



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Faculté des Sciences et Technologies
Département des Sciences et Technologie

N° d'ordre :
N° de série :

Mémoire présenté en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Domaine: *Sciences et Technologies*

Filière: **Automatique**

Spécialité: **Automatique**

Par: ELOUNEG Yacine

HADJ AISSA FEKHAR Ahmed

Thème

Amélioration de la Commande Directe du Couple (DTC) d'une
Machine Asynchrone Double Etoile

Soutenu publiquement le: 21/06/2018

Devant le jury:

Mr. DJLOULI Tahar	MAA	Univ. Ghardaïa	Président
Mr. KHELIFI Reski	MRB	URAER. Ghardaïa	Examineur
Mr. MOSBAH Charaf Abdelkarim	Docteur	ENP. Alger	Examineur
Mr. SADOUNI Radhwane	MCB	Univ. Ghardaïa	Encadreur

Année universitaire 2017/2018

Remerciements

Nous remercions, en premier lieu, notre Dieu le plus Puissant
qui a bien voulu nous donner la force et le courage Pour
effectuer Le présent travail.

Nous exprimons nos profondes gratitudees à nos parents pour
leurs encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils
ont enduré.

En second lieu, nous tenons à remercier notre encadreur "Mr.
SADOUNI Radhwane " pour son sérieux, sa compétence et
ses orientations.

Aussi nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous
nos amis et qui par leur amitié et leur bonne humeur, ont
créé une ambiance de travail parfaite.

Dédicaces

Nous dédions ce mémoire :

A Nos chers parents, nos frères et sœurs, et nos familles

A Notre cher encadreur SADOUNI Redouane

A Tous nos amis et collègues

Sommaire

Sommaire	i
Table des figures	I
Liste des tableaux	III
Symboles et abréviations	IV
Introduction générale	1

Chapitre I : Modélisation de la Machine Asynchrone Double Etoile

I.1 Introduction :	4
I.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile.....	4
I.3 Applications de la Machine asynchrone double étoile	5
I.4 Avantages de la MASDE.....	5
I.5 Inconvénients de la MASDE :	5
I.6 modélisation de la machine asynchrone double étoile.....	6
I.6.1 Hypothèses simplificatrices.....	6
I.6.2 Equations électrique de la machine.....	6
I.6.3 Equations magnétiques	9
I.6.4 Energie magnétique.....	11
I.6.5 Couple électromagnétique.....	11
I.6.6 Equations mécaniques.....	11
I.7 Transformation de Park.....	12
I.7.1 Choix du référentiel.....	13
I.7.2 Référentiel lié au stator.....	13
I.7.3 Référentiel lié au rotor.....	13
I.7.4 Référentiel lié au champ tournant.....	13
I.7.5 Application de la transformation de Park.....	14
I.7.6 Equations des tensions.....	14
I.7.7 Les équations finales des tensions de la MASDE.....	15
I.7.8 Equations des flux.....	15
I.7.9 Equation mécanique.....	16
I.7.9.1 Puissance instantanée.....	16
I.7.9.2 Couple électromagnétique.....	17
I.7.10 Mise sous forme d'équation d'état.....	18
I.8 Simulation de la MASDE alimentée par le réseau électrique.....	21

I.8.1 Résultats de simulation.....	21
I.8.2 Interprétation des Résultats de simulation	26
I.9 Conclusion	26

Chapitre II : Alimentation de la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE)

II.1 introduction :	28
II.2 Modélisation de l'alimentation de la machine :	28
II.2.1 Modélisation du redresseur :	29
II.2.2 Modélisation du filtre :.....	30
II.2.3 Modélisation de l'onduleur de tension :.....	31
II.3 Commande par modulation sinus-triangle :	34
II.3.1 Association MASDE-onduleur de tension à commande M.L.I ST :.....	37
II.4 Résultats de simulation :	37
II.4.1 Interprétations des résultats :.....	39
II.5 Structure générale de l'onduleur à trois niveaux.....	39
II.5.1 Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC.....	41
II.5.2 Fonctions de connexion.....	42
II.5.3 Relation entre les fonctions de connexion.....	42
II.5.4 Relation entre les fonctions des demi-bras.....	42
II.6 Stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux.....	44
II.6.1 Résultats de simulation.....	44
II.6 Conclusion.....	46

CHAPITRE III :

Commande Directe du Couple de la MASDE

III.1 Introduction.....	48
III.2 Le principe de la commande DTC.....	49
III.3 Les avantages et les inconvénients de la commande (DTC).....	49
III.3.1 Les avantages.....	49
III.3.2 Les inconvénients.....	50
III.4 Structure de réglage en DTC.....	50
III.4.1 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé.....	50
III.4.2 Contrôle du flux statorique.....	51

III.4.3 Contrôle du couple.....	53
III.4.4 Choix du vecteur tension.....	54
III.4.5 Estimation du flux statorique.....	55
III.4.6 Estimation du couple électromagnétique.....	56
III.5 Elaboration du contrôleur de flux et du couple.....	56
III.5.1 Correcteur de flux.....	56
III.5.2 Correcteur de couple	57
III.5.3 Elaboration de la table de commutation.....	59
III.6 Structure générale du contrôle direct de couple.....	60
III.7 Commande directe du couple sans réglage de la vitesse.....	61
III.8 Commande directe du couple avec réglage de la vitesse.....	63
III.8.1 Calcul du régulateur de vitesse PI	63
III.8.2 Résultats de simulation.....	65
III.8.3 Interprétation des résultats.....	66
III.9 Conclusion.....	67

Chapitre IV : Amélioration de la DTC

IV.1 Introduction.....	69
IV.2 Amélioration classique.....	69
IV.2.1 Principe de la DTC de la MSDE alimentée par deux onduleurs a trois niveaux.....	69
IV.2.2 Choix du vecteur tension.....	69
IV.2.3 Construction de la table de commutation.....	70
IV.2.4 Interprétations des résultats.....	72
IV.3 Amélioration ‘DTC-SVM’ basée sur les régulateurs PI.....	73
IV.3.1 Introduction.....	73
IV.3.2 Technique de commande par MLI vectorielle (SVM).....	73
IV.3.3 Résultats de simulation.....	78
IV.3.4 Interprétation de résultat.....	79
IV.4 Conclusion.....	81
Conclusion générale.....	82
Annexe.....	a
Bibliographie.....	b

Table des figures

Fig.I.1	Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double stator	5
Fig.I.2	Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q)	12
Fig.I.3	Représentation de schématique du modèle de Park de la MASDE	14
Fig.I.4	Représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE lors d'un fonctionnement à vide ($C_r=0$)	23
Fig.I.5	Représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE lors d'un fonctionnement en charge, lorsqu'on applique un couple résistant ($C_r = 10 \text{ N.m}$) à l'instant $t=2\text{s}$	25
Fig.II.1	Schéma synoptique de la MSDE avec son alimentation	28
Fig.II.2	Redresseur triphasé à diodes	29
Fig.II.3	Représentation de la tension redressée	30
Fig.II.4	Filtre RLC passe-bas	30
Fig.II.5	Structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux	32
Fig.II.6	Représentation d'un IGBT	32
Fig.II.7	Modèle Simulink de la commande MLI Sinus Triangle	35
Fig.II.8	Principe de la commande par M.L.I Sinus Triangle	36
Fig.II.9	Schéma synoptique d'une MASDE et de son alimentation	37
Fig.II.10	Réponses à un échelon de vitesse avec application d'une charge $C_r = 10\text{N.m}$ entre [2, 3] s .d'une MASDE alimentée par un onduleur de tension à MLI_ST	39
Fig.II.11	Structure Générale de l'onduleur à trois niveaux	40
Fig.II.12	Vecteurs tension que peut fournir l'onduleur à 3-niveaux de tension	40
Fig.II.13	Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode	41
Fig.II.14	Un bras de l'onduleur à trois niveaux de tension	41
Fig.II.15	Les trois tensions de référence avec les deux porteuses unipolaires	44
Fig.II.16	Réponses à un échelon de vitesse avec application d'une charge $C_r = 10\text{N.m}$ entre [2, 3] s .d'une MASDE alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux à MLI_ST [$m=21$, $r=0.8$]	45

Fig.III.1	Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension à deux niveaux	50
Fig.III.2	Schéma de l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) .	52
Fig.III.3	Trajectoire du flux statorique.	52
Fig.III.4	Choix du vecteur tension.	54
Fig.III.5	Contrôle à hystérésis à deux niveaux.	57
Fig.III.6	Contrôle à hystérésis à trois niveaux.	58
Fig.III.7	Structure générale de la commande directe du couple 'DTC' d'une MASDE.	61
Fig.III.8	DTC de la MASDE sans réglage de la vitesse.	63
Fig.III.9	Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.	63
Fig.III.10	Schéma de régulation des courants.	64
Fig.III.11	Réglage de la vitesse par PI classique avec application d'une charge $C_r = 15 \text{ N.m}$ à $t = 2 \text{ s}$.	66
Fig.IV.1	Limitation du vecteur optimal et sélection de l'hexagone élémentaire.	70
Fig.IV.2	Performances de la DTC classique à trois niveaux de la MASDE avec application d'un couple résistant $C_r = 15 \text{ N.m}$ entre 2s et 3 s.	72
Fig.IV.3	Vecteur d'espace \vec{v}_s de l'onduleur de tension.	75
Fig.IV.4	Projection du vecteur de tension de référence.	76
Fig.IV.5	Etats des interrupteurs S_a , S_b et S_c dans le premier secteur de l'hexagone.	77
Fig.IV.6	Schéma bloc de la DTC-SVM appliquée à la MASDE.	77
Fig.IV.7	Performances de la DTC_SVM à deux niveaux de la MASDE avec application d'un couple résistant $C_r = 15 \text{ N.m}$ entre 2s et 3s	79
Fig.IV.8	La comparaison entre les différents signaux de commandes et de tensions pour chaque type de commande DTC.	80

Liste des tableaux

Tab.III.1	Table de commutation généralisée	59
Tab.III.2	Table de commutation du flux.	59
Tab.III.3	Table de commutation du couple	59
Tab.III.4	Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tensions nuls)	60
Tab.III.5	Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tensions non nuls)	60
Tab.IV.1	Table de commutation de la DTC à trois niveaux avec 12 secteurs.	70
Tab.IV.2	Les différentes combinaisons des transistors	74
Tab.IV.3	La comparaison entre les différents types de commandes.	80

Symboles et abréviations

MASDE	Machine Asynchrone à Double Etoile
isb2,isc1,isc2 isa1,isa2,isb1,	Les courant statorique de la machine Asynchrone à Double étoile
r ,S1, S2	Les indices correspondants le rotor et l'étoile 1, l'étoile 2
As1, Bs1, Cs1	Les indices correspondants aux trois phases du stator 1
E	La tension continue
As2, Bs2, Cs2	Les indices correspondants aux trois phases du stator 2
Cem	Le couple électromagnétique
P	Nombre de paires de pôle
Ar, Br, Cr	Les indices correspondants aux trois phases du rotor
ω_s	La pulsation électrique statorique
ω_m	La pulsation mécanique
Cr	Le couple résistant
Φ_s	Le flux statorique
d, q	Les axes directs et quadratiques du repère de Park
Φ_r	Le flux rotorique
I	Le courant
J	Le moment d'inerti
Kp , ki	Paramètres du régulateur PI
Ls1, Ls2, Lr	Les inductances propres des stators et du rotor
Rs1, Rs2, Rr	Les résistances statoriques et rotoriques
Pem	La puissance électromagnétique
MLI	La Modulation de la Largeur d'Impulsion
PI	Le régulateur Proportionnel-Intégral
DTC	La commande directe de couple
CDC	Le contrôle direct de couple
DSC	direct self control
SVM	Space Vector Modulation

Introduction générale

Dans les domaines industriels en forte puissance, les machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'applications. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation et donc les performances. Pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, et d'assurer une motorisation électrique pour des applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale par exemple, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phases ou des machines multi-étoile. Un exemple de ce type de structure est la machine asynchrone double étoile.

Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines multiphasées ont par la suite fait un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE), les deux étoiles, se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° . Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée. Cette machine présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines multiphasées. En effet, les variateurs multiphasés présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées, tels que : segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, réduction des courants harmoniques, grande fiabilité et forte puissance, ... etc.

Malgré tous ces avantages, sa commande reste assez compliquée comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé [25].

L'utilisation d'un onduleur classique à deux niveaux dans le domaine des applications de forte puissance ne convient pas, car elle exige des composants électroniques capables de supporter de forte tension inverse et de fort courant. Un autre inconvénient lié à cet onduleur est le problème des interférences magnétiques engendrées par le passage brusque de la tension de sortie de l'onduleur d'une valeur nulle à une forte valeur [12]. On va améliorer la qualité de la tension de sortie, ainsi que résoudre les problèmes liés aux onduleurs à deux niveaux avec l'apparition des structures des onduleurs à trois niveaux.

Les travaux de recherche qui concerne la commande des machines électriques appliquent des techniques de la commande modernes, parmi ces techniques, le contrôle direct du couple qui trouve ses racines dans le contrôle par flux orienté et dans la technique de

(direct torque control " DTC "). Son principe est de commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur par le choix direct des vecteurs de tension statorique selon les différences entre les références du couple et du flux statorique et leurs valeurs réelles.

La commande DTC apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique. Cependant cette commande a quelques inconvénients tel que : le non maitrise de la fréquence de commutation, les forts, ondulations du couple.

Dans le but d'améliorer cette technique, la plupart des études ont été orientées vers la modification dans la méthode DTC classique par l'augmentation de niveaux d'onduleur ou l'introduction d'un modulateur vectoriel (DTC-SVM).

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres comme suit :

Dans le premier chapitre, nous développons en premier lieu un modèle triphasé de la MASDE, et en second lieu le modèle biphasé basé sur la transformation de Park. Une simulation de la MASDE alimentée directement par le réseau électrique sera faite à la fin de ce chapitre, pour vérifier la conduite de la machine et valider son modèle mathématique.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons en premier lieu l'alimentation de la machine par deux onduleurs de tension à deux niveaux commandés par la stratégie de commande à MLI sinus triangle. Et en second lieu nous présentons l'alimentation de la machine par deux onduleurs de tension à trois niveaux commandé toujours par la même stratégie de commande .Nous commentons enfin les résultats de simulation après illustration et visualisation de ces derniers.

Dans le troisième chapitre, on va entamer la commande directe du couple (DTC) de la MASDE.

Premièrement nous présentons les théories de bases, et le principe de fonctionnement de la DTC. Ensuite, nous étudions l'application de cette technique de commande sur la MASDE et on utilise un régulateur PI de la vitesse. Nous montrons les avantages apportés par ce type de réglage, tout en exposant les résultats de simulation.

Dans le but d'améliorer la commande de l'alimentation de la machine MASDE, nous allons présenter dans le dernier chapitre l'application de la commande directe du couple DTC sur la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux, ensuite on va procéder à l'amélioration de la DTC classique par l'application de la DTC-SVM.

Finalement une conclusion générale qui clôturera ce mémoire, et récapitulera ainsi en gros le travail abordé.

Chapitre I :

MODELISATION
DE LA MACHINE
ASYNCHRONE
DOUBLE ETOILE

Chapitre I : Modélisation de la Machine Asynchrone Double Etoile

I.1 Introduction:

Dans ce chapitre, on va présenter en premier lieu le principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile (MASDE), son domaine d'application et ses avantages par rapport à la machine asynchrone conventionnelle, ainsi que ses inconvénients. En suite, on va opter à la modélisation de cette machine, en prenant en considération quelques hypothèses simplificatrices. Pour simplifier la modélisation en réduisant le nombre d'équations, on a utilisé la transformation de Park pour aller d'un système triphasé à un système biphasé.

Pour tester la validité du modèle obtenu, on a alimenté la machine directement par le réseau, les résultats obtenus prouvent la validité du modèle réalisé.

I.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile:

La machine asynchrone double étoile se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques décalés d'un angle électrique $\alpha = 30^0$, chacun est composé de trois enroulements identiques. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal $\frac{2\pi}{3}$, et un rotor soit bobiné soit à cage d'écureuil.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé de courant équilibré, d'où la création d'un champ tournant glissent dans l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques tel que:

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (I.1)$$

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de paires de pôles identique à celui du stator. La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage d'écureuil constituée des barres conductrices court-circuitées par un anneau conducteur à chaque extrémité (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques). Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuses, robustes, faciles d'emploi et nécessitent un entretien limité. Le rotor tourne à une vitesse différente, pour cette raison, la cage rotorique devient le siège d'un système des forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques. Ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. Le rapport:

$$g = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad (I.2)$$

Est appelé glissement du rotor par rapport aux champs tournant du stator [1].

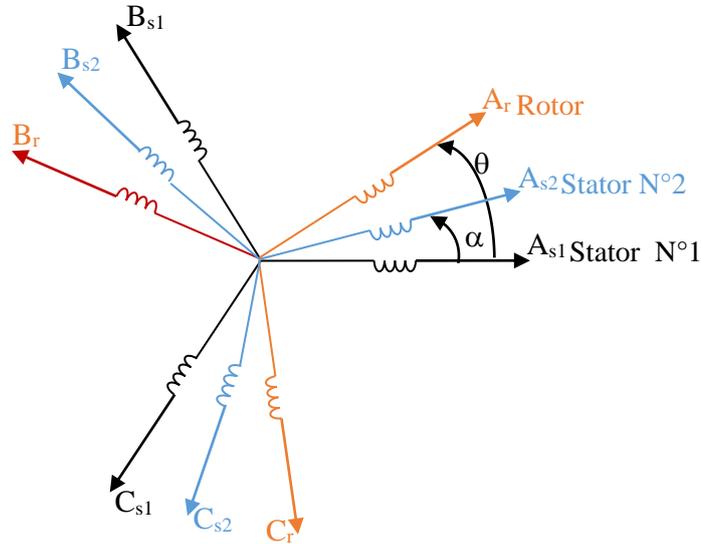


Fig.I.1: Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double stator.

I.3 Applications de la machine asynchrone double étoile:

La machines asynchrone double étoile (MASDE) est utilisée beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, par exemple les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc. Une autre application concerne l'utilisation de la MASDE dans les systèmes de production de l'énergie éolienne.

I.4 Avantages de la MASDE:

La MASDE présente plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées [25]:

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

I.5 Inconvénients de la MASDE:

Cependant, la MASDE présente des inconvénients tels que [25]:

- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine.
- La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique évidemment sa commande.
- L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.

I.6 Modélisation de la machine asynchrone double étoile:

I.6.1 Hypothèses simplificatrices:

Avant de commencer la modélisation de la machine, on considère quelques hypothèses simplificatrices pour faciliter quelques difficultés concernant le comportement de la machine à étudier. Le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses suivantes [4]:

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonction linéaire du courant.
- Les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées.
- Les forces magnétomotrices créés par chacune des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale d'où résulte du fait que l'entrefer est constant, que les inductances propres sont des constantes et que les inductances mutuelles entre deux enroulements sont fonction sinusoïdale de l'angle entre leurs axes magnétique.
- Les résistances ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- La machine est de constitution symétrique.

I.6.2 Equation électrique de la machine:

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, et la notation des Vecteurs des grandeurs tension, courant et flux, on peut écrire pour Les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont [5]:

Pour l'étoile 1:

$$\begin{aligned}
 V_{as1} &= R_{as1} I_{as1} + \frac{d\phi_{as1}}{dt} \\
 V_{bs1} &= R_{bs1} I_{bs1} + \frac{d\phi_{bs1}}{dt} \\
 V_{cs1} &= R_{cs1} I_{cs1} + \frac{d\phi_{cs1}}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{I.3}$$

Pour l'étoile 2:

$$\begin{aligned} V_{as2} &= R_{as2} I_{as2} + \frac{d\phi_{as2}}{dt} \\ V_{bs2} &= R_{bs2} I_{bs2} + \frac{d\phi_{bs2}}{dt} \\ V_{cs2} &= R_{cs2} I_{cs2} + \frac{d\phi_{cs2}}{dt} \end{aligned} \quad (I.4)$$

Pour le rotor:

$$\begin{aligned} 0 &= R_{ar} I_{ar} + \frac{d\phi_{ar}}{dt} \\ 0 &= R_{br} I_{br} + \frac{d\phi_{br}}{dt} \\ 0 &= R_{cr} I_{cr} + \frac{d\phi_{cr}}{dt} \end{aligned} \quad (I.5)$$

Sous forme matricielle on a:

Pour l'étoile 1:

$$[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s1}] \quad (I.6)$$

Pour l'étoile 2:

$$[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt}[\phi_{s2}] \quad (I.7)$$

Pour le rotor:

$$[V_{abc,r}] = [R_r][I_{abc,r}] = \frac{d}{dt}[\phi_{abc,r}] \quad (I.8)$$

On pose: $R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{as1}$, $R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}$

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

Avec:

$R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}$: Résistance d'une phase du 1 stator.

$R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}$: Résistance d'une phase du 2 stator.

$R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$: Résistance d'une phase du rotor.

$$\begin{bmatrix} I_{abc,s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} I_{abc,s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} I_{abc,r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

$\begin{bmatrix} I_{abc,s1} \end{bmatrix}$: Matrices de courants statoriques de l'étoile 1.

$\begin{bmatrix} I_{abc,s2} \end{bmatrix}$: Matrices de courants statoriques de l'étoile 2.

$\begin{bmatrix} I_{abc,r} \end{bmatrix}$: Matrices de courants de rotor.

$$\begin{bmatrix} V_{abc,s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} V_{abc,s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} V_{abc,r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}$$

$\begin{bmatrix} V_{abc,s1} \end{bmatrix}$: Matrices de tensions statoriques de l'étoile 1.

$\begin{bmatrix} V_{abc,s2} \end{bmatrix}$: Matrices de tensions statoriques de l'étoile 2.

$\begin{bmatrix} V_{abc,r} \end{bmatrix}$: Matrices de tensions de rotor.

$$\begin{bmatrix} \phi_{abc,s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{as1} \\ \phi_{bs1} \\ \phi_{cs1} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \phi_{abc,s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{as2} \\ \phi_{bs2} \\ \phi_{cs2} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} \phi_{abc,r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix}$$

$\begin{bmatrix} \phi_{abc,s1} \end{bmatrix}$: Matrices de flux statoriques de l'étoile 1.

$\begin{bmatrix} \phi_{abc,s2} \end{bmatrix}$: Matrices de flux statoriques de l'étoile 2.

$\begin{bmatrix} \phi_{abc,r} \end{bmatrix}$: Matrices de flux de rotor.

I.6.3 Equations magnétiques:

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

$$L(\theta) = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$\text{Et : } [\phi] = [L(\theta)] \cdot [I] \quad (\text{I.10})$$

$$\text{Où : } \quad [\phi] = \begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} ; \quad [I] = \begin{bmatrix} I_{s1} \\ I_{s2} \\ I_r \end{bmatrix}$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} [\Phi_{s1}] \\ [\Phi_{s2}] \\ [\Phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

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

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

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

$[L_{s2s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et étoile 1.

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

$[L_{s2r}]$: 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.

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

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire [6]:

$$[\mathbf{L}_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (\mathbf{L}_{as1} + \mathbf{L}_{ms}) & -\mathbf{L}_{ms}/2 & -\mathbf{L}_{ms}/2 \\ -\mathbf{L}_{ms}/2 & (\mathbf{L}_{bs1} + \mathbf{L}_{ms}) & -\mathbf{L}_{ms}/2 \\ -\mathbf{L}_{ms}/2 & -\mathbf{L}_{ms}/2 & (\mathbf{L}_{cs1} + \mathbf{L}_{ms}) \end{bmatrix}; \quad (\text{I.12})$$

$$[\mathbf{L}_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (\mathbf{L}_{as2} + \mathbf{L}_{ms}) & -\mathbf{L}_{ms}/2 & -\mathbf{L}_{ms}/2 \\ -\mathbf{L}_{ms}/2 & (\mathbf{L}_{bs2} + \mathbf{L}_{ms}) & -\mathbf{L}_{ms}/2 \\ -\mathbf{L}_{ms}/2 & -\mathbf{L}_{ms}/2 & (\mathbf{L}_{cs2} + \mathbf{L}_{ms}) \end{bmatrix}; \quad (\text{I.13})$$

$$[\mathbf{L}_{r,r}] = \begin{bmatrix} (\mathbf{L}_{ar} + \mathbf{L}_{mr}) & -\mathbf{L}_{mr}/2 & -\mathbf{L}_{mr}/2 \\ -\mathbf{L}_{mr}/2 & (\mathbf{L}_{br} + \mathbf{L}_{mr}) & -\mathbf{L}_{mr}/2 \\ -\mathbf{L}_{mr}/2 & -\mathbf{L}_{mr}/2 & (\mathbf{L}_{cr} + \mathbf{L}_{mr}) \end{bmatrix}; \quad (\text{I.14})$$

$$[\mathbf{L}_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}; \quad (\text{I.15})$$

$$[\mathbf{L}_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix}; \quad (\text{I.16})$$

$$[\mathbf{L}_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix}; \quad (\text{I.17})$$

$$[\mathbf{L}_{s2,s1}] = [\mathbf{L}_{s1,s2}]^t$$

$$[\mathbf{L}_{rs1}] = [\mathbf{L}_{s1r}]^t$$

$$[\mathbf{L}_{rs2}] = [\mathbf{L}_{s2r}]^t$$

$\mathbf{L}_{as1} = \mathbf{L}_{bs1} = \mathbf{L}_{cs1} = \mathbf{L}_{s1}$: Inductance propre du 1^{er} stator.

$\mathbf{L}_{as2} = \mathbf{L}_{bs2} = \mathbf{L}_{cs2} = \mathbf{L}_{s2}$: Inductance propre du 2^{eme} stator.

$\mathbf{L}_{ar} = \mathbf{L}_{br} = \mathbf{L}_{cr} = \mathbf{L}_r$: Inductance propre du rotor.

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

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

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

I.6.4 Energie magnétique:

Elle peut être calculée à partir de l'expression ci-dessous [7]:

$$W_{mag} = \frac{1}{2} \left([I_{s1}]^t [\phi_{s1}] + [I_{s2}]^t [\phi_{s2}] + [I_r]^t [\phi_r] \right) \quad (I.18)$$

I.6.5 Couple électromagnétique:

Il est donné par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique [7].

$$C_{em} = p \frac{d\omega_{mag}}{d\theta_e} \quad (I.19)$$

Avec:

p : nombre de pair de pole.

θ_m : Angle mécanique.

θ_e : Angle électriques.

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivant:

$$C_{em} = \frac{p}{2} \left[[i_{abc,s1}] \frac{d}{d\theta} [L_{s1,r}] [i_{abc,r}]^t + [i_{abc,s2}] \frac{d}{d\theta} [L_{s2,r}] [i_{abc,r}]^t \right] \quad (I.20)$$

I.6.6 Equations mécaniques:

L'équation mécanique de la machine s'écrit:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \quad (I.21)$$

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant (couple de charge).

