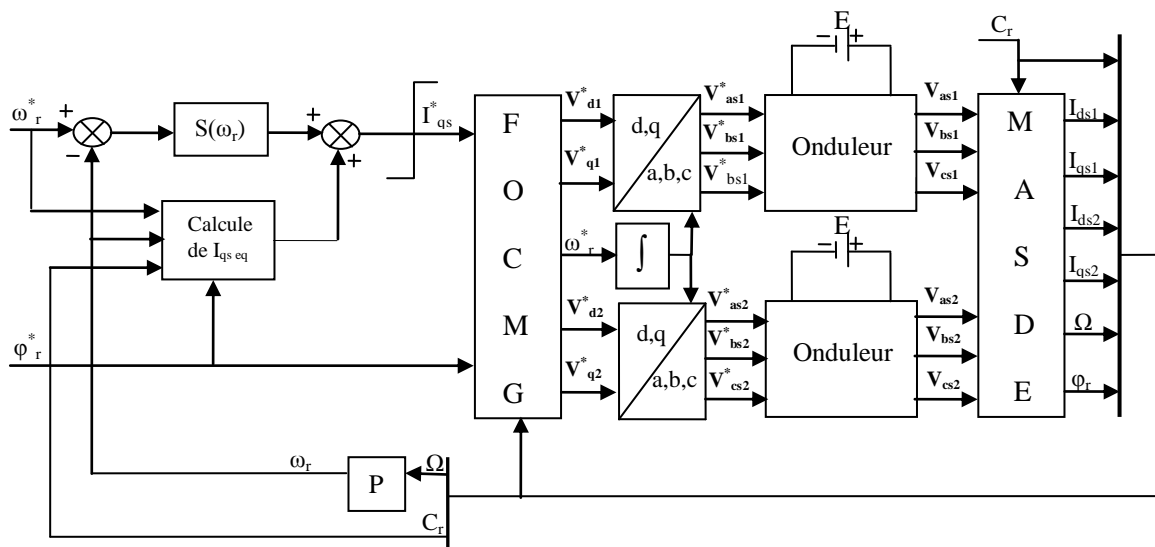


Fig. III.6 Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement.

L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif des variables à réguler. Les variables sont le flux et les courants directs pour l'axe d ainsi que la vitesse et les courants en quadrature pour l'axe q. La grandeur de sortie des boucles externes représentent les références des boucles internes. Les sorties de ces dernières représentent les tensions de commande direct et en quadrature à appliquer à la machine.

• **Application de la commande douce avec un degré relatif $r=1$:**

Les surfaces choisies pour chacun des axes (Fig. III.7) sont :

$$\text{Axes d : } \begin{cases} S(\Phi_r) = \Phi_r^* - \Phi_r \\ S(I_{ds1}) = I_{ds1}^* - I_{ds1} \\ S(I_{ds2}) = I_{ds2}^* - I_{ds2} \end{cases} \quad (\text{III. 25})$$

$$\text{Axes q : } \begin{cases} S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \\ S(I_{qs1}) = I_{qs1}^* - I_{qs1} \\ S(I_{qs2}) = I_{qs2}^* - I_{qs2} \end{cases} \quad (\text{III. 26})$$

Le calcul des valeurs de la commande se fera à partir des équations électriques et mécaniques (III.24) du système, et de définition de commande équivalente (III.8), nous aurons :

a) Suivant l'axe d

➤ La surface de flux est donné par :

$$S(\Phi_r) = \Phi_r^* - \Phi_r \quad (\text{III. 27})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{S}(\Phi_r) = \dot{\Phi}_r^* - \dot{\Phi}_r \quad (\text{III. 28})$$

En posant $I_{ds1} + I_{ds2} = I_{ds}$ et en substituant l'expression de l'équation de $\dot{\Phi}_r$ décrite dans le système d'équation (III.24) dans (III.28) on trouve :

$$\dot{S}(\Phi_r) = \dot{\Phi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_r - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} I_{ds} \quad (\text{III. 29})$$

En décomposant le courant I_{ds} en deux entités $I_{ds \text{ eq}}$ et $I_{ds \text{ n}}$:

$$I_{ds}^* = I_{ds \text{ eq}} + I_{ds \text{ n}} \quad (\text{III. 30})$$

On substituant (III.30) dans (III.29) on aura :

$$\dot{S}(\Phi_r) = \dot{\Phi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_r - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} I_{ds \text{ eq}} - \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} I_{ds \text{ n}} \quad (\text{III. 31})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(\Phi_r) = 0 \quad \text{Ce qui implique que :} \quad \dot{S}(\Phi_r) = 0$$

Donc :

$$\dot{S}(\Phi_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} I_{ds\ n} = 0 \\ I_{ds\ eq} = \frac{L_r + L_m}{R_r L_m} \left[\dot{\Phi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_r \right] \end{cases} \quad (\text{III. 32})$$

Durant le mode de convergence, nous avons : $S(\Phi_r)\dot{S}(\Phi_r) < 0$, et en substituant l'expression de la commande équivalente (III.32) dans (III.31) on aura :

$$\dot{S}(\Phi_r) = -\frac{R_r L_m}{L_r + L_m} I_{ds\ n} \quad (\text{III. 33})$$

On considère la commande non linéaire suivante :

$$I_{ds\ n} = K_{\Phi_r} \frac{S(\Phi_r)}{|S(\Phi_r)| + \xi_{\Phi_r}} \quad (\text{III. 34})$$

Le choix de K_{Φ_r} se fait de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur.

Donc, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(\Phi_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} I_{ds\ n} = K_{\Phi_r} \frac{S(\Phi_r)}{|S(\Phi_r)| + \xi_{\Phi_r}} \\ I_{ds\ eq} = \frac{L_r + L_m}{R_r L_m} \left[\dot{\Phi}_r^* + \frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_r \right] \end{cases} \quad (\text{III. 35})$$

- Les surfaces de la boucle interne concernant le contrôle des courants directs I_{ds1} et I_{ds2} est représenté par :

$$S(I_{ds1}) = I_{ds1}^* - I_{ds1} \quad (\text{III. 36})$$

$$S(I_{ds2}) = I_{ds2}^* - I_{ds2} \quad (\text{III. 37})$$

Le réglage de $I_{ds1,2}$ permet de fournir la commande $V_{ds1,2\ ref}$.

Les dérivées des surfaces sont donnée par :

$$\dot{S}(I_{ds1}) = \dot{I}_{ds1}^* - \dot{I}_{ds1} \quad (\text{III. 38})$$

$$\dot{S}(I_{ds2}) = \dot{I}_{ds2}^* - \dot{I}_{ds2} \quad (\text{III. 39})$$

En substituant les expressions des courants \dot{I}_{ds1} et \dot{I}_{ds2} données par le système (III.24) dans les équations précédentes on aura :

$$\dot{S}(I_{ds1}) = \dot{I}_{ds1}^* - \frac{1}{L_{s1}} \{V_{ds1} - R_{s1}I_{ds1} + \omega_s^*(L_{s1}I_{qs1} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*)\} \quad (III.40)$$

$$\dot{S}(I_{ds2}) = \dot{I}_{ds2}^* - \frac{1}{L_{s2}} \{V_{ds2} - R_{s2}I_{ds2} + \omega_s^*(L_{s2}I_{qs2} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*)\} \quad (III.41)$$

En remplaçant les tensions V_{ds1} et V_{ds2} par les tensions de commande $V_{ds1}^* = V_{ds1\text{ eq}} + V_{ds1\text{ n}}$ et $V_{ds2}^* = V_{ds2\text{ eq}} + V_{ds2\text{ n}}$ respectivement on aura :

$$\dot{S}(I_{ds1}) = \dot{I}_{ds1}^* - \frac{1}{L_{s1}} \{V_{ds1\text{ eq}} + V_{ds1\text{ n}} - R_{s1}I_{ds1} + \omega_s^*(L_{s1}I_{qs1} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*)\} \quad (III.42)$$

$$\dot{S}(I_{ds2}) = \dot{I}_{ds2}^* - \frac{1}{L_{s2}} \{V_{ds2\text{ eq}} + V_{ds2\text{ n}} - R_{s2}I_{ds2} + \omega_s^*(L_{s2}I_{qs2} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*)\} \quad (III.43)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(I_{ds1}) = 0 \quad \text{Ce qui implique que : } \dot{S}(I_{ds1}) = 0$$

$$\text{Et : } S(I_{ds2}) = 0 \quad \text{Ce qui implique que : } \dot{S}(I_{ds2}) = 0$$

Donc on aura:

$$\dot{S}(I_{ds1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{ds1\text{ n}} = 0 \\ V_{ds1\text{ eq}} = L_{s1}\dot{I}_{ds1}^* + R_{s1}I_{ds1} - \omega_s^*(L_{s1}I_{qs1} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \end{cases} \quad (III.44)$$

$$\dot{S}(I_{ds2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{ds2\text{ n}} = 0 \\ V_{ds2\text{ eq}} = L_{s2}\dot{I}_{ds2}^* + R_{s2}I_{ds2} - \omega_s^*(L_{s2}I_{qs2} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \end{cases} \quad (III.45)$$

Durant le mode de convergence, nous avons : $S(I_{ds1})\dot{S}(I_{ds1}) < 0$ et $S(I_{ds2})\dot{S}(I_{ds2}) < 0$, en substituant les expressions des commandes équivalentes (III.44), (III.45) dans (III.40), (III.41) on aura :

$$\dot{S}(I_{ds1}) = -\frac{1}{L_{s1}} V_{ds1\text{ n}} \quad (III.46)$$

$$\dot{S}(I_{ds2}) = -\frac{1}{L_{s2}} V_{ds2\text{ n}} \quad (III.47)$$

En considérant les commandes non linéaires suivantes :

$$V_{ds1n} = K_{ds1} \frac{S(I_{ds1})}{|S(I_{ds1})| + \xi_{ds1}} \quad (\text{III. 48})$$

$$V_{ds2n} = K_{ds2} \frac{S(I_{ds2})}{|S(I_{ds2})| + \xi_{ds2}} \quad (\text{III. 49})$$

Donc, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(I_{ds1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{ds1n} = K_{ds1} \frac{S(I_{ds1})}{|S(I_{ds1})| + \xi_{ds1}} \\ V_{ds1eq} = L_{s1} \dot{I}_{ds1}^* + R_{s1} I_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} I_{qs1} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \end{cases} \quad (\text{III. 50})$$

$$\dot{S}(I_{ds2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{ds2n} = K_{ds2} \frac{S(I_{ds2})}{|S(I_{ds2})| + \xi_{ds2}} \\ V_{ds2eq} = L_{s2} \dot{I}_{ds2}^* + R_{s2} I_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} I_{qs2} + \tau_r \Phi_r^* \omega_{gl}^*) \end{cases} \quad (\text{III. 51})$$

b) Suivant l'axe q

➤ La surface de vitesse est donné par :

$$S(\omega_r) = \omega_r^* - \omega_r \quad (\text{III. 52})$$

Sa dérivée est :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r \quad (\text{III. 53})$$

On a $\Omega = \frac{\omega_r}{p}$

En posant $I_{qs1} + I_{qs2} = I_{qs}$ et en substituant l'expression de l'équation de $\dot{\Omega}_r$ décrite dans le système d'équation (III.24) dans (III.53) on trouve :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} I_{qs} \Phi_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_r + \frac{p}{J} C_r \quad (\text{III. 54})$$

En décomposant le courant I_{qs} en deux entités I_{qseq} et I_{qsn} :

$$I_{qs}^* = I_{qseq} + I_{qsn} \quad (\text{III. 55})$$

Et on substituant (III.55) dans (III.54) on aura :

$$\dot{S}(\omega_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} \Phi_r^* I_{qs\ eq} - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r + L_m} \Phi_r^* I_{qs\ n} + \frac{K_f}{J} \omega_R + \frac{p}{J} C_r \quad (\text{III. 56})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(\omega_r) = 0 \quad \text{Ce qui implique que :} \quad \dot{S}(\omega_r) = 0$$

Donc :

$$\dot{S}(\omega_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} I_{qs\ n} = 0 \\ I_{qs\ eq} = \frac{J}{p^2} \frac{L_r + L_m}{L_m \Phi_r^*} \left[\dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_R + \frac{p}{J} C_r \right] \end{cases} \quad (\text{III. 57})$$

Durant le mode de convergence, nous avons : $S(\omega_r)\dot{S}(\omega_r) < 0$, et en substituant l'expression de la commande équivalente (III.57) dans (III.56) on aura :

$$\dot{S}(\omega_r) = - \frac{p^2}{J} \frac{L_m \Phi_r^*}{L_r + L_m} I_{qs\ n} \quad (\text{III. 58})$$

On considère la commande non linéaire suivante :

$$I_{qs\ n} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \xi_{\omega_r}} \quad (\text{III. 59})$$

Le choix de K_{ω_r} se fait de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur.

