

P0005/05B

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

Ecole Nationale Polytechnique  
Département de Génie électrique



*Projet de fin d'étude Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en  
Génie électrique*



**ANALYSE ET COMMANDE DE LA  
CASCADE REDRESSEURS TROIS  
NIVEAUX-ONDULEURS TROIS NIVEAUX  
MACHINE SYNCHRONNE À DOUBLE  
STATOR**

**Proposé et dirigé par :**

Mr.E.M. BERKOUK

Mr.L.NEZLI

**Président du jury :**

Mr.M.TAJINE

**Examineur :**

Mr.O.MAHMOUDI

**Étudié par :**

BABAY ABDELWAHAB (Électrotechnique)

SEBTI HAMZA (Automatique)

*Promotion: juin 2005*

E.N.P.10, Avenue Hassen-Badi, EL-HARRACH, ALGER.

*Nous remercions Dieu de nous avoir donné la force physique et morale pour accomplir ce travail.*

*Nous remercions nos encadreurs Mr : E.M. BERKOUK et Mr. NEZLA pour leur aides, leurs encouragements et leur patience avec laquelle ils ont bien travaillé avec nous en nous guidant et nous corrigeant durant toute l'année.*

*Nous remercions également tous les membres du jury, pour avoir bien voulu évalué notre travail.*





*Je dédie ce travail :*

*A mes très chers parents pour les sacrifices et les encouragements qu'ils n'ont cessé de me conférer. Que*

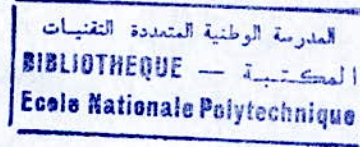
*Dieu les garder éternellement heureux.*

*A toute la famille S.B.T.P.*

*A tous mes amis.*

*A toute ma grande famille.*

*A tous ceux qui me sont chers.*



*Je dédie ce travail :*

*A mes très chers parents pour les sacrifices et les encouragements qu'ils n'ont cessé de me conférer. Que*

*Dieu les garder éternellement heureux.*

*A toute la famille BABAY.*

*A tous mes amis.*

*A toute ma grande famille.*

*A tous ceux qui me sont chers.*



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

## TABLE DES MATIERES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

# INTRODUCTION GENERALE



## TABLE DES MATIÈRES



<b>NOTATIONS.....</b>	<b>1</b>
<b>TABLE DES MATIÈRES .....</b>	<b>4</b>
<b>INTRODUCTION GÉNÉRALE .....</b>	<b>6</b>
<b>CHAPITRE I : MODÉLISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE DOUBLE STATOR .....</b>	<b>8</b>
I INTRODUCTION .....	9
II PRESENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE DOUBLE STATOR .....	9
III ETABLISSEMENT DU MODELE GENERAL DANS LE PLAN ABC .....	11
IV MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE DANS LE PLAN DQ ...	17
V CONCLUSION .....	23
<b>CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE DOUBLE STATOR .....</b>	<b>24</b>
I. INTRODUCTION .....	25
II. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE .....	26
III. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSDS .....	28
IV. DÉCOUPLAGE PAR LINÉARISATION ENTRÉE/SORTIE .....	31
V. ETUDE EN BOUCLE FERMÉE .....	40
VI. CONCLUSION .....	48
<b>CHAPITRE III : ASSOCIATION ONDULEURS TRIPHASÉS À TROIS NIVEAUX-MSDS .....</b>	<b>49</b>
I. INTRODUCTION.....	50
II. MODELISATION DU FONCTIONNEMENT DES ONDULEURS A TROIS NIVEAUX.....	50
III. STRATEGIE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX .....	60
IV. CONCLUSION.....	72

**CHAPITRE IV : CASCADE REDRESSEURS À TROIS NIVEAUX-ONDULEURS À TROIS NIVEAUX-MSDS .....73**

I. INTRODUCTION .....	74
II. REDRESSEUR TRIPHASÉ À TROIS NIVEAUX .....	74
III. CASCADE REDRESSEUR NPC À TROIS NIVEAUX-ONDULEUR NPC À TROIS NIVEAUX .....	80
IV. COMMANDE DE LA MSDS ALIMENTÉE PAR LA CASCADE .....	82
V. CONCLUSION .....	88

**CHAPITRE IV : ASSERVISSEMENT DES TENSIONS D'ENTRÉE DE L'ONDULEUR TRIPHAÉ À TROIS NIVEAUX .....89**

I. INTRODUCTION .....	90
II. Modélisation du redresseur à M.L.I à trois niveaux en vue de sa commande .....	90
III. Réglage non linéaire par mode glissement .....	94
IV. CONCLUSION .....	113

**CONCLUSION GENERALE.....114**

**ANNEXES**

**BIBLIOGRAPHIE**



De nos jours, les machines électroniques associées à des convertisseurs jouent un rôle important dans les systèmes de conversion électromécanique d'énergie. Désormais, l'utilité des actionneurs électroniques en tant que variation de vitesse est incontestable dans le secteur industriel [God 93] et de transport, que ce soit pour de faible ou de forte puissance. C'est dans cette dernière gamme de puissance que se trouvent les applications pour la traction ferroviaire [Rol 93] et le propulsion navale [Blo 93] [Maz 97] [Fra 96].

Dans le domaine de la propulsion électrique, la machine synchrone associée à des convertisseurs statiques occupe une place importante [Lod 98] [Cou 97]. En effet, les premiers variateurs de vitesse furent réalisés par une machine synchrone alimentée par des cyclo-convertisseurs. Ces convertisseurs ont peu à peu laissé place à une nouvelle structure composée par l'ensemble redresseur-commutateur de courant quel que soit le convertisseur employé. La gamme de la puissance pouvant dépasser la dizaine de mégawatts, les composants semi-conducteurs sont du type thyristor. L'alimentation de la machine par des commutateurs de courant engendre des courants harmoniques qui redent le couple électromagnétique généré par l'actionneur pulsatoire. Afin de réduire ces ondulations du couple, la machine synchrone est passée d'un stator simple étoile [Ben 91] à un stator double étoile [Khe 94] [Cou 97]. D'autre part, il a également été envisagé d'associer un filtre actif à l'ensemble commutateur de courant – machine synchrone [Khe 96] afin de minimiser les courants harmoniques vus par la machine.

Aujourd'hui, grâce à la fulgurante évolution des composants électroniques, de nouvelles structures peuvent être étudiées. Cette évolution s'étend à la fois dans le domaine de l'électronique de puissance, avec le développement de composants semi conducteurs de grande puissance commutant à des fréquences élevées, et dans le domaine de l'informatique industrielle avec l'apparition des nouvelles générations de processeurs autorisant l'implantation d'algorithmes complexes. Ainsi, il est maintenant envisagé d'alimenter une machine synchrone double stator par des onduleurs de tension commandés par modulation de largeur d'impulsion (MLI). Grâce au contrôle vectoriel, [Leo 95] [Vas 94] [Car 95] [Lou 93] [Lou 95], cette nouvelle association convertisseur machine obtient des performances dynamiques comparables à celles d'une machine à courant continu.

Le premier chapitre traite la modélisation de la machine synchrone double stator, à pôles lisses ou à pôles saillants. Les équations électriques et celles du couple sont établies dans le plan abc et dans le plan dq.

Dans le second chapitre, on traite la commande vectorielle de la MSDS en vu de deux méthode différente à la fin en obtient des résultat de simulation qui nous confirme nous hypothèse sur la machine.

Le troisième chapitre traite les onduleurs à trois niveaux, ainsi les différentes stratégies de commandes pour ce type d'onduleur. Après l'étude des stratégies, on passe a l'association onduleur à trois niveaux-MSDS à la en obtient des simulation des différente type de stratégie.

Le quatrième chapitre traite la commande des redresseurs à trois niveaux, après on passe à l'étude de la cascades redresseurs-onduleurs et la performance l'association cascades et la MSDS.

Le dernier chapitre est consacré à l'asservissement des tensions redresses et sont effet sur la conduite de la cascade.



**Chapitre I : MODELISATION DE LA MACHINE  
SYNCHRONNE À DOUBLE STATOR**

# MODÉLISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE DOUBLE STATOR

I	INTRODUCTION .....	9
II	PRESENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE DOUBLE STATOR .....	9
	II.1 Description générale de la machine synchrone double stator .....	9
	II.2 Hypothèses de travail .....	10
III	ETABLISSEMENT DU MODELE GENERAL DANS LE PLAN ABC .....	11
	III.1 Équation électrique de la machine .....	11
	III.2 Matrices inductances du stator $[L_{S1}]$ et $[L_{S2}]$ .....	12
	III.3 Matrice mutuelle inductance statorique $[M_{S1S2}]$ .....	13
	III.4 Matrice de couplage entre le stator et le rotor $[M_{S1r}]$ et $[M_{S2r}]$ .....	14
	III.5 Matrice inductance rotorique $[L_R]$ .....	14
	III.6 Étude du couple électromagnétique .....	15
	III.6.1 Expression littérale du couple .....	15
	III.6.2 Influence de l'angle de déphasage ' $\gamma$ ' sur le couple .....	16
	III.6.3 Conclusion sur l'influence de l'angle ' $\gamma$ ' .....	17
IV	MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE DANS LE PLAN DQ ....	17
	IV.1 Choix des différents repères .....	18
	IV.2 Factorisation de la matrice inductance .....	19
	IV.2.1 Factorisation des matrices $[L_{SS}(\beta_X)]$ et $[M_{SS}(\theta)]$ .....	20
	IV.2.2 Factorisation de la matrice $[M_{Sr}(\beta_X)]$ .....	20
	IV.2.3 Transformation des matrices $[L_{Sso}]$ .....	21
	IV.3 Modélisation de la machine synchrone double stator .....	21
	IV.3.1 Etablissement des équations électriques .....	21
	IV.3.2 Etablissement de l'équation du couple .....	22
V	CONCLUSION .....	23



## I. INTRODUCTION

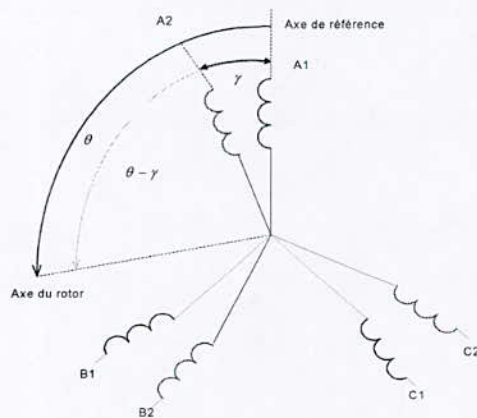
Après une brève description de la structure générale de la machine synchrone double stator, son modèle général dans le plan abc a été établi. Étant donné que le rotor de ce type de machine est similaire à celui d'une machine classique. La contribution du rotor pour ces machines est similaire à celle d'une machine classique [Lip80] [Car81] [Ras90] [Ter99-1]. L'intérêt de cette étude est porté sur les interactions des deux étoiles entre elles. Ainsi, de ce point de vue, la machine synchrone double stator n'est achevée que une fois l'étude stator rotor sera introduite.

Dans le cas de notre machine l'étude n'est pas aussi évident, car de plusieurs phénomènes complexe interviennent lors de son fonctionnement comme par exemple la saturation, l'effet de peau...etc. Pour la réduire cette complexité, on a effectué certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui nous permet d'obtenir des équations simples qui traduisent le fonctionnement de la machine.

## II. PRESENTATION DE LA MACHINE SYNCHRONE DOUBLE STATOR

### II.1. Description générale de la machine synchrone double stator

Comme toutes les machines électriques tournantes, la machine synchrone double stator est constituée d'un stator et d'un rotor. Comme le montre la figure I.1, le stator est constitué de deux enroulements triphasés décalés d'un angle  $\gamma$ .



A1, B1, C1 : phases du premier stator

A2, B2, C2 : phases du second stator

$\gamma$  : Angle entre chaque stator

$\theta$  : Angle électrique entre la phase

A1 et la position du rotor

**Figure I.1** : Enroulements statoriques d'une machine double stator.

Le rotor de la machine synchrone double stator est identique à celui d'une machine synchrone classique. Dans la machine synchrone, le rotor est supposé être à pôles saillants. Comme le montre la figure I.2, l'inducteur est constitué d'un enroulement alimenté en continu et d'amortisseurs modélisés par deux enroulements en court circuit, dont l'un est sur l'axe direct du rotor et l'autre en quadrature.

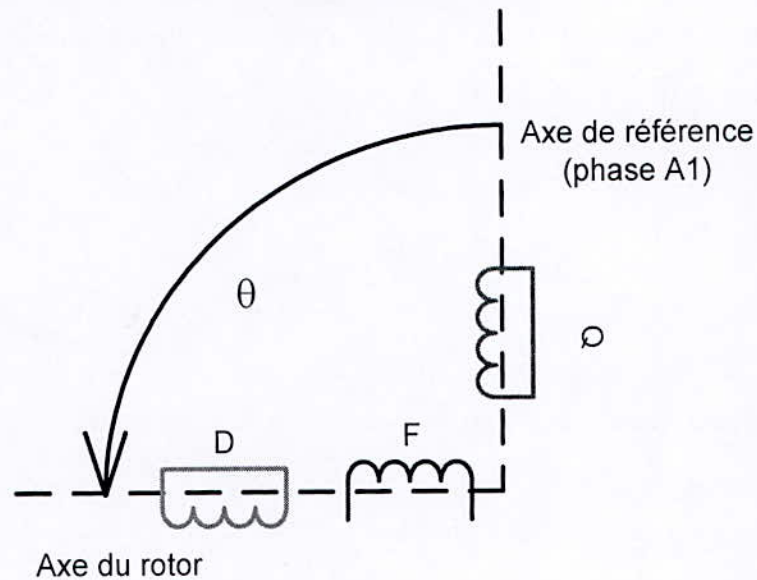


Figure I.2 : Enroulement rotorique de la machine synchrone

## II.2. Hypothèses de travail

Les différents modèles développés et utilisés par la suite reposent sur les hypothèses de travail usuelles suivantes :

- Les deux stators sont strictement identiques et déphasés l'un par rapport à l'autre d'un angle  $\gamma$  ;
- Les enroulements d'un stator sont par construction tous décalés d'un angle de  $120^\circ$  les un par rapport aux autres ;
- Les forces magnétomotrices dans l'entrefer ont une répartition sinusoïdale ;
- Les mutuelles inductances ne sont caractérisées que par leur fondamentale ;
- La saturation magnétique est négligée.



### III. ETABLISSEMENT DU MODELE GENERAL DANS LE PLAN ABC

#### III.1. Équation électrique de la machine

L'équation électrique de la machine synchrone double stator s'exprime en fonction des différents courants dans ces enroulements et de la dérivée de leur courants [les 94]. Il est possible d'établir l'équation différentielle suivante définie dans le repère abc :

$$\begin{bmatrix} [V_{S1}] \\ [V_{S2}] \\ \dots \\ [V_R] \end{bmatrix} = [R] \cdot \begin{bmatrix} [I_{S1}] \\ [I_{S2}] \\ \dots \\ [I_R] \end{bmatrix} + \omega \cdot \frac{d[L]}{d\theta} \cdot \begin{bmatrix} [I_{S1}] \\ [I_{S2}] \\ \dots \\ [I_R] \end{bmatrix} + [L] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I_{S1}] \\ [I_{S2}] \\ \dots \\ [I_R] \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Les vecteurs de courant et de tension sont définis comme étant :

- Pour les grandeurs statoriques :

$$\begin{cases} [V_{S1}] = [v_{a1} \ v_{b1} \ v_{c1}]^t \\ [V_{S2}] = [v_{a2} \ v_{b2} \ v_{c2}]^t \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} [I_{S1}] = [i_{a1} \ i_{b1} \ i_{c1}]^t \\ [I_{S2}] = [i_{a2} \ i_{b2} \ i_{c2}]^t \end{cases}$$

- Pour les grandeurs rotoriques de la machine synchrone :

$$[V_R] = [v_f \ 0 \ 0]^t \quad \text{et} \quad [I_R] = [i_f \ i_D \ i_Q]^t$$

La matrice [R] est une matrice diagonale et les termes qui la constituent sont les valeurs des résistances des différents enroulements :

$$[R] = \begin{bmatrix} R_S \cdot [1]_{3 \times 3} & [0]_{3 \times 3} & \vdots [0]_{3 \times 3} \\ [0]_{3 \times 3} & R_S \cdot [1]_{3 \times 3} & \vdots [0]_{3 \times 3} \\ \dots & \dots & \vdots \dots \\ [0]_{3 \times 3} & [0]_{3 \times 3} & \vdots [R_R] \end{bmatrix}$$

D'une façon générale, la matrice inductance peut se décomposer sur sa diagonale par les matrices propres des différents systèmes d'enroulement, respectivement ceux de la première et du second stator, ainsi que ceux du rotor. Les autres matrices sont introduites par le couplage magnétique de ces systèmes d'enroulement, l'un par rapport à un autre. En tenant compte des hypothèses de travail de la machine (cf. II.2), il en résulte la représentation matricielle suivante :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{S_1}] & [M_{S_1 S_2}]^t & \vdots & [M_{S_1 R}] \\ [M_{S_1 S_2}]^t & [L_{S_2}] & \vdots & [M_{S_2 R}] \\ \dots\dots\dots & \vdots & \dots\dots & \dots\dots \\ [M_{S_1 R}]^t & [M_{S_2 R}]^t & \vdots & [L_R] \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

Pour notre cas les mutuelles inductances,  $[M_{S_1 R}]$  et  $[M_{S_2 R}]$ , ne présente aucune originalité pour ce type de la machine, elle ne sera exprimée qu'à la fin de ce paragraphe, suivant la structure de la machine.

### III.2. Matrices inductances du stator $[L_{S_1}]$ et $[L_{S_2}]$

Pour rester dans le cas général, l'entrefer entre les armatures rotorique et statorique est concédéré variable. Le cas particulier d'un entrefer constant s'en déduit aisément. Ainsi, chacune des matrices inductances,  $[L_{S_1}]$  et  $[L_{S_2}]$ , est décomposée suivant deux termes, l'un constant et l'autre dépendant de la position électrique du rotor. Ce dernier traduisant la variation de l'entrefer.

Les matrices  $[L_{S_1}]$  et  $[L_{S_2}]$  représentent les matrices inductances du premier et second stator. A un angle de décalage  $\gamma$  près pour le second stator, ce sont les résultats d'une machine triphasée classique. Chaque matrice se décompose en une matrice constante et une matrice variant en fonction de la position du rotor.

$$[L_{S_x}] = [L_{SS0}] + [L_{SS}(\beta_x)] \quad (I.3)$$



L'indice 'x' symbolise l'étoile considérée (1ou2) et l'angle ' $\beta_x$ ' est un angle dépendant de la position électrique ' $\theta$ ' de la machine. Pour le stator 1, l'angle est de ' $\beta_1 = \theta$ ' et pour le stator 2; il est de ' $\beta_2 = \theta - \gamma$ '.

Les deux matrices composantes de cette matrice inductance sont définies comme suit :

$$\left[ \begin{array}{l} [L_{SS0}] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} \\ [L_{SS}(\beta_x)] = L_S \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\beta_x) & \cos\left(2\beta_x - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\beta_x + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\beta_x - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\beta_x + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\beta_x) \\ \cos\left(2\beta_x + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\beta_x) & \cos\left(2\beta_x - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (I.4)$$

### III.3. Matrice mutuelle inductance statorique $[M_{S1S2}]$

Le couplage magnétique entre les deux étoiles du stator est caractérisé par la matrice inductance  $[M_{S1S2}]$ . Dans le cas général, elle se met sous la forme :

$$[M_{S1S2}] = [M_{SS0}] + [M_{SS}(\theta)] \quad (I.5)$$

Avec :

$$\left[ \begin{array}{l} [M_{SS0}] = M_{SS} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\gamma) & \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\gamma) \end{bmatrix} \\ [M_{SS}(\theta)] = M_{Sfm} \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\theta - \gamma) & \cos\left(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta - \gamma) \\ \cos\left(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta - \gamma) & \cos\left(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad (I.6)$$

Il est à noter que la matrice  $[M_{SS0}]$  est une matrice constante. Elle ne dépend que de l'angle de décalage entre les deux stators.

Il est facile de démontrer que le terme ' $M_{SS0}$ ' peut s'exprimer directement à partir de ' $M_{S0}$ ' multipliée par le cosinus de l'angle de déphasage des deux phases considérées. Dans le cas des phases d'un même stator, cet angle est  $120^\circ$ . Dans le cas de phases de stators différents, l'angle est l'un de ceux qui constituent la matrice  $[M_{SS0}]$ . Il est alors facile d'établir que :

$$M_{SS} = -2.M_S \text{ (un changement de variable pour faciliter le calcul)}$$

### III.4. Matrice de couplage entre le stator et le rotor $[M_{S1r}]$ et $[M_{S2r}]$

Le couplage entre le stator et le rotor est caractérisé par les deux matrices  $[M_{S1r}]$  et  $[M_{S2r}]$ .

Dans la machine synchrone, la matrice des mutuelles inductances entre un stator et le rotor s'écrit :

$$[M_{SxR}] = [M_{SR}(\beta_x)] = \begin{bmatrix} M_{Sf} \cdot \cos(\beta_x) & M_{SD} \cdot \cos(\beta_x) & -M_{SQ} \cdot \sin(\beta_x) \\ M_{Sf} \cdot \cos\left(\beta_x - \frac{2\pi}{3}\right) & M_{SD} \cdot \cos\left(\beta_x - \frac{2\pi}{3}\right) & -M_{SQ} \cdot \sin\left(\beta_x - \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_{Sf} \cdot \cos\left(\beta_x + \frac{2\pi}{3}\right) & M_{SD} \cdot \cos\left(\beta_x + \frac{2\pi}{3}\right) & -M_{SQ} \cdot \sin\left(\beta_x + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

L'indice 'x' indique l'étoile (1ou2), et l'angle ' $\beta_x$ ' est défini comme ' $\beta_1 = \theta$ ' pour le stator 1 et ' $\beta_2 = \theta - \gamma$ ' pour le stator 2.

### III.5. Matrice inductance rotorique $[L_R]$

Comme le rotor est identique à celui d'une machine triphasée classique, les matrices des inductances propres au rotor restent inchangées.



La machine synchrone :

$$[L_R] = \begin{bmatrix} L_f & M_{fD} & 0 \\ M_{fD} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{bmatrix}$$

### III.6. Étude du couple électromagnétique

#### III.6.1. Expression littérale du couple

En assimilant la machine à un convertisseur électromagnétique en rotation et à n excitations, l'expression matricielle de la coénergie emmagasinée dans la machine permet d'établir le couple électromagnétique de la machine :

$$C_{em} = \frac{P_p}{2} \cdot [I]^t \cdot \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} [L_{SS}(\theta)] & [M_{SS}(\theta)] & \vdots & [M_{SR}(\theta)] \\ [M_{SS}(\theta)]^t & [L_{SS}(\theta-\gamma)] & \vdots & [M_{SR}(\theta-\gamma)] \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ [M_{SR}(\theta)]^t & [M_{SR}(\theta-\gamma)]^t & \vdots & [0]_{3 \times 3} \end{bmatrix} \cdot [I] \quad (I.8)$$

'P<sub>p</sub>' désigne le nombre de paires de pôles de la machine.

Dans le cas d'une machine à pôles lisses, seuls subsistent les termes entre le rotor et les stators, les autres étant nuls.

Grâce à la caractéristique de la matrice inductance, les propriétés suivantes aident à la résolution du couple électromagnétique :

$$\left[ \begin{array}{l} [I_{S_1}]^t \cdot \frac{d}{d\theta} [M_{SR}(\theta)]^t \cdot [I_R] = [I_R]^t \cdot \frac{d}{d\theta} [M_{SR}(\theta)] \cdot [I_{S_1}] \\ [I_{S_2}]^t \cdot \frac{d}{d\theta} [M_{SR}(\theta-\gamma)]^t \cdot [I_R] = [I_R]^t \cdot \frac{d}{d\theta} [M_{SR}(\theta-\gamma)] \cdot [I_{S_2}] \\ [I_{S_2}]^t \cdot \frac{d}{d\theta} [M_{SS}(\theta)]^t \cdot [I_{S_1}] = [I_{S_1}]^t \cdot \frac{d}{d\theta} [M_{SS}(\theta)] \cdot [I_{S_2}] \end{array} \right] \quad (I.9)$$

L'expression littérale (I-8) du couple électromagnétique peut donc s'écrire :

$$C_{em} = \frac{Pp}{2} \left\{ [I_{S1}]^T \cdot \frac{d}{d\theta} [L_{SS}(\theta)] \cdot [I_{S1}] + [I_{S2}]^T \cdot \frac{d}{d\theta} [L_{SS}(\theta - \gamma)] \cdot [I_{S2}] \right. \\ \left. + 2 \cdot [I_{S1}]^T \cdot \frac{d}{d\theta} [M_{SS}(\theta)] \cdot [I_{S2}] \right\} \\ + Pp \left\{ [I_{S1}]^T \cdot \frac{d}{d\theta} [M_{SR}(\theta)] \cdot [I_R] + [I_{S2}]^T \cdot \frac{d}{d\theta} [M_{SR}(\theta - \gamma)] \cdot [I_R] \right\} \quad (I.10)$$

Cette expression se simplifie dans le cas d'une machine à pôles lisses. En effet, en annulant les termes introduits par la saillance, le couple s'écrit alors :

$$C_{em} = Pp \left\{ [I_{S1}]^T \cdot \frac{d}{d\theta} [M_{SR}(\theta)] \cdot [I_R] + [I_{S2}]^T \cdot \frac{d}{d\theta} [M_{SR}(\theta - \gamma)] \cdot [I_R] \right\} \quad (I.11)$$

### III.6.2. Influence de l'angle de déphasage 'γ' sur le couple

L'étude de l'influence de l'angle de déphasage 'γ' entre chacune des deux stators est réalisable en abc pour la machine synchrone.

Dans un premier temps, les courants du premier stator et du second stator sont supposés décalés du même angle 'γ' que les deux étoiles. Les courants sont de la forme :

$$\left[ \begin{array}{l} [I_{S1}] = I_s \cdot \left[ \cos(\theta - \rho) \quad \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3} - \rho\right) \quad \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3} - \rho\right) \right]^T \\ [I_{S2}] = I_s \cdot \left[ \cos(\theta - \gamma - \rho) \quad \cos\left(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3} - \rho\right) \quad \cos\left(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3} - \rho\right) \right]^T \end{array} \right.$$

Dans ce cas, après développement des calculs à partir de l'expression (I.10), le couple se formule :

$$C_{em} = Pp \left\{ \frac{9}{2} \cdot I_s^2 \cdot (L_{sf} + 2M_{sfm}) \cdot \sin(2 \cdot \rho) - 3 \cdot I_f \cdot I_s \cdot M_{sf} \cdot \cos(\rho) \right\} \quad (I.12)$$



Le couple est indépendant de l'angle de déphasage ' $\gamma$ '. Afin de compléter l'étude, les courants du second stator ne sont plus déphasés d'un angle ' $\gamma$ ' par rapport à la première étoile. Ils sont déphasés d'un angle ' $\gamma + \Delta\gamma$ '. Les courants deviennent :

$$C_{em} = p_p \left\{ \frac{9}{2} \cdot I_s^2 \cdot \left( L_{sf} \cdot \sin(2 \cdot \rho) + (L_{sf} + 4 \cdot M_{sfm}) \cdot \sin(2 \cdot \rho + \Delta\gamma) \right) - 3 \cdot I_f \cdot I_s \cdot M_{sf} \cdot \left( \cos(\rho) + \cos(\rho + \Delta\gamma) \right) \right\} \quad (I.13)$$

Il devient alors dépendant de l'angle ' $\Delta\gamma$ ' qui représente la différence entre l'angle de déphasage des courants de chaque stator et l'angle entre les deux stators.

### III.6.3. Conclusion sur l'influence de l'angle ' $\gamma$ '

Si chaque stator de la machine est alimentée par des courants sinusoïdaux équilibrés triphasés, à condition que les courants de chacune des stators soient déphasés du même angle ' $\gamma$ ', le couple électromagnétique généré par la machine est indépendant de l'angle de décalage ' $\gamma$ ' entre les deux stators.

Si une différence ' $\Delta\gamma$ ' existe entre l'angle de décalage entre les deux stators et l'angle de déphasage des courants du premier stator par rapport à la seconde, elle intervient directement dans le couple électromagnétique de la machine.

Ceci impose que la commande qui générer des courants ayant un déphasage égale à l'angle de décalage des deux stators.

## IV. MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE DANS LE PLAN DQ

De la même manière que pour les machines triphasées classiques, il est possible de travailler dans un repère diphasé. Chaque stator voit la même transformation avec un angle privilégié pour chacun. Ce sont les transformations de Concordia puis Park qui ont été appliquées au système (I.1). Il n'est pas tenu compte dans ce rapport des grandeurs homopolaires.

#### IV.1. Choix des différents repères

La transformation de Park se rattachant à un système d'axes déterminé, il est primordial d'en recenser les repères privilégiés. Ceux-ci sont au nombre de trois, liés soit au stator, soit au rotor, soit aux champs tournants dans l'entrefer. Pour la machine synchrone, il paraît naturel de fixer la transformation par rapport au rotor.

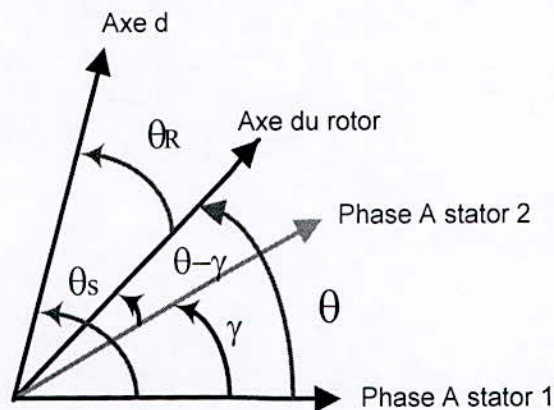
Dans un repère quelconque, les angles sont définis dans la figure I.3, les transformations associées sont définies comme suit :

Pour le stator 1

Pour le stator 2

$$\begin{bmatrix} X_{a1} \\ X_{b1} \\ X_{c1} \end{bmatrix} = T_{s1} \cdot P(\theta_S) \cdot \begin{bmatrix} X_{d1} \\ X_{q1} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} X_{a2} \\ X_{b2} \\ X_{c2} \end{bmatrix} = T_{s2} \cdot P(\theta_S - \gamma) \cdot \begin{bmatrix} X_{d2} \\ X_{q2} \end{bmatrix}$$



**Figure I.3 :** Définition des angles dans un repère diphasé quelconque.

Pour se placer dans les trois repères privilégiés, les angle de transformation sont fixés à :

Dans le cas d'un repère lié au rotor :

$$\theta_S = \theta, \theta_R = 0$$

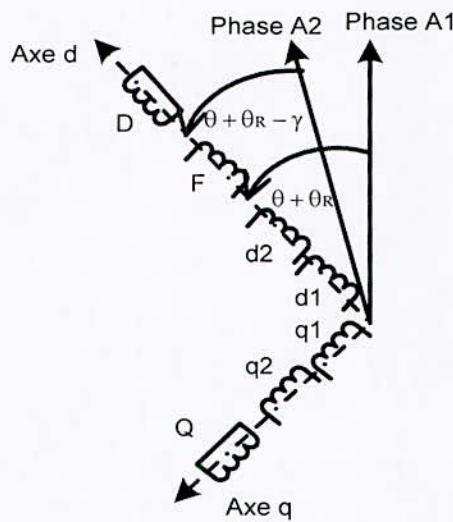
Dans le cas d'un repère lié au stator :

$$\theta_S = 0, \theta_R = -\theta$$

Dans le cas d'un repère lié au champ tournant :

$$\theta_S = \omega_s.t, \theta_R = g.\omega_s.t - \theta_0$$

Les transformations ainsi définies permettent de ramener les systèmes triphasés illustrés par la figure I.1 et la figure I.2, en un système diphasé dont les différents enroulements sont représentés dans la figure I.4.



**Figure I.4 :** Schéma dans le repère de Park, lié à un référentiel quelconque.

#### IV.2. Factorisation de la matrice inductance

Dans le nouveau repère diphasé, les matrices inductances ont une nouvelle expression issue de la transformation matricielle. Afin de faciliter le calcul, elles peuvent d'ores et déjà être factorisées en faisant apparaître les matrices des transformation de Park et Concordia. En annexe, il est rappelé les définitions et propriétés de ces transformations.



