

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

جامعة سطيف 1

UNIVERSITE SETIF 1

(ALGERIE)

Faculté de Technologie

Mémoire de Magister

Présenté au département d'Electrotechnique

Pour obtenir le diplôme de

Magister en Electrotechnique

Option :

Commande électrique

Présenté par :

M^r : Abdelkrim Ammar

Thème

Étude et Commande d'une Machine Asynchrone Double Étoile

Soutenu publiquement le / / 2013 devant le jury composé de :

M. GHERBI Ahmed	professeur	Université Sétif 1	Président
M. HACHEMI Mabrouk	Maitre conférences	Université Sétif 1	Rapporteur
M. RAHMANI Lazhar	professeur	Université Sétif 1	Examineur
M. RADJEAÏ Hammoud	Maitre conférences	Université Sétif 1	Examineur

REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier tout premièrement Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.

*Ainsi, je tiens également à exprimer mes vifs remerciements à mon encadreur Mr. **HACHEMI MABROUK** pour avoir d'abord proposé ce thème, pour le suivi continué tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de me donner ses conseils.*

Je tiens à remercier vivement toutes personnes qui m'ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin à accomplir ce travail.

Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants et le chef de département d'Electrotechnique qui a contribué à notre formation par ailleurs, Mes remerciements à tous les membres de jury qui ont accepté de juger ce travail.

Enfin, je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien moral et matériel...

Dédicaces

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

À mes frères

À mes sœurs

Et à toute la famille ABDELKRIM

À ma petite famille mon épouse et à mon enfant 'fawaz '

*À mon cher encadreur Dr. **HACHEMI MABROUK***

À tous mes amis

SOMMAIRE

Introduction Générale.....	01
-----------------------------------	-----------

CHAPITRE 1 Généralités sur les Machines Asynchrones Double Étoile

1.1. Introduction	04
1.2. Histoire des Machines Electriques	07
1.3. Classification des Machines Electriques	08
Par leur type d'alimentation.....	08
Par leur construction.....	08
1.4. Caractéristiques des Machines Multi-phasées	08
1.4.1 Machines multi-phasées de type 1	09
1.4.2 Machines multi-phasées de type 2	10
1.5. Applications des Machines Multi-phasées	11
1.6. Avantages des Machines Multi-phasées	11
1.6.1 Segmentation de puissance	11
1.6.2 La fiabilité	11
1.6.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques	12
1.7. Inconvénients des Machines Multi-phasées	13
1.8. Conclusion	13

CHAPITRE 2 Modélisation de la Machine Asynchrone Double Étoile

2.1. Introduction.....	14
2.2. Description de la machine asynchrone double étoile.....	15
2.3. Modélisation de la machine asynchrone double étoile :.....	16
2.3.1 Hypothèse simplificatrices:.....	16
2.3.2 Équation électrique de le MASDE :.....	16
2.3.3 Les équations ce forme matricielle :.....	17

2.3.4 Équation magnétiques de la MASDE :.....	18
2.3.5 Expression du couple électromagnétique :	19
2.3.6 Equation mécanique :.....	20
2.4. Transformation de PARK dans la MASDE :.....	20
2.4.1 Equations des tensions.....	22
2.4.2. Equations des flux.....	23
2.4.3. Equation mécanique :.....	25
2.5. Choix du référentiel:.....	26
2.5.1. Référentiel lié au stator :.....	26
2.5.2. Référentiel lié au rotor :.....	26
2.5.3. Référentiel lié au champ tournant :.....	26
2.6. Mise sous forme d'équation d'état.....	26
2.7. Simulation de la MASDE alimentée par le réseau électrique.....	29
2.7.1 Résultats de simulation	30
2.7.2 Interprétation des Résultats de simulation	35
2.8.Modélisation de l'alimentation de la machine	37
2.8.1 Modélisation du redresseur	38
2.8.2 Modélisation du filtre	39
2.8.3 Modélisation de l'onduleur de tension	40
2.8.4 Stratégie de commande de l'onduleur	43
2.8.5 Commande par modulation sinus-triangle	43
2.8.6 Association MASDE-onduleur de tension à commande M.L.I Sinus-Triangle.....	45
2.8.7 Résultats de simulation :	45
2.8.7.1 Simulation et interprétation des résultats	45
2.9.Conclusion	48

CHAPITRE 3 Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone Double Étoile

3.1. Introduction	49
3.2.Principe de la commande vectorielle	49
3.2.1 Procède d'orientation du flux	50
3.3.Méthodes de la commande vectorielle	51

3.3.1 Méthode directe	51
3.3.2 Méthode indirecte	52
3.4. Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse	52
3.4.1 Identification des paramètres des régulateurs PI	54
3.4.2 Résultats de simulation	58
3.4.3 Interprétations des résultats	58
3.5. Régulation de la vitesse par la méthode indirecte	59
3.5.1 Bloc de défluxage	59
3.5.2 Identification des paramètres du régulateur de vitesse	60
3.5.3 Résultats de simulation	61
3.5.4 Interprétations des résultats	63
3.6. Régulation de la vitesse par la méthode directe	63
3.6.1 Estimateur du flux	65
3.6.2 Identification des paramètres du régulateur de flux	65
3.6.3 Résultats de simulation	66
3.6.4 Interprétations des résultats	68
3.6.5 Tests de robustesse	68
3.6.6 Résultats de simulation.....	69
3.6.7 Interprétations des résultats	70
3.7. Conclusion	71

CHAPITRE4 Commande par Mode Glissant de la Machine Asynchrone Double Étoile

4.1. Introduction.....	72
4.2. Notions d'un système à structure variable.....	72
4.3. Principe de fonctionnement.....	73
4.4. Conception de la commande par mode glissant.....	74
4.4.1 Choix de la surface de glissement.....	74
4.4.2 Condition d'existence et de convergence.....	75
4.4.2.1 Fonction de LYAPUNOV.....	75
4.4.3 Détermination de la loi de commande.....	75
4.5. Réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant.....	78

4.5.1 Surface de régulation de la vitesse.....	78
4.5.2 Surface de régulation du flux rotorique.....	79
4.5.3 Surfaces de régulation des courants statoriques.....	79
4.6. Application de la commande par mode glissant sur la MASDE.....	81
4.7. Simulation et interprétation des résultats.....	82
4.8. Résultats de simulation la commande par mode glissant sur la MASDE.....	83
4.9. Tests de robustesse.....	86
4.10. Résultats de simulation.....	86
4.11. Interprétations des résultats.....	88
4.12. Conclusion.....	88
Conclusion Générale	89
Bibliographie	90
Annexe 1.....	94
Annexe 2.....	95

Liste des figures

Figure (1.1) – Couple électromagnétique d’une machine asynchrone double étoile.....	10
Figure (1.2) – Couple électromagnétique d’une machine asynchrone triphasée.....	10
Figure (2.1) – Représentation schématique des enroulements de la MASDE.....	13
Figure (2.2) – Représentation du modèle généralisé de la MASDE selon les axes (d, q).....	18
Figure (2.3) : Performances de la conduite de la MASDE lors d'un démarrage à vide (Cr=0)	30
Figure (2.4) : Performances de la conduite de la MASDE lorsqu’on applique un couple résistant (Cr =14 N.m) à t = 3s	32
Figure (2.5) : Performances de la conduite de la MASDE lorsqu’on applique un couple résistant négatif (Cr = -14 N.m) à t = 3s	33
Figure (2.6) : Schéma synoptique d’une MASDE et de son alimentation.	35
Figure (2.7) : Représentation du redresseur triphasé à diodes.	36
Figure (2.8) : Représentation de la Tension redressée.	37
Figure (2.9) : Filtre RLC passe-bas.	37
Figure (2.10) : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	39
Figure (2.11): Représentation d’un GTO.	39
Figure (2.12) : Modèle Simulink de la commande MLI.....	41
Figure (2.13) : Principe de la commande par M.L.I Sinus Triangle.....	43
Figure (2.14): Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension commandés par MLI Sinus Triangle.	43
Figure (2.15):Réponses à un échelon de vitesse avec application d’une charge..... Cr =14N.m entre [2, 3] s .d’une MASDE alimentée par un onduleur de tension à MLI_ST [m=25, r=0.8]).	46
Figure (3.1) : Principe de la commande vectorielle.....	48
Figure (3.2) : Orientation du flux rotorique sur l’axe d.....	49
Figure (3.3) : Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.	50
Figure (3.4) : Système asservi du premier ordre régulé par un PI.	53
Figure (3.5) : Boucle de régulation des courants statoriques.....	54
Figure (3.6) : Schéma bloc de découplage en tension.....	55
Figure (3.7) : Représentation schématique de la commande vectorielle de la MASDE..... sans réglage de vitesse	55

Figure (3.8) : Evolution des caractéristiques de la MASDE lors d'une Commande 56	56
vectorielle indirecte sans réglage de vitesse	
Figure (3.9) : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte..... 57	57
Figure (3.10) : Bloc de défluxage..... 58	58
Figure (3.11) : Bloc de régulation de la vitesse..... 58	58
Figure (3.12) : Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une 60	60
charge $C_r = 14\text{N.m}$ entre $[1.5, 2.5]$ s	
Figure (3.13) : Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec inversion du sens de 61	61
rotation à l'instant $t=2\text{s}$.	
Figure (3.14) : Régulation de la vitesse par la méthode directe. 62	62
Figure (3.15) : Bloc de découplage en tension modifiée (MFOC). 62	62
Figure (3.16) : Schéma réduit de régulation de flux. 63	63
Figure (3.17) : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec application.....65	65
d'une charge $C_r = 14\text{N.m}$ entre $[1.5, 2.5]$ s.	
Figure (3.18) : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec inversion du sens de 66	66
rotation de $(300 \text{ à } -300) \text{ rad/s}$ à l'instant $t = 2\text{s}$.	
Figure (3.19) : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation du moment d'inertie 67	67
$(J=2J_n \text{ à partir } t=1\text{s})$.	
Figure (3.20) : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance 68	68
rotorique d'inertie $(R=2R_n \text{ à partir de } t=1\text{s})$	
Figure (4.1) : Convergence du système glissant..... 71	71
Figure (4.2) : Fonction Signe (Commande de type relais)..... 74	74
Figure (4.3) : Mode de glissement avec une couche 75	75
Figure (4.4) : Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par 79	79
mode glissant limite	
Figure (4.5) : Représentation schématique du bloc FOC(MG). 80	80
Figure (4.6) : Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de 82	82
glissement, suivi de l'application d'une charge $C_r = 14\text{N.m}$ entre $[1.5, 2.5]$ s.	
Figure (4.7) : Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de 83	83
glissement, suivi de l'inversion du sens de rotation de $300 \text{ à } -300 \text{ rad/s}$ à l'instant $t=2\text{s}$.	
Figure (4.8) : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation du moment d'inertie 85	85
$(J=2J_n \text{ à partir } t=1\text{s})$.	

Figure (4.9): Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance86	86
rotorique ($R=2R_n$ à partir de $t=1s$).	

Liste des tableaux

Tab. 1.1 – Machines multi-phasées de type 1,	07
Tab. 1.2 – Machines multi-phasées de type 2,	08

Symboles & Abréviations

α	Angle de déphasage entre les deux étoiles
$A_{s1}, B_{s1}, C_{s1},$	Indices correspondants aux trois phases de l'étoile 1
$A_{s2}, B_{s2}, C_{s2},$	Indices correspondants aux trois phases de l'étoile 2
$A_r, B_r, C_r,$	Indices correspondants aux trois phases du rotor
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
d, q	Axes directs et quadratique du repère de Park
$e(x)$	Ecart de la variable x
E	Tension continue
f_p	Fréquence de la porteuse
F_r	Coefficient du frottement
FOC	Field Oriented Control
FSMC	Fuzzy Sliding Mode Controller
ϕ_s	Flux statorique
ϕ_r	Flux rotorique
Ω_m	Vitesse mécanique du rotor
i	Courant
I_a	Courant d'induit de la MCC
I_f	Courant d'excitation de la MCC
J	Moment d'inertie
K_p, K_i	Paramètres du régulateurs PI
$L_{s1}, L_{s2}, L_r,$	Inductances propres des stators et rotore
L_{ms}	Inductance mutuelle entre phases statoriques
L_{mr}	Inductance mutuelle entre phases rotoriques
m	Indice du modulation
MASDE	Machine Asynchrone à Double Etoile
MCC	Machine à Courant Continue
MFOC	Modified Field Oriented Control
MLI	Modulation de la Largeur d'impulsion

M_{sr}	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques
P	Nombre de paires de pole
P_{em}	Puissance électromagnétique
PI	Régulateur Proportionnel-Intégral
n_{ph}	Nombre de phase
$n_{ph\alpha}$	Nombre équivalent de phases
r	Indice de réglage en tension
$R_{s1}, R_{s2}, R_r,$	Résistances statoriques et rotoriques
S	Operateur de Laplace
$S(x)$	Surface de commutation
$S_1, S_2, S_r,$	Indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2, et au rotor
SMC	Sliding Mode Controller
SSV	Système de Structure Variable
SVM	Space Vector Modulation
τ	Constant de temps d'système du premier ordre
τ_r	Constant de temps rotorique
θ_e	Angle électrique
θ_m	Angle mécanique
θ_r	Angle rotorique
θ_s	Angle statorique
U_{eq}	Commande équivalente
U_n	Commande discontinue
v	Tension
$V(x)$	Fonction de Lyapunov
V_{pm}	Valeur crête de l'onde de modulation
ω_{gl}	Pulsation électrique de glissement
ω_r	Pulsation électrique rotorique
ω_s	Pulsation électrique statorique
ω_m	Pulsation mécanique
x^*	Grandeur de référence (vitesse, tension, courant, couple, flux)
x_{est}	Grandeur estimée (couple, flux)

Introduction Générale

Introduction générale :

De nos jours, les machines électriques associées à des convertisseurs jouent un rôle important dans les systèmes de conversion électromécanique de l'énergie. Désormais, l'utilité des actionneurs électriques en tant que variateurs de vitesse est incontestable dans le secteur industriel et de transport, que ce soit pour les faibles ou les fortes puissances.

La machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension est un système d'entraînement possédant de nombreux avantages : une structure de machine simple, robuste et bon marché, et des techniques de commande devenues performantes grâce aux progrès réalisés en matière de semi-conducteurs de puissance et de technologies numériques. Cet ensemble convertisseur-machine reste cependant restreint à la limite inférieure de la gamme des fortes puissances (jusqu'à quelques MW), du fait des contraintes électriques subies par les semi-conducteurs et de leur faible fréquence de commutation.

Pour des applications de fortes puissances, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle. À puissance donnée, la réduction des courants à commuter passe par l'augmentation de la tension. Les onduleurs de tension à MLI imposent des gradients de tension élevés, provoquant ainsi un vieillissement accéléré des isolants. L'emploi de structure multi-niveaux permet alors la réduction des tensions commutées.

Les machines polyphasées offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages. En effet, la multiplication du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait, une réduction des tensions commutées à courant donné. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple, permettant ainsi à la charge mécanique de les filtrer plus facilement. Enfin, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, une ou plusieurs phases en défaut.

Un des exemples les plus courants des machines multi-phasées est la Machine Asynchrone Double Étoile (MASDE). Dans la configuration classique, deux enroulements triphasés identiques constituant les deux étoiles se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique α . Ils ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé. Une telle

machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques.

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, la commande adaptative, ...etc. Ces techniques utilisent des régulateurs classiques ou 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 multi-phasées, en particulier, la machine asynchrone double étoile qui nécessite une double alimentation triphasée statorique. Notre travail s'inscrit dans le cadre de la commande robuste en vitesse ou en couple d'une MASDE.

Le mémoire porte sur la commande d'une machine asynchrone double étoile à rotor identique à celui d'une machine triphasée, alimentée par deux onduleurs de tension commandés par MLI_ST. Cette étude est menée par une simulation numérique qui permet de prévoir les différents comportements du système, en régime statique et dynamique.

Cependant, la modélisation préalable du système étudié conditionne les objectifs visés par la simulation, le premier étant la prédiction des grandeurs instantanées caractérisant les différentes entités du système physique. Le second but concerne la modélisation en vue de la commande. Cette phase permet d'établir les lois de commande et de synthétiser les régulateurs.

Dans ce contexte, ce mémoire est scindé en quatre chapitres comme suit :

On a vu la nécessité de consacrer le premier chapitre à quelques généralités concernant les machines multi-phasées (Caractéristiques, Utilisation, Avantages et Inconvénients).

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

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

Le quatrième chapitre présente la commande par mode glissant de la MASDE, nous commencerons par présentation de la théorie et des notions fondamentales de la commande par mode glissant, ensuite, d'exploiter la robustesse et la rapidité du mode glissant. Chaque technique sera l'objet d'une simulation qui montrera l'étude présentée. Des

Introduction générale

tests de robustesses seront effectués sur les trois méthodes (commandes vectorielle directe et indirecte, commande par mode glissant) afin de mieux mettre en évidence leurs caractéristiques sur la MASDE.

Finalement, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce mémoire et récapitulera ainsi en gros le travail abordé. Nous proposerons en perspectives quelques axes de recherche.

CHAPITRE 1 Généralités sur les Machines Asynchrones Double Étoile (MASDE)

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 multi-phasées. Les machines électriques ont connu un développement remarquables depuis la première réalisation du moteur jusqu' à nos jours.

1.2. Histoire des Machines Electriques :

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

On remarque sur ce bref 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 qui 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 électriques :

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 a rotor bobiné.

De plus, les machines multi-phasées (dont le nombre de phases est supérieur à trois) sont apparues dans les années 1920 pour la segmentation de puissances des alternateurs, dont les caractéristiques sont présentées ci-dessous. [HAD 06]

1.4. Caractéristiques des machines multi-phasées :

Suivant le nombre de phases qu'on peut avoir dans le stator, on discerne deux types de machines multi-phasées ; celles dont le nombre de phases est multiple de trois et l'autre type [KLI 83] [SIN 02].

On peut avoir plusieurs configurations possibles dans une machine à nombre de phases donné suivant le décalage angulaire 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 : $n_{ph\alpha} = \frac{180^\circ}{\alpha}$

1.4.1. Machines multi-phasées de type 1 :

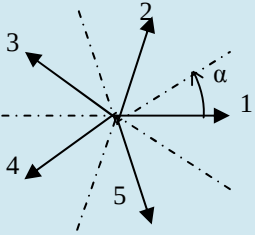
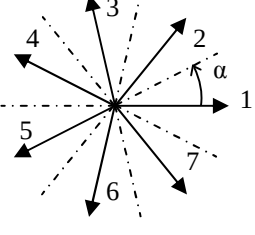
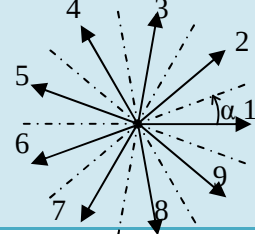
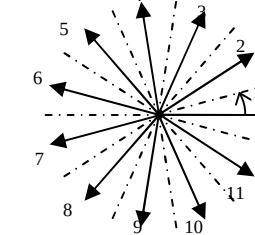
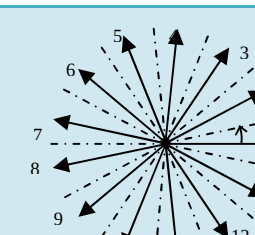
Les machines multi-étoiles sont des machines dont le nombre de phases est un multiple de trois (Tableau.1.1), $n_{ph} = 3\eta$ ($\eta = 1, 2, 3, 4, \dots$. . .)

Nombre de Phases (n_{ph})	Nombre équivalent de phases ($n_{ph} \alpha$)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
3	3	60°	
6	3	60°	
6	6	30°	
9	9	20°	
12	6	30°	

Tab. 1.1 – Machines multi-phasées de type 1,

1.4.2. Machines multi-phasées de type 2 :

Toutes les machines dont le nombre de phases statoriques $n_{ph} = 2\eta + 1$ ($\eta = 2, 3 \dots$) est un nombre impair sont groupées dans les machines multi-phasées de type 2, tableau (1.2). α représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, alors les phases sont régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{n_{ph}} = 2\alpha$. Donc on a toujours : $n_{ph} = n_{ph\alpha} = \frac{180}{\alpha}$

Nombre de Phases (n_{ph})	Nombre équivalent de phase ($n_{ph\alpha}$)	Décalage angulaire (α)	Représentation des axes des bobines
5	5	36°	
7	7	25.7°	
9	9	20°	
11	11	16.3°	
13	13	13.8°	

Tab. 1.2 – Machines multi-phasées de type 2,

1.5. Applications des machines multi-phasées :

Les machines multi-phasées 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 et pour production de l'énergie éolienne. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc.

1.6. Avantages des Machines Multi-phasées :

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

1.6.1. 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 pouvant 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 multi-phasées, que l'on met le plus en avant de nos jours.[HAD 01]

1.6.2. 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 multi-phasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu' à ($n_{ph} = 3$) 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 conventionnelle 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. [MER 08]

Par simulation de ces deux machines, on remarque que l'oscillation du couple électromagnétique de la machine double étoile est plus faible que celle de la machine triphasée figure (1.1) et figure (1.2).

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

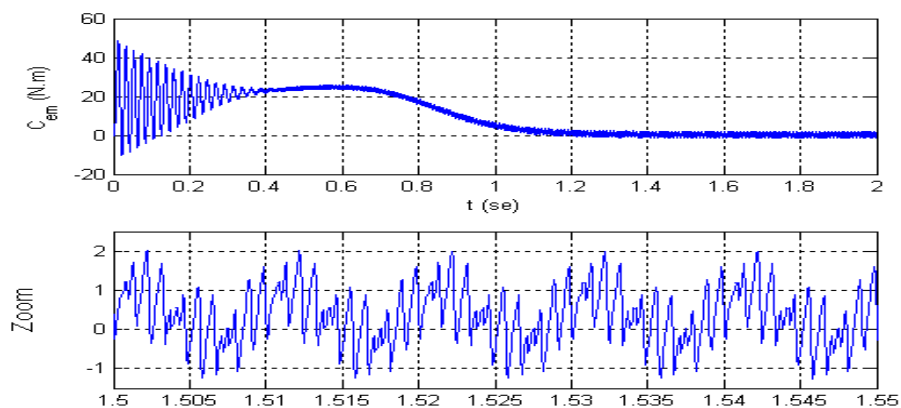


Figure (1.1) – Couple électromagnétique d'une machine asynchrone double étoile.

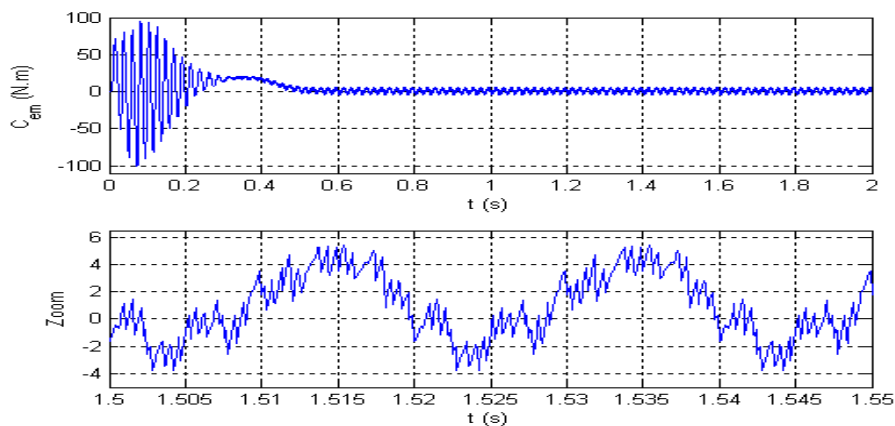


Figure (1.2) – Couple électromagnétique d'une machine asynchrone triphasée.

1.7. Inconvénients des machines multi-phasées :

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 adaptés pour les machines multi-phasées 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 multi-phasée 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. L'onduleur est en effet formé de deux onduleurs triphasés, dont on connaît plusieurs méthodes de contrôle. De plus, puisque le stator d'une machine double étoile se différencie de celui d'une machine triphasée simple par le fait qu'il dispose d'un enroulement triphasé supplémentaire, peu d'effort de modélisation semblait être nécessaire à l'étude de son fonctionnement.

CHAPITRE 2 Modélisation de la Machine

Asynchrone Double Étoile

2.1. Introduction :

La modélisation d'un système quelconque est indispensable pour l'étude et la maîtrise 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. [MER 08]

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.

Après une mise en équation de la MASDE dans le repère réel abc , on va présenter le modèle de la machine. Ce modèle est basé sur l'application de la transformation de Park classique où la MASDE est vue comme étant deux machines asynchrones partageant le même circuit magnétique et le même rotor.

2.2. Description de la machine asynchrone double étoile :

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 figure (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

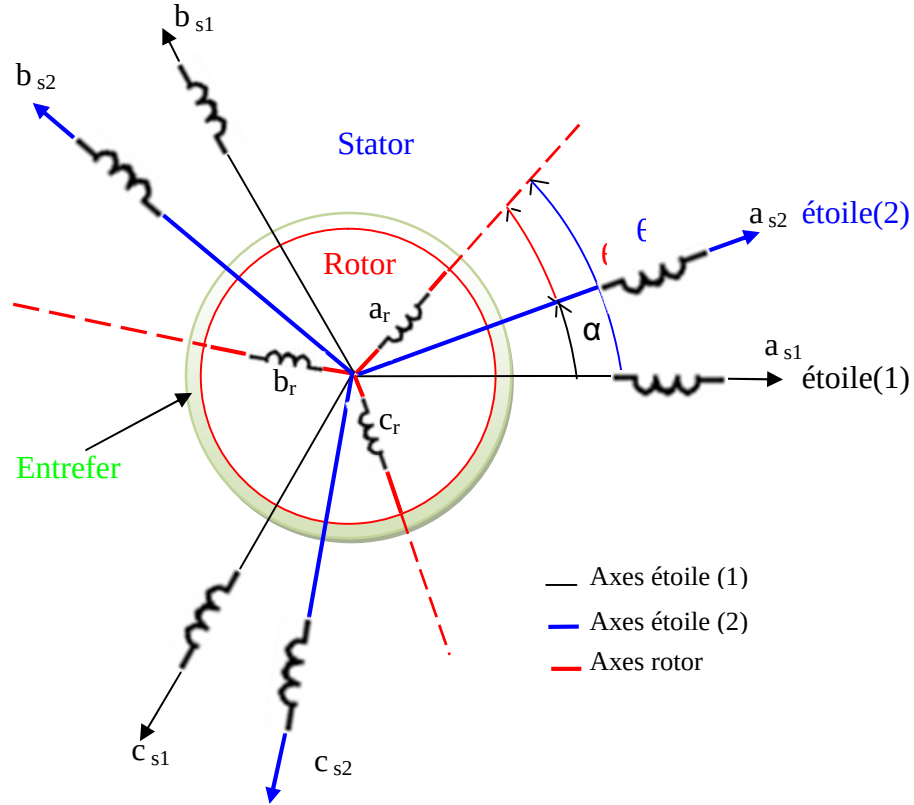


Figure (2.1) – Représentation schématique des enroulements de la MASDE

On notera par l'indice s_1 pour les grandeurs relatives à la première étoile (étoile 1) et par l'indice s_2 pour celles relatives à la deuxième étoile (étoile 2). Les phases de la première étoile a_{s1}, b_{s1}, c_{s1} et les phases de la deuxième étoile prennent a_{s2}, b_{s2}, c_{s2} , les phases rotoriques sont notées par a_r, b_r, c_r .

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 à l'étoile 1.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré des courants entraînant la création d'un champ tournant 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 :

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

2.3. Modélisation de la MASDE :

2.3.1. Hypothèses simplificatrices:

Pour simplifier l'étude de cette machine, on considère les hypothèses suivantes :

- ✓ Le circuit magnétique est non saturé, il est parfaitement feuilleté au stator et au rotor seul les enroulements sont parcourus par des courants (on néglige les courants de Foucault et d'hystérésis).
- ✓ La densité du courant est uniforme dans la section du conducteur (on néglige l'effet de peau).
- ✓ Distribution spatiale sinusoïdale de la f_{mm} créée par chaque phase du stator et du rotor (on ne considère que la fondamentale).
- ✓ Les enroulements des stators sont identiques.
- ✓ L'entrefer est uniforme et on néglige l'effet des encoches.

2.3.2. Équations électriques de la MASDE :

Les équations des tensions de la machine asynchrone à double étoile représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux.

$$\text{pour l'étoile 1 : } \begin{cases} V_{sa1} = R_{sa1} I_{sa1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{sb1} I_{sb1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{sc1} I_{sc1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc1} \end{cases} \quad (2,4)$$

$$\text{pour l'étoile 2 : } \begin{cases} V_{sa2} = R_{sa2} I_{sa2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa2} \\ V_{sb2} = R_{sb2} I_{sb2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb2} \\ V_{sc2} = R_{sc2} I_{sc2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc2} \end{cases} \quad (2,5)$$

$$\text{pour rotor : } \begin{cases} 0 = R_{ra} I_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ 0 = R_{rb} I_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ 0 = R_{rc} I_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (2,6)$$

2.3.3. Les équations ce forme matricielle :

Dans les conditions citées précédemment, les équations font intervenir des inductances propres et mutuelles permettant de définir les flux en fonction des courants, elles se présentent naturellement sous forme matricielle comme suit :

$$\text{Pour étoile : 1 } \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sa1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\text{Pour étoile : 2 } \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sa2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$\text{Pour le rotor } \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

On pose que : $R_{s1} = R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1}$ $R_{s2} = R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2}$

$$R_r = R_{ra} = R_{rb} = R_{rc}$$

Donc :

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

R_{s1} : Résistance d'une phase statorique de l'étoile 1.

R_{s2} : Résistance d'une phase statorique de l'étoile 2.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

$$[V_{s1}] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix}; \quad [V_{s2}] = \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix}$$

$[V_{s1}]$: Matrice de tension statorique de l'étoile 1.

$[V_{s2}]$: Matrice de tension statorique de l'étoile 2.

$$[I_{s1}] = \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{bmatrix}; \quad [I_{s2}] = \begin{bmatrix} I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \end{bmatrix}; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

$[I_{s1}]$: Matrice du courant statorique de l'étoile1.

$[I_{s2}]$: Matrice du courant statorique de l'étoile2.

$[I_r]$: Matrice du courant rotorique.

$$[\Phi_{s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \end{bmatrix} ; \quad [\Phi_{s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \end{bmatrix} ; \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$[\Phi_{s1}]$: Matrice de flux statorique de l'étoile 1.

$[\Phi_{s2}]$: Matrice de flux statorique de l'étoile2.

$[\Phi_r]$: Matrice de flux rotorique.

2.3.4. Équations magnétiques de la MASDE :

Les équations des flux statoriques (étoiles 1 et 2) et rotoriques en fonction des courants sous forme matricielle sont données par

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$[L_{s1s1}]$: Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2s2}]$: Matrice inductance de l'étoile 2.

$[L_{rr}]$: Matrice inductance de rotor.

$[L_{s1s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et étoile 2.

$[L_{s1r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et rotor.

$[L_{s2s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et étoile1.

$[L_{s2r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.

$[L_{rs1}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1.

$[L_{rs2}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.

Avec :

$$[L_{s1s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -1/2L_{ms} & -1/2L_{ms} \\ -1/2L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) & -1/2L_{ms} \\ -1/2L_{ms} & -1/2L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$[L_{s2s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -1/2L_{ms} & -1/2L_{ms} \\ -1/2L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) & -1/2L_{ms} \\ -1/2L_{ms} & -1/2L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$[L_{rr}] = \begin{pmatrix} (L_r + L_{mr}) & -1/2 L_{mr} & -1/2 L_{mr} \\ -1/2 L_{mr} & (L_r + L_{mr}) & -1/2 L_{mr} \\ -1/2 L_{mr} & -1/2 L_{mr} & (L_r + L_{mr}) \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

$$[L_{s1s2}] = [L_{s2s1}]^t = \begin{pmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + 2\pi/3) & L_{ms} \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ L_{ms} \cos(\alpha + 4\pi/3) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ L_{ms} \cos(\alpha + 2\pi/3) & L_{ms} \cos(\alpha + 4\pi/3) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

$$[L_{s1r}] = [L_{rs1}]^t = \begin{pmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) & L_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + 2\pi/3) & L_{sr} \cos(\theta_r + 4\pi/3) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{pmatrix} \quad (2.15)$$

$$[L_{s2r}] = [L_{rs2}]^t = \begin{pmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + 2\pi/3) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + 4\pi/3) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + 4\pi/3) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + 2\pi/3) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + 2\pi/3) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha + 4\pi/3) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) \end{pmatrix} \quad (2.16)$$

L_{s1} , L_{s2} , L_r : Représentent respectivement les inductances propres d'une phase du stator (1,2) et du rotor.

L_{ms} : inductance mutuelle maximale entre deux phases de l'étoile (1,2)

L_{mr} : inductance mutuelle maximale entre deux phases du rotor

L_{sr} : inductance mutuelle maximale entre une phase de l'étoile (1,2) et une phase du rotor

$L_{sr} = 2/3 L_m$: Inductance mutuelle cyclique entre une étoile et le rotor

2.3.5. Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique s'exprime par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor

$$C_{em} = \frac{dw_{mag}}{d\theta_e} = p \frac{dw_{mag}}{d\theta_m} \quad (2.17)$$

Avec : P : nombre de paire de pole.

θ_m : Angle mécanique.

θ_e : Angle électrique.

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = (p/2) ([I_{s,abc1}] \frac{d}{dt} [L_{s1,r}] [i_{r,abc}]^t + [I_{s,abc2}] \frac{d}{dt} [L_{s2,r}] [i_{r,abc}]^t) \quad (2.18)$$

2.3.6. Equation mécanique :

Elle est la solution de l'équation fondamentale de la dynamique :

$$C_{em} - C_r - F_r \Omega = J d\Omega / dt \quad (2.19)$$

F_r : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant.