Donc, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(\omega_r) = 0 \Rightarrow \begin{cases} I_{qs\ n} = K_{\omega_r} \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \xi_{\omega_r}} \\ I_{qs\ eq} = \frac{J}{p^2} \frac{L_r + L_m}{L_m \Phi_r^*} \left[\dot{\omega}_r^* + \frac{K_f}{J} \omega_R + \frac{p}{J} C_r \right] \end{cases} \quad (\text{III. 60})$$

- Les autres surfaces de la boucle interne concernant le contrôle des courants quadratures I_{qs1} et I_{qs2} sont représenté par :

$$S(I_{qs1}) = I_{qs1}^* - I_{qs1} \quad (\text{III. 61})$$

$$S(I_{qs2}) = I_{qs2}^* - I_{qs2} \quad (\text{III. 62})$$

Le réglage de $I_{qs1,2}$ permet de fournir la commande $V_{qs1,2\ ref}$.

Les dérivées des surfaces sont donnée par :

$$\dot{S}(I_{qs1}) = \dot{I}_{qs1}^* - \dot{I}_{qs1} \quad (\text{III. 63})$$

$$\dot{S}(I_{qs2}) = \dot{i}_{qs2}^* - \dot{i}_{qs2} \quad (\text{III. 64})$$

En substituant les expressions des courants \dot{i}_{qs1} et \dot{i}_{qs2} données par le système (III.24) dans les équations précédentes on aura :

$$\dot{S}(I_{qs1}) = \dot{i}_{qs1}^* - \frac{1}{L_{s1}} \{V_{qs1} - R_{s1}I_{qs1} - \omega_s^*(L_{s1}I_{ds1} + \Phi_r^*)\} \quad (\text{III. 65})$$

$$\dot{S}(I_{qs2}) = \dot{i}_{qs2}^* - \frac{1}{L_{s2}} \{V_{qs2} - R_{s2}I_{qs2} - \omega_s^*(L_{s2}I_{ds2} + \Phi_r^*)\} \quad (\text{III. 66})$$

En remplaçant les tensions V_{qs1} et V_{qs2} par les tensions de commande $V_{qs1}^* = V_{qs1 \text{ eq}} + V_{qs1 \text{ n}}$ et $V_{qs2}^* = V_{qs2 \text{ eq}} + V_{qs2 \text{ n}}$ respectivement on aura :

$$\dot{S}(I_{qs1}) = \dot{i}_{qs1}^* - \frac{1}{L_{s1}} \{V_{qs1 \text{ eq}} + V_{qs1 \text{ n}} - R_{s1}I_{qs1} - \omega_s^*(L_{s1}I_{ds1} + \Phi_r^*)\} \quad (\text{III. 67})$$

$$\dot{S}(I_{qs2}) = \dot{i}_{qs2}^* - \frac{1}{L_{s2}} \{V_{qs2 \text{ eq}} + V_{qs2 \text{ n}} - R_{s2}I_{qs2} - \omega_s^*(L_{s2}I_{ds2} + \Phi_r^*)\} \quad (\text{III. 68})$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(I_{qs1}) = 0 \quad \text{Ce qui implique que :} \quad \dot{S}(I_{qs1}) = 0$$

$$\text{Et :} \quad S(I_{qs2}) = 0 \quad \text{Ce qui implique que :} \quad \dot{S}(I_{qs2}) = 0$$

Donc on aura:

$$\dot{S}(I_{qs1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{qs1 \text{ n}} = 0 \\ V_{qs1 \text{ eq}} = L_{s1}\dot{i}_{qs1}^* + R_{s1}I_{qs1} + \omega_s^*(L_{s1}I_{ds1} + \Phi_r^*) \end{cases} \quad (\text{III. 69})$$

$$\dot{S}(I_{qs2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{qs2 \text{ n}} = 0 \\ V_{qs2 \text{ eq}} = L_{s2}\dot{i}_{qs2}^* + R_{s2}I_{qs2} + \omega_s^*(L_{s2}I_{ds2} + \Phi_r^*) \end{cases} \quad (\text{III. 70})$$

Durant le mode de convergence, nous avons : $S(I_{qs1})\dot{S}(I_{qs1}) < 0$ et $S(I_{qs2})\dot{S}(I_{qs2}) < 0$, en substituant les expressions des commandes équivalentes (III.69), (III.70) dans (III.67), (III.68) on aura :

$$\dot{S}(I_{qs1}) = -\frac{1}{L_{s1}} V_{qs1 \text{ n}} \quad (\text{III. 71})$$

$$\dot{S}(I_{qs2}) = -\frac{1}{L_{s2}} V_{qs2 \text{ n}} \quad (\text{III. 72})$$

En considérant les commandes non linéaires suivantes :

$$V_{qs1n} = K_{qs1} \frac{S(I_{qs1})}{|S(I_{qs1})| + \xi_{qs1}} \quad (\text{III. 73})$$

$$V_{qs2n} = K_{qs2} \frac{S(I_{qs2})}{|S(I_{qs2})| + \xi_{qs2}} \quad (\text{III. 74})$$

Donc, nous obtiendrons :

$$\dot{S}(I_{qs1}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{qs1n} = K_{qs1} \frac{S(I_{qs1})}{|S(I_{qs1})| + \xi_{qs1}} \\ V_{qs1eq} = L_{s1} \dot{I}_{qs1}^* + R_{s1} I_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} I_{ds1} + \Phi_r^*) \end{cases} \quad (\text{III. 75})$$

$$\dot{S}(I_{qs2}) = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_{qs2n} = K_{qs2} \frac{S(I_{qs2})}{|S(I_{qs2})| + \xi_{qs2}} \\ V_{qs2eq} = L_{s2} \dot{I}_{qs2}^* + R_{s2} I_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} I_{ds2} + \Phi_r^*) \end{cases} \quad (\text{III. 76})$$

III.6 Résultats de simulation et interprétation

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une MASDE alimentée par un onduleur de tension commandé par MLI-sinus triangle, piloté par une régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement.

Les performances de cette commande par mode de glissement ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

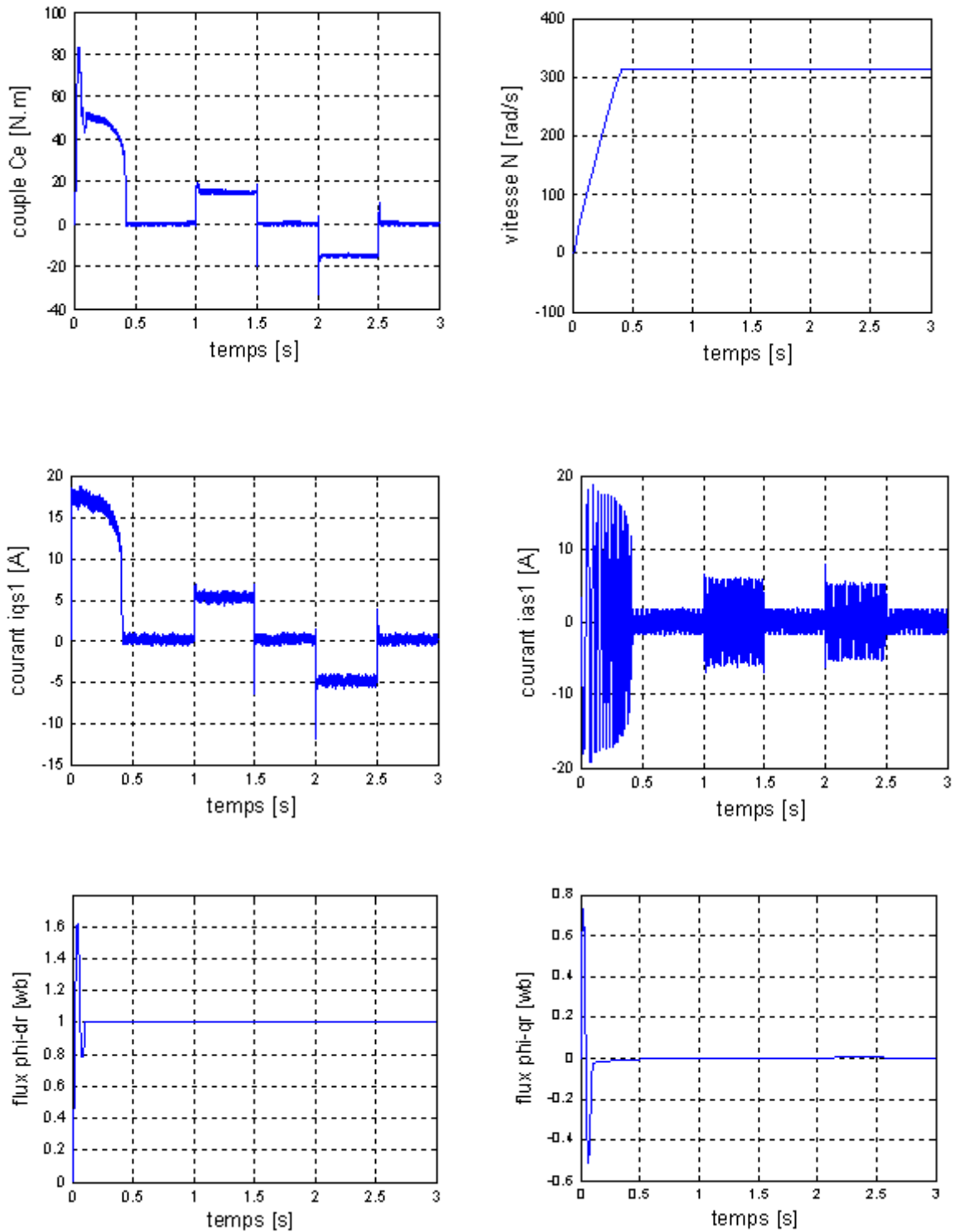
- Démarrage à vide avec introduction du couple de charge.
- Inversion de sens de rotation.
- Effet de la variation des paramètres internes de la machine (cas de variation de la résistance rotorique).
- Réponse a basses vitesses.

Les paramètres de la machine et les valeurs des régulateurs sont mentionnés dans (les annexes A et B respectivement)

III.6.1 Démarrage à vide avec introduction du couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (314 rad/s), suivi de l'application de charges $C_r = 15$ et -15 N.m respectivement entre les intervalles de temps $t = [1, 1.5]$ et $[2, 2.5]$ s

Les résultats de simulation sont représentés par la (Fig III.8) ci-dessous.



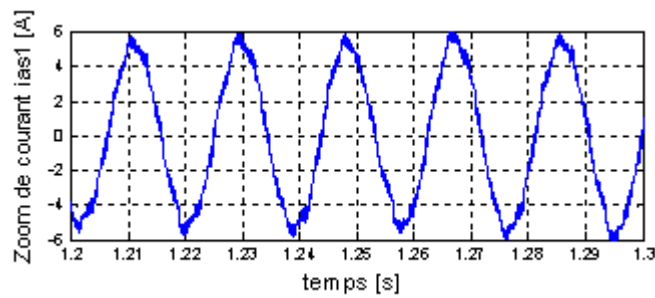


Fig. III.8 Performances de la MASDE sous la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement lors d'un démarrage a vide suivi d'une application de couple de charge.

On conclut, d'après les résultats obtenus, qu'on arrive à réguler la vitesse de la MASDE a sa référence de (314 rad/s), après un temps de réponse de (0.42s) sans dépassement. Malgré l'application d'un couple de charge de (15 N.m) pendant l'intervalle de temps [1,1.5]s et d'un couple de charge négatif de (-15 N.m) pendant l'intervalle de temps [2, 2.5]s, la vitesse reste constante à sa valeur de référence. Cela justifie la robustesse et la performance de cette commande.

Le couple électromagnétique suit sa référence et se stabilise à zéro après un régime transitoire de (0.42s) ou il atteint un pic de (83.8N.m) a l'instant (0.04s), puis il suit les valeurs des deux charges appliquées (15 N.m) pendant l'intervalle de temps [1, 1.5] et (-15 N.m) pendant l'intervalle de temps[2, 2.5]).

L'allure du courant statorique en quadrature (iqs1) progresse approximativement de la même façon que le couple électromagnétique. Le courant statorique (ias1) observe un courant d'appel environ 3 fois le courant nominal. Puis il évolue d'une façon sinusoïdale durant le régime permanent. Les flux rotorique sur les axes « d » et « q » suivent leurs références après un temps de (0.1s) au démarrage et l'application d'un couple de charge ne les affecte pas vraiment.