#### IV.2.1. Factorisation des matrices $[L_{SS}(\beta_x)]$ et $[M_{SS}(\theta)]$

Dans le cas général, les matrices inductances  $[L_{S1}]$ ,  $[L_{S2}]$  et  $[M_{S1S2}]$  sont constituées par la somme d'une matrice constante et d'une matrice variable, dépendante de la position angulaire du rotor par rapport au stator. Cette dernière matrice est commune aux trois matrices inductances. Elle peut s'écrire sous la forme générale :

$$[M_A(\alpha)] = \begin{bmatrix} \cos(2\alpha) & \cos\left(2\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\alpha) \\ \cos\left(2\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\alpha) & \cos\left(2\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Où ' $\alpha$ ' est un angle quelconque

Les matrices inductances s'écrivent alors :

$$[L_{Sx}] = [L_{Sx0}] + L_{Sf} \cdot [M_A(\beta_x)]$$

$$[M_{S1S2}] = [M_{SS0}] + M_{Sfm} \cdot \left[ M_A\left(\theta - \frac{\gamma}{2}\right) \right]$$

La matrice  $[M_A(\alpha)]$  peut être factorisée sous la forme :

$$[M_A(\alpha)] = \frac{3}{2} \cdot T_{32} \cdot P(2\alpha) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot T_{32}^t$$

#### IV.2.2. Factorisation de la matrice $[M_{Sr}(\beta_x)]$

La topologie de cette matrice dépend du type de rotor considéré.

Pour la machine synchrone :

$$[M_{SR}(\beta_x)] = \sqrt{\frac{3}{2}} T_{32} \cdot P(\beta_x) \cdot \begin{bmatrix} M_{Sf} & M_{SD} & 0 \\ 0 & 0 & M_{SQ} \end{bmatrix}$$

#### IV.2.3. Transformation des matrices [L<sub>SS0</sub>]

L'application de la transformation de Concordia met en évidence les inductances cycliques :

$$T_{32}^t \cdot \begin{bmatrix} L_x & M_x & M_x \\ M_x & L_x & M_x \\ M_x & M_x & L_x \end{bmatrix} \cdot T_{32} = \begin{bmatrix} L_x - M_x & 0 \\ 0 & L_x - M_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{Cx} & 0 \\ 0 & L_{Cx} \end{bmatrix}, x \in (S, R) \quad (I.14)$$

L'indice 'x' représente selon le cas, soit le stator (S), soit le rotor (R).

#### IV.3. Modélisation de la machine synchrone double étoile

Le référentiel de l'axe d est choisi lié au rotor. Pour travailler dans ce référentiel, les transformations sont :

$$[X_{S1}] = T_{32} \cdot P(\theta) \cdot [X_{qd1}] \quad \text{et} \quad [X_{S2}] = T_{32} \cdot P(\theta - \gamma) \cdot [X_{qd2}]$$

La lettre 'X' symbolise les grandeurs électriques, que ce soit les courants 'I' ou les tensions 'V'.

##### IV.3.1. Etablissement des équations électriques

On applique les transformations de Park et Concordia au modèle électrique de la machine synchrone à pôles saillants, dans le repère abc ((I.1) et (I.7)), et en tenant compte des factorisations définies au paragraphe IV.2, ainsi que des changements de variables suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_d = L_s - M_s + \frac{3}{2} L_{sf} \\ L_q = L_s - M_s - \frac{3}{2} L_{sf} \end{array} \right. , \quad \left\{ \begin{array}{l} L_{dm} = -3 \cdot M_s + \frac{3}{2} M_{sfm} \\ L_{qm} = -3 \cdot M_s - \frac{3}{2} M_{sfm} \end{array} \right. , \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} M_{dF} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sF} \\ M_{dD} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sD} \\ M_{dQ} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sQ} \end{array} \right. \quad (I.15)$$

Le modèle électrique devient dans le plan dq :

$$\begin{bmatrix} [V_{dq1}] \\ [V_{dq2}] \\ \dots \\ [V_R] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{dq}] & [R_{dqm}] & \vdots & [R_{dqS}] \\ [R_{dqm}] & [R_{dq}] & \vdots & [R_{dqS}] \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ [0]_{3 \times 2} & [0]_{3 \times 2} & \vdots & [R_{SG}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_{dq1}] \\ [I_{dq2}] \\ \dots \\ [I_R] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [L_{dq}] & [M_{dqm}] & \vdots & [L_{dqS}] \\ [M_{dqm}] & [L_{dq}] & \vdots & [L_{dqS}] \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ [L_{dqS}] & [L_{dqS}] & \vdots & [L_R] \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [I_{dq1}] \\ [I_{dq2}] \\ \dots \\ [I_R] \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Où chacune des matrices est définie par :

$$\left\{ \begin{array}{l} [R_{dq}] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_s L_q \\ \omega_s L_d & R_s \end{bmatrix} \\ [R_{dqm}] = \omega_s \cdot \begin{bmatrix} 0 & -L_{qm} \\ L_{dm} & 0 \end{bmatrix} \\ [R_{dqS}] = \omega_s \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & -M_{dQ} \\ M_{dF} & M_{dD} & 0 \end{bmatrix} \\ [R_{SG}] = \begin{bmatrix} R_F & 0 & 0 \\ 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} [L_{dq}] = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \\ [M_{dqm}] = \begin{bmatrix} L_{dm} & 0 \\ 0 & L_{qm} \end{bmatrix} \\ [L_{dqS}] = \begin{bmatrix} M_{dF} & M_{dD} & 0 \\ 0 & 0 & M_{dQ} \end{bmatrix} \end{array} \right.$$

#### IV.3.2. Etablissement de l'équation du couple

En appliquant à l'expression du couple électromagnétique (I.10), les transformations de Park et Concordia et en tenant compte des factorisations de la matrice inductance, après développement des calculs, l'expression du couple dans le plan dq s'écrit :



$$C_{em} = P_p (\Phi_{d1} \cdot I_{q1} - \Phi_{q1} \cdot I_{d1} + \Phi_{d2} \cdot I_{q2} - \Phi_{q2} \cdot I_{d2}) \quad (I.17)$$

Où les flux sont définis comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{d1} = L_d \cdot I_{d1} + L_{dm} \cdot I_{d2} + M_{dF} \cdot I_F + M_{dD} \cdot I_D \\ \Phi_{d2} = L_d \cdot I_{d2} + L_{dm} \cdot I_{d1} + M_{dF} \cdot I_F + M_{dD} \cdot I_D \end{array} \right. \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} \Phi_{q1} = L_q \cdot I_{q1} + L_{qm} \cdot I_{q2} + M_{dQ} \cdot I_Q \\ \Phi_{q2} = L_q \cdot I_{q2} + L_{qm} \cdot I_{q1} + M_{dQ} \cdot I_Q \end{array} \right.$$

Conformément à l'étude du couple menée au paragraphe III.6.2, l'expression (I.17) montre qu'au sens du couple électromagnétique, la valeur de l'angle de déphasage entre les deux étoiles ne porte pas à conséquence. Ceci est vrai, à condition que les courants des deux stators soient déphasés les uns par rapport aux autres du même angle que les deux stators elle-même.

## V. CONCLUSION

Il a été montré que, pour une machine synchrone double stators connectée directement sur un réseau, les équations électriques ainsi que l'expression du couple sont indépendantes de l'angle de déphasage de chacune des deux stators. Cette dernière conclusion n'est valable que lorsque le réseau est parfaitement sinusoïdal et que les grandeurs électriques de chaque stator sont effectivement décalées, elles aussi, du même angle que les deux stators. Lorsque la machine est alimentée par l'intermédiaire d'un convertisseur statique, rien ne certifie que cette propriété soit conservée.

**Chapitre II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA  
MACHINE SYNCHRONNE À DOUBLE STATOR**

# COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE À DOUBLE STATOR

I. INTRODUCTION .....	25
II. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE .....	26
III. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSDS .....	27
III.1. Etude en boucle ouverte .....	27
III.2. Structure du bloc de découplage .....	27
III.3. Simulation et interprétation .....	29
IV. DÉCOUPLAGE PAR LINÉARISATION ENTRÉE/SORTIE .....	31
IV.1. Principe du découplage par linéarisation entrée/sortie .....	31
IV.3. Diagonalisation de la matrice de transfert du courant .....	32
IV.4. linéarisation entrée/sortie de la matrice de transfert .....	34
IV.5. Etude de l'algorithme .....	35
IV.6. Synthèse d'un régulateur IP .....	36
IV.7. Simulation et interprétation .....	37
V. ETUDE EN BOUCLE FERMÉE .....	40
V.1 Simulation et interprétation .....	45
VI. CONCLUSION .....	48



## I. INTRODUCTION

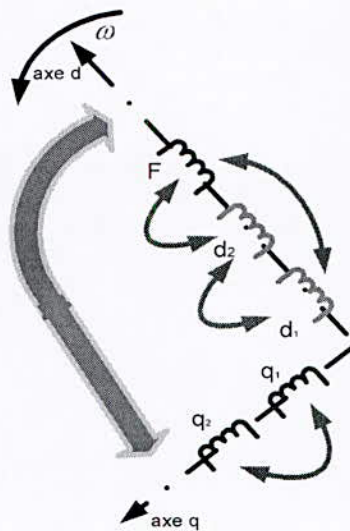
La machine à courant continu a plusieurs avantages. Elle est facilement commandable, étant donné que le flux et le couple sont découplés :

- Le flux est contrôlé par le courant de l'inducteur.
- Le couple est contrôlé par le courant d'induit.

Mais elle a un point faible, c'est la présence du collecteur et des balais, ce qui limite sa vitesse. De plus le moteur à courant continu est interdit dans des ambiances difficiles.

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

La MSDS a deux types de couplage. Le premier est du aux termes de rotation entre les courants d'axe d et ceux d'axe q [Sar98] [Pyr97]. Le second couplage est interne à chaque axe, il est provoqué par les mutuelles inductances des différentes bobines constituant l'axe. La figure (II.1) illustre ces différents couplages



**Figure II.1 :** Couplages entre les deux axes et internes à chacun d'eux

Le modèle de la MSDS correspond à un système multivariable. Le contrôle permanent de la vitesse ou de la position de cette machine et donc du couple, demande un contrôle simultané de plusieurs variables. En effet, la distinction entre le courant producteur du couple et celui producteur du flux n'est pas aussi évidente que dans le cas d'une machine à courant continu [M.hadbi, L.hynda 03].

## II. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

La commande par flux orienté est une expression qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant les techniques de contrôle des machines électriques à courant alternatif. A savoir la force exercée sur un conducteur parcouru un courant et soumis à un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ. Il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force est maximale lorsque le vecteur courant est perpendiculaire au vecteur champ.

Dans la machine asynchrone, le principe d'orientation du flux a été développé par BLASCHKE au début des années 70. Il 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.

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  $i_{d1}$   $i_{d2}$   $i_{q1}$   $i_{q2}$ . Dans le cas d'une machine à pôles 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 [R.anayat, D.y.absi 02].

De nombreuses variantes de la commande vectorielle ont été présentées dans la littérature, et que l'on peut classifier suivant la source d'énergie :

- Commande en tension (voltage source inverter-VSI)
- Commande en courant (current controlled inverter-CCI).

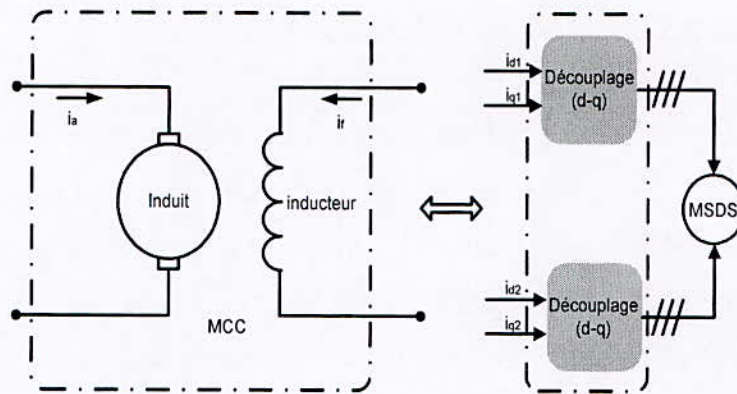


Figure II.2 : Principe de la commande vectorielle

Couple électromagnétique de la machine à courant continu :

$$\left| \begin{array}{l} C_{em} = k\phi_f \cdot i_a \\ \Phi_f = k \cdot i_f \end{array} \right.$$

Couple électromagnétique de la machine synchrone à double stator :

$$C_{em} = P_p \left( \Phi_{d1} \cdot I_{q1} - \Phi_{q1} \cdot I_{d1} + \Phi_{d2} \cdot I_{q2} - \Phi_{q2} \cdot I_{d2} \right)$$

Si on choisit  $V_{d1}$ ,  $V_{d2}$  et  $V_{q1}$ ,  $V_{q2}$  de telle sorte que les composantes  $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$  soient nulles, l'expression du couple devient alors :

$$C_{em} = P_p \left( \Phi_{d1} \cdot I_{q1} + \Phi_{d2} \cdot I_{q2} \right)$$

Après ce choix, on obtient alors un modèle où les composantes  $i_{q1}$  et  $i_{q2}$  sont les seules commandes du couple  $C_{em}$ .



### III. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSDS

#### III.1. Etude en boucle ouverte

Dans ce cas, on agit directement par des fonctions logiques qui sont générées via la comparaison des courants de référence, qui sont fournis par le couple de référence aux courants réels de la machine.

Cette méthode consiste à imposer les courants  $i_{d1}$   $i_{d2}$  et  $i_{q1}$   $i_{q2}$  en effectuant une régulation de l'amplitude et de la phase des courants de ligne par rapport à la f.e.m [Mahmoudi, Hemic, Bouhassoum].

Les courants  $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$  sont imposés nuls et les courants  $i_{q1}$   $i_{q2}$  sont imposés par le couple de référence.

#### III.2. Structure du bloc de découplage

Elle est donnée par les équations suivantes avec la structure de bloc découplage illustrée par la figure (II.3)

$$\left| \begin{array}{l} i_{d1}^* = 0 \quad , \quad i_{q1}^* = \frac{C_{em}^* / 2}{p M_{fd} \cdot i_f} \\ i_{d2}^* = 0 \quad , \quad i_{q2}^* = \frac{C_{em}^* / 2}{p M_{fd} \cdot i_f} \end{array} \right.$$



Figure II.3 : Structure du bloc de découplage

La figure (II.4) représente le bloc de découplage avec la MSDS alimentée avec une alimentation parfaite.

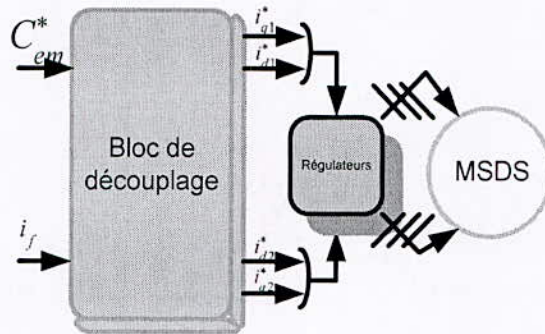


Figure II.4: Schéma bloc de découplage de MSDS avec une alimentation parfaite

### III.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 (II.5)



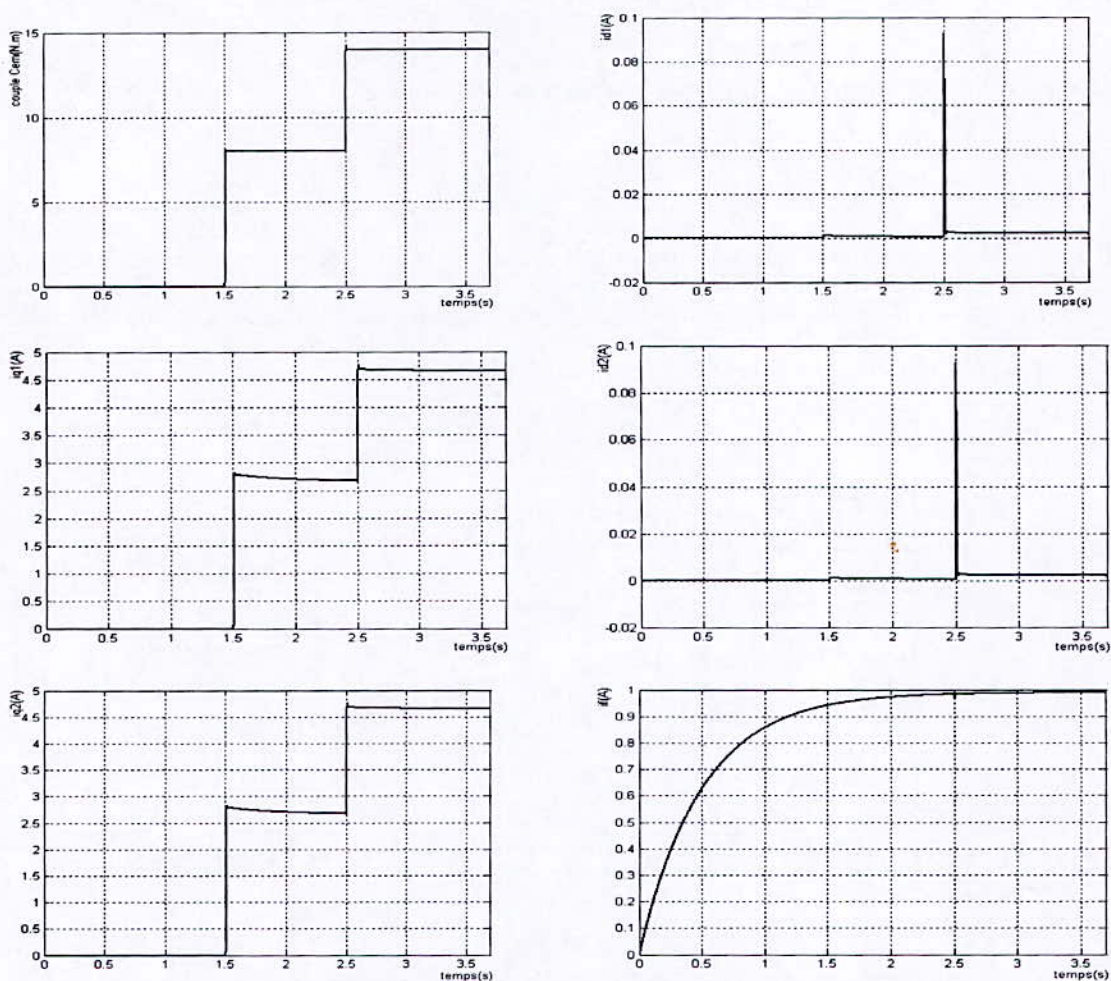
Figure II.5 : Couple de référence  $C_{em}^*$

A partir des résultats de simulation de la figure (II.6), on remarque que le couple  $C_{em}$  suit sa référence  $C_{em}^*$ .

Les courants  $i_{q1}$  et  $i_{q2}$  représentent 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 les courants de références  $i_{q1}^*$  et  $i_{q2}^*$ .

Les courants  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  sont sensiblement nuls. Cela montre l'effet du découplage des différentes grandeurs.

On remarque aussi que le courant d'excitation prend un temps relativement long  $t=1.4s$  pour atteindre le régime nominal.



**Figure II.6:** Commande vectorielle boucle ouverte sans réglage de courant d'excitation.

### Réglage du courant d'excitation $i_f$ :

Pour commande notre courant  $i_f$  on doit introduire un hacheur. La commande de ce hacheur est réglée par un régulateur de type IP.

Notre but de règle le courant d'excitation, c'est pour avoir sa valeur nominale.



## IV. DÉCOUPLAGE PAR LINÉARISATION ENTRÉE/SORTIE

### IV.1. Principe du découplage par linéarisation entrée/sortie

Le découplage par linéarisation entrée/sortie proposée consiste à essayer de ramener le système réel des courants à un système fictif où chaque état serait découplée. Comme le montre la figure (II.7), le nouveau système est alors constitué de cinq systèmes monovariabiles et apparemment indépendants du point de vue du réglage.

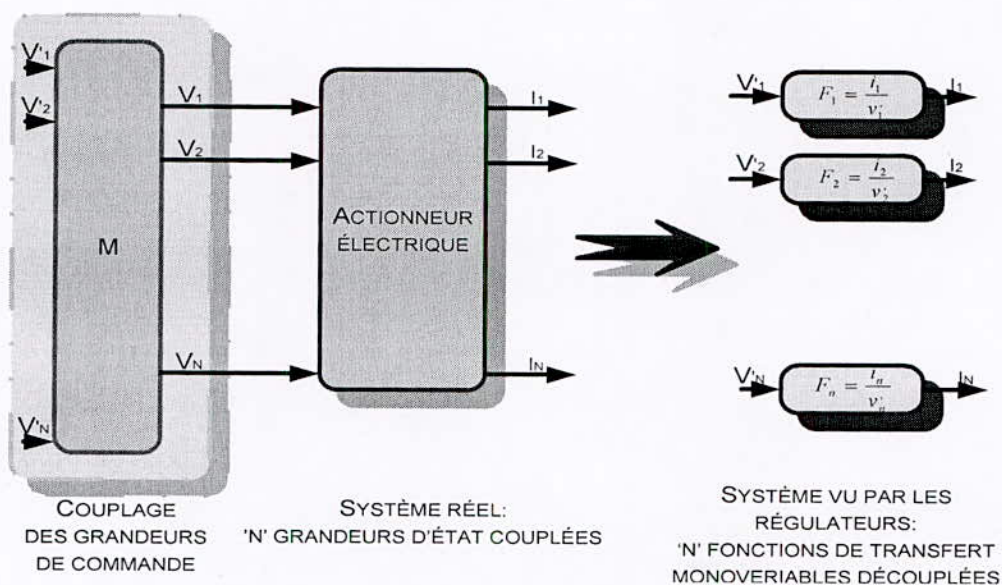


Figure II.7: Principe du découplage par linéarisation entrée/sortie

### IV.2. Rappel de l'équation électrique de la MSDS

Pour la synthèse des régulateurs des courants de la machine, les amortisseurs de la MSDS ne sont pas pris en compte.

L'équation électrique de la MSDS sans amortisseurs, dans le plan dq, s'écrit sous la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{d12f} \\ V_{q12} \end{bmatrix} = \left( \begin{bmatrix} R_{1D} & [0]_{3 \times 2} \\ [0]_{2 \times 3} & R_{1Q} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} [0]_{3 \times 3} & R_{2D} \\ R_{2Q} & [0]_{2 \times 2} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} I_{d12f} \\ I_{q12} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{1D} & [0]_{3 \times 2} \\ [0]_{2 \times 3} & L_{1Q} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{d12f} \\ I_{q12} \end{bmatrix} \quad (II.1)$$

Avec :

$$I_{d_{12}f} = \begin{bmatrix} i_{d_1} & i_{d_2} & i_f \end{bmatrix}^t$$

$$I_{q_{12}} = \begin{bmatrix} i_{q_1} & i_{q_2} \end{bmatrix}^t.$$

$$V_{d_{12}f} = \begin{bmatrix} v_{d_1} & v_{d_2} & v_f \end{bmatrix}^t$$

$$V_{q_{12}} = \begin{bmatrix} v_{q_1} & v_{q_2} \end{bmatrix}^t.$$

### IV.3. Diagonalisation de la matrice de transfert du courant

L'équation électrique d'un actionneur électrique peut toujours se ramener à l'équation classique :

$$V = R_G \cdot I + L_G \cdot \frac{d}{dt} I \quad (\text{II.2})$$

Les matrices 'R<sub>G</sub>' et 'L<sub>G</sub>' sont des matrices pleines. La matrice 'R<sub>G</sub>' est la matrice résistance généralisée, contenant les termes issus de la dérivé de la matrice 'V<sub>G</sub>' par rapport au temps.

Dans l'espace d'état, elle s'écrit sous la forme :

$$\frac{d}{dt} I = (L_G^{-1} \cdot R_G) \cdot I + L_G^{-1} \cdot V \quad (\text{II.3})$$

Sous condition que le système soit linéaire et stationnaire, il est alors possible de transformer ce système dans le plan de Laplace :

$$p \cdot I(p) = (L_G^{-1} \cdot R_G) \cdot I(p) + L_G^{-1} \cdot V(p)$$

Où 'p' représente l'opérateur de Laplace.

Pour exprimer la matrice de transfert du système 'H', la dernière équation s'écrit :

$$\begin{cases} I(p) = HV(p) \\ \text{Avec :} \\ H = (p \cdot [1] \cdot L_G^{-1} \cdot R_G)^{-1} \cdot L_G^{-1} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Dans le cas de la MSDE, la matrice de transfert 'H' est une matrice pleine de dimension cinq.

Les termes en dehors de la diagonale de cette matrice sont dus aux différents couplages qui existent entre les variables d'état.

Afin d'obtenir les cinq systèmes monovariabiles indépendants, il faut choisir une nouvelle base dans laquelle les vecteurs d'entrée et de sortie sont liés par une matrice de transfert diagonale. Conformément à la figure II.7, le vecteur de commande V est alors substitué par le vecteur V'. Le nouveau système est :

$$\begin{cases} I(p) = H_{diag} \cdot V'(p) \\ \text{Avec :} \\ \text{'H}_{diag}\text{' une matrice diagonale donnée par :} \\ \\ H_{diag} = H \cdot M \end{cases}$$

Où la matrice 'M' est la matrice de changement de base.

Dans ce nouveau système, le nouveau vecteur de commande est :  $V' = M^{-1} \cdot V$

Malheureusement, la solution n'est pas unique. Tout le nœud du problème réside dans un choix judicieux de la matrice de transfert 'H<sub>diag</sub>', qui servira lors de la synthèse des régulateurs pour imposer les performances du système.

Il a paru pertinent de fixer comme diagonale de la matrice 'H<sub>diag</sub>' l'inverse de la diagonale de la matrice inverse de transfert 'H<sup>-1</sup>'. Il n'est pas à perdre de vue que les matrices



de passage ne sont pas constantes. Elles sont fonction de l'opérateur 'P'. La matrice de passage 'M' se calcule à l'aide de la relation :

$$M = (p.L_G + R_G).H_{diag} \quad (II.5)$$

#### IV.4. Linéarisation entrée/sortie de la matrice de transfert

Ce procédé rend diagonale la matrice de transfert résultant de l'équation électrique (II.1) de la MSDE dans le plan dq. Par identification avec l'équation (II.2), les matrices 'R<sub>G</sub>' et 'L<sub>G</sub>' s'écrivent :

$$R_G = \left( \begin{bmatrix} R_{1d} & [0]_{3 \times 2} \\ [0]_{2 \times 3} & R_{1q} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} [0]_{3 \times 3} & R_{2d} \\ R_{2q} & [0]_{2 \times 2} \end{bmatrix} \right) et L_G = \begin{bmatrix} L_{1d} & [0]_{3 \times 2} \\ [0]_{2 \times 3} & L_{1q} \end{bmatrix}$$

Ce modèle inclut aussi le couplage entre les deux axes. Il est introduit par la matrice résistance généralisée 'R<sub>G</sub>' qui dépend de la vitesse de rotation du rotor. Cela signifie que ce système est non stationnaire et que, sans précaution préalable, élimine toute tentative d'en établir la matrice de transfert à partir de l'opérateur de Laplace 'P'.

Cependant pour un telle machine, la dynamique du mode mécanique est beaucoup plus lente que celle du mode électrique. Aussi, l'évolution de la vitesse est tellement faible vis-à-vis des grandeurs électriques, que la vitesse peut alors être considérée comme constante par morceaux, rendant ainsi possible la diagonalisation de la matrice de transfert.

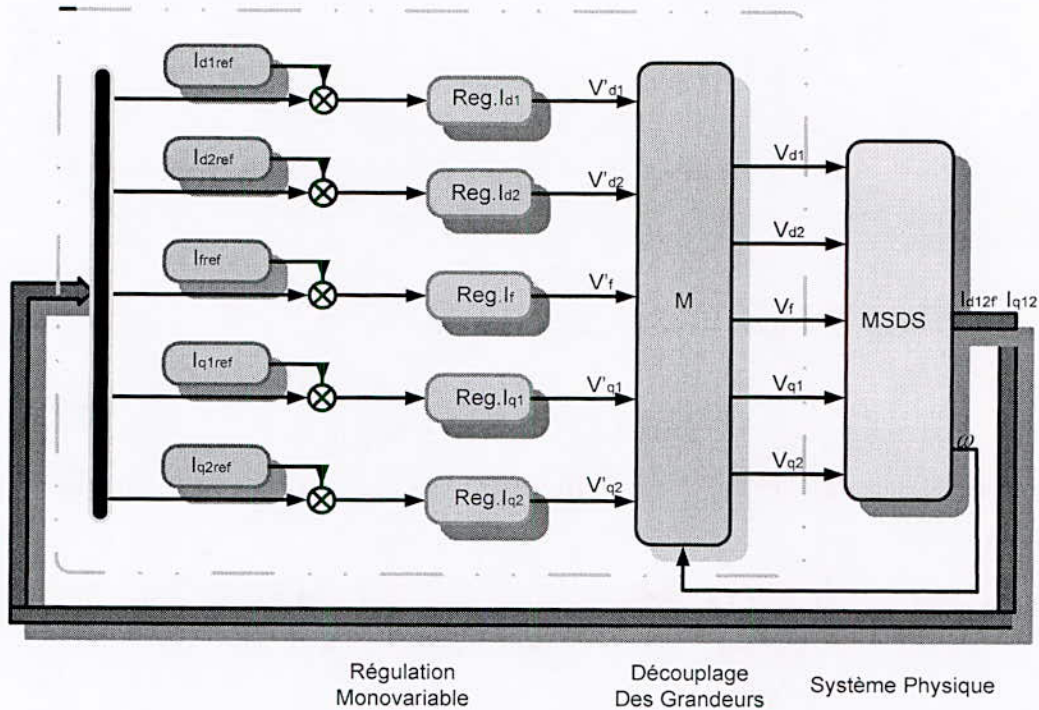


Figure II.8 : Régulation monovariante par linéarisation entrée/sortie

#### IV.5. Etude de l'algorithme

La matrice de transfert 'H' est établie en identifiant les matrices 'R<sub>G</sub>' et 'L<sub>G</sub>' de l'équation (II.4) à l'équation électrique de la MSDS (II.1).

Selon la démarche développée dans le paragraphe IV.3, le système est rendu diagonal grâce à la matrice de passage 'M'. Le nouveau système s'écrit alors :

$$\begin{cases}
 I = H_{diag} \cdot M^{-1} \cdot V' \\
 \text{Avec :} \\
 H_{diag} = H \cdot M = \text{diag}(h_1(p), h_2(p), h_3(p), h_4(p), h_5(p))
 \end{cases}
 \quad (II.6)$$

Suivant le critère précédemment choisi, la nouvelle matrice de transfert 'H<sub>diag</sub>' est l'inverse de la diagonale de la matrice 'H<sup>-1</sup>'.

La matrice de passage 'M' est choisie pour imposer les systèmes monovariants :

$$h_1(p) = h_2(p) = \frac{1}{R_s + p.L_d}, h_3(p) = \frac{1}{R_f + p.L_f} \text{ et } h_4(p) = h_5(p) = \frac{1}{R_s + p.L_q}$$

La matrice de passage s'écrit alors :

$$M = \begin{bmatrix} 1 & \frac{p.L_{dm}}{R_s + p.L_d} & \frac{p.M_{fd}}{R_f + p.L_f} & \vdots & \frac{-\omega.L_q}{R_s + p.L_q} & \frac{-\omega.L_{qm}}{R_s + p.L_q} \\ \frac{p.L_{dm}}{R_s + p.L_d} & 1 & \frac{p.M_{fd}}{R_f + p.L_f} & \vdots & \frac{-\omega.L_{qm}}{R_s + p.L_q} & \frac{-\omega.L_q}{R_s + p.L_q} \\ \frac{p.M_{fd}}{R_s + p.L_d} & \frac{p.M_{fd}}{R_f + p.L_f} & 1 & \vdots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \frac{\omega.L_d}{R_s + p.L_d} & \frac{\omega.L_{dm}}{R_s + p.L_d} & \frac{p.M_{fd}}{R_f + p.L_f} & \vdots & 1 & \frac{p.L_{qm}}{R_s + p.L_q} \\ \frac{\omega.L_{dm}}{R_s + p.L_d} & \frac{\omega.L_d}{R_s + p.L_d} & \frac{p.M_{fd}}{R_f + p.L_f} & \vdots & \frac{p.L_{qm}}{R_s + p.L_q} & 1 \end{bmatrix}$$

#### IV.6. Synthèse d'un régulateur IP

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.

