
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



Université de Batna



Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electrotechnique

Mémoire de Magister en Electrotechnique

Option : Maîtrise des Energies

Présenté par : **Elkheir Merabet**

Thème :

*Commande Floue Adaptative d'une
Machine Asynchrone Double Etoile*

Soutenue le : 04 /06 / 2008

Devant le Jury

NOMS et PRENOMS	GRADE	UNIVERSITE	QUALITE
Farid NACERI	Professeur	Batna	Président
Rachid ABDESSEMED	Professeur	Batna	Rapporteur
Abdelhamid BENAKCHA	MC	Biskra	Examineur
Fatima Zohra KADID	MC	Batna	Examineur
Sofiane TAIBI	MC	Batna	Examineur

Remerciements

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mon encadreur monsieur Rachid Abdessemed professeur de l'Université de Batna et directeur du laboratoire de recherche, pour son aide sans réserve et ses conseils précieux.

Je tiens également à remercier messieurs les membres du jury : Dr. F. NACERI, Dr. A. BENAKCHA, Dr. F. Z. KADID et S. TAIBI pour avoir acceptés d'évaluer mon travail.

Je remercie aussi tous les enseignants du département d'Electrotechnique.

Dédicace

Je dédie ce modeste mémoire à mes parents.
A mes chères sœurs, à mes chers frères.
A mon cher encadreur M. Rachid Abdessemed.
A mes amis.

Table des matières

Table des matières	i
Symboles & Abréviations	iv
Introduction Générale	1
1 Etat de l'Art	3
1.1 Introduction	3
1.2 Histoire des Machines Electriques	4
1.3 Classification des Machines Electriques	5
1.4 Caractéristiques des Machines Multiphasées	5
1.4.1 Machines multi-phasées de type 1	6
1.4.2 Machines multi-phasées de type 2	7
1.5 Applications des Machines Multiphasées	8
1.6 Avantages des Machines Multiphasées	9
1.6.1 Segmentation de puissance	9
1.6.2 La fiabilité	9
1.6.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques	9
1.7 Inconvénients des Machines Multiphasées	10
1.8 Conclusion	11
2 Modélisation de la Machine Asynchrone Double Etoile	12
2.1 Introduction	12
2.2 Description de la MASDE	13
2.3 Hypothèses Simplificatrices d'Etude	14
2.4 Modèle Naturel de la MASDE	14
2.4.1 Equations des tensions	15
2.4.2 Equations des flux	15
2.4.3 Equation mécanique	16
2.5 Modélisation de la Machine	17
2.5.1 Introduction	17
2.5.2 Modèle de PARK	17
2.5.3 Application de la transformation de PARK à la MASDE	18

2.6	Choix du Référentiel	21
2.6.1	Référentiel lié au stator	22
2.6.2	Référentiel lié au rotor	22
2.6.3	Référentiel lié au champ tournant	22
2.7	Modèle de la Machine	22
2.7.1	Mise sous forme d'équation d'état	22
2.8	Simulation Numérique	25
2.8.1	Premier cas : fonctionnement à vide	25
2.8.2	Deuxième cas : fonctionnement en charge	26
2.8.3	Interprétations des résultats	28
2.9	Modélisation de l'Alimentation de la MASDE	29
2.9.1	Introduction	29
2.9.2	Modélisation de l'onduleur à commande MLI	29
2.10	Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension	31
2.10.1	Résultats de simulation	32
2.10.2	Interprétations des résultats	33
2.11	Conclusion	33
3	Commande Vectorielle	34
3.1	Introduction	34
3.2	Origines de la Commande Vectorielle	34
3.3	Principe de la Commande Vectorielle	35
3.3.1	Procède d'orientation du flux	35
3.4	Méthodes de la Commande Vectorielle	36
3.4.1	Méthode directe	36
3.4.2	Méthode indirecte	36
3.5	Régulation de la Vitesse par la Méthode Indirecte	37
3.5.1	Synthèse des régulateurs PI	38
3.5.2	Régulateur de vitesse	39
3.5.3	Bloc de défluxage	39
3.5.4	Résultats et Interprétations	41
3.6	Régulation de la Vitesse par la Méthode Directe	44
3.6.1	Estimateur du flux	45
3.6.2	Régulateur du flux	45
3.6.3	Simulation et interprétations des résultats	46
3.7	Test de Robustesse	50
3.8	Conclusion	51
4	Commande Floue Adaptative	52
4.1	Introduction	52
4.2	Structure Générale de la Commande Floue Adaptative à Modèle de Référence	53
4.2.1	Principe du mécanisme d'adaptation	53
4.2.2	Le régulateur flou	54
4.3	Application de la Commande Floue Adaptative pour Régler la Vitesse de la MASDE	55
4.3.1	Description de la commande floue adaptative à modèle de référence	56

4.3.2	Régulateur flou	57
4.3.3	Analyse de la stabilité	59
4.3.4	Amélioration du régulateur à structure variable	61
4.4	Simulation de la Commande Floue Adaptative à la MASDE	61
4.4.1	Interprétations des résultats	66
4.5	Test de Robustesse	67
4.5.1	Interprétations des résultats	69
4.6	Conclusion	69
5	Etude et Analyse de la Génératrice Asynchrone Double Etoile	70
5.1	Introduction	70
5.2	Les Machines Electriques utilisées dans les Systèmes Eoliens	71
5.3	Description du Système	72
5.4	Phénomène d'Auto-amorçage	73
5.5	Modélisation Mathématique du Système	73
5.5.1	Modélisation du moteur d'entraînement	73
5.5.2	Modélisation de la génératrice asynchrone double étoile	74
5.5.3	Modélisation de l'auto-amorçage	76
5.5.4	Modélisation des charges	77
5.6	Mise sous forme d'Equation d'Etat	78
5.7	Simulation et Discussion des Résultats	80
5.7.1	Fonctionnement à vide	80
5.7.2	Fonctionnement en charge purement résistive	83
5.7.3	Fonctionnement en charge inductive	88
5.7.4	Influence des capacités sur la tension et la fréquence	91
5.7.5	Influence de la vitesse d'entraînement sur la tension et la fréquence	93
5.7.6	Compensation série	94
5.8	Conclusion	99
	Conclusion Générale	100
A	Paramètres de Moteur Asynchrone Double Etoile	102
B	Paramètres de la Génératrice Asynchrone Double Etoile	103
	Bibliographie	104

Symboles & Abréviations

MASDE	Machine ASynchrone Double Etoile.
GASDE	Génératrice ASynchrone Double Etoile.
nph	Nombres de phases.
i	Le courant.
v	La tension.
$s1, s2, r$	Les indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor.
$as1, bs1, cs1$	Les indices correspondants aux trois phases du stator 1.
$as2, bs2, cs2$	Les indices correspondants aux trois phases du stator 2.
ar, br, cr	Les indices correspondants aux trois phases du rotor.
R_{s1}, R_{s2}, R_r	La résistances statoriques et rotorique.
L_{s1}, L_{s2}, L_r	Les inductance propres des étoiles statoriques et du rotorique.
L_{ms}	L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
L_{mr}	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.
M_{sr}	L'inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.
C_{em}	Le couple électromagnétique.
C_r	Le couple résistant.
K_f	Le coefficient de frottement.
J	Le moment d'inertie.
MLI	La Modulation de la Largeur d'Impulsion.
d, q	Les axes directs et quadratiques du repère de PARK.
θ_m, Ω_m	La position et la vitesse mécanique du rotor.
ω_r	La pulsation électrique rotorique.
ω_s	La pulsation électrique statorique.
ω_{coord}	La vitesse angulaire des axes (d, q).
ω_{gl}	La pulsation électrique de glissement.
PI	Le régulateur Proportionnel-Intégral.
k_p, k_i	Paramètres du régulateur PI.
FOC	Field Oriented Control.
DFOC	Direct Field Oriented Control.
ϕ_r	Le flux rotorique.
$\hat{\phi}_{rest}$	Le flux rotorique estimé.

x^*	Grandeur de référence (vitesse, tension, courant, etc.).
S	L'opérateur de Laplace.
N, N^*, N_{rm}	La vitesse de rotation, de référence et du modèle de référence en <i>tr/min</i> .
MCC	Machine à Courant Continu.
U_f, U_a	Les tensions d'alimentation du moteur MCC.
MRAC	Model Reference Adaptive Control.
a_{2m}, b_m	Les paramètres du modèle de référence.
FLC	Fuzzy Logic Controller.
FLC (T-S)	Le régulateur flou de Takagi-Sugeno.
V	Fonction de Lyapunov.
C_{em}^{op}	La commande optimale.
γ	Le coefficient de réglage de régulateur FLC (T-S).
θ_{rm}, Ω_{rm}	La position et la vitesse du modèle de référence.
$k_s, \sigma, \bar{\zeta}$	Les paramètres de régulateur à structure variable.
$a_i(i=1, 2, 3, 4, 5)$	Les paramètres de régulateur FLC (T-S).
u_s	La commande de régulateur à structure variable.
u_f	La commande de régulateur FLC (T-S).
L_m	L'inductance de magnétisation.
L_1, L_2	Les inductances des charges.
R_1, R_2	Les résistances des charges.
C_1, C_2	Les capacités d'auto-amorçage.
I_m	Le courant de magnétisation de la GASDE.
C_{se1}, C_{se2}	Les capacités de compensation série.
C_{emG}	Le couple électromagnétique de la génératrice.
i_{aL1}, i_{aL2}	Courants des charges connectées aux étoiles de la GASDE.

Introduction Générale

ACTUELLEMENT, les machines à courant alternatif occupent une place importante dans la production de l'énergie électrique et les entraînements électriques. Ces machines ont remplacé les machines à courant continu, grâce à leur simplicité de construction.

Les machines asynchrones sont utilisées beaucoup plus en moteur, et les machines synchrones en générateur. Cependant durant ces dernières années, les recherches dans le domaine des énergies renouvelables ont conduit à l'introduction des machines asynchrones comme générateur, pour leurs avantages, notamment en ce qui concerne l'absence du collecteur mécanique.

La croissance de la consommation d'énergie électrique et les applications électriques de forte puissance, ont conduit à utiliser les machines multi-phasées (dont le nombre de phases est supérieur à trois) pour segmenter la puissance. En plus de cet avantage, les machines multiphasées présentent plusieurs autres avantages tel que la segmentation de puissance sans augmenter les courants par phase et la minimisation des pertes fer. A travers ces avantages, la machine multiphasée est utilisée dans plusieurs applications surtout dans le domaine des fortes puissances, entre autre, dans la production éolienne d'énergie électrique.

Cependant, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur : la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique sa commande.

Les techniques de commandes modernes conduisent à une commande des machines asynchrones comparable à celle de la machine à courant continu. Parmi ces techniques, on trouve la commande directe du couple, la commande par retour d'état, la commande vectorielle et la commande adaptative. Ces techniques utilisent des régulateurs aussi bien classiques que modernes qui rendent les commandes citées précédemment robustes.

Actuellement les chercheurs s'intéressent de plus en plus à l'étude, l'analyse et la commande des machines multiphasées, en particulier, la machine asynchrone double étoile qui nécessite une double alimentation triphasée statorique.

Notre objectif est d'étudier et de modéliser la machine asynchrone double étoile afin de lui appliquer les techniques de commande, particulièrement la commande vectorielle et la commande floue adaptative utilisant des régulateurs classique et flou d'une part, et d'autre part de voir ses performances en régime génératrice.

Dans ce contexte, ce mémoire est scindé en cinq chapitres :

On a vu la nécessité de consacrer le premier chapitre à quelques généralités concernant les machines multiphasées (les caractéristiques, l'utilisation, les avantages et les inconvénients).

La modélisation de la MASDE qui a été le premier pas pour appliquer une commande, fait l'objet du deuxième chapitre. La modélisation de l'alimentation de la MASDE présentée par deux onduleurs de tension à commande MLI est aussi l'objet de ce même chapitre.

Le troisième chapitre est consacré à la commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile, par ces deux méthodes directe et indirecte. On utilise les régulateurs classiques PI pour régler la vitesse indépendamment de la charge appliquée et les courants diphasés.

Pour voir d'autres performances de la machine asynchrone double étoile, on appliquera la commande adaptative directe utilisant le régulateur flou (T-S) pour régler la vitesse de la MASDE ; ceci est l'objectif du quatrième chapitre.

Le cinquième chapitre sera consacré à l'étude du fonctionnement de la MASDE en générateur et aux caractéristiques de la GASDE lors du changement des charges connectées aux étoiles, des capacités d'auto-amorçage et de la vitesse d'entraînement.

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

Etat de l'Art

1.1 Introduction

L'ÉNERGIE est une grandeur caractérisant un système et exprimant sa capacité à modifier l'état d'autres systèmes. L'énergie se manifeste sous de nombreuses formes (énergie électrique, mécanique, cinétique, etc.). La conservation de l'énergie de l'univers implique que celle-ci n'est ni perdue ni créée. En revanche, si on considère un système contenu dans l'univers, si ce système perd de l'énergie, cette énergie perdue se retrouve dans un ou plusieurs autres systèmes, sous la même forme ou sous d'autres formes. Cette propriété fondamentale de l'énergie, permet à l'Homme de la capter, parfois de la stocker et de la convertir en une forme plus appropriée à son utilisation. Par exemple, l'énergie cinétique de l'eau est transformée en énergie électrique grâce aux centrales hydrauliques.

La grande source d'énergie dans le monde est le soleil qui envoie l'énergie à travers les rayons. Aujourd'hui plusieurs capteurs sont conçus pour capter les différentes formes d'énergies du soleil et les transformer en énergies plus appropriées à l'utilisation humaine. Parmi elles, on peut citer l'énergie solaire (photovoltaïque et thermique), les énergies de biomasse et l'énergie éolienne, etc. Ces énergies sont connues sous le terme, d'énergies renouvelables.

Les énergies renouvelables présentent actuellement des solutions pour répondre à la crise énergétique mondiale d'une part, et d'autre part pour diminuer l'émission des gaz à effet de serre qui provient des énergies fossiles. Parmi ces énergies on trouve l'énergie éolienne (énergie de vent), celle-ci est basée sur la conversion de l'énergie cinétique du vent en énergie électrique, les principaux composants constituant le système éolien sont : les pales, le multiplicateur, le mât et la machine électrique.

Nous nous intéressons dans cette étude aux machines électriques qui font la grande partie de la conversion d'énergie cinétique du vent en énergie électrique, plus particulièrement les machines asynchrones multiphasées. Les machines électriques ont connu un

développement remarquables depuis la première réalisation du moteur jusqu'à nos jours.

1.2 Histoire des Machines Electriques

Ce bref rappel historique des machines électriques est introduit en détail dans [Ber95] [Phi76].

En 1821 l'Anglais Michael Faraday réalise le premier moteur électromagnétique.

L'année suivante Peter Barlow lui adjoint une roue dentée.

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

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

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

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

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

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

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

En 1888 Nikola Tesla déposa une quantité de brevets pour tout son système polyphasé (transformateurs, générateurs moteur synchrones et asynchrones, etc.). Dans ces années, une lutte entre Edison et Tesla est apparue au sujet du choix du courant continu ou alternatif pour la production, l'utilisation et donc la consommation de l'énergie électrique.

On remarque sur ce brève historique que les chercheurs ainsi que les ingénieurs n'ont pas cessé d'améliorer, de développer et d'inventer d'autres machines, qui ont satisfait les besoins de plusieurs applications industrielles et domestiques, ce que a donné lieu à de nombreuses machines allant de "micro machines" aux "giga machines".

Les possibilités de conditionnement de l'énergie électrique, qu'offre l'électronique de puissance, ont non seulement permis de modifier considérablement les conditions de fonctionnement des machines conventionnelles à courant continu et à courant alternatif, mais elles ont également conduit au développement de nouvelles classes de machines comme par exemple les machines à courant continu du type *brushless* (sans balais), etc.

Ces machines peuvent être classées de plusieurs manières.

1.3 Classification des Machines Electriques

La classification des machines peut se faire de plusieurs manières :

- Par la façon d'alimenter ou de délivrer le courant/tension ;
- Par la construction.

Par leur type d'alimentation

- Machines à Courant Continu ;
 - Machines à courant continu soit série, parallèle ou compound.
- Machines à Courant Alternatif.
 - Machines synchrones ;
 - Machines asynchrones.

Par leur construction

- Machines sans collecteur ;
 - Machines asynchrones ;
 - Machine synchrone à aimants permanents.
- Machines avec collecteur.
 - Machines à courant continu ;
 - Machines synchrones.

De plus, les machines multiphasées (dont le nombre de phases est supérieurs à trois) sont apparues dans les années 1920 pour la segmentation de puissances des alternateurs, dont les caractéristiques sont présentées ci-dessous [Had06].

1.4 Caractéristiques des Machines Multiphasées

Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator (les phases statoriques), on discerne deux types de machines multiphasées ; celles dont le nombre de phases est multiple de trois et l'autre type [Kli83] [Sin02].

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 $\alpha = 0^\circ$ a des caractéristiques différentes de celle 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 :

$$nph_\alpha = \frac{180^\circ}{\alpha} \quad (1.1)$$

1.4.1 Machines multi-phasées de type 1

Les machines multi-étoiles sont des machines dont le nombre de phases est un multiple de trois (TAB. 1.1). $nph = 3\eta$ ($\eta = 1, 2, 3, \dots$)

TAB. 1.1 – Machines multiphasées de type 1, [Kli83].

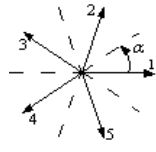
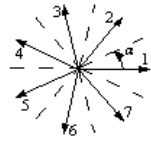
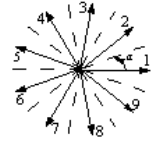
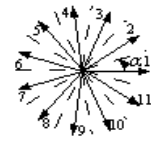
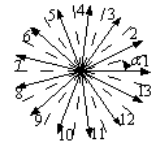
Nombre de phases (nph)	Nombre équivalent de phases nph_α	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
3	3	60°	
6	3	60°	
6	6	30°	
9	9	20°	
12	6	30°	

1.4.2 Machines multi-phasées de type 2

Toutes les machines dont le nombre de phases statoriques (nph) est un nombre impair sont groupées dans les machines multiphasées de type 2, voir le tableau (TAB. 1.2). α représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, alors les phases sont régulièrement décalées de $2\pi/nph = 2\alpha$. Donc on a toujours :

$$nph = nph_{\alpha} = \frac{180^{\circ}}{\alpha} \quad (1.2)$$

TAB. 1.2 – Machines multiphasées de type 2, [Kli83] [Had01].

Nombre de phases (nph)	Nombre équivalent de phases nph_{α}	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
5	5	36°	
7	7	25,7°	
9	9	20°	
11	11	16,3°	
13	13	13,8°	

1.5 Applications des Machines Multiphasées

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc. (FIG. 1.1).

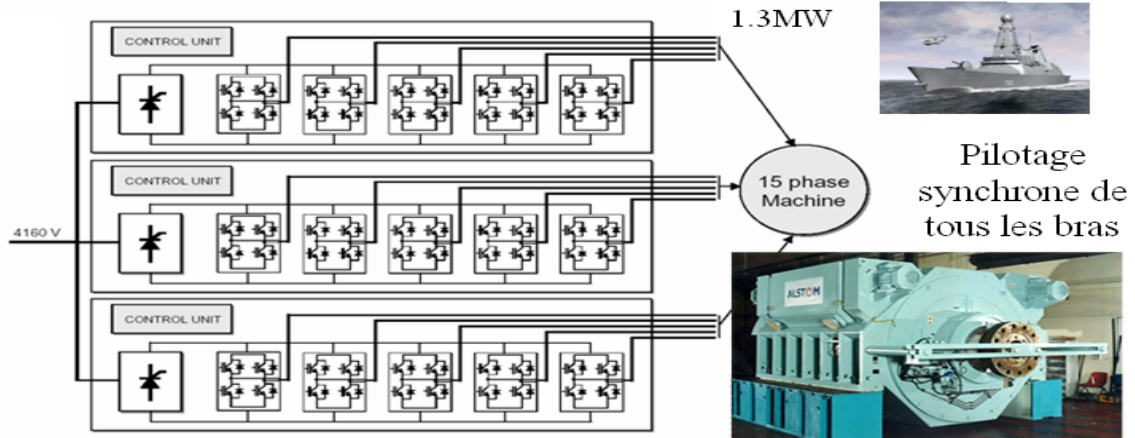


FIG. 1.1 – Exemple d’application d’une machine synchrone de 15 phases, [Eri05].

Une autre application concerne l’utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l’énergie éolienne : la machine double étoile génère de l’énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux (FIG. 1.2).

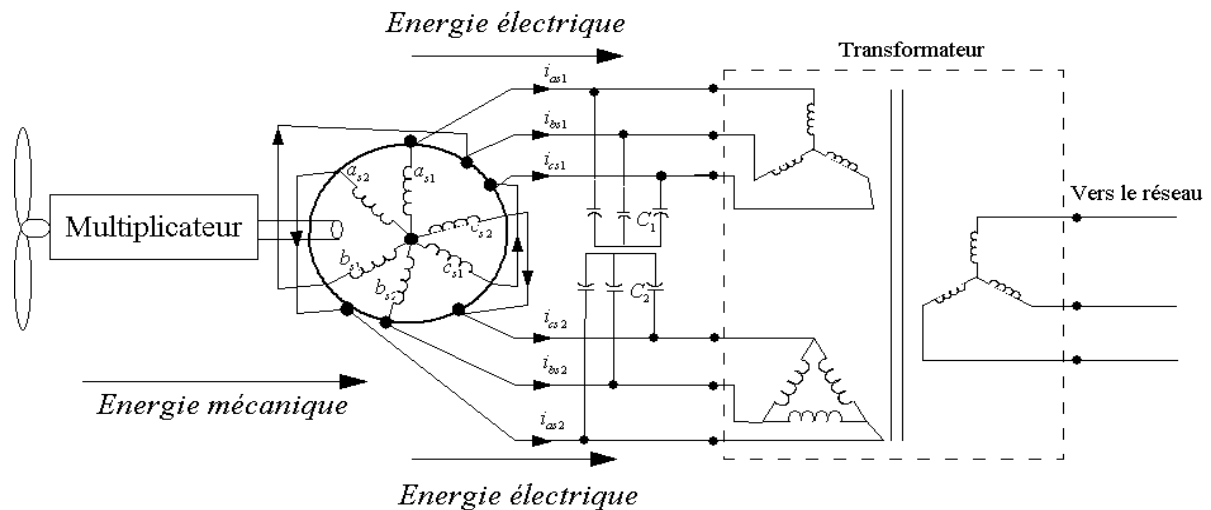


FIG. 1.2 – Exemple d’application d’une machine asynchrone de 6 phases.

1.6 Avantages des Machines Multiphasées

Les machines multiphasées sont plus avantageuse 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.

1.6.1 Segmentation de puissance

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

La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multiphasées, que l'on met le plus en avant de nos jours.

1.6.2 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 $(nph - 3)$ 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.

1.6.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Pour pouvoir comparer les harmoniques du couple électromagnétique on considère deux machines l'une conventiennelle et l'autre double étoile alimentées par des tensions non sinusoïdales.

L'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamentale est principalement créée par des harmoniques cinq et sept de temps. Ces harmoniques existent dans la machine triphasée, par contre dans la machine double étoile, ils sont naturellement éliminés.

Par simulation de ces deux machines, on voit l'ocsillation du couple électromagnétique de la machine double étoile est plus faible que celle de la machine triphasée (FIG. 1.3) et (FIG. 1.4).

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

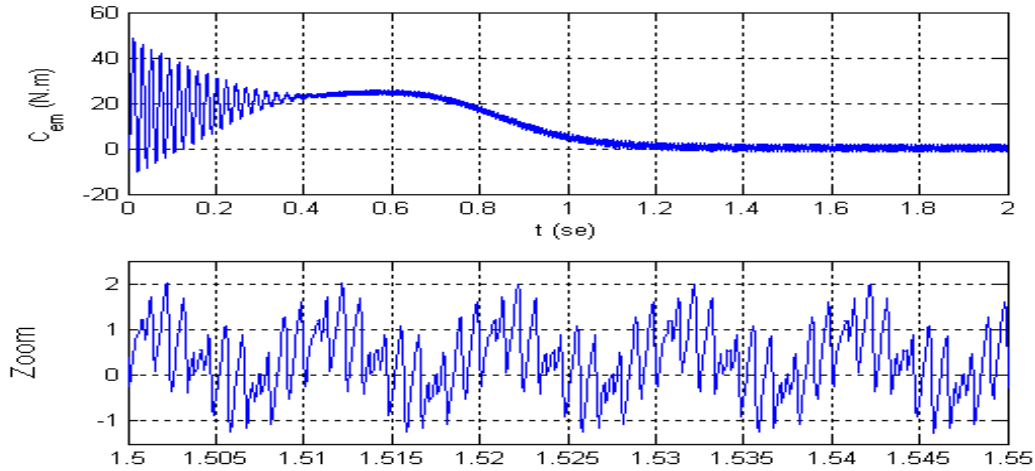


FIG. 1.3 – Couple électromagnétique d'une machine asynchrone double étoile.

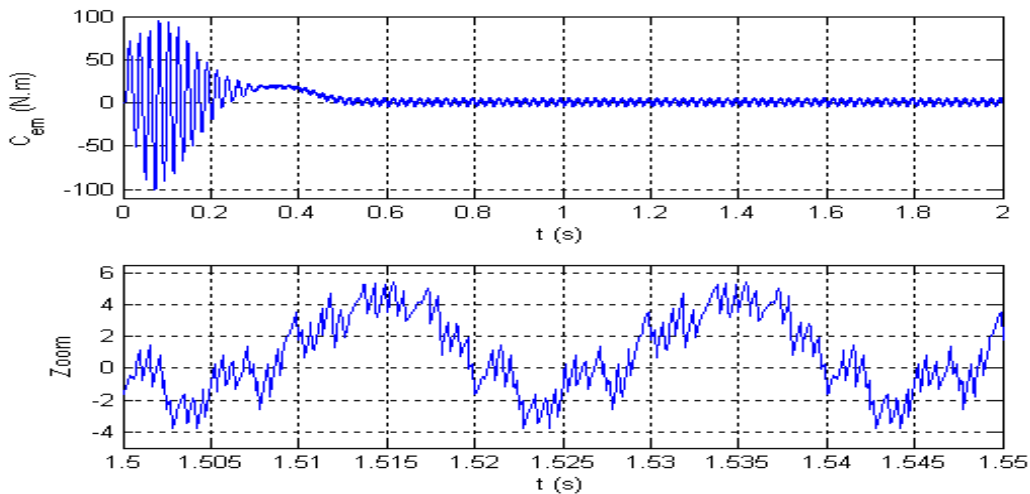


FIG. 1.4 – Couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée.

1.7 Inconvénients des Machines Multiphasées

Le coût : le nombre d'éléments semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine.

Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté pour les machines multiphasées de type 2, puisque les

méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à nombre de phases impaires tel que (5 phases, 7 phases, etc.).

1.8 Conclusion

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

Modélisation de la Machine Asynchrone Double Etoile

2.1 Introduction

A modélisation d'un système quelconque est indispensable pour l'étude et la maîtrise L de son fonctionnement d'une part, d'autre part lorsqu'on souhaite lui appliquer une commande particulière.

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

Ainsi, la modélisation permet de guider les développements par une quantification des phénomènes. En outre elle est d'un apport précieux en permettant d'une part, de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part, de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale.

L'étude de la modélisation des machines électriques présente un grand intérêt en raison des impératifs techniques et économiques, conduit à concevoir et à exploiter le matériel au voisinage de leurs limites technologiques.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Le modèle de la machine asynchrone double étoile est un système de dix équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. L'utilisation des changements convenables des variables, permet de détourner cette difficulté et d'obtenir

un modèle facilement exploitable.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone à double étoile (MASDE) basée sur la résolution des équations régissant son fonctionnement en régime dynamique, ainsi que la modélisation du système d'alimentation.

2.2 Description de la MASDE

La machine asynchrone double étoile comporte dans le stator deux systèmes de bobinages triphasés décalés entre eux d'un angle électrique α (dans cette modélisation on prend $\alpha = 30^\circ$) et un rotor soit bobiné soit à cage d'écureuil. Pour simplifier l'étude, nous considérons les circuits électriques du rotor comme équivalents à un enroulement triphasé en court-circuit.

La (FIG. 2.1) donne la position des axes d'enroulement des neuf phases constituant la machine. Six phases pour le stator et trois phases pour le rotor.

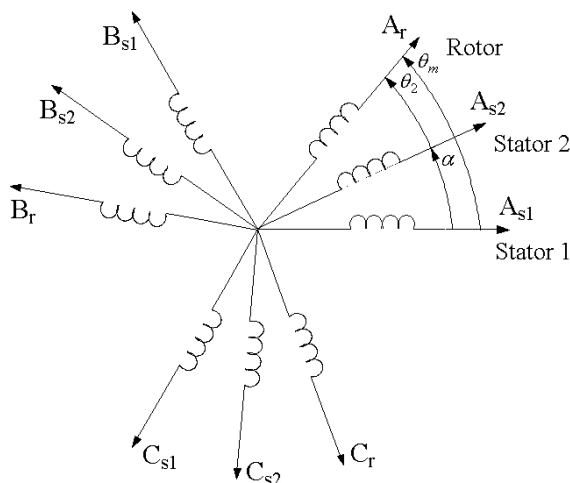


FIG. 2.1 – Représentation des enroulements de la MASDE.

On notera par l'indice $s1$ pour les grandeurs relatives à la première étoile (stator 1) et par l'indice $s2$ pour celles relatives à la deuxième étoile (stator 2).

Les phases de la première étoile A_{s1} , B_{s1} , C_{s1} et les phases de la deuxième étoile prennent A_{s2} , B_{s2} , C_{s2} , les phases rotoriques sont notées par A_r , B_r , C_r .

L'angle de décalage entre les deux étoiles est α . θ_m exprime la position du rotor (phase A_r) par rapport à l'étoile 1 (phase A_{s1}). θ_2 la position du rotor par rapport à l'étoile 2, ces angles sont définis par les équations suivantes :

$$\theta_m = \Omega_m t + \theta_0 \quad (2.1)$$

$$\theta_2 = \theta_m - \alpha \quad (2.2)$$

avec, Ω_m : la vitesse mécanique du rotor, θ_0 : la position initiale du rotor par rapport au l'étoile 1.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré des courants entraînant la création d'un champ tournant dans le long de l'entrefer.

Le rapport $g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$ est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator.

La pulsation des courants rotoriques est alors $\omega_r = g\omega_s$.

La relation de la vitesse mécanique du rotor Ω_m en fonction de la vitesse de synchronisme ω_s et du nombre de paires de pôles p de la machine est exprimée comme suit :

$$\Omega_m = (1 - g) \frac{\omega_s}{p} \quad (2.3)$$

2.3 Hypothèses Simplificatrices d'Etude

Avant de commencer la modélisation de la machine, on prend quelques hypothèses simplificatrices pour faciliter quelques difficultés concernant le comportement de la machine à étudier. Ces hypothèses sont données par [Had00] [Raz03] :

- Le fonctionnement de la machine est supposé sans saturation du circuit magnétique et on néglige l'effets d'hystérésis ;
- La construction de la machine est supposée homogène c'est-à-dire ; la longueur de l'entrefer est constante ;
- Nous admettons de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale ;
- On admettra que les deux enroulements triphasés statoriques sont équilibrés et identiques.

2.4 Modèle Naturel de la MASDE

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et la notation des vecteurs des grandeurs tension, courant et flux, on peut écrire pour :

Les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont :

Pour l'étoile 1

$$\begin{cases} [V_{s1}] = [v_{as1} \ v_{bs1} \ v_{cs1}]^T \\ [I_{s1}] = [i_{as1} \ i_{bs1} \ i_{cs1}]^T \\ [\Phi_{s1}] = [\phi_{as1} \ \phi_{bs1} \ \phi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (2.4)$$

Pour l'étoile 2

$$\begin{cases} [V_{s2}] = [v_{as2} \ v_{bs2} \ v_{cs2}]^T \\ [I_{s2}] = [i_{as2} \ i_{bs2} \ i_{cs2}]^T \\ [\Phi_{s2}] = [\phi_{as2} \ \phi_{bs2} \ \phi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (2.5)$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux rotoriques sont :

$$\begin{cases} [V_r] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^T \\ [I_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T \\ [\Phi_r] = [\phi_{ar} \ \phi_{br} \ \phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (2.6)$$

2.4.1 Equations des tensions

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

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s1}] \quad (2.7)$$

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s2}] \quad (2.8)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (2.9)$$

2.4.2 Equations des flux

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

$$[\Phi_{s1}] = [L_{s1,s1}][I_{s1}] + [M_{s1,s2}][I_{s2}] + [M_{s1,r}][I_r] \quad (2.10)$$

$$[\Phi_{s2}] = [M_{s2,s1}][I_{s1}] + [L_{s2,s2}][I_{s2}] + [M_{s2,r}][I_r] \quad (2.11)$$

$$[\Phi_r] = [M_{r,s1}][I_{s1}] + [M_{r,s2}][I_{s2}] + [L_{r,r}][I_r] \quad (2.12)$$

où :

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

$$\begin{cases} [R_{s1}] = R_{s1}[ID]_{3 \times 3} \\ [R_{s2}] = R_{s2}[ID]_{3 \times 3} \\ [R_r] = R_r[ID]_{3 \times 3} \end{cases} \quad (2.13)$$

avec :

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

R_{s1} : la résistance d'une phase de la 1^{ere} étoile ;

R_{s2} : la résistance d'une phase de la 2^{eme} étoile ;

R_r : la résistance d'une phase du rotor.

Les sous matrices des inductances dans les équations (2.10), (2.11) et (2.12) sont exprimées comme suit :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$[M_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$[M_{s1,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + 2\pi/3) & \cos(\theta_m + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_m + 4\pi/3) & \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_m + 2\pi/3) & \cos(\theta_m + 4\pi/3) & \cos(\theta_m) \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$[M_{s2,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + 2\pi/3) & \cos(\theta_2 + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_2 + 4\pi/3) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_2 + 2\pi/3) & \cos(\theta_2 + 4\pi/3) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T; [M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T; [M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T.$$

avec :

L_{s1} : l'inductance propre de la 1^{er} étoile ;

L_{s2} : l'inductance propre de la 2^{eme} étoile ;

L_r : l'inductance propre d'une phase du rotor ;

L_{ms} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique ;

L_{mr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique ;

M_{sr} : la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

2.4.3 Equation mécanique

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

$$\frac{d}{dt}\Omega_m = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r - K_f\Omega_m) \quad (2.20)$$

$$\frac{d}{dt}\theta_m = \Omega_m \quad (2.21)$$

avec :

J : le moment d'inertie de la machine ;

C_{em} : le couple électromagnétique ;

C_r : le couple résistant (couple de la charge) ;

K_f : le coefficient de frottement.

Couple électromagnétique

L'expression du couple électromagnétique est obtenue par la dérivation de la coénergie [Had01] :

$$C_{em} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} [I_{s1}]^T \\ [I_{s2}]^T \\ [I_r]^T \end{bmatrix} \left\{ \frac{\delta}{\delta\theta_m} \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [M_{s1,s2}] & [M_{s1,r}] \\ [M_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [M_{s2,r}] \\ [M_{r,s1}] & [M_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

D'après les sous matrices des inductances, on trouve que les sous matrices suivantes $[M_{s1,r}]$, $[M_{s2,r}]$, $[M_{s1,r}]$ et $[M_{s2,r}]$ dépendent de θ_m ce qui donne une expression du couple électromagnétique plus simple que l'équation (2.22).

$$C_{em} = [I_{s1}]^T \frac{\delta}{\delta\theta_m} \{ [M_{s1,r}] [I_r] \} + [I_{s2}]^T \frac{\delta}{\delta\theta_m} \{ [M_{s2,r}] [I_r] \} \quad (2.23)$$

Les équations (2.7), (2.8), (2.9), (2.10), (2.11), (2.12), (2.20), (2.21) et (2.23), forment le modèle électromagnétique complet de la MASDE dans le système réel, en tenant compte des hypothèses simplificatrices précitées.

2.5 Modélisation de la Machine

2.5.1 Introduction

Le modèle de la MASDE établi précédemment ne nous permet pas d'étudier les régimes transitoires de la MASDE, cette partie fait l'objet d'étudier ces régimes. Plusieurs modèles ont été écrit dans ce contexte. On cite, le modèle avec l'utilisation des composantes symétriques [Kli83], de la théorie du vecteur d'espace [Eri00] et du modèle de PARK [Pan99].

Ces modèles ont pour objet de réduire le modèle naturel en un modèle simple qui traduit le fonctionnement de la machine. Dans cette étude on applique le modèle de PARK.

2.5.2 Modèle de Park

Le modèle de PARK est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) à un système équivalent biphasé d'axes (d, q) créant la même force magnétomotrice.

Une seconde transformation de PARK est appelée la transformation de PARK modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé à celui du biphasé ou inversement [Abd97].

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonale au plan (od, oq) . La (FIG. 2.2) représente la transformation d'un système triphasé à un système biphasé.

Dans la transformation algébrique, on utilise la matrice suivante pour le passage du système triphasé au système biphasé (2.24) et pour le passage inverse on utilise (2.25).

$$[A_p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & \cos(\vartheta + 2\pi/3) & \cos(\vartheta + 4\pi/3) \\ -\sin(\vartheta) & -\sin(\vartheta + 2\pi/3) & -\sin(\vartheta + 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

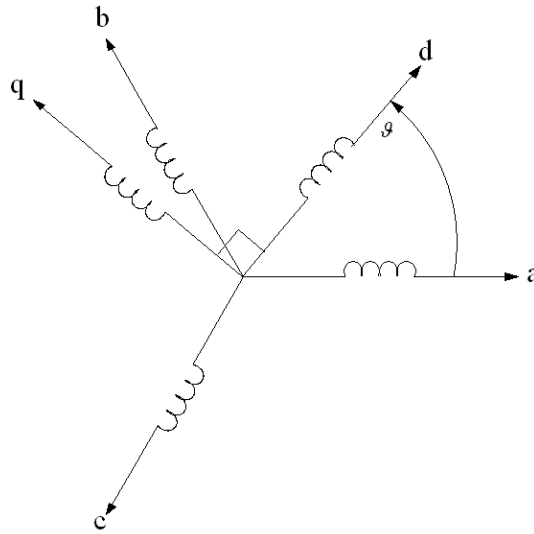


FIG. 2.2 – Transformation de PARK.

$$[A_p^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta) & -\sin(\vartheta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\vartheta + 2\pi/3) & -\sin(\vartheta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\vartheta + 4\pi/3) & -\sin(\vartheta + 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

$$[G_{dqo}] = [A_p][G_{abc}] \quad (2.26)$$

$$[G_{abc}] = [A_p^{-1}][G_{dqo}] \quad (2.27)$$

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

2.5.3 Application de la transformation de Park à la MASDE

Equations des tensions

Par l'application de cette transformation aux systèmes d'équations de tensions (2.7), (2.8) et (2.9), on obtient :

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{coor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds1} \\ \phi_{qs1} \\ \phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d(\theta_{coor} - \alpha)}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds2} \\ \phi_{qs2} \\ \phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Pour le rotor :

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

$$\begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \\ v_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{rcoor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{or} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

avec :

θ_{coor} : l'angle constitué par les axes A_{s1} , d .

$\theta_{rcoor} = \theta_{coor} - \theta_m$: l'angle constitué par les axes A_r , d (FIG. 2.3);

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

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

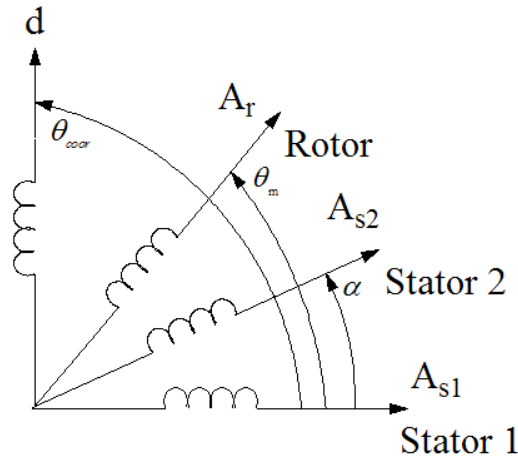


FIG. 2.3 – Représentation des axes en transformation de PARK.

