

9/98

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR  
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

D.E.R de Génie Electrique & Informatique

FILIERE : ELECTROTECHNIQUE

Mémoire

المعرفة الوطنية المتعددة التخصصات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

En vue d'obtenir le diplôme  
D'ingénieur d'Etat en ELECTROTECHNIQUE



**ETUDE DE LA CASCADE REDRESSEUR  
A MLI A 3 NIVEAUX-ONDULEUR A  
3 NIVEAUX-MSAP  
APPLICATION A LA COMMANDE DE  
VITESSE ET DE POSITION**

Proposé et dirigé par :

M<sup>r</sup> E.M. BERKOUK

Etudié par :

M<sup>lle</sup> Karima BOULAAM

PROMOTION 1998

## Remerciements

*Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire de l'Electronique de Puissance et Commande de l'ENP sous la direction de M<sup>r</sup> le Dr.E.M.Berkouk.*

*Je tiens à lui exprimer ma profonde gratitude et mes sincères remerciements pour l'aide sans réserve qu'il m'a apportée par ses conseils éclairés tout le long de ce travail.*

*Je tiens également à remercier messieurs les membres de jury pour l'honneur qu'ils m'ont fait en acceptant de siéger à ma soutenance.*

*Ma reconnaissance va également à M<sup>lle</sup> Rabea Guedouani pour sa disponibilité, son aide amicale et ses précieux conseils.*

*Je tiens aussi à remercier tous le personnel enseignants et administratif de l'ENP et particulièrement les enseignants du département Génie Electrique et Informatique pour leur aide inestimable.*

*A travers ce mémoire, j'adresse mes reconnaissances à tous mes enseignants qui ont attribué à ma formation.*

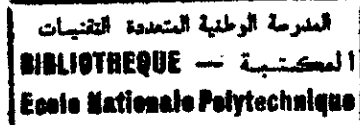
*Je tiens également à remercier mes collègues pour leur aide inestimable toute au long de mon mémoire. Ainsi que toute personne ayant contribué de près où de loin à mon aide le long de ce travail.*

*Aussi, je remercie toutes mes amies chacune avec son nom et particulièrement : Zahia, Fatiha, Souhila, Hayat, Naziha, Naïma, Malika, Assia, Faïza, Khadidja, Fouzia ... ,*

*Enfin, je ne saurais oubliée ma chère mère, que Dieu la garde et qu'elle trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour sa compréhension, ses sacrifices et sa patience sans lesquels ce travail n'aurait jamais vu le jour. De même pour mes frères Hacène, Nabil, Abdellah et mes chères soeurs Samira, Houda et Safia. Je profite de cette occasion pour leurs dire que je les aime beaucoup.*

*Je dédie ce modeste travail à tous les musulmans.*

## SOMMAIRE



## INTRODUCTION GENERALE

## CHAPITRE I : Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

I- Introduction.....	1
II- Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	2
II.1- Description de la machine étudiée.....	2
II.2- Hypothèses simplificatrices.....	3
II.3- Mise en équation de la machine.....	3
II.3.1- Equations électriques.....	3
II.3.2- Equation magnétique.....	4
II.3.3- Equation mécanique.....	5
II.4- Transformation de Park.....	5
III- Schéma bloc de la MSAP.....	8
Conclusion.....	8

## CHAPITRE II : Commande vectorielle de la MSAP

Introduction.....	9
I- Principe de la commande vectorielle.....	9
II- Régulation de vitesse et de position de la MSAP.....	10
II.1- Régulation de vitesse.....	11
II.1.1- Boucle de régulation du courant $i_q$ .....	12
II.1.2- Boucle de régulation du courant $i_d$ .....	13
II.1.3- Boucle de régulation de la vitesse.....	14
II.1.4- Résultats de simulation.....	15
II.2- Régulation de position.....	20
II.2.1- Boucle de régulation de la position.....	20
II.2.2- Résultats de simulation.....	21
Conclusion.....	25

## CHAPITRE III : Association onduleur à trois niveaux-MSAP

Introduction.....	26
I- Modèles de fonctionnement et de commande d'un onduleur à trois niveaux.....	27
II.1-Modèle de fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux.....	27
I.1.1- Structure d'un onduleur à trois niveaux.....	27
I.1.2- Fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	28
I.1.3- Cellule de commutation multi-tripôle.....	30
I.2- Modèle de commande de l'onduleur à trois niveaux.....	31
I.2.1- Commandabilité d'un bras de l'onduleur à trois niveaux.....	31
I.2.2- Fonction de connexion.....	32

I.2.2.a- Fonction de connexion d'un interrupteur.....	32
I.2.2.b- Fonction de connexion d'un demi bras.....	32
I.2.3- Fonction de commutation.....	32
I.2.4- Modèle de connaissance et de commande de l'onduleur à trois niveaux.....	33
I.2.4.1- Fonction de conversion et modèle de connaissance.....	33
I.2.4.1.a- Relations de conversion simples.....	34
I.2.4.1.b- Relations de conversion composées.....	35
I.2.4.2- Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux.....	36
II- Stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux.....	40
II.1- Stratégie triangulo- sinusoïdale à deux porteuses.....	40
II.1.1- La stratégie triangulo-sinusoïdale.....	40
II.1.2- Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.....	42
II.1.3- Algorithme de commande de la triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.....	43
II.1.4- Résultats de la simulation.....	44
II.1.5- Association onduleur –MSAP.....	46
II.1.6- Résultats de simulation et interprétation.....	46
II.1.6.a- Commande de vitesse.....	46
II.1.6.b- Commande de position.....	47
II.2- Commande par hystérésis en courant.....	50
II.2.1- Principe.....	50
II.2.2- Algorithme de commande.....	51
II.2.3- Application sur une charge R,L.....	51
II.2.4- Association onduleur-MSAP.....	52
II.2.4.a- Commande de vitesse.....	52
II.2.4.b- Commande de position.....	54
Conclusion.....	55

## CHAPITRE IV : Cascade redresseur NPC à trois niveaux à MLI- onduleur à trois niveaux

Introduction.....	57
I- Redresseur triphasé à trois niveaux.....	57
I.1- Modélisation du redresseur.....	57
I.2- Commande par hystérésis en courant appliquée au redresseur triphasé à trois niveaux.....	59
I.3- Application et résultats de simulation.....	60
II- Cascade redresseur NPC à trois niveaux à MLI-onduleur à trois niveaux.....	63
II.1- Structure de la cascade.....	63
II.2- Modélisation du filtre intermédiaire de la cascade.....	63
III- Commande de vitesse et de position de la MSAP alimentée par la cascade.....	65
III.1- Commande de vitesse.....	66
III.2- Commande de position.....	67
Conclusion.....	74
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	<b>75</b>
<b>ANNEXE 1.....</b>	<b>76</b>
<b>ANNEXE 2.....</b>	<b>77</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	<b>80</b>

# INTRODUCTION GENERALE

## **INTRODUCTION GENERALE**

Les actionneurs électriques tournants jouent un rôle très important dans l'industrie et particulièrement en traction électrique. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées : tant au point de vue de la dynamique de vitesse que de la précision du couple délivré.

La machine à courant continu a été la plus utilisée pour réaliser ces actionneurs. Sa commande est souple naturellement car les deux grandeurs : Couple-flux sont découplées. Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique. En effet, le collecteur limite la vitesse de rotation de la machine, augmente son encombrement, son coût de fabrication et d'entretien, et interdit son emploi dans des milieux hostiles. En outre, les machines de très grande puissance sont difficiles à réaliser.

En revanche les machines à courant alternatif (synchrone et à induction) possèdent de nombreux avantages. L'absence de collecteur leur permet d'avoir un encombrement réduit, une fiabilité accrue, un coût de construction plus faible et une vitesse de fonctionnement élevée.

Parmi les machines alternatives utilisées on distingue la machine synchrone à aimants permanents. La machine synchrone à aimants possède le couple massique le plus important. Elle connaît un grand développement grâce à des caractéristiques des aimants.

Les performances accrues de ces machines sont dues principalement au développement de la micro-informatique et des semi-conducteurs. Ainsi avec l'apparition de micro-contrôleurs performants et rapides, des algorithmes de commande de ces machines sont devenus pratiquement applicables. De même, l'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture tel que les GTO et les IGBT ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants. Ainsi, l'ensemble des variateurs (convertisseur statique machine à courant alternatif) a vu son coût diminuer considérablement.

Le convertisseur le plus utilisé pour alimenter ces variateurs est l'onduleur à deux niveaux. Afin de monter en tension et en puissance, une nouvelle structure de conversion

continue-alternative a vue le jour : onduleur à trois niveaux à structure NPC [Steinke 88], [Berkouk 95]. Différents algorithmes de commande de ce dernier ont été élaborés. Le problème essentiel de ce type de convertisseur, et qui reste le sujet d'actualité, est la stabilité des tensions du point d'entrée et particulièrement le potentiel du point milieu.

Des études ont été faites sur la conduite des MAS par ce convertisseur. Par contre, pour les MSAP on ne connaît aucune étude faite auparavant. Ainsi, dans ce travail, nous allons étudier l'asservissement de vitesse et de position d'une MSAP commandée par la technique du flux orienté et alimentée par la cascade redresseur triphasé à trois niveaux-onduleur triphasé à trois niveaux.

Ce mémoire comporte quatre chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents où on montrera la nécessité de travailler dans un référentiel de Park.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons la commande de vitesse et de position de la MSAP utilisant un des algorithmes de la commande vectorielle (celui maintenant  $i_d$  nul) après avoir montré l'importance de cet algorithme pour les machine à pôles lisses

Le troisième chapitre comporte deux grandes parties. Dans la première partie, on présentera les modèles de connaissance et de commande de l'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC et on montrera ainsi que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux. La deuxième partie présente deux stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux, leurs caractéristiques, puis leur utilisation lorsque l'onduleur alimente une MSAP. Ainsi, on déduit les caractéristique de l'asservissement de sa vitesse et de sa position lors de cette alimentation. Dans ce chapitre, nous avons supposé l'alimentation continue de l'onduleur idéale.

Enfin, comme dernier chapitre, on présente la structure de la cascade redresseur à trois niveaux à MLI-onduleur à trois niveaux qui va constituer une alimentation réelle de la MSAP. Le redresseur utilisé est un redresseur de courant de structure NPC à MLI. Dans le cadre de ce chapitre, on mettra en évidence le problème de stabilité des tensions du pont d'entrée de l'onduleur alimentant la MSAP commandée par la technique du flux orienté. Ainsi, on montrera l'intérêt de l'asservissement de ces deux tensions afin d'avoir de bonnes performances coté réseau et coté machine.

## **CHAPITRE I**

# **MODÉLISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS (MSAP)**



## I- Introduction

La machine synchrone est une machine à courant alternatif. Elle comporte un induit fixe c'est son stator et un inducteur mobile c'est son rotor.

Le stator est constitué d'un enroulement triphasé dans lequel seront développées trois f.e.m triphasées équilibrées dont la création est suite à la variation du flux inducteur dans les trois phases. Cette variation est obtenue par le déplacement relatif du champ magnétique par rapport aux bobinages.

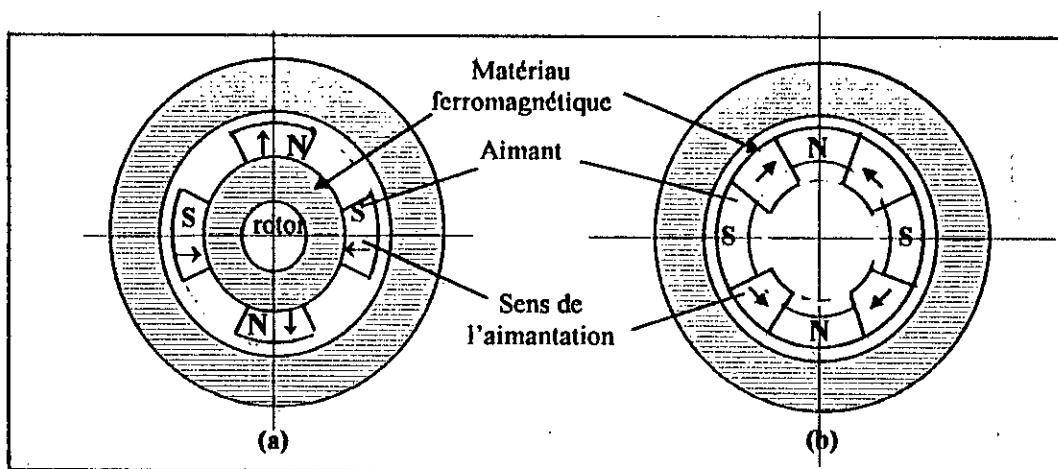
Le rotor encore appelé roue polaire est le siège d'une induction magnétique qui peut être élaborée à partir soit d'aimants permanents, soit de courant continu traversant l'enroulement inducteur.

Dans le cas du rotor bobiné on trouve deux catégories de roues polaires :

- Le rotor à pôles saillants (défini par un entrefer variable).
- Le rotor à pôles lissés (défini par un entrefer constant).

Les rotors à aimants permanents diffèrent également suivant la disposition des aimants [Hautier 93]. On trouve :

- Cas où les aimants sont calés sur le noyau rotorique magnétique (fig.1.1.a). Dans ce cas la machine se caractérise par un faible taux de saillance ( $L_q/L_d \approx 1$ )
- Cas où les pôles ferromagnétiques sont intercalés entre les aimants (fig.1.1.b). Le taux de saillance ici est supérieur à l'unité ( $L_q/L_d > 1$ ). [Robyns 93].



**Fig.1.1- Rotors à aimants permanents**  
 (a) machine à aimants montés en surface  
 (b) machine à aimants enterrés

L'emploi des aimants permanents permet d'obtenir des performances électrotechniques intéressantes tel qu'un rendement élevé (à cause de l'absence des pertes Joules au niveau de l'inducteur), ainsi que des performances dynamiques et statiques très élevées et en particulier dans les systèmes embarqués en raison de son rapport puissance/masse élevé.

Les machines synchrones sont presque toutes munies de circuits amortisseurs lorsque les pôles sont saillants et feuilletés. Ces amortisseurs assurent le démarrage de la machine en asynchrone et s'opposent à toute oscillation résultante d'un brusque changement de fonctionnement. Dans le cas des machines à pôles lisses, c'est la masse du rotor même qui présente l'amortisseur.

## II- Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La résolution d'un problème donné nécessite l'établissement de son modèle mathématique qui sera développé sur la base de quelques hypothèses simplificatrices afin d'obtenir une formulation plus simple à résoudre numériquement.

### II.1- Description de la machine étudiée

La machine utilisée dans notre étude est une machine synchrone à aimants permanents qui ne possède pas d'enroulements amortisseurs.

Cette structure est représentée à la fig.1.2. Les trois enroulements statoriques sont désignées par leurs axes a, b, c. Le rotor à aimants est assimilé à un rotor bobiné traversé par un courant d'excitation constant.

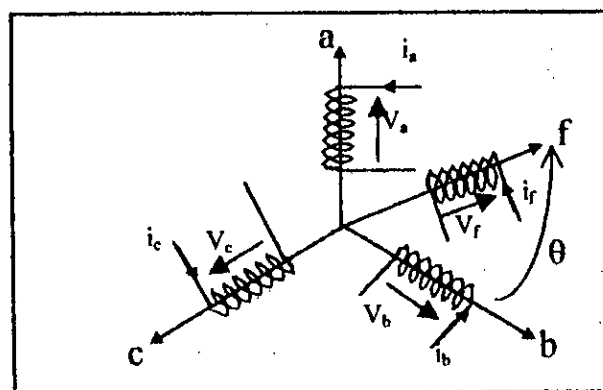


Fig.1.2- Représentation des enroulements de la MSAP dans l'espace électrique

## II.2- Hypothèses simplificatrices

Pour que l'on puisse établir les équations reliant les grandeurs qui caractérisent la machine, on considère les hypothèses suivantes [Barret 82] :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé. Ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants.
- On néglige l'effet d'hystérésis et les courants de Foucault dans le stator .
- L'effet de peau et celui de la température sur les résistances sont négligés.

## II.3- Mise en équation de la machine

Le comportement de toute machine électrique est entièrement déterminé par les équations électriques, magnétiques et mécaniques.

### II.3.1- Equation électrique

La loi des mailles appliquée au modèle de la fig.I.2 permet d'écrire les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_a = R_s \cdot i_a + \frac{d\phi_a}{dt} \\ V_b = R_s \cdot i_b + \frac{d\phi_b}{dt} \\ V_c = R_s \cdot i_c + \frac{d\phi_c}{dt} \\ V_f = R_f \cdot i_f \end{cases} \quad (I.1)$$

où :

$R_s$  : résistance d'une phase statorique.

$R_f$  : résistance du rotor.

$V_a, V_b, V_c$  : tensions des phases statoriques.

$V_f$  : tension rotorique.

$i_a, i_b, i_c$  : courants traversant les enroulements statoriques.

$i_f$  : courant rotorique

$\phi_a, \phi_b, \phi_c$  : flux produits dans les phases statoriques.

$\phi_f$  : flux engendré par l'aimant.

Sous forme matricielle on écrit :

$$[V] = [R].[I] + \frac{d}{dt}[\phi] \quad (1.2)$$

Tel que :

$$\begin{aligned} [V] &= [V_a, V_b, V_c, V_f], \\ [I] &= [i_a, i_b, i_c, i_f], \\ [\phi] &= [\phi_a, \phi_b, \phi_c, \phi_f], \end{aligned} \quad (1.3)$$

et

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f \end{bmatrix}$$

### II.3.2- Equations magnétiques

Sur la base de l'hypothèse simplificatrice concernant la linéarité du système, on peut définir la relation entre les flux et les courants comme suit [Robyns 93] :

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \\ \phi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s + L'_s \cos 2\theta & M_s + L'_s \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_s + L'_s \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_f \cos \theta \\ M_s + L'_s \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & L_s + L'_s \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_s + L'_s \cos 2\theta & M_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M_s + L'_s \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_s + L'_s \cos 2\theta & L_s + L'_s \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & M_f \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ M_f \cos \theta & M_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_f \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

avec :

$(L_s - L'_s)$  et  $(L_s + L'_s)$  : valeurs minimale et maximale de l'inductance d'une phase statorique.

$M_s$  : valeur maximale de l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

$L_f$  : inductance propre de l'inducteur.

$M_f$  : valeur maximale de l'inductance mutuelle entre l'inducteur et une phase statorique.

$\theta$  : position du rotor par rapport au stator.

### II.2.3- Equation mécanique

L'expression du couple électromagnétique exercé sur le rotor est donnée par l'équation suivante :

$$C_{em} = \frac{\partial v}{\partial \theta} = \frac{1}{2} [i]' \frac{\partial L}{\partial \theta} [i] \quad (I.5)$$

### II.4- Transformation de Park

On remarque que la matrice inductance de description de la MSAP comporte des éléments dépendant de la position du rotor. Ceci rend le système d'équation (I.1) nonlinéaire et complique ainsi notre étude. Pour faire face à cette complexité on applique au stator la transformation de Park qui rendra les coefficients constants.

La matrice de Park  $P(\theta)$  est défini par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Cette transformation permet le passage de notre système réel triphasé  $(a,b,c)$  à un autre système d'axes  $(d,q,o)$  formant le référentiel de Park, lié au rotor et repéré par l'angle  $\theta$  par rapport au stator (fig I.3).

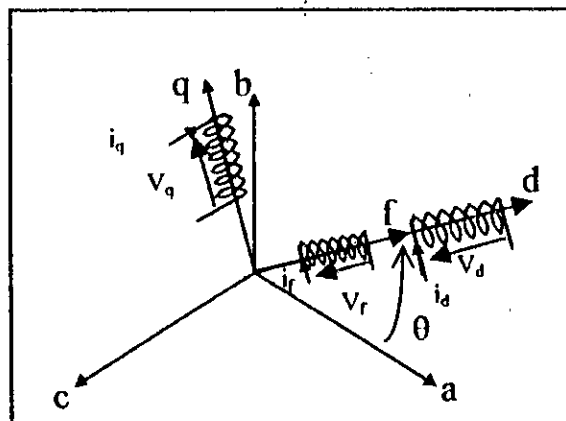


Fig.I.3- Représentation équivalente de la MSAP dans le référentiel de Park

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

$$\begin{cases} [V_{dqo}] = P(\theta)[V_{abc}] \\ [i_{dqo}] = P(\theta)[i_{abc}] \\ [\phi_{dqo}] = P(\theta)[\phi_{abc}] \end{cases} \quad (1.7)$$

La composante d'indice  $o$  est portée par un axe orthogonal au plan  $(d,q)$ . Lorsque le neutre est isolé, ce qui est notre cas cette composante homopolaire est nulle.

Le système (I.2) prendra alors la forme suivante dans le référentiel de Park :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d \frac{d}{dt} & -\omega L_q & M_{of} \frac{d}{dt} \\ \omega L_d & R_s + L_q \frac{d}{dt} & \omega M_{of} \\ M_{of} \frac{d}{dt} & 0 & R_f + L_f \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

avec :

$$L_d = L_s - M_s + \frac{3}{2} L_s' \quad : \text{ inductance de l'axe direct } d$$

$$L_q = L_s - M_s - \frac{3}{2} L_s' \quad : \text{ inductance de l'axe en quadrature } q$$

$\omega$  : vitesse électrique du rotor

$$M_{of} = \sqrt{\frac{3}{2}} M_f$$

L'expression du couple électromagnétique (I.3) devient dans le référentiel de Park :

$$C_{em} = p \{ (M_{of} i_f) i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} \quad (1.9)$$

Dans cette expression, on trouve :

- Un couple principal (couple synchrone) :  $p(M_{of} i_f) i_q$
- Un couple de réluctance variable :  $p(L_d - L_q) i_d i_q$  qui est nul pour les machines à rotor lisse.

Pour pouvoir lier la position  $\theta$  et la vitesse  $\omega$  au couple électromagnétique  $C_{em}$ , on doit connaître le système mécanique entraîné par la machine, ce système est défini par l'équation différentielle suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r \cdot \text{sig}(\Omega) - f_r \cdot \Omega \quad (I.10)$$

Tel que :

$J$  : moment d'inertie

$f_r$  : coefficient de frottement.

$C_r$  : couple résistant.

$\Omega$  : vitesse mécanique du rotor

Les équations du système (I.1) transformé s'écrivent alors :

$$\begin{cases} V_d = R_s \cdot i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega \cdot L_q \cdot i_q \\ V_q = \omega \cdot L_d \cdot i_d + R_s \cdot i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \cdot \phi_f \end{cases} \quad (I.11)$$

$$\begin{cases} \phi_d = L_d \cdot i_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q \cdot i_q \end{cases} \quad (I.12)$$

$$C_{em} = p [\phi_f \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q] = \left[ \left( J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \cdot \Omega + C_r \cdot \text{sig}(\Omega) \right) \right] \quad (I.13)$$

avec :

$$\omega = p \cdot \Omega$$

$$\phi_f = M_{of} \cdot i_f$$

À l'aide de la transformée de Park inverse, on peut revenir au système réel de la machine :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Avec X représentant le vecteur courant, flux ou tension

### III- Schéma bloc de la MSAP

En combinant les équations électriques et mécanique définies par (I.11), (I.12) et (I.13), on peut obtenir le schéma bloc traduisant le modèle de la MSAP (fig.I.4). Les grandeurs d'entrée sont  $V_d$ ,  $V_q$ . La grandeur de sortie est la vitesse mécanique  $\Omega$ . Le couple résistant  $C_r$  représente la perturbation. C'est sur la base de ce modèle que sont développés les algorithmes de commande de la machine.

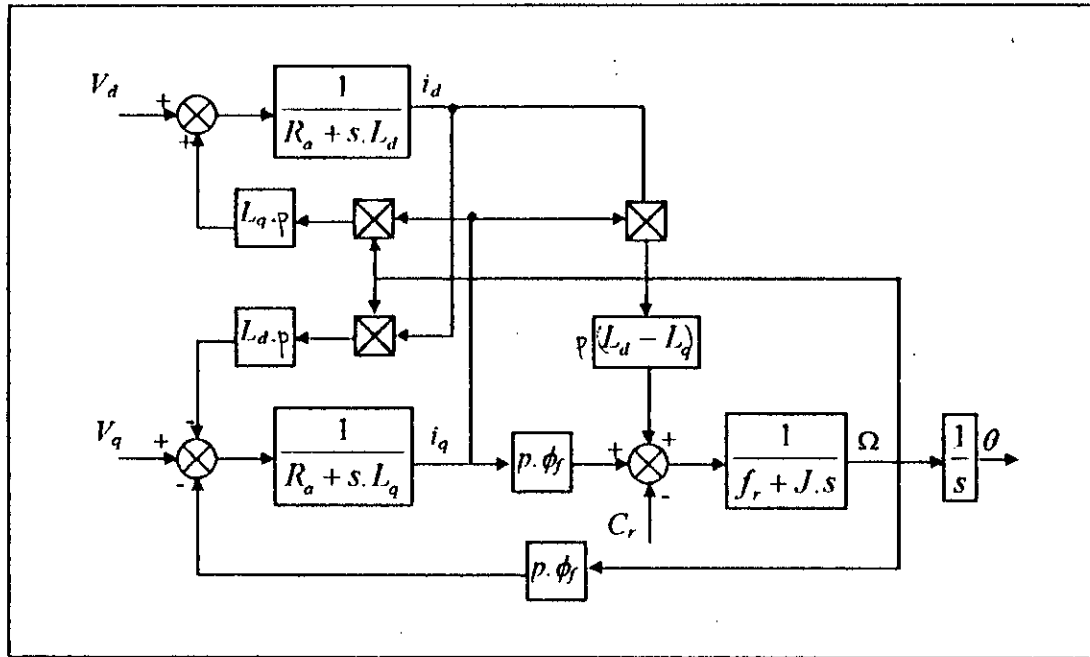


Fig.I.4-Schéma bloc de la MSAP

### Conclusion

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est définie par un système multivariable non linéaire. Pour décrire son comportement, on a fait appel à la théorie des deux axes (d et q) qui correspond à un changement de variable connu sous le nom de transformation de Park.

Dans le chapitre suivant, on utilisera le modèle élaboré pour la commande de vitesse et/ou de position de la MSAP associée à la commande vectorielle.



## **CHAPITRE II**

# **COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP**

## Introduction

Tous les dispositifs de commande modernes sont construits dans l'objectif de retrouver la facilité et la qualité de réglage qu'offre naturellement la machine à courant continu [Hautier 93].

La non linéarité et le fort couplage du système obtenu dans le chapitre I implique une grande difficulté pour commander la machine.

Ce problème peut être remédié par l'application des stratégies de commande multivariables. La commande vectorielle est la stratégie la plus souvent utilisée. Elle a été introduite pour la première fois en 1971 par F.Blachke [B.K.Bose 86].

Cette commande permet de ramener le modèle de la MSAP à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

### I- Principe de la commande vectorielle de la MSAP

Dans le cas d'une MSAP à pôles lisses, la stratégie la plus souvent utilisée est la commande  $i_d=0$ . Cet algorithme permet à courant statorique donné de travailler à couple maximal, ainsi de diminuer les pertes Joules [Robyns 93].

Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par les aimants permanents (fig.II.1).

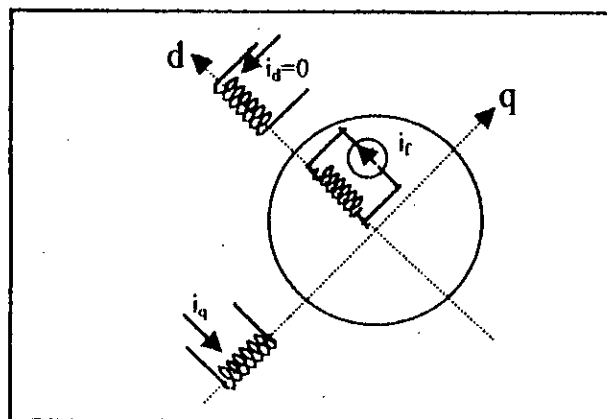


Fig.II.1-Stratégie de la commande vectorielle maintenant le courant  $i_d$  nul

La relation couple-courant (I.13) devient :

$$C_{em} = p \cdot \phi_f i_q \quad (II.1)$$

La stratégie de maintenir le courant  $i_d$  nul permet d'éliminer le problème de couplage entre le stator et le rotor observé dans le système d'équation (I.1).

Lorsque le courant  $i_d$  est nul, le modèle de la MSAP représenté à la fig.I.7 se réduit selon l'axe q à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée (fig.II.2).