K_f : Coefficient de frottement.

I.7 Transformation de Park:

La modélisation de la MASDE passe par la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) au système équivalent biphasé d'axes (d, q) et inversement, avec la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales.

Une seconde transformation de Park est appelée la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors de passage du système triphasé celui du biphasé ou inversement. La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homo polaire peut être choisi orthogonal au plan (od, oq) [7].

La (Fig.I.2) représente les enroulements de la machine dans le repère (d, q):

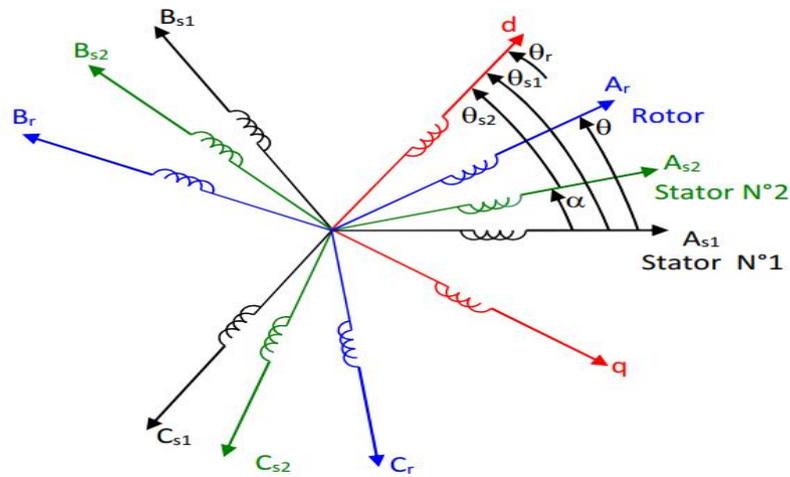


Fig.I.2: Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).

La matrice de Park pour l'étoile 1:

$$[A_{ps1}(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

Pour l'étoile 2, on remplace θ dans (I.22) θ par $(\theta - \alpha)$

La matrice de Park pour l'étoile 2:

$$[A_{ps2}(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - 2\pi/3) & -\sin(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

La matrice de Park pour le rotor:

$$[A_{pr}(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta_r + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

La transformation de Park:

$$[G_{dqo}] = [P(\theta)][G_{abc}] \quad (I.25)$$

Avec:

$[G_{abc}]$: Grandeurs triphasées équilibrées.

$[G_{dqo}]$: Grandeurs biphasées dans le repère (d, q).

La transformation de Park inverse:

$$[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [G_{dqo}] \quad (I.26)$$

Sachant que:

$$[P(\theta)]^T = [P(\theta)]^{-1}$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

I.7.1 Choix du référentiel:

Les équations de la machine asynchrone triphasée peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q) [8].

I.7.2 Référentiel lié au stator:

Pour ce type de choix $\theta_s = 0$ et $\omega_s = 0$. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Il est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation [8].

I.7.3 Référentiel lié au rotor:

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d,q) est égale à la pulsation électrique ω_r du rotor ($\omega_s = \omega_r$) [8].

I.7.4 Référentiel lié au champ tournant:

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d, q) est égale à la pulsation électrique ω_r du rotor ($\omega_s = \omega_r$). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes

transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor [7].

I.7.5 Application de la transformation de Park:

On choisit le référentiel lié au champ tournant et On applique la transformation de Park aux équations précédentes. Consiste à appliquer aux courants, aux tensions et au flux un changement de variable en faisant intervenir l'angle entre les axes des enroulements et les nouveaux axes d et q [9].

Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, (A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}) , (A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}) et (A_r, B_r, C_r) des enroulements fictifs (S_{d1}, S_{q1}) , (S_{d2}, S_{q2}) et (d_r, q_r) dont les axes magnétiques sont liés aux axes d et q (Fig.I.3).

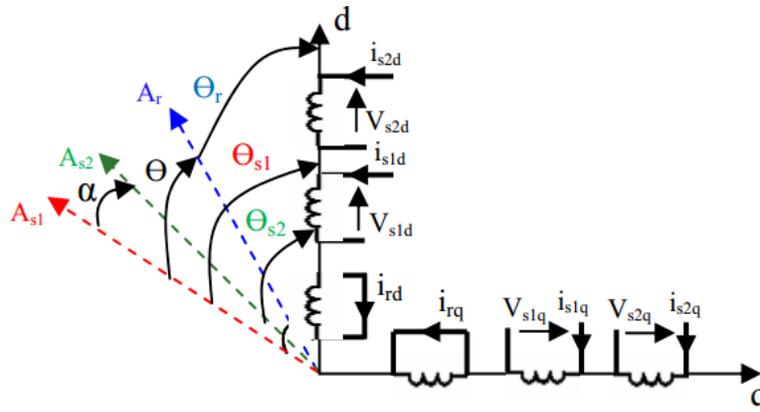


Fig.I.3: Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.

I.7.6 Equations des tensions:

On applique la transformation de Park sur le système d'équation (I.6) (I.7) (I.8) on obtient:

Pour le stator 1 [9]:

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

Pour le stator 2:

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Pour le rotor: Tell que Le rotor étant en court-circuit:

$$V_{ar} = V_{br} = V_{cr}$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{I.30})$$

Avec:

$$\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d(\theta_{s1} - \alpha)}{dt} = \omega_s, \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_{s1} - \theta)}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{g1}$$

I.7.7 Les équations finales des tensions de la MASDE:

Les équations finales des tensions de la MASDE sont [9]:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds2} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_{gl} \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_{gl} \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (\text{I.31})$$

I.7.8 Equations des flux:

A l'aide de l'applique la transformation de Park sur le système d'équations (I.11), on obtient:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds2} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{dr} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} I_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs2} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{qr} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} I_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{dr} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} I_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} I_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + \frac{3}{2} L_{mr} I_{dr} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{ds1} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{ds2} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + \frac{3}{2} L_{mr} I_{qr} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{qs1} + \frac{3}{2} L_{sr} I_{qs2} \end{array} \right. \quad (\text{I.32})$$

On a:

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

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, le stator 2 et le rotor.

Donc le système d'équations (I.32) est écrit comme suite:

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs1} = L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{ds2} = L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (I.33)$$

Avec:

$L_{s1} + L_m$: Inductance propre cyclique du stator 1

$L_{s2} + L_m$: Inductance propre cyclique du stator 2.

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

I.7.9 Equation mécanique:

I.7.9.1 Puissance instantanée:

Lors de changement du repère, il faut trouver l'expression du couple électromagnétique dans le nouveau repère. Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante [7]:

$$P_{abc} = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \quad (I.34)$$

Ce qui donne:

$$P_{abc} = v_{as1}i_{as1} + v_{bs1}i_{bs1} + v_{cs1}i_{cs1} + v_{as2}i_{as2} + v_{bs2}i_{bs2} + v_{cs2}i_{cs2}$$

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

$$P_{dq} = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} \quad (I.35)$$

En introduisant le système d'équation (I.31) dans l'expression de la puissance instantanée (I.35) on obtient:

$$P_{dq} = \left[\left(R_{s1} I_{s1d} + \frac{d}{dt} \phi_{s1d} - \omega_s \phi_{s1q} \right) I_{s1d} \right] + \left[\left(R_{s2} I_{s2d} + \frac{d}{dt} \phi_{s2d} - \omega_s \phi_{s2q} \right) I_{s2d} \right] + \left[\left(R_{s1} I_{s1q} + \frac{d}{dt} \phi_{s1q} - \omega_s \phi_{s1d} \right) I_{s1q} \right] + \left[\left(R_{s2} I_{s2q} + \frac{d}{dt} \phi_{s2q} - \omega_s \phi_{s2d} \right) I_{s2q} \right] \quad (I.36)$$

$$P_{dq} = [R_{s1} (I_{s1d})^2 + R_{s2} (I_{s2d})^2 + R_{s1} I_{(s1q)}^2 + R_{s2} I_{(s2q)}^2] + [\omega_s (\phi_{s1d} I_{s1q} + \phi_{s2d} I_{s2q} - \phi_{s1q} I_{s1d} - \phi_{s2q} I_{s2d})] + \left[\frac{d}{dt} \phi_{s1d} I_{s1d} + \frac{d}{dt} \phi_{s2d} I_{s2d} + \frac{d}{dt} \phi_{s1q} I_{s1q} + \frac{d}{dt} \phi_{s2q} I_{s2q} \right] \quad (I.37)$$

La puissance instantanée développée se compose de trois termes [2]:

- Le premier terme est identifiable aux pertes joules statoriques.
- 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).

I.7.9.2 Couple électromagnétique:

La puissance et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme [7]:

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega \quad (I.38)$$

$$P_{em} = \omega_s (\phi_{s1d} I_{s1q} + \phi_{s2d} I_{s2q} - \phi_{s1q} I_{s1d} - \phi_{s2q} I_{s2d}) \quad (I.39)$$

$$C_{em} = \frac{\omega_s}{\Omega} [\phi_{s1d} I_{s1q} + \phi_{s2d} I_{s2q} - \phi_{s1q} I_{s1d} - \phi_{s2q} I_{s2d}] \quad (I.40)$$

$$C_{em} = P [\phi_{s1d} I_{s1q} + \phi_{s2d} I_{s2q} - \phi_{s1q} I_{s1d} - \phi_{s2q} I_{s2d}] \quad (I.41)$$

P: nombre de pair de pole.

Pour obtenir une autre expression du couple instantané par utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant l'équation (I.32) dans (I.39), on obtient:

$$C_{em} = P \cdot L_m \left((I_{s1q} + I_{s2q}) I_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2}) I_{qr} \right) \quad (I.42)$$

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

$$\begin{aligned}\phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})\end{aligned}\quad (\text{I.43})$$

$$\begin{aligned}i_{dr} &= \frac{\phi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{ds1} + i_{ds2}) \\ i_{qr} &= \frac{\phi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2})\end{aligned}\quad (\text{I.44})$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'équation du couple on obtient:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\phi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \phi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2})) \quad (\text{I.45})$$

Le couple électromagnétique dans le repère de Park doit être multiplié par $\left(\frac{3}{2}\right)$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\phi_{dr} (I_{qs1} + I_{qs2}) - \phi_{qr} (I_{ds1} + I_{ds2})) \quad (\text{I.46})$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit comme suite [1]:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (\text{I.47})$$

I.7.10 Mise sous forme d'équation d'état:

Le flux magnétisant Φ_c est la somme des deux flux magnétisants direct Φ_{md} , et quadratique Φ_{mq} tel que [7]:

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad (\text{I.48})$$

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

$$\begin{aligned}\phi_{md} &= L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \phi_{mq} &= L_m (i_{as1} + i_{as2} + i_{ar})\end{aligned}\quad (\text{I.49})$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (1.49) dans le système d'équations (I.33), on obtient:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + \phi_{md} \\ \Phi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + \phi_{mq} \\ \Phi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + \phi_{md} \\ \Phi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + \phi_{mq} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + \phi_{md} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + \phi_{mq} \end{array} \right. \quad (I.50)$$

A partir de l'équation (I.50) on tire:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ds1} = \frac{\Phi_{ds1} - \Phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{ds2} = \frac{\Phi_{ds2} - \Phi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{qs1} = \frac{\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}}{L_{s1}} \\ I_{qs2} = \frac{\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}}{L_{s2}} \\ I_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - \Phi_{md}}{L_r} \\ I_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - \Phi_{mq}}{L_r} \end{array} \right. \quad (I.51)$$

En remplaçant les courants du système d'équations (I.51) par leur expression dans le système d'équations (I.31), on aura:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} = V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{ds1} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} = V_{qs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{qs1} - \phi_{mq}) - \omega_s \phi_{qs1} \\ \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} = V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{ds2} - \phi_{md}) + \omega_s \phi_{qs2} \\ \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} = V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{qs2} - \phi_{mq}) - \omega_s \phi_{qs2} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{dr} - \phi_{md}) + \omega_{gl} \phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{rq} - \phi_{mq}) + \omega_{gl} \phi_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\phi_{dr} (i_{qs1} + i_{qs2}) - \phi_{qr} (i_{ds1} + i_{ds2})) - C_r - K_f \Omega \end{array} \right. \quad (I.52)$$

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

A partir de l'équation (1.33), les expressions des flux magnétisants on a les expressions suivantes:

$$\begin{aligned}\Phi_{md} &= L_a \left(\frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right) \\ \Phi_{mq} &= L_a \left(\frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right)\end{aligned}\tag{I.53}$$

Tell que:

$$L_a = \frac{1}{\left(\frac{1}{L_{s1}} \right) + \left(\frac{1}{L_{s2}} \right) + \left(\frac{1}{L_r} \right) + \left(\frac{1}{L_m} \right)}$$

Nous mettons le système d'équations (I.52) sous forme d'un système d'équation d'état.

$$\dot{X} = A.X + BU$$

Avec:

X: Vecteur d'état.

$$X = [\phi_{ds1}, \phi_{ds2}, \phi_{qs1}, \phi_{qs2}, \phi_{dr}, \phi_{qr}]^t$$

U : vecteur de commande.

Après un calcul matriciel, nous aboutissons le système suivant:

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

$$X = \begin{bmatrix} \Phi_{s1d} \\ \Phi_{s2d} \\ \Phi_{s1q} \\ \Phi_{s2q} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} V_{s1d} \\ V_{s2d} \\ V_{s1q} \\ V_{s2q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

I.8 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 [8].

Pour le premier stator:

$$\begin{cases} V_{sa1} = \sqrt{2} \cdot V_s \sin(\omega_s t) \\ V_{sb1} = \sqrt{2} \cdot V_s \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc1} = \sqrt{2} \cdot V_s \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.54)$$

Pour le deuxième stator:

$$\begin{cases} V_{sa2} = \sqrt{2} \cdot V_s \sin(\omega_s t - \frac{\pi}{6}) \\ V_{sb2} = \sqrt{2} \cdot V_s \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \\ V_{sc2} = \sqrt{2} \cdot V_s \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \end{cases} \quad (I.55)$$

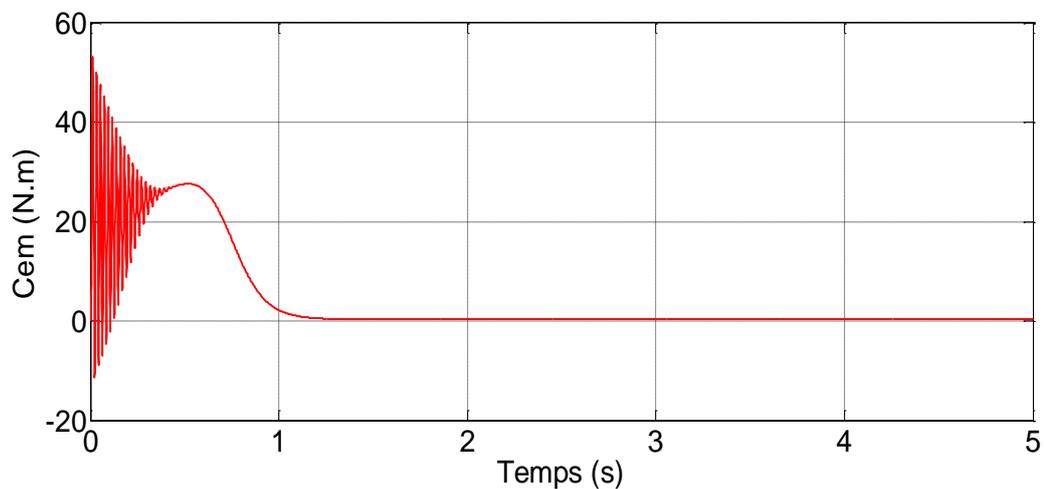
Avec:

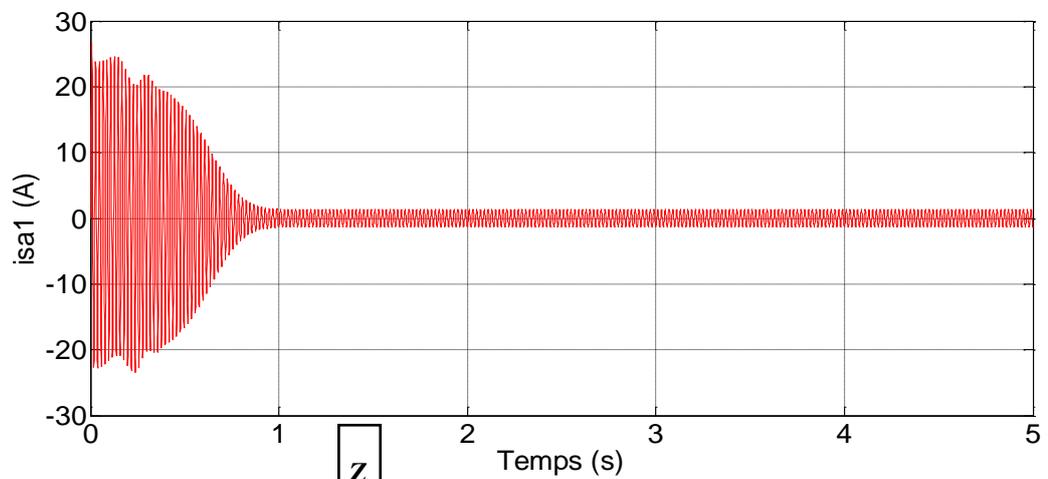
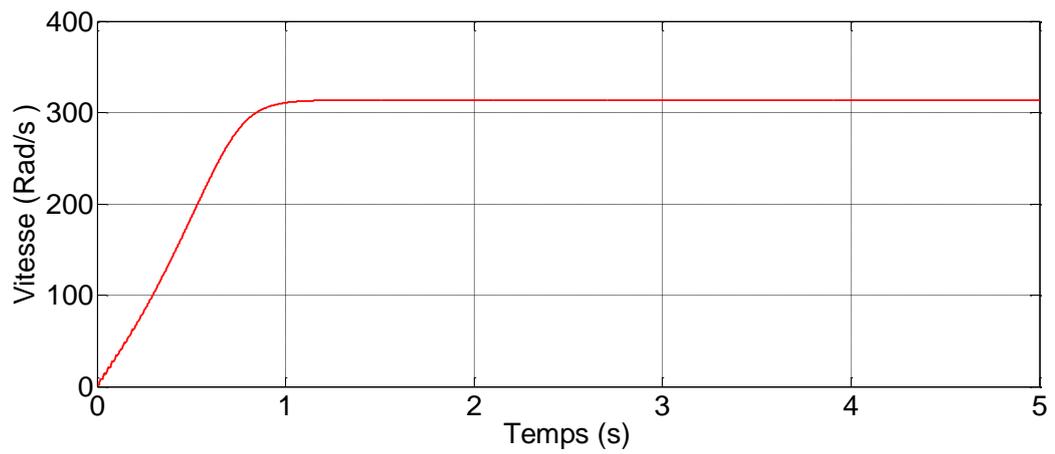
V_s : Valeur efficace de tension ($V_s = 220$ V).

ω_s : Pulsation d'alimentation ($\omega_s = 100 \cdot \pi = 314$ rad/s).

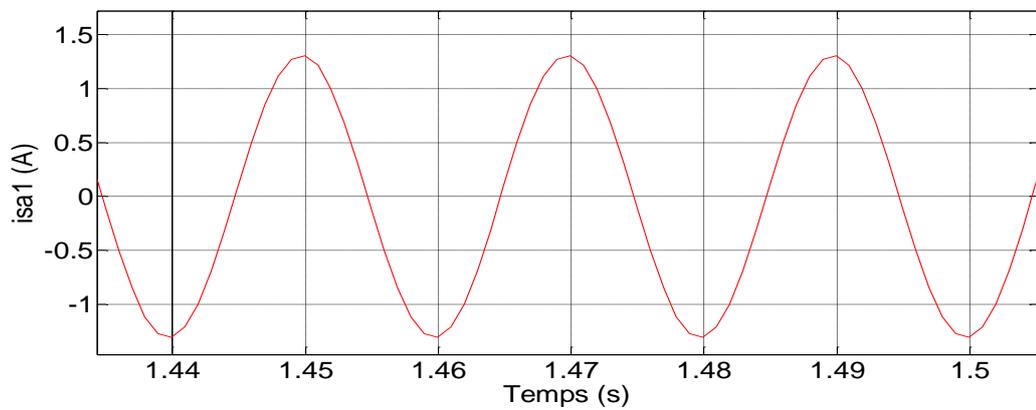
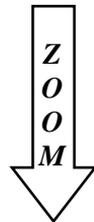
Les paramètres de la machine asynchrone à double étoile utilisée dans ce travail sont donnés à l'Annexe.

I.8.1 Résultats de simulation:





Z
O
O
M



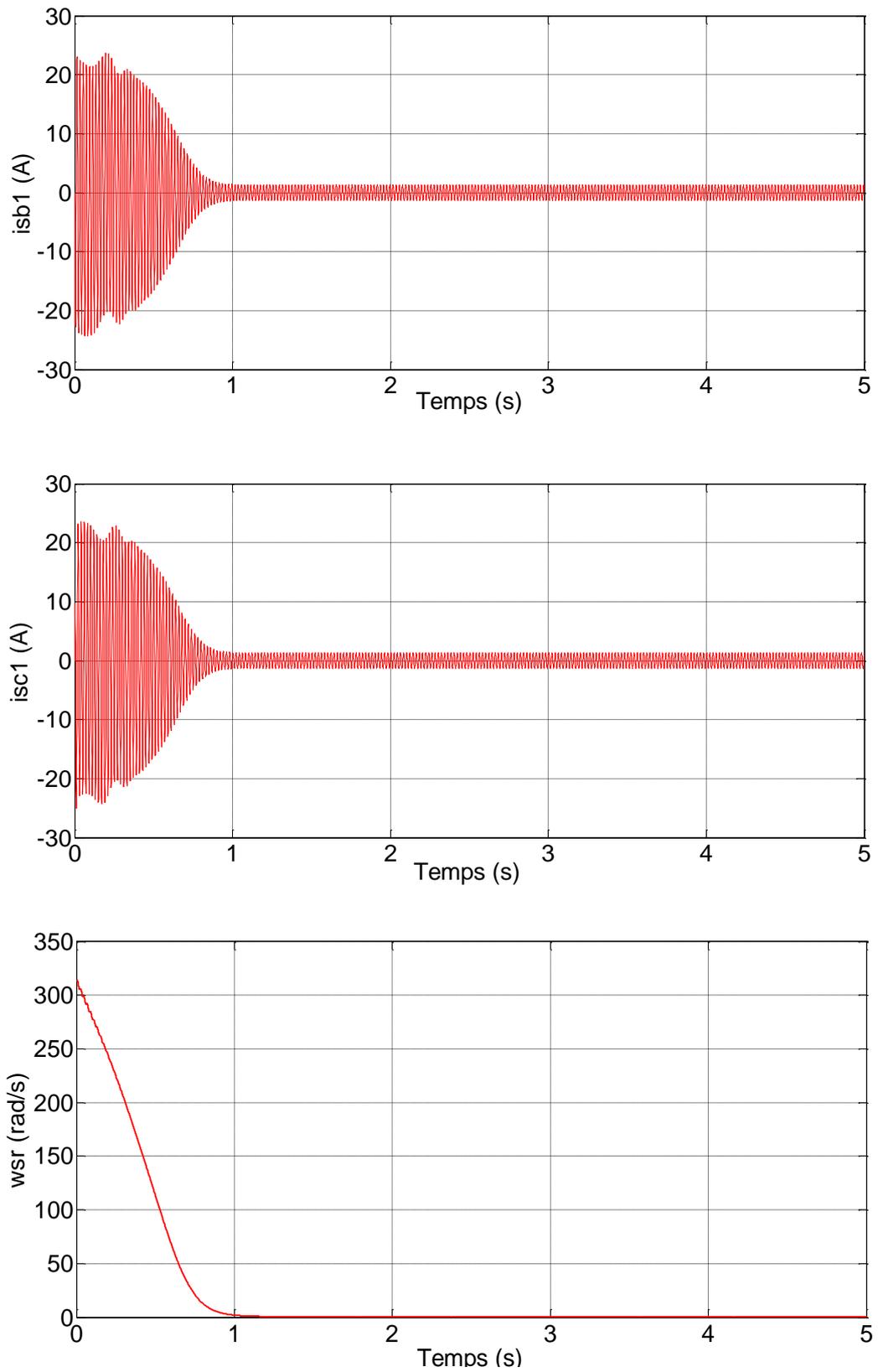
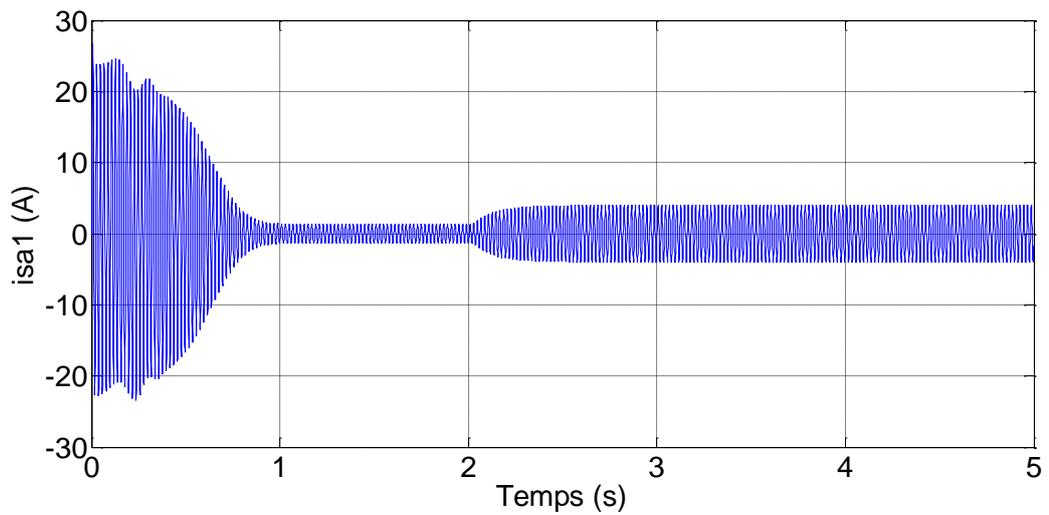
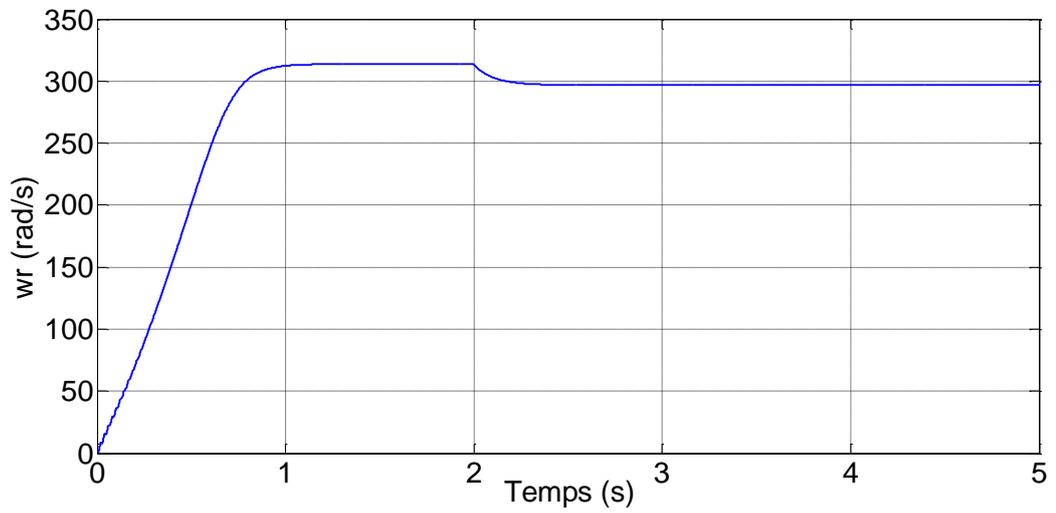
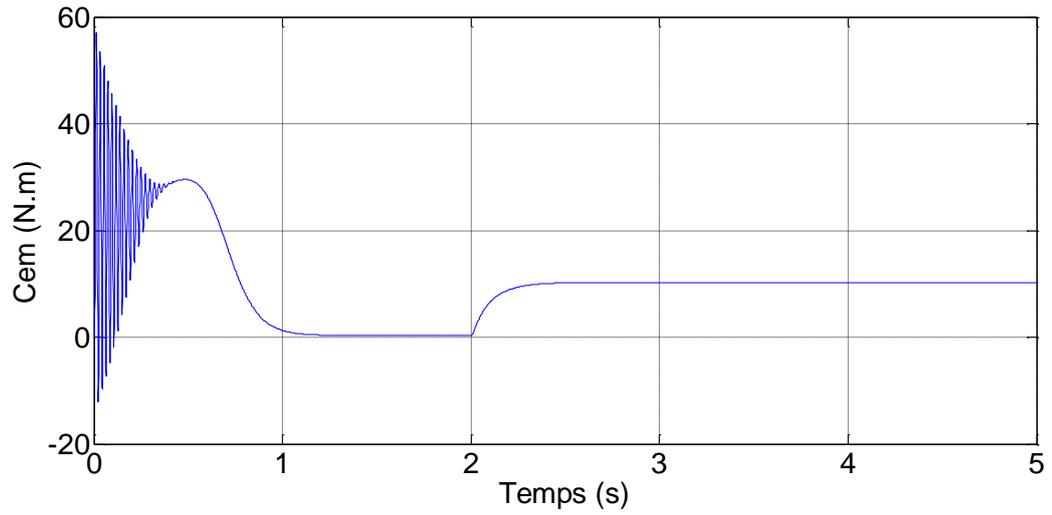


Fig.I.4: l'évolution des caractéristiques de la MASDE lors d'un fonctionnement à vide ($C_r=0$).