Sous forme d'équations :

$$\begin{aligned} v_{ds1} &= R_s i_{ds1} + \frac{d}{dt} \phi_{ds1} - \omega_{coor} \phi_{qs1} \\ v_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \frac{d}{dt} \phi_{qs1} + \omega_{coor} \phi_{ds1} \\ v_{ds2} &= R_s i_{ds2} + \frac{d}{dt} \phi_{ds2} - \omega_{coor} \phi_{qs2} \\ v_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \frac{d}{dt} \phi_{qs2} + \omega_{coor} \phi_{ds2} \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_{coor} - \omega_r) \phi_{dr} \end{aligned} \quad (2.31)$$

Equations des flux

Comme pour l'application de transformation de PARK sur les équations des tensions, on applique cette transformation sur les équations des flux, on obtient :

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds1} &= L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{dr} \\
 \phi_{qs1} &= L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr} \\
 \phi_{ds2} &= L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{dr} \\
 \phi_{qs2} &= L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr} \\
 \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{ds2} \\
 \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qs2}
 \end{aligned} \tag{2.32}$$

on a :

$$\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{mr} = \frac{3}{2}M_{sr} = L_m \tag{2.33}$$

L_m : l'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.
 Le système d'équations (2.32) est réécrit comme suit :

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds1} &= L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \phi_{qs1} &= L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\
 \phi_{ds2} &= L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \phi_{qs2} &= L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\
 \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})
 \end{aligned} \tag{2.34}$$

avec :

$L_{s1} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 1 ;

$L_{s2} + L_m$: l'inductance propre cyclique de l'étoile 2 ;

$L_r + L_m$: l'inductance propre cyclique du rotor.

Equation mécanique

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

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 :

$$P_{abs} = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \tag{2.35}$$

ce qui donne

$$P_{abs} = v_{as1}i_{as1} + v_{bs1}i_{bs1} + v_{cs1}i_{cs1} + v_{as2}i_{as2} + v_{bs2}i_{bs2} + v_{cs2}i_{cs2} \tag{2.36}$$

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

$$P_{abs} = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} \quad (2.37)$$

On remplace les tensions et les courants d'axes (d , q) dans le système d'équations (2.37) par leurs expressions dans l'équation (2.31), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante :

$$\begin{aligned} P_{abs} = & \underbrace{R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2}_{\text{terme 1}} \\ & + \underbrace{\omega_{coor}(\phi_{ds1}i_{qs1} - \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs2}i_{ds2})}_{\text{terme 2}} \\ & + \underbrace{\frac{d\phi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\phi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\phi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\phi_{qs2}}{dt}i_{qs2}}_{\text{terme 3}} \end{aligned} \quad (2.38)$$

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

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

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

$$P_{em} = \Omega_s C_{em}$$

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

On a dans l'expression de la puissance absorbée (2.38) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique.

$$P_{em} = \omega_{coor}(\phi_{ds1}i_{qs1} - \phi_{qs1}i_{ds1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs2}i_{ds2}) \quad (2.39)$$

D'après l'équation (2.39) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$C_{em} = p(\phi_{ds1}i_{qs1} + \phi_{ds2}i_{qs2} - \phi_{qs1}i_{ds1} - \phi_{qs2}i_{ds2}) \quad (2.40)$$

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

2.6 Choix du Référentiel

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d , q) [Abd97].

2.6.1 Référentiel lié au stator

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{\text{coor}} = 0$). Dans ce cas, la phase A_{s1} et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel.

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

2.6.2 Référentiel lié au rotor

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

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.

2.6.3 Référentiel lié au champ tournant

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

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.

2.7 Modèle de la Machine

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

$$\begin{aligned}
 v_{ds1} &= R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\phi_{ds1} - \omega_s\phi_{qs1} \\
 v_{qs1} &= R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\phi_{qs1} + \omega_s\phi_{ds1} \\
 v_{ds2} &= R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\phi_{ds2} - \omega_s\phi_{qs2} \\
 v_{qs2} &= R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\phi_{qs2} + \omega_s\phi_{ds2} \\
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r)\phi_{qr} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r)\phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{2.41}$$

2.7.1 Mise sous forme d'équation d'état

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

$$\phi_m = \sqrt{\phi_{md}^2 + \phi_{mq}^2} \tag{2.42}$$

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

$$\begin{aligned}\phi_{md} &= L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{mq} &= L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})\end{aligned}\tag{2.43}$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (2.43) dans le système d'équations (2.34), on obtient :

$$\begin{aligned}\phi_{ds1} &= L_{s1}i_{ds1} + \phi_{md} \\ \phi_{qs1} &= L_{s1}i_{qs1} + \phi_{mq} \\ \phi_{ds2} &= L_{s2}i_{ds2} + \phi_{md} \\ \phi_{qs2} &= L_{s2}i_{qs2} + \phi_{mq} \\ \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + \phi_{md} \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + \phi_{mq}\end{aligned}\tag{2.44}$$

A partir de l'équation (2.44) on tire :

$$\begin{aligned}i_{ds1} &= (\phi_{ds1} - \phi_{md})/L_{s1} \\ i_{qs1} &= (\phi_{qs1} - \phi_{mq})/L_{s1} \\ i_{ds2} &= (\phi_{ds2} - \phi_{md})/L_{s2} \\ i_{qs2} &= (\phi_{qs2} - \phi_{mq})/L_{s2} \\ i_{dr} &= (\phi_{dr} - \phi_{md})/L_r \\ i_{qr} &= (\phi_{qr} - \phi_{mq})/L_r\end{aligned}\tag{2.45}$$

En remplaçant les courants du système d'équations (2.45) par leur expression dans le système d'équations (2.41), on aura :

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\phi_{ds1} &= v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s\phi_{qs1} \\ \frac{d}{dt}\phi_{qs1} &= v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\phi_{qs1} - \phi_{mq}) - \omega_s\phi_{ds1} \\ \frac{d}{dt}\phi_{ds2} &= v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\phi_{ds2} - \phi_{md}) + \omega_s\phi_{qs2} \\ \frac{d}{dt}\phi_{qs2} &= v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\phi_{qs2} - \phi_{mq}) - \omega_s\phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt}\phi_{dr} &= -\frac{R_r}{L_r}(\phi_{dr} - \phi_{md}) + \omega_{gl}\phi_{qr} \\ \frac{d}{dt}\phi_{qr} &= -\frac{R_r}{L_r}(\phi_{qr} - \phi_{mq}) - \omega_{gl}\phi_{dr}\end{aligned}\tag{2.46}$$

avec :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r.$$

A partir de l'équation (2.34), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}\phi_{md} &= L_a(\phi_{ds1}/L_{s1} + \phi_{ds2}/L_{s2} + \phi_{dr}/L_r) \\ \phi_{mq} &= L_a(\phi_{qs1}/L_{s1} + \phi_{qs2}/L_{s2} + \phi_{qr}/L_r)\end{aligned}\quad (2.47)$$

où :

$$L_a = \frac{1}{(1/L_{s1}) + (1/L_{s2}) + (1/L_r) + (1/L_m)} \quad (2.48)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (2.34) dans (2.40), on obtient :

$$C_{em} = pL_m[(i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}] \quad (2.49)$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique dans le système d'équations (2.34). On considère les flux rotoriques suivants :

$$\begin{aligned}\phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})\end{aligned}\quad (2.50)$$

Les courants rotoriques sont :

$$\begin{aligned}i_{dr} &= \frac{1}{L_m + L_r}[\phi_{dr} - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} &= \frac{1}{L_m + L_r}[\phi_{qr} - L_m(i_{qs1} + i_{qs2})]\end{aligned}\quad (2.51)$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'expression (2.49), on aura :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\phi_{qr}] \quad (2.52)$$

D'après le remplacement des expressions des flux magnétisants (ϕ_{md} , ϕ_{mq}) dans (2.46) et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équations :

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt}\phi_{ds1} &= v_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}}\phi_{ds1} + \omega_s\phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}}\phi_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s1}L_r}\phi_{dr} \\ \frac{d}{dt}\phi_{qs1} &= v_{qs1} - \omega_s\phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1}L_{s1}}\phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_{s1}L_{s2}}\phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s1}L_r}\phi_{qr} \\ \frac{d}{dt}\phi_{ds2} &= v_{ds2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}}\phi_{ds1} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}}\phi_{ds2} + \omega_s\phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_r}\phi_{dr} \\ \frac{d}{dt}\phi_{qs2} &= v_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_{s1}}\phi_{qs1} - \omega_s\phi_{ds2} + \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2}L_{s2}}\phi_{qs2} + \frac{L_a}{T_{s2}L_r}\phi_{qr} \\ \frac{d}{dt}\phi_{dr} &= \frac{L_a}{T_rL_{s1}}\phi_{ds1} + \frac{L_a}{T_rL_{s2}}\phi_{ds2} + \frac{L_a - L_r}{T_rL_r}\phi_{dr} + \omega_{gl}\phi_{qr} \\ \frac{d}{dt}\phi_{qr} &= \frac{L_a}{T_rL_{s1}}\phi_{qs1} + \frac{L_a}{T_rL_{s2}}\phi_{qs2} - \omega_{gl}\phi_{dr} + \frac{L_a - L_r}{T_rL_r}\phi_{qr}\end{aligned}\quad (2.53)$$

En metttant le système d'équations (2.53) sous forme d'équations d'état.

$$\dot{X} = AX + BU \quad (2.54)$$

avec :

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

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

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

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s1} L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} L_r} & 0 \\ -\omega_s & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} L_r} \\ \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} & 0 & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} & \omega_s & \frac{L_a}{T_{s2} L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a}{T_{s2} L_{s1}} & -\omega_s & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2} L_r} \\ \frac{L_a}{T_r L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_r L_{s2}} & 0 & \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & \frac{L_a}{T_r L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_r L_{s2}} & -\omega_{gl} & \frac{L_a - L_r}{T_r L_r} \end{bmatrix} \quad (2.55)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

avec :

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

$T_{s2} = \frac{L_{s2}}{R_{s2}}$: constante de temps statorique de la deuxième étoile ;

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

2.8 Simulation Numérique

La résolution numérique des équations différentielles (2.53), (2.20) et (2.52) a été faite à l'aide d'une programmation sous l'environnement MATLAB.

Les paramètres de la machine utilisée (les deux étoiles sont indiquées). Annexe (A).

L'étude des performances de la machine alimentée directement par un réseau triphasé a été faite pour deux cas : à vide et en charge.

2.8.1 Premier cas : fonctionnement à vide

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors d'un fonctionnement à vide $C_r = 0$.

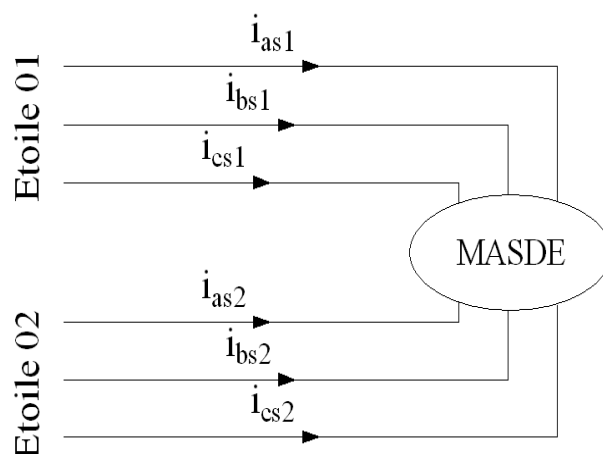
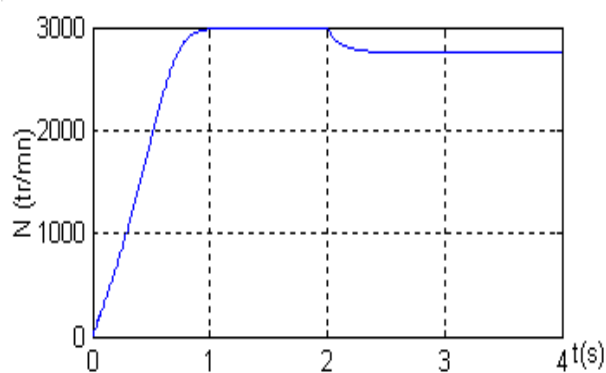
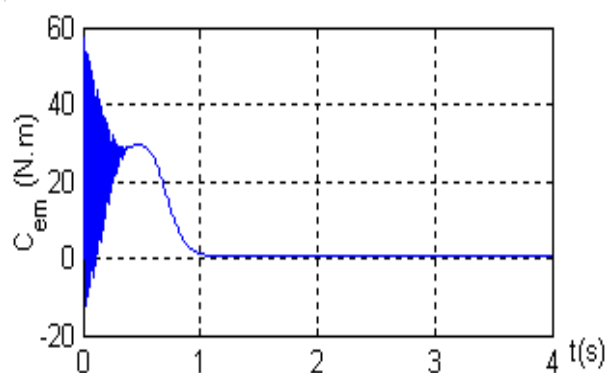
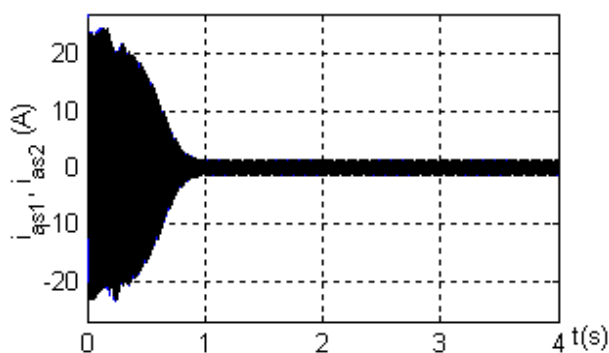
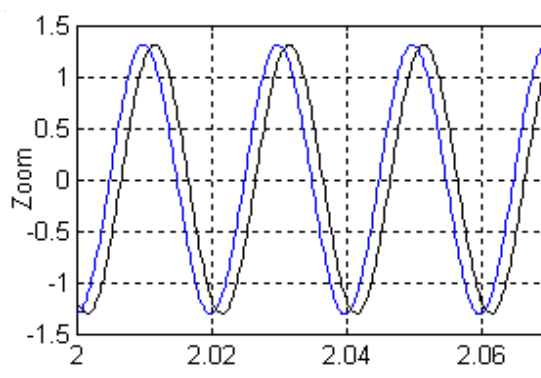


FIG. 2.4 – L'alimentation directe de la MASDE.

(a) La vitesse N (tr/min).(b) Le couple électromagnétique C_{em} ($N.m$).(c) Les courants statoriques i_{as1} et i_{as2} (A).(d) Zoom i_{as1} et i_{as2} (A).

2.8.2 Deuxième cas : fonctionnement en charge

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors de l'application d'une charge $C_r = 14 N.m$ à partir de l'instant $t = 2s$. Cette charge correspond au fonctionnement nominal de la machine.

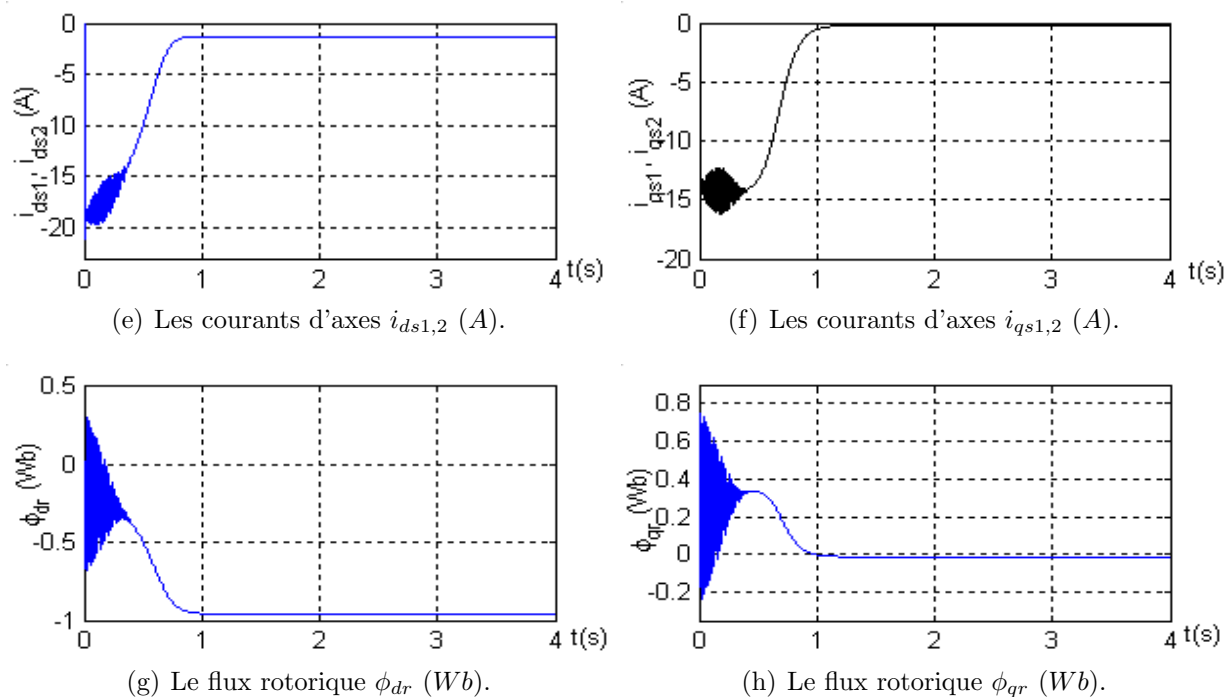
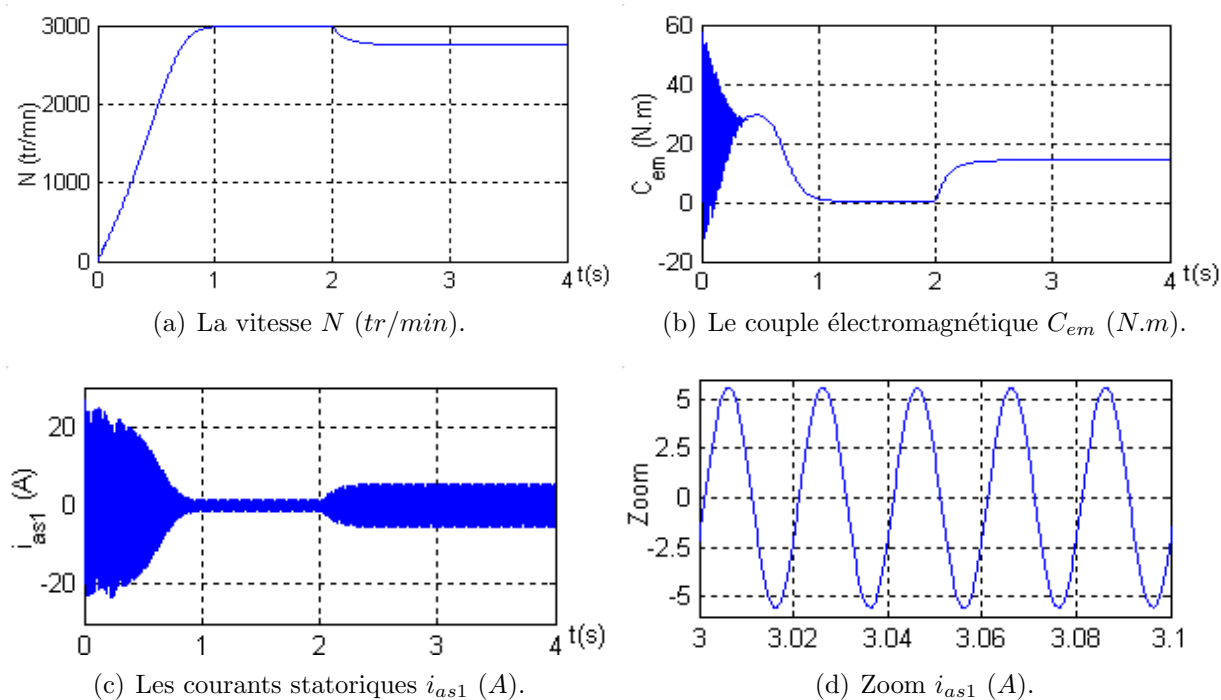


FIG. 2.5 – Performances de la MASDE à vide.



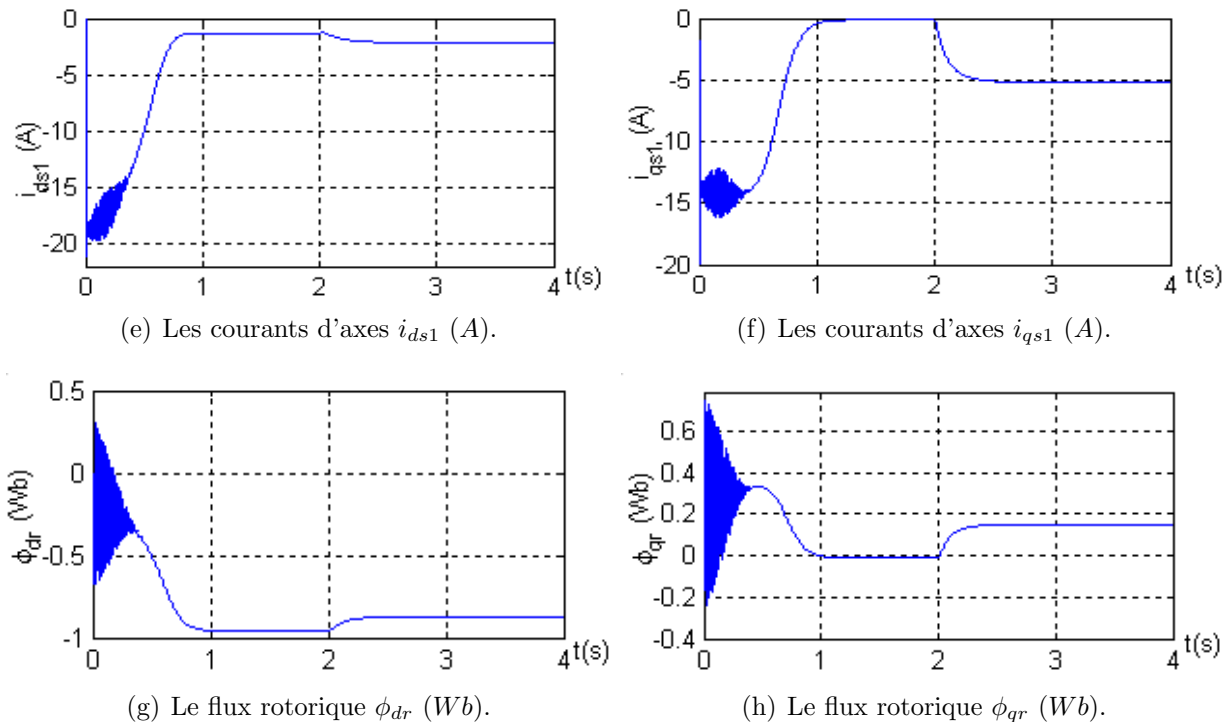


FIG. 2.6 – Performances de la MASDE en charge.

2.8.3 Interprétations des résultats

A vide

Les performances de la conduite de la machine asynchrone double étoile en fonctionnement à vide montrent que :

La vitesse de rotation se stabilise presque à 3000 tr/min après un régime transitoire d'environ 1 s (FIG. 2.5(a)).

Le couple électromagnétique présente au démarrage, un pic de 57 N.m et des oscillations, après ce régime le couple compense les pertes par frottement. La machine produit un couple de 0.31 N.m (FIG. 2.5(b)).

Les courants statoriques i_{as1} et i_{as2} ont une forme sinusoïdale et de même amplitude (les deux étoiles de stator ont les mêmes paramètres $R_{s1} = R_{s2}$ etc.). Dans le régime transitoire, la machine consomme des courants très importants, leur amplitude atteint la valeur $i_{as1} = i_{as2} = 25 \text{ A}$. Après le régime transitoire, les courants statoriques diminuent pour atteindre la valeur crête de 1.3 A d'amplitude (FIG. 2.5(c)), (FIG. 2.5(d)).

Les deux courants d'axe d ont la même forme (les deux étoiles sont identiques). Ces courants sont de signe négatif et se stabilise à la valeur -1.3 A (FIG. 2.5(e)).

Même chose pour les deux courants d'axe q , sauf que la valeur de courant en régime établi est presque nulle (FIG. 2.5(f)).

Le flux ϕ_{dr} a des oscillations dans la zone négative et se stabilise à la valeur -0.96 Wb (FIG. 2.5(g)), par contre le flux ϕ_{qr} a des oscillations presque dans la zone positive et tend vers une valeur nulle dans le régime établi (FIG. 2.5(h)).

En charge

En appliquant une charge à l’instant $t = 2 \text{ s}$.

On constate les mêmes performances qu’au démarrage.

La vitesse du rotation chute jusqu’à atteindre la valeur $N = 2753 \text{ tr/min}$ vitesse nominale (FIG. 2.6(a)).

Le couple électromagnétique compense le couple de charge et bien sûr les pertes par frottement. Il atteint une valeur constante de 14.28 N.m (FIG. 2.6(b)).

Le courant de l’étoile 1 i_{as1} atteint au démarrage la même valeur qu’en fonctionnement à vide; à l’insertion de la charge, le courant augmente et atteint une valeur crête 5.6 A (FIG. 2.6(c)), (FIG. 2.6(d)).

Les courants d’axes i_{ds1} et i_{qs1} à l’instant $t = 2 \text{ s}$ augmentent. Le courant i_{ds1} atteint la valeur -2.13 A , alors que i_{qs1} atteint la valeur -5.18 A (FIG. 2.6(e)), (FIG. 2.6(f)).

Le flux ϕ_{dr} lors de l’application de la charge, diminue de 0.96 Wb à 0.87 Wb en valeur absolu (FIG. 2.6(g)), alors que le flux ϕ_{qr} augmente de 0 Wb à 0.15 Wb (FIG. 2.6(h)).

Pour maintenir la vitesse de rotation constante indépendamment de la charge appliquée, on applique une commande particulière.

Le réglage de la vitesse du rotor de la MASDE se réalise logiquement par une action simultanée sur la fréquence et sur la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens à cette action, il faut disposer d’une source d’alimentation capable de délivrer une tension d’amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée.

2.9 Modélisation de l’Alimentation de la MASDE

2.9.1 Introduction

Les développements dans le domaine de l’électronique de puissance, soit au niveau des éléments semi-conducteurs, soit au niveau des convertisseurs statiques, permettent la réalisation d’organes de commande avec des puissances de sortie élevées et facilement commandables [Han91].

2.9.2 Modélisation de l’onduleur à commande MLI

Les onduleurs deviennent de plus en plus importants dans le domaine de l’électronique de puissance. Les entraînements électriques à vitesse variable font également de plus en plus appel aux onduleurs.

L’onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation. Pour les puissances élevées, on utilise les transistors ou les thyristors GTO surtout dans le domaine des entraînements électriques à vitesse variable; pour les puissances moins élevées on utilise les transistors à commutation.

Pour alimenter la MASDE, on utilise deux onduleurs triphasés symétriques (FIG. 2.7).

Pour modéliser l’onduleur (FIG. 2.7), on doit distinguer d’une part les tensions de branches v_{10} , v_{20} et v_{30} mesurées par rapport à la borne $(-)$ de la tension continue E , la tension d’entrée de l’onduleur. D’autres part, il y a les tensions de phases v_a , v_b et v_c mesurées par rapport au neutre N . Ces dernières sont formées par une charge triphasée symétrique, (les enroulements statoriques étoile 1 de la MASDE par exemple).

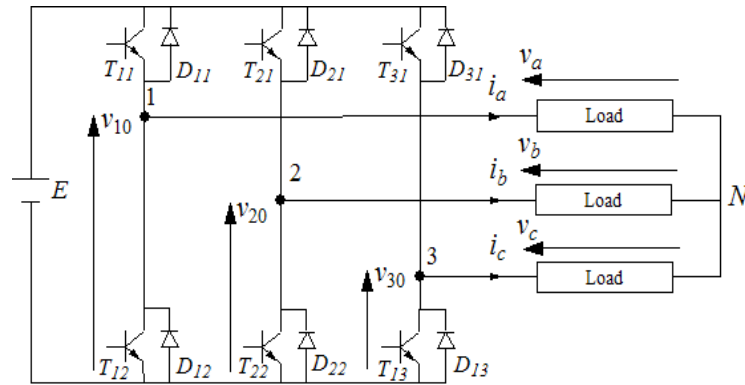


FIG. 2.7 – Schéma de principe de l'onduleur triphasé.

Chaque interrupteur (transistor + diode) (FIG. 2.7), (K_{ij} $i = 1, 2$ ou 3 $j = 1$ ou 2), supposé idéalisé. On peut établir les relations :

$$\begin{aligned} v_{10} - v_a + v_b - v_{20} &= 0 \\ v_{10} - v_a + v_c - v_{30} &= 0 \end{aligned} \quad (2.57)$$

En additionnant ces équations, on obtient :

$$2v_{10} - 2v_a + v_b + v_c - v_{20} - v_{30} = 0 \quad (2.58)$$

Dans une charge triphasée symétrique avec le point neutre la somme des courants i_a , i_b et i_c doit être nulle. Même chose pour les tensions des phases. Il existe donc la condition $v_a + v_b + v_c = 0$.

Dans (2.58), on peut remplacer $v_b + v_c$ par $-v_a$ et on tire.

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{1}{3}(2v_{10} - v_{20} - v_{30}) \\ v_b &= \frac{1}{3}(-v_{10} + 2v_{20} - v_{30}) \\ v_c &= \frac{1}{3}(-v_{10} - v_{20} + 2v_{30}) \end{aligned} \quad (2.59)$$

Selon la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs K_{ij} les tensions de branche v_{j0} peuvent être égales à E ou à 0 . On introduit d'autres variables f_{11} , f_{21} et f_{31} qui prennent 1 (fermée) ou 0 (bloquée) pour les interrupteur K_{i1} respectivement. L'équation (2.59) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{21} \\ f_{31} \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

Stratégie de commande

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

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

$$\begin{aligned} v_{ks1ref} &= V_m \sin[2\pi ft - 2(j-1)\pi/3] && \text{pour l'onduleur 1} \\ v_{ks2ref} &= V_m \sin[2\pi ft - 2(j-1)\pi/3 - \alpha] && \text{pour l'onduleur 2} \end{aligned} \quad (2.61)$$

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

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$v_p(t) = \begin{cases} V_{pm}[4\frac{t}{T_p} - 1] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm}[-4\frac{t}{T_p} + 3] & \text{si } \frac{T_p}{2} < t \leq T_p \end{cases} \quad (2.62)$$

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

L'indice de modulation "m" est égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f}$);

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

La technique MLI est basée sur la comparaison des signaux de références avec la porteuse, pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors selon l'algorithme suivant :

Pour l'onduleur N°1

$$\begin{aligned} \text{Si } v_{as1ref} &\geq v_p(t) & f_{11} &= 1 & \text{sinon } & f_{11} &= 0 \\ \text{Si } v_{bs1ref} &\geq v_p(t) & f_{21} &= 1 & \text{sinon } & f_{21} &= 0 \\ \text{Si } v_{cs1ref} &\geq v_p(t) & f_{31} &= 1 & \text{sinon } & f_{31} &= 0 \end{aligned} \quad (2.63)$$

Pour l'onduleur N°2

$$\begin{aligned} \text{Si } v_{as2ref} &\geq v_p(t) & f_{12} &= 1 & \text{sinon } & f_{12} &= 0 \\ \text{Si } v_{bs2ref} &\geq v_p(t) & f_{22} &= 1 & \text{sinon } & f_{22} &= 0 \\ \text{Si } v_{cs2ref} &\geq v_p(t) & f_{32} &= 1 & \text{sinon } & f_{32} &= 0 \end{aligned} \quad (2.64)$$

2.10 Alimentation de la MASDE par deux Onduleurs de Tension

La (FIG. 2.8) représente l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension triphasés à commande MLI, les tensions de référence sont purement sinusoïdales.

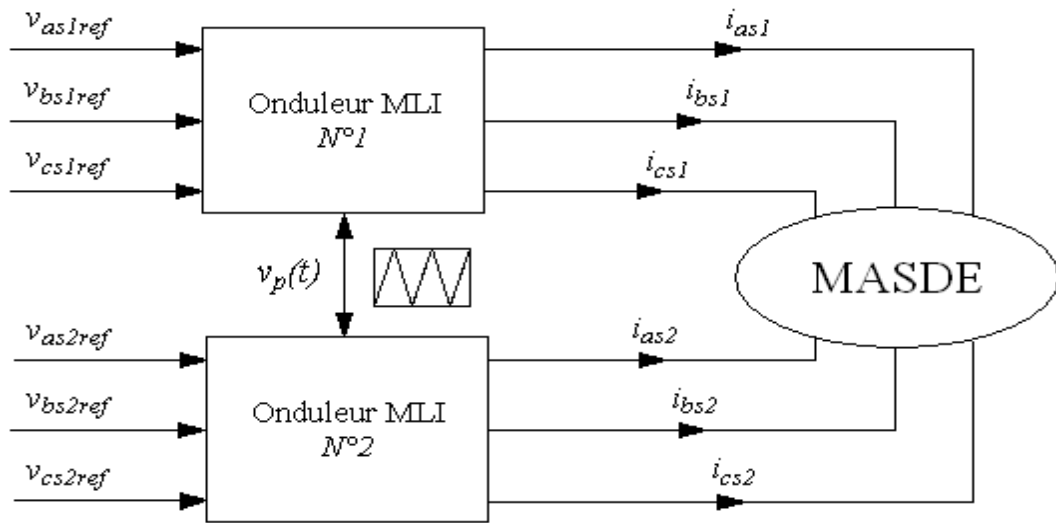
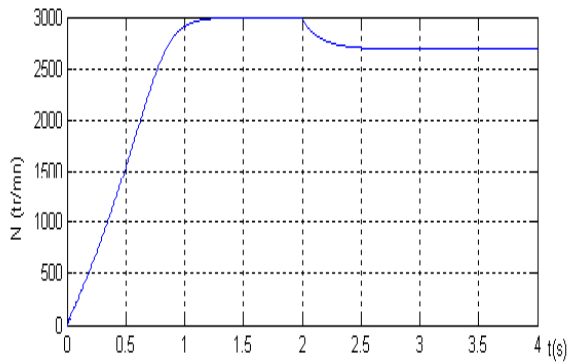


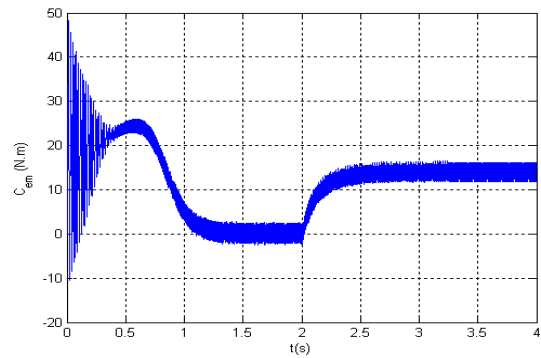
FIG. 2.8 – Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension.

2.10.1 Résultats de simulation

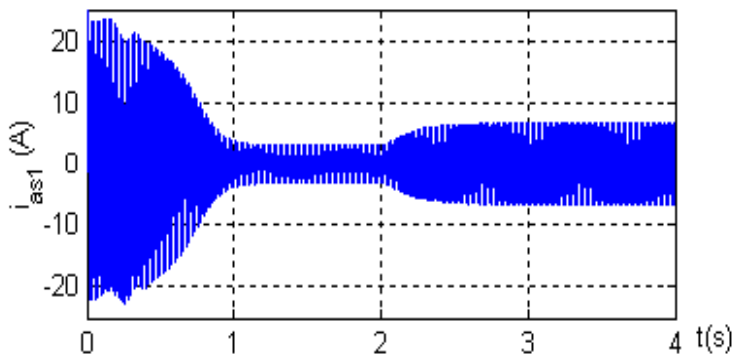
La simulation numérique est effectuée pour l'indice de modulation $m = 21$ et le coefficient de réglage en tension $r = 0,8$. Le fonctionnement est en charge avec $C_r = 14 \text{ N.m}$.



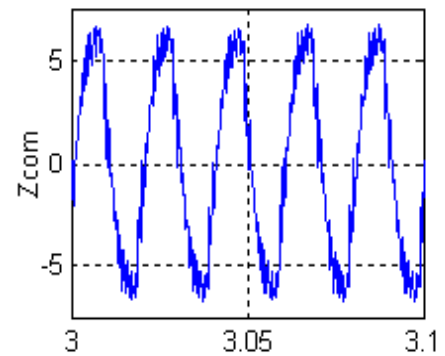
(a) Vitesse de rotation N (tr/min).



(b) Couple électromagnétique C_{em} (N.m).



(c) Le courants statorique i_{as1} (A).



(d) Zoom i_{as1} (A).

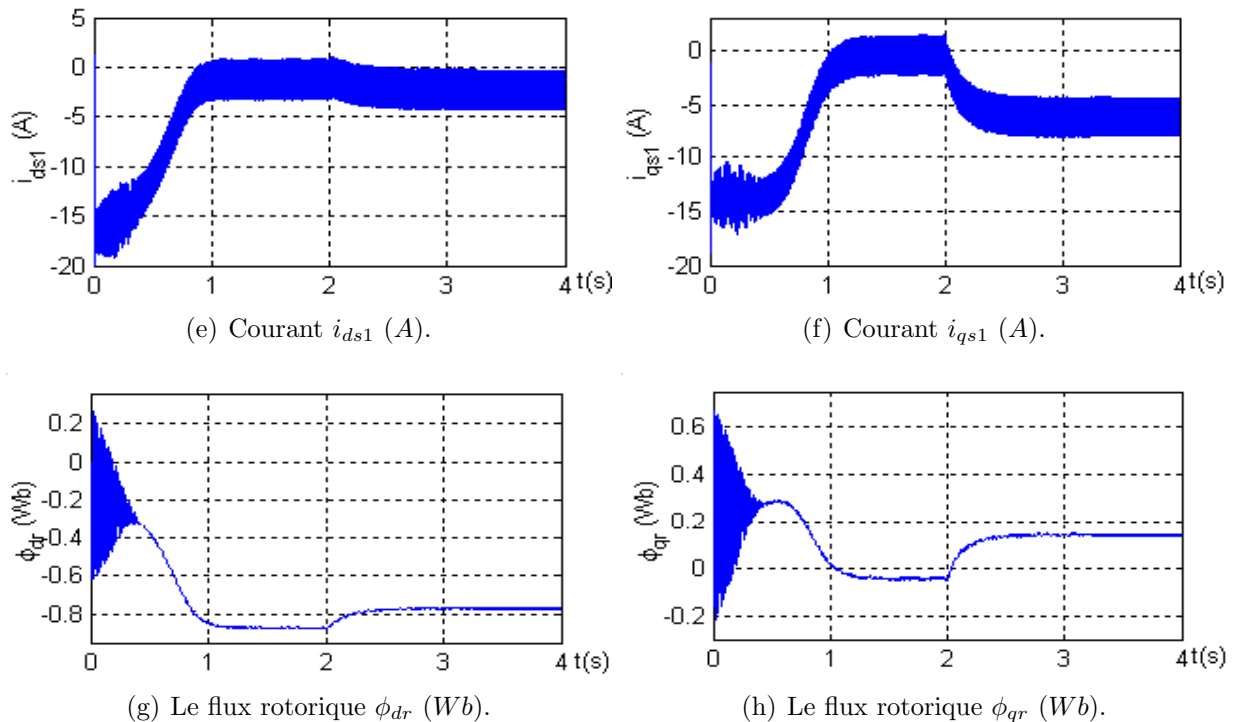


FIG. 2.9 – Performances de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension en charge.

2.10.2 Interprétations des résultats

Les résultats de simulation sont similaires aux résultats de paragraphe 2.8.2, en termes de valeurs des différentes grandeurs (courant en charge, couple et vitesse en régime établi etc.), mais avec la présence d'harmoniques au niveau du courant i_{as1} , du couple électromagnétique, des courants des axes i_{ds1} et i_{qs1} et au niveau des flux rotoriques d'axes d et q ϕ_{dr} et ϕ_{qr} . Ces harmoniques sont dus à la présence des onduleurs de tension.

2.11 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone double étoile en utilisant la transformation de PARK, de même que la modélisation de l'alimentation présentée par deux onduleurs de tension à deux niveau commandés par la stratégie de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Les résultats de simulation numérique montrent la nécessité de régler la vitesse du rotor indépendamment de la charge appliquée.

L'objectif de chapitre suivant est la régulation de vitesse par la commande vectorielle.

Commande Vectorielle

3.1 Introduction

DANS ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. Cependant, l'évolution rapide des processeurs numériques a permis d'implanter des techniques de commandes sophistiquées pour ainsi atteindre des performances élevées sur le plan de la rapidité et de la précision.

Plusieurs techniques pour commander les machines à courant alternatif ont été développées. Parmi celles-ci, la commande scalaire, la commande par retour d'état, la commande DTC, la commande par mode glissant et la commande adaptative.

L'objectif de ce chapitre s'inscrit dans le fait de pouvoir appliquer ces techniques de commande à la machine asynchrone double étoile, en particulier la commande vectorielle pour régler la vitesse de la MASDE.

3.2 Origines de la Commande Vectorielle

Les origines de la commande vectorielle, contrairement aux idées reçues, remontent à la fin du XIX^{ème} siècle et aux travaux de A. Blondel sur la théorie de la réaction des deux axes. Toutefois, compte tenu de la technologie utilisée à cette époque, il n'était pas question de transporter cette théorie à la commande des machines électriques. Ce n'est que vers la fin des années cinquante grâce à l'utilisation dans l'Europe de l'Est, de la méthode du

phaseur temporel que germa l'idée de la commande vectorielle appelée également contrôle par flux orienté [Cap92].

