



الجامعة الوطنية المتعددة التخصصات
Ecole Nationale Polytechnique

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Ecole Nationale Polytechnique

Département Génie Electrique

PROJET DE FIN D'ÉTUDE

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Génie électrique

Thème

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE
SYNCHROME AUTOPILOTÉE À PÔLES
SAILLANTS PAR UN ONDULEUR TROIS
NIVEAUX COMMANDÉ EN TENSION

Proposé et dirigé par :

- ♦ **Mr MO. MAHMOUDI**
- ♦ **Mr L. NEZLI**

Président du jury :

- ♦ **Mr.R.TAHMI**

Examineur :

- ♦ **Mr. B.HEMICI**

Etudie par :

- ♦ **BOUSSIALA Boubakr**
- ♦ **IDOUGHI Mohand Laid**

Promotion: juin 2006

Remerciements

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à :

Nos enseignants et promoteurs Mr MAHMOUDI, maître de conférence à l'école nationale polytechnique d'EL HARRACH (ENP), et Mr NEZLI, docteur d'état à l'ENP, pour nous avoir proposé ce sujet ainsi que leurs orientations pendant la durée de travail sur ce projet Qu'ils trouvent ici l'expression de notre profonde gratitude.

Les enseignants de l'école nationale polytechnique d'Alger qui ont veillé pendant des années à nous former.

Tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce modeste travail.



Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

À la mémoire de mon père.

À ma très chère mère

À ma très chère grand-mère.

À mes frères, Belkacem, Omar, Abed eloubab,

Abed elrazak

À toute ma famille.

À tous mes amis et spécialement Ameer,

Abraham, Fosseem, Mohamed, Ahmed, Djamel,

Amer, Samir, Nabil

À la promotion Electrotechnique 2006

Boubakr

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE

MODÉLISATION DE MACHINE SYNCHRONE

I.1 INTRODUCTION	04
I.2 STRUCTURE DE LA MACHINE SYNCHRONE	04
I.2.1 Description	04
I.2.2 Hypothèses Simplificatrices	06
I.3 ÉQUATIONS ÉLECTRIQUES ET MAGNÉTIQUE DE LA MACHINE DANS LES AXES ABC	07
I.3.1 Équations Électriques	07
I.3.2 Relations entre Flux et Courants	08
I.3.3 Matrice Inductance Statorique	09
I.3.4 Matrice de Couplage entre le Stator et le Rotor	09
I.3.5 Matrice Inductance Rotorique	09
I.4 EQUATIONS ELECTRIQUES DANS LES DEUX AXES D ET Q, EQUATIONS DE PARK	10
I.4.1 Transformation de Park	10
I.4.2 Modèle de la Machine Synchrone	12
I.4.2.1 Etablissement des Equations Electriques	13
I.4.2.2 Relations entre Flux et Courants (Composantes d, q, o)	13
I.4.2.3 Principe et Résultat du Calcul	13
I.4.2.4 Etablissement D'équations de la Puissance et de Couple	15
I.4.2.5 Equation Mécanique	16
I.5 SIMULATION ET INTERPRETATION	17
I.6 CONCLUSION	17

ASSOCIATION ONDULEURS TRIPHASÉS À TROIS NIVEAUX-MSA

II.1 INTRODUCTION	21
II.2 MODÉLISATION DU CONVERTISSEURS	22

II.2.1 Modélisation du Redresseur-----	22
II.2.2 Modélisation du Filtre-----	23
II.3 MODELISATION DU FONCTIONNEMENT DES ONDULEURS A TROIS NIVEAUX-----	24
II.3.1 Introduction-----	24
II.3.1.1 Structure de L'onduleur à Trois Niveaux -----	24
II.3.1.2 Modélisation du Fonctionnement d'un Bras D'onduleur à Trois Niveaux -----	26
II.3.2 Modèle de Commande des Onduleurs à Trois Niveaux -----	28
II.3.2.1 Commandabilité des onduleurs à trois niveaux -----	28
II.3.2.2 Fonctions de Connexion des Interrupteurs-----	28
II.3.2.3 Fonctions de Conversion-----	28
II.3.2.4 Fonctions de Connexion des Demi-Bras -----	29
II.3.2.5 Fonction de Conversion-----	29
II.4 STRATEGIE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX-----	32
II.4.1 Introduction-----	32
II.4.2 Principe de la stratégie -----	32
II.4.2.1 Principe de La Stratégie -----	32
II.4.2 Association onduleur à trois niveaux-MSA -----	34
II.5 RESULTATS DE LA SIMULATION ET INTERPRETATION -----	34
II.6 CONCLUSION -----	36

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHROME À i_d NUL

III.1 INTRODUCTION-----	39
III.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE -----	39
III.3 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHROME-----	40
III.3.1. Etude en Boucle Ouverte-----	40
III.3.1.1 Structure du Bloc de Découplage -----	40
III.3.1.2 Onduleur Contrôlé en Tension (MLI trian -sinusoïdale)-----	41
III.3.1.3 Simulation et Interprétation -----	43
III.3.1.3.1 Résultat de Simulation -----	44
III.3.1.3.2 Interprétation -----	44

III.3.2 Etude En Boucle Fermée	45
III.3.2.1 Onduleur Contrôlé en Tension	45
III.3.2.1.1 Réglage de la Vitesse	45
III.3.2.1.2 Réglage du Courant i_d	49
III.3.2.1.3 Resultats de Simulation et Interprétation	51
III.4 CONCLUSION	53

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE À i_d

Cst

IV.1 INTRODUCTION	55
IV.2 STRATEGIE DE LA COMMANDE A COURANT ID IMPOSE	55
IV.3 COMMANDE VECTORIELLE A ID CONSTANT DE LA MSA	56
IV.3.1 Etude en Boucle Ouverte	56
IV.3.1.1 Onduleur Controle en Tension (Mli Trian -Sinusoïdale)	57
IV.3.1.2 Simulation et Interprétation	58
IV.3.2 Etude en Boucle Fermée	60
IV.4 SIMULATION ET RESULTATS	64

AMÉLIORATION DES PERFORMANCES DE LA COMMANDE

VECTORIELLE

V.1 INTRODUCTION	66
V.2 AMELIORATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE PAR REGLAGE DU COURANT D'EXCITATION	67
V.2.1 Alimentation du Circuit D'excitation par un Hacheur	67
V.2.2 Réglage du Courant D'excitation	68
V.2.3 Bloc de Défluxage	69
V.2.4 Calcul des Paramètres du Régulateur PI	69
V.3 RESULTATS DESIMULATION ET INTERPRETATION	71
V.4 CONCLUSION	71

CONCLUSION GENERALE 74

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES 76

Introduction Générale

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation..

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone.

Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants.

Les machines électriques à courant alternatifs de forte puissance, occupent de nos jours une place très importante dans le domaine des entraînements à des vitesses variables. Les entraînements à vitesse variables utilisant les machines à courant alternatif alimentés par des convertisseurs ont connu le stade des applications industrielles à la fin des années soixante dix. Auparavant on utilisait des machines à courant continu associés à des convertisseurs statiques. Mais ces dernières présentent de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique, il limite sa puissance, sa vitesse et exige une maintenance permanente.

Face aux inconvénients cités ci-dessus, les machines à courant alternatifs possèdent beaucoup d'avantages, elles ont un encombrement réduit, fonctionnent dans les environnements hostiles, présentent une certaine fiabilité et de robustesse et donc leurs maintenance est réduite, en plus elles fonctionnent à des vitesses élevées.

L'alimentation par des onduleurs de tension, de forte puissance est devenue possible avec l'apparition des thyristors GTO mais la fréquence de commutation de ces onduleurs est faible ce qui engendre des ondulations au niveau du couple et du courant.

Par conséquent, l'utilisation des transistors IGBT a permis d'augmenter la fréquence de commutation.

La naissance de la commande vectorielle a permis d'accroître considérablement les performances dynamiques des variateurs synchrones. L'idée consiste à obtenir un modèle découplé semblable au modèle de la machine à courant continu.

Notre étude est partagée en cinq parties.

◆ Dans le premier chapitre, nous présentons le fonctionnement et le principe de la machine synchrone autopilotée MSA, puis nous la modéliserons dans la configuration du PARK.

◆ Le deuxième chapitre présente les modèles de connaissance et de l'onduleur de tension à trois niveaux ainsi que la stratégie tringulo-sinusoïdale utilisée à la commande de l'onduleur pour réaliser l'association de l'onduleur avec la MSA.

◆ Le troisième chapitre sera consacré la commande de la machine à id nul en illustrant le principe de découplage, puis le quatrième chapitre sera étudié pour un courant id constant. Pour les deux cas, après avoir découplé la machine, le réglage de la vitesse sera effectué au moyen d'un régulateur PI.

◆ Dans le cinquième chapitre, nous apportons les performances à la commande vectorielle, en régulant le courant d'excitation pour garantir le fonctionnement au-delà la vitesse nominale.

Et nous terminerons par une conclusion générale.

*Modélisation De
Machine Synchrone*

I.1 INTRODUCTION

La modélisation des machines électriques est primordiale aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Au niveau de la conception, l'utilisateur aura recours aux équations de Maxwell afin d'analyser finement le comportement de la machine électrique. Sur un aspect commande, devoir simuler une chaîne de traction à l'aide des méthodes par éléments finis ou des intégrales de frontières est actuellement envisageable. Un modèle basé sur les équations de circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulations courts. En outre, la précision de la modélisation est acceptable [11].

Dans ce travail, nous présenterons le modèle de Park de la machine synchrone à inducteur bobiné et pôles saillants avec amortisseurs.

I.2 STRUCTURE DE LA MACHINE SYNCHRONE

I.2.1 Description

La machine synchrone dont nous allons étudier la mise en équation correspond à la structure de principe représentée figure (I.1), dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation. L'inducteur tournant, appelé aussi rotor, bipolaire est représenté dans le cas de la structure à pôle saillant : l'entrefer est variable, mais il est symétrique par rapport à deux axes perpendiculaires, l'axe direct (ou polaire ou longitudinal) O_d et l'axe en quadrature (ou inter polaire ou transversal) O_q . Il comporte un enroulement inducteur, bobiné autour des pôles et des « amortisseurs », ensemble de barres conductrices logées dans des encoches longitudinales au voisinage de la périphérie des pôles. Ces barres sont réunies aux deux extrémités de la machine par deux couronnes conductrices, de façon analogue à la « cage d'écureuil » d'un moteur asynchrone. Cette couronne est parfois interrompue au droit des espaces inter polaires.

La présence de circuits amortisseurs, qui n'interviennent pas dans l'étude du régime permanent synchrone idéalisé (c'est-à-dire négligeant tous les harmoniques et les petites oscillations de vitesse), complique un peu l'étude des régimes transitoires mais leur influence lors de ces régimes est telle qu'il est impossible de les négliger et c'est pourquoi il a paru préférable de les introduire d'emblée [1].

L'induit fixe, appelé aussi stator, séparé de l'entrefer par une surface cylindrique, est muni d'un enroulement triphasé a, b, c (enroulement classique à champ tournant), représenté conventionnellement comme sur la figure, du côté positif des axes O_a, O_b, O_c .

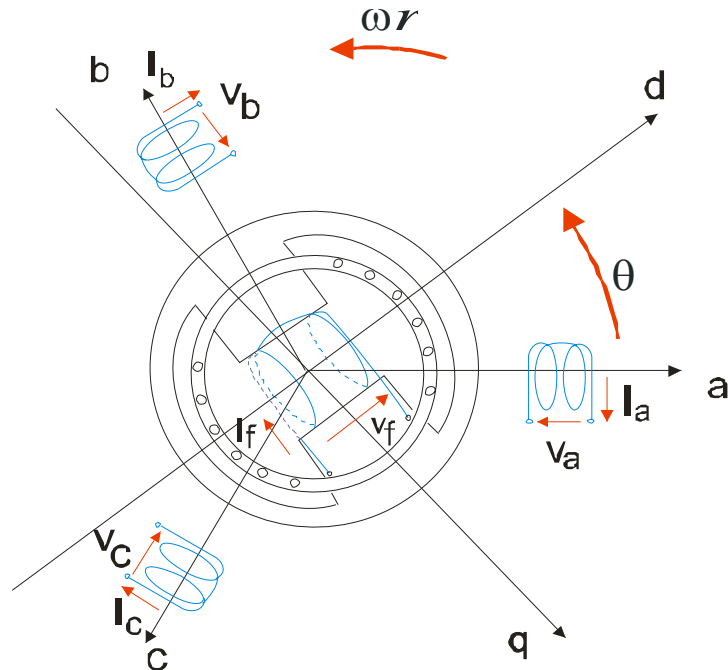


Fig. I.1 : Machine synchrone triphasée avec amortisseurs

L'inducteur est animé d'une vitesse de rotation ω_r , comptée positivement dans le sens trigonométrique.

La direction positive de O_d correspond à l'orientation naturelle des lignes d'induction créées par l'inducteur. O_q est en retard de $\pi/2$ par rapport à O_d , dans le sens trigonométrique.

La position de l'inducteur est caractérisée par l'angle que fait O_a avec O_d , soit θ_a appelé aussi θ , compté positivement dans le sens trigonométrique ; l'axe O_b est en avance de $2\pi/3$ par rapport à O_a et O_c en avance de $4\pi/3$ par rapport à O_a , d'où les relations

$$\begin{cases} \theta_a = (o_a, o_d) = \theta \\ \theta_b = (o_b, o_d) = \theta - \frac{2\pi}{3} \\ \theta_c = (o_c, o_d) = \theta - \frac{4\pi}{3} \end{cases} \dots\dots\dots (I.1)$$

$$\Omega_r = d\theta/dt \dots\dots\dots (I.2)$$

I.2.2 Hypothèses Simplificatrices

- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonction linéaires des courants.
- On suppose le circuit parfaitement feuilleté, ce qui permet de considérer que seuls les enroulements (inducteur, induit, amortisseurs) sont parcourus par des courants et en outre on suppose que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire).
- L'hypothèse dit « sinusoïdale » peut s'exprimer ici de la façon simple suivante.
« On ne considère que le premier harmonique d'espace de la distribution de force magnétomotrice créée par chaque phase d'induit. »
- Enfin on admettra que l'ensemble des amortisseurs peut être représenté par deux enroulements fermés en court-circuit sur eux mêmes, l'un dit « amortisseurs d'axe direct » (d'indice D) d'axe magnétique dirigé selon O_d , l'autre dit « amortisseur d'axe en quadrature » (indice Q) d'axe magnétique dirigé selon O_q , de sorte que la figure (I.1) donne lieu à la représentation schématique (I.2) [1].

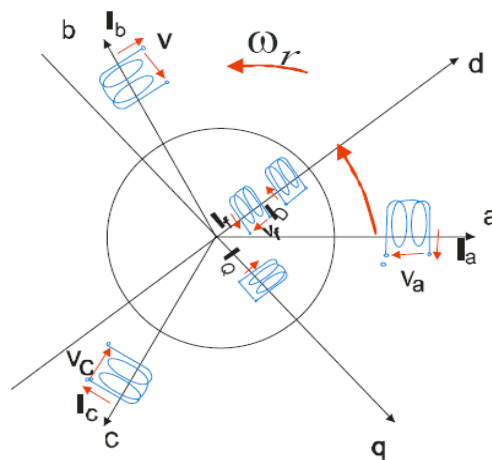


Fig. I.2 : Machine synchrone triphasée, amortisseurs assimilés à deux enroulements en court circuit, en quadrature l'un de l'autre.

I.3 ÉQUATIONS ÉLECTRIQUES ET MAGNÉTIQUE DE LA MACHINE DANS LES AXES ABC

I.3.1 Équations Électriques

Le système d'équations des tensions de la machine synchrone est obtenu par l'application de la relation fondamentale (loi de maille) aux différents circuits:

$$\begin{cases} v_a = R_a i_a + \frac{d\Phi_a}{dt} \\ v_b = R_b i_b + \frac{d\Phi_b}{dt} \\ v_c = R_c i_c + \frac{d\Phi_c}{dt} \end{cases} \dots\dots\dots (I.3)$$

$$\begin{cases} v_f = R_f i_f + \frac{d\Phi_f}{dt} \\ 0 = R_D i_D + \frac{d\Phi_D}{dt} \\ 0 = R_Q i_Q + \frac{d\Phi_Q}{dt} \end{cases} \dots\dots\dots (I.4)$$

En appelant :

R_a = résistance d'une phase de l'induit.

R_f, R_D, R_Q = résistance de l'inducteur, de l'amortisseur d'axe d , de l'amortisseur d'axe q

$\phi_k (k = a, b, c, f, D, Q)$ = Flux d'enroulement traversant l'enroulement k .

On peut traduire cette écriture sous forme matricielle.

$$[U_{abc}] = [R_s][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abc}] \dots\dots\dots (I.5)$$

$$[U_{fDQ}] = [R_r][i_{fDQ}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{fDQ}] \dots\dots\dots (I.6)$$

$$[\phi_{abc}] = \begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{pmatrix} \quad [i_{abc}] = \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad [i_{fDQ}] = \begin{pmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{pmatrix}$$

Donc on aboutit à ce système d'équations sous forme de matrice qui est le suivant :

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{pmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} v_f \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & R_Q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_f \\ \phi_D \\ \phi_Q \end{pmatrix} \dots\dots\dots (I.7)$$

I.3.2 Relations entre Flux et Courants

Les conséquences de l'hypothèse de distribution sinusoïdale de la force magnétomotrice d'induit sont :

- Le flux d'enroulement à travers la phase a (respectivement b, c) ne dépend que de du premier harmonique de la distribution d'induction dans l'entrefer.
- Les inductances propres et mutuelles à l'induit seul sont la somme d'un terme constant et d'un harmonique de rang 2; le coefficient de ce dernier est le même pour les inductances propres et mutuelles.
- L'inductance mutuelle entre un enroulement rotorique et une phase de l'induit suit une loi sinusoïdale en fonction de l'angle θ , dont le coefficient est le quotient, par le courant de l'enroulement rotorique considéré, du flux fondamental qu'il crée à travers la phase considérée [1].

En vertu de l'hypothèse de non saturation et feuilletage du circuit magnétique, les flux sont liés aux courants par les relations suivantes, exprimées sous forme matricielle, et dans lesquelles les coefficients L_s , L_r et M_{sr} sont des fonctions de l'angle θ .

$$[\phi_{abc}] = [L_s] [i_{abc}] + [M_{sr}] [i_{fDQ}] \dots\dots\dots (I.8)$$

$$[\phi_{fDQ}] = [M_{sr}]^t [i_{abc}] + [L_r] [i_{fDQ}] \dots\dots\dots (I.9)$$

D'ou l'écriture sous forme matricielle est:

$$\begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{aa}(\theta) & M_{ab}(\theta) & M_{ac}(\theta) \\ M_{ba}(\theta) & L_{bb}(\theta) & M_{bc}(\theta) \\ M_{ca}(\theta) & M_{cb}(\theta) & L_{cc}(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} M_{af}(\theta) & M_{aD}(\theta) & M_{aQ}(\theta) \\ M_{bf}(\theta) & M_{bD}(\theta) & M_{bQ}(\theta) \\ M_{cf}(\theta) & M_{cD}(\theta) & M_{cQ}(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{pmatrix} \dots\dots\dots (I.10)$$

$$\begin{pmatrix} \phi_f \\ \phi_D \\ \phi_Q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} M_{af}(\theta) & M_{bf}(\theta) & M_{cf}(\theta) \\ M_{aD}(\theta) & M_{bD}(\theta) & M_{cD}(\theta) \\ M_{aQ}(\theta) & M_{bQ}(\theta) & M_{cQ}(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_f & M_{fD} & M_{fQ} \\ M_{fD} & L_D & M_{fQ} \\ M_{fQ} & M_{DQ} & L_Q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{pmatrix} \dots\dots\dots (I.11)$$

I. 3.3 Matrice Inductance Statorique

$$[L_s] = \begin{pmatrix} L_{a0} + L_{a2} \cos(2\theta) & M_{ab0} + L_{a2} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{ab0} + L_{a2} \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ M_{ab0} + L_{a2} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & L_{a0} + L_{a2} \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_{ab0} + L_{a2} \cos(2\theta) \\ M_{ab0} + L_{a2} \cos(2\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_{ab0} + L_{a2} \cos(2\theta) & L_{a0} + L_{a2} \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (I.12)$$

I.3.4 Matrice de Couplage entre le Stator et le Rotor

$$[M_{sr}] = \begin{pmatrix} M_{af} \cos \theta & M_{aD} \cos \theta & M_{aQ} \sin \theta \\ M_{af} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{aD} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{aQ} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{af} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_{aD} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_{aQ} \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \dots\dots\dots (I.13)$$

I.3.5 Matrice Inductance Rotorique

Les coefficients d'inductance propre et mutuelle relatifs au rotor seul sont tous des constantes (dont certaines sont nulles), à cause du caractère cylindrique de la surface limitant l'induit.

Nous écrivons alors

$$[L_r] = \begin{pmatrix} L_{ff} & M_{fD} & 0 \\ M_{fD} & L_{DD} & 0 \\ 0 & 0 & L_{QQ} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (I.14)$$

I.4 EQUATIONS ELECTRIQUES DANS LES DEUX AXES D ET Q, EQUATIONS DE PARK

I.4.1 Transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. Ce passage est rendu possible pour transformation des grandeurs physiques par la matrice de Park $P(\theta)$ [10].

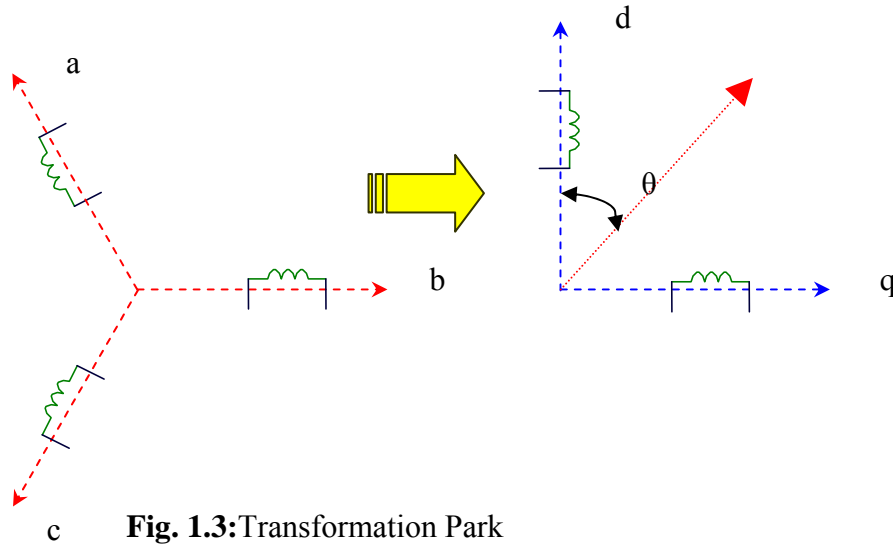


Fig. 1.3: Transformation Park

$$P(\theta) = (n_1 / n_2) \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (I.15)$$

Avec n_1, n_2 : nombres fictifs de Spires.