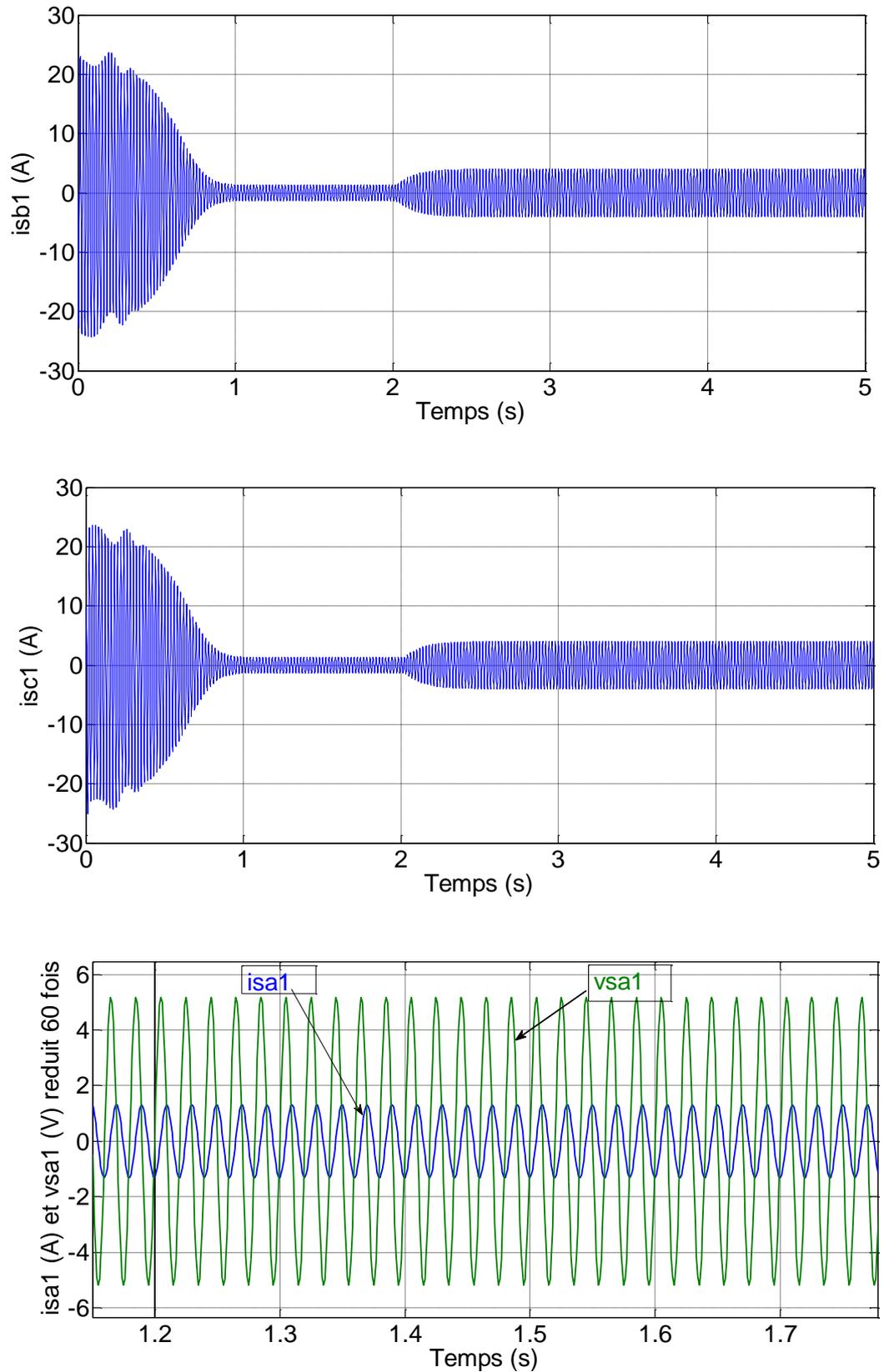


Fig.I.5: l'évolution des caractéristiques de la MASDE lors d'un fonctionnement en charge, lorsqu'on applique un couple résistant ($C_r = 10$ N.m) à l'instant $t=2$ s.

I.8.2 Interprétation des résultats de simulation:

Dans le fonctionnement à vide, la vitesse converge d'une manière presque linéaire, et elle atteint 313 rad/s avec un dépassement faible à $t=1s$ (régime permanent). Le couple électromagnétique, atteint au début une valeur maximale de 57.02 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.48 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.

Le courant statorique présente des oscillations successives, et disparaissent rapidement en régime permanent pour donner une forme sinusoïdale d'amplitude constante. Les courants statoriques évoluent d'une façon presque analogue à l'évolution de la vitesse.

En appliquant une charge de couple résistant $C_r=10 N.m$ (machine en fonctionnement moteur) à partir de l'instant $t=2 s$, on constate que la vitesse diminue et se stabilise à 296,62 rad/s, ceci est dû grâce à l'absence de régulation; par contre, des augmentations sont observées au niveau du couple électromagnétique et des courants statoriques et qui se stabilisent par la suite respectivement à 10.29 N.m (légèrement supérieur au couple de charge), $i_{sa1}=i_{sa2}= 3.99 A$.

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; 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).

I.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 de simulation obtenus montrent la validité de notre modèle.

Le chapitre suivant sera consacré à l'alimentation de la MASDE, en utilisant des onduleurs à deux niveaux et à trois niveaux commandés par la technique MLI.

Chapitre II:

*Alimentation de la
machine*

*Asynchrone double
étoile*

(MASDE)

Chapitre II: Alimentation de la Machine Asynchrone Double Etoile

II.1 introduction:

Les machines asynchrones peuvent fonctionner à une vitesse variable si elles sont alimentées à une fréquence variable, ce qui nous exige l'utilisation d'un onduleur de tension, à la sortie de ce dernier, on contrôle l'amplitude des tensions statoriques [2]. La fréquence est proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine. Pour réduire l'effet des harmoniques qui gênent le fonctionnement de la machine, les deux onduleurs sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

II.2 Modélisation de l'alimentation de la machine:

La structure générale de l'alimentation de la machine est donnée par la figure (II.1).

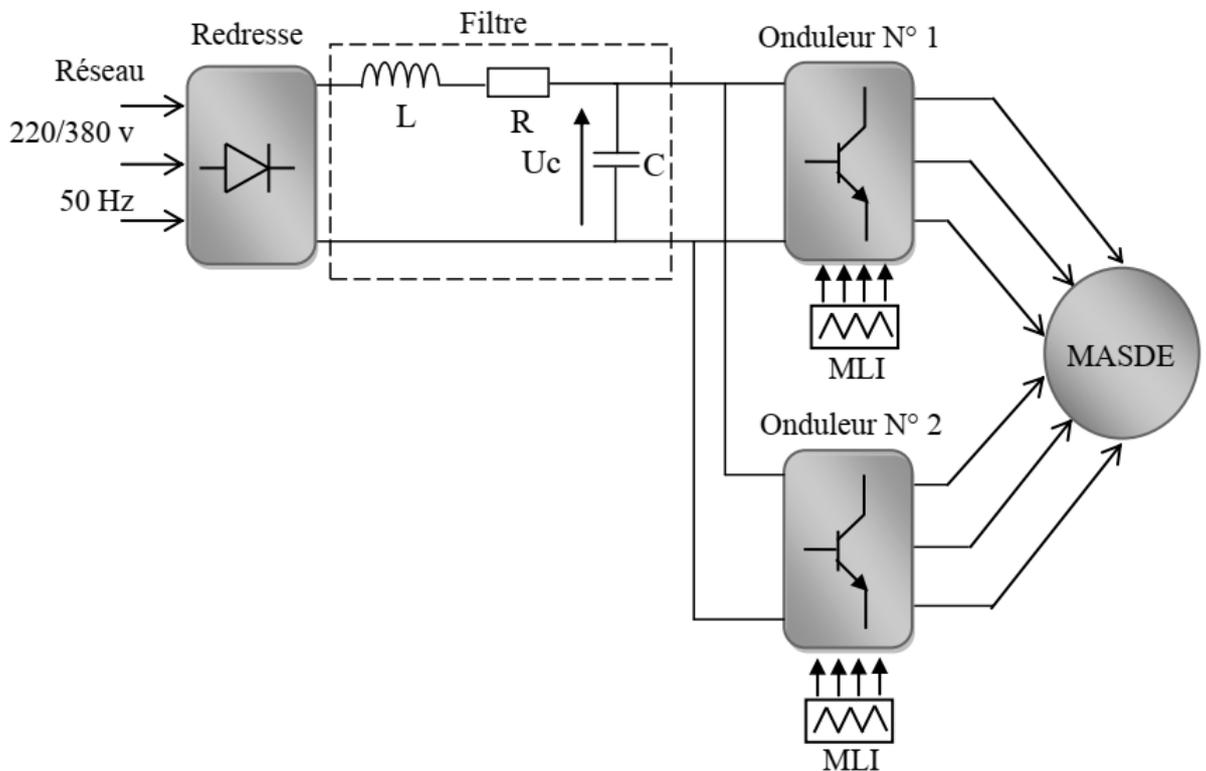


Fig.II.1: Schéma synoptique de la MASDE avec son alimentation.

Elle est constituée de trois étages:

Un redresseur connecté au réseau triphasé d'alimentation, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et deux onduleurs qui permettent l'alimentation de la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable [9].

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont [6]:

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique come en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

II.2.1 Modélisation du redresseur:

Le redresseur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source alternative en une source continue. Il existe plusieurs montages, et le choix se fait selon les performances désirées [12]. Ce type de redresseur comporte trois diodes à cathode commune (D_1 , D_2 et D_3) assurant l'aller du courant I_d , et trois diodes à anode commune (D_4 , D_5 et D_6) assurant le retour du courant I_d . Il est schématisé par la figure (II.2).

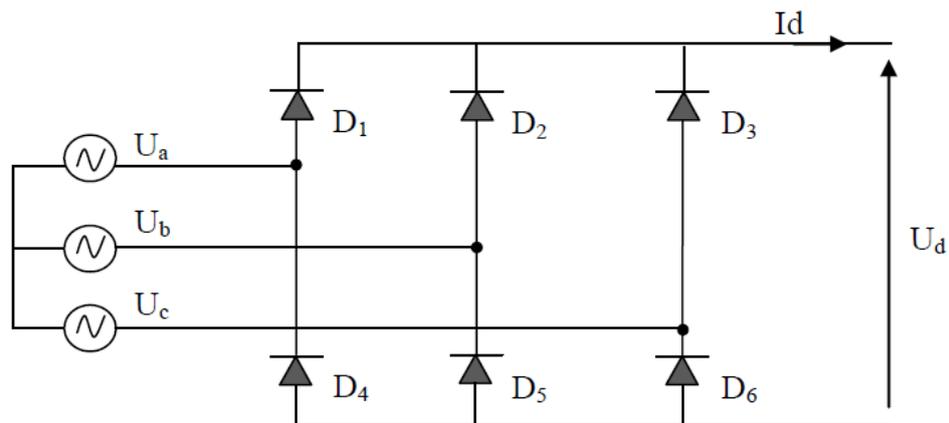


Fig.II.2: Redresseur triphasé à diodes.

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, Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant [13]:

$$V_1(t) = V_{\max} \cos(\omega t)$$

$$V_2(t) = V_{\max} \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.1})$$

$$V_3(t) = V_{\max} \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

La tension redressée à la sortie de redresseur, est donnée par:

$$U_d(t) = \text{Max}[v_1(t), v_2(t), v_3(t),] - \text{Min}, [v_1(t), v_2(t), v_3(t),] \tag{II.2}$$

La valeur moyenne de la tension redressée est:

$$U_{moy} = \left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \right) V_{\max} \tag{II.3}$$

Et son taux d'ondulation est donnée par:

$$\tau\% = \frac{U_{d\max} - U_{d\min}}{2U_{dmoy}} = 4\% \tag{II.4}$$

La figure (Fig. II.3) présente la forme de la tension redressée:

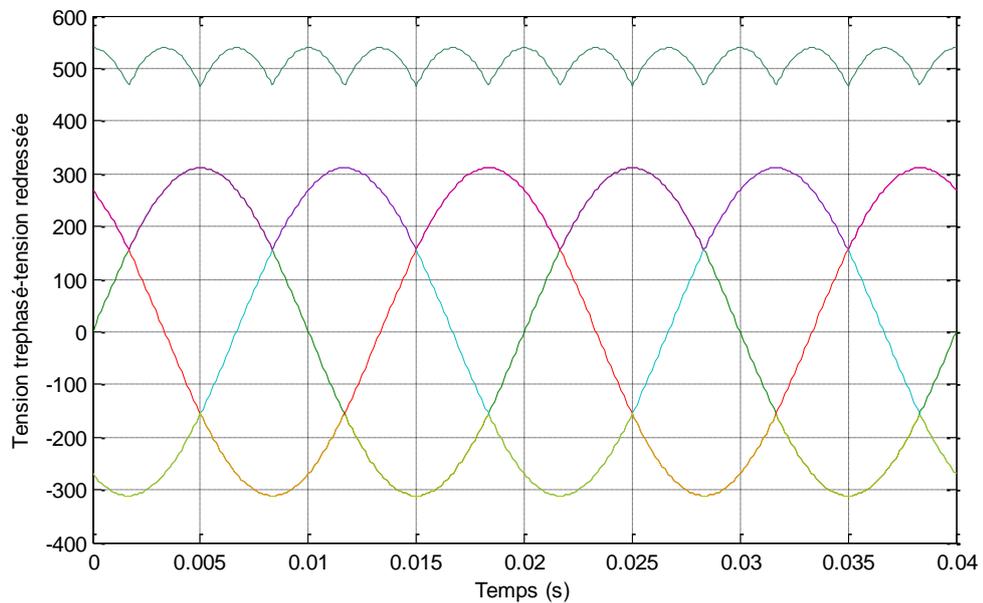


Fig.II.3: Représentation de la tension redressée.

II.2.2 Modélisation du filtre:

On utilise un filtre RLC passe-bas pour minimiser les ondulations de la tension redressée à la sortie du redresseur, la figure (II.4) présente son schéma de principe.

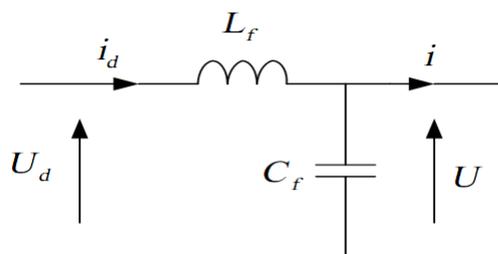


Fig.II.4: Filtre RLC passe-bas.

- La capacité C_f permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension U sensiblement constante, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge [10].
- Le courant devient sensiblement constant grâce à l'inductance.

Les équations du filtre sont données par:

$$\begin{cases} U_d(t) = L \frac{dI_d}{dt} + R \cdot I_d + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_{dc}(t)}{d(t)} = \frac{1}{C}(I_d(t) - I(t)) \end{cases} \quad (II.5)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par:

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_d(s)} = \frac{U_{feltree}}{U_{red}} = \frac{1}{L.C.s^2 + R.C.s + 1} \quad (II.6)$$

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

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L.C}} = 2\pi f_c \quad (II.7)$$

f_c : c'est la fréquence de coupure du filtre.

II.2.3 Modélisation de l'onduleur de tension:

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande.

La vitesse et le couple de la MASDE peut contrôler par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, et pour assure ces données on a besoin d'une source d'alimentation peut fournir une tension de fréquence et d'amplitude réglable à chaque instant.

Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à commutations commandées figure (II.5). Ce dernier est constitué de trois branches où chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires; chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante [2]:

$$f_i = \begin{cases} '1' & \text{L'interrupteur } i \text{ est fermé (} k_i \text{ conduite, } k_i' \text{ bloqué)} \\ '0' & \text{L'interrupteur } i \text{ est ouvert (} k_i' \text{ conduite, } k_i \text{ bloqué)} \end{cases}$$

Avec : $f_i + f_i' = 0$ et $i = 1 \dots 3$

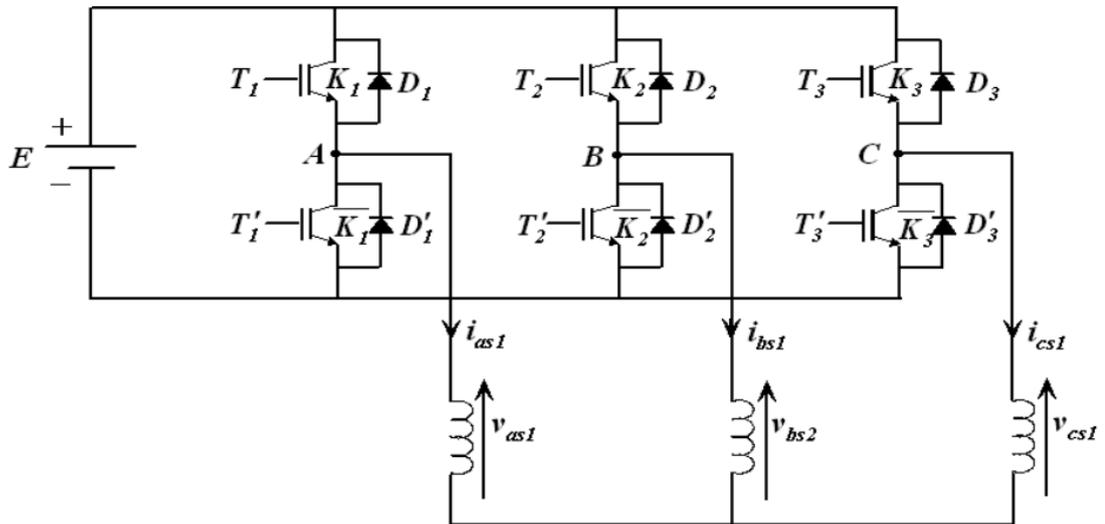


Fig.II.5: Structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [12]. Un demi-bras de l'onduleur est représenté par la figure (II.6):

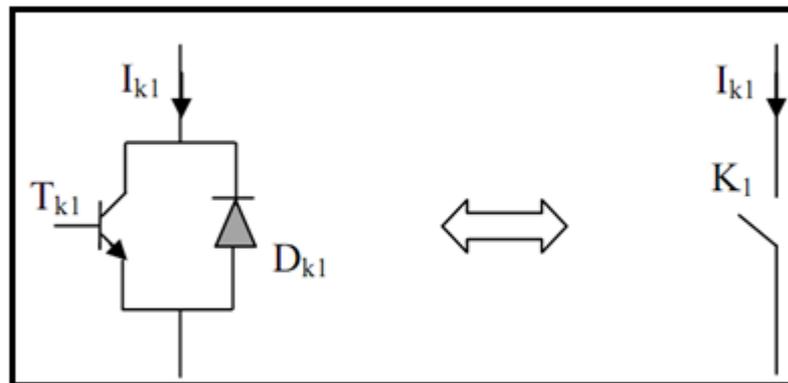


Fig.II.6: Représentation d'un IGBT.

Pour simplifier l'étude et réduire la complexité de la structure de l'onduleur, on suppose que [2]:

- 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.
- L'expression des tensions composées est donnée par:

$$\begin{cases} U_{ab} = v_{as1} - v_{bs1} \\ U_{bc} = v_{bs1} - v_{cs1} \\ U_{ca} = v_{cs1} - v_{as1} \end{cases} \quad (II.8)$$

Où : V_{as1} , V_{bs1} , V_{cs1} sont des tensions simples.

$$U_{ca} - U_{ab} = V_{cs1} - 2V_{as1} + V_{bs1} \quad (\text{II.9})$$

Les tensions simples V_{as1} , V_{bs1} et V_{cs1} forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$V_{as1} + V_{bs1} + V_{cs1} = 0 \quad (\text{II.10})$$

Ce qui implique que:

$$v_{as1} = -(v_{bs1} + v_{cs1}) \quad (\text{II.11})$$

On remplace (II.11) dans (II.9) on aura [2]:

$$U_{ca} - U_{ab} = -3V_{as1} \quad (\text{II.12})$$

Donc:

$$v_{as1} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \quad (\text{II.13})$$

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

$$V_{T1} = \begin{cases} 0 & \text{si } K_1=1 \text{ (ferme)} \\ E & \text{si } K_1=0 \text{ (ouvert)} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

$$V_{T2} = \begin{cases} 0 & \text{si } K_2=1 \text{ (ferme)} \\ E & \text{si } K_2=0 \text{ (ouvert)} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

$$V_{T3} = \begin{cases} 0 & \text{si } K_3=1 \text{ (ferme)} \\ E & \text{si } K_3=0 \text{ (ouvert)} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

On peut écrire donc:

$$V_{T1} = E(1 - k_1) \quad (\text{II.17})$$

$$V_{T2} = E(1 - k_2) \quad (\text{II.18})$$

$$V_{T3} = E(1 - k_3) \quad (\text{II.19})$$

On a:

$$U_{ab} = V_{T2} - V_{T1} \quad (\text{II.20})$$

$$U_{ca} = V_{T1} - V_{T3} \quad (\text{II.21})$$

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

$$U_{ab} = E(k_1 - k_2) \quad (\text{II.22})$$

$$U_{ca} = E(k_3 - k_1) \quad (\text{II.23})$$

On remplace (II.23) et (II.24) dans l'équation (II.14). On obtient:

$$V_{as1} = \frac{E}{3} = [2k_1 - k_2 - k_3] \quad (\text{II.24})$$

De même, on aura:

$$V_{bs1} = \frac{E}{3} = [-k_1 + 2k_2 - k_3] \quad (\text{II.25})$$

$$V_{cs1} = \frac{E}{3} = [-k_1 - k_2 + 2k_3] \quad (\text{II.26})$$

Donc, on a le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} V_{as1} = \frac{E}{3} = [2k_1 - k_2 - k_3] \\ V_{bs1} = \frac{E}{3} = [-k_1 + 2k_2 - k_3] \\ V_{cs1} = \frac{E}{3} = [-k_1 - k_2 + 2k_3] \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

L'équation (II.27) peut être réécrite se forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

II.3 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 de 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 [12]. Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure (II.7).

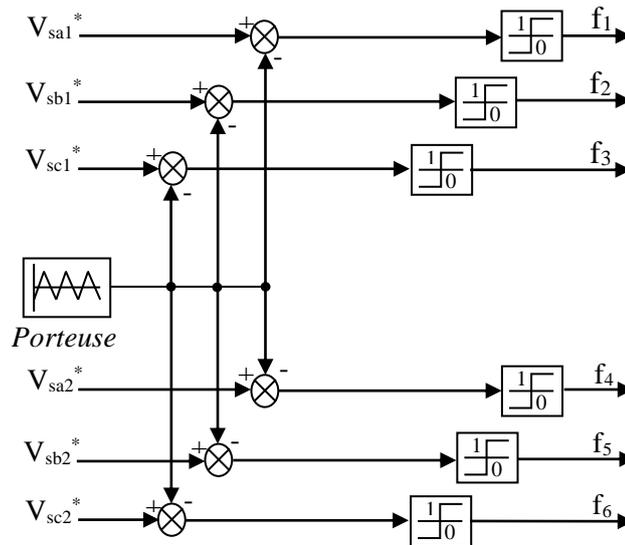


Fig.II.7: Modèle Simulink de la commande MLI Sinus Triangle.

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par:

– Pour la première étoile:

$$\begin{aligned} V_{sa_1}^* &= V_m \sin(\omega t) \\ V_{sb_1}^* &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc_1}^* &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

(II.30)

– Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système d'équations (II.30), l'indice 1 par 2, et (ωt) par $(\omega t - \alpha)$ dont: $\alpha = \frac{\pi}{6}$.