3.3 Principe de la Commande Vectorielle

Le principe de la commande vectorielle (ou commande par flux orienté) consiste à orienter une des composantes de flux statoriques, rotorique ou de l'entrefer sur un axe du référentiel tournant à la vitesse ω_s (FIG. 3.1(a)). Ce principe de commande découplée, conditionnant le fonctionnement stable du moteur asynchrone est la principale caractéristique de la commande vectorielle conduisant aux hautes performances industrielles des entraînements asynchrones (machine de papeterie, laminoirs, traction électrique etc.) supportant les perturbations de la charge [Pie92] [Mic01].

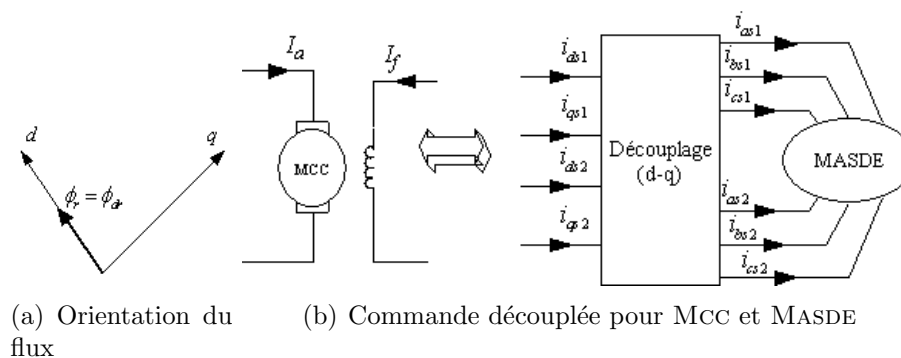


FIG. 3.1 – Principe de la commande vectorielle.

Le but de cette commande est d'assimiler le comportement de la machine asynchrone double étoile à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (FIG. 3.1(b)). En effet dans une machine à courant continu le courant d'induit I_a contrôle le couple et le courant inducteur I_f contrôle le flux.

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

$$C_{em} = K\phi I_a = K' I_a I_f \quad (3.1)$$

avec :

ϕ : flux imposé par le courant d'excitation I_f ; I_a : courant d'induit ; K, K' : constantes.

3.3.1 Procède d'orientation du flux

Il existe trois types d'orientation du flux :

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 $\phi_{dm} = \phi_m$ $\phi_{qm} = 0$.

Beaucoup de chercheurs utilisent l'orientation du flux rotorique pour la commande de la machine électrique [Edw88]. Dans notre étude, nous avons opté pour la technique d'orientation du flux rotorique. Pour la machine asynchrone double étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Dans l'expression du couple électromagnétique de la MASDE, (3.2), si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant, c'est à dire $\phi_{dr} = \phi_r$; $\phi_{qr} = 0$.

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\phi_{qr}] \quad (3.2)$$

L'équation (3.2). devient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_r] = k\phi_r i_{qs} \quad (3.3)$$

avec : $k = p \frac{L_m}{L_m + L_r}$; $i_{qs} = i_{qs1} + i_{qs2}$.

D'après l'équation (3.3) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

3.4 Méthodes de la Commande Vectorielle

Tous les travaux de recherche effectués sur le sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée méthode directe a été initiée par F. Blaschke et la seconde connue sous le nom méthode indirecte a été introduite par K. Hasse.

3.4.1 Méthode directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime de fonctionnement [Bog01]. Pour cela deux procédés sont utilisés :

La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteur. L'inconvénient principal de cette technique réside dans le fait que les capteurs du flux sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas fonctionner dans des conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs.

L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine.

3.4.2 Méthode indirecte

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Le descriptif "méthode indirecte" signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine [Pie92].

3.5 Régulation de la Vitesse par la Méthode Indirecte

Par l'application de l'orientation du flux rotorique sur le système d'équations (2.51) devient [Ber04] [Mer07s] :

$$\begin{aligned} i_{dr} &= \frac{1}{L_m+L_r}[\phi_r - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} &= \frac{-L_m}{L_m+L_r}(i_{qs1} + i_{qs2}) \end{aligned} \quad (3.4)$$

En remplaçant (3.4) dans (2.34) on trouve :

$$\begin{aligned} \phi_{ds1} &= \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \phi_r^* \\ \phi_{qs1} &= \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \phi_{ds2} &= \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \phi_r^* \\ \phi_{qs2} &= \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{aligned} \quad (3.5)$$

avec :

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

et on a :

$$\phi_r^* = L_m(i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (3.6)$$

$$i_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \phi_r^*}{R_r} \quad (3.7)$$

En remplaçant (3.5), (3.6) et la deuxième équation de (3.4) dans le système d'équations (2.41) on trouve :

$$\begin{aligned} v_{ds1}^* &= R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs1}^* &= R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \phi_r^*) \\ v_{ds2}^* &= R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r \phi_r^* \omega_{gl}^*) \\ v_{qs2}^* &= R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \phi_r^*) \end{aligned} \quad (3.8)$$

on a :

$$\begin{aligned} i_{qs1}^* + i_{qs2}^* &= \frac{(L_m+L_r)}{pL_m \phi_r^*} C_{em}^* \\ \omega_{gl}^* &= \frac{R_r L_m}{(L_m+L_r) \phi_r^*} (i_{qs1}^* + i_{qs2}^*) \end{aligned} \quad (3.9)$$

où, x_j^* sont des grandeurs des références soit des tensions, des courants et de pulsation statorique.

Dans le système d'équations (3.8), on prend les premières parties linéaires (3.10) et on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques pour faire un découplage parfait.

$$\begin{aligned}
 v_{ds1l} &= R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}\frac{d}{dt}i_{ds1} \\
 v_{qs1l} &= R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}\frac{d}{dt}i_{qs1} \\
 v_{ds2l} &= R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}\frac{d}{dt}i_{ds2} \\
 v_{qs2l} &= R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}\frac{d}{dt}i_{qs2}
 \end{aligned} \tag{3.10}$$

Le système (3.10) montre que les tensions statoriques (v_{ds1l} , v_{qs1l} , v_{ds2l} , v_{qs2l}) sont directement reliées aux courants statoriques (i_{ds1} , i_{ds2} , i_{qs1} , i_{qs2}). Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références (v_{ds1}^* , v_{qs1}^* , v_{ds2}^* , v_{qs2}^*) à flux constant sont données par :

$$\begin{aligned}
 v_{ds1}^* &= v_{ds1l} - v_{ds1c} \\
 v_{qs1}^* &= v_{qs1l} + v_{qs1c} \\
 v_{ds2}^* &= v_{ds2l} - v_{ds2c} \\
 v_{qs2}^* &= v_{qs2l} + v_{qs2c}
 \end{aligned} \tag{3.11}$$

avec :

$$\begin{aligned}
 v_{ds1c} &= \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + Tr\phi_r^*\omega_{gl}^*) \\
 v_{qs1c} &= \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \phi_r^*) \\
 v_{ds2c} &= \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + Tr\phi_r^*\omega_{gl}^*) \\
 v_{qs2c} &= \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \phi_r^*)
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

Les régulateurs des courants utilisés sont des régulateurs classiques de type PI dont la synthèse est la suivante :

3.5.1 Synthèse des régulateurs PI

Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. La (FIG. 3.2) montre le schéma fonctionnel de régulation des courants, valable selon les deux axes d et q .

Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée de la (FIG. 3.2) est écrite comme suit :

$$\frac{i_{ds1}}{i_{ds1}^*} = \frac{k_{id1} + k_p S}{L_{s1}S^2 + (R_{s1} + k_{pd1})S + k_{id1}} \tag{3.13}$$

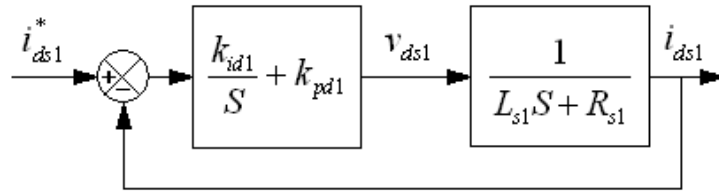


FIG. 3.2 – Schéma de régulation des courants.

En imposant une paire de pôles complexes conjugués $S_{1,2} = \rho_{d1} \pm j\rho_{d1}$, le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2\rho_{d1}S + 2\rho_{d1}^2 \quad (3.14)$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{aligned} k_{pd1} &= 2\rho_{d1}L_{s1} - R_{s1} \\ k_{id1} &= 2\rho_{d1}^2L_{s1} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Même procédure de calcul des paramètres des régulateurs des courants i_{qs1} , i_{ds2} et i_{qs2} .

3.5.2 Régulateur de vitesse

Le schéma de régulation de la vitesse est présenté sur la (FIG. 3.3).

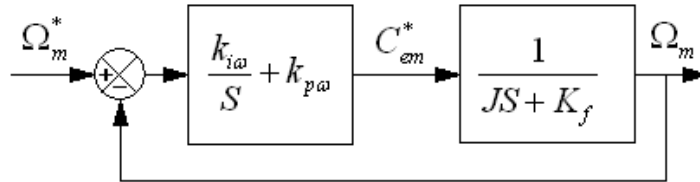


FIG. 3.3 – Schéma réduit de régulation de vitesse.

Les paramètres du régulateur de vitesse sont calculé par la même procédure utilisée pour les régulateurs de courants.

$$\begin{aligned} k_{p\omega} &= 2\rho_{\omega}J - K_f \\ k_{i\omega} &= 2\rho_{\omega}^2J \end{aligned} \quad (3.16)$$

A partir des équations (3.6), (3.8), (3.9), (3.10) et (3.12), on obtient le schéma bloc de découplage en tension (FOC : Field Oriented Control). En admettant que $i_{ds1}^* = i_{ds2}^*$ et $i_{qs1}^* = i_{qs2}^*$, (FIG. 3.4).

3.5.3 Bloc de défluxage

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale ϕ_r^n pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine Ω_m^n . Pour des vitesses

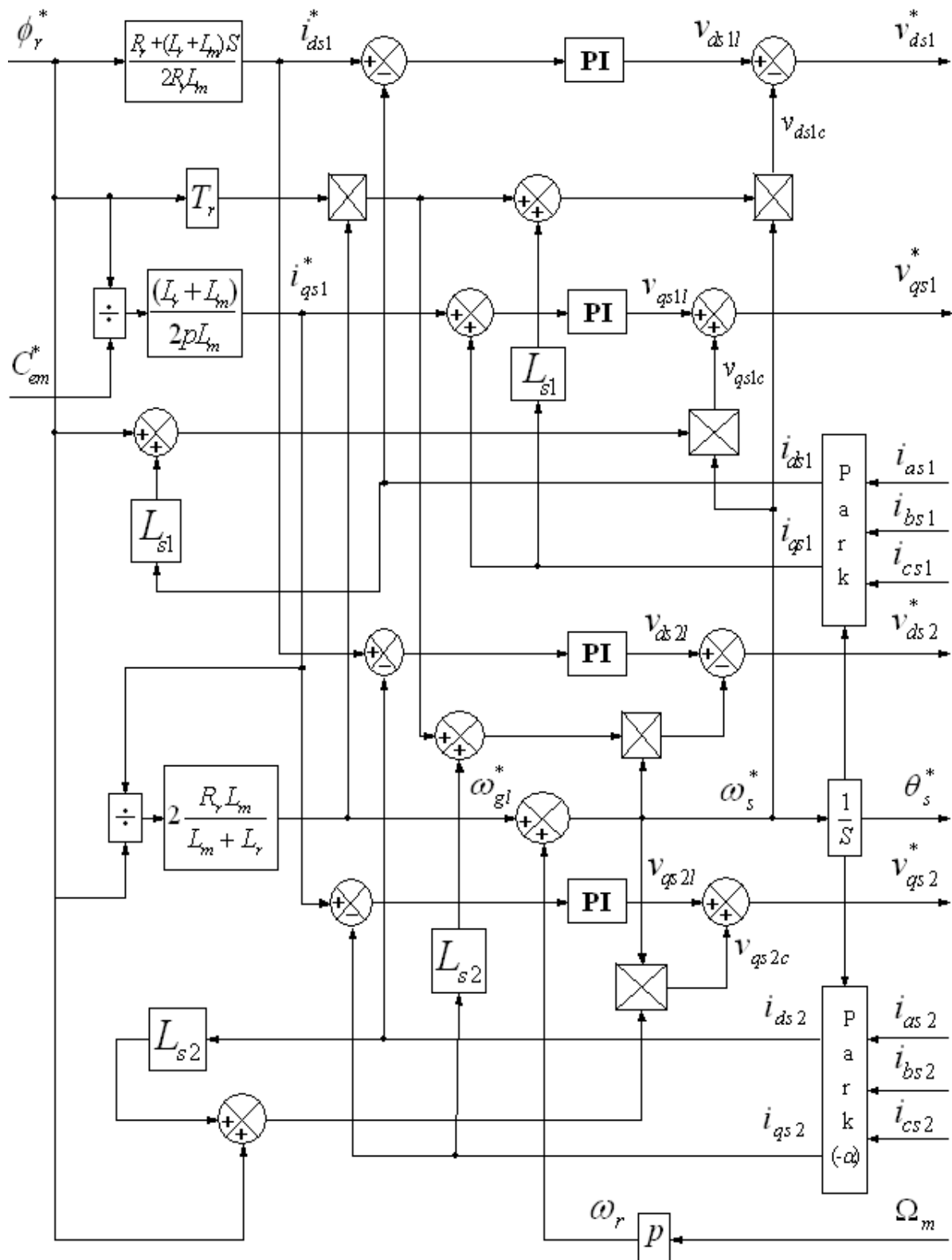


FIG. 3.4 – Bloc de découplage en tension (FOC).

supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine.

Pour cela, on définit le flux de référence comme suit :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_r^n & \text{si } \Omega_m \leq \Omega_m^n \\ \frac{\Omega_m^n}{\Omega_m} \phi_r^n & \text{si } \Omega_m > \Omega_m^n \end{cases} \quad (3.17)$$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation défini par :

$$C_{em}^* = \begin{cases} C_{em}^* cal & \text{si } C_{em}^* cal \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} sign(C_{em}^* cal) & \text{si } C_{em}^* cal > C_{em}^{max} \end{cases} \quad (3.18)$$

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la (FIG. 3.9) :

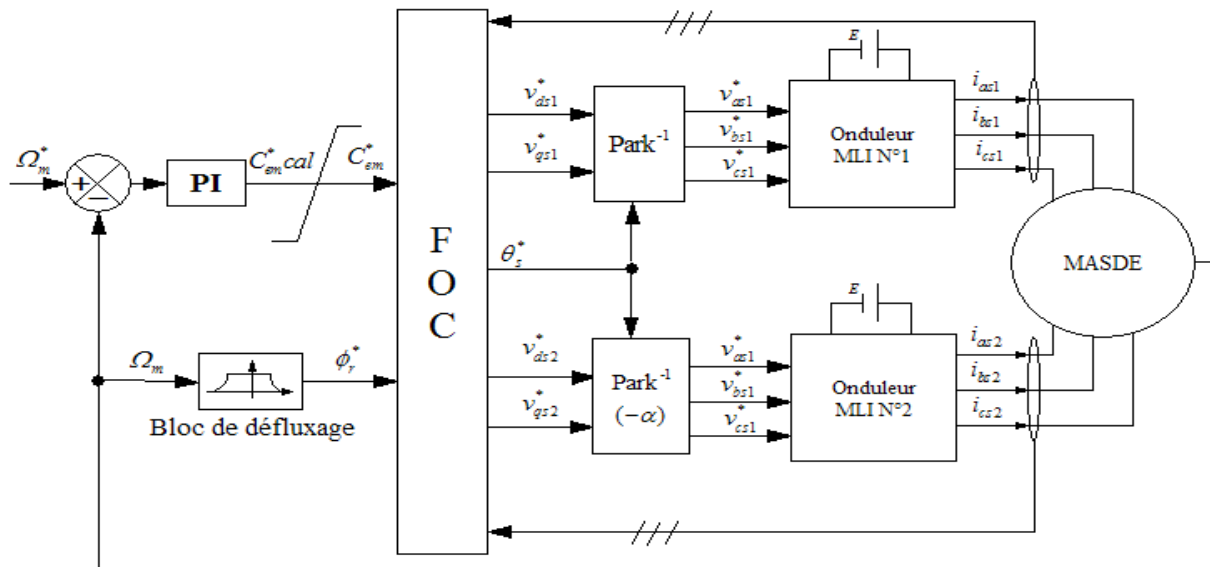


FIG. 3.5 – Commande vectorielle indirecte de la MASDE.

3.5.4 Résultats et Interprétations

Les performances de la commande indirecte de la MASDE ont été visualisées pour les deux tests suivants :

- Réponse à un échelon de vitesse de $N = 2500 \text{ tr/min}$ avec l'application d'un couple de charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ à partir de $t = 2s$ (FIG. 3.6) ;
- Réponse à une inversion de vitesse (de 2500 à -2500 tr/min) à partir de l'instant $t = 2s$ (FIG. 3.7).

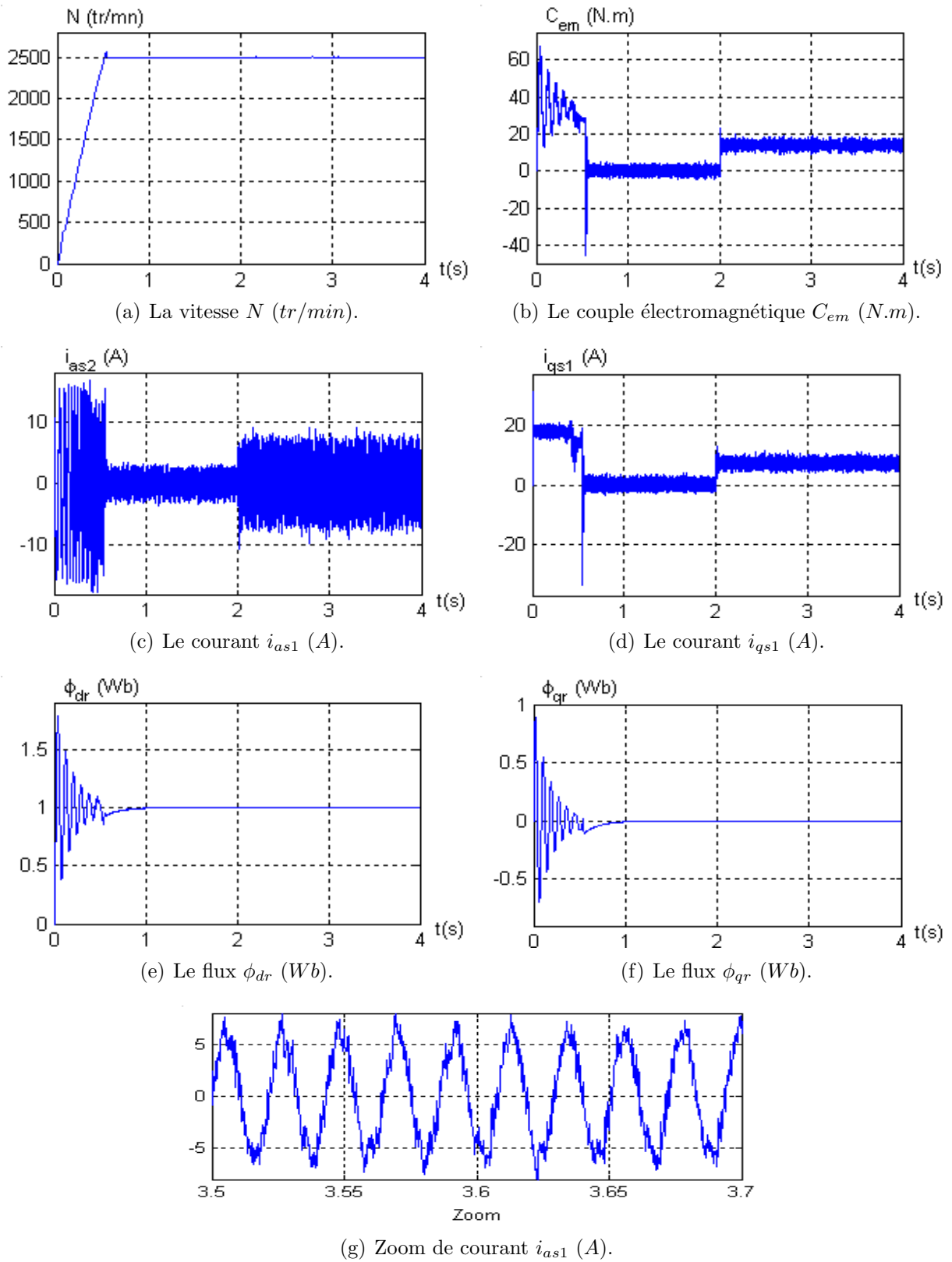


FIG. 3.6 – Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte en charge.

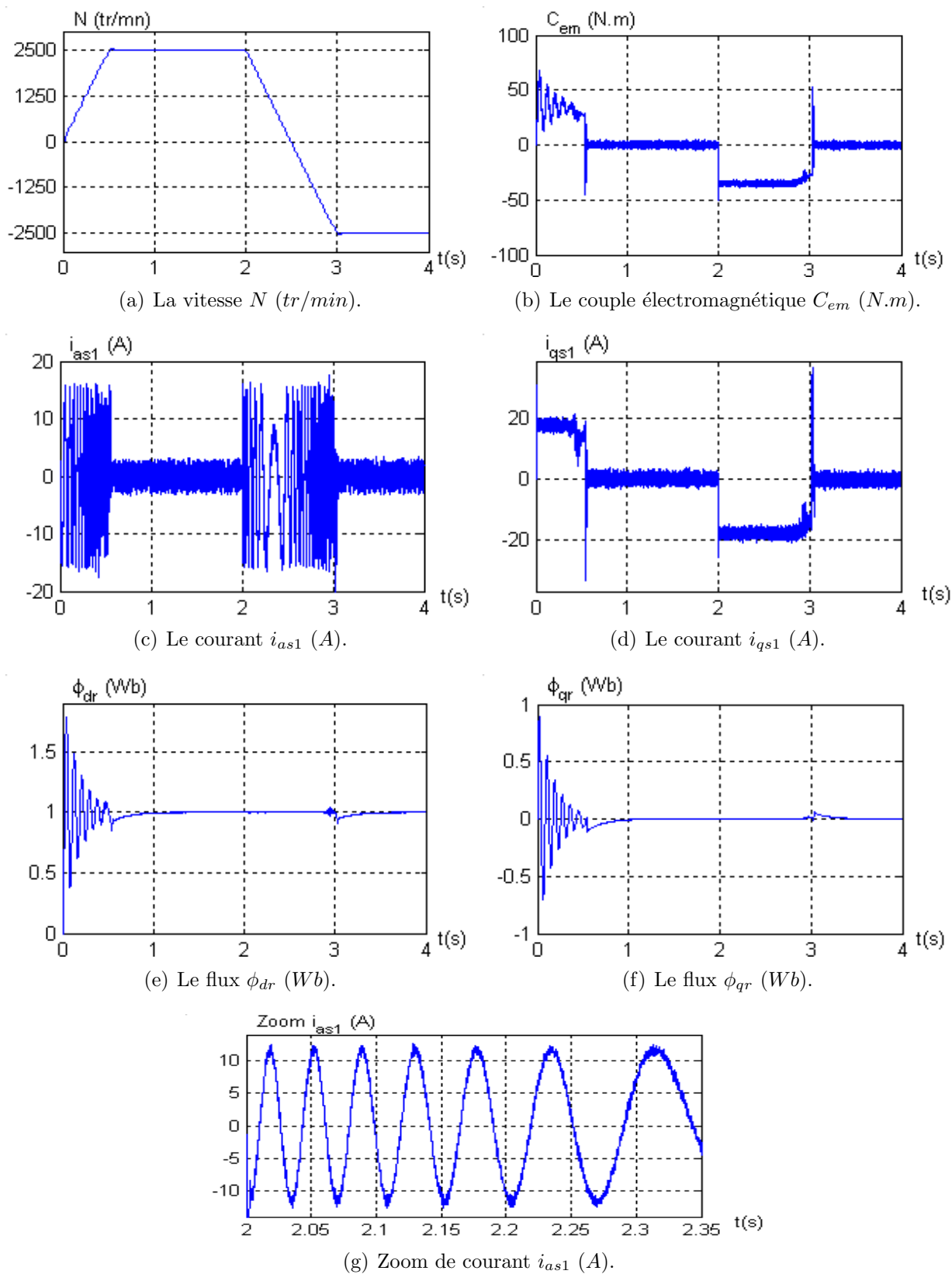


FIG. 3.7 – Performances de la MASDE sous la commande vectorielle indirecte (inversion du sens de rotation).

Pour le premier test, on constate que :

La vitesse du rotor atteint la vitesse de référence au bout de $t = 0.57s$ et présente un dépassement de 2.48%. L'application de la charge engendre une faible atténuation de la vitesse durant un court temps 0.04s puis elle reprend la valeur de vitesse de référence 2500 *tr/min* (FIG. 3.6(a)).

Le couple électromagnétique a une allure sinusoidale amortie dans le régime transitoire, avec une valeur au démarrage égale 65*N.m*. Lorsque la vitesse atteint la valeur de consigne le couple oscille autour de zéro. Après l'insertion de la charge, le couple électromagnétique compense le couple de charge et le frottement (FIG. 3.6(b)).

Un appel de courant statorique i_{as1} au démarrage 15*A* en valeur crête, dans la présence de la charge, le courant atteint une valeur de crête 5.6*A*. L'allure de courant est sinusoidale et présente des harmoniques dus aux deux onduleurs de tension (FIG. 3.6(c)) et (FIG. 3.6(g)).

Les deux flux rotoriques d'axe d et q suivent les valeurs imposées en régime totalement établi et indépendamment de la charge appliquée. On dit que le découplage est parfait (FIG. 3.6(e)) et (FIG. 3.6(f)).

Le courant i_{qs1} a une même allure que celui du couple électromagnétique en régime permanent ; donc la régulation du vitesse de la MASDE est similaire à celle de la MCC à excitation séparée (FIG. 3.6(d)).

Pour le deuxième test, on constate que :

La vitesse suit sa référence et s'inverse au bout de 1.08s (FIG. 3.7(a)).

L'inversion du sens de rotation conduit à un couple négatif d'environ $-35 N.m$ (FIG. 3.7(b)).

Un appel de courant statorique i_{as1} similaire au démarrage dans la période où la vitesse s'inverse, de $t = 2s$ à $t = 2.1s$ (FIG. 3.7(c)) et (FIG. 3.7(g)).

Les flux rotoriques suivent les valeurs imposées en régime établi, ϕ_{dr} suit la valeur 1 (FIG. 3.7(e)), ϕ_{qr} suit la valeur 0 (FIG. 3.7(f)).

Le courant d'axe q a une même forme que celle du couple électromagnétique ; il a une valeur négative d'environ 19*A* pendant le changement de sens de rotation (FIG. 3.7(d)).

3.6 Régulation de la Vitesse par la Méthode Directe

La commande vectorielle directe nécessite la connaissance du module et de la position du flux rotorique. A cet effet, un estimateur du flux rotorique ϕ_r est implanté à partir des mesures de courants statoriques et les transformés en i_{ds1} , i_{qs1} , i_{ds2} et i_{qs2} et de la pulsation du glissement [Cap92a].

Pour cette méthode, un nouveau schéma pour le découplage en tension, désigné par DFOC (Direct Field Oriented Control) est présenté par la figure (FIG. 3.9).

3.6.1 Estimateur du flux

Le flux rotorique est estimé par les deux équations suivantes :

$$\frac{d}{dt}\phi_{drest} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r}(i_{ds1} + i_{ds2}) + \omega_{gl}^* \phi_{qrest} - \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_{drest} \quad (3.19)$$

$$\frac{d}{dt}\phi_{qrest} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \omega_{gl}^* \phi_{drest} - \frac{R_r}{L_m + L_r} \phi_{qrest} \quad (3.20)$$

Le module du flux rotorique est calculé par :

$$\phi_{rest} = \sqrt{\phi_{drest}^2 + \phi_{qrest}^2} \quad (3.21)$$

3.6.2 Régulateur du flux

Le schéma de régulation du flux est donnée sur la figure suivante tant en admettant que : $i_{ds1}^* = i_{ds2}^*$

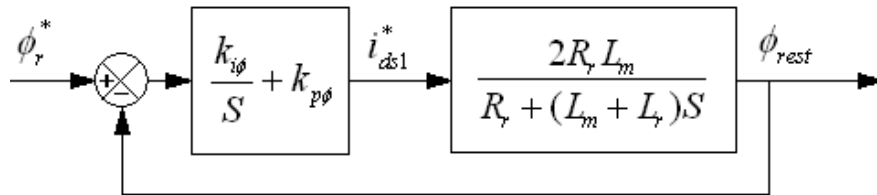


FIG. 3.8 – Schéma réduit de régulation de flux.

Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\phi_{rest}}{\phi_r^*} = \frac{2R_r L_m (k_{i\phi} + k_{p\phi} S)}{(L_m + L_r) S^2 + (R_r + 2k_{p\phi} R_r L_m) S + 2k_{i\phi} R_r L_m} \quad (3.22)$$

De la même manière, pour dimensionner le régulateur, nous procédons par le principe d'imposition des pôles, on trouve :

$$k_{p\phi} = \frac{2(L_m + L_r) - R_r}{L_m + L_r} \quad (3.23)$$

$$k_{i\phi} = \rho_\phi^2 \frac{L_m + L_r}{R_r L_m} \quad (3.24)$$

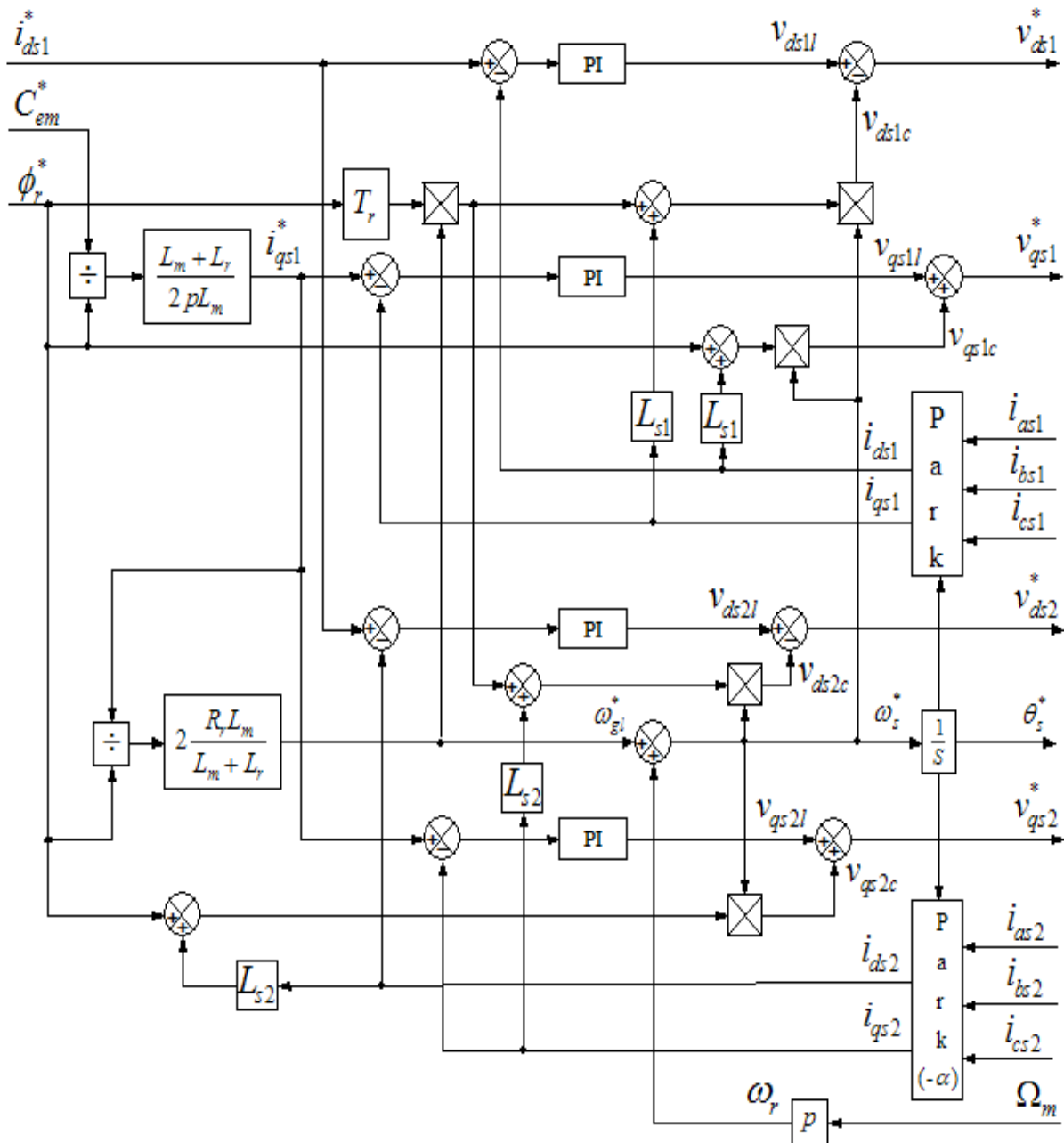


FIG. 3.9 – Contrôle par l'orientation directe du flux.

3.6.3 Simulation et interprétations des résultats

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE par la méthode directe est donné par la (FIG. 3.10) :

Les résultats de simulation ont été effectués pour deux tests :

- Pour le premier test, il s'agit d'application d'une charge $C_r = 14N.m$ à partir de $t = 2s$. La vitesse de référence est de $2500 tr/min$ (FIG. 3.11) ;
- Dans le deuxième test, nous avons inversé le sens de rotation (de 2500 à $-2500 tr/min$) à l'instant $t = 2s$, en fonctionne à vide (FIG. 3.12).

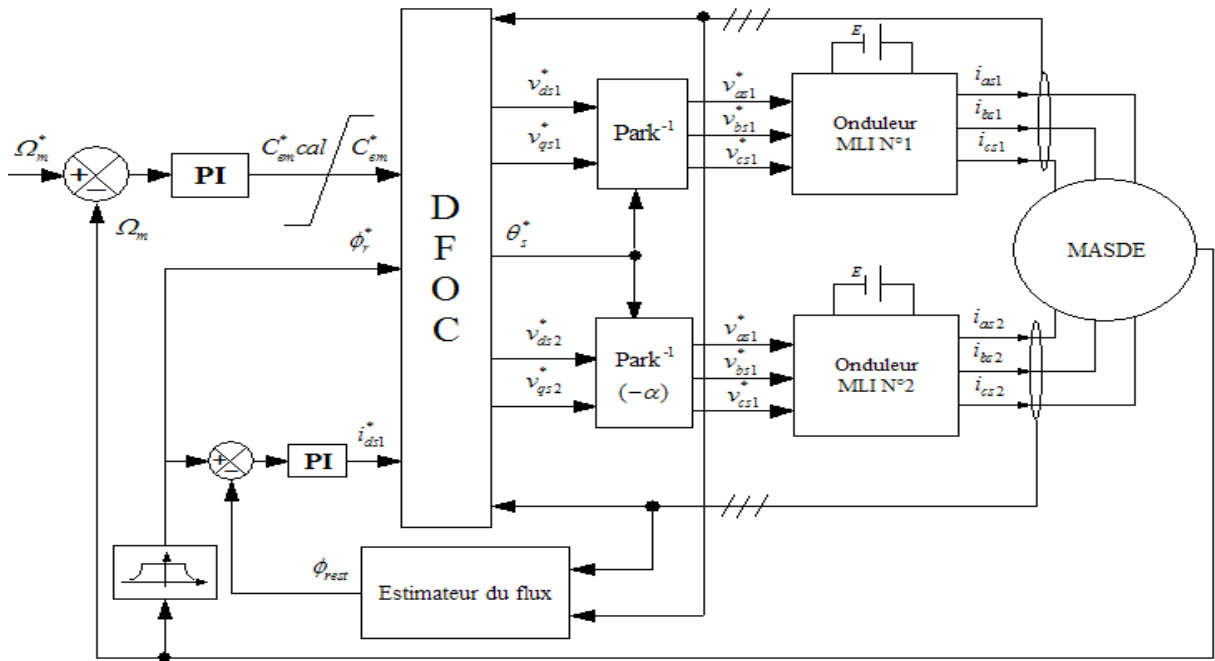
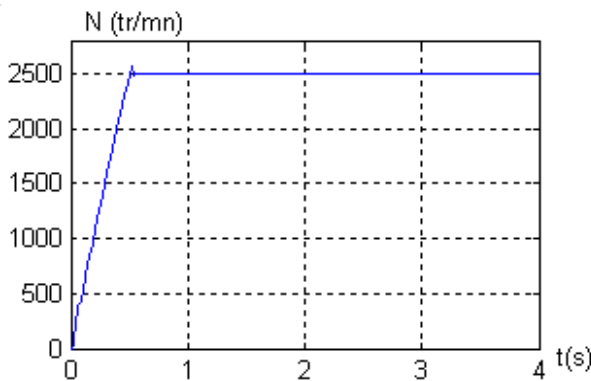
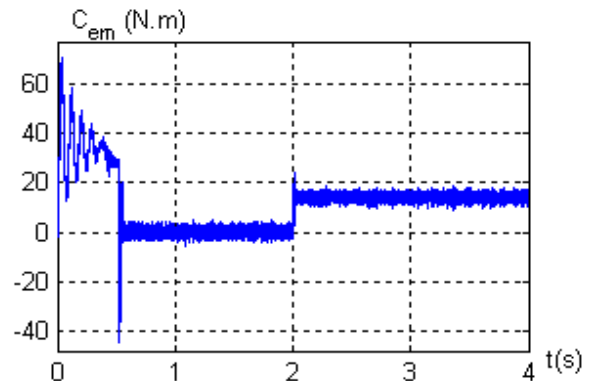


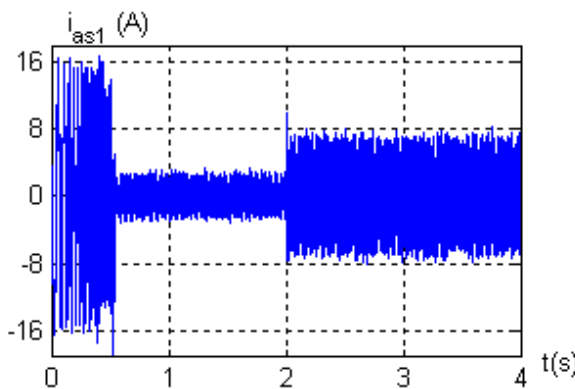
FIG. 3.10 – Commande vectorielle directe de la MASDE.



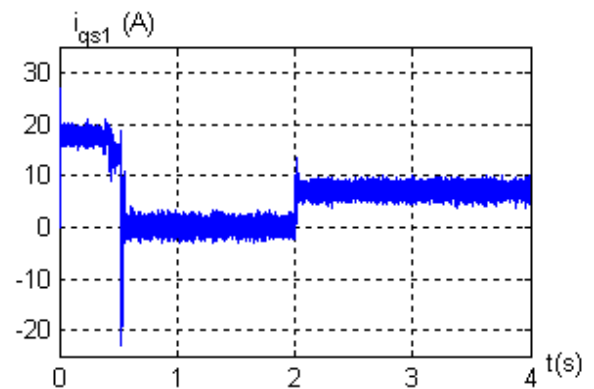
(a) La vitesse N (tr/min).



(b) Le couple électromagnétique C_{em} (N.m).



(c) Le courant i_{as1} (A).



(d) Le courant i_{qs1} (A).