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

2.4. Transformation de PARK de la MASDE :

La résolution analytique dans ce repère est très difficile, car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ (angle de rotation électrique de la machine), l'application d'une transformation dite de PARK nous permet de simplifier la résolution d'un tel système.

Le modèle de la machine dans le référentiel synchrone lié au flux rotorique de la machine, flux statorique ou d'entrefer est obtenu de la même manière que pour une machine triphasée classique. La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux un changement de variable qui ramène des grandeurs triphasées, à des grandeurs biphasées, en faisant intervenir les axes de phase 'a, b, c' et les axes 'd, q'.

$$[X_{dq}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}]$$

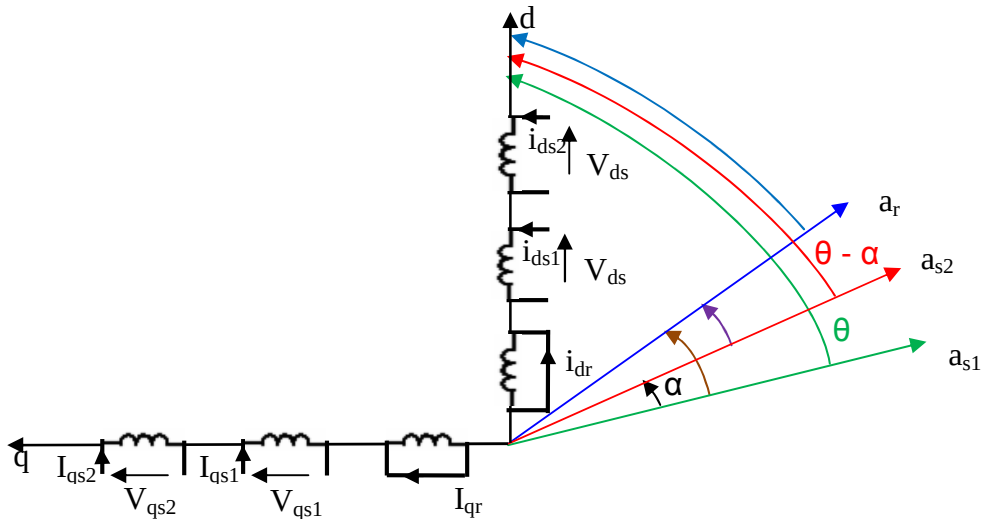


Figure (2.2) – Représentation du modèle généralisé de la MASDE selon les axes (d,q)

La transformation de PARK est définie comme suit:

Pour étoile : 1

$$P(\theta_{s1}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + 4\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Pour étoile : 2

$$P(\theta_{s2}) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha + 4\pi/3) & -\sin(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Pour le rotor :

$$P(\theta_r) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r + 4\pi/3) & -\sin(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

$[p(\theta_{s1})]$: Matrice de transformation du premier enroulement statorique (étoile1).

$[p(\theta_{s2})]$: Matrice de transformation du deuxième enroulement statorique (étoile2).

$[p(\theta_r)]$: Matrice de transformation d'enroulement rotorique.

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

$$\begin{cases} [I_{dq,s1}] = [p(\theta_{s1})][I_{s1}] \\ [I_{dq,s2}] = [p(\theta_{s2})][I_{s2}] \\ [I_{dq,r}] = [p(\theta_r)][I_r] \end{cases} \quad (2.23)$$

$$\begin{cases} [\Phi_{dq,s1}] = [p(\theta_{s1})][\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{dq,s2}] = [p(\theta_{s2})][\Phi_{s2}] \\ [\Phi_{dq,r}] = [p(\theta_r)][\Phi_r] \end{cases} \quad (2.24)$$

$$\begin{cases} [V_{dq,s1}] = [p(\theta_{s1})][V_{s1}] \\ [V_{dq,s2}] = [p(\theta_{s2})][V_{s2}] \end{cases} \quad (2.25)$$

2.4.1. Équations des tensions:

En appliquant la transformation de PARK :

$$[p(\theta_{s1})]^{-1} [V_{s1}] = [R_{s1}] [p(\theta_{s1})]^{-1} [I_{s1}] + \frac{d}{dt} ([p(\theta_{s1})]^{-1} [\Phi_{s1}]) \quad (2.26)$$

$$[p(\theta_{s2})]^{-1} [V_{s2}] = [R_{s2}] [p(\theta_{s2})]^{-1} [I_{s2}] + \frac{d}{dt} ([p(\theta_{s2})]^{-1} [\Phi_{s2}]) \quad (2.27)$$

$$0 = [R_r] [p(\theta_r)]^{-1} [I_r] + \frac{d}{dt} ([p(\theta_r)]^{-1} [\Phi_r]) \quad (2.28)$$

La matrice de Park c'est une matrice orthogonale, c'est-à-dire $[p(\theta)]^t = [p(\theta)]^{-1}$

La transformation de Park peut être appliquée sur les tensions, les courants et les flux.

Multiplions l'équation (2.26) par $[P(\theta_{s1})]$ on obtient :

$$[V_{sdq,1}] = [R_{s1}] [I_{dq,s1}] + [P(\theta_{s1})] \frac{d}{dt} ([P(\theta_{s1})]^{-1} [\Phi_{dq,s1}]) \quad (2.29)$$

$$[V_{sdq,1}] = [R_{s1}] [I_{dq,s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{dq,s1}] + [P(\theta_{s1})]^{-1} \frac{d\theta}{dt} \frac{d}{dt} ([P(\theta_{s1})] [\Phi_{dq,s1}]) \quad (2.30)$$

On démontre que :

$$[p(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} \right) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} \quad (2.31)$$

On pose : $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_s$ D'où le résultat final donné par :

$$\begin{bmatrix} V_{0s1} \\ V_{ds1} \\ V_{qs1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{0s1} \\ I_{ds1} \\ I_{qs1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{0s1} \\ \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} 0 \\ -\Phi_{qs1} \\ \Phi_{ds1} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Ou encore en développant la matrice avec la composante homopolaire nulle, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} + \omega_s \Phi_{ds1} \end{cases} \quad (2.33)$$

Du même raisonnement, l'étoile 2 aura les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} + \omega_s \Phi_{ds2} \end{cases} \quad (2.34)$$

De la même façon pour le rotor, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (2.35)$$

Finalement on peut écrire les équations qui définissent les tensions pour les deux étoiles et le rotor à court-circuit dans la MASDE comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} + \omega_s \Phi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} + \omega_s \Phi_{ds2} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (2.36)$$

2.4.2. Equations des flux :

On applique la transformation de Park sur le système d'équations (2.10), on obtient :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi_{s2} \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_r \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

En décompose (2.37) :

$$\begin{cases} \Phi_{s1} = [L_{s1s1}] I_{s1} + [L_{s1s2}] I_{s2} + [L_{s1r}] I_r \\ \Phi_{s2} = [L_{s2s1}] I_{s1} + [L_{s2s2}] I_{s2} + [L_{s2r}] I_r \\ \Phi_r = [L_{rs1}] I_{s1} + [L_{rs2}] I_{s2} + [L_{rr}] I_r \end{cases} \quad (2.38)$$

Après la transformation des flux et des courants on aura :

$$\begin{cases} [P(\theta_{s1})]^{-1} [\Phi_{s1}] = [L_{s1s1}] [P(\theta_{s1})]^{-1} I_{s1} + [L_{s1s2}] [P(\theta_{s2})]^{-1} I_{s2} + [L_{s1r}] [P(\theta_r)]^{-1} I_r \\ [P(\theta_{s2})]^{-1} [\Phi_{s2}] = [L_{s2s1}] [P(\theta_{s1})]^{-1} I_{s1} + [L_{s2s2}] [P(\theta_{s2})]^{-1} I_{s2} + [L_{s2r}] [P(\theta_r)]^{-1} I_r \\ [P(\theta_r)]^{-1} [\Phi_r] = [L_{rs1}] [P(\theta_{s1})]^{-1} I_{s1} + [L_{rs2}] [P(\theta_{s2})]^{-1} I_{s2} + [L_{rr}] [P(\theta_r)]^{-1} I_r \end{cases} \quad (2.39)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dqs1} = [L_{s1s1}] I_{dqs1} + [L_{s1s2}] I_{dqs2} + [L_{s1r}] I_{dqr} \\ \Phi_{dqs2} = [L_{s2s1}] I_{dqs1} + [L_{s2s2}] I_{dqs2} + [L_{s2r}] I_{dqr} \\ \Phi_{dqr} = [L_{rs1}] I_{dqs1} + [L_{rs2}] I_{dqs2} + [L_{rr}] I_{dqr} \end{cases} \quad (2.40)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds2} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} I_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs2} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} I_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} I_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + \frac{3}{2} L_{mr} I_{dr} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + \frac{3}{2} L_{mr} I_{qr} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{qs2} \end{array} \right. \quad (2.41)$$

On pose : $\frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{sr} = \frac{3}{2} L_{mr} = L_m$

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

Donc le système d'équations (2.41) est écrire comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1} I_{ds1} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} I_{qs1} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} I_{ds2} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} I_{qs2} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}) \end{array} \right. \quad (2.42)$$

Et sous forme matricielle on a :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{ds2} \\ \Phi_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{ds2} \\ I_{dr} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{qs1} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{qs1} \\ I_{qs2} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

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

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

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

2.4.3. Equation mécanique :

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:

$$P = [V_s]^t [I_s] = V_{as1}I_{as1} + V_{bs1}I_{bs1} + V_{cs1}I_{cs1} + V_{as2}I_{as2} + V_{bs2}I_{bs2} + V_{cs2}I_{cs2} \quad (2.45)$$

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

$$P = V_{d,s1} I_{d,s1} + V_{d,s2} I_{d,s2} + V_{q,s1} I_{q,s1} + V_{q,s2} I_{q,s2} \quad (2.46)$$

En introduisant le système d'équations (2.36) dans l'expression de la puissance instantanée (2.46) on obtient :

$$P = \left[\left(R_{s1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_s \Phi_{qs1} \right) (I_{ds1}) \right] + \left[\left(R_{s2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_s \Phi_{qs2} \right) (I_{ds2}) \right] + \left[\left(R_{s1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} - \omega_s \Phi_{ds1} \right) (I_{qs1}) \right] + \left[\left(R_{s2} I_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} - \omega_s \Phi_{ds2} \right) (I_{qs2}) \right]$$

$$P = R_{s1} I_{ds1}^2 + R_{s2} I_{ds2}^2 + R_{s1} I_{qs1}^2 + R_{s2} I_{qs2}^2 + \omega_s (\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2}) + \left(\frac{d}{dt} \Phi_{ds1} I_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} I_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} I_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} I_{qs2} \right) \quad (2.47)$$

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 :

$$P_{em} = \omega_s (\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2}). \quad (2.48)$$

$$C_{em} = p (\Phi_{ds1} I_{qs1} + \Phi_{ds2} I_{qs2} - \Phi_{qs1} I_{ds1} - \Phi_{qs2} I_{ds2}). \quad (2.49)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (2.40) dans (2.47), on obtient :

$$C_{em} = p L_m ((I_{q,s1} + I_{q,s2}) I_{d,r} - (I_{d,s1} + I_{d,s2}) I_{q,r}) \quad (2.50)$$

Le couple électromagnétique peut être déduit à partir du flux rotorique :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{d,r} + L_m (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}). \\ \Phi_{qr} = L_r I_{q,r} + L_m (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}). \end{cases} \quad (2.51)$$

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\Phi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{ds1} + I_{ds2}) \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{qs1} + I_{qs2}) \end{cases} \quad (2.52)$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'expression (2.50), on obtient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\Phi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \Phi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2})) \quad (2.53)$$

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

$$C_{em} - C_r - F_r \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.54)$$

2.5. Choix du référentiel:

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q). [MRE 08]

2.5.1. Référentiel lié au stator :

Pour ce type de choix, $\theta_s=0$ et $\omega_s=0$, dans ce cas les phases A_s et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

2.5.2. Référentiel lié au rotor :

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d,q) est égale à la pulsation électrique ω_r du rotor ($\omega_s = \omega_r$).

2.5.3. Référentiel lié au champ tournant :

Dans ce référentiel, la vitesse du repère (d, q) est la vitesse du champ tournant ω_s . Dans notre travail, j'utilise ce référentiel pour la modélisation de la MASDE

2.6. Mise sous forme d'équation d'état :

Le flux magnétisant Φ_m est la somme des deux flux Φ_{md} et Φ_{mq} où :

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad (2.55)$$

$$\text{Avec: } \begin{cases} \Phi_{md} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{mq} = L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (2.56)$$

À partir de les équations (2.50) et (2.41) on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{ds2} = \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{qs1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{qs2} = \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{md}}{L_r} \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{md}}{L_r} \end{array} \right. \quad (2.57)$$

En remplaçant (2.56) dans (2.35), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = v_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = v_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{qs1} - \Phi_{md}) - \omega_s \Phi_{ds1} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = v_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = v_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}}(\Phi_{qs2} - \Phi_{md}) - \omega_s \Phi_{ds2} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + \omega_{gl} \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_{s1}}{L_{s1}}(\Phi_{qr} - \Phi_{md}) + \omega_{gl} \Phi_{dr} \\ j \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [\Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) - \Phi_{qr}(i_{ds1} + i_{ds2})] - C_r - K_f \Omega \end{array} \right. \quad (2.58)$$

À partir de l'expression (2.56) on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{md} = L_a \left[\frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right] \\ \Phi_{mq} = L_a \left[\frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right] \end{array} \right. \quad (2.59)$$

Avec:

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

En développant le système d'équations (2.59) on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} = V_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1}^2} \right) \Phi_{ds1} + \left(\frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \right) \Phi_{ds2} + \omega_s \Phi_{qs1} + \left(\frac{R_{s1} L_a}{L_r L_{s1}} \right) \Phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} = V_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{ds2} + \left(\frac{R_{s2} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \right) \Phi_{ds1} + \omega_s \Phi_{qs2} + \left(\frac{R_{s2} L_a}{L_r L_{s2}} \right) \Phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} = V_{qs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1} L_a}{L_{s1}^2} \right) \Phi_{qs1} + \left(\frac{R_{s1} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \right) \Phi_{qs2} + \omega_s \Phi_{ds1} + \left(\frac{R_{s1} L_a}{L_r L_{s1}} \right) \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} = V_{qs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2} L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{qs2} + \left(\frac{R_{s2} L_a}{L_{s1} L_{s2}} \right) \Phi_{qs1} + \omega_s \Phi_{ds2} + \left(\frac{R_{s2} L_a}{L_r L_{s2}} \right) \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \Phi_{dr} + \left(\frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \right) \Phi_{ds1} - \omega_{sr} \Phi_{qr} + \left(\frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \right) \Phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \Phi_{qr} + \left(\frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \right) \Phi_{qs1} - \omega_{sr} \Phi_{dr} + \left(\frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \right) \Phi_{qs2} \end{array} \right. \quad (2.60)$$

Nous mettons le système d'équations (2.60) sous forme d'un système d'équations d'état. :

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

$$\begin{array}{l} X : \text{vecteur d'état.} \quad X = \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} ; U : \text{vecteur de commande.} \quad U = \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{ds2} \\ V_{qs1} \\ V_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \\ B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{array}$$

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

2.7. Simulation de la MASDE alimentée par le réseau électrique:

- La simulation consiste à implanter le modèle électromécanique de la MASDE sous l'environnement Matlab/Simulink.
- La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées comme suit :

Pour la première étoile :

$$\begin{cases} V_{sa1} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{sb1} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - 2\pi/3) \\ V_{sc1} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (2.61)$$

– Pour la deuxième étoile :

$$\begin{cases} V_{sa2} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - \alpha) \\ V_{sb2} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - 2\pi/3 - \alpha) \\ V_{sc2} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - 4\pi/3 - \alpha) \end{cases} \quad (2.62)$$

– Pour le rotor : les tensions (v_{ar} , v_{br} et v_{cr}) sont nulles (rotor à cage d'écureuil).

Avec : V_s : Valeur efficace de la tension ($V_s=220$ v)

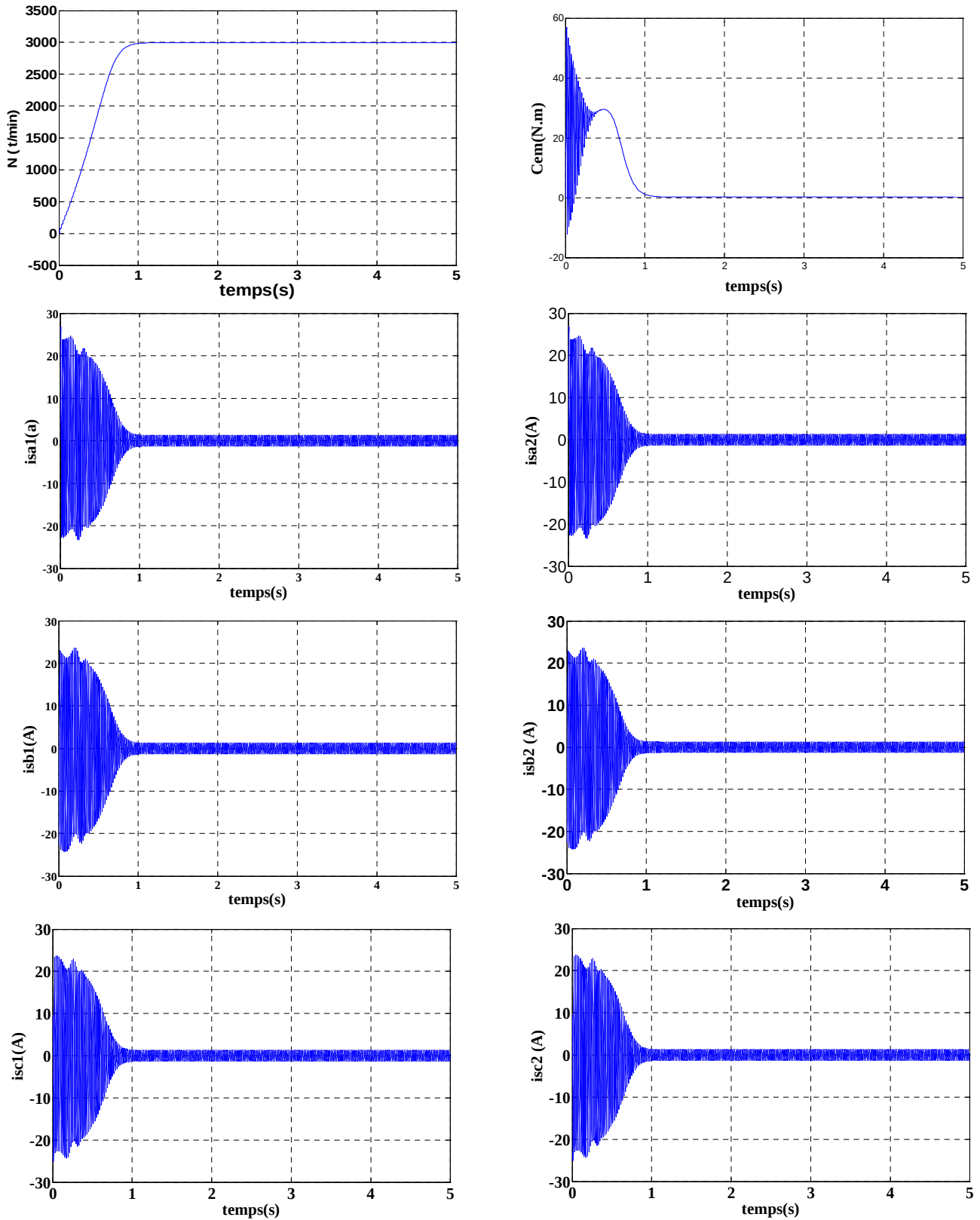
ω_s : Pulsation d'alimentation ($\omega_s=100*\pi$)

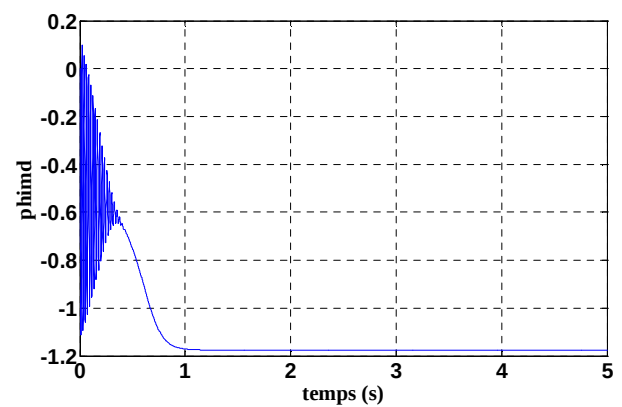
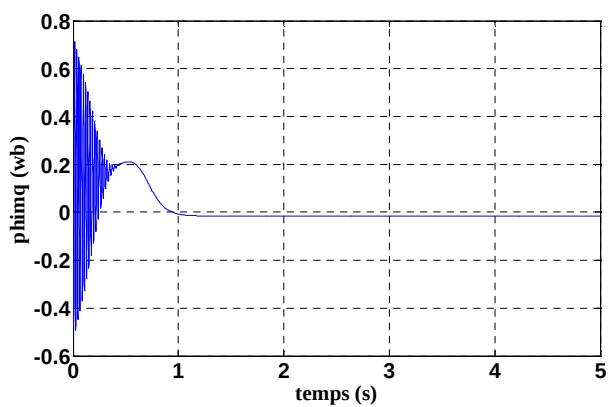
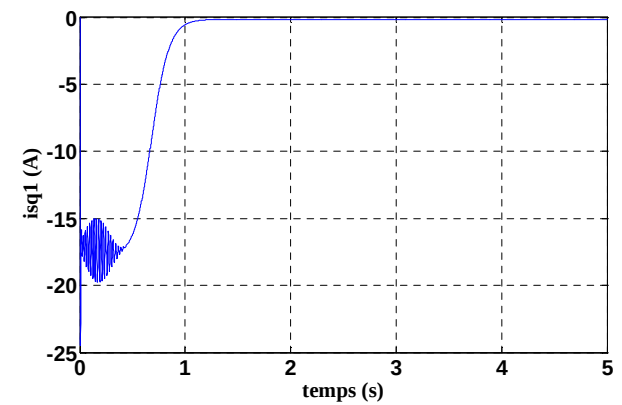
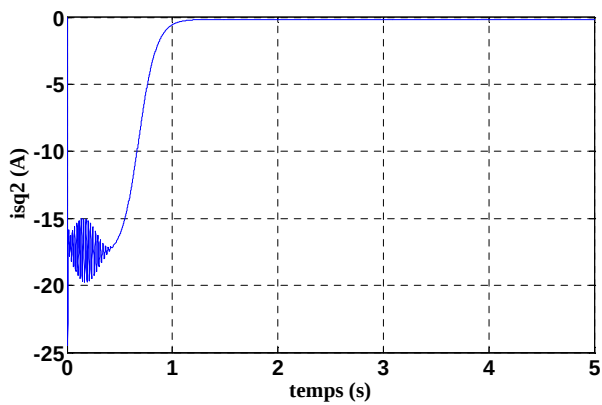
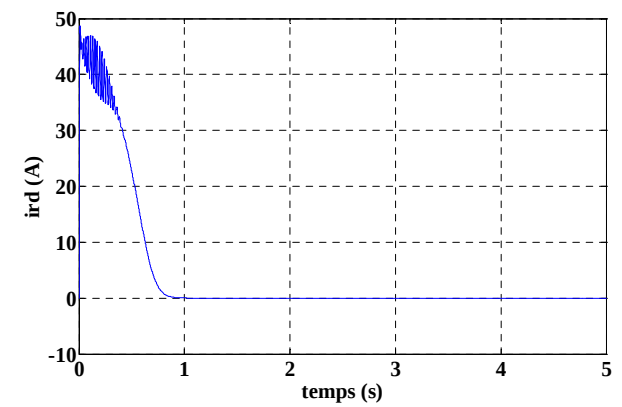
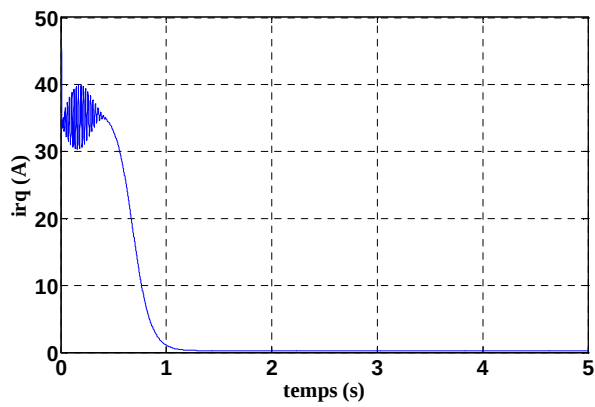
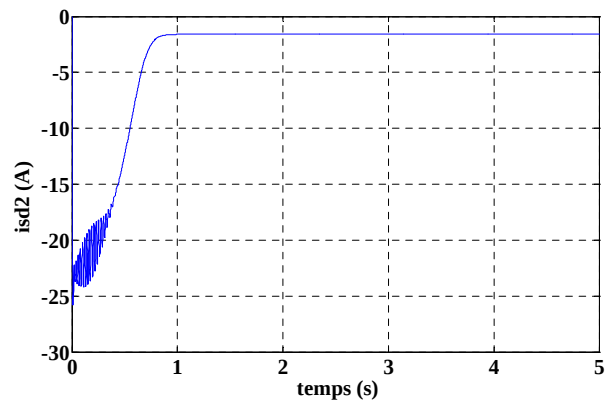
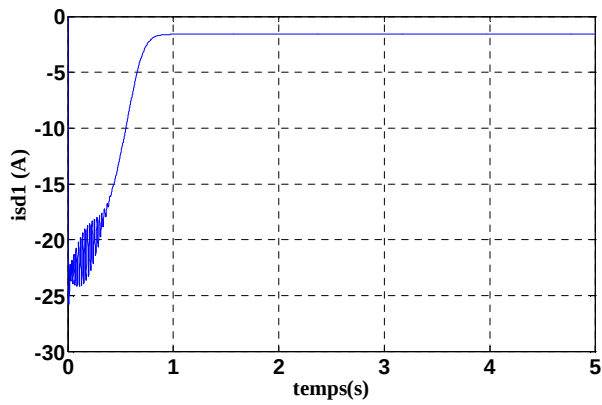
α : angle entre l'étoile (1) et l'étoile (2) qui est égal à $\pi/6$

Les paramètres de la machine asynchrone à double étoile utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe(A).

2.7.1 Résultats de simulation :

La figure (2.3) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE lors d'un fonctionnement à vide ($C_r = 0$).





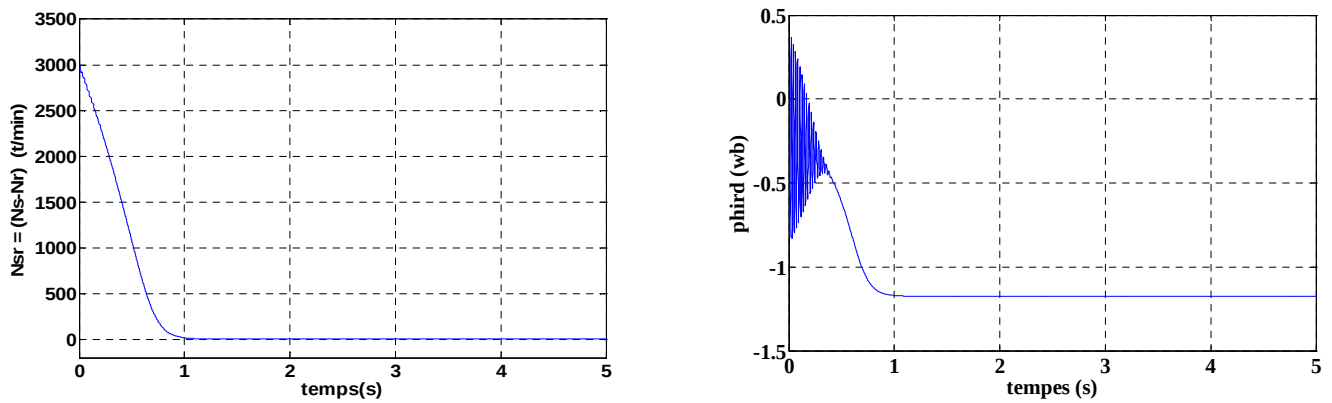
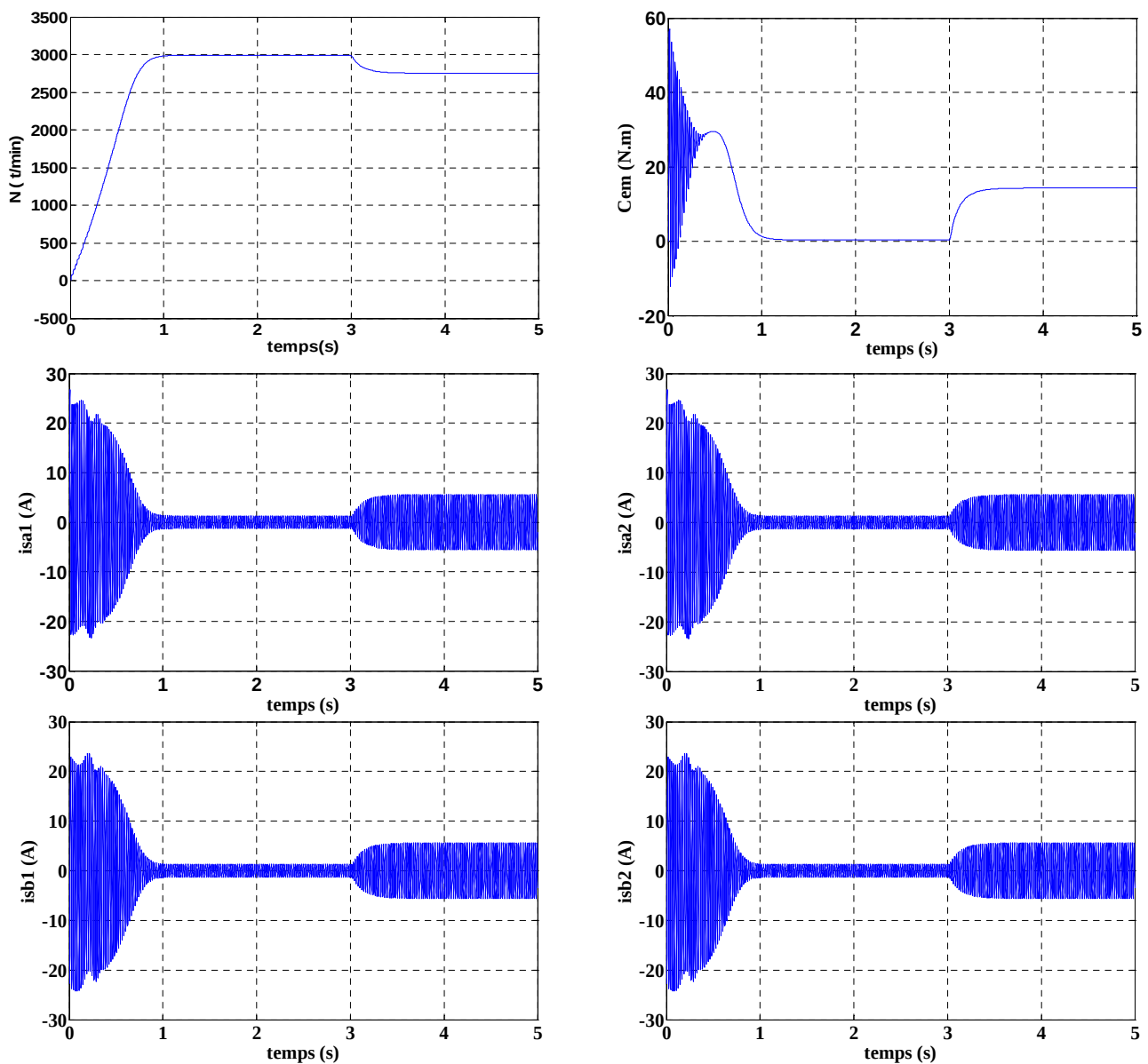
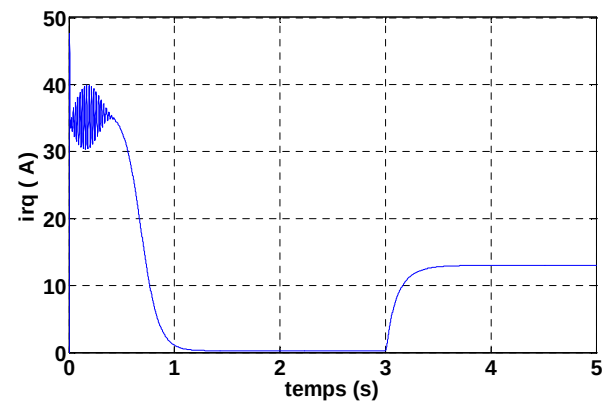
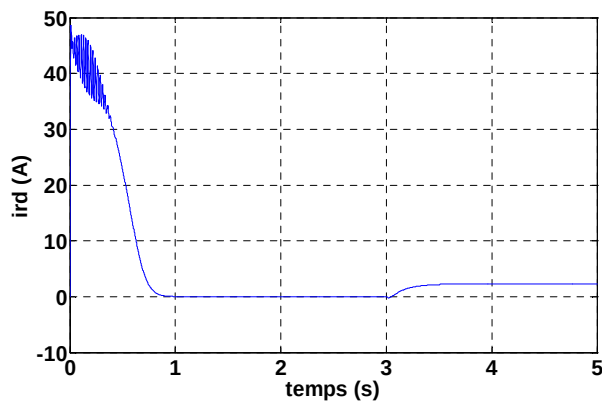
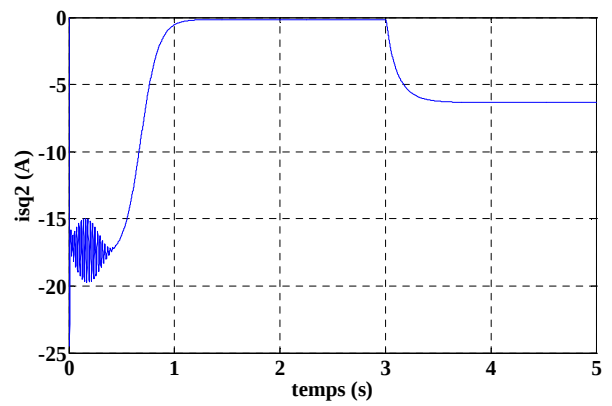
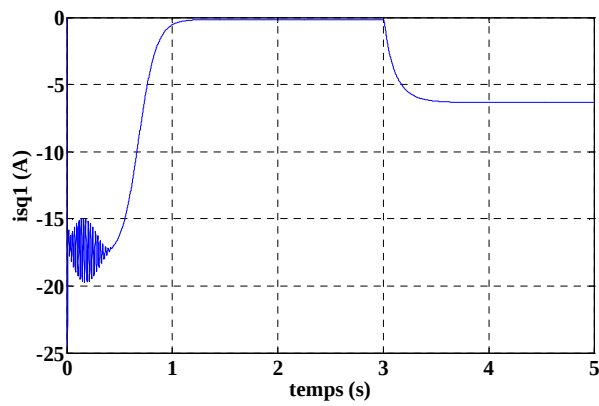
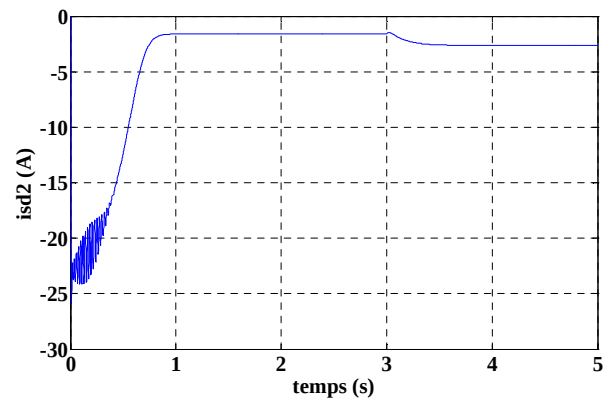
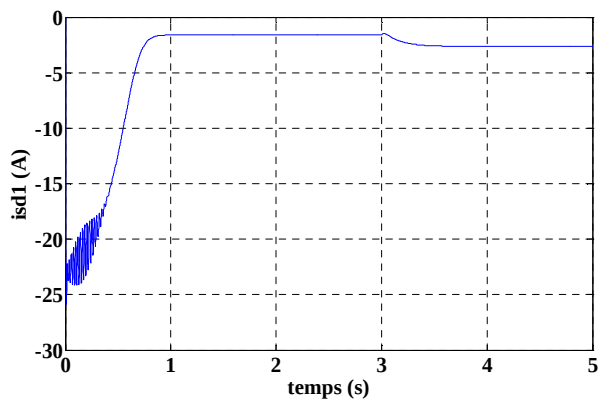
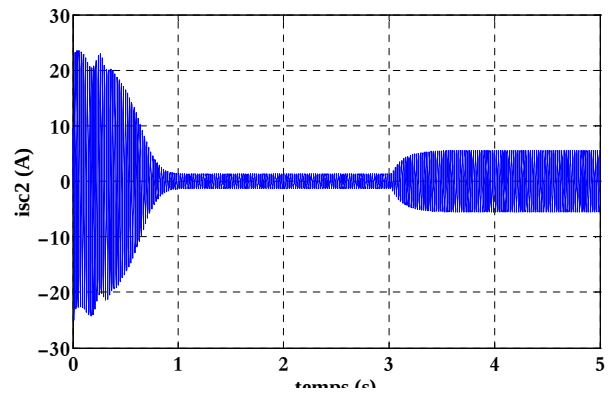
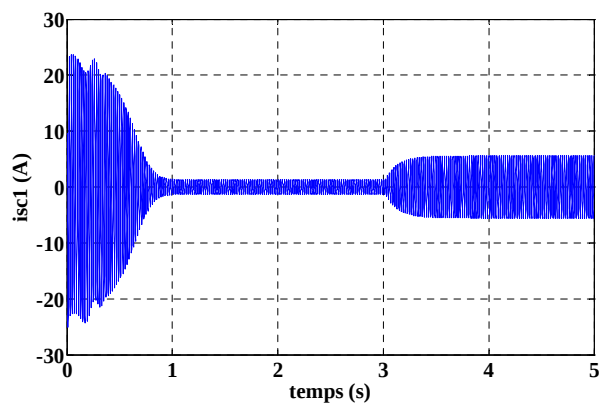