III.6.2 Inversion du sens de rotation

Maintenant, nous avons simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse de +314 à - 314 rad/s, à partir de l'instant t = 1.5s

Les résultats de simulation sont représentés par la (Fig III.9) suivante :

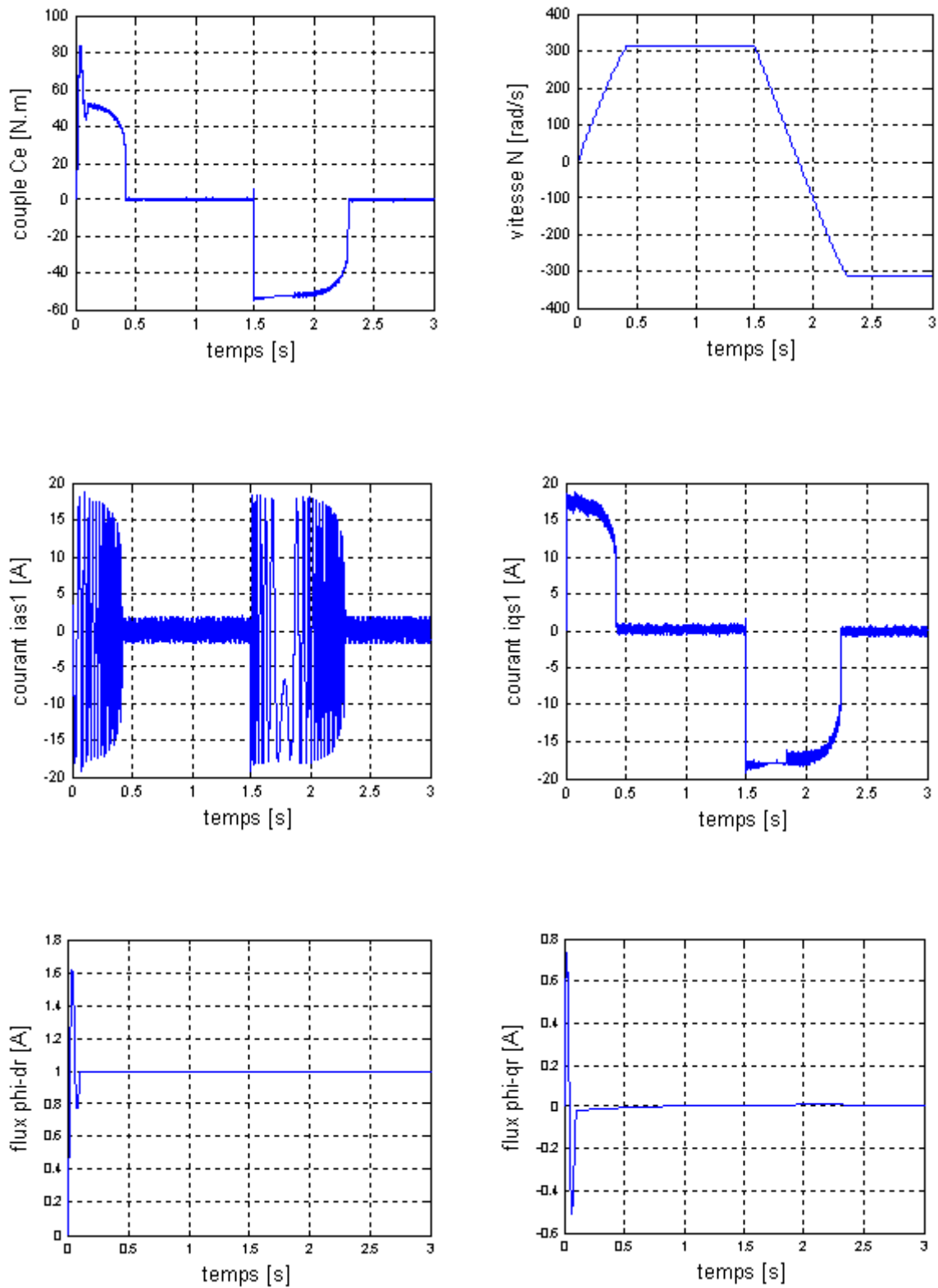


Fig. III.9 Performances de la MASDE sous la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement lors d'un démarrage a vide suivi d'inversion de sens de rotation.

Nous remarquons d'après les réponses montrées par la (FIG. III.9) que la vitesse de référence est atteinte sans dépassement au bout de (0.42s), au-delà de $t = 1.5s$, la vitesse s'inverse et atteint sa consigne négatif au bout d'un temps de $t = 0.79s$ sans aucun dépassement. Le changement du sens de rotation conduit a un couple électromagnétique négatif d'environ -54 N.m . Puis il se stabilise vers zéro, un appel du courant statorique $i_{as1}(A)$ égal à celui de démarrage est enregistré au moment d'inversion de la vitesse, et qui se stabilise au bout de (0.72s) pour redonner lieu a la forme du régime permanent. Le courant statorique en quadrature évolue d'une façon analogue au couple électromagnétique, et il prend une valeur négative d'environ (-19A) au moment de changement du sens de rotation. Les deux flux rotorique sont stable autour de leurs valeur de références imposé durant le régime permanent et l'inversion de vitesse ne les affecte pas vraiment.

III.6.3 Réponses à la variation de la résistance rotorique

Nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique sur la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement. Pour cela, nous avons simulé notre système pour une variation de R_r illustrée par la (FIG. III.10) suivante :

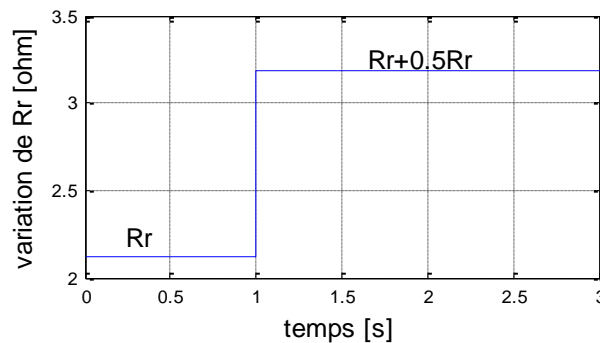


Fig. III.10 Représentation de la variation de la résistance rotorique

Les résultats de simulation sont représentés par la (Fig. III.11) ci-dessous.

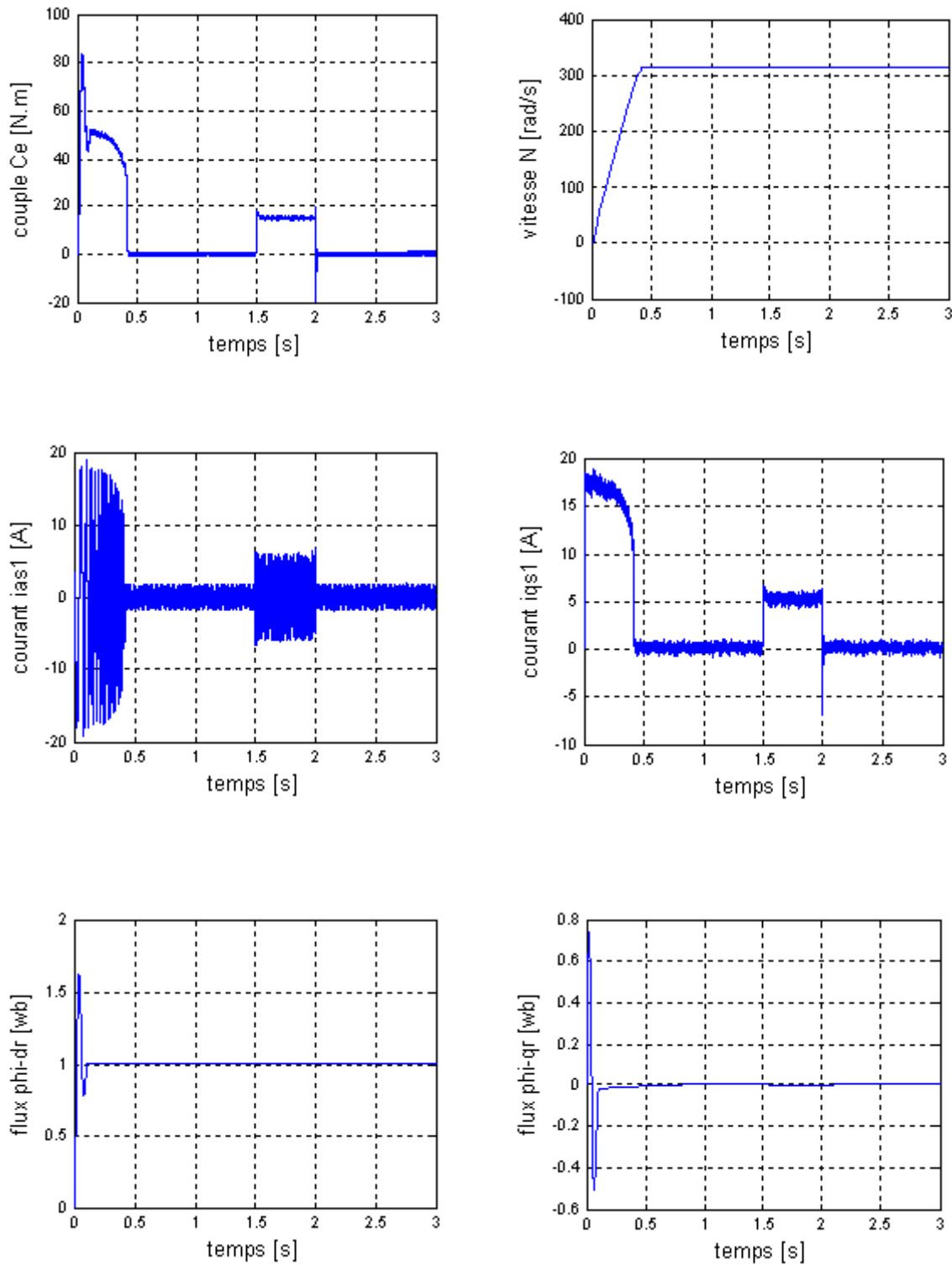


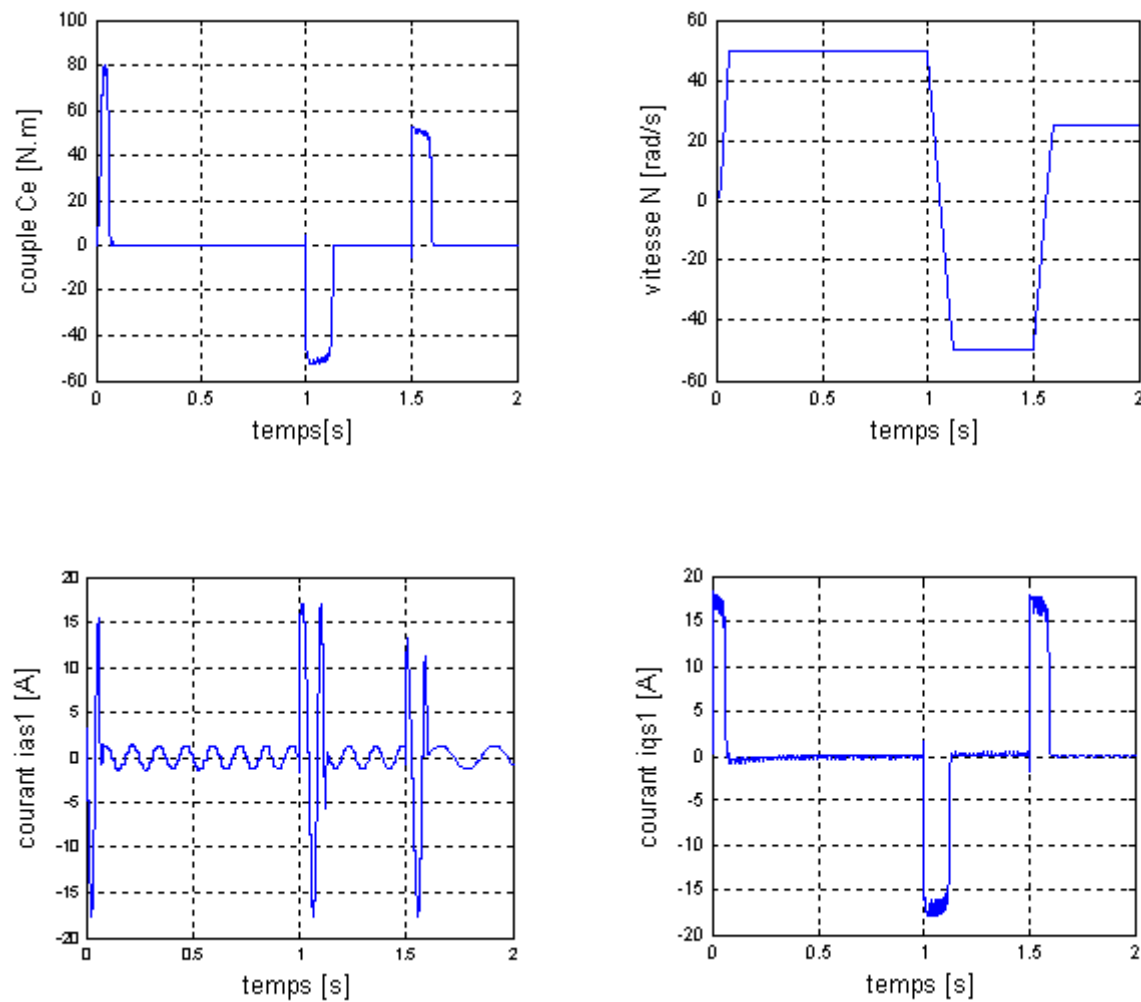
Fig. III.11 Performances de la MASDE sous la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement lors d'augmentation de la résistance rotorique R_r de 50% et application de couple de charge en même temps.