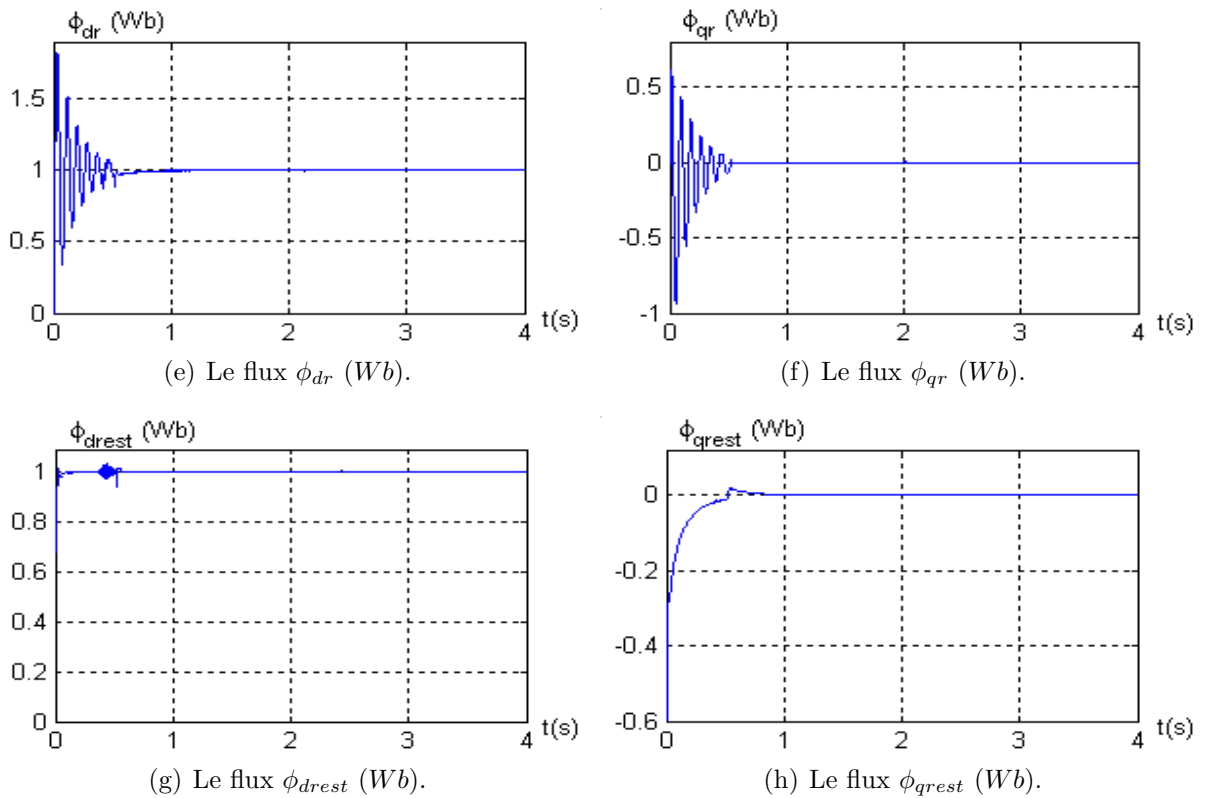
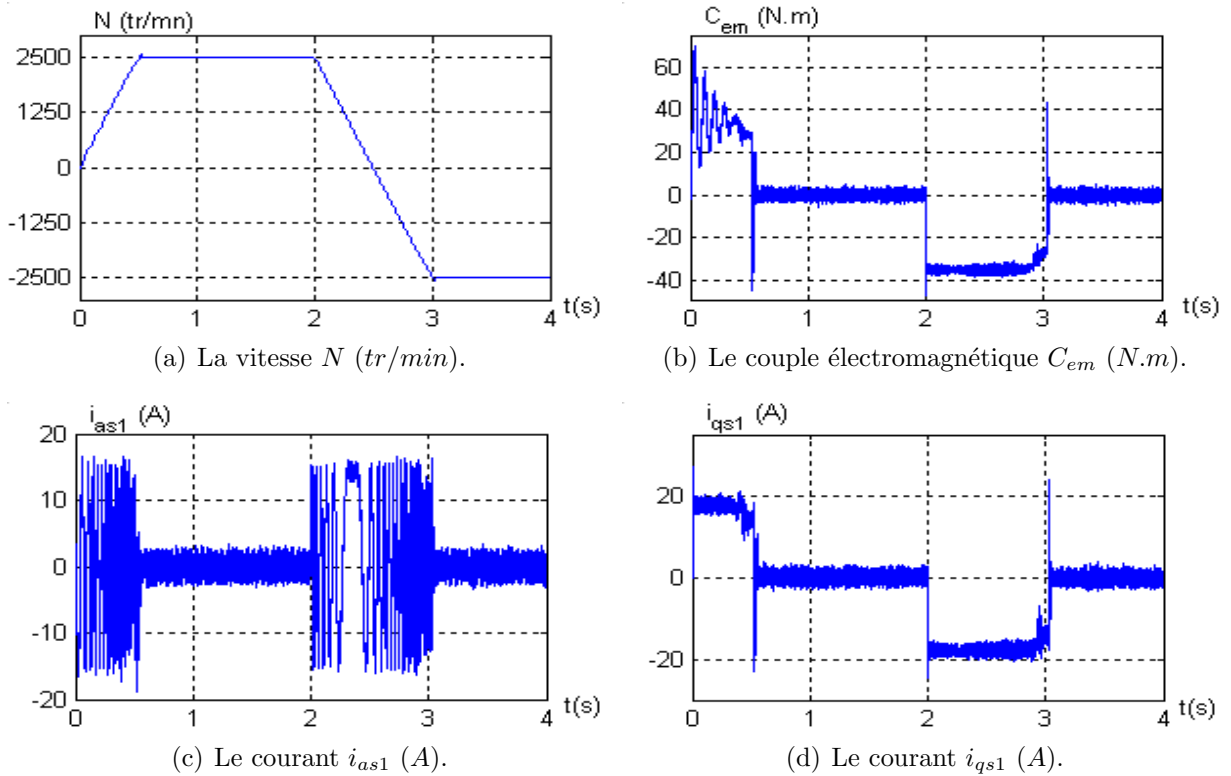


FIG. 3.11 – Performances de la MASDE sous la commande vectorielle directe en charge.



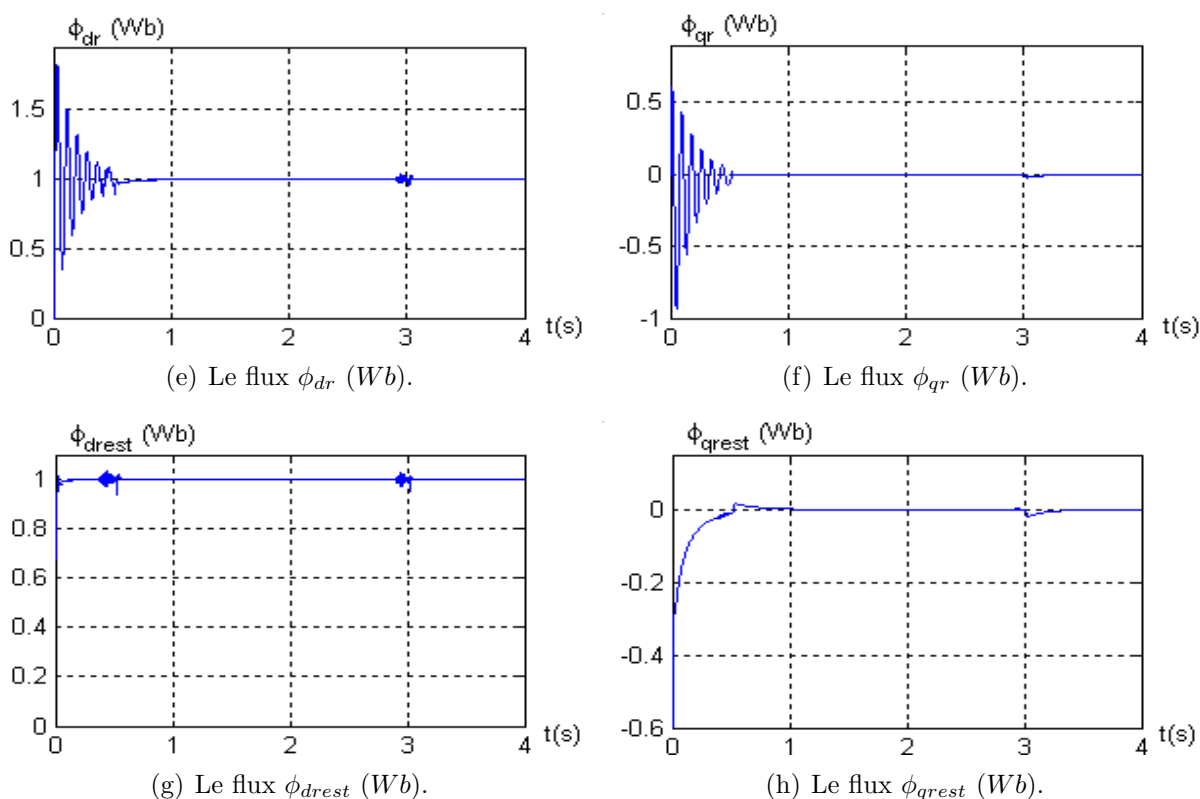


FIG. 3.12 – Performances de la MASDE sous la commande vectorielle directe avec inversion de sens de rotation.

Dans le premier test, on constate que :

La vitesse de rotation atteint la valeur de référence au bout de $t = 0.55s$, avec un dépassement de 2.28%. Le rejet de perturbation est effectué pendant 0.02s (FIG. 3.11(a)).

Le couple électromagnétique a une valeur de démarrage d'environ $70N.m$. D'après le régime transitoire, il oscille autour de zéro, à $t = 2s$ il compense le couple de charge appliqué à la machine (FIG. 3.11(b)).

Un appel de courant i_{as1} en régime transitoire de valeur crête $15A$, même en charge mais de valeur crête faible par rapport au régime transitoire (FIG. 3.11(c)). Le courant i_{qs1} a la même forme que celle du couple électromagnétique (FIG. 3.11(d)).

Le flux ϕ_{dr} oscille autour de la valeur $1Wb$, puis il se stabilise à la valeur imposée (FIG. 3.11(e)). Le flux ϕ_{qr} est de même forme que ϕ_{dr} avec une valeur de stabilisation $0Wb$ (FIG. 3.11(f)).

Le flux estimé ϕ_{drest} suit le flux ϕ_{dr} en régime établi. Il a une petite oscillation à la fin de régime transitoire (FIG. 3.11(g)). Le flux estimé ϕ_{qrest} suit le flux ϕ_{qr} après l'instant $t = 1s$ (FIG. 3.11(h)).

Dans le deuxième test, on constate que :

La vitesse de rotation suit la vitesse de référence, elle s'inverse à $-2500tr/min$ durant un temps d'environ $1.05s$; le même dépassement est obtenu en charge (FIG. 3.12(a)).

Le changement du sens de rotation conduit à un couple électromagnétique négatif d'environ $-35N.m$. Puis il se stabilise autour de zéro (pas de charge) (FIG. 3.12(b)).

Un appel de courant statorique pendant le temps écoulé pour l'inversion de sens de rotation. Après l'inversion, le courant i_{as1} a une allure proche de la sinusoïde de valeur crête $2.5A$ (FIG. 3.12(c)).

L'inversion du sens de rotation conduit à un courant i_{qs1} négatif d'environ $19A$. Puis il se stabilise à la valeur zéro (FIG. 3.12(d)).

Les deux flux rotoriques ont une allure sinusoïdale amortie au démarrage. Puis ils se stabilisent autour de leurs valeurs imposées. Pour ϕ_{dr} (FIG. 3.12(e)), pour ϕ_{qr} (FIG. 3.12(f)).

Le flux estimé ϕ_{drest} suit la valeur $1Wb$. A $t = 2.9s$, il oscille pendant un court temps puis il reprend la valeur de ϕ_{dr} (FIG. 3.12(g)).

A partir de l'instant $t = 3s$ où la vitesse du rotor prend la valeur -2500 tr/min , le flux estimé ϕ_{qrest} a une faible atténuation durant un temps de $0.5s$ puis il reprend la valeur du flux ϕ_{qr} (FIG. 3.12(h)).

3.7 Test de Robustesse

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler. On testera le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres de la MASDE. Le fonctionnement des machines électriques est sensible aux variations de la constante de temps rotorique. On varie la résistance rotorique R_r de la MASDE par rapport à sa valeur nominale.

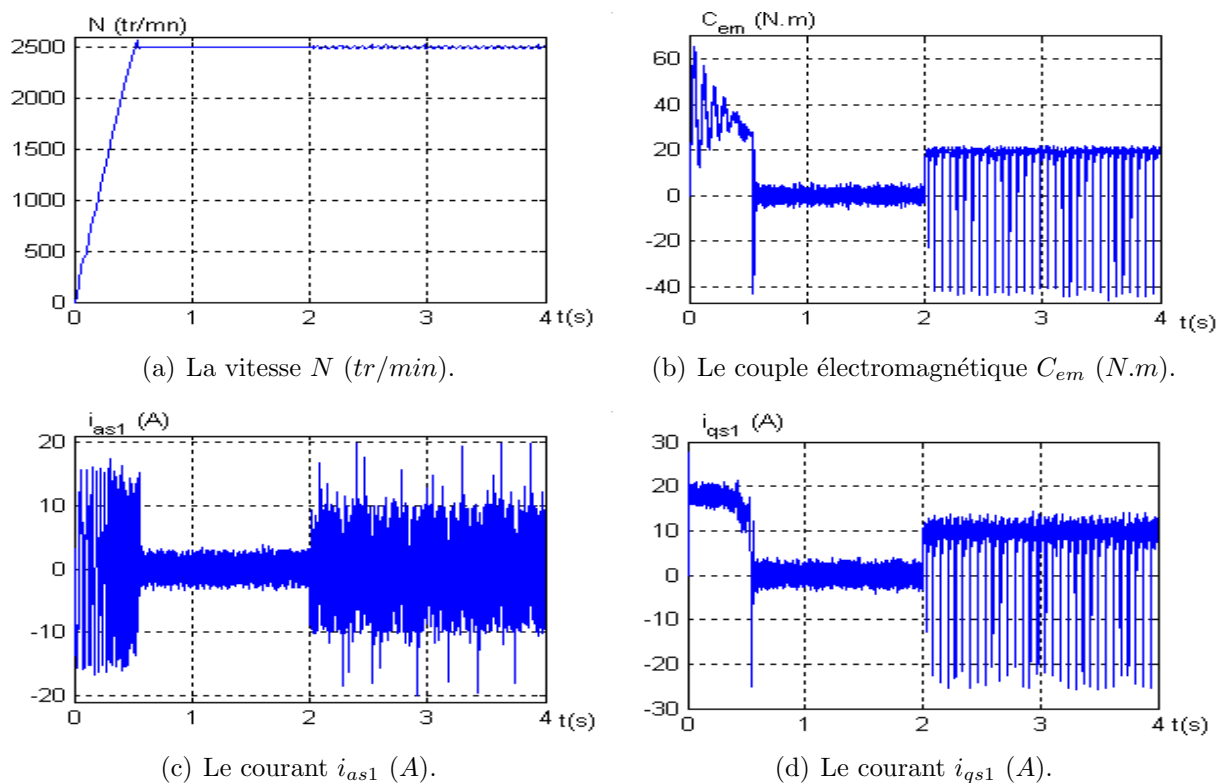


FIG. 3.13 – Performances de la MASDE vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique ($R_r = 1.8R_r^n$ à partir de $t = 1s$) en charge.

La (FIG. 3.13) représente les performances de la machine vis-à-vis des variations de la résistance rotorique à partir de l'instant $t = 1s$, R_r devient $1.8R_r$ et on applique une charge à partir de $t = 2s$.

La vitesse de rotation présente des oscillations lors du changement de la résistance rotorique et l'introduction de la charge, de valeur ± 20 de la valeur de la vitesse de référence (FIG. 3.13(a)).

Le courant i_{as1} présente en charge des pic de courant de valeur $20A$ dans une courte durée (FIG. 3.13(c)). De grandes perturbations sont observées au niveau du couple électromagnétique en charge allant jusqu'à $44N.m$ (FIG. 3.13(b)). Le courant d'axe q i_{qs1} a la même forme que celle du couple électromagnétique mais de valeur de perturbation de $25A$ (FIG. 3.13(d)).

3.8 Conclusion

Dans ce chapitre la commande vectorielle de la MASDE a été appliquée avec ses deux méthodes directe et indirecte. Les résultats de simulation numérique montrent que la méthode directe est meilleur que de la méthode indirecte en termes de temps de réponse, de dépassement et le temps de l'inversion de la vitesse. Le test de robustesse montre bien la sensibilité du contrôle de la vitesse par le régulateur PI aux variations paramétriques de la machine. Dans le but d'améliorer ces performances, on appliquera la commande floue adaptative, qui sera l'objet du chapitre suivant.

Commande Floue Adaptative

4.1 Introduction

A commande floue adaptative comporte deux termes, floue et adaptative. Le terme L flou présenté par un régulateur (FLC, Fuzzy Logic Controller). Le deuxième terme adaptatif, dont le rôle est l'adaptation des paramètres du régulateur flou au cours du fonctionnement.

La logique floue a été introduite en 1965 par L. A. Zadeh [Zad65]. Ses principes ont été appliqués en 1974 par E. H. Mamdani à la construction d'un premier contrôleur flou [Bar93]. Les recherches effectuées sur la logique floue permettent de résoudre les problèmes d'identification, de commande des systèmes linéaires et non linéaires [Fis99] [Fen02]. Parmi les régulateurs flous connus, on peut citer : le régulateur de Mamdani développé en 1974 et celui de Takagi-Suguno développé en 1985 [Tak85]. La principale différence entre eux se situe au niveau des règles : le premier utilise des ensembles flous tandis que le deuxième emploie les fonctions linéaires en variables d'entrées [Yan05].

La technique de commande adaptative repose sur les critères de stabilité du système à commander, les changements paramétriques du système et les perturbations externes qui influent sur le fonctionnement requis [Zel01] [Nac98].

Il y a trois approches de commande adaptative selon le caractère des adaptations programmées, sont [Zel01] [Mei87] :

- La commande adaptative à gains préprogrammés ;
- La commande adaptative à modèle de référence ;
- La commande adaptative avec régulateurs auto-ajustables.

L'intérêt suscité de la commande adaptative à modèle de référence par rapport aux systèmes de contrôle classique comprend certains avantages :

- Elle assure la stabilité et la qualité de commande pour des limites assez grandes de

variation des caractéristiques du système à commander ;

- Elle permet de simplifier la boucle interne grâce à la simplification des dispositifs de correction ;
- Elle est simple à réaliser et de fiabilité relativement élevée par rapport aux systèmes classiques.

Dans ce chapitre, on appliquera la commande adaptative à modèle de référence utilisant le régulateur flou de Takagi-Sugeno pour régler la vitesse de la MASDE.

4.2 Structure Générale de la Commande Floue Adaptative à Modèle de Référence

La (FIG. 4.1) représente la commande floue adaptative à modèle de référence, elle est composée par deux boucles fermées : une interne (principale) et l'autre externe.

La boucle interne comprend le système à commander et le régulateur flou dont les paramètres sont ajustés selon un algorithme établi au niveau de la boucle externe de façon à ce que la différence entre la sortie du modèle de référence et celle du processus soit minimale.

Le modèle de référence doit générer la réponse instantanée désirée $y_m(t)$ du système à commander. Les signaux de sortie de la boucle interne et du modèle de référence sont comparés et leur différence est utilisée pour concevoir la loi d'ajustement des paramètres du régulateur flou. Cet ajustement est nécessaire pour compenser les changements externes et internes qui provoquent des déviations de la caractéristique de la boucle interne par rapport à celle du modèle de référence.

4.2.1 Principe du mécanisme d'adaptation

Avant de commencer l'étude et l'analyse de la commande adaptative à modèle de référence, il faut tenir compte de certaines hypothèses :

- Le modèle de référence doit être un modèle du système linéaire invariant au cours du temps ;
- Le modèle de référence et le système à commander doivent être de même ordre ;
- Le vecteur d'état et de sortie sont mesurables ;
- Durant le processus d'adaptation, les paramètres du système ajustable dépendent seulement du mécanisme d'adaptation.

La sortie $y_m(t)$ du modèle de référence est comparée avec la sortie y du processus à commander, l'écart entre deux sorties $e(t) = y_m(t) - y(t)$ est un signal d'entrée pour le

mécanisme d'adaptation qui doit modifier les paramètres du régulateur flou de telle façon à ce que cette erreur tend vers zéro.

Parmi les méthodes de synthèse des systèmes de commande adaptative des systèmes dynamiques continus, on distingue les méthodes d'adaptation locale et de stabilité ; on peut citer les méthodes de Lyapounov, d'hyperstabilité et du gradient [Zel01].

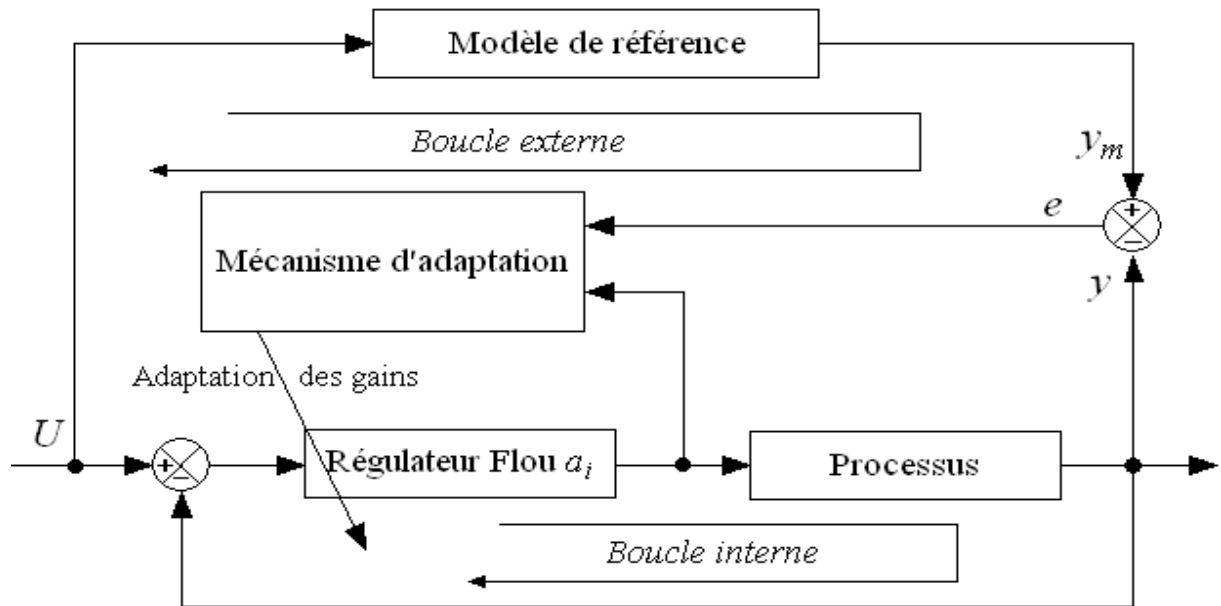


FIG. 4.1 – Structure générale d'une commande adaptative à modèle de référence.

Dans notre étude, on utilise la méthode de Lyapounov. Celle-ci offre des propriétés d'une stabilité globale sans aucune restriction, soit sur les conditions initiales des erreurs, soit sur la nature des entrées de référence utilisées. Cependant, la difficulté de cette méthode est de trouver une fonction appropriée de Lyapounov. Il n'existe aucune approche universelle pour la recherche de cette fonction.

4.2.2 Le régulateur flou

Structure générale d'un système flou

Chaque système basé sur le contrôleur flou (FLC) est composé de quatre blocs principaux (FIG. 4.2), [God99].

1. Base de connaissances (règles et paramètres de fonctions d'appartenances) ;
2. Bloc de décision ou le moteur d'inférence (inférence des opérateurs sur les règles) ;
3. Fuzzification (transformation des entrées précises en degrés d'appartenance) ;
4. Défuzzification (transformation des résultats flous en sorties précises).

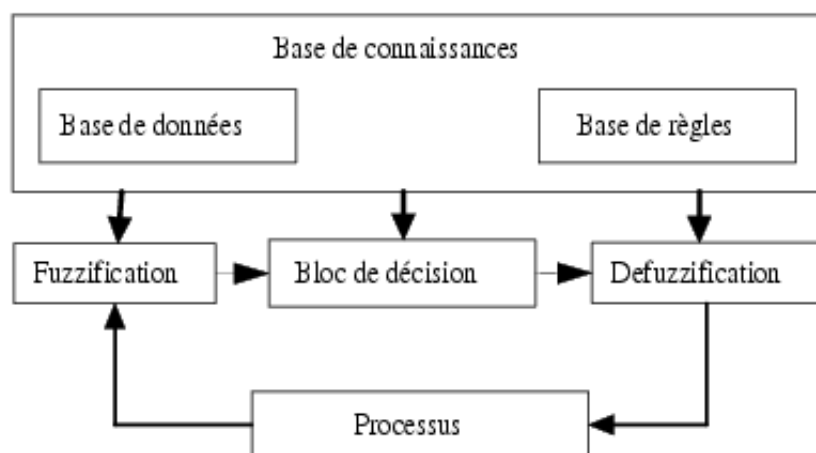


FIG. 4.2 – Structure générale d'un système basé sur le contrôleur flou.

4.3 Application de la Commande Floue Adaptative pour Régler la Vitesse de la MASDE

Dans la (FIG. 4.3) la commande floue adaptative sert à régler la vitesse de la MASDE et de produire un couple de référence comme une entrée du bloc (commande vectorielle FOC) ; ce dernier fait le découplage et donne les tensions de référence pour les deux onduleurs de tension qui alimentent la machine.

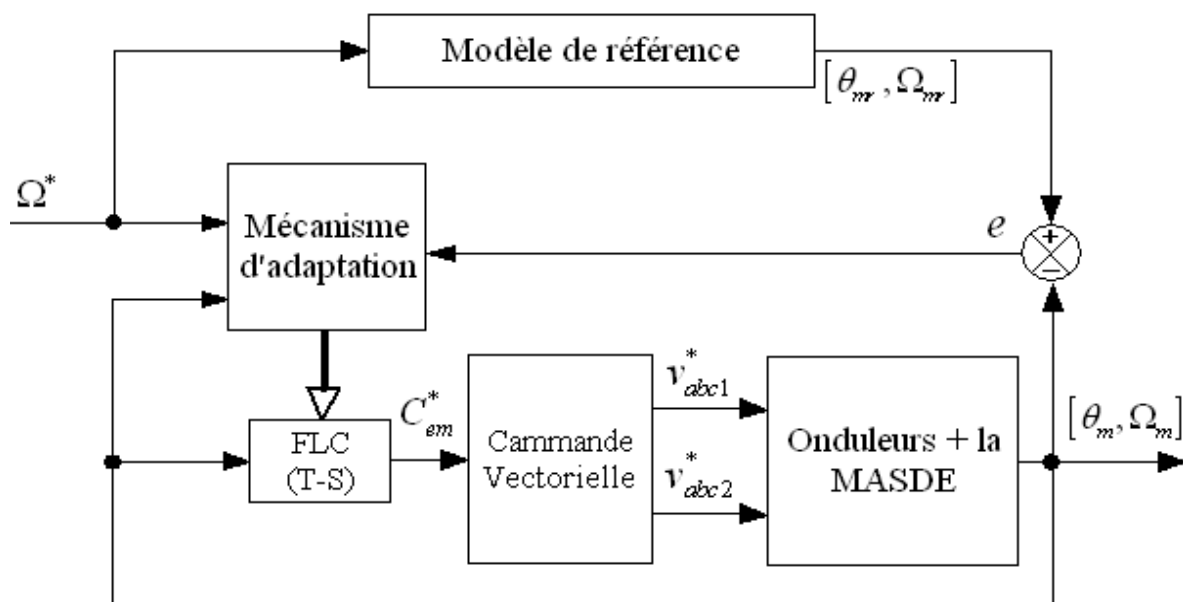


FIG. 4.3 – Régler de vitesse de la MASDE.

4.3.1 Description de la commande floue adaptative à modèle de référence

Modèle de la machine

Parmi plusieurs modèles qui ont été utilisés pour les machines électriques, on utilise le modèle avec le vecteur d'état d'ordre 2, la position angulaire et la vitesse du rotor sont exprimées suit [Yan05] :

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \Omega_m \quad (4.1)$$

$$\frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1}{J}(-K_f\Omega_m + C_{em} - C_r) \quad (4.2)$$

En tenant compte de l'hypothèse d'égalité de l'ordre du système et celui du modèle de référence, ce dernier est écrit comme suit :

$$\frac{d\theta_{rm}}{dt} = \Omega_{rm} \quad (4.3)$$

$$\frac{d\Omega_{rm}}{dt} = -a_{2m}\Omega_{rm} + b_m\Omega^* \quad (4.4)$$

Les deux modèles sous forme matricielle :

Modèle de la MASDE.

$$\dot{X} = AX + BC_{em} + \eta \quad (4.5)$$

Modèle de référence.

$$\dot{X}_m = A_m X_m + B_m \Omega^* \quad (4.6)$$

avec :

$$X = \begin{bmatrix} \theta_m \\ \Omega_m \end{bmatrix}; A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{K_f}{J} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{J} \end{bmatrix}; \eta = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J}C_r \end{bmatrix}.$$

$$X_m = \begin{bmatrix} \theta_{rm} \\ \Omega_{rm} \end{bmatrix}; A_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -a_{2m} \end{bmatrix}; B_m = \begin{bmatrix} 0 \\ b_m \end{bmatrix}.$$

L'erreur dynamique de poursuite est $e = X_m - X$ et sa dérivée $\dot{e} = \dot{X}_m - \dot{X}$

$$\dot{e} = A_m X_m + B_m \Omega^* - AX - BC_{em} - \eta \quad (4.7)$$

On ajoute et soustrait $A_m X$ du côté droit de (4.7), on trouve.

$$\dot{e} = A_m e - B_c \left[-\frac{K_f}{J}\Omega_m - a_m X - b_m \Omega^* + \frac{1}{J}C_{em} + \frac{1}{J}C_r \right] \quad (4.8)$$

avec :

$$B_c = [0 \ 1]^T, a_m = [0 \ a_{2m}].$$

S'il n'y a pas de perturbation au système (4.2), c-à-d $C_r = 0$. La commande optimale est donnée par (4.9).

$$C_{em}^{op} = \frac{1}{\frac{1}{J}} \left[\frac{K_f}{J} \Omega_m + a_m X + b_m \Omega^* \right] \quad (4.9)$$

Mais, réellement il existe des perturbations au système. Pour cela, on insère le régulateur flou.

4.3.2 Régulateur flou

Le régulateur flou utilisé est décrit ci-dessous.

Fuzzification de vitesse

La valeur de vitesse Ω_m (l'entrée de régulateur) est réduite à une valeur normalisée ω_{fl} dans une plage de variation, souvent $[-2 \ 2]$, appelée univers de discours, qui peut être discret, ou continu. Bien souvent, cet univers de discours est borné, en appliquant une limitation sur la valeur numérique de vitesse.

Dans le cas d'un univers de discours continu, le nombre de valeurs linguistiques (négative grande, négative moyenne, positive grande,...etc.) est représenté par des fonctions d'appartenance. Pour notre étude, on utilise cinq fonctions d'appartenance présentées par la (FIG. 4.4) avec les variables linguistiques suivantes :

- NG : Négative Grande ;
- NM : Négative Moyenne ;
- ZE : Zéro Environ ;
- PM : Positive Moyenne ;
- PG : Positive Grande.

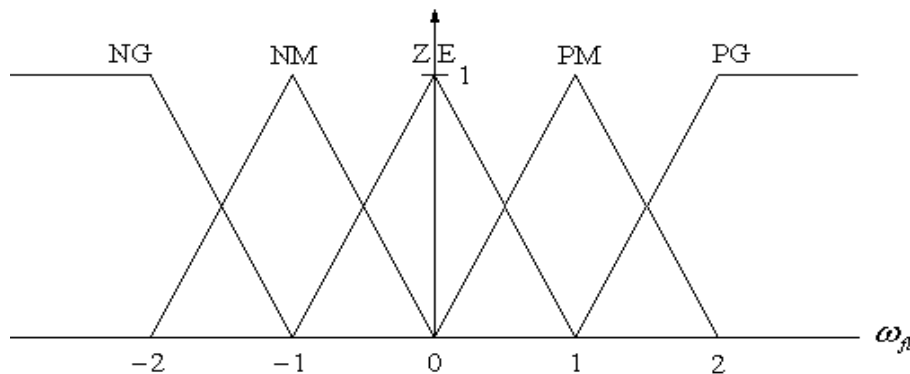


FIG. 4.4 – Fuzzification de vitesse avec cinq fonctions d'appartenance.

Base des règles et inférence floue

Les règles floues représentent le cœur du régulateur et permettent d'exprimer sous forme linguistique les variables d'entrée du régulateur aux variables de commande du système. Dans le régulateur flou de Mamdani, les règles sont exprimées comme suit :

Si x_1 est “positif grand” et x_2 est “zéro environ”
 alors
 la commande u_f est “positif grand”.

Où x_1 et x_2 représentent deux variables d’entrée du régulateur telles que : l’écart de réglage, sa variation et u_f la commande. L’expérience dans l’élaboration de ces règles joue un rôle important.

Dans le régulateur flou de Takagi-Sugeno, les règles sont exprimées en fonction des entrées.

Pour régler la vitesse de la MASDE nous avons utilisé les règles suivantes :

- R1 si ω_{fl} est NG alors $u_{f1} = a_{11}\Omega_m + a_{12}\Omega^*$
 R2 si ω_{fl} est NM alors $u_{f2} = a_{21}\Omega_m + a_{22}\Omega^*$
 R3 si ω_{fl} est ZE alors $u_{f3} = a_{31}\Omega_m + a_{32}\Omega^*$
 R4 si ω_{fl} est PM alors $u_{f4} = a_{41}\Omega_m + a_{42}\Omega^*$
 R5 si ω_{fl} est PG alors $u_{f5} = a_{51}\Omega_m + a_{52}\Omega^*$

avec : $\omega_{fl} = \Omega_m/261.7$.

Défuzzification

La défuzzification consiste à prendre une décision, c’est-à-dire, obtenir une commande réelle à partir de la commande obtenue sous forme d’ensemble flou. Dans les règles précédentes, on peut avoir deux valeurs de commande à un instant donné. La défuzzification permet de calculer une commande en fonction des commandes élémentaires par l’équation suivante.

$$u_f = \sum_{i=1}^5 \frac{u_{fi}\mu_i(\omega_{fl})}{\sum_{j=1}^5 \mu_j(\omega_{fl})} \quad (4.10)$$

On peut écrire la commande par l’expression suivante :

$$u_f = \sum_{i=1}^5 \xi_i a_i z \quad (4.11)$$

avec :

$$\xi_i = \frac{\mu_i(\omega_{fl})}{\sum_{j=1}^5 \mu_j(\omega_{fl})} \quad (4.12)$$

$$a_i = [a_{i1} \ a_{i2}], \ z = [\Omega_m \ \Omega^*]^T.$$

où :

$\mu_i(\omega_{fl})$ est le degré d’appartenance de ω_{fl} dans les variables linguistiques.

Le but de la commande adaptative est l’adaptation, au cours du temps, des coefficients de régulateur flou a_i par un algorithme qui est basé sur la stabilité du système. On ajoute un régulateur à structure variable pour compenser les perturbations externes [Gol01]. Pour cela, la commande devient :

$$C_{em}^* = u_f + u_s \quad (4.13)$$

On remplace (4.13) dans l'expression de l'erreur dynamique (4.8).

$$\dot{e} = A_m e - B_c \left[\frac{1}{J} \left(\sum_{i=1}^5 \xi_i a_i z - C_{em}^{op} \right) + \frac{1}{J} C_r + \frac{1}{J} u_s \right] \quad (4.14)$$

On détermine la commande optimale par les paramètres optimaux du régulateur flou avec une erreur d'approximation ζ .

$$C_{em}^{op} = \sum_{i=1}^5 \xi_i a_i^{op} z + \zeta \quad (4.15)$$

Par le remplacement de (4.15) dans (4.14), on trouve :

$$\dot{e} = A_m e - B_c \left[\frac{1}{J} \sum_{i=1}^5 \xi_i \tilde{a}_i z + \frac{1}{J} C_r + \frac{1}{J} u_s - \frac{1}{J} \zeta \right] \quad (4.16)$$

où, $\tilde{a}_i = a_i - a_i^{op}$: l'erreur paramétrique du régulateur.

4.3.3 Analyse de la stabilité

Pour prouver la stabilité de la dynamique en boucle fermée (4.16), les hypothèses suivantes sont nécessaires [Gol01th] :

- Le gain d'entrée ($\frac{1}{J}$) varie lentement avec le temps (c-à-d. ($\frac{1}{J}$) est constant durant l'adaptation des paramètres du régulateur flou). Le ($\frac{1}{J}$) est borné par $0 < \underline{g} \leq \frac{1}{J} \leq \bar{g}$, où \underline{g} et \bar{g} sont des constantes positives ;
- L'erreur d'approximation et la perturbation externe sont bornées par $\bar{\zeta} \geq |\zeta|$ et $\bar{C}_r \geq |C_r|$ respectivement.

On choisit la fonction de Lyapunov comme dans [Gol01] [Fen02].

$$V = \frac{\gamma}{g(J)} e^T P e + \sum_{i=1}^5 \tilde{a}_i \tilde{a}_i^T \quad (4.17)$$

On dérive la fonction de Lyapunov par rapport au temps.

$$\dot{V} = \frac{\gamma}{g(J)} (\dot{e}^T P e + e^T P \dot{e}) + 2 \sum_{i=1}^5 \tilde{a}_i \dot{\tilde{a}}_i^T \quad (4.18)$$

La transposée de l'erreur exprimée par l'équation suivante :

$$\dot{e}^T = e^T A_m^T - \left[\frac{1}{J} \sum_{i=1}^5 \xi_i \tilde{a}_i z + \frac{1}{J} C_r + \frac{1}{J} u_s - \frac{1}{J} \zeta \right] B_c^T \quad (4.19)$$

L'introduction de (4.16) et (4.19) dans (4.18) donne :

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \frac{\gamma}{g(J)} \left[e^T (A_m^T P + P A_m) e - 2g(J) \sum_{i=1}^5 \xi_i \tilde{a}_i z e^T B_c \right] \\ & - \frac{2\gamma}{g(J)} [g(J)u_s + g(J)C_r - g(J)\zeta] \\ & + 2 \sum_{i=1}^5 \tilde{a}_i \tilde{a}_i^T \end{aligned} \quad (4.20)$$

La simplification de l'équation (4.20) donne :

$$\dot{V} = -\frac{\gamma}{g(J)} (e^T Q e) + 2 \sum_{i=1}^5 \tilde{a}_i (\dot{\tilde{a}}_i^T - \gamma \xi_i z e^T P B_c) - 2\gamma [u_s + C_r - \zeta] e^T P B_c \quad (4.21)$$

avec : $g(J) = \frac{1}{J}$.

P est une matrice symétrique définie positive, présente la solution de l'équation de Lyapunov.

$$A_m^T P + P A_m = -Q \quad (4.22)$$

Le régulateur à structure variable donne une commande u_s définie par :

$$u_s = k_s \cdot \text{signe}(e^T P B_c) \quad (4.23)$$

Selon l'équation (4.21), les paramètres du régulateur flou sont ajustés suivant la loi intégrale :

$$\dot{a}_i = \gamma \xi_i B_c^T P e z^T \quad (4.24)$$

On utilise le fait que $\tilde{a}_i = \dot{a}_i$ et (4.24) dans (4.21) devient :

$$\dot{V} = -\frac{\gamma}{g(J)} (e^T Q e) - 2\gamma [u_s + C_r - \zeta] e^T P B_c \quad (4.25)$$

L'introduction du régulateur à structure variable (4.23) donne :

$$\dot{V} = -\frac{\gamma}{g(J)} (e^T Q e) - 2\gamma [k_s + (C_r - \zeta) \text{signe}(e^T P B_c)] |e^T P B_c| \quad (4.26)$$

Le coefficient k_s est choisi tel que :

$$|k_s| \geq |C_r - \zeta| \quad (4.27)$$

La valeur minimale de k_s est :

$$|k_s| = \overline{C_r} - \bar{\zeta} \quad (4.28)$$

D'après (4.26) et (4.27), le second terme de (4.25) est négatif, il montre que la dérivée de la fonction de Lyapunov est toujours négative.

$$\dot{V} \leq -\frac{\gamma}{g(J)} (e^T Q e) \quad (4.29)$$

4.3.4 Amélioration du régulateur à structure variable

Le régulateur à structure variable défini par (4.23) est de nature discontinue, des oscillations peuvent apparaître sur la commande C_{em}^* . Ce phénomène est indésirable pratiquement, car il produit une forte oscillation au niveau de la vitesse rotorique. La commande à structure variable u_s est lissée comme suit [Gol01th] :

$$u_s = k_s \frac{e^T P B_c}{|e^T P B_c| + \sigma} \quad (4.30)$$

avec :

$$|k_s| = (\bar{C}_r - \bar{\zeta}) \left(1 + \frac{\sigma}{\beta}\right) \quad (4.31)$$

où σ et β sont des constantes positives.

4.4 Simulation de la Commande Floue Adaptative à la MASDE

Nous avons ajouté le régulateur à structure variable au schéma de la commande (FIG. 4.3) et doit être modifié comme suit :

La commande globale est décrite par la (FIG. 4.5). Celle-ci présente la commande floue adaptative appliquée à la MASDE à base du bloc FOC qui fait le découplage en tension et donne les tensions de référence pour les deux onduleurs de tension. Le calcul dans le bloc FOC est fait à partir de la valeur générée par la commande floue adaptative à modèle de référence C_{em}^* .