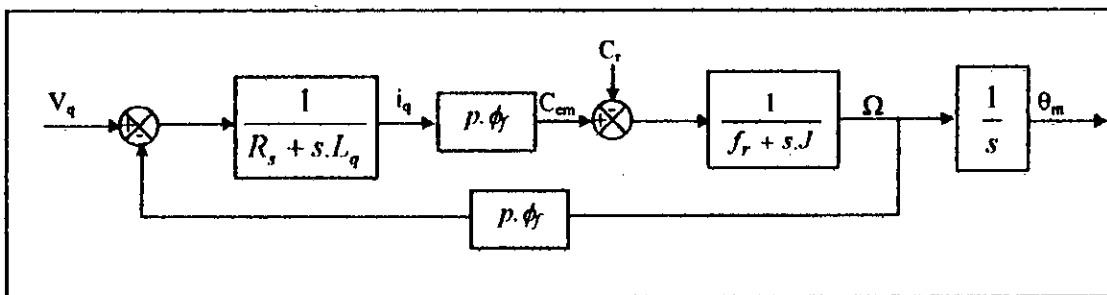


Fig.II.2- Modèle de la MSAP après découplage

La tension  $V_q$  permet donc de commander le couple développé par la machine synchrone de la même manière que la tension d'induit, dans le cas d'une machine à courant continu à excitation séparée.

## II- Régulation de vitesse et de position de la MSAP

Comme le modèle de la MSAP obtenu d'après le système d'équations (I.1) correspond à un système multivariable, un contrôle de sa vitesse ou de sa position demande la commande simultanée des deux variables  $i_d$  et  $i_q$ .

### II.1- Régulation de vitesse

La fig.II.3 donne le schéma global de la commande de la vitesse de la MSAP en utilisant la commande vectorielle. Les courants  $i_d$  et  $i_q$  sont obtenus par une transformation de Park des courants réels de la machine.

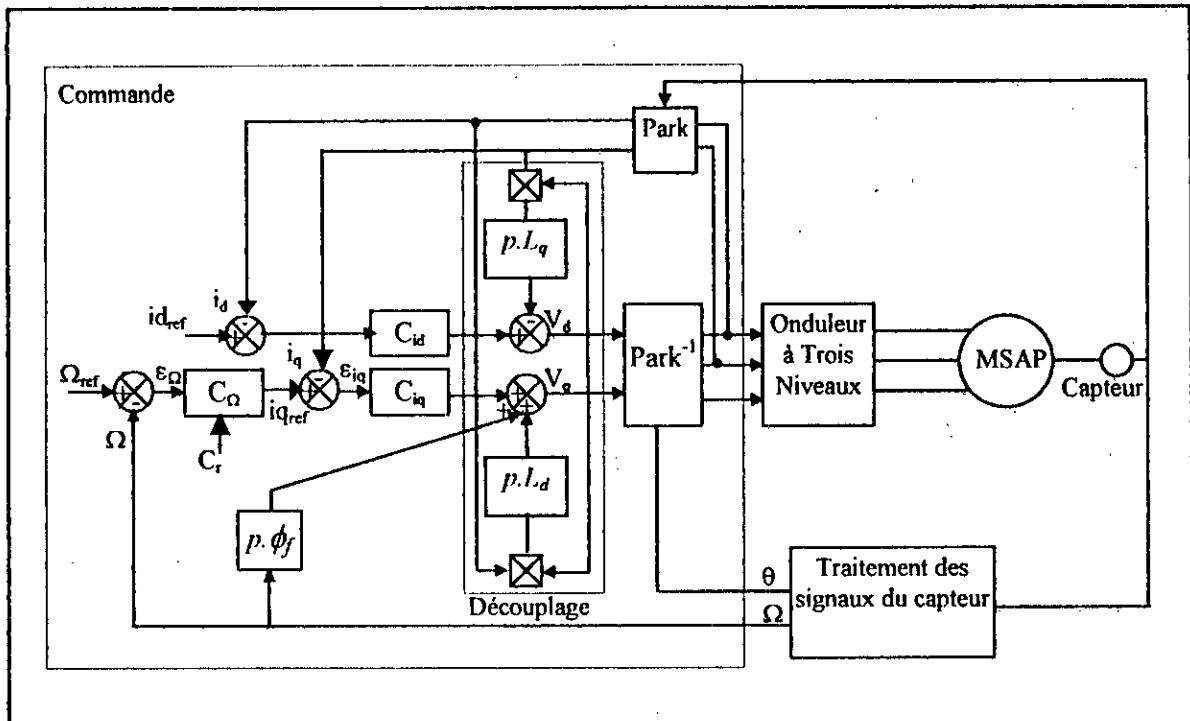


Fig.II.3- Commande vectorielle de la MSAP (commande de vitesse)

Le système est muni alors d'une boucle de régulation de vitesse qui impose la référence du courant  $i_q$ . La référence du courant  $i_d$  est maintenue égale à zéro. La commande est effectuée par des régulateurs analogiques de type PI (Proportionnel-Integral) pour avoir une erreur statique nulle.

### II.1.1- Boucle de régulation du courant $i_q$

La boucle de régulation du courant  $i_q$  est représentée ci-dessus :

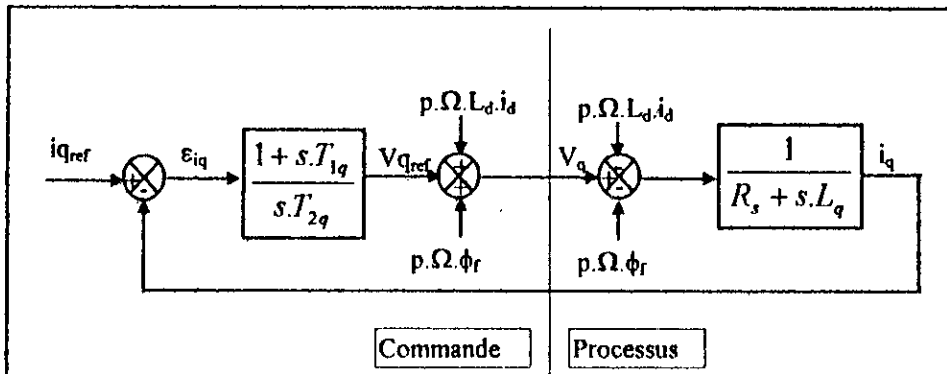


Fig.II.4- Boucle de régulation du courant  $i_q$

Les termes  $(p.\Omega.L_d.i_d)$  et  $(p.\Omega.\phi_r)$  ont été compensés du coté commande pour enlever le couplage. Une telle compensation revient à découpler le courant de l'influence de la vitesse

Si la compensation est idéale, le courant  $i_q$  ne dépend que de sa référence. Cependant la compensation ne peut l'être à cause du problème de l'identification en temps réel des paramètres de la machine  $L_q$  et  $L_d$ .

Pour le réglage du courant  $i_q$ , on choisit un régulateur de type PI (proportionnel intégral) afin d'assurer une erreur statique nulle.

Le régulateur de la boucle de courant  $i_q$  est défini par sa fonction de transfert suivante :

$$C_{i_q}(s) = \frac{1 + s.T_{1q}}{sT_{2q}} \tag{II.2}$$

La fonction de transfert globale en boucle ouverte du système sera :

$$F_{BO_{i_q}}(s) = \frac{1 + s.T_{1q}}{s.T_{2q}.R_s(1 + s.\tau_e)} = \frac{i_q}{\epsilon_{i_q}} \tag{II.3}$$

Tel que :

$$\tau_e = \frac{L_q}{R_s} \quad : \quad \text{constante de temps électrique.}$$

On prend :  $T_{i_q} = \tau_e$  (II.4)

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit alors :

$$F_{BF_{i_q}} = \frac{1}{1 + s.R_s.T_{2q}} \quad (II.5)$$

En imposant un temps de réponse  $\tau_r$  désiré à cette boucle, on aura :

$$T_{2q} = \frac{\tau_r}{3.R_s} \quad (II.6)$$

### II.1.2- Boucle de régulation du courant $i_d$

Le schéma fonctionnel de régulation du courant  $i_d$  est représenté à la fig.II.5.

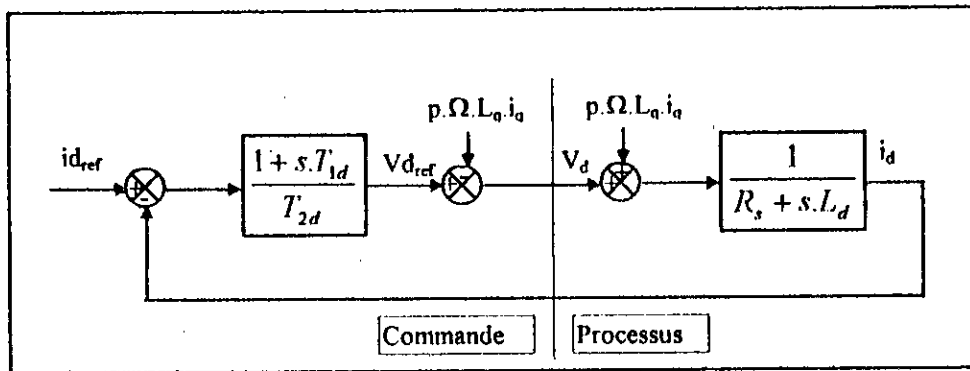


Fig.II.5- Boucle de régulation du courant  $i_d$

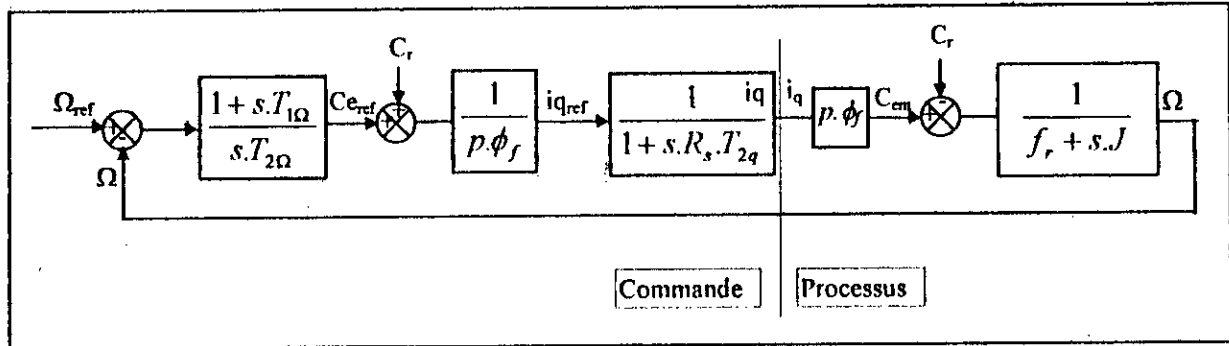
La même remarque que pour la boucle de courant  $i_q$  est dite ici pour la compensation du terme  $(p.\Omega.L_q.i_q)$ ,

Pour la régulation du courant  $i_d$ , et pour retrouver  $T_{1d}$  et  $T_{2d}$ , on procède de la même façon que pour le réglage du courant  $i_q$ . En imposant le même temps de réponse pour les deux boucles de courants on aura :

$$\begin{cases} T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} \\ T_{2d} = \frac{\tau_r}{3.R_s} \end{cases} \quad (II.7)$$

**II.1.3- Boucle de Régulation de la vitesse**

Le schéma bloc de la commande vitesse est montré par la fig.II.6 ci-dessous.



**Fig.II.6- Boucle de régulation de la vitesse**

Le processus à commander est maintenant constitué de la boucle interne du réglage de courant  $i_q$  donc du couple et de la partie mécanique. La structure de commande va assurer le découplage. Le courant  $i_{q\ ref}$  est délivré par le régulateur de vitesse.

En choisissant un régulateur de type PI, la fonction de transfert en boucle ouverte du système s'écrit :

$$H_{BO\Omega}(s) = \frac{1 + s.T_{1\Omega}}{s.f_r.T_{2\Omega}(1 + s.R_s.T_{2q})(1 + s.\tau_m)} = \frac{\Omega}{\varepsilon\Omega} \tag{II.8}$$

Où :

$f_r$  : coefficient de frottement

$J$  : moment d'inertie

$\tau_m = \frac{J}{f_r}$  : constante de temps mécanique

Pour l'identification des paramètres  $T_{1\Omega}$  et  $T_{2\Omega}$  du régulateur de vitesse, on utilise le critère méplat qui permet d'avoir une réponse à ajustement optimal (une marge de phase de  $63.5^\circ$  et un dépassement de 4.3%) [Bühler 88].

$$\text{On aura donc : } \begin{cases} T_{1\Omega} = \tau_m \\ T_{2\Omega} = \frac{2.R_s.T_{2q}}{f_r} \end{cases} \tag{II.9}$$

### II.1.4- Résultats de simulation

Les paramètres de la MSAP simulée sont donnés dans l'annexe 1. Les résultats de simulation présentée dans cette partie montrent les performances de l'asservissement de vitesse d'une MSAP commandée par une des techniques de la commande vectorielle (celle maintenant la composante  $i_d$  nulle). Le temps de réponse choisi pour les boucles de courants est  $\tau_r=1ms$ . La dynamique de la vitesse est une conséquence de celle du courant  $i_q$ .

Il est simulé dans un premier lieu, le démarrage de la MSAP lors d'une consigne de vitesse de  $150\text{ rd/s}$  (fig.II.7.a). La vitesse atteint sa référence en un temps très court. Le courant  $i_q$  suit sa consigne imposée par le régulateur de vitesse. Le temps de réponse de la boucle  $i_q$  est égale à celui imposé lors du dimensionnement de son régulateur. Le couple électromagnétique a la même allure que le courant  $i_q$ . Il se stabilise à une valeur égale à celle du couple de frottement. Le courant  $i_d$  suit bien sa référence nulle. La tension de phase présente une allure sinusoïdale en régime établi.

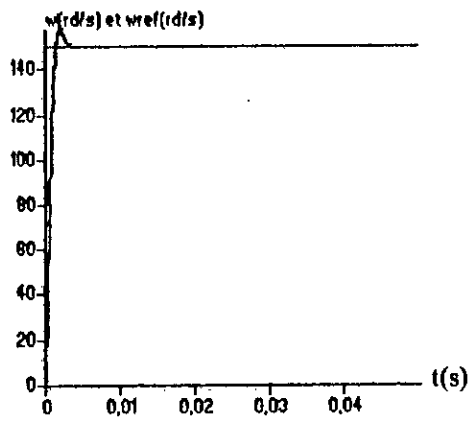
Il est simulé ensuite le comportement de la machine qui tournant à la vitesse de  $150\text{rd/s}$ , subit une charge de  $3Nm$ .(fig.II.7.b). Le couple électromagnétique répond à cette charge. Le courant  $i_d$  est peu affecté par cette perturbation que le système a rapidement rejetée. Ceci montre le bon comportement des régulateurs. La même remarque est faite lorsqu'on a éliminé la perturbation.

Dans la dernière simulation, on a effectué une inversion de vitesse de  $+150\text{ rd/s}$  à  $-150\text{rd/s}$  avec application d'une perturbation (fig.II.7.c). L'inversion s'est très rapidement réalisée, mais le couple a atteint une pointe inadmissible ainsi que le courant et la tension de phase.

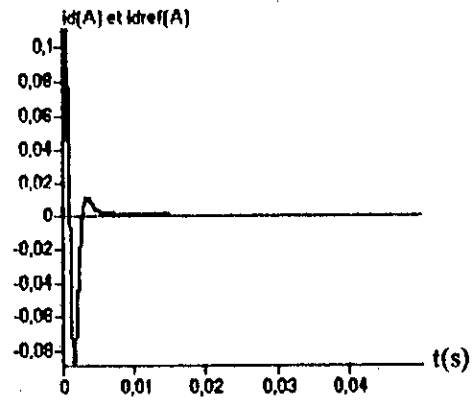
Dans toutes ces simulations, on a constaté que le couple donc le courant  $i_q$  atteignent en régime transitoire, ainsi qu'aux instants de l'inversion de vitesse, des pointes très élevées que la machine ne peut supporter. Ceci nous a obligé à utiliser un dispositif qui a comme rôle de limiter la consigne du courant  $i_q$  qu'impose le régulateur de vitesse et donc limiter le couple de référence.

La fig.II.7.d montre la réponse de la machine aux mêmes contraintes appliquées dans la dernière simulation en utilisant ce dispositif de limitation. Le système répond en un temps plus long que dans le cas sans limitation, car dans ce cas le fonctionnement des régulateur n'est utile que dans la zone où la fonction de limitation n'intervient pas. Cependant les résultats restent toujours satisfaisants. Le courant  $i_{q_{max}}$  a été choisi égale à  $20A$ .

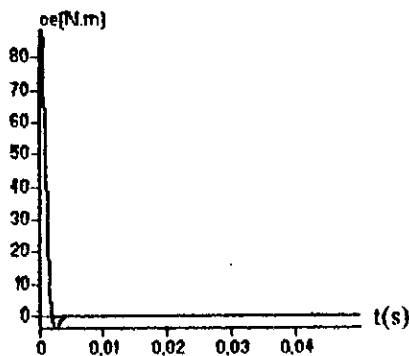




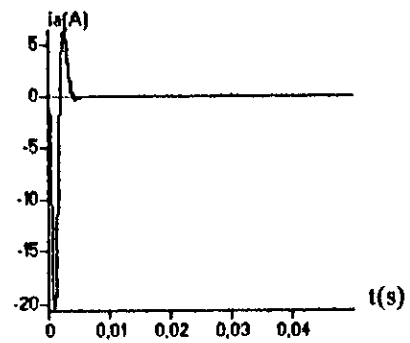
Vitesse  $\omega$  et sa référence  $\omega_{ref}$



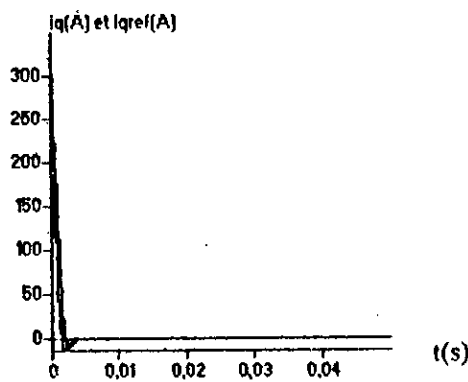
Courant  $i_d$  et sa référence  $i_{dref}$



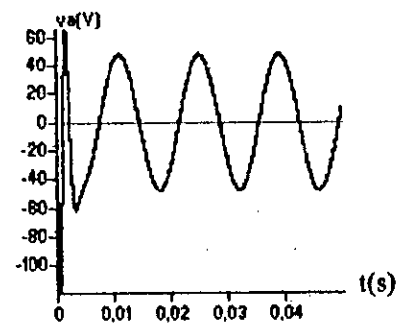
Couple électromagnétique  $C_e$



Courant  $i_a$  d'une phase statorique

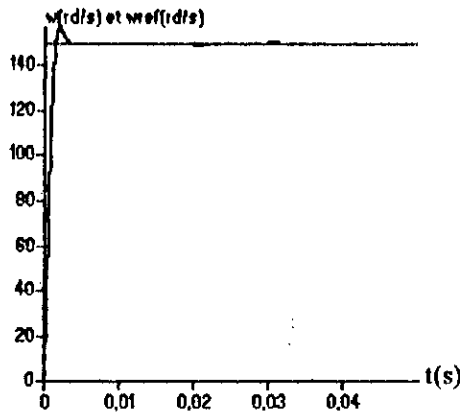


Courant  $i_q$  et sa référence  $i_{qref}$

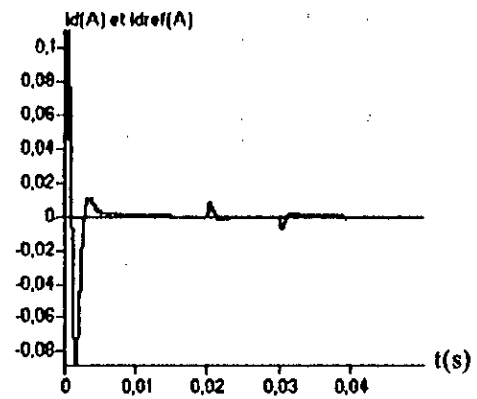


Tension  $V_a$  d'une phase statorique

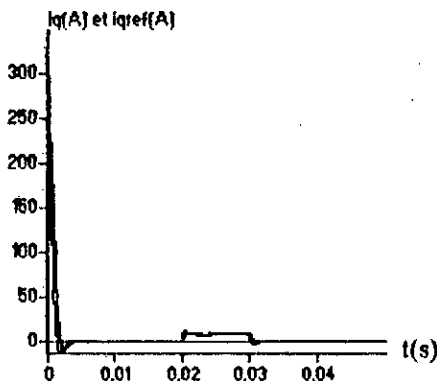
**Fig.II.7.a- Réponse de la MSAP pour une consigne de vitesse de 150 rd/s**



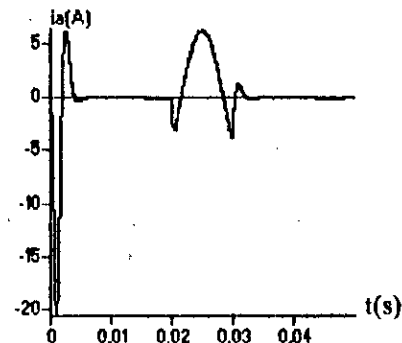
Vitesse  $\omega$  et sa référence  $\omega_{ref}$



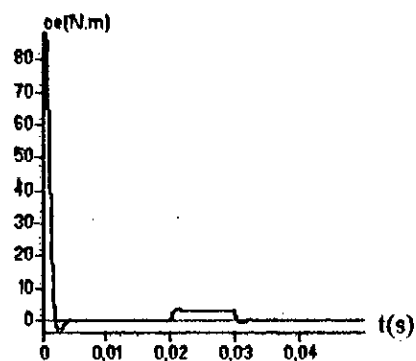
Courant  $i_d$  et sa référence  $i_{d,ref}$



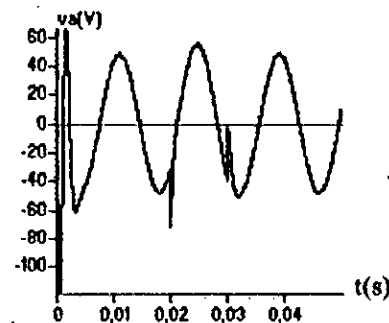
Courant  $i_q$  et sa référence  $i_{q,ref}$



Courant  $i_a$  d'une phase statorique

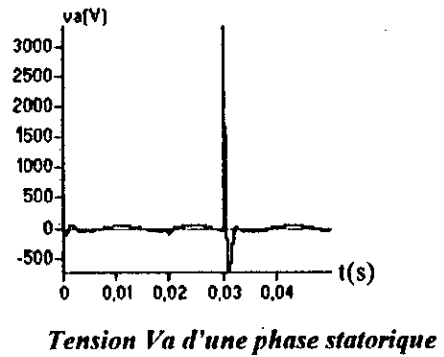
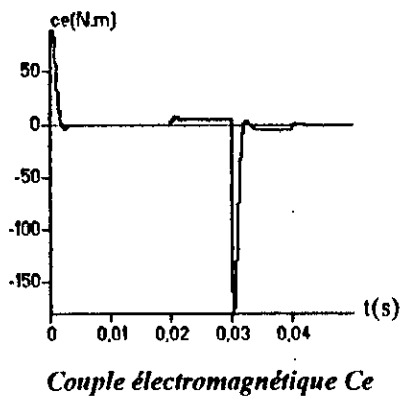
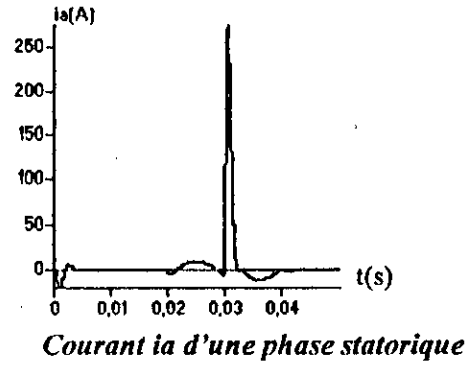
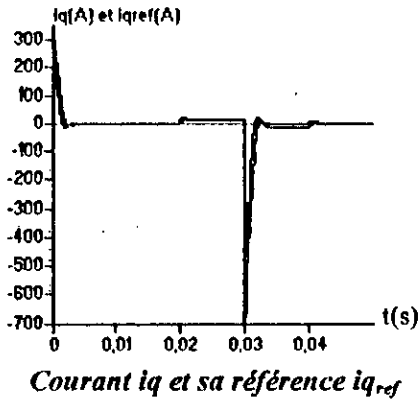
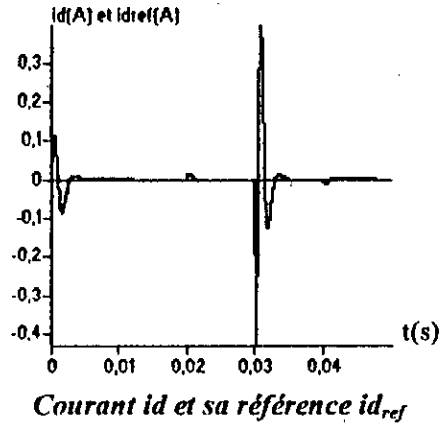
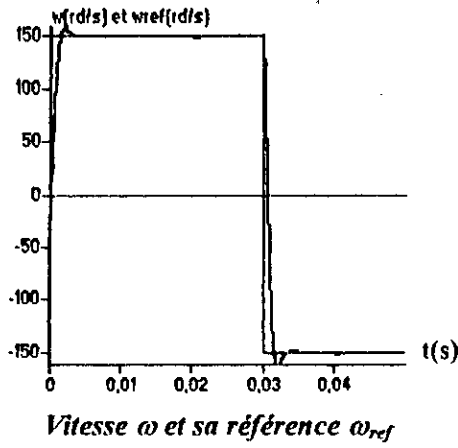


Couple électromagnétique  $C_e$

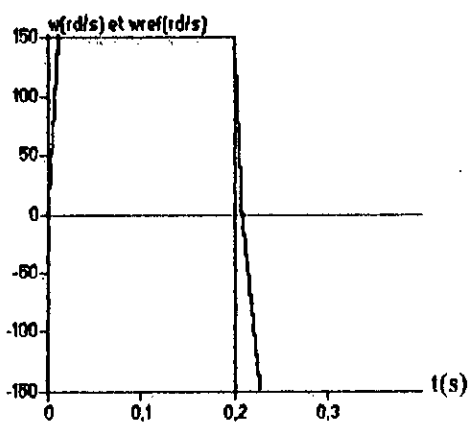


Tension  $V_a$  d'une phase statorique

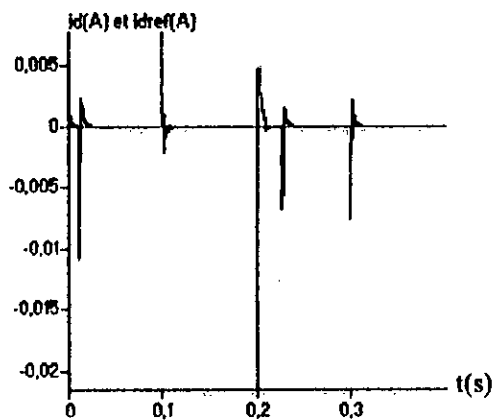
**Fig.1.7.b**-Réponse de la MSAP lors d'un réglage de vitesse pour une consigne de 150rd/s avec application d'un couple résistant de consigne 3Nm



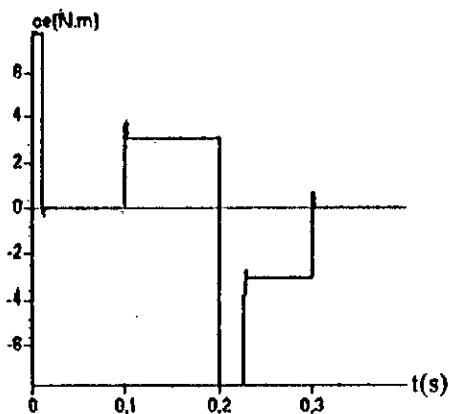
**Fig.I.7.c- Réponse de la MSAP lors du réglage de sa vitesse, avec application d'un couple résistant et une inversion de vitesse.**



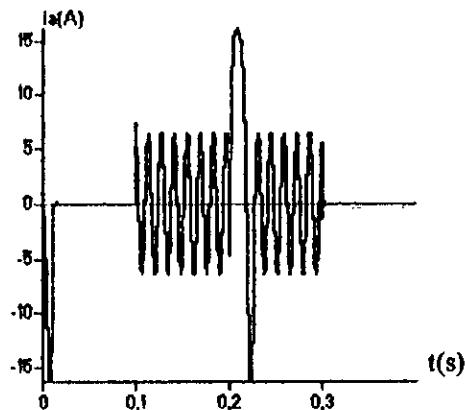
Vitesse  $\omega$  et sa référence  $\omega_{ref}$



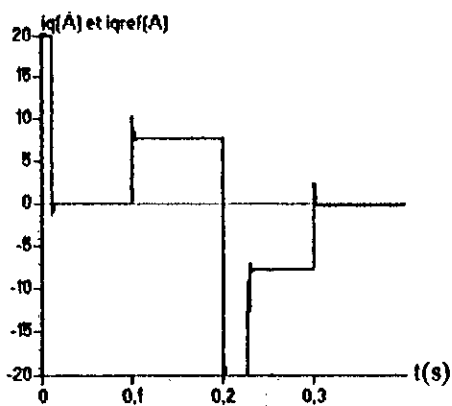
Courant  $i_d$  et sa référence  $i_{d,ref}$



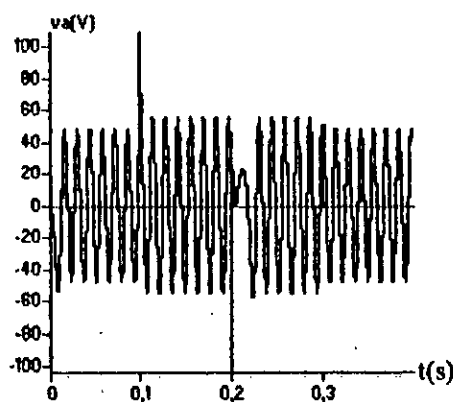
Couple électromagnétique  $C_e$



Courant  $i_a$  d'une phase statorique



Courant  $i_q$  et sa référence  $i_{q,ref}$



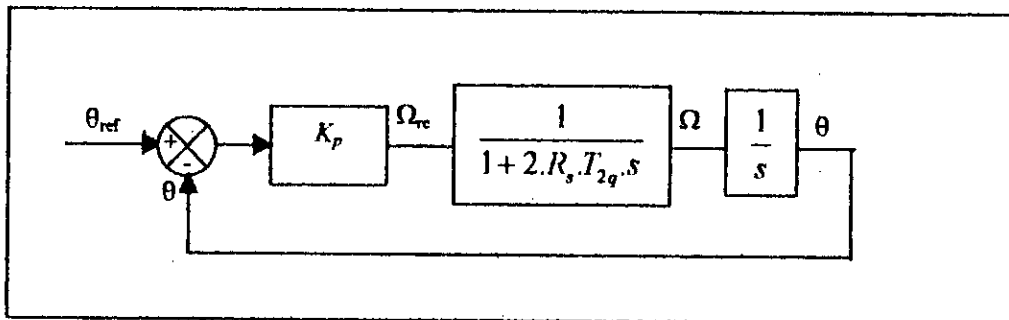
Tension  $V_a$  d'une phase statorique

**Fig.II.7.d- Réponse de la commande de vitesse de la MSAP en utilisant un limiteur**

## II.2- Régulation de la position

### II.2.1-Boucle de régulation de position

La régulation de position s'effectue en ajoutant à la boucle de régulation de vitesse une boucle supplémentaire pour contrôler la position. Le modèle de la MSAP montre que le système est muni d'une intégration, ce qui nous assure une erreur statique nulle en régime établi sans avoir recours à utiliser un régulateur PI. On se contente alors pour la régulation de position de choisir un régulateur de type P (proportionnel). C'est ce régulateur qui va imposer la consigne de la vitesse. Cette boucle de régulation est représentée à la **fig.II.8**.