On note d'après ces résultats que l'augmentation de la résistance rotorique a l'instant $t=1s$ et l'application de couple de charge ($C_r = 15 \text{ N.m}$) durant l'intervalle de temps $t = [1,1.75]$ n'affecte pas vraiment le comportement de la régulation, telle que les caractéristiques de la MASDE ne changent pas avec l'augmentation de la résistance rotorique, vu le contrôle de la vitesse, la régulation est robuste vis à vis de la variation de la résistance rotorique.

III.6.4 Réponse a basses vitesses

Des simulations ont été effectuées en basses vitesses en appliquant un changement de la consigne de vitesse de $+50 \text{ rad/sec}$ à -50 rad/sec , à partir de l'instant $t=1\text{sec}$ et ensuite une deuxième inversion à une vitesse de 25 rad/sec à l'instant $t=1.5\text{sec}$.

La (FIG. III.12) montre les réponses de notre système à basses vitesses.



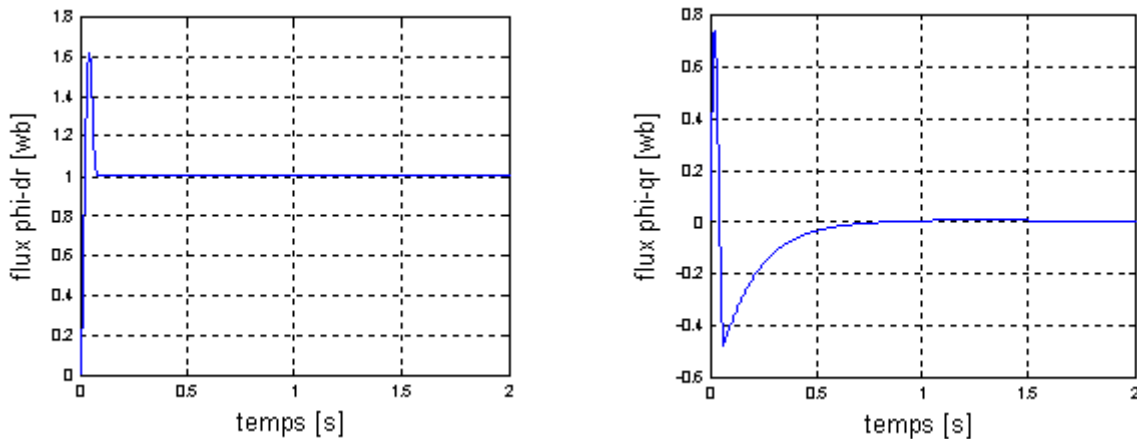


Fig. III.12 Performances de la MASDE sous la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement à basses vitesses.

Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit parfaitement les consignes imposées ainsi que les flux rotoriques sur les axes « d » et « q », les résultats sont très satisfaisants. Donc, notre commande est robuste à basses vitesses.

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi le réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement sur la MASDE. Pour ce faire, nous avons d'abord présenté un rappel théorique sur la commande par mode de glissement, ainsi que la commande indirecte à flux rotorique orienté. Ensuite, nous avons abordé la conception de l'algorithme de commande avec ces différentes étapes et son application sur la MASDE.

La commande par mode de glissement possède de bonnes performances : la rapidité (temps de réponse et le temps d'inversion), pas de dépassement et sa robustesse vis-à-vis de variations paramétriques.

Jusqu'ici nous avons étudié, modélisé et commandé la machine asynchrone double étoile en mode normal. Le chapitre suivant est consacré à l'étude de la MASDE en mode dégradé.

Chapitre IV

Etude et commande de la MASDE en régime dégradé

IV.1 Introduction

Pour des applications industrielles à savoir l'aéronautique, la traction ferroviaire, ainsi que dans les domaines militaire ou nucléaire, quand une grande fiabilité est demandée, c'est bien claire que les machines asynchrone multiphasées sont les plus commodes que les machines asynchrones traditionnelles. Dans les systèmes multiphasées, les machines ont plus de trois phases en leurs stators et le même nombre de bras est demandé pour l'onduleur qui l'alimente.

Dans ce mode de fonctionnement, la qualité du couple coté récepteur mécanique et de L'énergie électrique demandée à la source électrique est fortement dégradée. Il est donc Nécessaire de proposer des stratégies d'alimentation et de commande destinées à réduire le taux d'ondulation du couple en mode dégradé afin d'éviter le risque d'excitation des modes vibratoires de l'arbre de transmission de la puissance mécanique, notamment à basse vitesse. Cela permet aussi de diminuer considérablement les ondulations de la puissance électrique demandée à la source électrique et de ne pas mettre en cause la stabilité du réseau électrique qui dans les applications embarquées est de puissance limitée [2] [11].

IV.2 Description du mode de fonctionnement dégradé

Un fonctionnement en mode dégradé peut être considéré comme celui d'un dispositif dont un ou plusieurs éléments sont en dysfonctionnement. Le mode dégradé ne peut être qu'exceptionnel et doit permettre un fonctionnement « le plus satisfaisant possible » [7].

Les différents défauts apparaissant sur un ensemble convertisseur-machine peuvent être regroupés en deux classes distinctes. La première concerne ceux apparaissant au niveau de composants mécaniques comme les roulements à billes, l'arbre de la machine, le codeur de position, ...etc. Certains de ces défauts ne peuvent être supprimés qu'en remplaçant le composant défectueux. La seconde concerne les défauts électriques apparaissant au niveau des convertisseurs statiques ou des convertisseurs électromécaniques. Les défauts électriques peuvent être également regroupés dans deux catégories. Les premiers concernent directement la machine :

- Un enroulement de la machine est déconnecté de l'alimentation.
- Un enroulement est totalement ou partiellement en court-circuit.

Les autres les composants du ou des onduleurs de tension :

- Un composant de puissance commandable reste continuellement ouvert. Seule la diode en antiparallèle sur le composant commandable est susceptible de conduire de manière naturelle.
- Un composant de puissance commandable reste continuellement fermé. Dans ce cas, la conduction de l'autre composant commandable du même bras entraîne le court-circuit de la source continue.

Seulement les défauts électriques pouvant être annulés par la déconnexion de l'alimentation d'une ou plusieurs phases sont considérés dans ce travail [11].

IV.2.1 Défaut d'ouverture d'un transistor de puissance

Un défaut d'ouverture d'un interrupteur de puissance, si la commande de l'interrupteur complémentaire du même bras est active, provoque un court-circuit de l'alimentation continue. De façon à éviter la destruction d'un transistor de puissance, un défaut d'ouverture d'un des transistors du bras en défaut doit :

-soit annuler la commande complémentaire du transistor sain. Ceci peut être réalisé par une interface spécialisée (Figure IV.1a) ;

-soit provoquer la fusion du fusible protégeant le bras en défaut. Un fusible à fusion ultra-rapide est nécessaire et le juste choix de son calibre est primordial (Figure IV.1b).

Dans un cas ou dans l'autre, la tension aux bornes de la phase connectée au bras en défaut n'est plus contrôlable. Suivant le transistor en défaut et la position du fusible, l'extrémité de la phase connectée au bras en défaut est soit directement, ou par l'intermédiaire d'une diode, reliée à un des potentiels de l'alimentation [6].

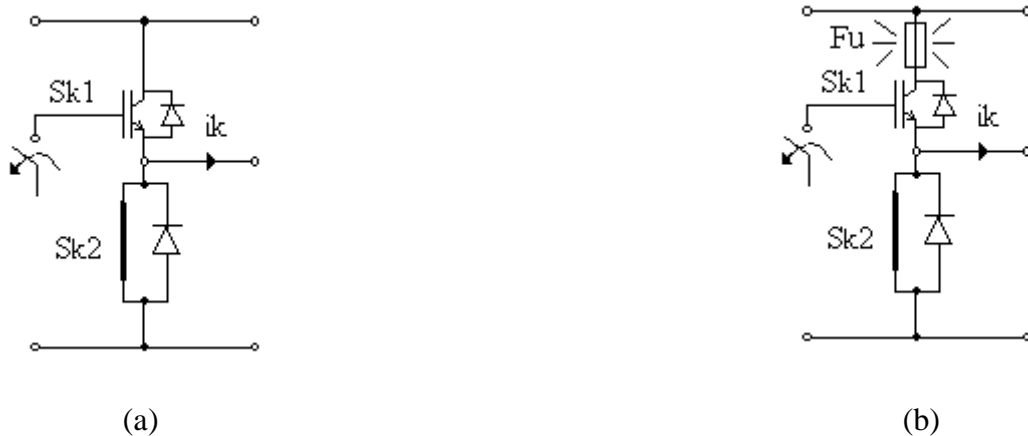


Fig. IV.1 Défaut d'ouverture d'un transistor de puissance.

(a) Blocage de la commande complémentaire (b) fusion d'un fusible rapide

IV.2.2 Défaut de fermeture d'un interrupteur de puissance

Un défaut de fermeture d'un transistor de puissance ou la fusion d'un fusible, lorsque celui-ci se trouve en série avec les transistors composants le bras, amène le système dans les mêmes conditions qu'après le traitement d'un défaut d'ouverture. La tension aux bornes de la phase connectée au bras en défaut devient incontrôlable.

IV.3 Stratégie de déconnection d'une phase a un bras en défaut

Lors d'un défaut, la tension aux bornes d'une phase devient incontrôlable engendrant ainsi un couple perturbateur voire des courants destructeurs. Une solution simple pour pallier ce problème est de systématiquement déconnecter une phase d'un bras en défaut. Dans ce cas, les effets engendrés par le défaut sont facilement identiques : plus aucun courant ne peut circuler dans la phase déconnectée.

Si plusieurs structures peuvent être imaginées pour déconnecter une phase d'un bras en défaut, la figure (Fig.VI.2) donne un exemple d'équipement minimum permettant la déconnection [7].

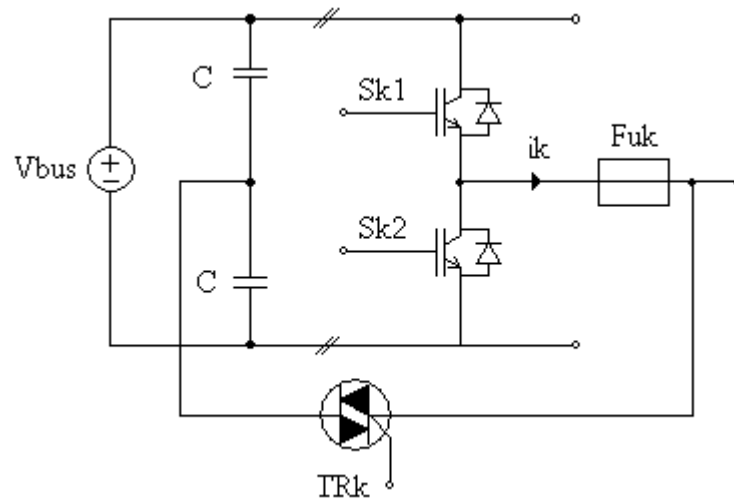


Fig. IV.2 Exemple d'équipement permettant la déconnexion d'une phase à un bras en défaut.

Lors d'un défaut du bras numéro k , une interface spécialisée ordonne la fermeture du triac TRk . Le fusible en série avec la phase k se trouve connecté entre un des potentiels de l'alimentation et un potentiel intermédiaire réalisé par un diviseur capacitif entraînant sa fusion et la déconnexion de la phase en défaut. Quelle que soit la topologie d'alimentation, cette technique nécessite l'ajout d'un nombre de triacs identiques à celui du nombre de phases.

IV.4 Analyse des stratégies de commande en mode dégradé

Dans le but de conserver un couple moyen suffisant et constant avec des ondulations raisonnable lors d'un fonctionnement en mode dégradé, nous procédons à une analyse de quelques stratégies de commande rencontrées dans la littérature. Ces techniques sont basées sur la modification du courant dans une ou plusieurs phases.

Notre analyse se porte donc particulièrement sur la façon dont sont alimentées les machines actives lors de la déconnexion d'une ou plusieurs phases.

IV.4.1 Modification du courant d'une phase encore connectée par phase déconnectée

Dans [7] la commande en mode dégradé d'une machine n -phasée à FEMs de forme quelconque et dont chaque phase est alimentée par un onduleur à deux bras est réalisée en modifiant le courant d'une phase encore connectée pour chaque phase déconnectée. Dans ces conditions, il est possible d'obtenir un couple constant tout en minimisant les pertes Joule.

Présentation de la méthode :

Supposons que la FEM induite dans la phase k s'exprime par $e_k = f_k(\theta)\Omega$ avec $f_k(\theta) = f\left(\theta - \frac{2\pi(k-1)}{n}\right)$, $f(\theta)$ étant la fonction de forme des FEMs. De même supposons que les courants soient tels que $i_k = s_k(\theta)I_{\max}$ avec $s_k(\theta) = s\left(\theta - \frac{2\pi(k-1)}{n}\right)$, $s(\theta)$ étant la fonction de forme des courants.

