

9/97

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE  
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



D.E.R de GENIE ELECTRIQUE & INFORMATIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

THEME

COMMANDE VECTORIELLE DE  
LA MACHINE ASYNCHRONE  
ALIMENTEE PAR UN  
ONDULEUR MULTINIVEAUX

Proposé par :

M<sup>r</sup> : EM. BERKOUK

Etudié par :

M<sup>r</sup> : M. BOUSSETOUA  
M<sup>r</sup> : B. DERKAOU

Dirigé par :

M<sup>r</sup> : EM. BERKOUK

PROMOTION JUILLET 1997

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

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ  
١٤١٨ هـ

## AVANT-PROPOS



*Nous adressons notre profonde et sincère gratitude à notre aimable promoteur EM.BERKOUK et nous le remercions chaleureusement d'avoir constamment suivi et dirigé notre travail.*

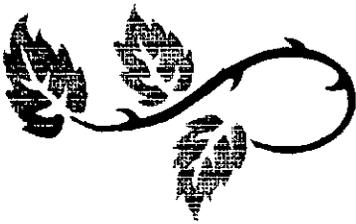
*Nous remercions très vivement Monsieur B.HEMICI, chargé de cours à l'école nationale polytechnique d'Alger pour l'aide qu'il nous a apporté.*

*Nous tenons à remercier M<sup>lle</sup> R.GUEDOUANI, Messieurs S.BERKATI et H.BOUHASSOUNE pour les excellents conseils qu'ils n'ont cessé de nous prodiguer, ainsi que le soutien, la compréhension et les encouragements qui nous a toujours apporté tout au long de ce travail.*

*Nous accordons notre gratitude à Messieurs M.LARABI, K.CHERCHALI et F.BELABESS, pour l'aide qu'il nous ont apporté.*

*Enfin, nous désirons remercier tous ceux qui ont contribué directement ou indirectement à la réalisation de ce travail.*





◆ *A la mémoire de feu ma mère;*

◆ *A mon père;*

◆ *A ma belle-mère;*

◆ *A mes frères et soeurs;*

◆ *A mes amis et tous ceux que j'aime ...*

*je dédie ce modeste travail.*

*Boualem.*

*je dédie ce modeste travail.*

*A la mémoire de mes parents, pour leur sacrifices;*

*A mes chers frères et mes chères soeurs;*

*Je profite cette occasion pour leurs dire que je les  
aimes beaucoup ;*

◆ *A tout mes enseignants ;*

◆ *...A vous .*

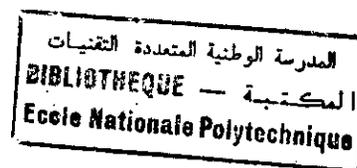
*Mohamed.*



المدسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

# SOMMAIRE

## SOMMAIRE



## Introduction générale 2

**Chapitre 1:****Modélisation de la machine asynchrone triphasée**

Introduction	5
I.1 Equations générales	5
I.1.1 Représentation schématique d'un moteur asynchrone triphasé	5
I.1.2 Hypothèses simplificatrices	6
I.1.3 Equations relatives au stator	6
I.1.4 Equations relatives au rotor	7
I.2 Transformation de Park	8
I.2.1 Choix du référentiel	8
I.2.1.1 Référentiel lié au stator	8
I.2.1.2 Référentiel lié au rotor	9
I.2.1.3 Référentiel lié au champ tournant	9
I.2.2 Transformation de Park appliquée au rotor	9
I.2.3 Conséquences de la transformation de Park appliquée au rotor sur les équations relatives au stator	10
I.2.4 Equations globales de la machine fictive équivalente de la machine couplée en étoile	11
I.2.5 Application de la transformation aux autres grandeurs	13
I.2.5.1 Flux statorique	13
I.2.5.2 Flux rotorique	14
I.2.5.3 Couple électromagnétique	15
I.2.6 Equations mécaniques	15
I.3 Simulation numérique	15
Conclusion	21

**Chapitre 2:****Modélisation des onduleurs à trois niveaux**

Introduction	
II.1 Choix du convertisseur statique	23
II.1.1 Commutateur de courant	23
II.1.2 Onduleur de tension	23
II.2 Modélisation du fonctionnement des onduleurs à trois niveaux	24
II.2.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux	24
II.2.2 Modélisation du fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux	26
II.2.2.1 Différentes configurations de l'onduleur à trois niveaux	26
II.2.2.2 Réseaux de Petri d'un bras de l'onduleur à trois niveaux	28
II.2.3 Modélisation des onduleurs à trois niveaux	29
II.2.3.1 Commandabilité des convertisseurs statiques	29
II.2.3.1.1 Fonctions de connexion	29
II.2.3.1.2 Fonctions génératrices	29
II.2.3.2 Modèle de commande de l'onduleur multiniveaux	30
II.2.3.2.1 Définition	32
II.2.3.2.2 Le réseau de Petri en mode commandable	32
II.2.3.3 Modélisation en valeurs instantanées	32
II.2.3.3.1 La matrice de conversion	35
II.2.3.3.1.1 La matrice de conversion simple	35
II.2.3.3.1.2 La matrice de conversion composée	36
II.2.3.4 Modélisation en valeurs moyennes	37
II.2.3.4.1 Modélisation en valeurs moyennes, charge couplée en étoile	39
Conclusion	40

**Chapitre 3:****Stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux**

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction	
III.1 Commande triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel avec une seule porteuse	42
III.1.1 Principe	42
III.1.2 Caractéristiques de la tension de référence	42
III.1.3 Caractéristiques de la porteuse	43
III.1.4 Etude de la tension de sortie	43
III.1.5 Résultats de la simulation	45
III.1.6 Commande triangulo-sinusoidale d'une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois	48
III.2 Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses	53
III.2.1 Algorithme de commande	53
III.2.2 Simulation numérique	54
III.2.3 Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses avec injection de l'harmonique trois	58
III.3 Stratégie d'élimination des harmoniques	63
III.3.1 Principe	63
III.3.2 Calcul des instants de commutation	63
III.3.3 Simulation numérique	64
III.4 Commande vectorielle type 2	67
III.4.1 Principe	67
III.4.2 Caractéristiques de la tension de référence	67
III.4.3 Algorithme de commande	67
III.4.4 Simulation numérique	68
III.5 Commande par hystérésis en courant	71
III.5.1 Principe	71
III.5.2 Caractéristiques des courants de référence	71
III.5.3 Algorithme de commande	71
III.5.4 Simulation numérique	72
Conclusion	74

**Chapitre 4:****Commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée**

Introduction	
IV.1 Choix de référentiel	76
IV.2 Modèle en courant de la machine asynchrone triphasée	76
IV.2.1 Modèle du flux rotorique commandé en courant	76
IV.2.2 Simulation numérique	78
IV.3 Principe de la commande vectorielle	81
IV.3.1 Orientation du flux rotorique	81
IV.3.2 Orientation du flux statorique	83
IV.3.3 Orientation du flux magnétisant	84
IV.4 Structure de commande en courant par orientation du flux rotorique	85
IV.4.1 Simulation numérique	86
Conclusion	88

**Chapitre 5:****Implantation de la commande vectorielle sur la machine asynchrone triphasée**

Introduction	
V.1 La méthode indirecte	90
V.1.1 Schéma fonctionnel	90
V.1.2 Inconvénients de la méthode indirecte	91
V.2 La méthode directe	91
V.2.1 Principe	91
V.2.2 Schéma fonctionnel	91
V.3 Calcul des régulateurs	92
V.3.1 La boucle de la vitesse	92
V.3.2 La boucle de flux	93

V.4 Commande en vitesse de la machine asynchrone triphasée	93
Conclusion	98
<b>Conclusion générale</b>	<b>100</b>



## NOTATIONS



**s, r** : Indices respectifs du stator et du rotor.

**P** : Nombre de paires de pôles.

**Rs, Ls** : Résistance et inductance propre d'une phase statorique.

**Rr, Lr** : Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.

**Msr** : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor, il est obtenue lorsque les axes sont alignés.

$\theta_e/p$  : Angle mécanique entre  $r_1$  et  $r_2$ .

$\theta_e$  : Angle électrique entre  $r_1$  et  $r_2$ .

**Vs1, Vs2, Vs3** : Tensions d'alimentation respectivement des phases S1, S2, S3.

**is1, is2, is3** : Courants statoriques respectivement des phases S1, S2, S3.

**Vr1, Vr2, Vr3** : Tensions aux bornes des phases  $r_1, r_2, r_3$ .

**Ir1, ir2, ir3** : Courants rotoriques des phases  $r_1, r_2, r_3$ .

$\Omega$  : Vitesse angulaire de rotation  $\Omega=(1/p).(d\theta_e/dt)$ .

$\Omega_s$  : Vitesse angulaire du champ tournant en régime permanent sinusoïdal.

$\omega$  : Vitesse angulaire électrique,  $\omega=p.\Omega$ .

$\omega_s$  : Pulsation électrique statorique.

$\omega_r$  : Pulsation électrique rotorique.

**Ce** : Couple électromagnétique.

**Cr** : Couple résistant.

**fr** : Coefficient de frottement visqueux.

**J** : Moment d'inertie des masses tournantes.

$\sigma$  : Coefficient de dispersion.

# Introduction générale

## INTRODUCTION GENERALE

Dans les milieux industriels et particulièrement en traction électrique, on exige que les actionneurs électriques possèdent des performances dynamiques et statiques très élevées

L'attrait de la machine à courant continu réside dans la simplicité de sa commande (grâce au découplage naturel existant entre le flux et le couple) et ses performances dynamiques élevées. Cependant elle possède de nombreux inconvénients liés à la présence du collecteur mécanique, car il augmente son encombrement et son coût de fabrication et de maintenance, limite sa vitesse de rotation, et interdit son emploi dans les milieux hostiles. De plus, les très grandes puissances sont difficiles à atteindre.

La machine asynchrone est de conception simple, robuste, et moins onéreuse à l'achat et à l'entretien. Elle supporte de fortes surcharges, ce qui permet d'aller jusqu'à cinq à sept fois son couple nominal. Elle peut aussi fonctionner dans des milieux critiques (poussière, etc...). La commande d'une machine asynchrone, et particulièrement à cage, est plus complexe que celle de la machine à courant continu. De plus les grandeurs rotoriques ne sont pas accessibles.