Dans une première détermination des coefficients n_1/n_2 . Et K_0, I_0 est identifiée à la composante homopolaire lorsque les courants $i_{a,b,c}$ sont sinusoïdaux [10].

$$I_0 = 1/3(i_a + i_b + i_c) = (n_1 / n_2) K_0 (i_a + i_b + i_c)$$

Lorsque les courants sinusoïdaux triphasés sont équilibrés, $i_{a,b,c}$ et $I_{d,q}$ sont les projections sur les axes des phases du même vecteur tournant \vec{I} de module I .

$$\begin{cases} i_a = I \cos(\omega t) \\ i_b = I \cos(\omega t - 2\frac{\pi}{3}) \\ i_c = I \cos(\omega t + 2\frac{\pi}{3}) \end{cases} \dots\dots\dots (I.16)$$

Par la transformation triphasée/biphasée on tire :

$$I_d = (n_1 / n_2)(3/2)I \cos(\omega t - \theta)$$

Et à la fin on trouve

$$(n_1 / n_2) = 2/3$$

$$K_0 = 1/2$$

Donc la transformation de Park :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (I.18)$$

La transformation inverse de Park :

$$P^{-1}(\theta) = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (I.19)$$

Le changement de variables relatif aux courant, tensions et aux flux est défini par cette transformations :

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \dots\dots\dots (I.20)$$

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \dots\dots\dots (I.21)$$

$$\begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_o \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{pmatrix} \dots\dots\dots (I.22)$$

D'où les transformations inverse:

$$\begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{pmatrix} \dots\dots\dots (I.23)$$

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \\ v_o \end{pmatrix} \dots\dots\dots (I.24)$$

$$\begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_o \end{pmatrix} \dots\dots\dots (I.25)$$

I.4.2 Modèle de la Machine Synchrone

Revenons au cas général (régime quelconque) et appliquons le changement de variables défini par la matrice P (I.18) aux équations (I.3) [1].

En notant $i_{dqo}, v_{dqo}, \phi_{dqo}, i_{abc}, v_{abc}, \phi_{abc}$ les matrices colonnes figurant au premier membre des relations (I.20) à (I.22) et (I.23) à (I.25) il vient :

$$v_{dqo} = P.v_{abc} = P \frac{d}{dt} \phi_{abc} + R_s P . i_{abc} \dots\dots\dots (I.26)$$

Puis utilisant (I.23) et (I.25) :

$$v_{dqo} = P.P^{-1} \frac{d}{dt} \phi_{dqo} + P(\frac{d}{dt} P^{-1}) \phi_{dqo} + R_s P.P^{-1} . i_{dqo} \dots\dots\dots (I.27)$$

Or $P.P^{-1} = I$, et par un calcul simple on trouve :

$$P \frac{d}{dt} P^{-1} = \frac{d\theta}{dt} \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{vmatrix} \dots\dots\dots (I.28)$$

D'où en développant les trois lignes de (I.27) et tenant compte de (I.2)

I.4.2.1 Etablissement des Equations Electriques

$$\left\{ \begin{array}{l} v_d = R_s i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \\ v_q = R_s i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_d \\ v_f = R_f i_f + \frac{d\phi_f}{dt} \\ 0 = R_D i_D + \frac{d\phi_D}{dt} \\ 0 = R_Q i_Q + \frac{d\phi_Q}{dt} \end{array} \right. \dots\dots\dots (I.29)$$

Ces trois équations sont appelés «équations de PARK».dans la plupart des applications on n'utilise que les deux premières qui sont identiques aux équations relatives à l'induit de la machine à courant continu, ce qui confirme l'analogie signalée plus haut entre la transformation de PARK et un collecteur fictif.

Ces équations doivent être complétées par les équations (I.4) non affectées par la transformation.

I.4.2.2 Relations entre Flux et Courants (Composantes d, q, o)

Il convient maintenant d'appliquer la transformation de PARK aux équations (I.16).le calcul est assez long et nous allons en donner seulement le principe ; mais le résultat est tout à fait simple, il peut s'interpréter uniquement à l'aide de considération physique, et c'est surtout ce dernier aspect que nous développerons [1].

I.4.2.3 Principe et Résultat du Calcul

Pour obtenir la matrice d'inductances reliant

$$\begin{array}{c}
 \left| \begin{array}{c} \phi_d \\ \phi_q \\ \phi_o \\ \phi_f \\ \phi_D \\ \phi_Q \end{array} \right| \quad \text{(notée } \phi_{d6}) \\
 \\
 \left| \begin{array}{c} i_d \\ i_q \\ i_o \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{array} \right| \\
 \\
 \text{(notée } i_{d6})
 \end{array}$$

Nous devons utiliser les matrices P (I.18) et P^{-1} (I.19) complétées à l'ordre 6 par adjonction de trois lignes et colonnes correspondant à la transformation identique puisque les courants, flux et tensions d'indices f, D, Q ne sont pas affectés par la transformation de PARK.

La matrice P donne naissance à la matrice B

$$B = \frac{2}{3} \begin{array}{c} \left| \begin{array}{cccccc} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 0 & 0 & 0 \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2} \end{array} \right| \dots\dots\dots \text{(I.30)} \end{array}$$

Et la matrice P^{-1} donne naissance à la matrice B^{-1}

$$B^{-1} = \begin{array}{c} \left| \begin{array}{cccccc} \cos \theta & \sin \theta & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 & 0 & 0 & 0 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{array} \right| \dots\dots\dots \text{(I.31)} \end{array}$$

L : représente la matrice qui englobe les différentes inductances (statoriques.....)

Du même système, on peut écrire :

$$\phi_{d6} = B.\phi_{a6} = B.L.\phi_{d6} = B.L.B^{-1}.i_{a6} \dots\dots\dots (I.32)$$

Lorsqu'on effectue le produit $B.L.B^{-1}$ on trouve le résultat suivant

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_d = L_d i_d + L_{md} (i_f + i_D) \dots\dots\dots (I.33) \\ \phi_q = L_q i_q + L_{mq} i_Q \dots\dots\dots (I.34) \\ \phi_f = L_{md} (i_d + i_D) + L_f i_f \dots\dots\dots (I.35) \\ \phi_D = L_{md} (i_d + i_f) + L_D i_D \dots\dots\dots (I.36) \\ \phi_Q = L_{mq} i_q + L_Q i_Q \dots\dots\dots (I.37) \end{array} \right.$$

Avec L_d inductance synchrone longitudinale et L_q inductance synchrone transversale qui peuvent être définies [10].

$$\left\{ \begin{array}{l} L_d = L_s + L_{md} \\ L_q = L_s + L_{mq} \end{array} \right.$$

L'ensemble des équations établi dans le repère d, q permet d'étudier tous les régimes transitoires électriques de la machine synchrone, dans le cadre des hypothèses précisées au paragraphe (I.2); elles introduisent notamment lorsque la perturbation considérée affecte les trois phases de façon équilibrée, une grande simplification par rapport au système (I.4).

I.4.2.4 Etablissement D'équations de la Puissance et de Couple

La puissance électrique instantanée aux bornes de la machine synchrone est positive dans le fonctionnement en générateur (alternateur) [1].

$$P_e = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \dots\dots\dots (I.38)$$

Remplaçant les quantités abc par dqo en utilisant la transformation de PAR, il vient

$$P_e = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q + 2v_o i_o) \dots\dots\dots (I.39)$$

Exprimons cette puissance en fonction des flux et des courants en utilisant les équations de PARK (I.30) à (I.32).

$$P_e = \frac{3}{2} \left(i_d \frac{d\phi_d}{dt} + i_q \frac{d\phi_q}{dt} + 2i_o \frac{d\phi_o}{dt} \right) + \frac{3}{2} (\phi_d i_q - \phi_q i_d) \omega_r - \dots - \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2 + 2i_o^2) \dots \dots \dots (I.40)$$

La première parenthèse représente la variation par unité de temps de l'énergie magnétique emmagasinée.

La deuxième parenthèse représente la puissance mécanique transformée en puissance électrique à l'intérieur de la machine. Comme ω_r est la vitesse instantanée de rotation on en déduit l'expression du couple électromagnétique (résistant).

$$C_{em} = p(\phi_d i_q - \phi_q i_d) \dots \dots \dots (I.41)$$

Il est possible d'arranger l'expression du couple en utilisant les flux magnétisants, en effet :

$$\begin{aligned} \phi_d &= L_s i_d + \phi_{md} \\ \phi_q &= L_s i_q + \phi_{mq} \end{aligned}$$

Avec les flux magnétisants d'axes d, q sont :

$$\begin{aligned} \phi_{md} &= L_{md} (i_d + i_f + i_D) \\ \phi_{mq} &= L_{mq} (i_q + i_Q) \end{aligned}$$

L'équation du couple s'écrit alors :

$$C_{em} = p(\phi_{md} i_q - \phi_{mq} i_d)$$

C à d :

$$C_{em} = p[(L_{md} - L_{mq})i_d i_q + L_{md} i_f i_q + L_{md} i_D i_q - L_{mq} i_Q i_d] \dots \dots \dots (I.42)$$

I.4.2.5 Equation Mécanique

L'étude des régimes transitoires fait intervenir des variations non seulement des paramètres électriques (tensions, courants, f.e.m, flux), mais aussi des paramètres mécaniques (couples, vitesses).

En appelant J l'inertie des masses tournantes, accouplées sur l'arbre, et f coefficient des frottements, C_{em} le couple électromagnétique et C_r le couple résistant.

Le comportement électromécanique sera complété par l'équation du mouvement.

$$f \Omega_r + J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - C_r \dots \dots \dots (I.43)$$

I.5 SIMULATION ET INTERPRETATION

Les résultats de la simulation sont représentés par la figure (I.4)

Nous présentons à la simulation du démarrage de la machine alimentée par un système de tensions sinusoïdales, le démarrage se fait à vide suivi d'une application d'un couple résistant à l'instant $t=3s$.

Lors du démarrage à vide figure (I.4), on constate l'importance des courants statoriques qui peuvent être l'origine de la destruction de la machine par échauffement en cas de répétition excessive pendant le régime transitoire.

La machine alimentée en tension présente un démarrage assez lent. Lorsque on applique une charge à l'instant ($t=3s$), le couple électromagnétique se stabilise à une valeur de (5N.m) qui compense les pertes par frottement lors du démarrage à vide.

L'application d'une charge ($C_r=20N.m$) à l'instant $t=3s$, provoque une augmentation du couple afin de compenser le couple de charge, par contre la vitesse chute.

L'effet des amortisseurs est représenté par les figures (I.4) et (I.5), qui montrent le comportement de la machine respectivement avec et sans amortisseurs. On constate qu'ils amortissent les ondulations pendant les régimes transitoires. Le couple au démarrage sans amortisseurs est de (115 Nm) tandis qu'avec amortisseurs il est de (125 Nm), cela influe sur la vitesse et le courant statorique au démarrage. Le courant d'excitation i_f prend une valeur instantanée moins importante avec la présence des amortisseurs.

I.6 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, cela nous a permis d'établir un modèle de Park qui réduit le système d'état électrique de la machine de six à cinq équations et d'éliminer la complexité du modèle vis à vis de la variation des paramètres de la machine en fonction de la position du rotor.

Il faut considérer maintenant les diverses alimentations à fréquence variable de ce type de machines. Le prochain chapitre sera consacré à l'étude d'une alimentation choisie et de son association avec la machine.

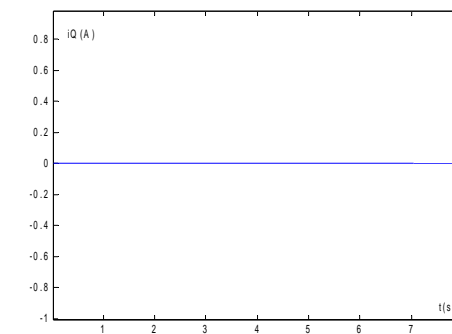
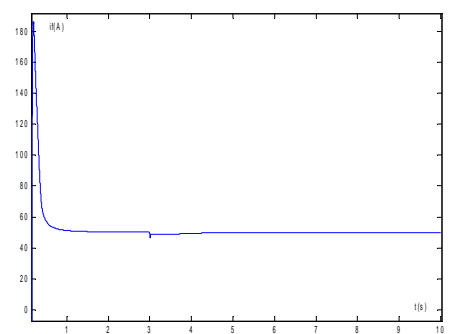
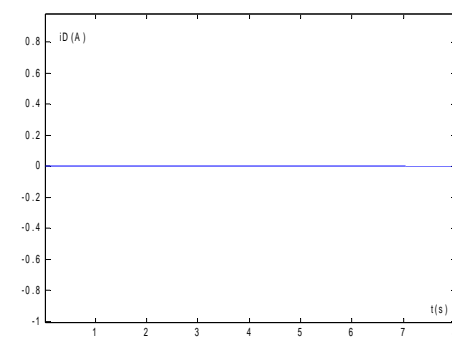
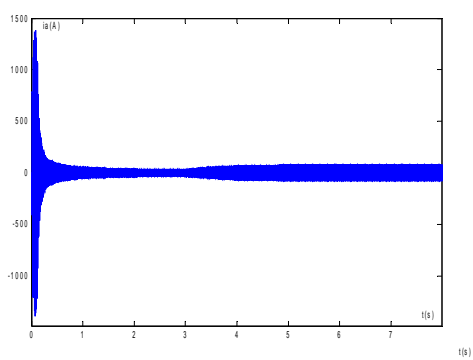
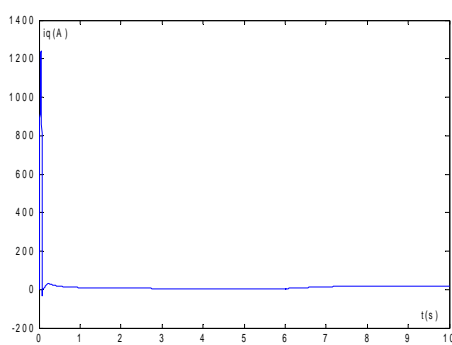
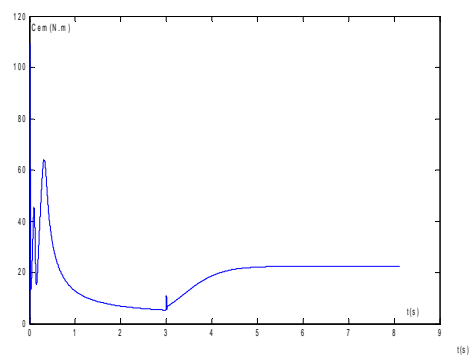
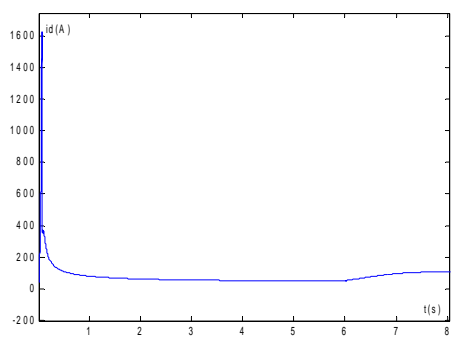
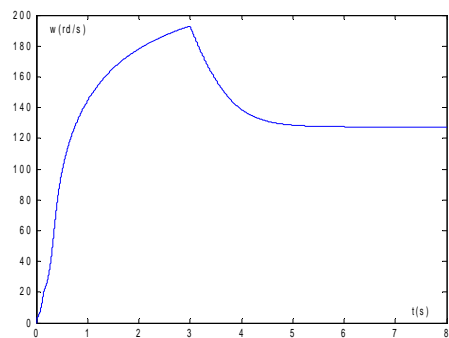


Fig. I.4 : Comportement de la MS sans amortisseurs avec application de charge (30N.m).

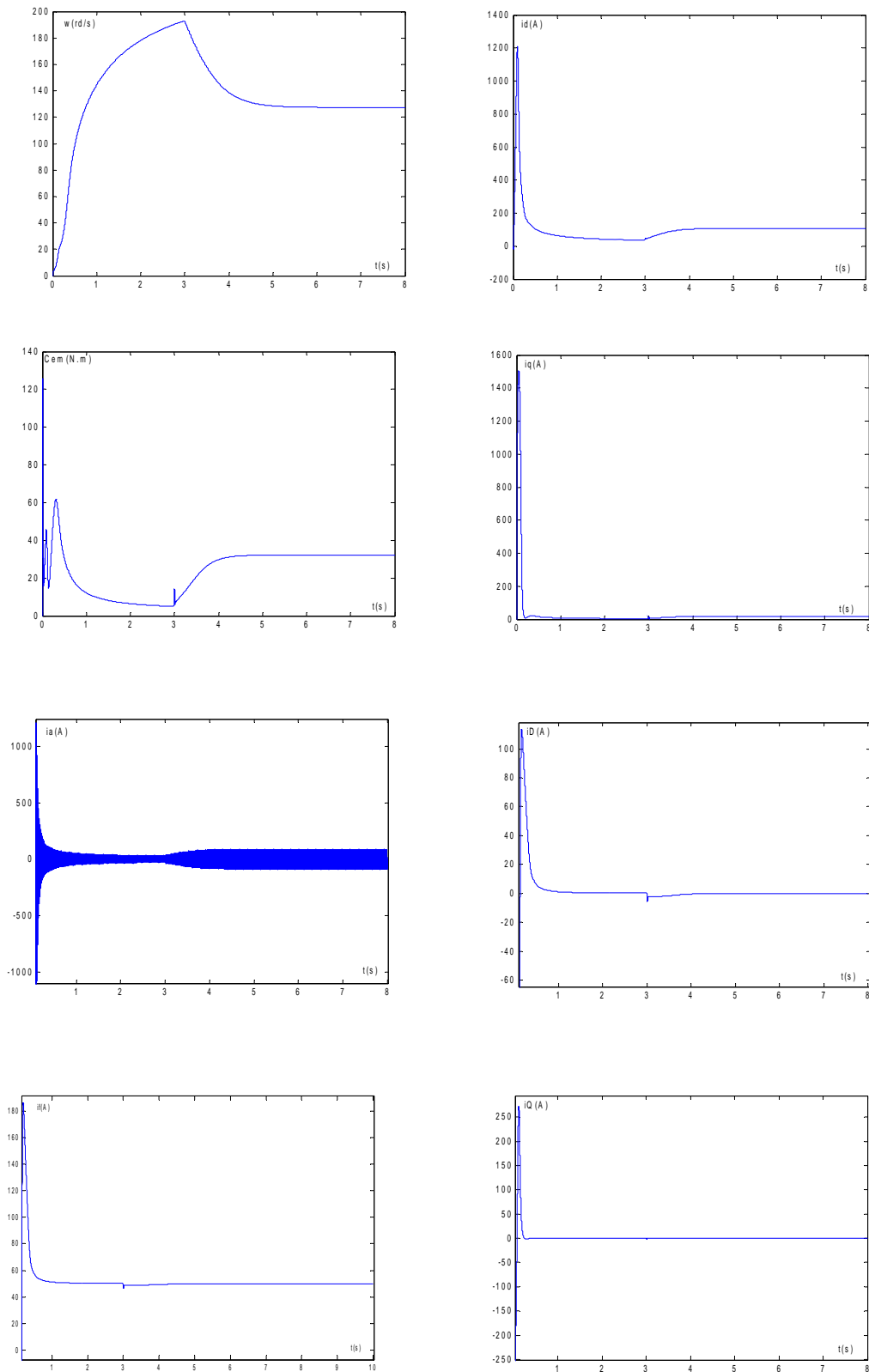


Fig. I.5 : Comportement de la MS avec amortisseurs avec application de charge (30N.m) a t=3s

Association Onduleurs

Triphasés À Trois

Niveaux-MSA

II.1 INTRODUCTION

En forte puissance, les machines synchrones associées à des convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'application, c'est par exemple le cas de la motorisation à vitesse variable des systèmes embarqués [19].

Le réglage de la vitesse de la machine synchrone, se réalise par action sur la fréquence de la tension ou le courant statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension à fréquence variable [20].

L'onduleur de tension MLI triphasé permet l'échange d'énergie entre une source de tension et une charge inductive triphasés. Il est constitué de trois bras utilisant des interrupteurs à trois segments, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage.

Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler avec des transistors, associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant ; sur chaque bras, le rapport cyclique de la commande des interrupteurs est modulé sinusoïdalement à une fréquence f qui est très inférieure à la fréquence de commutation des interrupteurs f_c .

En fonctionnement normal, les composantes fondamentales des tensions $V_1 V_2 V_3$ forment un système triphasé équilibré, la commande en Modulation de largeur d'Impulsion permet de générer en sortie de l'onduleur une tension. Les harmoniques de tension de rang inférieurs sont repoussés vers les fréquences élevées et les courants de sortie de l'onduleur sont quasi-sinusoïdaux.

L'onduleur de tension MLI permet d'obtenir des courants statoriques quasi-sinusoïdaux et ceci quel que soit le déphasage tension-courant; un oscillateur délivrant un signal triangulaire alternatif fixe la fréquence de commutation des interrupteurs.

Le dispositif d'autopilotage doit générer, en tenant compte de la position du rotor, les trois consignes de courant par phase de la machine, une telle commande ne peut être réalisée qu'en technique numérique [20].

II.2 MODÉLISATION DU CONVERTISSEUR

Le convertisseur qui assure l'alimentation de l'MSA est constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur qui permet d'alimenter la machine par un système de tensions alternatives à fréquences variables.

Le stator de la machine est alimenté par onduleur de tension à transistors dont la commande de la MLI est décalée d'un angle γ .

Le premier pont est un redresseur, tandis que le second pont est un onduleur de tension alimenté en courant continu à travers une inductance de lissage. La commande du commutateur est effectuée à partir du capteur de position. Cet élément suit le mouvement du rotor et définit l'amorçage de chaque thyristor, dès que l'axe polaire prend une position déterminée par rapport aux bobines du stator, tandis que la commande du système global se fait par la tension de commande du redresseur.

II.2.1 Modélisation du Redresseur

Le redresseur est un pont de Graetz à six diodes (Fig. II.1), où la tension de sortie U_d est définie comme suit

$$U_d = \max(V) - \min(V) \dots\dots\dots (II.1)$$

avec $V = [v_1 \ v_2 \ v_3]^T$

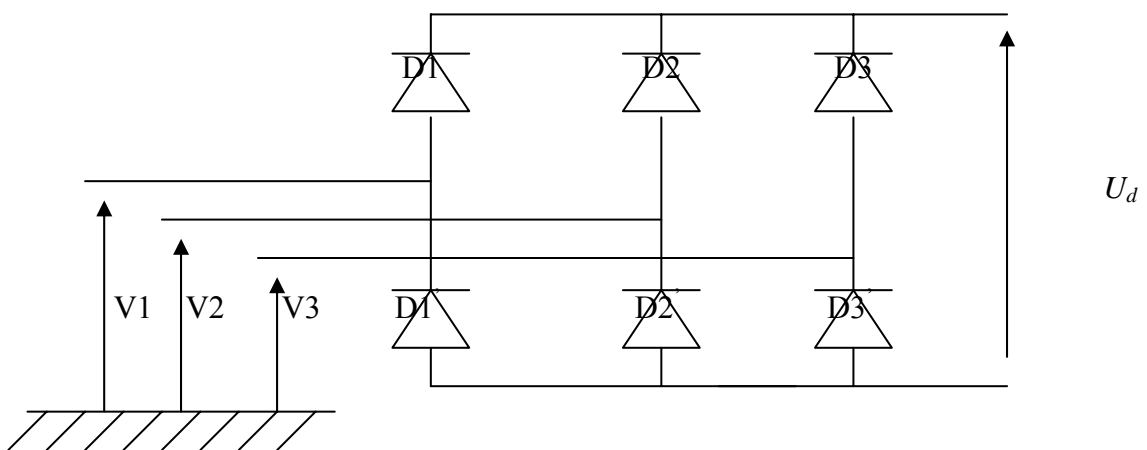


Fig. II.1 : Modélisation du redresseur

II.2.2 Modélisation du Filtre

Le filtre est constitué d'une inductance montée en parallèle avec un condensateur.