L'équation de la porteuse triangulaire est donnée par:

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants:

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

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

La figure (Fig.II.8) représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle dont $r = 0.8$ et $m = 40$.

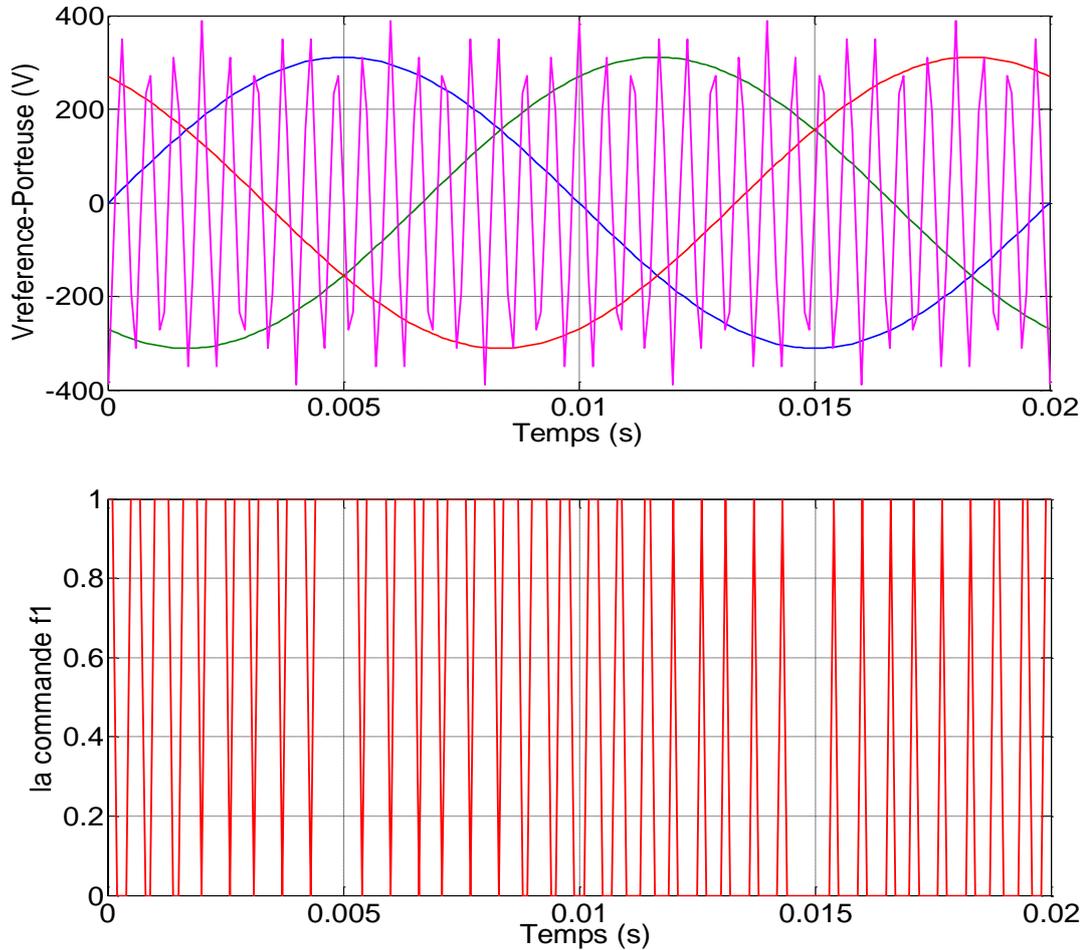


Fig.II.8: Principe de la commande par M.L.I Sinus Triangle.

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

Si	$V_{ref1} \geq V_p(t)$	$k_1 = 1,$	sinon	$k_1 = 0$
Si	$V_{ref2} \geq V_p(t)$	$k_2 = 1,$	sinon	$k_2 = 0$
Si	$V_{ref3} \geq V_p(t)$	$k_3 = 1,$	sinon	$k_3 = 0$

II.3.1 Association MASDE-onduleur de tension à commande MLI_ST:

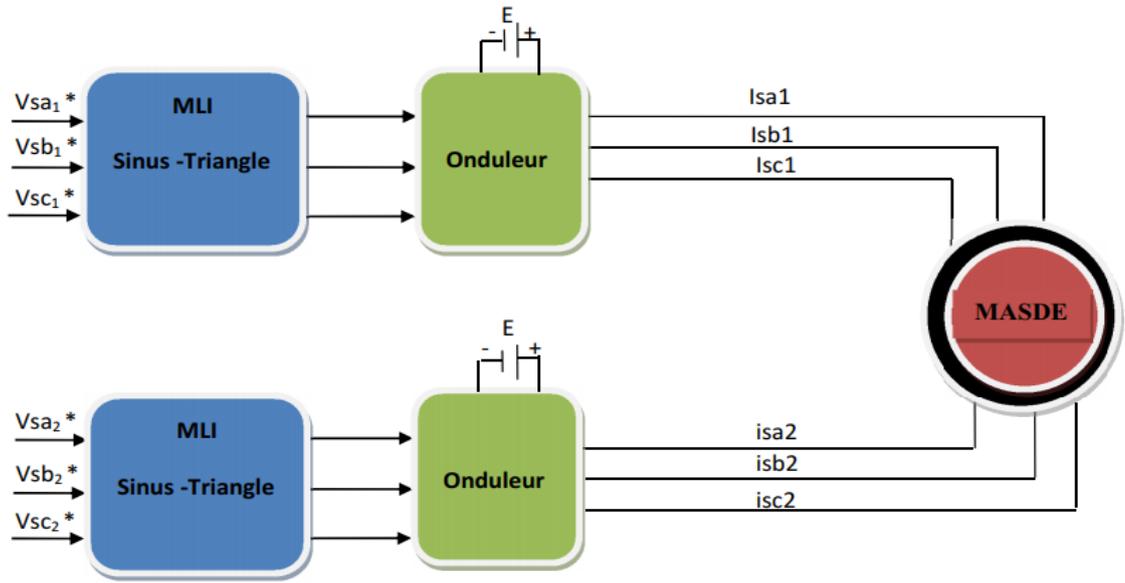
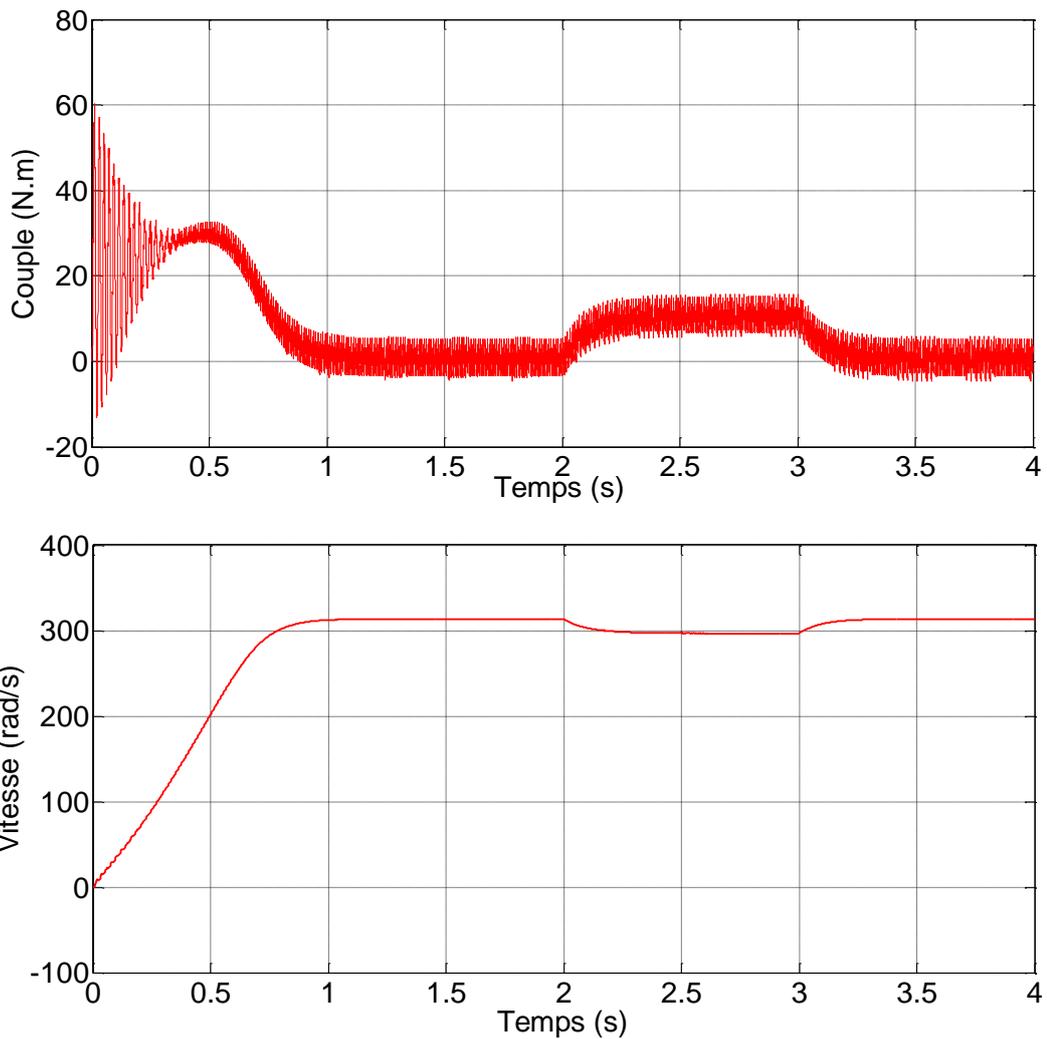
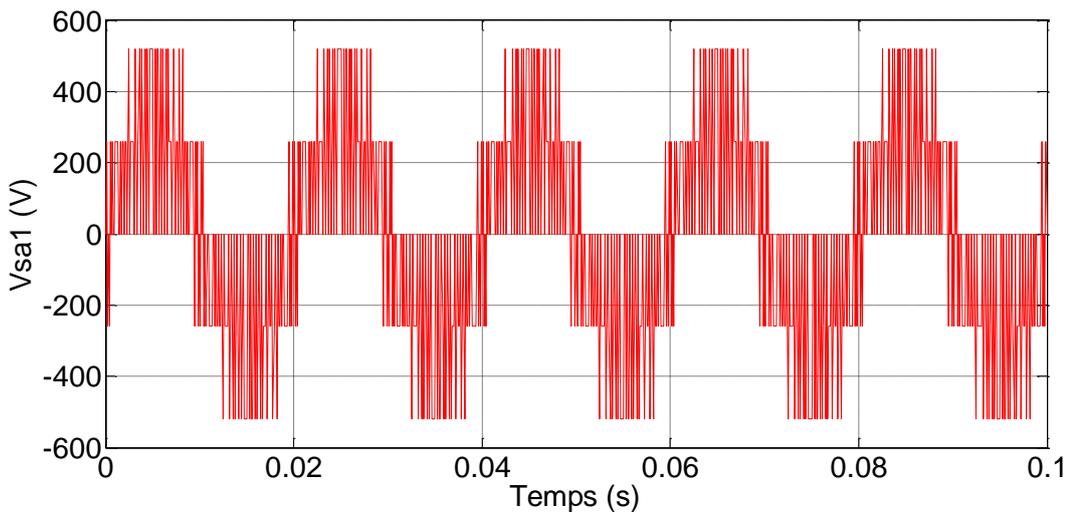
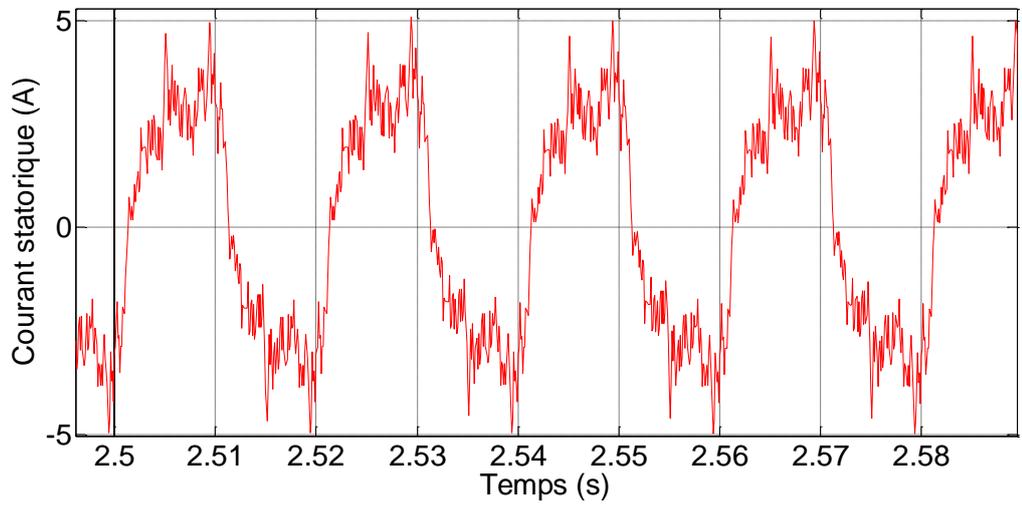
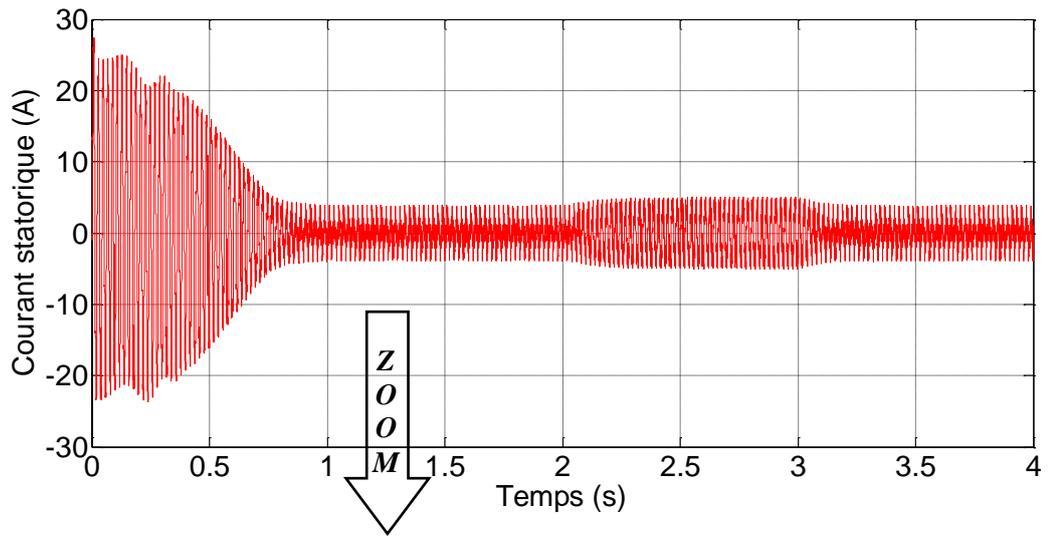


Fig.II.9: Schéma synoptique d'une MASDE et de son alimentation.

II.4 Résultats de simulation:





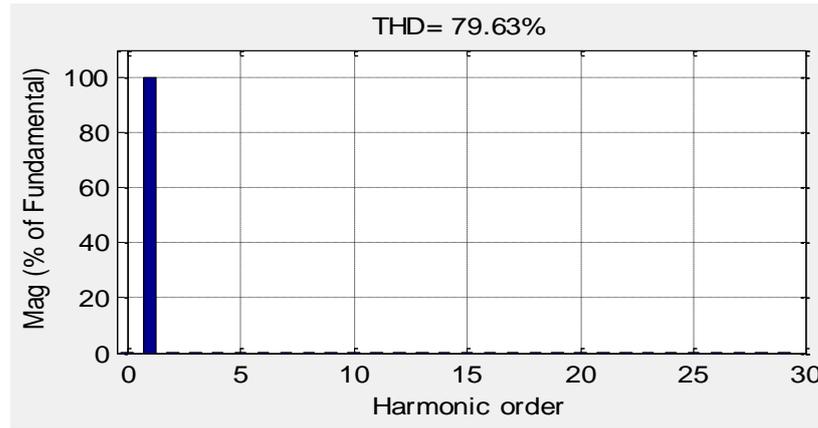


Fig.II.10: Réponses à un échelon de vitesse avec application d'une charge $C_r = 10$ N.m entre [2, 3] s d'une MASDE alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux à MLI_ST [$m=21$, $r=0.8$].

II.4.1 Interprétations des résultats:

La simulation est effectuée pour un décalage angulaire $\alpha=30^\circ$. La figure (II.10) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à commande MLI sinus-triangle dont $r = 0.8$ et $m = 21$, suivi de l'application d'une charge $C_r=10$ N.m dans l'intervalle de temps $t=[2,3]$ s.

Les résultats obtenus sont approximativement similaires avec ceux obtenus par l'alimentation directe (Fig.I.5). Cependant, les résultats de simulation montrent la présence de très fortes ondulations au niveau du couple électromagnétique et aussi des courants, qui se justifie par la présence des harmoniques due aux onduleurs de tension.

II.5 Structure générale de l'onduleur à trois niveaux:

La structure de l'onduleur à trois niveaux de type NPC est donnée par la figure (II.11). Cette structure se compose de trois bras symétriques constitués chacun de quatre interrupteurs en série et deux autres en parallèles, plus deux diodes permettant l'obtention du zéro de la tension V_{km} . Chaque interrupteur est composé d'un interrupteur bicommandable et d'une diode montée en tête bêche [17].

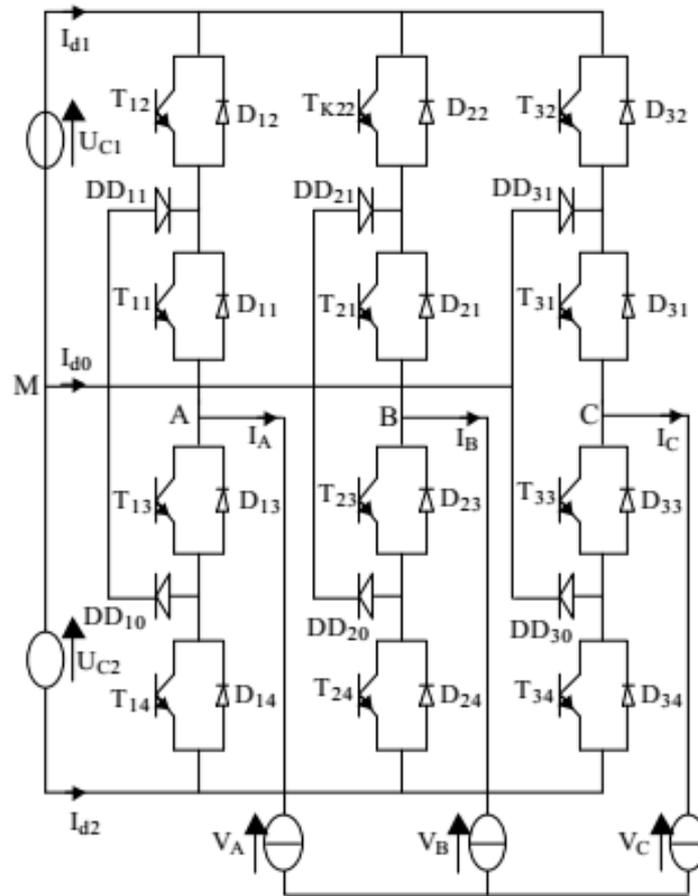


Fig.II.11: Structure générale de l'onduleur à trois niveaux.

Les vecteurs de tension de sortie de l'onduleur 3-niveaux : L'ensemble des vecteurs tensions délivrées par un onduleur à trois niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentés dans la figure (II.12).

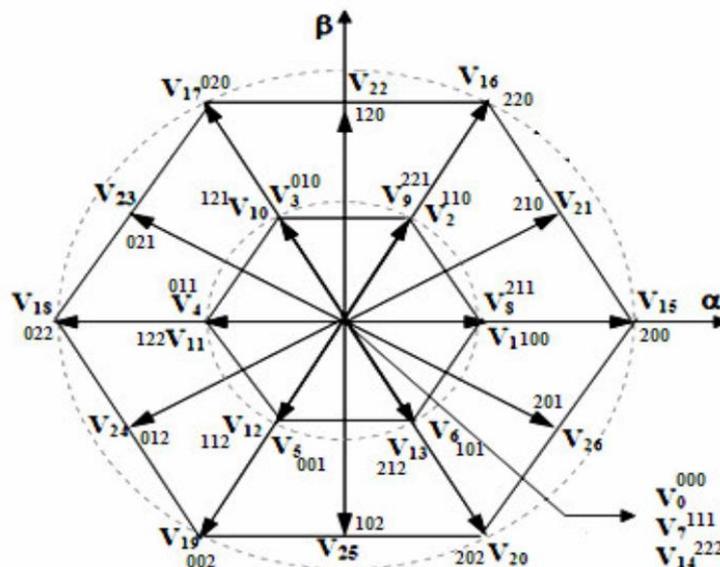


Fig.II.12: Vecteurs tension que peut fournir l'onduleur à 3-niveaux de tension.

II.5.1 Modélisation de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC:

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à trois niveaux, on présente chaque paire (transistor-diode) par un seul interrupteur bidirectionnel K_i , et vue la symétrie de la structure, on présente la configuration d'un seul bras.

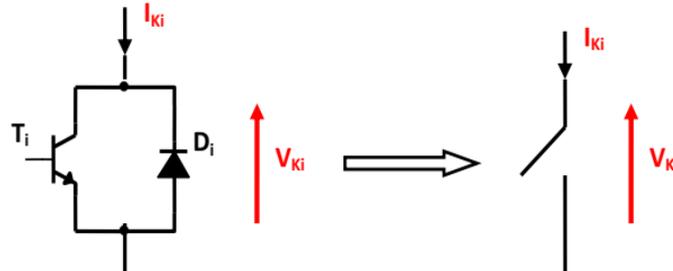


Fig.II.13: Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode.

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépend de la commande externe BK (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bicommandable T_i). Une commande interne définie par les signes du courant du bras. Pour éviter la mise en conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui provoque un court-circuit aux bornes des sources continues et par conséquent le risque de destruction des condensateurs et des composants semi-conducteurs par surintensité et qui peut engendrer la destruction par surtension des interrupteurs lors d'ouverture simultanée de ces derniers, on adopte la solution classique suivante : On doit réaliser une commande complémentaire des différents interrupteurs d'un même bras de l'onduleur [20].

Cette commande est la seule qui permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie possible pour un bras ($UC1, 0, -UC2$), avec $UC1 = UC2 = E/2$. Pour le bras d'onduleur $i=a$, la commande complémentaire est:

$$\begin{cases} B_{ka2} = \overline{B_{ka4}} \\ B_{ka1} = \overline{B_{ka3}} \end{cases} \tag{II.32}$$

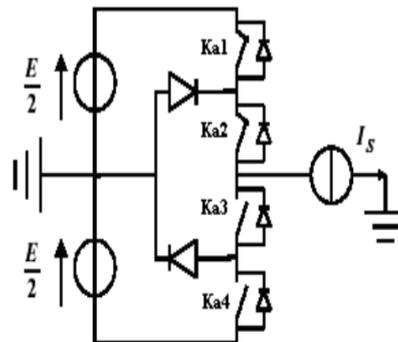


Fig.II.14: Un bras de l'onduleur à trois niveaux de tension.

II.5.2 Fonctions de connexion:

Chaque interrupteur K_{ij} supposé idéal introduit une fonction de connexion F_{ij} .

Avec:

$i = a, b, c$: indicateur du bras.

$j = 1, 2, 3, 4$: numéro de l'interrupteur du bras i .

Cette fonction vaut « 1 » si l'interrupteur est fermé, et « 0 » dans le cas contraire.

II.5.3 Relation entre les fonctions de connexion:

Ainsi les fonctions de connexions des interrupteurs du bras i sont liées par les relations suivantes [18]:

$$\begin{cases} F_{i1} = 1 - F_{i3} \\ F_{i2} = 1 - F_{i4} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

II.5.4 Relation entre les fonctions des demi-bras:

On définit la fonction de connexion du demi bras F_{km}^b les fonctions de connexions des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexions des interrupteurs comme suit [20]:

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

F_{k1}^b : est associé au demi-bras du haut.

F_{k0}^b : est associé au demi-bras du bas

Les potentiels des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à trois niveaux, par rapport au point M de la source de tension d'entrée ; sont donnés par le système suivant [20]:

(On suppos $U_{c1}=U_{c2}=U_c$).

$$\begin{cases} V_{am} = F_{11}F_{12}U_{c1} - F_{13}F_{14}U_{c2} = (F_{11}F_{12} - F_{13}F_{14})U_c \\ V_{bm} = F_{21}F_{22}U_{c1} - F_{23}F_{24}U_{c2} = (F_{21}F_{22} - F_{23}F_{24})U_c \\ V_{cm} = F_{31}F_{32}U_{c1} - F_{33}F_{34}U_{c2} = (F_{31}F_{32} - F_{33}F_{34})U_c \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

On constate d'après le système (II.37), que l'onduleur de tension à trois niveaux est équivalent à deux ondulateurs à deux niveaux en série.

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{11}^b = F_{11}F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13}F_{14} \end{array} \right. , \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{21}^b = F_{21}F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23}F_{24} \end{array} \right. , \quad \left\{ \begin{array}{l} F_{31}^b = F_{31}F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33}F_{34} \end{array} \right. \quad (\text{II.36})$$

En introduisant l'expression de ces dernières dans les tensions d'entrées on aboutit à :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{AM} = F_{11}^b U_{c1} - F_{10}^b U_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b)U_c \\ V_{BM} = F_{21}^b U_{c1} - F_{20}^b U_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b)U_c \\ V_{CM} = F_{31}^b U_{c1} - F_{30}^b U_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b)U_c \end{array} \right. \quad (\text{II.37})$$

Les tensions composées sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} = (F_{11}F_{12} - F_{21}F_{22})U_{c1} - (F_{13}F_{14} - F_{23}F_{24})U_{c2} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} = (F_{21}F_{22} - F_{31}F_{32})U_{c1} - (F_{21}F_{24} - F_{33}F_{34})U_{c2} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} = (F_{31}F_{32} - F_{11}F_{12})U_{c1} - (F_{33}F_{34} - F_{13}F_{14})U_{c2} \end{array} \right. \quad (\text{II.38})$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{AN} = V_A = \frac{U_{AB} - U_{AC}}{3} \\ V_{BN} = V_B = \frac{U_{BC} - U_{AB}}{3} \\ V_{CN} = V_C = \frac{U_{CA} - U_{BC}}{3} \end{array} \right. \quad (\text{II.39})$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras on obtient [20] :

$$\left[\begin{array}{l} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{ccc} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{array} \right] \left\{ \left[\begin{array}{l} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{array} \right] U_{c1} - \left[\begin{array}{l} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{array} \right] U_{c2} \right\} \quad (\text{II.40})$$

Les tensions simples de sortie s'écrivent [19] :

$$\left[\begin{array}{l} V_A \\ V_B \\ V_C \end{array} \right] = \frac{1}{3} \left[\begin{array}{ccc} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{array} \right] \left\{ \left[\begin{array}{l} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{array} \right] U_{c1} - \left[\begin{array}{l} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{array} \right] U_{c2} \right\} \quad (\text{II.41})$$

Ou Les tensions simples de sortie:

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right\} \quad (\text{II.42})$$

II.6 Stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux:

En plus du niveau de l'onduleur, la forme de la tension de sortie dépend également de la méthode utilisée pour la commande de cet onduleur. Généralement on utilise des commandes par modulation de largeurs d'impulsions (MLI). On rencontre plusieurs stratégies de ce type de commande, telles que: la modulation triangulo-sinusoïdale, la modulation vectorielle, et la modulation par hystérésis. Ici on s'intéresse à la première technique [12].