Figure (2.3) : Performances de la conduite de la MASDE lors d'un démarrage à vide ($C_r=0$).

La figure (2.4) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE lors d'un fonctionnement en charge lorsqu'on applique un couple résistant $C_r = 14$ N.m à l'instant $t = [3\text{s} \text{ à } 5\text{s}]$





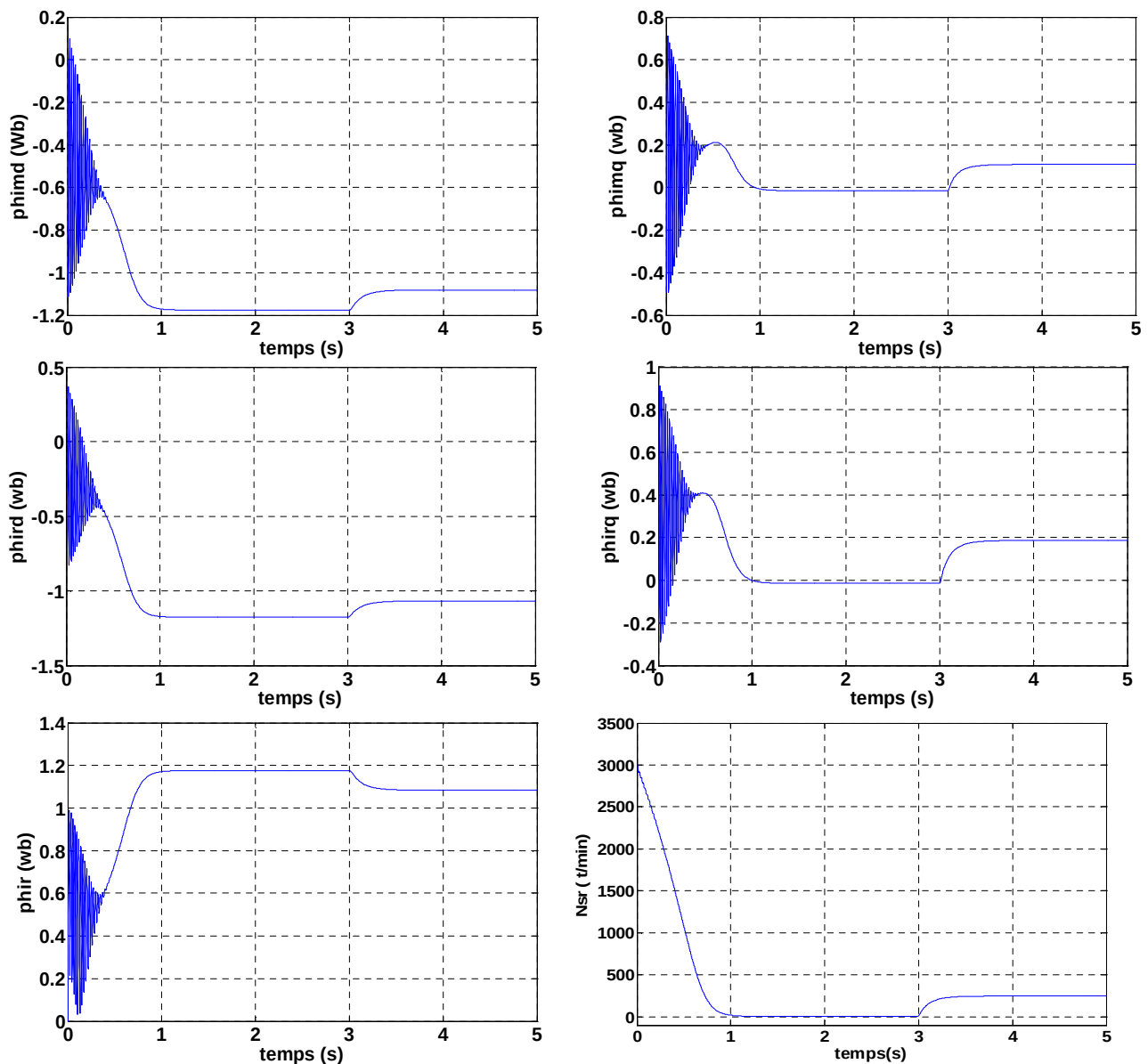
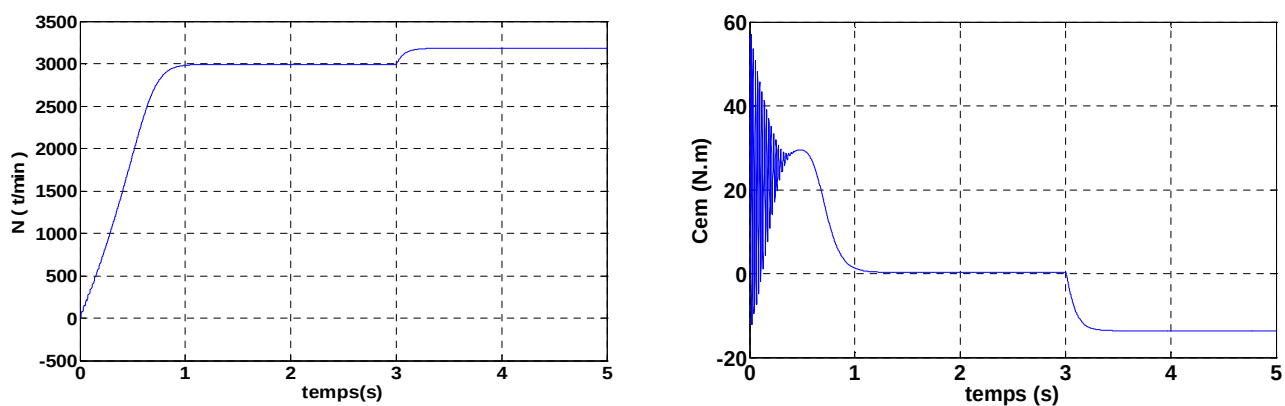


Figure (2.4) : Performances de la conduite de la MASDE lorsqu'on applique un couple résistant ($C_r = 14 \text{ N.m}$) à $t = 3 \text{ s}$

La figure (2.5) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE lors d'un fonctionnement en charge, lorsqu'on applique un couple résistant négatif ($C_r = -14 \text{ N.m}$) l'instant $t = [3 \text{ s} \text{ à } 5 \text{ s}]$.



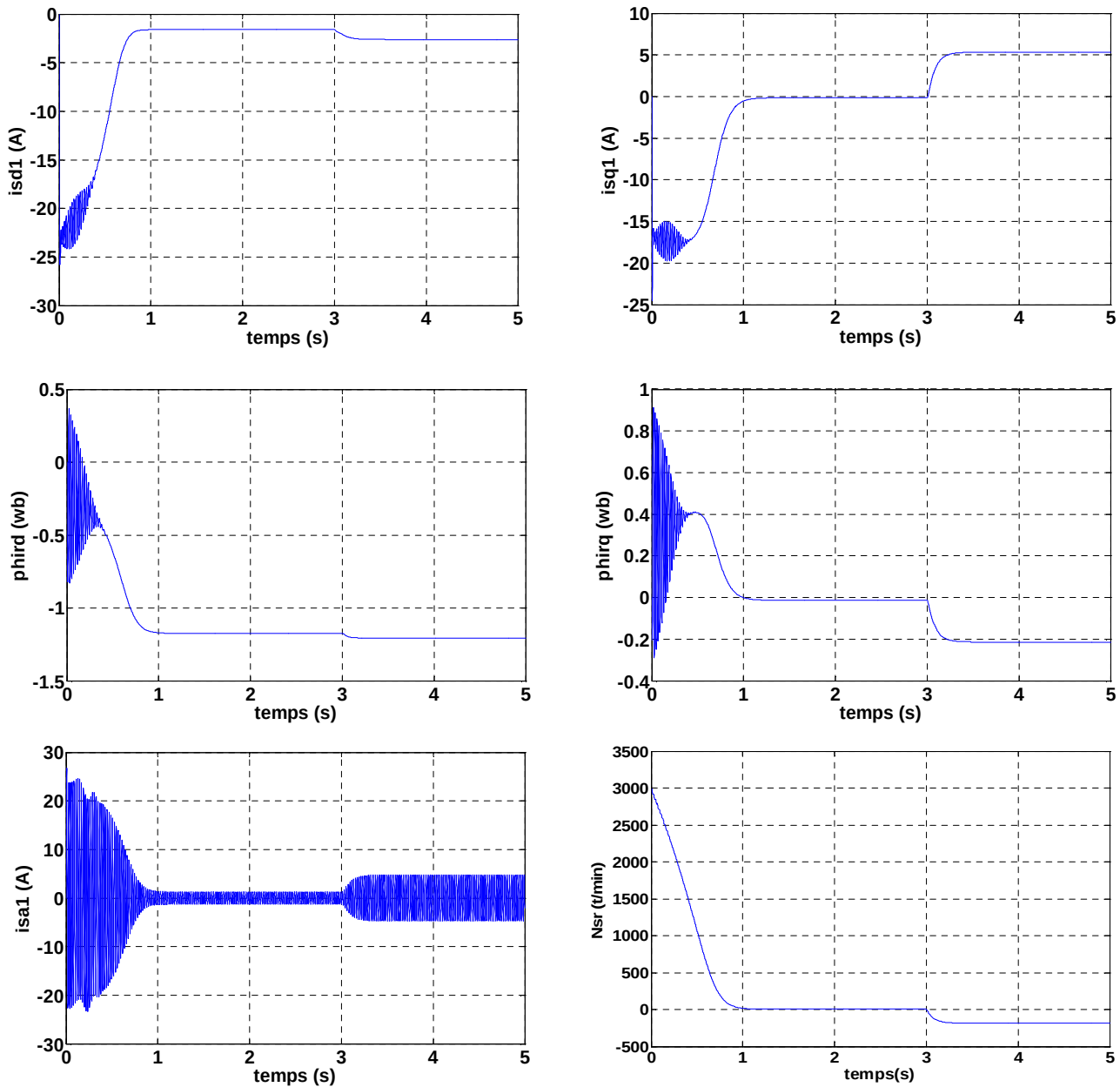


Figure (2.5) : Performances de la conduite de la MASDE lorsqu'on applique un couple résistant négatif ($C_r = -14 \text{ N.m}$) à $t = 3\text{s}$

2.7.2. Interprétation des résultats de simulation :

Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone à double étoile alimentée directement par le réseau standard (220 / 380V, 50Hz), à vide et en charge.

Les résultats de simulation donnés par les figures (2.3), (2.4) et (2.5) représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse de rotation (N_r), le couple électromagnétique (C_{em}), les courants des phases statoriques (i_{sa1} , i_{sb1} , i_{sc1} , i_{sa2} , i_{sb2} , i_{sc2}), les courants suivant les axes d et q (i_{sd1} , i_{sd2} , i_{sq1} , i_{sq2}), le flux magnétique (ϕ_{imd} , ϕ_{imq}) et le flux rotorique (ϕ_{ird} , ϕ_{irq}).

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 2998 tr/mn (très proche de celle du synchronisme 3000 tr/mn) à $t \approx 1$ s (début du régime permanent). Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 57 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.5 s où il rejoint 29.5 N.m, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 0.314 N.m, qui est due aux frottements. Les courants statoriques (l'étoile 1 et l'étoile 2) présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ 4 fois le courant nominal, mais qui disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Les courants statoriques suivant les axes directs et en quadrature, évoluent d'une façon à peu près analogue à l'évolution de la vitesse ; néanmoins, on remarque des faibles oscillations au niveau de ces derniers durant approximativement 0.4s. L'évolution des flux rotoriques est presque identique à celle du couple électromagnétique.

En appliquant une charge de couple résistant $C_r = 14$ N.m (machine en fonctionnement moteur) à partir de l'instant $t = 3$ s, on constate que la vitesse et les courants selon (d,q) diminuent et se stabilisent respectivement à $N = 2756,5$ tr/min, $i_{sd1} = i_{sd2} = -2.56$ A et $i_{sq1} = i_{sq2} = -6.35$ A; par contre, des augmentations sont observées au niveau du couple électromagnétique, des courants statoriques (étoiles 1 et 2) et au niveau des flux rotoriques selon (d,q), qui se stabilisent respectivement à $C_{em} = 14.15$ N.m (légèrement supérieur au couple de charge), $i_{sa1} = i_{sa2} = 5.58$ A, $\phi_{rd} = -1.06$ Wb et $\phi_{rq} = 0.18$ Wb.

Cependant, en fonctionnement moteur, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'à vide, la tension d'alimentation V_{sa1} et le courant statorique i_{sa1} sont presque en phase et de même signe ; toutefois, le déphasage en arrière du courant par rapport à la tension est dû à l'effet inductif de la machine, les deux grandeurs sont de même signe veut dire que le sens de transition de la puissance est positif, c'est-à-dire la machine absorbe de l'énergie active et réactive (nécessaire pour l'alimentation de la charge et pour sa magnétisation) de la source (réseau électrique).

L'application d'un couple négatif figure.(2.5) $C_r = -14$ N.m (machine en fonctionnement génératrice) au delà de l'instant $t = 3$ s, engendre des augmentations au niveau, de la vitesse, des courants statoriques et des courants en quadratures, qui s'établissent respectivement à $N = 3184$ tr/mn, $i_{sa1} = i_{sa2} = 4.77$ A, et $i_{sq1} = i_{sq2} = 5.29$ A; d'autre part, des diminutions sont enregistrées au niveau du couple électromagnétique, des courants statoriques selon l'axe direct et au niveau des flux rotoriques suivant les deux axes (d,q), qui se stabilisent respectivement à $C_{em} = -13.59$ N.m, $i_{sd1} = i_{sd2} = -2.61$ A, $\phi_{rd} = -1.2$ Wb et $\phi_{rq} = -0.21$ Wb;

cependant, en fonctionnement génératrice le glissement diminue et devient négatif (la vitesse d'entraînement est supérieure à celle du synchronisme), la tension statorique V_{sa1} et le courant statorique i_{sa1} sont de signe inverse, cela veut dire que la puissance produite est de signe négatif (sens de transition de l'énergie), c'est-à-dire la machine fournit de l'énergie active vers la source et absorbe une certaine portion de l'énergie réactive nécessaire pour sa magnétisation.

2.8. Modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone double étoile :

L'alimentation de la machine est assurée par un ensemble redresseur, filtre RLC, onduleur MLI figure (2.6).

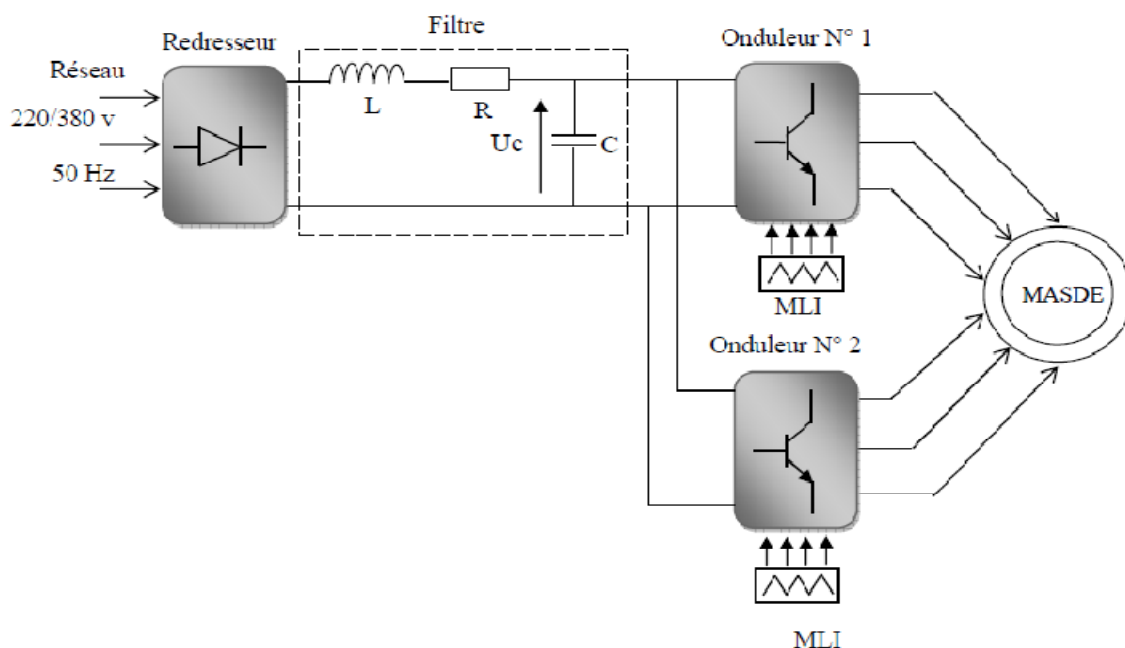


Figure (2.6) : Schéma synoptique d'une MASDE et de son alimentation.

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande du convertisseur de fréquence. Ces caractéristiques sont : [SAD 10]

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variables, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faibles. [SAD 10]
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude constante.

2.8.1. Modélisation du redresseur :

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [SEG 84].

Dans notre travail, nous nous intéressons seulement au redresseur triphasé à double alternance non commandé dont les composants sont des diodes figure (2.7). L'alimentation du redresseur se fait par le réseau électrique triphasé où le système de tension est équilibré.

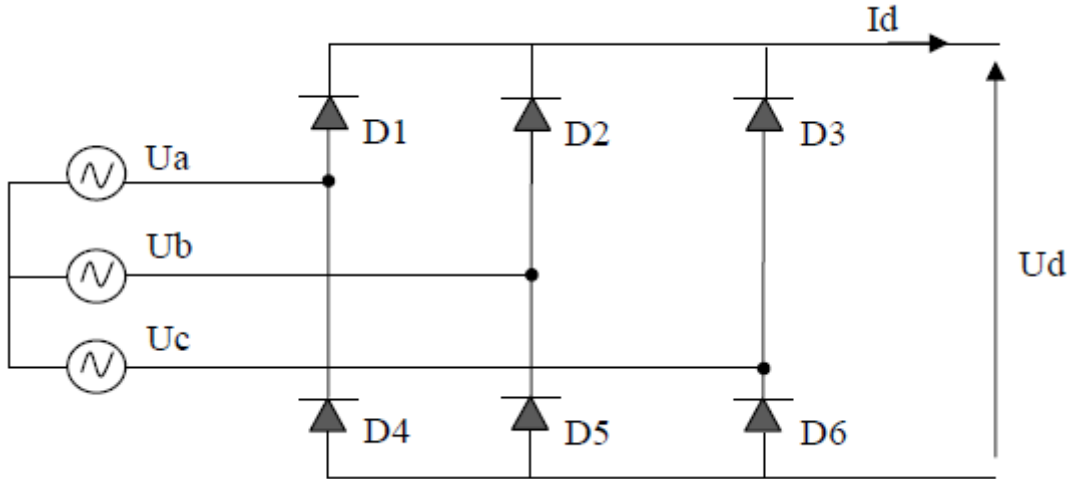


Figure (2.7) : Représentation du redresseur triphasé à diodes.

Les diodes : D1, D2 et D3 sont à cathode commune, assurant l'allée du courant I_d .

Les diodes : D4, D5 et D6 sont à anode commune, assurant le retour du courant I_d .

On suppose que la source triphasée d'alimentation est équilibrée, d'amplitude de tensions et de fréquence constantes. On néglige aussi les chutes de tension dues au phénomène d'empiètement anodique et aux pertes dans les diodes [SEG 84]. Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} U_a(t) = V_m \sin(\omega t) \\ U_b(t) = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ U_c(t) = V_m \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (2.63)$$

La tension à la sortie de redresseur est donnée par:

$$U_{red}(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \quad (2.64)$$

Et sa valeur moyenne est donnée par :

$$\overline{U_d} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (2.65)$$

Son facteur d'ondulation est donnée par :

$$K\% = \frac{U_{d\max} - U_{d\min}}{2 \cdot U_d} = 7\% \quad (2.66)$$

La tension redressée est représentée dans la figure (2.8)

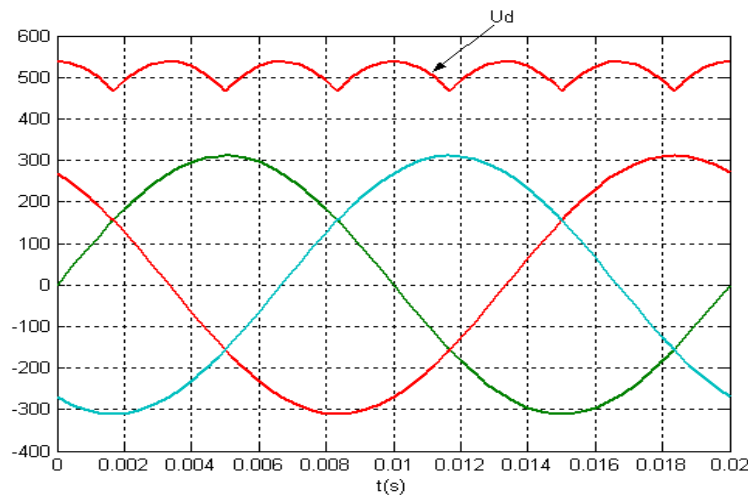


Figure (2.8) : Représentation de la Tension redressée.

La tension obtenue par ce redresseur présente des ondulations importantes, ce qui nécessite un filtre pour diminuer ces ondulations.

2.8.2. Modélisation du filtre :

Pour minimiser l'ondulation de la tension redressée à la sortie du redresseur, on utilise un filtre RLC passe-bas [SEG 84]. Le schéma de principe de ce filtre est donné par la figure ci-dessous.

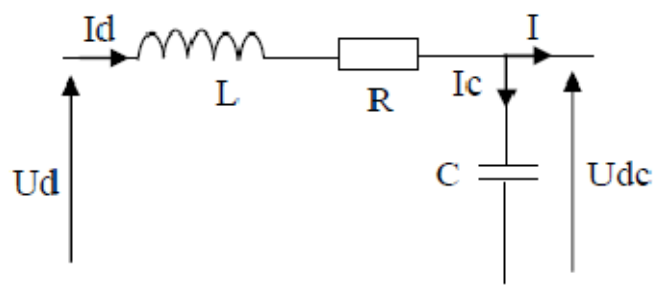


Figure (2.9) : Filtre RLC passe-bas.

- Le condensateur permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.
- L'inductance permet de rendre sensiblement le courant constant.

Les équations du filtre sont données par :

$$U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + R \cdot I_d + U_{dc}(t) \quad (2.67)$$

$$\frac{dU_{dc}(t)}{d(t)} = \frac{1}{C} (I_d(t) - I(t))$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_d(s)} = \frac{U_{filtrée}}{U_{red}} = \frac{1}{L \cdot C \cdot s^2 + R \cdot C \cdot s + 1} \quad (2.68)$$

C'est un filtre de deuxième ordre dont la pulsation de coupure est:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} = 2\pi \cdot f_c \quad (2.69)$$

f_c : est la fréquence de coupure du filtre.

2.8.3. Modélisation de l'onduleur de tension :

Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative [TOU 07].

Le réglage de la vitesse de la MASDE se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanée [MER 08].

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes à amplitude et fréquence variables à partir d'un réseau standard : 220/380v-50Hz [BAZ 09].

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche figure (2.10). Les couples d'interrupteurs (K_{11}, K_{21}), (K_{12}, K_{22}), (K_{13}, K_{23}) sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source.

Les diodes D_{ij} ($ij=1,2,3$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des transistors

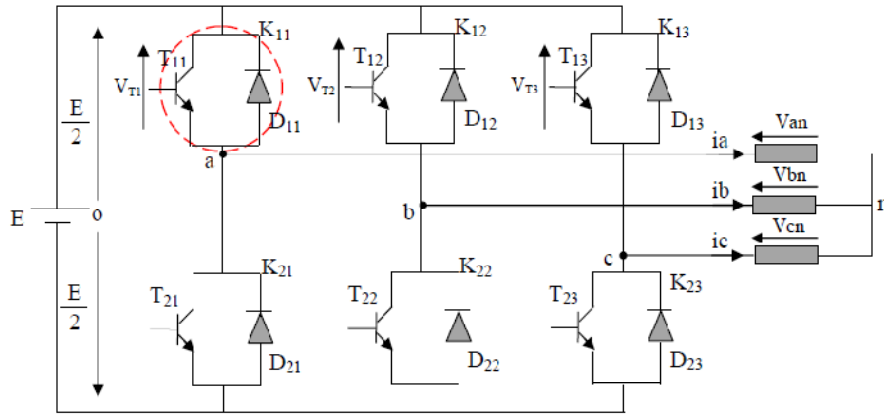


Figure (2.10) : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension.

Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (2.11).

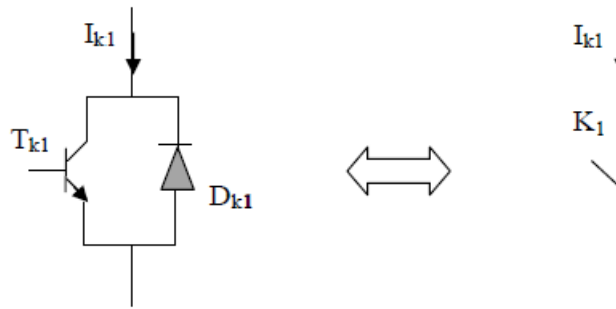


Figure (2.11): Représentation d'un GTO.

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur multi niveaux, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

Les tensions composées (tensions de ligne) sont données par :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (2.70)$$

Où : V_{an} , V_{bn} , V_{cn} sont des tensions simples (tensions de phases).

$$U_{ca} - U_{ab} = V_{cn} - 2V_{an} + V_{bn} \quad (2.71)$$

Et comme le système est triphasé équilibré, on a :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$$

Ce qui implique que :

$$V_{an} = -(V_{bn} + V_{cn}) \quad (2.72)$$

On remplace (2.72) dans (2.71) on aura :

$$U_{cn} - U_{ab} = -3V_{an} \quad (2.73)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc :

$$V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \quad (2.74)$$

$$\text{Donc :} \quad \begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (2.75)$$

La tension aux bornes des transistors s'écrit comme suit :

$$V_{T1} = \begin{cases} 0 & \text{si } K_{11} = 1 \text{ (fermé)} \\ E & \text{si } K_{11} = 0 \text{ (ouvert)} \end{cases}$$

$$V_{T2} = \begin{cases} 0 & \text{si } K_{12} = 1 \text{ (fermé)} \\ E & \text{si } K_{12} = 0 \text{ (ouvert)} \end{cases} \quad (2.76)$$

$$V_{T3} = \begin{cases} 0 & \text{si } K_{13} = 1 \text{ (fermé)} \\ E & \text{si } K_{13} = 0 \text{ (ouvert)} \end{cases}$$

On peut écrire donc :

$$V_{T1} = E(1 - K_{11})$$

$$V_{T2} = E(1 - K_{12})$$

$$V_{T3} = E(1 - K_{13}) \quad (2.77)$$

On a :

$$U_{ab} = V_{T2} - V_{T1}$$

$$U_{ca} = V_{T1} - V_{T3} \quad (2.78)$$

On remplace V_{T1} et V_{T2} par leurs valeurs, on aura :

$$U_{ab} = E(K_{11} - K_{12}) \quad (2.79)$$

$$U_{ca} = E(K_{13} - K_{11}) \quad (2.80)$$

On remplace (2.79) et (2.80) dans l'équation (2.74), on obtient :

$$V_{an} = E/3 (+2K_{11} - K_{12} - K_{13}) \quad (2.81)$$

De même, on aura

$$(2.82)$$

$$\begin{aligned} V_{bn} &= E/3 (-K_{11} + 2K_{12} - K_{13}) \\ V_{cn} &= E/3 (-K_{11} - K_{12} + 2K_{13}) \end{aligned} \quad (2.83)$$

Donc on a le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{an} = E/3 (+2K_{11} - K_{12} - K_{13}) \\ V_{bn} = E/3 (-K_{11} + 2K_{12} - K_{13}) \\ V_{cn} = E/3 (-K_{11} - K_{12} + 2K_{13}) \end{cases} \quad (2.84)$$

L'équation (2.84) peut être réécrite sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = E/3 \begin{pmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} K_{11} \\ K_{12} \\ K_{13} \end{pmatrix} \quad (2.85)$$

2.8.4. Stratégie de commande de l'onduleur :

La commande de l'onduleur par MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) permet de produire à partir d'une source à fréquence et à tension fixes, des tensions alternatives variables en amplitude et en fréquence, avec un faible taux d'harmonique. Pour notre étude nous appliquons la stratégie de commande par MLI sinus-triangle

2.8.5. Commande par modulation sinus-triangle :

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [AMI 08].

Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure (2.12).