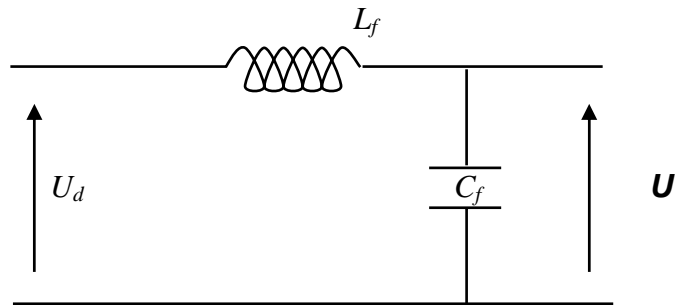


Fig. II.2 : Modélisation du filtre.

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

L'inductance permet de réduire les ondulations du courant i_d .

Les équations du filtre sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{l_f}(U - U_d) \dots\dots\dots (II.2) \\ \frac{dU}{dt} = \frac{1}{c_f}(i_d - i) \dots\dots\dots (II.3) \end{array} \right.$$

Pour dimensionner le filtre, les paramètres sont choisis tel que sa pulsation de résonance est nettement supérieure à la pulsation d'utilisation, afin de minimiser l'influence des harmoniques d'ordre supérieur provoqués par l'onduleur : $\omega_f > \omega$

D'où la condition au choix de L_f et C_f : $\omega\sqrt{l_f \cdot c_f} < 1$.

II.3 MODELISATION DU FONCTIONNEMENT DES ONDULEURS A TROIS NIVEAUX

II.3.1 Introduction

En faible et moyenne puissance, l'alimentation de cette machine est assurée généralement par un onduleur à deux niveaux. Cependant, pour les fortes puissances, l'alimentation de la machine nécessite souvent l'implication du convertisseur à trois niveaux.

L'accès à des niveaux de tension supplémentaire n'est possible que par la mise en série de convertisseur classique à deux niveaux, le convertisseur à trois niveaux présente alors, une architecture assez complexe [15].

Le présent chapitre fera l'objet d'une étude générale de la structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux. Dans la première partie, nous allons présenter le principe de fonctionnement et le modèle de connaissance et de commande de cet onduleur. Dans la seconde partie nous allons étudier deux stratégies destinées à commander ce type d'onduleurs.

II.3.1.1 Structure de L'onduleur à Trois Niveaux

L'onduleur de tension à trois niveaux est une nouvelle structure de conversion utilisée pour alimenter, en tension et en vitesse variable, des moteurs à courant alternatif de forte puissance.

L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisé, se décompose en trois bras. Chaque bras est composé de quatre interrupteurs en série et deux diodes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche. Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue, de force électromotrice $U_{c1}+U_{c2}$. Ces deux générateurs U_{c1} , U_{c2} étant connectés entre eux en un point noté M. Le point M est connecté avec les deux diodes. L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique de connexion F_i . La figure (II.3) fournit une représentation schématique de cet onduleur [16].

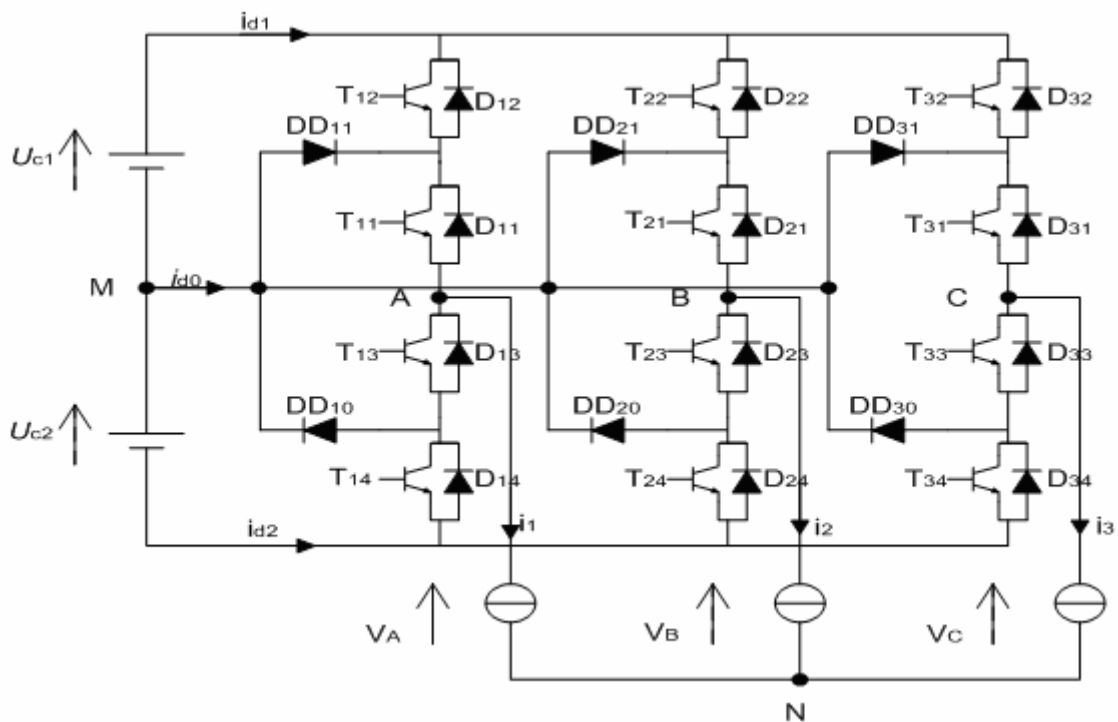


Figure II.3 : Onduleur triphasé à trois niveaux

Cette structure, destinée pour des applications de forte puissance et /ou haute tension, utilise deux tensions d'entrée U_{c1} , U_{c2} . Elle consiste à créer un point milieu sur l'étage de tension continue de valeur E ($U_{c1} + U_{c2} = E$), permettant de générer des créneaux d'amplitude : $-E/2$, 0 , $E/2$ dont la combinaison permet d'avoir un fondamental plus proche de la sinusoïde qu'avec la structure classique d'onduleur à deux niveaux supportent la moitié de la tension supportée par ceux d'un onduleur à deux niveaux.

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur multiniveaux, on présente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel TD_{ks} (Fig. II.4), et vu la symétrie de sa structure, on fait le raisonnement sur un seul bras (Fig. II.5).

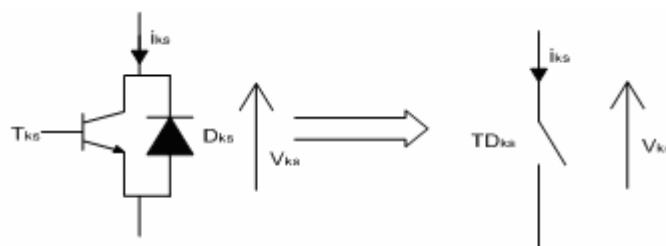


Fig. II.4 : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor- diode

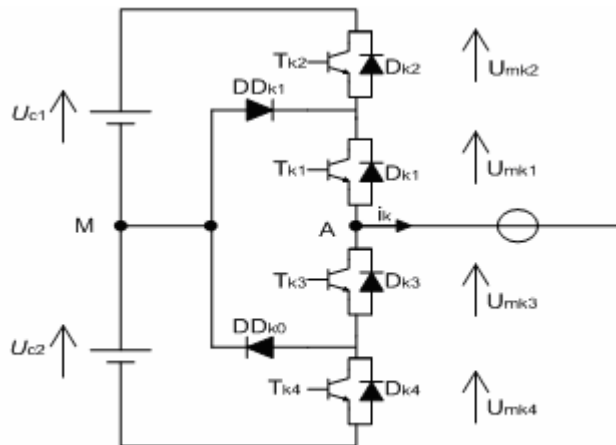


Fig. II.5 : Un bras de l'onduleur à trois niveaux.

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépendent de :

- La commande externe B_{ks} (l'ordre d'amorçage ou de blocage des semi-conducteurs bicommandables T_{ks}).
- Une commande interne définie par les signes des courants du bras et des tensions aux bornes des semi-conducteurs.

II.3.1.2 Modélisation du Fonctionnement d'un Bras D'onduleur à Trois Niveaux

A fin de définir les différentes configurations de l'onduleur triphasé à trois niveaux, nous considérons les hypothèses suivantes [15].

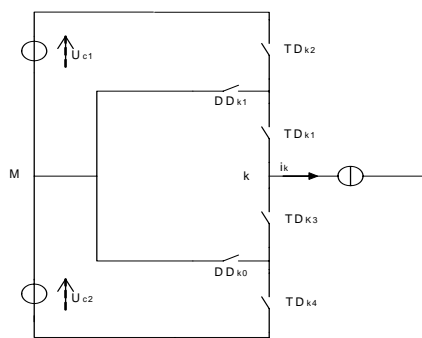
- Vue la symétrie de l'onduleur triphasé à trois niveaux, la modélisation de ce dernier se fait par bras (Fig. II.5)
- A fin de réduire le nombre de place d'un bras K_i , on représente chaque paire transistore-diode par un seul interrupteur bidirectionnel supposé idéal (Fig. II.5).

La topologie d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux montre qu'il existe cinq configurations possibles comme le montre la figure (II.6).

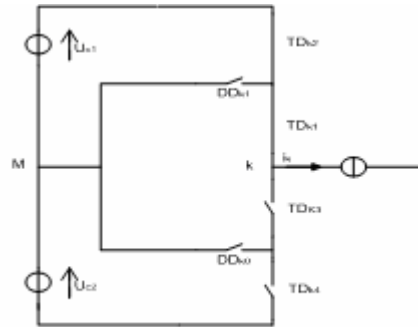
Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le tableau (II.1) (V_k potentiel au nœud k par rapport à l'origine des potentiels M).

Tableau II.1 : Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un bras k de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

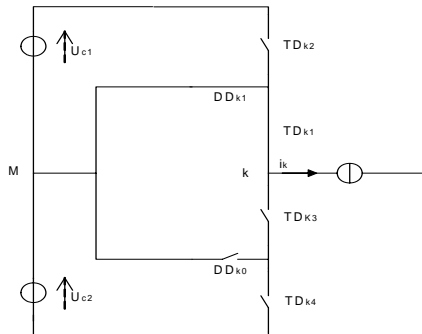
La configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
E0	$I_k=0$
E1	$V_k=U_{c1}$
E2	$V_k=0$
E3	$V_k=-U_{c2}$
E4	$V_k=0$



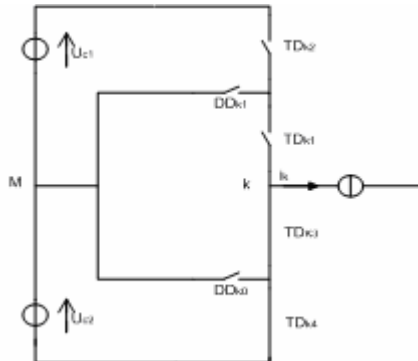
La configuration E0



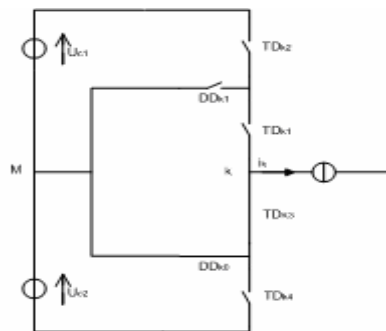
configuration E1



La configuration E2



La configuration E3



La configuration E4

Fig. II.6 : Les cinq configurations possibles d'un bras d'onduleur triphasé à 3 niveaux.

II.3.2 Modèle de Commande des Onduleurs à Trois Niveaux

II.3.2.1 Commandabilité des Onduleurs à Trois Niveaux

La commandabilité implique que les transitions entre les configurations ne dépendent plus des commandes internes (grandeurs électriques), mais uniquement des commandes des transistors (commande externe) [16].

A fin d'avoir un fonctionnement totalement commandable de l'onduleur, on doit choisir la commande complémentaire qui permet d'obtenir les trois niveaux de tensions désirés $(-E/2, 0, +E/2)$ pour une forme plus proche d'une sinusoïde.

II.3.2.2 Fonction de Connexion

Trois commandes complémentaires peuvent être appliquées sur un bras de l'onduleur, l'interrupteur T_{ki1} du bras K, par exemple, peut être commandé d'une façon complémentaire avec chacun des trois interrupteurs du même bras. L'étude des trois cas de commande possible montre que le cas définissant la commande permettant d'utiliser au mieux l'onduleur à trois niveaux est le dernier donné dans le tableau (II.2).

Tableau II.2 : Table d'excitation caractérisant la commande complémentaire utilisée.

B_{Ki1}	B_{Ki2}	B_{Ki3}	B_{Ki4}	Tension de sortie du bras Ki par rapport à Mi
0	0	1	1	$-U_{ci2}$
0	1	0	1	Pas connu
1	0	1	0	$V_{kim}=0$
1	1	0	0	$+U_{ci1}$

Pour un onduleur en mode commandable, on définit la commande complémentaire suivante (voir figure II.3).

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K3}} \end{cases}$$

Avec B_{ks} la commande du transistor T_{ks} du bras k .

II.3.2.3 Fonction de Conversion

On définit la fonction de connexion de chaque interrupteur TD_{ks} comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{ks}=1 \quad \text{si l'interrupteur } TD_{ks} \text{ est fermé (II.4)} \\ F_{ks}=0 \quad \text{si non} \end{array} \right.$$

En traduisant la commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k , on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{array} \quad K = 1, 2, 3 \text{ et } i = 1, 2 \text{ (II.5)}$$

II.3.2.4. Fonctions de Connexion des Demi-Bras

Pour l'onduleur à trois niveaux, on définit en plus la fonction de connexion d'un demi-bras notée F_{km}^b .

Où k = le numéro du bras.

$$m = \left\{ \begin{array}{l} 0 \text{ pour le demi-bras du bas constitué de } T_{k3} \text{ et } T_{k4} \\ 1 \text{ pour le demi-bras du haut constitué de } T_{k1} \text{ et } T_{k2} \end{array} \right.$$

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \text{ (II.6)} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{array} \right.$$

II.3.2.5 Fonction de Conversion [16, 15].

Les potentiels aux nœuds A, B et C de l'onduleur par rapport au point milieu M s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs et des tensions d'entrée comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{AM} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{C1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{C2} \\ V_{BM} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{C1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{C2} \\ V_{CM} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{C1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{C2} \end{array} \text{ (II.7)}$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras, on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{AM} = F_{11}^b \cdot U_{C1} - F_{10}^b \cdot U_{C2} \\ V_{BM} = F_{21}^b \cdot U_{C1} - F_{20}^b \cdot U_{C2} \\ V_{CM} = F_{31}^b \cdot U_{C1} - F_{30}^b \cdot U_{C2} \end{array} \text{ (II.8)}$$

Les tensions composées s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \dots\dots\dots (II.9)$$

D'où le système matriciel suivant exprimant ces tensions composées au moyen des fonctions de connexion des demi-bras :

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

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_A = (U_{AB} - U_{CA})/3 \\ V_B = (U_{BC} - U_{AB})/3 \\ V_C = (U_{CA} - U_{BC})/3 \end{cases} \dots\dots\dots (II.11)$$

Donc ces tensions s'expriment grâce aux fonctions de connexion des demi-bras selon le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} \cdot U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_{c2} \right\} \dots\dots\dots (II.12)$$

Les courants d'entrée i_{d1} et i_{d2} sont exprimés en fonction des courants de la charge i_1 , i_2 et i_3 par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{22} \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{32} \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{13} \cdot F_{14} \cdot i_1 + F_{23} \cdot F_{24} \cdot i_2 + F_{33} \cdot F_{34} \cdot i_3 \end{cases} \dots\dots\dots (II.13)$$

D'où

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b \cdot i_1 + F_{21}^b \cdot i_2 + F_{31}^b \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b \cdot i_1 + F_{20}^b \cdot i_2 + F_{30}^b \cdot i_3 \end{cases} \dots\dots\dots (II.14)$$

Cette relation montre, que pour l'onduleur à trois niveaux, tout se passe comme si le courant i_{d1} était le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du haut, et i_{d2} le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du bas.

Le courant i_{d0} est lié aux courants de charge comme suit :

$$i_{d0} = F_{11} \cdot F_{13} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{23} \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{33} \cdot i_3 \dots\dots\dots (II.15)$$

Des relations (II.13) et (II.14), on déduit que i_{d0} s'écrit sous la forme :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} \dots\dots\dots (II.16)$$

D'où

$$i_{d0} = (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot i_1 + (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot i_2 + (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot i_3 \dots\dots\dots (II.17)$$

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, le vecteur des grandeurs d'état est

$[U_{C1} \ U_{C2} \ i_1 \ i_2 \ i_3]^T$ et ses entrées internes sont $[V_A \ V_B \ V_C \ i_{d1} \ i_{d2} \ i_{d0}]^T$ ou

$[U_{AB} \ U_{BC} \ U_{CA} \ i_{d1} \ i_{d2} \ i_{d0}]^T$

On définit la matrice de conversion simple qui nous permet de déduire le vecteur des grandeurs internes en fonction du vecteur d'état :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (II.18)$$

Avec :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3} & \frac{2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b}{3} & \frac{-F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b}{3} & \frac{-F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (II.19)$$

De même, on définit la matrice de conversion composée comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [M(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_{C1} \\ U_{C2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (II.20)$$

Avec

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) & -(F_{10}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) & -(F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) & -(F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (II.21)$$

II.4 STRATEGIE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASE A 3 NIVEAUX

II.4.1 Introduction

Comme l'onduleur à trois niveaux est la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux, les techniques classiques de modulation sinusoïdale, développées à l'origine en deux niveaux, sont étendues à l'onduleurs à trois niveaux [16, 15, 6].

Dans ce chapitre, nous développerons une seule stratégie de commande MLI de l'onduleur à trois niveaux, nous présenterons les caractéristiques de réglage, et nous étudierons le comportement de la machine alimenté par ce type d'onduleur.

Pour notre étude, nous appliquons la stratégie de commande triangulaire- sinusoïdale.

II.4.1 Stratégie de Triangulo-Sinusoidale

II.4.1.1 Principe de La Stratégie

Cette technique consiste à générer les trois tensions de sortie par comparaison des tensions de référence, correspondantes aux tensions de sortie de fréquence f , à un signal triangulaire (appelé porteuse) de fréquence f_p élevée par rapport à f pour considérer l'onduleur sans retard [18].

Les instants de fermeture et de blocage des interrupteurs coïncident avec les instants d'intersection des deux signaux. La fréquence de commutation est fixée par la porteuse

A savoir que deux paramètres caractérisent cette technique :

L'indice de modulation m

Le taux de modulation r

Avec :

$$m = \frac{f_p}{f}, \quad r = \frac{V_m}{U_{pm}}$$

Où : V_m est l'amplitude de la tension de référence

U_{pm} est l'amplitude de la porteuse.

Cette stratégie exploite le fait qu'un onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série, l'un alimenté par $E/2$ et forme des demis-bras du bas de l'onduleur à trois niveaux.

Nous présentons une stratégie utilisant une porteuse en dent de scie bipolaire.

L'algorithme de la commande se résume en deux étapes :

1) Dans la première étape, nous déterminons les signaux de commande intermédiaires de chaque onduleur à deux niveaux équivalent à un demis-bras de l'onduleur à trois niveaux.

- Le signal V_{k1} correspondant au demis-bras K du haut est obtenu en comparant un signal de référence $V_{réfk}$ à une porteuse en dents de scie bipolaire U_{p1} .

$$\begin{cases} (V_{réfk} \geq U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = 1 \\ (V_{réfk} < U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{cases} \dots\dots\dots (II.22)$$

-Le signal V_{k0} correspondant au demis-bras k du bas est obtenu en comparant le même signal de référence $V_{réfk}$ à une porteuse U_{p2} identique à U_{p1} et déphasée d'une demi période de hachage.

$$\begin{cases} (V_{réfk} \geq U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ (V_{réfk} < U_{p2}) \Rightarrow V_{k0} = -1 \end{cases} \dots\dots\dots (II.23)$$

2) Dans la deuxième étape nous reconstituons l'image de la tension V_{km} de la phase k de l'onduleur à trois niveaux par rapport au point milieu appelé V_{k2} .

$$V_{k2} = V_{k1} + V_{k0} \dots\dots\dots (II.24)$$

Les ordres des commandes des interrupteurs sont déduits par :

$$\begin{cases} si V_{k2} = E/2 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ si V_{k2} = -E/2 \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\ si V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \end{cases} \dots\dots\dots (II.25)$$

avec

$$\begin{cases} B_{K3} = \overline{B_{K2}} \\ B_{K4} = \overline{B_{K1}} \end{cases}$$

II.4.2 Association Onduleur de Tension à MLI-MSA

Le système composé d'un onduleur de tension commandé par la stratégie MLI et d'un capteur de position permettant l'asservissement de la fréquence d'alimentation à la vitesse du rotor est présenté dans la figure ci-dessous

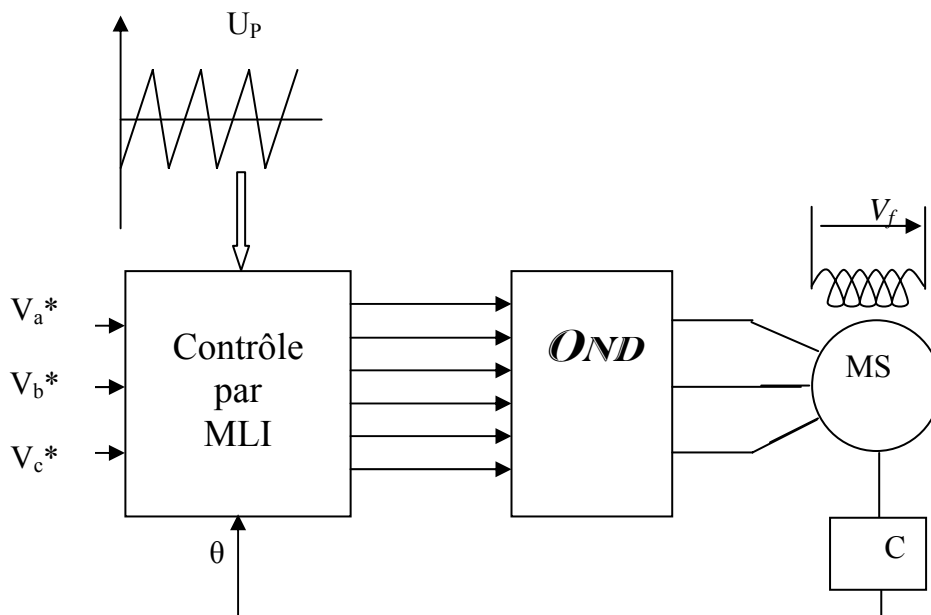


Fig. II.7 : Association onduleur à MLI-MSA.

II.5. Résultats de la Simulation et Interprétation

La figure (II.8) représente la tension et courant de phases délivrés par l'onduleur, pour différentes valeurs de m ($m = 9, 14,22, r = 0.875$)

On obtient :

Une tension de phase sous forme de créneaux (sinusoïdale)

Un courant de phase sinusoïdale ondulé, ces ondulations ont tendance à diminuer avec l'augmentation de la valeur de l'indice de modulation m .

La figure (II-9) représente les performances de la conduite de la machine synchronone

Autopilotée alimenté par l'onduleur a trois niveaux piloté par la stratégie triangulo-sinusoidale pour $m=12$, $r=0.8$.