**Fig.II.8- Boucle de régulation de la position**

Le système en boucle ouverte est défini par la fonction de transfert suivante :

$$F_{no}(s) = \frac{K_p}{s \cdot (1 + 2R_s T_{2q} \cdot s)} \quad (\text{II.10})$$

On choisit  $K_p$  de telle manière à qu'en boucle fermée, la boucle de vitesse sera dix fois plus rapide que celle de position. On aura alors :

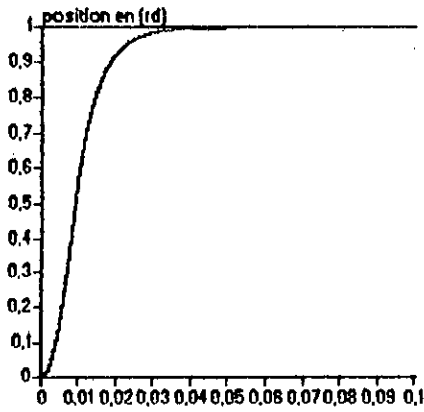
$$K_p = \frac{1}{20 \cdot R_s \cdot T_{2q}} \quad (\text{II.11})$$

## II.2.2- Résultats de simulation

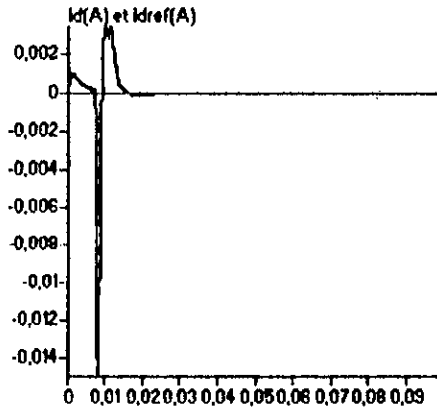
La fig II.9.a représente le démarrage de la MSAP suite à une consigne de position de  $1rd$ . La position suit bien sa consigne. La vitesse passe par un régime transitoire de courte durée, puis s'annule. Les courants  $i_d$  et  $i_q$  suivent leurs références. Le couple est l'image du courant  $i_q$ . Ce qui prouve le découplage des deux axes  $d$  et  $q$ .

L'introduction d'une perturbation n'influe pas sur la position (fig.II.9.b) et affecte peu les courants et la vitesse. Elle est rapidement rejetée. L'inversion de position de  $+1rd$  à  $-1rd$  est rapide (fig.II.9.c).

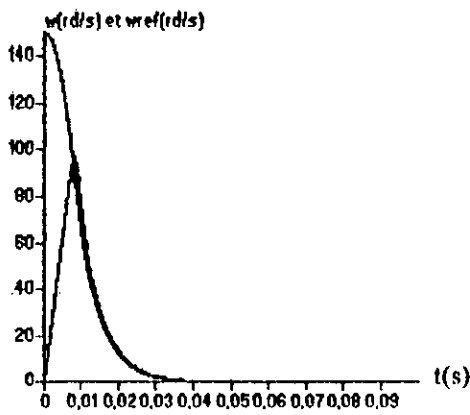
Ces résultats montrent que les boucles de courants  $i_d$  et  $i_q$  sont parfaitement découplées, et le régulateur de position et par suite du courant  $i_q$  rejettent rapidement toute perturbation.



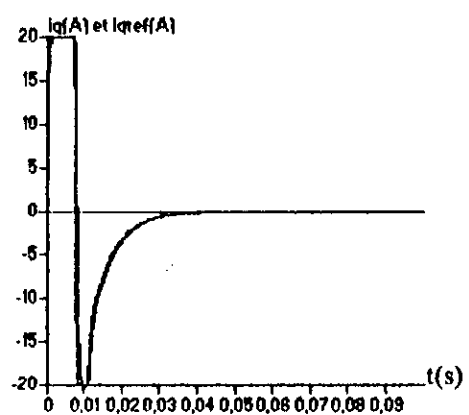
Position  $\theta$  et sa référence  $\theta_{ref}=1rd$



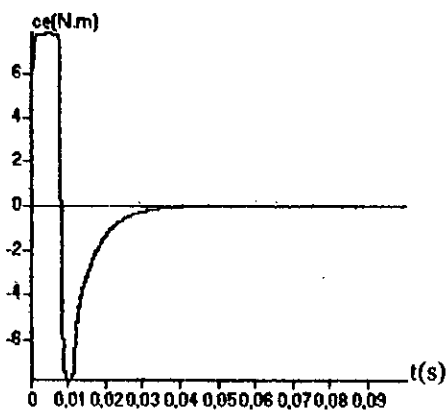
Courant  $i_d$  et sa référence  $i_{dref}$



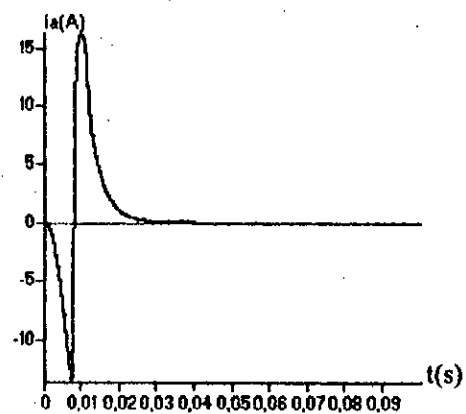
Vitesse  $\omega$  et sa référence  $\omega_{ref}$



Courant  $i_q$  et sa référence  $i_{qref}$

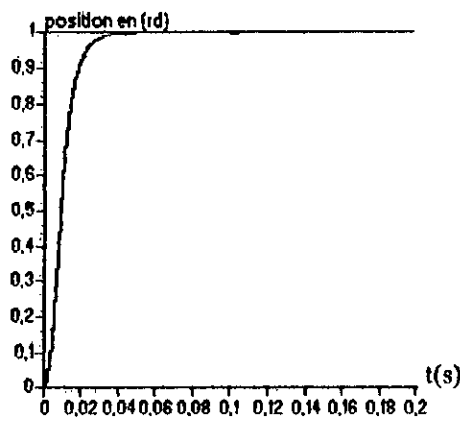


Couple électromagnétique  $C_e$

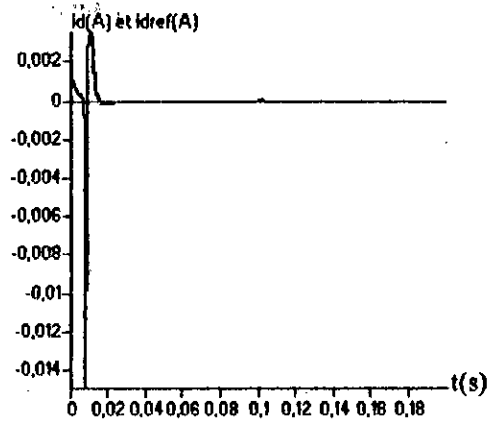


Courant d'une phase statorique  $i_a$

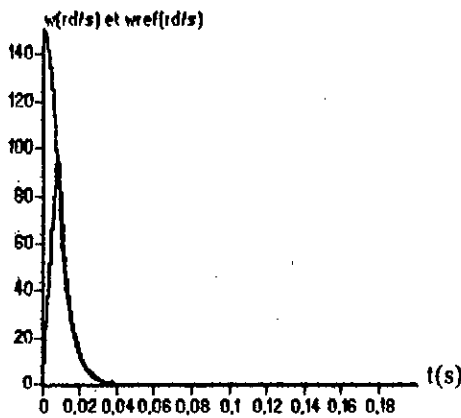
**Fig.II.9.a- Réponse de la MSAP à une consigne de position de 1rd**



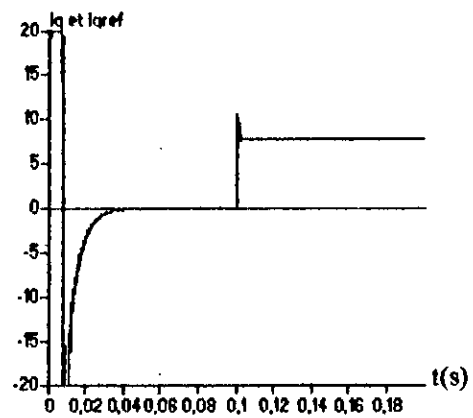
Position  $\theta$  et sa référence  $\theta_{ref}=1rd$



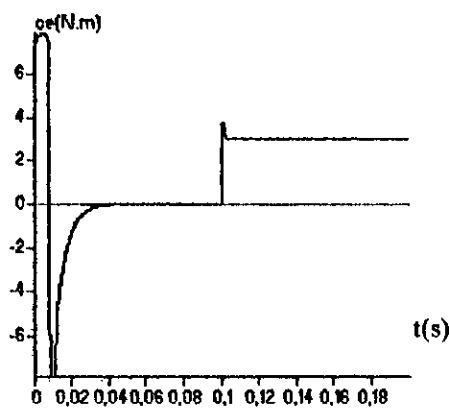
Courant  $i_d$  et sa référence  $i_{d,ref}$



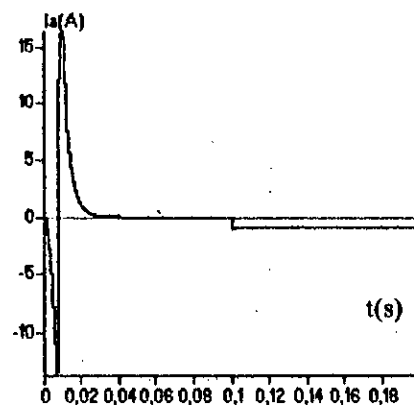
Vitesse  $\omega$  et sa référence  $\omega_{ref}$



Courant  $i_q$  et sa référence  $i_{q,ref}$



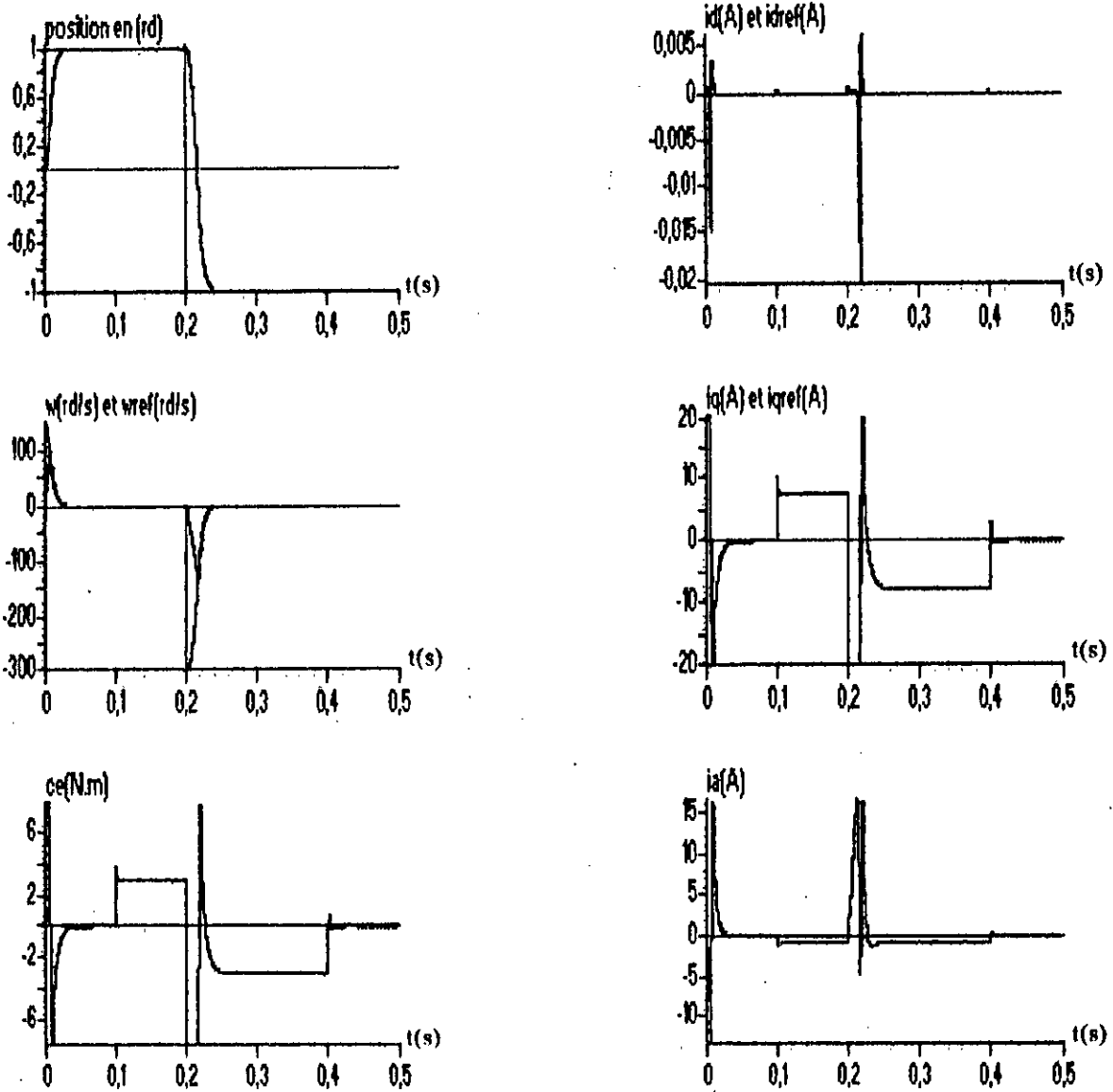
Couple électromagnétique  $C_e$



Courant d'une phase statorique  $i_a$

**Fig.II.9.b- Réponse de la MSAP à une consigne de position de 1rd et une application de perturbation à 0.1s**





**Fig.II.9.c- Réponse de la MSAP à une inversion de position de 1s à -1s à 0.2s et à l'application d'une perturbation à 0.1s et son élimination à 0.4s.**

## Conclusion

Le modèle de la MSAP est non linéaire et fortement couplé. Pour effectuer la commande de sa vitesse et de sa position on a utilisé la commande  $i_d=0$ . Cet algorithme permet de ramener le modèle de la MSAP à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée.

Les modèles d'action des courants  $i_d$  et  $i_q$  sont des systèmes de premier ordre. Celui de la vitesse est de second ordre.

Les résultats des simulations de la commande de vitesse ou de position de la MSAP, montrent que le courant  $i_q$  est pratiquement proportionnel au couple. La composante  $i_d$  est pratiquement indépendante des variations de la vitesse ou de position et seul le courant  $i_q$  est concerné par ces variations. Ce qui montre que le découplage est parfaitement réalisé. Les résultats montrent également que la perturbation est rapidement rejeté, ce qui assure le bon comportement des régulateurs.

Dans ce chapitre, l'alimentation de la machine est supposée idéale. Dans les parties suivantes on étudiera le cas d'une alimentation alternative réelle obtenue à partir d'un onduleur à trois niveaux.

## **CHAPITRE III**

# **ASSOCIATION ONDULEUR TRIPHASÉ A TROIS NIVEAUX-MSAP**

## Introduction

Dans le chapitre précédent, on a étudié la commande vectorielle de la MSAP alimentée par une source alternative idéale. Ce chapitre s'intéresse à l'étude d'une structure d'un convertisseur continu-alternatif : l'onduleur de tension à trois niveaux.

Les machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques ont atteint les stades d'application industrielle à la fin des années 70. Le convertisseur le plus utilisé de nos jours pour réaliser cette alimentation alternative est l'onduleur à deux niveaux. Afin de monter en tension et en puissance, les onduleurs à trois niveaux commencent à être utilisés.

Plusieurs structures de l'onduleur à trois niveaux sont possibles [Boin 92], [Thomas 92], [Berkouk 95.1]. Dans le cadre de notre travail, on va présenter une structure de l'onduleur à trois niveaux de type NPC. Cette structure de conversion existe dans l'industrie. Elle peut être pilotée en pleine onde et en modulation de largeurs d'impulsions (MLI) [Zendaoui 91], [Thomas 92], [B.Romdane 94], [Berkouk 95.1], [S.Lai 96].

Différentes stratégies de modulation de largeurs d'impulsions (MLI), sont appliquées aux onduleurs à trois niveaux. Elles ont été proposées par différents auteurs [Steinke 88], [Bauer 89], [Zendaoui 91], [Thomas 92], [Berkouk 94], [B.Romdane 94], [Y. Lee 96,] afin d'arriver à générer une source de tension la plus sinusoïdale possible. Ces stratégies développées pour les onduleurs à trois niveaux sont pratiquement toutes des extensions de celles des onduleurs à deux niveaux.

Ce chapitre se compose de deux parties principales. La première partie est consacrée à l'étude de la structure de l'onduleur à trois niveaux. Ainsi, on présentera son principe de fonctionnement et ses modèles de connaissance et de commande. Dans la deuxième partie, on étudiera quelques stratégies de commande de ce convertisseur et on montrera les performances de la commande de vitesse et de position de la MSAP alimentée par l'onduleur à trois niveaux utilisant la technique de la commande vectorielle.

# I- Modèles de fonctionnement et de commande d'un onduleur à trois niveaux

## I.1- Modèle de fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux

### I.1.1- Structure d'un onduleur à trois niveaux

Un bras de l'onduleur NPC (Neutral Point Clamping) à trois niveaux, étudié dans ce mémoire, est présenté à la fig.III.1.

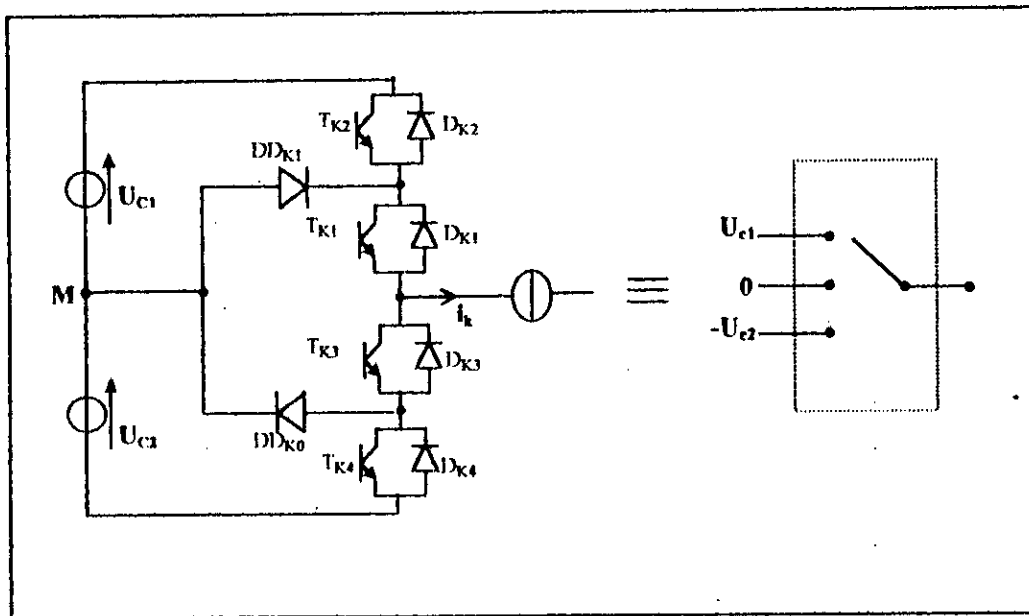


Fig.III.1- Un bras de l'onduleur à trois niveaux

Un bras est équivalent à un interrupteur à trois positions qui permet d'obtenir en sortie trois niveaux de tension  $U_{c1}$ ,  $0$  et  $-U_{c2}$  (fig.III.1).

Ce bras est constitué de quatre paires diode-transistor représentant chacune un interrupteur bidirectionnel et de deux diodes médianes permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur.

Dans le cas idéal, les tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  sont égales. Dans ce chapitre, on supposera toujours  $U_{c1}=U_{c2}=U_c$ .

Pour la commande de la machine synchrone à aimants permanents, on utilisera l'onduleur triphasé à trois niveaux dont la structure est représentée à la fig.III.2.

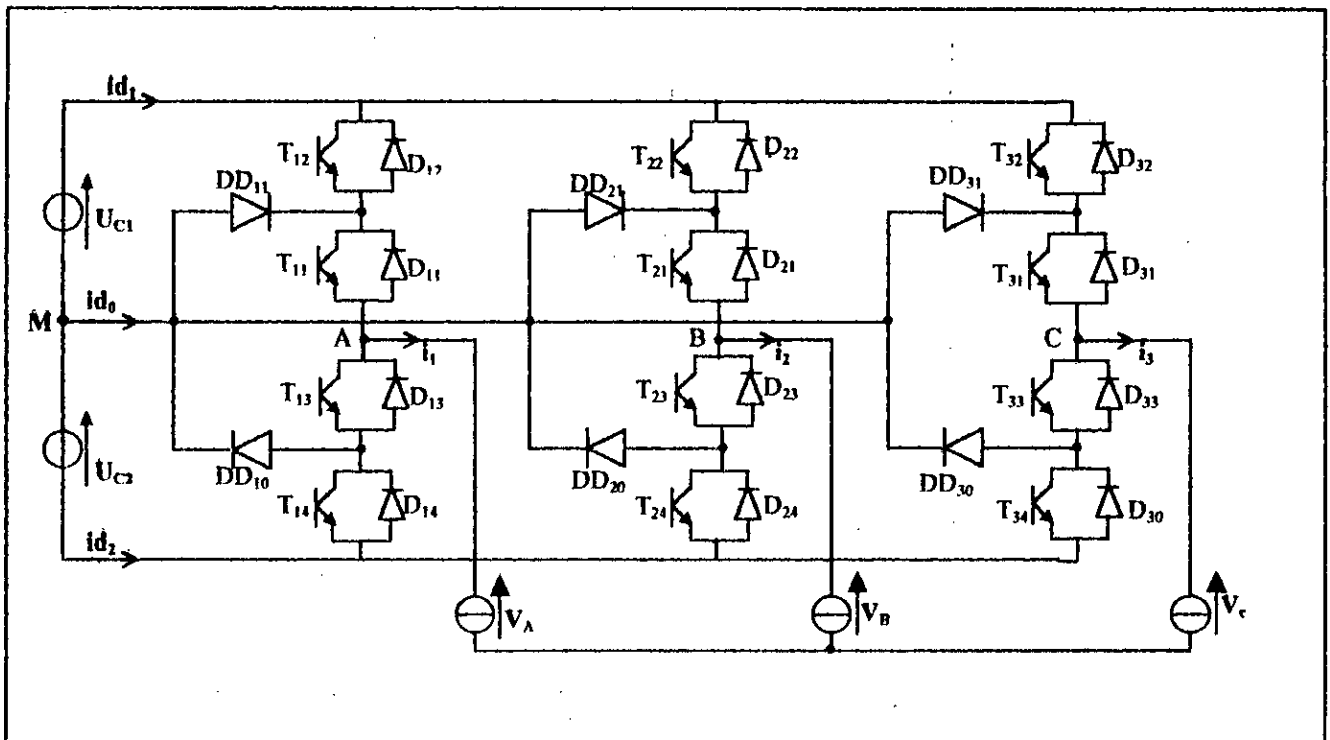


Fig.III.2- Onduleur triphasé à trois niveaux

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

**1.1.2- Fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux :**

En représentant chaque paire diode-transistor par un interrupteur bidirectionnel, le bras d'un onduleur triphasé définit cinq configurations possibles.

La fig.III.3 montre ces différentes configurations.