La variation de la vitesse du moteur asynchrone fait l'objet depuis quelques années de nombreux travaux de recherche. La variation de vitesse du moteur asynchrone peut être réalisée à fréquence fixe ou à fréquence variable. On utilise généralement le gradateur pour la commande à fréquence fixe et l'onduleur pour la commande à fréquence variable.

Les onduleurs à deux niveaux sont généralement limités en tension (1.4 kV) et en puissance (1 MVA) [1]. Afin de monter en tension et en puissance, on présente dans ce travail un nouveau variateur de vitesse à fréquence variable. Il s'agit de l'onduleur multiniveaux. Cet onduleur peut être utilisé en moyenne et haute tension. Ainsi on peut atteindre 6 kV et 10 MVA [1].

Malheureusement, la commande de la machine asynchrone est plus difficile car le flux et le couple sont fortement couplés. Le contrôle vectoriel est une technique de commande qui consiste à rendre le comportement de la machine asynchrone analogue à celui de la machine à courant continu.

Le premier contrôle de ce type a été réalisé dans les années 70 par HASS et BLASCHKE. Les performances de la commande vectorielle appliquée au moteur asynchrone dépendent en grande partie des caractéristiques de l'onduleur qui lui est associé. La plupart des applications de la commande vectorielle aux machines asynchrones en faible et moyenne puissance, font intervenir les onduleurs à deux niveaux. Pour monter en puissance et en tension, on utilise l'onduleur multiniveaux.

Ce mémoire comporte cinq chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone en vue de son alimentation par un convertisseur statique.

Le second chapitre présente le modèle de connaissance et de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Le troisième chapitre donne une synthèse des différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion (Pulse Width Modulation) destinées à commander un onduleur à trois niveaux.

Dans le quatrième chapitre, on nous appliquons la théorie de la commande du flux orienté sur la machine asynchrone.

Le cinquième chapitre présente l'implémentation de la commande vectorielle sur la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux.

Enfin, une conclusion générale met le point sur notre travail et résume les principaux résultats auxquels nous avons abouti.

# Chapitre I

## Modélisation de la machine asynchrone triphasée

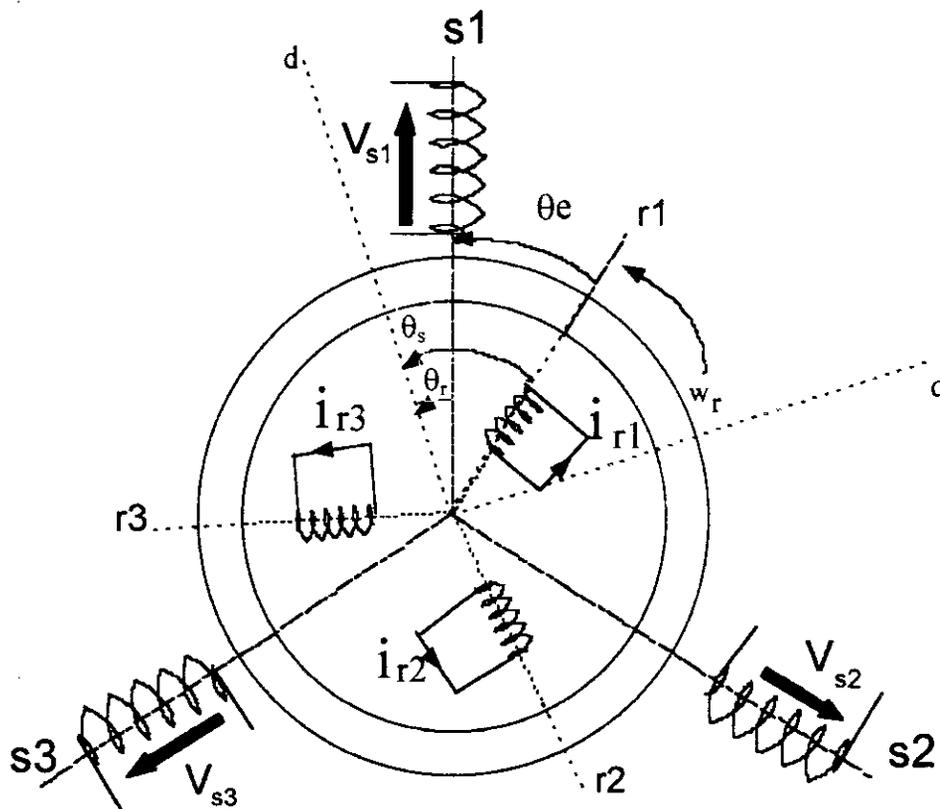
## INTRODUCTION

La modélisation des machines électriques fait l'objet de grands travaux de recherche. Ainsi, on distingue des méthodes utilisant des schémas équivalents, et d'autres utilisant des méthodes de calcul de champs (telle que la méthode des éléments finis, Méthode des équations intégrales de frontière, etc...).

Chacune de ces méthodes utilise un certain nombre d'hypothèses simplificatrices telles que la linéarité, la répartition spatiale sinusoïdale de l'induction dans l'entrefer, etc... Dans ce premier chapitre, on s'intéresse à la modélisation de la machine asynchrone triphasée.

### I.1. Equations générales

#### I.1.1. Représentation schématique d'un moteur asynchrone triphasé



**Figure I.1 : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor.**

La machine asynchrone comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Le stator et le rotor sont schématisés par trois axes  $s1, s2, s3$ , et  $r1, r2, r3$  respectivement. Les axes constituent les trois enroulements statoriques et rotoriques.

Les axes perpendiculaires  $O_d$  et  $O_q$  servent à transformer la machine triphasée en une machine diphasée.

Nous avons:  $(O_s, O_d) = \theta_s$ ,  $(O_{r1}, O_d) = \theta_r$ ,  $(O_s, O_r) = \theta_s - \theta_r = \theta_e$

### 1.1.2. Hypothèses simplificatrices

Pour l'étude de cette machine, on introduit les hypothèses simplificatrices suivantes:

- Entrefer constant.
- Effets des encoches négligés.
- La répartition spatiale de l'induction magnétique est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligées.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer:

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

#### Remarques:

- La modélisation est élaborée pour le cas le plus défavorable du point de vue identification des paramètres d'une machine à rotor à cage. Le modèle est donc bien sûr utilisable aussi, pour la machine à rotor bobiné.
- Le stator est couplé en étoile avec le neutre isolé.

### 1.1.3. Equations relatives au stator

Les équations électriques du stator de la machine asynchrone, sans aucune transformation sont:

$$[v_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} \left[ [L_s] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot \frac{d[i_r]}{dt} \right] \quad (1.1)$$

$$\text{avec: } [v_s] = [v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}]^t, [i_s] = [i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}]^t, [i_r] = [i_{r1}, i_{r2}, i_{r3}]^t$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [L_s] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos(\theta_e - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ \cos(\theta_e + \frac{2 \cdot \pi}{3}) & \cos\theta_e & \cos(\theta_e - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ \cos(\theta_e - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2 \cdot \pi}{3}) & \cos\theta_e \end{bmatrix}$$

En introduisant l'hypothèse que le neutre est isolé, et en utilisant les tensions composées, on réduit les équations électriques relatives au stator à deux. Le nouveau modèle est donné par l'équation (I.2)

$$[u_{2s}] = [R_{2s}] \cdot [i_{2s}] + \frac{d}{dt} \left[ [L_{2s}] \cdot [i_{2s}] + [M_{2sr}] \cdot \frac{d[i_r]}{dt} \right] \quad (I.2)$$

avec:  $i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} = 0$

$$[u_{2s}] = [u_1 \quad u_2]^t \cdot [i_{2s}] = [i_{s1} \quad i_{s2}]^t \cdot u_{2s} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot [v_s]$$

$$[R_{2s}] = \begin{bmatrix} R_s & -2R_s \\ -2R_s & -R_s \end{bmatrix} \quad [L_{2s}] = \begin{bmatrix} L_s & 2L_s \\ -2L_s & -L_s \end{bmatrix}$$

$$[M_{2sr}] = -\sqrt{3} \cdot M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \sin\theta_e & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) & \sin\theta_e & \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

#### 1.1.4. Equation relative au rotor

Les équations électriques de la machine relatives au rotor sans aucune transformation sont données par l'équation (I.3)

$$[v_r] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} \left[ [L_r] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_{2s}] \right] \quad (I.3)$$

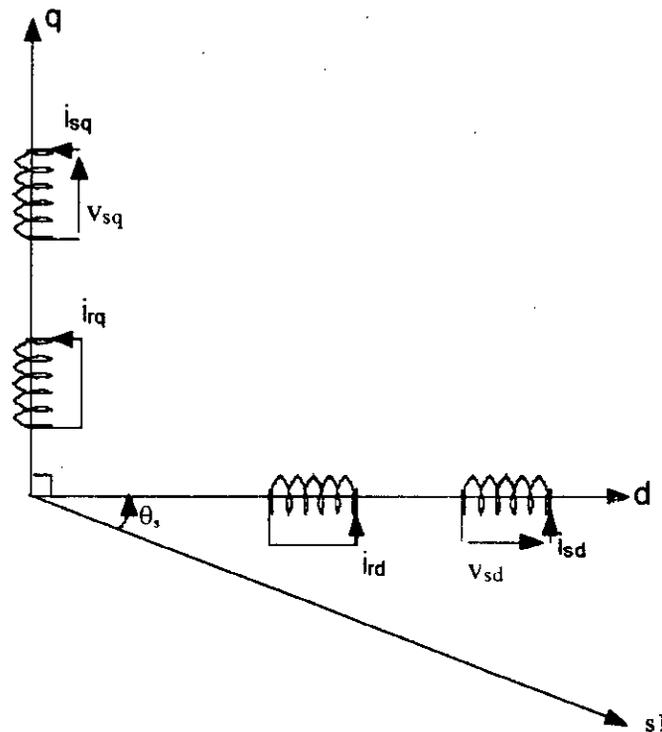
avec:

$$[v_r] = [0 \quad 0 \quad 0]^t, \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = \sqrt{3} \cdot M_{sr} \cdot \begin{bmatrix} \sin(\theta_e + \frac{2 \cdot \pi}{3}) & -\sin\theta_e \\ \sin\theta_e & -\sin(\theta_e - \frac{2 \cdot \pi}{3}) \\ \sin(\theta_e - \frac{2 \cdot \pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2 \cdot \pi}{3}) \end{bmatrix}$$

## I.2. Transformation de PARK

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable en faisant intervenir l'angle entre les axes des enroulements et les axes  $d$  et  $q$ . Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, d'enroulements fictifs  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$ ,  $i_{rd}$ ,  $i_{rq}$  dont les axes magnétiques sont liés aux axes  $d$  et  $q$  (voir la figure (I.2))



**Fig.I.2. Le modèle de la machine asynchrone après transformation de PARK.**

Donc on transforme le modèle de la machine asynchrone d'un modèle triphasé à un modèle biphasé ( $d$ : axe direct,  $q$ : axe transversal).