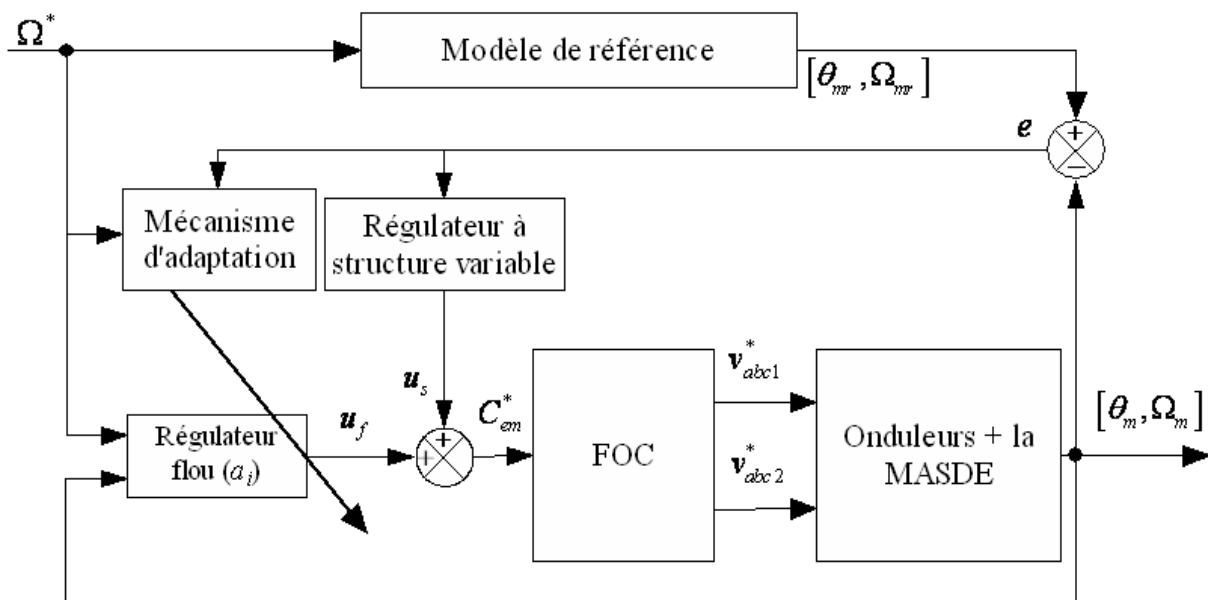


FIG. 4.5 – Commande floue adaptative à modèle de référence de la MASDE.

Les paramètres des deux régulateurs (flou et à structure variable) utilisés dans la simulation numérique sont :

$\gamma = 0.06$, $ks = 20$, $\sigma = 0.003$, $\bar{\zeta} = 10^{-3}$.

Les paramètres du MRAC sont $a_{2m} = b_m = 40$.

Les résultats de simulations sont présentés par la (FIG. 4.6) et (FIG. 4.7).

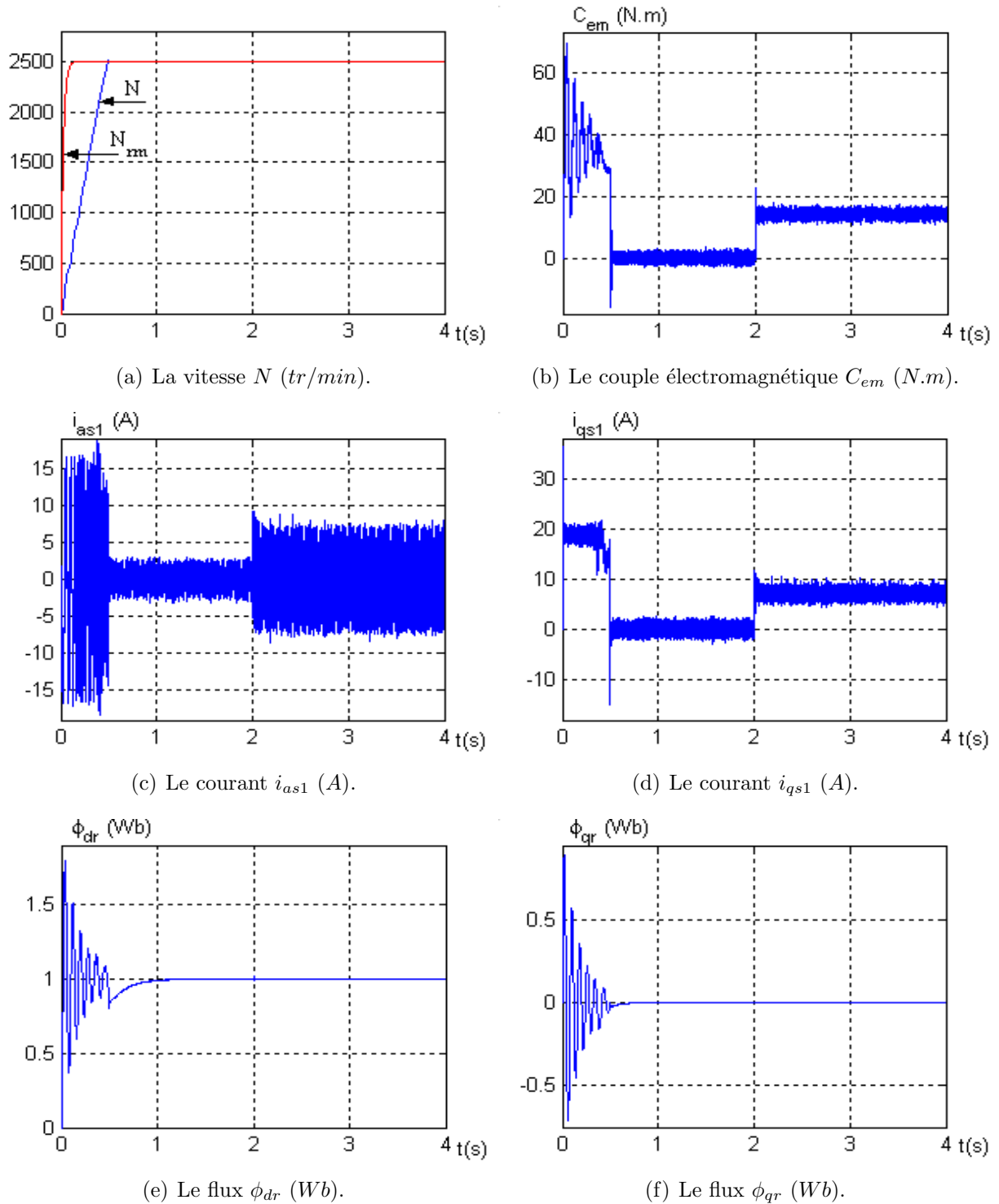
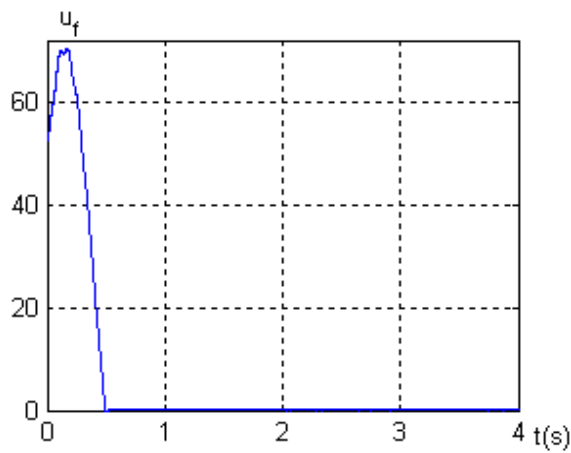
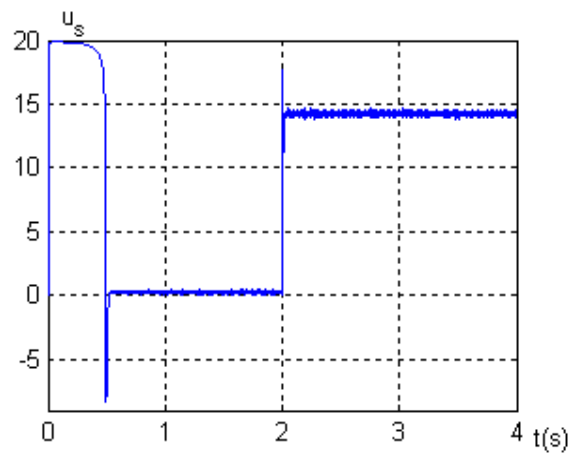


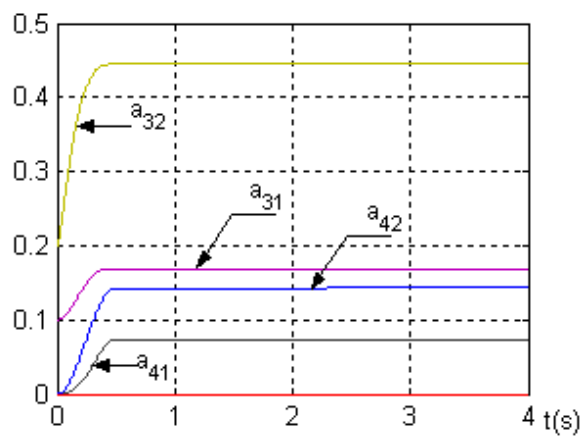
FIG. 4.6 – Performances de la MASDE sous la commande floue adaptative à modèle de référence en charge.



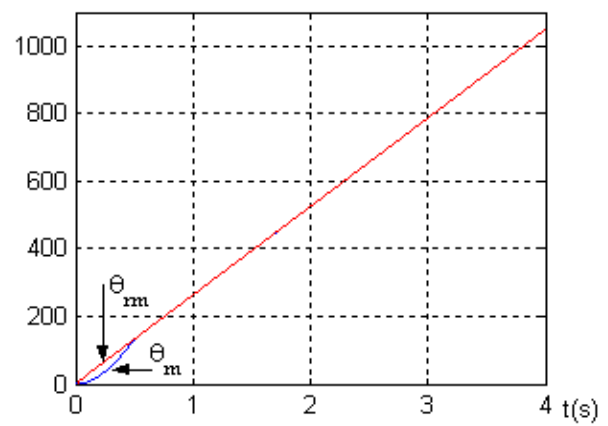
(a) La sortie du régulateur flou.



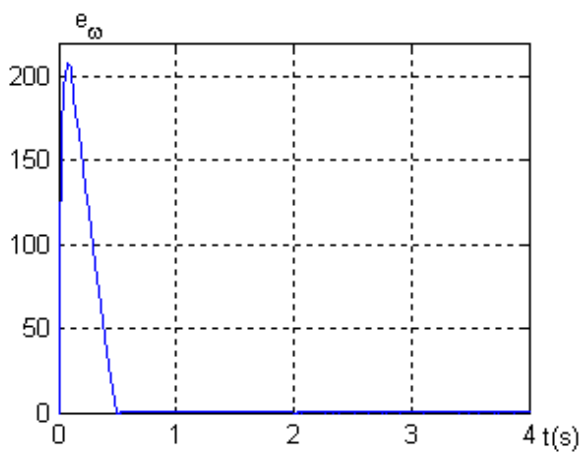
(b) La sortie du régulateur à structure variable.



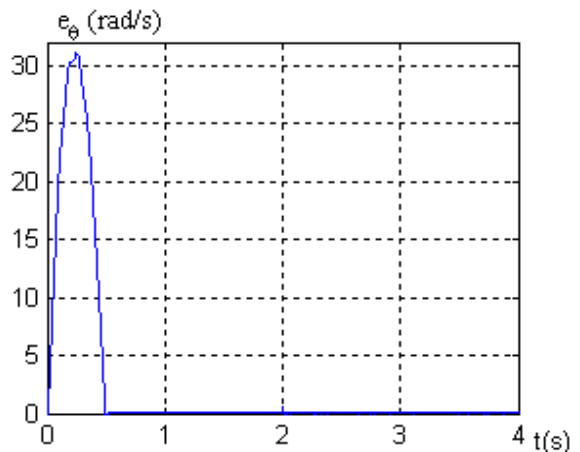
(c) Les coefficients de régulateur flou.



(d) La position du rotor et de MRAC .

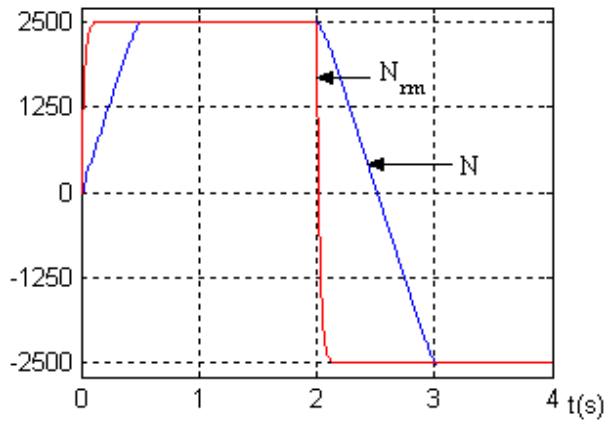


(e) L'erreur de position.

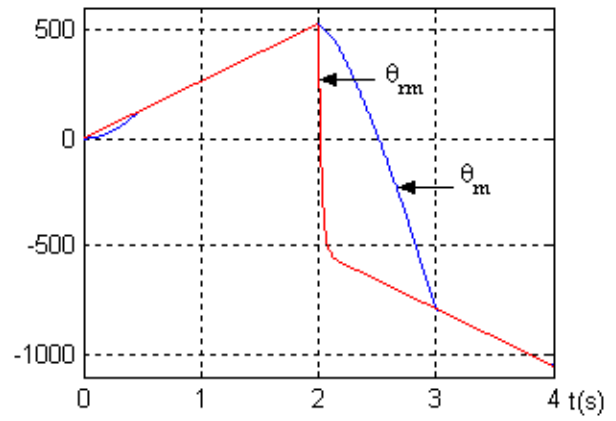


(f) L'erreur de vitesse.

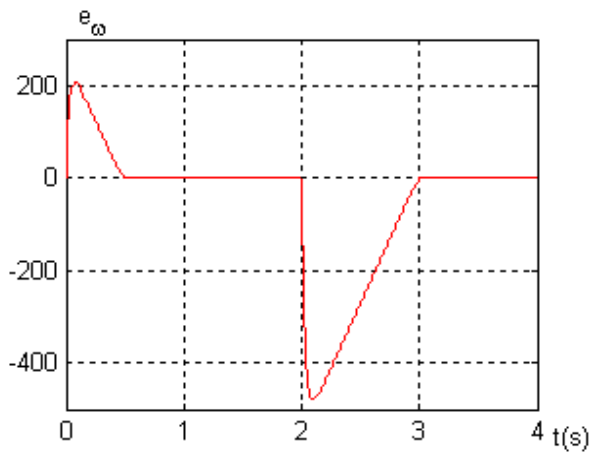
FIG. 4.7 – Paramètres de la commande floue adaptative.



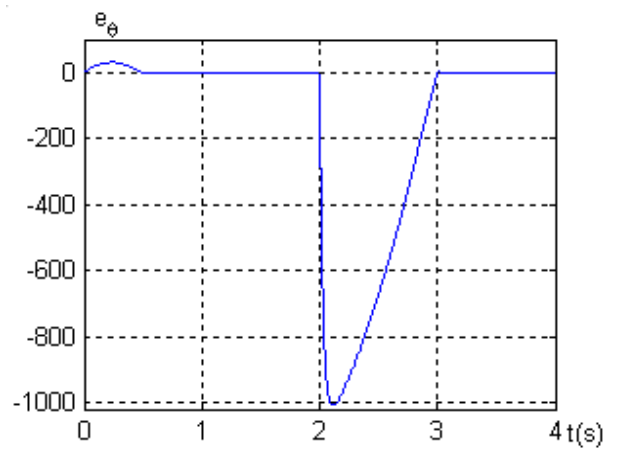
(a) La vitesse N et N_{rm} (tr/min).



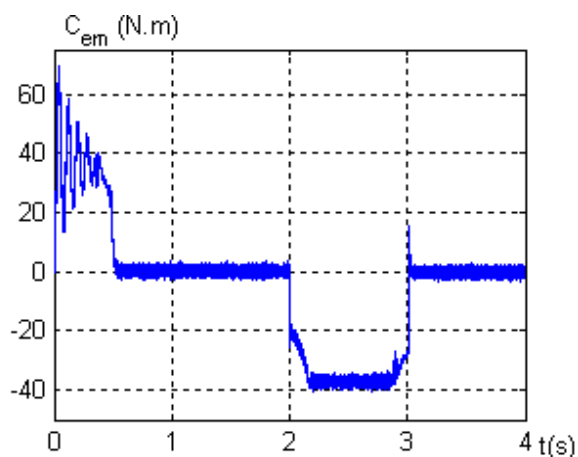
(b) La position θ_r et θ_{rm} (rad).



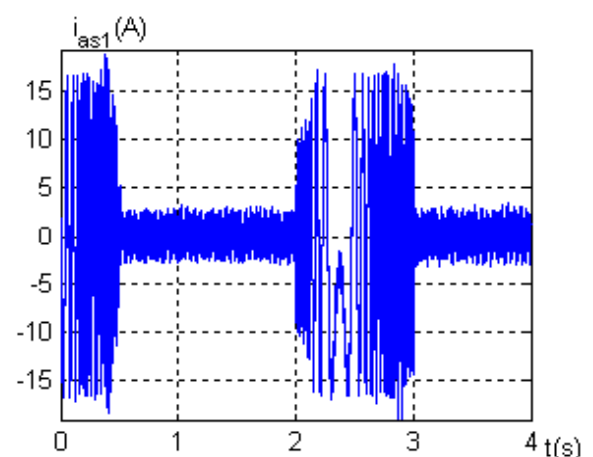
(c) L'erreur de vitesse (rad/s).



(d) L'erreur de position (rad).

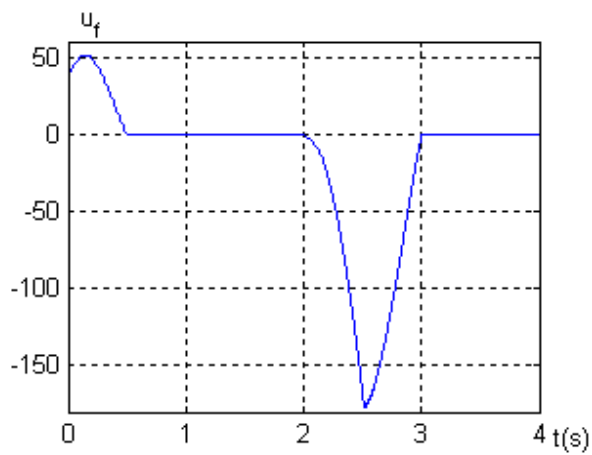


(e) Le couple électromagnétique C_{em} ($N.m$).

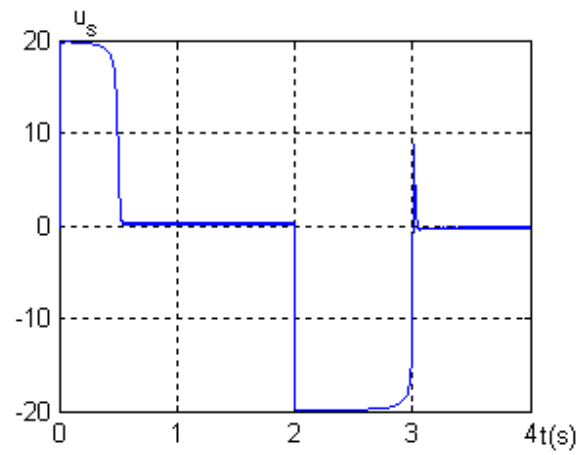


(f) Le courant i_{as1} (A).

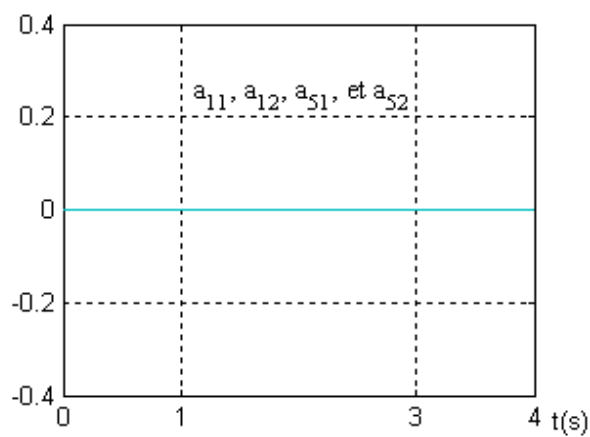
FIG. 4.8 – Performances de la MASDE sous la commande floue adaptative à modèle de référence avec l'inversion de sens de rotation.



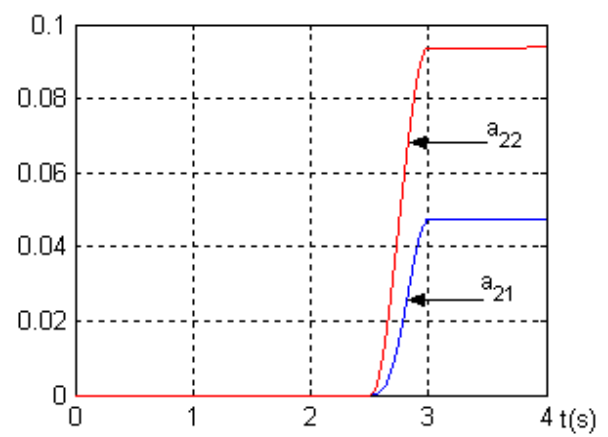
(a) La commande u_f .



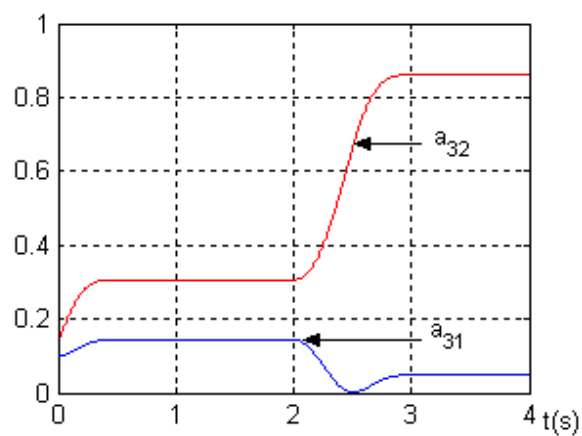
(b) La commande u_s .



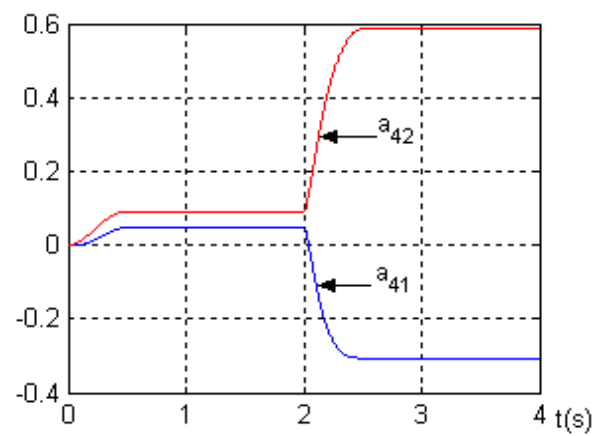
(c) a_{1i} et a_{5i} .



(d) a_{21} et a_{22} .



(e) a_{31} et a_{32} .



(f) a_{41} et a_{42} .

FIG. 4.9 – Paramètres du régulateur

4.4.1 Interprétations des résultats

Les deux figures (FIG. 4.6) et (FIG. 4.7) présentent les performances de la commande floue adaptative à modèle de référence en charge après un démarrage à vide. La charge est présentée par un couple résistant de valeur $C_r = 14N.m$.

La vitesse du rotor suit celle générée par le modèle de référence à partir de $t = 0.5s$, sans dépassement. Le rejet de perturbation est effectué durant un temps de $0.1s$ après l'application de la charge (FIG. 4.6(a)).

Le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale amortie jusqu'à l'instant $t = 0.5s$ où il oscille autour de zéro. La présence du couple résistant à partir de $t = 2s$ conduit à un couple électromagnétique de valeur d'environ $14N.m$ correspondant au couple résistant (FIG. 4.6(b)).

Les courants i_{as1} , (FIG. 4.6(c)), i_{qs1} (FIG. 4.6(d)), les flux ϕ_{dr} , (FIG. 4.6(e)) et ϕ_{qr} , (FIG. 4.6(f)), sont similaires aux résultats obtenus par la commande vectorielle dans l'essai en charge.

Les performances de la commande floue adaptative à modèle de référence sont présentées par la (FIG. 4.7). La commande u_f du sortie de régulateur flou T-S (FIG. 4.7(a)) démarre de la valeur $u_f = 52.3N.m$ à $t = 0$, car les coefficients a_{3i} ont des valeurs initial ($a_{31} = 0.1$ et $a_{32} = 0.15$). Puis elle croit jusqu'à une valeur de $70.3N.m$. A $t = 0.17s$, la commande u_f commence à diminuer pour s'annuler à $t = 0.5s$. En charge, elle présente une petite valeur d'environ $0.01N.m$.

La commande u_s à la sortie du régulateur à structure variable prend au démarrage la valeur k_s pendant le régime transitoire, puis elle s'annule car il n'y a pas de charge (perturbation externe). A l'instant $t = 2s$ où l'on applique une charge, le régulateur à structure variable génère une valeur égale au couple résistant appliqué (FIG. 4.7(b)).

Les paramètres adaptés du régulateur flou sont présentés par la (FIG. 4.7(c)). On a quatre coefficients entrant en fonctionnement, ce sont a_{3i} et a_{4i} , $i = 1, 2$; le reste des coefficients sont nuls pendant le fonctionnement. a_{31} se stabilise à 0.17 , a_{32} à 0.44 , a_{41} à 0.074 et a_{42} à 0.143 .

La deuxième variable est la position du rotor ; lorsque la vitesse suit la vitesse donnée par le modèle, la position doit suivre la position générée par le MRAC . D'après le régime transitoire, la position du rotor est une fonction linéaire (une droite), la pente représente la vitesse du rotor (FIG. 4.7(d)).

L'erreur de vitesse présente une forte croissance au démarrage jusqu'à la valeur $207.8 rad/s$, puis décroît jusqu'à la valeur zéro, une courte augmentation à l'instant $t = 2s$ (FIG. 4.7(e)). L'erreur de position a une même forme que celle de la vitesse, de valeur maximale $31 rad$ (FIG. 4.7(f)).

Les deux figures (FIG. 4.8) et (FIG. 4.9) présentent les performances de la commande floue adaptative à modèle de référence en inversion de sens de rotation à l'instant $t = 2s$.

La vitesse de rotation suit celle du modèle de référence et s'inverse au bout d'une seconde (FIG. 4.8(a)). Même chose pour la position du rotor (FIG. 4.8(b)).

L'inversion du sens de rotation conduit à une erreur de vitesse négative de $-479rad/s$, puis s'annule au bout d'une seconde (FIG. 4.8(c)). L'erreur de position a une même forme que celle de vitesse mais de valeur négative de $-1008.9 rad$ (FIG. 4.8(d)).

L'inversion de vitesse, fait appel à un courant statorique similaire au courant de démarrage de valeur crête $16A$ (FIG. 4.8(e)) et conduit à un couple négatif de valeur

$-37N.m$, puis il oscille autour de zéro. Cette oscillation est due aux harmoniques générés par les onduleurs (FIG. 4.8(f)).

La commande u_f a une forte variation lors du changement de sens de rotation de l'ordre de $-177.25N.m$, puis elle tend vers zéro (FIG. 4.9(a)). La commande u_s prend la valeur de $k_s = 20$ pendant l'inversion de la vitesse puis elle s'annule au bout d'une seconde (FIG. 4.9(b)).

Les coefficients du régulateur flou changent lors de l'inversion du sens de rotation à $t = 2s$. Les coefficients a_{1i} et a_{5i} sont nuls pendant tous le temps de simulation (FIG. 4.9(c)). Les coefficients a_{21} et a_{22} commencent à croître à $t = 2.51s$ où u_f prend la valeur $-177.25N.m$ puis ils se stabilisent à 0.0476 et à 0.093 respectivement (FIG. 4.9(d)).

a_{31} diminue à partir de $t = 2s$ et se stabilise à la valeur 0.048 à partir de l'instant $t = 3s$; par contre a_{32} croît pour atteindre la valeur de 0.86 à partir de l'instant $t = 3s$ (FIG. 4.9(e)). Les deux coefficients a_{41} et a_{42} diminuent et augmentent respectivement à partir de l'instant $t = 2s$ à $t = 3s$. Au delà du dernier instant, a_{41} se stabilise à la valeur -0.30 et a_{42} à 0.58 (FIG. 4.9(f)).

4.5 Test de Robustesse

Comme dans le chapitre précédent, on testera les performances de la machine asynchrone double étoile vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique par rapport à sa valeur nominale, (FIG. 4.10) et (FIG. 4.11).

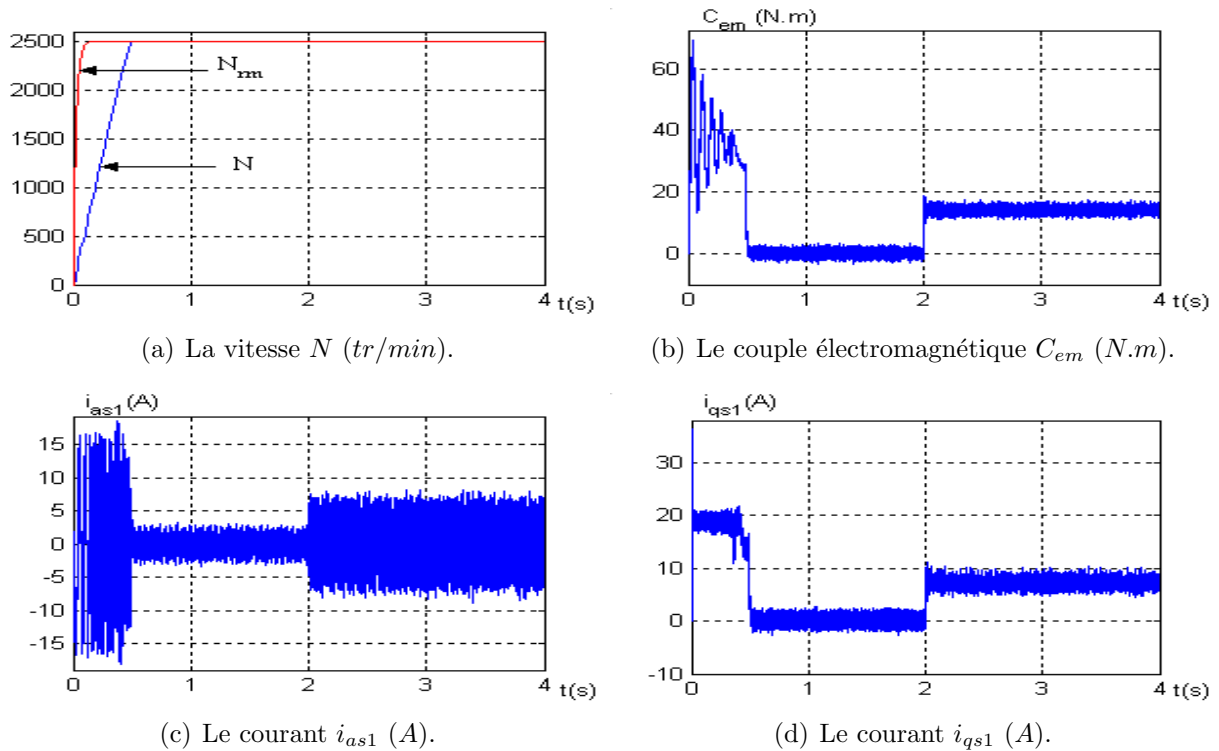
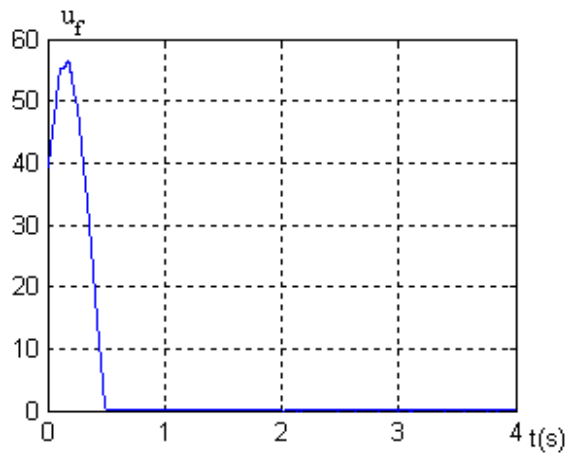
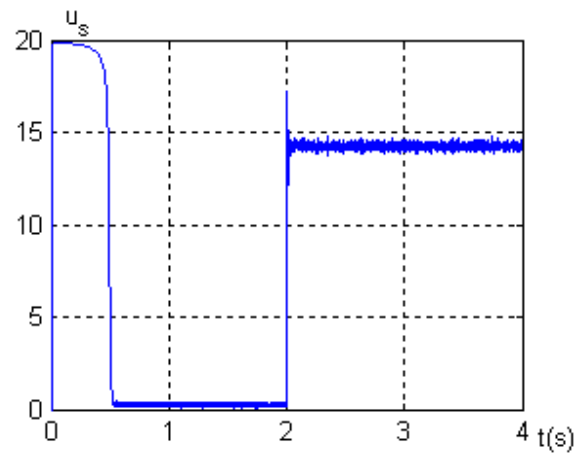


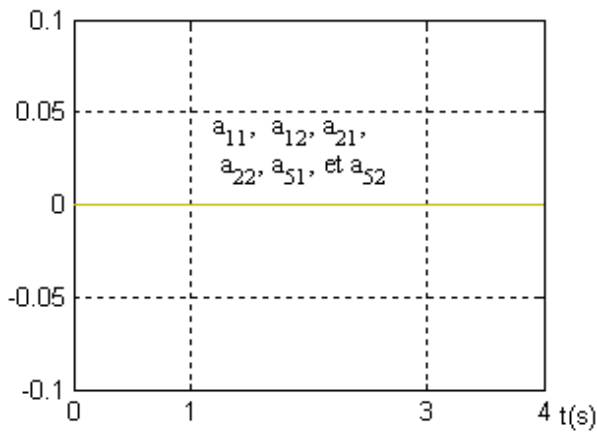
FIG. 4.10 – Performances de la MASDE vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique ($R_r = 1.8R_r^n$ à partir de $t = 1s$) en charge.



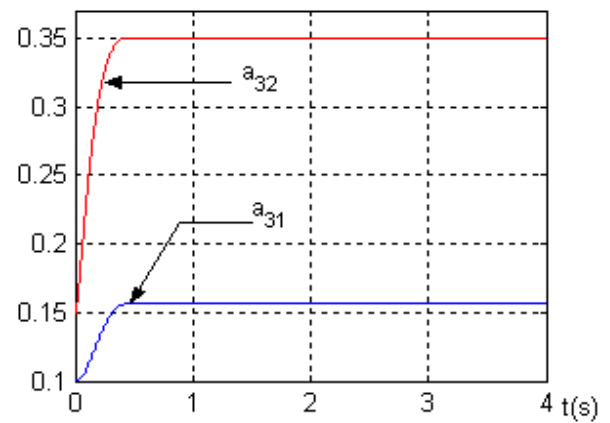
(a) La commande u_f .



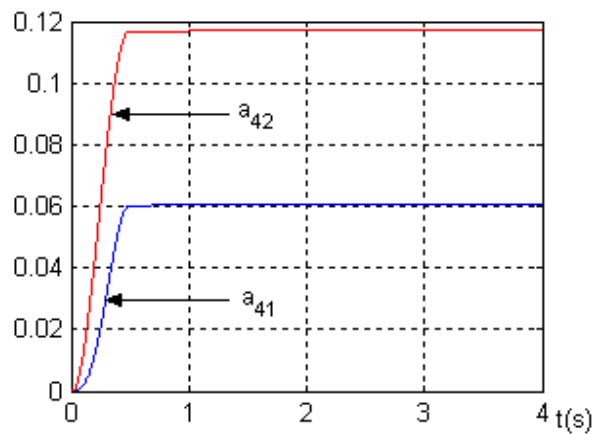
(b) La commande u_s .



(c) a_{1i} et a_{5i} .



(d) a_{31} et a_{32} .



(e) a_{41} et a_{42} .

FIG. 4.11 – Paramètres des régulateurs

4.5.1 Interprétations des résultats

Les résultats de simulation pour une variation de la résistance rotorique montrent bien l'insensibilité de la commande floue (T-S) adaptative à modèle de référence aux variations de celle-ci (FIG. 4.10) et (FIG. 4.11).

4.6 Conclusion

La commande floue adaptative à modèle de référence possède de bonnes performances : la rapidité (temps de réponse et le temps d'inversion) ; pas de dépassement et la robustesse de la commande floue adaptative vis-à-vis de variations paramétriques.

Jusqu'ici nous avons modélisé et commandé la machine asynchrone en fonctionnement moteur. Le chapitre suivant est consacré à l'étude et la modélisation de la MASDE en fonctionnement générateur.

Etude et Analyse de la Génératrice Asynchrone Double Etoile

5.1 Introduction

La nature nous dispense, généreusement et de façon assez bien répartie sur la terre, une *L* quantité d'énergie (renouvelable) très largement suffisante pour satisfaire à nos besoins. Il existe une multitude de solutions technologiques pour l'utiliser à grande ou petite échelle, que ce soit pour produire de la chaleur, de l'énergie mécanique ou de l'électricité qui, à son tour, peut être transformée.

En effet, quel appareil domestique ou industriel n'utilise pas d'électricité que ce soit pour faire de l'éclairage, du chauffage, des mouvements de rotation ou de translation, de la transmission de signaux, de l'imagerie médicale etc. C'est pour cela que la production de l'énergie électrique est importante et qu'il est intéressant de pouvoir trouver des solutions afin d'en produire toujours plus mais de manière plus propre et plus durable.

Parmi les énergies renouvelables. On cite, l'énergie solaire (thermique : qui utilise les rayonnements solaires pour chauffer l'eau ou autre liquide tel que l'huile. Photovoltaïque : qui transforme les rayonnements solaires en électricité), l'énergie biomasse (combustible des déchets agricoles pour le chauffage d'eau ou pour la production d'électricité par les centrales à vapeur), l'énergie éolienne : transformation de mouvement de masses d'airs en électricité par un système éolien (FIG. 5.1).

Les principaux composants constituant un système éolien sont [Poi03] :

Le mât généralement un tube d'acier ou éventuellement un treillis métallique, qui doit être le plus haut possible pour éviter les perturbations près du sol ;

La nacelle regroupe tous les éléments mécaniques permettant de coupler le rotor éolien au générateur électrique : arbres lent et rapide, roulements, multiplicateur. Le frein

à disque. Le générateur qui est généralement une machine synchrone ou asynchrone ;
Le rotor formé par les pales assemblées dans leur moyeu. Pour les éoliennes destinées à la production d'électricité, le nombre de pales varie classiquement de 1 à 3.

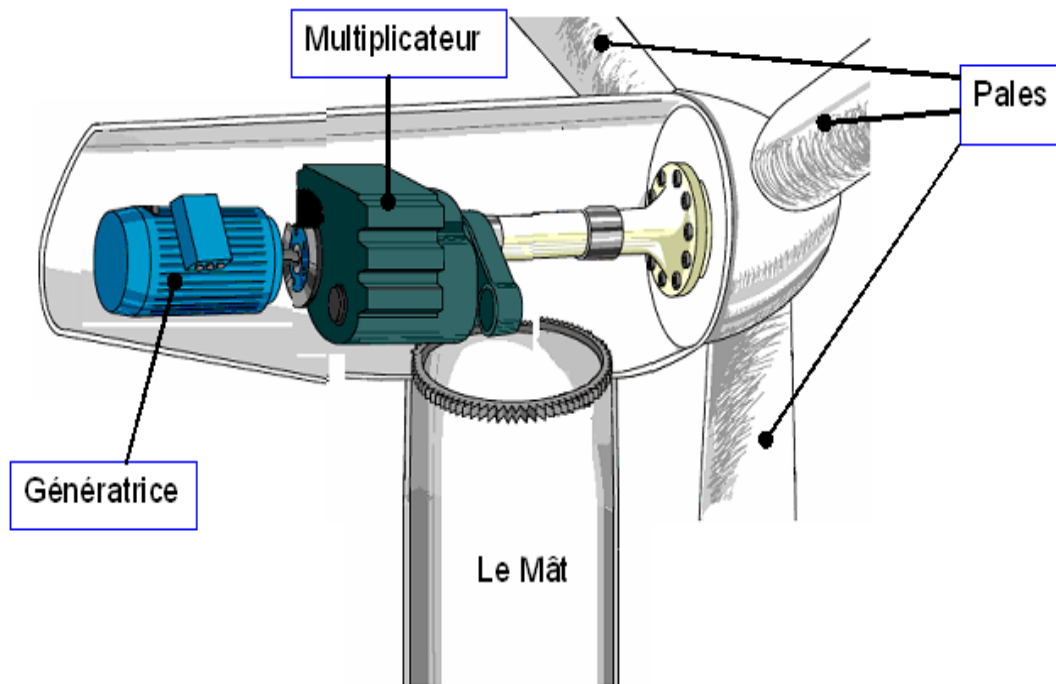


FIG. 5.1 – Système éolien.

5.2 Les Machines Electriques utilisées dans les Systèmes Eoliens

Presque toutes les machines électriques sont utilisées pour la production d'énergie électrique d'origine éolienne, selon les besoins en consommations, les lieux, la maintenance en terme économique.