Dans ce cas l'obtention d'un couple constant est maximum à pertes Joule données est :

$$C_n = \frac{\vec{e} \cdot \vec{i}}{\Omega} = \frac{1}{\Omega} \sum_{k=1}^n e_k \cdot i_k = I_{\max} \sum_{k=1}^n f_k(\theta) \cdot s_k(\theta)$$

Ce couple tait obtenu en imposant des courants :

$$i_k = I_{\max} \frac{f_k(\theta)}{\sum_{k=1}^n f_k^2(\theta)}$$

Dans le cas ou il y a déconnexion de la phase numéro j , le couple devient :

$$C_1(\theta) = C_n - I_{\max} f\left(\theta - \frac{2\pi(j-1)}{n}\right) s\left(\theta - \frac{2\pi(j-1)}{n}\right)$$

L'annulation des ondulations de couple peut se faire en modifiant la forme du courant de la phase numéro m , décalée d'un angle $(m-j)\frac{2\pi}{n}$ par rapport a la phase déconnectée numéro j . En supposant que le courant dans la phase m a une nouvelle fonction de forme $s'_j(\theta)$, le couple devient :

$$C_{1f} = C_1(\theta) + I_{\max} f_m(\theta)(s'_m(\theta) - s_m(\theta)) \quad (IV.1)$$

La fonction de forme du courant modifie s'obtient par l'équation (IV.1) dans laquelle C_{1f} est imposé :

$$s'_m(\theta) = s_m(\theta) + \frac{C_{1f} - C_1(\theta)}{I_{\max} f_m(\theta)} \quad (IV.2)$$

L'équation (IV.2) doit être vraie quelque soit l'angle θ : lorsque la FEM numéro m est nulle ($f_m(\theta_1) = 0$, $\theta_1 = \frac{(m-1)2\pi}{n}$) il faut que l'expression $C_{1f} - C_1(\theta_1)$ le soit aussi. Pour ces raisons, il faut choisir une valeur de C_{1f} telle que :

$$C_{1f} = C_1(\theta_1) = C_n - I_{\max} f_j(\theta_1) s_j(\theta_1) = C_n - I_{\max} f\left(\frac{(m-j)2\pi}{n}\right) s\left(\frac{(m-j)2\pi}{n}\right)$$

Si la machine a n -phases possède des FEMs sinusoïdales $e_k = E_{\max} \sin\left(p\theta - (k-1)\frac{2\pi}{n}\right)$ et qu'elle est alimentée par des courants sinusoïdaux et en phase avec les FEMs $i_k = I_{\max} \sin\left(p\theta - (k-1)\frac{2\pi}{n}\right)$ le couple instantané, en condition d'alimentation normale, est :

$$C_n = \frac{\vec{e} \cdot \vec{i}}{\Omega} = \frac{1}{\Omega} \sum_{k=1}^n e_k \cdot i_k = \frac{n E_{\max} I_{\max}}{2 \Omega} = C^{ste}$$

La déconnexion de la phase numéro j entraîne la réduction du couple moyen et une ondulation de pulsation 2ω ($\omega = \frac{d\theta}{dt}$), le couple instantané devient :

$$C_1 = \frac{C_n}{n} \left((n-1) + \cos\left(2\omega t - 2(j-1)\frac{2\pi}{n}\right) \right)$$

L'équation (IV.2) permet après calculs d'obtenir la condition d'annulation du couple pulsatoire. Dans ce cas, la phase m doit être alimentée par un courant vérifiant :

$$i_{mf} = 2I_{\max} \cos\left((m-j)\frac{2\pi}{n}\right) \sin\left(\omega t - (j-1)\frac{2\pi}{n}\right) \quad (IV.3)$$

Dans ces conditions d'alimentation le couple correspondant est :

$$C_{1f} = \frac{C_n}{n} \left((n-2) + 2\cos^2\left((m-j)\frac{2\pi}{n}\right) \right)$$

Cette méthode peut être généralisée à un nombre de phases déconnectées plus important à condition que ce nombre soit inférieur à la moitié du nombre de phases initial de la machine.

IV.4.2 Modification du courant dans chacune des phases encore connectée pour phase déconnectée

Dans la littérature les auteurs proposent une autre méthode de commande des machines à FEMs sinusoïdales lorsqu'une phase est déconnectée en modifiant tous les courants des autres phases encore connectées. La aussi l'objectif est de conserver un couple constant tout en minimisant les pertes Joules.

Présentation de la méthode :

Le maintien d'un couple constant impose la création d'un champ tournant statorique. Dans le cas d'une machine n-phasée dont la phase numéro 1 est déconnectée, il faut donc respecter les relations :

$$i_2 \cos \frac{2\pi}{n} + i_3 \cos \frac{4\pi}{n} + i_4 \cos \frac{6\pi}{n} + \dots + i_n \cos \frac{2(n-1)\pi}{n} = \frac{n}{2} i \cos \theta \quad (\text{IV.4})$$

$$i_2 \sin \frac{2\pi}{n} + i_3 \sin \frac{4\pi}{n} + i_4 \sin \frac{6\pi}{n} + \dots + i_n \sin \frac{2(n-1)\pi}{n} = \frac{n}{2} i \sin \theta \quad (\text{IV.5})$$

En introduisant la notion de phaseur complexe, l'auteur admet que :

$$i_k = x_k \cos(\theta) + y_k \sin(\theta), \quad k = 2, 3, 4, \dots, n$$

Si on sépare les termes en $\cos \theta$ et $\sin \theta$ et qu'on divise chaque équation par la grandeur I, nous obtenons les équations suivantes :

$$\begin{aligned} x_2 \cos \frac{2\pi}{n} + x_3 \cos \frac{4\pi}{n} + x_4 \cos \frac{6\pi}{n} + \dots + x_n \cos \frac{2(n-1)\pi}{n} &= \frac{n}{2} \\ y_2 \cos \frac{2\pi}{n} + y_3 \cos \frac{4\pi}{n} + y_4 \cos \frac{6\pi}{n} + \dots + y_n \cos \frac{2(n-1)\pi}{n} &= 0 \\ x_2 \sin \frac{2\pi}{n} + x_3 \sin \frac{4\pi}{n} + x_4 \sin \frac{6\pi}{n} + \dots + x_n \sin \frac{2(n-1)\pi}{n} &= \frac{n}{2} \\ y_2 \sin \frac{2\pi}{n} + y_3 \sin \frac{4\pi}{n} + y_4 \sin \frac{6\pi}{n} + \dots + y_n \sin \frac{2(n-1)\pi}{n} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{IV.5a})$$

L'objectif est de déterminer des courants i_k tels que $\sqrt{x_k^2 + y_k^2}$ soit minimum La machine étant supposée couplée en étoile :

$$\begin{aligned} x_2 + x_3 + x_4 + x_5 + \dots + x_n &= 0 \\ y_2 + y_3 + y_4 + y_5 + \dots + y_n &= 0 \end{aligned} \quad (\text{IV.5b})$$

La minimisation des pertes Joule peut être réalisée en imposant la même amplitude aux courants :

$$x_2^2 + y_2^2 = x_3^2 + y_3^2$$

$$\begin{aligned}
x_3^2 + y_3^2 &= x_4^2 + y_4^2 \\
x_4^2 + y_4^2 &= x_5^2 + y_5^2 \\
&\vdots \\
x_{n-1}^2 + y_{n-1}^2 &= x_n^2 + y_n^2
\end{aligned} \tag{IV.5c}$$

Le système initial devient maintenant un système de $(n + 4)$ avec $2(n - 1)$ inconnues. Cette méthode ne peut être appliquée qu'à des machines à nombre de phases supérieur à trois.

IV.5 Application des méthodes (1) et (2) à la MASDE en mode dégradé

Comme montré avant, dans le cas d'une déconnection d'une ou plusieurs phases, le modèle de la MASDE présente les oscillations de couple qui peuvent affecter les performances de la machine. Le but est de réduire au minimum ces oscillations, toutes les méthodes de compensation de couple sont basées sur la synthèse d'un ensemble des formes d'onde de courants optimales, selon un critère donné, puis l'ensemble de ces courants est imposé aux enroulements de la machine via un convertisseur statique.

Méthode (1)

Dans le cas où la phase (as1) est ouverte ($j = 1$) et la phase (bs1) est sélectionnée pour être changée ($m = 3$), d'après l'expression (IV.3), les courants exigés pour annuler les oscillations du couple sont :

$$\begin{cases}
i_{bs1} = 2I_m \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \sin(\theta_s) = -I_m \sin(\theta_s) \\
i_{cs1} = I_m \sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\
i_{as2} = I_m \sin(\theta_s - \alpha) \\
i_{bs2} = I_m \sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\
i_{cs2} = I_m \sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3} - \alpha\right)
\end{cases} \tag{IV.6}$$

Avec α angle de décalage entre les deux étoiles de la MASDE.

Méthode (2) :

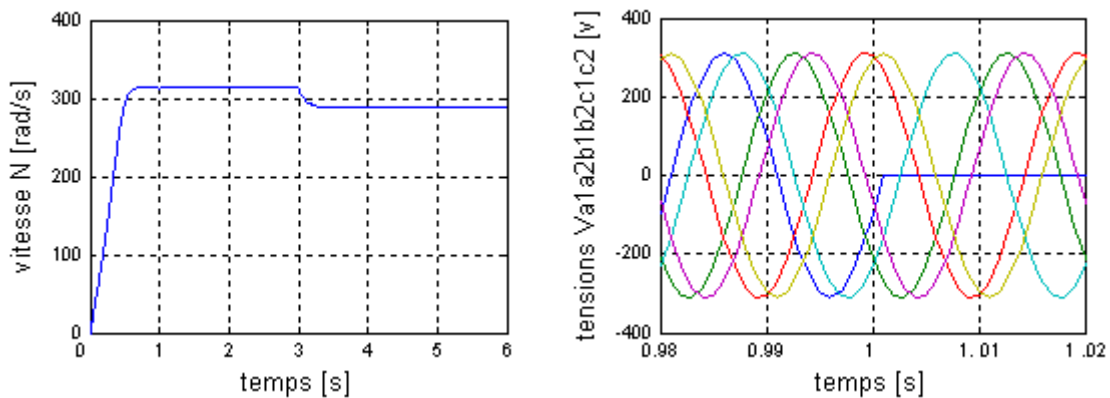
Lors de la déconnection d'une seule phase par exemple as1 les équations (IV.5a), (IV.5b) et (IV.5c) forment un ensemble de dix équations non linéaires avec dix variables inconnues dans le cas d'une MASDE avec $\alpha = 30^\circ$ sa solution est la suivante [52]:

$$\begin{cases} i_{bs1} = 1.27I_m \sin\left(\theta_s - \frac{5\pi}{6}\right) \\ i_{cs1} = 1.27I_m \sin\left(\theta_s + \frac{5\pi}{6}\right) \\ i_{as2} = 1.27I_m \sin\left(\theta_s - \frac{\pi}{3}\right) \\ i_{bs2} = 1.27I_m \sin(\theta_s - \pi) \\ i_{cs2} = 1.27I_m \sin\left(\theta_s + \frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (IV.7)$$

IV.6 Résultats et interprétations**IV.6.1 Défaut dans l'alimentation en tensions sinusoïdales de la MASDE**

- **une phase (as1) de l'alimentation est déconnectée**

Les résultats de simulation de la MASDE alimentée directement par des tensions purement sinusoïdales, avec la phase as1 ouverte à l'instant ($t=1s$) sont dressés sur la figure (Fig. VI.3) suivante. Le couple de charge est initialement nul et égale à (15N.m) à ($t = 3s$).