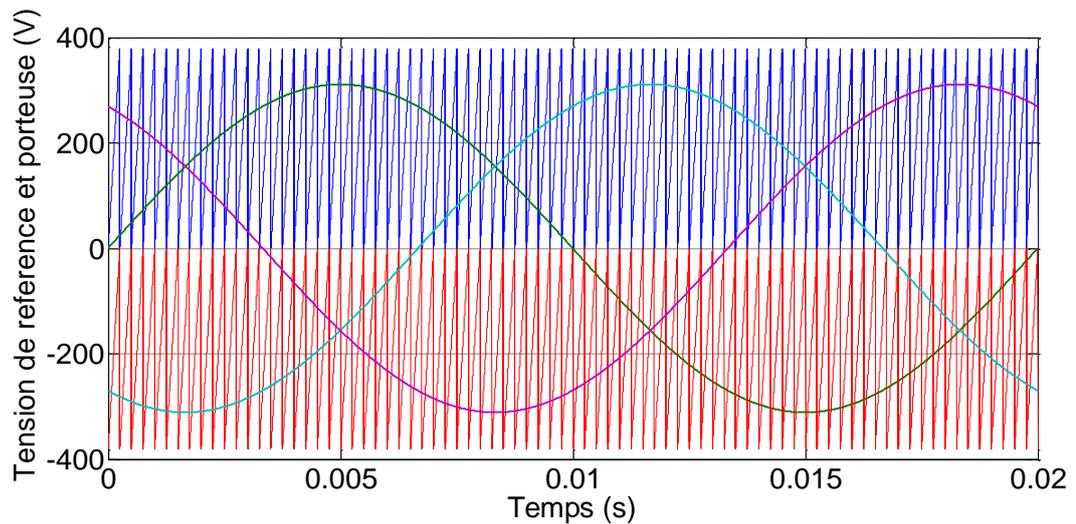
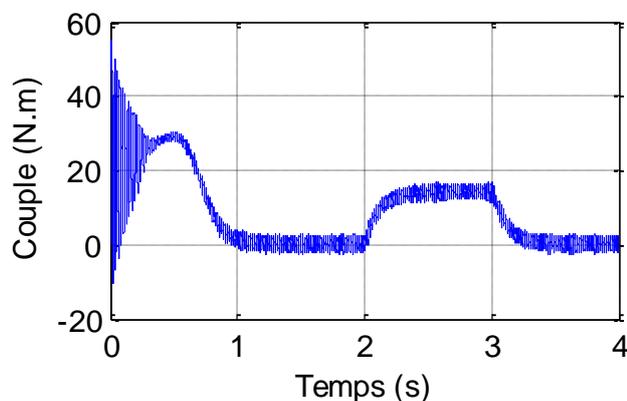


Fig.II.15: Les trois tensions de référence avec les deux porteuses unipolaires.

II.6.1 Résultats de simulation:



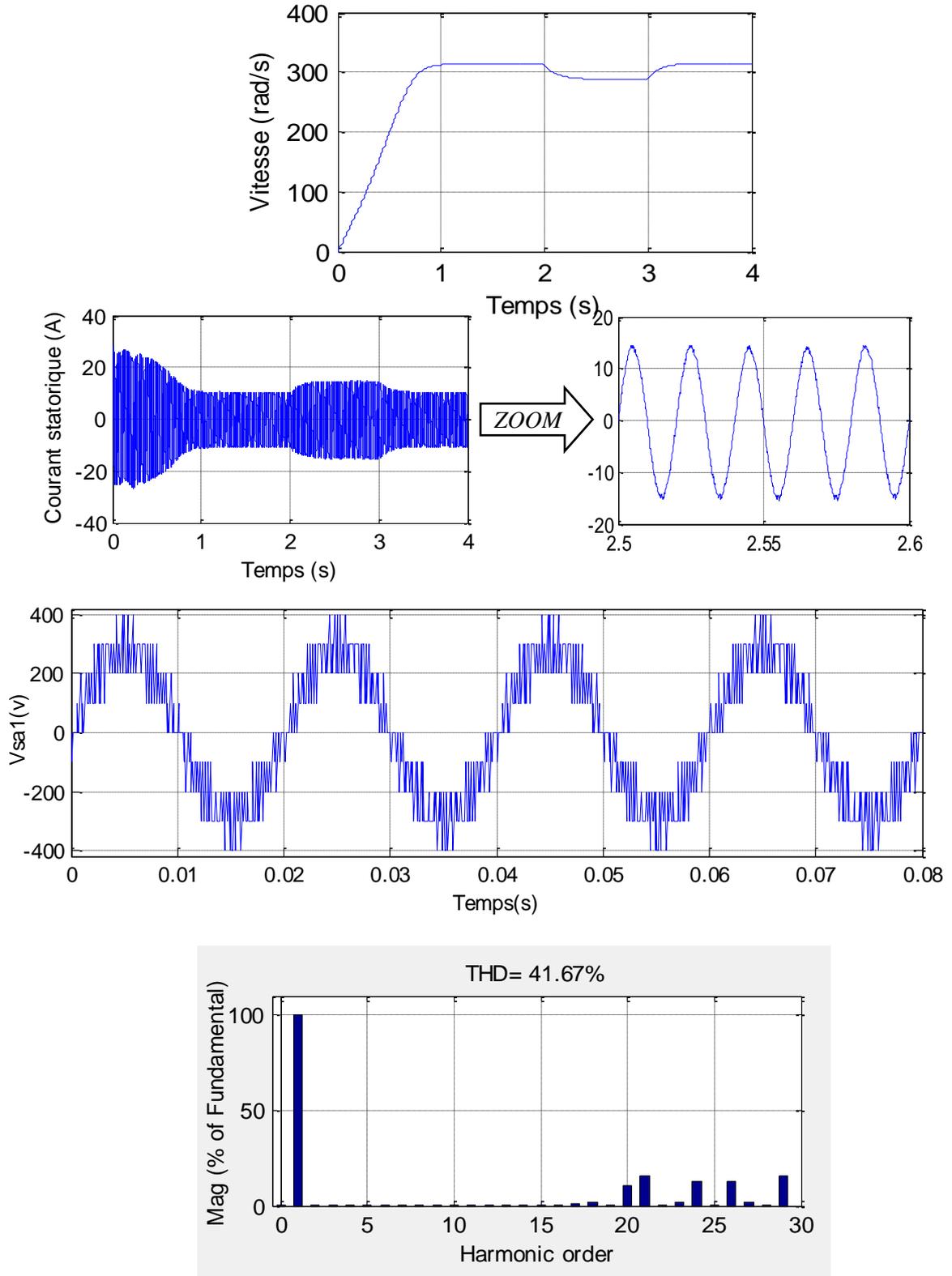


Fig.II.16: Réponses à un échelon de vitesse avec application d'une charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ entre [2, 3] s. d'une MASDE alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux à MLI_ST [$m=21$, $r=0.8$].

II.6 Conclusion:

Ce chapitre a été consacré à l'alimentation de la MASDE à travers l'ensemble : réseau électrique_redresseur_filtre_onduleurs. Deux types d'onduleur commandés par la technique MLI_ST ont été utilisés, à savoir: l'onduleur classique à deux niveaux et l'onduleur à trois niveaux. Les résultats de simulation obtenus montrent les bonnes performances des techniques proposées.

L'insertion d'une charge provoque la diminution de la vitesse, pour avoir un couple et une vitesse de référence, nous proposons dans le chapitre suivant, l'application sur la MASDE d'une technique de commande dite commande directe du couple (DTC).

Chapitre III:

Control Direct du Couple (DTC)

*Chapitre III: Control Direct du Couple (DTC)***III.1 Introduction:**

Le contrôle direct de couple (CDC) ou DTC venu du terme anglais de 'Direct Troque Control', cette commande a été introduite il y a plus d'une vingtaine d'année par Takahashi et Depenbroak, pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétrique, dans les quelles le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans faire recours à des capteurs mécaniques. les valeurs instantanées du vecteur tension, sont choisis à partir d'une table de commutation qui remplace le générateur de MLI des structures classique du contrôle par onduleur de tension à MLI. Cette technique de commande présente de majeurs avantages par rapport aux techniques classiques, qui se résument notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse de couple et l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres rotoriques, l'absence de transformations de Park [13].

Dans la majorité des stratégies de commande, les grandeurs de référence sont le flux et le couple et les variables de contrôle sont les courants. Le convertisseur de puissance est ainsi commandé de manière à imposer dans les enroulements de la machine. Des courants d'amplitude et de fréquence définie par les régulateurs de flux et de couple, ces derniers sont donc contrôlés indirectement via les courants d'alimentation. Par contre dans la méthode "DTC", le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur tension par le convertisseur d'alimentation [2].

Le contrôle direct du couple trouve ses racines dans le contrôle par flux orienté et dans la technique du (direct self control "DSC"), son principe consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion dans ce chapitre, on propose une commande par DTC de la machine asynchrone double étoile, cette commande est ensuite simulée.

Dans la littérature, il existe plusieurs types du contrôle direct de couple [2]:

- Commande DTC classique.
- Commande DTC hybride.
- Commande DTC à fréquence constante.
- Commande DTC étendu.

Parmi ces méthodes, on s'intéresse à la DTC classique.

III.2 Le principe de la commande DTC:

Le principe de la commande DTC se base sur la régulation directe du couple de la machine, est cela par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables qui sont contrôlées : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit donc de maintenir les grandeurs du flux statorique et du couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis, la sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation, l'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant pas de calculs faible [14]. Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis à niveau physique, cette condition se traduit par la nécessité de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux contraintes de calcul en temps réel.

Le contrôle direct du couple est caractérisé par une réponse dynamique excellente. La sélection des vecteurs de tension optimaux pour l'onduleur assure le contrôle direct de couple et de flux et indirectement le contrôle de la tension et du courant statorique. La fréquence de commutation de l'onduleur est variable et dépend des régulateurs à hystérésis utilisés.

L'existence des oscillations de couple entraînant la variation du niveau sonore. La nécessité d'utilisation des fréquences d'échantillonnage très élevées (> 20KHz) [15].

III.3 Les avantages et les inconvénients de la commande (DTC):

III.3.1 Les avantages:

Les avantages de la commande DTC sont [2]:

- Ne nécessite pas des calculs dans le repère rotorique (d, q).
- Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI.
- Un seul régulateur pour la boucle externe de vitesse.
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information du secteur dans lequel se trouve le vecteur du flux statorique est nécessaire.
- Réponse dynamique très rapide.

III.3.2 Les inconvénients:

Les inconvénients majeurs de la commande DTC sont [2]:

- Problème de poursuite en fonctionnement à basse vitesse.
- La nécessité d'utilisation des estimations du flux statorique et du couple.
- Existence des oscillations au niveau du couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation de régulateurs à hystérésis).

Cela conduit à un contenu riche en harmonique qui augmente les pertes et conduit à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.

III.4 Structure de réglage en DTC:

Une des plus importantes caractéristiques du Contrôle Direct du Couple est la régulation non linéaire du flux statorique et du couple électromagnétique à structures variables ou par hystérésis [2].

III.4.1 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé:

Les interrupteurs de l'onduleur de tension, doivent être commandés de manière à maintenir le flux et le couple de la machine. Le vecteur de la tension statorique peut \vec{V}_s s'écrire sous la forme [13]:

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{III. 1})$$

Où S_a , S_b , S_c représentent l'état logique des 3 interrupteurs de l'onduleur. La figure (III.1), montre la représentation dans le plan complexe des 8 positions du vecteur V_s , dont deux correspondent au vecteur nul, générés par un onduleur de tension à deux niveaux.

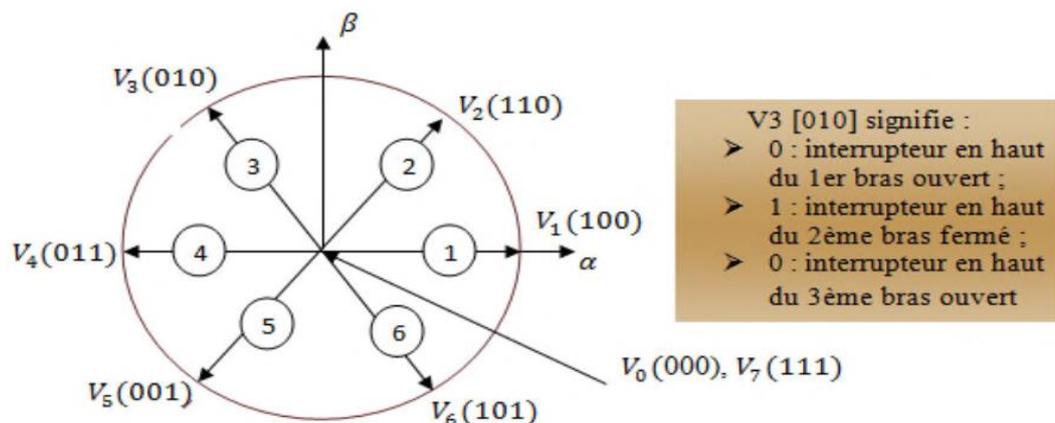


Fig.III.1: Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension à deux niveaux.

III.4.2 Contrôle du flux statorique:

On se place dans le repère fixe (α, β) lié aux stators de la machine, Le flux statorique de la machine asynchrone double étoile est obtenu à partir de l'équation suivante:

$$\mathbf{V}_s = \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{I}_s + \frac{d\boldsymbol{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{III.2})$$

A partir de l'équation(III.2) on obtient :

$$\boldsymbol{\varphi}_s = \boldsymbol{\varphi}_s(0) + \int_0^t (\mathbf{V}_s - \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s) dt \quad (\text{III.3})$$

Où : $\boldsymbol{\varphi}_s$ est le vecteur flux à l'instant $t=0$.

Dans cette étude nous avons le terme $\mathbf{R}_s \mathbf{I}_s$ négligeable devant le vecteur de tension \mathbf{V}_s ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation considéré est suffisamment élevée. Et la trajectoire de $\boldsymbol{\varphi}_s$ suit la direction de vecteur tension de sortie du convertisseur \mathbf{V}_s . Si \mathbf{V}_s est un vecteur de tension non nul, l'extrémité du vecteur $\boldsymbol{\varphi}_s$ suit la direction de \mathbf{V}_s qui est fixé à l'intérieur d'un intervalle de commutation [13].

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué à la MASDE reste constant, on peut écrire alors:

$$\boldsymbol{\varphi}_s(k+1) \approx \boldsymbol{\varphi}_s(k) + \mathbf{V}_s \mathbf{T}_e \quad (\text{III.4})$$

A partir de l'équation précédente on trouve:

$$\Delta \boldsymbol{\varphi}_s \approx \mathbf{V}_s \mathbf{T}_e \quad (\text{III.5})$$

Avec:

$\boldsymbol{\varphi}_s(k)$: C'est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.

$\boldsymbol{\varphi}_s(k+1)$: C'est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.

$\Delta \boldsymbol{\varphi}_s$: C'est la variation du vecteur flux statorique $(\boldsymbol{\varphi}_s(k+1) - \boldsymbol{\varphi}_s(k))$.

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension imposé par l'onduleur de tension à la machine (Fig.III.2) [16].

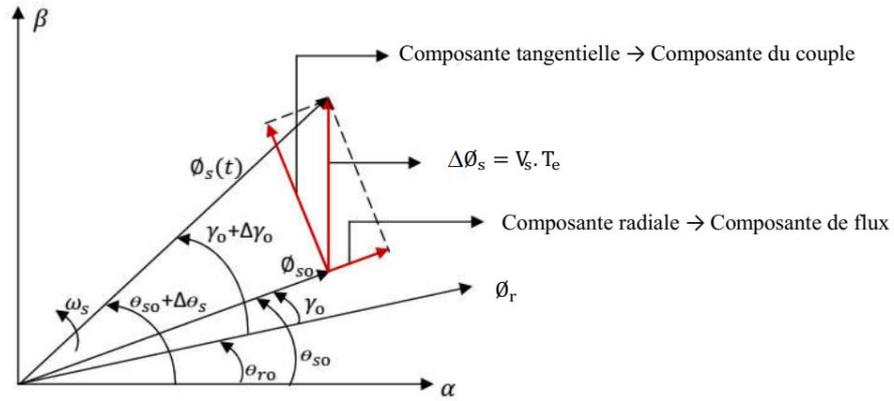


Fig.III.2: Schéma de l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) .

La composante tangentielle a pour effet d'accélérer (ou de ralentir) le vecteur par rapport au vecteur flux rotorique, augmentant (ou diminuant) ainsi l'écart angulaire entre ces deux vecteurs. Ceci a pour conséquence de faire varier, dans un sens ou dans un autre, l'amplitude du couple électromagnétique à amplitude de flux statorique pratiquement constante. Il est clair que la composante radiale n'a d'effet que sur l'amplitude du flux statorique [2].

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive de la vectrice tension fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique (Fig.III.2). Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d'échantillonnage T_e , on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante. Cette conclusion est illustrée par la figure (Fig.III.3) qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence [16].

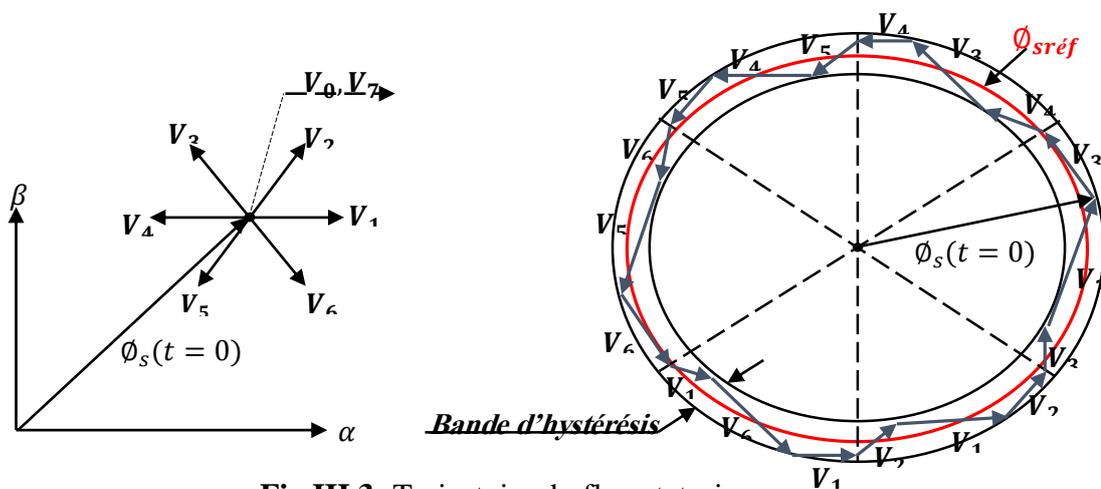


Fig.III.3: Trajectoire du flux statorique.

III.4.3 Contrôle du couple:

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante :

$$C_{em} = k_c (\varphi_s \times \varphi_r) \quad (III.6)$$

k_c : est une constante dépendant des paramètres de la machine.

$$k_c = \frac{3pM_{sr}}{2(\sigma L_s L_r)} \quad (III.7)$$

φ_r : est le vecteur de flux rotorique.

φ_s : est le vecteur de flux statorique.

Le flux statorique et le flux rotorique peuvent se mettre sous la forme complexe suivante :

$$\begin{cases} \varphi_s = [\varphi_s, \theta_s] = \varphi_s e^{j\theta_s} \\ \varphi_r = [\varphi_r, \theta_r] = \varphi_r e^{j\theta_r} \end{cases} \quad (III.8)$$

Où :

φ_s et φ_r : sont les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant t_0

$$\begin{cases} \|\varphi_s\| = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \\ \angle \varphi_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (III.9)$$

Le couple peut être exprimé de la manière suivante :

$$C_{em} = k_c \|\overrightarrow{\varphi_s}\| \cdot \|\overrightarrow{\varphi_r}\| \sin(\gamma_0) \quad (III.10)$$

$$\text{Avec : } \gamma_0 = \theta_{so} - \theta_{ro} \quad (III.11)$$

Où γ_0 est l'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique. Sachant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis, on peut supposer qu'il suit sa référence.

L'expression (III.10) devient:

$$C_{em} = k_c \varphi_{sref} \cdot \varphi_r \sin(\gamma) \quad (III.12)$$

D'une manière générale trois points fondamentaux sont à envisager [13]:

- L'action d'un vecteur ne sera pas le même sur le couple et sur le flux statorique. En effet cette action dépend de la position du flux au moment de l'application de vecteur tension.
- L'action d'un même vecteur dépend aussi du sens de rotation de la machine.
- La rapidité de l'augmentation ou de la diminution du flux ou du couple dépend aussi de la tension appliquée.

III.4.4 Choix du vecteur tension:

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité de vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux. Mais comme on a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur fixe souhaitée.

Ainsi en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de V_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux. Mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple [16].

On délimite généralement l'espace d'évolution de φ_s dans le référentiel fixe (stator), en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des vecteurs tensions non nuls. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes. Lorsque le vecteur flux se trouve dans une zone numérotée i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} , ont la composante de flux la plus importante. En plus leurs effets sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi, ils ne sont jamais appliqués. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls, ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure (III.4) [13].

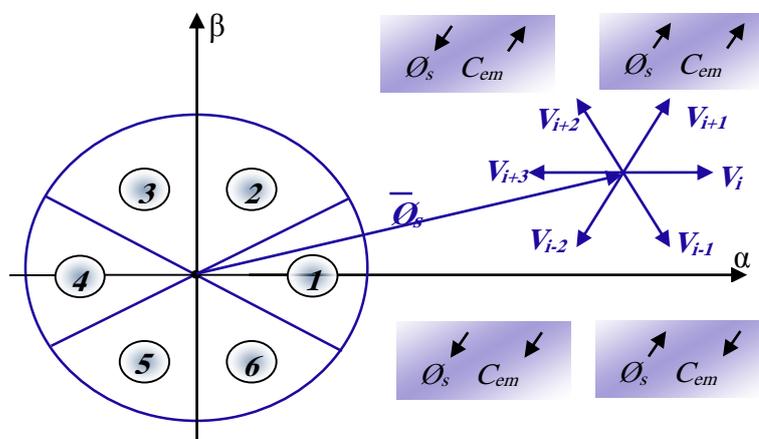


Fig.III.4: Choix du vecteur tension.

- Si V_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- Si V_0 ou V_7 est sélectionné, alors le vecteur flux s'arrête et le couple décroît et la vitesse est positive. et croît si la vitesse est négative.

Au début de la zone i , les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires à φ_s , d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux φ_s , alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inverse. Tandis qu'aux vecteurs V_{i-1} et V_{i+2} , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de φ_s au début de la zone i , alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone 'i', les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépendent de la position de φ_s dans la zone [2].

III.4.5 Estimation du flux statorique:

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine. A partir de l'équation [21]:

$$\overline{\varphi_s} = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}) dt \quad (III.13)$$

On obtient les composantes α et β du vecteur φ_s :

$$\overline{\varphi_s} = \varphi_{s\alpha} + j \varphi_{s\beta} \quad (III.14)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (III.15)$$

Avec :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (\overline{V_{s\alpha}} - R_s \overline{I_{s\alpha}}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (\overline{V_{s\beta}} - R_s \overline{I_{s\beta}}) dt \end{cases} \quad (III.16)$$

De même pour les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir des courants réels I_{sa} , I_{sb} et I_{sc} ($I_{sa} + I_{sb} + I_{sc} = 0$) par application de la transformation de CONCORDIA:

$$\overline{I_s} = I_{s\alpha} + j I_{s\beta} \quad (III.17)$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \sqrt{\frac{3}{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

On reconstitue les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension côté continu et de la connaissance des états des interrupteurs, en utilisant les relations suivantes [21]:

$$\overline{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{III.19})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_0 \left[S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b + S_c) \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux φ_s est déterminée à partir des composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$. L'angle θ_s entre le référentiel statorique et le vecteur φ_s est égal [21]:

$$\theta_s = \arctg \frac{\varphi_{s\alpha}}{\varphi_{s\beta}} \quad (\text{III.21})$$

Cette méthode d'estimation du flux statorique présente l'avantage de la simplicité, de la robustesse vis-à-vis des variations des paramètres rotoriques, et de la précision, notamment à vitesses moyenne et haute où la chute de tension ohmique devient négligeable. Cependant, pour les basses vitesses, la résistance statorique devient un paramètre prépondérant, et des problèmes de dérive et d'instabilité de l'intégrale (III.16) peuvent surgir [2].

III.4.6 Estimation du couple électromagnétique:

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants statorique mesurés, et qui peut se mettre sous la forme suivante [21]:

$$C_{em} = p \cdot (\varphi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (\text{III.22})$$

III.5 Elaboration du contrôleur de flux et du couple:

III.5.1 Correcteur de flux:

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

indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($K_\phi = 1$) ou diminuée ($K_\phi = 0$) de façon à maintenir [13]:

$$\left| \varphi_s^* - \varphi_s \right| \leq \varepsilon_\phi \tag{III.23}$$

Avec:

φ_s^* : Le flux de référence.

ε_ϕ : La largeur d'hystérésis du correcteur.

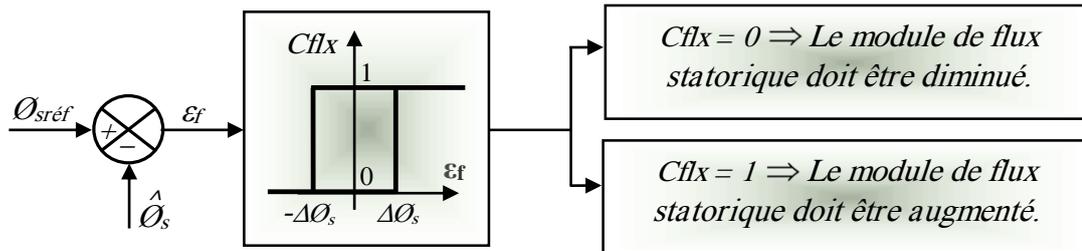


Fig.III.5 : Contrôle à hystérésis à deux niveaux.