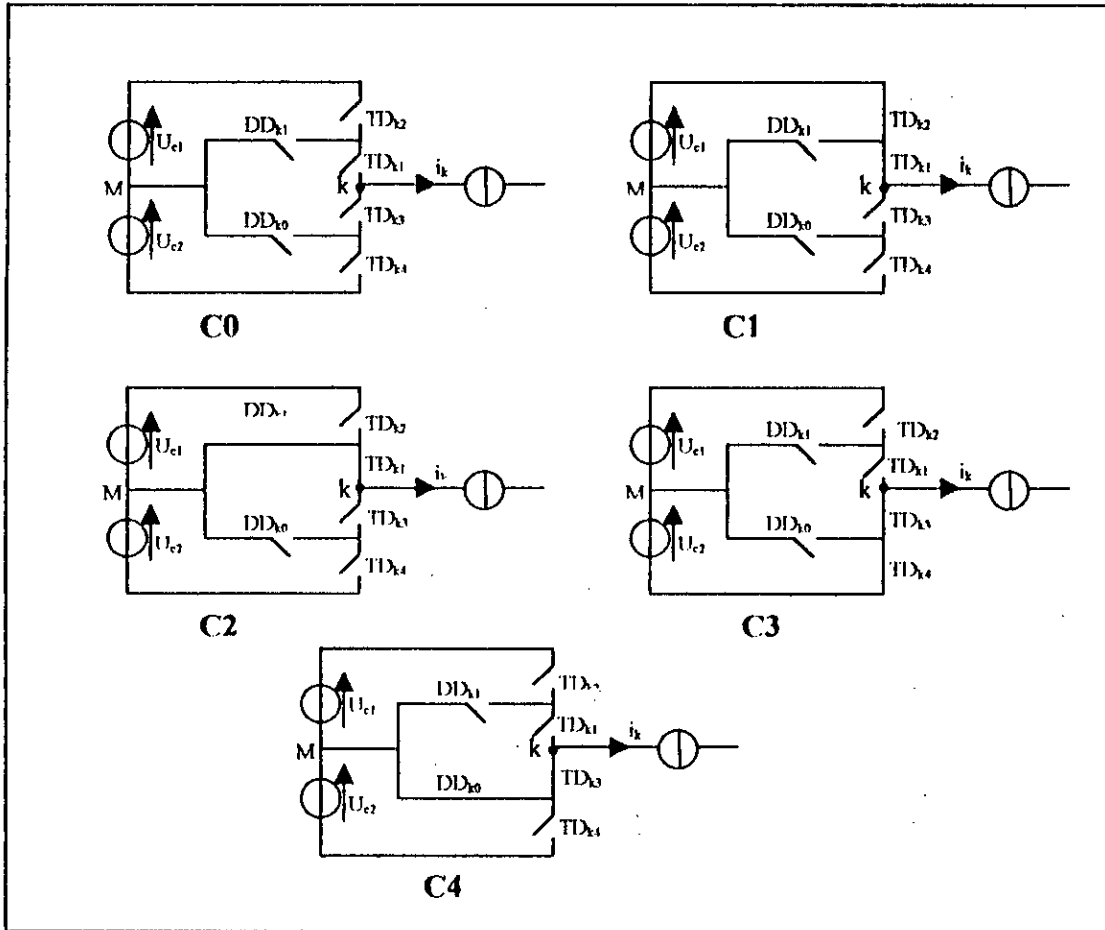


Fig.III.3- Les différentes configurations que peut avoir un bras de l'onduleur à trois niveaux

Le tableau III.1 contient les valeurs de la tension  $V_k$  (tension du point  $k$  par rapport au point  $M$ ) caractérisant chaque configuration.

Configuration Ci	Tension $V_k$
C0	$V_k$ dépend de la charge ( $i_k=0$ )
C1	$U_c$
C2	0
C3	$-U_c$
C4	0

Tableau III.1- Valeurs de la tension  $V_k$  pour chaque configuration Ci

Toutes les structures possibles avec l'onduleur de tension à deux niveaux (monophasé, diphasé, triphasé) sont aussi réalisables avec la structure à trois niveaux. La structure à deux niveaux est obtenue en éliminant les diodes internes médianes. Ainsi en fonctionnement en deux niveaux, on n'obtient jamais les configurations C2 et C4.

### 1.1.3- Cellule de commutation multi-tripôle

Chaque bras de l'onduleur à trois niveaux (fig.III.4) constitue une cellule de commutation multi-tripôle [Berkouk 95.1] dont les semi-conducteurs se combinent pour constituer trois cellules tripôles. La fig III.4 montre ces trois cellules.

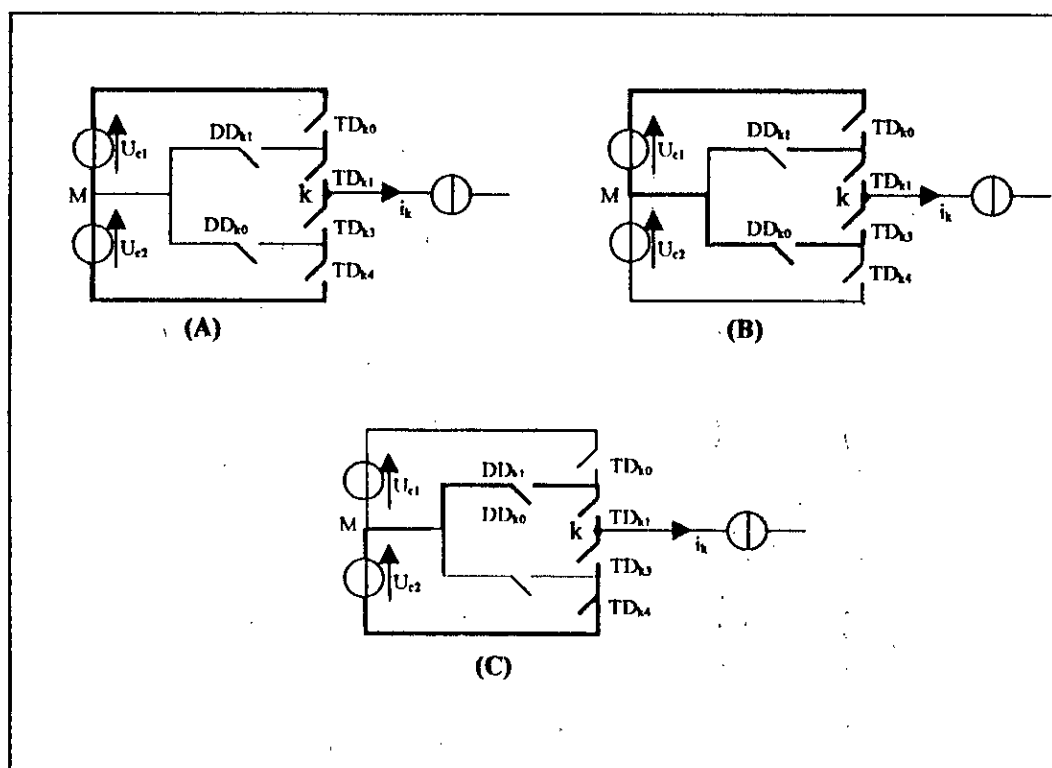


Fig.III.4- Les trois cellules tripôles contenues dans une cellule de commutation multi-tripôle



## I.2- Modèle de commande de l'onduleur à trois niveaux

### I.2.1- Commandabilité d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Un convertisseur est dit en mode commandable, si les transitions entre ses différentes configurations possibles dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs). Cela implique alors une conduction continue du convertisseur [Guillaud 92] [Berkouk 95.1].

Afin d'avoir un fonctionnement totalement commandable qui nous permet d'obtenir les trois niveaux de tension désirés, on doit étudier tous les cas possibles de commande complémentaire de l'onduleur..

Trois commandes complémentaires peuvent être appliquées sur un bras. L'interrupteur  $TD_{k1}$  par exemple pourra avoir comme complémentaire dans la commande :  $TD_{k2}$ ,  $TD_{k3}$ , ou  $TD_{k4}$ .

Ainsi, on écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \bar{B}_{k2} \\ B_{k3} = \bar{B}_{k4} \end{array} \right\}, \left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \bar{B}_{k3} \\ B_{k2} = \bar{B}_{k4} \end{array} \right\}, \left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \bar{B}_{k4} \\ B_{k2} = \bar{B}_{k3} \end{array} \right\} \quad (III.1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{k1} = \bar{B}_{k4} \\ B_{k2} = \bar{B}_{k3} \end{array} \right\} \quad (III.2)$$

$B_{ki}$  : Commande de la base du transistor  $T_{ki}$

Après avoir étudié ces trois cas de commande possible (annexe 2), on a constaté que le cas définissant la commande permettant d'utiliser au mieux l'onduleur à trois niveaux est celui donné par le système (III.2) (un minimum de cas inconnus de la tension  $V_k$ ). Le tableau III.2 montre ce cas de commande complémentaire.

$TD_{k1}$	$TD_{k2}$	$TD_{k3}$	$TD_{k4}$	$V_k$
0	0	1	1	$-U_c$
0	1	0	1	Inconnue
1	0	1	0	0
1	1	0	0	$+U_c$

Tableau III.2- Tableau logique caractérisant la commande complémentaire utilisée

## 1.2.2- Fonctions de connexions

### 1.2.2.a- Fonction de connexion $F_{ki}$ d'un interrupteur

Elle définit l'état de l'interrupteur  $TD_{ki}$  du bras  $k$ . Elle vaut un lorsque l'interrupteur est fermé et zéro dans le cas contraire.

En mode commandable, et avec la commande complémentaire adoptée, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras  $k$  sont liées par les relations suivantes :

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

Avec cette commande complémentaire, on trouve seulement deux cellules de commutation parmi celles définies à la fig.III.4. La première correspond à la cellule (C) constituée de la paire d'interrupteurs ( $TD_{k1}, TD_{k4}$ ) avec  $TD_{k3}$  fermé. La deuxième correspond à la cellule (B) constituée de la paire ( $TD_{k2}, TD_{k3}$ ) avec  $TD_{k1}$  fermé.

### 1.2.2.b- Fonction de connexion $F_{km}^b$ d'un demi bras

Elle est associée au demi-bras  $m$  et définie comme suit :

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

Tel que :

$m=1$  pour le demi-bras du haut et  $m=0$  pour le demi-bras du bas

## 11.2.4- Fonction de commutation $F_k^i$

Elle est liée à une cellule de commutation . On note  $F_k^i$  la fonction de commutation associée à la cellule  $i$  du bras  $k$ .

Les fonctions de connexion des interrupteurs s'expriment à l'aide de ces fonctions de commutation comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_k^1(t)] \\ F_{k2}(t) = \frac{1}{2} [1 + F_k^2(t)] \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} F_{k4}(t) = \frac{1}{2} \left[ 1 + F_k^1\left(t - \frac{T}{2}\right) \right] \\ F_{k3}(t) = \frac{1}{2} \left[ 1 + F_k^2\left(t - \frac{T}{2}\right) \right] \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

$T$ : période de fonctionnement de la cellule  $i$ . ( $T$  est également la période de fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux)

## 1.2.4- Modèle de connaissance et de commande de l'onduleur à trois niveaux

### 1.2.4.1- Fonction de conversion

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux (fig.III.2), les potentiels des nœuds  $A$ ,  $B$  et  $C$  par rapport au point milieu  $M$  s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{c1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{c2} \\ V_{BM} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{c1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{c2} \\ V_{CM} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{c1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{c2} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

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

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b \cdot U_{c1} - F_{10}^b \cdot U_{c2} \\ V_{BM} = F_{21}^b \cdot U_{c1} - F_{20}^b \cdot U_{c2} \\ V_{CM} = F_{31}^b \cdot U_{c1} - F_{30}^b \cdot U_{c2} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

On constate d'après cette relation que l'onduleur triphasé à trois niveaux correspond à la mise en série de deux onduleurs triphasés à deux niveaux [Guillaud 92], [Berkouk 95]. L'un constitué des demi-bras du haut et alimenté par  $U_{c1}$ . L'autre formé des demi-bras du bas et alimenté par  $(-U_{c2})$ .

Les tensions composées se déduisent alors comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

En utilisant directement la relation (III.7), le système (III.8) se met sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right\} \quad (III.9)$$

Les tensions simples sont données par la relation matricielle suivante :

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

Les courants d'entrée  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$  de l'onduleur triphasé à trois niveaux (fig.III.2) s'écrivent en fonction des courants de la charge de cet onduleur et en utilisant les fonctions de connexion des demi-bras comme suit :

$$\begin{cases} id_1 = F_{11}^b i_1 + F_{21}^b i_2 + F_{31}^b i_3 \\ id_2 = F_{10}^b i_1 + F_{20}^b i_2 + F_{30}^b i_3 \end{cases} \quad (III.11)$$

Le courant  $id_0$  est lié aux courants de la charge par la relation suivante :

$$id_0 = F_{11} F_{13} i_1 + F_{21} F_{23} i_2 + F_{31} F_{33} i_3 \quad (III.12)$$

A partir des relations (III.10) et (III.11), on peut déduire que  $id_0$  s'écrit comme suit :

$$id_0 = i_1 + i_2 + i_3 - id_1 - id_2 \quad (III.13)$$

En utilisant les fonctions de connexion des demi-bras,  $id_0$  s'écrit également sous la forme suivante :

$$id_0 = (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) i_1 + (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) i_2 + (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) i_3 \quad (III.14)$$

#### 1.2.4.1.â- Relations de conversion simples

On définit la matrice de conversion simple  $[N(t)]$  qui permet de déduire la relation entre les grandeurs de sortie de l'onduleur ( $V_A, V_B, V_C, id_1, id_2, id_0$ ) et ses variables d'état ( $U_{c1}, U_{c2}, i_1, i_2, i_3$ ).

$$\text{On écrit : } \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ id_1 \\ id_2 \\ id_0 \end{bmatrix} = [N(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

avec  $[N(t)]$  définie en utilisant les fonctions de connexion des demi-bras comme suit :

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

### 1.2.4.1.b- Relations de conversion composées :

Lorsqu'on utilise les tensions composées, on définit la matrice de conversion composée.

$$\text{On écrit : } \begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ id_1 \\ id_2 \\ id_0 \end{bmatrix} = [M(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

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

Après avoir défini les matrices de conversion  $[N(t)]$  et  $[M(t)]$ , on peut présenter le modèle de connaissance global de l'onduleur triphasé à trois niveaux (fig.III.5).

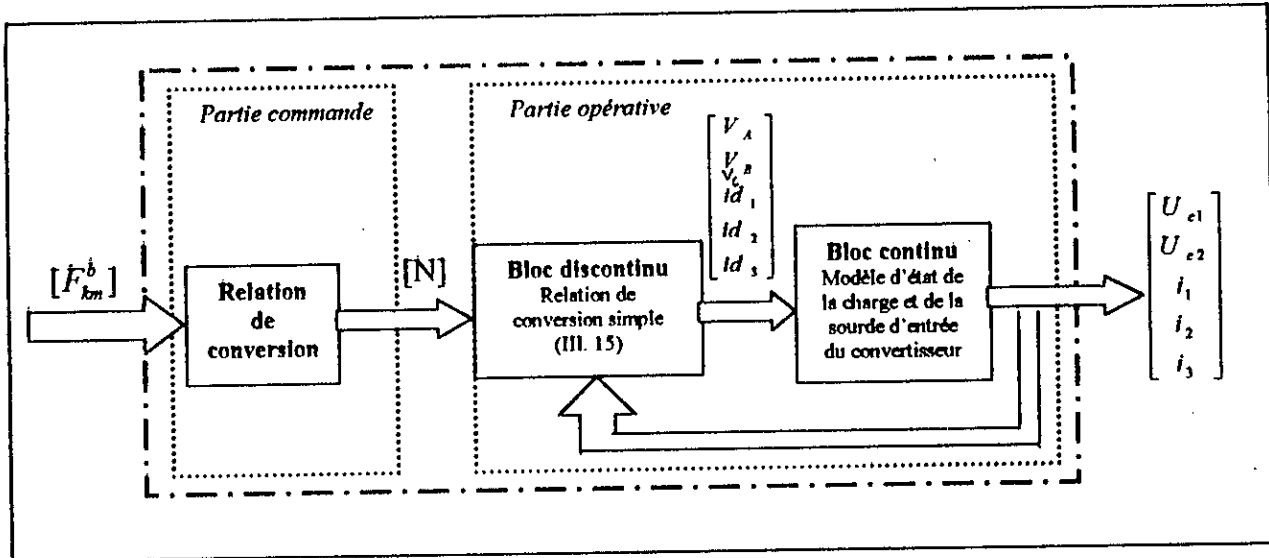


Fig.III.5- Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

On distingue :

- La partie commande 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 de :
  - Un bloc discontinu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état et la matrice de conversion.
  - Un bloc continu représentant le modèle de la charge de l'onduleur et de la source de tension d'entrée.

#### 1.2.4.2- Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Le modèle de connaissance de l'onduleur présenté à la fig.III.5 est bien adapté à la simulation et donc à la validation des stratégies de commande. Afin de pouvoir effectuer la synthèse des algorithmes de commande, on doit rendre le bloc discontinu continu [Guillaud 92], [Berkouk 95.1]. Pour cela, on a besoin d'introduire (toujours en mode commandable), la notion de fonction génératrice.

La fonction génératrice  $X_g$  d'une fonction  $X$  est sa valeur moyenne sur une période  $T_e$ . Ainsi, on définit la fonction génératrice de connexion  $F_{kmg}^b$  comme la valeur moyenne de la fonction discontinue  $F_{km}^b$  de connexion sur une période de commutation  $T_c$ , supposée infiniment petite. On écrit :

$$F_{kmg}^b(t) = \frac{1}{T_e} \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} F_{km}^b(\tau) d\tau \tag{III.19}$$

$k$  : entier naturel et  $0 \leq F_{kmg}^b \leq 1$

De même, on peut définir les matrices génératrices de conversion simple et composée comme suit :

$$\begin{cases} [N_g(t)] = \frac{1}{T_e} \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} [N(t)] d\tau \\ [M_g(t)] = \frac{1}{T_e} \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} [M(t)] d\tau \end{cases} \tag{III.20}$$

En utilisant ces fonctions génératrices et les valeurs moyennes instantanées des grandeurs électriques sur une période  $T_e$ , les relations de conversion (III.15) et (III.17) deviennent (III.21) et (III.23).

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ id_1 \\ id_2 \\ id_0 \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \tag{III.21}$$

$$[N_g(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2F_{1g}^b - F_{2g}^b - F_{3g}^b}{3} & \left( \frac{2F_{10g}^b - F_{20g}^b - F_{30g}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F_{1g}^b + 2F_{2g}^b - F_{3g}^b}{3} & \left( \frac{-F_{10g}^b + 2F_{20g}^b - F_{30g}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-F_{1g}^b - F_{2g}^b + 2F_{3g}^b}{3} & \left( \frac{-F_{10g}^b - F_{20g}^b + 2F_{30g}^b}{3} \right) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{1g}^b & F_{2g}^b & F_{3g}^b \\ 0 & 0 & F_{10g}^b & F_{20g}^b & F_{30g}^b \\ 0 & 0 & (1-F_{1g}^b - F_{10g}^b) & (1-F_{2g}^b - F_{20g}^b) & (1-F_{3g}^b - F_{30g}^b) \end{bmatrix} \tag{III.22}$$

De même pour la fonction génératrice de conversion composée, on a :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \\ id_1 \\ id_2 \\ id_0 \end{bmatrix} = [M_g(t)] \begin{bmatrix} U_{c1} \\ U_{c2} \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \tag{III.23}$$

avec

$$[M_g(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11g}^b - F_{21g}^b) & - (F_{10g}^b - F_{20g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{21g}^b - F_{31g}^b) & - (F_{20g}^b - F_{30g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ (F_{31g}^b - F_{11g}^b) & - (F_{30g}^b - F_{10g}^b) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{11R}^b & F_{21R}^b & F_{31R}^b \\ 0 & 0 & F_{10R}^b & F_{20R}^b & F_{30R}^b \\ 0 & 0 & (1 - F_{11R}^b - F_{10R}^b) & (1 - F_{21R}^b - F_{20R}^b) & (1 - F_{31R}^b - F_{30R}^b) \end{bmatrix} \tag{III.24}$$

L'utilisation de ces fonctions génératrices permet de remplacer le bloc discontinu de la partie opérative par un bloc continu. Ainsi, on peut définir un modèle de commande de l'onduleur au sens des valeurs moyennes (fig.III.6).

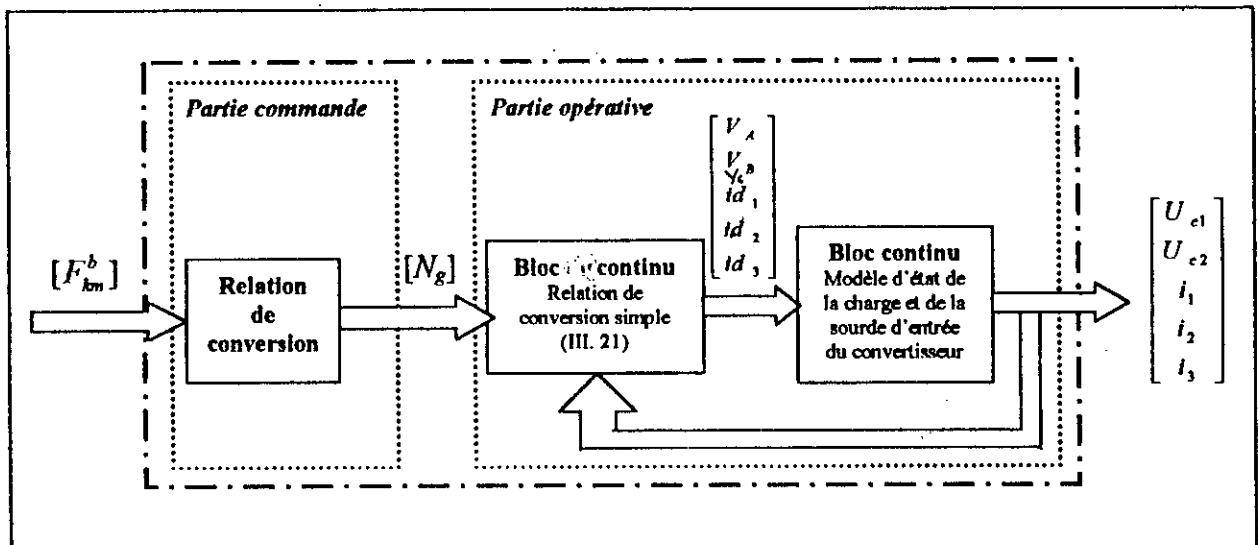


Fig.III.6- Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux en utilisant la fonction génératrice



Comme le neutre de la charge de l'onduleur triphasé à trois niveaux est isolé, on a alors :

$$\begin{cases} i_1 + i_2 + i_3 = 0 \\ V_A + V_B + V_C = 0 \\ id_0 = -(id_1 + id_2) \end{cases} \quad (III.25)$$

Dans ce cas et avec l'hypothèse  $U_{c1}=U_{c2}=U_c$ , le système (III.15) peut être réduit, en utilisant seulement  $V_A, V_B, id_1, id_2, U_c, i_1$  et  $i_2$  :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ id_1 \\ id_2 \end{bmatrix} = [N_{rg}(t)] \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (III.26)$$

avec  $[N_{rg}(t)]$  : matrice réduite de conversion simple

$$[N_{rg}(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2(F_{11g}^b - F_{10g}^b) - (F_{21g}^b - F_{20g}^b) - (F_{31g}^b - F_{30g}^b)}{3} & 0 & 0 \\ -\frac{(F_{11g}^b - F_{10g}^b) + 2(F_{21g}^b - F_{20g}^b) - (F_{31g}^b - F_{30g}^b)}{3} & 0 & 0 \\ 0 & (F_{11g}^b - F_{31g}^b) & (F_{21g}^b - F_{31g}^b) \\ 0 & (F_{10g}^b - F_{30g}^b) & (F_{20g}^b - F_{30g}^b) \end{bmatrix} \quad (III.27)$$

Aussi en travaillant avec les tensions composées, la relation (III.16) se réduit à (II.28).

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ id_1 \\ id_2 \end{bmatrix} = [M_{rg}(t)] \begin{bmatrix} U_c \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (III.28)$$

avec  $[M_{rg}(t)]$  : matrice réduite de conversion composée

$$[M_{rg}(t)] = \begin{bmatrix} (F_{11g}^b - F_{10g}^b) - (F_{21g}^b - F_{20g}^b) & 0 & 0 \\ (F_{21g}^b - F_{20g}^b) - (F_{31g}^b - F_{30g}^b) & 0 & 0 \\ 0 & (F_{11g}^b - F_{31g}^b) & (F_{21g}^b - F_{31g}^b) \\ 0 & (F_{10g}^b - F_{30g}^b) & (F_{20g}^b - F_{30g}^b) \end{bmatrix} \quad (III.29)$$

## II- Stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux

Après avoir modélisé l'onduleur qu'on va utiliser pour alimenter la MSAP, on doit s'intéresser à la manière avec laquelle les signaux de commande de cet onduleur sont élaborés, pour avoir les trois niveaux de tension désirés.

On emploie de plus en plus les onduleurs à MLI. Chaque alternance de la tension de sortie est formée de plusieurs créneaux de largeur différentes [Seguier 89]. Cela conduit à faire commuter les semi-conducteurs commandés plusieurs fois par période.

Cependant l'augmentation du nombre de commutation entraîne des pertes excessives au niveau des semi-conducteurs, ce qui entraîne la diminution du rendement du convertisseur. Pour remédier à cet inconvénient dans certaines applications les instants de commande sont calculés et mémorisés au préalable. Les interrupteurs sont ensuite commandés par un microprocesseur [Robyns 93].

Dans cette partie, on présente deux types de stratégies de commande:

- La triangulo-sinusoidale à deux porteuses.
- La commande par hystérésis en courant.

Pour réaliser le réglage des tensions et de la fréquence d'alimentation de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux, on commandera ce dernier par l'une de ces deux stratégies MLI.

### II.1- Stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses

#### II.1.1- La stratégie triangulo-sinusoidale

Cette stratégie de commande est très connue pour les onduleurs à deux niveaux. Elle a été récemment appliquée à ceux à trois niveaux. Son principe général (fig.III.7) est de comparer une tension de référence à une porteuse ayant une forme triangulaire ou en dents de scie. Si la référence est sinusoidale, cette stratégie est caractérisée par l'indice de modulation  $m$ , et le taux de modulation  $r$ . L'indice de modulation est défini comme le rapport  $(F_p/F)$ , de la fréquences de la porteuse et celle de la référence. Le taux de modulation est égal au rapport de l'amplitude  $V_m$  de la tension de référence à l'amplitude  $U_{pm}$  de la porteuse [Séguier 89].

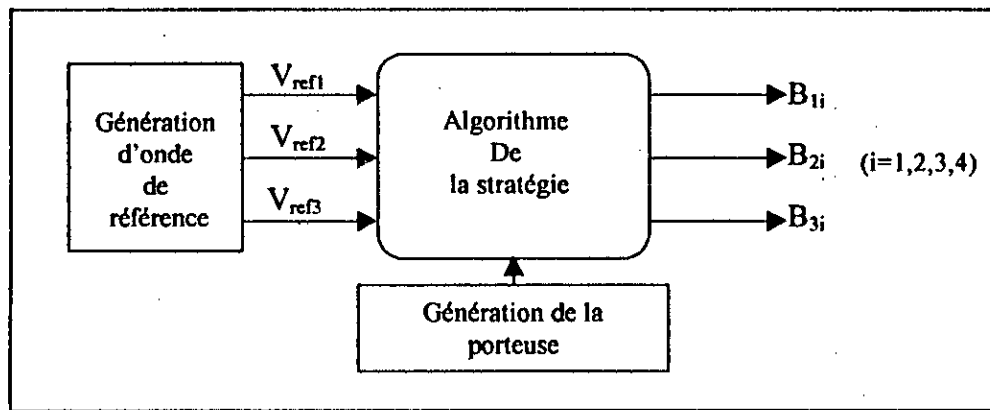


Fig.III.7- Principe de la technique triangulo-sinusoidale

La modulation est dite synchrone lorsque  $m$  est entier, et asynchrone dans le cas contraire.

Cette stratégie présente deux avantages importants :

- Elle repousse vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite leur filtrage.
- Elle permet de faire varier l'amplitude du fondamental de la tension de sortie.

La stratégie à une seule porteuse est la plus connue pour commander les onduleurs. La commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux par cette stratégie a été faite par plusieurs auteurs [Yao 94], [B.Romdane 95], [Berkouk 95.1], [Tlemceni 97]. Ils ont analysé la tension de sortie de l'onduleur, ainsi que son spectre d'harmoniques pour différentes valeurs de l'indice de modulation  $m$ . Ils ont déduit que pour les onduleurs à trois niveaux :

- La porteuse qui permet les meilleures performances de cette stratégie est la triangulaire unipolaire.
- La présence des harmoniques paires pour les valeurs impaires de  $m$ .
- Les harmoniques de la tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ( $F_p = m.F$ ). La famille la plus importante du point de vue amplitude est celle de rang ( $m.F$ ).

### II.1.2- Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses

Pour les onduleurs à trois niveaux, on peut utiliser deux porteuses identiques dont l'une est déphasée de l'autre d'une demi période de hachage ( $\frac{1}{2f_p}$ ) ( $f_p$ : fréquence des deux porteuses).

Plusieurs porteuses sont possibles, on choisit celle en dents de scie bipolaire parce qu'elle permet d'améliorer le taux d'harmoniques des tensions de sortie [Berkouk 95.1].