### I.2.1. Choix du référentiel

L'utilisation de la transformation de PARK, nécessite le choix d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques de modèle. Parmi les référentiels qui sont intéressants en pratique, on a:

#### I.2.1.1. Référentiel lié au stator

La position des axes  $d$ ,  $q$  par rapport aux axes statoriques et rotoriques est définie par les relations suivantes:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_r \quad (I.4)$$

### 1.2.1.2. Référentiel lié au rotor

La position des axes d, q par rapport aux axes statoriques et rotoriques est la suivante:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_r \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (I.5)$$

### 1.2.1.3. Référentiel lié au champ tournant

Ce type de référentiel est caractérisé par les relations suivantes:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r \quad (I.6)$$

### Remarque:

En vue d'une alimentation par convertisseur statique, et afin d'avoir à chaque instant les grandeurs réelles des phases statoriques (courant et tension de phase), nous appliquerons la transformation de PARK uniquement au rotor.

### 1.2.2. Transformation de PARK appliquée au rotor

On choisit un repère d, q lié au stator. La matrice de transformation de PARK est donnée par l'équation (I.7).

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta_e & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

En introduisant cette transformation dans l'équation (I.3), on obtient:

$$[P] \cdot [v_r] = [P] \cdot [R_r] \cdot [i_r] + [P] \cdot [L_r] \frac{d[i_r]}{dt} + [P] \frac{d[M_{sr}]}{dt} [i_{2s}] + [P] \cdot [M_{sr}] \frac{d[i_{2s}]}{dt}$$

$$\text{Puisque: } [P] \cdot [L_r] = [L_r] \cdot [P]$$

$$[P] \cdot [R_r] = [R_r] \cdot [P]$$

On a :

$$0 = [R_r] \cdot [idq] - p \cdot \Omega \cdot [L_r] \cdot [P] \frac{d[P]^{-1}}{d\theta_e} [idq] + [P] \cdot [L_r] [P]^{-1} \frac{d[idq]}{dt} + [P] \cdot [M_{rs}] \frac{d[i_{2s}]}{dt} - p \cdot \Omega \cdot [P] \cdot \frac{d[M_{rs}]}{d\theta_e} [i_{2s}] \quad (I.8)$$

avec:

$$[P] \frac{d[P]^{-1}}{d\theta_e} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad [P] \cdot [M_{sr}] = \sqrt{2} \cdot M_{sr} \begin{bmatrix} \frac{3\sqrt{3}}{4} & 0 \\ \frac{3}{4} & \frac{3}{2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[P] \cdot \frac{d[M_{rs}]}{d\theta_e} = \sqrt{2} \cdot M_{sr} \begin{bmatrix} -\frac{3}{4} & -\frac{3}{2} \\ \frac{3\sqrt{3}}{4} & 0 \\ -\frac{3}{4} & 0 \end{bmatrix}$$

En développant l'équation matricielle, on trouve:

$$\left\{ \begin{array}{l} R_r \cdot id + p \cdot \Omega \cdot L_r \cdot iq + L_r \frac{did}{dt} + 3 \frac{\sqrt{6}}{4} M_{sr} \frac{dis1}{dt} + 3 \frac{\sqrt{2}}{4} p \cdot \Omega \cdot M_{sr} \cdot is1 + \\ \frac{3\sqrt{2}}{2} p \cdot \Omega \cdot M_{sr} is2 = 0 \end{array} \right. \quad (I.9)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R_r \cdot iq - p \cdot \Omega \cdot L_r \cdot id + L_r \frac{diq}{dt} + \frac{3\sqrt{2}}{4} M_{sr} \frac{dis1}{dt} + \frac{3\sqrt{2}}{2} M_{sr} \frac{dis2}{dt} - \\ p \cdot \Omega \cdot M_{sr} \frac{3\sqrt{6}}{4} is1 = 0 \end{array} \right. \quad (I.10)$$

### I.2.3. Conséquences de la transformation de PARK appliquée au rotor sur les équations relatives au stator

La relation (I.2) devient:

$$[u_s] = [R_s] \cdot [i_{2s}] + [L_{2s}] \frac{d[i_{2s}]}{dt} + \frac{d}{dt} \left( [M_{2sr}] \cdot [P]^{-1} \cdot [idq] \right)$$

donc:  $[u_s] = [R_s][i_{2s}] + [L_{2s}] \frac{d[M_{2sr}]}{dt} [P]^{-1} \cdot [idq] + [M_{2sr}] \cdot \frac{d[P]^{-1}}{dt} \cdot [idq] + [M_{2sr}] \cdot [P]^{-1} \cdot \frac{d[idq]}{dt}$

$$(I.11)$$

avec:

$$\frac{d[M_{2sr}]}{dt} [P]^{-1} = \sqrt{2} \cdot p \cdot \Omega \cdot M_{sr} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 \\ -3 & \frac{3\sqrt{3}}{4} \end{bmatrix}$$

$$[M_{2sr}] \frac{d[P]^{-1}}{dt} = -\sqrt{2} \cdot p \cdot \Omega \cdot M_{sr} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 \\ -3 & 0 \\ -4 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[M_{2sr}] \cdot [P]^{-1} = -\sqrt{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{3}{2} & 0 \\ \frac{3\sqrt{3}}{4} & \frac{3}{4} & 0 \end{bmatrix}$$

Et en développant l'équation matricielle, on trouve:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_1 = R_s \cdot i_{s1} + 2 \cdot R_s \cdot i_{s2} + L_s \frac{di_{s1}}{dt} + 2 \cdot L_s \frac{di_{s2}}{dt} + \frac{3\sqrt{2}}{2} M_{sr} \frac{di_q}{dt} \end{array} \right. \quad (I.13)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} u_2 = -2 \cdot R_s \cdot i_{s1} - R_s \cdot i_{s2} - 2 \cdot L_s \frac{di_{s1}}{dt} - L_s \frac{di_{s2}}{dt} - \frac{3}{2} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} M_{sr} \right) \frac{di_d}{dt} - \frac{3\sqrt{2}}{4} \cdot M_{sr} \frac{di_q}{dt} \end{array} \right. \quad (I.14)$$

#### ***I.2.4. Equations globales de la machine fictive équivalente à la machine asynchrone couplée en étoile***

Afin d'adapter le modèle de la machine asynchrone triphasée aux paramètres identifiables, on introduit le changement de variables suivant:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot \begin{bmatrix} i'd \\ i'q \end{bmatrix}$$

En introduisant ce changement de variables aux équations (I.9), (I.10), (I.13), (I.14)

et avec  $m = \frac{3}{2} \cdot \frac{M_{sr}^2}{L_r}$ ; on aboutit à:

$$\begin{cases} u_1 = R_s \cdot i_{s1} + 2 \cdot R_s \cdot i_{s2} + L_s \frac{d i_{s1}}{dt} + 2 \cdot L_s \frac{d i_{s2}}{dt} + \sqrt{3} \cdot m \frac{d i'q}{dt} \\ u_2 = -2 \cdot R_s \cdot i_{s1} - R_s \cdot i_{s2} - 2 \cdot L_s \frac{d i_{s1}}{dt} - L_s \frac{d i_{s2}}{dt} - \frac{3 \cdot m}{2} \cdot \frac{d i'd}{dt} \\ 0 = \frac{1}{T_r} \cdot i'd + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot p \cdot \Omega \cdot i_{s1} + \sqrt{3} \cdot p \cdot \Omega \cdot i_{s2} + p \cdot \Omega \cdot i'q + \frac{3}{2} \cdot \frac{d i_{s1}}{dt} + \frac{d i'd}{dt} \\ 0 = \frac{1}{T_r} \cdot i'q - \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Omega \cdot i_{s1} - p \cdot \Omega \cdot i'd + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{d i_{s1}}{dt} + \sqrt{3} \cdot \frac{d i_{s2}}{dt} + \frac{d i'q}{dt} \end{cases} \quad (1.15)$$

Le modèle de la machine asynchrone triphasée couplée en étoile avec neutre isolé s'écrit sous sa forme canonique suivante:

$$\frac{d[I]}{dt} = [M] \cdot [I] + [u] \quad (1.16)$$

$$\text{avec: } [I] = \begin{bmatrix} i_{s1} & i_{s2} & i'd & i'q \end{bmatrix}, m = \frac{3}{2} \cdot \frac{M_{sr}}{L_r}, d = 2 \cdot L_s - 3 \cdot m, T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

$$[M] = -\frac{1}{d} \cdot \begin{bmatrix} 2R_s - \sqrt{3}mp\Omega & -2\sqrt{3}mp\Omega & -\frac{2m}{T_r} & -2mp\Omega \\ 2\sqrt{3}mp\Omega & 2R_s + \sqrt{3}mp\Omega & \frac{m}{T_r} + \sqrt{3}mp\Omega & -\sqrt{3}\frac{m}{T_r} + mp\Omega \\ -3R_s + \sqrt{3}L_s p\Omega & 2\sqrt{3}L_s p\Omega & \frac{2L_s}{T_r} & 2L_s p\Omega \\ -\sqrt{3}R_s - 3L_s p\Omega & -2\sqrt{3}R_s & -2L_s p\Omega & \frac{2L_s}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$[u] = \frac{2}{3d} \cdot \begin{bmatrix} -u_1 - 2u_2 \\ 2u_1 + u_2 \\ \frac{3}{2}u_1 + 3u_2 \\ -\frac{3}{2}\sqrt{3}u_1 \end{bmatrix}$$