Cette simulation figure (II.9) montre le comportement dynamique du système (couple électromagnétique, Vitesse de rotation) lors d'un démarrage à vide puis l'application d'un couple de charge nominale à l'instant $t=0.9s$, lorsqu'elle est alimentée par un onduleur de tension, on constate que l'insertion de l'onduleur rend le fonctionnement de la machine en perpétuel régime transitoire et cela est prouvé par la présence des courants amortisseurs i_D , i_Q pendant toute la durée de fonctionnement.

On constate encore de ces derniers résultats est le démarrage relativement rapide de la machine, puisque cette dernière est alimenté en tension.

Nous remarquons aussi que le couple est ondulé, ces ondulations sont a celle du courant.

Cette stratégie nous permet d'avoir une alimentation en tension sous forme de créneaux sinusoïdaux.

Elle présente l'avantage d'avoir un démarrage relativement rapide.

II.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans une première partie la structure de l'onduleur à trois niveaux qu'on a utilisé comme source d'alimentation de notre machine.

Nous avons développé son modèle de connaissance et de commande. Nous avons vu alors qu'en mode commandable seule une commande complémentaire parmi les trois possibles a permis d'avoir les trois niveaux de tension désirés.

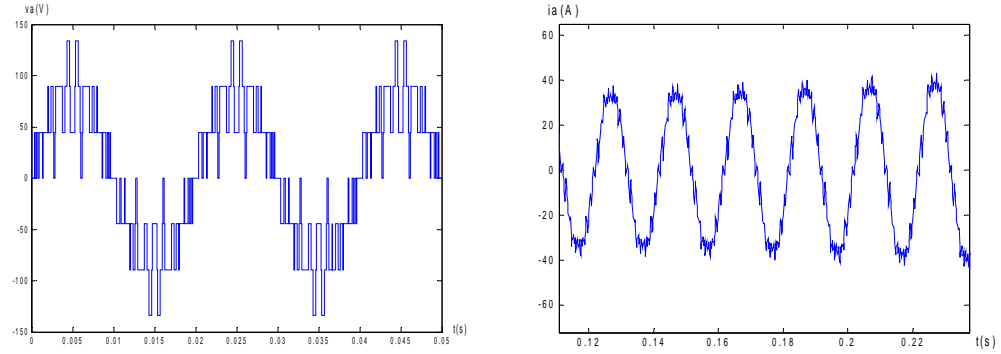
L'introduction de la notion des fonction génératrices nous a permis d'homogénéiser le modèle de connaissance de l'onduleur et ainsi d'élaborer un modèle de commande de ce convertisseur au sens des valeur moyennes.

Une fois l'onduleur modélisé, nous avons étudié la stratégie triangulo-sinusoidale pour le commander

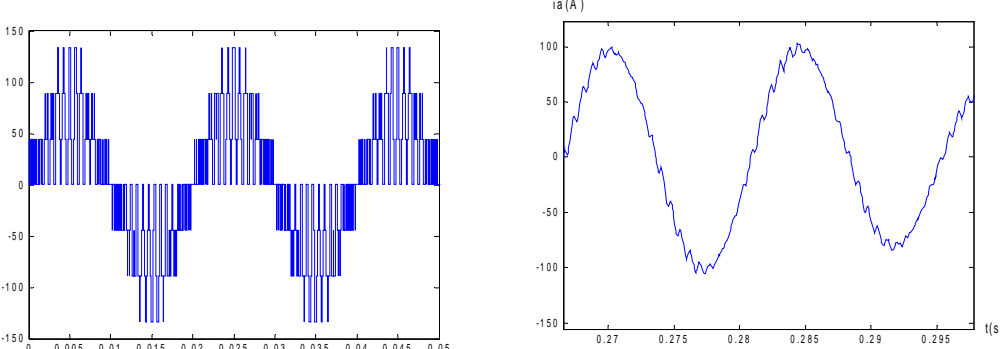
L'alimentation par l'onduleur à trois niveaux nous permis de réduire les ondulations du couple et du courant. En effet, la mise en série de deux onduleurs de à deux niveaux nous a autorisé a réduire la tension de chacune des cellule, et par conséquent, d'utiliser des composant de calibre réduit et don de fréquence de commutation plus élevée.

Dans ce chapitre, la source continue de l'onduleur est supposée constante et équilibrée

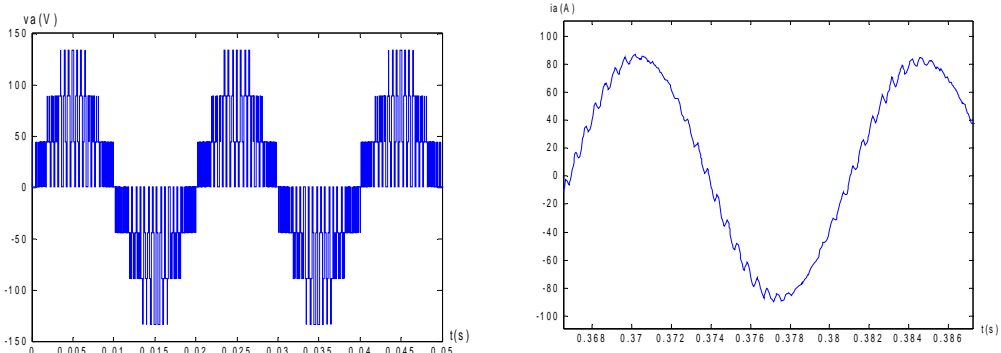
($U_{c1}=U_{c2}=E/2$). L'augmentation de m rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevée et facilite donc le filtrage .Mais, m est limité par les temps de commutation des interrupteurs du convertisseur et donc par la largeur minimale des impulsions.



$m=9, r=0.875$



$m=14, r=0.875$



$m=22, r=0.875$

Fig. II.8 Courants et tensions de phase

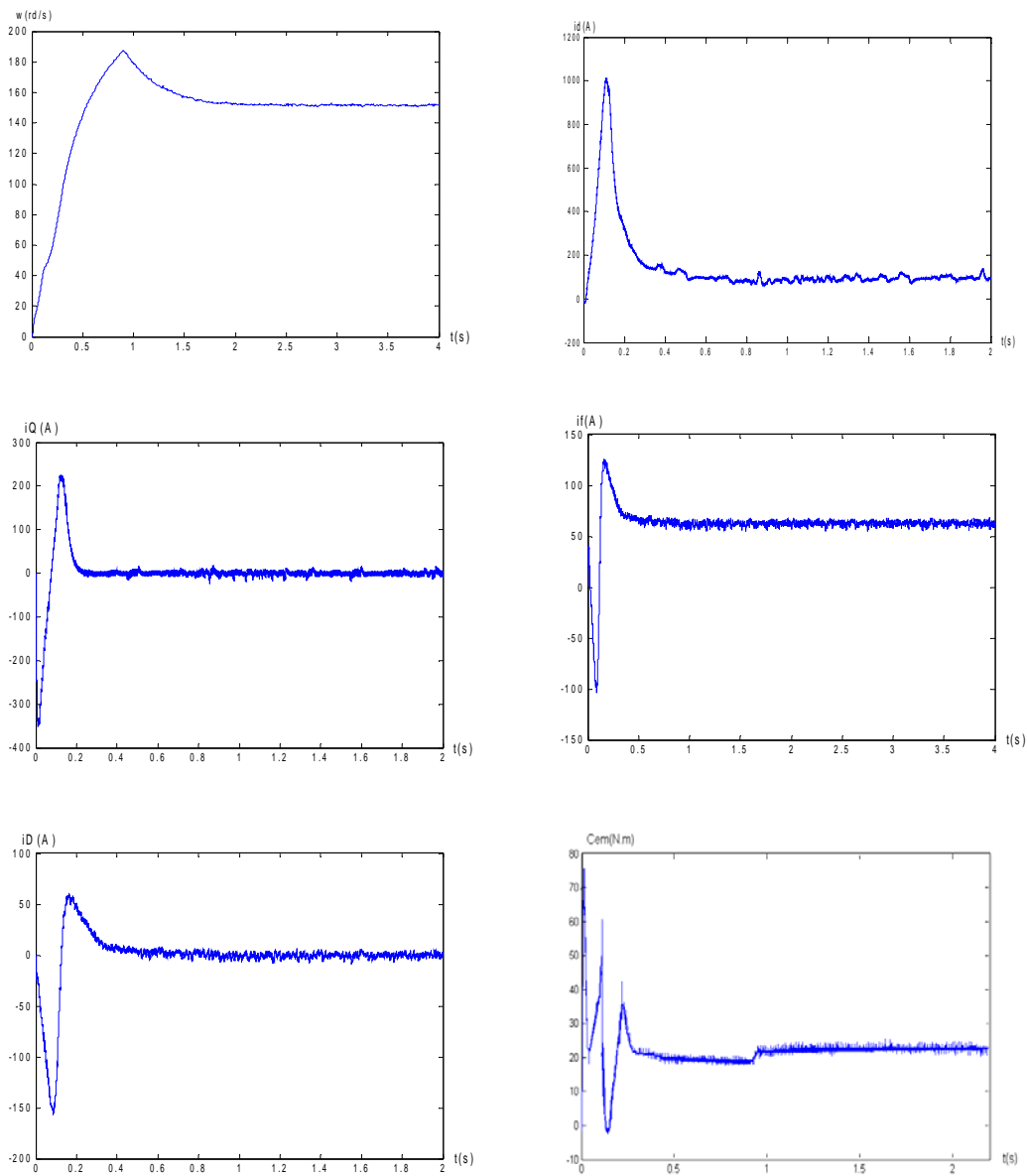


Fig. (II.9) Comportement de l'ensemble onduleur à MLI Tria-Sinu-MSA avec Une application d'une charge (30 N.m) à $t=0.9\text{s}$.

Commande Vectorielle

$A I_d$ Nul De La MSA

III.1 INTRODUCTION

La machine synchrone n'en été envisagé pour la variation du vitesse qu'assez récemment en raison des progrès en électronique de puissance, le fonctionnement de cette machine permet d'obtenir tous les avantages de la machine à courant continu sans avoir les inconvénients de la commutation mécanique qui en limite des applications en vitesse et en puissance.

Avec les progrès de la micro-informatique, il est aujourd'hui possible d'appliquer les commandes découplées aux machines synchrones. Ces commandes ont pour objectif d'obtenir les performances excellentes de la machine à courant continu qui possède plusieurs avantages, elle est facilement commandable, étant donné que le flux et le couple sont découplés.

Pour les puissances élevées à faible vitesse, la machine synchrone à pôles saillants est alimentée par un cyclo-convertisseur (cas des turbocompresseurs), pour les puissances faibles à grande vitesse, en emploi des machines à aimants permanents alimentés par onduleurs à MLI (cas des systèmes robotisés) [9].

La difficulté de la commande de machine synchrone réside dans la non linéarité du modèle et le fort couplage entre les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques.

III.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Principe de la commande vectorielle dans la machine synchrone consiste à orienter le vecteur courant et le vecteur flux afin de rendre le comportement de cette machine similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (MCC) où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple. Il s'agit de placer le référentiel (d,q) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (d). Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante [20].

Le but est d'éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature, Par conséquent, l'expression du couple montre que pour le contrôler, il faut contrôler les courants i_d , i_q . Dans le cas d'une machine à pôle lisses ($L_d = L_q$), le couple est maximale pour une valeur de $i_d=0$, tandis que dans les machines à pôles saillants le couple est maximal pour une valeur optimale de i_d . ceci permet de se ramener à des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Dans noter étude on utilise la commande en tension (voltage source inverter-VSI)

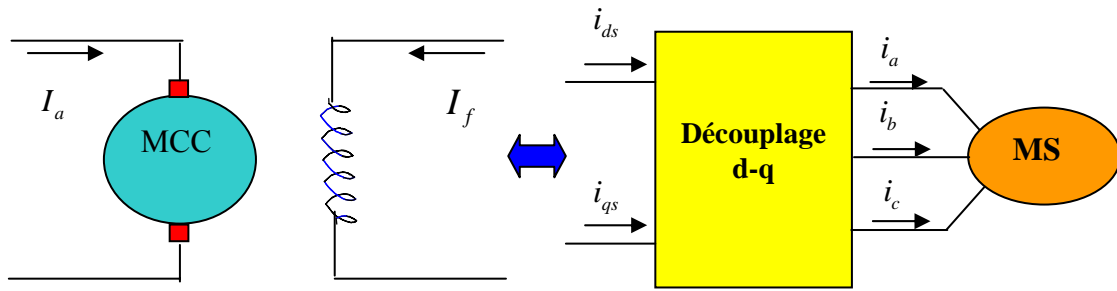


Fig. III.1 Principe de la commande vectorielle

Le couple électromagnétique de la machine à courant continu s'écrit:

$$C_{em} = k \Phi_f i_a \text{ avec } \Phi_f = k i_f \dots\dots\dots (III.1)$$

Le couple électromagnétique développé en régime permanent par la machine synchrone s'écrit.

$$C_{em} = p (\Phi_{sd} i_{sq} - \Phi_{sq} i_{sd}) \dots\dots\dots (III.2)$$

Si on choisit V_{ds} et V_{qs} de telle sorte que la composante i_{ds} soit nulle, il reste la composante i_{sq} est la seule commande du couple.

III.3 COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE

III.3.1 Etude en Boucle Ouverte

III.3.1.1 Structure du Bloc de Découplage

Elle est donnée par les équations suivantes avec la structure de bloc découplage illustrée par la figure (III.2)

$$i_d^* = 0 \dots\dots\dots (III.3)$$

$$i_q^* = \frac{C_{em}^*}{p M_{fd} \cdot i_f} \dots\dots\dots (III.4)$$

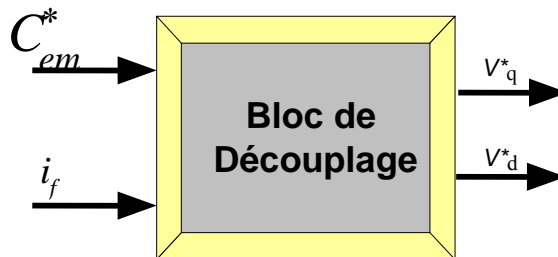


Fig III.2 : Structure du bloc de découplage

III.3.1.2 Onduleur Contrôlé en Tension (MLI trian -sinusoïdale)

Le bloc de découplage dans ce cas est donnée par les tensions de référence suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d^* = \omega.(l_q.i_q^* + \Phi_{mq}) + \frac{d\Phi_{md}}{dt} \dots\dots\dots (III.5) \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_q^* = R_s.i_{qr} - \omega.(l_d.i_d^* + \Phi_{md}) + l_q.\frac{di_q^*}{dt} + \frac{d\Phi_{mq}}{dt} \dots\dots\dots (III.6) \end{array} \right.$$

Dans ce cas, on utilise un dispositif qui reconstitue le flux magnétisant à partir des grandeurs directement accessibles pour réaliser un contrôle découplé du flux et des courants, ce dispositif est appelé observateur de flux. Il est représenté par les équations suivantes[18]:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_1 \frac{d\Phi_{md}}{dt} + \Phi_{md} = L_{md}(i_d + i_f) + L_{md} T_2 \cdot \frac{d(i_d + i_f)}{dt} \dots\dots\dots (III.7) \\ T_3 \frac{d\Phi_{mq}}{dt} + \Phi_{mq} = L_{mq} i_q + L_{mq} T_4 \cdot \frac{di_q}{dt} \end{array} \right.$$

avec :

$$\begin{array}{l} T_1 = (L_{md} + L_{kd}) / r_{kd} \\ T_2 = L_{kd} / r_{kd} \dots\dots\dots (III.8) \\ T_3 = (L_{mq} + L_{kq}) / r_{kq} \\ T_4 = L_{kq} / r_{kq} \end{array}$$

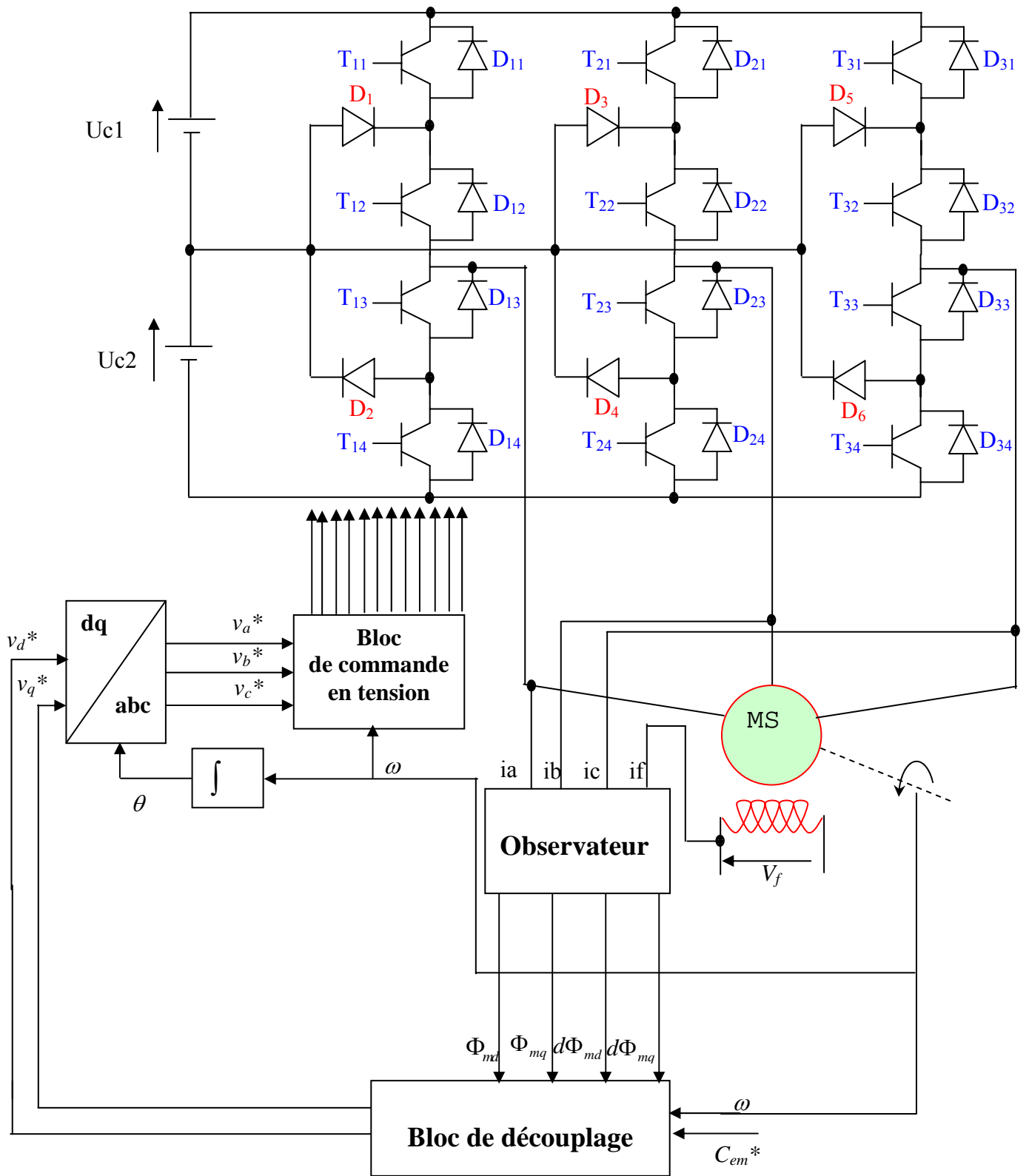


Fig .III.3 : Schéma bloc de découplage de la MS alimentée par un onduleur trois niveaux commandé en tension

$$\left\{ \begin{array}{l} V_a^* = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_d^* \cos(\theta) + V_q^* \sin(\theta)) \\ V_b^* = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_d^* \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + V_q^* \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})) \dots\dots\dots(III.9) \\ V_c^* = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_d^* \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + V_q^* \sin(\theta + \frac{2\pi}{3})) \end{array} \right.$$

Les tensions de référence V_d^* et V_q^* fournies par le bloc de découplage nous permettent de contrôler les courants i_d et i_q de la machine, afin de réaliser le découplage entre les grandeurs de la machine. [22]

III.3.1.3 Simulation et Interprétation

La simulation de cette commande a été faite en imposant un couple de référence C_{em}^* comme indique sur la figure (III.4).

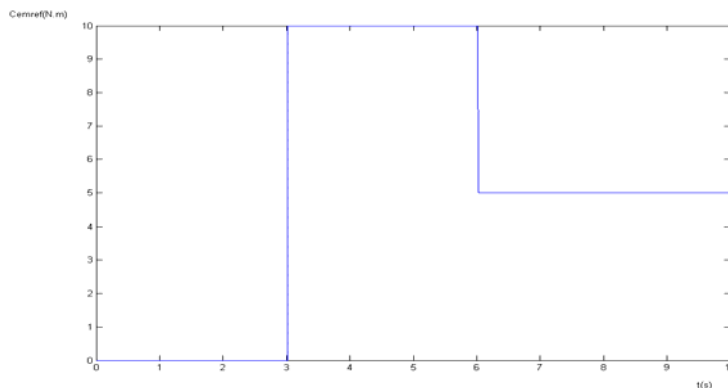


Fig. III.4 : Couple de référence C_{em}^*

III.3.1.3.1 Résultat de Simulation

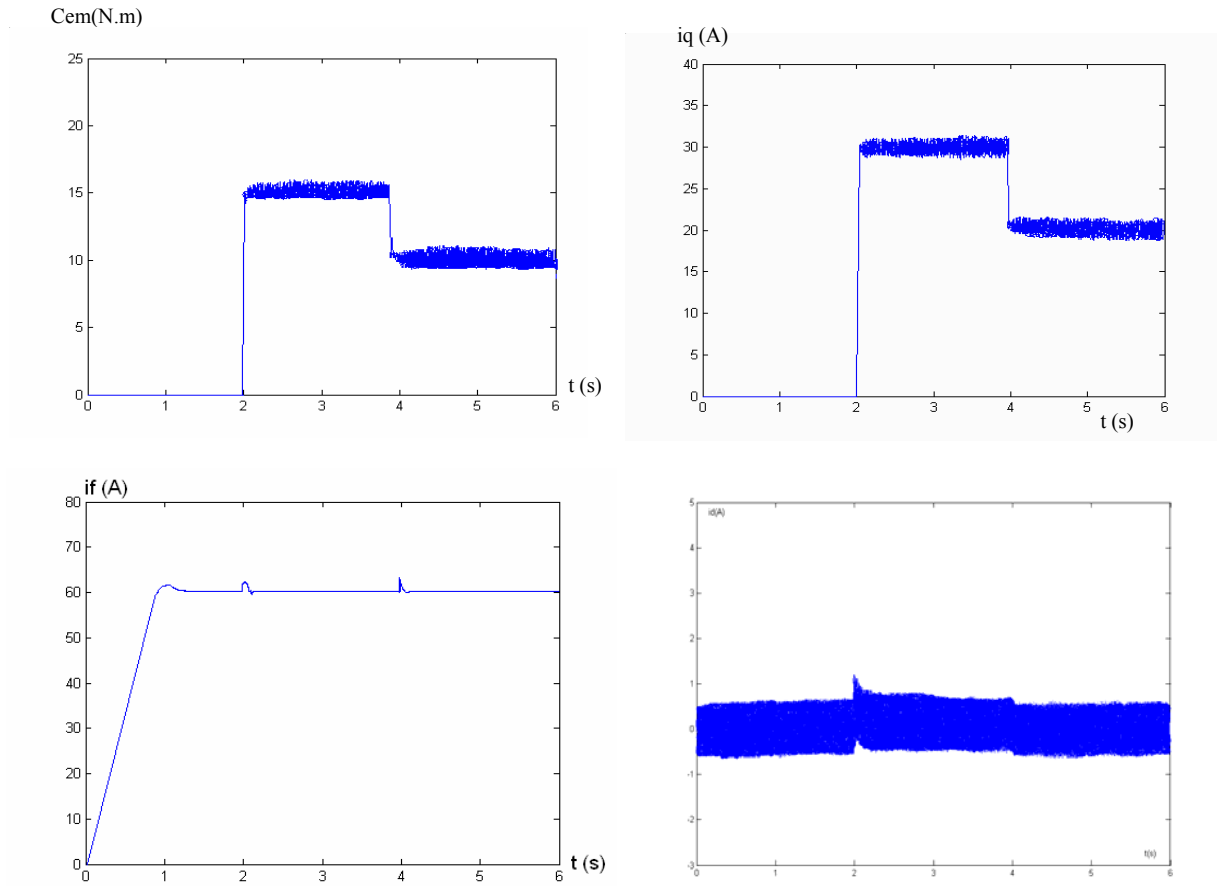


Fig. III.5 : Commande vectorielle en boucle ouverte

III.3.1.3.2 Interprétation

A partir des résultats de simulation, On remarque que le couple C_{em} suit sa référence C_{em}^* . Le courant i_q représente l'image du couple. Ceci trouve son explication dans les équations du bloc de découplage, où il est clair que c'est le couple qui détermine le courant de référence i_q^* . Le courant i_d est sensiblement nul. Cela montre l'effet du découplage des différentes grandeurs.