La fig.III.8 montre le principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

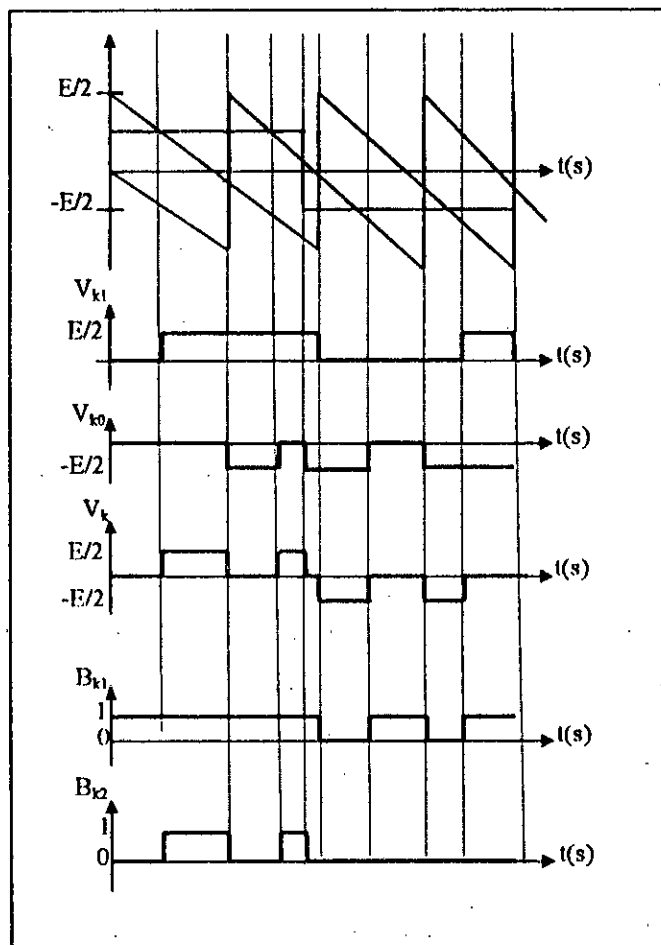


Fig.III.8. Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à trois niveaux, permettant de générer un système de tension triphasé équilibré sont définies par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \cdot \sin \omega t \\ V_{ref2} = V_m \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ref3} = V_m \cdot \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (III.30)$$

Les deux porteuses ainsi que les trois tensions de référence sont représentés sur la fig.III.9 pour  $m=6$  et  $r=0.8$

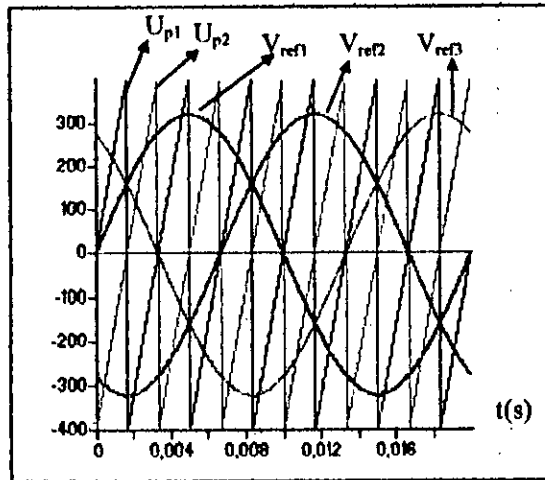


Fig.III.9- Tensions de référence et les deux porteuses pour  $m=6$  et  $r=0.8$

### II.1.3- Algorithme de commande de la triangulo-sinusoïdale à deux porteuses

La stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses utilise la propriété qu'un onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. Son algorithme de commande se résume en ces deux étapes suivantes :

#### Etape 1

Détermination des signaux intermédiaires  $V_{k0}$  et  $V_{k1}$

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = \frac{E}{2} \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = -\frac{E}{2} \end{cases} \quad (III.31)$$

**Etape 2**

Détermination du signal  $V_{k2}$ :

$$V_{k2} = V_{k0} + V_{k1} \quad (\text{III.32})$$

Les ordres de commande des interrupteurs seront déduits comme suit:

$$\begin{cases} V_{k2} = +\frac{E}{2} \Rightarrow (B_{k1}, B_{k2}) = (1,1) \\ V_{k2} = -\frac{E}{2} \Rightarrow (B_{k1}, B_{k2}) = (0,0) \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow (B_{k1}, B_{k2}) = (1,0) \end{cases} \quad \text{avec } (B_{k3}, B_{k4}) = (\bar{B}_{k2}, \bar{B}_{k1}) \quad (\text{III.33})$$

Dans ce chapitre, il est supposé que  $U_{c1} = U_{c2} = \frac{E}{2}$

**II.1.4- Résultats de la simulation**

Sur les **fig.III.10.\***, sont présentées la tension simple de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux  $V_a$  et son spectre d'harmoniques pour deux valeurs de  $m$  ( $m=9$  et  $m=12$ ) et  $r=0.8$ .

**Interprétation**

Les **fig.III.10.\*** montrent que :

- ◆ Le nombre de commutation par période d'un interrupteur de l'onduleur triphasé à trois niveaux vaut :  $2P$ , avec :  $P=m-1$  ( $P$  : nombre d'impulsions de cette tension par période).
- ◆ Que ce soit  $m$  paire ou impaire, il n'y a aucune symétrie de la tension  $V_a$  (dans le cas d'une porteuse en dents de scie). C'est à dire, en plus des harmoniques impaires, les harmoniques paires existent.
- ◆ L'augmentation de l'indice de modulation  $m$  permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées qui seront facilement filtrés par la machine.
- ◆ Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples du double de la fréquence des deux porteuses ( $2.F_p = 2.m.F$ ) ( $F_p$  : fréquence des deux porteuses). Ceci veut dire que pour la même valeur de l'indice de modulation  $m$ , la stratégie à

deux porteuses fait repousser les harmoniques vers une fréquence qui est double de celle vers laquelle la stratégie à une seule porteuse les repousse. Donc, de petites valeurs de  $m$  permettent d'avoir une tension plus facile à filtrer.

Cette stratégie montre l'intérêt du trois niveaux par rapport au deux niveaux.

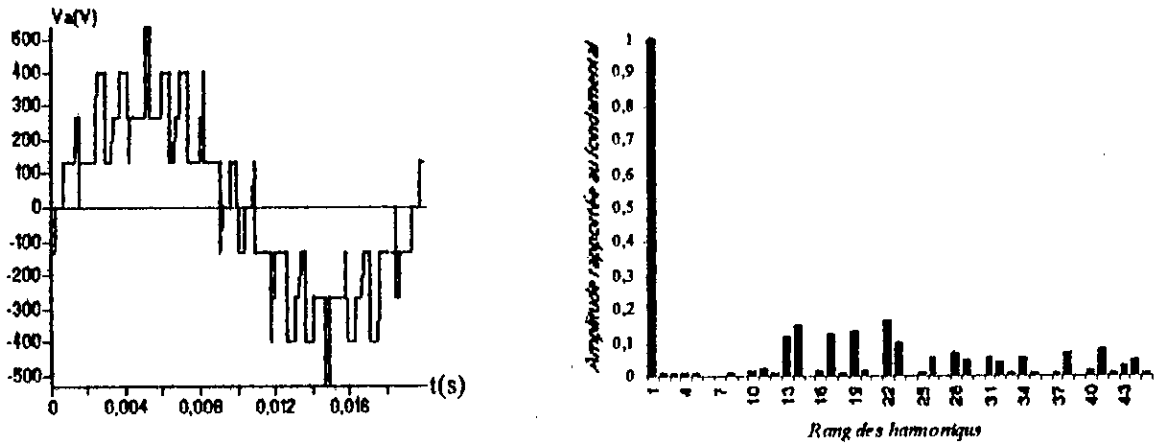


Fig.III.10.a– Tension de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=9, r=0.8$ )

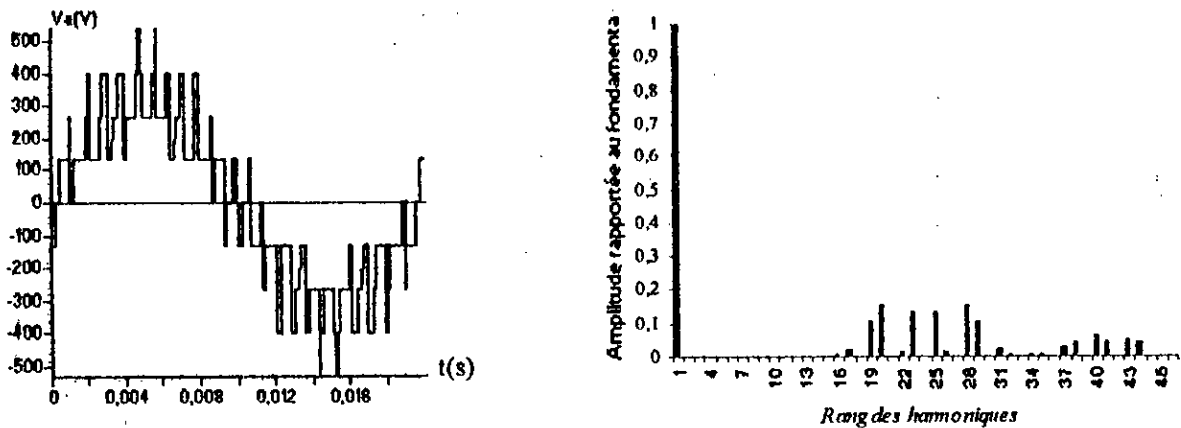


Fig.III.10.b– Tension de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=12, r=0.8$ )

### II.1.5- Association onduleur-MSAP

En alimentant la MSAP avec un onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses, on obtient le schéma de la fig.III.11.

Les tensions de référence sont délivrées par les régulateurs des courants  $i_d$  et  $i_q$ . La machine est commandée par la technique du flux orienté.

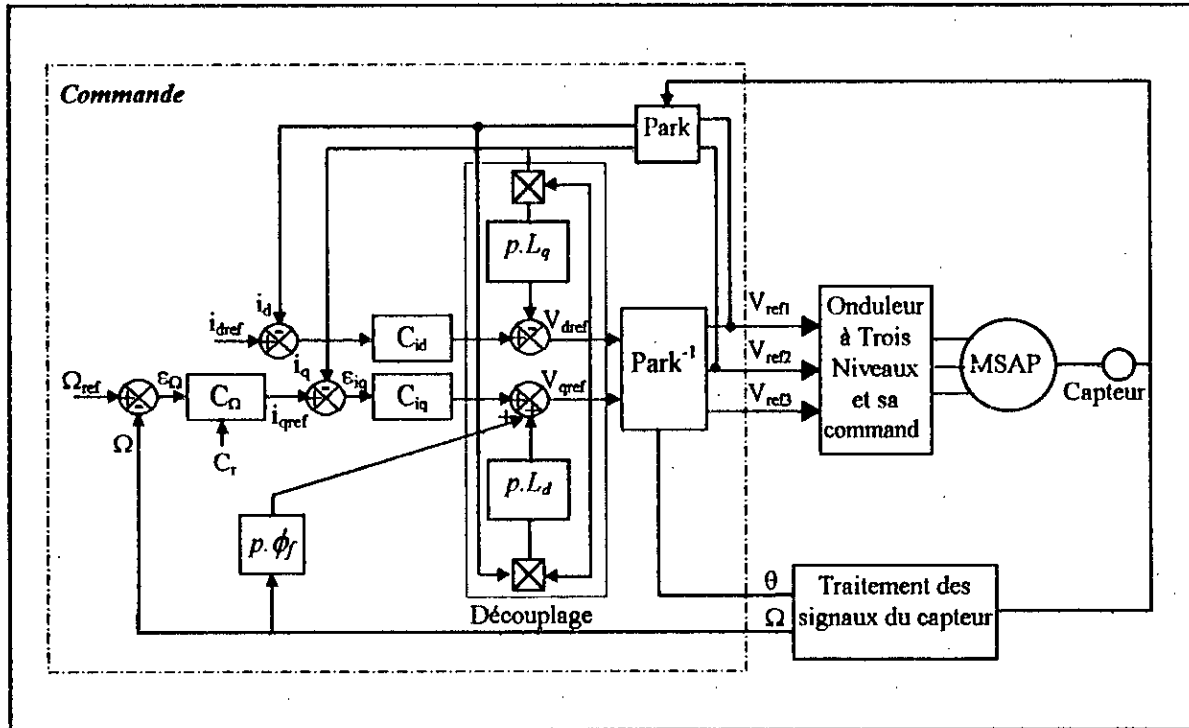


Fig.III.11- Commande de la MSAP alimentée par un onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la technique triangulo-sinusoidale à deux porteuses

### II.1.6- Résultats de simulation et interprétation

#### II.1.6.a- Commande de vitesse

La fig.III.12 présente les performances de l'asservissement de vitesse de la MSAP alimentée par un onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la technique triangulo-sinusoidale à deux porteuses. Le temps de réponse  $\tau_r$  imposé aux boucles des courants est gardé le même que dans le cas sans onduleur (chapitre II).



La simulation montre le démarrage de la MSAP, l'application d'une perturbation de couple de valeur  $C_r=3N.m$  à l'instant  $t=0.1s$ , puis l'inversion de sa vitesse de  $+150rd/s$  à  $-150rd/s$  à l'instant  $t=0.25s$ . Enfin, l'élimination de la perturbation à l'instant  $t=0.4s$ .

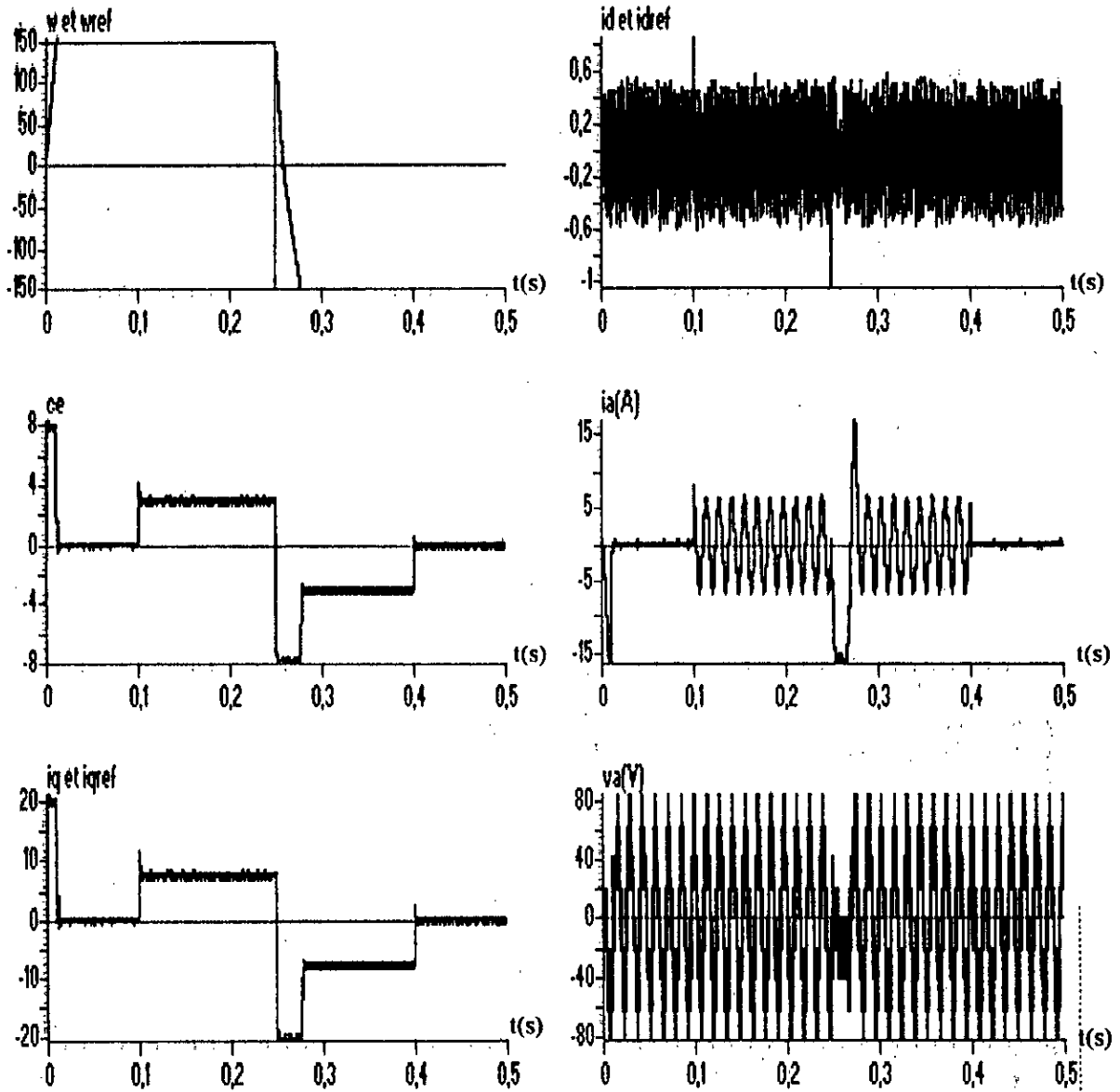
On remarque que la vitesse a atteint sa consigne de  $150rd$  en  $20ms$ . Elle n'est pratiquement pas affectée par la perturbation. L'inversion s'est rapidement effectuée, et la vitesse suit très bien sa référence. Le couple électromagnétique est une image du courant  $i_q$  qui suit sa référence avec quelques ondulations dues à l'alimentation (l'onduleur). Le limiteur de courant, donc du couple trouve son rôle au démarrage, ainsi qu'à l'instant de l'inversion de vitesse. Le courant  $i_d$  oscille autour de sa consigne imposée nulle, présentant aux instants de l'application de la perturbation et de l'inversion de la vitesse de références des pointes mais relativement faibles. La perturbation est rapidement rejetée. Ceci montre que les régulateurs gardent toujours leurs performances même avec l'onduleur. Le courant de phase  $i_a$  a une allure pratiquement sinusoïdale quand la vitesse atteint sa référence.

Le problème qui se pose ici est que l'indice de modulation  $m$  n'a pas une valeur fixe au régime transitoire à cause de la variation de vitesse (fréquence de la tension de référence). Pour respecter les temps d'ouverture et de fermeture des semi-conducteurs, on a préféré imposer la fréquence des deux porteuses  $F_p$  en lui affectant une valeur admissible que plutôt fixer  $m$ .

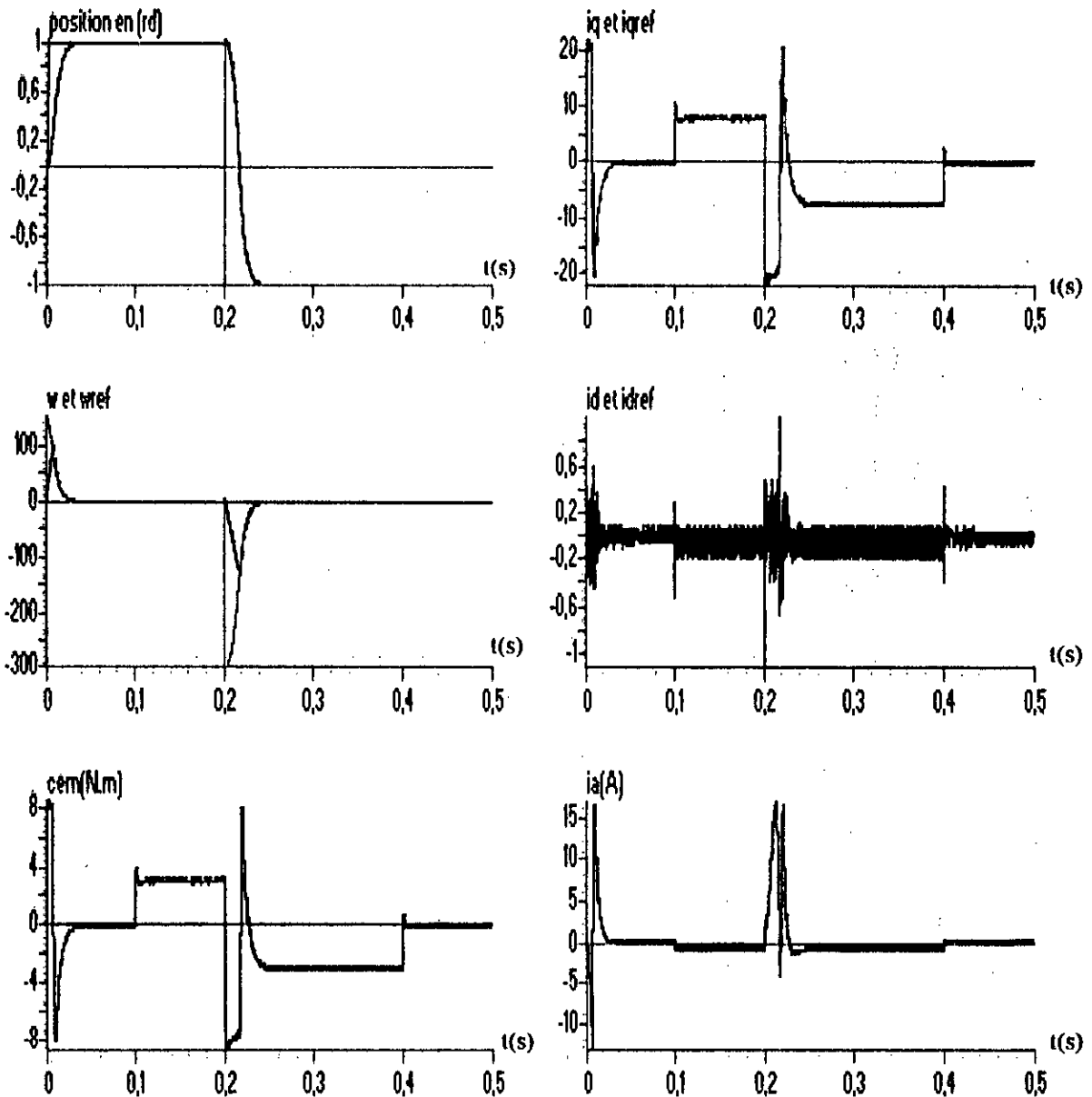
### II.1.6.b- Commande de position

On a présenté sur la fig.III.13 les résultats de simulation concernant l'asservissement de position de la MSAP alimentée par l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la technique triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

Ces résultats montrent que la position atteint sa consigne de  $1rd$  en un temps satisfaisant ( $30ms$  environ). L'introduction d'une perturbation de  $3N.m$  à l'instant  $t=0.1s$  n'a pas un grand effet sur la position et de même sur la vitesse qui s'est annulée en suivant sa référence nulle en régime établi. Le couple électromagnétique répond à la perturbation et prend l'allure qu'a pris le courant  $i_q$ , ce qui montre le bon découplage des deux axes  $d$  et  $q$ . On note que l'inversion de la position influe sur le courant  $i_d$  beaucoup plus au niveau de l'ensemble onduleur-MSAP que dans le cas de la MSAP seul. Le rejet de la perturbation est toujours rapide.



**Fig.III.12-** Performances de l'asservissement de vitesse de la MSAP alimentée par un onduleur triphasé à trois niveau commandé par la technique triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $F_p=2kHz$ )



**Fig.III.13-** Performances de l'asservissement de position de la MSAP alimentée par un onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la technique triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $F_p=2\text{kHz}$ )

## II.2- Commande par hystérésis en courant

### II.2.1- Principe

La commande en courant des machines est préférée dans certaines applications. On peut la réaliser en utilisant un onduleur de tension régulé en courant en moyen de régulateurs linéaires classiques, ou à hystérésis [Hasnaoui 85], [Bühler 87], [Capolino 87].

Le principe de la stratégie d'hystérésis en courant (dite commande en fourchette) est de comparer un courant de référence au courant réel. La commande des interrupteurs est déduite ainsi à partir de l'écart entre ces deux courants (fig.III.14).

L'ondulation du courant est imposée par  $\Delta i$  représentant la largeur de la bande d'hystérésis.

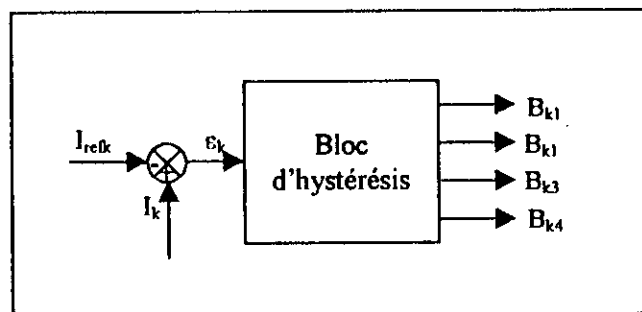


Fig.III.14- Principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant des onduleurs à trois niveaux

Les courants de référence de l'onduleur triphasé alimentant une machine triphasée sont définis par le système ci-dessous.

$$\begin{cases} I_{ref1} = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi) \\ I_{ref2} = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \\ I_{ref3} = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi) \end{cases} \quad (III.34)$$

## II.2.2- Algorithme de commande

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

$$\begin{cases} [(\varepsilon_k \geq \Delta i) \& (\varepsilon_k \leq 2\Delta i) \text{ or } ((\varepsilon_k \leq -\Delta i) \& (\varepsilon_k \geq -2\Delta i))] \Rightarrow (B_{k1}, B_{k2}) = (1,0) \\ (\varepsilon_k > 2\Delta i) \Rightarrow (B_{k1}, B_{k2}) = (0,0) \\ (\varepsilon_k \leq -2\Delta i) \Rightarrow (B_{k1}, B_{k2}) = (1,1) \end{cases} \quad (\text{III.33})$$

avec  $\varepsilon_k = i_k - i_{refk}$  (voir fig.III.14)

## II.2.3- Application sur une charge R, L

On a appliqué la stratégie d'hystérésis en courant lorsque l'onduleur alimente une charge R, L pour deux valeurs différentes de l'hystérese  $\Delta i$ . On a obtenu les résultats de la fig.III.15.

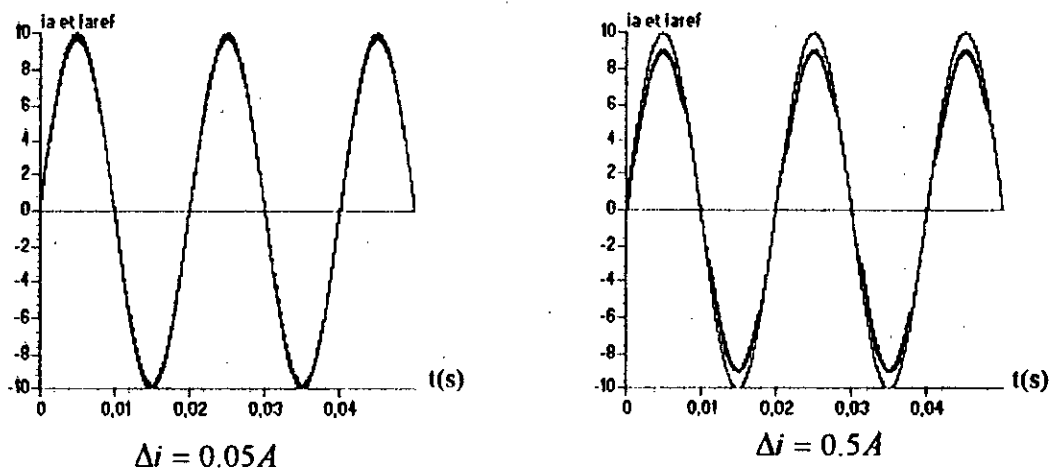


Fig.III.15- Courant réel et de référence de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par hystérésis en courant pour  $\Delta i = 0.05A$  et  $\Delta i = 0.5A$

## Interprétation

Le courant de référence ainsi que le courant réel pour les deux valeurs de  $\Delta i$  sont représentés sur la fig.III.15. On remarque bien que la valeur de l'hystérese  $\Delta i$  joue un grand rôle dans le suivi du courant de référence par le courant réel de la charge.

Plus  $\Delta i$  est faible plus le courant suit mieux sa référence, mais plus la fréquence de commutation augmente, c'est à dire les pertes par commutation des interrupteurs deviennent importantes. Ce qui limite la valeur minimale de l'hystérèse  $\Delta i$ .

## II.2.4- Association onduleur-MSAP

Le schéma fonctionnel de l'asservissement de la vitesse de la MSAP alimentée par l'onduleur commandé par la stratégie d'hystérèse en courant est représenté sur la fig.III.16. La machine est commandée toujours par la technique de la commande vectorielle. Le bloc de l'hystérèse remplace les régulateurs des courants pour la régulation.