III.5.2 Correcteur de couple:

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

$$\left| C_{em}^* - C_{em} \right| \leq \varepsilon_c \tag{III.24}$$

Avec:

C_{em}^* : La référence de couple et ε_c la bande d'hystérésis du correcteur.

Si on s'interdit d'utiliser les vecteurs tensions nuls pour faire varier le couple, on peut envisager pour le couple un correcteur de la même forme que celui du flux. Mais on a vu que le couple peut croître ou décroître en appliquant les vecteurs tensions nuls. L'avantage d'utiliser le vecteur nul est que grâce aux changements moins rapides de couple on diminue le nombre de commutations. En plus la nature du vecteur nul appliqué peut être choisie de manière à réduire encore plus le nombre de commutations.

En regardant les vecteurs tensions, on constate que pour appliquer V_{i-1} après V_{i+1} ou vice versa, il faut une commutation dans deux bras différents. Cette réalité est aussi valable pour appliquer V_{i-2} après V_{i+2} et vice versa. Mais il y a toujours un vecteur tension nul qu'on peut appliquer après un vecteur non-nul avec une seule commutation [13].

$V_{i+1} \Leftrightarrow V_{i-1}$: Deux commutations ;

$V_{i+2} \Leftrightarrow V_{i-2}$: Deux commutations ;

$V_1, V_3, V_5 \Leftrightarrow V_0$: Une commutation ;

$V_2, V_4, V_6 \Leftrightarrow V_7$: Une commutation ;

Le contrôleur du couple va maintenir le couple électromagnétique dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence. La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux statorique figure (III.5), il présente l'avantage de la simplicité d'implémentation, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation; donc pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant, le contrôleur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable logique booléenne K_c indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($K_c = 1$ pour une consigne positive et $K_c = -1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($K_c = 0$). La figure (Fig.III.6) montre ce type de correcteur [16].

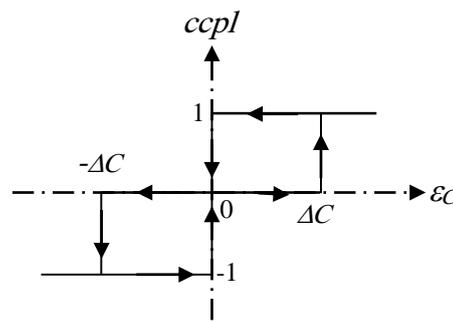


Fig.III.6 : Contrôle à hystérésis à trois niveaux.

Si	$\Delta C_e > \varepsilon_c$		alors	$K_c = 1$
Si	$0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_c$	et	$\frac{d\Delta C_e}{dt} > 0$	alors $K_c = 0$
Si	$0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_c$	et	$\frac{d\Delta C_e}{dt} < 0$	alors $K_c = 1$
Si	$\Delta C_e < -\varepsilon_c$		alors	$K_c = -1$
Si	$-\varepsilon_c \leq \Delta C_e \leq 0$	et	$\frac{d\Delta C_e}{dt} > 0$	alors $K_c = 0$
Si	$-\varepsilon_c \leq \Delta C_e \leq 0$	et	$\frac{d\Delta C_e}{dt} < 0$	alors $K_c = -1$

III.5.3 Elaboration de la table de commutation:

La sélection du vecteur tension à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux, dans les limites des deux bandes à hystérésis. En se basant sur les erreurs du flux $\Delta \varphi_s$ et du couple électromagnétique ΔC_e , le vecteur flux φ_s dans le référentiel statorique divisé en six secteurs, les vecteurs : V_i , V_{i-1} et V_{i+1} peuvent être sélectionnés pour augmenter son amplitude. Inversement la décroissance de φ_s peut être obtenue par la sélection des vecteurs : V_{i+2} , V_{i-2} et V_{i+3} , le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement due à la chute de tension statorique $R_s I_s$ [2] [13]. Le tableau (Tab.III.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

	Augmentation	Diminution
φ_s	$V_i, V_{i-1}, \text{ et } V_{i+1}$	$V_{i+2}, V_{i-2}, \text{ et } V_{i+3}$
C_{em}	$V_{i+1} \text{ et } V_{i+2}$	$V_{i-1} \text{ et } V_{i-2}$

Tab.III.1: Table de commutation généralisée.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\Phi_s \uparrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$\Phi_s \downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Tab.III.2: Table de commutation du flux.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{em} \uparrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$C_{em} \downarrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Tab.III.3: Table de commutation du couple

Finalement, on résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur dans une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension actives et la deuxième avec vecteurs tension nuls [13].

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur	
$K_\phi=0$	$K_c=1$	V3	V4	V5	V6	V1	V2	Deux niveaux	Trois niveaux
	$K_c=0$	V0	V7	V0	V7	V0	V7		
	$K_c=-1$	V5	V6	V1	V2	V3	V4		
$K_\phi=1$	$K_c=1$	V2	V3	V4	V5	V6	V1	Deux niveaux	Trois niveaux
	$K_c=0$	V7	V0	V7	V0	V7	V0		
	$K_c=-1$	V6	V1	V2	V3	V4	V5		

Tab.III.4: Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tensions nuls).

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur	
$K_\phi=0$	$K_c=1$	V3	V4	V5	V6	V1	V2	Deux niveaux	Trois niveaux
	$K_c=0$	V4	V5	V6	V1	V2	V3		
	$K_c=-1$	V5	V6	V1	V2	V3	V4		
$K_\phi=1$	$K_c=1$	V2	V3	V4	V5	V6	V1	Deux niveaux	Trois niveaux
	$K_c=0$	V1	V2	V3	V4	V5	V6		
	$K_c=-1$	V6	V1	V2	V3	V4	V5		

Tab.III.5: Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tensions non nuls).

III.6 Structure générale du contrôle direct de couple:

La figure (III.7) représente les éléments essentiels d'un système de contrôle direct du Couple des machines asynchrones (MASDE). Le choix du vecteur V_s est effectué à chaque période d'échantillonnage (T_e). L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique à partir des courants statoriques nécessite la connaissance du vecteur tension imposé. L'un des éléments essentiels de cette structure est la table de commutation, permettant de définir le choix du vecteur S_{an} en fonction de la position du rotor qui nécessite généralement un capteur de vitesse. Cette dernière, en combinaison avec les comparateurs à hystérésis, représente la table de commutation qui remplace le générateur MLI des structures classiques du contrôle par onduleur de tension, avec l'utilisation de ce type de contrôle, les exigences de régulateur du courant, régulateur IP de flux et du couple sont éliminés ce qui améliore les performances dynamiques du système [13]

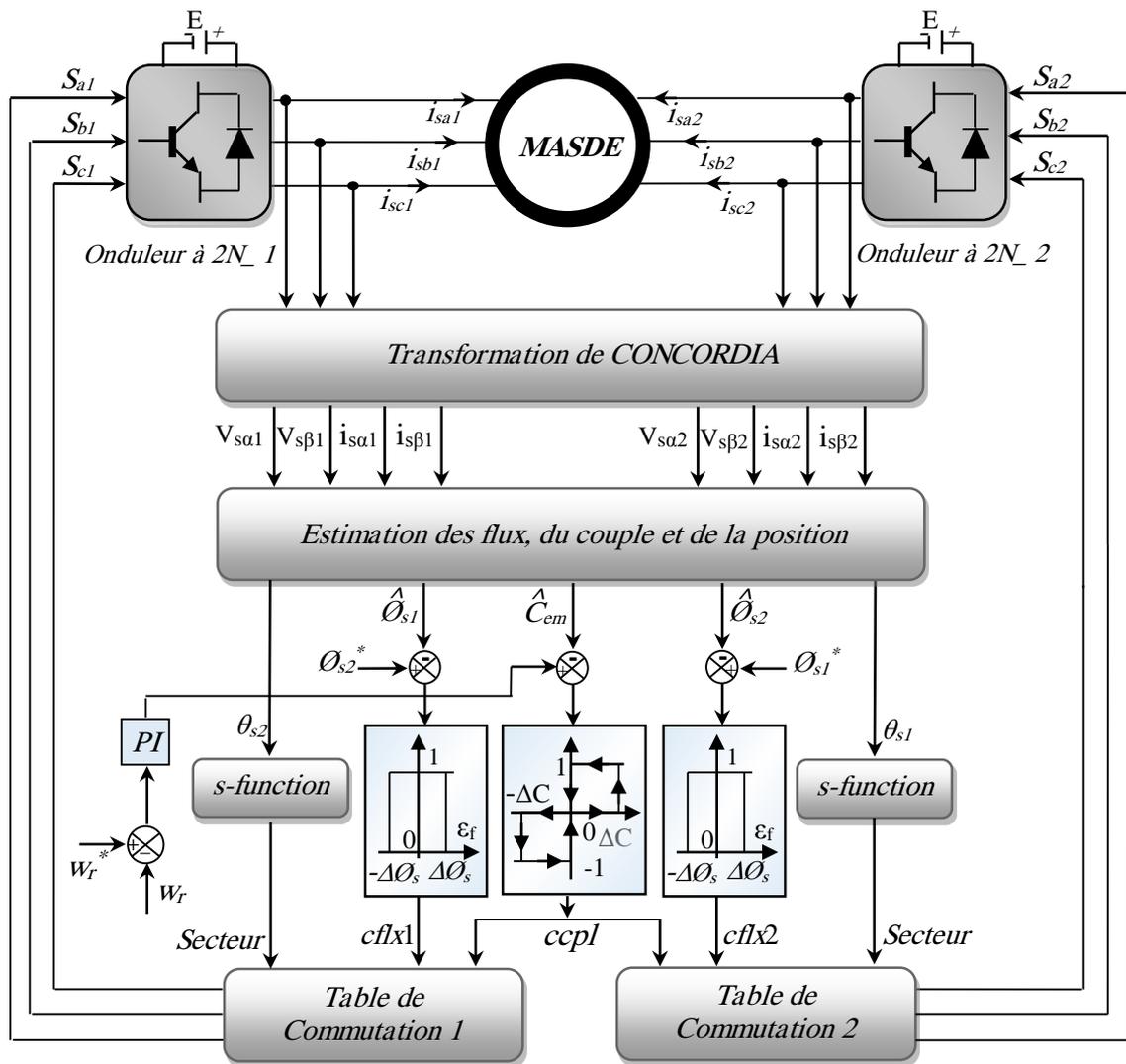
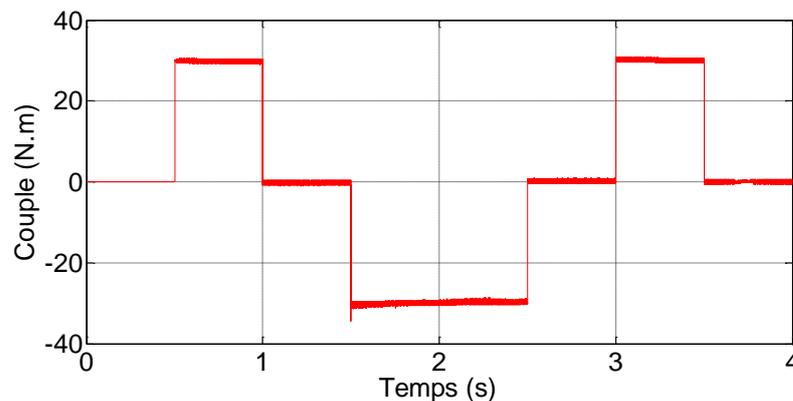
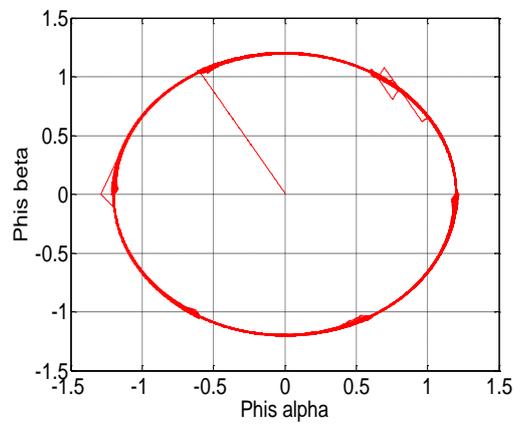
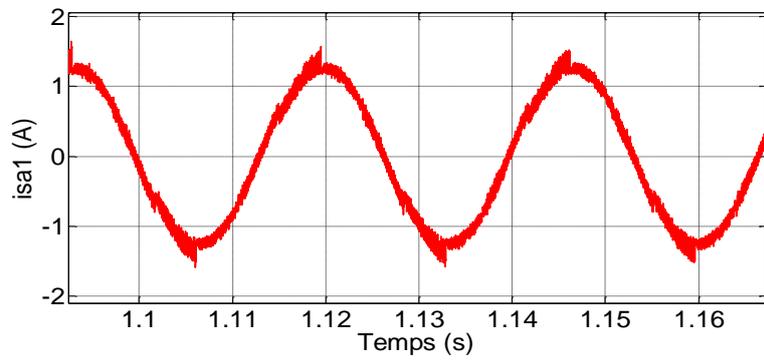
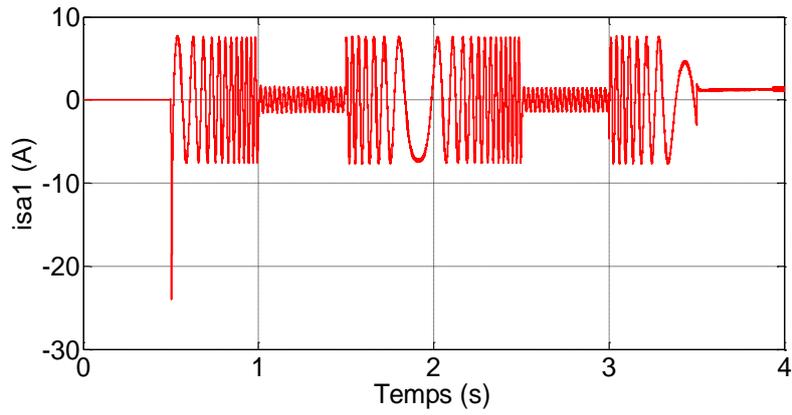
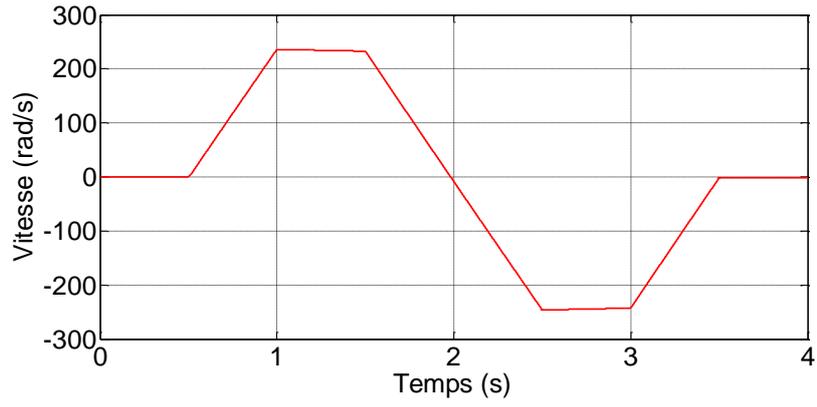


Fig.III.7 : Structure générale de la commande directe du couple ‘DTC’ d’une MASDE.

III.7 Commande directe du couple sans réglage de la vitesse:

Dans le but de tester la validité de la commande directe du couple, et pour assurer que la vitesse suit les variations du couple, on a remplacé la boucle de régulation de la vitesse par un couple de référence, les résultats obtenus sont représentés dans la figure (Fig.III.8).





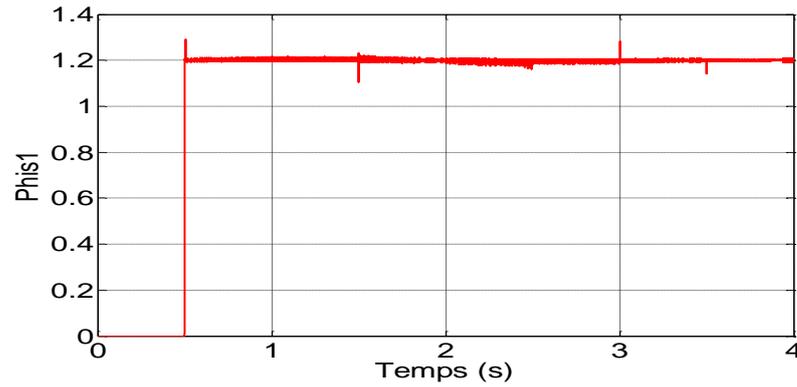


Fig.III.8: DTC de la MASDE sans réglage de la vitesse.

D’après que les résultats de simulations on remarque que le couple suit précisément sa valeur de référence, le courant statorique (i_{sa1}) répond bien aux variations imposées par le couple et conserve une forme proche de la sinusoïde. La vitesse répond sans dépassement aux variations du couple. La réponse du flux est rapide et sans oscillations, sa trajectoire décrit un cercle dans le plan ($\alpha \beta$).

III.8 Commande directe du couple avec réglage de la vitesse:

On va introduire un régulateur de vitesse type PI classique pour le réglage de vitesse dans le but d’obtenir le couple électromagnétique de référence.

III.8.1 Calcul du régulateur de vitesse PI:

Le schéma fonctionnel de la boucle de régulation de la vitesse est représenté par la figure (III.9).

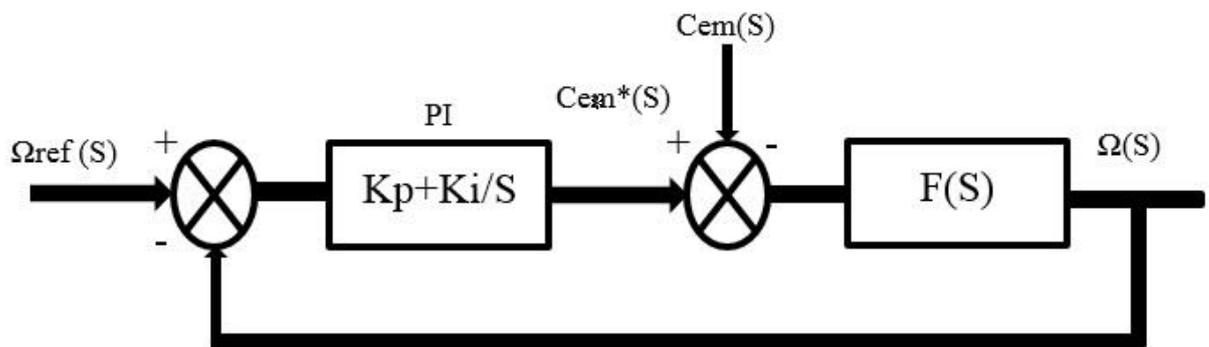


Fig.III.9: Schéma fonctionnel de régulation de vitesse.

En négligeant le coefficient de frottement f et en considérant le couple de charge comme une perturbation. La fonction de transfert d’un régulateur PI est [23]:

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \tag{III.25}$$

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

$$T(s) = C(s)H(s) = \frac{k_p s + k_i}{as^2 + b} \quad (III.26)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F(s) = \frac{T(s)}{1+T(s)} = \frac{k_p s + k_i}{as^2 + (b + k_p)s + k_i} \quad (III.27)$$

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

$$G(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (III.28)$$

Il suffit d'identifier (III.27) à (III.28) comme suit :

$$\frac{k_p s + k_i}{as^2 + (b + k_p)s + k_i} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (III.29)$$

Ce qui donne :

$$k_p \tau s^2 + (k_i \tau + k_p)s + k_i = as^2 + (b + k_p)s + k_i \quad (III.30)$$

D'où :

$$\begin{cases} k_p = \frac{a}{\tau} \\ k_i = \frac{b}{\tau} \end{cases} \quad (III.31)$$

Avec :

$$\begin{cases} k_{p1} = \frac{L_{s1}}{\tau} \\ k_{i1} = \frac{R_{s1}}{\tau} \end{cases} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} k_{p2} = \frac{L_{s2}}{\tau} \\ k_{i2} = \frac{R_{s2}}{\tau} \end{cases}$$

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.

La figure (Fig.III.10) représente le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques (étoiles 1 et 2).

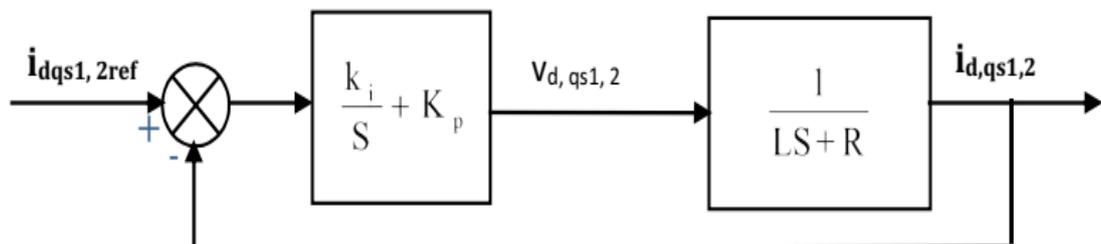
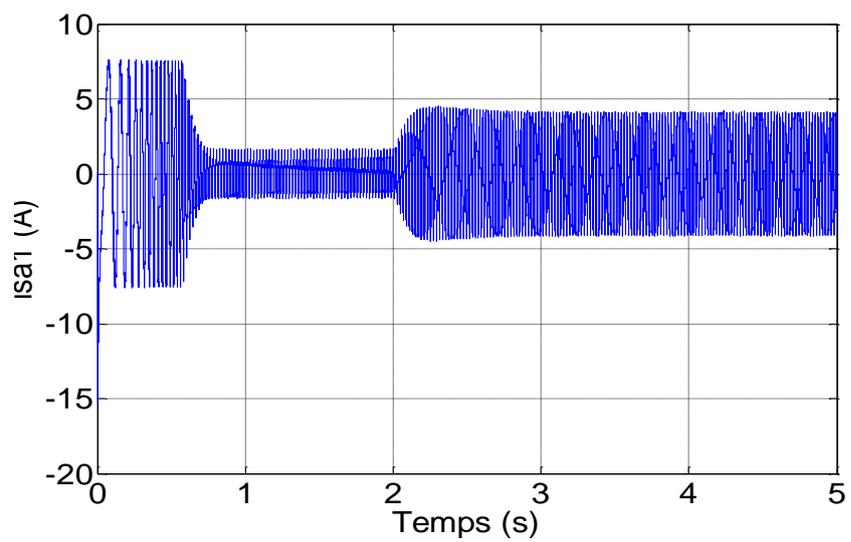
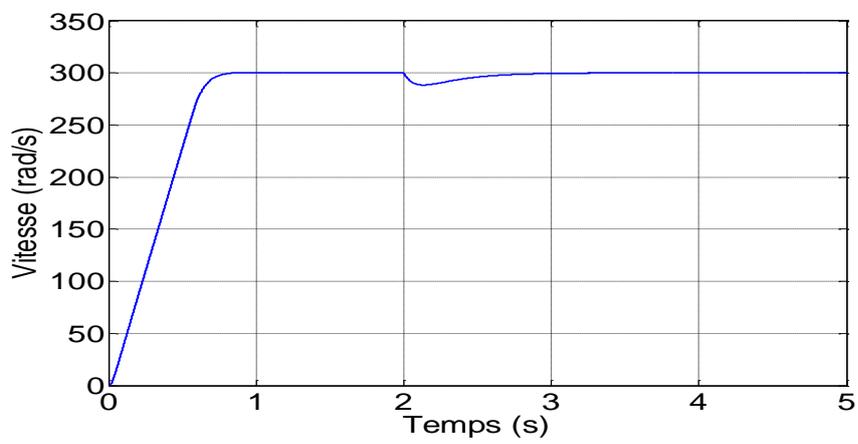
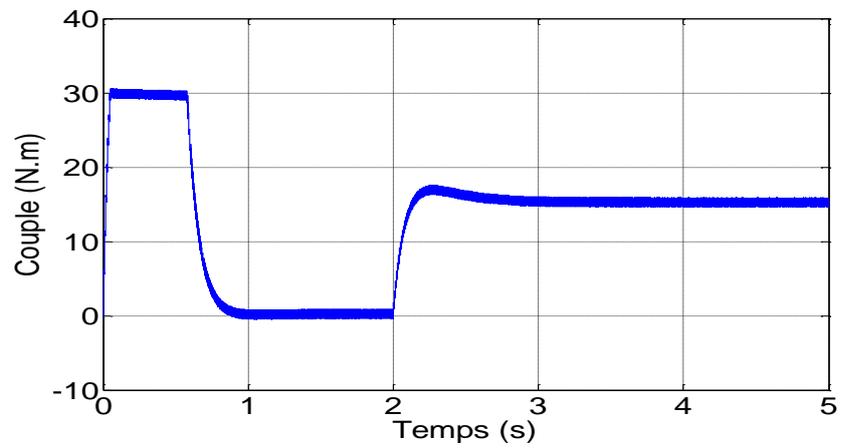


Fig.III.10: Schéma de régulation des courants.

III.8.2 Résultats de simulation:



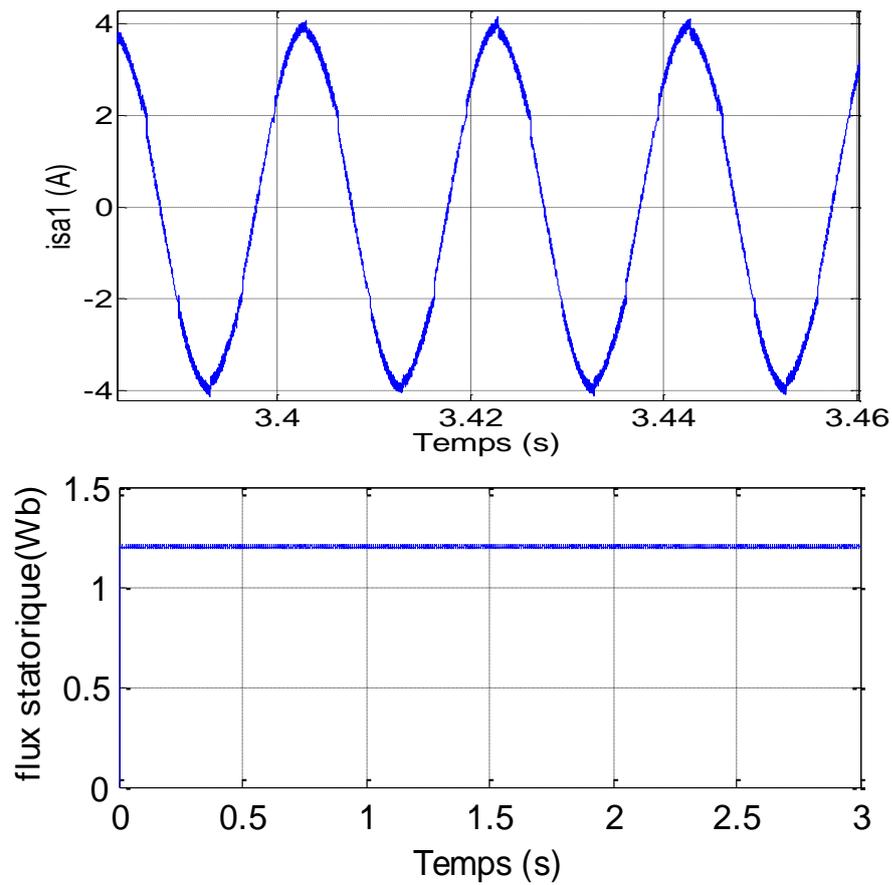


Fig.III.11 : Réglage de la vitesse par PI classique avec application d'une charge $C_r = 15N.m$ à $t = 2s$.