L'entrée 'δ' modélise les perturbations agissant sur le système. Elles sont essentiellement apportées par les déficiences des découplages des autres grandeurs ainsi que par l'action des amortisseurs.

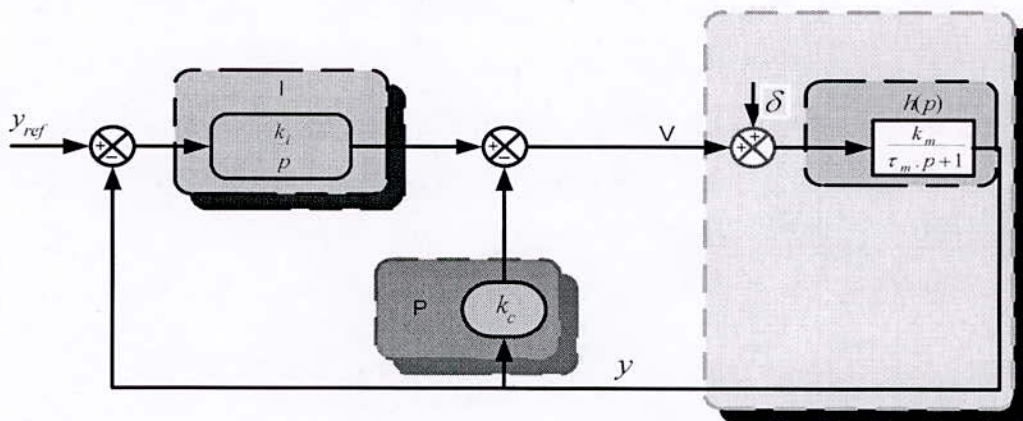


Figure II.9: Schéma du régulateur IP



Le système en boucle fermée a un régulateur IP qui est décrit par la relation (II.7) :

$$y = \frac{k_m \cdot k_i}{\tau_m \cdot p^2 + (1 + k_m \cdot k_c) \cdot p + k_m \cdot k_i} \cdot y_{ref} + \frac{k_m \cdot k_i}{\tau_m \cdot p^2 + (1 + k_m \cdot k_c) \cdot p + k_m \cdot k_i} \cdot \delta \quad (\text{II.7})$$

Pour imposer la dynamique à la boucle fermée, l'entrée de perturbation 'δ' est supposée nulle. La fonction de transfert de la sortie sur la consigne est alors identifiée à une fonction du second ordre sans zéro :

$$\frac{a_1}{p^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot p + \omega_n^2} \quad (\text{II.8})$$

Il est résulte pour le régulateur, la valeur des deux gains :

$$\left\{ \begin{array}{l} k_i = \frac{\omega_n^2 \cdot \tau_m}{k_m} \text{ et } k_c = \frac{2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot \tau_m - 1}{k_m} \\ \text{Avec } \omega_n = \frac{4}{\tau_r}, \text{ ou } \tau_r \text{ est le temps de réponse désiré du système bouclé} \end{array} \right. \quad (\text{II.9})$$

Les coefficients des correcteurs sont choisis de sorte que les réponses ne présentent pas de dépassement, en bridant volontairement la dynamique de la boucle fermée. Ceci a pour but de réduire le plus possible la contribution de la variation d'une grandeur sur le découplage des autres grandeurs. Aussi, le taux d'amortissement est choisi supérieure à l'unité et les temps de réponse en boucle fermée légèrement en dessous de ceux des pôles du système.

Pour ce qui est du rejet de la perturbation, la fonction de transfert (II.7) montre que le rejet de perturbation se fait avec la même dynamique que l'asservissement. De plus, le rejet d'une perturbation constante est intrinsèque à la structure du correcteur du fait de la présence du zéro.

#### IV.7. Simulation et interprétation

Nous simulons le comportement du nouveau système, l'ensemble régulateur de découplage-MSDS avec des consignes en courants :

- Échelon du courant  $i_{d1}$  à  $t=1s$ .
- Échelon du courant  $i_{d2}$  à  $t=2s$ .
- Échelon du courant  $i_{q1}$  à  $t=3s$ .
- Échelon du courant  $i_{q2}$  à  $t=4s$ .
- Échelon du courant  $i_f$  à  $t=5s$ .

La figure (II.10) montre les performances de la MSDS après découplage par linéarisation entrée/sortie. On remarque que l'erreur de poursuite est nulle, et que les axes d et q sont complètement découplés cela est dû à la compensation des grandeur de couplage entre l'axe d et q, donc le système couplé revient à cinq sous système complètement découplés.

Et on peut constater que les courants de l'axe d ( $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$ ) n'interviennent pas dans la valeur du couple, donc seulement les courants de l'axe q ( $i_{q1}$ ,  $i_{q2}$ ,  $i_{qf}$ ) qui détermine la valeur de couple, ce qui affirme le principe de la commande vectorielle.

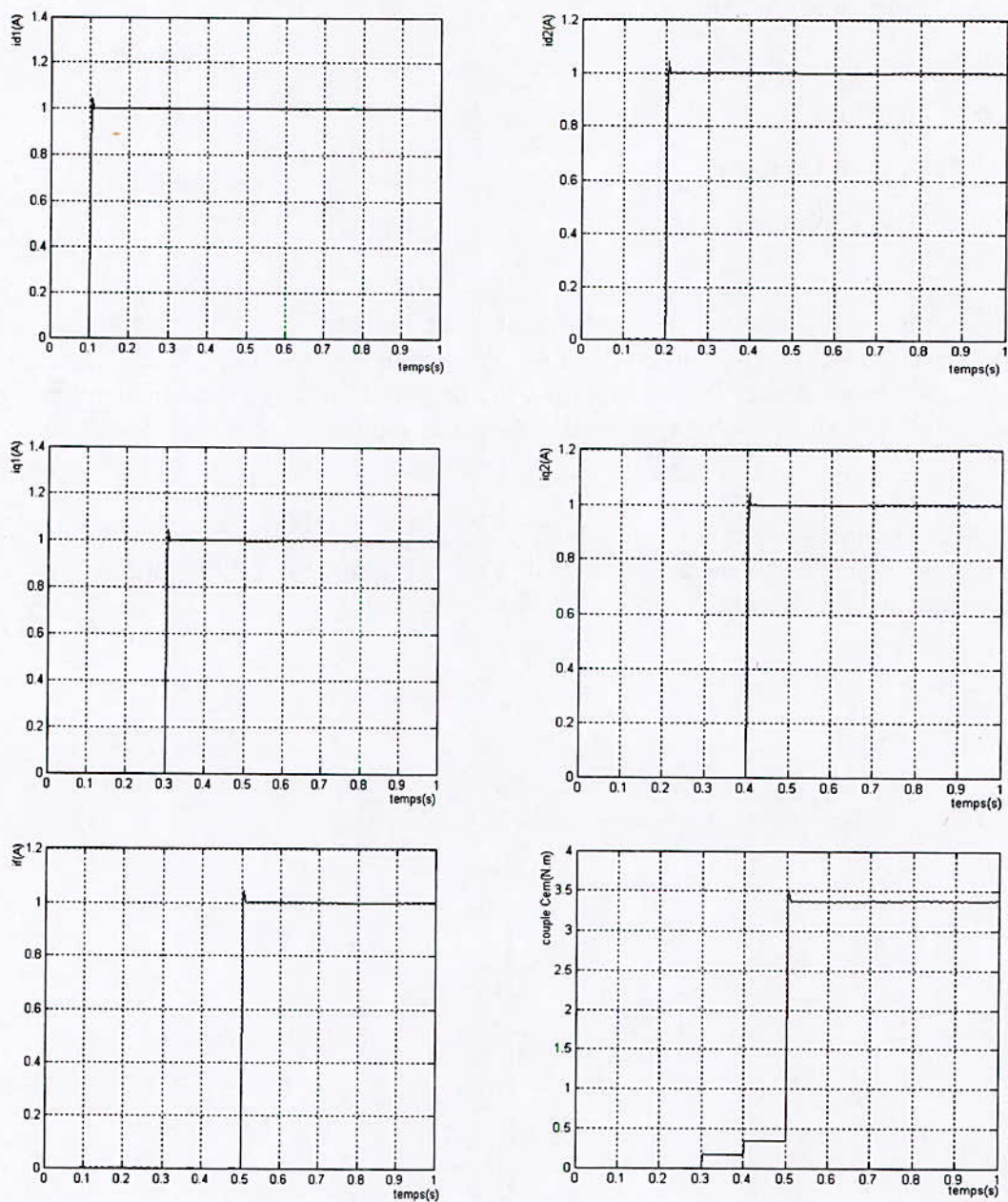


Figure II.10 : Découplage par la méthode de linéarisation entrée/sortie



## V. ETUDE EN BOUCLE FERMÉE

Le réglage de la vitesse se fait par la synthèse 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 réalisée précédemment [Mahmoudi, Hemic, Bouhassoum].

Plusieurs types de réglage peuvent être appliqués, le plus simple est le réglage classique avec régulateurs.

Pour avoir de bonnes réponses dynamiques en vitesse et en courant de la machine ; il a été appliqué un régulateur PI.

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 (II.11).

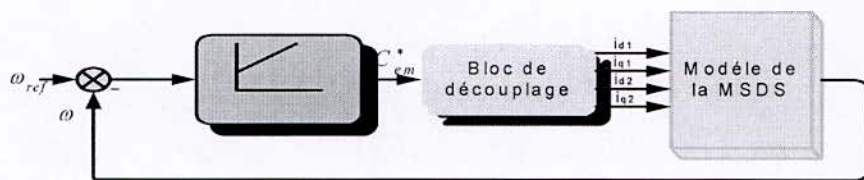


Figure II.11: Boucle de régulation de vitesse

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

$$\begin{aligned}
 V_{d1} &= R_s i_{d1} + \frac{d}{dt}(L_d i_{d2} + M_d i_{d2} + M_{fd} i_f) + \omega (L_q i_{q1} + M_q i_{q2}) \\
 V_{d2} &= R_s i_{d2} + \frac{d}{dt}(L_d i_{d1} + M_d i_{d1} + M_{fd} i_f) + \omega (L_q i_{q2} + M_q i_{q1}) \\
 V_{q1} &= R_s i_{q1} + \frac{d}{dt}(L_d i_{q1} + M_q i_{q2}) - \omega (L_d i_{d1} + M_d i_{d2} + M_{fd} i_f) \\
 V_{q2} &= R_s i_{q2} + \frac{d}{dt}(L_d i_{q2} + M_q i_{q1}) - \omega (L_d i_{d2} + M_d i_{d1} + M_{fd} i_f) \\
 V_f &= R_f i_f + \frac{d}{dt}(L_f i_f + M_{fd} (i_{d1} + i_{d2})) \\
 C_{em} &= P_p (\Phi_{d1} \cdot I_{q1} - \Phi_{q1} \cdot I_{d1} + \Phi_{d2} \cdot I_{q2} - \Phi_{q2} \cdot I_{d2})
 \end{aligned} \tag{II.10}$$

Le bloc de découplage fournit les tensions  $V_{d1}^*$   $V_{d2}^*$   $V_{q1}^*$   $V_{q2}^*$

On a le flux orienté qui est constant, cela nous permet de simplifier le calcul pour obtenir l'équations (II.11).

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d1}^* = \frac{d}{dt}(M_{fd} i_f) + \omega (L_q i_{q1}^* + M_q i_{q2}^*) \\ V_{d2}^* = \frac{d}{dt}(M_{fd} i_f) + \omega (L_q i_{q2}^* + M_q i_{q1}^*) \\ V_{q1}^* = R_s i_{q1} + \frac{d}{dt}(L_q i_{q1}^* + M_q i_{q2}^*) - \omega (M_{fd} i_f) \\ V_{q2}^* = R_s i_{q2} + \frac{d}{dt}(L_q i_{q2}^* + M_q i_{q1}^*) - \omega (M_{fd} i_f) \end{array} \right. \quad (II.11)$$

Les courants de référence  $i_{q1}^*$ ,  $i_{q2}^*$  sont constants donc le système devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d1}^* = \frac{d}{dt}(M_{fd} i_f) + \omega (L_q i_{q1}^* + M_q i_{q2}^*) \\ V_{d2}^* = \frac{d}{dt}(M_{fd} i_f) + \omega (L_q i_{q2}^* + M_q i_{q1}^*) \\ V_{q1}^* = R_s i_{q1} - \omega (M_{fd} i_f) \\ V_{q2}^* = R_s i_{q2} - \omega (M_{fd} i_f) \\ i_{q1}^* = \frac{C_{em}^* / 2}{p M_{fd} i_f} \\ i_{q2}^* = \frac{C_{em}^* / 2}{p M_{fd} i_f} \end{array} \right. \quad (II.12)$$

$$\text{A partir des systèmes : } \left\{ \begin{array}{l} i_{q1}^* = \frac{i_{q1}^*}{(1 + S \tau_e)} \quad , \quad i_{q2}^* = \frac{i_{q2}^*}{(1 + S \tau_e)} \end{array} \right. \quad (II.13)$$

$$\text{Avec : } \tau_e = \frac{L_q}{R_s} \quad \text{d'où} \quad C_{em} = \frac{C_{em}^*}{(1 + S \tau_e)}$$

D'après l'équation mécanique de la MSDS :

$$\Omega(S) = \frac{C_{em} - C_r}{(1 + S\tau_m)} \quad \text{Avec : } \tau_m = \frac{J}{f_r} \quad (\text{II.14})$$

En remplaçant, on aura :

$$\Omega(S) = \frac{C_{em}^*}{f_r(1 + S\tau_m)(1 + S\tau_e)} - \frac{C_r}{f_r(1 + S\tau_m)} \quad (\text{II.15})$$

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

D'où la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_0(S) = \frac{\Omega(S)}{\Gamma_{em}^*} = \frac{1}{f_r(1 + S\tau_m)(1 + S\tau_e)} \quad (\text{II.16})$$

La figure (II.12) montre le schéma structurel du système à régler.

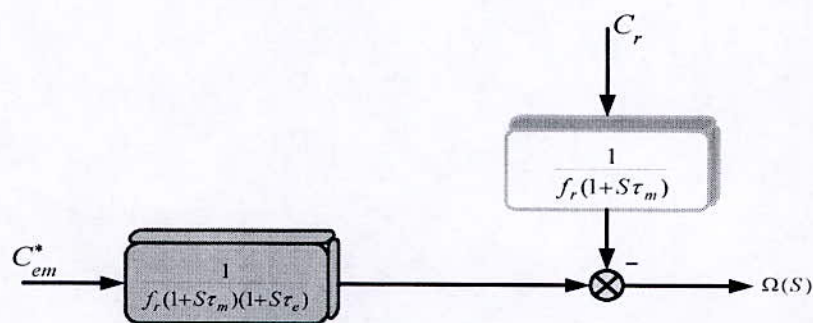


Figure II.12: Structure du système à régler

En insérant un régulateur (PI) dans la boucle de régulation, le schéma structurel en boucle fermée sera donc comme indiqué sur la figure (II.13).



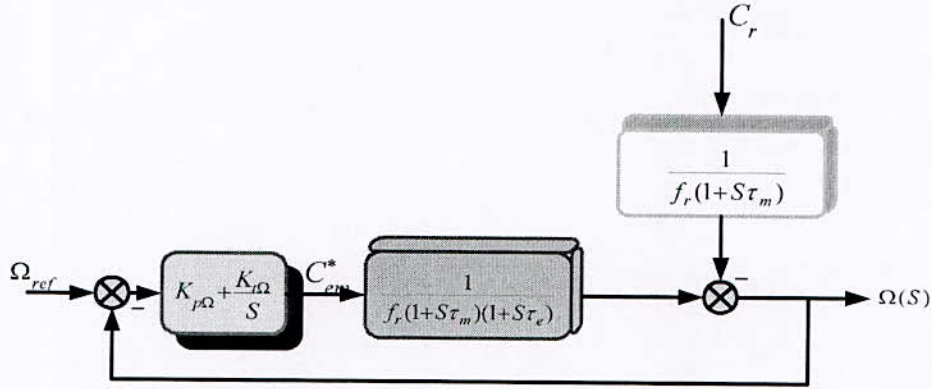


Figure II.13: Boucle de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte est donc :

$$F_0(S) = \left( K_{p\Omega} + \frac{K_{t\Omega}}{S} \right) \frac{C_{em}^*}{f_r(1+S\tau_m)(1+S\tau_e)} \quad (\text{II.17})$$

$$\Omega(S) = F_0(S)\Omega_{ref} - F_r(S)C_r$$

$$\Omega(S) = F_0(S)(\Omega_{ref}(S) - \Omega(S)) - F_r(S)C_r \quad (\text{II.18})$$

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

$$\text{D'où } F_f(S) = \frac{(K_{p\Omega}S + K_{r\Omega})}{j\tau_e S^3 + (j + f_r\tau_e)S^2 + (K_{p\Omega} + f_r)S + K_{t\Omega}} = \frac{N(S)}{D(S)} \quad (\text{II.19})$$

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

$$\text{Donc : } D(S) = JS^2 + (K_{p\Omega} + f_r)S + K_{t\Omega} \quad (\text{II.20})$$

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

En prenant :  $P_1 = -\rho - j\rho$       $P_2 = -\rho + j\rho$

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

Par identification, on obtient : 
$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2\rho L_f - R_f \\ K_{t\Omega} = 2\rho^2 L_f \end{cases} \quad (II.21)$$

Le schéma de la structure globale de la commande vectorielle avec réglage de vitesse et du courant d'excitation pour le cas de la commande en courant est donné par la figure (II.14).

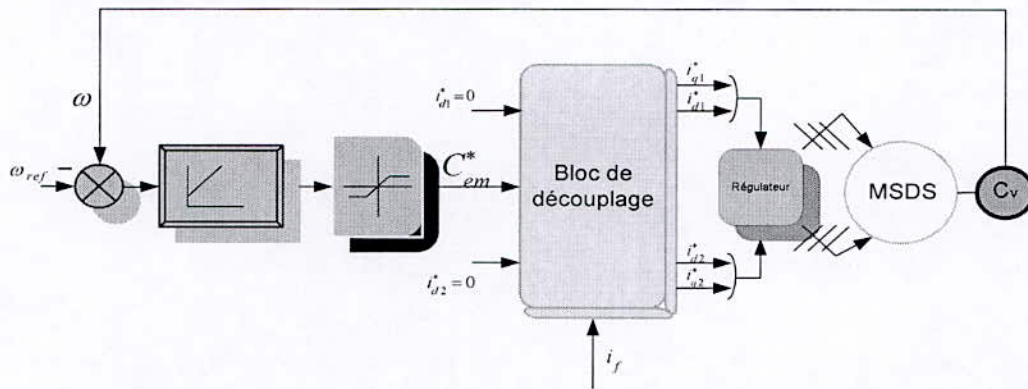


Figure II.14 : Commande vectorielle en boucle fermée de la MSDS

### V.1 Simulation et interprétation

Les résultats de simulation de l'asservissement de la vitesse on appliquant l'algorithme de la commande vectorielle.

Les figures III.15.\*, présentent l'évolution du couple  $C_{em}$ , de la vitesse  $w$ , les courant des axes d et q ( $i_{d1}, i_{d2}, i_{q1}, i_{q2}$ ), et les courants des enroulements ( $i_{a1}, i_{a2}$ ).

On remarque que :

La réponse en vitesse est rapide et précises. 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.

Les courants  $i_{q1}$ ,  $i_{q2}$  et le couple ont la même allure. Aux démarrages ils sont en valeur maximaux après un temps très faible ils se stabilisent et lorsque on applique une charge on constate le même phénomène qu'au démarrage. Pour  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  sont toujours nuls, et restent sensiblement robustes par rapport aux variations brusques des courants  $i_{q1}$ ,  $i_{q2}$ .



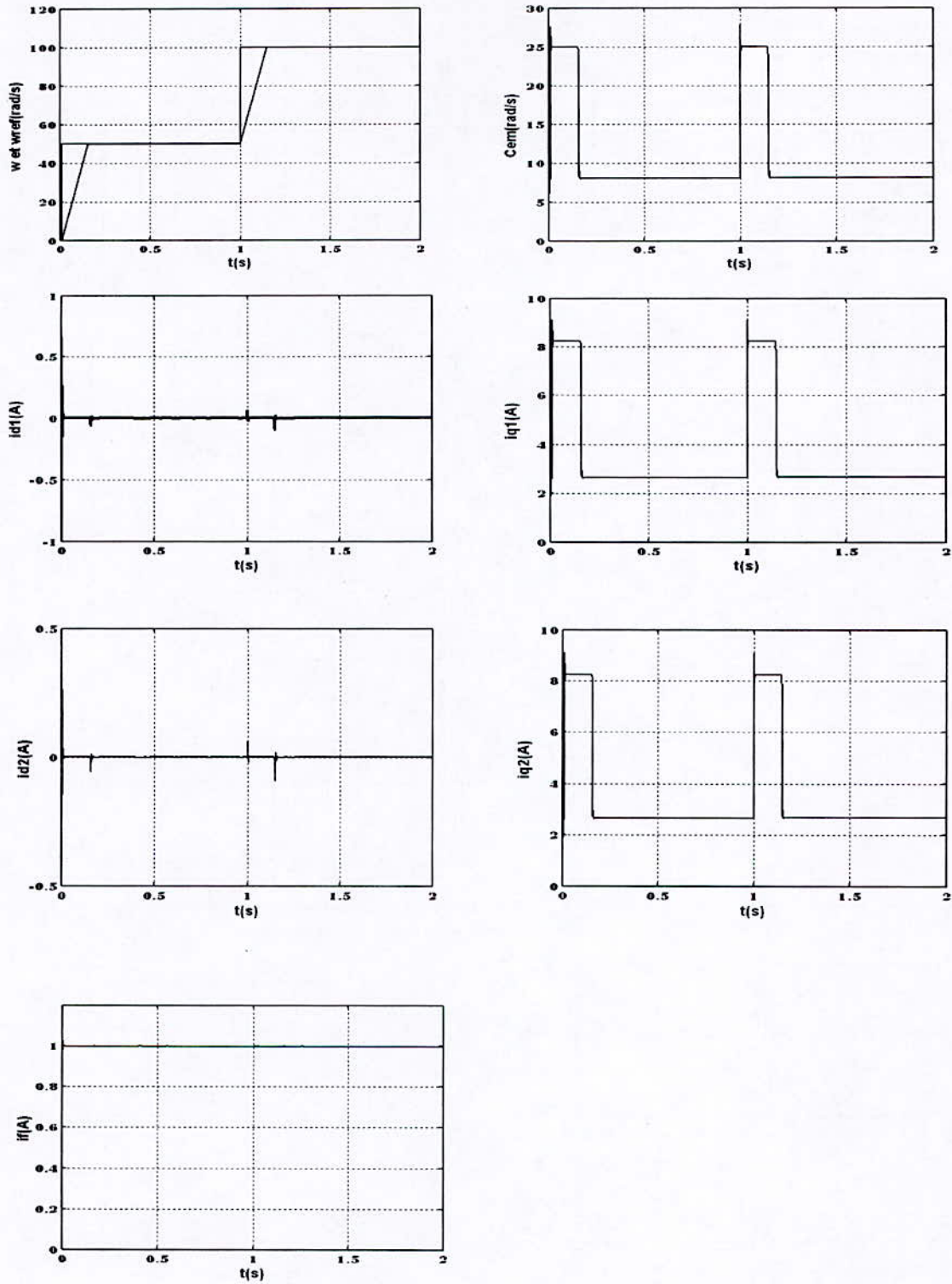


Figure II.15.a : Commande vectorielle avec réglage de la vitesse avec un démarrage en charge  $C_r = 8 \text{ N.m}$ .

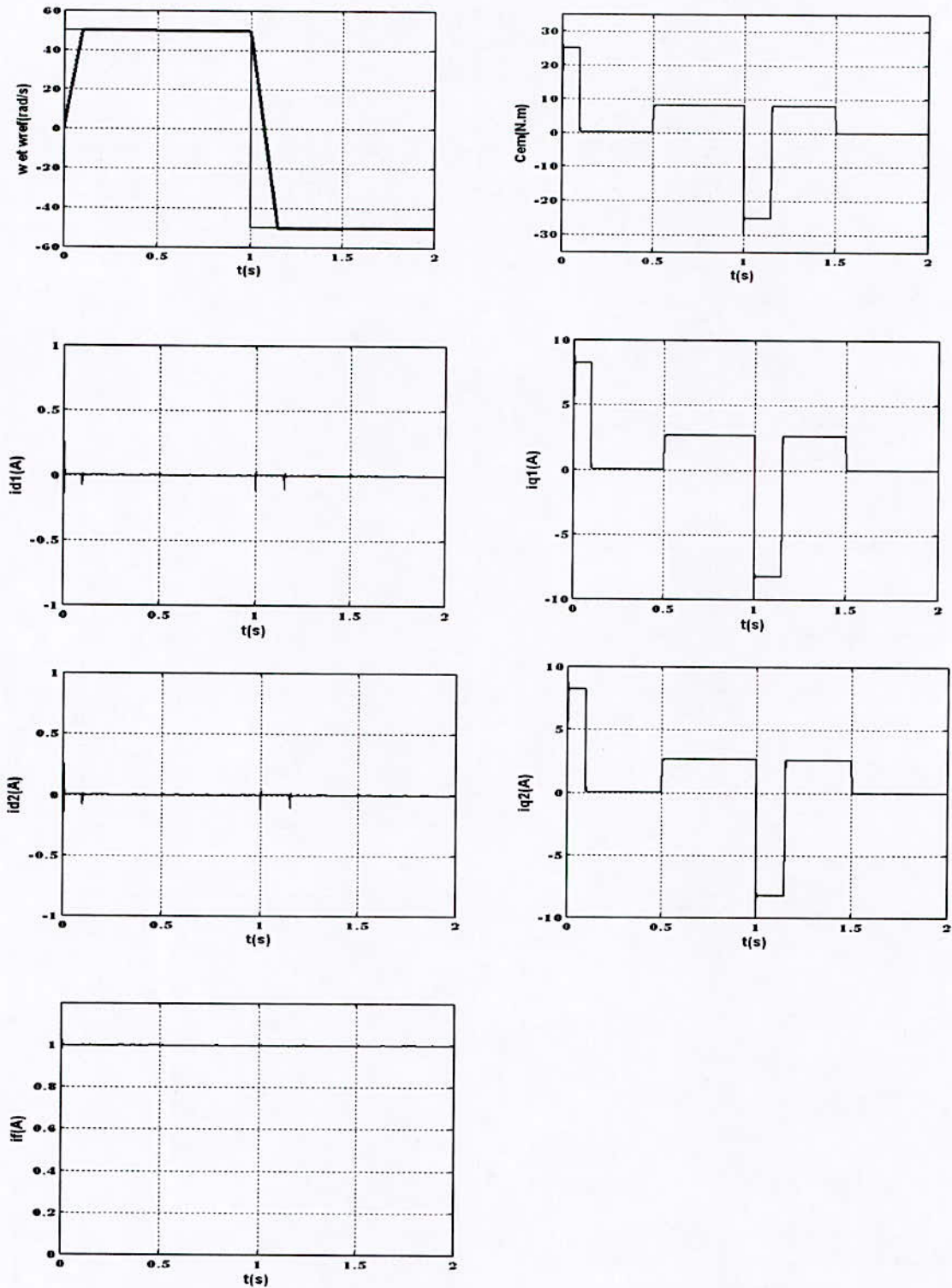


Figure II.15.b : Commande vectorielle avec réglage de la vitesse avec application d'une charge  $C_r = 8 \text{ N.m}$  entre 0.5s et 1.5s, et inversion de sens de rotation.

## VI. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux méthodes de découplage :

- La commande par orientation du flux où on maintient les composantes  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  nulles. Cette commande a permis non seulement le découplage entre le flux et le couple mais aussi de rendre le modèle de la MSDS similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Ainsi le système devient linéaire.
- L'algorithme de linéarisation entrée/sortie qui consiste à compenser les termes du couplage entre l'axe d et q, en suite calculer un régulateur qui rend la matrice de transfert des courants diagonale. Cet algorithme nous a permis de transformer le système réel de la MSDS en cinq sous systèmes découplés qui sont commandés par la suite séparément.

Et on a synthétisé un réglage de vitesse qui est validé par les simulations obtenue par la figure (II.15.\*).



**Chapitre III : ASSOCIATION ONDULEURS  
TRIPHASÉS À TROIS NIVEAUX-MSDS**

# ASSOCIATION ONDULEURS TRIPHASÉS À TROIS NIVEAUX-MSDS

I. INTRODUCTION.....	50
II. MODELISATION DU FONCTIONNEMENT DES ONDULEURS A TROIS NIVEAUX.....	50
II.1. structure de l'onduleur à trois niveaux .....	50
II.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	52
II.2.1. Fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	52
II.2.2. Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux.....	54
II.2.3. fonctions de connexion des interrupteurs .....	54
II.2.4. Fonctions de connexion des demi-bras.....	55
II.2.5 Fonction de conversion.....	55
III. STRATEGIE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX .....	60
III.1. Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses .....	60
III.1.1. Principes de la commande .....	60
III.1.2. Caractéristique de la tension de référence.....	61
III.1.3. L'algorithme de commande .....	61
III.2. Résultats de la simulation.....	62
III.3 Association onduleur triangulo-sinusoidale MSDS.....	63
III.4. Interprétation et commentaire.....	63
III.5. Commande par hystérésis en courant.....	66
III.5.1 Caractéristique du courant de référence.....	66
III.5.2 L'algorithme de commande.....	67
III.6. Simulation .....	67
III.7. Association onduleur à hystérésis MSDS.....	68
III.8. Interprétation et commentaires.....	68
IV. CONCLUSION.....	72

## **I. INTRODUCTION**

Les chapitres suivants s'intéressent à la commande de la machine par des convertisseurs à commutation forcée (onduleurs de tension à trois niveaux).

Pour des fortes puissances et haute tension, on utilise généralement des groupements de ces derniers. Pour remédier aux problèmes de ces groupements, une nouvelle structure d'onduleur est proposée, à savoir l'onduleur multiniveaux.

Notre étude s'est portée sur l'onduleur de tension à trois niveaux, qui peut être considéré comme une mise en série de deux onduleurs de tension à deux niveaux [Berkouk95]. De ce fait, sa modélisation est une extrapolation de l'onduleur de tension à deux niveaux.

Plusieurs structures sont possibles pour réaliser un onduleur triphasé à trois niveaux, nous avons choisi d'étudier la structure NPC (Neutral Point Clamping) c'est-à-dire une structure à point milieu [Boulaâm98].

Des modèles de connaissance et de commande seront attribués à cette structure d'onduleur multiniveaux, dans ce chapitre.

**NB** : dans ce mémoire, on utilise le mot onduleur tout court au lieu d'onduleur de tension.

## **II. MODELISATION DU FONCTIONNEMENT DES ONDULEURS A TROIS NIVEAUX**

### **II.1. structure de l'onduleur à trois niveaux**

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.

La figure III.1 fournit une représentation schématique de cet onduleur.



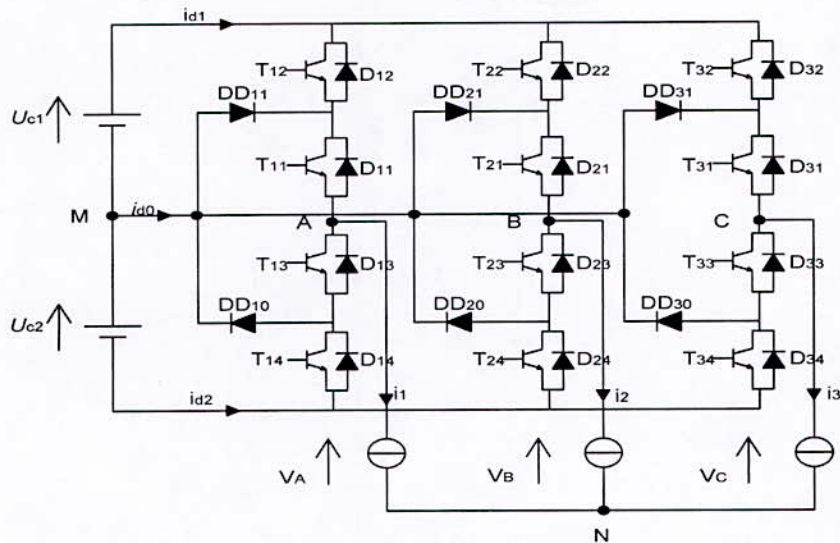


Figure III.1 : Onduleur triphasé à trois niveaux.

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur multiniveaux, on présente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel  $TD_{ks}$  (figure III.2), et vue la symétrie de sa structure, on fait le raisonnement sur un seul bras (figure III.3).