La plupart des applications utilisant la machine asynchrone sont destinées à un fonctionnement en moteur, mais cette machine est tout à fait réversible. Contrairement aux autres moyens traditionnels de production d'énergie électrique où l'alternateur synchrone est largement utilisé, c'est la génératrice asynchrone à cage d'écureuil qui équipe actuellement une grande partie des éoliennes installées dans le monde, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente par rapport à d'autres types de machines. Elle conserve presque sans modification ses parties constitutives essentielles, simplicité, robustesse, prix peu élevé, entretien facile et l'absence de balais-collecteurs ou de contacts glissants sur des bagues la rendent tout à fait appropriée pour l'utilisation dans les conditions parfois extrêmes que présente l'énergie éolienne [Gre01] [Wil78].

Les investigations de ces deux dernières décennies montrent la viabilité technique et économique d'employer un nombre de phases plus que trois dans la transmission. La recherche dans ce contexte est toujours à ses débuts, pourtant quelques résultats extrêmement

importants ont été rapportés dans la littérature indiquant la faisabilité générale des systèmes multi-phasés. Cependant, les utilisations pratiques de la machine multiphasée en générateur dans la production d'énergie renouvelable, telles que l'énergie éolienne et l'énergie hydraulique n'ont pas été rapportées jusqu'ici [Sin07].

Dans ce chapitre, on a entrepris la modélisation de la MASDE en fonctionnement générateur entraînée par un moteur électrique à courant continu à excitation shunt et débitant sur des charges équilibrées.

5.3 Description du Système

Le système étudié est composé d'un moteur à courant continu à excitation shunt, couplé mécaniquement avec une génératrice asynchrone double étoile débitant sur des différentes charges équilibrées (FIG. 5.2).

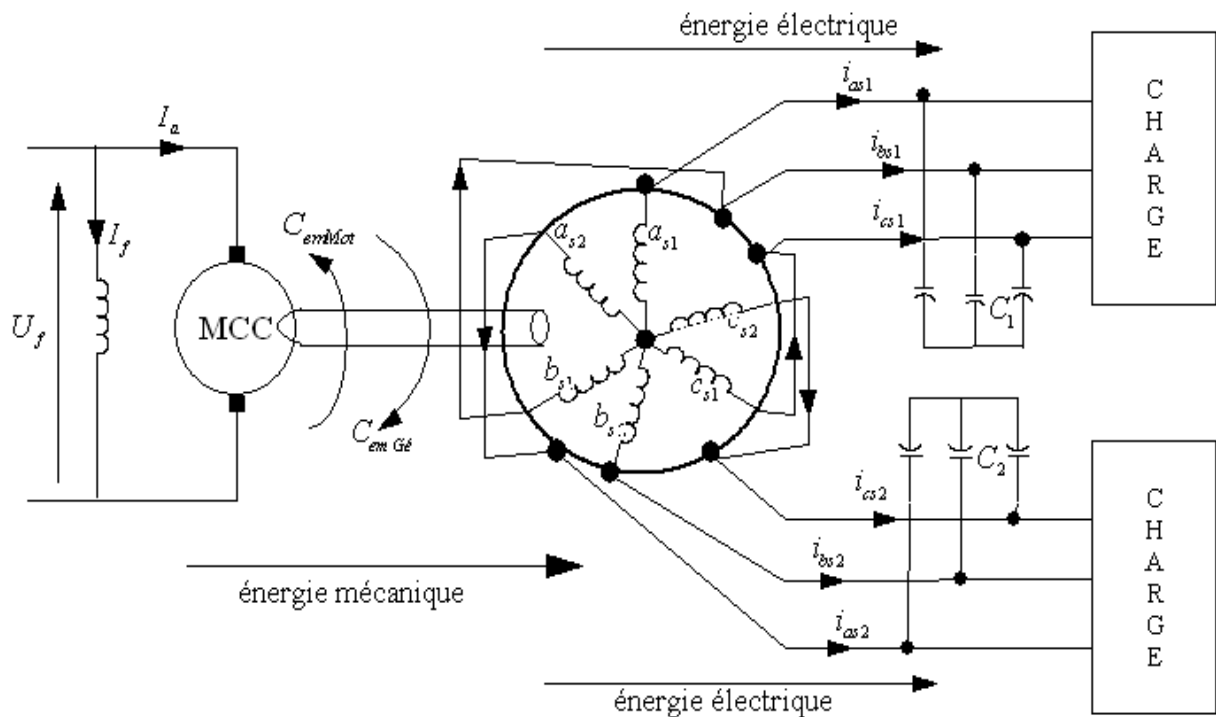


FIG. 5.2 – Système de conversion énergétique basé sur une génératrice asynchrone double étoile.

Contrairement à la génératrice synchrone, l'excitation de la génératrice asynchrone à cage d'écureuil est faite par, en plus de la vitesse d'entraînement du rotor, la connexion des batteries de condensateurs aux bornes statoriques et la présence du flux magnétique rémanent dans le fer rotorique, qui sont les conditions nécessaires pour l'auto-amorçage de la génératrice asynchrone à cage d'écureuil [Abd97].

5.4 Phénomène d'Auto-amorçage

Le phénomène d'auto-amorçage de la génératrice est schématisé par la (FIG. 5.3). Il commence par le flux rémanent et avec la rotation du rotor, il donne une petite tension/courant aux bornes de la GASDE et à travers le condensateur d'auto-amorçage, ce dernier va augmenter la tension/courant par son nature ; puis il renvoie de tension/courant de valeur supérieur par rapport à celle envoyée par la génératrice. Ce processus est répété jusqu'à l'instant où la tension/courant renvoyée par le condensateur soit égale à celle envoyée par la génératrice (point de fonctionnement).

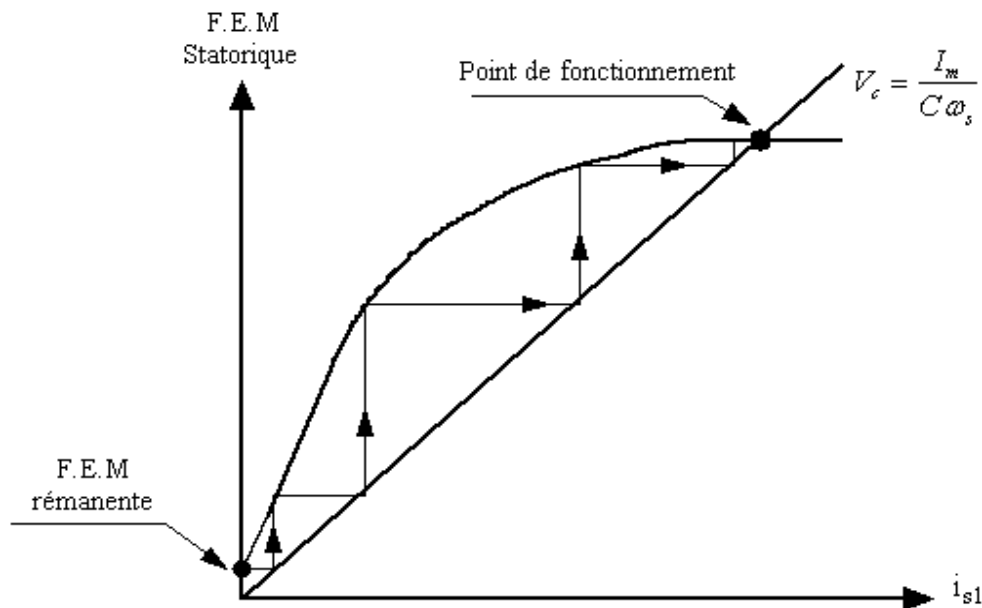


FIG. 5.3 – Phénomène de l'auto-amorçage.

5.5 Modélisation Mathématique du Système

5.5.1 Modélisation du moteur d'entraînement

Les équations qui traduisent le fonctionnement du moteur sont écrites en tenant compte des hypothèses simplificatrices suivantes :

- Le moteur est de constitution symétrique et à entrefer constant ;
- La saturation du circuit magnétique est négligée ;
- Les pertes par courants de Foucault et par hystérésis sont négligeables ;
- Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités des courants.

$$U_f = R_f I_f + L_f \frac{d}{dt} I_f$$

$$U_a = R_a I_a + L_a \frac{d}{dt} I_a + \omega_r M_{fd} I_f \quad (5.1)$$

$$\frac{J_m}{p_m} \frac{d}{dt} \omega_r = M_{fd} I_f I_a - C_r - F \omega_r$$

avec :

$U_f = U_a$: la tension d'alimentation ;

R_f, L_f, I_f : la résistance, l'inductance et le courant de l'inducteur ;

R_a, L_a, I_a : la résistance, l'inductance et le courant de l'induit ;

M_{fd}, J_m, F : la mutuelle, l'inertie et le coefficient de frottement respectivement ;

ω_r : la vitesse électrique du rotor ($\Omega_r = \frac{\omega_r}{p_m}$ la vitesse mécanique du rotor) ;

C_r : le couple résistant de moteur (couple de la génératrice) ;

p_m : le nombre de paires de pôles du moteur.

5.5.2 Modélisation de la génératrice asynchrone double étoile

On peut réécrire les équations des tensions et des flux établies pour le fonctionnement en moteur et on différencie le fonctionnement en génératrice par le placement devant chaque courant statorique soit d'axe d ou d'axe q , de l'étoile 1 ou l'étoile 2 d'un signe moins et en tenant compte des hypothèses simplificatrices à l'exception de la saturation du circuit magnétique qui n'est pas négligeable car l'inductance de magnétisation est le facteur principal de la stabilisation de la tension générée sous les conditions de fonctionnement à vide ou en charge [Sey03].

La représentation des enroulements de la machine dans le repère de PARK est donnée par la (FIG. 5.4).

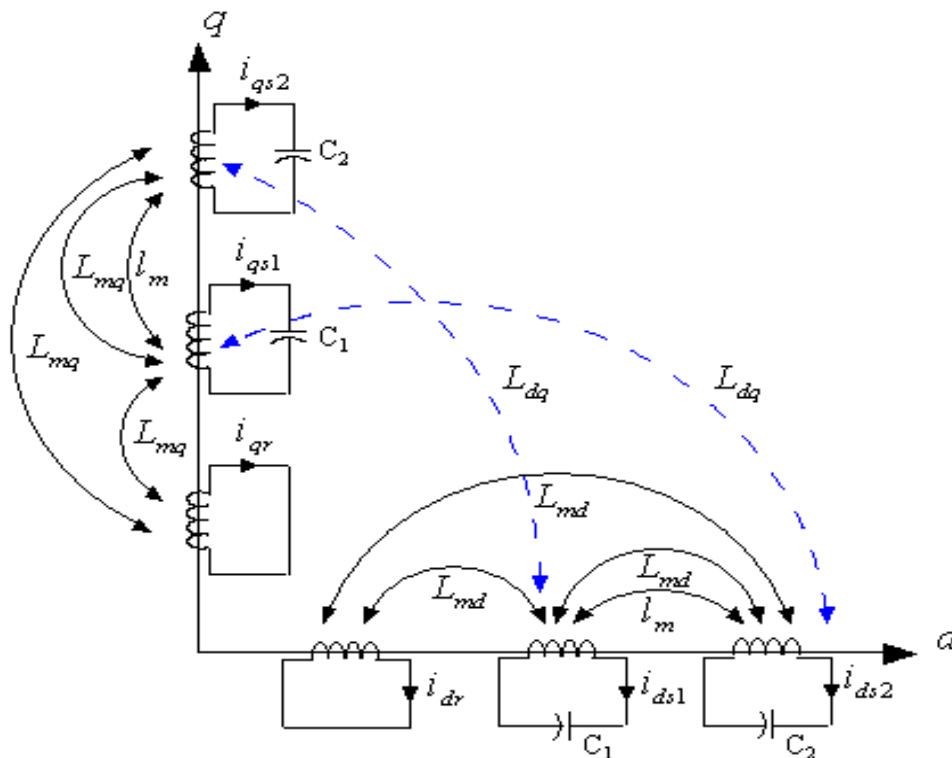


FIG. 5.4 – Représentation des enroulements de la machine asynchrone double étoile selon les axes d, q .

Equations des tensions

$$\begin{aligned}
 v_{ds1} &= -R_{s1}i_{ds1} + \frac{d}{dt}\phi_{ds1} - \omega_s\phi_{qs1} \\
 v_{qs1} &= -R_{s1}i_{qs1} + \frac{d}{dt}\phi_{qs1} + \omega_s\phi_{ds1} \\
 v_{ds2} &= -R_{s2}i_{ds2} + \frac{d}{dt}\phi_{ds2} - \omega_s\phi_{qs2} \\
 v_{qs2} &= -R_{s2}i_{qs2} + \frac{d}{dt}\phi_{qs2} + \omega_s\phi_{ds2} \\
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r)\phi_{qr} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\phi_{qr} + (\omega_s - \omega_r)\phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

avec ω_s : la vitesse du champ tournant, ω_r la vitesse de rotation rotorique.

R_{s1} , R_{s2} , R_r : sont respectivement les résistances du stator (étoile 1 et 2) et du rotor.

Equations des flux

Les expressions des flux statoriques et rotoriques en fonction des courants sont exprimées par le système d'équation suivant [Mer07b] [Sin07] :

$$\begin{aligned}
 \phi_{ds1} &= -l_{s1}i_{ds1} - l_m(i_{ds1} + i_{ds2}) + L_{md}(-i_{ds1} - i_{ds2} + i_{dr}) - L_{dq}i_{qs2} \\
 \phi_{qs1} &= -l_{s1}i_{qs1} - l_m(i_{qs1} + i_{qs2}) + L_{mq}(-i_{qs1} - i_{qs2} + i_{qr}) + L_{dq}i_{ds2} \\
 \phi_{ds2} &= -l_{s2}i_{ds2} - l_m(i_{ds1} + i_{ds2}) + L_{md}(-i_{ds1} - i_{ds2} + i_{dr}) + L_{dq}i_{qs1} \\
 \phi_{qs2} &= -l_{s2}i_{qs2} - l_m(i_{qs1} + i_{qs2}) + L_{mq}(-i_{qs1} - i_{qs2} + i_{qr}) - L_{dq}i_{ds1} \\
 \phi_{dr} &= l_r i_{dr} + L_{md}(-i_{ds1} - i_{ds2} + i_{dr}) \\
 \phi_{qr} &= l_r i_{qr} + L_{mq}(-i_{qs1} - i_{qs2} + i_{qr})
 \end{aligned} \tag{5.3}$$

où

l_{s1} , l_{s2} , l_r : les inductances de fuite statoriques (étoile 1 et 2) et rotorique respectivement ;

l_m : l'inductance de fuite mutuelle commune aux deux étoiles ;

L_{dq} : l'inductance cyclique d'intersaturation donnée par [Hal91] [Abd97] [Sin07] :

$$L_{dq} = \frac{I_{md}I_{mq}}{|I_m|} \left[\frac{dL_m}{d|I_m|} \right] \tag{5.4}$$

avec : I_{md} , I_{mq} , les courants de magnétisation direct et en quadrature.

L_m : l'inductance de magnétisation, elle est obtenue par la caractéristique de magnétisation de la machine.

$$L_m = \frac{|\overline{\phi_m}|}{|I_m|} \tag{5.5}$$

ϕ_m , I_m : les modules du flux et du courant de magnétisation respectivement.

L'expression du courant de magnétisation en fonction des courants statoriques et rotoriques est définie par :

$$I_m = \sqrt{(-i_{ds1} - i_{ds2} + i_{dr})^2 + (-i_{qs1} - i_{qs2} + i_{qr})^2} \quad (5.6)$$

Comme dans plusieurs articles, l'expression de L_m est donnée par une expression non linéaire, pour la génératrice asynchrone double étoile, on a l'expression suivante [Sin05] :

$$L_m = b_1 + b_2 I_m + b_3 I_m^2 + b_4 I_m^3 \quad (5.7)$$

où b_1, b_2, b_3, b_4 sont des constantes, (Annexe B).

Les inductances de magnétisation directe et en quadrature sont [Sin06] :

$$L_{md} = L_m + \left[\frac{I_{md}}{I_{mq}} \right] L_{dq} \quad (5.8)$$

$$L_{mq} = L_m + \left[\frac{I_{mq}}{I_{md}} \right] L_{dq} \quad (5.9)$$

avec :

$$I_{md} = -i_{ds1} - i_{ds2} + i_{dr} \quad (5.10)$$

$$I_{mq} = -i_{qs1} - i_{qs2} + i_{qr}$$

L'expression du couple électromagnétique de la génératrice est écrite comme suit :

$$C_{emGe} = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{p}{2}\right) \left(\frac{L_m}{L_{dr}}\right) [(i_{qs1} + i_{qs2})\phi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\phi_{qr}] \quad (5.11)$$

5.5.3 Modélisation de l'auto-amorçage

Les bancs de condensateurs sont connectés en étoile aux bornes des deux étoiles. Les équations de tensions aux bornes des condensateurs de chaque étoile sont écrites dans le référentiel lié au champ tournant comme suit :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} v_{ds1} &= \frac{1}{C_1} i_{dc1} + \omega_s v_{qs1} \\ \frac{d}{dt} v_{qs1} &= \frac{1}{C_1} i_{qc1} - \omega_s v_{ds1} \\ \frac{d}{dt} v_{ds2} &= \frac{1}{C_2} i_{dc2} + \omega_s v_{qs2} \\ \frac{d}{dt} v_{qs2} &= \frac{1}{C_2} i_{qc2} - \omega_s v_{ds2} \end{aligned} \quad (5.12)$$

Où $i_{dc1}, i_{qc1}, i_{dc2}, i_{qc2}$ représentent les courants d'excitation selon les axes d et q , étoile 1, 2. C_1, C_2 sont les condensateurs d'excitation aux bornes de l'étoile 1 et 2 respectivement.

Dans le cas de fonctionnement à vide (pas de charge connectée aux bornes des étoiles), on a :

$$\begin{aligned} i_{ds1} &= i_{dc1} \\ i_{qs1} &= i_{qc1} \\ i_{ds2} &= i_{dc2} \\ i_{qs2} &= i_{qc2} \end{aligned} \quad (5.13)$$

5.5.4 Modélisation des charges

Dans le cas où la génératrice débite sur une charge équilibrée, on discerne deux types de charges les plus courantes (charge purement résistive, et charge inductive).

Charge purement résistive

La charge résistive est présentée par trois résistances identiques connectées en étoile et branchées en parallèle avec le banc de condensateur pour chaque étoile de la GASDE. Le schéma réduit de connexion en axe d de l'étoile 1 est donnée par (FIG. 5.5) et même chose pour le rest.

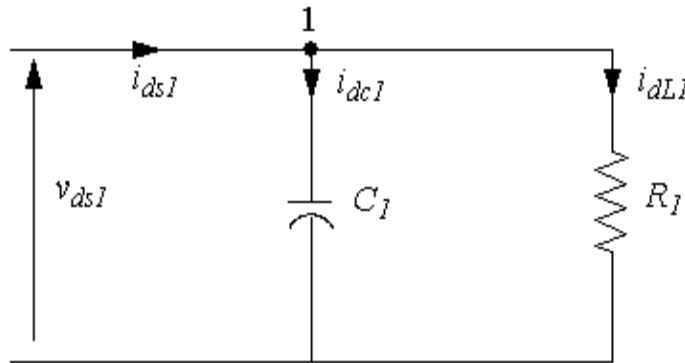


FIG. 5.5 – Connexion de la charge R selon l'axe d (étoile 1).

Au nœud 1, on écrit l'équation des courants sortant et entrant.

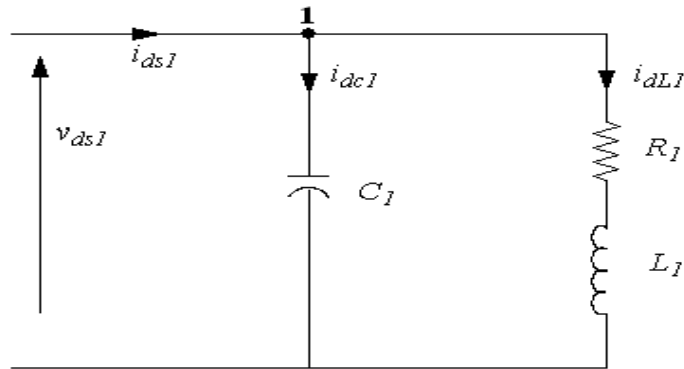
$$i_{dc1} = i_{ds1} - \frac{v_{ds1}}{R_1} \quad (5.14)$$

Même chose pour les courants i_{qc1} , i_{dc2} , i_{qc2} , on écrit :

$$\begin{aligned} i_{qc1} &= i_{qs1} - \frac{1}{R_1} v_{qs1} \\ i_{dc2} &= i_{ds2} - \frac{1}{R_2} v_{ds2} \\ i_{qc2} &= i_{qs2} - \frac{1}{R_2} v_{qs2} \end{aligned} \quad (5.15)$$

En substituant (5.14) et (5.15) dans le système d'équations (5.12), on trouve.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} v_{ds1} &= \frac{1}{C_1} \left(i_{ds1} - \frac{1}{R_1} v_{ds1} \right) + \omega_s v_{qs1} \\ \frac{d}{dt} v_{qs1} &= \frac{1}{C_1} \left(i_{qs1} - \frac{1}{R_1} v_{qs1} \right) - \omega_s v_{ds1} \\ \frac{d}{dt} v_{ds2} &= \frac{1}{C_2} \left(i_{ds2} - \frac{1}{R_2} v_{ds2} \right) + \omega_s v_{qs2} \\ \frac{d}{dt} v_{qs2} &= \frac{1}{C_2} \left(i_{qs2} - \frac{1}{R_2} v_{qs2} \right) - \omega_s v_{ds2} \end{aligned} \quad (5.16)$$

FIG. 5.6 – Connexion de la charge RL selon l'axe d (étoile 1).

Charge inductive

La (FIG. 5.6) représente le schéma de connexion de la charge inductive RL selon l'axe d de l'étoile 1.

Au nœud 1, on écrit l'équation des courants sortant et entrant et pour les restes des courants, on trouve d'après le remplacement dans (5.12).

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt}v_{ds1} &= \frac{1}{C_1}(i_{ds1} - i_{dL1}) + \omega_s v_{qs1} \\
 \frac{d}{dt}v_{qs1} &= \frac{1}{C_1}(i_{qs1} - i_{qL1}) - \omega_s v_{ds1} \\
 \frac{d}{dt}v_{ds2} &= \frac{1}{C_2}(i_{ds2} - i_{dL2}) + \omega_s v_{qs2} \\
 \frac{d}{dt}v_{qs2} &= \frac{1}{C_2}(i_{qs2} - i_{qL2}) - \omega_s v_{ds2}
 \end{aligned} \tag{5.17}$$

Les courants des charges sont donnés par :

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt}i_{dL1} &= \frac{1}{L_1}(v_{ds1} - R_1 i_{dL1}) \\
 \frac{d}{dt}i_{qL1} &= \frac{1}{L_1}(v_{qs1} - R_1 i_{qL1}) \\
 \frac{d}{dt}i_{dL2} &= \frac{1}{L_2}(v_{ds2} - R_2 i_{dL2}) \\
 \frac{d}{dt}i_{qL2} &= \frac{1}{L_2}(v_{qs2} - R_2 i_{qL2})
 \end{aligned} \tag{5.18}$$

5.6 Mise sous forme d'Equation d'Etat

Les systèmes d'équations (5.2) et (5.12), peuvent être exprimés comme suit :

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt}\phi_{ds1} &= v_{ds1} + R_{s1}i_{ds1} + \omega_s\phi_{qs1} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{qs1} &= v_{qs1} + R_{s1}i_{qs1} - \omega_s\phi_{ds1} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{ds2} &= v_{ds2} + R_{s2}i_{ds2} + \omega_s\phi_{qs2} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{qs2} &= v_{qs2} + R_{s2}i_{qs2} - \omega_s\phi_{ds2} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{dr} &= R_r i_{dr} + (\omega_s - \omega_r)\phi_{qr} \\
 \frac{d}{dt}\phi_{qr} &= R_r i_{qr} - (\omega_s - \omega_r)\phi_{dr} \\
 \frac{d}{dt}v_{ds1} &= \frac{1}{C_1}i_{ds1} + \omega_s v_{qs1} \\
 \frac{d}{dt}v_{qs1} &= \frac{1}{C_1}i_{qs1} - \omega_s v_{ds1} \\
 \frac{d}{dt}v_{ds2} &= \frac{1}{C_2}i_{ds2} + \omega_s v_{qs2} \\
 \frac{d}{dt}v_{qs2} &= \frac{1}{C_2}i_{qs2} - \omega_s v_{ds2}
 \end{aligned} \tag{5.19}$$

Du système d'équations (5.19), on exprime les flux et les tensions en fonction des courants et des tensions statoriques et rotoriques en utilisant (5.3).

$$[Z] = [L][X] \tag{5.20}$$

où :

$$\begin{aligned}
 [Z] &= [\phi_{ds1} \ \phi_{qs1} \ \phi_{ds2} \ \phi_{qs2} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr} \ v_{ds1} \ v_{qs1} \ v_{ds2} \ v_{qs2}]^T \\
 [X] &= [i_{ds1} \ i_{qs1} \ i_{ds2} \ i_{qs2} \ i_{dr} \ i_{qr} \ v_{ds1} \ v_{qs1} \ v_{ds2} \ v_{qs2}]^T
 \end{aligned}$$

$$[L] = \begin{bmatrix}
 -L_{ds1} & 0 & -L_{md} - l_m & -L_{dq} & L_{md} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & -L_{qs1} & L_{dq} & -L_{mq} - l_m & 0 & L_{mq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -L_{md} - l_m & L_{dq} & -L_{ds2} & 0 & L_{md} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -L_{dq} & -L_{mq} - l_m & 0 & -L_{qs2} & 0 & L_{mq} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 -L_{md} & 0 & -L_{md} & 0 & L_{dr} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & -L_{mq} & 0 & -L_{mq} & 0 & L_{qr} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1
 \end{bmatrix}$$

avec :

$$L_{ds1} = l_{s1} + L_{md} + l_m \quad L_{qs1} = l_{s1} + L_{mq} + l_m$$

$$L_{ds2} = l_{s2} + L_{md} + l_m \quad L_{qs2} = l_{s2} + L_{mq} + l_m$$

$$L_{dr} = l_r + L_{md} \quad L_{qr} = l_r + L_{mq}$$

Donc l'équation (5.19) peut être écrit comme suit :

$$[\dot{X}] = [A][X] \quad (5.21)$$

où, $[A] = [L]^{-1}[B|C]$.

$$[B] = \begin{bmatrix} R_{s1} & -\omega_s L_{qs1} & \omega_s L_{dq} & -\omega_s(L_{mq} + l_m) & 0 & \omega_s L_{mq} \\ \omega_s L_{ds1} & R_{s1} & \omega_s(L_{md} + l_m) & \omega_s L_{dq} & -\omega_s L_{md} & 0 \\ -\omega_s L_{dq} & -\omega_s(L_{mq} + l_m) & R_{s2} & -\omega_s L_{qs2} & 0 & \omega_s L_{mq} \\ \omega_s(L_{md} + l_m) & -\omega_s L_{dq} & \omega_s L_{ds2} & R_{s2} & -\omega_s L_{md} & 0 \\ 0 & -\omega_{gl} L_{mq} & 0 & -\omega_{gl} L_{mq} & R_r & \omega_{gl} L_{qr} \\ \omega_{gl} L_{md} & 0 & \omega_{gl} L_{md} & 0 & -\omega_{gl} L_{dr} & R_r \\ 1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/C_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C_2 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

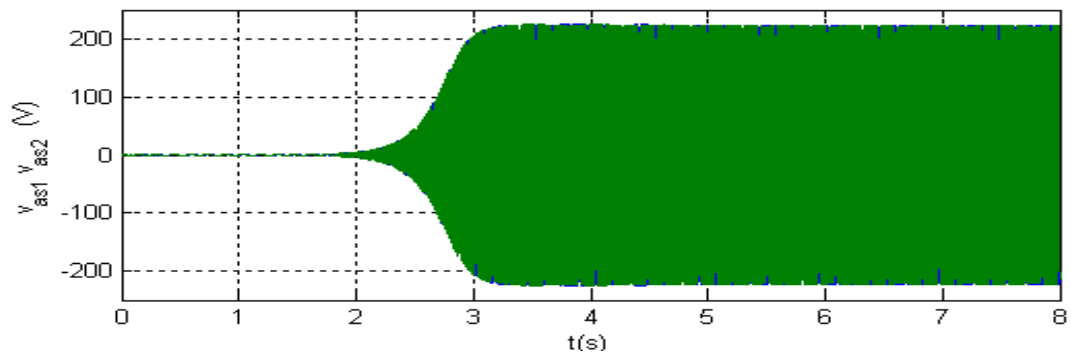
$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega_s & 0 & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_s \\ 0 & 0 & -\omega_s & 0 \end{bmatrix}$$

5.7 Simulation et Discussion des Résultats

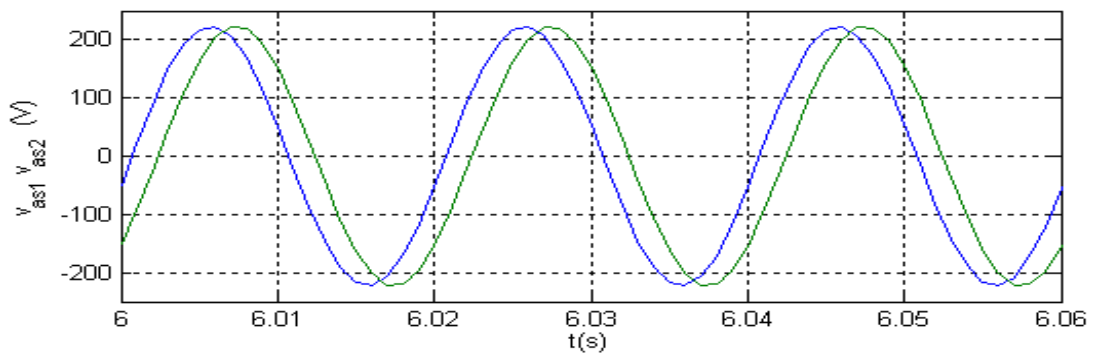
Les résultats de simulation ont été obtenus avec les paramètres de la GASDE données dans l'Annexe B. Les performances de la GASDE ont été testées en trois modes de fonctionnement à vide, en charge purement résistive et en charge inductive.

5.7.1 Fonctionnement à vide

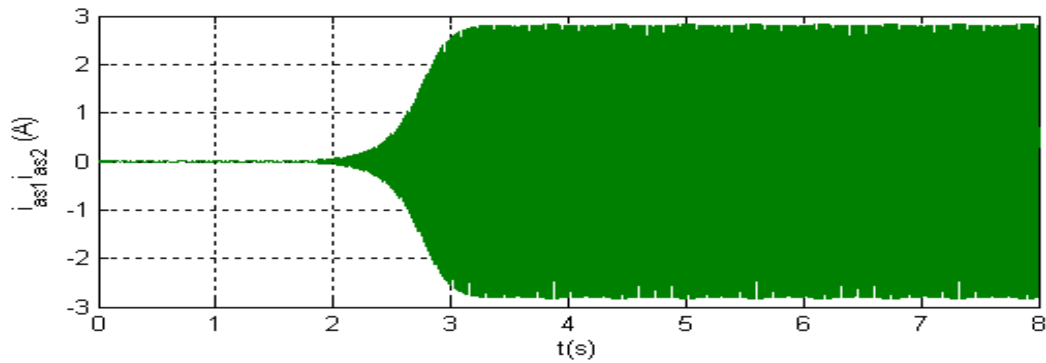
Les résultats de simulation numérique de fonctionnement à vide de la GASDE avec $C_1 = C_2 = 40\mu F$ sont présentés par les (FIG. 5.7) et (FIG. 5.8).



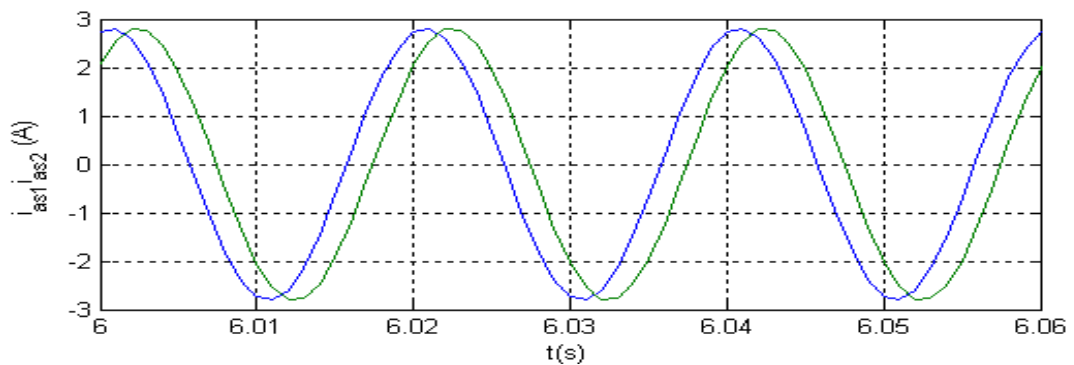
(a) Les tensions v_{as1} , v_{as2} (V).



(b) Zoom des tensions

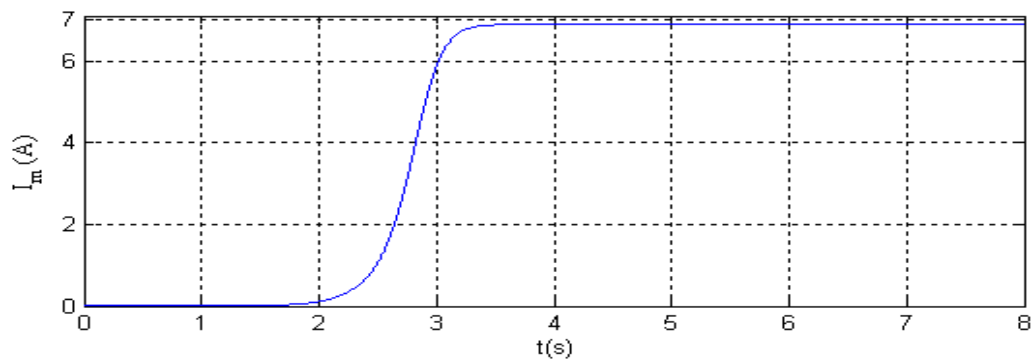


(c) Les courants i_{as1} , i_{as2} (A).

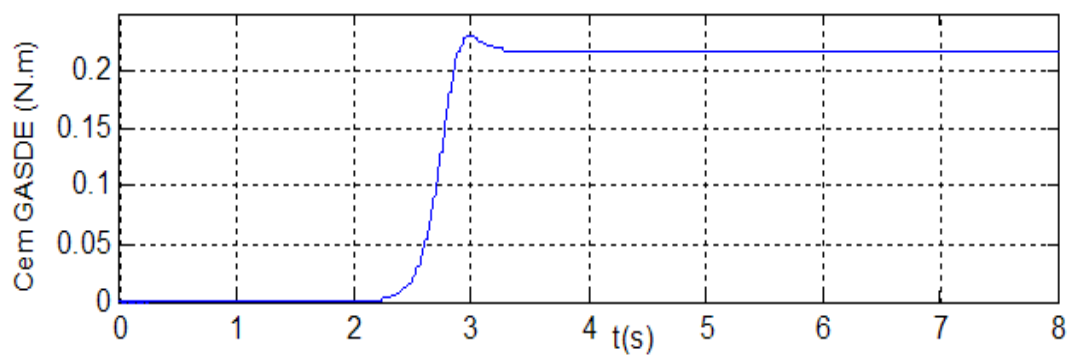


(d) Zoom des courants

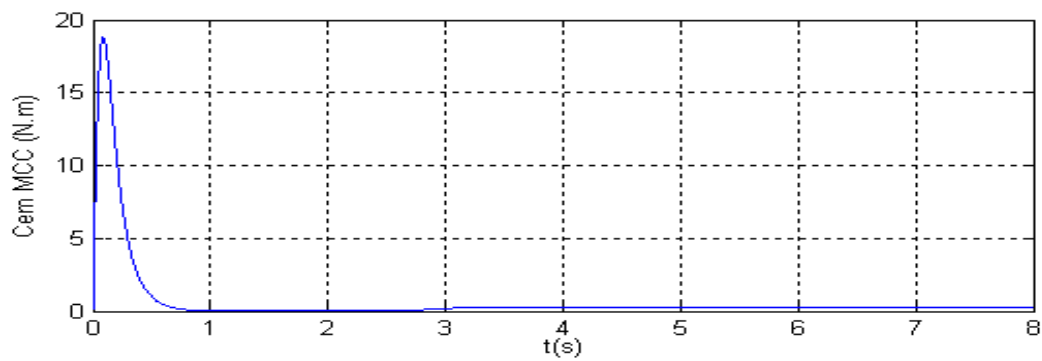
FIG. 5.7 – Performances électriques de la GASDE.



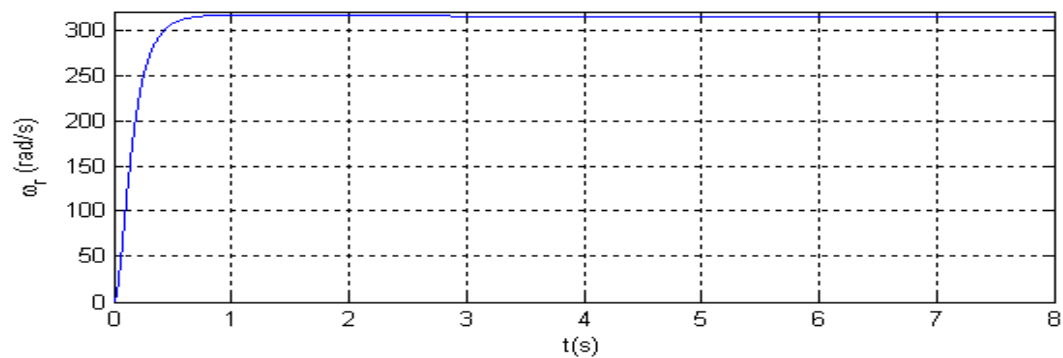
(a) Le courant de magnétisation I_m (A).



(b) Le couple électromagnétique de la GASDE C_{emG} (N.m).



(c) Le couple électromagnétique du MCC C_{emM} (N.m).



(d) La vitesse d'entraînement ω_r (rad/s).

FIG. 5.8 – Performances de la GASDE et du MCC.

Discussion des résultats

Les tensions v_{as1} et v_{as2} aux bornes de la première phase de l'étoile 1 et de l'étoile 2 (FIG. 5.7(a)), ainsi que les courants i_{as1} , i_{as2} , (FIG. 5.7(c)) respectivement, ont des évolutions exponentielles de $t = 1.6s$ à $t = 3.8s$ où ils se stabilisent et prennent les formes sinusoïdales de valeur crête $222.6V$ pour les tensions, $2.8A$ pour les courants statoriques et de fréquence d'environ $50Hz$ (FIG. 5.7(b)), (FIG. 5.7(d)).

Le courant de magnétisation a une forme exponentielle dans la période $[1.6 \text{ } 3.8]s$ puis il se stabilise à une valeur $6.89A$. (FIG. 5.8(a)).

Le couple électromagnétique de la GASDE a une valeur très faible (presque nulle) de $t = 0$ à $t = 1.6s$ car les courants sont faibles aussi (le couple est l'image des courants) puis une forte augmentation dans la période $[1.6 \text{ } 3.8]s$. En régime totalement établi, le couple électromagnétique a une valeur constante égale à $0.21N.m$ (FIG. 5.8(b)).

Le couple électromagnétique produit par le moteur d'entraînement a une valeur de démarrage importante de $18.8N.m$, car le moteur fait tourner le rotor couplé mécaniquement avec le rotor de la GASDE. À $t = 1s$ où la vitesse d'entraînement se stabilise, le couple moteur a une valeur faible jusqu'à $t = 2.4$ où le couple de génératrice (couple résistant de moteur) commence à croître. Le couple moteur compense le couple de la génératrice (FIG. 5.8(c)).

La vitesse d'entraînement a un temps de réponse égal $1s$ et a une valeur 316.36 rad/s jusqu'à $t = 3.8s$ puis elle baisse à 314.14 rad/s en régime totalement établi (FIG. 5.8(d)).

5.7.2 Fonctionnement en charge purement résistive

Dans le fonctionnement en charge purement résistive, on utilise plus le modèle de la GASDE donné par (5.21), le système d'équations (5.16) modélise la charge résistive. Les résistances (R_1 pour l'étoile 1, R_2 pour l'étoile 2) connectées en étoiles et liées aux deux étoiles de la GASDE par deux interrupteurs.

Test 1 les deux résistances ont la même valeur $R_1 = R_2 = R = 254.13\Omega$;

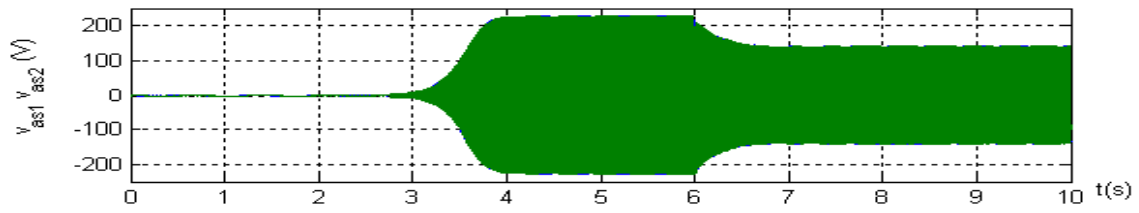
Test 2 les deux résistances ont des valeurs différentes $R_1 = 3R_2 = 300\Omega$.