### Remarques :

1/  $m$  dépend du coefficient de dispersion puisque :

$$\alpha(\text{coefficient de dispersion}) = 1 - \frac{9}{4} \cdot \frac{M_{sr}^2}{L_r \cdot L_s}$$

$$\text{On trouve: } m = \frac{1 - \sigma}{\frac{2}{3} \cdot L_s} \quad (\text{I.17})$$

2/ Indépendamment de la technologie du rotor (à cage ou bobiné), la machine asynchrone triphasée est caractérisée par les quatre paramètres électriques [2] :

$$R_s, L_s, m, T_r$$

**Remarque:**

Puisque les paramètres rotoriques ne sont pas accessibles dans un moteur à cage on travaille toujours avec l'image des grandeurs rotoriques:

$$i_{dr} \rightarrow i'_{dr}$$

$$i_{qr} \rightarrow i'_{qr}$$

$$\Phi_r \rightarrow i_{mr}$$

$$\Phi_{dr} \rightarrow i_{dmr}$$

$$\Phi_{qr} \rightarrow i_{qmr}$$

### 1.2.5. Application de la transformation aux autres grandeurs

#### 1.2.5.1. Flux statorique

On a:

$$[\Phi_s] = [L_s] \cdot [i_{s1}] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \quad (\text{I.18})$$

$$[\Phi_s] = [L_s] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [P]^{-1} \cdot [i_{dq}]$$

$$\text{avec: } [\Phi_s] = [\Phi_{s1} \ \Phi_{s2} \ \Phi_{s3}]^t$$

$$[M_{sr}] \cdot [P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot M_{sr} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ -\frac{3}{4} & \frac{3\sqrt{3}}{4} & 0 \\ -\frac{3}{4} & -\frac{3\sqrt{3}}{4} & 0 \end{bmatrix}$$

On trouve:

$$\begin{cases} \Phi_{s1} = L_s \cdot i_{s1} + m \cdot i'_{rd} \\ \Phi_{s2} = L_s \cdot i_{s2} + m \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cdot i'_{rd} + m \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \cdot i'_{rq} \\ \Phi_{s3} = L_s \cdot i_{s3} + m \cdot \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \cdot i'_{rd} + m \cdot \cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) \cdot i'_{rq} \end{cases}$$

Equations de flux statorique ramené par rapport à d, q:

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot L_s \cdot i_{s1} + m \cdot i'_{rd} \end{cases} \quad (I.19)$$

$$\begin{cases} \Phi_{qs} = \frac{1}{\sqrt{2}} L_s (i_{s2} - i_{s3}) + m \cdot i'_{rq} \end{cases} \quad (I.20)$$

### 1.2.5.2. Flux rotorique

On a:

$$[\Phi_r] = [L_r] \cdot [i_r] + [M_{sr}]^t \cdot [i_s]$$

avec  $[\Phi_r] = [\Phi_{r1} \ \Phi_{r2} \ \Phi_{r3}]^t$

Par l'application de la transformation de PARK, on trouve:

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot i_{s1} - \left(\frac{3}{2} \cdot \frac{M_{sr}}{\sqrt{6}}\right) \cdot i_{s1} - \left(\frac{3}{2} \cdot \frac{M_{sr}}{\sqrt{6}}\right) \cdot i_{s3} \end{cases} \quad (I.21)$$

$$\begin{cases} \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + \frac{3 \cdot M_{sr}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot i_{s2} - \left(\frac{3 \cdot M_{sr}}{2 \cdot \sqrt{2}}\right) \cdot i_{s3} \end{cases} \quad (I.22)$$

Puisque les paramètres rotoriques ne sont pas accessibles dans un moteur à cage on pose :

$$i_{dmr} = \frac{\Phi_{dr}}{\frac{3}{2} \cdot M_{sr}} \quad (I.23)$$

$i_{dmr}$  l'image du flux direct (courant magnétisant direct).

$$i_{qmr} = \frac{\Phi_{qr}}{\frac{3}{2} \cdot M_{sr}} \quad (I.24)$$

$i_{qmr}$  : l'image du flux en quadrature (courant magnétisant en quadrature).

On trouve:

$$\begin{cases} i_{dmr} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot i'_{dr} + \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot i_{s1} - \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot i_{s2} - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot i_{s3} \end{cases} \quad (I.25)$$

$$\begin{cases} i_{qmr} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot i'_{qr} + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot i_{s2} - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot i_{s3} \end{cases} \quad (I.26)$$

### 1.2.6. Couple électromagnétique

$$c_e = p \cdot m \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \left( i'_{d'} (i_{s1} + 2 \cdot i_{s2}) - \sqrt{3} \cdot i'_{q'} \cdot i_{s1} \right) \quad (I.27)$$

### 1.2.7. Equations mécaniques

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{j} (c_e - c_r - f_r \cdot \Omega) \quad (I.29)$$

$C_e$ : couple électromagnétique.

$C_r$ : couple résistant.

### 1.2.8. Simulation numérique:

Nous avons simulé le modèle de la machine alimentée en tension en utilisant le logiciel SIMNON. La figure I.3. représente l'organigramme de cette simulation. Les résultats de la simulation d'un démarrage direct sont donnés par les figures I.4 à I.7.

### Interprétations & commentaires :

Lors du démarrage à vide, on constate l'importance du courant statorique et rotorique. Ils peuvent être à l'origine de la destruction de la machine en cas de répétitions excessives. Aussi, on constate que le couple est parfaitement pulsant ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique et atteint une valeur maximale de 140 N.m ( $7 \cdot C_n$ ).

En régime permanent et à vide la vitesse atteint sa valeur nominale (1480 tr/m) au bout de 0.355 s environ. Ce qui explique que la machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide et le couple atteint une valeur de (1.26 N.m) qui correspond à des pertes par frottement.

Avec l'application de la charge, on constate la diminution de la vitesse et le couple atteint une valeur qui compense le couple résistant. On remarque aussi la diminution du courant magnétisant ce qui explique le couplage naturel existant entre le couple et le flux.