III.3.2 Etude en Boucle Fermée

III.3.2.1 Onduleur Contrôlé en Tension

III.3.2.1.1 Réglage de la Vitesse

Le réglage de la vitesse se fait par régulateur, nous allons utiliser le régulateur PI afin d'avoir de bonnes réponses dynamique, aussi pour compenser la constante de temps mécanique. Ces types des régulateurs, utilisé pour piloter un système du premier ordre, permettent d'imposer au système en boucle fermée une fonction de transfert possédant deux pôles et n'ayant pas de zéro.

La fonction de transfert de régulateur PI est donnée par :

$$F_{pi}(S) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \dots\dots\dots(III.10)$$

Le système constitué du modèle de la machine, de la structure de commande et de la boucle de régulation peut être schématisé par la figure.

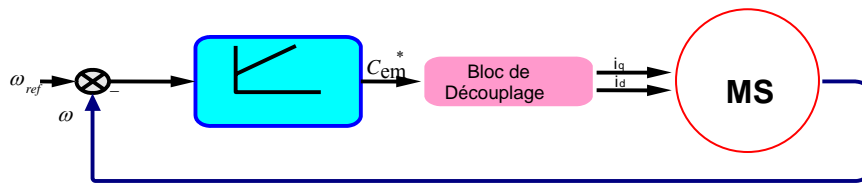


Fig. III.6 : Boucle de régulation de vitesse

Pour obtenir l'expression finale de la fonction de transfert $F_0(s)$, nous utilisons les équations suivantes de la machine :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = R_s i_d + \frac{d}{dt}(L_d i_d + M_{fd} i_f) + \omega L_q i_{q1} \\ V_q = R_s i_q + \frac{d}{dt}L_d i_q - \omega (L_d i_d + M_{fd} i_f) \dots\dots\dots(III.11) \\ V_f = R_f i_f + \frac{d}{dt}(L_f i_f + M_{fd} i_d) \\ C_{em} = p (\Phi_d \cdot I_q - \Phi_q \cdot I_d) \end{array} \right.$$

Le bloc de découplage fournit les tensions V_d^* V_q^* , et on a le flux orienté qui est constant, cela nous permet de simplifier le calcul pour obtenir l'équations suivantes:

$$\begin{cases} V_d^* = \frac{d}{dt}(M_{fd} i_f) + \omega L_q i_q^* \\ V_q^* = R_s i_q + \frac{d}{dt} L_q i_q^* - \omega M_{fd} i_f \end{cases} \dots\dots\dots(III.12)$$

Le courant de référence i_d^* est nul, donc le système devient :

$$\begin{cases} V_d^* = \frac{d}{dt}(M_{fd} i_f) + \omega L_q i_q^* \\ V_q^* = R_s i_q - \omega M_{fd} i_f \end{cases} \dots\dots\dots(III.13)$$

$$i_q^* = \frac{C_{em}^*}{p M_{fd} i_f} \dots\dots\dots(III.14)$$

A partir de $i_q = \frac{i_q^*}{(1+S \tau_e)}$ (III.15)

Avec : $\tau_e = \frac{L_q}{R_s}$

D'où

$$C_{em} = \frac{C_{em}^*}{(1+S \tau_e)} \dots\dots\dots(III.16)$$

D'après l'équation mécanique de la machine

$$\Omega(S) = \frac{C_{em} - C_r}{(1+S \tau_m)} \dots\dots\dots(III.17)$$

Avec

$$\tau_m = \frac{j}{f_r}$$

On aura :

$$\Omega(S) = \frac{C_{em}^*}{f_r (1+S \tau_m)(1+S \tau_e)} - \frac{C_r}{f_r (1+S \tau_m)} \dots\dots\dots(III.18)$$

Sous forme:

$$\Omega(S) = F_0(S) C_{em}^* - F_r(S) C_r \dots\dots\dots(III.19)$$

D'où

La fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_0(S) = \frac{\Omega(S)}{C_{em}^*} = \frac{1}{f_r(1+S\tau_m)(1+S\tau_e)} \dots\dots\dots (III.20)$$

La figure (III.7) montre le schéma structurel du système à régler.

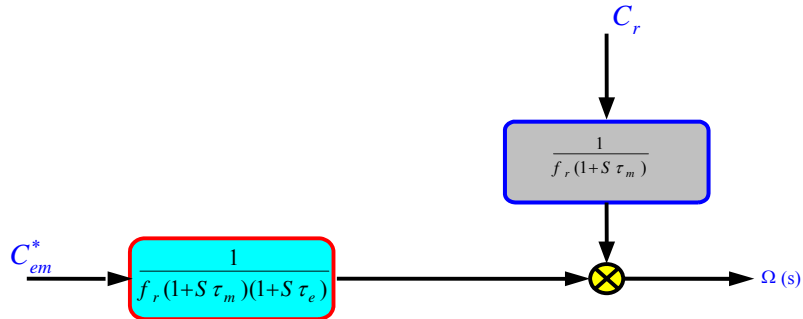


Fig. III.7 : Structure du système à régler

En insérant un régulateur (PI) dans la boucle de régulation, le schéma structurel en boucle fermée sera donc comme indiqué sur la figure (III.8).

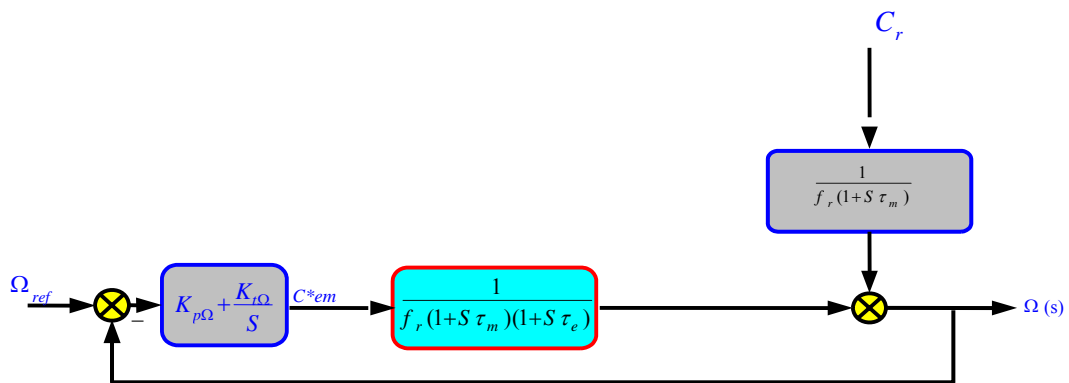


Fig. III.8 : Boucle de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte est donc :

$$F_0(S) = (K_{p\Omega} + \frac{K_{t\Omega}}{S}) \frac{C_{em}^*}{f_r(1+S\tau_m)(1+S\tau_e)} \dots\dots\dots (III.21)$$

$$\Omega(S) = F_0(S)\Omega_{ref} - F_r(S)C_r \dots\dots\dots (III.22)$$

$$\Omega(S) = F_0(S)(\Omega_{ref}(S) - \Omega(S)) - F_r(S)C_r \dots\dots\dots (III.23)$$

$$\Omega(S) = \frac{F_0(S)}{1 - F_0(S)} \Omega_{ref} - \frac{F_r(S)}{1 - F_0(S)} C_r \dots\dots\dots(III.24)$$

$$D'où \quad F_f(S) = \frac{(K_{p\Omega}S + K_{t\Omega})}{j\tau_e S^3 + (j + f_r\tau_e)S^2 + (K_{p\Omega} + f_r)S + K_{t\Omega}} = \frac{N(S)}{D(S)}$$

Dans notre cas nous pouvons négliger : $j\tau_e$, $f_r\tau_e$

$$\text{Donc } D(S) = JS^2 + (K_{p\Omega} + f_r)S + K_{t\Omega} \dots\dots\dots(III.25)$$

Pour avoir un comportement bien amorti, avec un amortisseur relatif optimal, les paramètres de régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés [18].

En prenant :

$$P_1 = -\rho - j\rho \dots\dots\dots(III.26)$$

$$P_2 = -\rho + j\rho \dots\dots\dots(III.27)$$

L'équation peut s'écrire : $\frac{D(S)}{j} = (S - P_1)(S - P_2) = S^2 - (P_1 + P_2)S + P_1P_2$

Par identification, on

obtient :

$$K_{p\Omega} = 2\rho j - f_r$$

$$K_{t\Omega} = 2\rho^2 j$$

La figure (III.9) montre le Schéma global de la commande en boucle fermée sans réglage de i_d pour un onduleur contrôlé en tension et avec une régulation de vitesse.

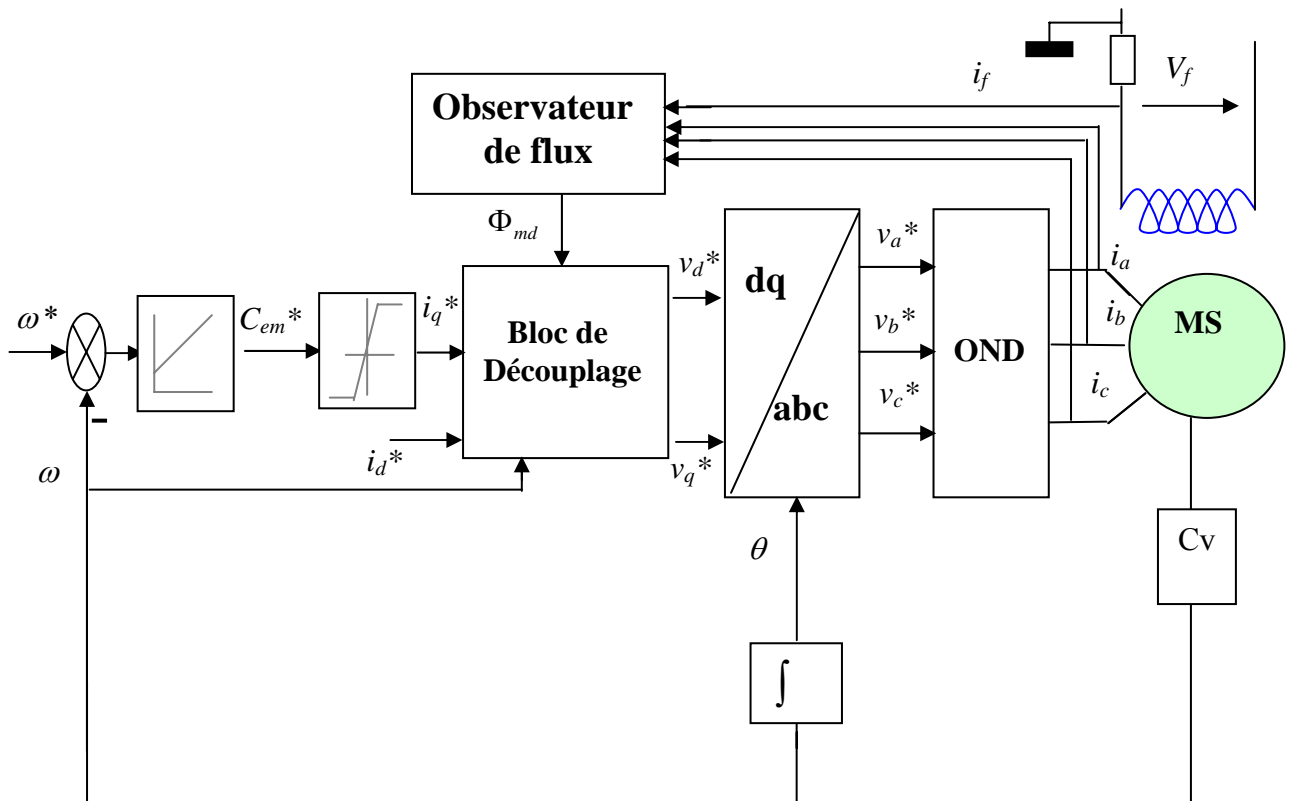


Fig. III.9 : Schéma globale de la commande en boucle fermée pour un onduleur contrôlé en tension sans réglage de i_d

III.3.2.1.2 Réglage du Courant i_d

La relation qui existe entre V_d et I_d , donnée par (III.28), permet d'avoir un régulateur du courant i_d pour améliorer les performances de la machine.

$$V_d = (R_s + SL_d)I_d \dots\dots\dots (III.28)$$

La fonction de transfert pour cette régulation est :

$$F_i(S) = \frac{K_{pi}S + K_{ii}}{L_d S^2 + (R_s + K_{pi})S + K_{ii}} \dots\dots\dots (III.29)$$

Le schéma bloc qui représente cette régulation est le suivant :

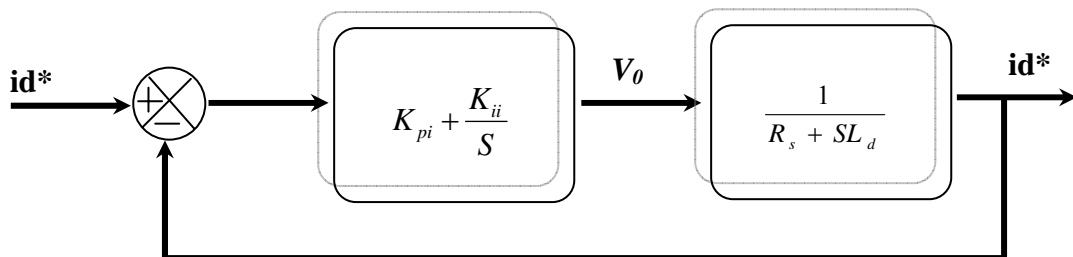


Fig. III.10 : Boucle de régulation de courant i_d

Pour le calcul des paramètres du PI on suit la même méthode que celle utilisée pour le calcul du régulateur de vitesse (méthode des pôles imposés), on trouve

$$\begin{cases} K_{pi} = 2.L_d \rho - R_s \\ K_{ii} = 2.L_d \cdot \rho^2 \end{cases} \dots\dots\dots (III.30)$$

Le schéma bloqué suivant représente la commande en boucle fermée alimentée par un onduleur MLI contrôlé en tension, avec régulation du courant i_d

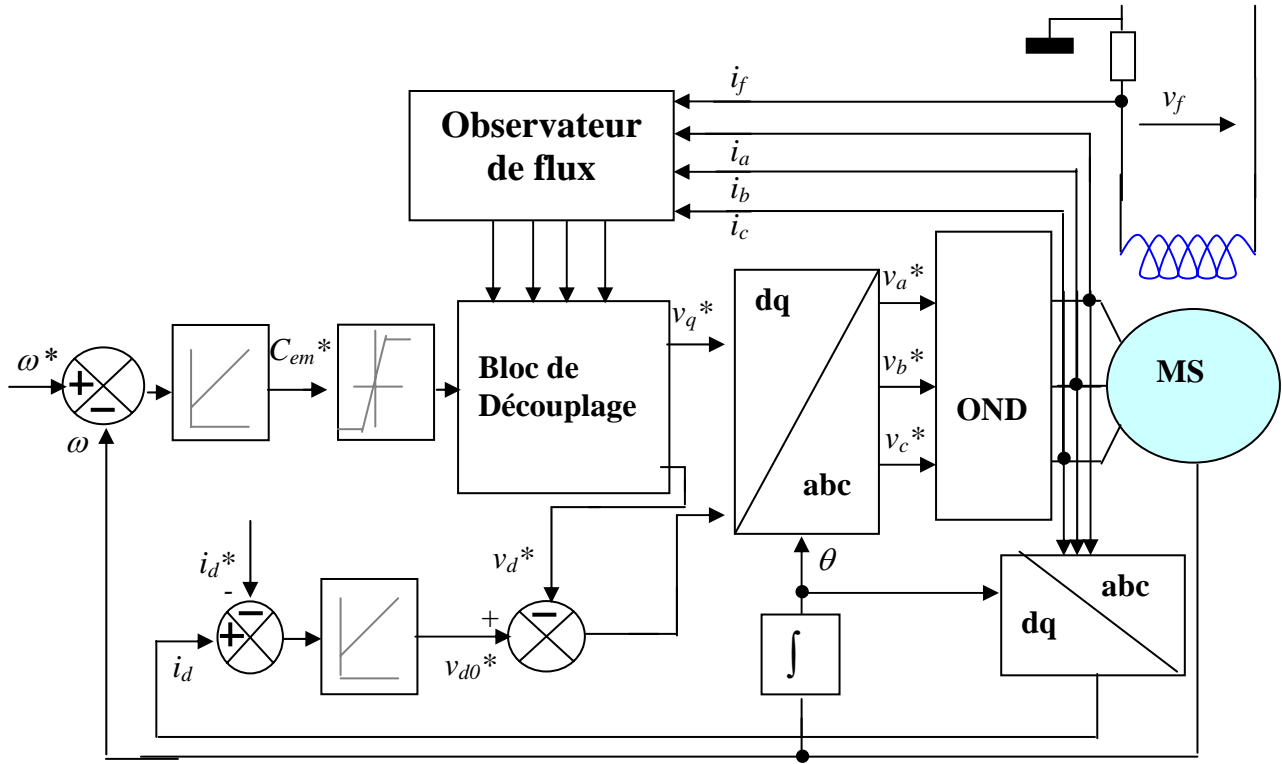


Fig. III.11: Schéma globale de la commande en boucle fermée alimenté par un onduleur contrôlé en tension, avec régulation du courant i_d

III.3.2.1.3 Resultats de Simulation et Interpretation

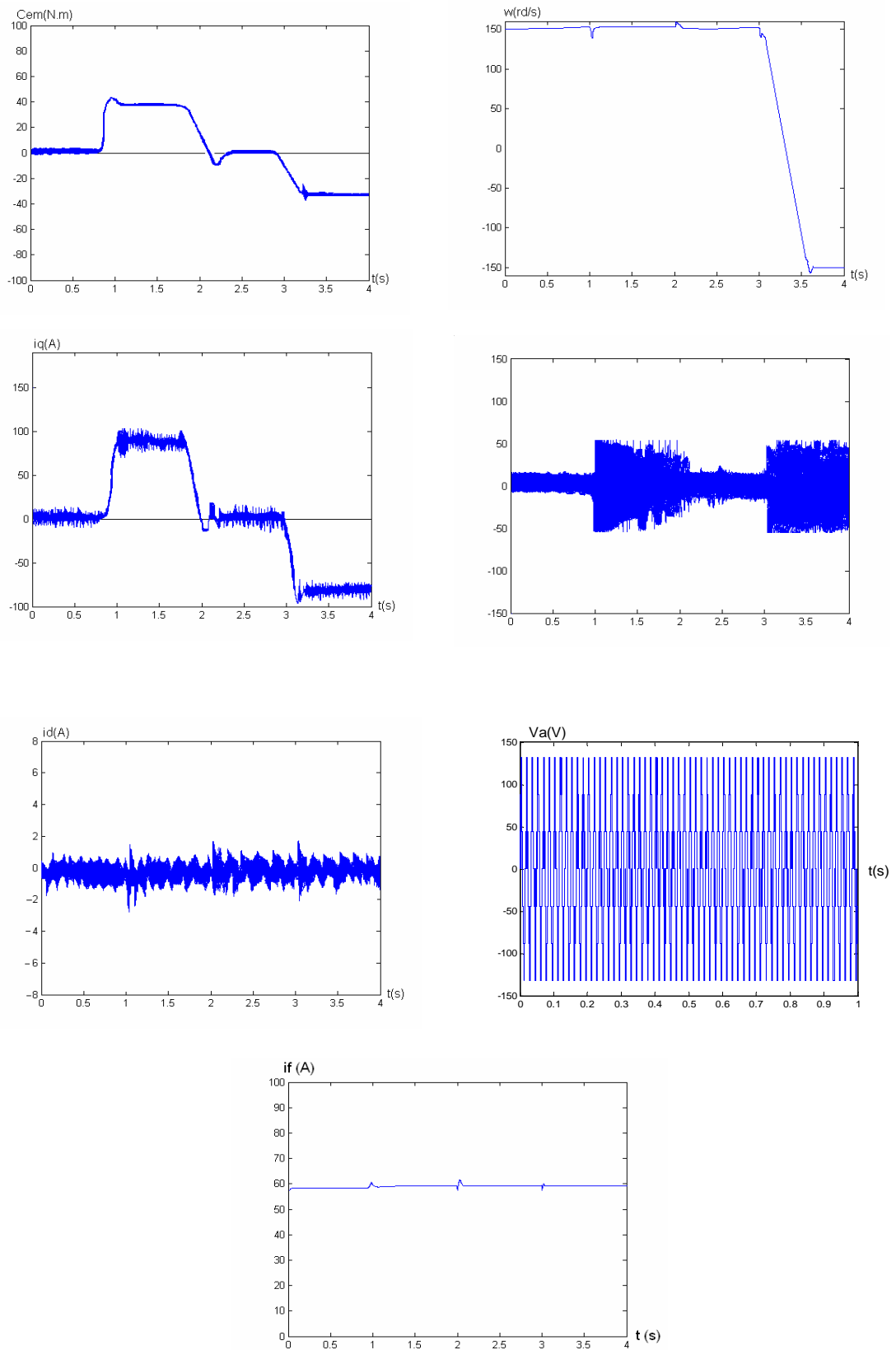


Fig. III.12 : Commande vécérielle en boucle fermée sans réglage de courant i_d

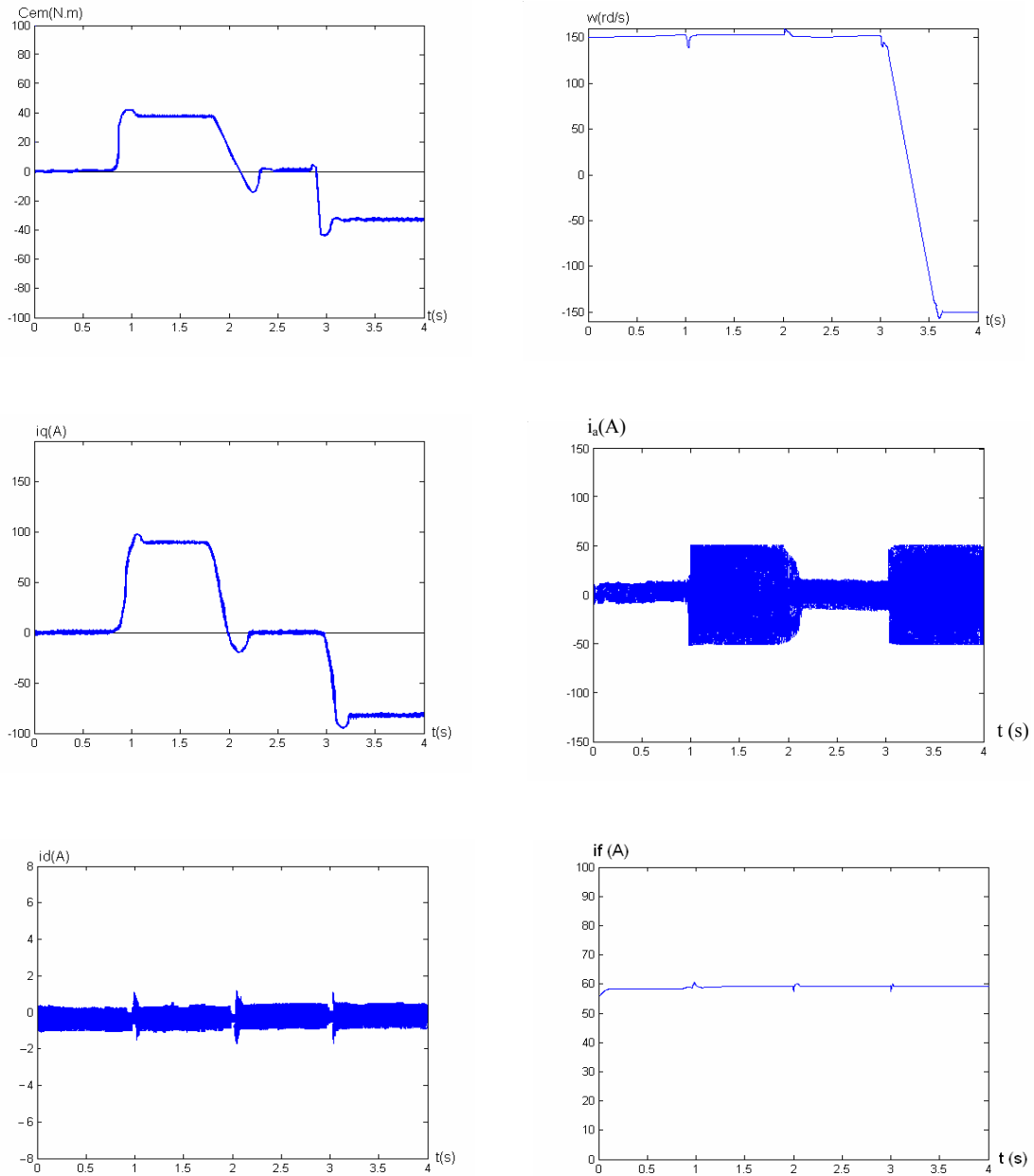


Fig. III.13 : Commande vécérielle en boucle fermée avec réglage de courant i_d

On remarque que :

La réponse de vitesse est rapide et précises dans le cas de commande avec réglage de courant i_d . Lorsque on applique une charge, on constate une augmentation de vitesse très rapide et l'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément. Ainsi que l'inversion du sens de rotation se fait rapidement.