III.8.3 Interprétation des résultats:

Pendant le régime transitoire, la vitesse évolue d'une manière presque linéaire, avant qu'elle atteigne sa référence. Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale ($30 N.m$) puis il se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. A ($t=2s$) la machine est chargée par un couple résistant égal à ($15 N.m$), le couple électromagnétique répond pour compenser le couple de charge, et la vitesse subit une chute faible rejetée rapidement par le régulateur pour rétablir la vitesse à sa référence ($300 rad/s$). Le courant statorique répond bien aux variations imposées sur le couple (forte appel du courant lors de l'application du couple de charge) et sa forme est très proche de la sinusoïde. Le flux statorique suit bien sa valeur de référence ($1.2 Wb$) avec une rapidité appréciable.

L'allure du flux statorique est indépendante de celle du couple électromagnétique, ça signifie le bon découplage entre la partie électrique et la partie mécanique de la machine.

III.9 Conclusion:

Ce chapitre était consacré à la commande directe du couple DTC de la MASDE, les grandeurs flux statorique et couple électromagnétique sont calculés uniquement à partir des seules grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteur mécanique. L'étude de la structure de commande a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéales, où l'on considère, une étude sur le choix des bandes d'hystérésis, pour diminuer le plus possible l'ondulation du couple et du flux, puisqu'elle cause des vibrations et des bruits audibles, qui entraînent le vieillissement précoce de la machine.

La DTC classique a plusieurs avantages (la dynamique, les performances élevées, la robustesse vis-à-vis les perturbations, la simplicité de construction et la facilité d'implémentation). Mais, elle présente quelques inconvénients tels que: les fluctuations du couple et la fréquence de commutation variable à cause de l'utilisation des régulateurs à hystérésis, ce qui provoque des harmoniques, ce qui va augmenter les pertes et amène à des vibrations et des bruits acoustiques. Face à cet inconvénient, on propose une technique d'amélioration robuste basée sur la DTC-SVM et qui sera l'objet de chapitre suivant.

CHAPITRE IV

AMELIORATION DE LA DTC

Chapitre IV: Amélioration de la DTC

IV.1 Introduction:

Face aux inconvénients de la DTC classique, on va opter dans ce chapitre à l'amélioration de la DTC à savoir: l'amélioration classique par l'utilisation d'un onduleur de tension à trois niveaux en multipliant le nombre des secteurs, et l'amélioration par l'introduction d'un modulateur vectoriel (DTC_SVM), pour le but de réduire les oscillations du couple, de travailler avec une fréquence de commutation fixe et d'alimenter la machine avec une tension proche de la sinusoïde.

IV.2 Amélioration classique:

IV.2.1 Principe de la DTC de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux:

La DTC de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux, est basée sur la détermination directe des séquences de commande appliquées aux interrupteurs de l'onduleur de chaque étoile de la machine, en utilisant des comparateurs à hystérésis pour contrôler l'état de flux statorique et du couple électromagnétique. L'onduleur de tension à trois niveaux génère vingt-sept vecteurs tensions réparties sur douze secteurs distinctes dans le plan de phase de chaque étoile de la machine.

IV.2.2 Choix du vecteur tension:

On considère ici que l'onduleur multicellulaire est idéal, c'est à dire que tous les condensateurs flottants sont chargés à leur tension de référence.

Le bloc «sélection du vecteur tension onduleur» regroupe les informations provenant des deux parties linéaire et non-linéaire de l'algorithme, afin de déterminer un et un seul vecteur tension atteignable par l'onduleur. Ce vecteur sera appliqué par la suite à la machine pendant la période d'échantillonnage suivante, et jusqu'à ce qu'un nouveau dépassement de bande ne se produise.

La sélection du vecteur s'effectue en deux étapes:

1. Le calcul du vecteur optimal, permet de déterminer le point atteignable le plus proche sur l'hexagone.

2. Au voisinage de ce point, se trouve 6 vecteurs adjacents définissant un hexagone élémentaire centré sur. Le problème se ramène alors à déterminer lequel des 7 points de l'hexagone élémentaire corrige les dérivées des grandeurs de contrôle de façon adéquate [14].

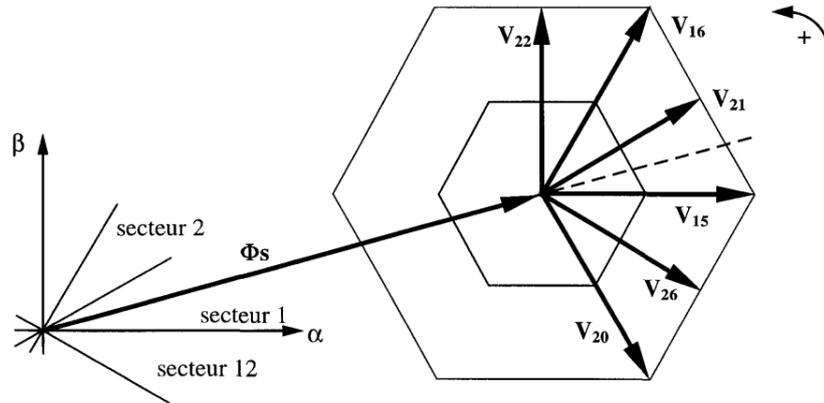


Fig.IV.1: Limitation du vecteur optimal et sélection de l'hexagone élémentaire.

IV.2.3 Construction de la table de commutation:

La construction des tables de commutation Tableau (IV.1) se base sur le choix du vecteur tension à appliquer pour permettre d'augmenter ou de diminuer le module du flux statorique et du couple électromagnétique.

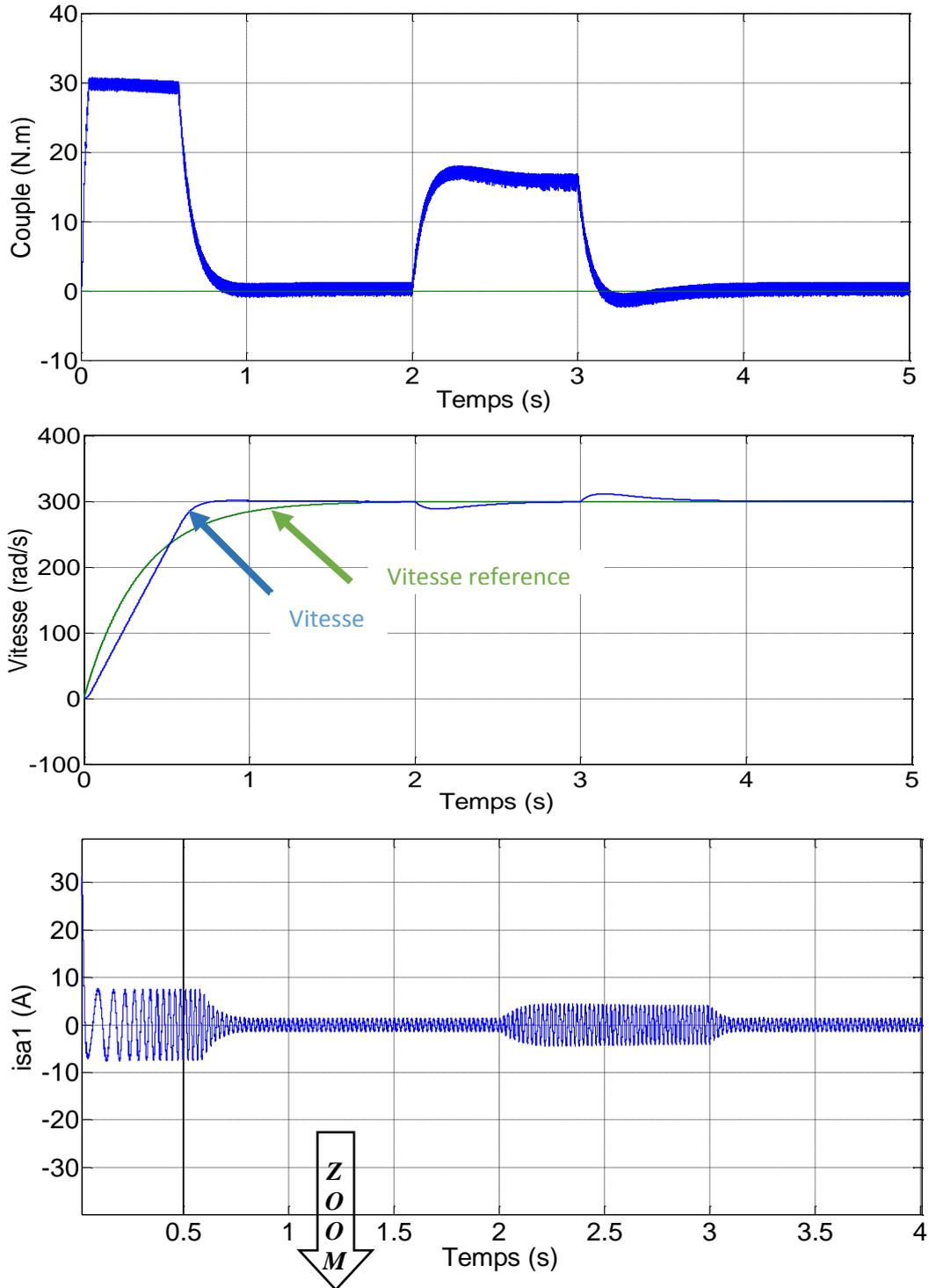
Une attention particulière a été consacrée à la synthèse de la table et aux comparateurs à hystérésis. Dans notre cas on utilise un comparateur hystérésis à trois niveaux pour le couple et à deux niveaux pour la régulation de flux [22].

La table de commutation de la DTC d'une MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux avec 12 secteurs (amélioration classique) est donnée par le tableau ci-dessous [12]:

Secteur		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
Flux	Couple												
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=1$	V ₁₇	V ₁₀	V ₁₈	V ₁₁	V ₁₉	V ₁₂	V ₂₀	V ₁₃	V ₁₅	V ₈	V ₁₆	V ₉
	$C_{cpl}=0$	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅
	$C_{cpl}=-1$	V ₁₉	V ₁₂	V ₂₀	V ₁₃	V ₁₅	V ₈	V ₁₆	V ₉	V ₁₇	V ₁₀	V ₁₈	V ₁₁
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=1$	V ₁₆	V ₉	V ₁₇	V ₁₀	V ₁₈	V ₁₁	V ₁₉	V ₁₂	V ₂₀	V ₁₃	V ₁₅	V ₈
	$C_{cpl}=0$	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆
	$C_{cpl}=-1$	V ₂₀	V ₁₃	V ₁₅	V ₈	V ₁₆	V ₉	V ₁₇	V ₁₀	V ₁₈	V ₁₁	V ₁₉	V ₁₂

Tab.IV.1: Table de commutation de la DTC à trois niveaux avec 12 secteurs.

Pour le schéma de principe de la DTC à trois niveaux, il suffit de remplacer dans le schéma bloc de la figure (Fig.III.7) les deux onduleurs à deux niveaux par deux onduleurs à trois niveaux. Dans ce cas les tables de commutation génèrent six impulsions (états de commutation des interrupteurs de l'onduleur) au lieu de trois. Les résultats de simulation sont illustrés dans les figures suivantes:



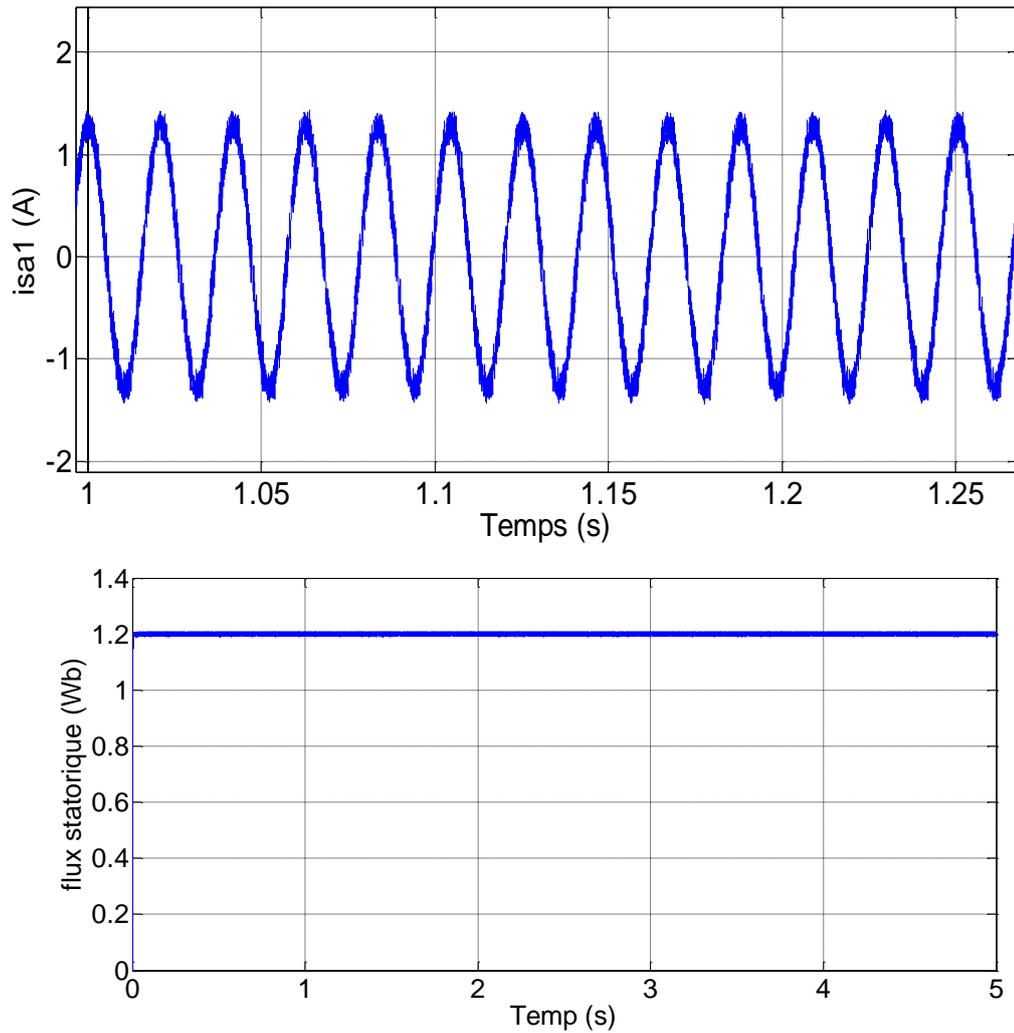


Fig.IV.2: Performances de la DTC classique à trois niveaux de la MASDE avec application d'un couple résistant $C_r=15$ N.m entre 2s et 3 s.

IV.2.4 Interprétations des résultats:

Dans le régime transitoire, la vitesse augmente d'une manière presque linéaire, avant qu'elle atteigne sa référence. Au démarrage, le couple électromagnétique atteint rapidement sa valeur maximale 30 N.m, puis il se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent.

A $t=2$ s la machine est chargée par un couple résistant 15 N.m, le couple électromagnétique répond pour compenser le couple de charge, et la vitesse subit une chute faible rejetée rapidement par le régulateur pour rétablir la vitesse à sa référence 300 rad/s.

Le courant statorique répond bien aux variations imposées sur le couple et sa forme est très proche de la sinusoïde. Le flux statorique suit bien sa valeur de référence 1.2 Wb avec une rapidité appréciable.

IV.3 Amélioration par ‘DTC-SVM’ basée sur les régulateurs PI:

IV.3.1 Introduction:

Les avantages attribués aux techniques DTC classiques (dynamique, robustesse, facilitée d’implémentation, performances élevées...) sont néanmoins contrebalancés par l’utilisation d’un comparateur à hystérésis; par principe, le comparateur conduit à un fonctionnement à fréquence variable qui augmente les risques d’excitation de résonances mécaniques ou acoustiques. Ces raisons contribuent à rendre le contenu harmonique des différents signaux de sortie difficilement prévisibles. En outre, l’application de la commande DTC classique à la MASDE provoque des oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques [23].

Dans ce qui suit, Nous allons appliquer la DTC SVM sur la MASDE, en remplaçant les régulateurs à hystérésis du couple et de flux par des régulateurs PI, et les tables de commutation par des blocs SVM.

IV.3.2 Technique de commande par MLI vectorielle (SVM):

La commande souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la stratégie MLI. Plusieurs méthodes ont été développées avec l’objectif de générer à la sortie de l’onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d’harmonique possible. Dans ce mémoire on s’intéresse à l’utilisation d’une technique de commande par modulation vectorielle.

Le principe de cette méthode est la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d’échantillonnage. Cette commande rapprochée (SVM) permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées au moteur.

La technique de modulation vectorielle (SVM) consiste à reconstituer de le vecteur tension de référence \vec{V}_{ref} pendant une période d’échantillonnage par les vecteurs tensions adjacentes $\vec{V}_i, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_7, \vec{V}_0$, ($i = 0, 1, \dots, 7$) correspondant aux huit états possibles de l’onduleur.

Une alimentation par l'onduleur il est évident que la commutation des deux interrupteurs d'un même bras en même période de temps provoque un court-circuit, donc pour éviter cette situation un seul interrupteur par bras doit être commuté par période de temps. Il existe huit états de commutation des interrupteurs. Ces 8 états sont codés de \vec{V}_0 à \vec{V}_7 (Fig.IV.1), la modulation 'SVM' consiste à piloter les commutateurs PWM pour passer progressivement d'un état au suivant. Les trois sorties a, b et c alimentent les trois phases du moteur qui créent des champs magnétiques déphasés de 120° . On peut alors représenter l'orientation du champ magnétique pour chacun des 8 états, ces états se transforment alors en vecteur de tension \vec{V}_0 à \vec{V}_7 sur le (Tab.IV.2) ci-dessous. Les secteurs 0 et 7 ne créent pas de champs magnétique, les vecteurs \vec{V}_0 et \vec{V}_7 ont donc une longueur nulle. Les autres vecteurs ont une longueur de 1 et respectent les relations suivantes [26]:

	Transistor ON	Transistor OFF	Vecteurs
000	T_2, T_4, T_6	T_1, T_3, T_5	\vec{V}_3
001	T_2, T_4, T_5	T_1, T_3, T_6	\vec{V}_5
010	T_2, T_3, T_6	T_1, T_4, T_5	\vec{V}_3
011	T_2, T_3, T_5	T_1, T_4, T_6	\vec{V}_4
100	T_1, T_4, T_6	T_2, T_3, T_5	\vec{V}_1
101	T_1, T_4, T_5	T_2, T_3, T_6	\vec{V}_6
110	T_1, T_3, T_6	T_2, T_4, T_5	\vec{V}_2
111	T_1, T_3, T_5	T_2, T_4, T_6	\vec{V}_7

Tab.IV.2: Les différentes combinaisons des transistors.

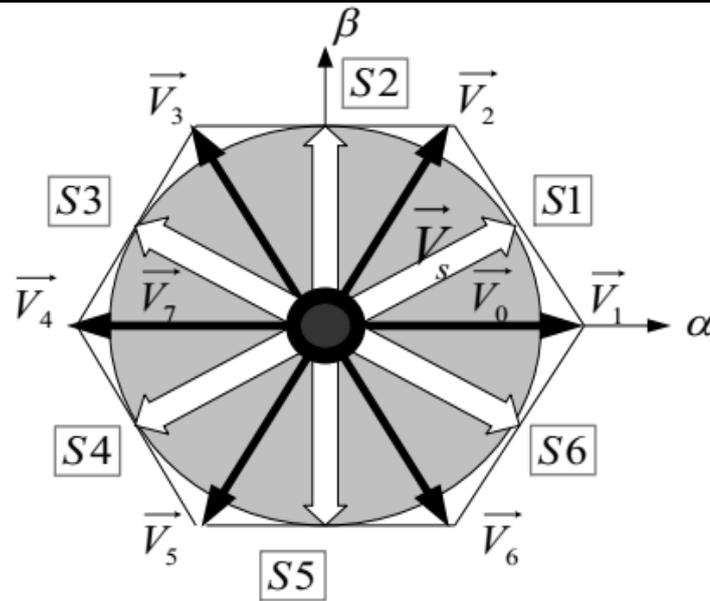


Fig.IV.3: Vecteur d'espace \vec{v}_s de l'onduleur de tension.

$$\begin{cases} V_2 = -V_5 \\ V_3 = -V_6 \\ V_1 = -V_4 \\ V_1 + V_3 + V_5 = 0 \end{cases} \quad (IV.1)$$

La technique SVM suit les principes suivants:

- Le signal de référence est échantillonné à intervalle de temps régulier T (MLI régulière).
- Pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur T centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.

La MLI vectorielle consiste à placer le vecteur de commande dans le référentiel diphasé obtenu après l'utilisation de la transformée de Concordia. Elle nécessite la détection du secteur où il trouve le vecteur de référence puis le calcul des instants de commutation pour approximer le vecteur de référence. Après la détermination du secteur du vecteur de référence, on peut calculer les durées de commutation des interrupteurs par la projection du vecteur de référence sur les axes du secteur correspondant.

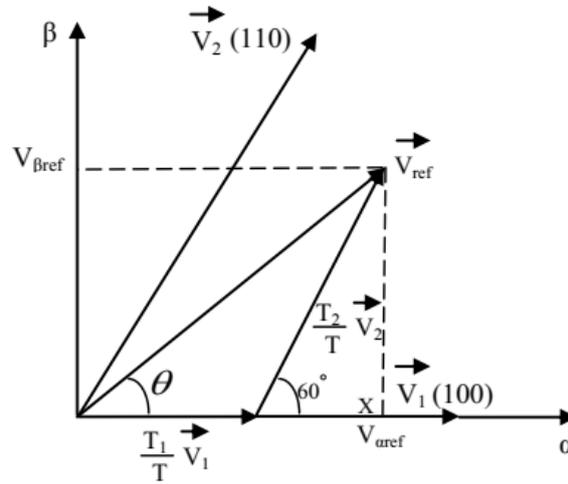


Fig.IV.4: Projection du vecteur de tension de référence.

Dans La figure (Fig.IV.3), le vecteur de référence V_{ref} appartient au premier secteur, et le temps d'application des deux vecteurs adjacents (V_1 et V_2) est donnée par:

$$\begin{cases} T = T_1 + T_2 + T_0 \\ v_{ref} = \frac{T_1}{T}v_1 + \frac{T_2}{T}v_2 \end{cases} \quad (IV.2)$$

La détermination des durées T_1 et T_2 est donnée par une simple projection:

$$\begin{cases} v_{\beta ref} = \frac{T_2}{T} \|v_2\| \cos(30^\circ) \\ v_{\alpha ref} = \frac{T_1}{T} \|v_1\| + x \\ x = \frac{v_{\beta ref}}{\text{tg}(60^\circ)} \end{cases} \quad (IV.3)$$

Donc on peut trouver les durées T_1 et T_2 à partir des composantes: V_{aref} et $V_{\beta ref}$:

$$\begin{cases} T_1 = \frac{T}{2v_c} (3v_{\alpha ref} - \sqrt{3}v_{\beta ref}) \\ T_2 = \sqrt{3} \cdot \frac{T}{v_c} v_{\beta ref} \end{cases} \quad (IV.4)$$

On applique dans le reste de la période le vecteur nul, donc la moyenne des trois vecteurs va donner une approximation du vecteur de référence dans la période d'échantillonnage T .

La somme des deux vecteurs V_1 et V_2 respectivement appliqués pendant les durées T_1 et T_2 donne donc le vecteur \vec{V}_s initial. En combinant ces deux vecteurs avec les vecteurs nuls \vec{V}_0 et \vec{V}_7 et en codant par un 1 un interrupteur fermé et un zéro un interrupteur ouvert, nous

pouvons reconstituer les signaux de commande à appliquer pour obtenir le vecteur \vec{V}_s souhaité, comme le montre l'exemple de la figure (Fig.IV.4).

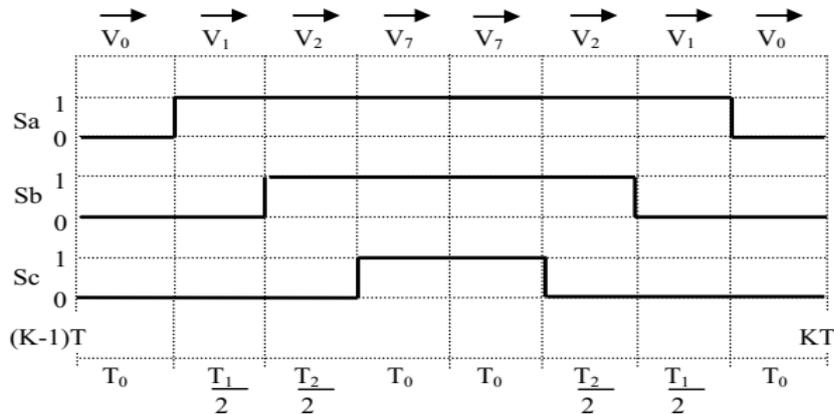


Fig.IV.5: Etats des interrupteurs S_a , S_b et S_c dans le premier secteur de l'hexagone.

Dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique, plusieurs techniques peuvent être utilisées. La solution la plus courante utilisée pour fixer la fréquence de commutation est l'introduction d'un bloc de modulation vectorielle (SVM). Cette stratégie consiste à remplacer tous les comparateurs à hystérésis par des régulateurs PID et la table de commutation par le bloc SVM. Les états de commutation de l'onduleur sont générés par le bloc SVM à partir des tensions statoriques de références provenant des régulateurs. Le schéma de principe de la commande DTC-SVM appliquée à la MASDE est donné par la figure (IV.5) [12].