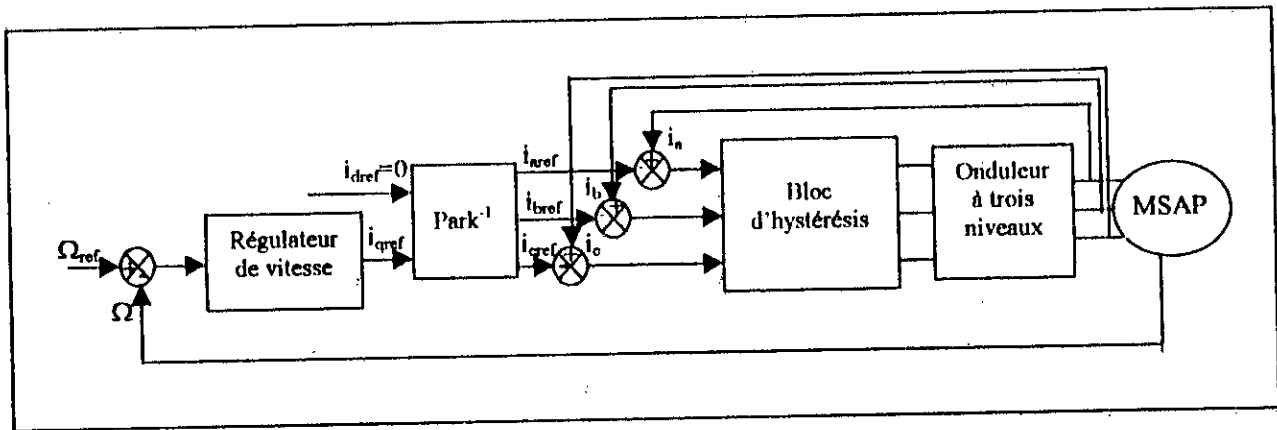
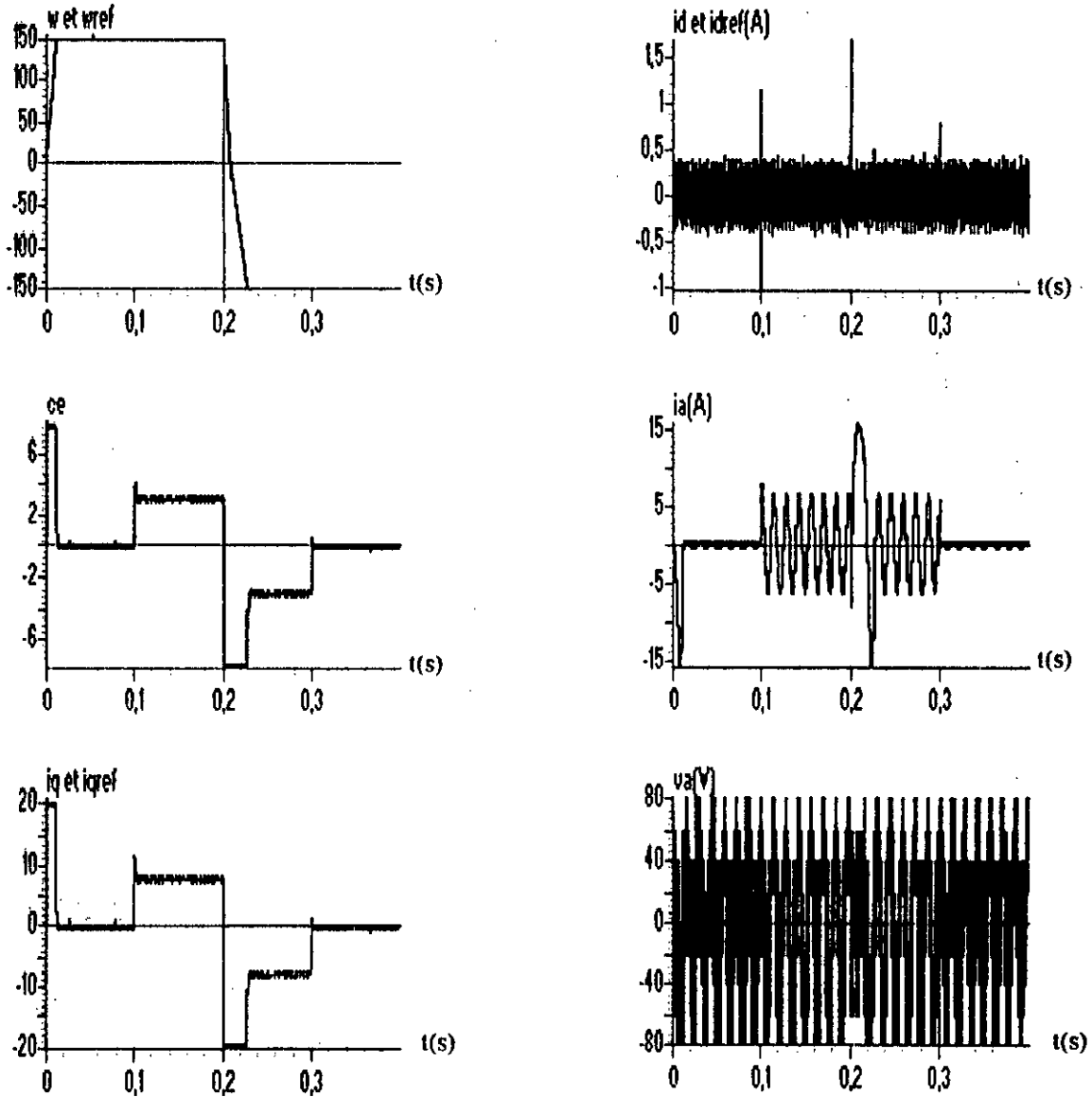


Fig.III.16- Commande de la MSAP alimentée par l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérèse en courant, en utilisant la technique de la commande vectorielle.

### II.2.4.a- Commande de vitesse

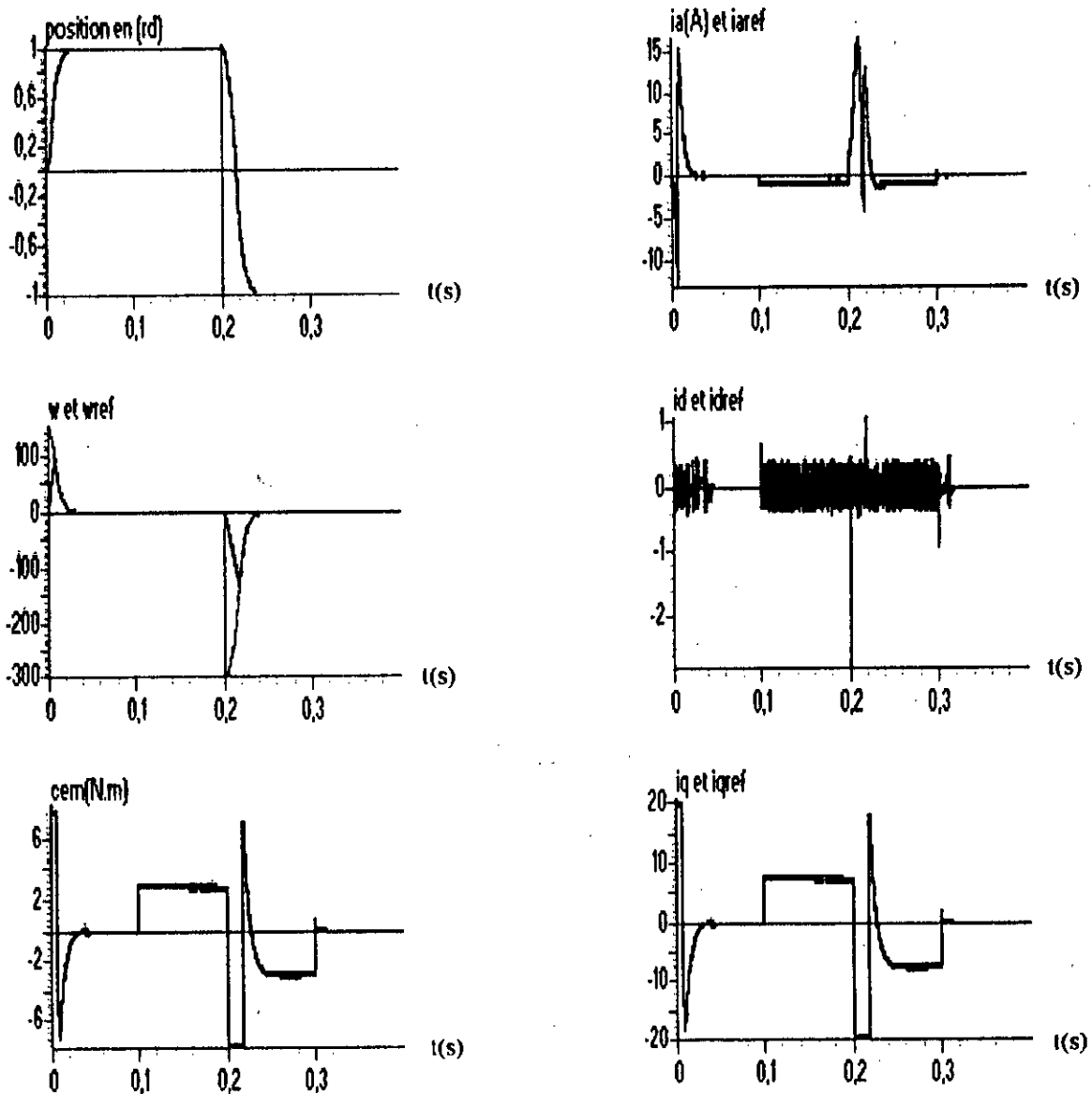
On a simulé la commande de vitesse de la MSAP alimentée par l'onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérèse. On a effectué les mêmes simulations que pour le cas où on a utilisé la triangulo- sinusoïdale (fig.III.12). Les résultats de simulation sont représentés à la fig.III.17. Ils montrent que pour  $\Delta i = 0.1A$ , le courant de phase de la MSAP suit sa référence ayant une allure sinusoïdale en régime permanent. On remarque également que toutes les grandeurs caractérisant la machine suivent bien leurs références. La perturbation est rejetée et l'inversion du sens de rotation de la machine s'est rapidement réalisée.



**Fig.III.17- Performances de l'asservissement de vitesse de la MSAP alimentée par un onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la technique d'hystérésis en courant ( $\Delta i = 0.05A$ )**

### II.2.4.b- Commande de position

La fig.III.18 représente le comportement de la MSAP lors d'un asservissement de position suite aux mêmes contraintes appliquée dans la fig.III.11. Le courant de phase de la machine suit bien sa référence. Les courants  $i_d$  et  $i_q$  oscillent autour de leurs références. Le couple est l'image du courant  $i_q$ , donc le découplage est toujours parfaitement réalisé.



**Fig.III.18- Performances de l'asservissement de position de la MSAP alimentée par un onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la technique d'hystérésis en courant ( $\Delta i = 0.05A$ )**



## Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté dans une première partie la structure de l'onduleur à trois niveaux qu'on a utilisé comme source d'alimentation de notre machine. On a développé son modèle de connaissance et de commande. On a vu alors qu'en mode commandable seule une commande complémentaire parmi les trois possibles a permis d'avoir les trois niveaux de tension désirés. Le modèle de connaissance de ce convertisseur a montré que l'onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. L'introduction de la notion des fonctions génératrices, nous a permis d'homogénéiser le modèle de commande de l'onduleur et ainsi d'élaborer un modèle de commande de ce convertisseur au sens des valeurs moyennes.

Une fois l'onduleur est modélisé, on a pu étudier quelques stratégies pour le commander. On a vu que la stratégie de commande par hystérésis en courant donne de bonnes réponses mais avec une valeur minimale limitée d'hystérésis. La fréquence de commutation pour cette stratégie est non gouvernable, ce qui pose le risque de ne pas respecter les durées d'ouverture et de fermeture des semi-conducteurs. Pour cela, on a présenté la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses pour laquelle on peut commander la fréquence de commutation en fixant l'indice de modulation  $m$  ou la fréquence des deux porteuses  $F_p$ .

En dernier lieu, on a effectué un asservissement de vitesse et de position de la MSAP alimentée par l'onduleur à trois niveaux commandé par chacune des deux stratégies étudiées. Les performances dynamiques obtenues pour le réglage de la vitesse et de position de la MSAP sont très satisfaisantes. La perturbation est rejetée en un temps très court, ce qui vérifie que le comportement correct des régulateurs est gardé. Le système global possède un temps de réponse satisfaisant. Le courant  $i_d$  est beaucoup plus affecté lors du changement de consigne de vitesse avec l'association que sans onduleur. Il suit sa consigne en oscillant autour de sa valeur moyenne. Le couple est l'image du courant  $i_q$  ceci montre que le découplage est parfaitement réalisé.

La stratégie de commande par hystérésis ne dépend pas des paramètres de la machine ce qui constitue un de ses avantages. Cependant le fait de ne pas pouvoir maîtriser sa fréquence de commutation constitue un inconvénient. Par contre la fréquence dans le cas de la stratégie triangulo-sinusoidale est gouvernable. Dans ce cas pour tenir compte des variations de paramètres de la machines, on utilise une commande adaptative.

Dans ce chapitre, on a supposé la source continue de l'onduleur constante et équilibrée ( $U_{c1}=U_{c2}=E/2$ ). Dans le chapitre suivant, on étudiera un dispositif permettant de générer cette source de tension continue à point milieu et on montrera en particulier le problème de la stabilité du potentiel de ce dernier.(fig.III.2).

## **CHAPITRE IV**

**CASCADE REDRESSEUR NPC À TROIS  
NIVEAUX À MLI- ONDULEUR NPC À TROIS  
NIVEAUX**

## Introduction

Dans le chapitre précédent, on a supposé l'alimentation continue de l'onduleur idéale, c'est à dire les tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  du pont capacitif d'entrée supposée constantes et égales. Or ceci n'est vrai en pratique que dans le cas des petites alimentations qui utilisent des batteries. Pour cela, on propose d'étudier un dispositif permettant de générer ces tensions à partir du réseau alternatif. C'est le redresseur triphasé à trois niveaux à MLI.

L'ensemble redresseur triphasé à trois niveaux onduleur triphasé à trois niveaux constitue une cascade jouant le rôle d'une alimentation réelle de notre machine.

Dans ce chapitre, on commence par présenter le fonctionnement en redresseur à trois niveaux de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC. Ensuite, on étudie les performances de vitesse et de position de la MSAP alimentée par la cascade redresseur onduleur à trois niveaux. On montrera en particulier le problème du flottement des tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  et par suite du potentiel du point milieu  $M$  de l'onduleur. L'algorithme utilisé pour la commande du redresseur permet d'avoir un réseau pratiquement sinusoïdal et en phase avec sa tension.

## I- Redresseur triphasé à trois niveaux

### I.1- Modélisation du redresseur

Dans le chapitre III, on a étudié la structure de l'onduleur à trois niveaux. Cette structure par sa conception est réversible, ce qui lui permet de fonctionner aussi en assurant la conversion alternative-continue : c'est à dire, en fonctionnement redresseur.

La structure du redresseur triphasé à trois niveaux qu'on va utiliser est représentée sur la **fig.IV.1**. C'est un redresseur de courant NPC à trois niveaux à MLI.

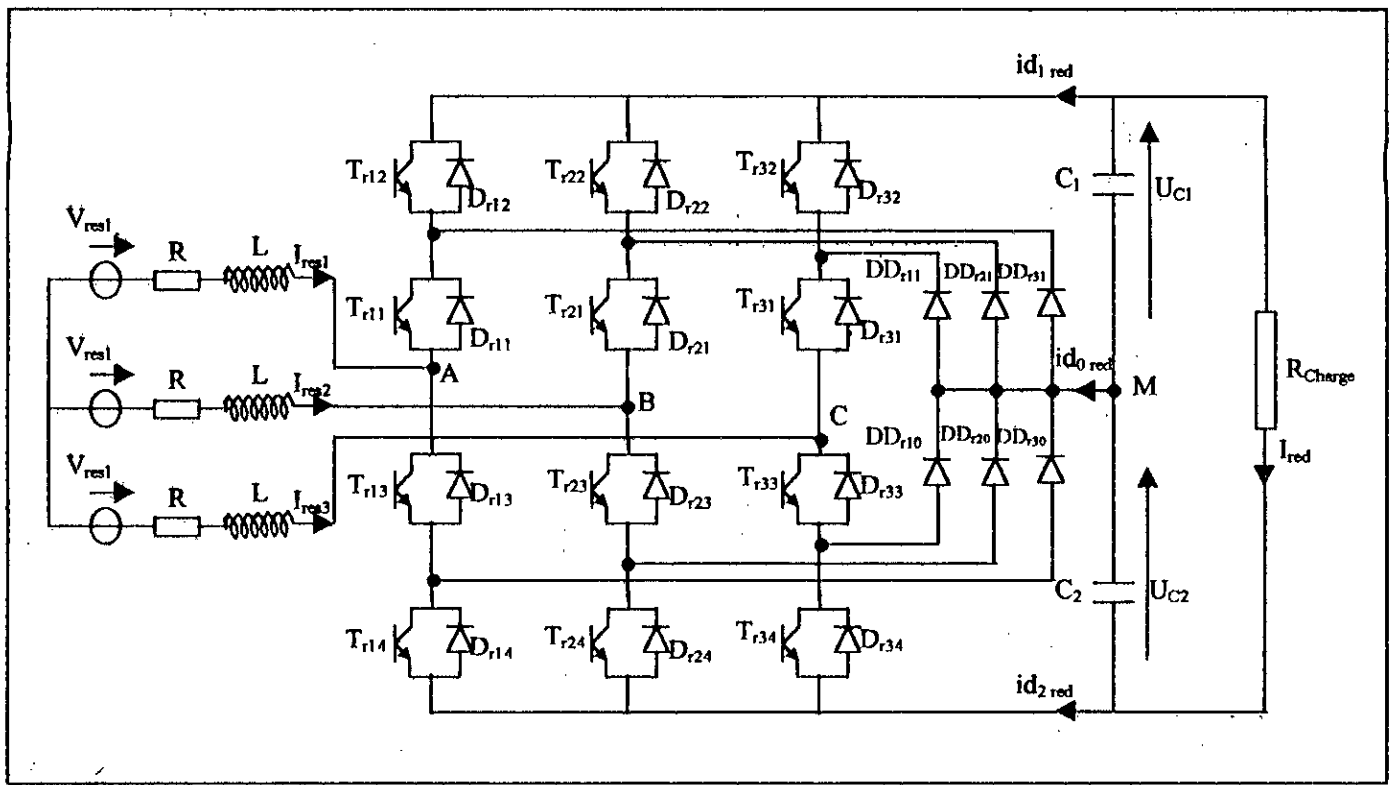


Fig.IV.1- Redresseur NPC à trois niveaux à MLI

Le modèle de connaissance et de commande de ce redresseur est le même que celui de l'onduleur.

Le rôle de ce convertisseur est de générer une tension de sortie continue aux bornes des capacités à partir d'une source alternative triphasée.

Ce redresseur va être commandé par la MLI, c'est à dire les grandeurs de sortie  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  sont modulés pour générer les grandeurs d'entrée  $V_a$ ,  $V_b$ , et  $V_c$ .

Pratiquement et vue que les paramètres du réseau ( $R$  et  $L$ ) sont difficiles à identifier, on ajoute en série une charge  $R'$  et  $L'$  de valeurs plus importantes pour pouvoir négliger celles du réseau. L'inductance ainsi insérée permet de respecter l'alternance des sources pour le redresseur, et de filtrer les harmoniques de courant du réseau.

## 1.2- Commande par hystérésis en courant appliquée au redresseur triphasé à trois niveaux

Les stratégies de commande étudiées avec l'onduleur triphasé à trois niveaux [Thomas 92], [B.Romdane 94], [Berkouk 95.1], [S.Lai 96], [Boussetoua 97], [Tlemceni 97], [Zendaoui 91] sont toutes valables pour commander notre redresseur. Quelques stratégies ont été appliquées dans [Belazzoug 97].

Afin d'avoir un courant réseau pratiquement sinusoïdal et en phase avec la tension, on utilise la commande par hystérésis.

Le convertisseur étant supposé sans pertes (interrupteurs idéaux), la valeur efficace du courant de référence qu'on doit imposer doit être calculée de manière à avoir la conservation de puissance des deux côtés du redresseur (réseau-charge du redresseur).

On aura dans le cas d'une charge résistive (fig.IV.1) :

$$\frac{(U_{c1} + U_{c2})^2}{R_{ch}} = v_a.i_a + v_b.i_b + v_c.i_c \quad (IV.1)$$

$$\Leftrightarrow \frac{(U_{c1} + U_{c2})^2}{R_{ch}} = 3E_{eff}I_{eff} \cos\varphi - 3RI_{eff}^2 \quad (IV.2)$$

Pour un fonctionnement à facteur de puissance  $\cos\varphi$  unitaire et en négligeant les pertes Joules, on aura :

$$I_{eff} = \frac{(U_{c1} + U_{c2})^2}{3E_{eff}R_{ch}} \quad (IV.3)$$

Pour assurer la commandabilité du redresseur, la valeur initiale  $U_c$  que doit prendre chacune des deux tensions  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$  doit être supérieure à la valeur maximale de la tension du réseau  $E_{max}$ . [Guillaud 92]. Ceci est nécessaire également pour assurer un facteur de puissance unitaire (voir fig.IV.2).

En faisant la représentation de Fresnel, en négligeant la résistance, on a :

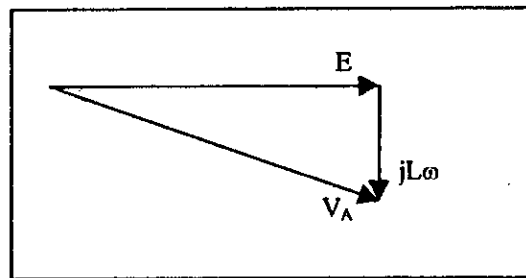


Fig.IV.2- Représentation de Fresnel du circuit du réseau

$$V_A = E - jL\omega I \Rightarrow V_A^2 = E^2 + (L\omega I)^2 \quad (IV.4)$$

Cette relation montre bien que  $U_c$  doit être supérieure ou égale à  $E_{max}$

### I.3- Application et résultats de simulation

Lorsque le redresseur alimente une charge résistive de  $25\Omega$ , sa commande par hystérésis en courant a donné les résultats de la fig.IV.3.a pour une valeur des deux capacités de  $20mF$  et la fig.IV.3.b pour une valeur de  $7mF$ .

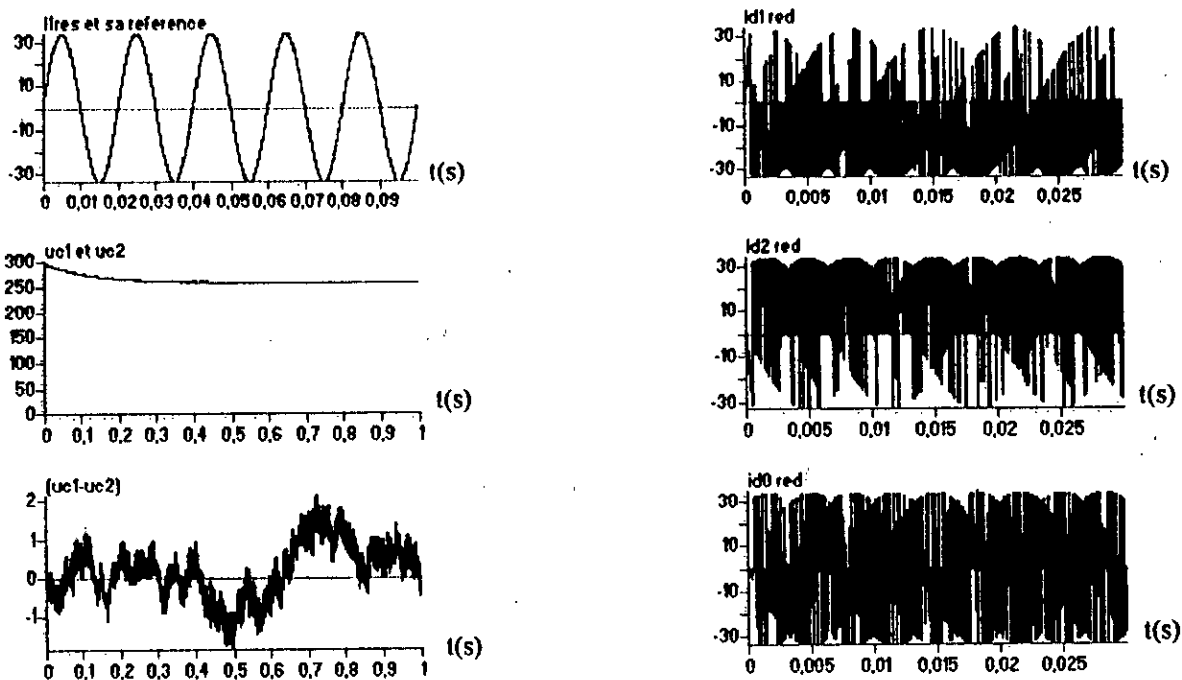
Les paramètres utilisés dans ces simulations sont les suivants:

$$U_c = 300V, E = 220V, L = 10mH, R = 0.25\Omega, \Delta i = 0.05A$$

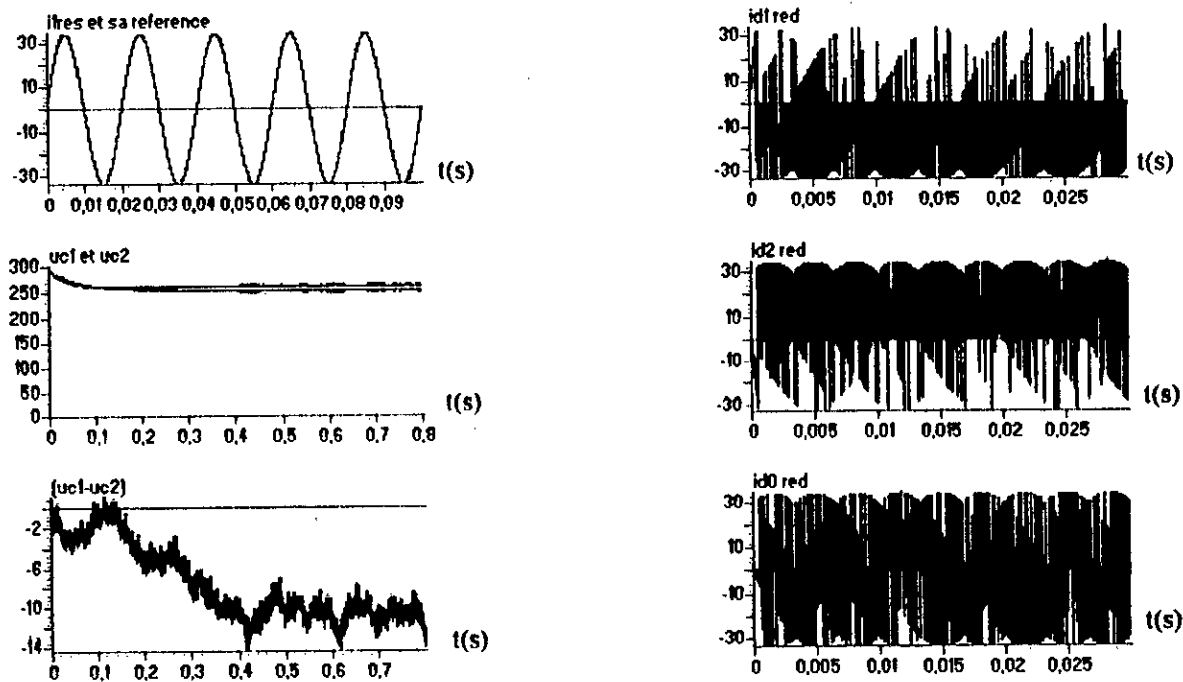
#### Interprétation

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 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  $U_{c2}$ . Elle est plus importante dans le cas de capacités de faible valeur. Mais sa valeur reste toujours négligeable (<1%) pour arriver à perturber l'alimentation.



**Fig.IV.3.a – Tensions et courants de sortie du redresseur triphasé à trois niveaux alimentant une charge résistive  $R=25\Omega$  avec  $C1=C2=20mF$**



**Fig.IV.3.b– Tensions et courants de sortie du redresseur triphasé à trois niveaux alimentant une charge résistive  $R=25\Omega$  avec  $C1=C2=7mF$**



Le courant  $id_{1red}$  a une valeur moyenne négative. Le courant  $id_{2red}$  présente une allure opposée à celle de  $id_{1red}$ , ceci est nécessaire pour que le courant  $id_{0red}$  ait une valeur moyenne nulle. Comme on peut le constater, le courant  $id_{0red}$  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 et le déphasage est pratiquement nul.

**Remarque**

Le redresseur peut alimenter une charge à point milieu (voir fig.IV.4). Dans ce cas, la différence entre les tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  est plus faible comparée à celle du cas d'une charge normale (fig.IV.1). Ceci est dû au fait que le courant  $i_{ch1}-i_{ch2}$  compense une partie du courant  $id_{0red}$  [Belazzoug 97].