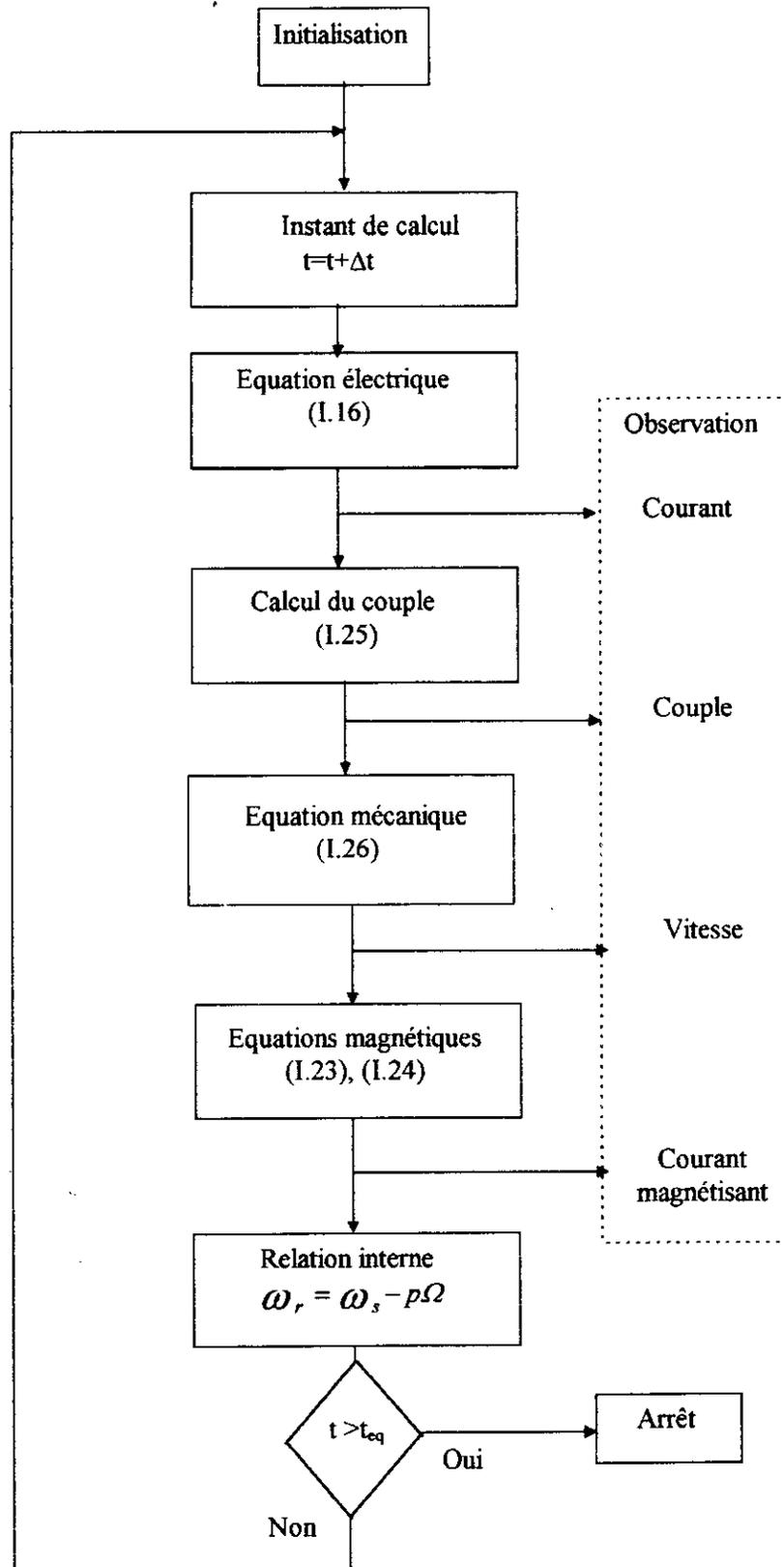
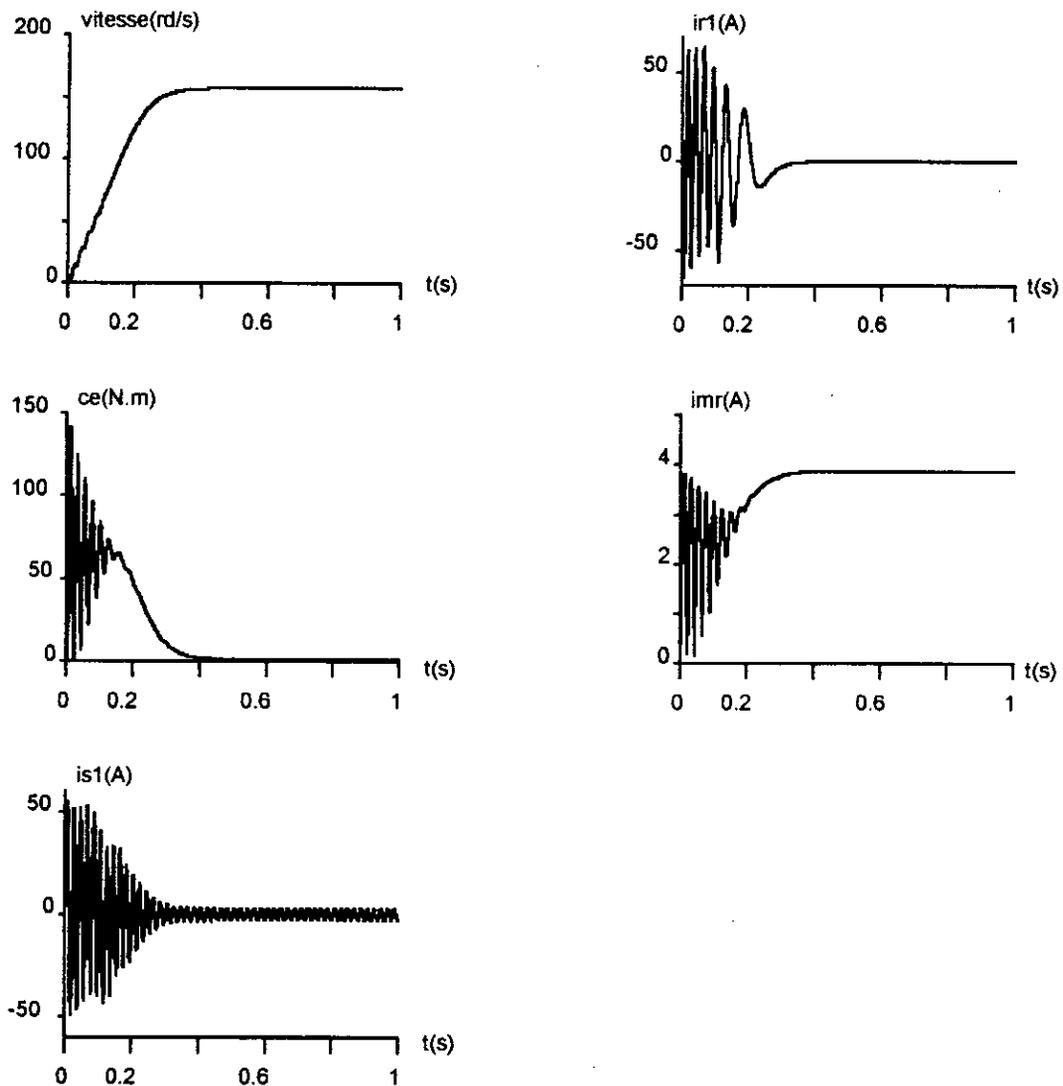
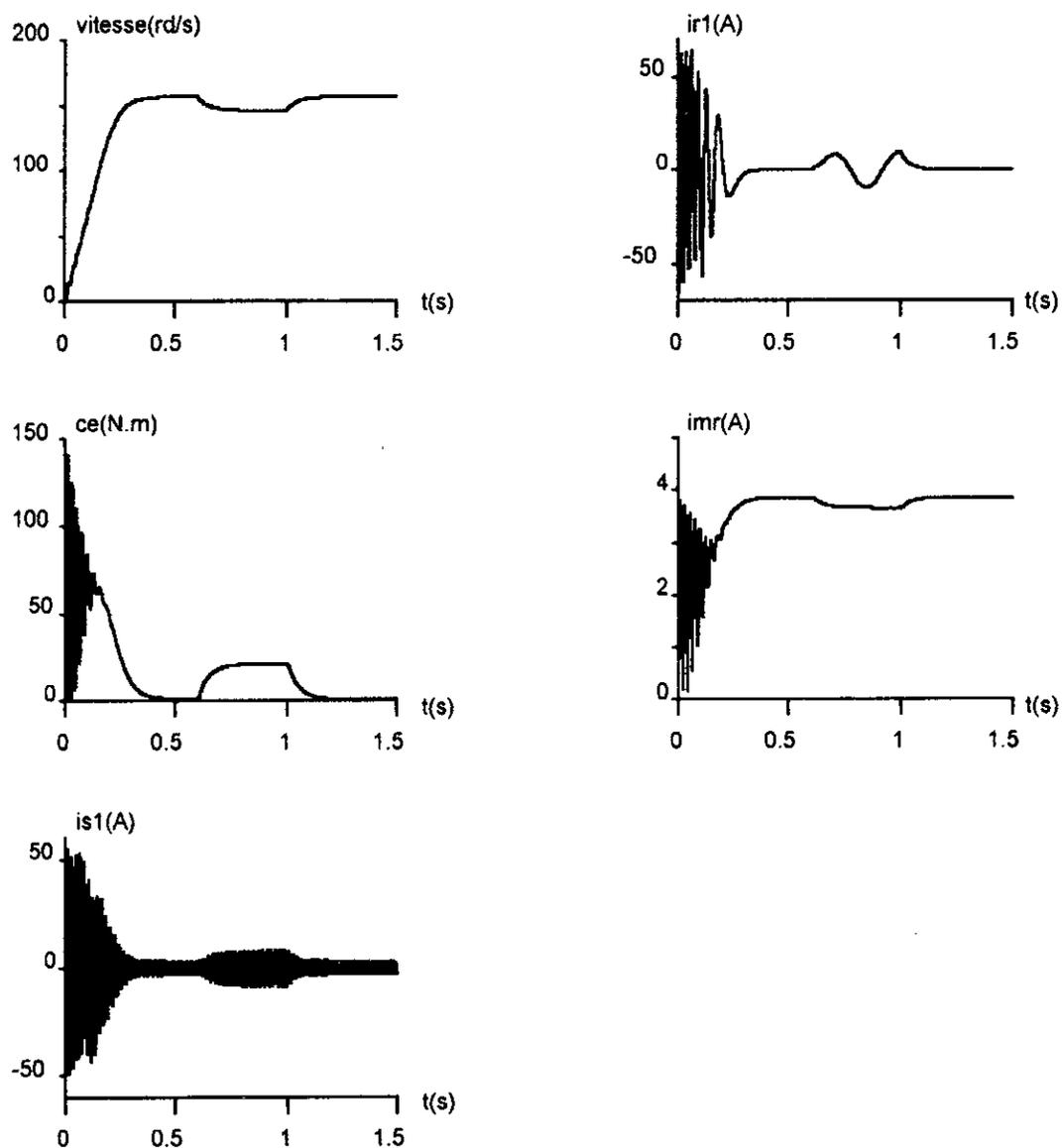


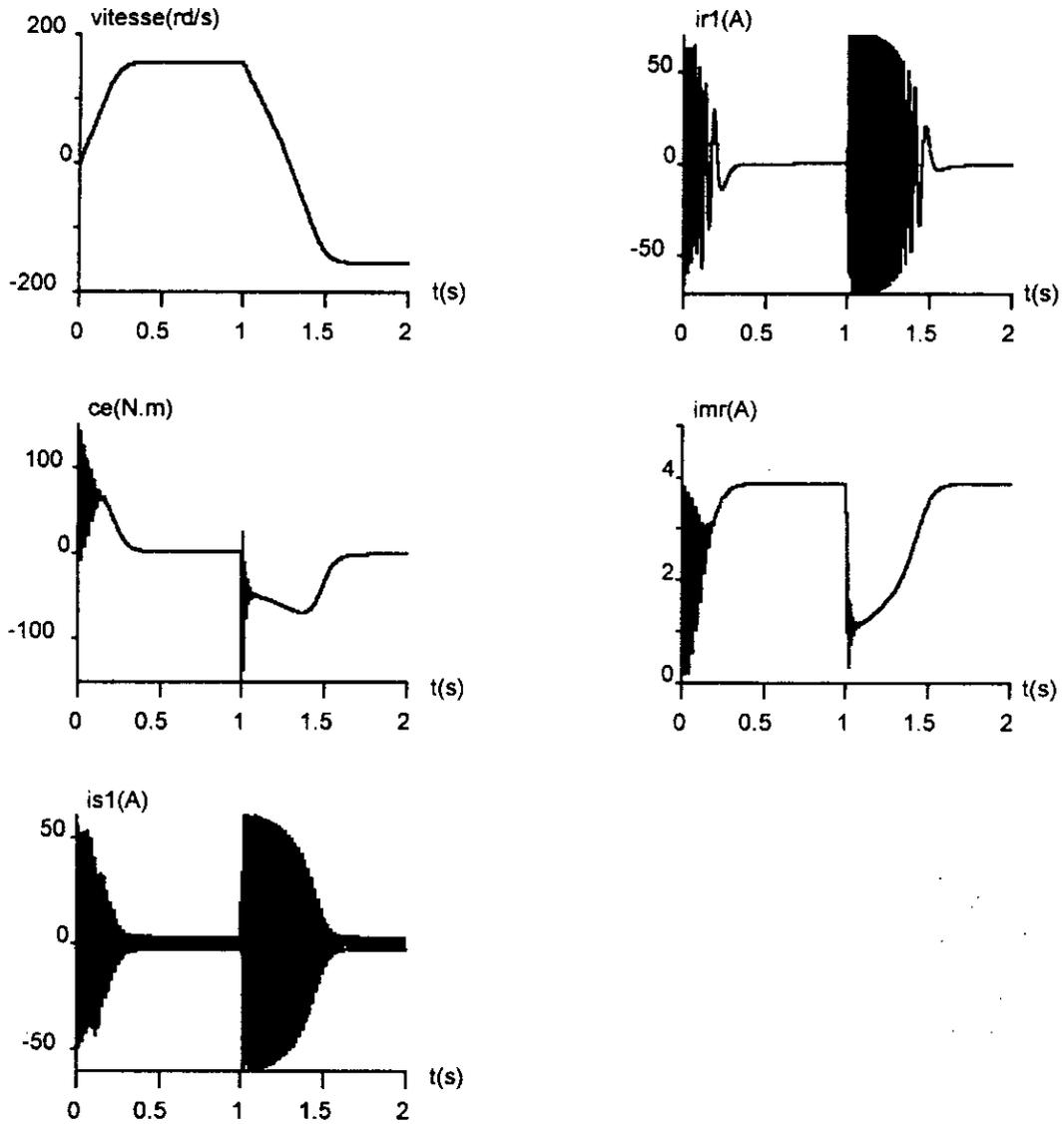
Figure I.3 : Organigramme de la simulation du démarrage direct.