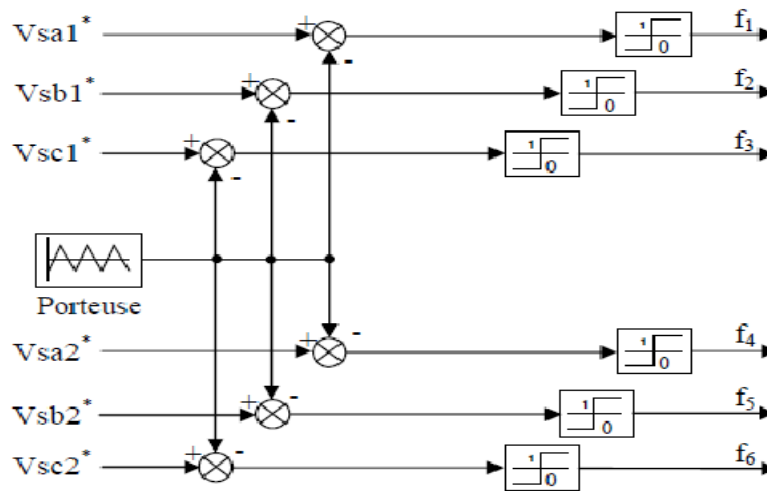


Figure (2.12) : Modèle Simulink de la commande MLI

$$\begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f1 \\ f2 \\ f3 \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad \begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f4 \\ f5 \\ f6 \end{bmatrix}$$

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

– Pour la première étoile :

$$\begin{cases} V_{sa1}^* = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{sb1}^* = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - 2\pi/3) \\ V_{sc1}^* = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (2.86)$$

– Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d'équations (2.86), l'indice 1 par 2, et (ωt) par $(\omega t - \alpha)$ dont $\alpha = \pi/6$.

$$\begin{cases} V_{sa2}^* = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - \alpha) \\ V_{sb2}^* = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - 2\pi/3 - \alpha) \\ V_{sc2}^* = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_s t - 4\pi/3 - \alpha) \end{cases} \quad (2.87)$$

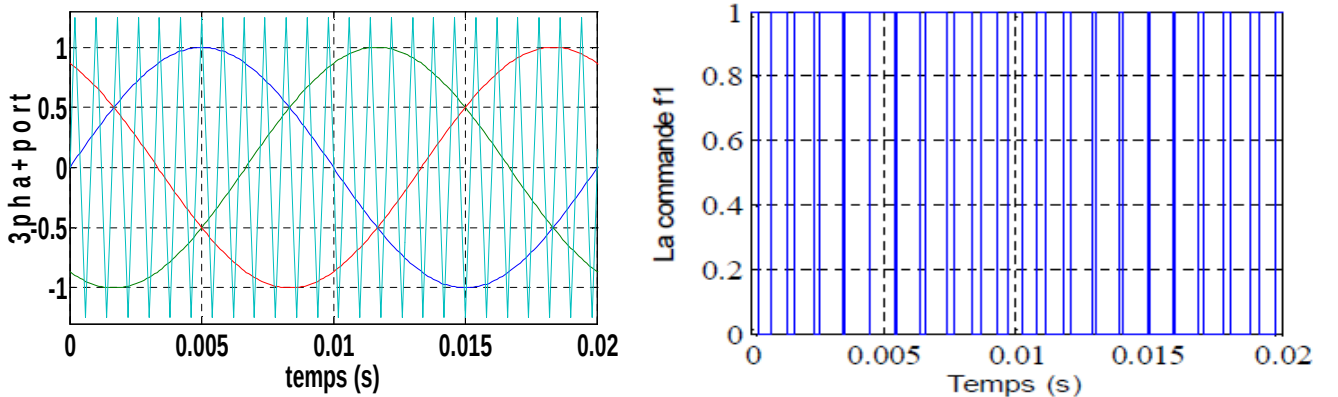
L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm}[4(t/T_p) - 1] & \text{si } 0 \leq t \leq T_p/2 \\ V_{pm}[-4(t/T_p) + 3] & \text{si } T_p/2 \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (2.88)$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- 1- L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f), ($m = f_p/f$).
- 2- Le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) à la valeur crête de l'onde de modulation (V_{pm}), ($r = V_m/V_{pm}$).

La figure (2.13) représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle dont $r = 0.8$ et $m = 25$.



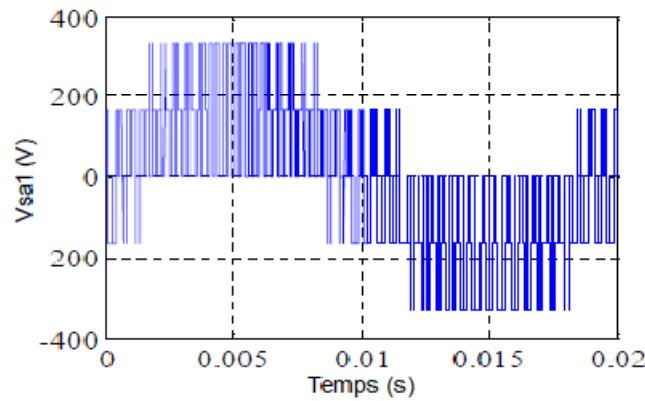


Figure (2.13) : Principe de la commande par M.L.I Sinus Triangle.

2.8.6. Association MASDE-onduleur de tension à commande M.L.I Sinus-Triangle :

La représentation schématic de l'association de la MASDE avec deux onduleurs de tension à commande M.L.I sinus-triangle est donnée par la figure (2.14).

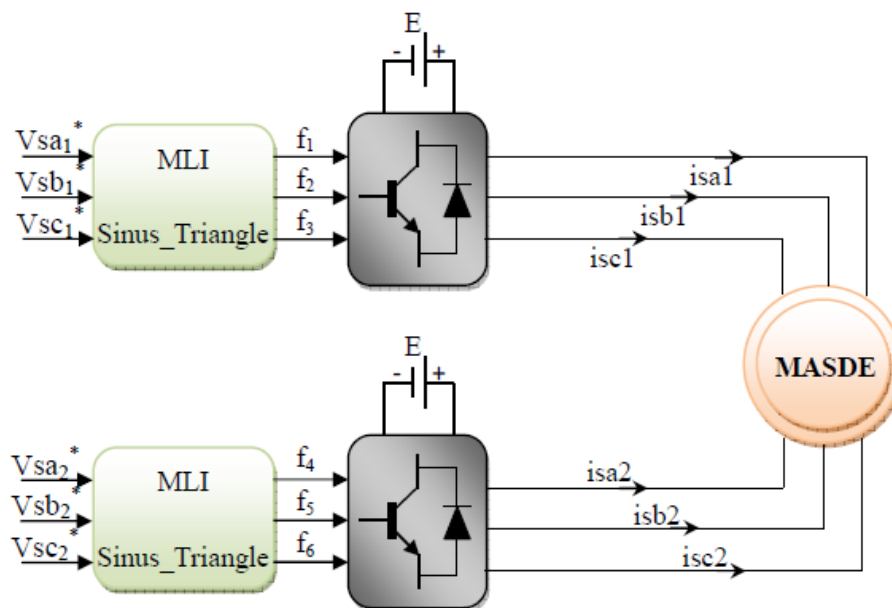


Figure (2.14): Alimentation de la MASDE par deux onduleurs de tension commandés par MLI Sinus Triangle.

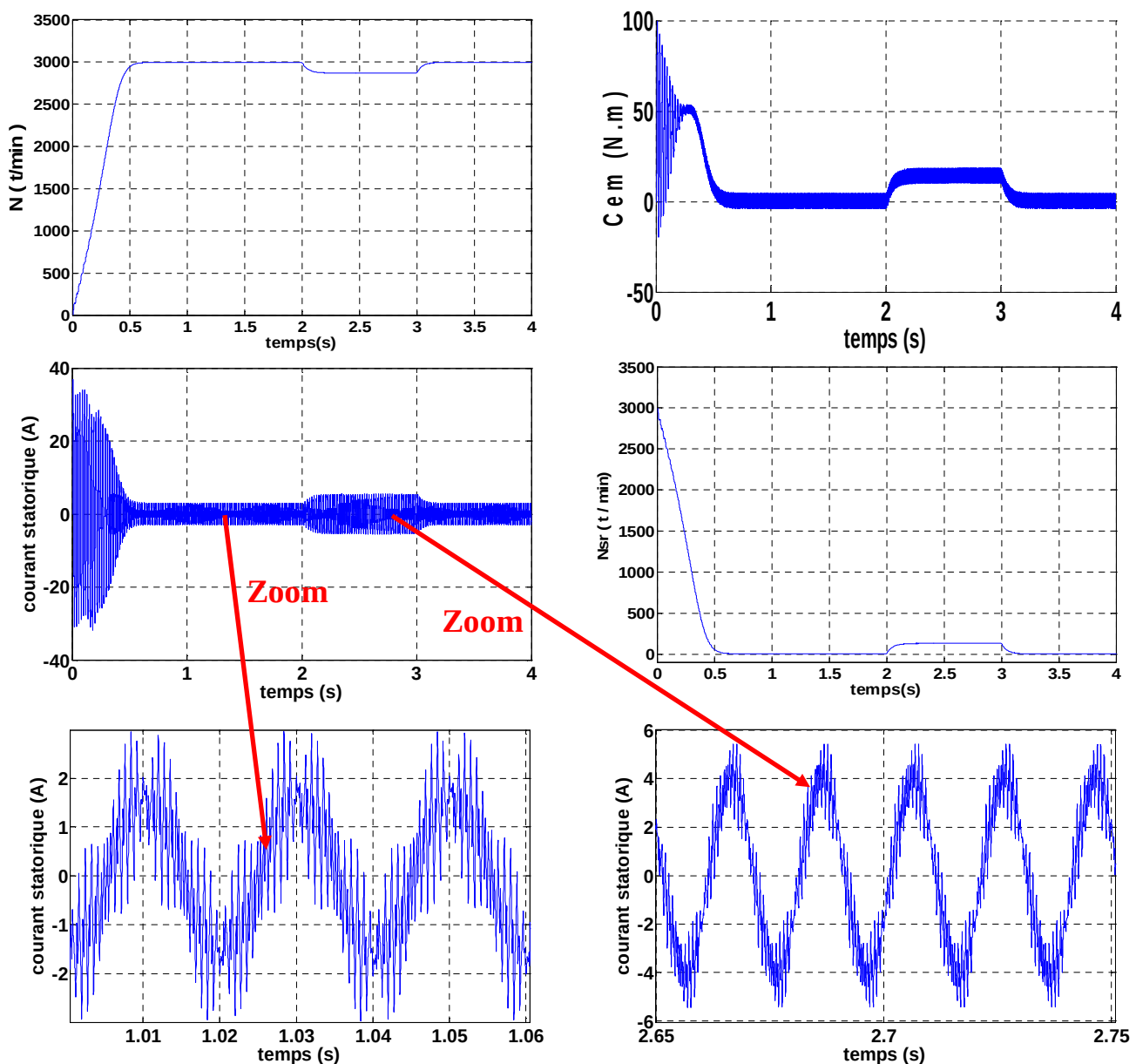
2.8.7. Résultats de simulation :

2.8.7.1. Simulation et interprétation des résultats :

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

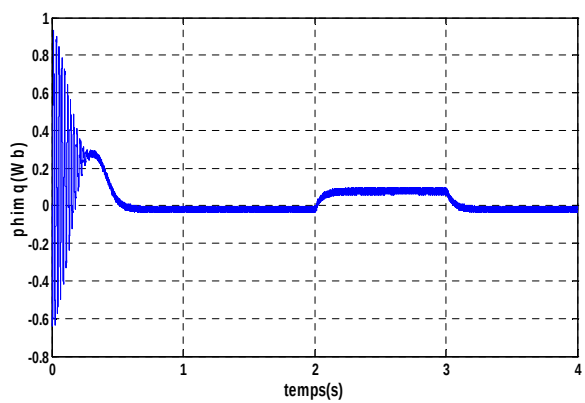
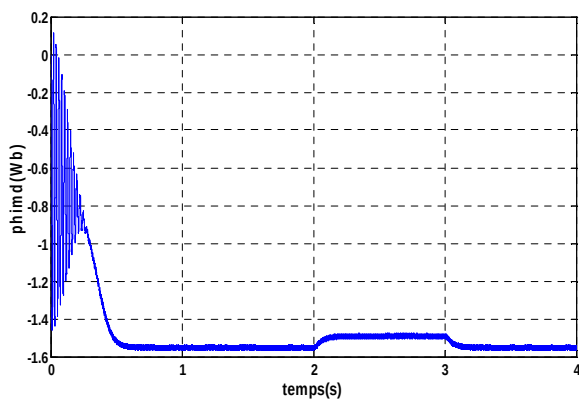
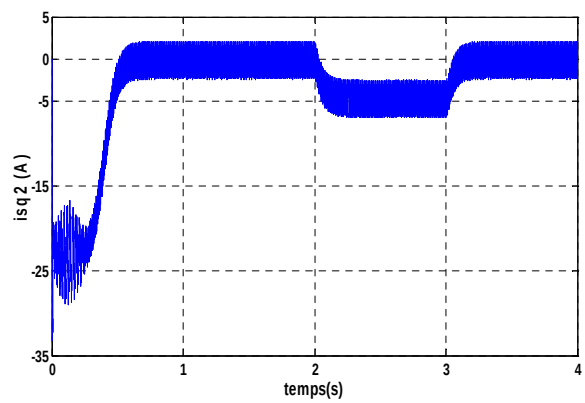
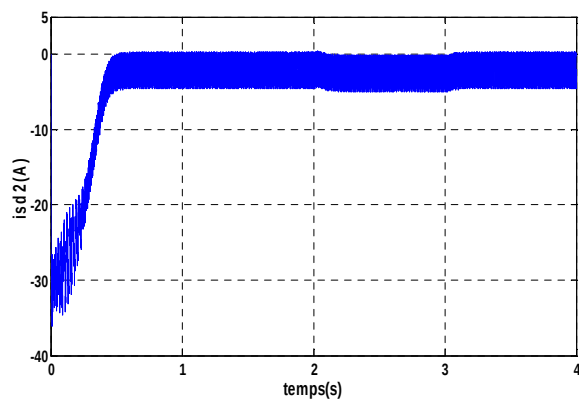
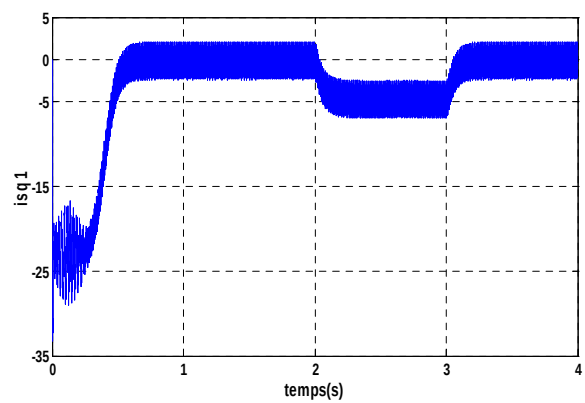
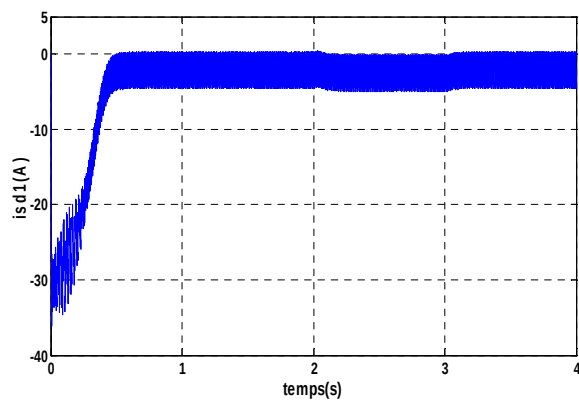
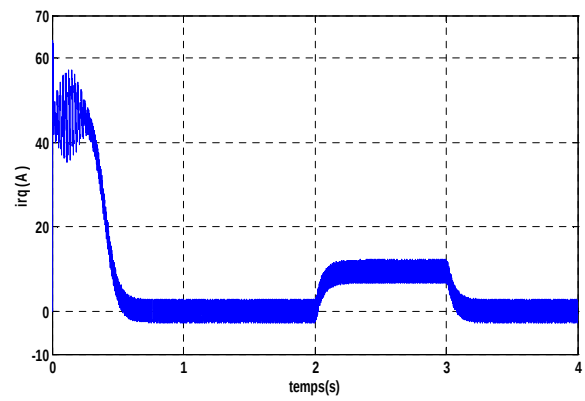
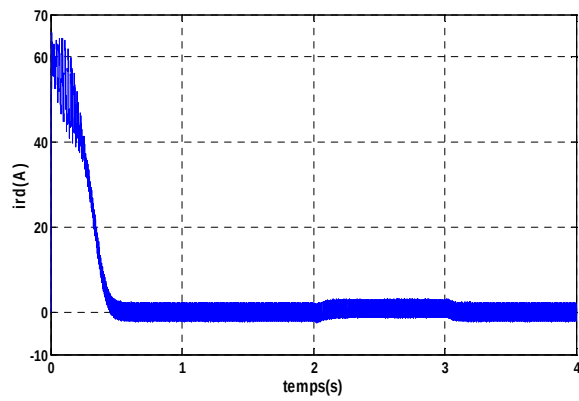
La figure (2.15) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à commande M.L.I. sinus-triangle dont $r = 0.8$ et $m = 25$, suivi de l'application des charges $C_r = 14 \text{ N.m}$ respectivement entre les intervalles de temps $t = [2,3] \text{ s}$.

Les résultats obtenus sont approximativement similaires avec ceux obtenus par l'alimentation directe les figures (2.3) et (2.4). Cependant, ces allures et en particulier celles, du couple électromagnétique, des courants statoriques et de ceux suivant les deux axes direct et en quadrature (étoiles 1 et 2), montrent que cette technique engendre une augmentation des ondulations dues principalement aux harmoniques délivrés par les onduleurs, qui se répercutent essentiellement sur le couple électromagnétique.



A vide

en charge



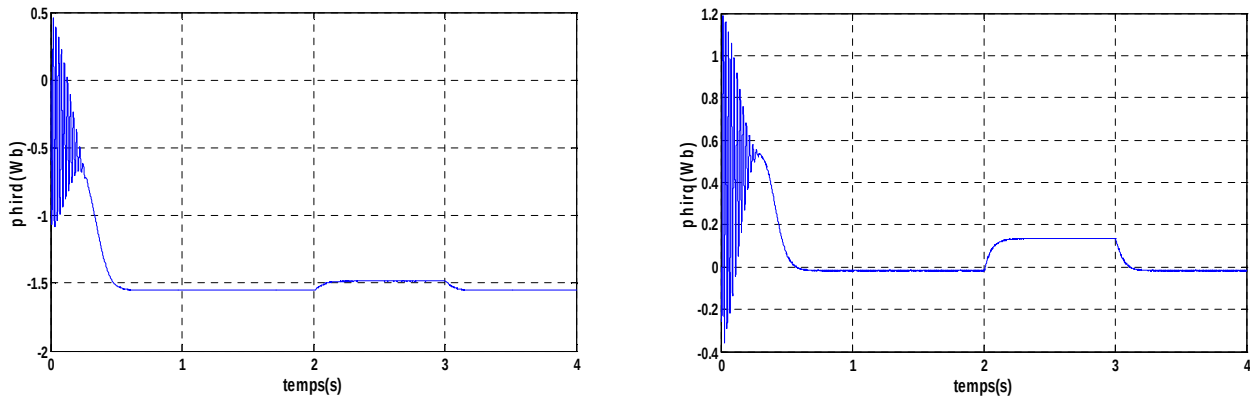


Figure (2.15) : Réponses à un échelon de vitesse avec application d'une charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ entre $[2, 3] \text{ s}$ d'une MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à MLI_ST [$m=25$, $r=0.8$]).

2.9. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons modélisé la machine asynchrone à double étoile dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en effectuant un changement de repère par l'application de la transformation de Park.

Le processus du démarrage du moteur, suivi par une application d'une charge a été simulé par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Les résultats obtenus sont conformes aux travaux de certains auteurs cités en bibliographie. Cette étape de validation ou vérification des essais de simulation est très utile pour l'intégration de la MASDE dans le processus de commande.

L'insertion de la charge engendre une variation de la vitesse (diminution en fonctionnement moteur et augmentation en fonctionnement génératrice) et montre le fort couplage qui existe entre les deux axes (d,q) ce qui rend le contrôle séparé très difficile. Pour remédier à ce problème, nous proposons dans le chapitre suivant la technique de la commande vectorielle qui par une orientation du flux permet un découplage du système et facilite le réglage indépendant de chaque axe

CHAPITRE 3 Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone Double Étoile

3.1. Introduction :

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a et 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. 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 figure (3.1). Ce principe de commande découplée, conditionnant le fonctionnement stable de la machine asynchrone est la principale caractéristique de la commande vectorielle conduisant aux hautes performances industrielles des entraînements asynchrones supportant les perturbations de la charge [BAZ 09] [ABD 09].

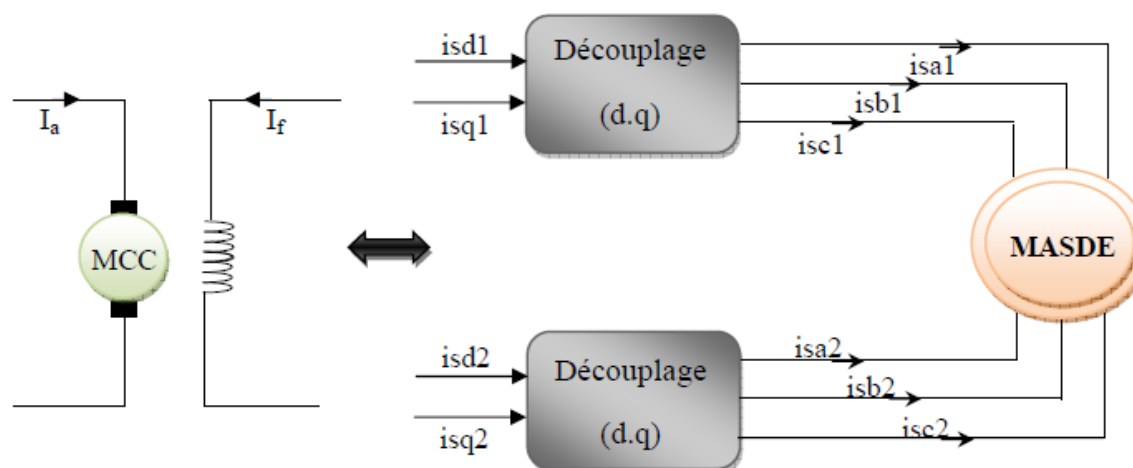


Figure (3.1) : Principe de la commande vectorielle.

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 (équation (3.1)).

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 impose par le courant d'excitation I_f .

I_a : courant d induit.

K, K' : constantes.

3.2.1. 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 [TOU 07].

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, si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant, c'est à dire :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r .$$

$$\Phi_{qr} = 0.$$

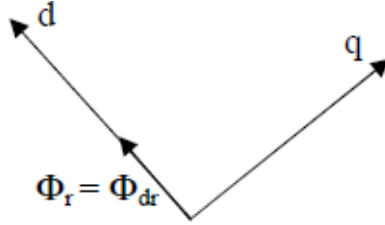


Figure (3.2) : Orientation du flux rotorique sur l'axe d.

On aura la forme du couple électromagnétique suivante :

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

L'équation (3.2) dévient:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} \Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) = k \Phi_{dr}(i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (3.3)$$

Avec: $k = p \frac{L_m}{L_m + L_r}$

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.

3.3. 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.

3.3.1. 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 [BEL 08]. 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.

3.3.2. 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.

3.4. Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse :

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE liées au champ tournant et par orientation du flux rotorique.

La figure (3.3) représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.

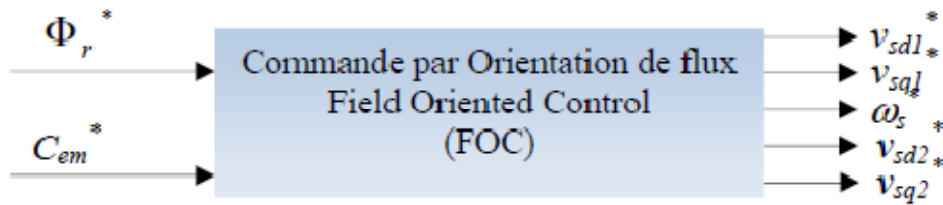


Figure (3.3) : Schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté

En considérant comme grandeurs de références le flux rotorique Φ_{rref} et le couple C_{emref} , et en exprimant que :

$$\Phi_{dr} = \Phi_{rref} \quad \Phi_{qr} = 0 \quad p\Phi_{rref} = 0 \quad (3.4)$$

Avec :

$p = d/dt$ opérateur de Laplace.

En remplaçant (3.4) dans les équations des tensions rotoriques (2.35), on obtient [18]

$$R_r i_{dr} = 0 \quad i_{dr} = 0 \quad (3.5)$$

$$R_r i_{qr} + \omega_{gl} \Phi_{rref} = 0 \quad i_{qr} = -\frac{\omega_{gl} \Phi_{rref}}{R_r} \quad (3.6)$$

Et à partir des équations (2.52) on trouve :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{ref} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (3.7)$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (3.8)$$

En introduisant (3.7) et (3.8) dans le système d'équations des flux statoriques (2.42), on aura :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \Phi_{ref} \\ \Phi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \Phi_{ref} \\ \Phi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \Phi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{cases} \quad (3.9)$$

Avec :

$$\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

$$\lambda_{1,2} = L_{s1,2} + \eta L_r$$

En substituant (3.5) dans (3.7), on tire :

$$\Phi_{ref} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (3.10)$$

À partir de l'équation (3.8), on trouve :

$$L_m (i_{qs1} + i_{qs2}) = -(L_m + L_r) i_{qr} \quad (3.11)$$

En remplaçant (3.9) – (3.11) dans le système d'équations des tensions statoriques (2.36), on obtient :

$$\begin{cases} v_{ds1ref} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{di_{ds1}}{dt} - \omega_{sref} (L_{s1} i_{qs1} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ v_{ds2ref} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{di_{ds2}}{dt} - \omega_{sref} (L_{s2} i_{qs2} + T_r \Phi_{rref} \omega_{glref}) \\ v_{qs1ref} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{di_{qs1}}{dt} + \omega_{sref} (L_{s1} i_{ds1} + \Phi_{rref}) \\ v_{qs2ref} = R_{s1} i_{qs2} + L_{s2} \frac{di_{qs2}}{dt} + \omega_{sref} (L_{s2} i_{ds2} + \Phi_{rref}) \end{cases} \quad (3.12)$$

$$\text{Avec : } T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{et} \quad \omega_{glref} = \omega_{sref} - \omega_r$$

En introduisant l'équation (3.8) dans (3.6), on tire :

$$\omega_{glref} = \frac{R_r L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \quad (3.13)$$

A' partir de la relation (3.3), on trouve :

$$i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{R_r L_m}{P L_m \Phi_{sref}} C_{emref} \quad (3.14)$$

Le système d'équations électriques (3.12) montre que les tensions (v_{ds1ref} , v_{ds2ref} , v_{qs1ref} , v_{qs2ref}) influent aux même temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures (i_{ds1} , i_{ds2} , i_{qs1} , i_{qs2}) donc sur le flux et sur le couple. Il est alors nécessaire de réaliser un découplage. Cela, en définissant de nouvelles variables (v_{ds1} , v_{ds2} , v_{qs1} , v_{qs2}) n'agissant respectivement que sur (i_{ds1} , i_{ds2} , i_{qs1} , i_{qs2}) tels que :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1}\frac{di_{ds1}}{dt} \\ V_{ds2} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2}\frac{di_{ds2}}{dt} \\ V_{qs1} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1}\frac{di_{qs1}}{dt} \\ V_{qs2} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2}\frac{di_{qs2}}{dt} \end{cases} \quad (3.15)$$

A' fin de compenser l'erreur introduite lors de découplage, les tensions statoriques de références à flux constant sont exprimées par :

$$\begin{cases} v_{ds1ref} = V_{ds1} - V_{ds1c} \\ v_{ds2ref} = V_{ds2} - V_{ds2c} \\ v_{qs1ref} = V_{qs1} - V_{qs1c} \\ v_{qs2ref} = V_{qs2} - V_{qs2c} \end{cases} \quad (3.16)$$

Ou :

$$\begin{cases} v_{ds1ref} = \omega_{sref}(L_{s1}i_{qs1} + T_r\Phi_{rref}\omega_{glref}) \\ v_{ds2ref} = \omega_{sref}(L_{s2}i_{qs2} + T_r\Phi_{rref}\omega_{glref}) \\ v_{qs1ref} = \omega_{sref}(L_{s1}i_{ds1} + \Phi_{rref}) \\ v_{qs2ref} = \omega_{sref}(L_{s2}i_{ds2} + \Phi_{rref}) \end{cases} \quad (3.17)$$

Pour un découplage parfait, on ajoute les boucles de régulation des courants statoriques (I_{s1d} , I_{s1q} , I_{s2d} , I_{s2q}) et on obtient à leurs sorties les tensions statoriques (V_{s1d} , V_{s1q} , V_{s2d} , V_{s2q}).

En utilise dans ceux boucles les régulateurs PI (proportionnelle intégrateur).

3.4.1. Identification des paramètres des régulateurs PI :

L'identification des paramètres des régulateurs PI des systèmes dont la fonction de transfert est du premier ordre, telle que :

$$H(s) = \frac{1}{as+b} \quad (3.18)$$

Se fait d'une manière générale comme suit :

La fonction de transfert d'un régulateur PI est :

$$H(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.19)$$

Le schéma représentatif de la boucle de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire régulé par un PI est donné par la figure (3.4).

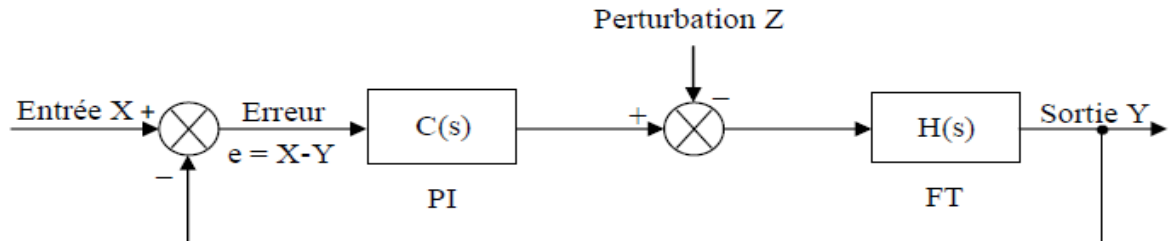


Figure (3.4) : Système asservi du premier ordre régulé par un PI.

La perturbation est généralement négligée dans les étapes d'identification des paramètres des régulateurs.

La fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi est :

$$T(s) = C(s)H(s) = \frac{K_p s + K_i}{as^2 + bs} \quad (3.20)$$

En boucle fermée on obtient :

$$F(s) = \frac{T(s)}{1 + T(s)} = \frac{K_p s + K_i}{as^2 + (b + K_p)s + K_i} \quad (3.21)$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (3.22)$$

Il suffit d'identifier (3.21) à (3.22) comme suit :

$$\frac{K_p s + K_i}{as^2 + (b + K_p)s + K_i} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (3.23)$$

Ce qui donne :

$$K_p \tau s^2 + (K_i \tau + K_p)s + K_i = as^2 + (b + K_p)s + K_i \quad (3.24)$$

D'où :

$$\begin{cases} K_p = \frac{a}{\tau} \\ K_i = \frac{b}{\tau} \end{cases} \quad (3.25)$$

La figure (3.5) représente le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques (étoiles 1 et 2).

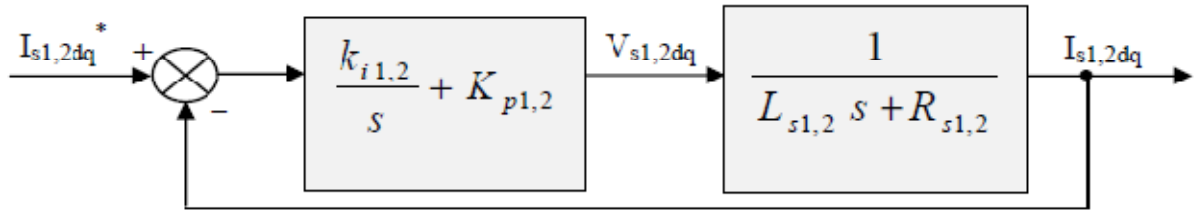


Figure (3.5) : Boucle de régulation des courants statoriques.

Avec :

$$\begin{cases} K_{p1} = \frac{L_{s1}}{\tau} \\ K_{i1} = \frac{R_{s1}}{\tau} \\ K_{p2} = \frac{L_{s2}}{\tau} \\ K_{i2} = \frac{R_{s2}}{\tau} \end{cases} \quad (3.26)$$

On prend $\tau = \tau_r/6$ pour avoir une dynamique du processus rapide, avec $\tau_r = L_r/R_r$ est la constante de temps électrique (rotorique) du système.