Le courant i_q et le couple ont la même allure dans les quatre étapes de marche en démarrage à vide, application d'un couple résistant, désactivation du couple résistant, inversion de sens de rotation. Aux démarrages ils sont en valeur maximaux après un temps très faible ils se stabilises et lorsque en applique une charge en constate le même phénomène qu'on démarrage. Pour i_d est toujours nuls, et reste sensiblement robuste par rapport à la variation brusque de courant i_q

III.4 CONCLUSION

Notre étude dans ce chapitre consiste une méthodes de découplage, commande par orientation du flux où on maintient la composante i_d nulle. Cette commande a permis non seulement le découplage entre le flux et le couple mais aussi de rendre le modèle de la machine similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Ainsi le système des équations devient linéaire.

Commande Vécatorielle A

I_d Constant De La MSA

INTRODUCTION

La difficulté pour commander une machine synchrone autopilotée réside dans le fait que son modèle mathématique présente un fort couplage entre les grandeurs électriques.

Donc le but de cette stratégie est le même que celle à i_d nul, est d'éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur, et pour contrôler le couple il faut contrôler les courants i_d, i_q . Par contre, à la sortie apparaît une seule grandeur : le couple électromagnétique C_{em} [17].

IV.1 Stratégie de la commande à courant i_d imposé :

Cette stratégie a pour but d'imposer un courant de phase minimum pendant le régime de fonctionnement permanent, de sorte à avoir le couple C_{em} maximal [23].

L'équation du couple électromagnétique instantané s'écrit :

$$C_{em} = p(\phi_d \cdot i_q - \phi_q \cdot i_d) \dots\dots\dots (IV-1)$$

Tel que :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d \cdot i_d + L_{md} \cdot i_f \\ \phi_q = L_q \cdot i_q \end{cases} \dots\dots\dots (IV-2)$$

Donc l'expression devient :

$$C_{em} = p[(L_d - L_q) \cdot i_d + L_{md} \cdot i_f] \cdot i_q \dots\dots\dots (IV-3)$$

On a :

$$i_{sn}^2 = i_{dn}^2 + i_{qn}^2 \dots\dots\dots (IV-4)$$

En explicitant l'expression du courant i_q de l'équation (IV-3), on obtient :

$$i_q = \frac{C_{em}}{p[(L_d - L_q) \cdot i_d + L_{md} \cdot i_f]} \dots\dots\dots (IV-5)$$

En remplaçant le courant i_q dans l'équation (IV-4), on aura :

$$i_{sn}^2 = i_{dn}^2 + \left(\frac{C_{em n}}{p[(L_d - L_q) \cdot i_{dn} + L_{md} \cdot i_f]} \right)^2 \dots\dots\dots IV-6$$

Pour un couple donné, le courant statorique minimum est obtenu en dérivant l'équation (IV-6) par rapport à i_{dn} et l'égalisant à zéro.

$$\frac{di_{sn}^2}{di_{dn}} = 2.i_{dn} - 2 \cdot \left(\frac{C_{em}^2 \cdot p[(L_d - L_q).i_{dn} + L_{md}.i_f]}{(p[(L_d - L_q).i_{dn} + L_{md}.i_f])^3} \right) = 0 \dots\dots\dots (IV-7)$$

Dans notre cas, la machine est à pôles saillants, nous avons la variation de $i_s=f(i_d)$:

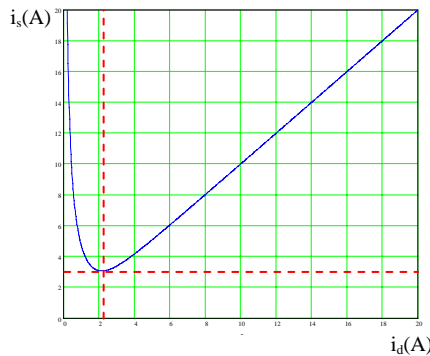


Fig. IV.1 : Variation de i_s en fonction de i_d

Le couple C_{em} prend sa valeur maximale pour :

$$\begin{cases} i_s = 2.6 \text{ A} \\ i_d = 2.4 \text{ A} \dots\dots\dots (IV-8) \\ \phi_s = 1.2 \text{ Wb} \end{cases}$$

IV-2 COMMANDE VECTORIELLE A ID CONSTANT DE LA MSA

IV-2.1 Etude en boucle ouverte :

La structure du bloc de découplage est donnée par les équations suivantes :

$$\begin{cases} i_q^* = \frac{C_{em}^*}{p[(L_d - L_q).i_d^* + L_{md}.i_f]} \\ i_d^* = \frac{-(L_d.L_{md}.i_f) + \text{sqrt}[(L_d.L_{md}.i_f)^2 - B_m(L_d^2 - L_q^2)]}{(L_d^2 - L_q^2)} \dots\dots\dots (IV-9) \\ \phi_s = 1.2 \text{ Wb} \end{cases}$$

Avec : $B_m = L_{md}^2 \cdot i_f^2 + L_q^2 \cdot i_s^2 - \phi_s^2$

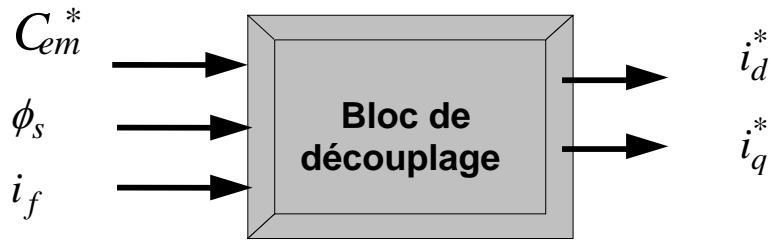


Fig.IV.2 : Structure du bloc de découplage.

IV.3 Onduleur contrôlé en tension (MLI trian -sinusoïdale)

Le bloc de découplage fournissant les tensions de référence est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d^* = R_s \cdot i_d^* + \frac{d(L_{md} \cdot i_f)}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot i_q^* \\ V_q^* = R_s \cdot i_q^* + \omega(L_d \cdot i_d^* + L_{md} \cdot i_f) \end{cases} \dots\dots\dots (IV-10)$$

Le courant i_d^* est imposé à une valeur constante, et i_q^* est fourni par le couple de référence, donc en remplaçant i_q^* par son expression, le bloc de découplage devient :

$$\begin{cases} V_d^* = R_s \cdot i_d^* + \frac{d(L_{md} \cdot i_f)}{dt} - \omega \cdot L_q \frac{C_{em}^*}{p \cdot [(L_d - L_q) \cdot i_d^* + L_{md} \cdot i_f]} \\ V_q^* = R_s \cdot \frac{C_{em}^*}{p \cdot [(L_d - L_q) \cdot i_d^* + L_{md} \cdot i_f]} + \omega(L_d \cdot i_d^* + L_{md} \cdot i_f) \end{cases} \dots\dots\dots (IV-11)$$

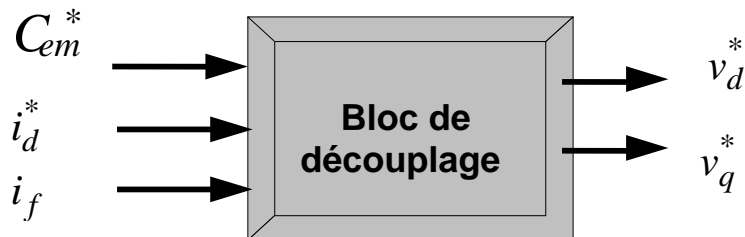


Fig. IV.3 : La nouvelle Structure du bloc de découplage.

La simulation numérique de cette technique de commande a été faite en imposant le couple de référence C_{em}^* comme indiqué sur la figure (IV.3) ci-dessous :

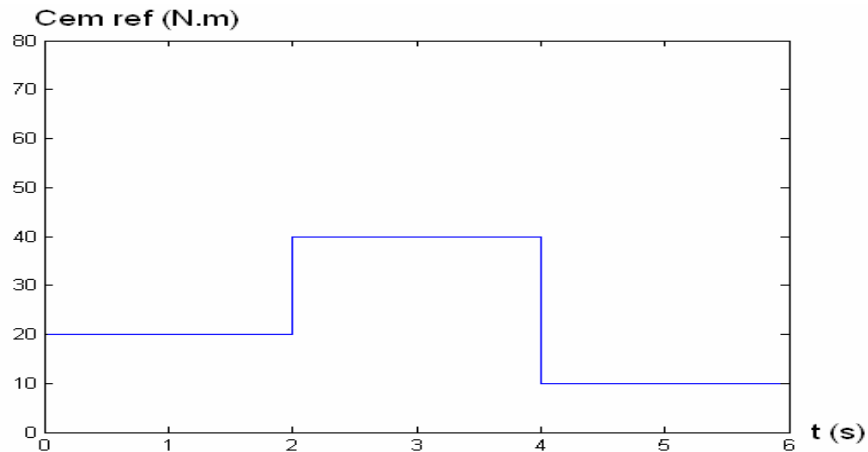


Fig.IV.4 :Couple de référence.

IV.4 Simulation et interprétation

Les résultats sont obtenus par la figure (IV.9). On constate que le courant d'excitation prend un temps très long pour atteindre sa valeur nominale. Ce qui influe sur le couple électromagnétique qui ne suit pas parfaitement sa référence.

On remarque que i_d oscille autour d'une valeur constante imposée et on remarque aussi que i_q représente l'image du couple.

Tout comme lors de la commande vectorielle à i_d nul, les résultats de cette simulation montrent la nécessité d'une régulation du courant d'excitation.

La figure (IV.5) représente le bloc de découplage de la machine alimenté par un onduleur de tension à trois niveaux contrôlé en tension

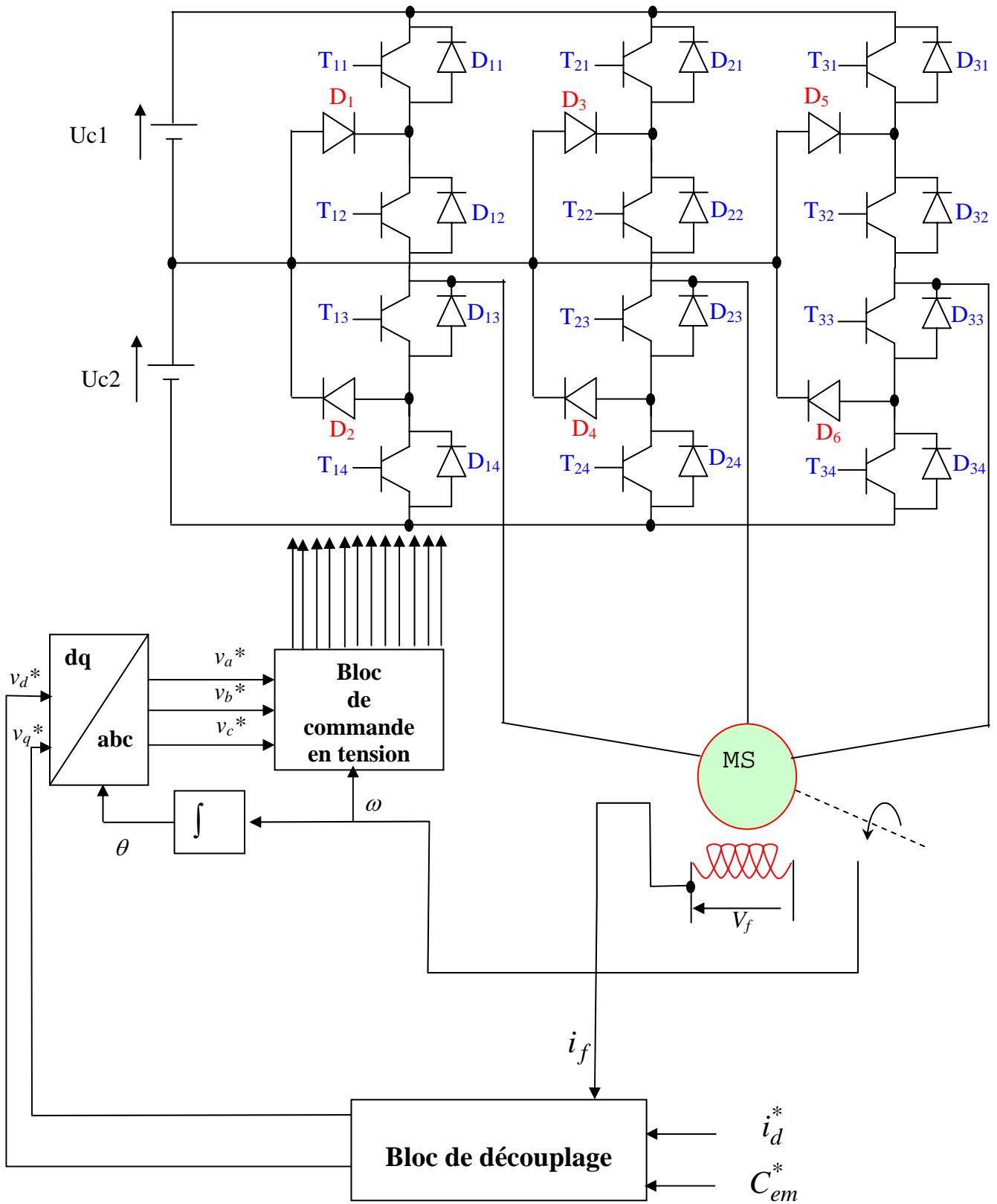


Fig. IV.5 Schéma bloc de découplage de la MSA alimenté par un onduleur de tension

IV.5 Etude en boucle fermée

Le réglage de la vitesse se fait par la sythèse des régulateurs aux moyens des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires et cela grâce au découplage du modèle de la machine à rotor bobiné qui a été réalisé précédemment. nous allons utiliser le régulateur PI afin d'avoir de bonnes réponses dynamique, aussi pour compenser la constante de temps mécanique. Ce type de régulateur, utilisé pour piloter un système du premier ordre, permet d'imposer au système en boucle fermée une fonction de transfert possédant deux pôles et n'ayant pas de zéro.[23]

La fonction de transfert de ce régulateur est donnée par :

$$F_{pi}(S) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S}$$

Le système constitué du modèle de la machine, de la structure de commande et de la boucle de régulation peut être schématisé par la figure (IV.6).

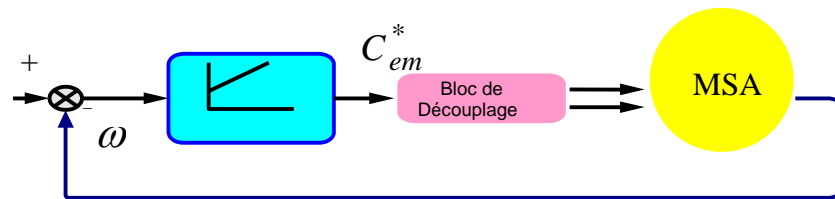


Fig. IV.6 : Boucle de régulation de vitesse.

Pour obtenir l'expression finale de la fonction de transfert $F_0(s)$, nous utilisons les équations suivantes de la machine :

Equations électriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_d = R_s \cdot i_d + \frac{d(L_d \cdot i_d + L_{md} \cdot i_f)}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot i_q \\ V_q = R_s \cdot i_q + \frac{d(L_q \cdot i_q)}{dt} + \omega \cdot (L_d \cdot i_d + L_{md} \cdot i_f) \dots\dots\dots (IV.12) \\ V_f = R_f \cdot i_f + \frac{d(L_f \cdot i_f + L_{md} \cdot i_d)}{dt} \\ C_{em} = p(\phi_d \cdot i_q - \phi_q \cdot i_d) \end{array} \right.$$

Le courant de référence i_q^* est constant, donc le système devient :

$$\begin{cases} V_d^* = R_s \cdot i_d^* + \frac{d(L_{md} \cdot i_f)}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot i_q^* \\ V_q^* = R_s \cdot i_q^* + \omega(L_d \cdot i_d^* + L_{md} \cdot i_f) \end{cases} \dots\dots\dots (IV-13)$$

Et on a :

$$i_q^* = \frac{C_{em}^*}{p[(L_d - L_q) \cdot i_d^* + L_{md} \cdot i_f]} \dots\dots\dots (IV-14)$$

De plus on a :

$$\begin{cases} i_q = \frac{i_q^*}{1 + s \cdot \tau_q} \\ i_d = \frac{i_d^*}{1 + s \cdot \tau_d} \end{cases} \dots\dots\dots (IV-15)$$

Avec : $\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$, $\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$

$$\Omega(s) = \frac{C_{em} - C_r}{f_r \cdot (1 + s \cdot \tau_m)} \dots\dots\dots (IV-16)$$

Et on a : $C_{em} = p[(L_d - L_q) \cdot i_d + L_{md} \cdot i_f] \cdot i_q$

On remplace les équations de (IV-14) dans cette dernière, ce qui donne :

$$C_{em} = p[(L_d - L_q) \cdot \frac{i_d^*}{(1 + s \cdot \tau_d)} + L_{md} \cdot i_f] \cdot \frac{i_q^*}{(1 + s \cdot \tau_q)} \dots\dots\dots (IV-17)$$

Etant donné :

$$i_q^* = \frac{C_{em}^*}{p[(L_d - L_q) \cdot i_d^* + L_{md} \cdot i_f]} \quad \text{ce qui implique :}$$

$$C_{em} = [(L_d - L_q) \cdot \frac{i_d^*}{(1 + s \cdot \tau_d)} + L_{md} \cdot i_f] \cdot \frac{C_{em}^*}{(1 + s \cdot \tau_q) \cdot [(L_d - L_q) \cdot i_d^* + L_{md} \cdot i_f]} \dots\dots\dots (IV-18)$$

On aura donc : $\Omega(s) = F_0(s) \cdot C_{em}^* - F_r(s) \cdot C_r \dots\dots\dots (IV-19)$

Avec :
$$F_0(s) = \frac{C_{em}^* [(L_d - L_q) i_d^* + L_{md} i_f (1 + s \tau_d)]}{f_r \cdot (1 + s \tau_m) \cdot (1 + s \tau_q) \cdot (1 + s \tau_d) \cdot [(L_d - L_q) i_d^* + L_{md} i_f]} \dots \dots \dots (IV-20)$$

$$F_r(s) = \frac{1}{f_r \cdot (1 + s \tau_m)} \dots \dots \dots (IV-21)$$

D'où le schéma structurel de système à régler :

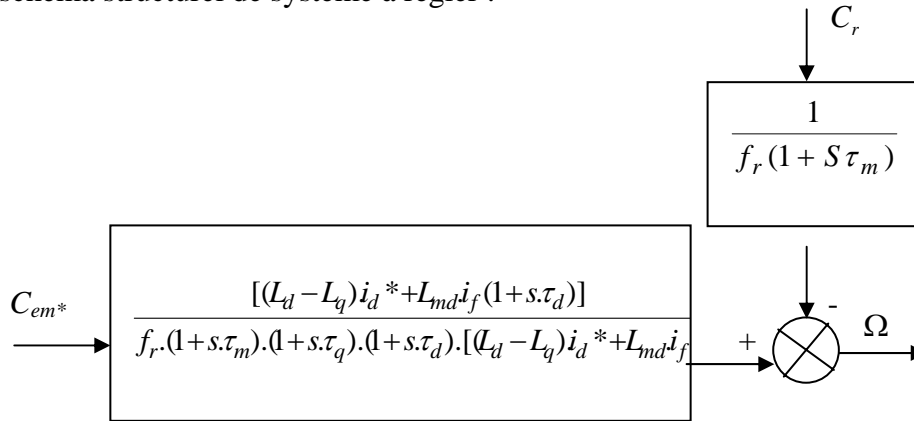


Fig. IV-7 schéma structurel à régler.