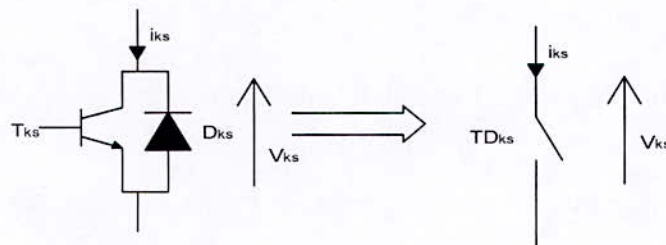
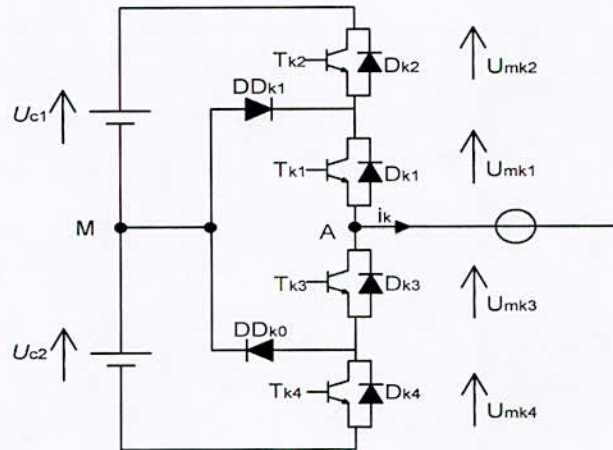


Figure III.2 : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode.



**Figure III.3 :** 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.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux

### II.2.1. Fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Chaque bras est équivalent à un interrupteur à trois positions permettant d'obtenir en sortie trois niveaux de tension  $U_{c1}$ , 0 et  $-U_{c2}$ .

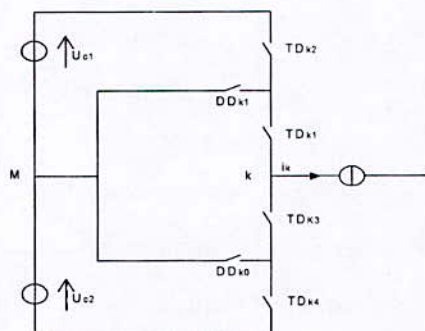
La structure de cet onduleur de tension consiste à créer un point sur l'étage de tension continue tel que  $U_{c1} + U_{c2} = E$ , permettant de générer des créneaux d'amplitudes  $-E/2$ , 0 et  $E/2$  dont la combinaison de ces niveaux permet d'avoir un fondamental plus proche de la sinusoïde qu'avec la structure classique à deux niveaux.

Le bras d'un onduleur présente cinq configurations possibles, comme le montre la figure III.4.

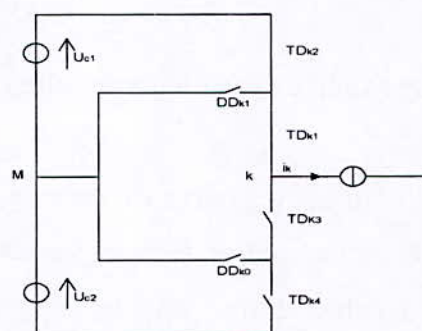
Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont données dans le tableau III.1 ( $V_k$  potentiel au nœud  $k$  par rapport à l'origine des potentiels  $M$ ).

La configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
E <sub>0</sub>	$I_k=0$
E <sub>1</sub>	$V_k=U_{c1}$
E <sub>2</sub>	$V_k=0$
E <sub>3</sub>	$V_k=-U_{c2}$
E <sub>4</sub>	$V_k=0$

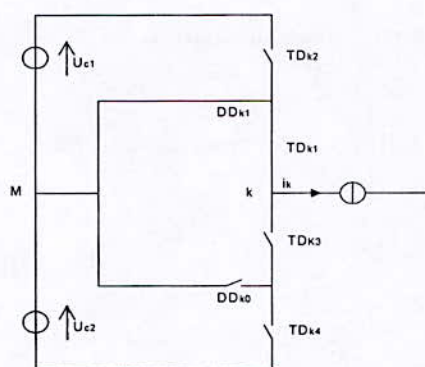
**Tableau III.1 :** Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un bras k de l'onduleur triphasé à trois niveaux.



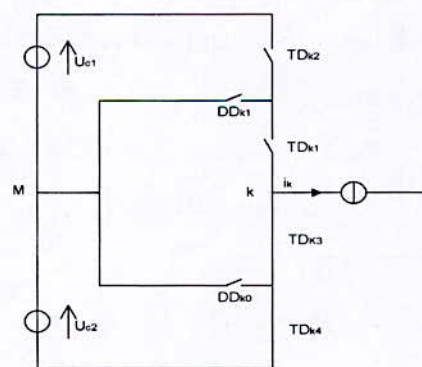
La configuration E<sub>0</sub>



La configuration E<sub>1</sub>

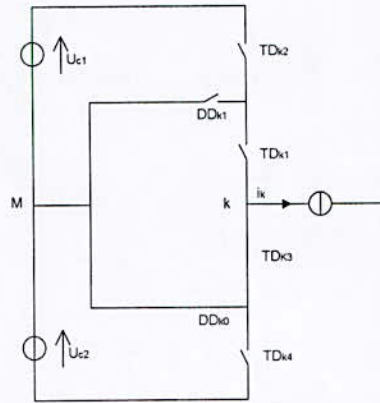


La configuration E<sub>2</sub>



La configuration E<sub>3</sub>





La configuration E3

**Figure III.4 :** Les cinq configurations possibles d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux.

### II.2.2. Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux

Un convertisseur est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et par suite une conduction continue de ce convertisseur [Berkouk95].

Pour l'onduleur à trois niveaux, cette condition de commandabilité implique que les transitions entre les configurations ne dépendent plus des commandes internes (grandeurs électriques), mais uniquement des commandes des transistors (commande externe). Nous supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée.

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

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad \text{(III.1)}$$

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

### II.2.3. fonctions de connexion des interrupteurs

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 :

$$\begin{cases} F_{ks}=1 & \text{si l'interrupteur TDks est fermé} \\ F_{ks}=0 & \text{si non} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

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

$$\begin{cases} F_{k1}=1-F_{k4} \\ F_{k2}=1-F_{k3} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

#### II.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.

$$m = \begin{cases} 0 & \text{pour le demi-bras du bas constitué de } T_{k3} \text{ et } T_{k4} \\ 1 & \text{pour le demi-bras du haut constitué de } T_{k1} \text{ et } T_{k2} \end{cases}$$

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

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

#### II.2.5 Fonction de conversion

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 :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{C1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{C2} \\ V_{BM} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{C1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{C2} \\ V_{CM} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{C1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{C2} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

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

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b \cdot U_{C1} - F_{10}^b \cdot U_{C2} \\ V_{BM} = F_{21}^b \cdot U_{C1} - F_{20}^b \cdot U_{C2} \\ V_{CM} = F_{31}^b \cdot U_{C1} - F_{30}^b \cdot U_{C2} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Les tensions composées s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

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

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} \cdot U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_{C2} \right\} \quad (\text{III.8})$$

Les tensions simples sont déduites comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} \cdot U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} \cdot U_{C2} \right\} \quad (\text{III.9})$$



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

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{22} \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{32} \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{13} \cdot F_{14} \cdot i_1 + F_{23} \cdot F_{24} \cdot i_2 + F_{33} \cdot F_{34} \cdot i_3 \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

D'où

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

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 :

$$i_{d0} = F_{11} \cdot F_{13} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{23} \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{33} \cdot i_3 \quad (\text{III.12})$$

Des relations (II.2) et (II.12), on déduit que  $i_{d0}$  s'écrit sous la forme :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} \quad (\text{III.13})$$

D'où

$$i_{d0} = (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot i_1 + (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot i_2 + (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot i_3 \quad (\text{III.14})$$

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

$$[U_{c1} \ U_{c2} \ i_1 \ i_2 \ i_3]^T \quad \text{et ses entrées internes sont } [V_A \ V_B \ V_C \ i_{d1} \ i_{d2} \ i_{d0}]^T \quad \text{ou}$$

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

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

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ id1 \\ id2 \\ id0 \end{bmatrix} = [N(t)] \cdot \begin{bmatrix} Uc1 \\ Uc2 \\ i1 \\ i2 \\ i3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

Avec

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2F_{11}^b - F_{21}^b - F_{31}^b}{3} & \frac{2F_{10}^b - F_{20}^b - F_{30}^b}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F_{11}^b + 2F_{21}^b - F_{31}^b}{3} & \frac{-F_{10}^b + 2F_{20}^b - F_{30}^b}{3} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F_{11}^b - F_{21}^b + 2F_{31}^b}{3} & \frac{-F_{10}^b - F_{20}^b + 2F_{30}^b}{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

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

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ id1 \\ id2 \\ id0 \end{bmatrix} = [M(t)] \cdot \begin{bmatrix} Uc1 \\ Uc2 \\ i1 \\ i2 \\ i3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

Avec

$$[M(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11}^b - F_{21}^b) & -(F_{10}^b - F_{20}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21}^b - F_{31}^b) & -(F_{20}^b - F_{30}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31}^b - F_{11}^b) & -(F_{30}^b - F_{10}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11}^b & F_{21}^b & F_{31}^b \\ 0 & 0 & F_{10}^b & F_{20}^b & F_{30}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) & (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) & (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

Après avoir défini les matrices de conversion simple et composée respectivement  $[N(t)]$  et  $[M(t)]$ , on peut présenter le modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux, en mode totalement commandable comme suit :

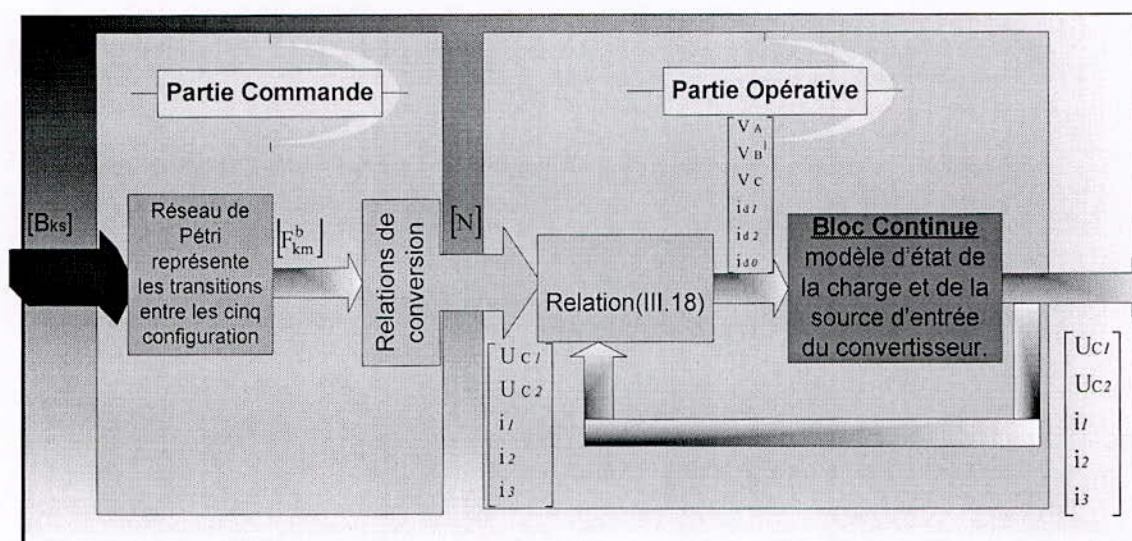


Figure III.5 : Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

On distingue :

- La partie commandable : représentée par les équations qui définissent le fonctionnement de l'onduleur triphasé en mode commandable. Cette partie génère la matrice de conversion.
- La partie opérative : constituée d'un bloc continu et d'un bloc discontinu :
  - Un bloc discontinu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et de la matrice de conversion.
  - Un bloc continu représentant le modèle de la charge de l'onduleur et de la source de tension d'entrée.



### III. STRATEGIE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX

#### III.1. Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses

Pour améliorer le taux d'harmoniques des tensions de sortie d'un onduleur à trois niveaux, on utilise deux porteuses bipolaires identiques déphasées d'une demi période de hachage  $\frac{1}{2-F_p}$  l'une de l'autre ( $F_p$  : fréquence des porteuses). On distingue plusieurs types

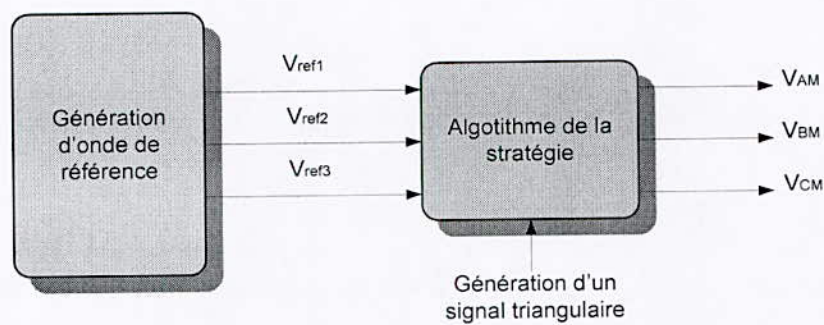
de porteuses qui sont :

- Triangulaire,
- Porteuse en dents de scie unipolaire bipolaire.

La commande triangulo-sinusoidale avec deux porteuses est caractérisée par les deux paramètres : l'indice de modulation  $m$  et le coefficient de réglage  $r$ .

##### III.1.1. Principes de la commande

Le principe de la commande triangulo-sinusoidale consiste à comparer des tensions des références à deux porteuses triangulaires ou en dent de scie (figure II.6) [Berkouk] [Seguier] [Y.ait-gougam].



**Figure III.6:** Principe de la technique triangulo-sinusoidale.

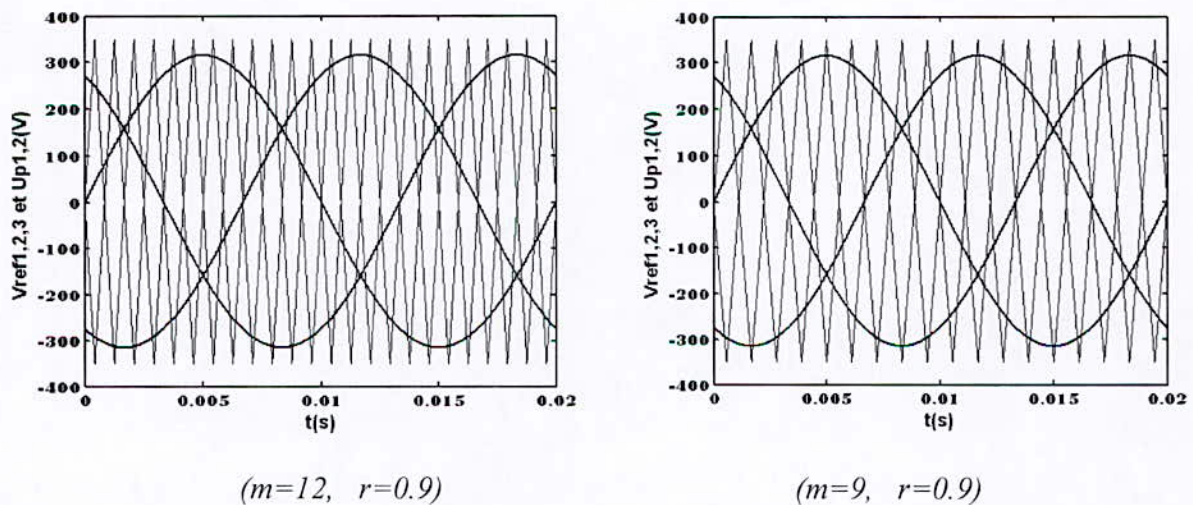
### III.1.2. Caractéristique de la tension de référence

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé utilisé, qui permettent d'avoir un système triphasé équilibré direct ou inverse sont données par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{ref1}(t) = V_m \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \\ V_{ref2}(t) = V_m \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi - \frac{2\pi}{3} \cdot m \cdot a r c h e) \\ V_{ref3}(t) = V_m \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi - \frac{4\pi}{3} \cdot m \cdot a r c h e) \end{cases}$$

L'utilité de la variable "marche" permet à onduleur triphasé commandé par cette technique un fonctionnement, dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.

La figure III.7 montre la porteuse et les tensions de références pour respectivement  $m=9$ ,  $r=0.9$  et  $m=12$ ,  $r=0.9$ .



**Figure III.7 :** les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses de l'onduleur triphasé à trois niveaux pour des valeurs paire et impaire de  $m$ .

### III.1.3. L'algorithme de commande

L'algorithme de la commande de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses pour l'onduleur à trois niveaux pour un bras  $K$ , peut être résumé en deux étapes :

Etape 1 : la détermination des signaux intermédiaires  $V_{k1}$  et  $V_{k2}$

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{K1} = \frac{E}{2} \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{K1} = 0 \end{cases} \text{ et } \begin{cases} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{K0} = 0 \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{K0} = -\frac{E}{2} \end{cases}$$

Etape 2 : détermination du signal  $V_{k2}$  et des ordres de commande  $B_{ks}$  des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{k2} = \frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ V_{k2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \end{cases} \text{ avec } \begin{cases} V_{k2} = V_{k1} + V_{k0} \\ B_{k3} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k4} = B_{k1} \end{cases}$$

### III.2. Résultats de la simulation

Nous avons représenté sur la figure III.8, la tension d'une phase de l'onduleur triphasé pour  $m=9, r=0.8$  et  $m=12, r=0.9$

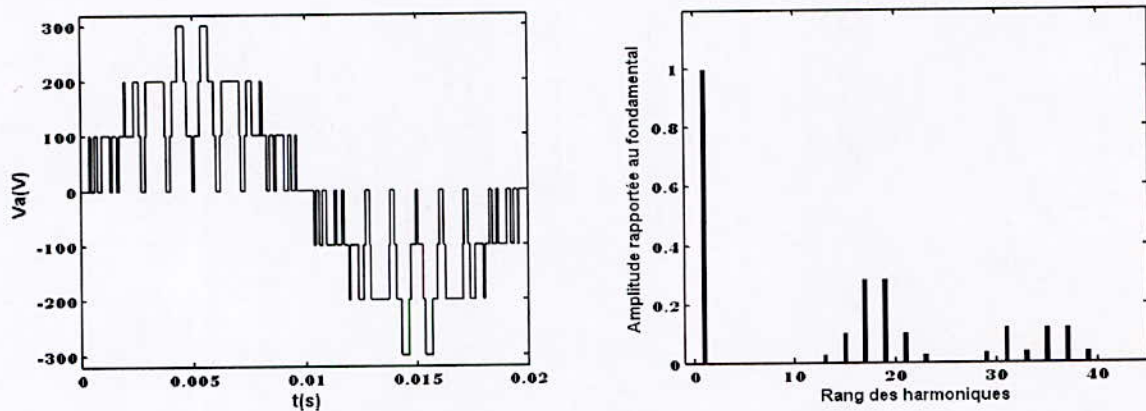


Figure III.8.a : Tension de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandée par stratégie tringulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=9, r=0.9$ ).



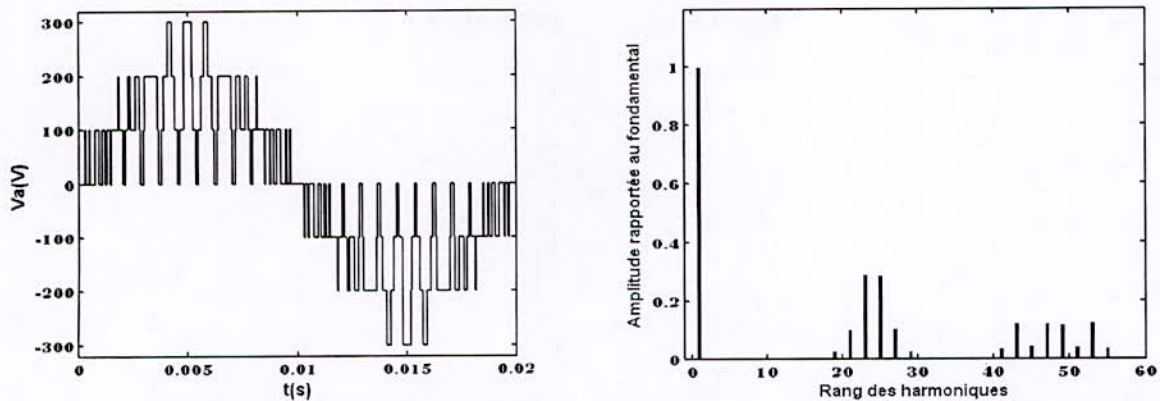


Figure III.8.b : Tension de sortie de l'onduleur triphasée à trois niveaux commandée par stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=12$ ,  $r=0.9$ ).

### III.3 Association onduleur triangulo-sinusoidale MSDS

On adopte une alimentation de la MSDS par deux onduleurs triphasés à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses. Les tensions de référence sont délivrées par les régulateurs des courants  $i_d$  et  $i_q$ . La machine est commandée par la technique  $i_d=0$ .

### III.4. Interprétation et commentaire

Les résultats de simulation de l'association de la MSDS alimentée par deux onduleurs à trois niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoidale.

Les figure (III.9.\*) présentent l'évolution du couple  $C_{em}$ , de la vitesse  $w$ , les courants des axes  $d$  et  $q$  ( $i_{d1,d2}$ ,  $i_{q1,q2}$ ), et les courants des enroulements ( $i_{a1}, i_{a2}$ ).

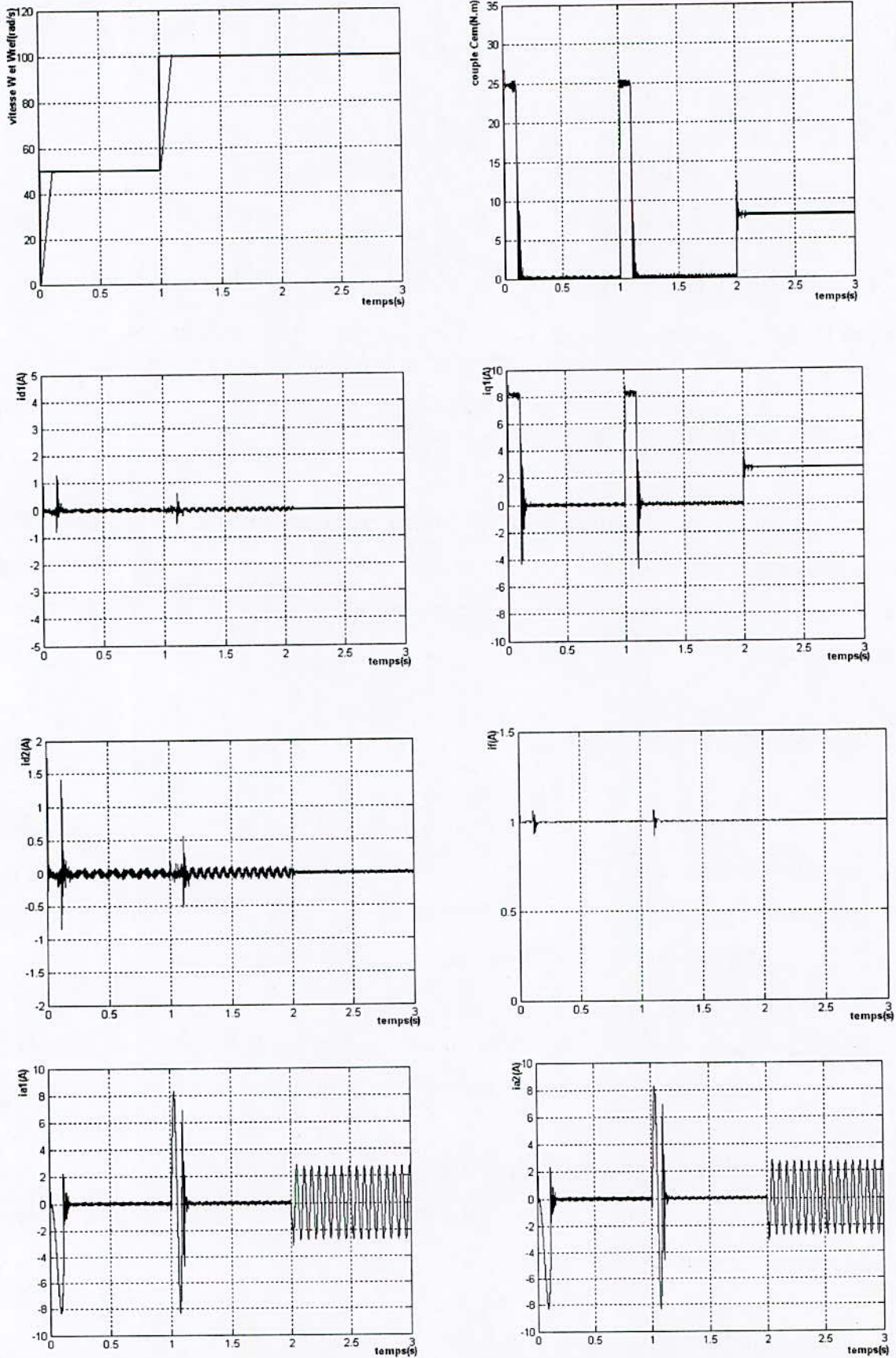
On remarque que :

La réponse en vitesse est rapide et précises. 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.

La vitesse suit sa référence avec un temps de réponse de  $t_r=0.1s$ .

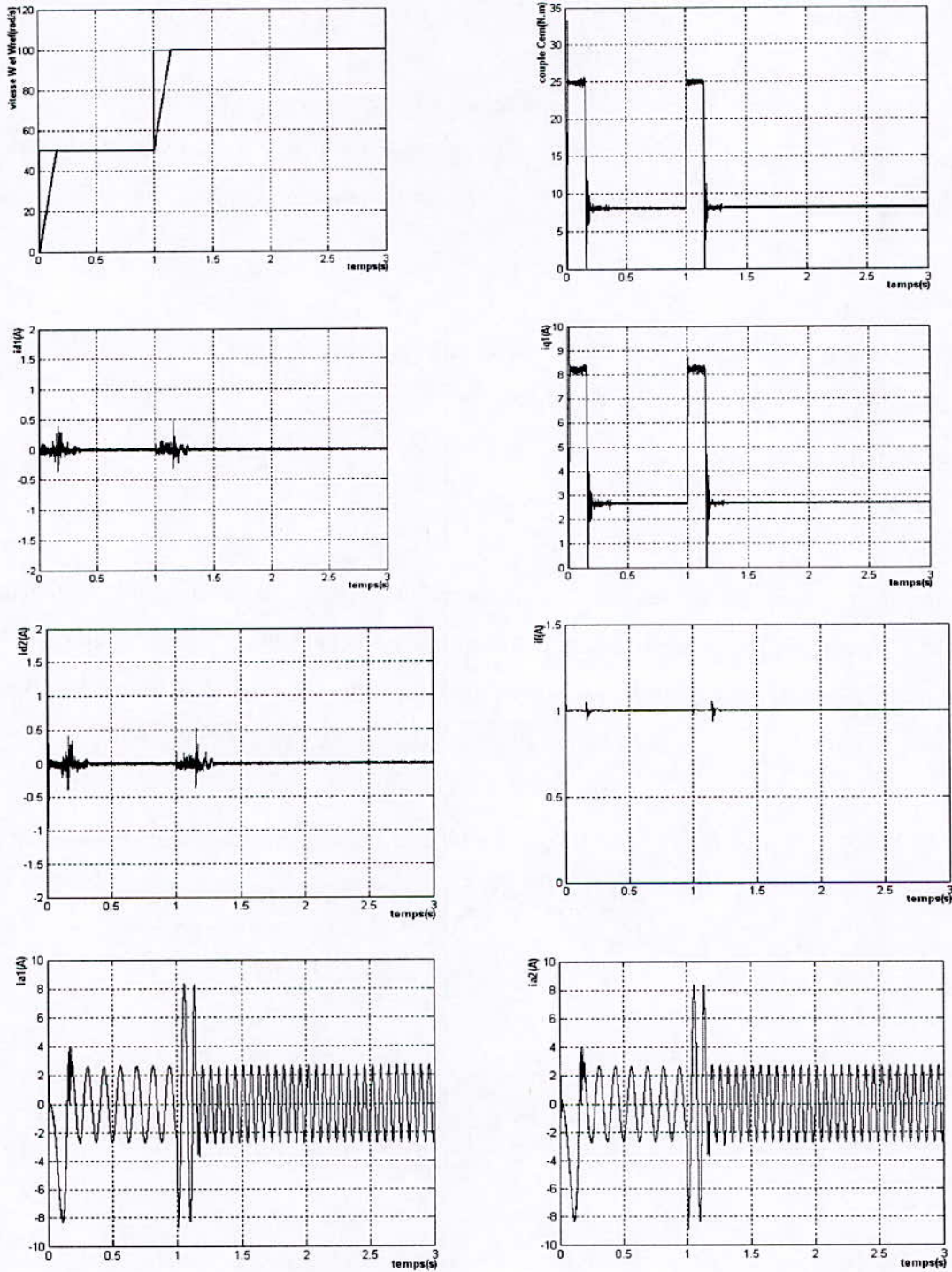
Les courants  $i_{q1}$ ,  $i_{q2}$  et le couple ont la même allure, aux démarrages après un temps très faible ils se stabilisent au point 0 (on travaille a vide) et lorsque on applique une charge on constate le même phénomène qu'on démarrage.  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  sont toujours nuls, et restent sensiblement robustes par rapport aux variations brusques des courants  $i_{q1}$ ,  $i_{q2}$ .

Les courants des enroulements ont une fréquence de  $w_s=100\text{rad/s}$  en régime permanent pour  $w=100\text{rad/s}$  qui affirme le synchronisme de la machine ( $w=w_s/p$ ).



**Figure III.9.1 :** Cascades deux onduleurs triphasés à trois niveaux commandé par la technique triangulo-sinusoidale à deux porteuses-MSDS avec réglage de la vitesse et application d'une charge  $C_r=8N.m$  à  $t=2s$





**Figure III.9.2 :** Cascades deux onduleurs triphasés à trois niveaux commandé par la technique triangulo-sinusoidale à deux porteuses-MSDS avec réglage de la vitesse et application d'une charge au démarrage  $C_r=8N.m$  à  $t=0s$



### III.5. Commande par hystérésis en courant

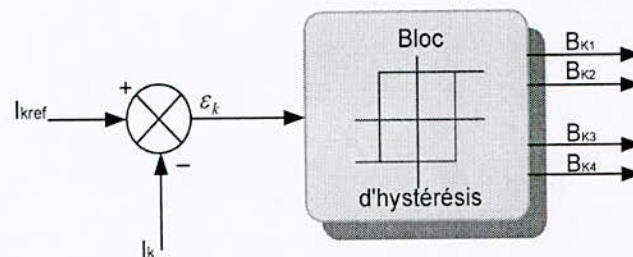
On présente la commande par hystérésis des onduleurs à trois niveaux. Le principe général de cette stratégie est de comparer le courant de référence  $I_{ref}$  au courant réel, et à partir de l'écart entre ces deux courants, on déduit la commande des interrupteurs du convertisseur [Berkouk].

Ce type de commande permet de fixer un courant de référence  $I_{ref}$  dans les enroulements de la machine avec deux degrés de liberté :

- L'amplitude
- La fréquence.

On montre que les performances de cette stratégie sont fortement liées à la largeur  $\Delta i$  de la bande d'hystérésis [Hasnaoui]. L'ondulation du courant est imposée par l'hystérésis  $\Delta i$ . D'une manière générale, cette stratégie permet une réaction rapide à des variations de la consigne ou des paramètres de la partie puissance (charge par exemple) [Berkouk].

Pour l'onduleur à trois niveaux, trois états de commande sont possibles pour un bras. C'est pourquoi, on a besoin d'un régulateur à hystérésis à trois positions.



**Figure III.10:** Principe de la commande à hystérésis de courant de l'onduleur à trois niveaux.

#### III.5.1. Caractéristique du courant de référence

Les courants de référence pour les deux onduleurs alimentant la MSDS sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} I_{ref1}(t) = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \\ I_{ref2}(t) = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi - \frac{2\pi}{3} \cdot m a r c h e) \\ I_{ref3}(t) = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi - \frac{4\pi}{3} \cdot m a r c h e) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_{ref1}^*(t) = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi - \frac{\pi}{6}) \\ I_{ref2}^*(t) = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi - \frac{2\pi}{3} \cdot m a r c h e - \frac{\pi}{6}) \\ I_{ref3}^*(t) = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi - \frac{4\pi}{3} \cdot m a r c h e - \frac{\pi}{6}) \end{cases}$$

La variable marche permet l'inversion du champ tournant et par suite le sens de rotation de la machine.