Le schéma bloc de découplage en tension (Field Oriented Control : FOC) est présenté sur la figure (3.6). On admet que : $i_{s1d}^* = i_{s1d}^*$ et $i_{s1q}^* = i_{s2q}^*$

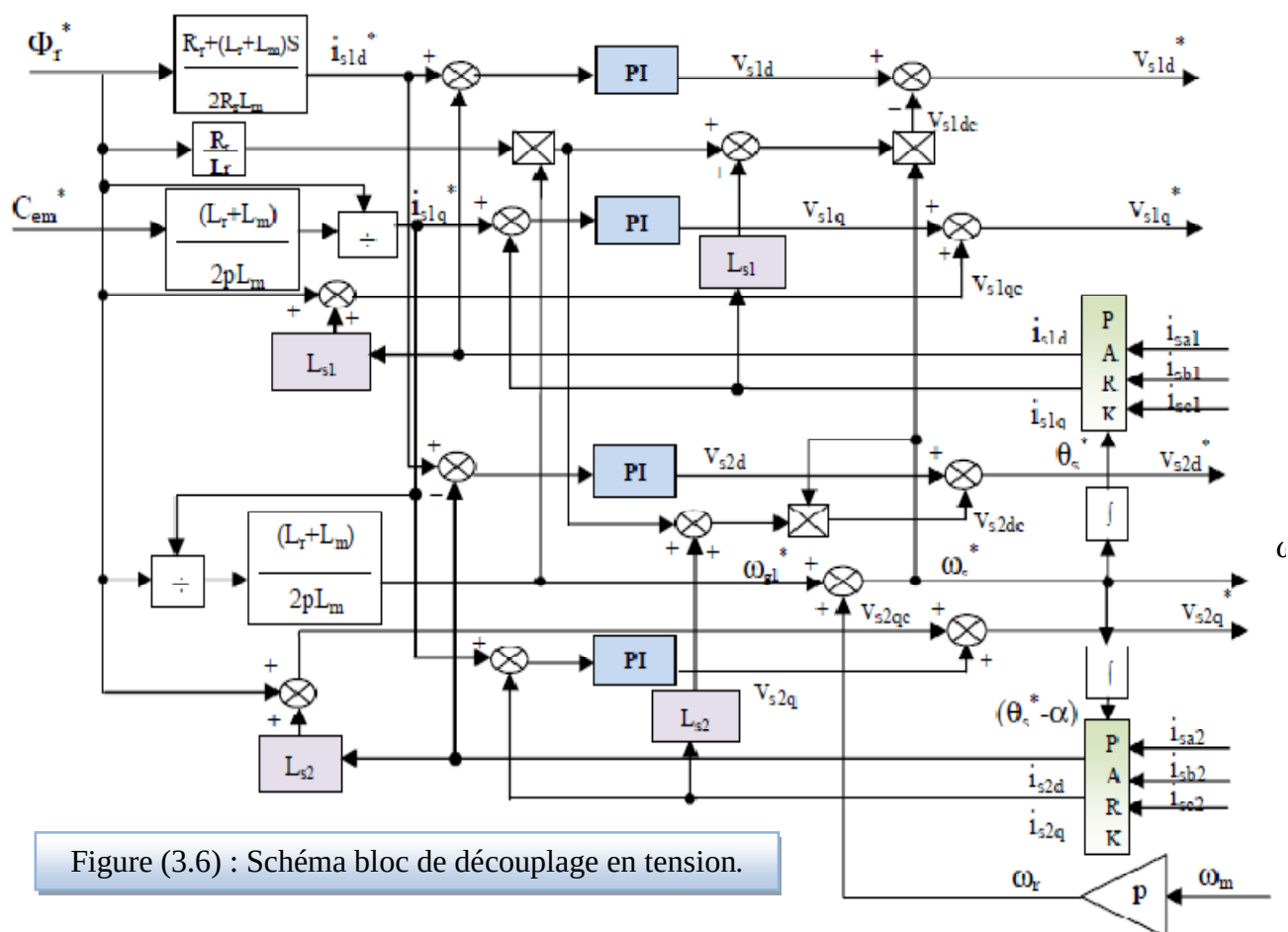


Figure (3.6) : Schéma bloc de découplage en tension.

L'application de cette commande sur la MASDE conduit au schéma suivant:

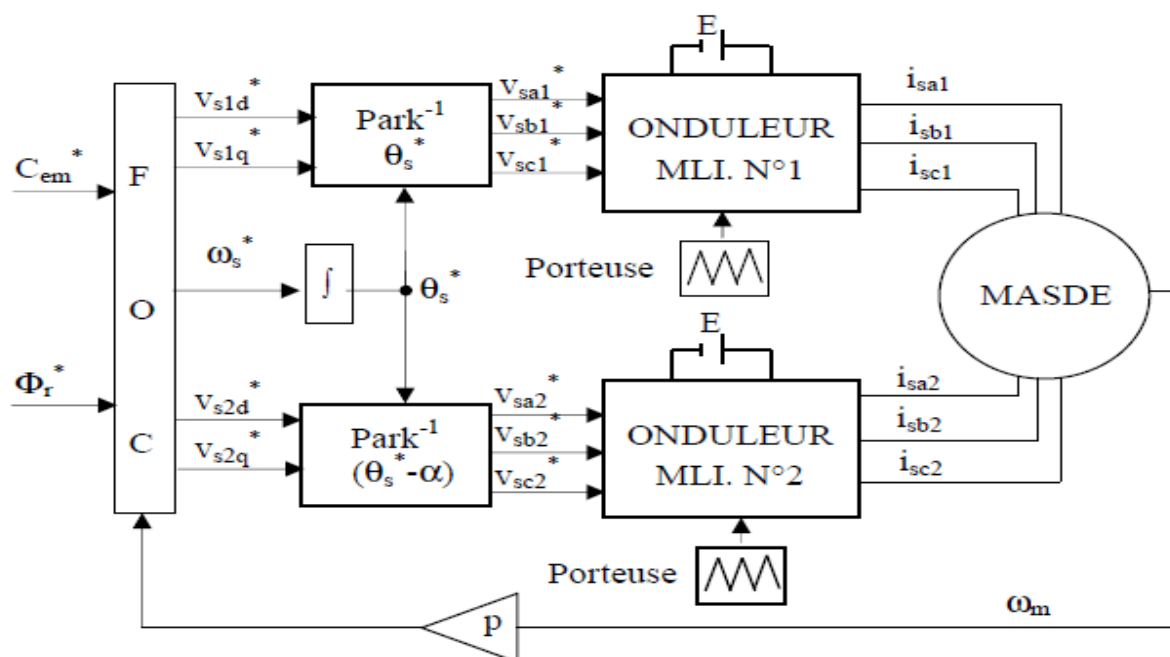


Figure (3.7) : Représentation schématique de la commande vectorielle de la MASDE sans réglage de vitesse

3.4.2. Résultats de simulation :

La figure (3.8) représente la réponse de la MASDE lors d'une commande par orientation du flux rotorique, nous avons imposé le flux de référence à $\Phi_r^*=1\text{Wb}$ et le couple de référence sous forme de créneaux $[+15, -15, +10]$ N.m dans les intervalles de temps respectifs $[0, 1.5]$, $[1.5, 3]$, $[3, 4]$ secondes.

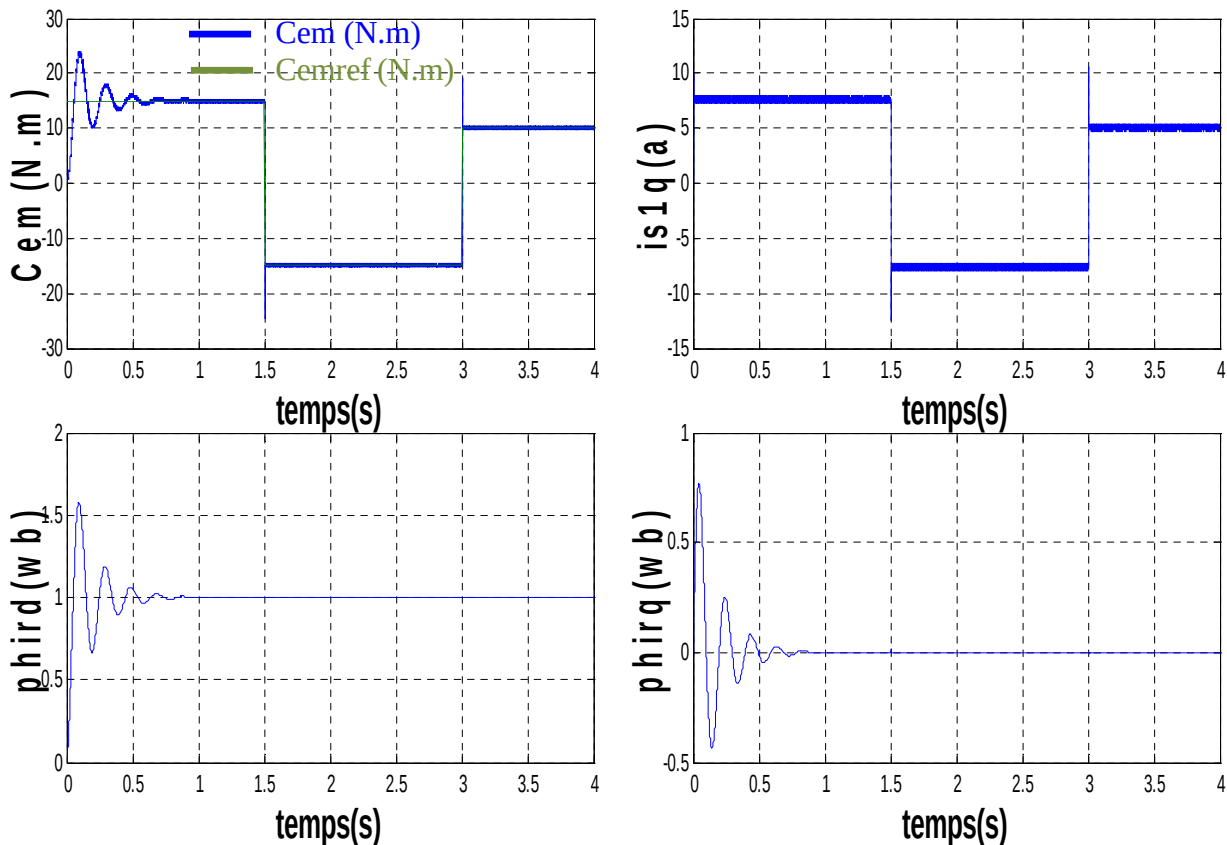


Figure (3.8) : Evolution des caractéristiques de la MASDE lors d'une Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

3.4.3. Interprétations des résultats :

En régime permanent le couple électromagnétique suit sa référence imposée, et le courant en quadrature (i_{sq1}) varie d'une manière identique à celle du couple électromagnétique durant le régime établi. De ce fait, le couple électromagnétique est régulé par les composantes des courants statoriques en quadratures.

La composante directe du flux rotorique ϕ_{rd} est égale à la valeur imposée (1Wb) et la composante en quadrature du flux rotorique ϕ_{rq} s'annule en régime permanent.

Nous remarquons que la variation brusque du couple électromagnétique n'influe pas sur, le flux rotorique représenté par ces composantes ϕ_{rd} et ϕ_{rq} ce qui montre le découplage entre le flux et le couple électromagnétique.

3.5. Régulation de la vitesse par la méthode indirecte :

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais simplement sa position calculée en fonction des grandeurs de référence. Cette méthode élimine donc le besoin d'utiliser un capteur de flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse rotorique [MER 08].

Le schéma de régulation de la vitesse de la MASDE par cette commande est donné par la figure suivante :

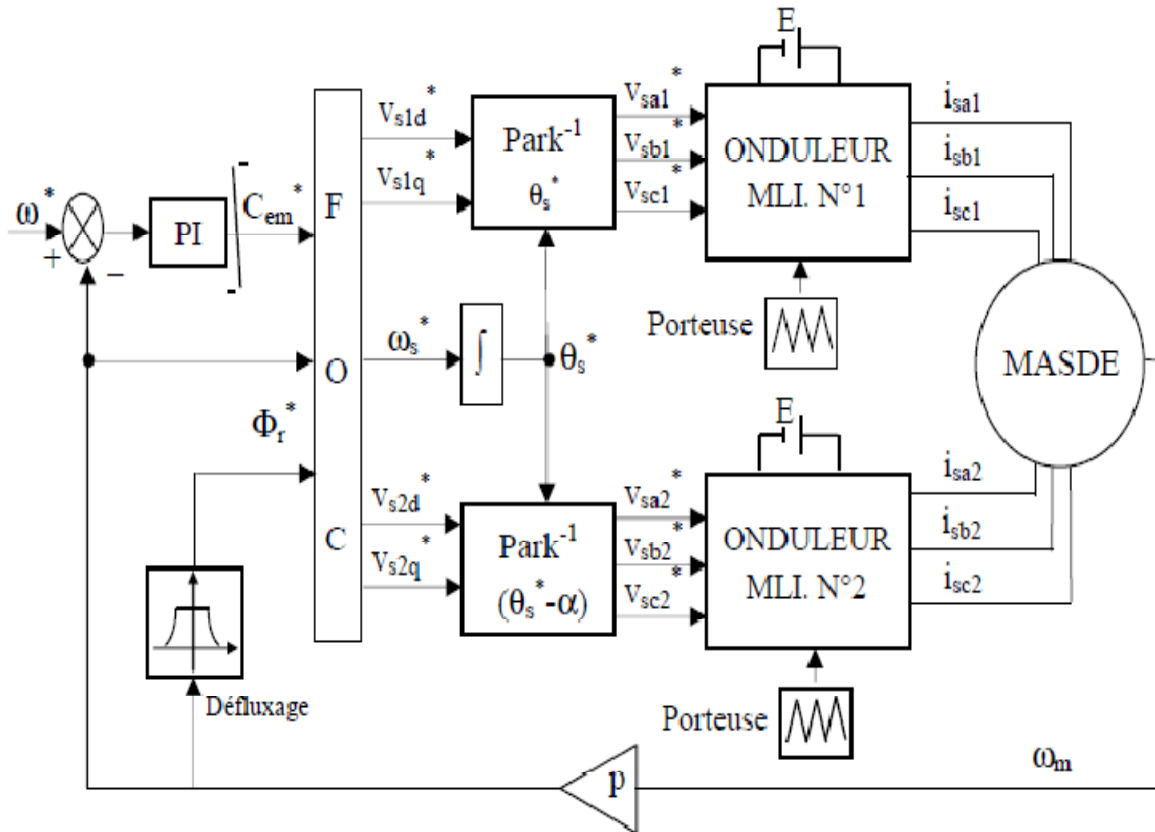


Figure (3.9) : Régulation de la vitesse par la méthode indirecte.

3.5.1. Bloc de défluxage :

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale : $\Phi_{r,n}$ pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine Ω_n . Pour des vitesses 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 :

$$\begin{cases} \Phi_{\text{ref}} = \Phi_n & \text{si } \Omega_m \leq \Omega_n \\ \Phi_{\text{ref}} = \Phi_n \Omega_n / \Omega_m & \text{si } \Omega_m \geq \Omega_n \end{cases} \quad (3.27)$$

Donc le bloc de défluxage est défini par la fonction non linéaire (3.27), et schématisé par la figure (3.10).

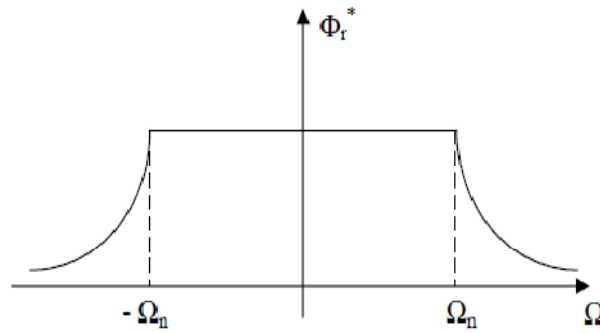


Figure (3.10) : Bloc de défluxage.

3.5.2. Identification des paramètres du régulateur de vitesse :

Le schéma de régulation de la vitesse est donné par la figure suivante :

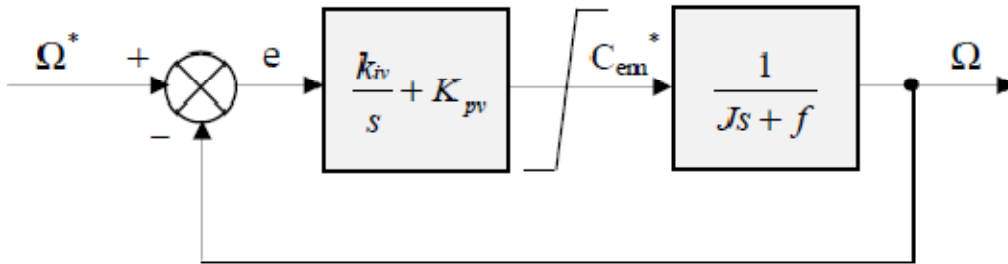


Figure (3.11) : Bloc de régulation de la vitesse.

L'identification nous donne:

$$\begin{cases} K_{pv} = \frac{J}{\tau} \\ K_{iv} = \frac{f}{\tau} \end{cases} \quad (3.28)$$

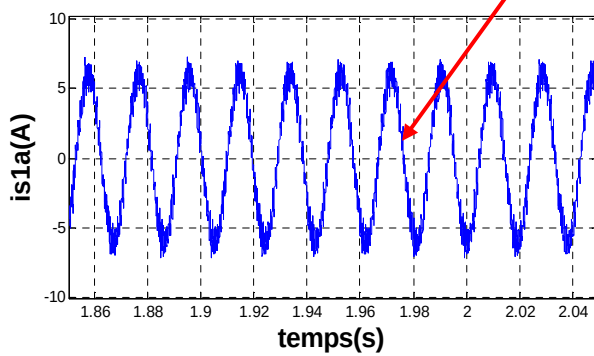
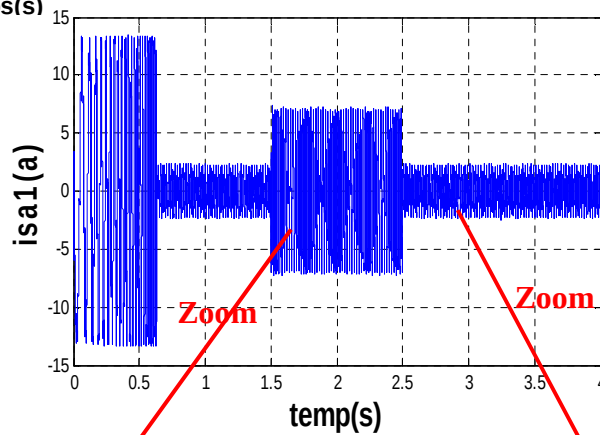
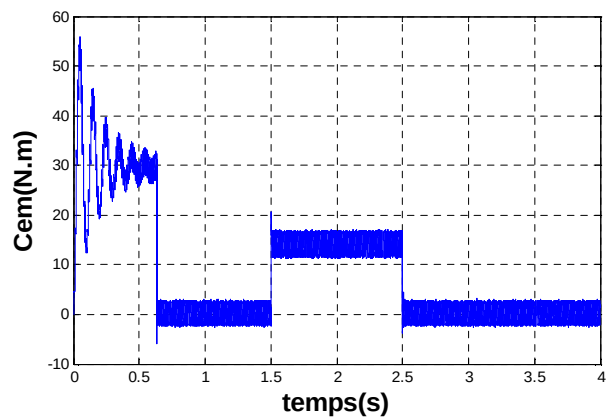
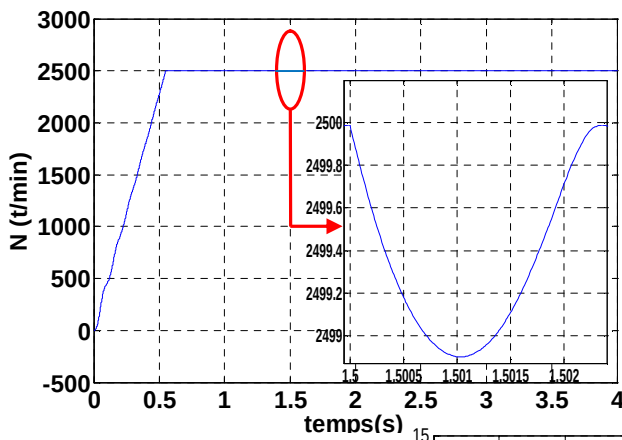
on prend : $\tau = \tau_r$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation définie par : [AMI 08]

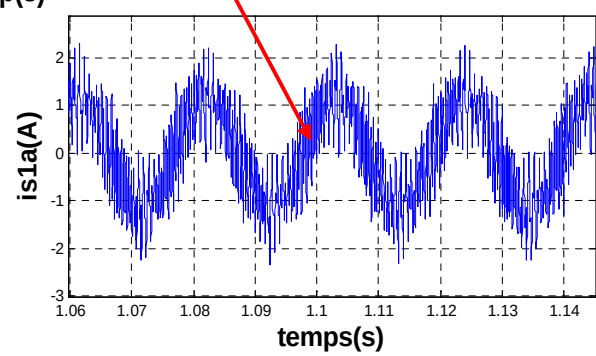
$$C_{emref}(lim) \begin{cases} C_{emref} \text{ cal} & \text{si } |C_{emref}| \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} \text{ sign} C_{em} \text{ cal} & \text{si } C_{emref} \geq C_{em}^{max} \end{cases} \quad (3.29)$$

Le couple maximal adopté est : $C_{em}^{max} = 30 \text{ N.m.}$

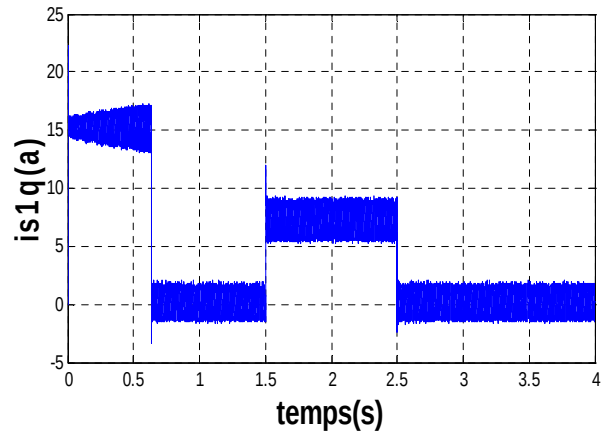
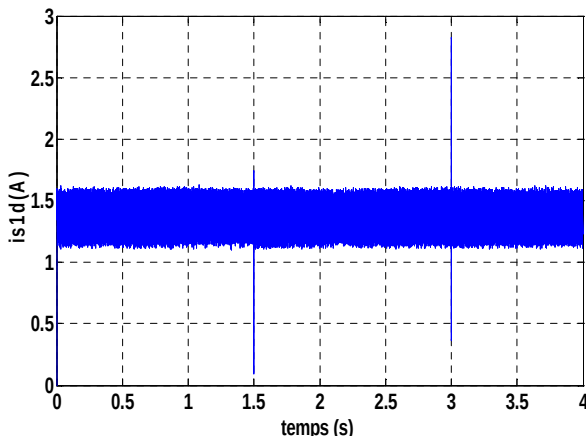
3.5.3. Résultats de simulation :



La MASDE en charge a [1.5, 2.5]



La MASDE a vide a [0, 1.5] et [2.5, 4]



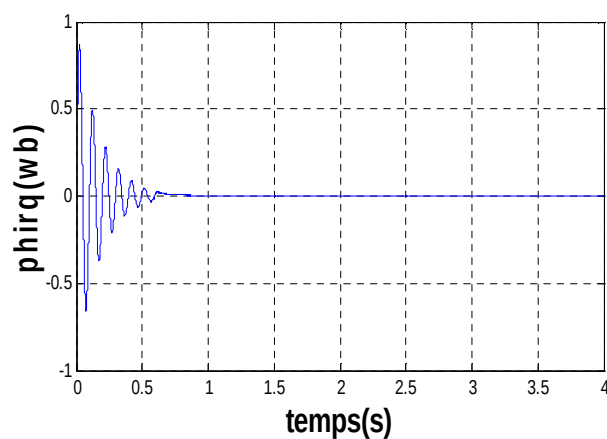
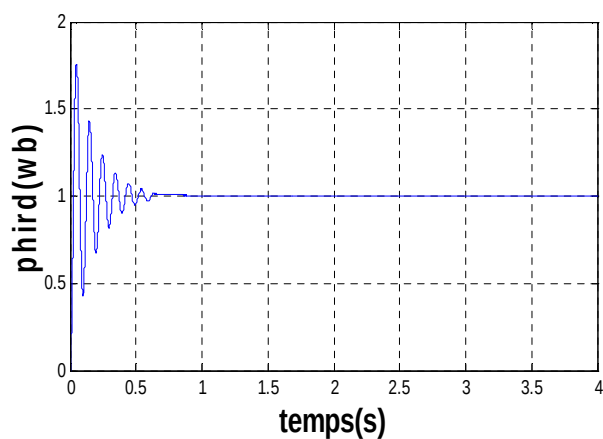
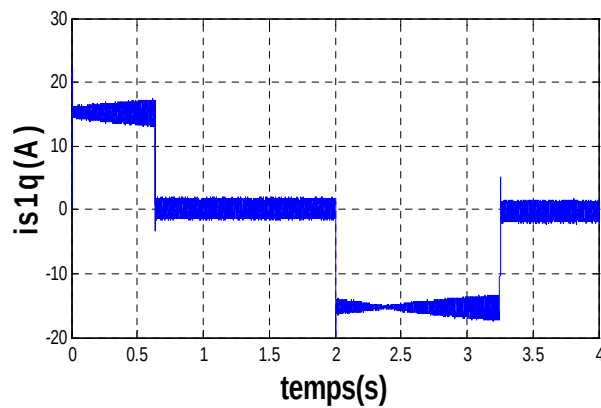
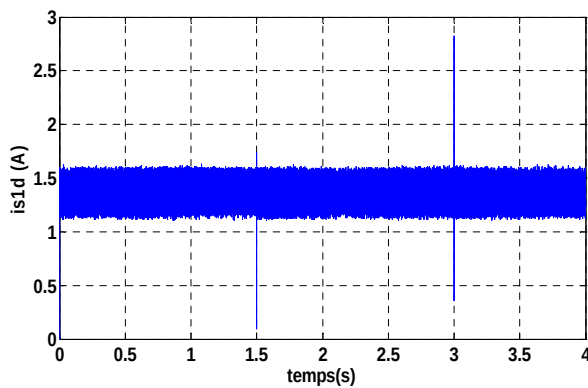
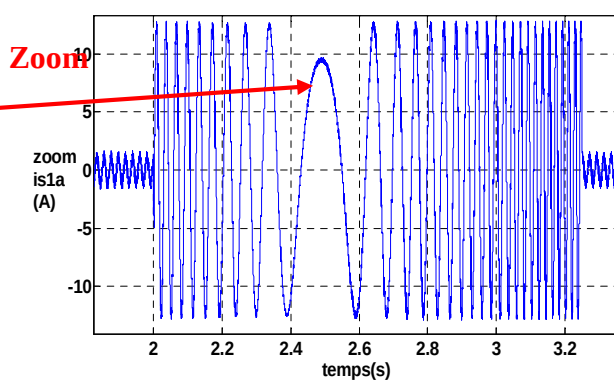
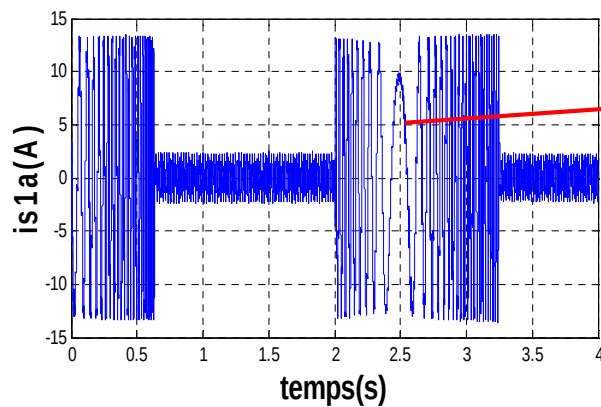
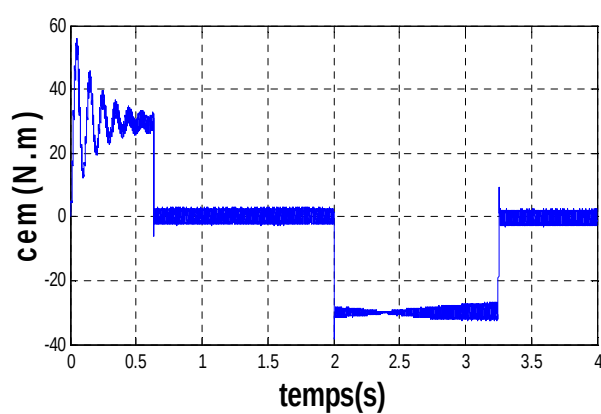
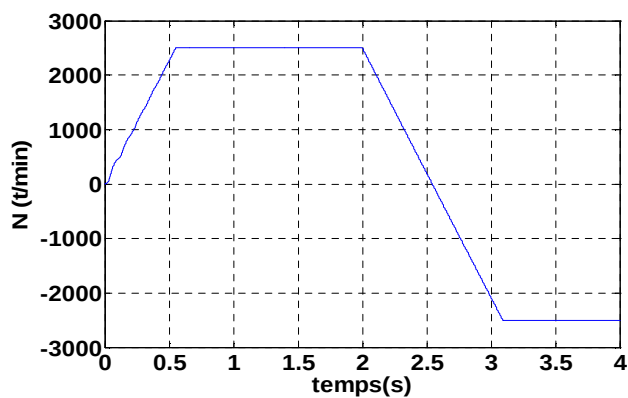


Figure (3.12) : Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec application d'une charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ entre $[1.5, 2.5]$ s.



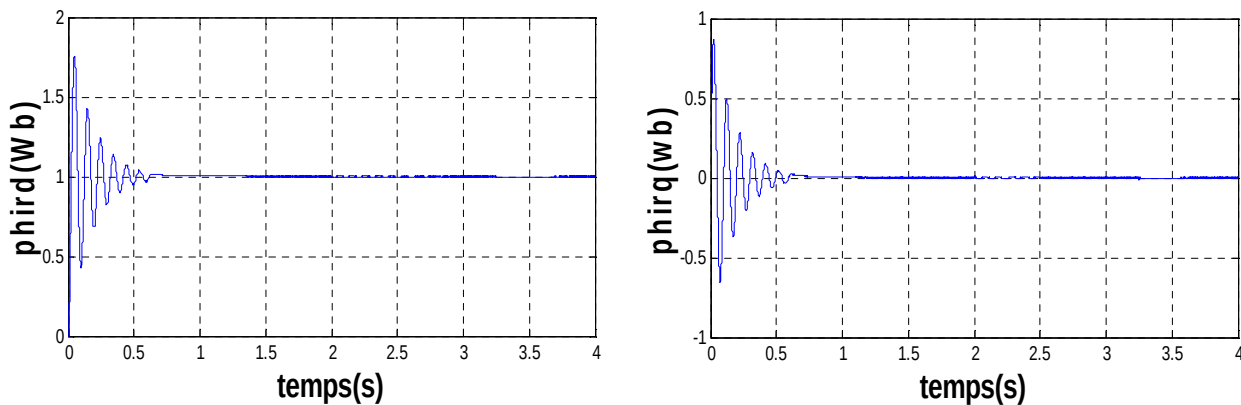


Figure (3.13) : Réglage de la vitesse par la méthode indirecte avec inversion du sens de rotation 2500 à -2500 l'instant $t=2$ s.

3.5.4. Interprétations des résultats :

Les performances de la commande indirecte avec régulation de vitesse de la MASDE ont été visualisées pour deux tests, le premier est la réponse à un échelon de vitesse de 2500 t/min avec l'application d'un couple de charge $C_r = 14$ N.m entre 1.5 et 2.5 s, le deuxième est la réponse à une inversion de vitesse 2500 à -2500 t/min à l'instant $t = 2$ s.

Pour le premier test on constate que la vitesse atteint sa valeur de consigne au bout de (0,63s) avec un dépassement de 0.1% de vitesse de référence. Le rejet de perturbation est effectué pendant (0,05s). Le couple électromagnétique compense le couple de charge et atteint au démarrage une valeur (56 N.m), puis il se stabilise à la grandeur due aux frottements (proche de 0). Le courant statorique i_{sa1} a une allure sinusoïdale et présente au démarrage un pic de courant de 14A.

Pour le deuxième test on constate que la vitesse suit sa référence et s'inverse au bout de (1.5 s). L'inversion de la vitesse conduit à un couple négatif égale à (-30N.m). Les flux rotoriques suivent leurs consignes avec une légère perturbation, et le courant statorique i_{sa1} a une forme sinusoïdale.

3.6. Régulation de la vitesse par la méthode directe :

Pour la commande vectorielle directe, le module du flux rotorique sera contrôlé par contre-réaction. A cet effet, un estimateur du flux rotorique Φ_r est implanté à partir des mesures de i_{ds} et i_{qs} et de la pulsation des courants rotoriques ω_r imposé à la machine [MER 08].

La figure (3.14) schématise le principe de la commande à flux orienté modifié (MFOC).