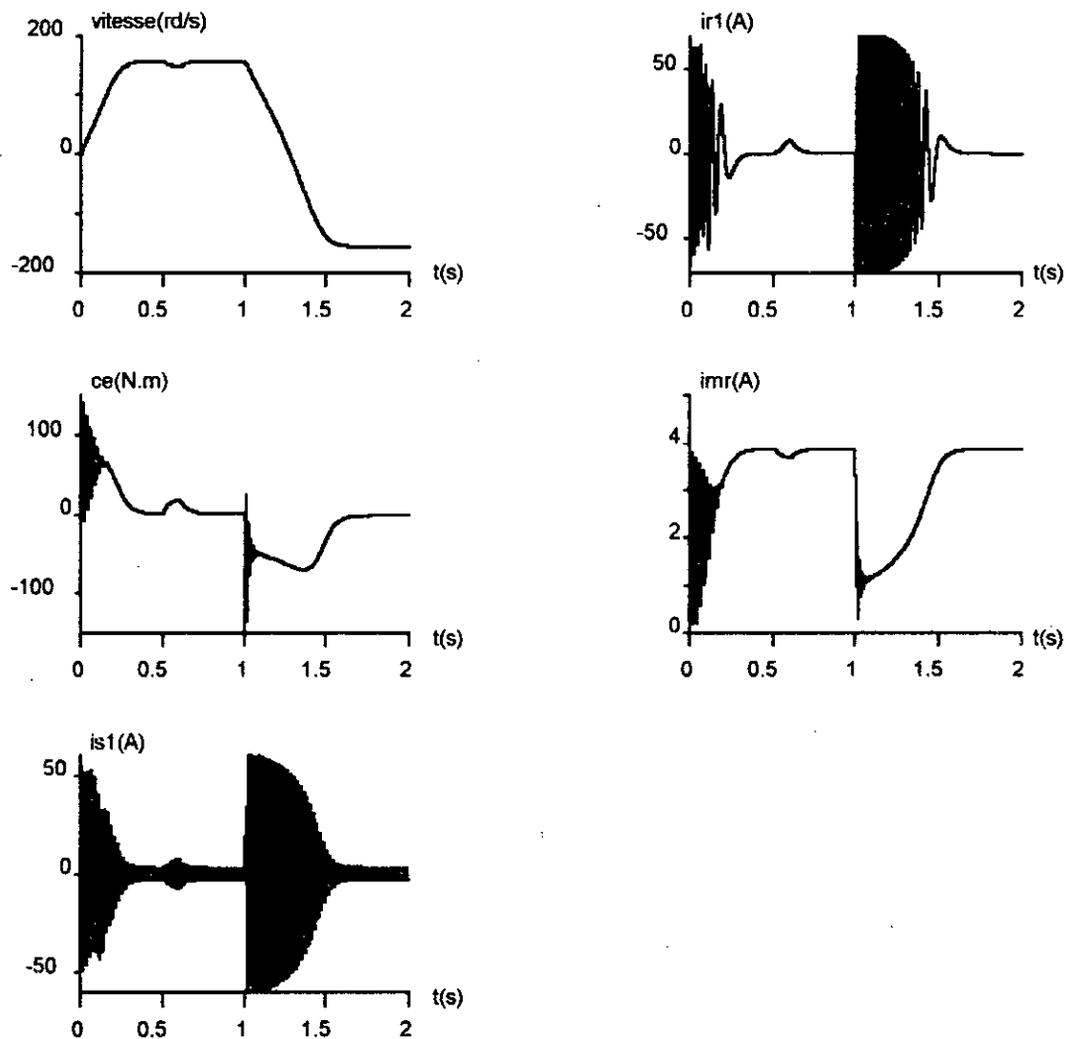
**Figure I.4. Simulation numérique d'un démarrage direct de la machine asynchrone à vide.**



**Figure 1.5 : Simulation numérique d'un démarrage direct de la machine asynchrone triphasée avec application d'une charge entre 0.6s et 1s de  $C_r=20$  Nm.**



**Figure I.6. Simulation numérique d'un démarrage direct avec inversion du sens de rotation.**



**Figure I.7 : Simulation numérique d'un démarrage direct avec l'inversion du sens de rotation et application d'une charge de  $C_r=20$  N.m entre 0.5 s et 0.7s.**

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté un nouveau modèle de la machine asynchrone en vue d'une alimentation par un convertisseur statique. Le modèle est utilisé aussi bien pour les moteurs à rotor bobiné qu'à cage d'écureuil. Ce type de modélisation a déjà été utilisé par plusieurs auteurs [1], [2].

La machine asynchrone est parfaitement couplée. Son régime transitoire dépend aussi bien des grandeurs statoriques que rotoriques. Les courants statoriques peuvent atteindre des valeurs trop importantes pouvant détruire la machine en cas de répétition excessive.

L'utilisation des modèles du régime permanent de cette machine ne permet pas d'obtenir de bonnes performances dynamiques. D'où l'intérêt de la méthode du contrôle vectoriel (chap IV).

## Chapitre II

Modèle de connaissance & de  
commande de l'onduleur  
triphase à trois niveaux

## INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, on a élaboré un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée en tenant compte de l'alimentation par un convertisseur. Statique. L'alimentation de cette machine est assurée généralement par des onduleurs à deux niveaux de faible ou moyenne tension et de puissance.

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

Dans ce chapitre, on présente respectivement le modèle de connaissance et de commande de ce convertisseur

### II.1.Choix du convertisseur statique

On distingue deux types de convertisseur continue et alternatif:

- Commutateur de courant.
- Onduleur de tension.

#### II.1.1Commutateur de courant

Les inconvénients :

- Le convertisseur délivre une onde de courant qui possède un taux d'harmoniques très élevé.
- Pertes importantes dans la machine.
- Un couple fortement ondulé.
- Une variation lente de l'amplitude du courant (à cause de la valeur importante de l'inductance située entre l'onduleur et l'alimentation de courant).

Les inconvénients sont très gênants dans le cas d'une machine de faible puissance qui devrait être capable de délivrer un couple sans ondulation et avoir une très grande dynamique.

Les avantages :

- faible bruit.
- La protection de l'onduleur de courant est associée à la valeur importante de l'inductance de liaison qu'il y a entre le redresseur et l'onduleur.

#### II.1.2.Onduleur de tension

Les inconvénients :

- Un grand bruit à cause des fréquences de commutation .
- La croissance du courant en cas de défaut ne sera limitée que par l'inductance de fuite de la machine.

Les avantages :

- Le choix d'une source de tension d'amplitude et de fréquence variable (la commutation de tension) ou une source de courant d'amplitude et de fréquences

variables (la commutation en courant).

- Un temps de commutation des interrupteurs très faible (quelques  $\mu\text{s}$ ).
- En régime permanent nous pouvons obtenir des courants pratiquement sinusoïdaux avec un très faible taux d'harmoniques.

### Conclusion :

Vu la comparaison qu'on vient de faire entre les onduleurs de tension et de courant, nous choisissons pour notre travail un onduleur de tension multiniveaux.

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

## II.2. Modélisation du fonctionnement des onduleurs à trois niveaux

### II.2.1. Structure de l'onduleur à trois niveaux

L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisé, se décompose en trois bras, chaque bras est composé de quatre interrupteurs en série et deux diodes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montés en tête bêche. Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue, de force électromotrice  $U_{c1} + U_{c2}$ . Ces deux générateurs  $U_{c1}$ ,  $U_{c2}$  étant connectés entre eux en un point fictif noté M. Le point M est connecté avec les deux diodes.

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

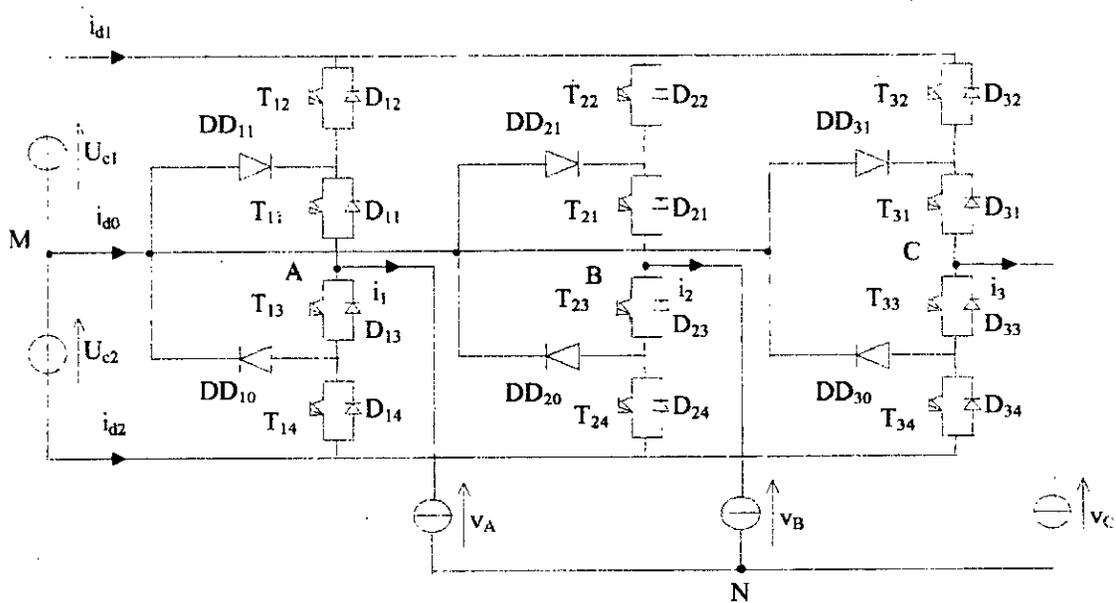


Figure.II.1 : Onduleur triphasé à trois niveaux.