Après la régulation on aura :

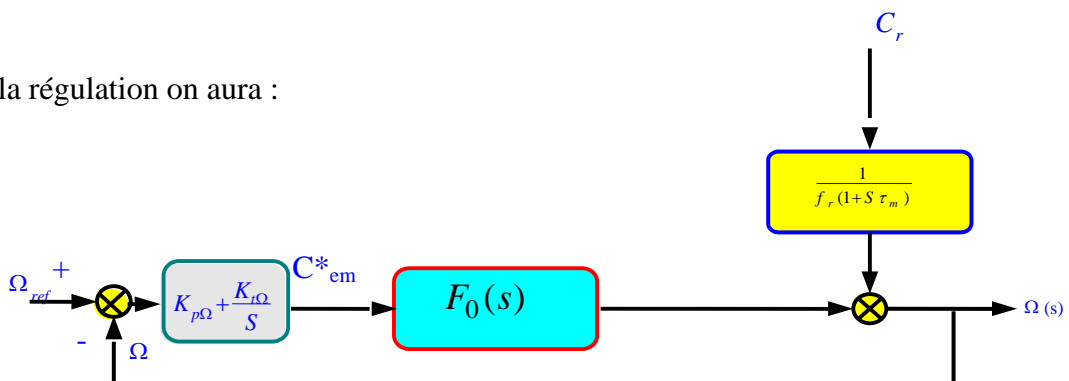


Fig.IV.8 Boucle de régulation de vitesse.

D'où la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_{TBO}(s) = \frac{K_{p\Omega} \cdot s + K_{i\Omega}}{s} \cdot \frac{[(L_d - L_q) i_d^* + L_{md} i_f (1 + s \tau_d)]}{f_r \cdot (1 + s \tau_m) \cdot (1 + s \tau_q) \cdot (1 + s \tau_d) \cdot [(L_d - L_q) i_d^* + L_{md} i_f]} \dots \dots \dots (IV-22)$$

Qu'on utilise pour déterminer les paramètres du régulateur PI par compensation de la constante de temps dominante ainsi que par l'ajustement optimal (**annexe**).

En boucle fermée :

$$(\Omega_{ref} - \Omega).F_0(s) - F_r(s).C_r = \Omega(s) \dots\dots\dots (IV.23)$$

$$D'où : \Omega(s) = F_f(s).\Omega_{ref} - F_{rf}(s).C_r \dots\dots\dots (IV.24)$$

Alors la fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la consigne serait :

$$F_f(s) = \frac{F_0(s)}{1 + F_0(s)} \dots\dots\dots (IV.25)$$

Et la fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la perturbation :

$$F_{rf}(s) = \frac{F_r(s)}{1 + F_0(s)} \dots\dots\dots (IV.26)$$

Le schéma de la structure globale de la commande vectorielle à id constant avec réglage de la vitesse est donné par la figure (IV.9).

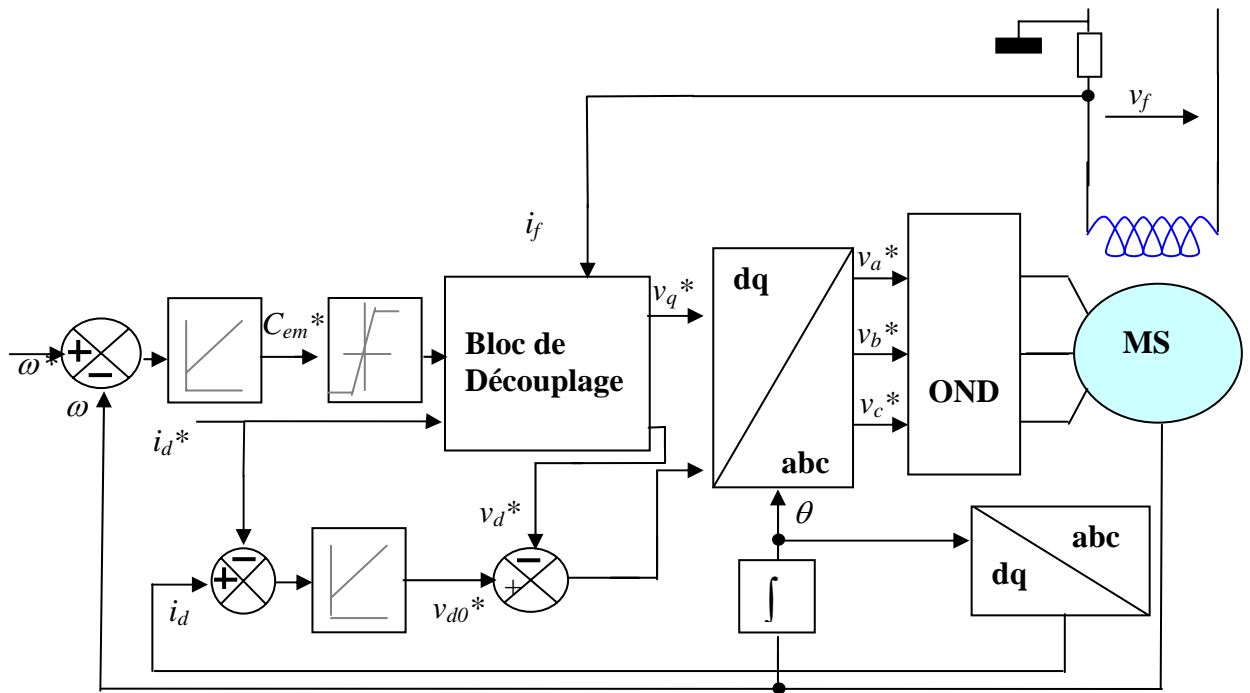


Fig. IV.9 : Schéma globale de la commande en boucle fermée alimenté par un onduleur contrôlé en tension , avec régulation du courant i_d

Simulation et Résultats

Les résultats de la simulation sont représentés par la figure (IV.10). qui montre les performances de la régulation de la machine alimenté par un onduleur de trois niveaux commandé par la stratégie triangulaire-sinusoidale.

La simulation montre le démarrage de la machine à vide, l'application de la charge ($C_r=35\text{N.m}$) à l'instant $t=1\text{s}$, puis l'inversion de la vitesse de 100rd/s à -100rd/s .

On constate que la vitesse suit parfaitement sa référence sans dépassement et l'inversion du sens de rotation de la machine est effectuée sans altérer les allures des caractéristiques de la machine.

Le courant i_d reste sensiblement constant et même robuste par rapport aux variations brusques de la vitesse.

On remarque aussi que le courant i_q est l'image du couple électromagnétique.

Donc, on peut conclure que le découplage a été réalisé avec succès par la commande à i_d constant et même elle s'adapte mieux aux machines présentant une certaine saillance.

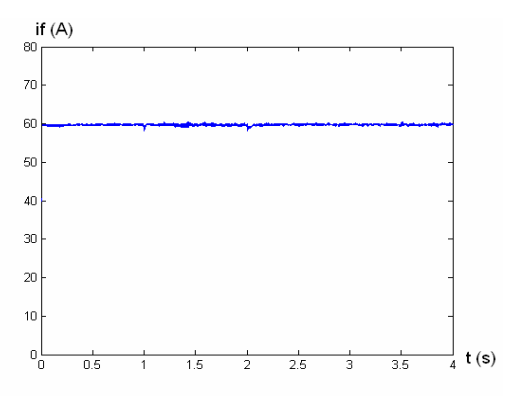
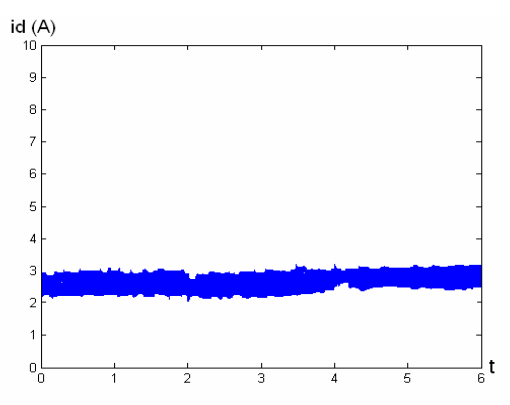
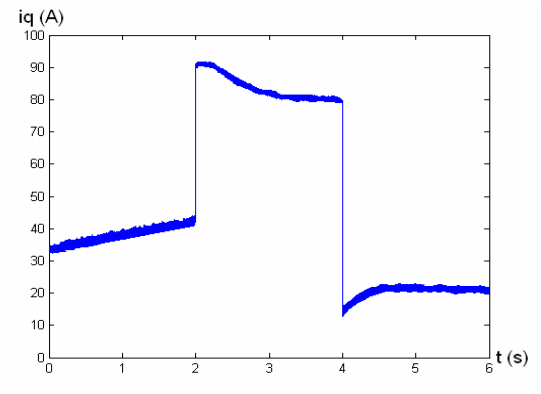
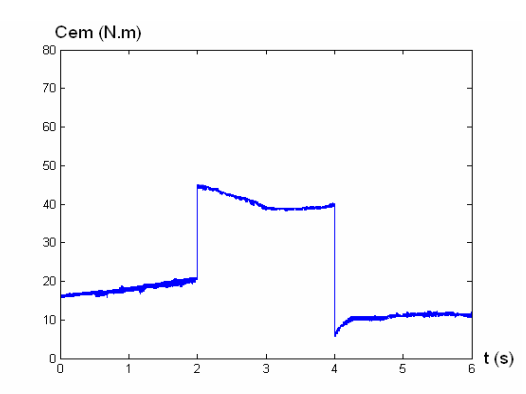


Fig. IV.9 : Commande vectorielle à i_d constant en boucle ouverte technique (triangolo-sinusoidale).

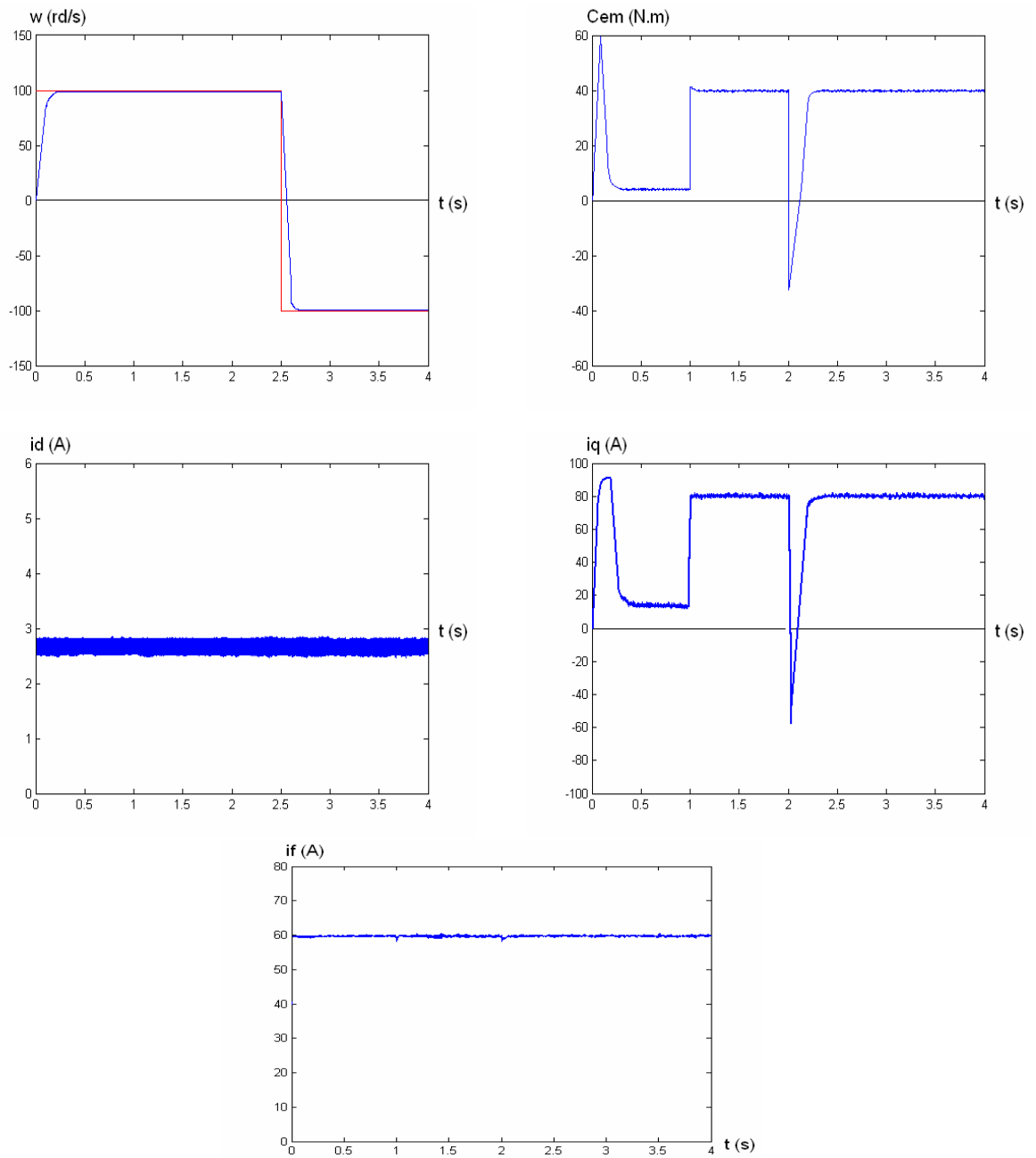


Figure. (IV.10) : Commande vectorielle à i_d constant en boucle fermée avec application d'une charge ($C_r = 35$ N.m), technique (triangulo-sinusoidale).

*Amélioration Des
Performances De La
Commande Vectorielle*

V.1 INTRODUCTION

Nous avons constaté dans le chapitre de commande vécotorielle que les caractéristiques électriques de la machine se détériorent pour des vitesses de consigne supérieures à la vitesse nominale, cela peut être expliqué par le fait que la commande vécotorielle appliquée à la machine lui confère un fonctionnement analogue à celui d'une machine à courant continu où le réglage de la tension d'induit peut assurer des entraînements à couple constant ($C_r=C_n$) entre la vitesse nulle et la vitesse nominale. Au delà, la tension d'induit ne peut plus évoluer ($U=U_n$), on passe alors en fonctionnement à puissance constante, la machine est défluxé [18].

$$P_n=U_n.I_n=cst.....(V.1)$$

La figure (V.1) montre le fonctionnement à flux constant et celui à puissance constante.

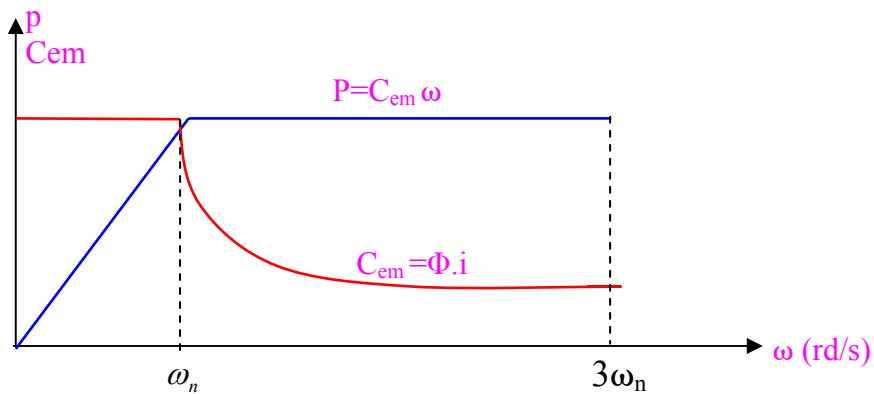


Fig. V.1 : Stratégie de commande avec affaiblissement du champ d'excitation

L'expression qui relie entre la puissance et le couple est:

$$P= \omega . C_{em}(V.2)$$

Et au point de fonctionnement nominal on a :

$$P_n= \omega_n . C_{emn}(V.3)$$

Pour palier à ce problème on réduit l'excitation de la machine suivant l'équation :

$$\omega = \frac{U - RI}{\lambda \phi}(V.4)$$

avec :

$\phi = k.j$ est le flux d'excitation de la MCC.

j courant d'excitation de la MCC.

V.2 AMELIORATION DE LA COMMANDE VECTORIELLE PAR REGLAGE DU COURANT D'EXCITATION

Afin d'obtenir un bonne simulation de la vitesse, nous proposons une structure présentée à la figure suivante qui nous permet d'intervenir sur le réglage de courant d'excitation, et qui a comme objectif le réglage de la vitesse, au-delà de la vitesse nominale, (fonctionnement à puissance constante) [21].

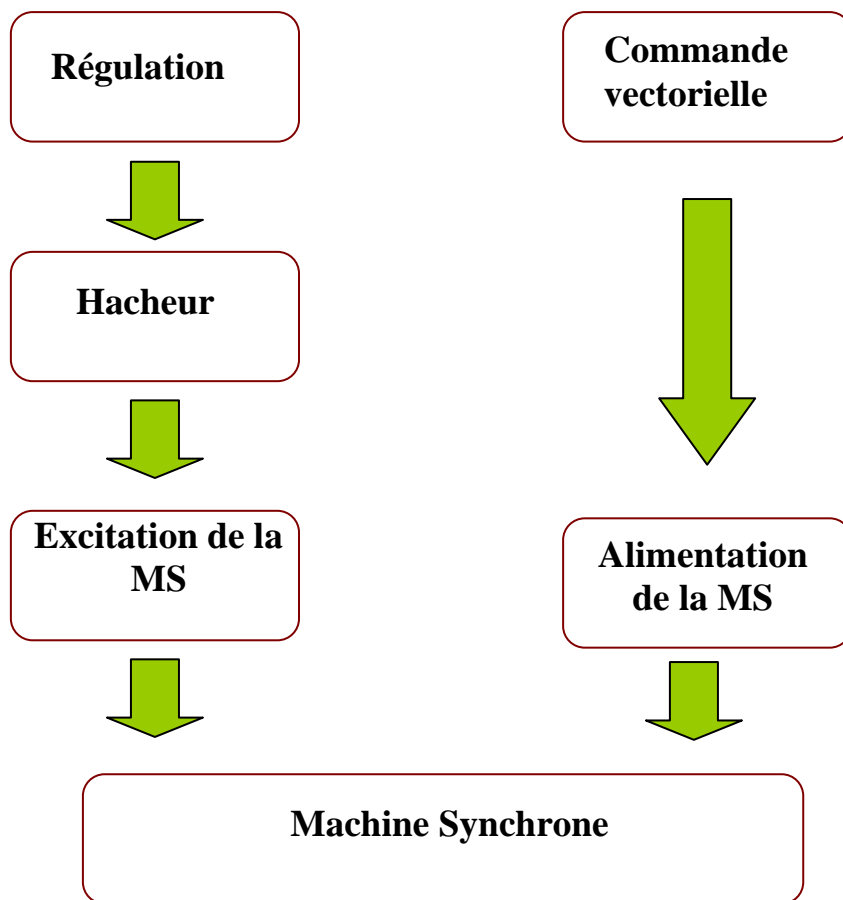


Fig. V.2 : Schéma global de la structure de régulation du courant d'excitation

V.2.1 Alimentation du Circuit D'excitation par un Hacheur

On utilise un dispositif de contrôle, tel que la tension de commande U_{cm} est comparée à une tension auxiliaire U_h en forme de dents de scie (fig. V.3) [12].

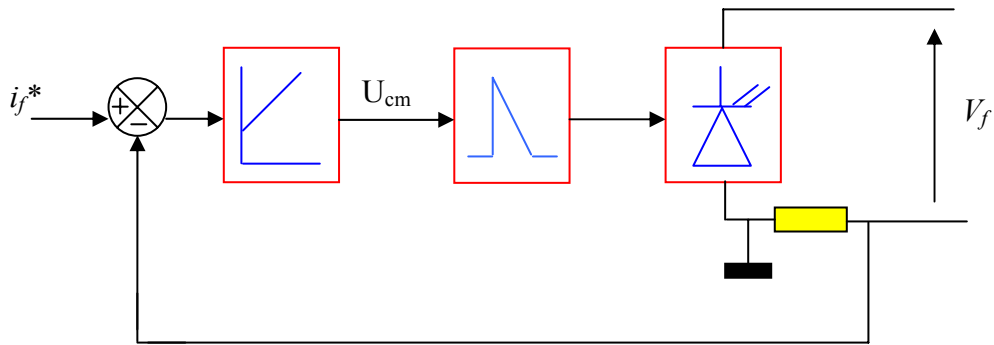


Fig. V.3 : Schéma de principe de réglage du courant d'excitation

si $U_{cm} > U_h$, $c=1$ (le contacteur statique doit être enclenché).

si $U_{cm} < U_h$, $c=0$ (le contacteur statique doit être déclenché).

La figure (V.4) montre le fonctionnement de ce dispositif

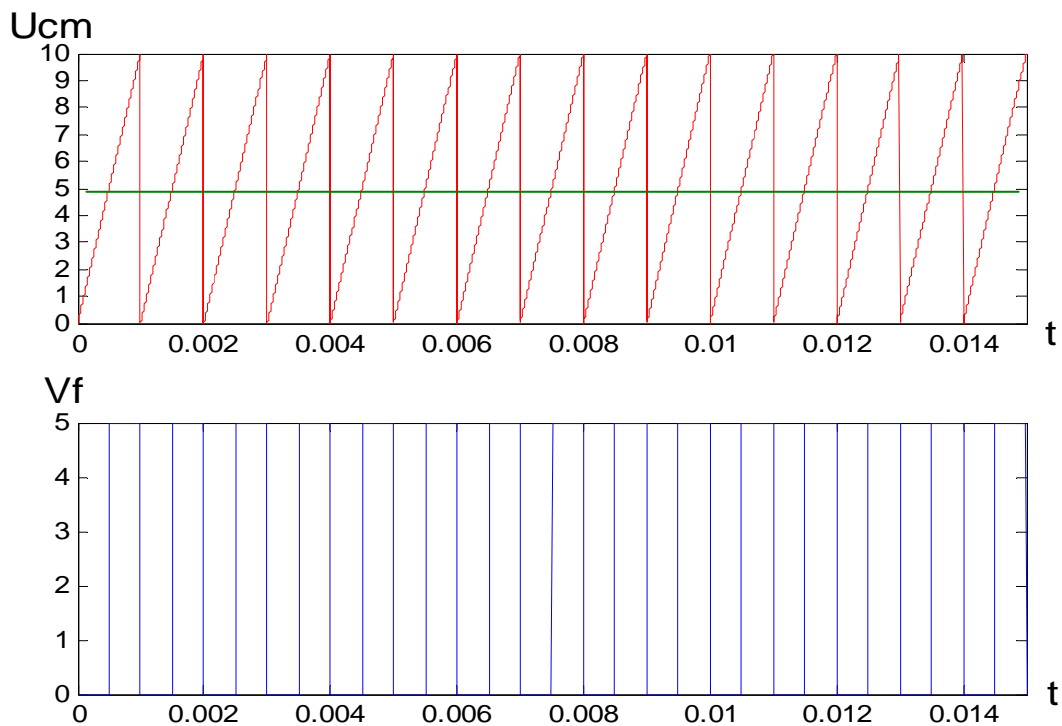


Fig. V.4 : Fonctionnement d'un dispositif de contrôle.

V.2.2 Réglage du Courant D'excitation

Pour réglage de courant d'excitation, on propose le schéma suivant.

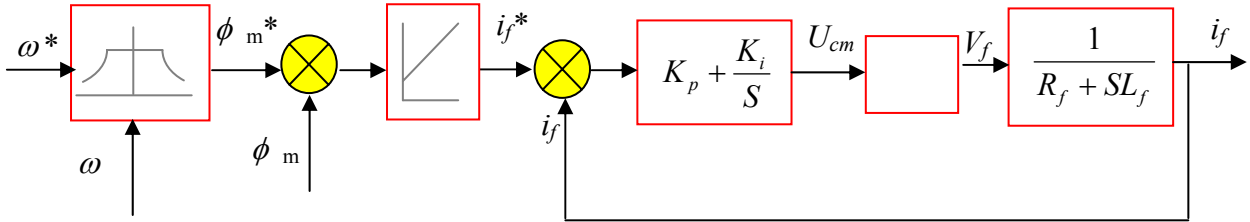


Fig. V.5 : Boucle de régulation du courant d'excitation.