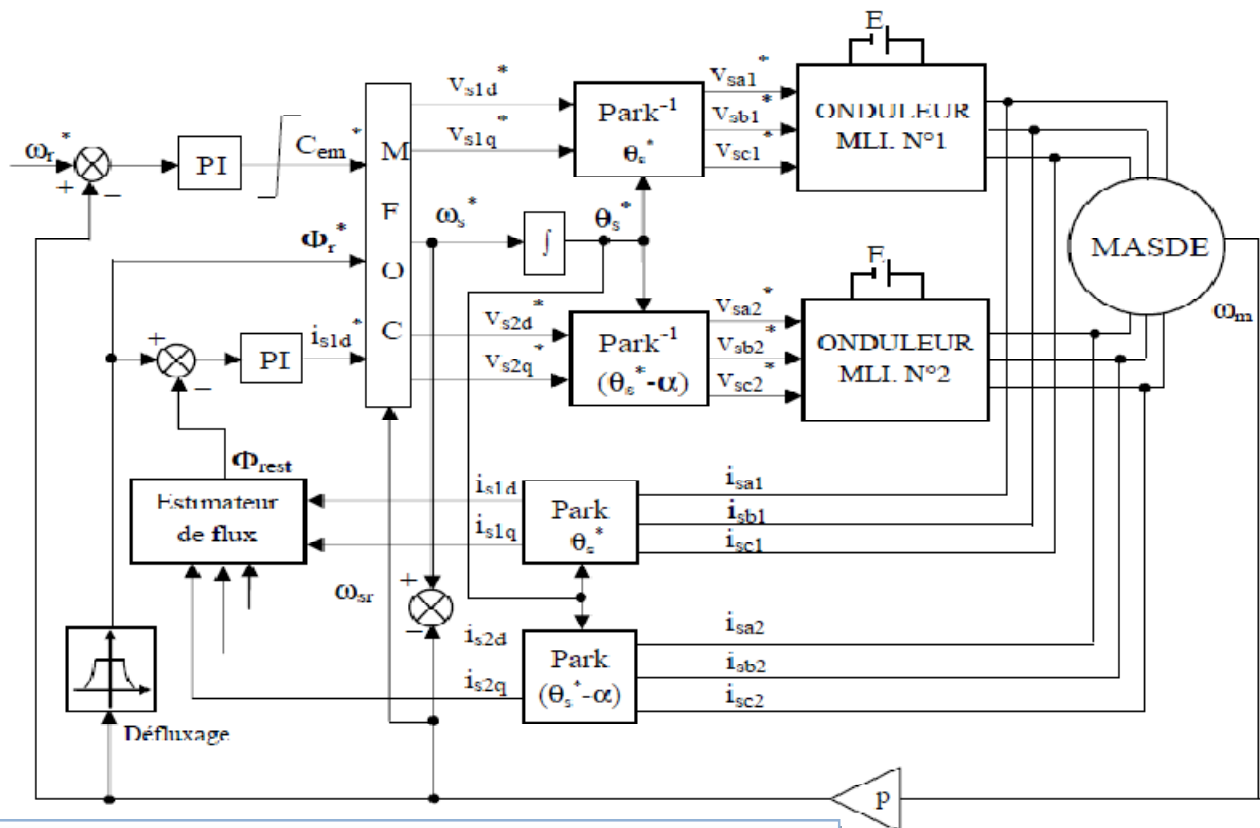


Figure (3.14) : Régulation de la vitesse par la méthode directe.

Le schéma bloc de découplage MFOC est donné par la figure (3.15), sachant que :

$$i_{s1d}^* = i_{s2d}^* \text{ et } i_{s1q}^* = i_{s2q}^*.$$

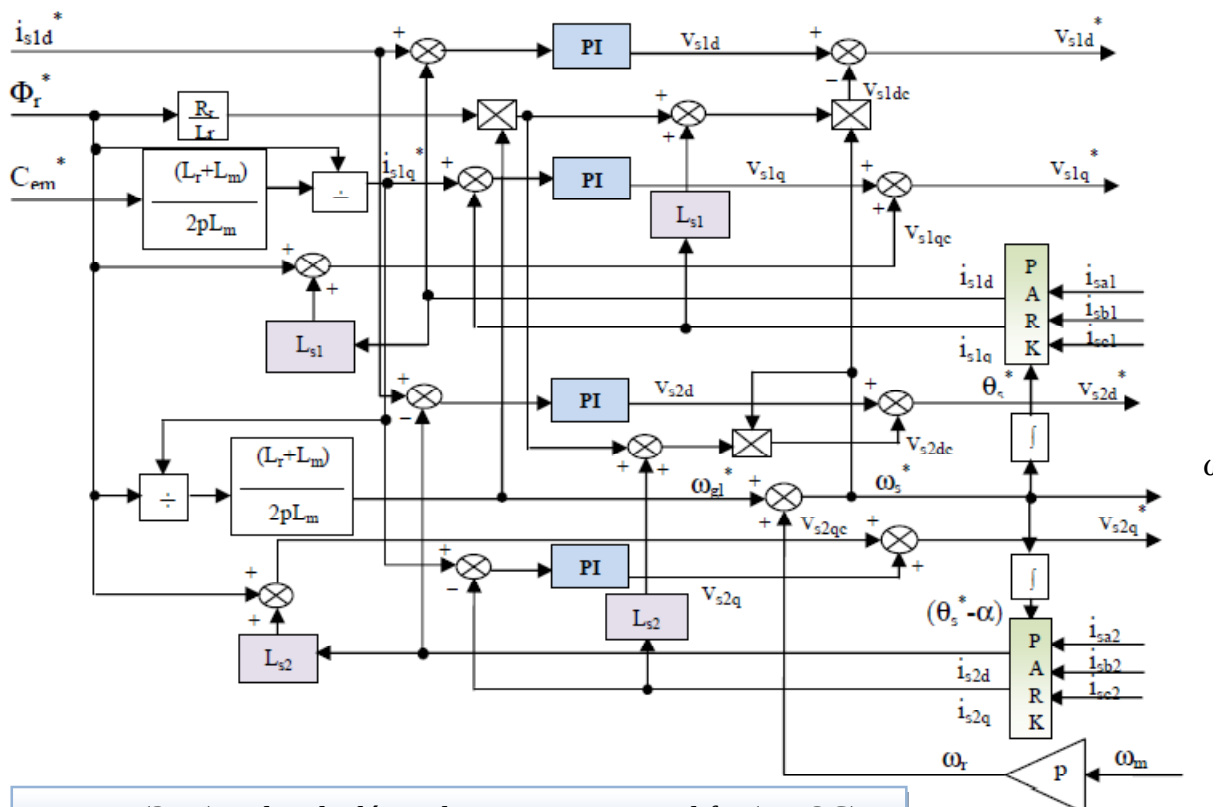


Figure (3.15) : Bloc de découplage en tension modifié (MFOC).

3.6.1. Estimateur du flux :

Le flux rotorique estimé se détermine comme suit :

À partir des équations des tensions rotoriques (2.36), on tire :

$$(3.30) \quad \frac{d}{dt} \Phi_{rdest} = -\frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_{rdest} + \omega_{gl} \Phi_{rquest}$$

$$(3.31) \quad \frac{d}{dt} \Phi_{rquest} = -R_r i_{rq} - \omega_{sr} \Phi_{drest}$$

Et à partir des équations des flux rotoriques (2.42), on obtient :

$$(3.32) \quad i_{rd} = \frac{1}{L_r + L_m} [\Phi_{rdest} - L_m (i_{s1d} + i_{s2d})]$$

$$(3.33) \quad i_{rq} = \frac{1}{L_r + L_m}$$

En remplaçant (3.32) dans (3.30) et (3.33) dans (3.31), on trouve :

$$(3.34) \quad \frac{d}{dt} \Phi_{rdest} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{s1d} + i_{s2d}) - \frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_{rdest} + \omega_{gl} \Phi_{rquest}$$

$$(3.35) \quad \frac{d}{dt} \Phi_{rquest} = \frac{R_r L_m}{L_r + L_m} (i_{s1q} + i_{s2q}) - \frac{R_r}{L_r + L_m} \Phi_{rquest} + \omega_{gl} \Phi_{rdest}$$

D'où, le module du flux rotorique estimé est donné par :

$$(3.36) \quad \Phi_{rest} = \sqrt{\Phi_{drest}^2 + \Phi_{qrest}^2}$$

3.6.2. Identification des paramètres du régulateur de flux :

Le schéma de la boucle de régulation de flux est donné par la figure (3.16) :

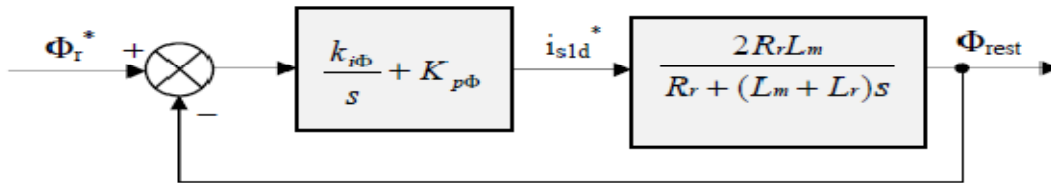


Figure (3.16) : Schéma réduit de la régulation de flux rotorique.

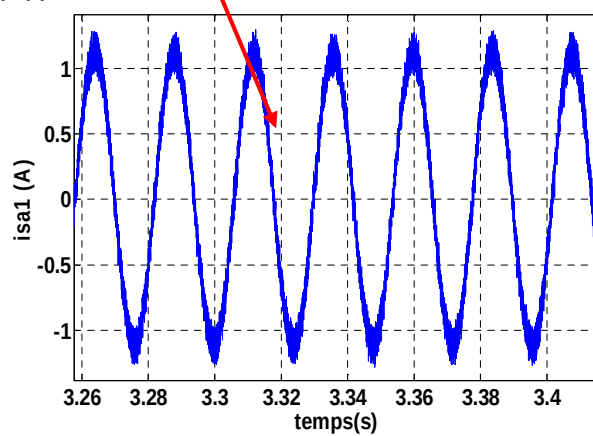
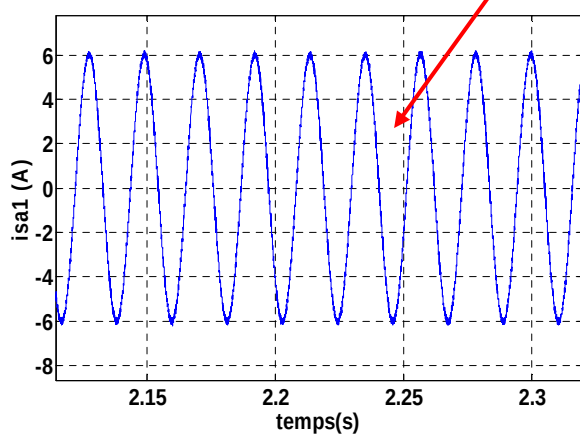
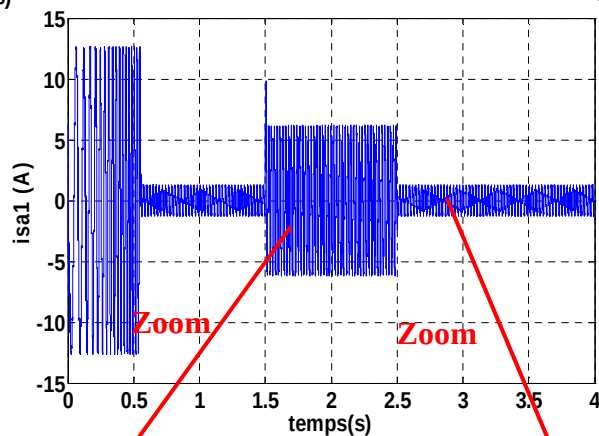
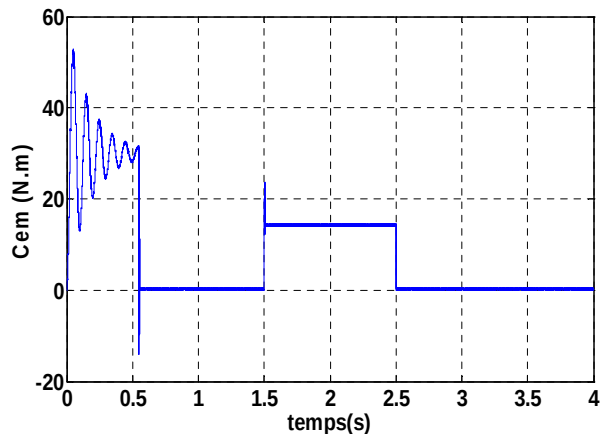
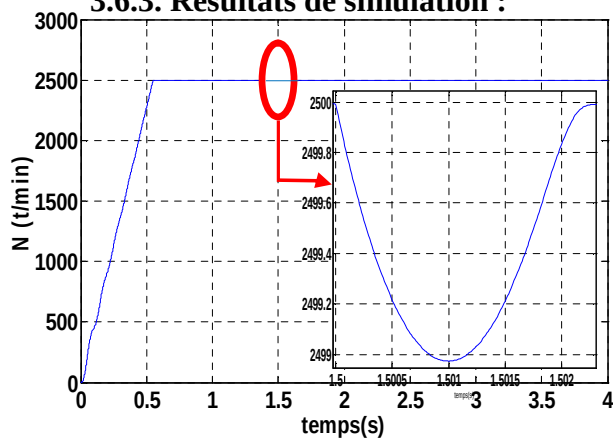
L'identification de ce dernier, nous donne :

$$(3.37) \quad \begin{cases} K_{pf} = \frac{L_r + L_m}{2 R_r L_m \tau} \\ K_{if} = \frac{1}{2 L_m \tau} \end{cases}$$

On prend : $\tau = \tau_r$

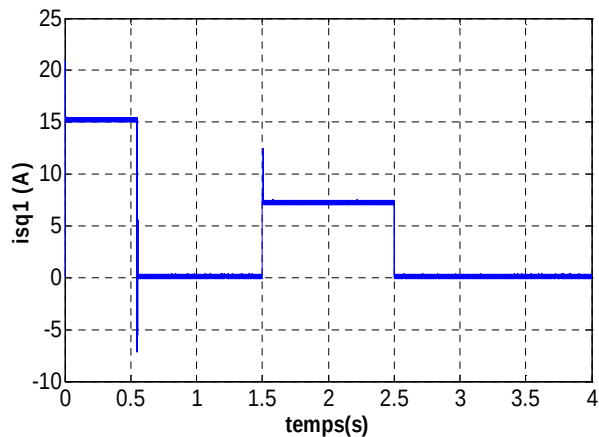
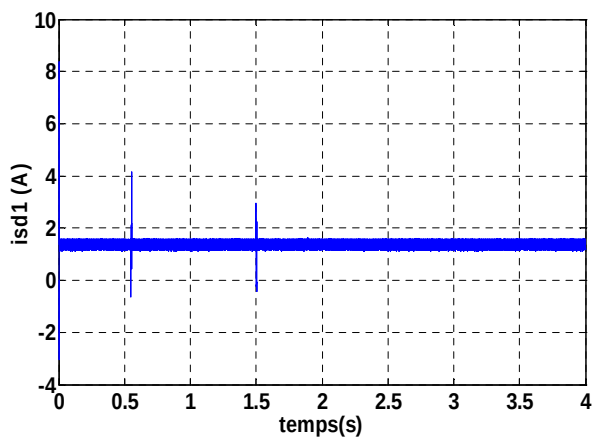
Les paramètres des régulateurs (vitesse, courant) sont égaux à ceux utilisés dans la méthode indirecte.

3.6.3. Résultats de simulation :



La MASDE en charge a [1.5, 2.5]

La MASDE a vide a [0, 1.5] et [2.5, 4]



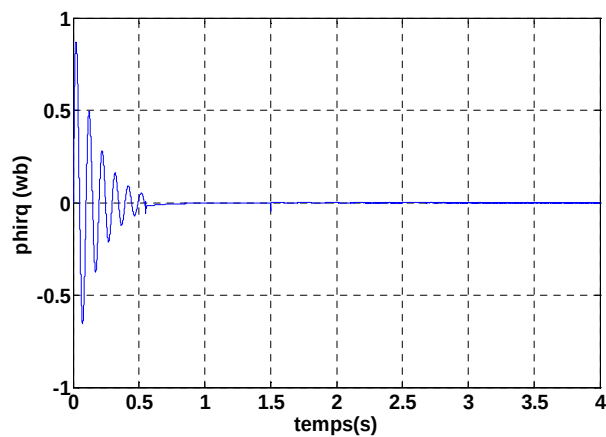
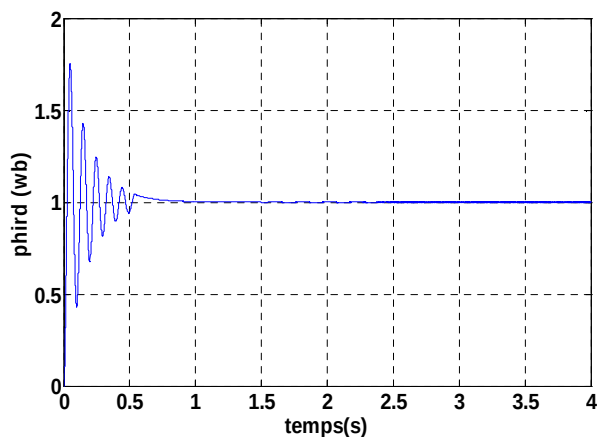
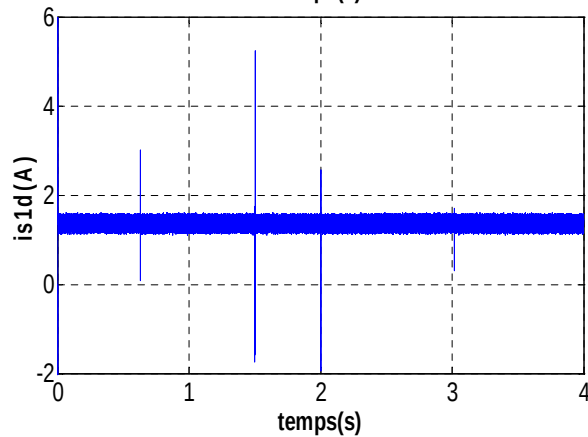
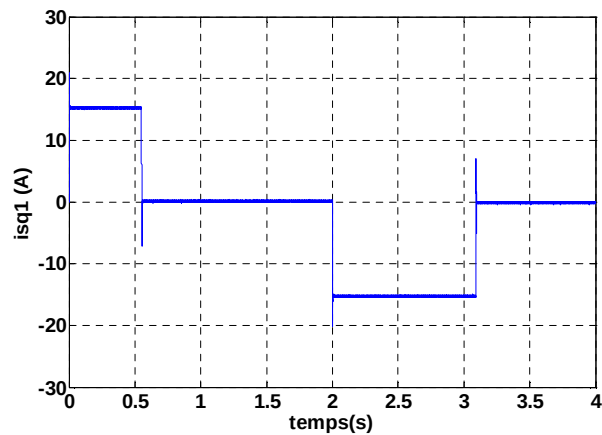
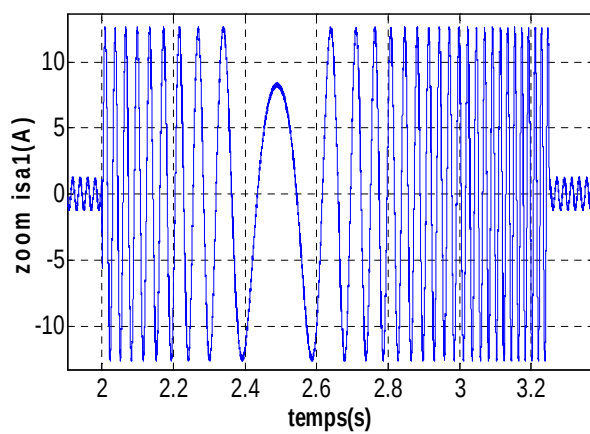
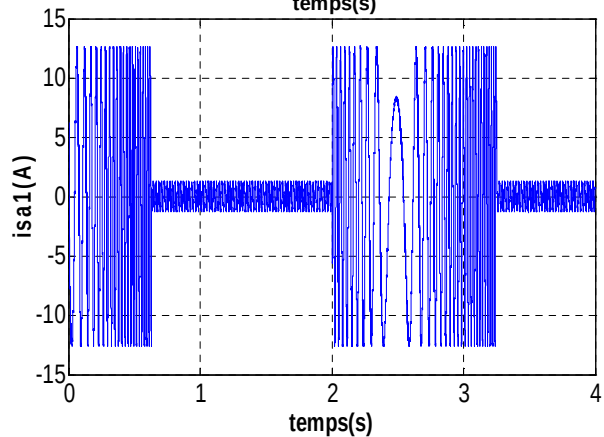
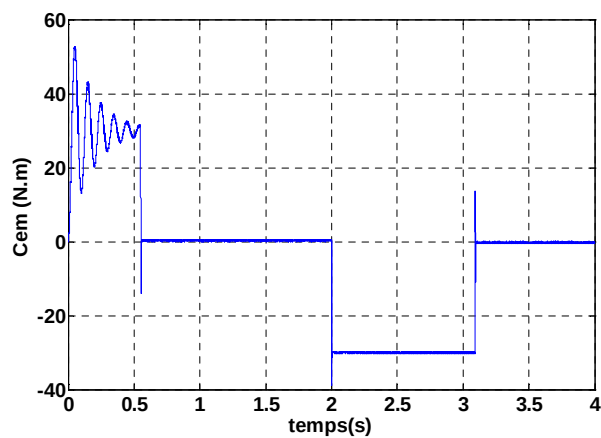
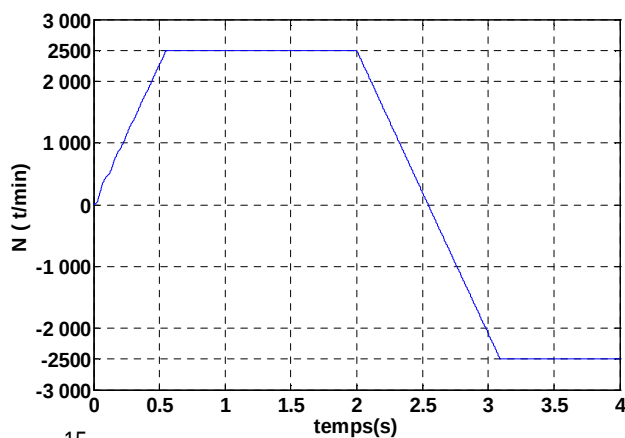


Figure (3.17) : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec application d'une charge $C_r = 14\text{N.m}$ entre [1.5, 2.5] s.



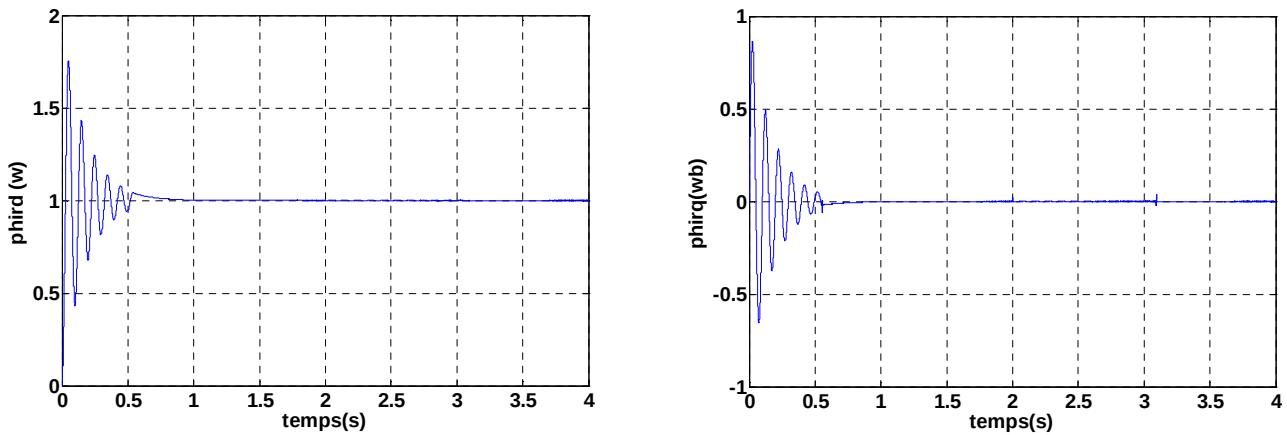


Figure (3.18) : Réglage de la vitesse par la méthode directe avec inversion du sens de rotation de (2500 à -2500) t/min à l'instant $t = 2s$.

3.6.4. Interprétations des résultats :

- Les performances de la commande indirecte avec régulation de vitesse de la MASDE ont été visualisées pour deux tests, le premier est la réponse à un échelon de vitesse de 2500 t/min avec l'application d'un couple de charge $C_r = 14N.m$ entre 1.5 et 2.5 s, le deuxième est la réponse à une inversion de vitesse 2500 à -2500 t/min à l'instant $t = 2s$.

- Pour le premier test on constate que la vitesse atteint sa valeur de consigne au bout de (0,42s) avec un dépassement de 0.03% de vitesse de référence. Le rejet de perturbation est effectué pendant (0,01s). Le couple électromagnétique compense le couple de charge et atteint au démarrage une valeur (55N.m), puis il se stabilise à la grandeur due aux frottements (proche de 0). Le courant statorique i_{sa1} a une allure sinusoïdale et présente au démarrage un pic de courant de 14A.

- Pour le deuxième test on constate que la vitesse suit sa référence et s'inverse au bout de 1.25 s. L'inversion de la vitesse conduit à un couple négatif égale à (-30N.m) durant l'intervalle de l'inversion de vitesse, puis il oscille autour de zéro lorsque la vitesse atteint -2500 t/min. Les flux rotoriques représentent des pics au démarrage, puis ils se stabilisent rapidement selon leurs consignes, avec une légère perturbation au moment où la vitesse atteint -2500 t/min. Le courant statorique i_{sa1} garde sa forme sinusoïdale.

3.6.5. Tests 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, en faisant varier la résistance rotorique R_r ainsi que le moment d'inertie J par rapport à leurs valeurs nominales.

3.6.6. Résultats de simulation :

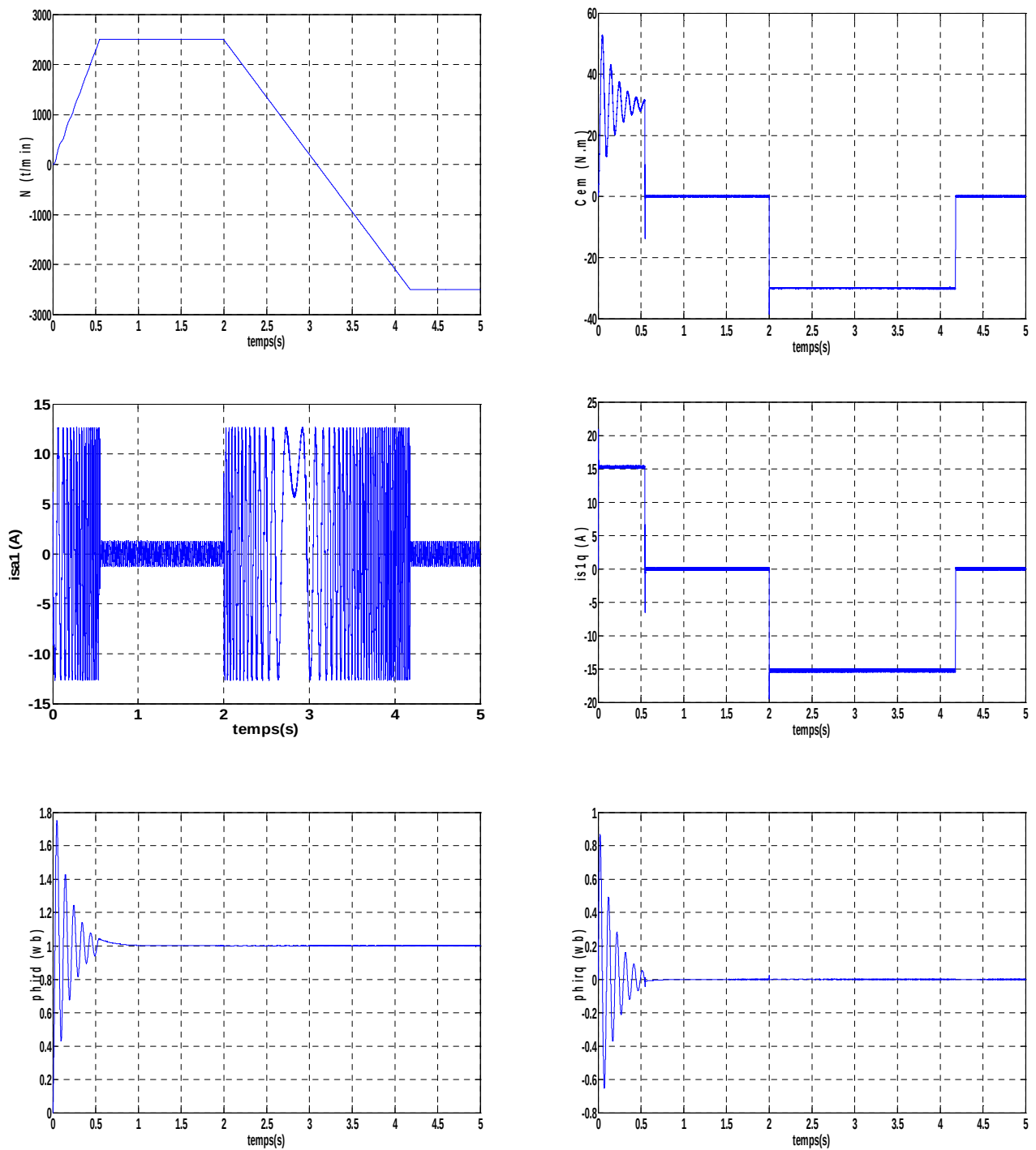


Figure (3.19) : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation du moment d'inertie ($J=2J_n$ à partir $t=1\text{s}$).

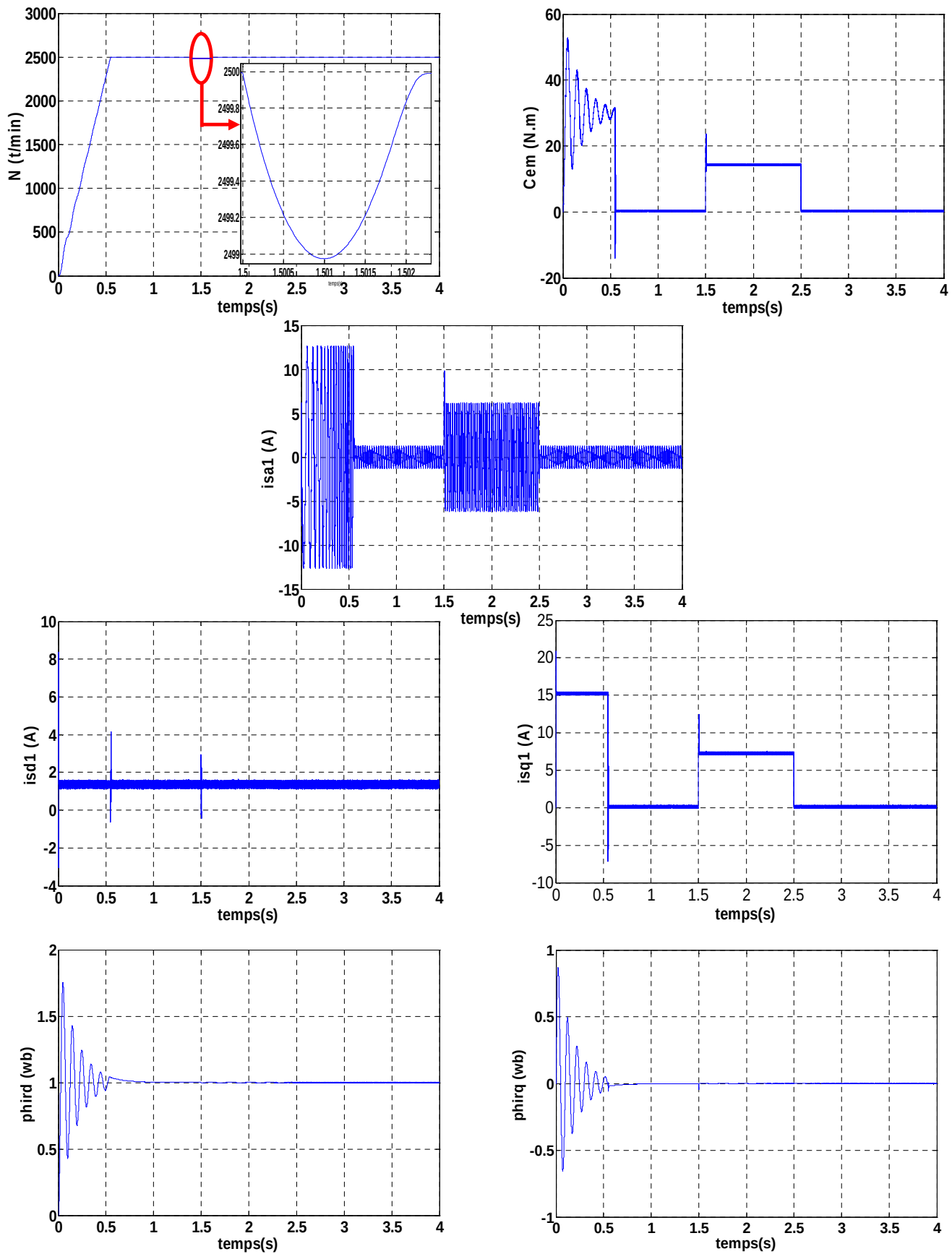


Figure (3.20) : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique d'inertie ($R=2R_n$ à partir de $t=1$ s)

3.6.7. Interprétations des résultats :

Les résultats de simulation montrent la sensibilité de la régulation par PI à la variation du moment d'inertie et de la résistance rotorique, on constate que l'orientation est affectée un petit peu, et le temps d'inversion du sens de rotation est augmenté.

3.7. Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à la commande par orientation du flux rotorique de la MASDE, l'objectif était la régulation de la vitesse. Pour cela, on a appliqué deux méthodes de la commande vectorielle : indirecte et directe, la première nécessite seulement la connaissance de la position de flux, par contre, la connaissance de module et de la position du flux, sont indispensables dans la deuxième.

La régulation par la méthode directe présente des performances meilleures que celle présentées par la méthode indirecte en termes du temps de réponse, du rejet de perturbation du dépassement, et du temps de l'inversion de la vitesse. Mais, la fragilité et les problèmes de fiabilité des capteurs de flux limitent sa mise en œuvre.

L'inconvénient de la régulation par les algorithmes de réglage classiques tels que les régulateurs PI, c'est la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. Face à cet inconvénient, on propose une technique de réglage robuste basée sur la le mode glissant, et qui sera l'objet de chapitre suivant.