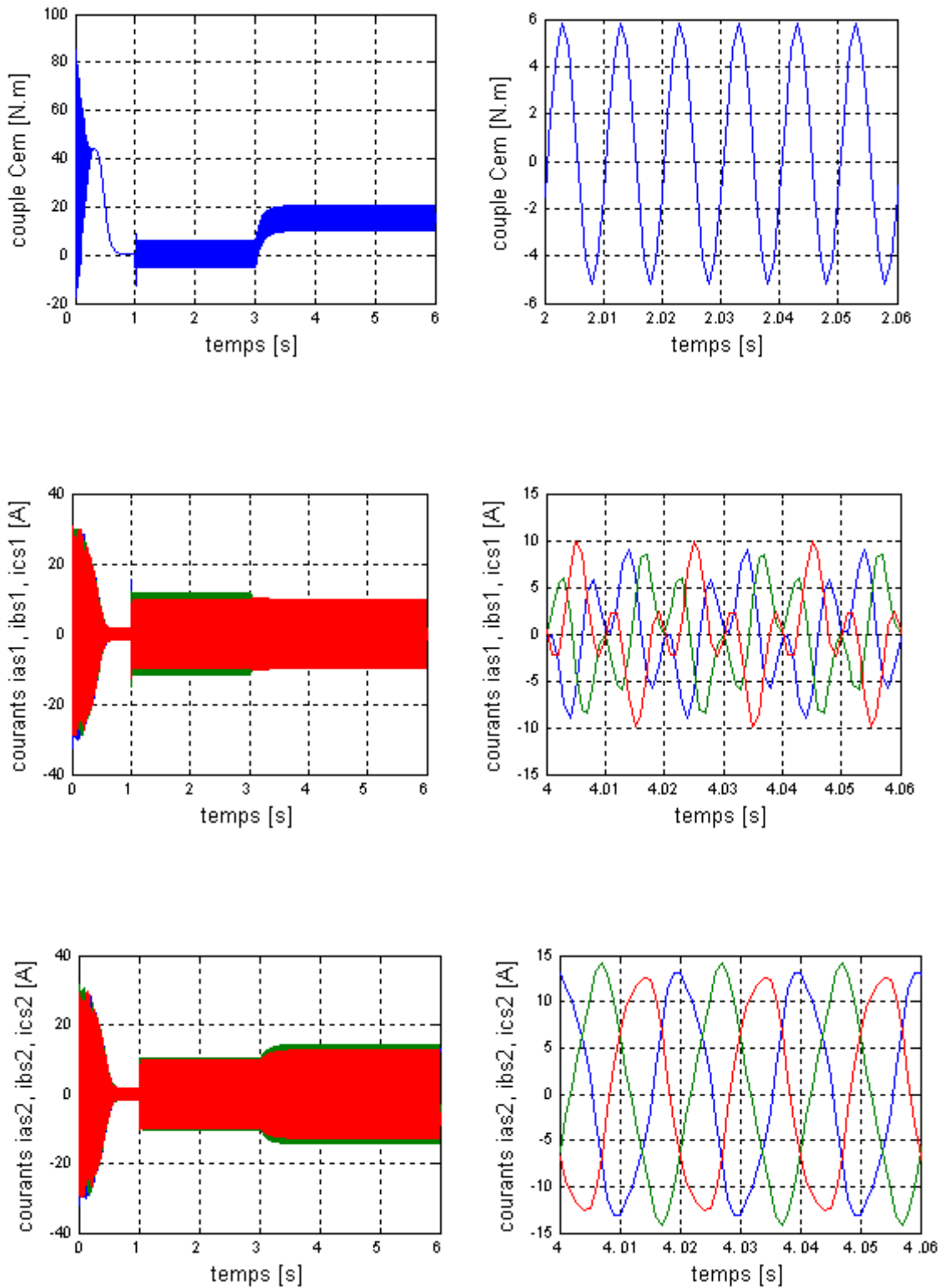
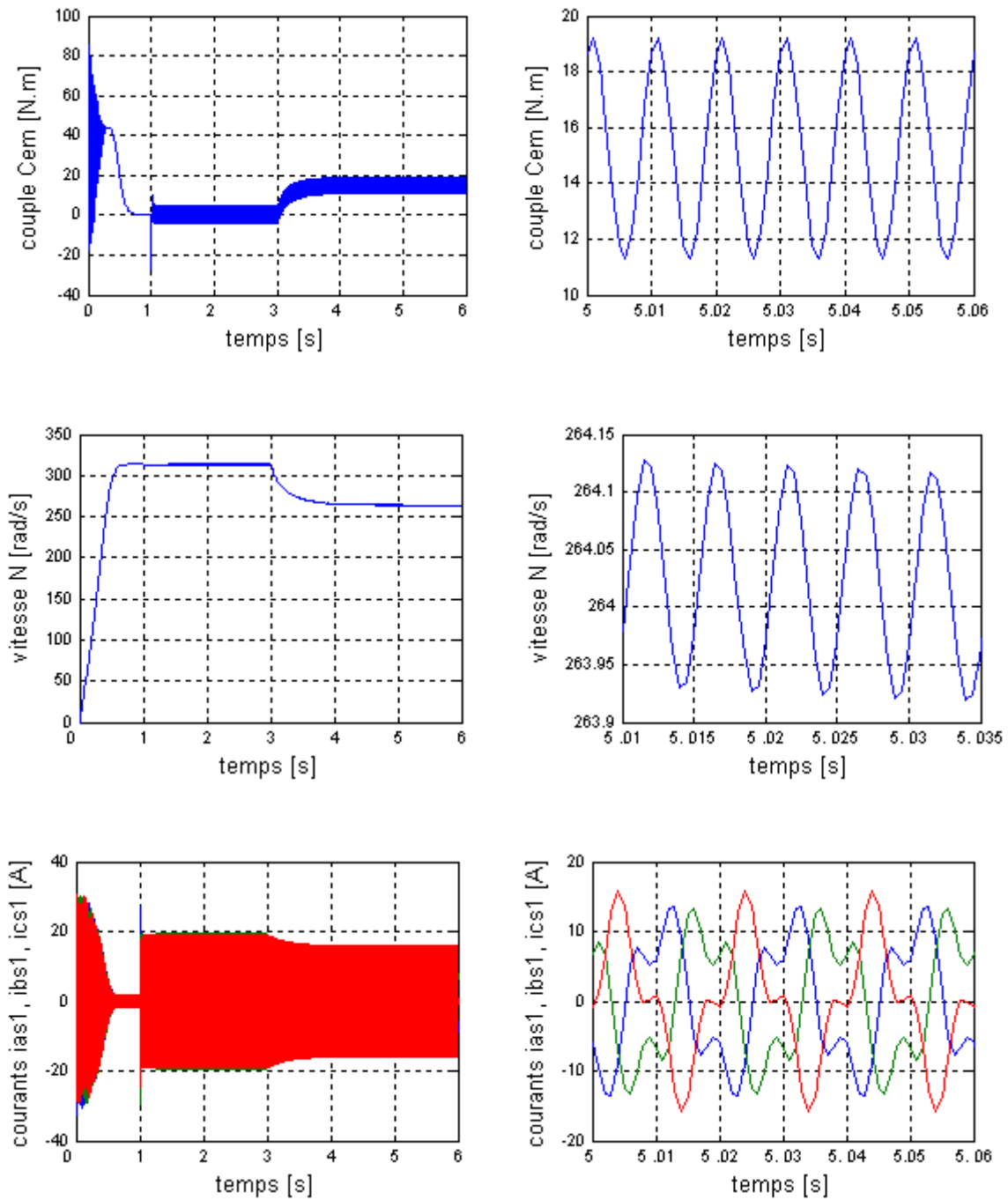


Fig. IV.3 Caractéristique de la MASDE en régime dégradé, avec la phase (as1) ouverte a l'instant (t=1s)

- deux phases (as1) et (bs1) de l'alimentation sont déconnectées

Les courbes des performances de la MASDE alimentée par des sources de tensions sinusoïdales, lors d'un fonctionnement en régime dégradé, avec deux phases (as1) et (as2) déconnectées à l'instant ($t=1s$) sont dressées sur la figure (VI.4) suivante :



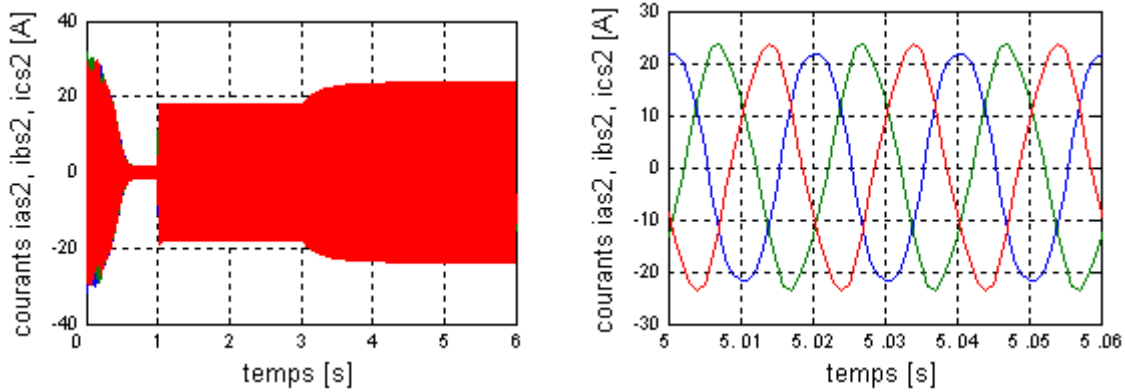


Fig. IV.4 Caractéristique de la MASDE en régime dégradé, avec la phase (as1) et (bs1) ouvertes a l'instant $t=1s$.

Les résultats des deux figures (Fig. VI.3) et (Fig. VI.4) précédentes montrent que la vitesse suit sa référence avec une légère perturbation. Le couple aussi suit sa référence avant et après l'application du couple de charge, mais avec de fortes perturbations et c'est ce qui engendre d'important courants d'appel statorique. On remarque aussi que la fréquence d'oscillation du couple est deux fois celle des courants d'alimentation comme prévu dans l'analyse théorique.

Les courants statoriques existent avec un certain déséquilibre en amplitude et en phase dans la première étoile ou existe les phases déconnectées, et déséquilibré seulement en amplitude dans la deuxième étoile. Les tensions de phases statoriques gardent un système à 5 phases équilibré en amplitude et déséquilibré en phase pour ($\alpha = 30^\circ$)

IV.6.2. Résultats de simulation par l'application des méthodes (1) et (2) à la MASDE en mode dégradé

- **Une phase as1 de l'alimentation est déconnectée :**

Après avoir étudié les défauts pouvant survenir de l'alimentation, maintenant on présentera les résultats de simulation lors de l'applications des différentes commandes en courant retenues pour réduire les oscillations de couple pour les deux méthodes vues précédemment dans l'analyse théorique. Lors de la déconnexions d'une ou plusieurs phases.

Méthode (1)

Pour réduire les oscillations du couple, on applique la première méthode de commande en courant définie par le système (IV.6) à l'instant ($t=2s$) après avoir couper la phase (as1) à l'instant ($t=1s$). Le couple de charge est initialement nul et égale à ($10N.m$) à ($t = 3s$).

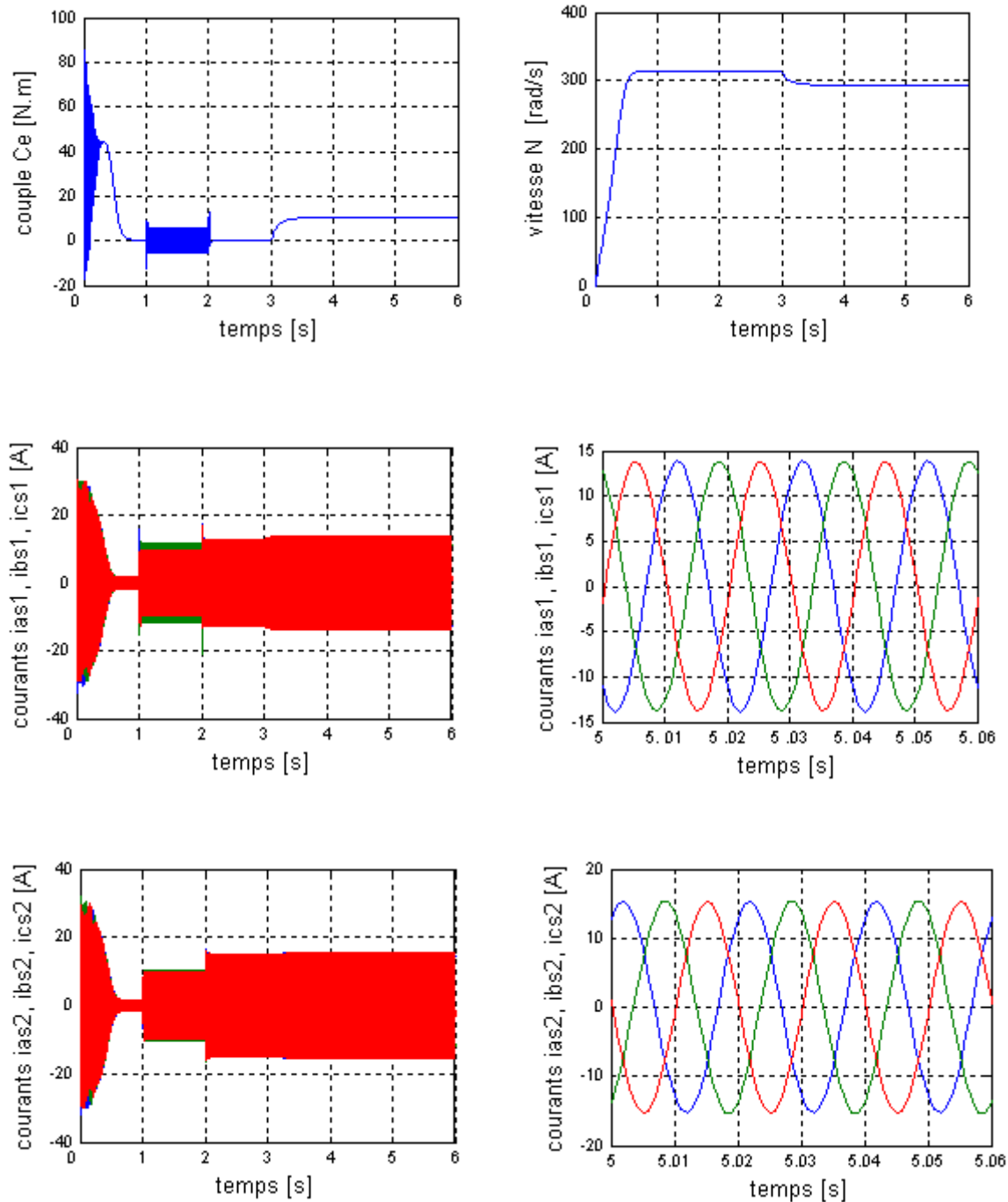


Fig. IV.5 Caractéristique de la MASDE en régime dégradé, avec la phase (as1) ouverte a l'instant $t=1s$, et application de la méthode compensation(1) a l'instant $t=2s$.