On peut utiliser toutes les structures possibles de l'onduleur à deux niveaux en onduleur à trois niveaux (Fig.II.2.\*). On distingue :

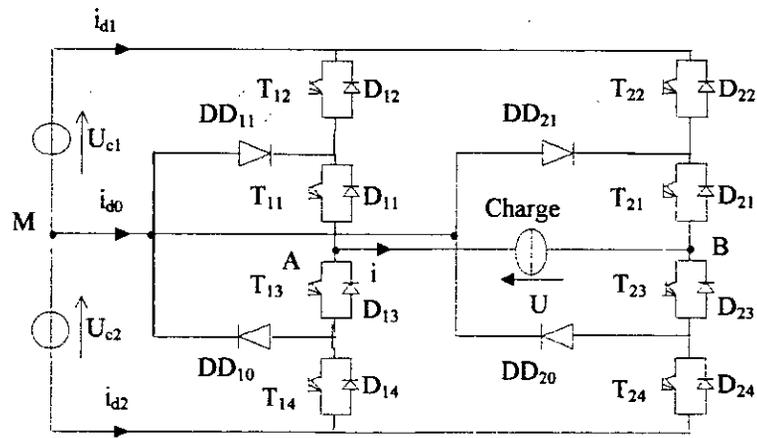


Figure II.2.a : Onduleur monophasé en pont à trois niveaux.

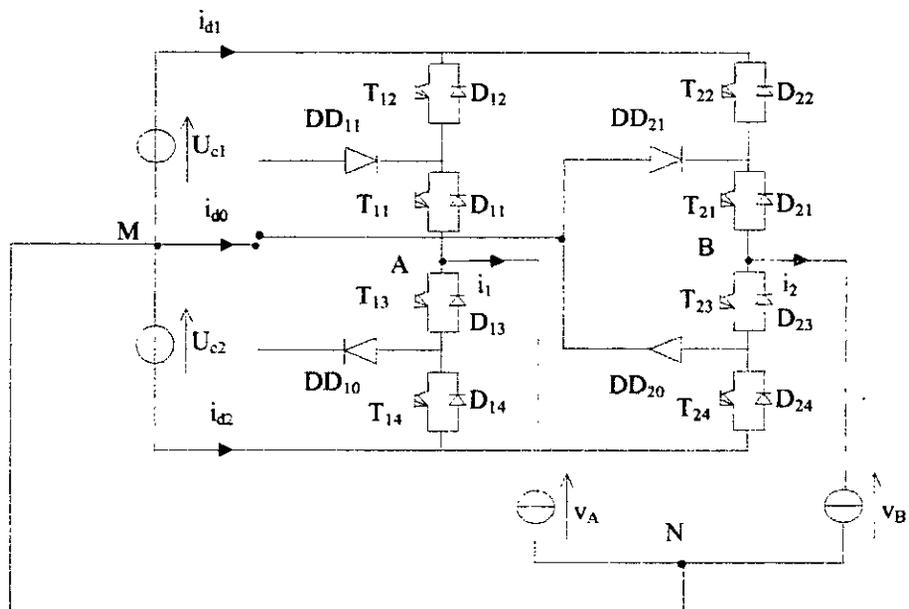


Figure II.2.b : Onduleur diphasé à trois niveaux.

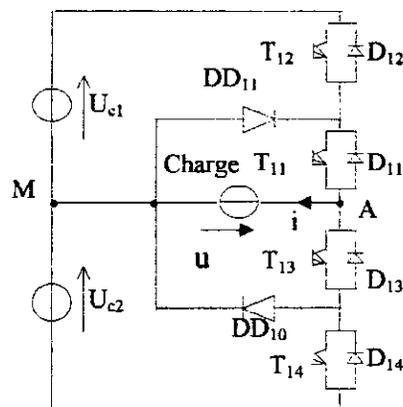


Figure II.2.c : Onduleur monophasé en demi pont à trois niveaux.

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur multiniveaux, on présente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel  $TD_{KS}$  (figure II.3) et, en vue la symétrie de sa structure, on fait le raisonnement sur un seul bras (figure II.4).

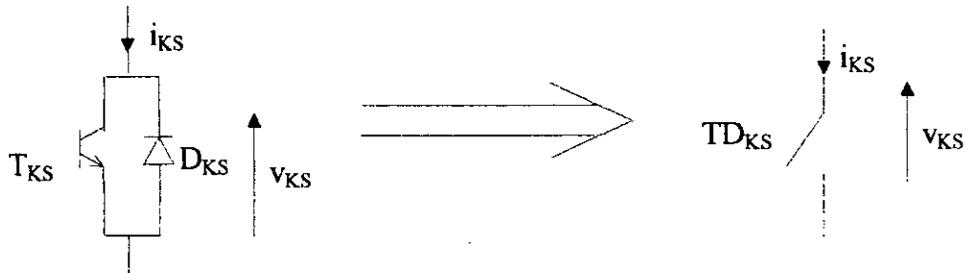


Figure II.3 : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode.

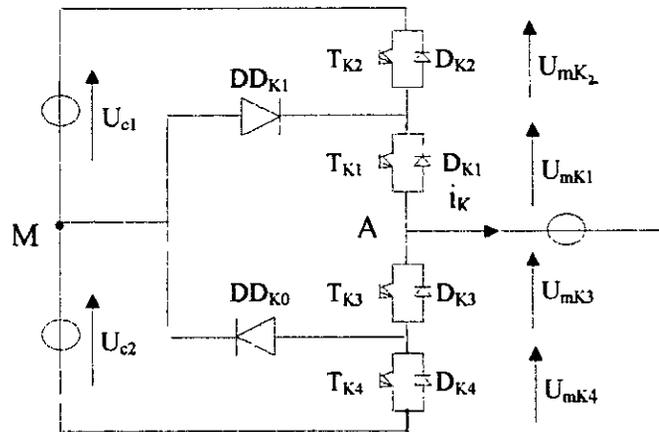


Figure II.4 : Un bras de l'onduleur à trois niveaux.

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépendent de :

- La commande externe  $B_{KS}$  (l'ordre d'amorçage ou de blocage du semi-conducteur bicommandable  $T_{KS}$ ).
- Une commande interne définie par les signes du courant du bras et des tensions aux bornes du semi-conducteur.

### II.2.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux

#### II.2.2.1. Différentes configurations d'un bras d'onduleurs à trois niveaux

Comme on a déjà vu que l'onduleur à trois niveaux est symétrique, grâce à cette symétrie, on peut étudier seulement un bras. Pour un bras, on distingue cinq configurations possibles (Fig.II.5.\*).

Le tableau (II.1) donne les grandeurs électriques caractérisant ces configurations.

$E_0$	$I_k = 0$
$E_1$	$V_{KM} = U_{c1} = U_c$
$E_2$	$V_{KM} = 0$
$E_3$	$V_{KM} = -U_{c2} = -U_{c1}$
$E_4$	$V_{KM} = 0$

Tableau .II.1. : Grandeurs connues pour chacune des configurations d'un bras K d'onduleur à trois niveaux.

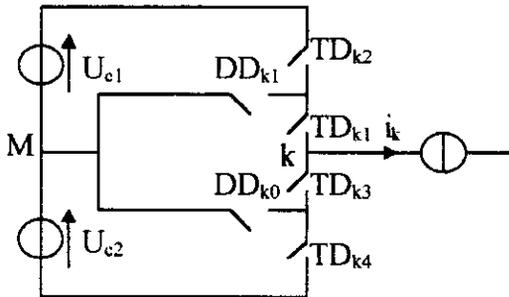


Fig II.5.1 : La configuration  $E_0$ .

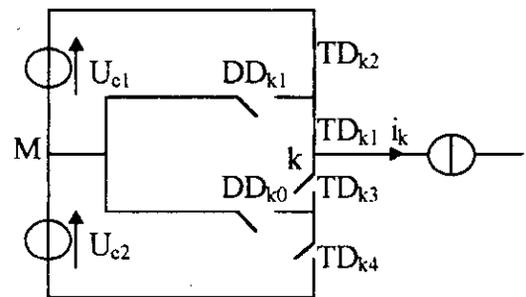


Fig II.5.2 : La configuration  $E_1$ .

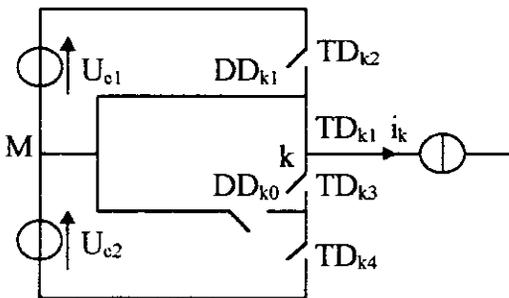


Fig II.5.3 La configuration  $E_2$ .

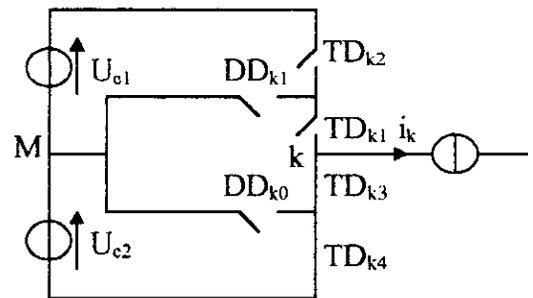


Fig II.5.4 La configuration  $E_3$ .

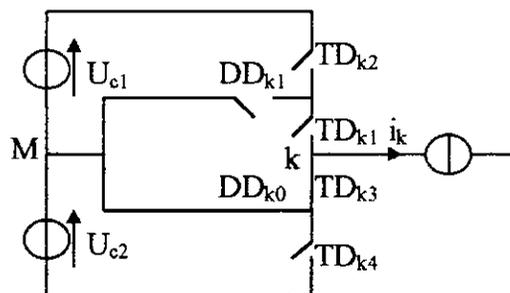


Fig.II.5.5. La configuration  $E_4$ .

## II.2.2.2. Réseau de Petri d'un bras d'onduleur à trois niveaux

La transition entre les différentes configurations donne le réseau de Petri (figure II.6) [1].