V.2.3 Bloc de Défluxage

Afin d'obtenir un fonctionnement en régime défluxé ou à puissance constante pour crée un analogue à celui d'une MCC et afin d'améliorer les caractéristiques dynamiques de la machine, on définit le bloc de défluxage suivant [23].

$$i_f^* = \begin{cases} i_{fn} & , \text{ si } |\omega| \leq \omega_n \dots\dots\dots (V.5) \\ i_f \omega_n / \omega & , \text{ si } |\omega| > \omega_n \dots\dots\dots (V.6) \end{cases}$$

Sachant que :

ω : vitesse de la machine.

V.2.4 Calcul des Paramètres du Régulateur PI

La fonction de transfert correspondante à cette régulation est donnée par :

$$F = \frac{S_{KP} + K_i}{L_f S + (R_f + K_p)S + K_I} = \frac{N(S)}{D(S)} \dots\dots\dots (V.7)$$

En utilisant toujours la méthode des pôles imposés on aura :

$$\begin{cases} K_p = 2L_f \rho - R_f \dots\dots\dots (V.8) \\ K_i = 2L_f \rho^2 \end{cases}$$

La figure ci-dessous montre le schéma globale de la commande vectorielle en boucle fermée de la machine, contrôlé en tension avec la régulation de courant d'excitation.

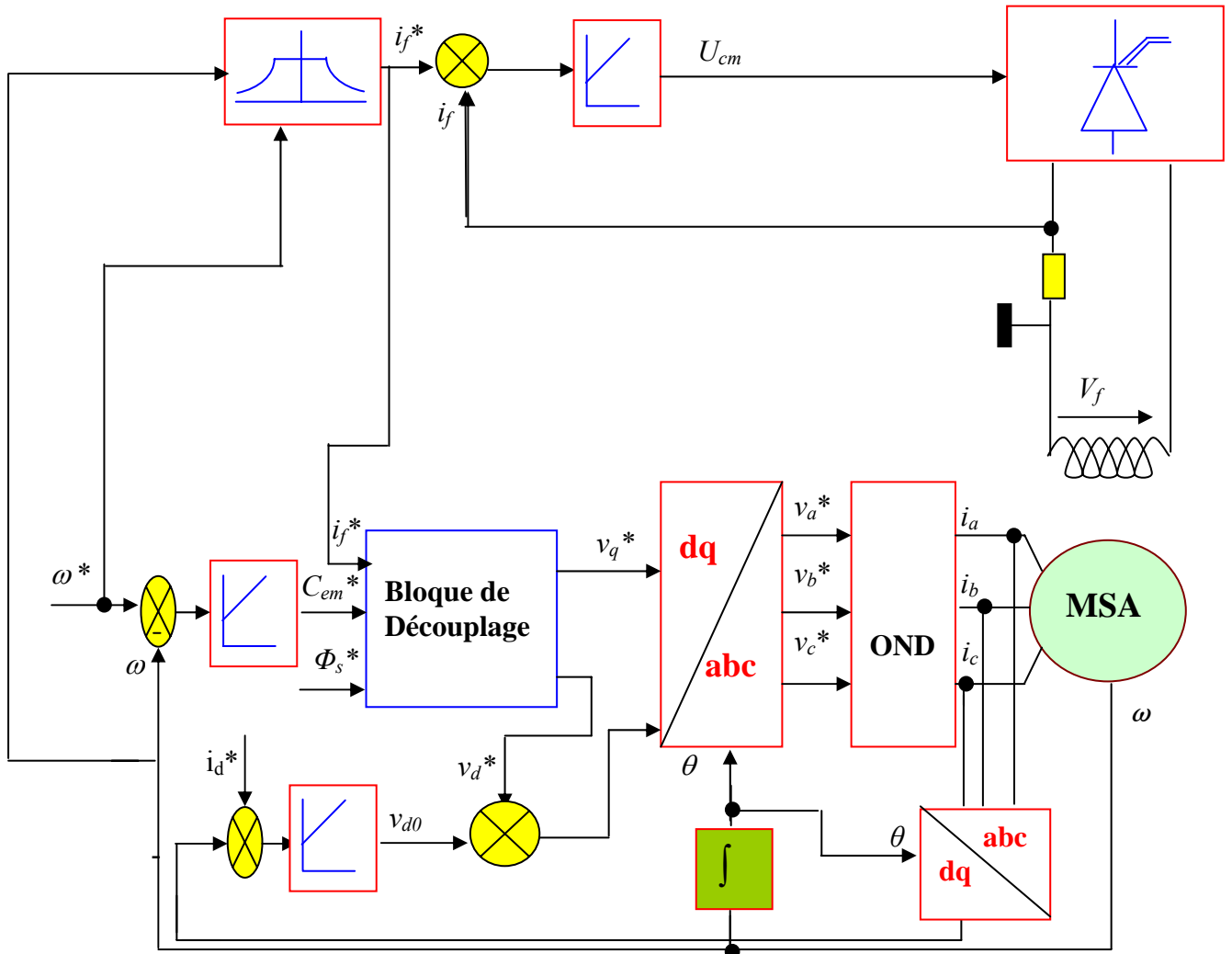


Fig. V.6 : Schéma global de la commande vectorielle en boucle fermée de la machine, contrôlé en tension avec la régulation de courant d'excitation.

V.3 RESULTATS DESIMULATION ET INTERPRETATION

La figures (V.8), montre la résultat de l'améliorations de la commande vectorielle avec régulation du courant d'excitation, afin d'assurer un fonctionnement analogue à celui de la machine à courant continu. La machine synchrone suit les valeurs de consigne imposées, et le courant d'excitation prend sa valeur nominale pour la vitesse nominale et à l'instant où on introduit une vitesse supérieure à la vitesse nominale il chute pour prendre une valeur donnée. Lorsqu' on élève la vitesse plus que la vitesse nominale le couple appliqué doit être inférieur au couple nominal car l'affaiblissement du flux conduit à l'affaiblissement du couple synchrone. Ces résultats permettent de dire que la régulation du courant d'excitation a permis d'imposer un comportement similaire à celui de la machine à courant continu en fonctionnant à couple constant et à puissance constante.

V.4 CONCLUSION

Notre chapitre consiste a améliorer le fonctionnement de la machine dans les deux cas de marche (à couple constant et à puissance constante), et cela en apportant à la commande vectorielle une régulation du courant d'excitation qui consiste à diminuer sa valeur lorsqu' on veut aller au delà de la vitesse nominale, mais le couple de charge à entraîner avec ce dernier fonctionnement est inversement proportionnel au vitesse.

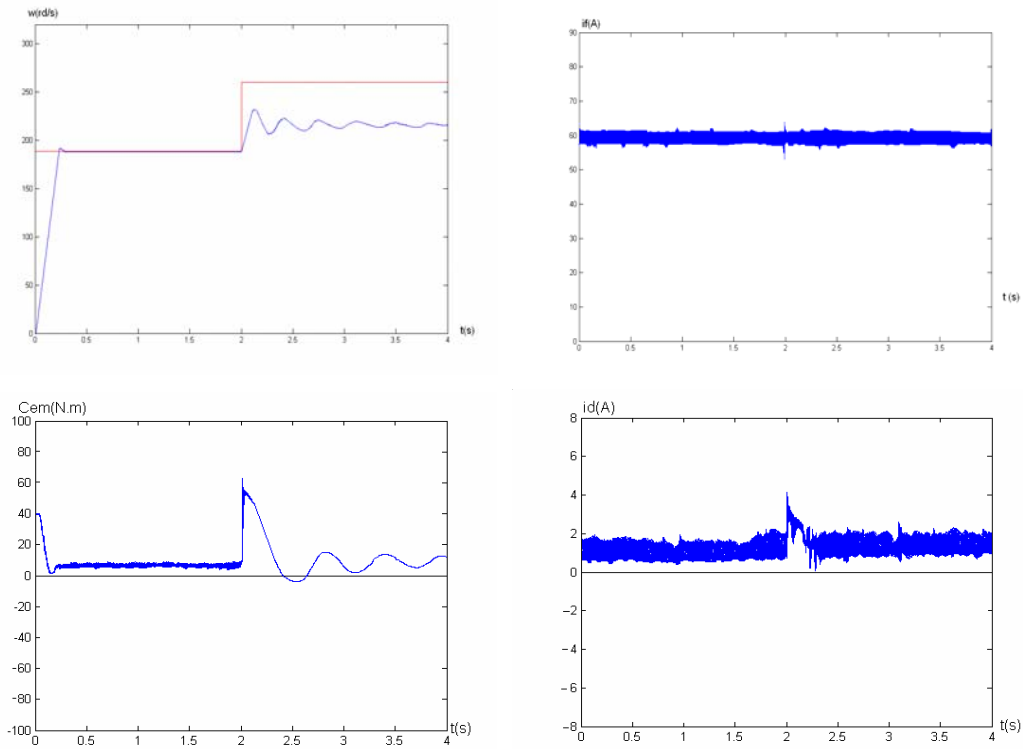


Fig. V.7 : comportement à vide de la MS commandé en tension sans régulation de courant d'excitation

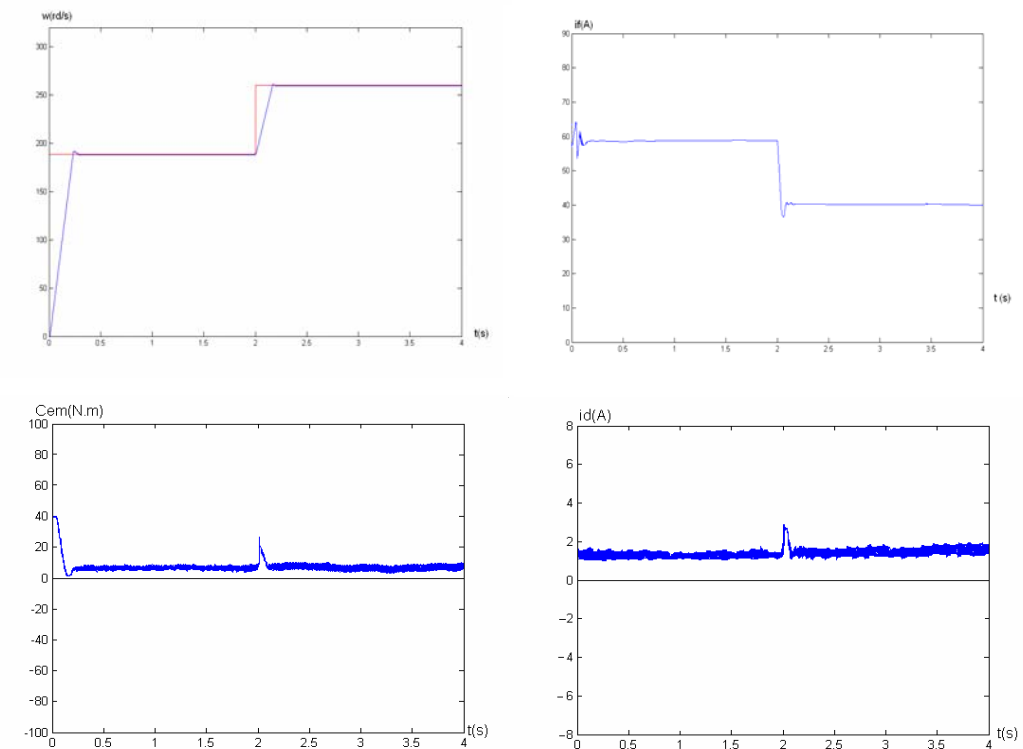


Fig. V.8 : comportement à vide de la MS commandé en tension avec régulation de courant d'excitation

Conclusion Générale

Ce travail a été consacré à l'étude de la commande de la machine synchrone autopilotée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux contrôlés en tension.

L'étude a été faite en cinq chapitres, dans le premier chapitre nous avons élaboré le modèle de la MSA dans le repère ABC et puis, à l'aide de la transformation de PARK le modèle a été simplifié en éliminant la complexité du modèle vis-à-vis de la variation des paramètres de la machine en fonction de la position.

Le second chapitre a été consacré pour l'étude de l'alimentation de la machine par un onduleur de tension à trois niveaux puis, on a présenté la stratégie de commande appliquée à l'onduleur « stratégie triangulo-sinusoidale »

Dans le troisième chapitre, nous avons développé la commande vectorielle de la MSA, alimenté par un onduleur à trois niveaux, ou la machine a été découplée en imposant un courant id nul, on a obtenu des modèles de contrôle découplé semblables à ceux de la machine à courant continu à excitation séparée.

Une régulation de vitesse a été étudiée et bons résultats ont été obtenus et on a effectué une régulation de courant id pour améliorer les performances de la MSA.

Au quatrième chapitre nous nous sommes intéressés à la commande vectorielle de la MSA à id constant. Nous constatons un démarrage relativement long par rapport à celui de la commande à id nul.

Le dernier chapitre a été consacré pour l'étude de la marche au delà de la vitesse nominale, car nous constatons que pour des valeurs de consignes supérieures à la vitesse nominale les performances dynamiques de la machine se détériorent considérablement. Pour cela une régulation de courant d'excitation introduite en alimentant le circuit d'excitation par un hacheur, s'avère nécessaire pour réaliser un défluxage.

Les résultats obtenus montrent que la vitesse de la MSA suit parfaitement la consigne désirée au delà de la vitesse nominale.

Annexes

PARAMETRES DE LA MACHINE ETUDIEE [24]

Puissance nominale :	$S_n = 20 \text{ KVA}$
Couple nominal :	$C_n = 100 \text{ Nm}$
Tension nominale statorique :	$V_s = 134 \text{ V}$
Tension nominale rotorique :	$V_f = 9.5 \text{ V}$
La fréquence	$f=60 \text{ Hz}$
Résistance statorique :	$R_s = 0.1 \ \Omega$
Résistance rotorique :	$R_f = 0.16 \ \Omega$
Inductance suivant l'axe d :	$L_d = 0.00489\text{H}$
Inductance suivant l'axe q :	$L_q = 0.00279\text{H}$
Inductance rotorique :	$L_f = 0.00448\text{H}$
Résistance du circuit amortisseur longitudinal :	$R_D = 0.17 \ \Omega$
Résistance du circuit amortisseur transversal :	$R_Q = 0.17 \ \Omega$
Inductance du circuit amortisseur longitudinal :	$L_D = 0.00439\text{H}$
Inductance du circuit amortisseur transversal :	$L_Q = 0.00291\text{H}$
Inductance magnétisante suivant l'axe d :	$L_{md} = 0.0041\text{H}$
Inductance magnétisante suivant l'axe q :	$L_{mq} = 0.002\text{H}$
Nombre de pair de pôles :	$p = 2$
Moment d'inertie :	$j = 0.2 \text{ Nm.s}^2/\text{rd}$
Coefficients de frottement :	$f_r = 0.02 \text{ N.s}/\text{rd}$

DETERMINATIONS LES PARAMETRES DU REGULATEUR DE VITESSE

La fonction de transfert en boucle ouverte

$$F_{TB0}(s) = \frac{K_{p\Omega} \cdot s + K_{i\Omega}}{s} \cdot \frac{[(L_d - L_q) \dot{i}_d^* + L_{md} \dot{i}_f (1 + s \tau_d)]}{f_r \cdot (1 + s \tau_m) \cdot (1 + s \tau_q) \cdot (1 + s \tau_d) \cdot [(L_d - L_q) \dot{i}_d^* + L_{md} \dot{i}_f]} \dots\dots\dots (A.1)$$

Et comme τ_d est petit, ce qui nous permettra d'écrire :

$$(L_d - L_q) \dot{i}_d^* + L_{md} \dot{i}_f \cdot (1 + s \tau_d) \approx (L_d - L_q) \dot{i}_d^* + L_{md} \dot{i}_f \dots\dots\dots (A.2)$$

$$\text{D'où : } F_{TB0}(s) = \frac{K_{p\Omega} \cdot s + K_{i\Omega}}{s} \cdot \frac{1}{f_r \cdot (1 + s \tau_m) \cdot (1 + s \tau_q) \cdot (1 + s \tau_d)} \dots\dots\dots (A.3)$$

Alors on peut écrire :

$$F_{TB0}(s) = \frac{(1 + s T_{in})}{s T_{ii} \cdot f_r \cdot (1 + s \tau_m) \cdot (1 + s \tau_q) \cdot (1 + s \tau_d)} \dots\dots\dots (A.4)$$

Avec :

$$T_{in} = \frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} \dots\dots\dots (A.5)$$

$$T_{ii} = 1 / K_{i\Omega} \dots\dots\dots (A.6)$$

τ_m est la constante de temps dominante, on la compense par le choix

$$T_{in} = \tau_m$$

$$\text{D'où : } F_{TB0}(s) = \frac{1}{s T_{ii} \cdot f_r \cdot (1 + s \tau_q) \cdot (1 + s \tau_d)} \dots\dots\dots (A.7)$$

Maintenant on utilise le critère sur la réponse harmonique de Méplat qui nous permettra de déterminer T_{ii} .

On détermine la constante de temps équivalente, qui représente la somme des petites constantes de temps. Dans notre cas

$$T_p = \tau_d + \tau_q$$

Selon le critère de Méplat, la constante de temps d'intégration T_{ii} est proportionnelle à la petite constante de temps équivalente, et doit être déterminé par la relation suivante

$$T_{ii} = \frac{2.T_p}{f_r} \dots\dots\dots (A.8)$$

Et finalement

$$K_{i\Omega} = \frac{f_r}{2.T_p} \dots\dots\dots (A.9)$$

$$K_{i\Omega} = \frac{f_r}{2.T_p} \dots\dots\dots (A.10)$$

Bibliographie

- [1] Philippe Barret, « Régime transitoire des machines tournantes électriques », édition Eyrolles, 1982.
- [2] J. Chatelain, « Machines électriques », vol.2 ; Ed. Dunod, 1983.
- [3] J. Lesenne, Notelet, G. Séguier, «Introduction a l'électrotechnique approfondie », édition Lavoisinsier, 1994.
- [4] T.A Lipo, «A d-q model for six phase introduction machines », ICEM 80, p.860-867,sept 15-17 1980, Athens.
- [5] R.H. Nelson , P.C. Krause , « induction machine analysis for arbitrary displacement between multiple windings sets », IEEE Industry application society conference, pp .841-848,Milwaukee,USA October 1973.
- [6] EM. Berkouk«Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimenté par des convertisseurs directs, et indirects. Application aux gradateurs et aux onduleurs multi niveaux. » Thèse de doctorat du CNAM,paris 1995.
- [7] G.SEGIER et F.LABRIQUE« Les convertisseurs de l'électronique de puissance », vol4conversion continu/alternatif.
- [8] M.O.Mahmoudi, B.Hemici, M.E Bouhassoun « commande vectorielle de la machine synchrone à aimants alimentée en tension », algérien journal of Technology ,ISSN 1111-357 X,Actes de la conférence magribine COMIEI '96 ,Vol 3,Décembre 1996 , pp 166-170.
- [9] J.P. Louis, «commande numérique des ensembles convertisseurs machines », Premiers entretiens de génie Electrique à l'ESA IGELC, 18 juin 1993.
- [10] M. Mahmoudi, « Machines synchrones à pôles saillants », Cours, ENP, 2002.
- [11] P. Vas, « Vector control of AC Machines », Clarendon press Oxford, 1990
- [12] H. Bühler, « Réglage de systèmes d'électronique de puissance », Presses polytechniques et universitaires romandes, 1997.

- [13] M.Boussetoua et B.Derkaoui « Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux » PFE, ENP 1997, Alger
- [14] F.Boudjemaa « Commande par mode de glissement .Application aux convertisseurs électriques ».Thèse de Doctorat, Toulouse 1991
- [15] R.Guedouani, «Commande d'un onduleur de tension multi-niveaux. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents». Thèse de Magister, ENP 1998, Alger.
- [16] K.Boulaam, E.M.Berkouk, G.Manesse, « Commande de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents de forte puissance alimentée par un onduleur à trois niveaux ».Première conférence internationale sur l'électrotechnique, ICEL 98, ALGERIE.
- [17] A. SAIBI « Commande par Régulateur IP et par Mode de Glissement d'une machine Synchrone à double étoile ». Thèse de Magister, ENP 2006
- [18] Zeggane Belaid, Allag Farid « Commande vectorielle de la machine synchrone a rotor bobiné ». PFE, ENP 2002
- [19] A Kheloui , F.Meibody-Tabar,B. Davat, «current commutation analysis in self-controlled double stator synchronous machines taking into account saturation effect », *Electric machines and power systems*, vol 23,pp.557-569,1983.
- [20] R.Anayet, D.Y.Absi (2002) «Machine synchrone à double étoile, Modélisation, alimentation et commande ». PFE, USTHB.
- [21] M. Omar, G. Rabah, « Commande vectorielle de la machine synchrone ». Thèse de d'ingénieur, ENP 2002
- [23] H. Mahdi, H. Lyes, «Machine synchrone à double stator »; Thèse d'ingénieur ENP, 2003.
- [24] D.W. Novotny and T.A. Lipo, «Vector control and Dynamics of AC Drives», édition CLARENDON PRESS.OXFORD , 1996.

ملخص:

يتناول هذا البحث دراسة تتعلق بالتحكم في عمل المحركات التزامنية بثابت ذات التفاضلية بثلاث أطوار عند تغذيتها بموجات ذات ثلاث مستويات. في الفصل الاول، نبرز أهمية دراسة خصائص الآلة في نظامها الدائم الجيبي والانتقالي. وللحصول على مميزات جيدة لعمل الآلة في نظامها الانتقالي وأثناءها التوازن نقوم بدراسة التحكم في عملها عند تغذيتها بموج ثلاثي المستويات بحيث نبدأ بتقديم نماذج تشمل هذا النوع من الموجات. ثم نقوم بدراسة إستراتيجية التحكم يقوم عليها عمل هذا الموجه. ونقدم أيضا طريقة للتحكم في سرعة المحرك المغذي بموجات ذات ثلاث أطوار. النتائج المحصل عليها اظهرت خصائص مرضية لهذا التحكم.

كلمات مفتاحية:

المحرك التزامني ذو ثابت موج ذو ثلاث المستويات مقوم -التحكم الشعاعي .

Résumé :

Ce mémoire présente une contribution à la conduite des machines synchrones autopilotée alimentées par des convertisseurs statiques (onduleur à trois niveaux).

La première partie montre la nécessité d'une étude des caractéristiques statiques de la machine en régime sinusoïdale

Nous avons étudié la commande de ces machines alimentées par les onduleurs à trois niveaux. Les modèles de connaissance sont d'abord présentés ainsi que la stratégie de commande MLI. Nous avons effectué un réglage linéaire PI pour commander les grandeurs caractérisant la machine.

Les résultats de simulations obtenus ont montré un comportement satisfaisant de la commande.

Mots clés :

Machine synchrone autopilotée, Onduleur à trois niveaux, Commande vectorielle, Régulateur PI.

Abstract:

This report represents contribution to the drive of three phases synchronous machines fed by (level voltage inverter)static converters. The first part shows the necessity to study the static characteristic of the machine in sinusoidal regime.

We study the control of these synchronous machines fed by three-level inverters. The knowledge and control models of these and control strategies are first developed.

Finally, we present the control algorithms of the system. the decoupling by input/output are introduced for the machine, well attended a linear regulating by regulators PI.

The result obtained by the simulations have showed a high behaviour of a cascaded.

Key Words :

synchronous machine, three level inverter, vector control, PI corrector.