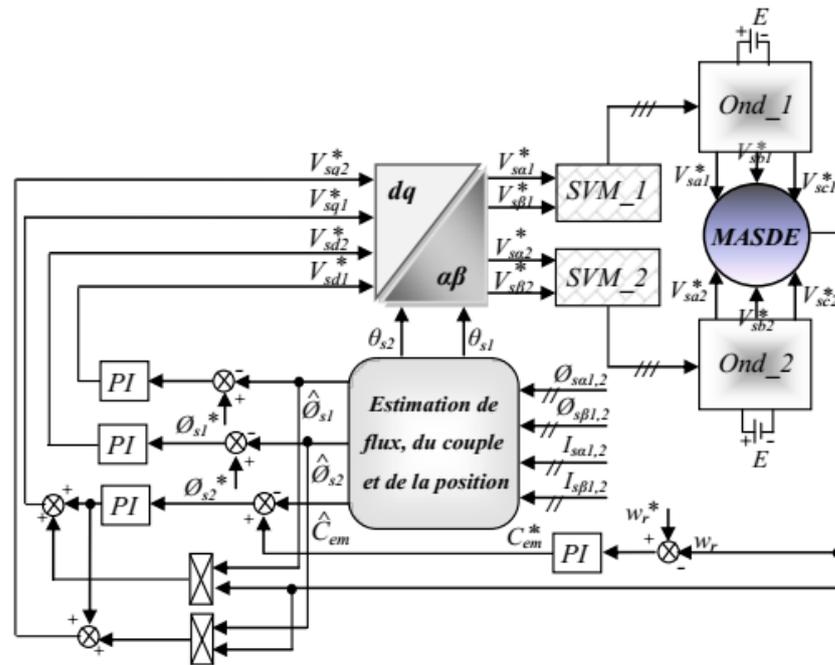
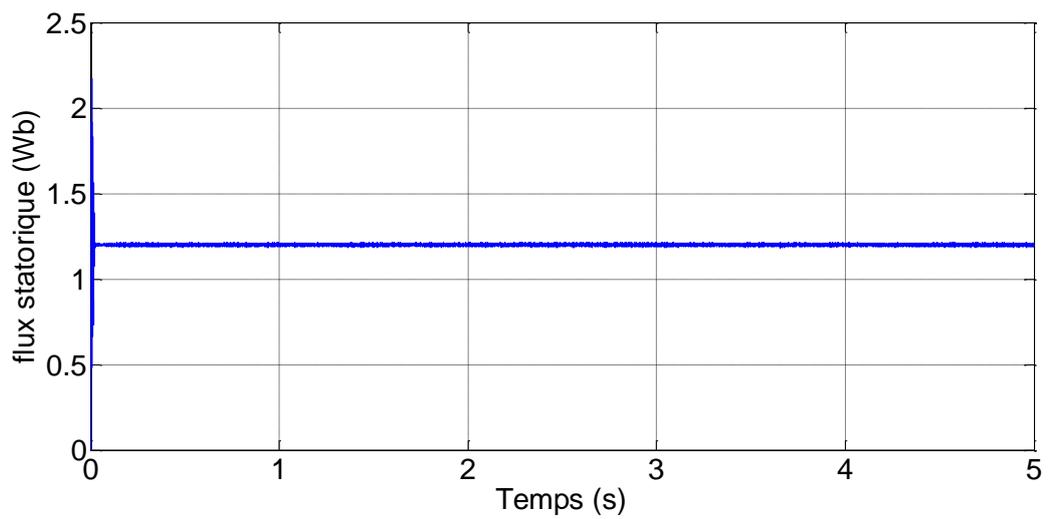
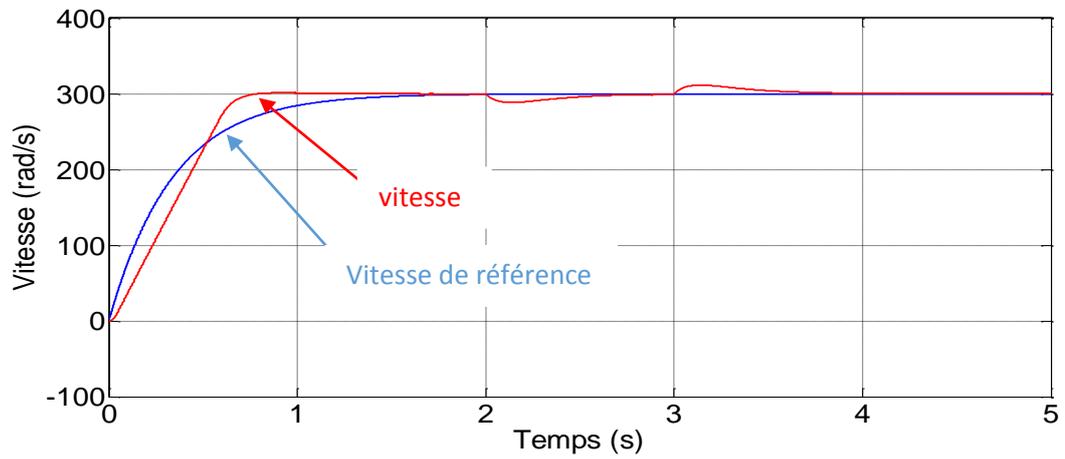
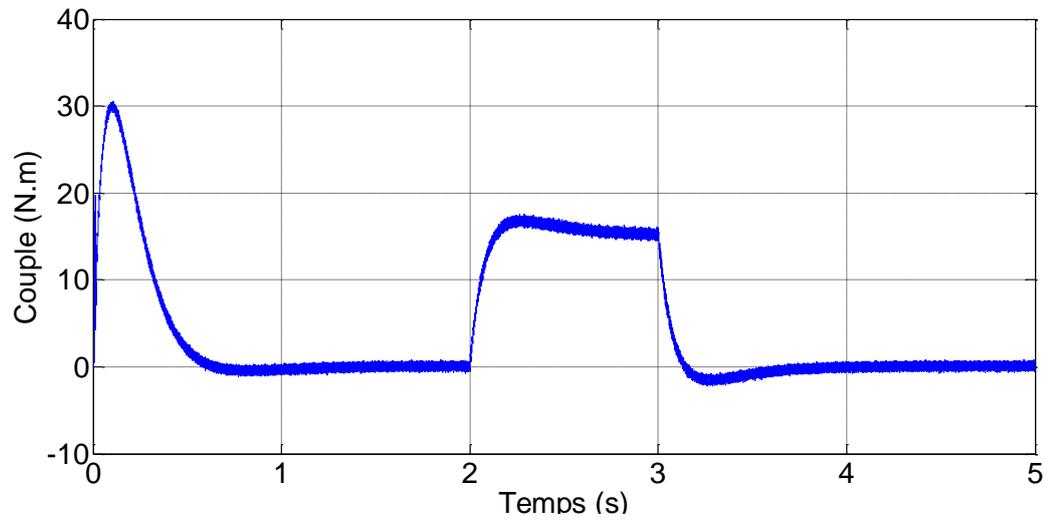


Fig.IV.6: Schéma bloc de la DTC-SVM appliquée à la MASDE.

IV.3.3 Résultats de simulation:



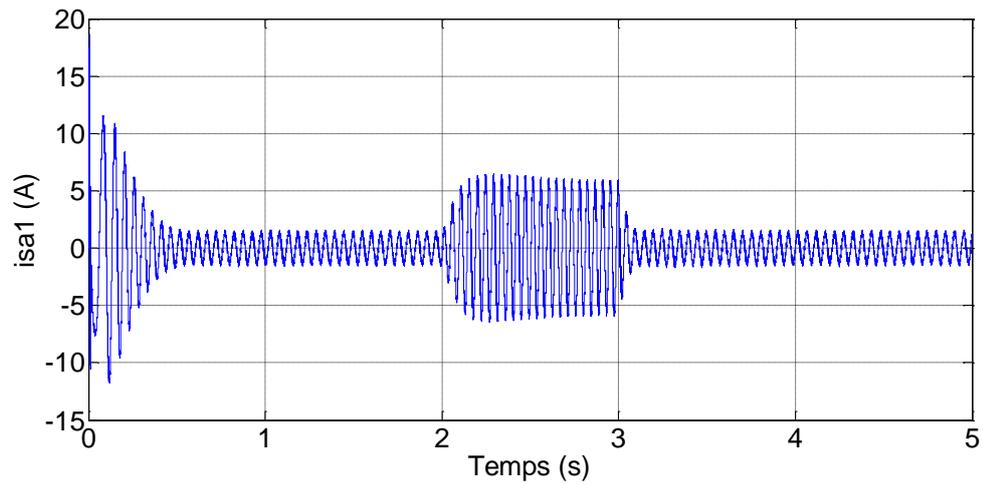
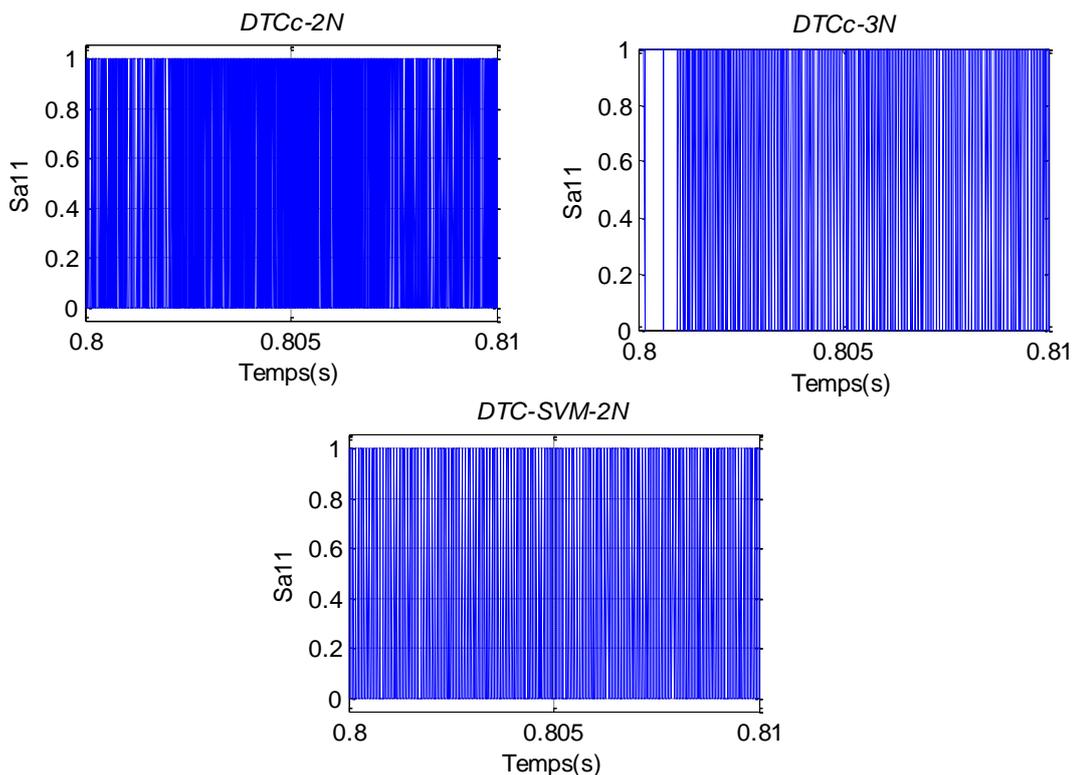


Fig.IV.7: Performances de la DTC_SVM à deux niveaux de la MASDE avec application d'un couple résistant $C_r=15$ N.m entre 2s et 3s.

IV.3.4 Interprétation de résultat:

Les résultats de simulation montrent les bonnes performances de la commande DTC_SVM. La vitesse atteint rapidement le régime permanent, et rejoint sa valeur de référence, une faible chute de vitesse a été remarquée lors de l'application d'une charge et qui sera rétabli par la suite à cause de régulateur PI. Pour compenser le couple de charge, la machine fournisse un couple électromagnétique qui se traduit par une forte appel du courant statorique.

Le signal de commutation de l'interrupteur supérieur et la tension d'alimentation de la première phase statorique pour chaque type de la DTC, sont présentés par les figures ci-après:



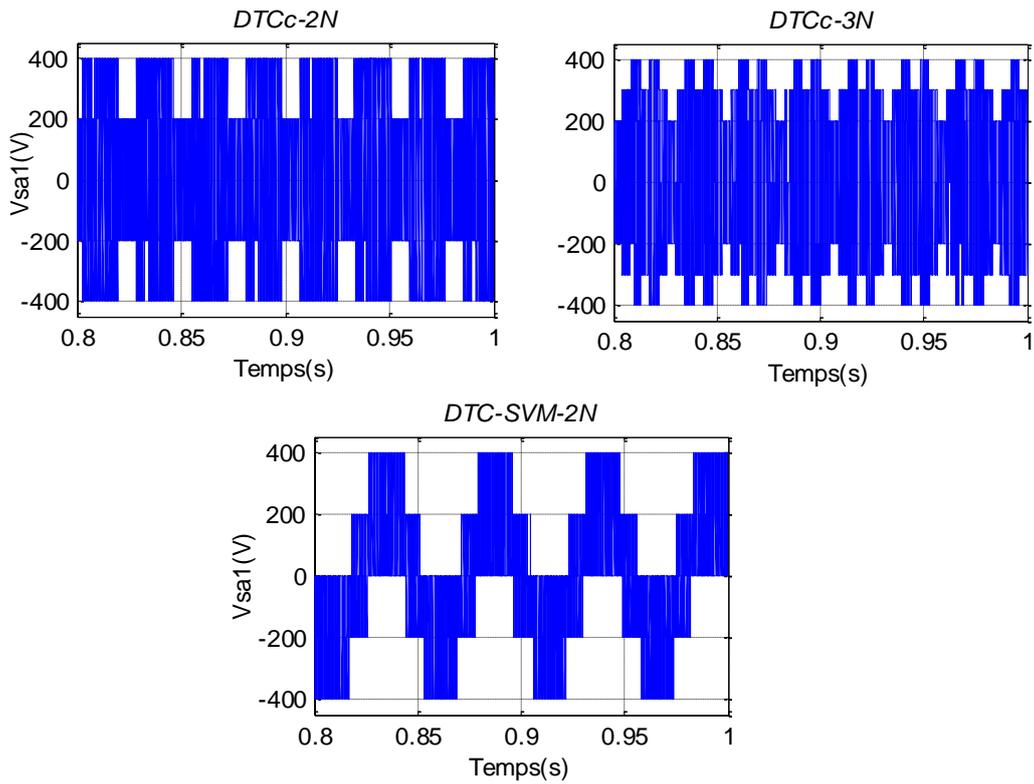


Fig.IV.8: La comparaison entre le différents signaux de commandes et de tensions pour chaque type de commande DTC.

Stratégie	DTC.C_2N	DTC.C_3N	DTC_SVM_2N
Performance			
Rejet de perturbation de la vitesse	grand	grand	petit
Dynamique	élevée	élevée	élevée
Forme du courant statorique	proche de la sinusoïde	proche de la sinusoïde	sinusoïde
Ondulations du couple	fortes	fortes	réduites
Fréquence de commutation	variable	variable	constante

Tab.IV.3: La comparaison entre les différents types de commandes.

IV.4 Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons procédé à l'amélioration classique et celle basée sur SVM de la DTC appliquée à la MASDE.

En comparaison avec les résultats obtenus, les techniques d'amélioration proposées portent des améliorations remarquables en termes des ondulations du couple, la forme du courant statorique et de fréquence de commutation.

Conclusion générale

L'objectif principal de ce mémoire de fin d'étude est consacré à l'amélioration de la commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone double étoile (MASDE).

Nous avons commencé tout d'abord par une étude de modélisation de la MASDE alimentée directement par le réseau électrique, en utilisant la transformation de Park pour passer d'un système triphasé à un système biphasé, afin de simplifier l'étude et réduire la complexité, dans le but d'élaborer un modèle simple qui traduit le fonctionnement de la machine.

L'alimentation de la machine a été assurée à travers l'ensemble: réseau électrique-redresseur-filtre RLC-onduleur de tension. Deux types d'onduleurs ont été utilisés: onduleur classique à deux niveaux et onduleur multiniveaux à trois niveaux commandés par la technique MLI.

Afin de 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 dite: commande directe du couple (DTC).

La DTC classique présente certains inconvénients liés à l'utilisation des régulateurs à hystérésis. Pour remédier à ce problème, deux techniques d'amélioration ont été proposées, la première est une amélioration classique consiste à remplacer les onduleurs à deux niveaux par des onduleurs à trois niveaux avec multiplication du nombre de secteurs, en améliorant la qualité de tension d'alimentation tout en réduisant les ondulations du couple, mais le problème de la fréquence de commutation variable consiste toujours. La deuxième amélioration consiste à remplacer les régulateurs à hystérésis par des régulateurs PI et les tables de commutation par des blocs SVM. Cela nous a permis de fixer la fréquence de commutation et réduire le taux de distorsion harmonique ainsi que les fluctuations du couple.

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 valider expérimentalement les résultats théoriques.

- Reprendre l'étude présentée en changeant les onduleurs multi-niveaux par d'autres convertisseurs de puissance tels que: les convertisseurs matriciels et les convertisseurs multicellulaires pour améliorer de plus les performances du courant et de la tension.
- Reprendre les différentes commandes appliquées en utilisant les divers types d'estimateurs pour éliminer les problèmes liés à l'utilisation des capteurs.
- Etudier la machine en régime dégradé.

Paramètres de la machine asynchrone double étoile

Les paramètres de la machine Asynchrone à Double Etoile (MASDE) utilisés sont :

▪ Puissance nominale	$P_n = 4,5 \text{ kW}$
▪ Tension nominale	$V_n = 220/380 \text{ V}$
▪ Courant nominal	$I_n = 6,5 \text{ A}$
▪ Résistance du premier enroulement statorique	$R_{s1} = 3,72 \text{ } \Omega$
▪ Résistance du deuxième enroulement statorique	$R_{s2} = 3,72 \text{ } \Omega$
▪ Résistance rotorique	$R_r = 2,12 \text{ } \Omega$
▪ Inductance du premier enroulement statorique	$L_{s1} = 0,022 \text{ H}$
▪ Inductance du deuxième enroulement statorique	$L_{s2} = 0,022 \text{ H}$
▪ Inductance rotorique	$L_r = 0,006$
▪ 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	$f = 50 \text{ Hz}$
▪ Nombre de paires de pôles	$p = 1$

Bibliographie

- [1] KERCHA Safia et GOUBI Wissam , Étude et modélisation des machines électriques double Etoile, mémoire de Magister de l'université de KASDI Merbah de Ouargla, Algérie,2013.
- [2] DOUDOU Brahim et DOUDOU Mohammed, Réglage robuste de la vitesse d'une machine asynchrone à double étoile piloté par la commande directe du couple (DTC), mémoire de Magister de l'université de Ghardaïa, Algérie, 2017.
- [3] Modeling of a multi-phase induction machine under fault condition," IEEE 1999 International Conférence on Power Electronics and Drive Système, PEDS'99., pp. 92–97, Hong Kong, July 1999.
- [4] D.Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug," Modelling of a double-star induction motor with an arbitrary shift angle between its three phase windings ", EPE-PEMC2000, Kosice.
- [5] ELKHEIR Merabet, Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile", Mémoire de Magister de l'université de Batna, Algérie ,2008.
- [6] HOCINE Amimeur, contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement, Mémoire de Magister de l'université de Batna, Algérie ,2008.
- [7] OULADSAMEM Moussa ; SEDDIKI Ahmed, Régulation de la vitesse par logique flou d'une MASDE commandée par la technique d'orientation du flux (FOC), Mémoire de Master de l'université de Ghardaïa, Algérie, 2017.
- [8] BENRABIAM Sofiane, et BENDIB Azzedine. Simulation numérique d'un moteur asynchrone, Mémoire de Magister de l'université de d'el-oued, Algérie, 2016.
- [9] BOUAMRA Dhia elhak,et BEDDI Nasser ,Etude d'une machine asynchrone double Etoile :(modélisation, alimentation et commande) , Mémoire de Magister de l'université d'el-oued, Algérie, 2014.
- [10] KADRIDIA Elhaq, Commande par mode glissant d'un moteur asynchrone double étoile alimenté par onduleur hexa phase, Mémoire de Magister de l'université d'Ouargla, Algérie, 2016.
- [11] YOUSFI Massinissa ; BOUCHENAF Zidane, Commande directe du couple de la MSDE alimentée par deux types d'onduleurs Mémoire de Magister de polytechnique, Algérie, 2007.

- [12] SADOUNI Radhwane, Commande directe du couple (DTC-SVM) d'une MASDE associée à Deux Onduleurs Multiniveaux en Cascade avec un Redresseur à MLI Piloté par DPC, Thèse de Doctorat de l'université de Sidi Bel Abbès, Algérie, 2017.
- [13] BELKHERRAZ Hanane ; CHENNA Amina, Contrôle direct du couple de la machine asynchrone double étoile, Mémoire de Magister de l'université de BEJAYA, Algérie, 2016.
- [14] ANNE Marie ARKER Hissel, "contrôle Direct du Couple Electromagnétique de Machines Asynchrones de Grande Puissance", Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 1999.
- [15] A.CHEBABHI ; N.E.ROUABAH ; E.GUERBAI, Application des techniques de l'intelligence artificielle pour le contrôle direct du couple d'une MAS, Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila, Algérie, 2009.
- [16] A.M.ARCKER, Contrôle direct du couple électromagnétique des machines asynchrones de grande puissance, Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, 1999.
- [17] D. beriber, E.M. berkouk, M.O. mahmoudi, A. talha Abdelaziz, « association onduleur à trois niveaux a structure machine asynchrone à double stator »JTEA 2004, 20-21-22 mai 2004, Tunisie.
- [18] Salmi Abdelhafid ; Gassarellil Brahim, Contribution à la Maintenance Préventive d'une Installation de Pompage Cas (Elma Labiod Tebessa), Mémoire de Magister de l'université de Tébessa, Algérie 2015.
- [19] T. Abdelkrim, E.M. Berkouk, K. Aliouane, K. Benamrane et T. BenSlimane, Etude et réalisation d'un onduleur a trois niveaux commande par mli vectorielle, Unité de Recherche Appliquée en Energies Renouvelables, 'URAER' B.P. 88, Z.I. GaarTaam, Ghardaïa, Algérie, 2010.
- [20] Sofiane BENRABIA ET Azzedine BENDIB, Simulation numérique d'un moteur asynchrone à double Etoile commande par onduleur multiniveaux. Mémoire d'ingénieur de l'Université Mohamed BOUDIAF de M' SILA, Algérie, 2005.
- [21] TOUFOUTI Raid, Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone, Thèse de Doctorat de l'université Mentour Constantne, Algérie, 2008.

- [22] MEHEDI Fayçal, Apport de la Logique Floue et la Modulation Vectorielle à la Commande DTC d'une Association Machine Asynchrone – Onduleur de Tension à Trois Niveaux, mémoire magister de l'université Hasiba Ben Bouali de Chleff, Algérie, 2011.
- [23] ABDELKRIM Hamza & ELGHARBI Kame, Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une Machine Asynchrone (MAS), mémoire magister de l'université Mohamed BOUDIAF - M'SILA, Algérie, 2013.
- [24] Lakhdar DJAGHDALI, Commande prédictive directe du couple de la machine asynchrone, mémoire magister de l'université, Mohamed Khider – Biskra, Algérie, 2012.
- [25] LAGGOUN Youcef et LIMANE Houssam Eddine, Commande d'une machine asynchrone double étoile par logique floue, mémoire de Magister de l'université de kasdi merbah ourgla, Algérie, 2017.
- [26] KERRACHE Abdelaziz, KORICHI Ahmed, Commande DTC-SVM Prédictive D'un Moteur Asynchrone A Cage Sans Capteur Mécanique, mémoire de Magister de l'université de kasdi merbah ourgla, Algérie, 2013.

Résumé _ Dans le domaine industriel en forte puissance, les machines polyphasées possèdent une importance d'utilisation grâce à leurs fiabilités et segmentation de puissance, ce mémoire propose l'étude de l'exemple le plus courant de ce type des machines, c'est la machine asynchrone à double étoile. Ce travail présente tout d'abord la modélisation de la machine asynchrone double étoile (MASDE) dans la raison d'étudier, d'analyser, et de simuler la commande de cette machine. L'alimentation de notre machine se fait à travers l'ensemble: réseau, redresseur triphasé, filtre RLC et deux onduleurs multiniveaux à MLI. Afin d'améliorer le découplage entre le flux et le couple, la commande direct du couple (DTC) est appliquée, elle est basée sur le choix d'un meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences sur le flux et le couple. Dans le but de réduire les ondulations du couple, d'améliorer la qualité du courant et de fixer la fréquence de commutation, on a fait appelle la technique DTC-SVM.

Mots clés _ Machine Asynchrone à Double Etoile (MASDE), Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), Commande Directe de Couple (DTC), Modulation Vectorielle (SVM).

Abstract _ In the high-power industrial field, polyphase machines have an importance of use thanks to their reliability and power segmentation, this memory proposes the study of the most common example of this type of machines, it is the double star asynchronous machine. This work first presents the modeling of the double-star asynchronous machine (DSIM) in the reason of studying, analyzing, and simulating the control of this machine. The power of our machine is through the assembly: *electric grid _ three phase rectifier _ RLC filter* and two multilevel *inverter* MLI. In order to improve the decoupling between the flux and the torque, the direct torque control (DTC) is applied, it is based on the choice of a better switching state of the inverter to satisfy the requirements on the flow and the torque. In order to reduce the torque ripple, improve the current quality and set the switching frequency, for that we called the DTC-SVM technique.

Key words _ *Dual Star Asynchronous Machine (DSIM), Pulse Width Modulation (PWM), Direct Torque Control (DTC), Space Vector Modulation (SVM).*

ملخص _ في المجال الصناعي ذو الاستطاعة العالية، تأخذ الآلات متعددة الأطوار أهمية في الاستخدام بفضل نجاعتها وتجزئتها للاستطاعة، نعرض في هذه المذكرة، أولاً نمذجة الآلة الغير متزامنة ثنائية النجمة (أ.غ.م.ث.ن) في سياق الدراسة والتحليل لمحاكاة طرق التحكم في هذه الآلة. من خلال "شبكة كهربائية- مقوم - مصفي م.ذ.س" ومموجين متعددي المستوى متحكم فيهما بتقنية تعديل عرض الذبذبات جيب مثلت، يمكننا تغذية (أ.غ.م.ث.ن). ولتحسين الفصل بين التدفق وعزم الدوران، نطبق التحكم المباشر في العزم (ت م ع)، والذي يأخذ أفضل حالة استبدال للموج. من أجل تقليل تموجات العزم وتحسين جودة التيار والحصول على تردد تبديل ثابت، يتم استدعاء تقنية التحكم في العزم بواسطة التعديل الشعاعي.

الكلمات المفتاحية _ الآلات اللامتزامنة ثنائية النجمة (ن.ث.م.غ.أ)، تعديل عرض الذبذبات (ت ع ذ)، التحكم المباشر في العزم (ت م ع) التعديل الشعاعي .