Méthode (2) :

aussi dans le but de réduire les oscillations du couple, on applique cette deuxième méthode de commande en courant définie par le système (IV.7) à l'instant ($t=2s$) après avoir couper la phase (as1) à l'instant ($t=1s$). Le couple de charge est initialement nul et égale à (10N.m) à ($t = 3s$).

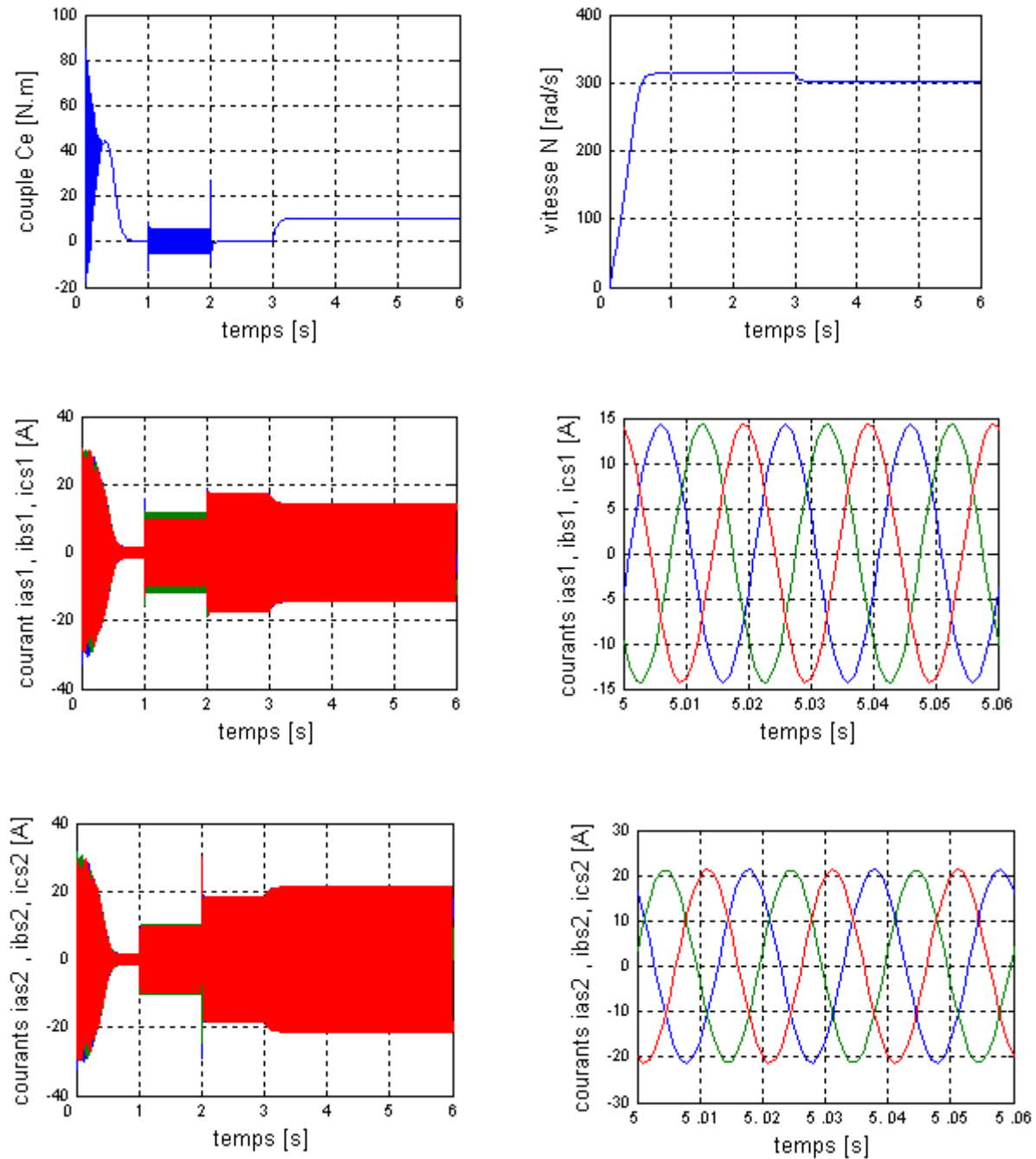


Fig. IV.6 Caractéristique de la MASDE en régime dégradé, avec la phase as1 ouverte a l'instant $t=1s$, et application de la méthode compensation(2) a l'instant $t=2s$.

D'après les résultats des figures (Fig. VI.4) et (Fig. VI.5) obtenus lors de l'application des deux commandes en courants dans le cas où la machine perd une phase (as1), on remarque une réduction importante des ondulations de couple et de la vitesse, avec les oscillations du couple qui sont réduites presque à 95% une fois compensée.

Dans les deux méthodes de compensations, on remarque l'augmentation des courants statoriques qu'on peut justifier par la poursuite du couple à sa référence avant et après l'application du couple de charge, de la même manière que le fonctionnement normal. Ce qui a provoqué évidemment l'augmentation des courants statoriques.

IV.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons analysé le fonctionnement de la MASDE en régime dégradé en boucle ouverte, d'abord avant l'application des stratégies de contrôle en courant, on a constaté que malgré la déconnexion d'une ou deux phases, la machine reste toujours fonctionnelle avec un couple ondulé et qui suit toujours sa référence. Aussi on a constaté un déséquilibre en amplitude et en phase des courants statoriques.

Après avoir appliqué les stratégies de contrôle en courant, en modifiant les références des courants alimentant la machine dès l'apparition d'un défaut dans le but de garder un certain pourcentage des performances de la machine que lors du fonctionnement normal, on a constaté une importante diminution des ondulations du couple.

Ces résultats nous permettent de déduire que la machine asynchrone double étoile peut fonctionner en régime dégradé, soit avec une, deux ou trois phases déconnectées. Ce qui justifie notre travail et étude en montrant l'intérêt des machines polyphasées qui nous assurent la continuité de travail (sûreté de fonctionnement) en mode dégradé, puisque nous garderons toujours une vitesse constante et un couple constant équivalents à leurs références à chaque instant.

CONCLUSION GENERALE

Pour augmenter le degré de redondance d'une chaîne de conversion électromécanique D'énergie, une solution consiste à utiliser des machines multiphasées alimenté par onduleur de tension, En absence d'alimentation d'une ou plusieurs phases, la machine peut encore développer un couple moyen non-nul, tant qu'il reste au moins deux phases alimentées. La machine asynchrone double étoile a cage d'écureuil est un cas particulier des machines multiphasées, et qui est l'objet de notre étude dans ce mémoire, a savoir sa modélisation et sa commande en régime normal et dégradé.

En premier lieu, nous avons vu brièvement quelques théories de base et quelques généralités sur les machines polyphasées (les caractéristiques, l'utilisation, les avantages et les inconvénients).

En deuxième étape nous avons appliqué la transformation de Park, pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MASDE. Cette machine a été alimentée par deux onduleurs de tension a commande MLI.

Nous nous somme intéressé Dans la troisième partie a commandé la machine asynchrone double étoile par l'une des technique de commande robustes, qui est la commande par mode de glissement, Les résultats obtenus ont montrés que cette technique de réglage apporte des améliorations par rapport au commandes classique a action proportionnelle-intégrale. Car, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statique et dynamique, un rejet quasi-total de la perturbation, comme ils accordent aussi une meilleure poursuite.

Dans la dernière partie nous somme intéressé au fonctionnement de la MASDE en régime dégradé (une ou deux phases de la machine sont déconnectées) de l'ensemble onduleur de tension-MASDE et nous avons vu que la machine reste toujours fonctionnelle avec un certain déséquilibre dans les amplitudes et déphasages des courants de phases statoriques, et après avoir appliqué les stratégies de contrôle en courant, on a constaté une importante diminution des ondulations du couple. Cependant en perspective il serait intéressant de poursuivre certains travaux en cours pour compléter cette étude.

- Concrétisation de notre travail par une réalisation pratique ;
- Utilisation des convertisseurs matricielles et des onduleurs multiniveaux ;

-Application d'autres techniques de commande robuste, telles que : le contrôle direct en puissance (DPC), la commande prédictive, les réseaux de neurones, les algorithmes génétiques, ainsi qu'à la Combinaisons entre les différentes techniques associées a la commande par mode de glissement, a titre d'exemples : la commande par mode de glissement adaptative, le flou glissant, le flou adaptative glissant, optimisation par les algorithmes génétiques des différents gains du mode de glissement...etc. .

-développement d'un model dynamique pour la machine asynchrone double étoile adéquat pour son fonctionnement en mode dégradé, d'une manière à faire une régulation plus performante des courant de phases statoriques.

ANNEXE A

Paramètres de la machine asynchrone double étoiles

Les paramètres de la MASDE sont donnés par le tableau ci-dessous [6] :

Paramètres	Valeurs
Puissance nominale	$P_n = 4,5 \text{ kW}$
Tension nominale	$V_n = 220 \text{ V}$
Courant nominal	$I_n = 6,5 \text{ A}$
Vitesse nominale (synchronisme)	$N_n = 3000 \text{ tr/mn}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Résistance d'une phase statorique (étoile 1 et 2)	$R_{s1} = R_{s2} = 3,72 \Omega$
Résistance d'une phase rotorique	$R_r = 2,12 \Omega$
Inductance propre cyclique d'une phase statorique (étoiles 1 et 2)	$L_{s1} = L_{s2} = 0,022 \text{ H}$
Inductance propre cyclique d'une phase rotorique	$L_r = 0,006 \text{ H}$
Inductance mutuelle cyclique stators-rotor	$L_m = 0,3672 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0,0625 \text{ kg. m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0,001 \text{ N. m. s/rd}$
Nombre de pair de pôles	$P = 1$

ANNEXE B

Paramètres des régulateurs par mode de glissement

Les paramètres des différents régulateurs par mode de glissement sont donnés par le tableau ci-dessous :

Surfaces	k_x	ξ_x
$S(\omega_r)$	$k_{\omega_r} = 18$	$\xi_{\omega_r} = 0.95$
$S(\phi_r)$	$k_{\phi_r} = 3.5$	$\xi_{\phi_r} = 0.2$
$S(I_{ds1})$	$k_{ds1} = 155$	$\xi_{ds1} = 0.5$
$S(I_{qs1})$	$k_{qs1} = 170$	$\xi_{qs1} = 0.5$
$S(I_{ds2})$	$k_{ds2} = 155$	$\xi_{ds2} = 0.5$
$S(I_{qs2})$	$k_{qs2} = 170$	$\xi_{qs2} = 0.5$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **D. Hadiouche**, « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : Modélisation, alimentation et structure ». Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré de Nancy I, France, Décembre 2001.
- [2] **F. Locment**, « Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé », Thèse de Doctorat de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, France, Décembre 2006.
- [3] **A. R. Muñoz, T. A. Lipo**, « Dual Stator Winding Induction Machine Drive », IEEE transactions on industry application, VOL. 36, NO. 5, SEPTEMBER/OCTOBER 2000.
- [4] **L. CHEN, F. YANG**, « unified voltage modulation method for dual-three-phase induction machine ». Proceedings of the Third International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Shanghai , 26-29 August 2004, china.
- [5] **(Projet SMM du GdR-ME2MS)**, E. Semail, F. Meibody-Tabar, M. F. Benkhoris, H. Razik, M. Pietrzak-David, E. Monmasson, A. Bouscayrol, B. Davat, Ph. Delarue, B. de Fornel, J. P. Hautier, J. P. Louis, S. Piefederici, « Machines polyphasées: de la modélisation Multimachine à la commande », (Common paper of L2EP Lille, GREEN Nancy, GE44 Saint-Nazaire, France, LEEI Toulouse, SATIE Cergy-Pontoise).
- [6] **S. Alloune**, « Commande des machines polyphasées ». Mémoire de Magister de l'Université A.Mira de Bejaia, Algérie, Octobre 2005.
- [7] **X. Kestelyn**, « Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasées », Thèse de Doctorat de l'Université de Lille 1, France, Décembre 2003.
- [8] **A. Boglietti, R. Bojoi, A. Cavagnino, A. Tenconi**, « Efficiency Analysis of PWM Inverter Fed Three-Phase and Dual Three-Phase Induction Machines ». Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE. Vol. 1, pp. 434 – 440.