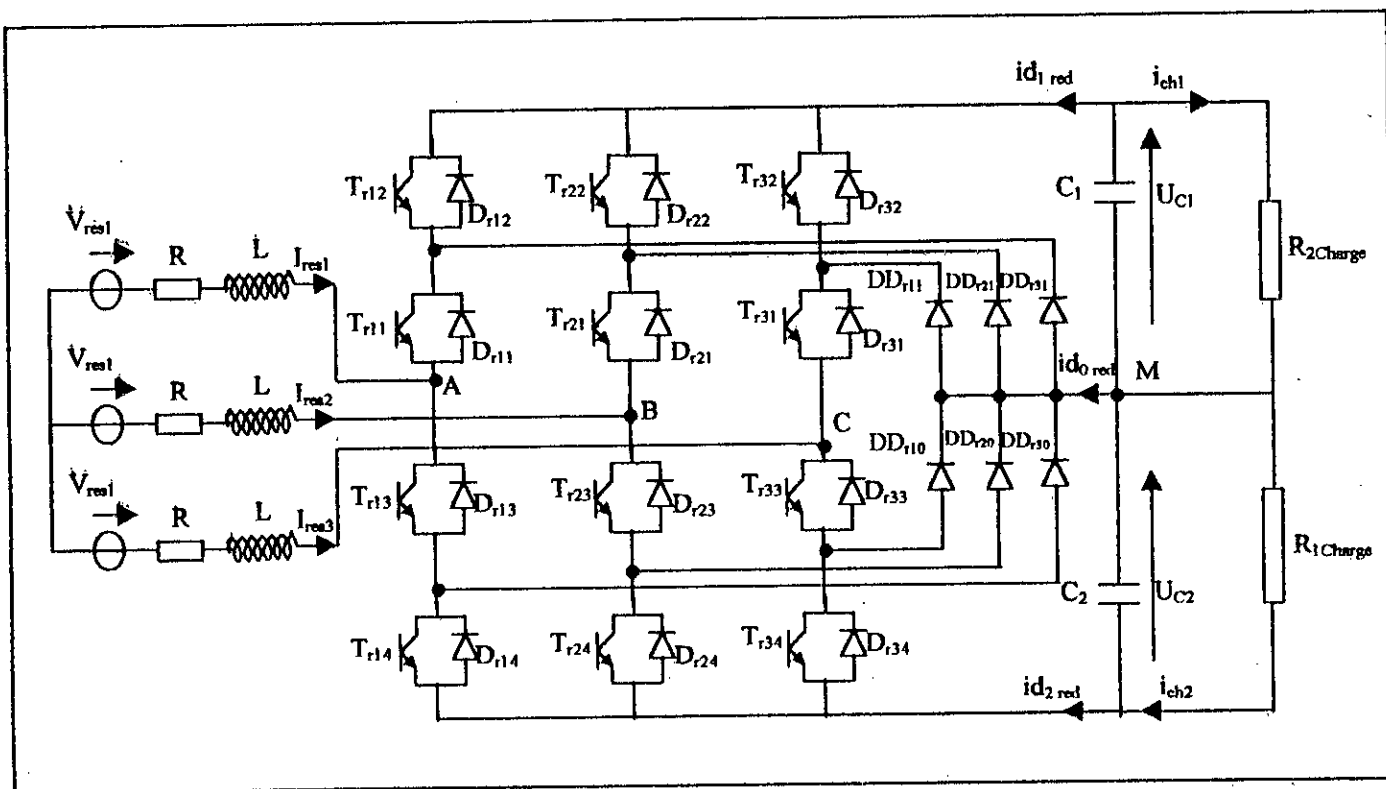


Fig. IV.4- Redresseur triphasé à trois niveaux à charge à point milieu

## II- Cascade redresseur NPC à trois niveaux-onduleur NPC à trois niveaux

### II.1-Structure de la cascade

En associant le redresseur triphasé à trois niveaux à l'onduleur triphasé à trois niveaux on obtient le changeur de fréquence indirect. Il permet à partir d'un réseau à fréquence fixe et à amplitude fixe, d'avoir un système de tensions de sortie à amplitude et fréquence variable. Cette cascade est représentée par la fig.IV.5.

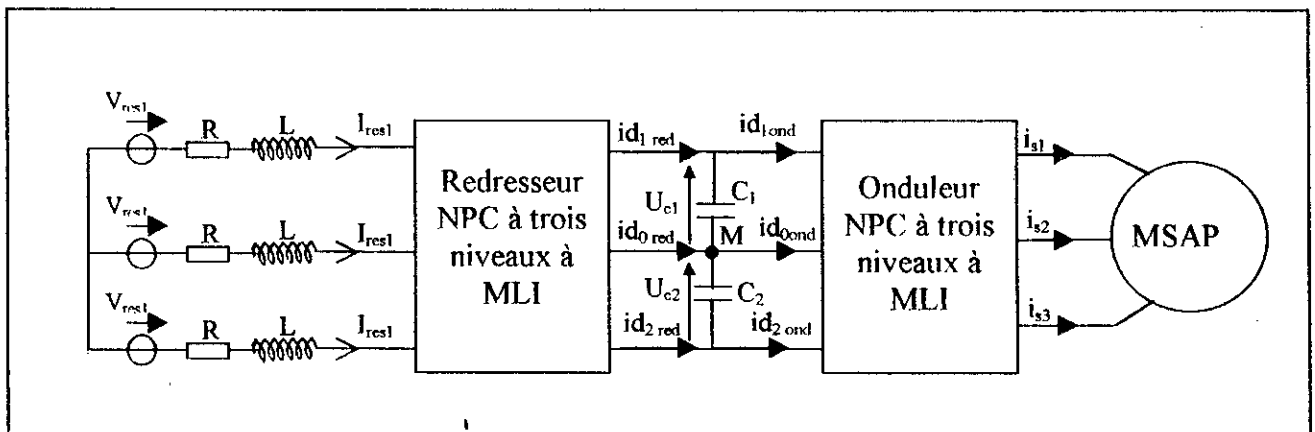
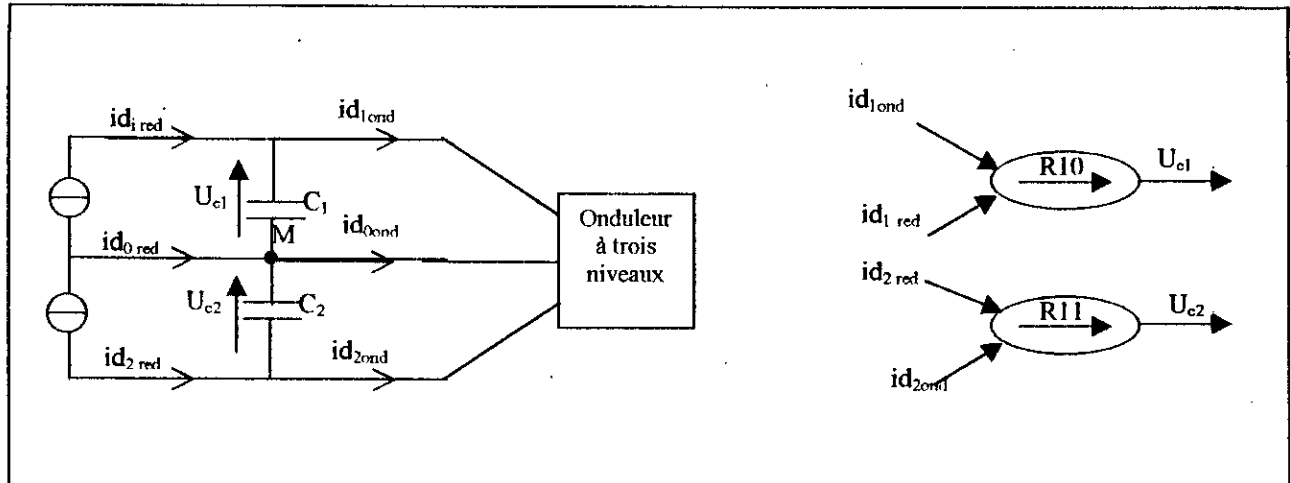


Fig.IV.5- Cascade redresseur de courant triphasé à trois niveaux-onduleur de tension triphasé à trois niveaux

### II.2- Modélisation du filtre intermédiaire de la cascade

La structure de ce filtre est donnée à la fig. IV.6. Le modèle de ce filtre est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = id_{1red} - id_{1ond} \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = -id_{2red} + id_{2ond} \end{cases} \quad (IV.5)$$



**Fig. IV.6-** *Filtre intermédiaire de la cascade redresseur de courant triphasé à trois niveaux-onduleur triphasé à trois niveaux et son graphe informationnel*

Le système (IV.5) peut être interprété par le graphe informationnel de la **fig.IV.6**. Les relations *R10* et *R11* de ce graphe sont respectivement : la première et la seconde équation du système (IV.5). Cette figure montre deux blocs apparemment indépendants, l'un peut être commandé par  $id_{1\ red}$  et l'autre par  $id_{2\ red}$ . Cependant, on doit noter que ces deux derniers sont contrôlés par un même courant réseau.

La relation (IV.6) montre qu'on peut réduire la différence entre les deux tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  en utilisant des capacités importantes.

$$id_{0\ ond} - id_{0\ red} = C \cdot \frac{d(U_{c1} - U_{c2})}{dt} = id_0 \quad \text{avec : } C1=C2=C \quad (IV.6)$$

Cette relation montre également qu'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 nulle du courant  $id_0$ .

### III- Commande de vitesse et de position de la MSAP alimentée par la cascade

Des simulations d'asservissement de vitesse et de position la MSAP alimentée par la cascade redresseur de courant triphasé à trois niveaux-onduleur triphasé à trois niveaux sont effectuées. Le redresseur est commandé par hystérésis en courant et l'onduleur par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses. La machine est commandée toujours par la technique de la commande vectorielle maintenant  $i_d=0$ .

La condition qu'on doit vérifier pour le choix de  $U_c$  (la valeur initiale que doivent prendre les tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$ ) est la même que celle utilisée dans le cas du redresseur seul (fig.IV.1).

La valeur efficace du courant de référence  $I_{eff}$  qu'on doit imposé se déduit par l'application du principe de la conservation de puissance comme suit :

$$P_{res}=P_J+P_{em}+P_m \quad (IV.7)$$

$$\Leftrightarrow 3E_{eff}I_{eff}\cos\varphi = P_J+C_{em}\Omega + P_m \quad (IV.8)$$

tel que :

$P_{res}$ : puissance du réseau

$P_J$ : Pertes Joules

$P_{em}$ : Puissance électromagnétique

$P_m$ : Pertes mécaniques

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

$$3E_{eff}I_{eff}\cos\varphi=C_{em}\Omega \quad (IV.9)$$

L'équilibre des puissance est obtenu ainsi en imposant à  $I_{eff}$  la valeur suivante:

$$I_{eff} = \frac{C_{em}.\Omega}{3E_{eff}} \quad (IV.10)$$

Cette relation montre que la valeur efficace du courant réseau dépend de la vitesse et du couple de la machine. Ceux-ci ayant des valeurs plus importantes en régime transitoire qu'en régime établi. Donc pour que la machine puisse démarrer, on doit imposer une valeur  $I_{eff}$  au régime transitoire plus importante que celle demandée en régime établi. On calcule cette valeur en remplaçant le couple et la vitesse dans (IV.10) par les valeurs maximales de la machine(IV.11).

$$I_{eff} = \frac{C_{em,max} \cdot \Omega_N}{3E_{eff}} \quad (IV.11)$$

avec :

$C_{em,max} = 1.2C_{em,N}$ : valeur maximale du couple électromagnétique de la machine.

$C_{em,N}$ : couple nominale de la machine

$\Omega_N$ : vitesse nominale de la machine

N.B : Paramètres de la cascade :  $R=0.25\Omega$ ,  $L=10mH$ ,  $\Delta i = 0.05 A$ ,  $F_p=2000Hz$ ,  $E_{eff}=110V$ .

### III.1- Commande de vitesse

Les **fig.IV.7.a\*** et **fig.IV.7.b\*** présentent respectivement les résultats les performances de l'asservissement de vitesse de la MSAP alimentée par la cascade redresseur à trois niveaux-onduleur à trois niveaux et les grandeurs caractérisant la cascade.

#### Interprétation

Les **fig.IV.7.a1**, **IV.7.a2** et **IV.7.b1**, **IV.7.b2** montrent l'intérêt de la valeur efficace du courant de référence du réseau. Pour une première simulation, on a gardé la même valeur  $I_{eff}$  en régime établi qu'en régime transitoire. Ceci a entraîné une charge continue des deux tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$ . (**fig.IV.7.b1**). Dans une deuxième simulation (**fig.IV.7.b2**), on a imposé à  $I_{eff}$ , en régime établi, la valeur qui correspond à la vitesse de référence et au couple qu'impose la charge. On constate alors que des tensions des deux capacités restent pratiquement stables. D'où l'intérêt d'asservir la valeur efficace du courant réseau.

Pour les grandeurs de la machine synchrone, on note que la vitesse suit parfaitement sa référence et le courant  $i_q$  est l'image du couple. Le courant  $i_d$  oscille autour de sa valeur de référence nulle, et on remarque que sa valeur moyenne est toujours nulle.

Les figures **IV.7.a3** et **IV.7.b3** montre la réponse du système à une inversion de la consigne de la vitesse et à une application d'une perturbation (couple résistant).

On note que le couple et le courant  $i_q$  ont la même allure. On note également que les deux tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  ne sont pas stables.(constantes) et la différence est trop importante (10%). Ainsi, le potentiel du point milieu  $M$  n'est pas stable.

### III.2- Commande de position

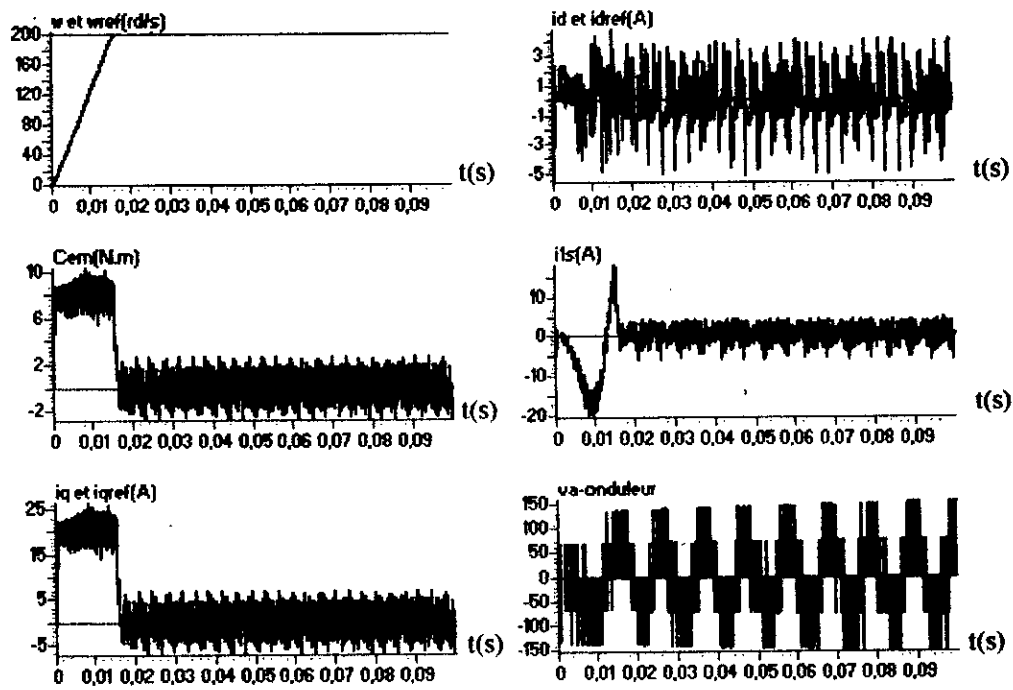
La commande en position de la MSAP alimentée par la cascade onduleur à trois niveaux-redresseur à trois niveaux a donné les résultats des figures **IV.8.a\*** et **IV.8.b\***.

Les figures **IV.8.a1**, **IV.8.b1** et **IV.8.a2**, **IV.8.b2** montrent l'intérêt d'asservir la valeur efficace du courant de référence du réseau comme pour le cas de l'asservissement de la vitesse. Ainsi, on remarque pour la **fig.IV.8.b2** que les tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  des deux capacités restent pratiquement stables. Dans le cas où on a gardé  $I_{eff}$  constant (**fig.IV.8.b1**), les deux tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  croissent d'une façon continue.

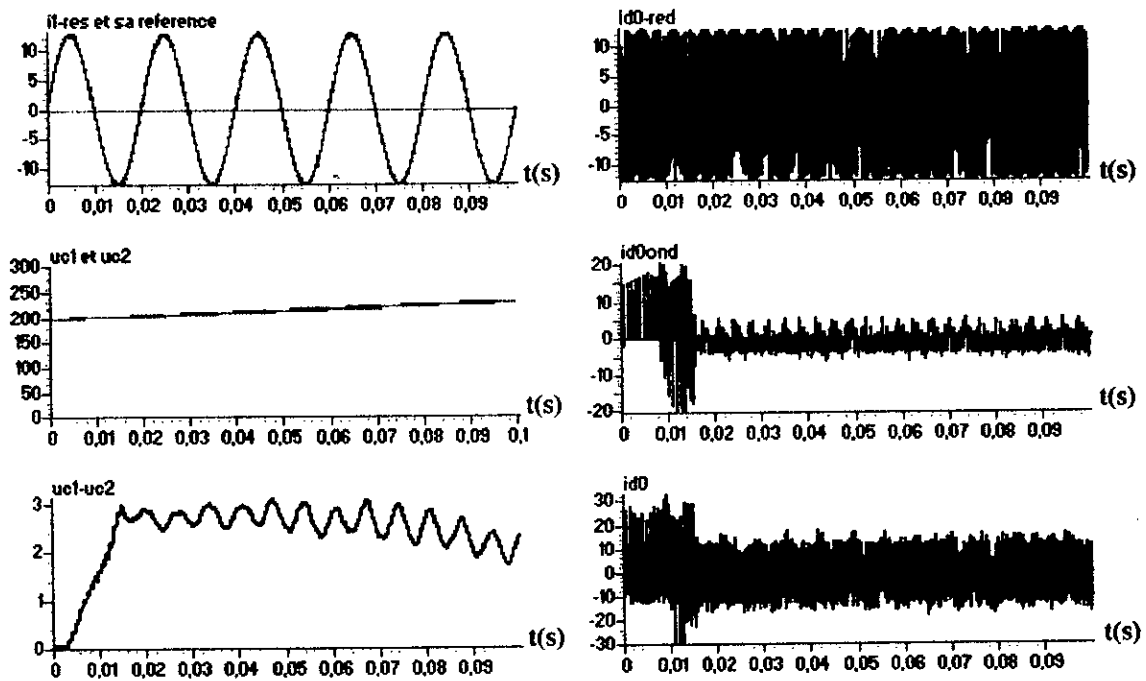
Les **fig.IV.8.a3** et **IV.8.b3** présentent respectivement le comportement de la MSAP et de la cascade suite à une inversion de la consigne de position à l'instant  $t=0.2s$  et à une application d'une perturbation de couple résistant à l'instant  $t=0.1s$  puis son élimination à  $t=0.3s$ .

Les résultats de la **fig.IV.8.a3** montrent que la position suit bien sa référence et que la vitesse s'annule en régime établi. Le couple électromagnétique répond à la valeur du couple résistant et a la même allure que le courant  $i_q$ . Le courant de phase  $i_{1s}$  de la machine devient constant lorsque la position atteint sa référence. On note également que le courant  $i_d$  oscille autour de sa consigne nulle. Il s'affecte peu par la perturbation, puis le régulateur du courant  $i_d$  rejette rapidement.

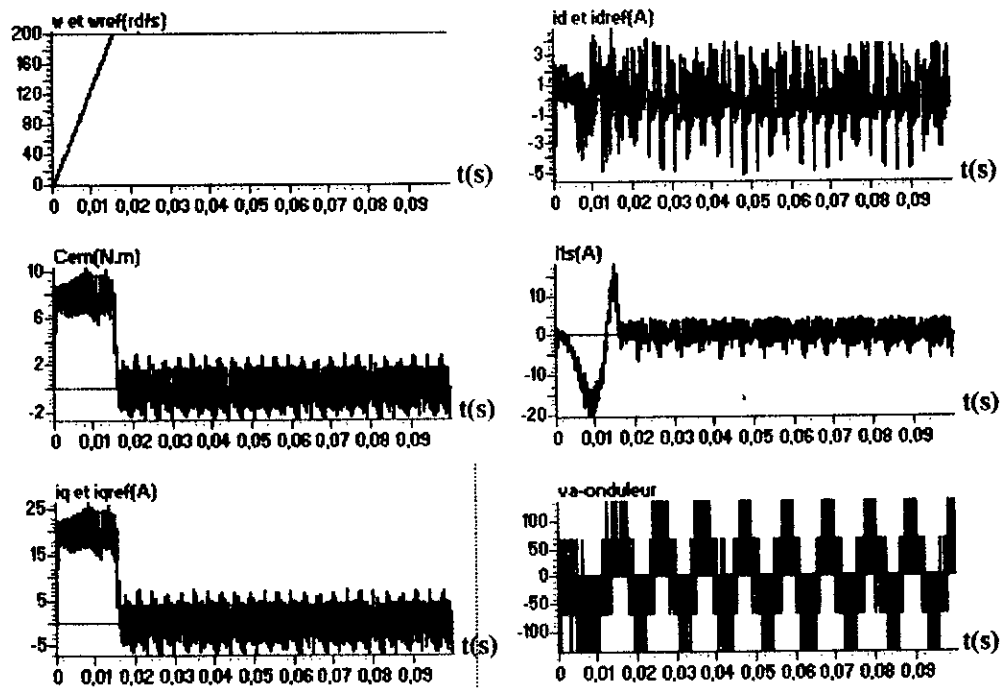
De la **fig.IV.8.b3**, on note également que les tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  ne sont pas stables. Ceci est due aux faite que la référence du courant du réseau est gardée constante. Cependant, leur différence ( $U_{c1}-U_{c2}$ ) est relativement faible (2%). Les allures des deux courants  $i_{d_{ond}}$  et  $i_{d_{red}}$  justifient cette faible différence (voir IV.6). Ils ont une différence pratiquement de valeur moyenne nulle.



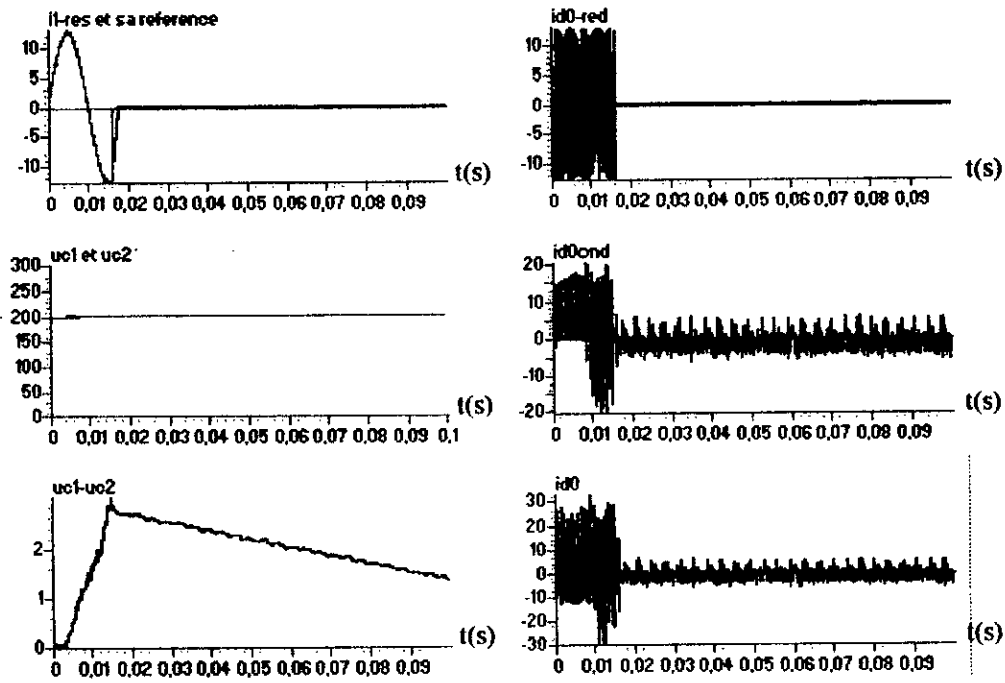
**Fig.IV.7.a1- Réponses de l'asservissement de vitesse de la MSAP alimentée par la cascade redresseur-onduleur à trois niveaux à une consigne de 200rd/s ( $I_{eff}$ =fixé)**



**Fig.IV.7.b1- Grandeurs caractérisant la cascade redresseur-onduleur à trois niveaux alimentant une MSAP (asservissement de vitesse) ( $I_{eff}$ =fixé)**

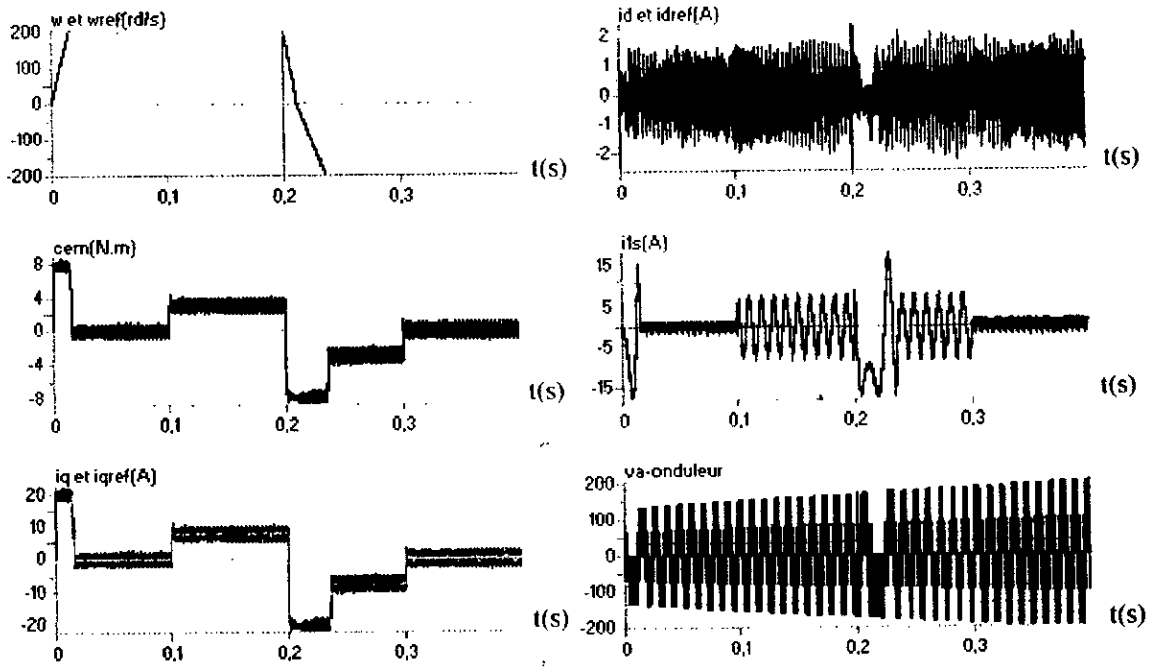


**Fig.IV.7.a2-** Réponses de l'asservissement de vitesse de la MSAP alimentée par la cascade redresseur-onduleur à trois niveaux à une consigne de 200rd/s ( $I_{eff}$ =changé)