CHAPITRE4 Commande par Mode Glissant de la Machine Asynchrone Double Étoile

4.1. Introduction :

La commande à structure variable par régime glissant apparue depuis le début des années 60, elle a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans les années soixante. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques [TOM 09].

Au début des années 80, la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement est devenue très intéressante et attractive, elle est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis grâce aux avantages qu'elle présente (robustesse vis-à-vis des paramètres variables, une très haute précision, une bonne stabilité, un temps de réponse très faible).

La commande par mode de glissant a largement prouvé son efficacité à travers les études théoriques rapportées, ses principaux domaines d'application sont la robotique et les moteurs électriques

Dans ce contexte, on va présenter en première étape la théorie et le principe de fonctionnement de la commande par mode de glissement. Ensuite, nous nous intéressons à l'application de cette commande au réglage de la vitesse de la MASDE.

4. 2. Notions d'un système à structure variable :

Un système à structure variable (SSV) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure. L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique et en électricité. Cela est principalement dû aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celles de chacun des sous systèmes pris seuls [YEL 09].

Le mode de glissement est un fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie des systèmes à structure variable et des modes de glissement est une technique de commande non linéaire, caractérisée par des commandes discontinues. L'intérêt récent à cette technique de commande est dû essentiellement à la disponibilité d'interrupteurs rapides et microprocesseurs de plus en plus performants permettant la commande en temps réel des systèmes dynamiques [LNE 99].

4. 3. Principe de fonctionnement :

Etant un cas particulier de la commande à structure variable (CSV), la commande par modes glissants (CMG) a été largement utilisée dans la littérature. Ce succès est dû à sa simplicité de mise en œuvre et à sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes. Il s'agit de définir d'abord une surface dite de glissement qui représente la dynamique désirée, puis synthétiser une loi de commande qui doit agir sur le système en deux phases. Dans la première, on force le système à rejoindre cette surface, et dans la seconde phase on doit assurer le maintien et le glissement le long de cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase comme montré sur la figure (4.1) [AHU 09] :

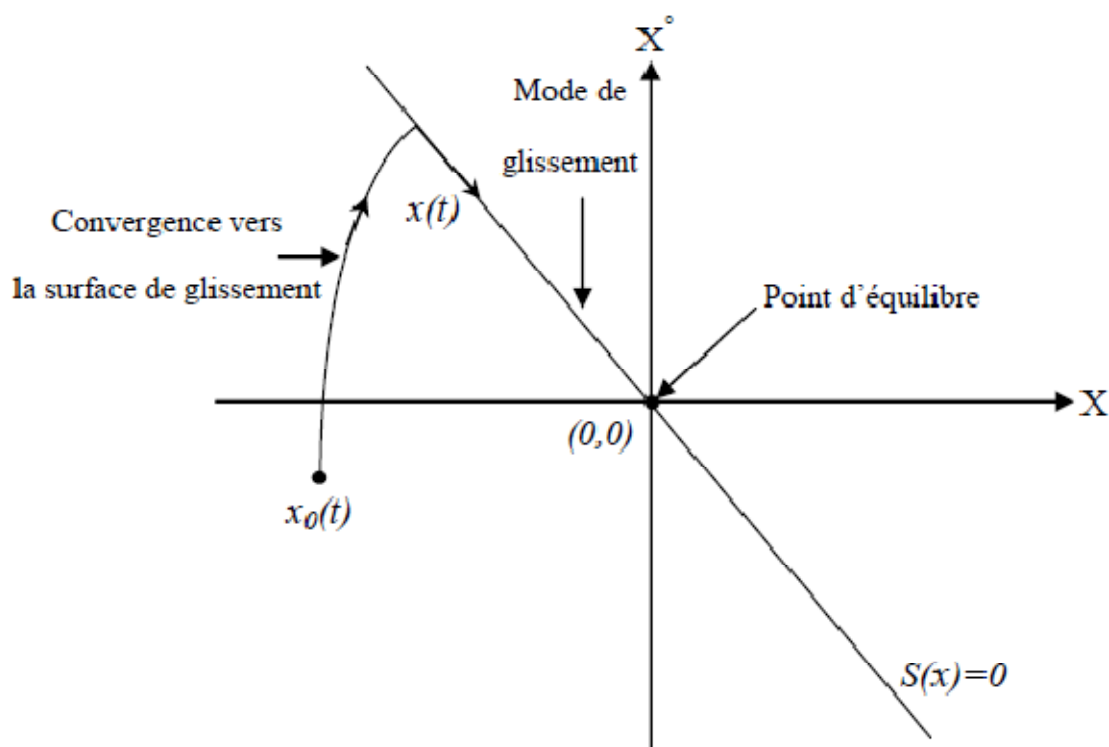


Figure (4.1) : Convergence du système glissant.

Les deux composantes de la commande sont alors définies par [AEH 08] :

$$u = u_{eq} + u_{gliss} \quad (4.1)$$

u_{eq} : Elle est obtenue avec la méthode de la commande équivalente. Le principe est basé sur la détermination du comportement du système lorsqu'il est sur la surface de glissement ' s ', $s = 0$, cette commande peut être aussi bien linéaire que non linéaire.

u_{gliss} : La commande discontinue permet au système d'atteindre et de rester sur la surface de glissement.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes [BAM 07]:

- Le mode de convergence « MC » : c'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- Le mode de glissement « MG » : c'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x) = 0$.
- Le mode du régime permanent « MRP » : Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

4.4. Conception de la commande par mode glissant :

La conception des régulateurs par les modes glissants prend charge les problèmes de stabilité des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite trois étapes, [LAP 76][DAH 12][MSM 09] :

- Choix de la surface de glissement.
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- Détermination de la loi de commande.

4.4.1. Choix de la surface de glissement :

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme des fonctions nécessaires. Ces deux facteurs dépendent de l'application et l'objet visé [BAM 07].

Pour un système défini par l'équation (4.21), le vecteur de la surface 'm'est de même dimension que le vecteur de commande u.

$$\dot{x} = A(x, t)x + B(x, t)u \quad (4.2)$$

La surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase. Plusieurs formes de la surface de glissement ont été proposées dans la littérature, chacune présente des meilleures performances pour une application donnée [YEL 09]. La surface la plus utilisée pour obtenir le régime de glissement qui garantit la convergence de l'état vers sa référence est définie par [YEL 09] :

$$s(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (4.3)$$

Avec :

$e(x)$: est l'écart entre la variable à régler et sa référence $e(x) = x^* - x$.

λ : est une constante positive.

r : degré relatif, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$ pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence. [SAD 10]

4.4.2. Condition d'existence et de convergence :

La condition de la convergence ou d'attractivité permet aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement, Il s'agit de formuler une fonction scalaire de Lyapunov $V(x) > 0$ à énergie finie.

4.4.2.1. Fonction de LYAPUNOV :

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u tel que le carré de la surface correspond à une fonction de lyapunov.

Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit : [AMI 08]

$$V(x) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (4.4)$$

La dérive de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = s(x) \cdot \dot{s}(x) \quad (4.5)$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative.

D'où la condition de convergence exprimée par :

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

4.4.3. Détermination de la loi de commande :

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. [SAD 10]

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre stabilisante (U_n).

$$U = U_{eq} + U_n \quad (4.6)$$

U_{eq} : Elle est obtenue avec la méthode de la commande équivalente [AEH 08]. Elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduite, en considérant que la dérivée de la surface $\dot{s}(x)$ est nulle [AMI 08].

Un : la commande discontinue (discrète), permet au système d'atteindre et de rester sur la surface de glissement [AEH 08].

La dérivée de la surface est :

$$\dot{s}(x, t) = \frac{\partial s}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (4.7)$$

Par substitution nous obtenons :

$$\dot{s}(x, t) = \frac{\partial s}{\partial x} [A(x, t)x + B(x, t)u_{eq}] + \frac{\partial s}{\partial x} B(x, t)u_n \quad (4.8)$$

Sachant que la surface est nulle pendant le mode de glissement et le régime permanent, la dérivée et la partie discontinue un sont aussi nulles :

$$\begin{cases} u_n = 0 \\ \dot{s}(x, t) = 0 \end{cases} \quad (4.9)$$

L'expression de la commande équivalente peut donc être donnée par :

$$u_{eq} = \left(\frac{\partial s}{\partial x} B(x, t) \right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial x} A(x, t)x \quad (4.10)$$

Durant le mode convergence, en remplaçant la commande équivalente par son expression, nous obtenons une nouvelle expression de $\dot{s}(x, t)$:

$$\dot{s}(x, t) = \frac{\partial s}{\partial x} B(x, t)u_n \quad (4.11)$$

On obtient :

$$s(x) \cdot \frac{\partial s}{\partial x} B(x, t)u_n < 0 \quad (4.12)$$

Pour que cette condition soit vérifiée, il suffit que le signe de un soit opposé à celui de $s(x) \cdot \frac{\partial s}{\partial x} B(x, t)$. Généralement la commande discrète en mode glissant peut prendre la forme de type relais donnée par l'expression suivante [YEL 09]:

$$u_n = K \cdot \text{Sign}(S(x)) \quad (4.13)$$

Où : $\text{Sign}(S(x))$ est la fonction définie par :

$$\text{Sign}(S(x)) = \begin{cases} -1, & \text{si } s(x) < 0 \\ 1, & \text{si } s(x) \geq 0 \end{cases} \quad (4.14)$$

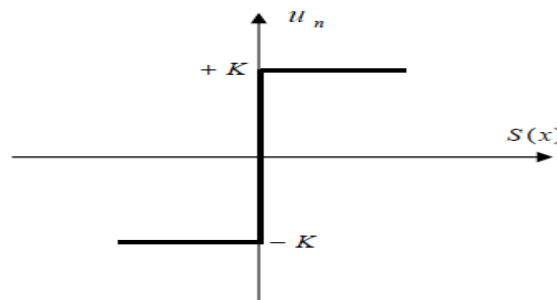


Figure (4.2) : Fonction Sign (Commande de type relais).

L'utilisation de la fonction 'Sign' signifie que la commande entre deux valeurs $\pm K$ la fréquence théoriquement infinie si le gain K est très petit. Le temps de réponse sera long si le gain K est très grand, dans le cas contraire le temps de repense sera rapide mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître « Couramment appelées Chattering » sur les réponses en régime permanent.

Dans le but de réduire les oscillations haute fréquence (indésirables sur les réponses), des solutions classiques consistent à imposer une variation de la valeur de la commande en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement. Cependant, il est possible d'éliminer ce phénomène par l'introduction d'une couche limite autour de la surface de glissement ($S = 0$) avec un seuil 2ϕ , la figure suivante représente la couche limite en mode glissement.

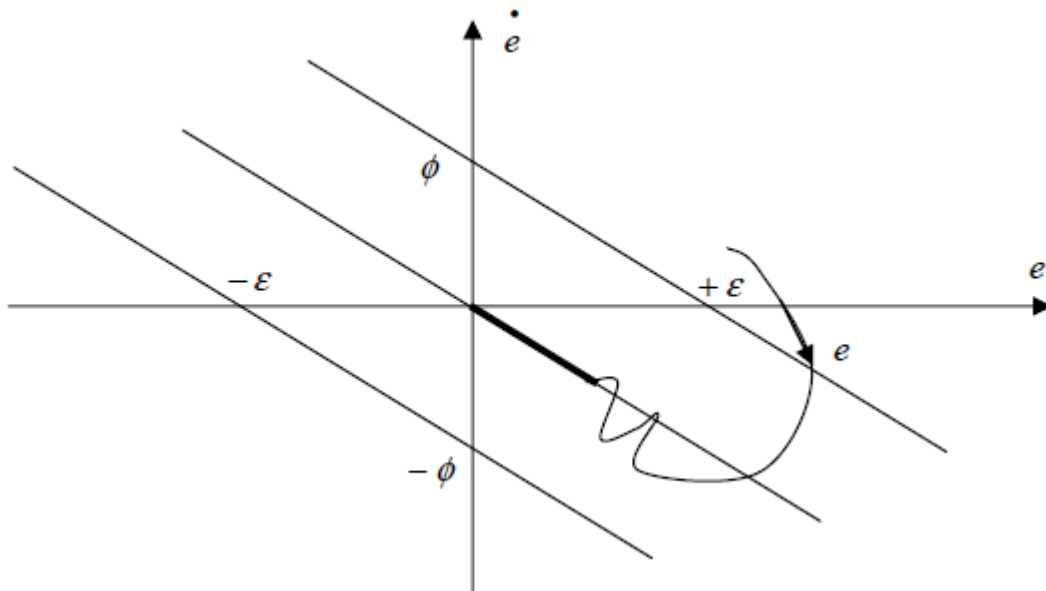


Figure (4.3) : Mode de glissement avec une couche limite

Alors l'état 'e' est dans la couche limite si: $|S| < \phi$.

Si la couche limite est incorporée dans la commande, on obtient

$$U_n = K \cdot F_{\text{sat}}\left(\frac{S}{\phi}\right) \quad (4.15)$$

F_{sat} : la fonction de saturation, elle est définie comme suit :

$$F_{\text{sat}}\left(\frac{S}{\phi}\right) = \begin{cases} \frac{S}{\phi}, & \text{si } \left|\frac{S}{\phi}\right| < 1 \\ \text{sign}\left(\frac{S}{\phi}\right), & \text{si } \left|\frac{S}{\phi}\right| > 1 \end{cases} \quad (4.16)$$

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

A' partir du chapitre trois, on tire le système d'équations d'états suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{I}_{s1d} = \frac{1}{L_{s1}} (V_{s1d} - R_{s1}I_{s1d} + \omega_s^*(L_{s1}I_{s1q} + Tr \varphi_r^* \omega_{sr}^*)) \\ \dot{I}_{s1q} = \frac{1}{L_{s1}} (V_{s1q} - R_{s1}I_{s1q} - \omega_s^*(L_{s1}I_{s1d} + \varphi_r^*)) \\ \dot{I}_{s2d} = \frac{1}{L_{s2}} (V_{s2d} - R_{s2}I_{s2d} + \omega_s^*(L_{s2}I_{s2q} + Tr \varphi_r^* \omega_{sr}^*)) \\ \dot{I}_{s2q} = \frac{1}{L_{s2}} (V_{s2q} - R_{s2}I_{s2q} - \omega_s^*(L_{s2}I_{s2d} + \varphi_r^*)) \\ \dot{\Omega} = \frac{1}{J} (P \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{s1q} + I_{s2q}) \varphi_r^* - f \cdot \Omega - C_r) \\ \dot{\varphi}_r = - \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r + \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} (I_{s1d} + I_{s2d}) \end{array} \right. \quad (4.17)$$

4.5.1. Surface de régulation de la vitesse :

La surface de régulation de la vitesse dont le degré relatif $r = 1$ est de la forme suivante :

$$s(\omega_r) = (\omega_r^* - \omega_r) \quad (4.18)$$

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

L'équation numéro (5) du système d'équation (4.17) devient :

$$\dot{\omega}_r = \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} (I_{s1q} + I_{s2q}) \varphi_r^* - \frac{f}{J} \cdot \Omega - \frac{P}{J} C_r \quad (4.19)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$s(\dot{\omega}_r) = \dot{\omega}_r^* - \dot{\omega}_r$$

En posant :

$$I_{sq} = I_{s1q} + I_{s2q}$$

$$s(\dot{\omega}_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} I_{sq} \varphi_r^* + \frac{f}{J} \cdot \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (4.20)$$

En remplaçant le courant I_{sq} par le courant de commande I_{sq}^*

$$I_{sq}^* = I_{sqeq} + I_{sqn}$$

L'équation (4.20) devient :

$$s(\dot{\omega}_r) = \dot{\omega}_r^* - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} I_{sqeq} \varphi_r^* - \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_m + L_r} I_{sqn} \varphi_r^* + \frac{f}{J} \cdot \omega_r + \frac{P}{J} C_r \quad (4.21)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\omega_r) = 0$ et par conséquent

$S(\dot{\omega}_r) = 0$ et $I_{sqn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente I_{sqeq} à partir de

l'équation (4.21)

$$I_{sqeq} = \frac{J}{p^2} \frac{L_m + L_r}{L_m \varphi_r^*} \left[\dot{\omega}_r^* + \frac{f}{J} \cdot \omega_r + \frac{P}{J} C_r \right] \quad (4.22)$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\omega_r) \cdot \dot{S}(\omega_r) < 0$ doit être vérifiée.

En remplaçant (4.22) dans (4.21), on obtient :

$$s(\dot{\omega}_r) = -\frac{p^2}{J} \frac{L_m \phi_r^*}{L_m + L_r} I_{sqn} \quad (4.23)$$

On prend :

$$I_{sqn} = K_{\omega_r} \cdot \text{Sign}(S(\omega_r)) \quad (4.24)$$

4.5.2 .Surface de régulation du flux rotorique :

Prenant la même surface que celle de la vitesse :

$$s(\varphi_r) = \varphi_r^* - \varphi_r \quad (4.25)$$

$$s(\dot{\varphi}_r) = \dot{\varphi}_r^* - \dot{\varphi}_r \quad (4.26)$$

En posant : $I_{s1d} + I_{s2d} = I_{sd}$, et en substituant l'équation de $\dot{\varphi}_r$ (système d'équations (4.17)) dans (4.26), on trouve :

$$s(\dot{\varphi}_r) = \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} I_{sd} \quad (4.27)$$

En introduisant le courant de commande $I_{sd}^* = I_{sdeq} + I_{sdn}$ dans l'équation (4.27), on aura :

$$s(\dot{\varphi}_r) = \dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r - \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} I_{sdeq} - \frac{L_m R_r}{L_m + L_r} I_{sdn} \quad (4.28)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(\varphi_r) = 0$ et par conséquent

$S(\dot{\varphi}_r) = 0$ et $I_{sdn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente I_{sdeq} à partir de l'équation (4.28) :

$$I_{sdeq} = \frac{L_m + L_r}{L_m R_r} [\dot{\varphi}_r^* + \frac{R_r}{L_m + L_r} \varphi_r] \quad (4.29)$$

Durant le mode de convergence, la condition $S(\varphi_r) \cdot \dot{S}(\varphi_r) < 0$ doit être vérifiée.

En remplaçant (4.29) dans (4.26), on obtient :

$$s(\dot{\varphi}_r) = -\frac{L_m R_r}{L_m + L_r} I_{sdn} \quad (4.30)$$

On prend :

$$I_{sdn} = K_{\varphi_r} \cdot \text{Sign}(S(\varphi_r)) \quad (4.31)$$

4.5.3. Surfaces de régulation des courants statoriques :

On prend les surfaces suivantes :

$$\begin{cases} s(I_{s1d}) = (I_{s1d}^* - I_{s1d}) \\ s(I_{s1q}) = (I_{s1q}^* - I_{s1q}) \\ s(I_{s2d}) = (I_{s2d}^* - I_{s2d}) \\ s(I_{s2q}) = (I_{s2q}^* - I_{s2q}) \end{cases} \quad (4.32)$$

Les dérivées de ces dernières sont respectivement :

$$\begin{cases} s(I_{s1d}) = (\dot{I}_{s1d}^* - \dot{I}_{s1d}) \\ s(I_{s1q}) = (\dot{I}_{s1q}^* - \dot{I}_{s1q}) \\ s(I_{s2d}) = (\dot{I}_{s2d}^* - \dot{I}_{s2d}) \\ s(I_{s2q}) = (\dot{I}_{s2q}^* - \dot{I}_{s2q}) \end{cases} \quad (4.33)$$

On remplace les courants : $\dot{I}_{s1d}, \dot{I}_{s1q}, \dot{I}_{s2d}, \dot{I}_{s2q}$ de l'équation (4.33) par leurs expressions données dans le système d'équations (4.17), on aura :

$$\begin{cases} s(I_{s1d}) = \dot{I}_{s1d}^* - \frac{1}{L_{s1}} (V_{s1d} - R_{s1}I_{s1d} + \omega_s^*(L_{s1}I_{s1q} + \text{Tr } \varphi_r^* \omega_{sr}^*)) \\ s(I_{s1q}) = \dot{I}_{s1q}^* - \frac{1}{L_{s1}} (V_{s1q} - R_{s1}I_{s1q} - \omega_s^*(L_{s1}I_{s1d} + \varphi_r^*)) \\ s(I_{s2d}) = \dot{I}_{s2d}^* - \frac{1}{L_{s2}} (V_{s2d} - R_{s2}I_{s2d} + \omega_s^*(L_{s2}I_{s2q} + \text{Tr } \varphi_r^* \omega_{sr}^*)) \\ s(I_{s2q}) = \dot{I}_{s2q}^* - \frac{1}{L_{s2}} (V_{s2q} - R_{s2}I_{s2q} - \omega_s^*(L_{s2}I_{s2d} + \varphi_r^*)) \end{cases} \quad (4.34)$$

En remplaçant les tensions $V_{s1d}, V_{s1q}, V_{s2d}, V_{s2q}$ par les tensions de commande

$V_{s1d}^*, V_{s1q}^*, V_{s2d}^*, V_{s2q}^*$ d'où :

$$\begin{cases} V_{s1d}^* = V_{s1deq} + V_{s1dn} \\ V_{s1q}^* = V_{s1qeq} + V_{s1qn} \\ V_{s2d}^* = V_{s2deq} + V_{s2dn} \\ V_{s2q}^* = V_{s2qeq} + V_{s2qn} \end{cases} \quad \text{On aura :} \quad (4.35)$$

$$\begin{cases} s(I_{s1d}) = \dot{I}_{s1d}^* - \frac{1}{L_{s1}} [-R_{s1}I_{s1d} + \omega_s^*(L_{s1}I_{s1q} + \text{Tr } \varphi_r^* \omega_{sr}^*) + V_{s1deq} + V_{s1dn}] \\ s(I_{s1q}) = \dot{I}_{s1q}^* - \frac{1}{L_{s1}} [-R_{s1}I_{s1q} - \omega_s^*(L_{s1}I_{s1d} + \varphi_r^*) + V_{s1qeq} + V_{s1qn}] \\ s(I_{s2d}) = \dot{I}_{s2d}^* - \frac{1}{L_{s2}} [-R_{s2}I_{s2d} + \omega_s^*(L_{s2}I_{s2q} + \text{Tr } \varphi_r^* \omega_{sr}^*) + V_{s2deq} + V_{s2dn}] \\ s(I_{s2q}) = \dot{I}_{s2q}^* - \frac{1}{L_{s2}} [-R_{s2}I_{s2q} - \omega_s^*(L_{s2}I_{s2d} + \varphi_r^*) + V_{s2qeq} + V_{s2qn}] \end{cases} \quad (4.36)$$

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

$$\begin{cases} s(I_{s1d}) = 0 \Rightarrow \dot{I}_{s1d} = 0 \text{ et } V_{s1dn} = 0 \\ s(I_{s1q}) = 0 \Rightarrow \dot{I}_{s1q} = 0 \text{ et } V_{s1qn} = 0 \\ s(I_{s2d}) = 0 \Rightarrow \dot{I}_{s2d} = 0 \text{ et } V_{s2dn} = 0 \\ s(I_{s2q}) = 0 \Rightarrow \dot{I}_{s2q} = 0 \text{ et } V_{s2qn} = 0 \end{cases} \quad (4.37)$$

Alors, on tire à partir des équations (4.37) les expressions des commandes équivalentes

$V_{s1deq}, V_{s1qeq}, V_{s2deq}, V_{s2qeq}$ suivent :

$$\begin{cases} V_{s1deq} = L_{s1}\dot{I}_{s1d}^* + R_{s1}I_{s1d} - \omega_s^*(L_{s1}I_{s1q} + \text{Tr } \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{s1qeq} = L_{s1}\dot{I}_{s1q}^* + R_{s1}I_{s1q} + \omega_s^*(L_{s1}I_{s1d} + \varphi_r^*) \\ V_{s2deq} = L_{s2}\dot{I}_{s2d}^* + R_{s2}I_{s2d} - \omega_s^*(L_{s2}I_{s2q} + \text{Tr } \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{s2qeq} = L_{s2}\dot{I}_{s2q}^* + R_{s2}I_{s2q} - \omega_s^*(L_{s2}I_{s2d} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (4.38)$$

Durant le mode de convergence, les conditions : $s(I_{s1d}).\dot{s}(I_{s1d}) < 0$; $s(I_{s1q}).\dot{s}(I_{s1q}) < 0$
 $s(I_{s2d}).\dot{s}(I_{s2d}) < 0$; $s(I_{s2q}).\dot{s}(I_{s2q}) < 0$ doivent être vérifiées. Par substitution, on obtient :

$$\begin{cases} s(\dot{I}_{s1d}) = -\frac{1}{L_{s1}}V_{s1dn} \\ s(\dot{I}_{s1q}) = -\frac{1}{L_{s1}}V_{s1qn} \\ s(\dot{I}_{s2d}) = -\frac{1}{L_{s2}}V_{s2dn} \\ s(\dot{I}_{s2q}) = -\frac{1}{L_{s2}}V_{s2qn} \end{cases} \quad (4.39)$$

On prend :

$$\begin{cases} V_{s1dn} = K_{d1} \cdot \text{Sign}(S(I_{s1d})) \\ V_{s1qn} = K_{q1} \cdot \text{Sign}(S(I_{s1q})) \\ V_{s2dn} = K_{d1} \cdot \text{Sign}(S(I_{s2d})) \\ V_{s2qn} = K_{q1} \cdot \text{Sign}(S(I_{s2q})) \end{cases} \quad (4.40)$$

4.6. Application de la commande par mode glissant sur la MASDE :

L'application de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant sur la MASDE avec la méthode directe est illustrée par la figure (4.4)

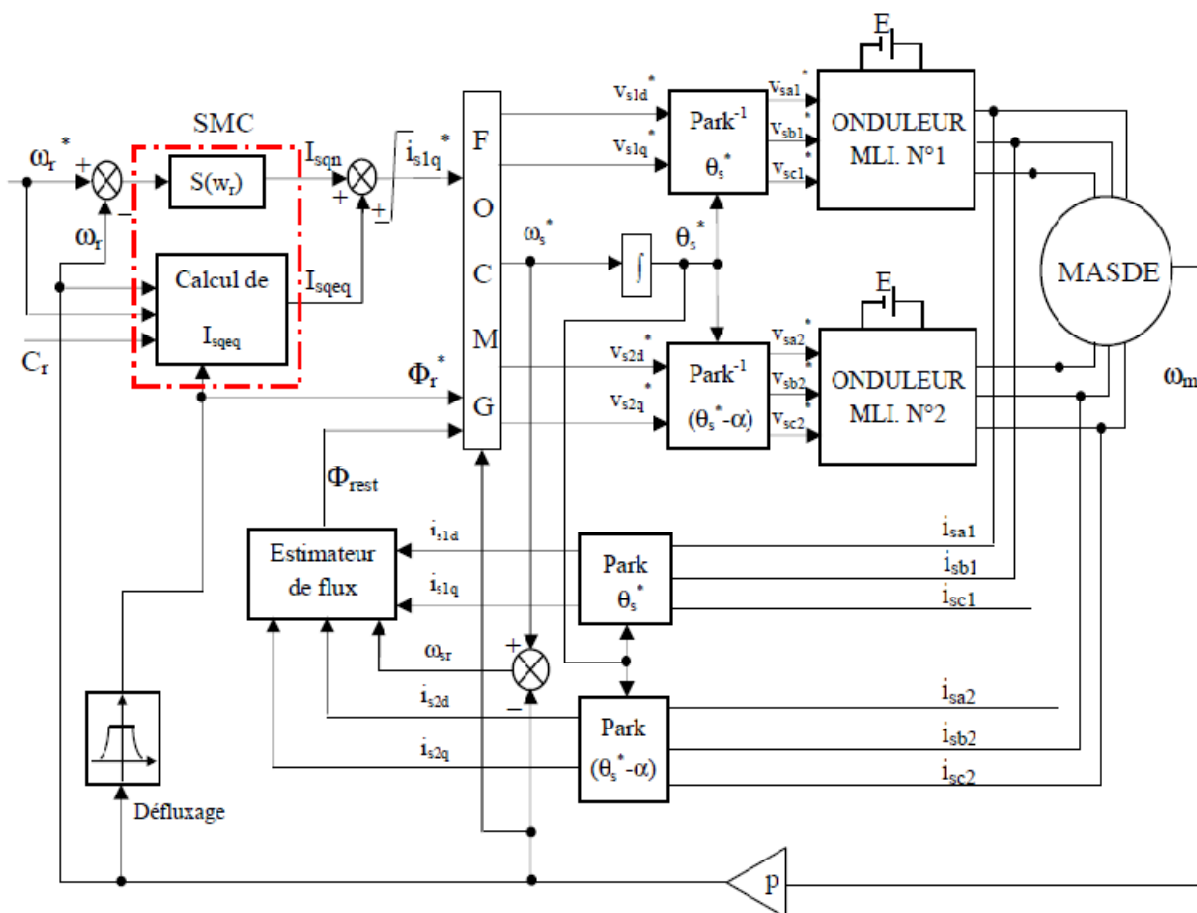


Figure (4.4) : Schéma bloc de réglage en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode glissant limite

Le schéma du bloc de découplage FOC(MG) est représenté par la figure (4.5), sachant que :

$$I_{s1d}^* = I_{s2d}^* \text{ et } I_{s1q}^* = I_{s2q}^* \quad (4.41)$$

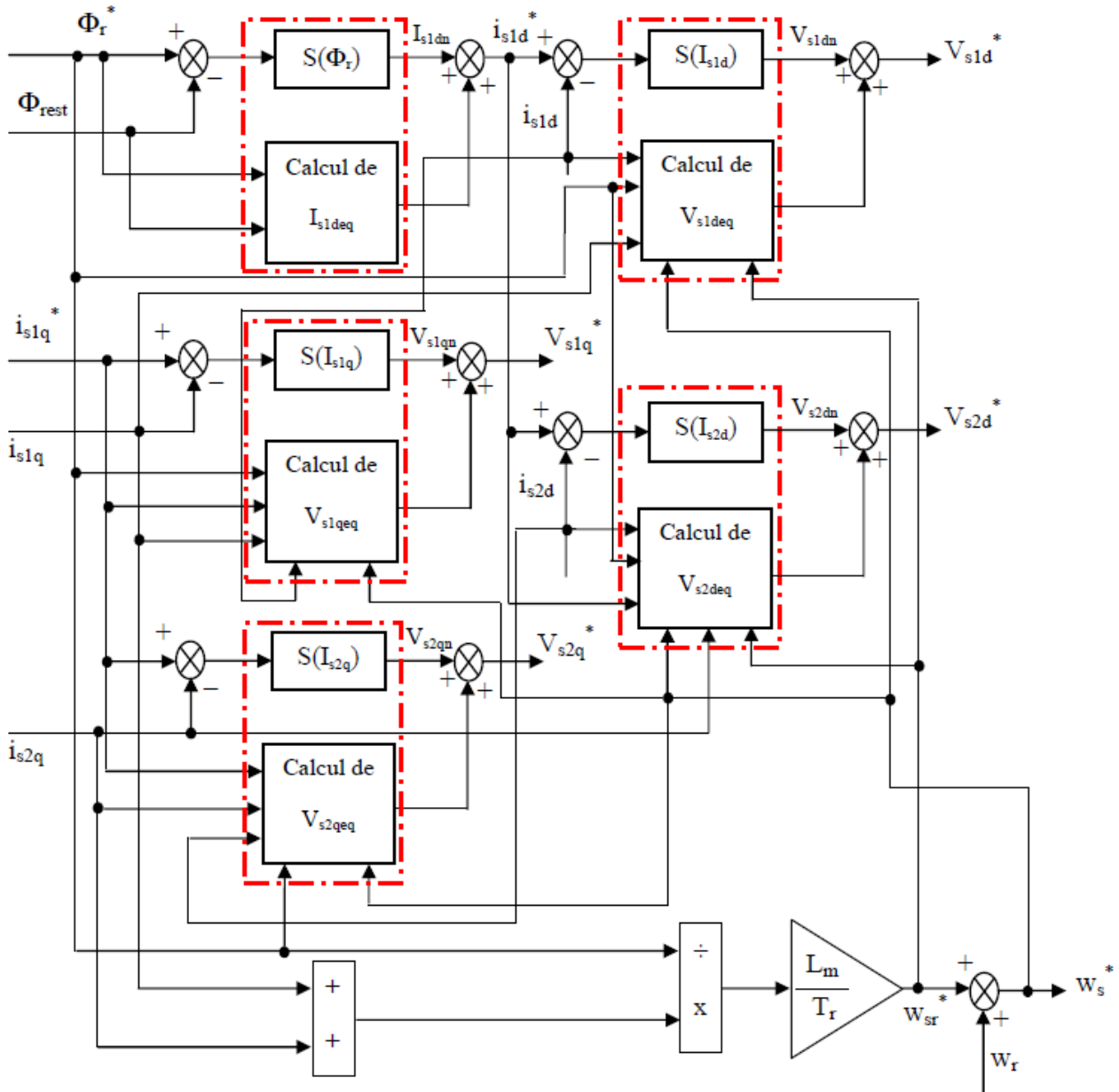


Figure (4.5) : Représentation schématique du bloc FOC(MG).