- [9] **R. K. Singh**, « Multiphase Inverter Topology and its Modulation Technique for Optimal Harmonic Output » IEEE conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES 2006) for Industrial Growth-2006, New Delhi, India 12-15 December 2006
- [10] **F. Scuillerd**, « développement d'outils de conception de machines polyphasées à aimants utilisant l'approche multimachine ». Thèse de Doctorat d'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, France, Décembre 2006.
- [11] **J. P. Martin**, « Contribution à l'alimentation en tension de machines synchrones à aimants permanents a nombre de phases élevé : fonctionnement normal et dégradé », Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, France, Juillet 2003.
- [12] (**Projet SMM du GdR-ME²MS**), E. Semail, F. Meibody-Tabar, M. F. Benkhoris, H. Razik, M. Pietrzak-David, E. Monmasson, A. Bouscayrol, B. Davat, Ph. Delarue, B. de Fornel, J. P. Hautier, J. P. Louis, S. Piefederici, « Représentations SMM de machines polyphasées », European Physics Journal - Applied Physics, vol. 10, no. 2, May 2000, pp-131-147.
- [13] **R. Peña-Eguiluz**, « Commande algorithmique d'un système mono-onduleur Bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire », Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, novembre 2002.
- [14] **D. Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug**, « Study and simulation of space vector PWM control of double-star induction motors », IEEE-CIEP, Acapulco, Mexico, pp. 42-47, October 2000.
- [15] **E. Merabet**, « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile ». Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Juin 2008.
- [16] **H. Razik**, « Modelling of double star induction motor for diagnosis purpose ». Electric Machines and Drives Conférence, 2003. IEMDC'03. IEEE International. Vol. 2, pp. 907-912, 2003.
- [17] **D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug**, « Space Vector PWM Techniques for Dual Three-Phase AC Machine: Analysis, Performance Evaluation and DSP Implementation». IEEE transactions on industry applications, Vol. 42, pp. 1112-1122, 2006.

- [18] **K. Marouani, F. Khouchal, A. Khelouil, L. Baghli, D. Hadiouche**, « Study and Simulation of Direct Torque Control of Double-Star Induction Motor Drive ». In IEEE. pp. 1233– 1238, EPE-PEMC 2006, Portoroz, Slovenia.
- [19] **E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, H. A. Toliyat**, « A Novel Concept of a Multiphase, Multimotor Vector Controlled Drive System Supplied From a Single Voltage Source Inverter ». IEEE transactions on power electronics, vol. 19, no. 2, MARCH 2004.
- [20] **K. Marouani, L. Baghli, D. Hadiouche, A. Kheloui, A. Rezzoug**, « Discontinuous SVPWM Techniques for Double Star Induction Motor Drive Control », In IEEE. pp. 902– 907, 2006.
- [21] **E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic**, « Even-phase multi-motor vector controlled drive with single inverter supply and series connection of stator windings », IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 150, No. 5, September 2003.
- [22] **M. J. Duran, F. J. Barrero, S. L. Toral, E. Levi**, « Multi-Dimensional Space Vector Pulse Width Modulation Scheme for Five-Phase Series-Connected Two-Motor Drives », In IEEE. pp. 1208– 1214, 2007.
- [23] **M. F. Mimouni, R. dhifaoui**, « Robust speed identification for speed sensorless vector control of current-fed double-star induction machine », The 7th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2000. ICECS 2000 Volume 2, 2000 Page(s):809 - 813 vol.2
- [24] **M. A. Shamsi-Nejad, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar**, « The study of double-star synchronous machine in normal mode and the control strategy in degraded mode », In IEEE. pp. 5057– 5062, 2006.
- [25] **E. Levi, S. N. Vukosavic, M. Jones**, « Vector control schemes for series-connected sixphase two-motor drive systems », IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 152, No. 2, March 2005.
- [26] **G. K. Singh**, « Multi-phase induction machine drive research—a survey ». Electric Power Systems Research 61 (2002) 139–147.
- [27] **G. K. Singh, V. Pant, Y. P. Singh**, « Voltage source inverter driven multi-phase induction machine ». Computers and Electrical Engineering, 29 (2003) 813–834.

- [28] **E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, H. A. Toliyat**, « Operating Principles of a Novel Multiphase Multimotor Vector-Controlled Drive ». IEEE transactions on energy conversion, vol. 19, no. 3, SEPTEMBER 2004.
- [29] **P. E. VIDAL**, « Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double Alimentation ». Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, ENSEEIHT TOULOUSE, décembre 2004.
- [30] **A. Boubakir, R. Bouzid, Y. Sellami, C. Boubakir, N. Ikhlef**, « loi de commande par mode de glissement avec une surface de glissement non linéaire appliqué au système hydraulique a reservoirs couplés », 4th international conference on computer integrated Manufacturing CIP'2007, Algerie, November 2007.
- [31] **Y. Harbouche, L. Khenttache, R. Abdessamed**, « Sliding mode control of the Double Fed Asynchronous machine Applied by Current Sources », Asian Journal of information Technology 6(3): 362-368 Medwell Journals, 2007.
- [32] **H. Amimeur**, « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement », Mémoire de Magister de l'Université El-Hadj Lakhdar de Batna, Algérie, Mai 2008.
- [33] **M. Abid, Y. Ramdani, A. Meroufel**, « Speed sliding mode control of sensorless induction machine », Journal of ELECTRICAL ENGINEERING, Vol.57, NO.1, 2006, 47-51.
- [34] **E. Nechadi, M. N. Harmas, A. Ferhat-Hamida, K. Zehar**, « Stabilisation d'un Système Electro-énergétique par Contrôleur Flou en Mode Glissant », 3rd International Conference: Science of Electronics, Technologies of Information and Telecommunication, March 27-31, 2005-TUNISIA.
- [35] **K. J. Kim, J. B. Park, Y. H. Choi**, « Chattering Free Sliding Mode Control », SICE-ICASE International Joint Conference 2006 Oct. 18-21, 2006 in Bexco, Busan, Korea.
- [36] **C. C. D. Wit**, « Commande des moteurs asynchrones. 2 – optimisation, discrétisation et observateurs », Hermès Science Publications, Paris, 2000.
- [37] **L. Baghli**, « Contribution a la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincare de Nancy I, France, Janvier 1999.

- [38] **F. Nollet**, « lois de commande par modes glissants du moteur pas a pas ». Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lille et l'Universite des Sciences et Technologies de Lille, France, decembre 2006.
- [39] **R. Ouiguini, R. Bouzid, Y. Sellami**, « Une commande robuste par mode glissant flou Appliquée à la poursuite de trajectoire d'un robot mobile non holonome ». CISTEMA'2003, algerie 2003.
- [40] **I. K. Bousserhane, A. Hazzab, P. Sicard, M. Rahli, B. Mazari, M. Kamli**, « Fuzzy Sliding Mode Based on Indirect Field Orientation for Induction Motor Drive », In IEEE. pp. 537–542.2006.
- [41] **A. Kechich, B. Mazari**, « La commande par mode glissant : application à la machine synchrone à aimants permanents (approche linéaire) », Afrique SCIENCE 03(2), (2007) 169 – 185.
- [42] **S. N. Vukosavic, M. Jones, E. Levi, J. Varga**, « Rotor flux oriented control of à symmetrical six-phase induction machine », Electric Power Systems Research 75 (2005) 142–152.
- [43] **Y. W. Zhan'an, W. J. Yang, R. Pei**, « Speed Regulation of Induction Motor Using Sliding Mode Control Scheme », In IEEE. pp. 72– 76.2006.
- [44] **M. A. Fnaiech, F. Betin, F. Fnaiech, G. A. Capolino**, « Sliding Mode Control for Dual Three-phase Induction Motor Drives », IEEE ISIE 2006, July 9-12, 2006, Montreal, Quebec, Canada.
- [45] **N. Madani, M. F. Benkhoris, C. Millet, R. Le Doeuff**, « Sliding Mode Contrôle Of SVPWM Inverters Double Star Asynchronous Machine drive ». In IEEE. pp. 146– 151.2004.
- [46] **G. Keltoum**, « Sliding Mode Contrôle Of Stator Currents of the Induction Motor ». Int. J. Elec. Power Eng, 2(5): 283-287, 2008.
- [47] **N. M. Noaman**, « Speed Control for IFOC Induction Machine with Robust Sliding Mode Controller ». Asian J. Sci. Res, 1(4): 324-337, 2008.
- [48] **A. G. Aissaoui, H. Abid, M. Abid, A. Tahour, H. Abid**, « position control of synchronous machine using sliding mode techniques, istanbul university–journal of electrical & electronics engineering », 2(7): 471 – 480, 2007.

- [49] **M. A. Fellani, D. E. Abaid**, « Sliding-Mode Control of Synchronous Reluctance Motor », PWASET volume 36 december 2008 ISSN 2070-3740.
- [50] **N. Madani, C. Millet, M. F. Benkhoris R. Le Doeuff**, « PWM Inverters and Double Star Asynchronous Machine drive– Sliding mode solution», IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, 6-10 Nov. 2006 Page(s):850 – 855.
- [51] **J. Moerschell**, « réglage par mode de glissement du couple de moteurs asynchrones ». Thèse de Doctorat de l’Ecole polytechnique fédérale de Lausanne, EPFL, 1993.
- [52] **R. Kianinezhad, B. N. Mobarakeh, L. Baghli, F. Betin, G. A. Capolino**, « Modeling and Control of Six-Phase Symmetrical Induction Machine Under Fault Condition Due to Open Phases ». IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 55, NO. 5, MAY 2008
- [53] **A. Hijazi**, « Etude de la commande d’un dispositif de stockage d’énergie par supercondensateurs». JCGE’08 LYON, 16 et 17 décembre 2008.

Résumé : Les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Nous nous proposons d'en étudier un exemple courant, la machine asynchrone double étoile. L'étude s'articule sur la modélisation, la commande en vitesse de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en régime normal, ainsi qu'une étude sur son fonctionnement en régime dégradé, lorsqu'une ou plusieurs phases sont déconnectées de l'alimentation. La transformation de Park permet d'obtenir un modèle de la machine. Ensuite une commande en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement est abordée. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer la robustesse de cette technique de commande. En présence de défauts conduisant à la déconnexion de l'alimentation d'une ou plusieurs phases, de fortes ondulations de couple apparaissent. Deux méthodes, basées sur la modification de la forme de courant d'une ou plusieurs phases actives ont été proposées. Enfin des résultats de simulations montrent que la machine asynchrone double étoile peut fonctionner en régime dégradé.

Mots clés- Machine asynchrone double stator, onduleur de tension, Commande par mode de glissement, régime dégradé.

Abstract : Multiphase machines are increasingly used because of their advantages in better reliability and supply division. We propose to study a common example of these machines, the dual stator induction machine. The study is articulated on modeling, the speed control of a double star asynchronous machine supplied by two voltage source inverters in normal mode, as well as a study on its operation in degraded mode when one or more phases are disconnected from the supply. The transformation of Park allows obtain a model of the machine. Then an control in cascade of the speed and rotor flow by sliding mode controle are approached. Simulation results are presented to show the robustness of this technical control. When faults occur, leading to the disconnection of phases from the supply, torque ondulations appear. Tow methods, based on the current waveform modification of one or more than one active phases are proposed. . Finally simulations results show that the doubles star asynchronous machine can work in degraded mode.

Keywords- Double Stator Asynchronous Machine, Voltage source inverters, sliding mode contról, degraded régime.

خلاصة : الآلات المتعددة الأطوار تستخدم بصورة متزايدة لأسباب من الموثوقية و لتجزئة القوة، نقترح لدراسة الأمثلة الشائعة لهذه الآلات ، والتعريف المزدوج الموالي لآلة. الدراسة تتوقف على النمذجة ، ومراقبة سرعة MASD مدعوم من قبل اثنين من العاكسون من مصدر التيار الكهربائي في الوضع العادي ، ودراسة عن نظام التشغيل المتدهور عند واحد أو أكثر من مراحل تكون مفصولا عن العرض. تحول بارك يقدم نمودجا للآلة. ثم السيطرة على سلسلة من سرعة تدفق والدوار من انزلاق الوضع يتم مناقشتها. وترد نتائج المحاكاة لإظهار مدى متانة هذا التحكم التقني. في وجود عيوب مما أدى إلى انقطاع الكهرباء في واحدة أو أكثر من مراحل ، وارتفاع تموج عزم الدوران تظهر أساليب عدة ، على أساس تعديل الموجي الحالي من واحد أو أكثر المراحل نشاطا وقد اقترحت أخيرا. نتائج المحاكاة تبين أن آلة ضعف نجمة التعريفي يمكن أن تعمل في الهنظومة المتدهورة.

المصطلحات - آلة النجم المزدوج غير المتزامن، عاكس الجهد، مراقبة انزلاق الوضع، وضع المتدهور.