Les capacités connectées aux étoiles $C_1 = C_2 = 40\mu F$ pour les deux étoiles du stator.

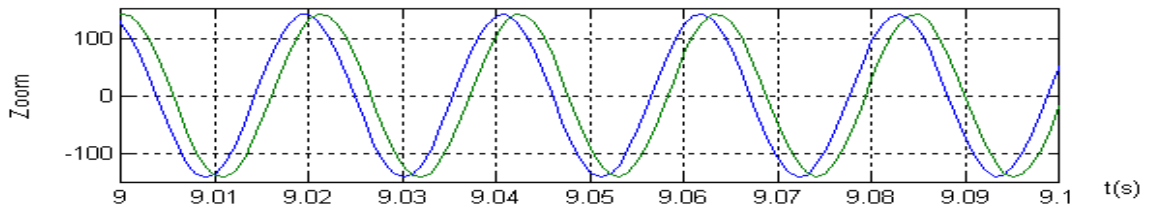
Les (FIG. 5.9) et (FIG. 5.10) représentent le premier test.

Les (FIG. 5.11) et (FIG. 5.12) représentent le deuxième test.

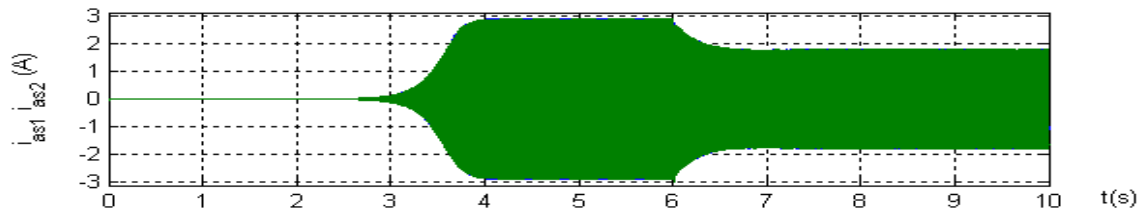
Dans les deux tests, le bleu sert aux grandeurs (tensions et courants) de l'étoile 1, le vert sert aux grandeurs de l'étoile 2.



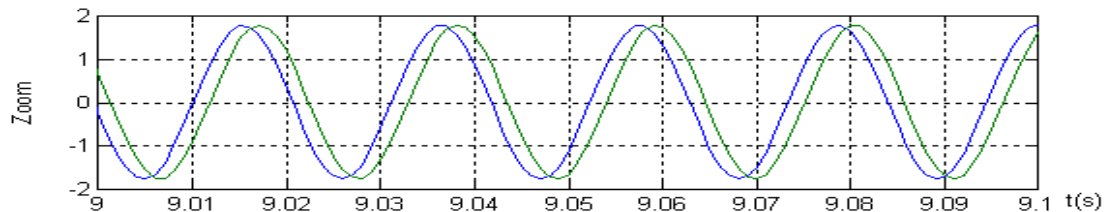
(a) Tensions v_{as1} , v_{as2} (V).



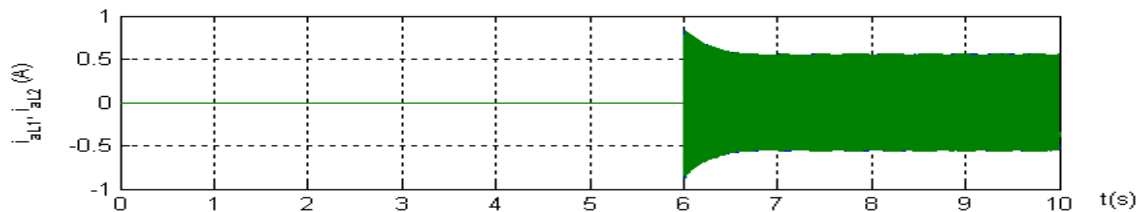
(b) Zoom de v_{as1} , v_{as2} (V).



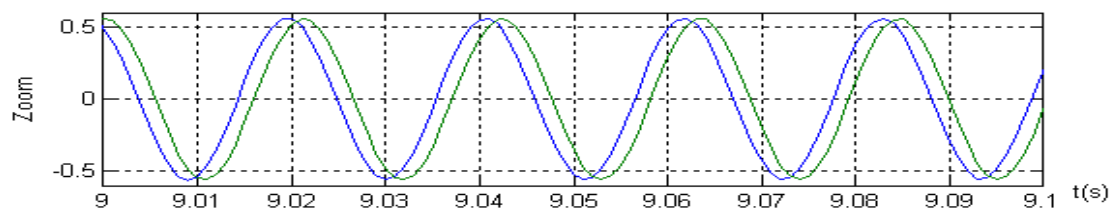
(c) Courants statoriques i_{as1} , i_{as2} (A).



(d) Zoom de i_{as1} , i_{as2} (A).

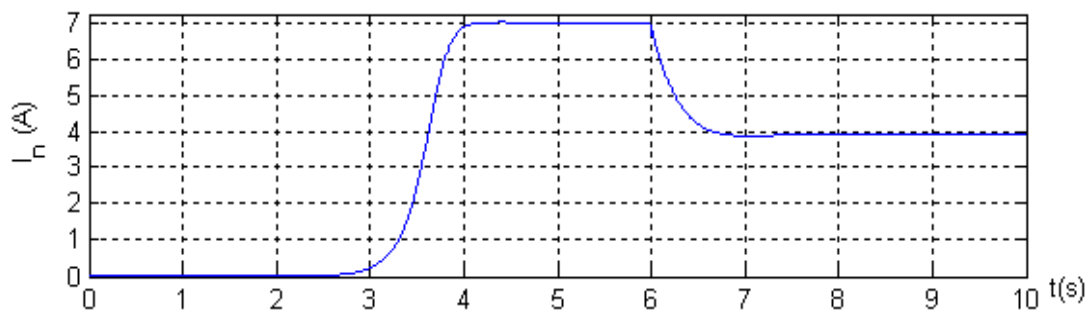


(e) Courants de charge i_{aL1} , i_{aL2} (A).

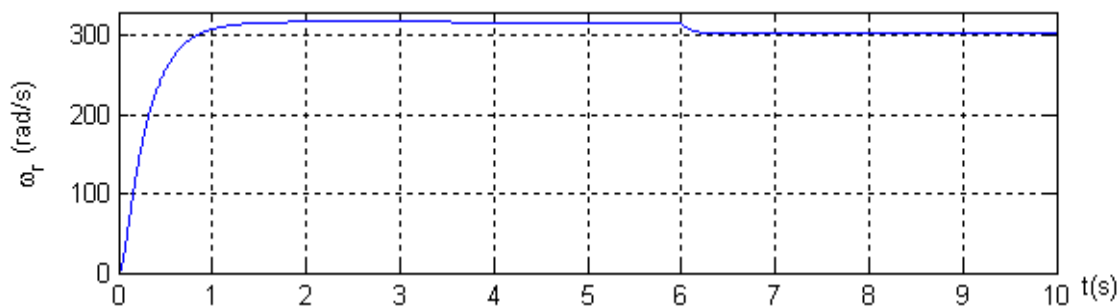


(f) Zoom de i_{aL1} , i_{aL2} (A).

FIG. 5.9 – Performances de la GASDE débitant sur une charge purement résistive ($R_1 = R_2 = 254.13\Omega$).

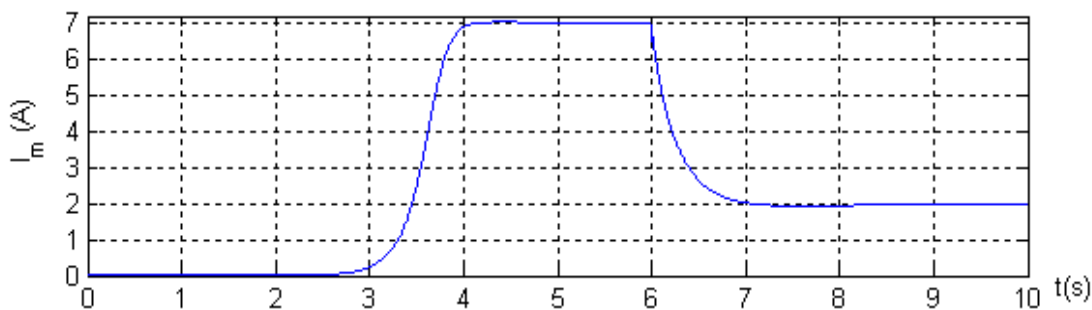


(a) Courant de magnétisation I_m (A).

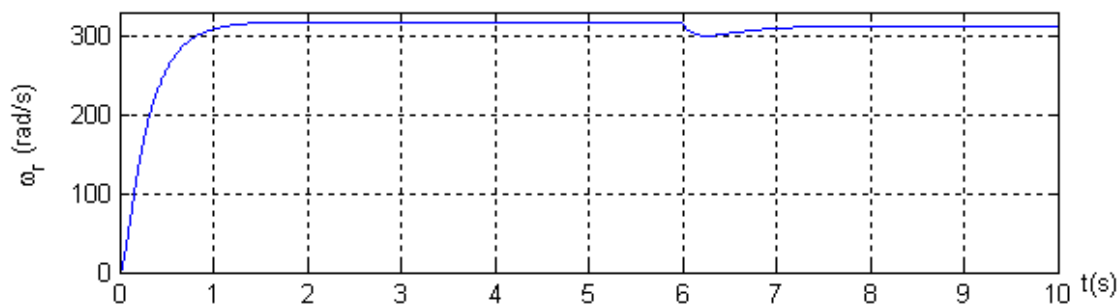


(b) Vitesse d'entraînement ω_r (rad/s).

FIG. 5.10 – Performances de la GASDE et du MCC ($R_1 = R_2 = 254.13\Omega$).

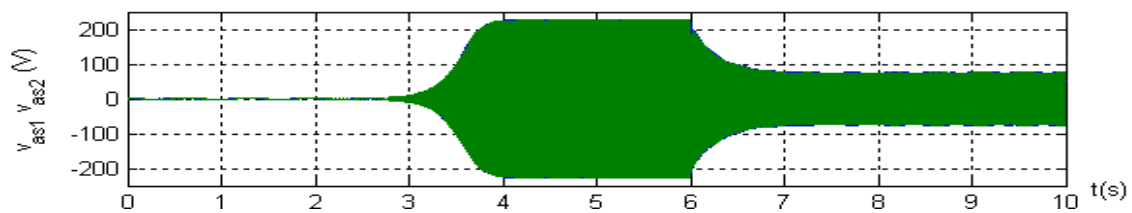


(a) Courant de magnétisation I_m (A).

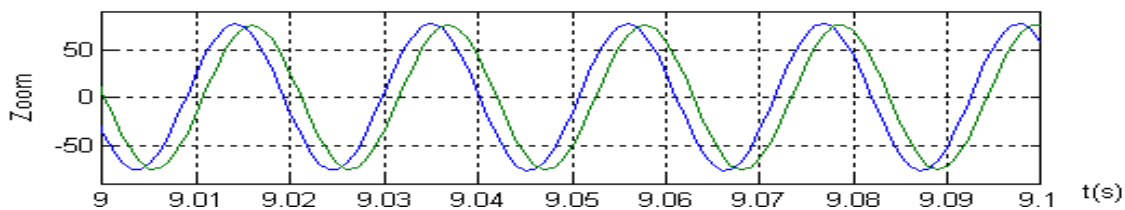


(b) Vitesse d'entraînement ω_r (rad/s).

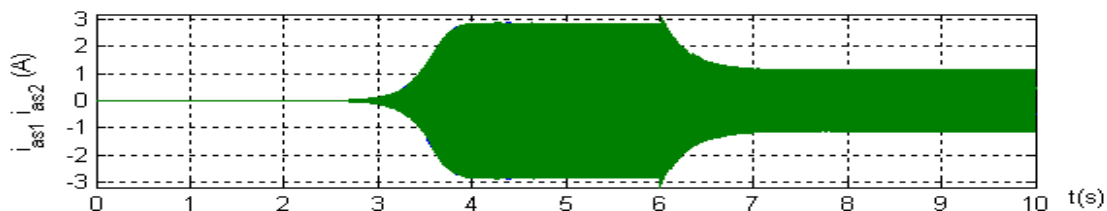
FIG. 5.11 – Performances de la GASDE et du MCC ($R_1 = 3R_2 = 300\Omega$).



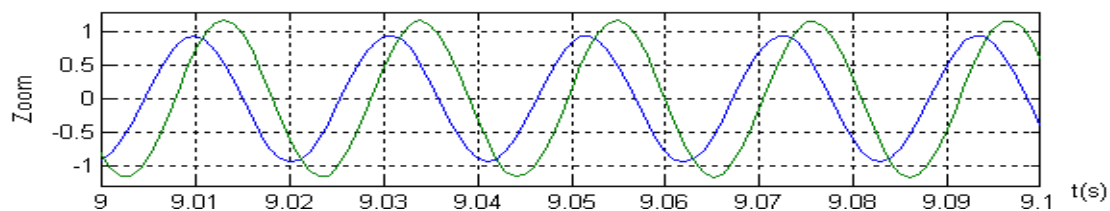
(a) Tensions statoriques v_{as1} , v_{as2} (V).



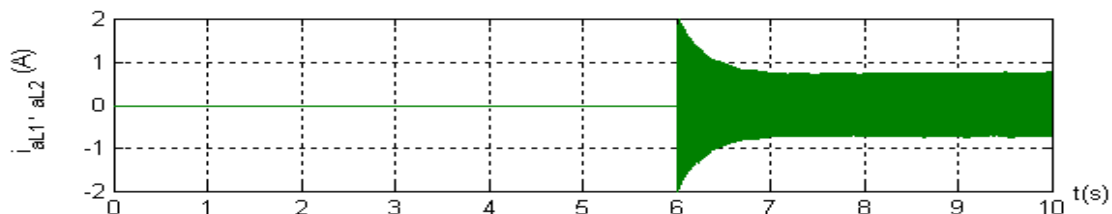
(b) Zoom de v_{as1} , v_{as2} (V).



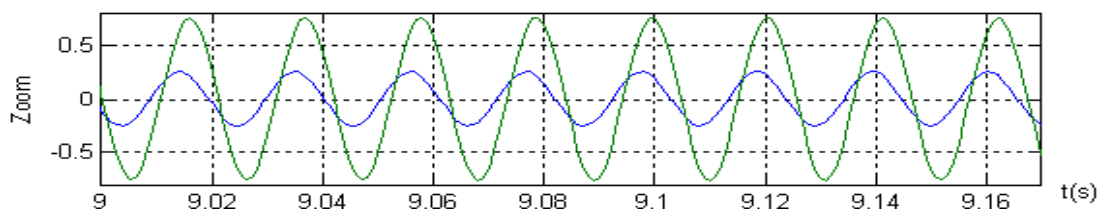
(c) Courants statoriques i_{as1} , i_{as2} (A).



(d) Zoom de i_{as1} , i_{as2} (A).



(e) Courants de charge i_{aL1} , i_{aL2} (A).



(f) Zoom de i_{aL1} , i_{aL2} (A).

FIG. 5.12 – Performances de la GASDE débitant sur une charge purement résistive ($R_1 = 3R_2 = 300\Omega$).

Discussion des résultats

Tous les résultats de simulation avant l'insertion de la charge restent les mêmes. Après l'insertion de la charge toutes les grandeurs ont un autre régime transitoires d'environ $1s$.

Les tensions v_{as1} , v_{as2} générées par la GASDE chutent après l'insertion de la charge résistive et dépendent de la valeur de celle-ci, car la diminution des tensions dans le test 2 (FIG. 5.12(a)) est plus accentuée par rapport au test 1 (FIG. 5.9(a)). En valeur crête, la tension chute à $143V$ (test 1) (FIG. 5.9(b)). Dans le test 2, v_{as1} a une valeur crête de $76V$, v_{as2} a une valeur crête de $74.5V$ (FIG. 5.12(b)).

Les courants i_{as1} , i_{as2} chutent suite à la diminution des tensions (FIG. 5.9(c)) (FIG. 5.12(c)). La chute des courants est proportionnelles à la résistance et à la chute des tensions par la relation ($i_{as} = v_{as}/R$). Dans le test 1, les courants i_{as1} i_{as2} de charge ont la même valeur crête de $1.78A$ (FIG. 5.9(d)), dans le deuxième test où on a deux charges différentes i_{as1} a une valeur crête de $0.95A$ et i_{as2} de $1.16A$ (FIG. 5.12(d)).

Les courants de charge i_{aL1} , i_{aL2} sont liés aux courants générés par la génératrice, ces derniers sont proportionnelles aux tensions aux bornes de la GASDE. A $t = 6s$, les courants de charge ont un pic de même valeur $0.82A$ (test 1) (FIG. 5.9(e)), dans le test 2, les deux courants n'ont pas les mêmes valeurs de pic $i_{aL1} = 0.7A$ en régime établi de valeur crête $0.25A$, $i_{aL2} = 2A$ de valeur crête $0.74A$ (FIG. 5.12(e)). Cette différence est due à la différence des grandeurs des résistances.

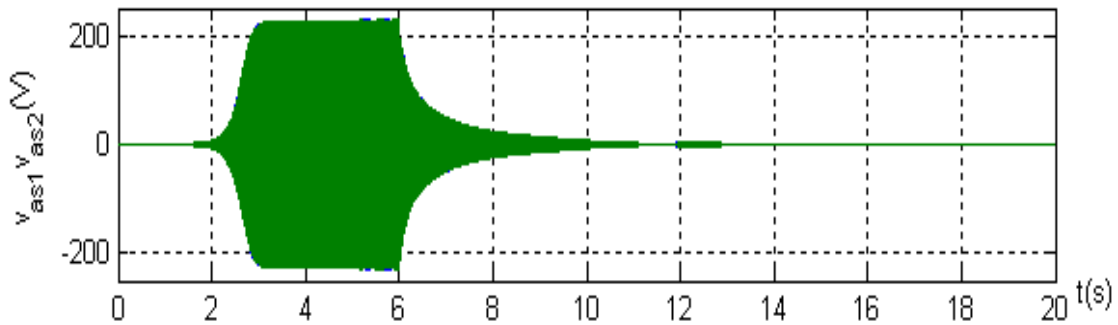
Le cause principale des diminutions des tensions et des courants est due au courant de magnétisation I_m qui traduit l'état magnétique de la génératrice. Ce dernier dépend de la valeur des résistances connectées aux étoiles du stator. Dans le test 1, I_m se stabilise à la $3.95A$ en charge (FIG. 5.10(a)). En test 2, le courant I_m se stabilise à la valeur $2A$ (FIG. 5.11(a)).

La vitesse d'entraînement a un rejet de perturbation d'une durée de $1s$ puis elle se stabilise à des nouvelles valeurs. Pour le test 1 la vitesse se stabilise à $304.52 rad/s$ (FIG. 5.10(b)), dans le second à $311.6 rad/s$. Ces variations de vitesse d'entraînement introduisent des variations sur la fréquence des grandeurs électriques (tensions, courants générés par la GASDE et sur les courants des charges). La variation de la fréquence est claire dans le premier test car la vitesse est loin de la vitesse de synchronisme contrairement à la vitesse de second test qui est proche du synchronisme (FIG. 5.12(b)), (FIG. 5.12(d)) et (FIG. 5.12(f)).

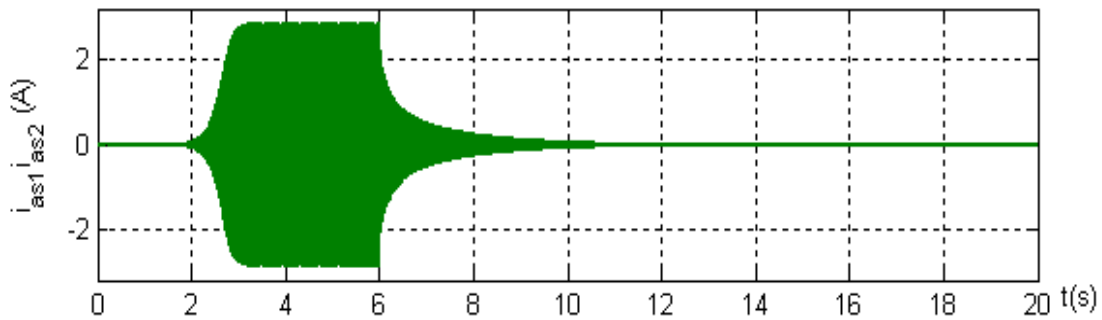
5.7.3 Fonctionnement en charge inductive

Pour voir l'influence de la charge inductive par rapport à la charge purement résistive, on a procédé à deux tests : dans le premier test, on garde l'amplitude de la charge (test 1 charge résistive) et on varie le déphasage de la charge de 0° à $38,14^\circ$ ($R_1 = R_2 = 200\Omega$, $L_1 = L_2 = 500mH$). Dans le deuxième test, on garde la même charge pour l'étoile 1 et on varie la charge pour l'étoile 2 d'amplitude 574.4 et de déphasage $29,48^\circ$ ($R_2 = 500\Omega$, $L_2 = 900mH$).

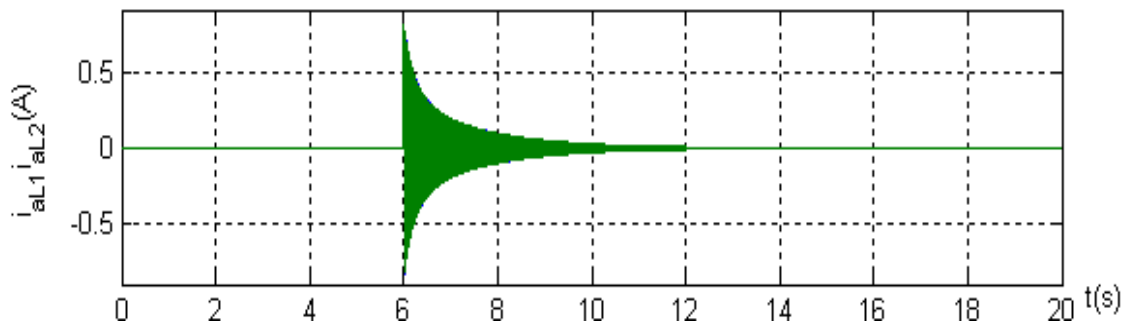
Les capacités connectées aux deux étoiles sont $C_1 = C_2 = 40\mu F$.



(a) Tensions v_{as1} , v_{as2} (V).

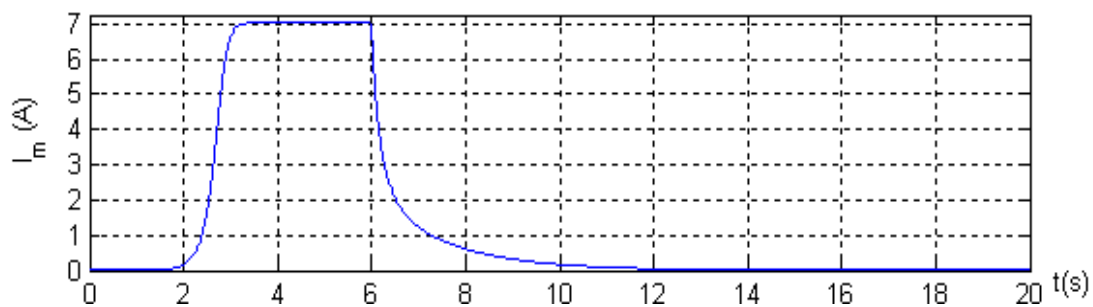


(b) Courants i_{as1} , i_{as2} (A).

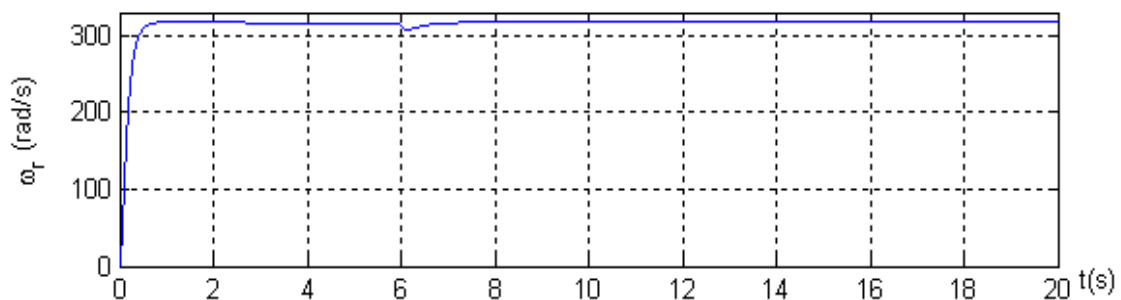


(c) Courants de charge i_{aL1} , i_{aL2} (A).

FIG. 5.13 – Performances de la GASDE débitant sur une charge ($R_1 = R_2 = 200\Omega$, $L_1 = L_2 = 500mH$).

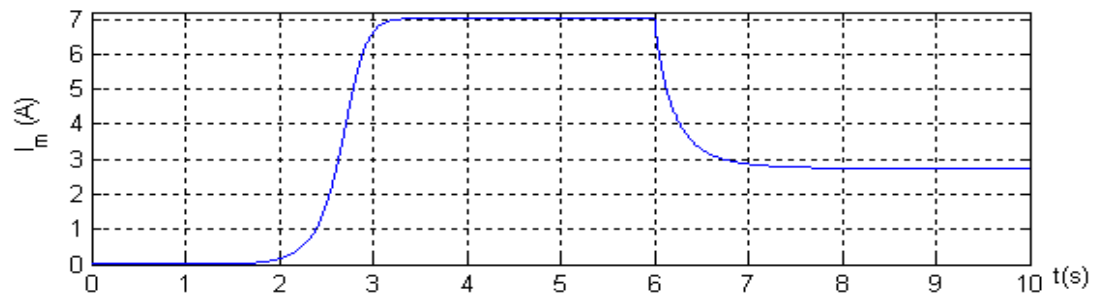


(a) Courant de magnétisation i_m (A).

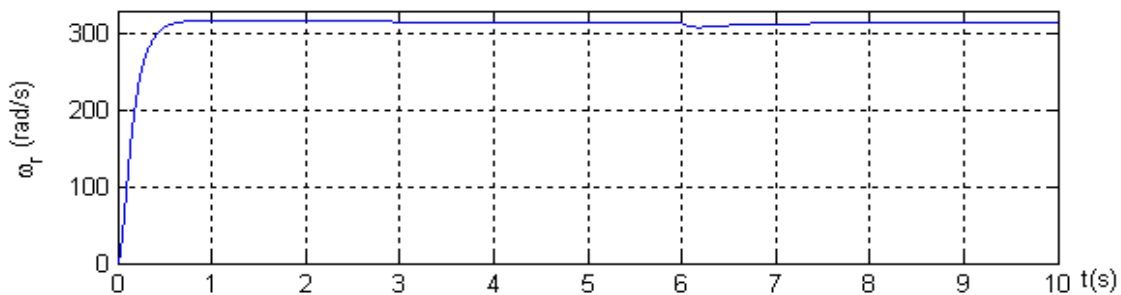


(b) Vitesse d'entraînement ω_r (rad/s).

FIG. 5.14 – Performances de la GASDE et du MCC ($R_1 = R_2 = 200\Omega$, $L_1 = L_2 = 500mH$).

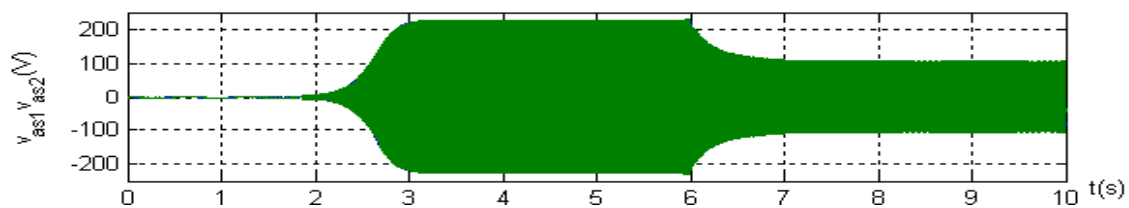


(a) Courant de magnétisation I_m (A).

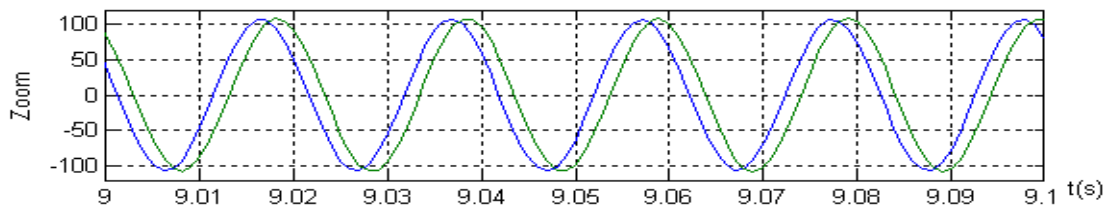


(b) Vitesse d'entraînement ω_r (rad/s).

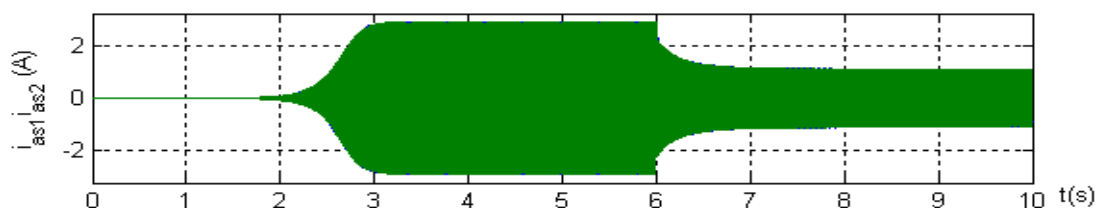
FIG. 5.15 – Performances de la GASDE et du MCC ($R_1 = 200\Omega$, $R_2 = 500\Omega$, $L_1 = 500mH$, $L_2 = 900mH$).



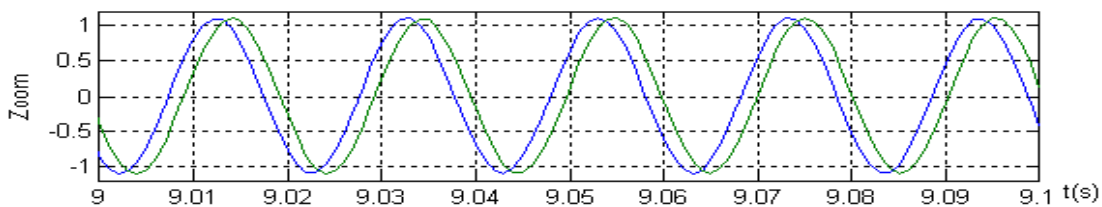
(a) Tensions statoriques v_{as1} , v_{as2} (V).



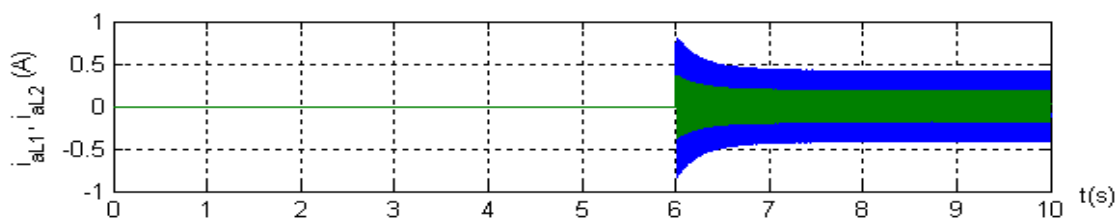
(b) Zoom de v_{as1} , v_{as2} (V).



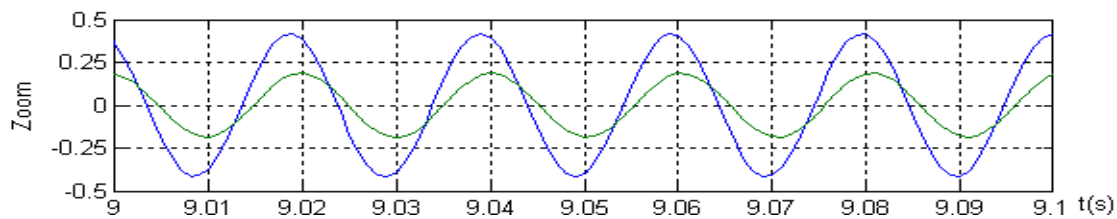
(c) Courants statoriques i_{as1} , i_{as2} (A).



(d) Zoom de i_{as1} , i_{as2} (A).



(e) Courants de charge i_{aL1} , i_{aL2} (A).



(f) Zoom de i_{aL1} , i_{aL2} (A).

FIG. 5.16 – Performances de la GASDE débitant sur les charges ($R_1 = 200\Omega$, $R_2 = 500\Omega$, $L_1 = 500mH$, $L_2 = 900mH$).

Discussion des résultats

Le premier test montre la sensibilité de la GASDE à la charge RL par rapport au premier test en charge purement résistive. La présence d'une inductance a démagnétisé la génératrice au cours du temps. Après l'insertion de RL , toutes les grandeurs électriques (les tensions, les courants et le courant de magnétisation) de la GASDE tendent vers zéro à $t = 13s$ (FIG. 5.13) et (FIG. 5.14(a)). La vitesse d'entraînement a une légère augmentation en charge de 317.7 rad/s par rapport à la vitesse à vide 315.47 rad/s (FIG. 5.14(b)).

Le deuxième test montre que lorsqu'on augmente l'amplitude de l'une des deux charges, la GASDE ne se démagnétise pas (FIG. 5.16) mais engendre une chute de tension v_{as1} à une valeur crête de $105V$ et de $107V$ pour v_{as2} , (FIG. 5.16(b)). La chute des tensions engendre des chutes des courants générés par la GASDE et des courants de charge, les valeurs crêtes des courants sont de $1.05A$, $1.1A$, $0.41A$, $0.18A$ pour i_{as1} , i_{as2} , i_{aL1} , i_{aL2} respectivement (FIG. 5.16(d)) (FIG. 5.16(f)).

Le courant de magnétisation chute à la valeur $2.73A$ (FIG. 5.15(a)). La vitesse d'entraînement ω_r se stabilise à la valeur 313.46 rad/s (FIG. 5.15(b)).

Les résultats de simulation de la GASDE débitant sur des charges purement résistives et des charges inductives montrent bien la sensibilité des tensions aux bornes du stator (étoile 1 et 2) aux les caractéristiques des charges connectées (l'amplitude et le déphasage). Il y a des grandeurs des charges critiques soit purement résistive ou inductive qui démagnétisent totalement la GASDE. Les charges inductives consomment beaucoup plus d'énergie réactive ce qui introduit des grandes chutes de tension par rapport aux charges purement résistives.

5.7.4 Influence des capacités sur la tension et la fréquence

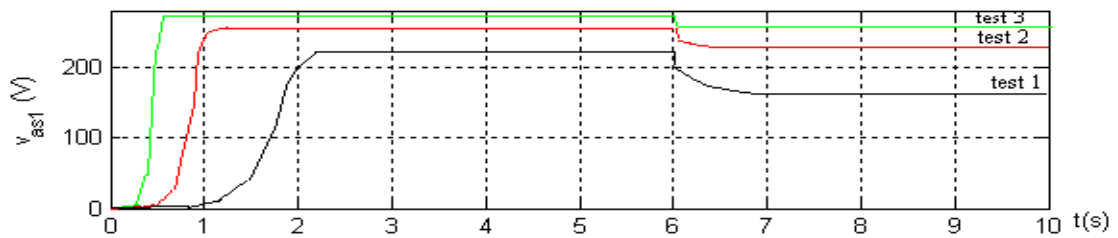
Pour voir l'influence des capacités sur les tensions de la GASDE, on fait tourner le rotor de GASDE à une vitesse de synchronisme. La génératrice débite sur une charge purement résistive de valeur $R_1 = R_2 = 200\Omega$. On représente les enveloppes des tensions v_{as1} , v_{as2} .

On procède aux trois tests suivants :

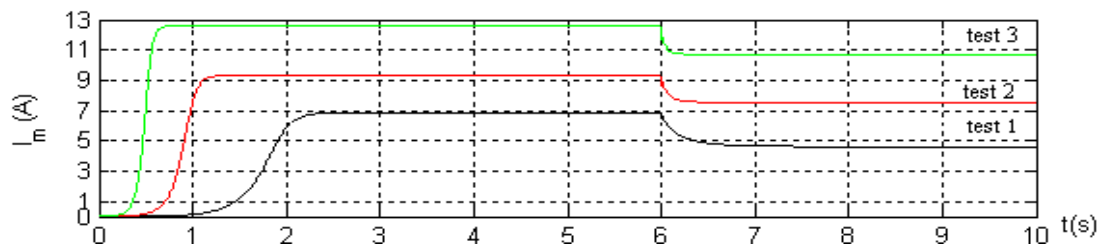
Premier test $C_1 = 35\mu F$, $C_2 = 45\mu F$;

Deuxième test $C_1 = 50\mu F$, $C_2 = 45\mu F$;

Troisième test $C_1 = C_2 = 60\mu F$.

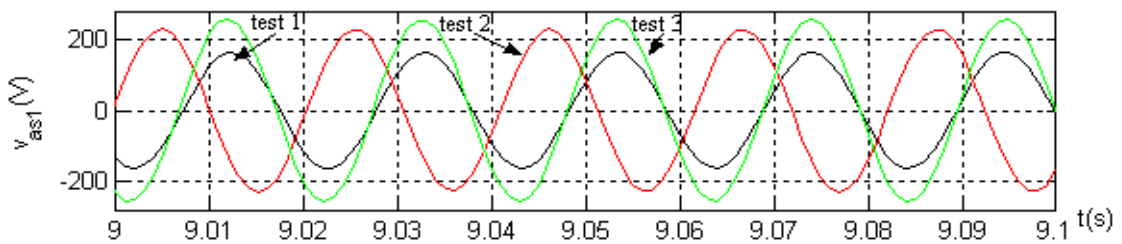


(a) Enveloppe de la tension v_{as1} , v_{as2} (V).

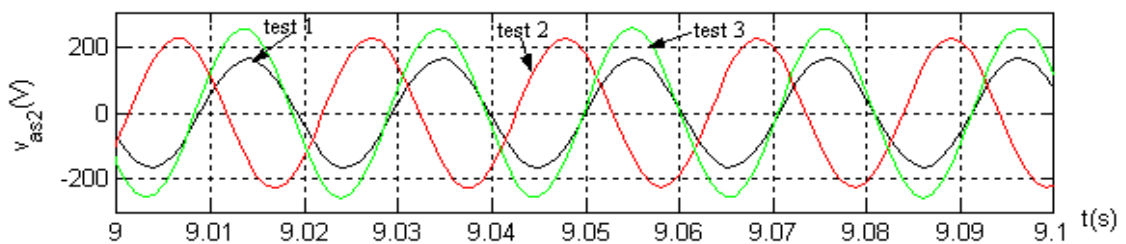


(b) Courant de magnétisation I_m (A).

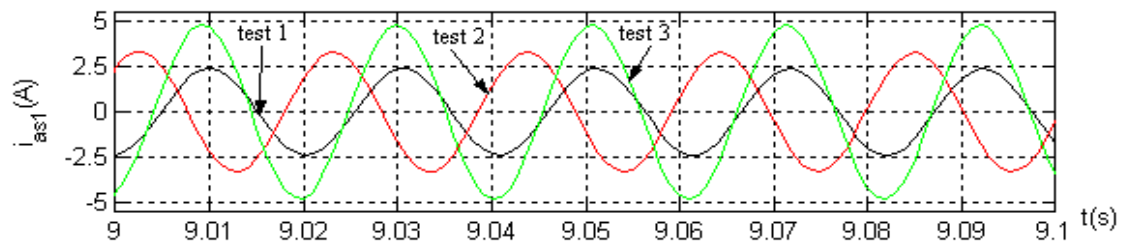
FIG. 5.17 – Influence de la capacité sur le tension.



(a) Tension v_{as1} .



(b) Tension v_{as2} .



(c) Courant i_{as1} .

FIG. 5.18 – Influence de la capacité sur la fréquence.