### III.5.2. L'algorithme de commande

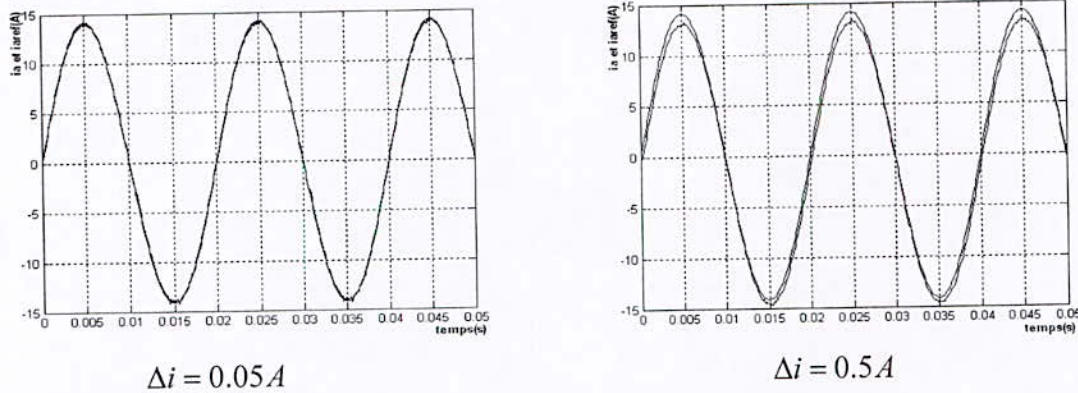
Pour les onduleurs à trois niveaux, l'algorithme de la commande par hystérésis en courant se résume pour une phase k (k bras de l'onduleur) par le système suivant :

$$\begin{cases} [(\mathcal{E}_k \geq \Delta i) \text{ et } (\mathcal{E}_k \leq 2\Delta i)] \text{ ou } [(\mathcal{E}_k \leq -\Delta i) \text{ et } (\mathcal{E}_k \geq -2\Delta i)] \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \\ (\mathcal{E}_k > 2\Delta i) \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\ (\mathcal{E}_k < -2\Delta i) \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \end{cases}$$

### III.6. Simulation

*Application sur une charge R, L*

La figure III.11, représente le courant de référence et le courant réel pour deux valeurs de  $\Delta i$  lorsque l'onduleur alimente une charge R, L et est commandé par la stratégie d'hystérésis



**Figure III.11 :** Courant réel et de référence de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par hystérésis en courant pour  $\Delta i = 0.05A$  et  $\Delta i = 0.5A$  charge (R-L)

On remarque bien que la valeur d'hystérèse  $\Delta i$  joue un grand rôle dans le suivi du courant de référence par le courant réel. Plus  $\Delta i$  est très petite plus le courant suit mieux sa référence, mais au même temps il provoque l'augmentation de la fréquence de commutation, cela signifie que les pertes par commutation des interrupteurs deviennent importantes. Ce qui limite la valeur minimale de l'hystérèse  $\Delta i$ .

### III.7. Association onduleurs à trois niveaux-MSDS

On alimentant la MSDS par deux onduleurs triphasés à trois niveaux commandés par la stratégie à hystérésis. Les tensions de référence sont délivrées par les régulateurs des courants  $i_{d1,d2}$  et  $i_{q1,q2}$ .

### III.8. Interprétation et commentaires

Les résultats de simulation de l'association de la MSDS alimentée par deux onduleurs à trois niveaux commandé par la stratégie hystérésis.

Les figures III.16.\*, présentent l'évolution du couple  $C_{em}$ , de la vitesse  $w$ , les courant des axes d et q ( $i_{d1,d2}, i_{q1,q2}$ ), et les courants des enroulements ( $i_{a1}, i_{a2}$ ).

On remarque que :

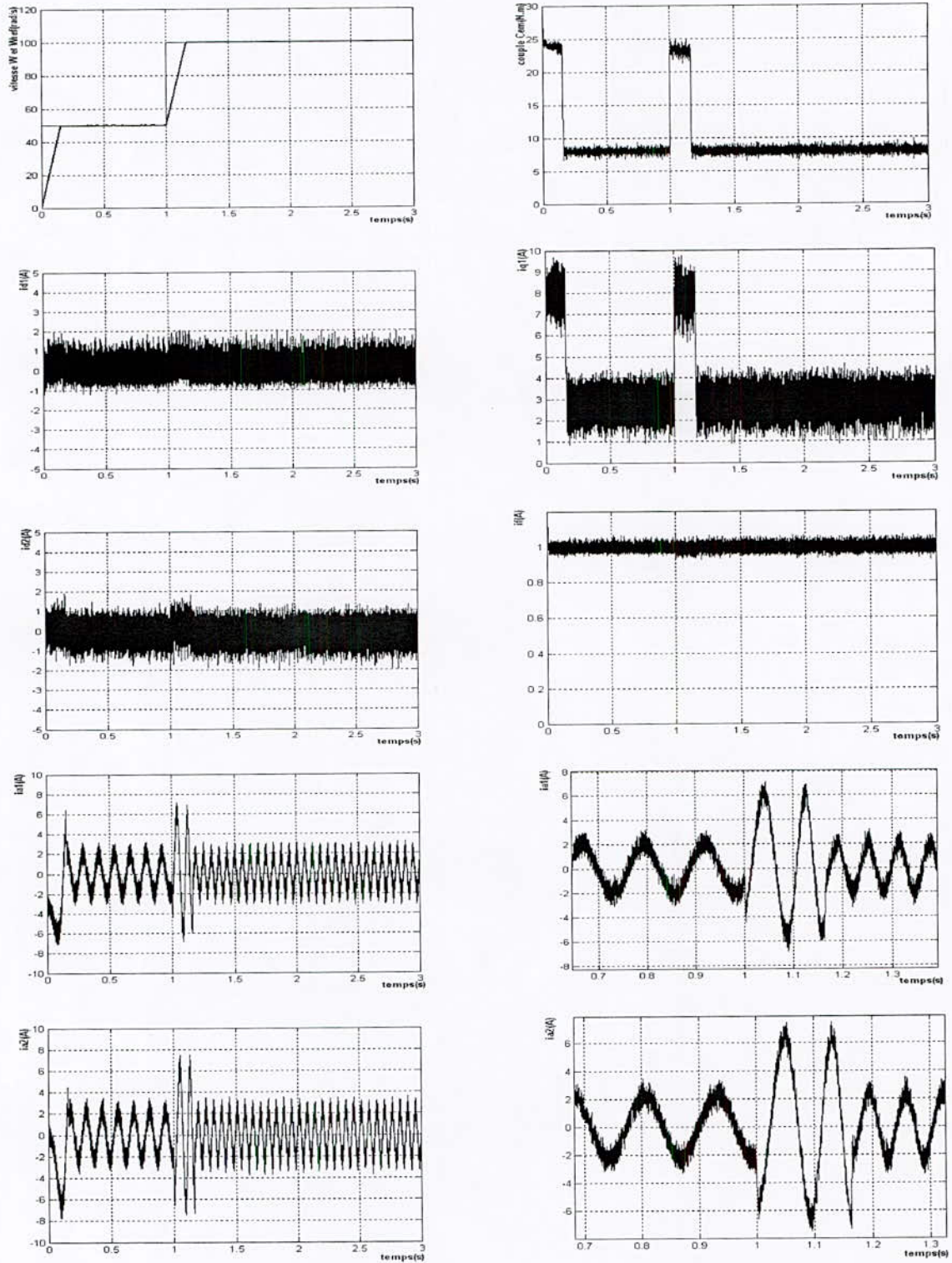
La réponse en vitesse est rapide et précises. Lorsque on applique une charge, on constate une augmentation de vitesse très rapide et l'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément.



La vitesse suit sa référence avec temps de réponse de  $t_r=0.1s$ .

Les courants  $i_{q1}$ ,  $i_{q2}$  et le couple ont la même allure. Aux démarrages ils sont en valeur maximaux après un temps très faible ils se stabilisent et lorsque on applique une charge on constate le même phénomène qu'au démarrage. Pour  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  sont toujours nuls, et restent sensiblement robustes par rapport aux variations brusques des courants  $i_{q1}$ ,  $i_{q2}$ .

Les courants des enroulements ont une fréquence de  $\omega_s=100\text{rad/s}$  en régime permanent pour  $\omega=100\text{rad/s}$  qui affirme le synchronisme de la machine ( $\omega=\omega_s/p$ ).



**Figure III.16.1 :** Cascades deux onduleurs a trois niveaux hystérésis MSDS avec réglage de la vitesse et un démarrage en charge  $Cr=8N.m$



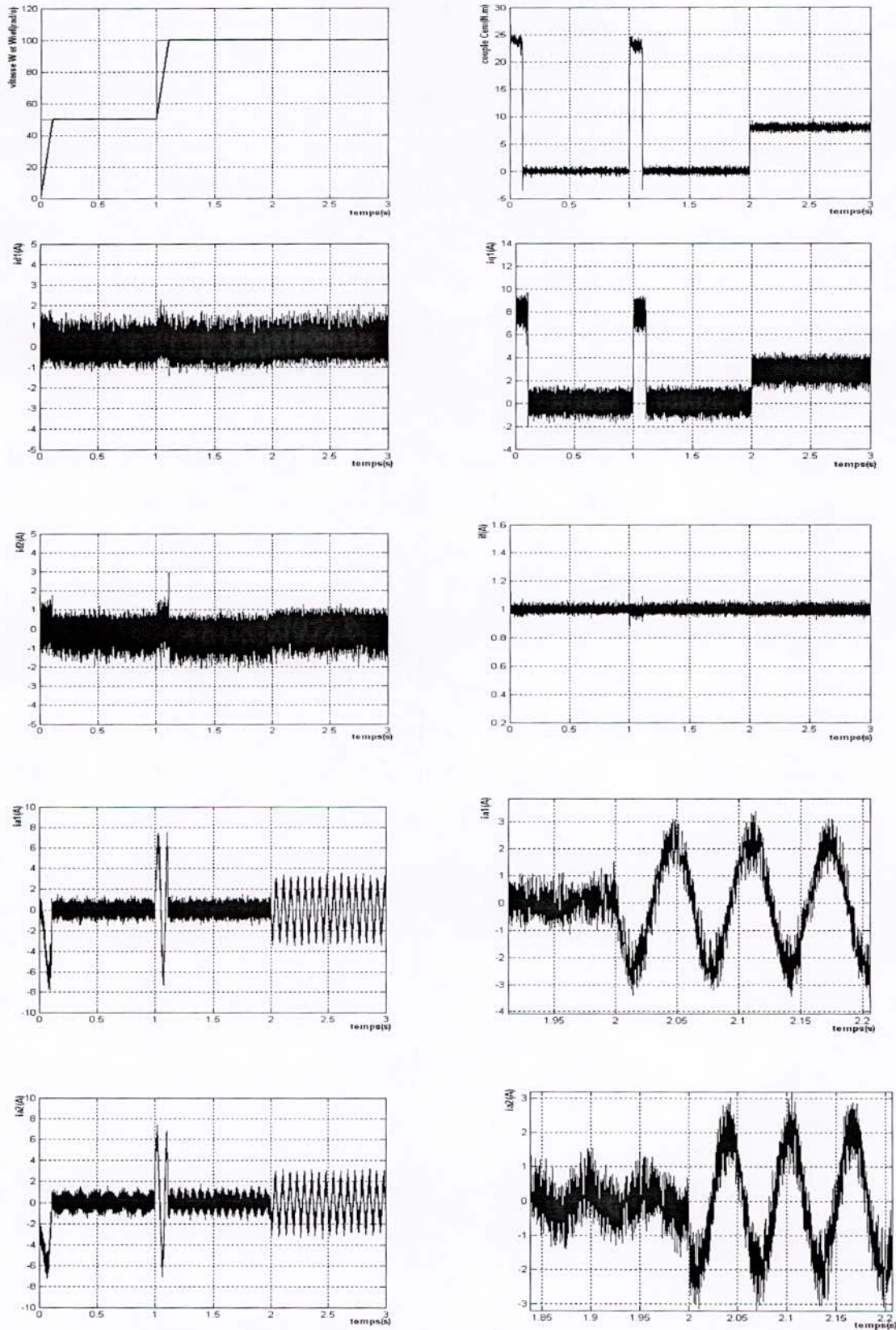


Figure III.16.2 : Cascades deux onduleurs a trois niveaux hystérésis MSDS avec réglage de la vitesse et application d'une charge  $Cr=8N.m$  a  $t=2s$



#### **IV. CONCLUSION**

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans une première partie la structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux qu'on a utilisée comme source d'alimentation pour notre machine. Nous avons développé son modèle de connaissance et de commande.

Une fois l'onduleur est modélisé, nous avons étudié deux stratégies pour le commander, les résultats obtenus montrent que la commande par hystérésis permet aux courants réels de bien suivre leurs références. Cette stratégie dépend fortement de la valeur d'hystérèse. A fin de minimiser les pertes par commutation des interrupteurs, cette valeur doit être limitée. La fréquence de modulation n'est pas constante et non connue a priori. Pour remédier à cela, nous avons présenté la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses. Par cette dernière. La fréquence de commutation est imposée par l'indice de modulation  $m$  (la fréquence  $F_p$  des deux porteuses).

En dernier, nous avons effectué des asservissements de la vitesse de la MSDS alimenté par deux onduleurs triphasés à trois niveaux pour chacune des deux stratégies étudiées. Les performances obtenues sont acceptables et satisfaisantes. Pour ce qu'est de la perturbation, elle est totalement rejetée, ce qui montre le bon comportement des régulateurs. Le temps de réponse de système global est satisfaisant, les courants  $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$  suivent leurs références oscillants autour de leurs valeurs moyenne nulles.

**Chapitre IV : CASCADE REDRESSEURS À TROIS  
NIVEAUX-ONDULEURS À TROIS NIVEAUX-  
MSDS**





# CASCADE REDRESSEURS À TROIS NIVEAUX- ONDULEURS À TROIS NIVEAUX-MSDS

I. INTRODUCTION .....	74
II. REDRESSEUR TRIPHASÉ À TROIS NIVEAUX .....	74
II.1. Modélisation du redresseur .....	74
II.2. Commande par hystérésis en courant appliquée au redresseur .....	75
II.3. Commandabilité du redresseur .....	77
II.4. Simulation et interprétation .....	78
III. CASCADE REDRESSEUR NPC À TROIS NIVEAUX-ONDULEUR NPC À TROIS NIVEAUX .....	80
III.1. Structure de la cascade .....	80
III.2. Modélisation du filtre intermédiaire de la cascade .....	80
IV.COMMANDE DE LA MSDS ALIMENTÉE PAR LA CASCADE .....	82
IV.1. Simulation et interprétation .....	83
V. CONCLUSION .....	88

## I. INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, nous avons vu que l'onduleur triphasé à trois niveaux utilise deux tensions d'entrée  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  qu'on a supposées égales et constantes. Ces deux tensions sont généralement délivrées en pratique par un redresseur.

Plusieurs types de redresseurs ont été proposés par différents auteurs [Berkouk 95.1] [Guedouani 98] [Boulaam 98.1] [Ilenni 99] pour assurer l'alimentation réelle de l'onduleur à trois niveaux. Ces redresseurs peuvent être à MLI ou non. On distingue.

- Les redresseurs de tension monophasés ou triphasés.
- Les redresseurs de courant à MLI monophasés ou triphasés à deux ou trois niveaux.

Dans ce mémoire, nous utiliserons un redresseur de courant triphasé à trois niveaux à MLI.

Dans ce chapitre, nous étudions la cascade : de deux redresseurs triphasés à trois niveaux-onduleurs triphasés à trois niveaux. Cette cascade constitue une alimentation réelle de notre machine.

Pour cela, nous présenterons d'abord le redresseur à trois niveaux à structure NPC.

Après ça, nous présenterons le modèle du filtre intermédiaire de la cascade qui sera élaboré en utilisant les graphes informationnels. Dans une dernière partie, nous analyserons les performances de la commande de vitesse et de position de la MSDS alimentée par cette cascade. On montrera en particulier le problème du flottement des tensions  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$ . L'algorithme utilisé pour la commande du redresseur qui nous permettra d'avoir un courant réseau pratiquement sinusoïdal et en phase avec sa tension.

## II. REDRESSEUR TRIPHASÉ À TROIS NIVEAUX

### II.1. Modélisation du redresseur

La structure de l'onduleur à trois niveaux est réversible par sa conception. Ceci lui permet de fonctionner aussi en redresseur. On adoptera la convention génératrice pour la source de courant et la convention récepteur pour la source de tension.

La figure IV.1 représente la structure générale du redresseur de courant triphasé à M.L.I à trois niveaux à structure NPC. Son rôle est de générer la tension de sortie continue aux bornes des capacités à partir d'une source alternative triphasée.

Le modèle de connaissance et de commande de ce redresseur est le même que celui élaboré au chapitre III pour l'onduleur de tension à trois niveaux ,en tenant compte des nouvelles conventions des deux sources du redresseur.

Ce redresseur va être commandé par la M.L.I, c'est-à-dire les grandeurs de sortie  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$  seront modulées pour générer les grandeurs d'entrée  $V_A$ ,  $V_B$  et  $V_C$ .

Pratiquement les paramètres du réseau (résistance et inductance) sont difficiles à identifier. Généralement, on ajoute en série un filtre d'entrée R.L de valeurs plus importantes pour pouvoir négliger les paramètres du réseau. L'inductance dans le filtre permet également de respecter l'alternance des sources et de filtrer les harmoniques des courants du réseau.

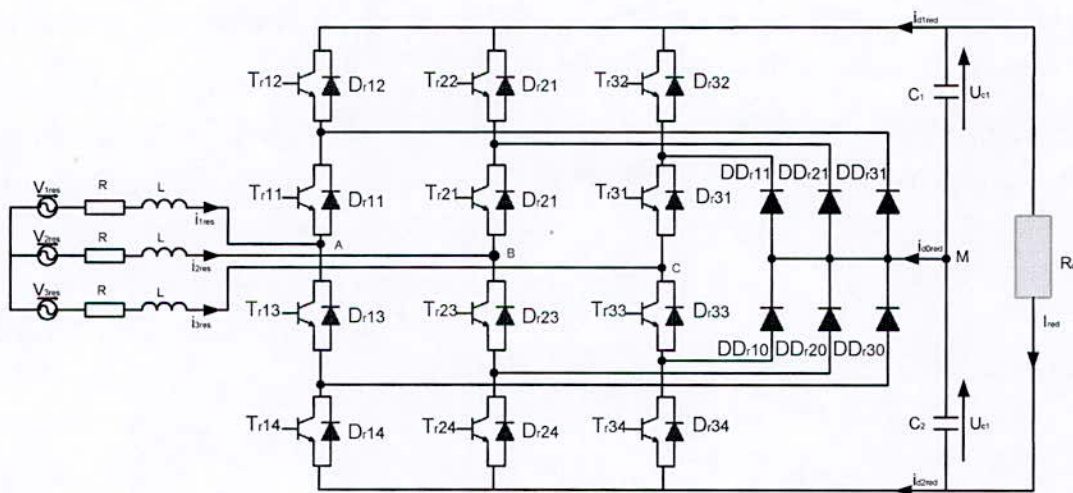


Figure IV.1 : Redresseur de courant triphasé à M.L.I à trois niveaux à structure NPC.

## II.2. Commande par hystérésis en courant appliquée au redresseur

Toutes les stratégies de commande possibles utilisées avec l'onduleur triphasé à trois niveaux [Zendaoui 91] [Thomas 92] [Ben Romdane 94] [Berkouk 95.1] [S.Lai 96]



[Boussatoua 97] sont aussi utilisables pour la commander du redresseur triphasé à trois niveaux [Belazzoug 97].

Dans le cas de notre chapitre, nous avons choisi la stratégie de commande par hystérésis pour commander notre redresseur, afin d'avoir un courant de réseau pratiquement sinusoïdal et en phase avec la tension.

Les courants de référence qui alimentent notre redresseur à trois niveaux sont définis par le système ci-dessous.

$$\begin{cases} i_{1ref} = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{2ref} = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \\ i_{3ref} = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi) \end{cases} \quad (IV.1)$$

Les valeurs efficaces  $I_{eff}$  des courants de référence, calculées afin de vérifier la conservation de la puissance à l'entrée et à la sortie du redresseur.

Les redresseurs sont supposés sans pertes (interrupteurs idéals), alors on aura le cas d'une charge résistive (figure IV.1) :

$$v_{1res} \cdot i_{1res} + v_{2res} \cdot i_{2res} + v_{3res} \cdot i_{3res} = \frac{(U_{C1} + U_{C2})^2}{R_{ch}} \quad (IV.2)$$

$$\Leftrightarrow 3V_e \cdot I_e \cdot \cos \varphi + 3 \cdot R \cdot I_e^2 = \frac{(U_{C1} + U_{C2})^2}{R_{ch}} \quad (IV.3)$$

$V_e$  étant la valeur efficace des tensions du réseau.

$I_e$  étant la valeur efficace des courants du réseau.

Pour avoir un fonctionnement comme celui déterminé dans l'équation (IV.4), on doit avoir un facteur de puissance  $\cos \varphi$  unitaire et les pertes Joules dans le réseau seront négligées, donc on aura :

$$I_e = \frac{(U_{C1} + U_{C2})^2}{3V_e R_{ch}} \quad (IV.4)$$

### II.3. Commandabilité du redresseur

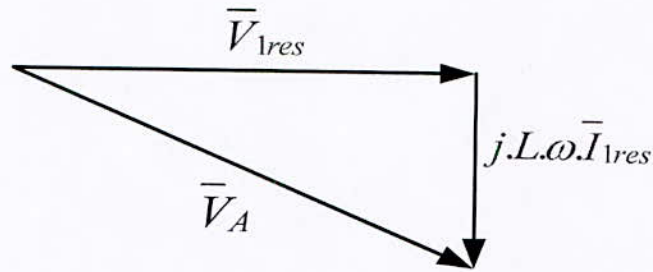
Pour s'assurer de la commandabilité du redresseurs, on doit s'assurer d'abord que la valeur initiale  $U_e$  que prendent chacune des deux tensions  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$ , doit être supérieure à la valeur maximale  $V_{max}$  de la tension du réseau [Guillaud 92]. Cette condition doit être vérifiée à chaque instant. Ce type de condition est nécessaire également pour assurer un facteur de puissance unitaire. On peut voir ça clairement en faisant la représentation de Fresnel pour le circuit du réseau (figure IV.2).

A partir de la figure IV.1, on peut d'écrire les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{1res} = V_A + R.i_{1res} + L.\frac{di_{1res}}{dt} \\ v_{2res} = V_B + R.i_{2res} + L.\frac{di_{2res}}{dt} \\ v_{3res} = V_C + R.i_{3res} + L.\frac{di_{3res}}{dt} \end{cases} \quad (IV.5)$$

Pour la représentation de Fresnel à partir du système (IV.5), en négligeant la résistance R (figure IV.2), cela nous permet d'écrire l'équation suivante :

$$\bar{V}_A = \bar{V}_{lres} - j.L.\omega.\bar{I}_{lres} \Rightarrow |\bar{V}_A|^2 = V_{max}^2 + (L.\omega.I_{max})^2 \quad (IV.6)$$



**Figure IV.2 :** Représentation de Fresnel du circuit du réseau

Comme nous l'avons déjà vu précédemment au chapitre III, la valeur maximale que peut prendre le fondamental de la tension  $V_A$  est  $U_c$ . Ainsi, la relation (IV.6) montre très bien que  $U_c$  doit être supérieure ou égale à  $V_{\max}$ .

#### II.4. Simulation et interprétation

Les figure IV.3.\* représentent les résultats de simulation du redresseur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant lorsque il alimente une charge résistive. Ces simulations sont faites pour deux valeurs de capacité.

Les tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  sont très proches. Elles atteignent leur valeur qui assure l'équilibre des puissances en un temps qui est plus court pour le cas de où la capacité est de faible valeur. La différence de tension ( $U_{c1}-U_{c2}$ ) oscille autour des valeurs très petites par rapport à celle de  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$ . Cette différence est plus importante dans le cas d'une capacité de faible valeur. Mais sa valeur reste toujours négligeable pour arriver à perturber l'alimentation. Le courant  $i_{d1red}$  a une valeur moyenne négative. Le courant  $i_{d2red}$  présente une allure opposée à celle de  $i_{d1red}$ . Ceci est nécessaire pour que le courant  $i_{d0red}$  ait une valeur moyenne nulle. Comme on peut le constater, le courant  $i_{d0red}$  a une valeur moyenne pratiquement nulle. Ceci présente la chose la plus désirée à cette alimentation pour assurer l'équilibre du pont capacitif [Berkouk 95.1]. Le courant d'entrée d'une phase du réseau suit bien sa référence.



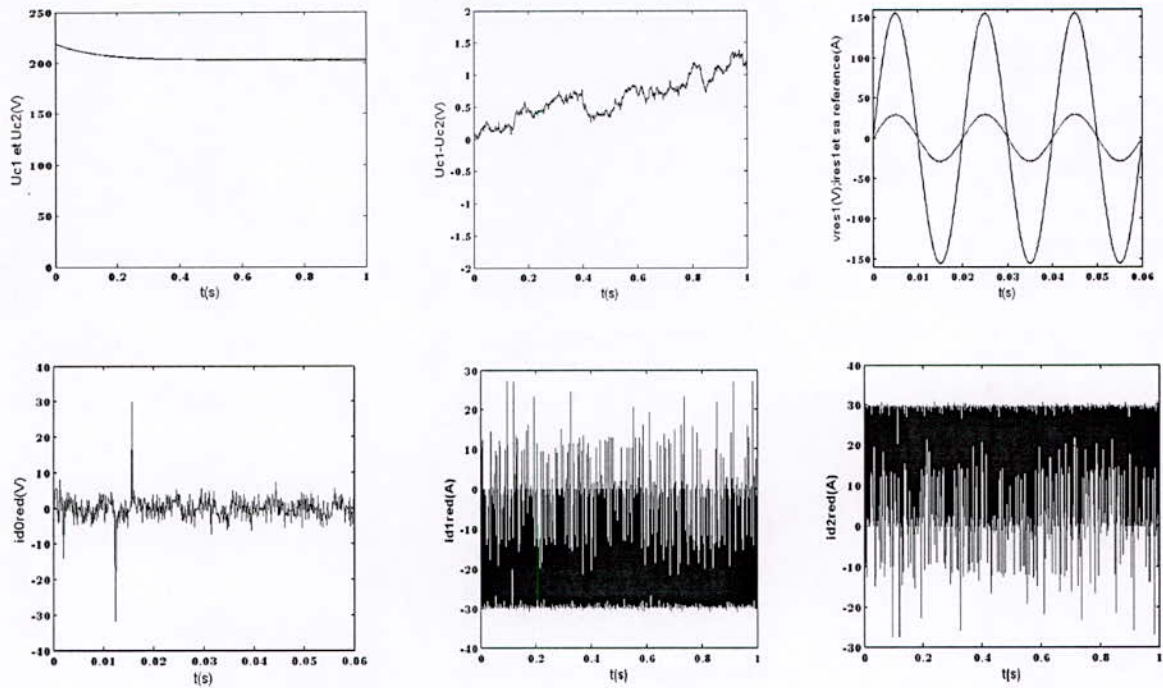


Figure IV.3.a: Tensions et courant de sortie du redresseur triphasé à trois niveaux avec une charge  $R_{ch} = 25\Omega$ , avec  $C_1 = C_2 = 20mF$

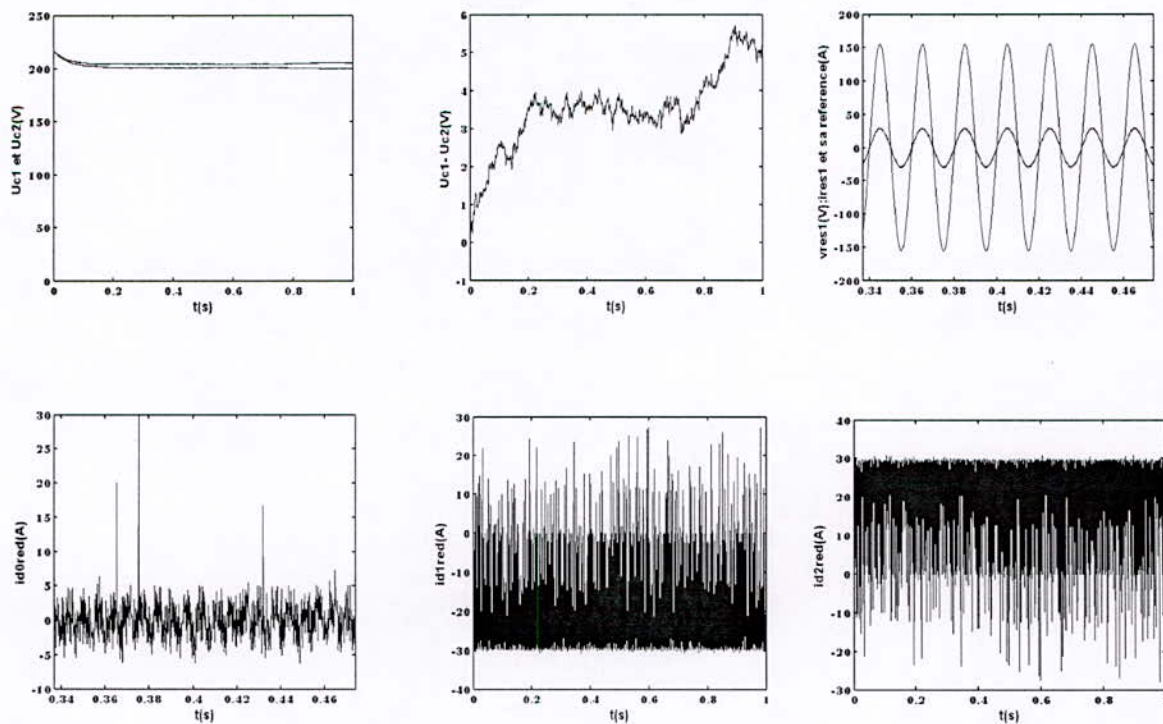
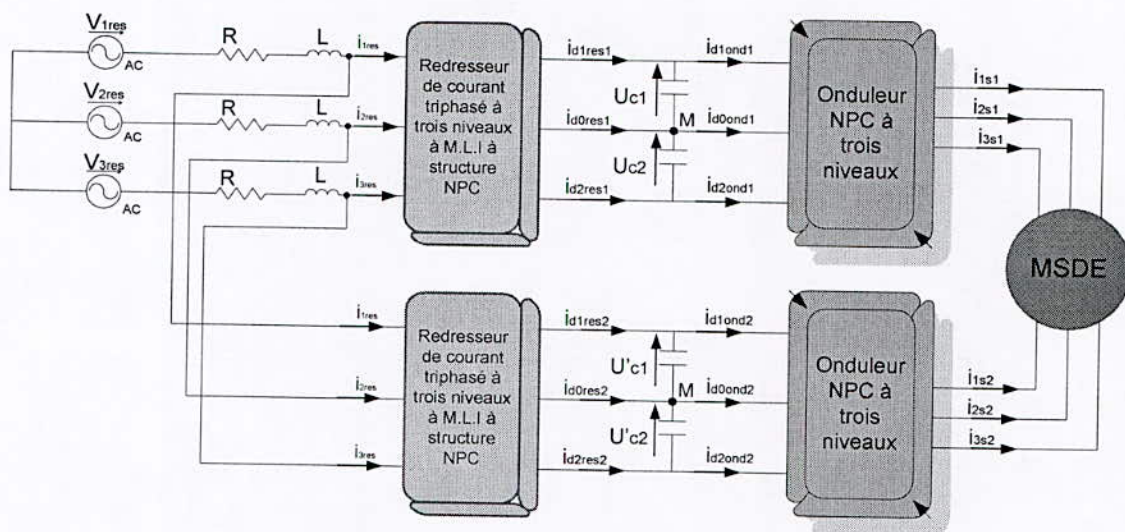


Figure IV.3.b: Tensions et courant de sortie du redresseur triphasé à trois niveaux avec une charge  $R_{ch} = 25\Omega$ , avec  $C_1 = C_2 = 7mF$

### III. CASCADE REDRESSEURS NPC À TROIS NIVEAUX-ONDULEURS NPC À TROIS NIVEAUX

#### III.1. Structure de la cascade

Dans cette partie de notre chapitre, on étudie l'association de deux redresseurs triphasés à trois niveaux à deux onduleurs triphasés à trois niveaux. Ce changeur de fréquence indirect de la figure IV.4. Permet à partir d'un réseau à fréquence et amplitude fixes d'avoir un système de tensions de sortie à fréquence et amplitude variables.