4.7. Simulation et Interprétation des résultats :

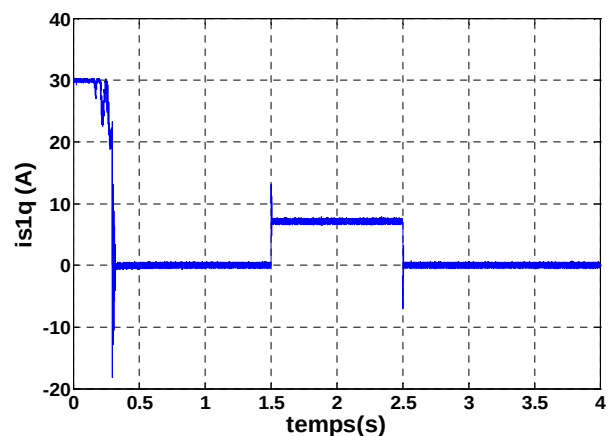
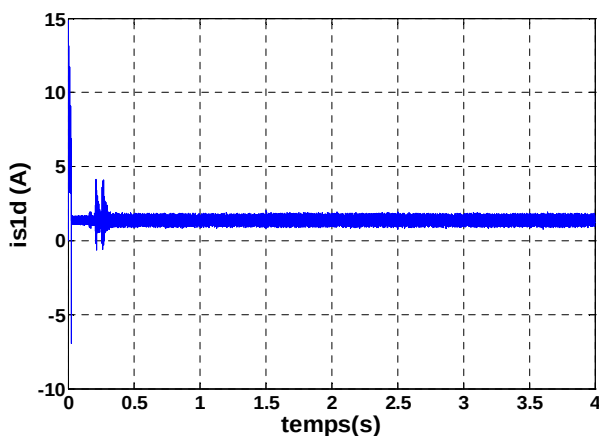
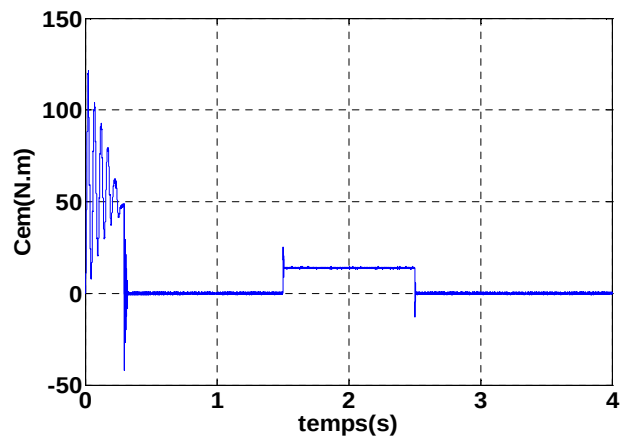
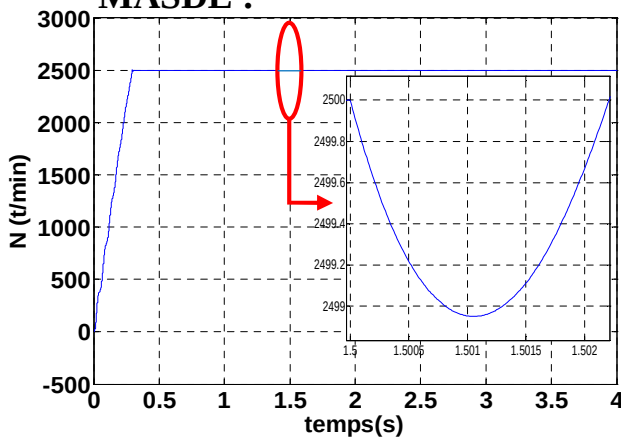
La figure (4.6) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE avec la régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'application d'une charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ entre 1.5 et 2.5 s, en imposant la vitesse de référence $\omega_r = 2500 \text{ t/min}$.

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente linéairement en fonction de temps, et elle rejoint sa valeur de référence à $t = 0.38 \text{ s}$ sans dépassement du temps pour

que la vitesse arrive à sa valeur de référence (temps de réponse). Le couple électromagnétique C_{em} prend une valeur maximale au démarrage puis s'annule rapidement. Le courant statorique i_{sa1} a une allure sinusoïdale et présente au démarrage un pic de courant de 25A. Le courant en quadrature, atteint initialement 30A, après, il évolue d'une façon identique à celle du couple électromagnétique. Les flux rotoriques suivent leurs consignes (Φ_{rd} est maintenu à un et Φ_{rq} égal à zéro) et Le rejet de perturbation est pratiquement nul.

Pour le deuxième test figure (4.7) qui consiste à inverser la vitesse de rotation de 2500 à -2500 t/min à l'instant $t = 2s$, on constate que la vitesse suit sa référence et s'inverse au bout de (0.68s). L'inversion de la vitesse conduit à un couple négatif égale à (-60N.m) durant l'intervalle de l'inversion de vitesse, puis il oscille autour de zéro lorsque la vitesse atteint -2500 t/min. Les flux rotoriques suivent leurs consignes avec une légère perturbation durant le temps de l'inversion de la vitesse. L'inversion de la vitesse engendre une augmentation au niveau du courant statorique i_{as1} , mais ce dernier garde sa forme sinusoïdale.

4.8. Résultats de simulation de la commande par mode glissant sur la MASDE :



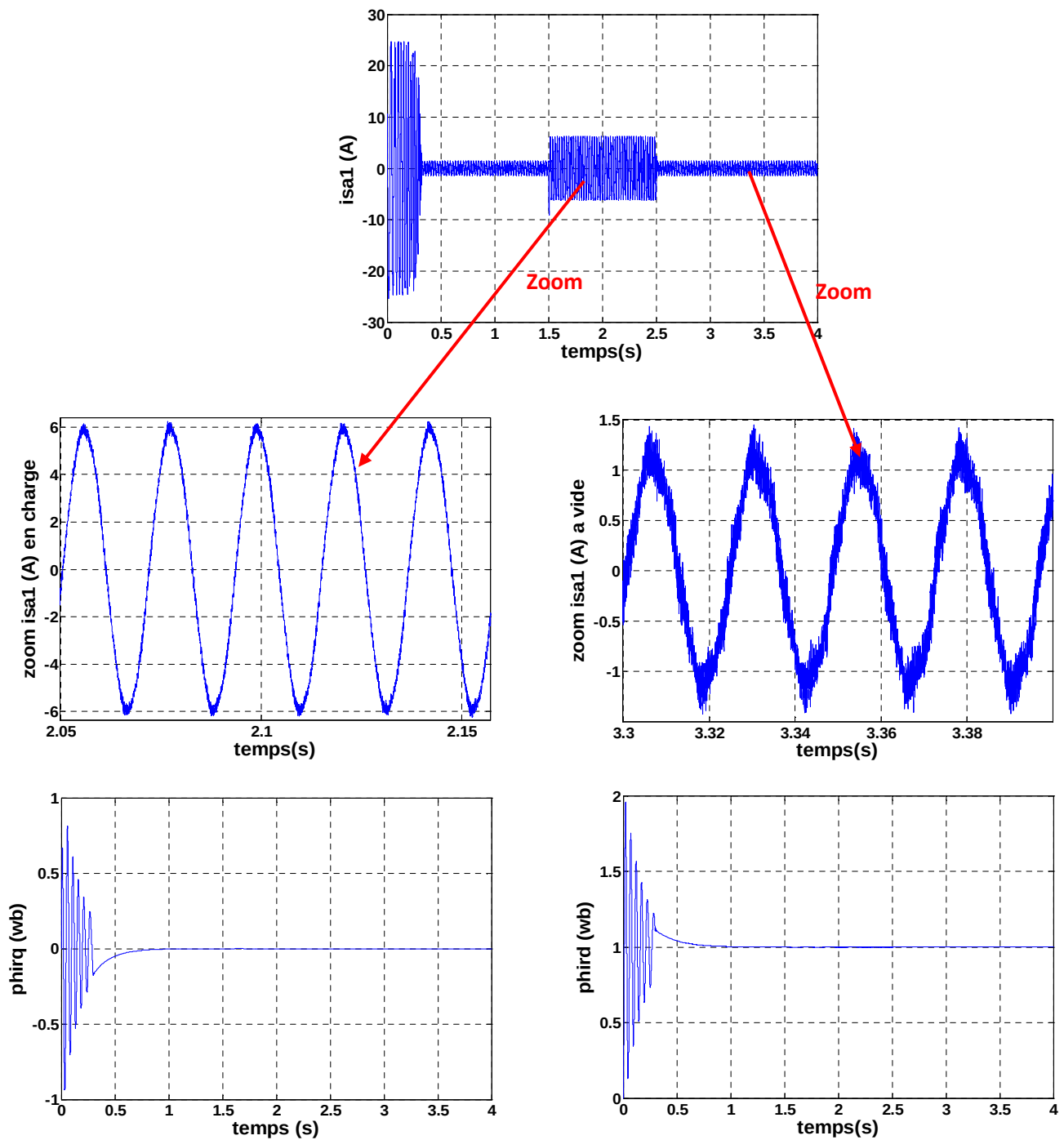


Figure (4.6) : Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'application d'une charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ entre $[1.5, 2.5]$ s.

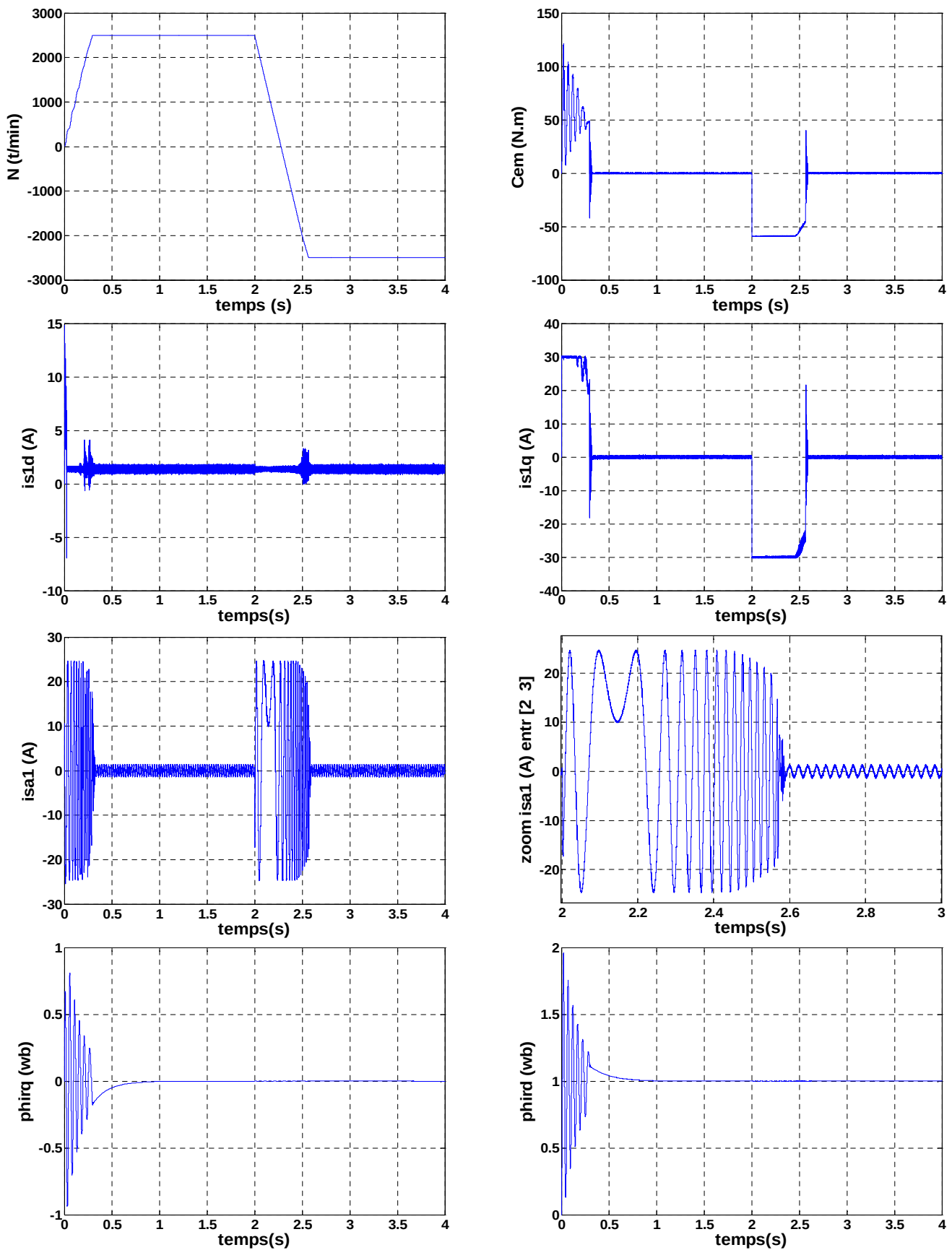
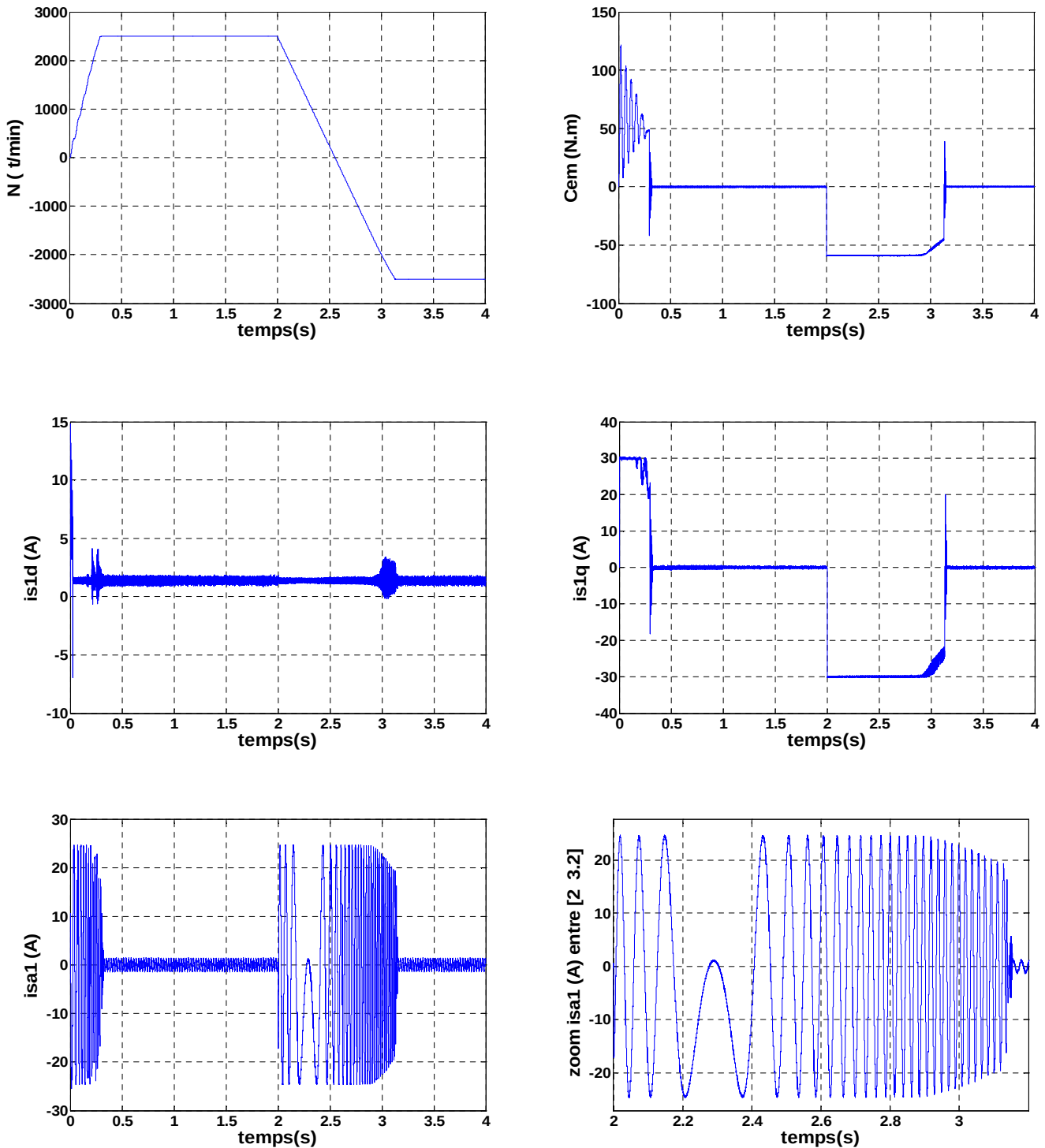


Figure (4.7) : Régulation en cascade de la vitesse et du flux rotorique par mode de glissement, suivi de l'inversion du sens de rotation de 2500 à -2500 t/min à l'instant $t = 2$ s.

4.9. Teste des robustesses :

Afin de tester la robustesse de la commande par mode de glissement de la MASDE, les mêmes tests que pour la commande vectorielle sont effectués (l'augmentation de la résistance rotorique R_r ainsi que le moment d'inertie J de 100 % par rapport à leurs valeurs nominales).

4.9.1. Résultats de simulation :



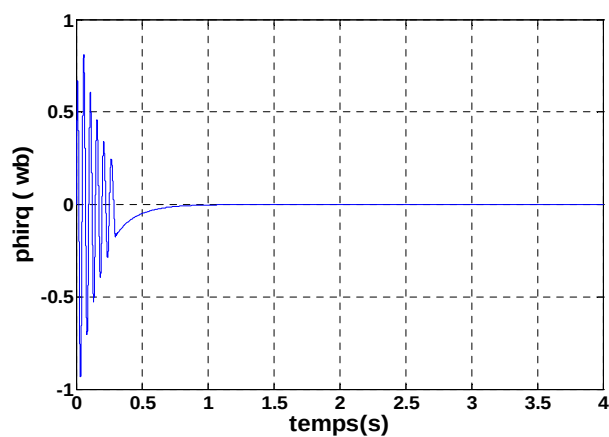
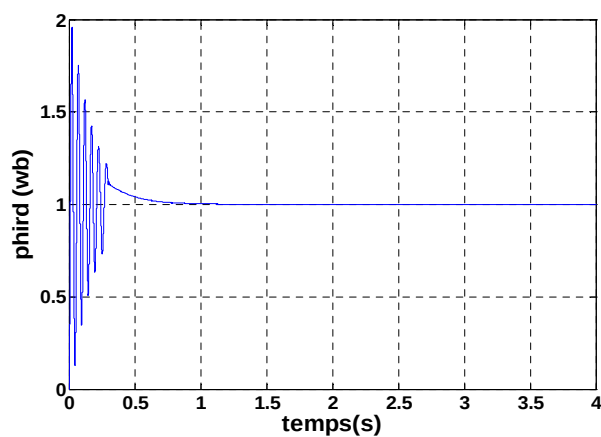
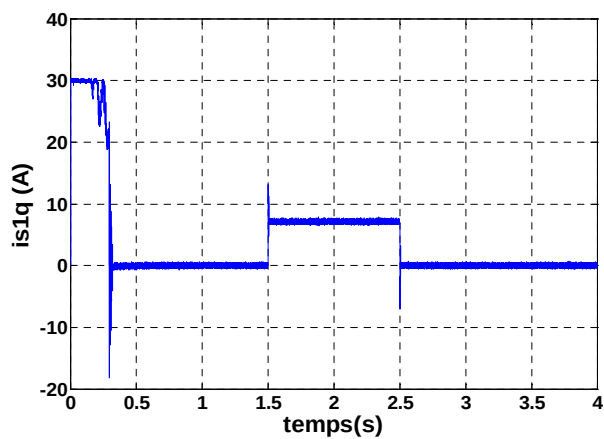
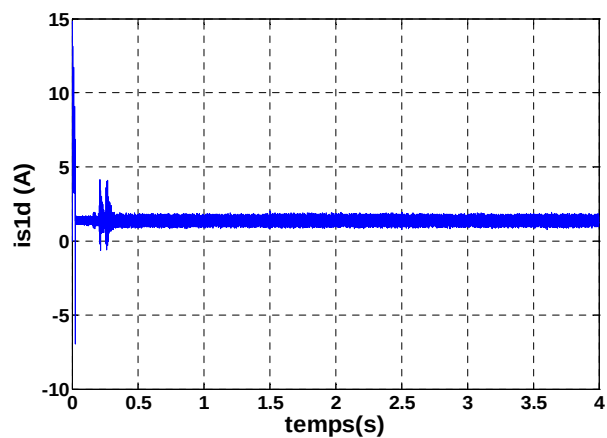
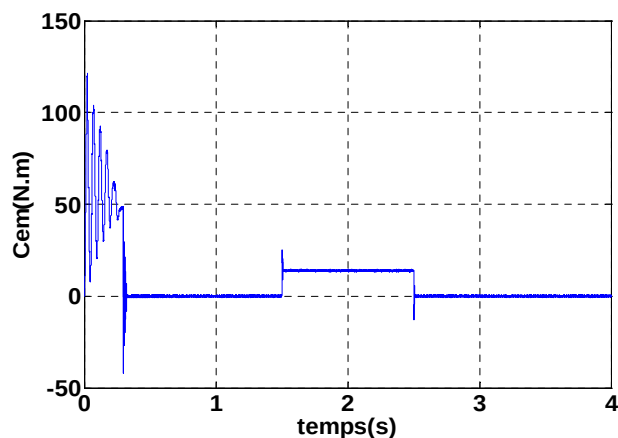
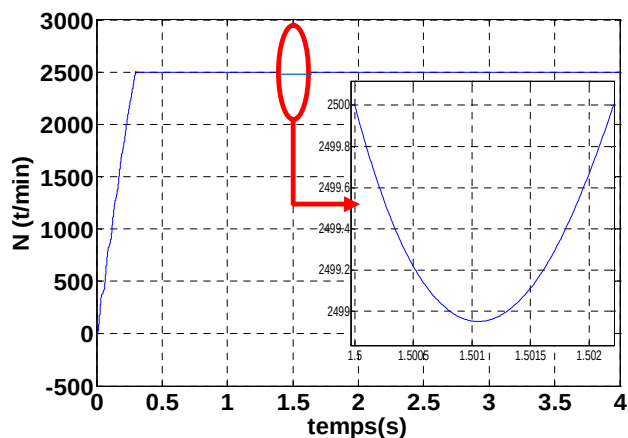


Figure (4.8) : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation du moment d'inertie ($J=2J_n$ à partir $t=1s$).



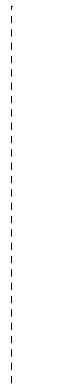


Figure (4.9) : Comportement de la MASDE vis-à-vis la variation de la résistance rotorique ($R=2R_n$ à partir de $t=1s$).

4.9.2 Interprétation des résultats :

D'après les résultats de simulation, on remarque que l'augmentation du moment d'inertie et de résistance rotorique n'influe pas sur le comportement de la MASDE, sauf l'augmentation du temps d'inversion de la vitesse pour augmentation le moment d'inertie dans la figure (4,7) le temps d'inversion de la vitesse est égale '0.6 s' mais dans la figure (4.8) le temps d'inversion est égale '1.12 s' , ce qui confirme la robustesse de la commande par mode glissant en présence des variations paramétriques.

4.10. Conclusion :

Le réglage de la vitesse par mode glissant, apporte des améliorations remarquables par rapport aux régulateurs PI classiques. Car, les régulateurs par mode de glissement offrent de bonnes performances statiques et dynamiques (stabilité, rapidité et précision), c'est-à- dire un temps de réponse plus court et sans dépassement, et ils accordent aussi une meilleure poursuite ainsi qu'un rejet quasi-total de la perturbation, et un temps d'inversion de la vitesse réduit.

Les avantages de la commande par mode glissant sont importants et multiples : la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, la robustesse...etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté, pour les systèmes ayant un modèle imprécis. L'inconvénient majeur de la commande par mode glissant étant le phénomène de réticence (effet Chattering en anglais) qui est caractérisé par des fluctuations du couple, ce phénomène est indésirable et nuisible pour les actionneurs, il engendre des bruits et des forces additionnelles de torsion sur l'arbre de la machine.

Conclusion Générale

Conclusion générale :

Le travail présenté dans ce mémoire expose une étude générale, la modélisation et la commande de la MASDE en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux rotorique et le couple électromagnétique.

Pour réaliser une commande performante de l'ensemble onduleur MASDE, un découplage entre la partie électrique (le flux) et la partie mécanique (le couple) est indispensable. Pour cela, on a introduit une technique de commande par orientation de flux rotorique qui permet de commander la machine asynchrone d'une façon semblable à une machine à courant continu à excitation séparée où le découplage entre le flux et le couple est naturel.

La commande vectorielle de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension, utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations.

- la synthèse d'une technique de réglage robuste basée sur le mode glissant, pour la régulation de la vitesse d'une machine asynchrone à double étoile (MASDE) découplée une fois par orientation du flux rotorique et une autre fois par un choix optimal d'un vecteur de tension (commutation).

Cette nouvelle technique de commande à structure variable dite commande par mode glissant donne des bons résultats en termes du temps de réponse, du rejet de perturbation, du temps d'inversion de la vitesse et de la sensibilité aux variations paramétriques. L'inconvénient majeur de cette technique c'est le phénomène de réticence (effet Chattering en anglais) qui se traduit par des fluctuations du couple de haute fréquence qui vont endommager la machine.

Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous proposons comme perspectives :

- L'implémentation des commandes présentées dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats trouvés.
- Reprendre l'étude présentée en remplaçant les onduleurs à deux niveaux par d'autres convertisseurs de puissance tels que, les onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utilisés, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.
- Substituer la commande rapprochée (MLI Sinus-triangle), de l'onduleur par les outils de l'intelligence artificielle (MLI calculée, MLI vectorielle, Algorithme génétique, Essaim de particules, Réseaux de neurones).

Conclusion générale

- La combinaison entre les différentes techniques associées à la commande par mode de glissement (le mode de glissement adaptatif et le flou adaptatif glissant).
- L'application d'autres techniques de commande telles que : la commande basée sur la passivité (PBC), la commande basée sur les perturbations singulières, ...etc.
- Étudier la machine en régime dégradé.

Bibliographie

Bibliographie

- [ABD 09] : D.ABDESSEMED, Etude Expérimentale de l'influence des Stratégies MLI sur la Commande de la Machine à Induction, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, Juillet 2009.
- [AEH 08] : A.E. HATTAB, Modélisation et commande d'un robot sous-marin autonome de type torpille AUV, mémoire de magister de l'école normale supérieure de l'enseignement technique (ENSET) d'Oran, Algérie, 2008.
- [AHU 09] : A.HUSSAIN, Contribution a la commande adaptative robuste par modes glissants, Thèse de Doctorat de l'Université Reims Champagne Ardenne, France, Décembre 2009.
- [AMI 08] : H.AMIMEUR, Contribution à la commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, mai 2008.
- [BAZ 09] : S.BAZI, Contribution à la Commande Robuste d'une Machine Asynchrone par la Technique PSO « Particle Swarm Optimization », Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, mai 2009.
- [HAD 01] : 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- I , France, December 2001.
- [HAD 06] : 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.
- [HAM 07] : H.HAMMACHE, Etude et réalisation d'une machine asynchrone double étoile : conception, alimentation et commande, Mémoire de Magister de l'Ecole Militaire Polytechnique, Alger, Algérie, Janvier 2007.
- [KDA 04] : K. DAHMANE, Contribution à la Modélisation et à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile Alimentée par Convertisseurs Matriciels, mémoire de magister de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, novembre 2004.
- [KLI 83]: 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.

- [LAP 76] 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.
- [LBE 10] : L.BENALIA, Commande en tension des moteurs à induction double alimentes, Thèse de Doctorat de l'Université de Batna, Algérie, juin 2010.
- [LNE 99] : L. NEZLI ; D. BOUDANA ; M.S.BOUCHERIT, " Réglage par Mode de Glissement en Cascade d'une Machine Synchrone Auto-pilotée Alimentée en Courant ", Conférence nationale SMAPDIMA'99 Annaba, Algérie.
- [MER 08] : E.MERABET, Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile, Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, Juin 2008.
- [MER 12] : E.MERABET, Amélioration des performances de régulation d'une Machine Asynchrone Double Etoile par les techniques de l'intelligence artificielle, Mémoire de doctorat de l'Université de Batna, Algérie, Juin 2012.
- [MKE 99] : M.KEITA, Techniques de commande des convertisseurs, maitrise en technologie des systèmes, école de technologie supérieure, Montréal, Canada, Aout 1999.
- [MSM 09] : M.S.MERZOUG, Etude comparative des performances d'une DTC et d'une FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP), Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, mai 2009.
- [OUK 10] : Assia OUKACI, Commande par mode glissant des paramètres électriques de la machine asynchrone de l'Université farhate abbas de stif , Algérie, 2010.
- [RAB 97] : R.ABDESSEMED, M.KADJOU DJ, Modélisation des machines électriques, Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [SAD 10] : R.SADOUNI, Commande par Mode Glissant Flou d'une Machine Asynchrone Double étoile, Mémoire de Magister de l'Université de sidi bel abbes, Algérie, Juillet 2010.
- [SEG 84] : G.SEGUIER, « Convertisseurs de l'Electronique de Puissance, V1 : la Conversion Alternative-Continue. » Technique et Documentation Lavoisier (Paris), 1984.
- [SIN 02] : G. K. Singh, "Multi-phase induction machine drive research—a survey," Electric Power System Research., pp. 139—47, vol. 61, 2002.
- [THA 09] : T.HAMADOUCHE, Evaluation des pertes magnétiques dans une machine asynchrone double étoile alimentée par un onduleur de tension, mémoire de magister de l'école militaire polytechnique d'Alger, Algérie, mars 2009.

[TMO 06] : T.M.OULD ABDOU, Commande par Mode de Glissement Floue avec Observateur :Application à Différents Pendules Inversés, mémoire de magister de l'école nationale polytechnique d'Alger, Algérie, juin 2006.

[TOL 91]: TOLİYAT, H. A; LIPO, T. A; COLEMAN W, "Analysis of a Concentrated Winding Induction Machine for Adjustable Speed Drive Applications. Part 2 (Motor Design an Performance)", IEEE Trans. Energy. Conv., Vol. 6, No. 4, pp. 684-692, Dec. 1991.

[TUO 07] : A.TOUIL, Commande Vectorielle de la machine asynchrone Double Etoile en Mode normal et Dégradé, Mémoire de Magister de l'Ecole Militaire Polytechnique, Alger, Algérie, 2009.

[VID 04] : P. VIDAL, Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2004.

[YEL 09] : Y.ELBIA, Commande Floue Optimisée d'une Machine Asynchrone Double Alimentation et à Flux Orienté, mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, juin 2009.

Annexes

Paramètres de la machine asynchrone double étoile

Puissance nominale	$P_n=4,5\text{kW}$
Tension nominale	$V_n=220\text{V}$
Courant nominale	$I_n=6,5\text{A}$
Nombre de paires de pôles	$p=1$
Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1}=3,72\Omega$
Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2}=3,72\Omega$
Résistance rotorique	$R_r=2,12\Omega$
Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1}=0,022\text{H}$
Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2}=0,022\text{H}$
Inductance rotorique	$L_r=0,006\text{H}$
Inductance mutuelle	$L_m=0,3672\text{H}$
Moment d'inertie	$J=0,0625\text{ kg.M}^2$
Coefficient de frottement	$K_f=0,001\text{Nms/rd}$
Fréquence nominale	$f=50\text{Hz}$

Paramètres du filtre :

$$L_f = 0.08\text{ H}$$

$$R_f = 17\ \Omega$$

$$C_f = 50\ \mu\text{ F}$$

Annexe2

Photos du prototype de la machine asynchrone double étoile



ملخص: تستعمل الآلات متعددة الأطوار في التطبيقات ذات الاستطاعة العالية لكونها تمتاز بالنجاعة وبقدرتها على تجزئة الاستطاعة, نقترح في هذه المذكرة المثال الأكثر شيوعا للآلات متعددة الأطوار إنها الآلة الغير متزامنة ثنائية النجمة (أ, غ, م, ث, ن)

في هذه المذكرة نقوم أولا بدراسة نمذجة و تغذية (أ, غ, م, ث, ن) باستعمال التحكم في المموج بإستراتيجية تعديل عرض الذبذبات جيب مثلث , إن طريقة التحكم بتوجيهه التدفق ل (أ, غ, م, ث, ن) المغذاة بواسطة مموجين كهربائيين و باستعمال الضابط التقليدي تتميز بعدة سلبيات مثل الحساسية لترددات و تغير المتغيرات الآلة لهذا السبب قمنا بتطبيق تقنية ضبط قوية وجيدة ألا وهي النمط الأنزلاقي.

كلمات مفتاحية: الآلات المتزامنة ثنائية النجمة , تعديل عرض الذبذبات , التحكم جيب المثلث , التحكم بتوجيه التدفق , النمط الأنزلاقي.

Résumé : Pour des applications de forte puissance, les machines multi-phasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Nous a vous étudié l'exemple le plus courant des machines multi-phasées, la machine asynchrone double étoile.

Ce mémoire, présente en premier lieu une étude de modélisation et d'alimentation de la MASDE, avec application de la stratégie de commande de l'onduleur MLI sinus-triangle. La commande vectorielle de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension, utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. Pour améliorer les performances du système à commander, on a appliqué des techniques de réglage robustes à savoir : le mode glissant

Mots clés : Machine asynchrone à double étoile (MASDE), modulation de largeur d'impulsion (MLI), modulation MLI sinus-triangle, Commande par orientation de flux, mode glissant.

Abstract: For applications of strong power, the multiphase machines are increasingly used for reasons of reliability and segmentation of power. We propose here to study the more running example of the multiphase machines, the dual star asynchronous machine. This memory, initially presents a study of modeling and supply of the DSIM, applying three strategies of voltage source inverter control sine triangle PWM. Field oriented control of the DSIM supplied with two voltage source inverters, using PI regulators presents some disadvantages such as the sensitivity to parametric uncertainties of the machine and their variations. Against of this disadvantage, and to improve the system performances, we applied robust techniques of control: sliding mode.

Key words: dual star asynchronous machine (DSIM), Pulse Width Modulation (PWM), sine triangle PWM, field oriented control (FOC), sliding mode.