Discussion des résultats

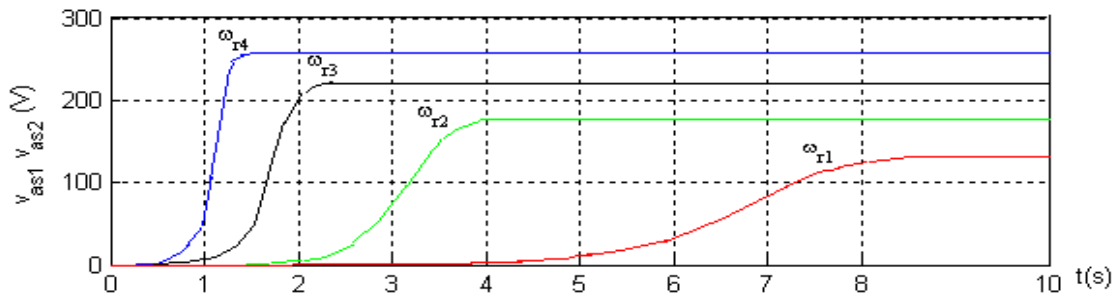
L'influence des capacités sur les tensions générées par la GASDE apparaît sur plusieurs termes :

Le régime transitoire (où les tensions se stabilisent soit à vide ou après insertion de la charge) diminue avec l'augmentation des valeurs des capacités, équivalent à 2.3s, 1.2s et 0.6s pour les tests 1, 2 et 3 respectivement (FIG. 5.17) ; par contre la tension augmente avec l'augmentation des valeurs des capacités ; les valeurs crêtes de v_{as1} à vide 223V, 255V, 273V pour les tests 1, 2 et 3 respectivement et pour v_{as2} 224V, 252V, 273V (FIG. 5.17(a)). La fréquence de la tension est influencée par la variation de la capacité en charge (FIG. 5.18). Le courant de magnétisation augmente avec l'augmentation des valeurs des capacités (FIG. 5.17(b)).

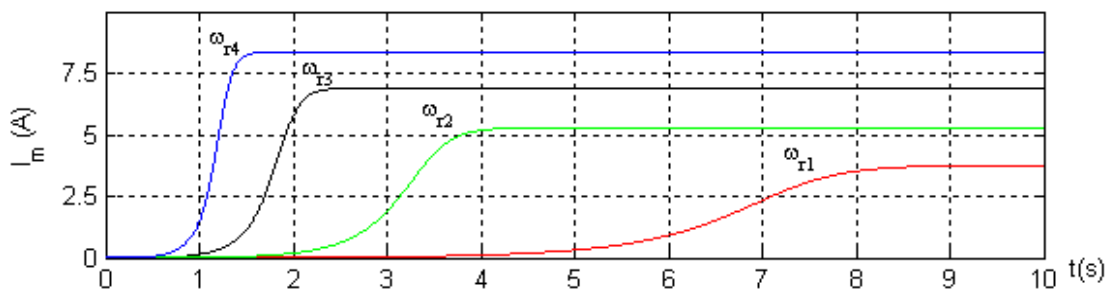
Lorsque $C_1 = C_2$, on a les mêmes valeurs des tensions dans le test 3 ; par contre les tensions sont différentes dans les tests 1 et 2.

5.7.5 Influence de la vitesse d'entraînement sur la tension et la fréquence

Pour voir l'influence de la vitesse d'entraînement sur la tension (l'amplitude et la fréquence), des tests ont été réalisés pour quatre vitesses ($\omega_{r1} = 290$, $\omega_{r2} = 300$, $\omega_{r3} = 100\pi$, $\omega_{r4} = 330 \text{ rad/s}$) et pour une valeur de la capacité fixe $C_1 = C_2 = 40\mu F$. Les enveloppes des tensions v_{as1} , v_{as2} sont représentées ci-dessous.



(a) Enveloppe de la tension v_{as1} , v_{as2} .



(b) Courant de magnétisation.

FIG. 5.19 – Influence de la vitesse sur les tensions.

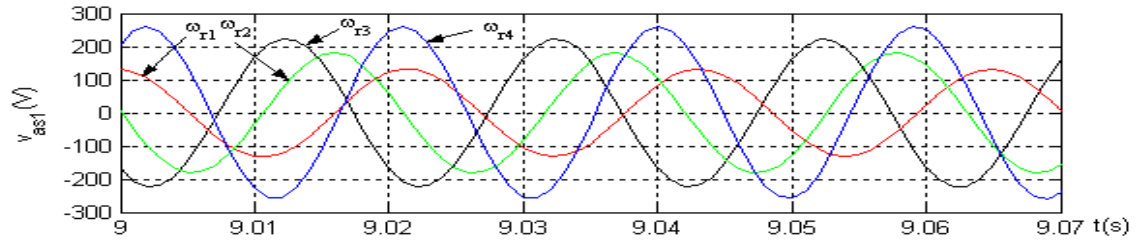
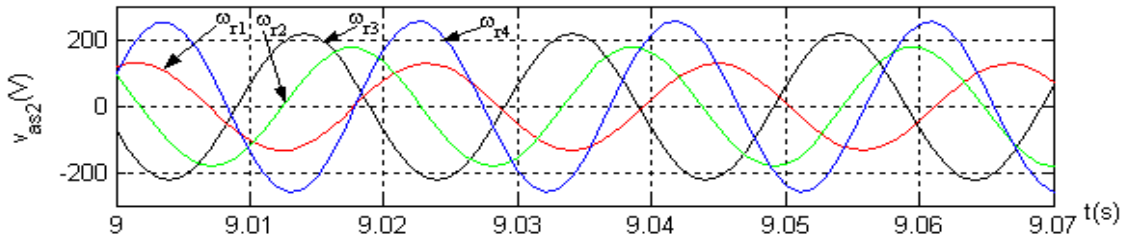

 (a) La tension v_{as1} .

 (b) La tension v_{as2} .

FIG. 5.20 – Influence de la vitesse sur la fréquence.

Discussion des résultats

La vitesse a une influence sur les deux tensions v_{as1} et v_{as2} en termes d'amplitude : pour $\omega_4 > \omega_3 > \omega_2 > \omega_1$ on obtient des tensions de valeurs crêtes $v_i = v_{as1i} = v_{as2i}$, $i = 1, 2, 3, 4$, $v_4 = 265V > v_3 = 223V > v_2 = 180V > v_1 = 130V$ (FIG. 5.19(a)). La vitesse a une influence sur le courant de magnétisation similaire au cas précédent (FIG. 5.19(b)).

Le temps de réponse (tr) diminue avec l'augmentation de la vitesse : $tr_1 = 8.5s$, $tr_2 = 4.3s$, $tr_3 = 2.4s$, $tr_4 = 1.5s$ (FIG. 5.19). La fréquence f_i est influencée par la vitesse d'entraînement : $f_1 = 45.45Hz < f_2 = 47.61Hz < f_3 = 50Hz < f_4 = 52.63Hz$. (FIG. 5.20 (a) et (b)).

Afin de maintenir les tensions constantes aux bornes de la GASDE on doit faire appel à la compensation.

5.7.6 Compensation série

La compensation est réalisée par l'insertion des condensateurs dans toutes les phases en série. Ces condensateurs de compensation aident les condensateurs d'auto-amorçage à fournir l'énergie réactive.

Les dérivées des tensions aux bornes des condensateurs de compensation d'axes d et q , étoile 1 et 2 sont données par :

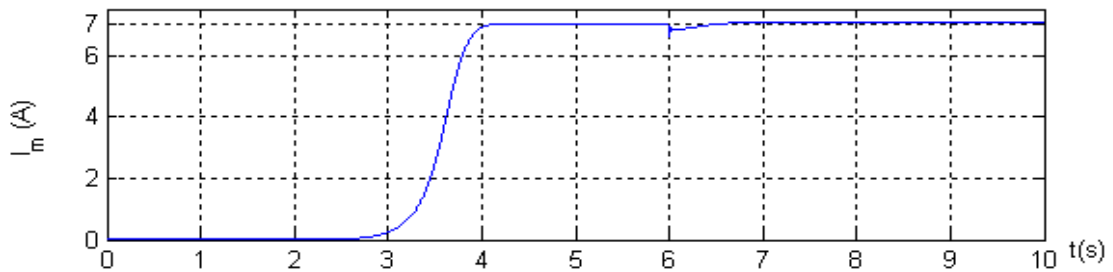
$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt}v_{dse1} &= \frac{i_{dL1}}{C_{se1}} \\
 \frac{d}{dt}v_{qse1} &= \frac{i_{qL1}}{C_{se1}} \\
 \frac{d}{dt}v_{dse2} &= \frac{i_{dL2}}{C_{se2}} \\
 \frac{d}{dt}v_{qse2} &= \frac{i_{qL2}}{C_{se2}}
 \end{aligned} \tag{5.22}$$

Les tensions aux bornes des charges sont :

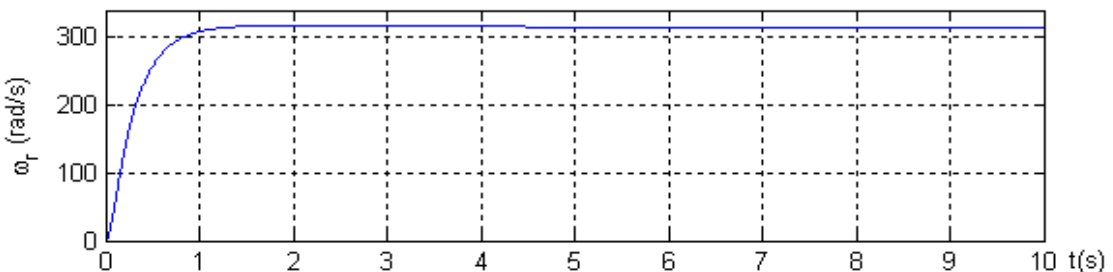
$$\begin{aligned}
 v_{dL1} &= v_{ds1} - v_{dse1} \\
 v_{qL1} &= v_{qs1} - v_{qse1} \\
 v_{dL2} &= v_{ds2} - v_{dse2} \\
 v_{qL2} &= v_{qs2} - v_{qse2}
 \end{aligned}
 \tag{5.23}$$

Résultats et interprétations

Les résultats de simulation ont été réalisés avec deux charges l'une purement résistive ($R_1 = R_2 = 150\Omega$) avec compensation série $C_{se1} = C_{se2} = 70\mu F$, l'autre inductive ($R_1 = R_2 = 200\Omega$, $L_1 = L_2 = 500mH$), avec compensation série $C_{se1} = C_{se2} = 10\mu F$. Les capacités d'excitation sont prises égales à $C_1 = C_2 = 40\mu F$.

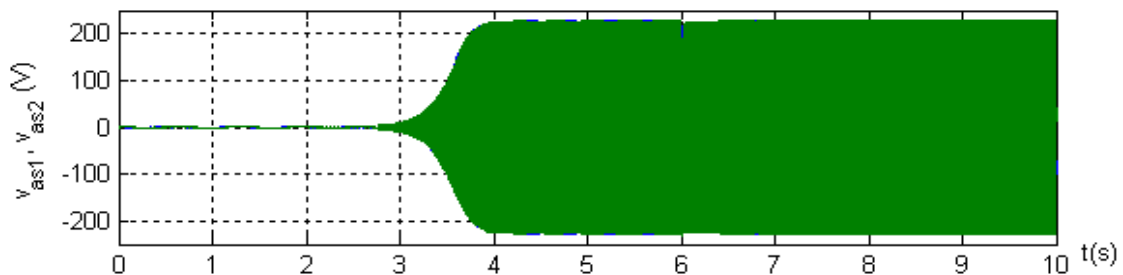


(a) Courant de magnétisation I_m (A).

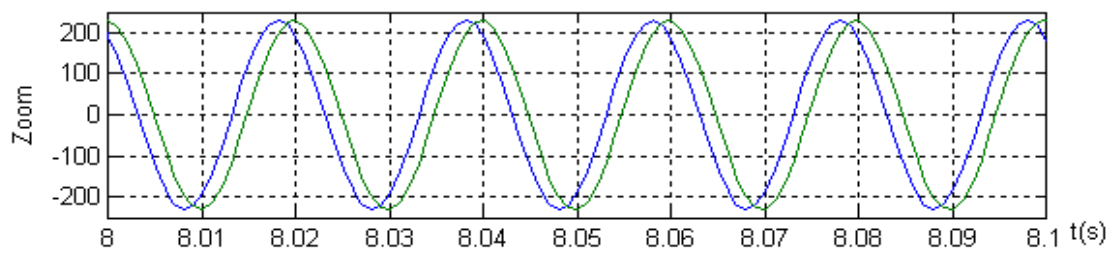


(b) Vitesse d'entraînement ω_r (rad/s).

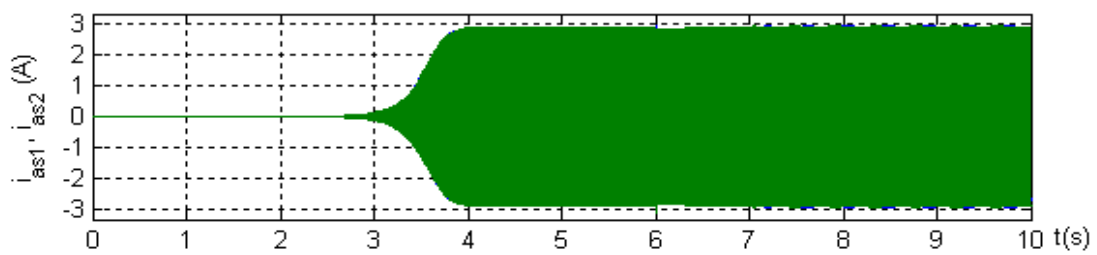
FIG. 5.21 – Performances de la GASDE et du MCC en charge R avec compensation série ($R_1 = R_2 = 150\Omega$, $C_{se1} = C_{se2} = 70\mu F$)



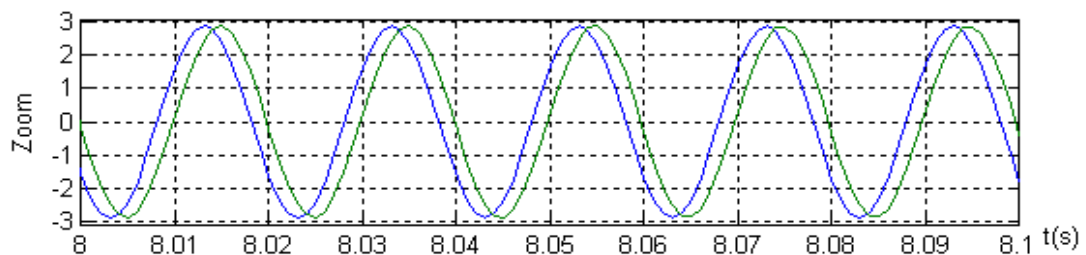
(a) Tensions statoriques v_{as1} , v_{as2} (V).



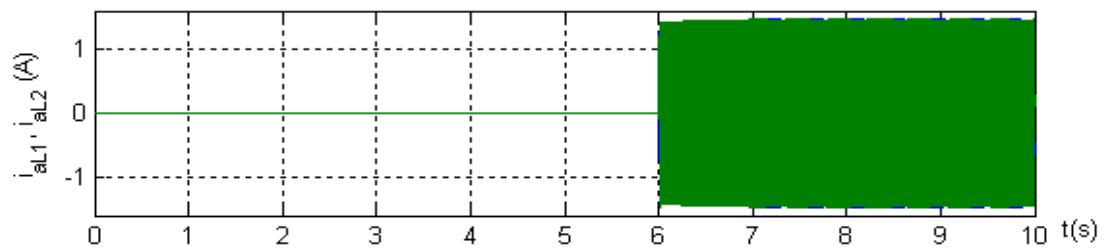
(b) Zoom de v_{as1}, v_{as2} (V).



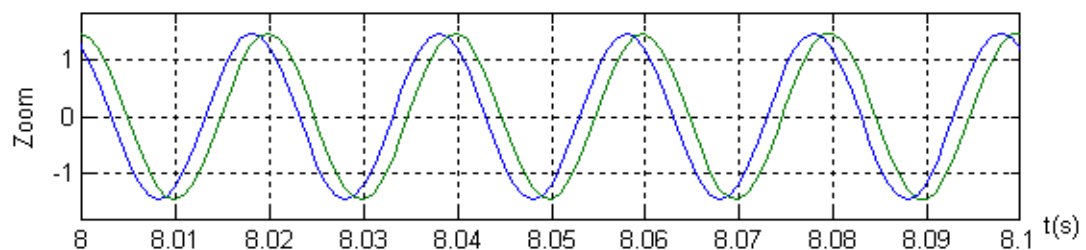
(c) Courants statoriques i_{as1}, i_{as2} (A).



(d) Zoom de i_{as1}, i_{as2} (A).

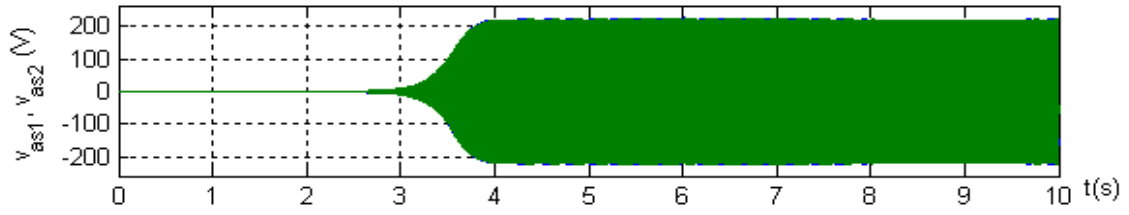


(e) Courants de charges i_{aL1}, i_{aL2} (A).

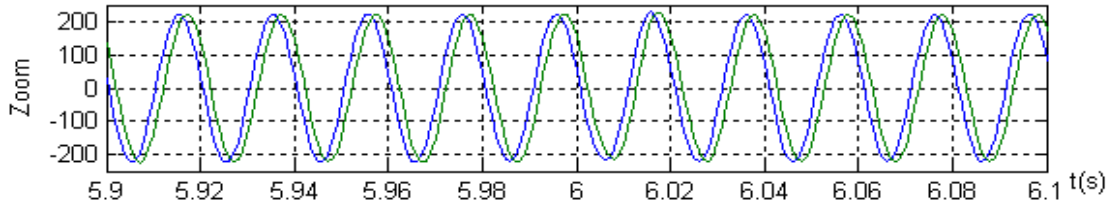


(f) Zoom de i_{aL1}, i_{aL2} (A).

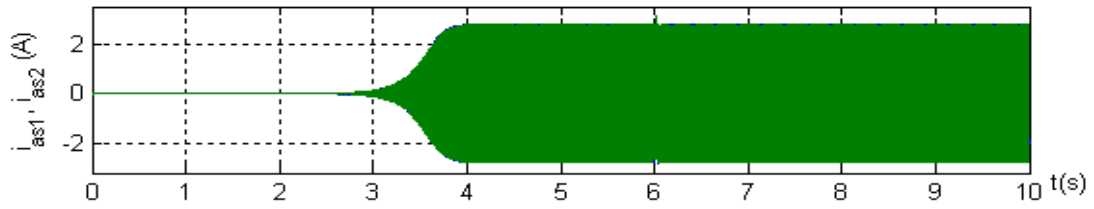
FIG. 5.22 – Performances de la GASDE débitant sur la charge R avec compensation série ($R_1 = R_2 = 150\Omega$, $C_{se1} = C_{se2} = 70\mu F$).



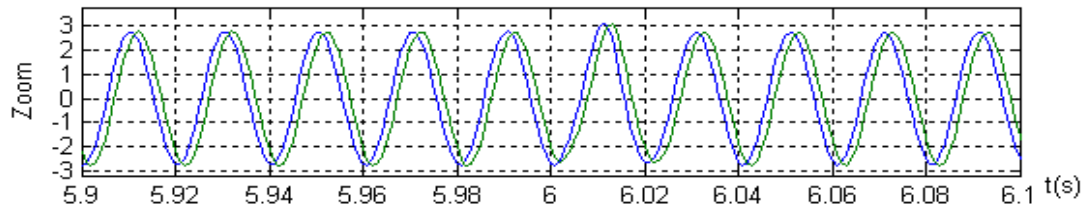
(a) Tensions statoriques v_{as1} , v_{as2} (V).



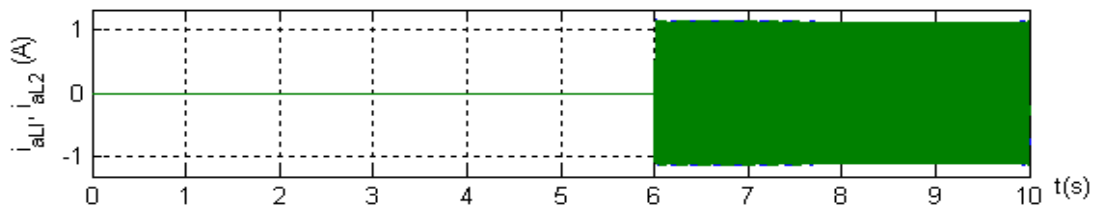
(b) Zoom de v_{as1} , v_{as2} (V).



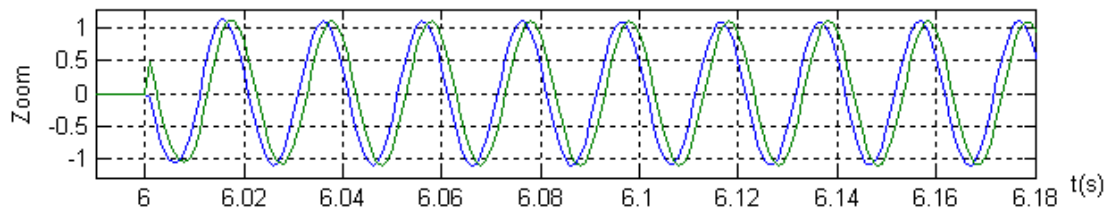
(c) Courants statoriques i_{as1} , i_{as2} (A).



(d) Zoom de i_{as1} , i_{as2} (A).



(e) Courants de charges i_{aL1} , i_{aL2} (A).



(f) Zoom de i_{aL1} , i_{aL2} (A).

FIG. 5.23 – Performances de la GASDE débitant sur la charge RL avec compensation série ($R_1 = R_2 = 200\Omega$, $L_1 = L_2 = 500mH$, $C_{se1} = C_{se2} = 10\mu F$).

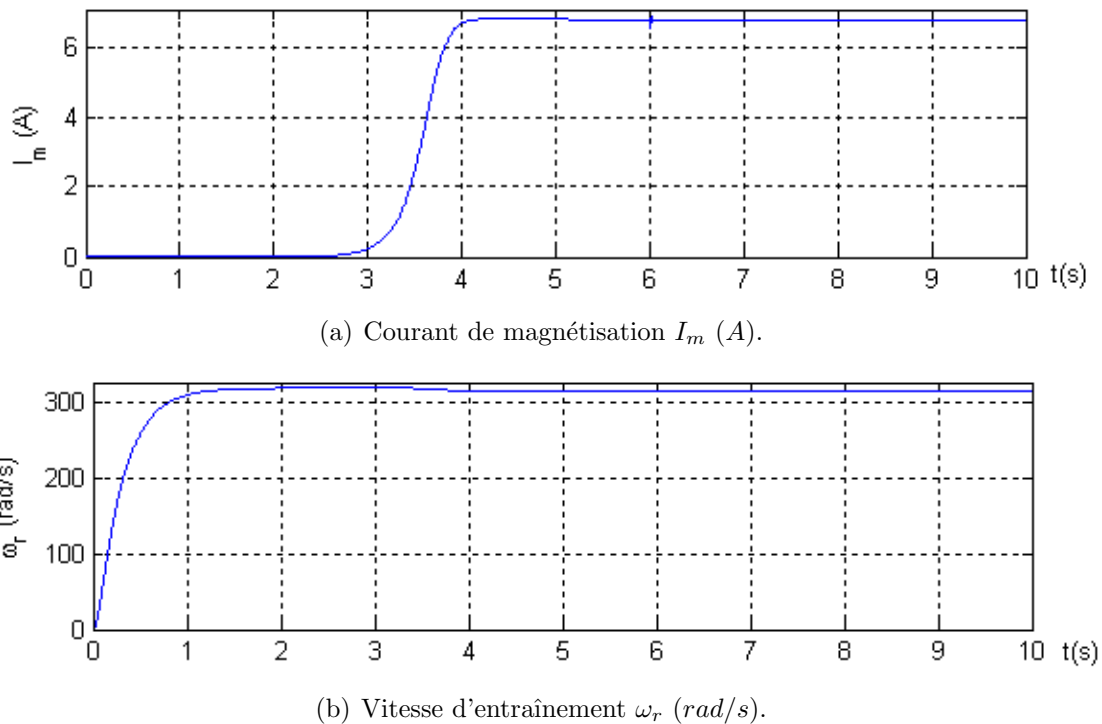


FIG. 5.24 – Performances de la GASDE et du MCC en charge RL avec compensation série ($R_1 = R_2 = 200\Omega$, $L_1 = L_2 = 500mH$, $C_{se1} = C_{se2} = 10\mu F$).

Le fonctionnement de la GASDE en charge résistive avec compensation série est maintenu avec des tensions v_{as1} , v_{as2} de $224V$ et des courants i_{as1} , i_{as2} de $2.8A$, après une courte diminution durant un temps de $0.6s$. Le courant de charge a une valeur crête de $1.1A$ (FIG. 5.22(f)). Le courant de magnétisation (FIG. 5.21(a)) et la vitesse d'entraînement (FIG. 5.21(b)) retrouvent leur valeurs à vide et cela grâce à la présence de l'énergie réactive fournie par les condensateurs de compensation.

L'introduction d'une charge inductive $R_1 = R_2 = 200\Omega$, $L_1 = L_2 = 500mH$ désamorce la GASDE. L'insertion de la compensation série, permet de conserver l'auto-amorçage et de garder les tensions constantes (FIG. 5.23(a)), les courants générés par la GASDE (FIG. 5.23(c)), le courant de magnétisation (FIG. 5.24(a)) et la vitesse d'entraînement (FIG. 5.24(b)). Les courants des charges ont une valeur crête de $1.1A$ (FIG. 5.23 (e) et (f)).

L'application de la compensation série préalablement bien dimensionnée selon le caractère de la charge permet d'assurer un fonctionnement stable de la GASDE.

5.8 Conclusion

La modélisation, le fonctionnement de la génératrice asynchrone double étoile débitant sur différentes charges de caractères différents, l'influence des capacités d'auto-amorçage, ainsi que la vitesse d'entraînement sur le fonctionnement de la GASDE ont été présentés et discutés.

Les performances de la GASDE sont directement liées aux caractères de la charge. Elles sont affectées par la puissance et le facteur de puissance de la charge.

Les capacités d'auto-amorçage et la vitesse d'entraînement ont des influences directes sur les tensions, les courants et leurs fréquences.

L'insertion des condensateurs préalablement bien dimensionnés en série avec les charges permet de maintenir les tensions en valeurs à vide et de fournir l'énergie réactive nécessaire pour compenser celle absorbée par la charge.

Conclusion Générale

DANS ce travail, nous avons mis en évidence les principes fondamentaux des machines multiphasées. L'exemple type de ces machines est la machine asynchrone double étoile qui présente un bon compromis technico-économique.

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 de commande MLI, qui produisent des harmoniques de couple, mais restent faibles par rapport aux machines conventionnelles triphasées.

Les résultats de simulation obtenus en alimentation directe ou par deux onduleurs de la MASDE montrent bien le fort couplage entre le flux et le couple. Ceci nous a conduit à introduire une commande découplée. Il s'agit de la commande par orientation du flux rotorique. Deux méthodes, directe et indirecte sont appliquées pour régler la vitesse, dont les performances restent adjacentes.

Le régulateur PI présente de bonnes performances dynamiques. Néanmoins, il est sensible à la variation de la constante de temps rotorique.

Dans le but d'améliorer le réglage de la vitesse, la technique de la commande floue adaptative à modèle de référence a été appliquée. L'adaptation des paramètres de régulateur flou T-S en cours de temps rend la commande de la MASDE robuste vis-à-vis des variations des paramètres de la machine.

Les résultats de simulation avec la commande adaptative à modèle de référence utilisant le régulateur flou, dépassent largement celles d'une commande vectorielle avec un régulateur classique PI dans les mêmes conditions.

Par ailleurs, le fonctionnement de la MASDE en génératrice a été traité. L'excitation est similaire à celle de la machine asynchrone triphasée à cage d'écureuil.

Les résultats de simulation de la GASDE débitant sur différentes charges ont montré la sensibilité des tensions et des courants générés par la GASDE vis-à-vis des caractéristiques

de deux charges connectées aux bornes des deux étoiles.

Les tensions et les courants de la GASDE sont aussi influencés par les capacités d'auto-amorçage et la vitesse d'entraînement.

Pour maintenir les tensions aux bornes de la GASDE, lors du fonctionnement en charge, des condensateurs de compensation sont mis en série avec les charges, cela permet de renforcer le rôle des condensateurs de l'auto-amorçage.

La compensation reste limitée, car à chaque charge, on doit déterminé les valeurs des capacités.

Suggestion et perspectives.

- Reprendre l'étude de la commande floue adaptative à modèle de référence en changeant les onduleurs à deux niveaux par d'autres convertisseurs de puissance tels que, les onduleurs multi-niveaux, les convertisseurs matriciels ;
- L'application d'autres commandes telles que, la commande par retour d'état, DTC ;
- Implanter la GASDE dans un système de production d'énergie électrique d'origine éolienne.

Paramètres de Moteur Asynchrone Double Etoile

Les paramètres de la MASDE utilisée sont [Ber04] :

Puissance nominale	$P_n = 4,5 \text{ kW}$
Tension nominale	$V_n = 220/380 \text{ V}$
Courant nominal	$I_n = 5,6 \text{ A}$
Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1} = 3,72 \text{ } \Omega$
Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3,72 \text{ } \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 2,12 \text{ } \Omega$
Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1} = 0,022 \text{ H}$
Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2} = 0,022 \text{ H}$
Inductance rotorique	$L_r = 0,006 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0,3672 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0,0662 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0,001 \text{ N.m.s/rad}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Nombre de paires de pôles	$p = 1$

Paramètres de la Génératrice Asynchrone Double Etoile

Les paramètres de la MASDE utilisée sont [Sin05] :
 $b_1 = 0.1406$, $b_2 = 0.0014$, $b_3 = 0.0012$, $b_4 = 0.00005$.

Tension à vide	$V_n = 158 \text{ V}$
Courant à vide	$I_n = 2 \text{ A}$
Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1} = 1.9 \text{ } \Omega$
Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 1.9 \text{ } \Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 2.1 \text{ } \Omega$
Inductance de fuite du premier enroulement statorique	$l_{s1} = 0,0132 \text{ H}$
Inductance de fuite du deuxième enroulement statorique	$l_{s2} = 0,0132 \text{ H}$
Inductance de fuite rotorique	$l_r = 0,0132 \text{ H}$
Inductance de fuite mutuelle	$l_m = 0,011 \text{ H}$
Moment d'inertie	$J = 0,038 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0 \text{ N.m.s/rad}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Nombre de paires de pôles	$p = 2$

Bibliographie

- [Abd97] R. Abdessamed, M. Kadjoudj, *Modélisation des machines électriques*, Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [Bar93] J. P. Barrat, M. Barrat, Y. Lécuse, "Application de la logique floue : commande de la température d'un four," *Techniques de l'Ingénieur, traité Informatique Industrielle R 7 428.*, pp. 1–11, 1993.
- [Ber04] D. Beriber, Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux à structure NPC, *Thèse de magister, ENP.*, Alger, 2004.
- [Ber95] M. Bernard, "Historique des machines électromagnétiques et plus particulièrement des machines à réluctance variable," *Revue 3E.In°3.*, pp. 3–8, Juin 1995.
- [Ber99] M. Bernard, "L'énergie électrique : analyse des ressources et de la production," *Journées électrotechniques du Club EEA.*, pp. 1–8, Paris 28–29 Janv 1999.
- [Bog01] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Pastorelli, C. Zimaglia, "Induction motors field oriented control based on averaged parameters," *In IEEE, 0-7803-1993-1/94.*, pp. 81–87, 1994.
- [Cap92] G. A. Capolino, H. Hénao V. T. Nguyen Phuoc, "Méthode de conception d'une commande vectorielle pour machine à induction," *SEE Journée d'études à Lille.*, pp. 1–19, Lille, Décembre 1992.
- [Cap92a] G. A. Capolino, "Commande numérique vectorielle des machines à courant alternatif alimentées en courant," *RGE N°5 /92.*, Mai 1992.
- [Edw88] Y. Y. Ho. Edward, C. S. Paresh, "Decoupling control of induction motor drives," *IEEE Trans on Indu Elec.*, vol. 35, No. 2, pp. 253–262, May 1988.
- [Eri00] S. Eric, "Outils et méthodologie d'étude des systèmes électriques polyphasés, généralisation de la méthode des vecteurs d'espace," *Thèse de doctorat de l'Université de Lille.*, Lille, 2000.
- [Eri05] S. Eric, "Machines polyphasées pour application maritime. modélisation et contrôle," *Journées d'Eté à Lille.*, Juillet 2005.
- [Fen02] G. Feng, G. P. Lu, D. Sun, S. S. Zhou, "A model reference adaptive control algorithm for fuzzy dynamic systems," *in IEEE. Proceedings of the 4th World Congress on Intelligent Control and Automation.*, pp. 3242–3246, Shanghai, P. R. China, June 10–14 2002.
- [Fis99] K. Fischle, D. Schröder, "An improved stable adaptive fuzzy control methode," *IEEE Trans on Fuzzy Syst.*, vol. 7, No. 1, pp. 27–40, Febr 1999.
- [God99] J. Godjevac, *Idées nettes sur la logique floue*, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, Suisse, 1999.

- [Gol01] N. Golea, A. Golea, M. Boumehrez, M. Kadjoudj, “Fuzzy adaptive approach to nonlinear systems control,” *IECOM’01 : The 27th Ann. Conf. of the IEEE Ind. Elec. Society.*, pp. 782–786, 2001.
- [Gol01th] N. Golea, *Identification et commande adaptative floues*, *Thèse de doctorat de l’Université de Batna.*, soutenue 16 Janvier 2001.
- [Gre01] D. Grenier, F. Labrique, H. Buyse, E. Matagne, *Electromécanique, convertisseurs d’énergie et actionneurs*, Editions Dunod, Paris, 2001.
- [Had00] 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.
- [Had01] D. Hadiouche, *contribution à l’étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure*, *Thèse de doctorat de l’Université Henri Poincaré, Nancy-1.*, soutenue 20 décembre 2001.
- [Had04] D. Hadiouche, R. Hubert, A. Rezzoug, “On the modeling and design of dual-stator windings to minimize circulating harmonic currents for VSI fed AC machines,” *IEEE Trans on Indus Appl.*, vol. 40, No. 2, pp. 506–515, March/April 2004.
- [Had06] D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug, “Space-vector PWM techniques for dual three-phase AC machine : analysis, performance evaluation, and DSP implementation,” *IEEE Trans on Indus Appl.*, vol. 42, No. 4, pp. 1112–1122, July/August 2006.
- [Hal91] K. E. Hallenius, P. Vas, J. E. Brown, “The analysis of a saturated self-excited asynchronous generator,” *IEEE Trans on Ener Conv.*, vol. 6, No. 2, pp. 336–341, June 1991.
- [Han91] B. Hansruedi, *Convertisseurs statiques*, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, Suisse, 1991.
- [Kli83] E. A. Klingshirn, “High phase order induction motors—Part I – Description and theoretical consideration,” *IEEE Trans Pow App Syst.*, vol. PAS-102, No. 1, pp. 47–53, Jan 1983.
- [Mam75] E. H. Mamdani, S. Assilian, “An experimental in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller,” *Int. J. Man-Machine Studies*, 7., pp. 1–13, 1975.
- [Mei87] A. Meister, *Commande hiérarchisée adaptative de processus complexe non stationnaires appliquée à un four a ciment*, *Thèse de doctorat de l’école Polytechnique Fédérale de Lausanne.*, 1987.
- [Mer07b] E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur F. Hamoudi, L. Abdelhamid, “Influence de la charge sur une génératrice asynchrone double étoile (GASDE),” *ICRE’07 1^{er} Conf. Int. sur les Energies Renouvelables.*, 25 – 27 Novembre 2007. Béjaïa, Algérie, CD-ROM proceedings.
- [Mer07s] E. Merabet, R. Abdessemed, H. Amimeur, F. Hamoudi, “Field oriented control of a dual star induction machine using fuzzy regulators,” *CIP’07 4^{eme} Conférence Internationale sur la Productique.*, 03 – 04 Novembre 2007. Sétif, Algérie, CD-ROM proceedings.
- [Mic01] M. B. Michael , John K. Pedersen, Frede Blaabjerg, “Field-oriented control of an induction motor using random pulsewidth modulation,” *IEEE Trans on Indus Appl.*, vol. 37, No. 6, pp. 1777–1785, November/December 2001.
- [Nac98] F. Nacéri, N. Lakhdari, S. Sellami, *Théorie de la commande adaptative*, Presses de l’Université de Batna, Algérie, 1998.

- [Pan99] V. Pant, G. K. Singh, S. N. Singh, “Modeling of a multi-phase induction machine under fault condition,” *IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS’99.*, pp. 92–97, Hong Kong, July 1999.
- [Phi76] L. A. Philip, E. A. Robert, “The history of induction motors in america,” *Proceedings of the IEEE.*, vol. 64, No. 9, pp. 1380–1383, Sept 1976.
- [Pie92] M. Pietrzak-david, Bernard de Fornel, “Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle,” *SEE Journée d’études Lille.*, pp. 1–19, Lille, Décembre 1992.
- [Poi03] F. Poitiers, *Etude et commande de génératrices asynchrones pour l’utilisation de l’énergie éolienne, Thèse de doctorat de l’Université de Nantes*, décembre 2003.
- [Raz03] H. Razik, “Modelling of double star induction motor for diagnosis purpose,” *In IEEE.*, pp. 907–912, 2003.
- [Sey03] D. Seyoum, C. Grantham, M. F. Rahman, “The dynamic characteristics of an isolated self-excited induction generator driven by a wind turbine,” *IEEE Trans on Indus Appl.*, vol. 39, No. 4, pp. 936–944, July/August 2003.
- [Sin02] G. K. Singh, “Multi-phase induction machine drive research—a survey,” *Electric Power System Research.*, pp. 139–47, vol. 61, 2002.
- [Sin05] G. K. Singh, K. B. Yadav and R. P. Saini, “Modeling and analysis of multi-phase (six phase) self-excited induction generator,” *In Proc. IEEE Conf. ICEMS’2005, The Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems.*, pp. 1922–1927, China, 2005.
- [Sin06] G. K. Singh, K. B. Yadav, R. P. Saini, “Analysis of a saturated multi-phase (six-phase) self-excited induction generator,” *Inter Jour of Emer Elec Pow Syst.*, vol. 7, No. 2, article. 5, pp. 1–21, 2006.
- [Sin07] G. K. Singh, “Modeling and experimental analysis of a self-excited six-phase induction generator for stand-alone renewable energy generation,” *Renewable Energy 0960-1481 2007 Elsevier.*, doi :10.1016/j.renene.2007.08.007.
- [Tak85] T. Takagi, M. Sugeno, “Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control,” *IEEE Transactions on systems Man and Cybernetics.*, vol. 15, No. 1, pp 116–132, 1985.
- [Wil78] T. Wildi, G. Sybille, K. Wildi, *Electrotechnique*, Presses de l’Université Laval, Quebec, Canada, Editions Eyroles, 1978.
- [Yan05] Y. Yang, C. Zhou, “Robust adaptive fuzzy control for permanent magnet synchronous servomotor drives,” *International Journal of Intelligent Systems.*, vol. 20, pp. 153–171, 2005.
- [Yin98] H. Ying, “General Takagi-Sugeno fuzzy systems with simplified linear rule consequent are universal controller, models and filters,” *Journal of Information Sciences.*, 108 (1998) 91–107.
- [Zad65] L. A. Zadeh, “Fuzzy sets,” *Information and Control* 8., pp. 338–353, 1965.
- [Zel01] M. Zemat, *Automatisation des processus industriels tome 2 commande modale et adaptative*, Presses Office des Publications Universitaires, 2001.

Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile



Résumé—Ce mémoire, présente une étude de la modélisation, de la commande en vitesse de la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension et l'introduction en fonctionnement générateur.

La transformation de PARK permet d'obtenir un modèle de la machine. Deux commandes sont appliquées pour régler la vitesse de la machine ; l'une vectorielle et l'autre floue adaptative.

Des résultats de simulation sont présentés pour montrer la robustesse de ces techniques de commande.

En tenant de la saturation, un modèle de la machine double étoile en fonctionnement générateur a été proposé et simulé, les résultats présentés montrent l'influence des facteurs tels que la vitesse d'entraînement, les capacités d'auto-amorçage sur les performances de la machine.

Mots clés—Machine ASynchrone Double Etoile (MASDE), Onduleur de tension, Commande vectorielle, Commande floue adaptative, Régulateur flou de Takagi-Sugeno, Générateur ASynchrone Double Etoile (GASD), Auto-amorçage.

Fuzzy Adaptive Control of a Double Star Asynchronous Machine



Abstract—This thesis, presents a survey of the modeling, the speed control of a double star asynchronous machine supplied by two voltage source inverters and an introduction to the self excited double star induction generator.

The transformation of PARK allows obtain a model of the machine. Two technical controls are applied to adjust the speed of the machine : the field oriented control and the fuzzy adaptive control.

Simulation results of are presented to show the robustness of these technical controls.

By taking account of the saturation, a model of the double star induction generator is proposed. Simulation results show the influence prime mover speed, self-excited capacitor and the AC load have the influences on the performances of the machine.

Keywords—Double Star Asynchronous Machine, Voltage source inverters, Field oriented control, Fuzzy adaptive control, Fuzzy regulator of Takagi-Sugeno, Double Star Asynchronous Generator, Self-excited.