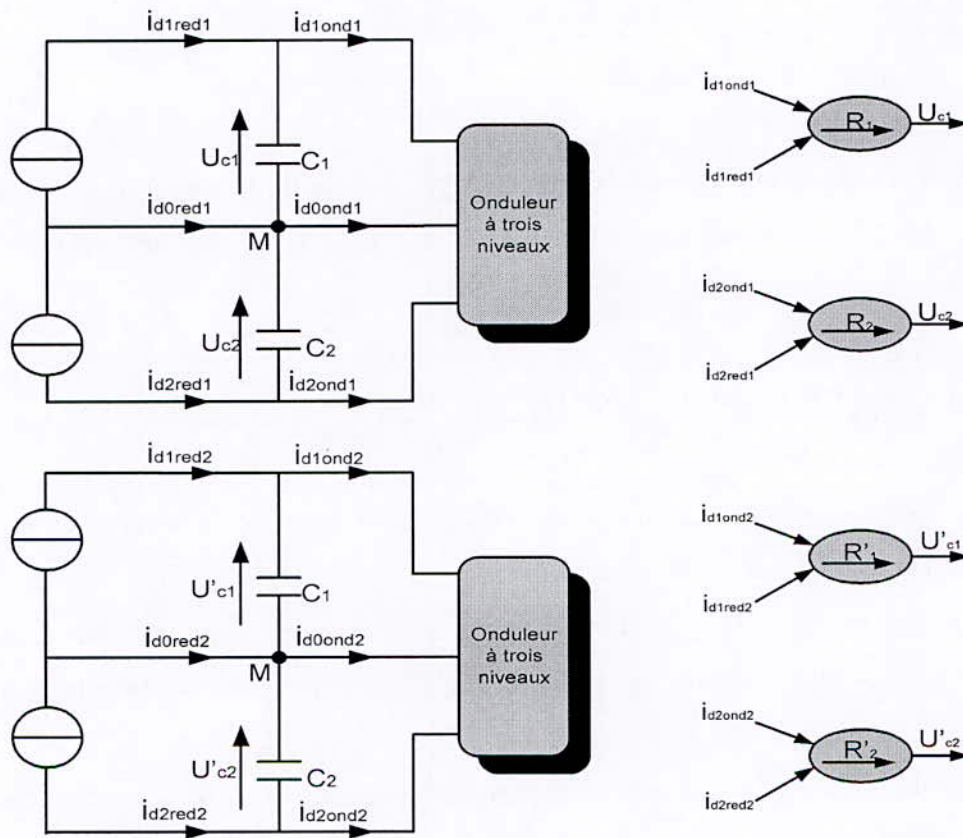


**Figure IV.4:** Cascade deux redresseurs de courant triphasé à trois niveaux-deux onduleurs de tension triphasés à trois niveaux alimente la MSDS

#### III.2. Modélisation du filtre intermédiaire de la cascade

La figure IV.5 représente la structure générale du filtre intermédiaire de la cascade. Son modèle est défini par le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = i_{d1red1} - i_{d1ond1} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = i_{d2red1} - i_{d2ond1} \\ C_1 \frac{dU'_{c1}}{dt} = i_{d1red2} - i_{d1ond2} \\ C_2 \frac{dU'_{c2}}{dt} = i_{d2red2} - i_{d2ond2} \end{array} \right. \quad (IV.7)$$



**Figure IV.5 :** *Filtre intermédiaire de la cascade deux redresseur de courant triphasé à trois niveaux-deux onduleur triphasé à trois niveaux et son graphe informationnel.*

Le système qui est présenté par l'équation (IV.7) peut être interprété par le graphe informationnel de la figure (IV.5). Les relations  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R'_1$  et  $R'_2$  de ce graphe sont respectivement la première la deuxième la troisième et quatrième équation du système (IV.7). La figure (IV.5) nous montre quatre blocs apparemment indépendants, qui peut être



commandé par  $i_{d1red1}$  et  $i_{d2red1}$ ,  $i_{d1red2}$  et  $i_{d2red2}$ . Cependant, on doit noter que les quatre courants  $i_{d1red1}$  et  $i_{d2red1}$ ,  $i_{d1red2}$  et  $i_{d2red2}$  sont contrôlés par le même courant du réseau.

La relation qui est d'écrit par l'équation (IV.8), montre également qu'on peut réduire la différence entre les quatre tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$ ,  $U'_{c1}$  et  $U'_{c2}$  en utilisant des capacités importantes.

$$\begin{cases} i_{d_{0ond1}} - i_{d_{0red1}} = C \frac{d(U_{c1} - U_{c2})}{dt} = i_{d_{01}} & \text{avec } C_1 = C_2 = C \\ i_{d_{0ond2}} - i_{d_{0red2}} = C \frac{d(U'_{c1} - U'_{c2})}{dt} = i_{d_{02}} & \text{avec } C_1 = C_2 = C \end{cases} \quad (IV.8)$$

Cette dernière relation montre également afin d'avoir un potentiel du point milieu M plus stable (valeur moyenne nulle de la différence  $(U_{c1} - U_{c2})$ ), il faut avoir une valeur moyenne du courant  $i_{d01}$ ,  $i_{d02}$  nulle.

#### IV. COMMANDE DE LA MSDS ALIMENTÉE PAR LA CASCADE

Nous avons effectué des simulations d'asservissement de la vitesse de la MSDS alimentée par la cascade deux redresseurs triphasés à trois niveaux-deux onduleurs triphasés à trois niveaux. Les redresseurs sont commandés par la stratégie d'hystérésis en courant. La machine est commandée toujours par la technique de la commande vectorielle maintenant  $i_{d1}=0$  et  $i_{d2}=0$ .

La valeur efficace du courant de référence  $I_e$  qu'on doit imposer de déduit par l'application du principe de la conservation de puissance comme suit :

$$P_{res} = P_J + P_{em} + P_m \quad (IV.9)$$

$$\Leftrightarrow 3V_e \cdot I_e \cdot \cos \varphi = P_J + C_{em} \cdot \Omega + P_m \quad (IV.10)$$

En supposant un facteur de puissance  $\cos \varphi$  unitaire et en négligeant les pertes Joules et les pertes mécaniques, on obtient :

$$3V_e . I_e . \cos \varphi = C_{em} . \Omega \quad (IV.11)$$

Ainsi, l'équilibre des puissances est obtenu en imposant à  $I_e$  la valeur suivante

$$I_e = \frac{C_{em} . \Omega}{3V_e} \quad (IV.12)$$

Cette relation montre que la valeur efficace du courant réseau dépend, en régime établi, de la vitesse et du couple de la machine. Pour que la machine puisse démarrer, on doit imposer la valeur  $I_e$  correspondante au régime transitoire. On calcule cette valeur en remplaçant le couple et la vitesse dans (IV.12) par les valeurs maximales qu'ils ne doivent pas dépasser (IV.13).

$$I_e = \frac{C_{em \max} . \Omega_N}{3V_e} \quad (IV.13)$$

Avec :  $C_{em \max} = 1,2 . C_{em N}$

#### IV.1. Simulation et interprétation

Les figures IV.6.\* représentent respectivement les performances de l'asservissement de la vitesse de la MSDS alimentée par la cascade redresseur à trois niveaux-onduleur à trois niveaux et les grandeurs caractérisant la cascade.

Les figures IV.6.\* montrent l'intérêt de la valeur efficace du courant de référence du réseau pour la stabilité de  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$ . Dans une première simulation, nous avons gardé la même valeur  $I_e$  en régime établi qu'en régime transitoire. Ceci a entraîné une charge continue des deux tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$ . Dans une deuxième simulation, on a affecté à  $I_e$  en régime établi la valeur qui correspond à la vitesse de référence et au couple qu'impose la charge. Nous constatons alors que les tensions des deux capacités restent pratiquement stables. D'où l'intérêt d'asservir la valeur efficace du courant réseau.

Pour les caractéristiques de la MSDS, on note que la vitesse suit parfaitement sa référence, ainsi que les courants  $i_{q1}$ ,  $i_{q2}$ . Les courants  $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$  oscille autour de sa valeur de référence nulle.

Les deux tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  ne sont pas stables. La différence est trop importante (10%).



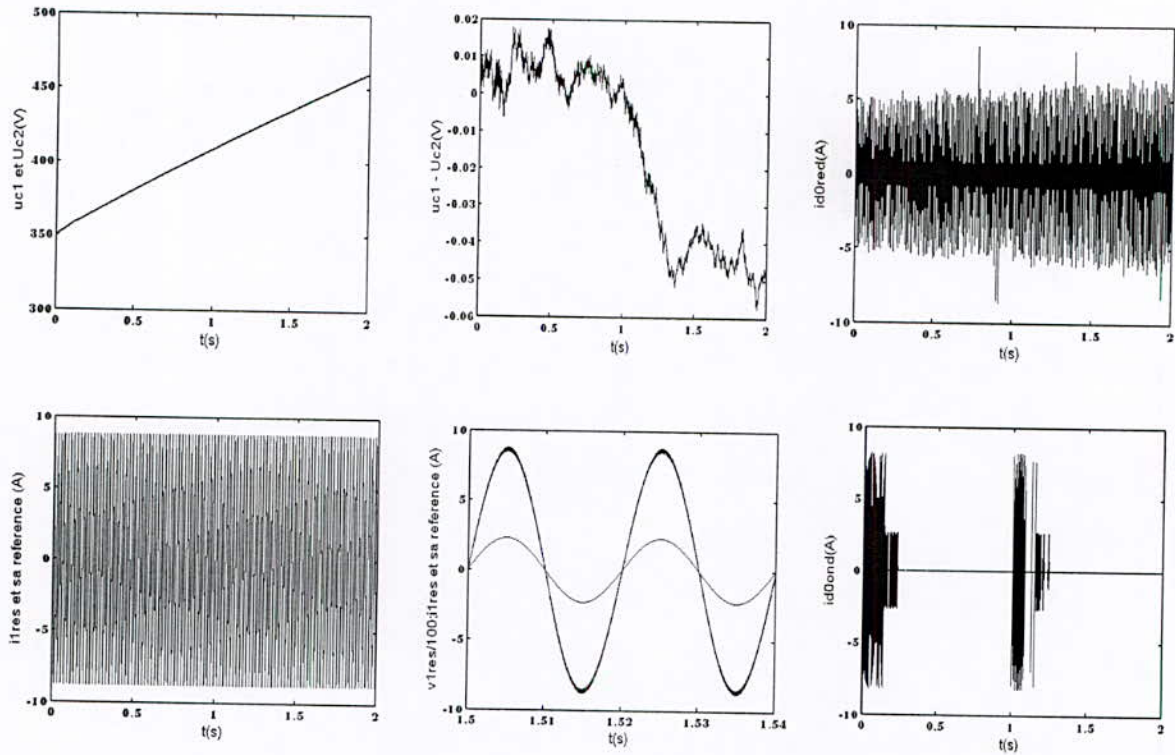


Figure IV.16.a1: Grandeurs caractérisant de la 1<sup>er</sup> cascades redresseurs hystérésis-onduleurs-MSDS ( $I_{eff}$  fixe)

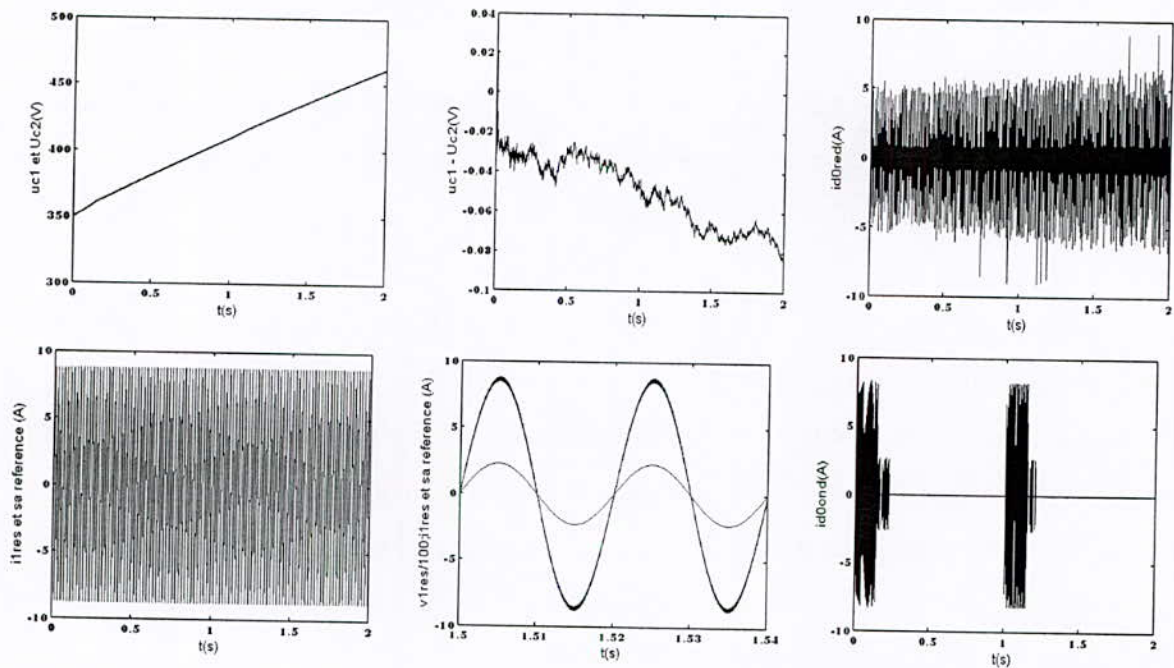


Figure IV.16.a2 : Grandeurs caractérisant de la 2<sup>eme</sup> cascades redresseurs hystérésis-onduleurs-MSDS ( $I_{eff}$  fixe)



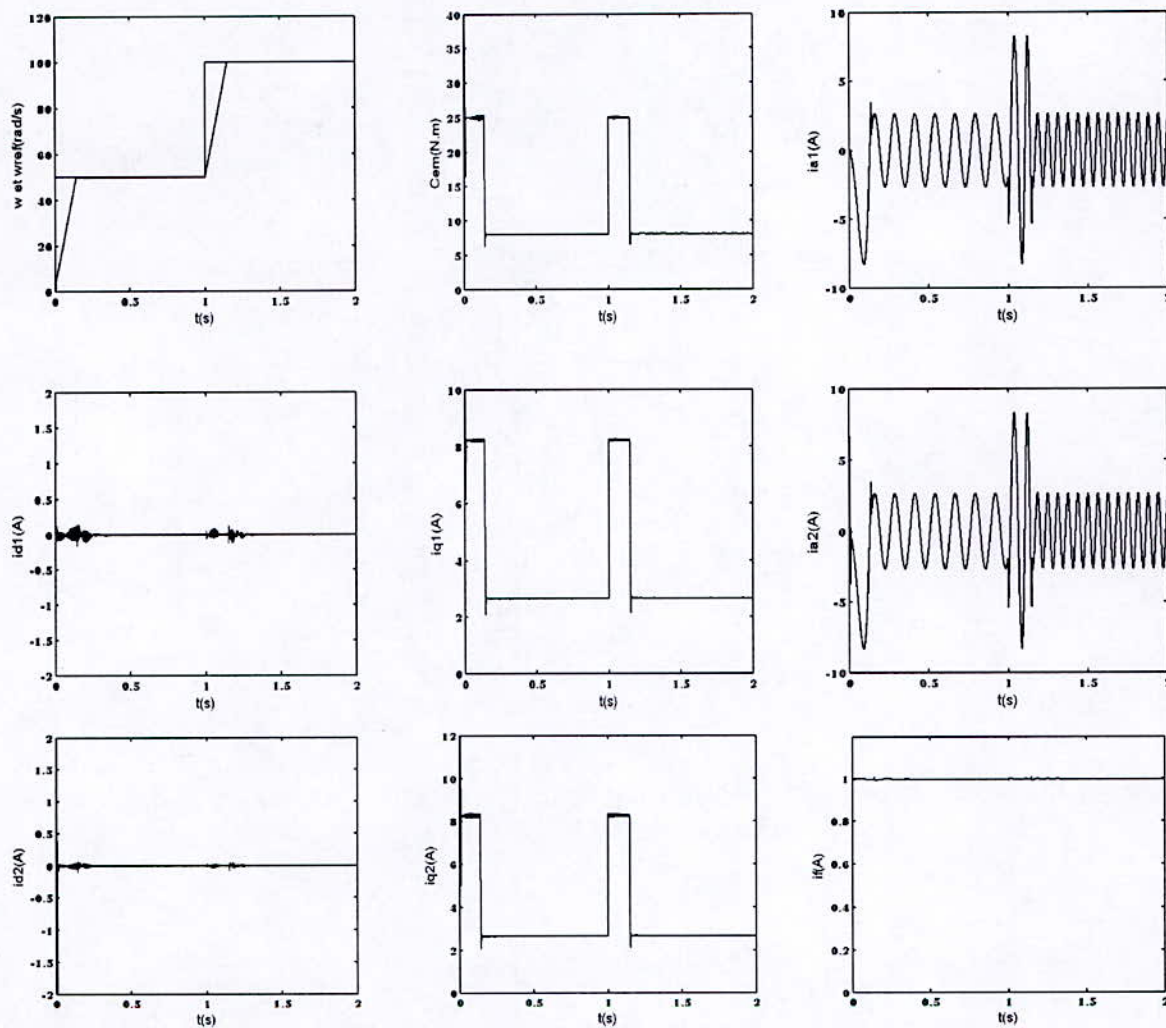


Figure IV.16.a3 : Asservissement de la vitesse de la MSDS alimentée par deux redresseurs hystérésis-deux onduleurs à trois niveaux ( $I_{eff}$  fixe)

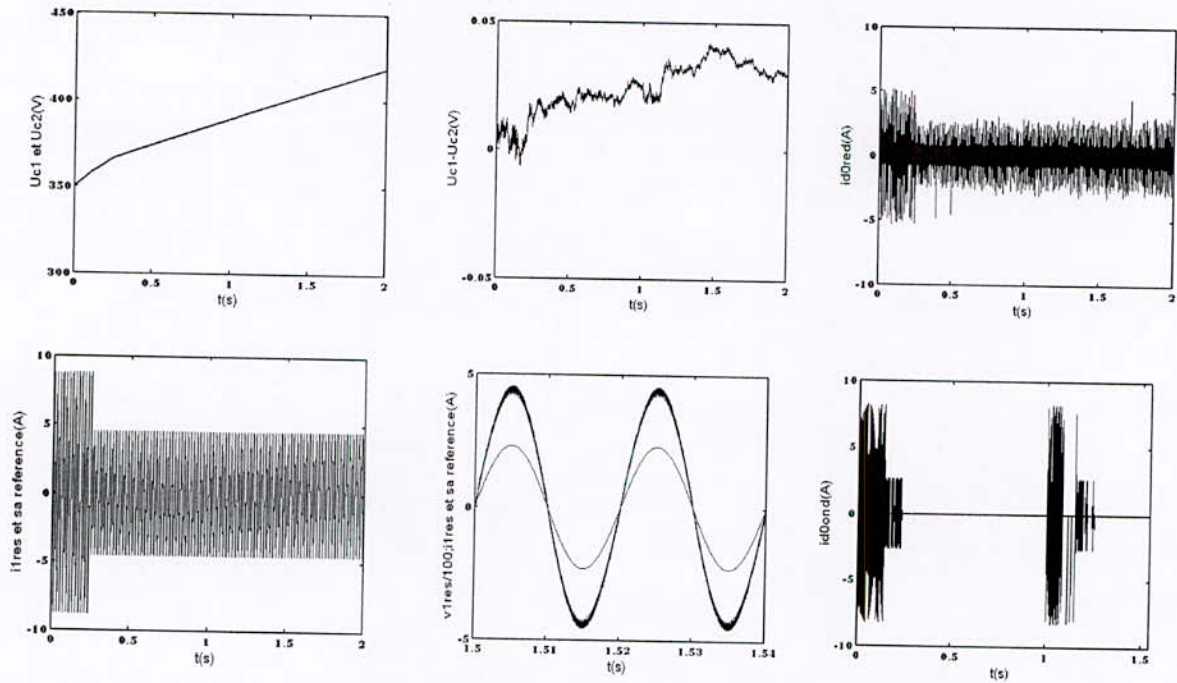


Figure IV.16.b1 : Grandeurs caractérisant de la 1<sup>er</sup> cascades redresseurs hystérésis-onduleurs-MSDS ( $I_{eff}$  change)

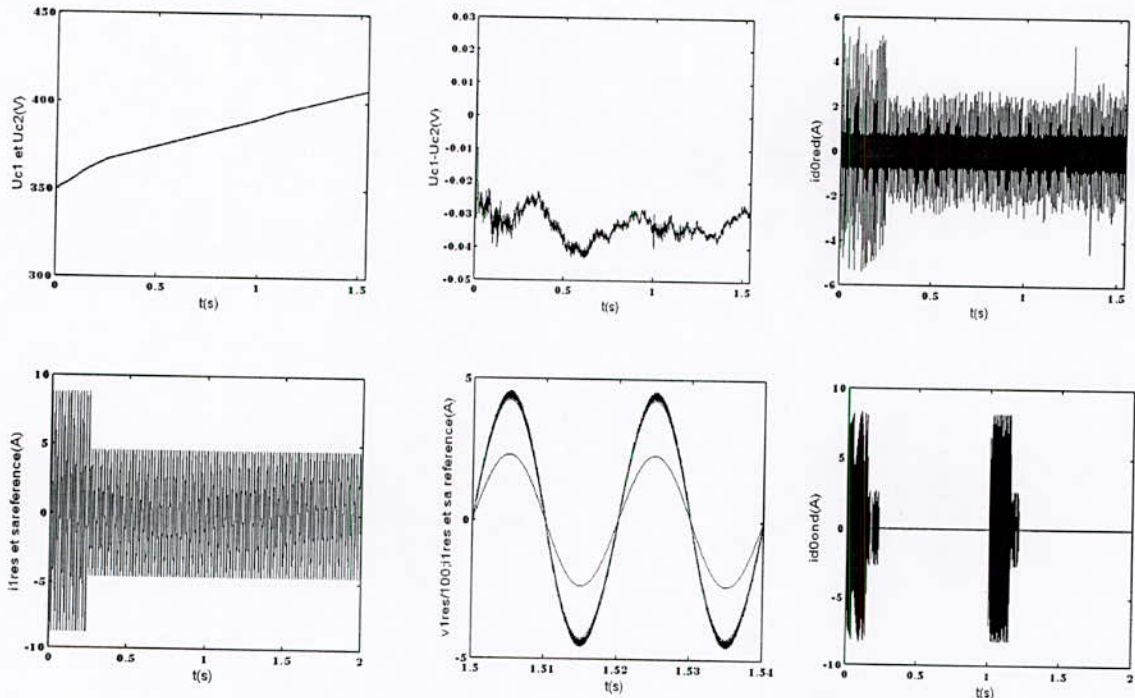


Figure IV.16.b2 : Grandeurs caractérisant de la 2<sup>eme</sup> cascades redresseurs hystérésis-onduleurs-MSDS ( $I_{eff}$  change)

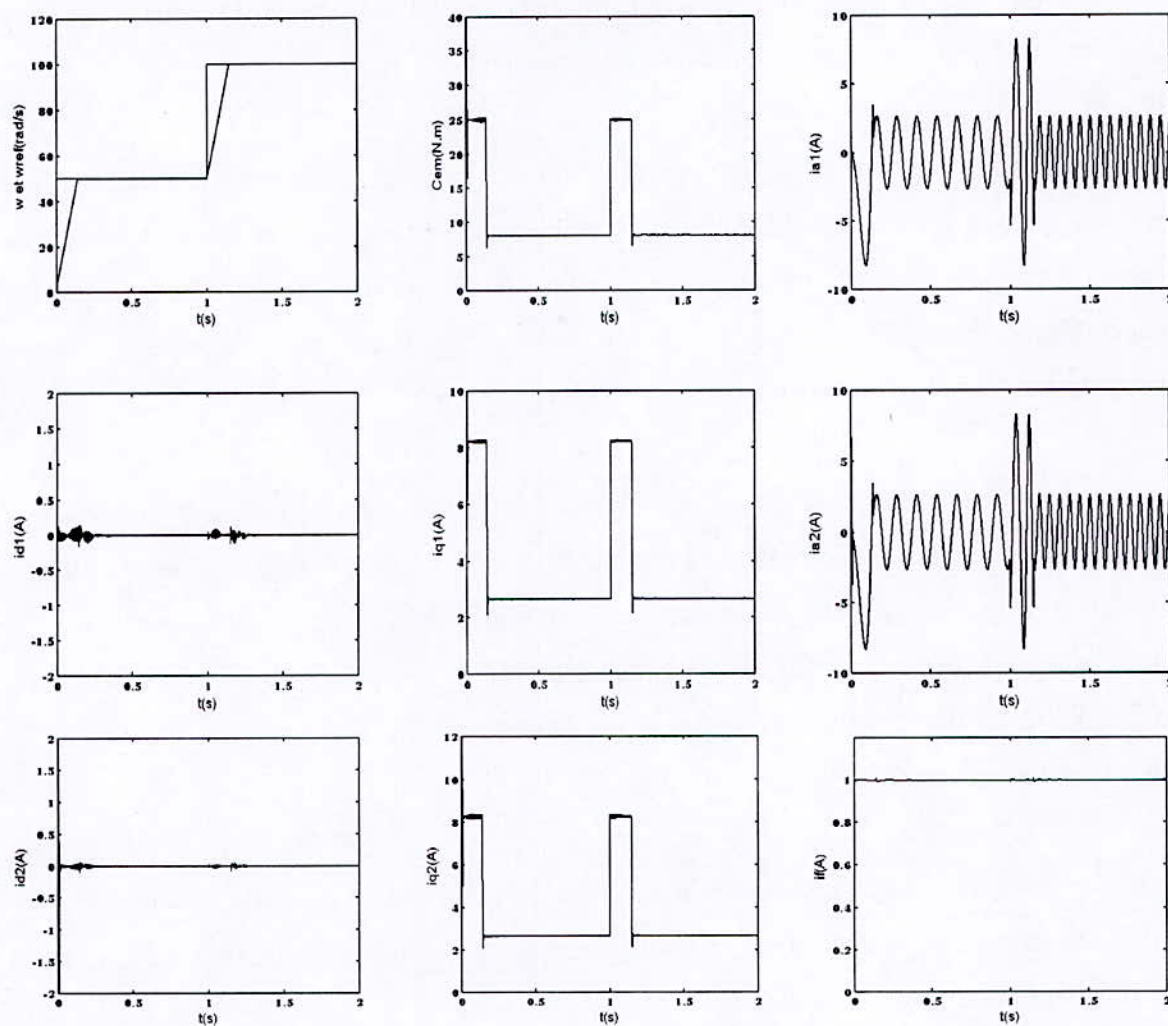


Figure IV.16.b3: Asservissement de la vitesse de la MSDS alimentée par deux redresseurs hystérésis-deux onduleurs à trois niveaux ( $I_{eff}$  change)



## V. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons effectué alimentation de la MSDS par la cascade deux redresseurs à trois niveaux-deux onduleurs à trois niveaux.

L'utilisation du redresseur de courant à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis permet d'avoir coté réseau un courant le plus sinusoïdal possible et un facteur de puissance proche de l'unité. Pour ce type de commande et afin d'éviter une charge continue des capacités, on doit asservir la valeur efficace des courants de référence du redresseur entre les deux régime transitoire et permanent.

Les résultats des simulations ont montré que l'asservissement de vitesse de la MSDS alimentée par la cascades était possible en gardant les même paramètres de régulation utilisés dans les chapitre précédents. Les asservissements ont donné des résultats satisfaisants. Le système global a un bon temps de réponse et la perturbation est rapidement rejetée. Ceci veut dire que les régulateurs de vitesse ainsi que ceux des courants  $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$  et  $i_{q1}$ ,  $i_{q2}$  ont gardé leur bon fonctionnement lors de cette alimentation.

En conclure, pour que la cascades fonctionne normalement et par suite la conduite de la MSDS, un asservissement des deux tensions  $U_{e1}$  et  $U_{e2}$  par le redresseur s'impose. Ça sera l'objet du chapitre suivant.

**Chapitre V : ASSERVISSEMENT DES TENSIONS  
D'ENTRÉE DE L'ONDULEUR TRIPHAÉ À TROIS  
NIVEAUX**

# ASSERVISSEMENT DES TENSIONS D'ENTRÉE DE L'ONDULEUR TRIPHAÉ À TROIS NIVEAUX

I. INTRODUCTION .....	90
II. Modélisation du redresseur à M.L.I à trois niveaux en vue de sa commande .....	90
II.1. Modélisation de la boucle de courant (interne) .....	91
II.2. Modélisation de la boucle de tension (externe) .....	92
III. Réglage non linéaire par mode glissement .....	94
III.1. Introduction .....	94
III.2. Systèmes de réglage à structure variable .....	94
III.2.1. Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable .....	94
III.2.2. Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande .....	96
III.3. Définition du mode de glissement .....	96
III.4. Propriétés des modes glissants .....	97
III.5. Conception de la commande par mode de glissement .....	97
III.5.1. Choix des surfaces de glissement .....	98
III.5.2. Conditions d'existence et d'attractivité .....	99
III.5.3. Détermination de la loi de commande .....	101
III.6 Inconvénient du réglage par mode de glissement .....	103
III.7 Application .....	104
III.8 Dimensionnement des régulateurs du courant .....	106
III.9 Simulations et interprétations .....	107
III.9.1. Asservissement utilisant la combinaison : Réglage de tension par mode de glissement-commande du courant par hystérésis .....	107
III.9.2. Asservissement utilisant la combinaison : Réglage de tension par mode de glissement-réglage du courant par un PI .....	108
IV. CONCLUSION .....	113



## **I. INTRODUCTION**

Comme on l'a vu dans le chapitre précédent, le déséquilibre des tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  d'entrée de l'onduleur à trois niveaux cause le problème de flottement du potentiel du point milieu M.

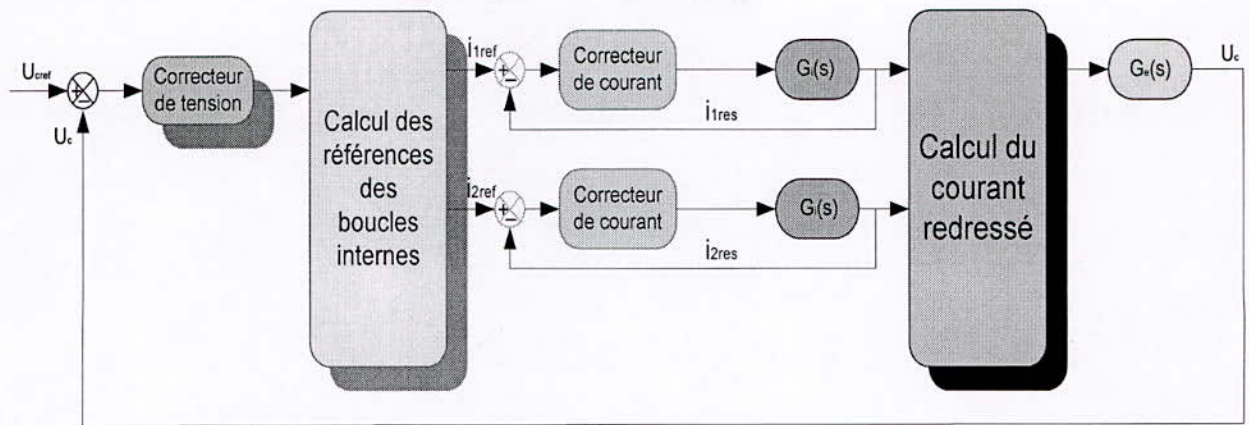
Ainsi, pour un fonctionnement parfait de l'onduleur à trois niveaux, ces deux tensions d'entrée doivent être constantes et égales. Pour avoir cela, on se propose dans ce chapitre d'étudier l'asservissement des deux tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  par l'intermédiaire du redresseur du courant triphasé à trois niveaux. La régulation sera de type cascade.

## **II. MODÉLISATION DU REDRESSEUR À M.L.I À TROIS NIVEAUX EN VUE DE SA COMMANDE**

La commande du redresseur à M.L.I à trois niveaux peut se décrire sous la forme d'un asservissement en cascade. Des boucles internes règlent les courants des phases et une boucle externe règle la tension moyenne  $U_c$  des deux tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  de sortie du redresseur à trois niveaux.