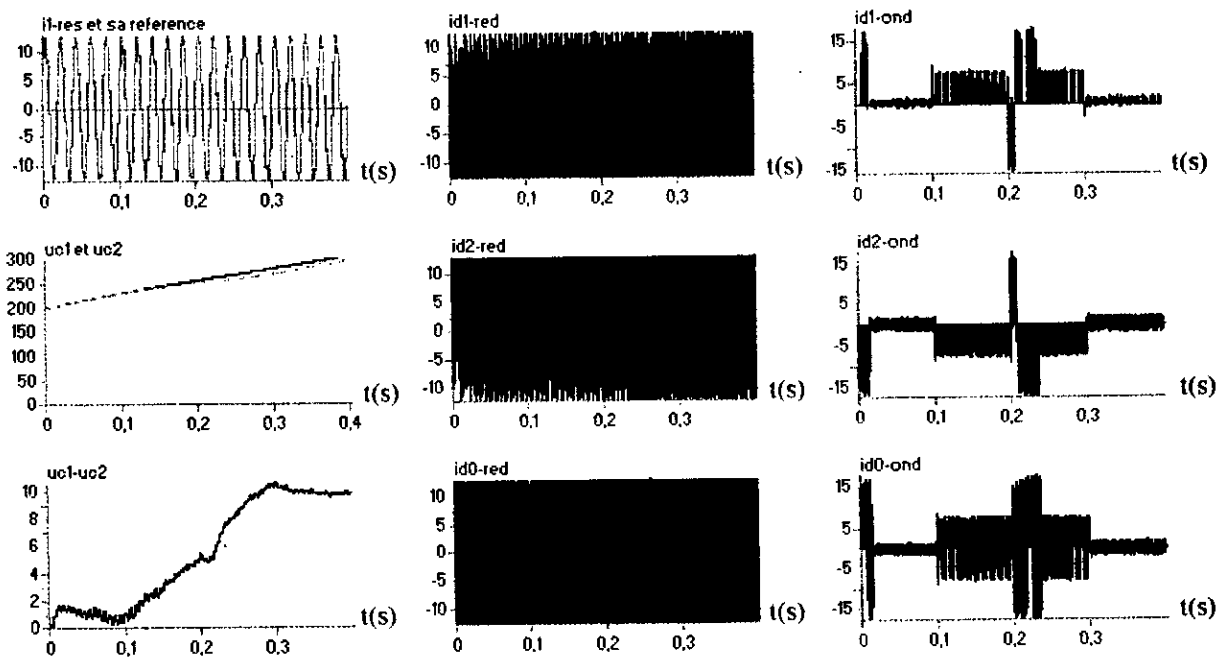


**Fig.IV.7.b2-** Grandeurs caractérisant la cascade redresseur-onduleur à trois niveaux alimentant une MSAP (asservissement de vitesse) ( $I_{eff}$ =changé)

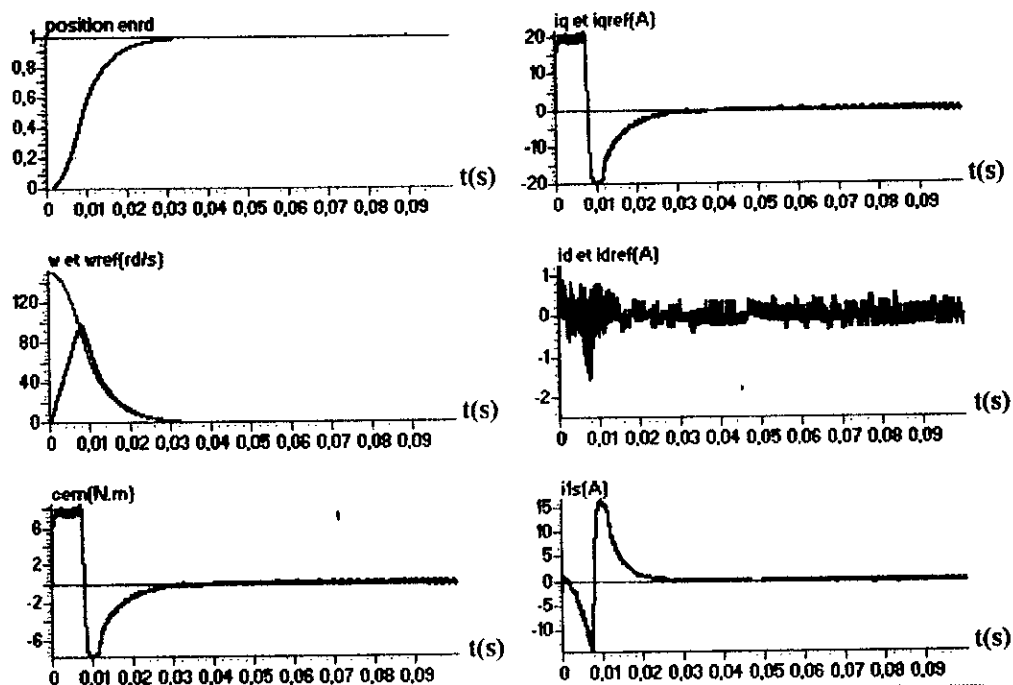




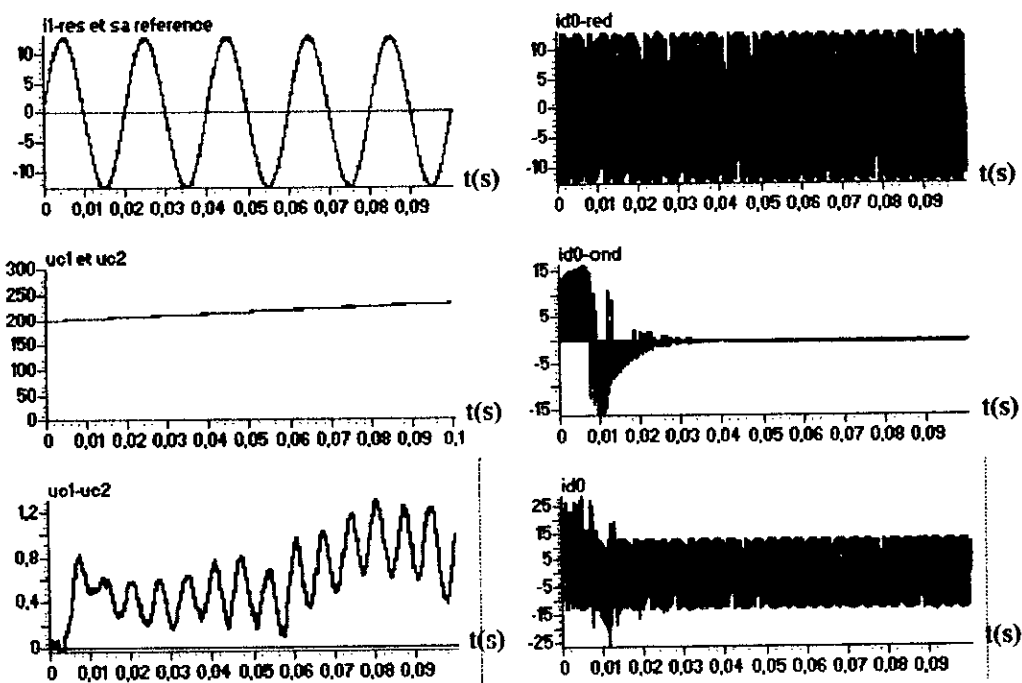
**Fig.IV.7.a3- Réponses de l'asservissement de vitesse de la MSAP alimentée par la cascade redresseur-onduleur à trois niveaux avec application d'une perturbation et inversion ( $I_{eff}$  fixé)**



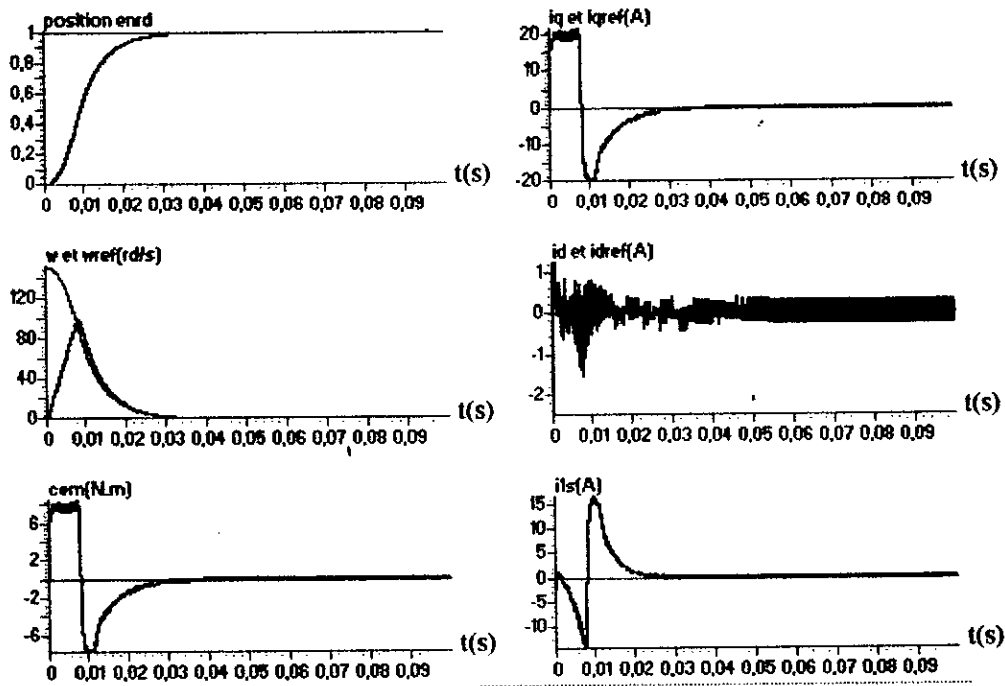
**Fig.IV.8.b3- Grandeurs caractérisant la cascade redresseur-onduleur à trois niveaux alimentant une MSAP (asservissement de vitesse) ( $I_{eff}$  fixé)**



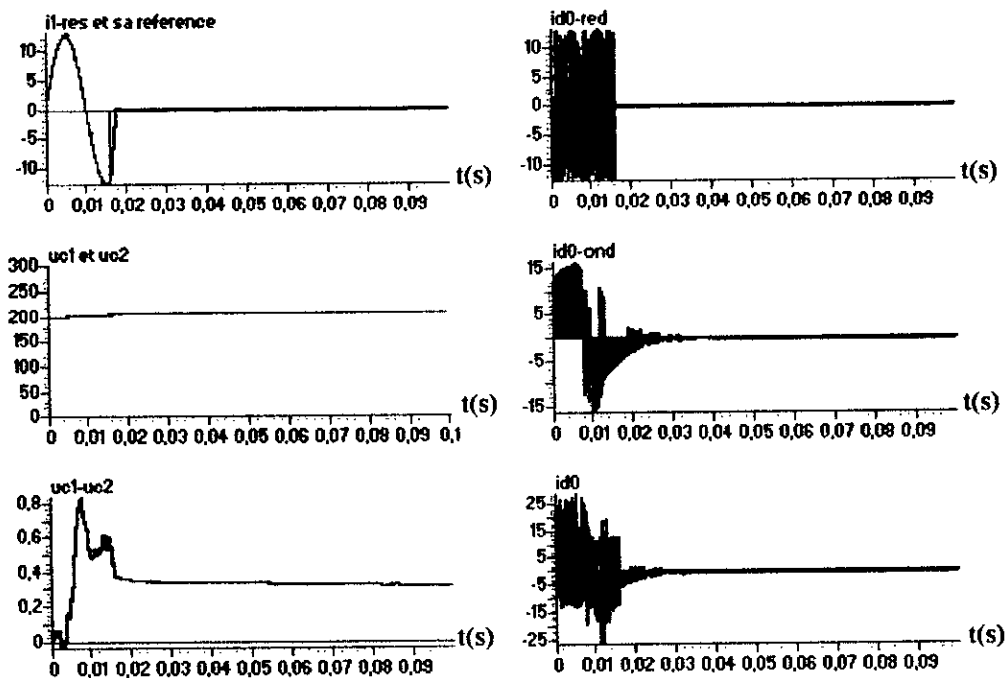
**Fig.IV.8.a1- Réponses de l'asservissement de position de la MSAP alimentée par la cascade redresseur-onduleur à trois niveaux à une consigne de  $I_{rd}$  ( $I_{eff}$  fixé)**



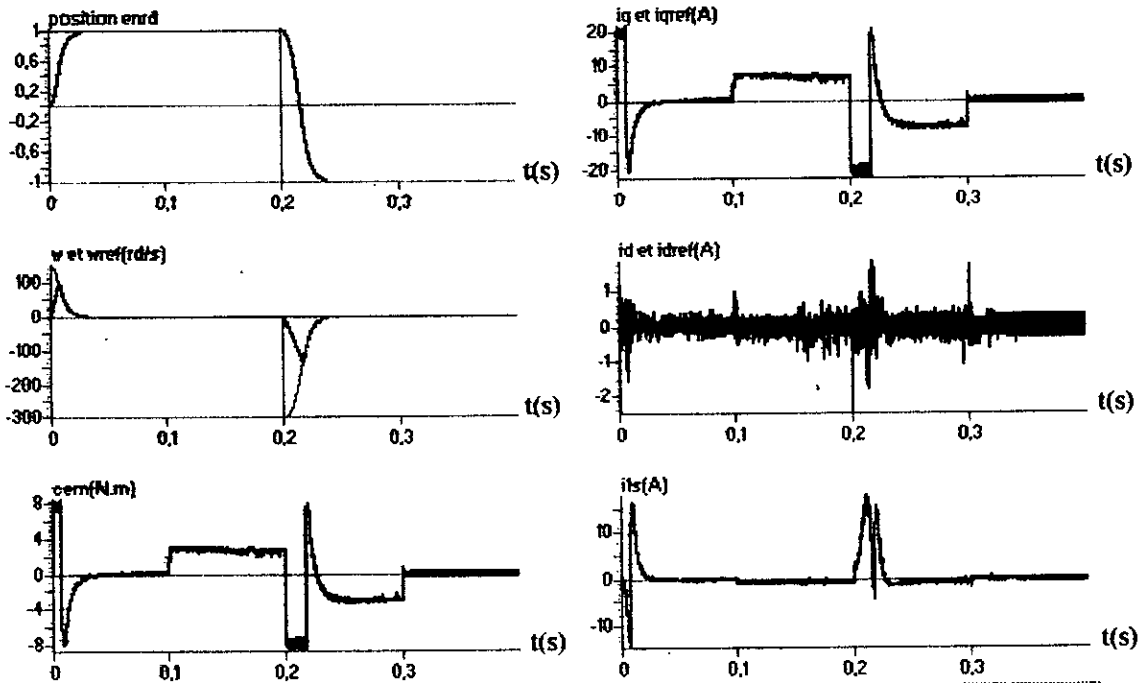
**Fig.IV.8.b1- Grandeurs caractérisant la cascade redresseur-onduleur à trois niveaux alimentant une MSAP (asservissement de position) ( $I_{eff}$  fixé)**



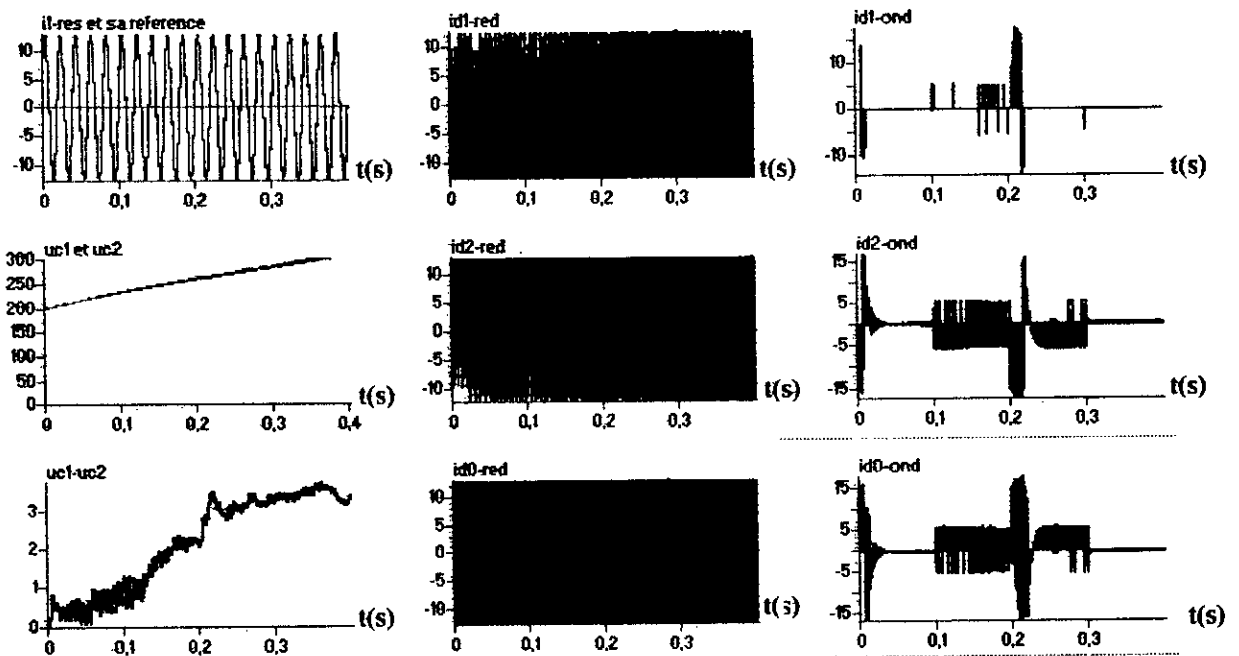
**Fig.IV.8.a2- Réponses de l'asservissement de position de la MSAP alimentée par la cascade redresseur-onduleur à trois niveaux à une consigne de 1rd ( $I_{eff}$ =changé)**



**Fig.IV.8.b2- Grandeurs caractérisant la cascade redresseur-onduleur à trois niveaux alimentant une MSAP (asservissement de position) ( $I_{eff}$ =changé)**



**Fig.IV.8.a3- Réponses de l'asservissement de position de la MSAP alimentée par la cascade redresseur-onduleur à trois niveaux avec application d'une perturbation et inversion ( $I_{eff}$ =fixé)**



**Fig.IV.8.b3- Grandeurs caractérisant la cascade redresseur-onduleur à trois niveaux alimentant une MSAP (asservissement de position) ( $I_{eff}$ =fixé)**

## Conclusion

Dans ce chapitre, on a effectué une commande en vitesse et en position de la MSAP alimentée par la cascade onduleur à trois niveaux-redresseur à trois niveaux à MLI. Ainsi, on a mis en évidence le problème de fluctuation du potentiel du point milieu  $M$ .

L'utilisation du redresseur de courant à trois niveaux commandé en hystérésis permet d'avoir un courant du côté réseau 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 des redresseurs entre les deux régimes transitoire et permanent.

Les résultats des simulations ont montré que l'asservissement de vitesse et de position de la MSAP alimentée par la cascade onduleur à trois niveaux-redresseur à trois niveaux était possible en gardant les mêmes paramètres de régulation utilisés auparavant. Les deux 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 et de position ainsi que ceux des courants  $i_d$  et  $i_q$  ont gardé leur bon fonctionnement lors de cette alimentation.

En conclusion, pour que la cascade fonctionne normalement et par suite la conduite de la MSAP, un asservissement des deux tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  par le redresseur s'impose.

## **CONCLUSION GENERALE**

## CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire est une étude de la commande en vitesse et en position de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) alimentée par une nouvelle structure de cascades: la cascade redresseur triphasé à trois niveaux à MLI-onduleur triphasé à trois niveaux.

On a élaboré dans la première partie, le modèle de la MSAP et proposé un algorithme de commande de la vitesse et de la position de la machine utilisant la technique du flux orienté (commandé à  $i_d=0$ ).

Ensuite, on a étudié l'onduleur à trois niveaux. On a élaboré son modèle de connaissance et de commande au sens des valeurs moyennes par l'introduction de la notion des fonction génératrices. On a vu que l'utilisation des fonctions de connexion des demi-bras nous permet d'aboutir à des modèles analogues à ceux des deux niveaux. Nous avons présenté par la suite deux algorithmes de commande de l'onduleur à trois niveaux :

- La commande par hystérésis en courant.
- La stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses.

Dans la dernière partie, on a montré l'utilisation de l'onduleur à trois niveaux en redresseur à MLI. Ensuite, on a étudié les performances de la cascade redresseur-onduleur-MSAP. Cette étude a montré que :

- La vitesse et la position suivent parfaitement leurs références.
- Le couple électromagnétique et le courant  $i_q$  sont pratiquement l'image l'un de l'autre.
- Le courant  $i_d$  a une valeur moyenne non nulle mais toujours proche de zéro
- Les deux tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  ne sont pas stables et par suite le potentiel du point milieu  $M$  est flottant.
- En augmentant les capacités, on améliore la stabilité du point milieu.

Comme perspective, on propose :

- L'asservissement des deux tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$ .
- L'étude d'autres structures d'onduleurs multiniveaux.
- L'étude d'autres structures de redresseurs pour l'alimentation de l'onduleur.

# ANNEXE 1



## ANNEXE 1

Les paramètres de la MSAP utilisée sont :

$$P=2kW$$

$$\Omega=4000 \text{ tr/min}$$

$$R_s=1\Omega$$

$$p=3$$

$$L_d=L_q=0.032 \text{ H}$$

$$\phi_f=0.13 \text{ Wb}$$

$$f_r=9.5 \cdot 10^{-5} \text{ Nm/rd/s}$$

$$J=6 \cdot 10^{-4} \text{ kg/m}^2$$

## **ANNEXE 2**

## ANNEXE 2

### I- Réflexion sur les différentes commandes complémentaires possibles pour les onduleurs à trois niveaux :

Soit le bras  $k$  d'un onduleur à trois niveaux (fig.III.2). Pour une première vue, l'interrupteur  $TKI$  par exemple peut être commandé d'une façon complémentaire avec chacun des trois autres interrupteurs du bras.

Ainsi, on remarque que trois commandes complémentaires sont possibles pour chaque bras de l'onduleur à trois niveaux.

#### Commande N°1:

Soit la commande complémentaire suivant : 
$$\begin{cases} B_{k3} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k4} = \overline{B_{k2}} \end{cases}$$

Le tableau logique correspondant à cette commande est défini ci-dessous:

$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$	Tension de sortie du bras $k$ par rapport à $M$
0	0	1	1	$-U_{c2}$
0	1	1	0	Inconnue
1	0	0	1	Inconnue
1	1	0	0	$U_{c1}$

Tableau.A2.1

Le tableau A2.1 montre que cette commande complémentaire rend le système pratiquement commandable uniquement en deux niveaux, en interdisant les cas correspondants aux lignes 2 et 3 de ce tableau ou la configuration du bras dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne).

**Commande n°2:**

Soit la commande complémentaire suivant : 
$$\begin{cases} B_{k2} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k4} = \overline{B_{k3}} \end{cases}$$

Le tableau logique correspondant à cette commande est donné ci-dessous:

$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$	Tension de sortie du bras k par rapport à M
0	1	0	1	Inconnue
0	1	1	0	$V=0$ ou $i=0$ (inconnue)
1	0	0	1	$V=0$ ou $i=0$ Inconnue
1	0	1	0	$V=0$

**Tableau.A2.2**

Le **tableau A2.2** montre que cette commande complémentaire rend le système pratiquement incommandable. Pour trois de ses cas possibles, on ne connaît pas au préalable la tension qu'aura le bras puisque sa configuration dépend, dans ces cas, en plus des grandeurs électriques du système (commande interne).

**Commande n°3:**

Soit la commande complémentaire suivant : 
$$\begin{cases} B_{k4} = \overline{B_{k1}} \\ B_{k3} = \overline{B_{k2}} \end{cases}$$

Le tableau logique associé à cette commande est montré ci-dessous:

$B_{k1}$	$B_{k2}$	$B_{k3}$	$B_{k4}$	Tension de sortie du bras k par rapport à M
0	0	1	1	$-U_{c2}$
0	1	0	1	Inconnue
1	0	1	0	$V=0$
1	1	0	0	$U_{c1}$

**Tableau.A2.3**

Ce tableau A2.3 montre que cette commande complémentaire rend le système commandable en trois niveaux, en interdisant le cas correspondant à la ligne 2 du tableau où la configuration du bras dépend en plus des grandeurs électriques du système (commande interne).

Ainsi, cette analyse des trois cas de commande complémentaire possibles, montre que seule la commande N°3 permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie possible pour un bras ( $U_{c1}, 0, -U_{c1}$ ). Afin d'avoir la commandabilité totale des onduleurs à trois niveaux, on doit éliminer le cas correspondant à la ligne 2 du tableau A2.3.

On peut donc conclure que la commande N°3, utilisée lors de l'élaboration des modèles de commande des onduleurs multiniveaux (chapitre III), est la seule commande complémentaire possible pour un fonctionnement en mode commandable des onduleurs à trois niveaux.

Pour les différentes stratégies de commande des onduleurs à trois niveaux, on utilise cette commande complémentaire en éliminant le cas de la ligne 2 du tableau A2.3 où  $B_{k1}=0$ ,  $B_{k2}=1$ ,  $B_{k3}=0$  et  $B_{k4}=1$ . Donc lorsqu'on parlera de commande complémentaire pour l'onduleurs à trois niveaux, on sous entendra toujours ce cas de commande.

## BIBLIOGRAPHIE

**[Barret 82]**

P.Barret  
« Régime transitoire des machines tournantes »  
Ed Eyrlles, 1982

**[Bauer 89]**

F.Bauer, H.Dheining,  
« Quick reponse space vector control for a high power three-level-inverter drive system »  
EPE'89, ALLEMAGNE 1989

**[B.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 1994

**[Belazzoug 97]**

M. Belazzoug, K. Sebaa  
« Etude des redresseurs multiniveaux à MLI »  
PFE, ENP Alger 1997

**[Berkouk 95.1]**

E.M.Berkouk  
« Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux. »  
Thèse de Doctorat, Paris 1995.

**[Berkouk 95.2]**

E.M.Berkouk et al  
« High voltage rectifiers-multilevel inverters cascade. Application to asynchronous machines field oriented control »  
IEEE Conference, Stockholm, Juin 1995.

**[Berkouk 95.3]**

E.M.Berkouk  
« PWM Strategies to control three-level inverters. Application to the induction motors drive »  
EPE'95, Seville, Septembre 1995.

**[Boin 92]**

M.Boin, A.Peral  
« Evolution des convertisseurs industriels de grande puissance »  
Division des ensembles industriels CEGELEC RGE-N° 11/92 , Décembre 1992

## **BIBLIOGRAPHIE**

**[Bouhassoun 95]**

E.Bouhassoun, M.Tlamceni  
« Commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent »  
PFE, ENP 1995, Alger

**[Boussetoua 95]**

M.Boussetoua, B.Berkaoui  
« Commande vectorielle de la MAS alimentée par un onduleur multiniveaux »  
PFE, ENP 1997, Alger

**[Bose 86]**

B.K.Bose  
« Power electronics and AC drives »  
Printice Hall, 1986

**[Bühler 87]**

H.Bühler  
« Electronique de réglage et de commande »  
Dunod 1987

**[Capolino 87]**

G.CAPOLINO  
« Contribution à la modélisation et à la simulation des machines asynchrones  
monophasées à condensateur »  
Thèse de doctorat et sciences  
INPG Septembre 1987

**[Chatelain 84]**

J.Chatelain  
« Machines électriques »  
Tomes 1 et 2, Ed Dunod, 1984

**[Guillaud 94]**

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

**[Hasnaoui 85 ]**

O.Hasnaoui, G.Capolino  
« Survey of PWM techniques for single phase transistor inverters »  
ICEM 1994 Conf Rec, Vol 2, pp 188-193

**[Hautier 93]**

J.P.Hautier, J.P.Canon  
« Modélisation et commande de la machine synchrone »  
Journé 3EI.93  
Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille.



[S.Lai 96]

J.Sheng Lai, F.heng Peng  
« Multilevel Converters-A New Breed of power Converters »  
IEEE Transaction on Industry Application  
Vol 32, N°3, May/June 1996

[Séguier 89]

G.Séguier, F.Labrique  
« Les convertisseurs de l'électronique de puissance » Tome 1 et Tome 2

[Steinke 89]

J.K.Steinke  
« Switching frequency optimal PWM control of a three-level inverter »  
EPE'89, Allemagne 1989

[Thomas 92]

J.L.Thomas, Membre, IEEE  
« Commande vectorielle du moteur asynchrone alimenté par onduleur à GTO à trois niveaux de tension : développement de commande robuste »  
Journée d'études SEE de décembre

[Y.Lee 96]

Yo-Han Lee, student membre IEEE, Bum-seok, student Membre IEEE, and Dong-SEOK Hyun, Senior Membre, IEEE  
« A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors »  
IEEE Transaction on Industry application  
Vol 32 N°2 March/April 1996

[Yao 94]

K.P.YAO  
« Contribution à la modélisation et la simulation automatique des systèmes électrotechniques. Application à la conception d'un logiciel évolutif (SIPNET) »  
Thèse de Doctorat, Paris VI, PARIS 1994

[Zendaoui 91]

F.Z.Zendaoui  
« Etude des modulations précalculées destinées à piloter des onduleurs de tension à deux et à trois niveaux »  
Thèse de Magister, Février 1991