La figure V.1 représente le schéma bloc illustrant le principe de la régulation en cascade du redresseur. L'erreur en tension est issue de la différence de  $U_{cref}$ , tension continue moyenne de référence, et de la valeur moyenne  $U_c$ . Les sorties des correcteurs des courants fournissent les tensions triphasées de référence qui, par la stratégie de commande à M.L.I, donneront les commandes des différents semi-conducteurs du redresseur à trois niveaux.

Les fonctions de transfert en boucle ouverte des boucles internes  $G_i(s)$  et de la boucle externe  $G_e(s)$  seront définies dans la suite de ce chapitre.

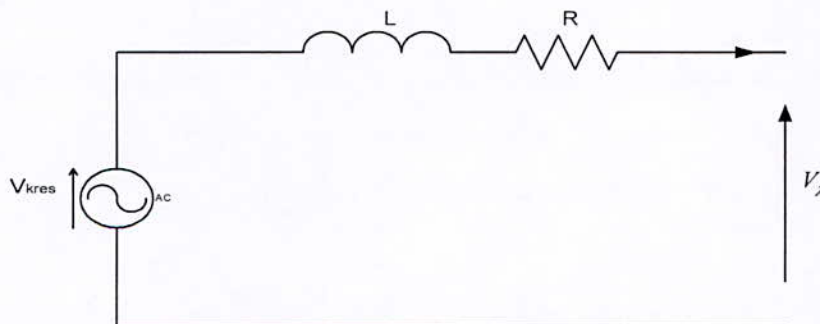


**Figure V.1 :** Schéma bloc du principe de la régulation cascade d'un redresseur de courant à M.L.I à trois niveaux.

## II.1 Modélisation de la boucle de courant (interne)

L'objectif des boucles internes est d'asservir les courants du réseau afin de minimiser leur contenu harmonique et avoir un facteur de puissance pratiquement unitaire.

Le modèle de la boucle de courant est celui d'une phase du réseau représenté par la figure V.2.



**Figure V.2 :** Modélisation d'une phase du réseau.

La tension  $V_{kres}$  est celle de la phase  $k$  ( $k=1, 2, 3$ ) du réseau triphasé.  $V_\lambda$  ( $\lambda=A, B, C$ ) est la tension liée au bras  $\lambda$  du redresseur qui est en série avec l'impédance du réseau constituée par la résistance  $R$  et l'inductance  $L$ .

La fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de régulation de courant s'écrit donc :

$$G_i(s) = \frac{i_{kres}}{v_{kres} - V_\lambda} = \frac{1}{R + s.L} \quad (V.1)$$

Le modèle de commande réduit du redresseur triphasé à trois niveaux est donné par la figure V.3.

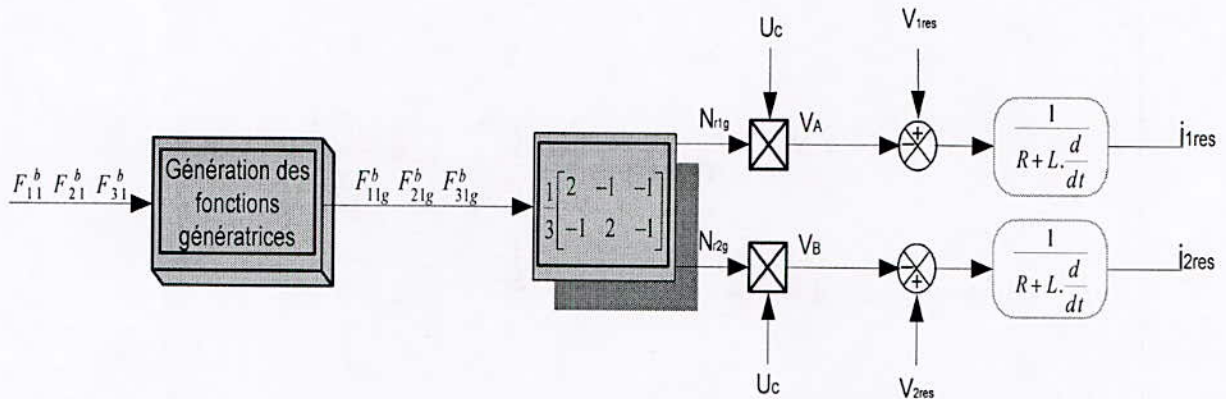


Figure V.3 : Modèle de commande réduit du redresseur triphasé à trois niveaux.

## II.2. Modélisation de la boucle de tension (externe)

La boucle de tension impose la valeur efficace  $I_{eff}$  des courants de référence du réseau. Pour modéliser cette boucle de tension, on utilise le principe de la conservation de la puissance instantanée avec l'hypothèse d'un redresseur sans pertes :

$$\begin{cases} p_e = \sum_{k=1}^3 (v_{kres} \cdot i_{kres} - \frac{L}{2} \cdot \frac{di_{kres}^2}{dt}) \\ p_s = -U_{c1} \cdot i_{d_{1ond}} + U_{c2} \cdot i_{d_{2ond}} \end{cases} \quad (V.2)$$

On supposera dans la suite que  $U_{c1} = U_{c2} = U_c$  et  $C_1 = C_2 = C$

Définissons les grandeurs  $i_c, i_{ch}$  et  $U_c$  comme suit :



$$i_c = \frac{i_{c1} + i_{c2}}{2}, \quad i_{ch} = \frac{i_{d_{1ond}} + i_{d_{2ond}}}{2}, \quad U_c = \frac{U_{c1} + U_{c2}}{2} \text{ et } I_{red} = i_c + i_{ch}$$

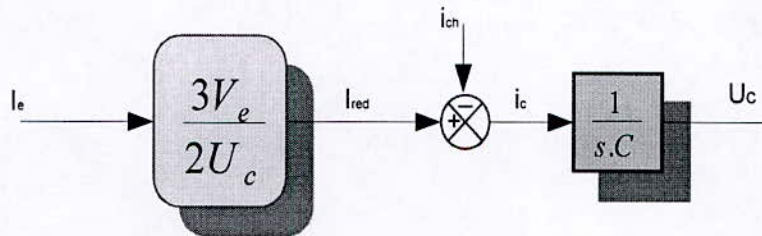
La relation (V.2) permet alors d'écrire :

$$p = \sum_{k=1}^3 (v_{kres} \cdot i_{kres}) = 2U_c \cdot (i_c + i_{ch}) + \sum_{k=1}^3 \frac{L}{2} \cdot \frac{di_{kres}^2}{dt} \quad (V.3)$$

En supposant les systèmes de tension et courant du réseau triphasé sinusoïdaux et équilibrés, la relation (V.3) devient :

$$p = 3 \cdot V_e \cdot I_e = 2 \cdot U_c \cdot I_{red} \quad (V.4)$$

Le modèle de la boucle de tension déduit de la relation (V.4) est représenté par la figure V.4.



**Figure V.4 :** Modèle de la boucle de tension du redresseur triphasé à trois niveaux.

La fonction de transfert en boucle ouverte de la boucle de régulation de tension s'écrit donc comme suit :

$$G_c(s) = \frac{U_c}{i_c} = \frac{1}{s.C} \quad (V.5)$$

### **III. RÉGLAGE NON LINÉAIRE PAR MODE DE GLISSEMENT**

#### **III.1. Introduction**

La synthèse des algorithmes de la commande linéaires pour le réglage de courant et de tension en compensant les termes qui causent la non-linéarité du système à régler. Cependant, cette compensation reste toujours une approche imprécise qui éloigne un peu le système réel de sa commande.

Récemment, des études avancées ont été faite dans le domaine de l'automatique non linéaire. A partir de ces études, on s'est approché plus de la réalité en utilisant, pour le réglage des systèmes non linéaires, des algorithmes de commande qui prennent en compte cette non-linéarité.

Comme technique de commande non linéaire, nous avons adopté dans cette partie le réglage par mode de glissement. C'est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable [Bühler 87].

#### **III.2. Systèmes de réglage à structure variable**

Ces systèmes sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriées. Ce choix permettra de commuter à tout instant entre chacune de ces structures afin d'avoir un comportement désiré du système. On peut distinguer deux configurations de base différentes.

##### **III.2.1. Configuration avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable**

La figure V.5 montre un système de réglage à structure variable dont le changement de la structure se fait par commutation d'une contre réaction d'état variable.

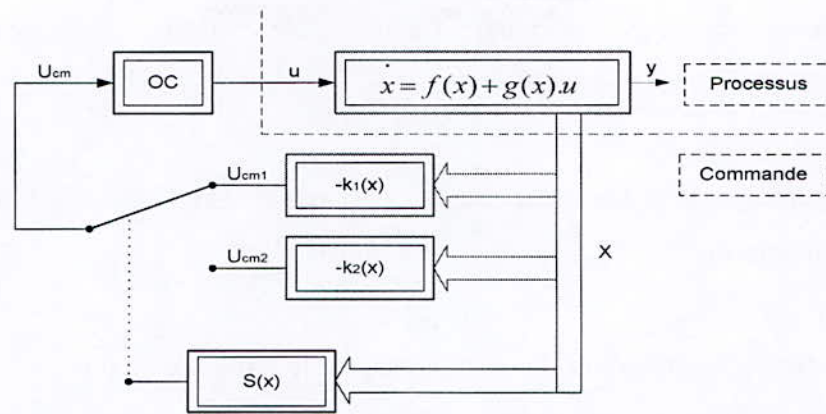


Figure V.5 : Configuration par commutation de retour d'état.

Le processus à régler possède une grandeur de commande  $u$  et une grandeur de sortie  $y$ . Son comportement dynamique est décrit par le vecteur d'état  $x$ . Ce dernier est mis en contre-réaction soit par le vecteur ligne  $k_1(x)$  ou par  $k_2(x)$  selon la position d'un commutateur. La tension de commande  $u_{cm}$  est amenée à l'organe de commande OC qui fournit la grandeur de commande  $u$ . le choix de la contre-réaction d'état  $k_1(x)$  ou  $k_2(x)$  se fait selon une loi de commutation (V.7).

$$u = \begin{cases} -k_1(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ -k_2(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{V.6})$$

La commutation se fait à fréquence très élevée. Le système travaille alors en mode de glissement [Bühler 86]. Le comportement dynamique du système est alors déterminé par la condition suivante :

$$S(x) = 0 \quad (\text{V.7})$$

La variable  $S(x)$  est une fonction continue dont le gradient est non nul sur  $X$  ( $x \in X$ ). L'ensemble  $S_e = \{x \in \mathbb{R}^n : S(x) = 0\}$  définit une surface connue comme surface de glissement [Boudjema 91].

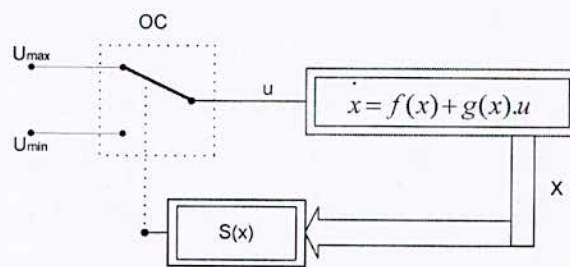
L'organe de commande OC reçoit dans ce cas une tension de commande  $u$  qui commute entre deux valeurs variables  $u_{cm1}$  et  $u_{cm2}$ , ce qui peut provoquer de fortes



sollicitations de cet organe de commande. Cet inconvénient limite très souvent l'utilisation pratique de cette configuration [Bühler 87].

### III.2.2. Configuration avec changement de la structure par commutation au niveau de l'organe de commande

Une autre configuration, ou le changement de la structure se fait par commutation au niveau de l'organe de commande, est représentée par la figure V.6.



**Figure V.6 :** Configuration de changement de structure par commutation au niveau de l'organe de commande.

Dans ce cas, la grandeur de commande \$u\$ ne prend que les valeurs constantes \$u\_{max}\$ ou \$u\_{min}\$. La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation (V.8).

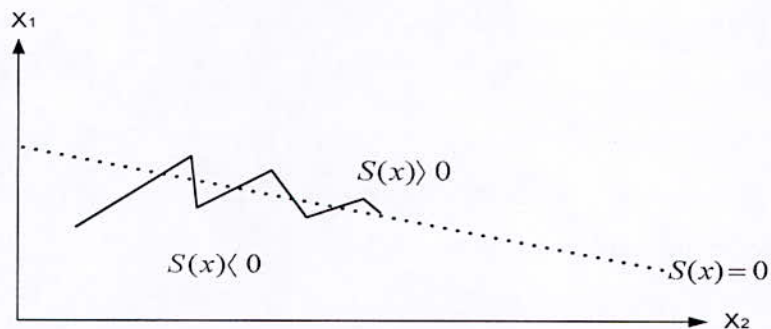
$$u = \begin{cases} u_{max} & \text{si } S(x) > 0 \\ u_{min} & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{V.8})$$

Dans ce cas aussi, il est possible que la commutation ait lieu à une fréquence très élevée de sorte que le système de réglage travaille en mode de glissement. Par conséquent, les variables d'état sont reliées entre elles par la relation \$S(x)=0\$.

### III.3. Définition du mode de glissement

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation

appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement (figure V.7) [Boudjema 91] [Henni 99].



**Figure V.7 :** Principe du mode de glissement pour un système d'ordre 2.

Le réglage par mode de glissement possède des avantages incontestables (robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et les problèmes de modélisation). Cependant, les fortes sollicitations que subit l'organe de commande constitue un désavantage. Ce désavantage limite dans certaines applications une réalisation pratique de cette méthode [Henni 99].

#### III.4. Propriétés des modes glissants

Parmi les propriétés des modes glissants [Boudjema 91], on cite :

- La trajectoire de l'état du système en mode de glissement appartient à une surface de dimension inférieure à celle de l'espace d'état.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.

#### III.5. Conception de la commande par mode de glissement

La conception des contrôleurs par mode de glissement se fait en suivant trois étapes principales.

1. Choix des surfaces de glissement.
2. L'établissement des conditions d'existence et de convergence.
3. Détermination de la loi de commande.

### III.5.1. Choix des surfaces de glissement

Ce choix concerne le nombre nécessaire ainsi que la forme des surfaces de glissement, en fonction de l'application et de l'objectif visé.

En générale pour un système défini par l'équation d'état (V.9) et pour un vecteur  $u$  de dimension  $m$ , il faut choisir  $m$  surfaces de glissement. C'est-à-dire le nombre de surfaces est égale au nombre d'entrées que possède le système.

$$\dot{x} = f(x) + g(x).u \quad (V.9)$$

Avec :  $x \in \mathbb{R}^n$  et  $u \in \mathbb{R}^m$

Pour ce qui est de la forme de la surface, J.J.Slotine nous propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état  $x$  vers sa valeur de consigne  $x_{ref}$ .

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} . e(x) \quad (V.10)$$

Avec :

$e(x)$  : l'écart entre la variable à réguler et sa référence,  $e(x) = x_{ref} - x$

$\lambda$  : constante positive interprétant la bande passante du contrôle désiré.

$r$  : degré relatif, égale au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour  $r=1$ ,  $S(x) = e(x)$

Pour  $r=2$ ,  $S(x) = \lambda . e(x) + \dot{e}(x)$

Pour  $r=3$ ,  $S(x) = \lambda^2 e(x) + 2 . \lambda . \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

$S(x)=0$  est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse  $e(x)$  tend vers zéro pour un choix correct du gain  $\lambda$ . En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder  $S(x)$  à zéro.



### III.5.2. Conditions d'existence et d'attractivité

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre  $u_{\max}$  et  $u_{\min}$ . En mode de glissement (i.e. fréquence de commutation infinie de la commande  $u$ ), la trajectoire d'état atteint la surface de commutation pour ensuite évoluer exactement sur celle-ci jusqu'au point d'équilibre.

La trajectoire de l'état du système soumis à la logique de commutation (V.8) est définie partout sauf sur la surface  $S$ . Plusieurs définitions ont été proposées pour pouvoir déterminer la dynamique du système en régime glissant (lorsque  $S(x)=0$ ) [Boudjema 91]. Dans notre étude, on présentera la méthode d'Utkin utilisant la notion de la commande équivalente.

#### Méthode d'Utkin : commande équivalente

Lorsque le système de réglage à structure variable fonctionne en mode de glissement, la loi de commutation respecte toujours la condition  $S(x)=0$ . Par conséquent, la dérivé par rapport au temps doit aussi toujours être nulle, c'est-à-dire  $\dot{S}(x)=0$ .

A partir de l'équation différentielle (V.9), on peut écrire

$$\frac{dS}{dt} = \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)' \cdot \frac{dx}{dt} = \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)' \cdot [f(x) + g(x).u] = \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)' \cdot f(x) + \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)' \cdot g(x).u \quad (V.11)$$

$$\dot{S}(x) = 0 \Rightarrow \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)' \cdot f(x) + \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)' \cdot g(x).u = 0 \quad (V.12)$$

Afin que la condition  $\dot{S}(x)=0$  soit respectée à tout instant, la grandeur de commande doit prendre une valeur bien déterminée, désignée par la grandeur de commande équivalente  $u_{eq}$ .

On a alors :

$$u_{eq} = - \left[ \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)' \cdot f(x) \right] \cdot \left[ \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)' \cdot g(x) \right]^{-1} \quad (V.13)$$

Pour que  $u_{eq}$  prenne une valeur finie, il est indispensable que :

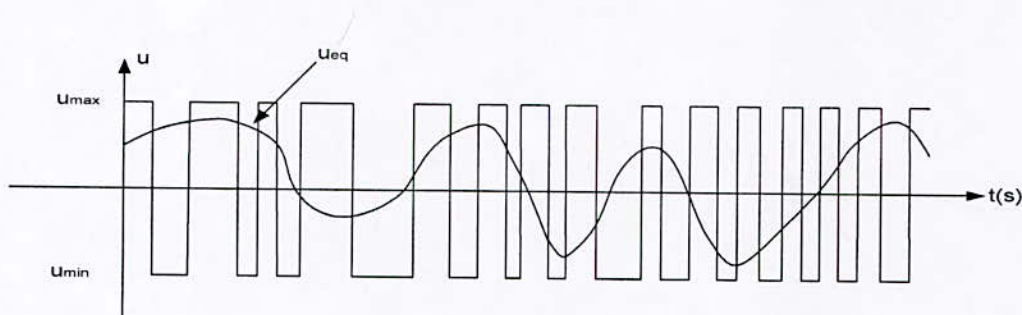
$$\det \left[ \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)' \cdot g(x) \right] \neq 0 \quad (V.14)$$

La relation (V.14) définit la condition de transversalité. C'est une condition intrinsèque pour l'apparition du mode de glissement.

En remplaçant dans (V.9) la commande  $u$  discontinue par l'expression de la commande  $u_{eq}$  continue, on obtient la trajectoire d'état en mode de glissement (V.15).

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u_{eq} = f(x) \cdot \left\{ 1 - g(x) \cdot \left[ \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)' \cdot g(x) \right]^{-1} \cdot \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)' \right\} \quad (V.15)$$

On peut interpréter la grandeur de commande équivalente comme la valeur moyenne que prend la grandeur de commande lors de la commutation rapide entre  $u_{max}$  et  $u_{min}$ , comme représenté schématiquement par la figure V.8.



**Figure V.8 :** Grandeur de commande équivalente  $u_{eq}$  comme valeur moyenne de la commande réelle  $u$ .

Cette interprétation permet immédiatement de formuler une condition pour l'existence du mode de glissement. En effet, il faut que :

$$u_{\min} \leq u_{eq} \leq u_{\max} \quad (V.16)$$

Pour que la trajectoire d'évolution du système tend vers  $S=0$ , ce système doit être soumis à l'attraction de cette surface (figure V.9). Ceci se fera par la commande attractive qui est déterminée par la condition d'attractivité (V.17) :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (V.17)$$

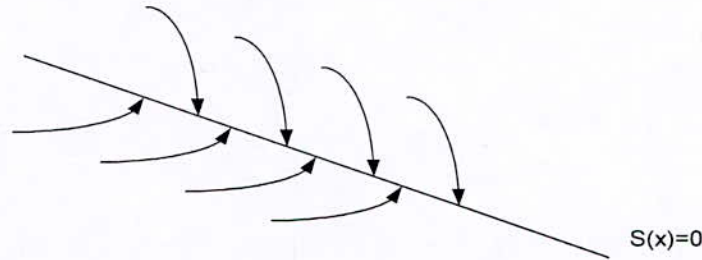


Figure V.9 : Trajectoire de l'état vers la surface de glissement.

### III.5.3. Détermination de la loi de commande

La commande  $u$  nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface choisie en respectant les conditions d'existence et d'attractivité est déterminée en fonction de la commande équivalente  $u_{eq}$  et la commande attractive  $u_a$ . On écrit donc :

$$u = u_{eq} + u_a \quad (V.18)$$

On a vu que la commande  $u_{eq}$  est une fonction continue définie pour  $S(x)=0$  et  $\dot{S}(x)=0$ . Elle assure la convergence de la trajectoire vers le point d'équilibre. On a vu qu'elle prend la valeur définie par la relation (V.13).

La commande  $u_a$  est déterminée pour garantir la condition d'attractivité (V.17). Cette grandeur de commande détermine alors le comportement dynamique du système durant le mode de convergence de la trajectoire vers la surface de glissement. Elle est nulle lorsque le mode de glissement est atteint ( $S(x)=0$ ). Pour déterminer la valeur que doit prendre cette commande attractive, remplaçons dans l'équation d'état (V.9) la variable  $u$  par son expression (V.18), nous obtiendrons :



$$\dot{S}(x) = \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)^T \cdot \frac{dx}{dt} = \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)^T \cdot [f(x) + g(x) \cdot u_{eq}] + \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)^T \cdot [g(x) \cdot u_a] \quad (\text{V.19})$$

Durant le mode de glissement, en remplaçant le terme  $u_{eq}$  par sa valeur (V.13) dans l'équation (V.19), nous obtenons l'expression suivante :

$$\dot{S}(x) = \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)^T \cdot [g(x) \cdot u_a] \quad (\text{V.20})$$

La condition d'attractivité (V.17) devient :

$$S(x) \cdot \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)^T \cdot [g(x) \cdot u_a] < 0 \quad (\text{V.21})$$

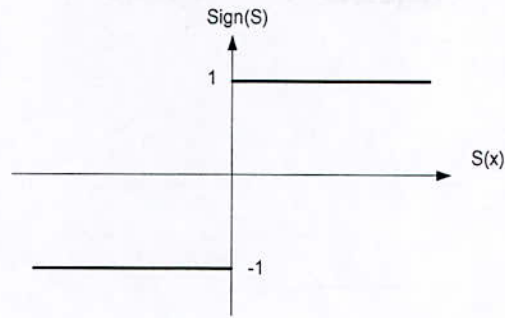
On doit déterminer  $u_a$  pour que (V.21) soit vérifiée. La solution la plus simple est de choisir  $u_a$  sous la forme de relais (V.22).

$$u_a = k \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{V.22})$$

En remplaçant l'expression (V.22) dans (V.19), on obtient :

$$\left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)^T \cdot g(x) \cdot k \cdot |S(x)| < 0 \quad (\text{V.23})$$

Dans le cas de notre système, le facteur  $\left[ \left( \frac{\partial S}{\partial x} \right)^T \cdot g(x) \right]$  est négatif. Pour satisfaire la condition (V.23), on choisit un gain  $k$  positif.



**Figure V.10 :** Fonction  $\text{sign}(S)$ .

### III.6. Inconvénient du réglage par mode de glissement

L'inconvénient du réglage par mode de glissement est le phénomène de Chattering (figure V.7). Ce dernier résulte des grandes pertes et de la lenteur de certains systèmes mécaniques (capteurs, relais...etc). En réalité, il y a une certaine durée qui s'écoule entre le temps où  $S$  change de signe et celui de la commutation de la commande. Le phénomène de Chattering se traduit par les fortes oscillations au niveau de l'organe de commande. Ces dernières peuvent dégrader les performances du système en excitant les dynamiques non modélisées dans les hautes fréquences qu'on a négligées lors de la modélisation. Elles peuvent aussi détériorer l'organe de commande en le forçant de commuter à fréquence très élevée.

Dans le but de réduire le phénomène de Chattering, plusieurs solutions ont été apportées. Elles s'agissent de remplacer la fonction  $\text{sign}(S)$  (figure V.10) par des fonctions qui évitent le changement brusque de -1 à +1 qu'impose la fonction  $\text{sign}(S)$ , et filtrent les hautes fréquences. Parmi ces fonctions, nous avons la fonction  $\text{Sat}(S)$  et la fonction  $\text{Smooth}(S)$ .

#### a. La fonction $\text{Sat}(S)$ :

C'est une fonction discontinue de saturation de tangente élevée (figure V.11)

$$\text{Sat}(S) = \begin{cases} S / \varepsilon & \text{si } |S| \leq \varepsilon \\ \text{Sign}(S) & \text{si } |S| \geq \varepsilon \end{cases}$$

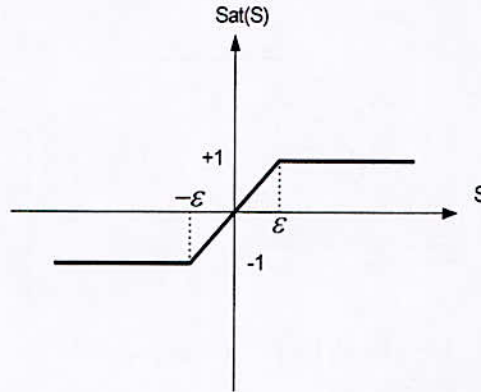


Figure V.11 : Fonction  $Sat(S)$ .

**b. La fonction  $S\ smooth(S)$  :**

C'est une fonction continue (figure V.12).

$$S\ smooth(S) = \frac{S}{|S| + \varepsilon}$$

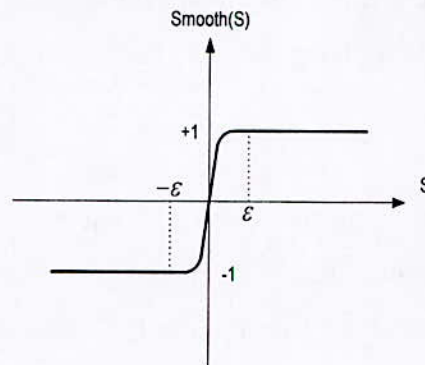


Figure V.12: Fonction  $Smooth(S)$ .

### III.7 Application

A partir des équations modélisant le filtre intermédiaire entre le redresseur triphasé à M.L.I à trois niveaux et l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux, il s'agit en vrai de deux redresseurs et deux onduleurs pour les deux alimentations (stator 1, stator 2), donc nous pouvons écrire :



$$C \cdot \dot{U}_{ci} = i_{ci} = I_{redi} - i_{chi} \quad (V.24)$$

$$\text{où } I_{redi} = \frac{i_{d1red} - i_{d2red}}{2} \text{ et } I_{chi} = \frac{i_{d1ond} - i_{d2ond}}{2}$$

En utilisant le principe de la conservation d'énergie, on obtient.

$$I_{redi} = \frac{3 \cdot V_e}{2 \cdot U_{ci}} \cdot I_e \quad (V.25)$$

En remplaçant  $I_{red1*,2*}$  dans (V.24) par son expression définie par l'équation (V.25), on obtient

$$\dot{U}_{ci} = \frac{1}{C} \cdot \left[ \frac{3 \cdot V_e}{2 \cdot U_{ci}} \cdot I_e - i_{chi} \right] \quad (V.26)$$

Cette expression montre bien la non-linéarité du système à régler. Ce qui justifie l'utilisation d'un réglage non linéaire tel que le réglage par mode de glissement.

#### 1) Choix de la surface de glissement :

La grandeur à régler est la valeur moyenne  $U_{c1*,2*}$  des deux tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  d'entrée des deux onduleurs triphasés à trois niveaux. Pour cela, on choisit la surface de glissement pour chaque onduleur comme suit :

$$S_i = U_{cref} - U_{ci} \quad (V.27)$$

La dérivée de cette surface est :

$$\dot{S}_i = -\dot{U}_{ci} \quad (V.28)$$

1) Condition d'attractivité et détermination de la commande :

La condition  $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$  assure l'attractivité de la trajectoire vers la surface de glissement. Pour se faire, il suffit de choisir :

$$\dot{S}_i = -k_1 \cdot \text{sign}(S_i) - k_2 \cdot S_i \quad (\text{V.29})$$

Avec  $k_1$  et  $k_2$  des constantes positives.

On déduit alors la grandeur de la commande qui est la valeur efficace des courants de référence du réseau :

$$I_e = \frac{2 \cdot U_{ci}}{3 \cdot V_e} \cdot C \cdot [i_{chi} - k_1 \cdot \text{sign}(S_i) - k_2 \cdot S_i] \quad (\text{V.30})$$

On remarque que cette commande  $I_e$  est constituée de la commande équivalente  $I_{e\text{ eq}}$  qui permet la convergence vers le point d'équilibre sur la surface de glissement, et de la commande attractive  $I_{e\text{ a}}$  qui dépend de la surface et assure l'attractivité de la trajectoire vers cette dernière.

$$I_{e\text{ eq}} = \frac{2 \cdot U_{ci}}{3 \cdot V_e} \cdot C \cdot i_{chi} \quad \text{et} \quad I_{e\text{ a}} = \frac{2 \cdot U_{ci}}{3 \cdot V_e} \cdot C \cdot [k_1 \cdot \text{sign}(S_i) - k_2 \cdot S_i]$$

$i=1$  : premier stator,

$i=2$  : deuxième stator.

### III.8. Dimensionnement des régulateurs du courant

On asservit les courants des phases une et deux du réseau. Pour chacune de ces deux boucles de courant, on utilise un régulateur de type PI pour avoir une erreur statique nulle au régime établi. La figure V.13. Représente cette boucle de régulation. On choisit les paramètres  $T_{1i}$  et  $T_{2i}$  comme suit :

$$\begin{cases} T_{1i} = L/R \\ T_{2i} = T_{1i} / 1 \ 0 \end{cases} \quad (V.31)$$

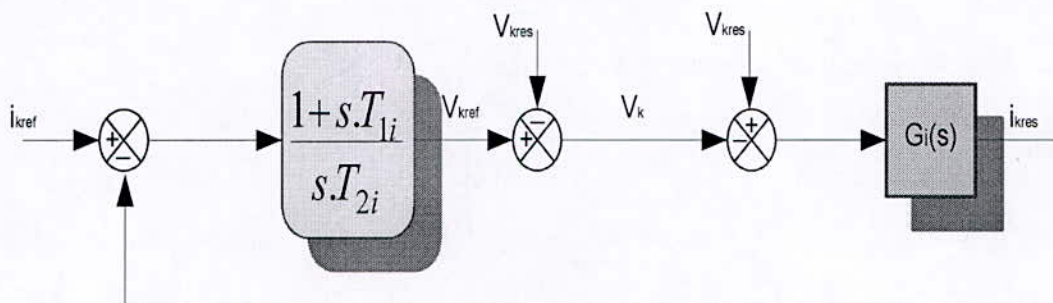


Figure V.13: Boucle interne d'une phase  $k$  ( $k=1, 2, 3$ ) du réseau.

### III.9. Simulations et interprétations

Les simulations obtenues sont faites en appliquant les valeurs, à la boucle de tensions  $U_c$ . La machine fonctionne avec un couple résistant.

#### III.9.1. Asservissement utilisant la combinaison : Réglage de tension par mode de glissement-commande du courant par hystérésis.

La figure V.14 représentent respectivement la commande de vitesse de la MSDS alimentée par la cascade asservie par la combinaison citée ci-dessus.

D'après les résultats obtenus ce qu'on peut remarque c'est que la tension  $U_{ci}$  répond très rapidement à sa consigne et la suit bien.

Pour ce qui concerne la différence entre les deux tensions ( $U_1-U_2$ ) c'est une fonction croissante. Tout ces résultats obtenue montre est confirme le bon choix des coefficients de la boucle de tension. Lors du changement de la consigne. Les résultats obtenu sur le courant du réseau montre bien qu'il suit sa référence. Le courant est en phase avec sa tension. La vitesse



de la MSDS suit bien sa référence. Le courant  $i_{qi}$  oscille autour de sa référence correspondant au couple résistant. Le courant  $i_{di}$  oscille autour de sa référence nulle.

### **III.9.2. Asservissement utilisant la combinaison : Réglage de tension par mode de glissement-réglage du courant par un PI.**

Les résultats de cette simulation sont représentés par la figure V.15.

Pour ce qui concerne la tension  $U_{ci}$ , nous avons obtenu les mêmes remarques que dans le cas précédent. Pour le cas de la différence entre les deux tensions ( $U_{c1}-U_{c2}$ ), on remarque qu'elle est pratiquement stable. Le courant du réseau suit sa référence dont la valeur efficace est imposée par la boucle de tension  $U_{ci}$ .

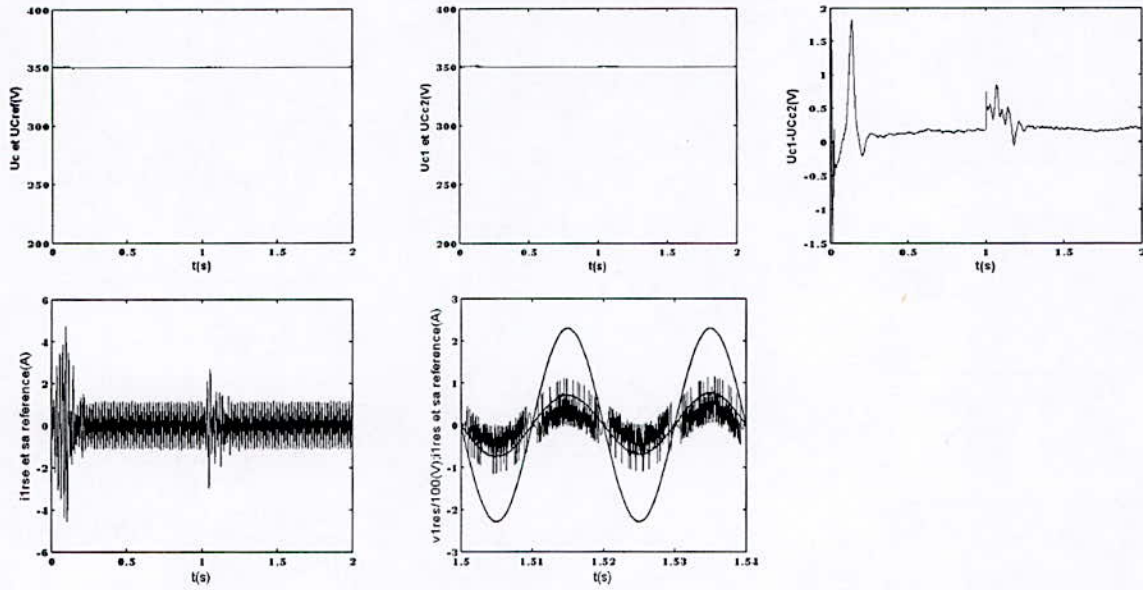


Figure V.14.a : Grandeurs caractérisant la 1<sup>er</sup> cascade asservi en utilisant la combinaison : Réglage de tension par mode de glissement-commande de courant par hystérésis

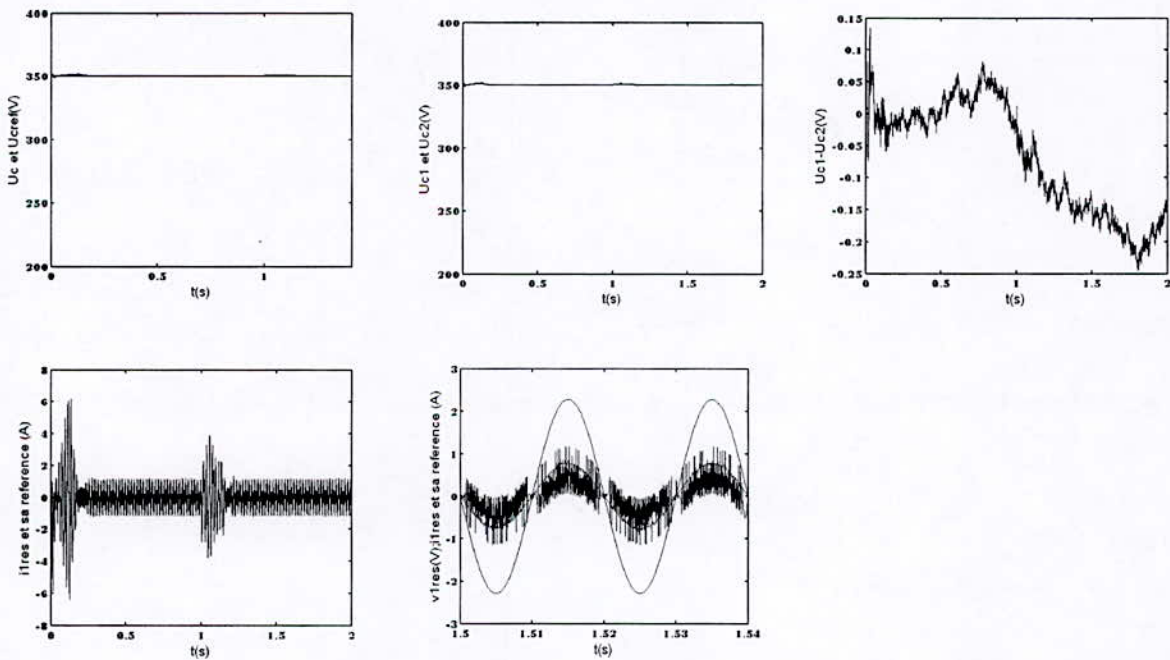
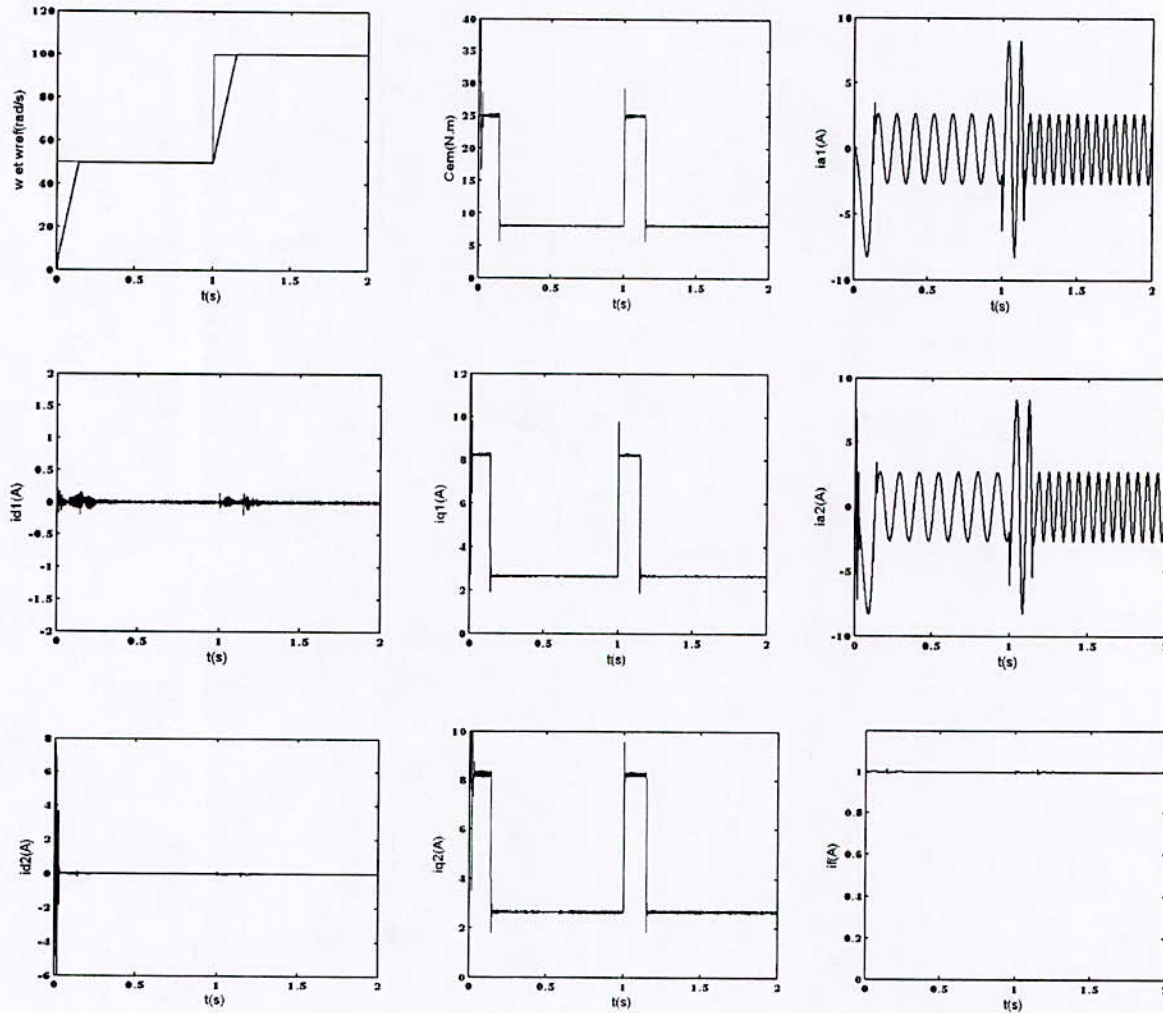


Figure V.14.b : Grandeurs caractérisant la 2<sup>eme</sup> cascade asservi en utilisant la combinaison : Réglage de tension par mode de glissement-commande de courant par hystérésis



**Figure V.14.c :** Asservissement de la vitesse de la MSDS alimentée par la cascade asservi en utilisant la combinaison :  
 Réglage de tension par mode de glissement-commande de courant par hystérésis



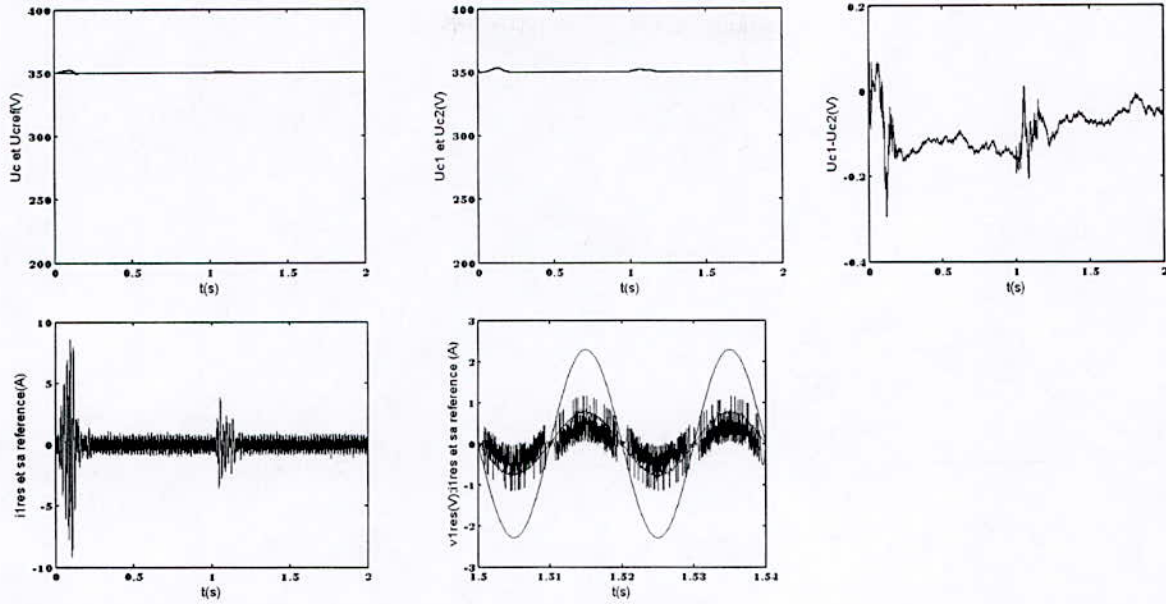


Figure V.15.a : Grandeurs caractérisant la 1<sup>er</sup> cascade asservi en utilisant la combinaison : Réglage de tension par mode de glissement-réglage de courant par PI

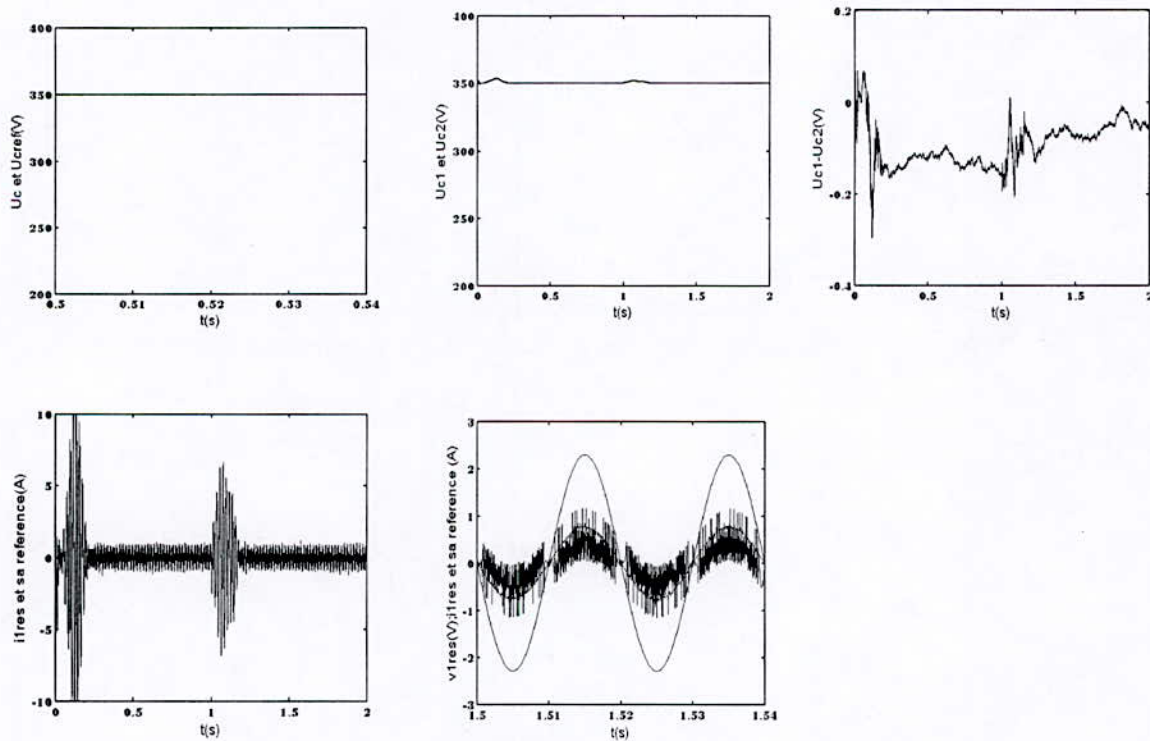
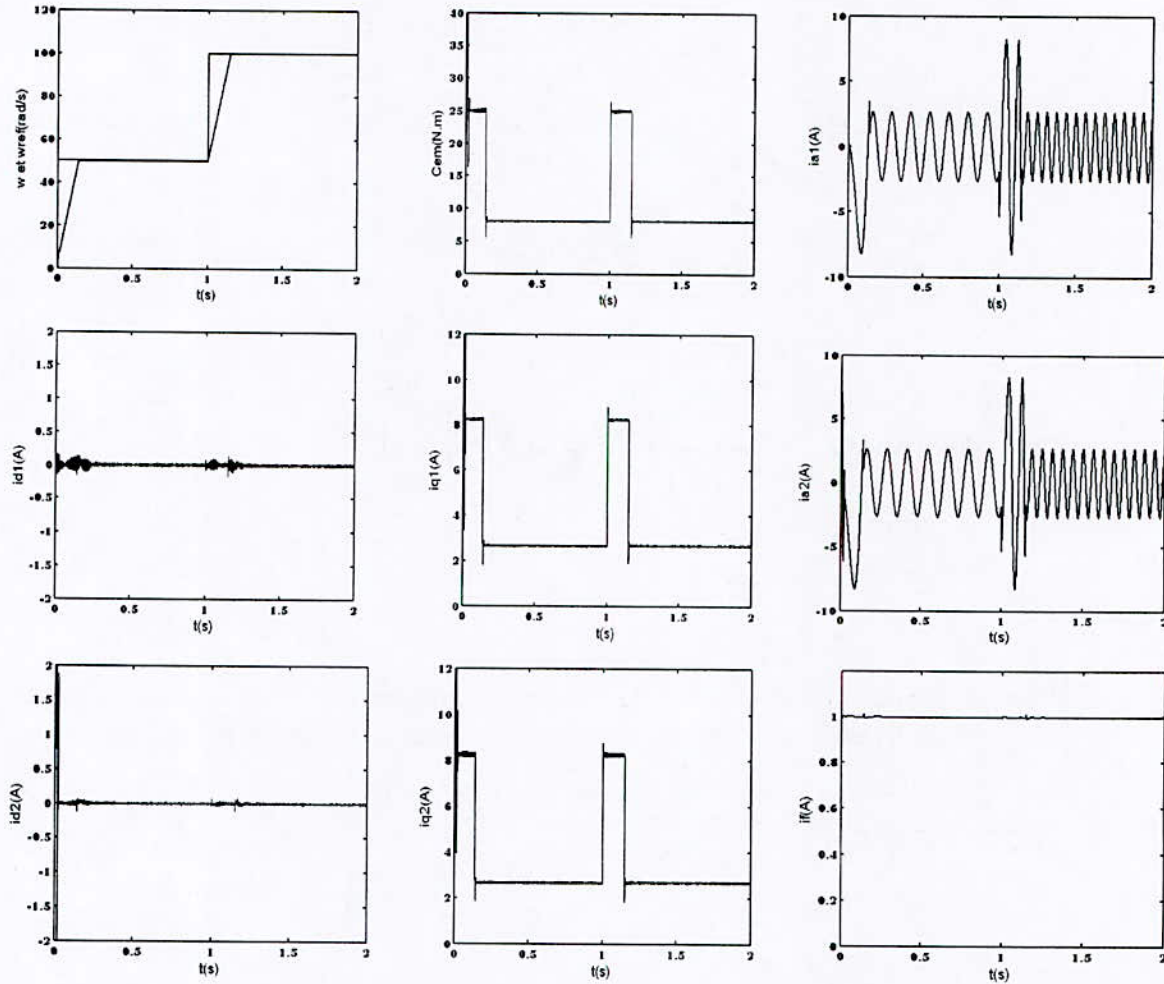


Figure V.15.b : Grandeurs caractérisant la 2<sup>eme</sup> cascade asservi en utilisant la combinaison : Réglage de tension par mode de glissement-réglage de courant par PI.



**Figure V.15.c :** Asservissement de la vitesse de la MSDS alimentée par la cascade asservi en utilisant la combinaison :  
 Réglage de tension par mode de glissement- réglage de courant par PI.

#### **IV. CONCLUSION**

L'utilisation du réglage de tension par mode de glissement-commande du courant par hystérésis

Montre bien est confirme le bon choix des coefficients de la boucle de tension. Les résultats obtenu sur le courant du réseau montre bien qu'il suit sa référence. Le courant est en phase avec sa tension. La vitesse de la MSDS suit bien sa référence

L'utilisation du réglage de tension par mode de glissement-réglage du courant par un PI.

Montre bien que pour le cas de la différence entre les deux tensions ( $U_{c1}-U_{c2}$ ), on remarque qu'elle est pratiquement stable une fois la tension  $U_{ci}$  atteint sa consigne. Le courant du réseau suit sa référence dont la valeur efficace est imposée par la boucle de tension  $U_{ci}$ .

En conclure, pour que la cascades fonctionne normalement et par suite la conduite de la MSDS, on a utilisée deux type de réglage qui nos permet de résoudre le problème des deux tensions ( $U_{c1}-U_{c2}$ ).



**CONCLUSION GENERALE**

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur le découplage et la commande de la machine synchrone à double stator associée à deux onduleurs à trois niveaux et deux redresseurs à trois niveaux.

Le premier chapitre a été consacré à la présentation et l'élaboration d'un modèle de la MSDS on vue de sa commande, l'utilisation de transformation de Park a permis de simplifier ce modèle, et de réduire la complexité de celui-ci vis-à-vis de la variation des paramètres de la machine en fonction de sa position.

Au second chapitre nous avons étudié deux méthodes de découplage :

La première méthode consiste à rendre le comportement électromagnétique de la MSDS similaire à celui de la machine à courant continu. Cette similitude est réalisée par l'emploi de la commande par orientation de flux.

La deuxième méthode est basée sur l'approche monovariante, elle consiste à établir un algorithme de découplage, cette dernière transforme le système réel de la MSDS multivariante d'ordre cinq, en cinq sous système monovariante complètement découplés.

Le troisième chapitre nous avons présenté l'association entre deux onduleurs triphasés à trois niveaux-MSDS. Les stratégies étudiées pour commander les onduleurs sont :

La commande par hystérésis. Cette stratégie dépend fortement de la valeur d'hystérésis. A fin de minimiser les pertes par commutation des interrupteurs.

Pour la deuxième stratégie, nous avons présenté la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses. Par cette dernière. La fréquence de commutation est imposée par l'indice de modulation  $m$ .

En dernier, nous avons effectué des asservissements de la vitesse de la MSDS alimenté par deux onduleurs triphasés à trois niveaux pour chacune des deux stratégies étudiées. Les performances obtenues sont acceptables et satisfaisantes. Pour ce qu'est de la perturbation, elle est totalement rejetée, ce qui montre le bon comportement des régulateurs.

Le quatrième chapitre nous avons effectué une alimentation de la MSDS par la cascade deux redresseurs à trois niveaux-deux onduleurs à trois niveaux :

L'utilisation du redresseur de courant à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis permet d'avoir coté réseau un courant le plus sinusoïdal possible et un facteur de puissance proche de l'unité.

Les régulateurs de vitesse ainsi que ceux des courants  $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$  et  $i_{q1}$ ,  $i_{q2}$  ont gardé leur bon fonctionnement lors de cette alimentation.

Le dernier chapitre nous avons effectué une alimentation de la MSDS par la cascade deux redresseurs à trois niveaux-deux onduleurs à trois niveaux mai cette fois d'une notre manière afin de résoudre le problème des deux tensions ( $U_{c1}$ - $U_{c2}$ ). Alors on a utilisées deux type de réglage.

Réglage de tension par mode de glissement-commande du courant par hystérésis

Réglage de tension par mode de glissement-réglage du courant par un PI.

En conclure, que l'étude effectuée sur la commande de la MSDS, n'est pas arrivée jusqu'à ça fin mais malgré sa l'étude effectuée peut être une aide pour tous qui veule continuée l'étude de ce type de commande pour la MSDS.



**ANNEXES**



## ANNEXE TRANSFORMATIONS DE CONCORDIA ET PARK

**Rappel sur les transformées et propriétés de concordia et Park**

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = T_3 \cdot \begin{bmatrix} X_0 \\ X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad \text{Avec } T_3 = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} = [[T_{31}][T_{32}]]$$

Ces propriétés sont :

$$T_{31}' \cdot T_{31} = 1, \quad T_{32}' \cdot T_{31} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad T_{31}' \cdot T_{32} = [0 \quad 0], \quad T_{32}' \cdot T_{32} = [1]_2$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = T_3 \cdot \begin{bmatrix} 1 & [0 \quad 0] \\ [0] & P(\theta) \\ [0] & \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad \text{avec } P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Ces propriétés sont :

$$P(\theta)' = P(-\theta), \quad P(\alpha + \beta) = P(\alpha) \cdot P(\beta), \quad \frac{d}{dt} P(\theta) = \dot{\theta} \cdot P\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right)$$

**Détail des calculs**

$$[M_A(\alpha)] = \begin{bmatrix} \cos(2\alpha) & \cos(2\alpha - 2\pi/3) & \cos(2\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(2\alpha - 2\pi/3) & \cos(2\alpha + 2\pi/3) & \cos(2\alpha) \\ \cos(2\alpha - 2\pi/3) & \cos(2\alpha) & \cos(2\alpha - 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$[M_A(\alpha)] = \sqrt{\frac{3}{2}} \left[ T_{32} \cdot P(2\alpha) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} : T_{32} \cdot P(2\alpha - \frac{2\pi}{3}) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} : T_{32} \cdot P(2\alpha + \frac{2\pi}{3}) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \right]$$



D'où

$$[M_A(\alpha)] = \frac{3}{2} T_{32} \cdot P(2\alpha) \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot T_{32}'$$

$$[M_G(\alpha)] = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

$$T_{32} \cdot P(2\alpha) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} ; T_{32} \cdot P\left(\frac{2\pi}{3}\right) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} ; T_{32} \cdot P\left(-\frac{2\pi}{3}\right) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

D'où

$$[M_G(\alpha)] = \frac{3}{2} T_{32} \cdot P(\alpha) \cdot T_{32}'$$

Les paramètres de la machine synchrone à double étoile pour notre étude sont :

Puissance nominale	$P_n = 5kW$
Tension nominale	$V_n = 230V$
Résistance d'une phase statorique	$R_s = 2.35\Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 30.3\Omega$
Les inductance sur l'axe $d$	$L_d = 0.1961H; M_d = 0.185H$
Les inductance sur l'axe $q$	$L_q = 0.1105H; M_q = 0.1005H$
Inductance rotorique	$L_f = 15H$
Mutuelle inductance(stator-rotor)	$M_{fd} = 1.518H$
Courant d'excitation	$i_f = 1A$
Moment d'inertie	$j = 0.05N.m.s^2 / rad$
Coefficient de frottement	$f_{fr} = 0.001N.s / rad$
Nombre de paires de pôles	$p = 1$
Déphasage entre deux étoiles	$\gamma = 30^\circ$
Angle interne	$\delta$
Vitesse mécanique	$w$
Capteur de vitesse	$C_v$

**BIBLIOGRAPHIE**



## BIBLIOGRAPHIE

**[Les 94]**

J. Lesenne, Notelet, G. Séguier, «Introduction a l'électrotechnique approfondie », édition Lavoisinsier, 1994.

**[Lip]**

T.A Lipo, «A d-q model for six phase introduction machines », ICEM 80, p.860-867,sept . 15-17 1980, Athens.

**[Nel 178]**

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.

**[Ras 90]**

T.Rasfeshain, R.Feuillet,R.Perret « double star synchronous machine modelisation », PEMC90 p.686

**[Ter 99-1]**

F.terrien, M.F.Benkhoris, « modeling and study of double star alternative machine power electronic converter –Set », ELECTRIMACS'99Lissbonne,Portugal;14-16Septembre 1999;vol.2,pp195-200.

**[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 multiniveaux. » these de doctorat du CNAM.paris 1995.

**[G.SEGIER et F.LABRIQUE]**

« Les convertisseurs de l'électronique de puissance », vol4conversion continu/alternatif.

**[A.Jemni, J.C. Trigeassou et G.chapenois]**

« Estimation of the electrical of a synchrone double star machine », proceeding of ELECTRIMACS'96,St Nazaire,france ;17-19 Septembre 1996, pp935-940.

**[B.Davat, P.Letellier et poupard]**

« Active filtering of torques ripples in high power electrical machines » PESC95, Julie 1995,vol2, pp1133-1136.

**[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.

**[Lod 98]**

S.J Loddick, « the design and application of a 7MW synchronous machine variable speed drive », Power Electronic and variable speed drive, IEEE, conference publication No .456 pp.224-229, septembre 1998.

**[Lou 93]**

J.P. Louis, «commande numérique des ensembles convertisseurs machines », Premiers entretiens de génie Electrique à l'ESA IGELC, 18 juin 1993.

**[Maz 97]**

L.Mazodier, « la propulsion électrique des navires », Revue de l'électricité et de l'électronique, No.3 pp.30-36, mars 1997.

**[Led 95]**

R. Le doeuff, M.F.Benkhoris, «Gneral principles and new tends in the simulation of static convetres and drives », mathematics and computers in simulation Elservier Science B.V .38 1995, p 263-270.

**[Khe 94]**

A Kheloui , F.Meibody-Tabar,B. Davat, «current commutation analysis in self-controlled double stator synchronous machines taking into account saturation effect », Electrics machines and power systems, vol 23,pp.557-569,1983.

**[Khe 96]**

A.Khezzard,B.Davat, « active filtering of torques ripples in double stator synchronous machines » ElectrIMACS'96,pp.749-754,st Nazaire, france, septembre 1996.

**[Rol 93]**

H . Rollet «Le matreiel roulant TVG, son évolution et ses possibilités » premiers entretiens de génie electrique à l'ESA IGELC, 18 juin 1993.

**[Vas 94]**

P.Vas «vector control of AC machines. » Oxford science publication 1994.

**[M.Boussetoua et B.Derkaoui]**

« Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux » PFE, ENP 1997, Alger.



**[Boudjemaa 91]**

« Commande par mode de glissement .Application aux convertisseurs électriques » .Thèse de Doctorat, Toulouse 1991.

**[Boulaam 98.1]**

« Etude de la cascade redresseur à MLI à 3 niveaux-onduleur à 3 niveaux- **MSAP** .Application à la commande de vitesse et de position ». PFE, ENP 1998, Alger.

**[Buhler 87]**

«Electronique de réglage et de commande».Ed Dunod.

**[Henni 99]**

«Commande linéaire et non linéaire des tensions d'entrée d'un onduleur triphasé à trois niveaux. ».PFE, ENP 1999, Alger.

**[Belazzoug 97]**

Belazzoug, Sebaa, « Etude des redresseurs multi-niveaux à MLI ».PFE, ENP 1997, Alger.

**[Ben Romdane 94]**

Y.Ben Romdane,E.M.Berkouk, G.Manesse, « Etude comparative entre un onduleur deux et trois niveaux pour la conduite d'une machine asynchrone triphasée » **EPE'94**, SUISSE.

**[Berkouk 95.1]**

E.M.Berkouk, « Contribution à la conduite des machine asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Appliacion aux gradateurs et onduleurs multi-niveau.».Thèse de Doctorat, Paris 1995.

**[Boulaam 98.2]**

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.

**[Boulaam 2000]**

K.Boulaam, E.M.Berkouk,M.S.Boucherit, G.Manesse, «Linear beedbck control of the input DC voltages of three-levels NPC PWM rectifier-three-levels NPC VSI cascade».IFAC'2000,Avril 2000,Bruxelles, BELGIQUE.

**[Boussetoua 95]**

M.Boussetoua, B.Berkauoi, «Commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur multi-niveaux ».PFE, ENP 1997, Alger.

**[Guedouani 98]**

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.

**[Guillaud 94]**

X.Guillaud, J.P.Hautier, «Concepts de modélisation pour la commande des convertisseurs».Journal physique 3, April 1994.



## ملخص:

يتركز العمل المقدم في هذه المذكرة على دراسة السلسلة المكونة من مقومين ذو ثلاث مستويات-موجين ذو ثلاث مستويات-محرك تزامني بثابتين. قمنا بدراسة تقنيتي الحقل الموجه و خوارزمية الفصل الكلي فيما يخص استقلالية التحكم في كل الحقل و العزم المولد بالنسبة للمحرك، و بتطبيق كل من تقنيتي تعديل طول النبضة وطريقة التحكم بواسطة التيار فيما يخص كل من المموج و المقوم. وقمنا ايضا بتطبيق التحكم الخطي على المحرك، و الاخطي بالتحكم الانزلاقي فيما يخص التوترات الخارجة من المقوم. النتائج المحصل عليها اظهرت خصائص مرضية لهذا التحكم.

## كلمات مفتاحية:

المحرك التزامني ذو ثابتين-موج متعدد المستويات-مقوم متعدد المستويات-التحكم عن طريق الانزلاق .

## Résumé :

Ce travail a pour but l'analyse et la commande de la cascade deux redresseurs à trois niveaux-deux onduleurs à trios niveaux machine synchrone double stator, nous avons élaboré des modèle de commande pour chacune des éléments de la cascade, les deux techniques de commandes par MLI et par hystérésis en courant sont appliquées pour l'onduleur ainsi qui pour le redresseur, la comande par orientation de flux et le découplage par linéarisation entrée sortie sont appliquées pour la machine.

Nous avons effectué un réglage léniare avec régulateurs IP et PI pour commander les grandeurs caractérisant la machine, et un réglage non-linéaire par mode de glissement pour l'asservissement des tensions de sortie du redresseurs.

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

## Mots clés :

Machine synchrone double etoile-onduleur multi niveaux-redresseur multi niveaux-commande par mode glissement.

## Abstract:

The pupose of this work is the analysis and control of the cascaded three level converter-three level inverter double star synchronous machine we modeled each elemnt of the cascading, two techniques control by the PWM and control by current hysteresis are applied for the inverter and converter, the control by field oriented and the decoupling by input/output linearisation are introduced for the machine, well attended a linear regulating by regulators PI,IP, and non linear regulating by sliding mode are applied for regulate the output voltage of the converter.

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

## Key Words :

Double star synchronous machine- multi level converter- multi level inverter-sliding mode control.