La variable  $R_{mn}$  intervenant dans le réseau de Petri représente la transition de la configuration  $E_m$  à la configuration  $E_n$ . Les différentes variables  $R_{mn}$  sont explicitées ci dessous:

$$R_{01} = [B_{K1} \text{ et } (U_{mK1} > 0) \text{ et } B_{K2} \text{ et } (U_{mK2} > 0)] + [(U_{mK1} < 0) \text{ et } (U_{mK2} < 0)]$$

$$R_{02} = (U_{mK1} > 0) \text{ et } B_{K1} \text{ et } [\overline{B_{K2}} + (U_{mK2} < 0)]$$

$$R_{03} = [(U_{mK3} > 0) \text{ et } B_{K3} \text{ et } (U_{mK4} > 0) \text{ et } B_{K4}] + [(U_{mK3} < 0) \text{ et } (U_{mK4} < 0)]$$

$$R_{04} = (U_{mK3} > 0) \text{ et } B_{K3} \text{ et } [\overline{B_{K4}} + (U_{mK4} < 0)]$$

$$R_{10} = (\overline{i_K = 0})$$

$$R_{12} = B_{K2} \text{ et } B_{K1} \text{ et } (i_K > 0)$$

$$R_{13} = [\overline{B_{K1}} \text{ et } (i_K > 0)] + [B_{K3} \text{ et } B_{K4} \text{ et } (i_K < 0)]$$

$$R_{14} = B_{K4} \text{ et } B_{K3} \text{ et } (i_K < 0)$$

$$R_{20} = (i_K = 0 \downarrow) \text{ et } B_{K3} \text{ et } [\overline{B_{K2}} + \overline{B_{K1}}]$$

$$R_{21} = B_{K1} \text{ et } B_{K2} \text{ et } (i_K > 0)$$

$$R_{23} = B_{K1} \text{ et } (i_K > 0)$$

$$R_{30} = (i_K = 0)$$

$$R_{31} = [\overline{B_{K3}} \text{ et } (i_K < 0)] + [B_{K1} \text{ et } B_{K2} \text{ et } (i_K > 0)]$$

$$R_{32} = [B_{K1} \text{ et } B_{K2} \text{ et } (i_K > 0)]$$

$$R_{34} = [B_{K3} \text{ et } B_{K4} \text{ et } (i_K < 0)]$$

$$R_{40} = (i_K = 0 \uparrow) \text{ et } B_{K1} \text{ et } [\overline{B_{K3}} + \overline{B_{K4}}]$$

$$R_{41} = B_{K3} \text{ et } (i_K < 0)$$

$$R_{43} = B_{K3} \text{ et } B_{K4} \text{ et } (i_K < 0)$$

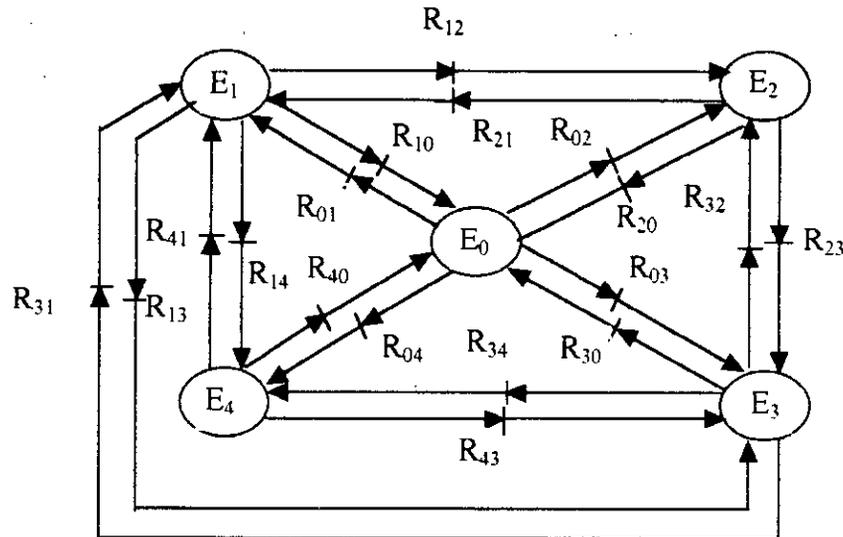


Figure II.6 :Réseau de Pétri de fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux.

### II.2.3. Modélisation en vue de la commande

#### Hypothèses:

- L'alimentation en tension de l'onduleur est considérée comme parfaite. on entend par parfaite, le fait qu'elle délivre une puissance infinie. En pratique, cela se traduit par le fait que, quelque soit le courant  $I_K$  délivré par cette alimentation, la tension à ses bornes reste toujours constante. Quelque soit  $I_K$ ,  $U_{c1} = U_{c2} = U_c$
- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs durant la tension d'alimentation qui est de l'ordre de quelques centaines de volts.

#### II.2.3.1. Commandabilité des convertisseurs statiques

La commandabilité implique que les transitions entre les configurations ne dépendent plus des commandes internes (grandeurs électriques), mais uniquement des commandes de ~~transistor~~ (commandes externes). Par la suite nous supposerons que cette condition est toujours vérifiée.

##### II.2.3.1.1. Fonction de connexion:

Chaque interrupteur  $TD_{KS}$  ( $K \in \{1,2,3\}, S \in \{1,2,3\}$ ) supposé idéal introduit une fonction de connexion  $F_{KS}$ . Cette fonction vaut 1 si l'interrupteur est fermé, et 0 dans le cas contraire.

##### II.2.3.1.2. Fonction génératrice:

La fonction génératrice de connexion  $F_{KSg}$  est une fonction continue qui présente la valeur moyenne de la fonction discontinue de connexion  $F_{KS}$  sur une période de commutation  $T_C$ , cette période est supposée infiniment petite. La fonction génératrice de connexion  $F_{KSg}$  est donnée par l'expression suivante:

$$F_{KSG} = \left[ \frac{1}{T_e} \int_{n \cdot T_e}^{(n+1) \cdot T_e} F_{KS}(\tau) d\tau \right] \in [0,1] \quad \text{avec } n \in \mathbb{N}, T_e \rightarrow 0 \quad (\text{II.1})$$

II.2.3.2. Modèle de commande de l'onduleur multiniveaux

D'une première vue, on remarque que l'interrupteur  $TD_{K1}$  peut être commandé de plusieurs façons complémentaires avec les autres interrupteurs.

- Commande N°1:

Soit la commande complémentaire suivante:

$$\begin{cases} BK3 = \overline{BK1} \\ BK4 = \overline{BK2} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

avec  $B_{KS}$  commande de base du transistor  $T_{KS}$  du bras K.

La table logique correspondante à cette commande est définie dans comme suit:

$B_{K1}$	$B_{K2}$	$B_{K3}$	$B_{K4}$	Tension de sortie du bras K par rapport à M
0	0	1	1	$-U_{c2}$
0	1	1	0	pas connue
1	0	0	1	pas connue
1	1	0	0	$U_{c1}$

Tableau .II.2

La commande dans ce cas n'est possible qu'à deux niveaux.

- Commande N°2:

Soit la commande complémentaire suivante:

$$\begin{cases} BK2 = \overline{BK1} \\ BK4 = \overline{BK3} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

La table logique correspondante à cette commande est définie ci-dessous:

$B_{K1}$	$B_{K2}$	$B_{K3}$	$B_{K4}$	Tension de sortie du bras K par rapport à M
0	1	0	1	pas connue
0	1	1	0	$v=0$ ou $i=0$ (pas connue)
1	0	0	1	$v=0$ ou $i=0$ (pas connue)
1	0	1	0	$v=0$

Tableau.II.3

Cette commande rend le système pratiquement incommandable.

- Commande N<sup>03</sup>:

Soit la commande complémentaire suivante:

$$\begin{cases} BK4 = \overline{BK1} \\ BK3 = \overline{BK2} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

La table logique correspondante à cette commande est définie ci-dessous:

B <sub>K1</sub>	B <sub>K2</sub>	B <sub>K3</sub>	B <sub>K4</sub>	Tension de sortie du bras K par rapport à M
0	0	1	1	-U <sub>c2</sub>
0	1	0	1	pas connue
1	0	1	0	v = 0
1	1	0	0	U <sub>c1</sub>

**Tableau .II.4**

Cette commande complémentaire rend le système totalement commandable à trois niveaux. La commande N<sup>03</sup> est la seule qui permet d'exploiter les trois niveaux de tension de sortie possibles pour un bras (U<sub>c1</sub>, 0, -U<sub>c2</sub>), en interdisant le cas correspondant à la ligne 2 du tableau II.4.

### Conclusion:

La commande utilisée lors de l'élaboration des modèles de commande des onduleurs multiniveaux est la commande:

$$\begin{cases} BK1 = \overline{BK4} \\ BK2 = \overline{BK3} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Ainsi les fonctions de connexion des interrupteurs du bras K sont liées par les relations suivantes:

$$\begin{cases} FK1 = 1 - FK4 \\ FK2 = 1 - FK3 \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

### Remarque:

On évite la conduction simultanée des quatre interrupteurs susceptibles d'engendrer leur destruction, car la croissance du courant ne serait alors pas limitée. On introduit pour cette raison, un "temps mort" entre les commutations des interrupteurs. Puisque "le temps

mort" est faible, il sera négligé lors de la modélisation de l'onduleur. Une stratégie de compensation des temps mort peut être trouvée dans [11].

II.2.3.2.1. Définition :

Pour l'onduleur à trois niveaux, on définit en plus, la fonction de demi bras qu'on notera  $F_{Km}^b$  avec  $K$ = numéro du bras,  $m=1$  pour le demi bras du haut, et  $m=0$  pour le demi bras du bas. Pour un bras  $K$ , les fonctions de connexion des demi bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit:

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1} \cdot F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K3} \cdot F_{K4} \end{cases} \quad (II.7)$$

$F_{K1}^b$  est associée au demi bras du haut (la paire  $(TD_{K1}, TD_{K2})$ ),  $F_{K0}^b$  au demi bras du bas (la paire  $(TD_{K3}, TD_{K4})$ ).

II.2.3.2.2. Le réseau de Petri en mode commandable:

Avec la commande complémentaire et en mode commandable, le réseau de Petri de fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux se simplifie. Le réseau obtenu dans ces conditions est montré sur la figure (II.7).

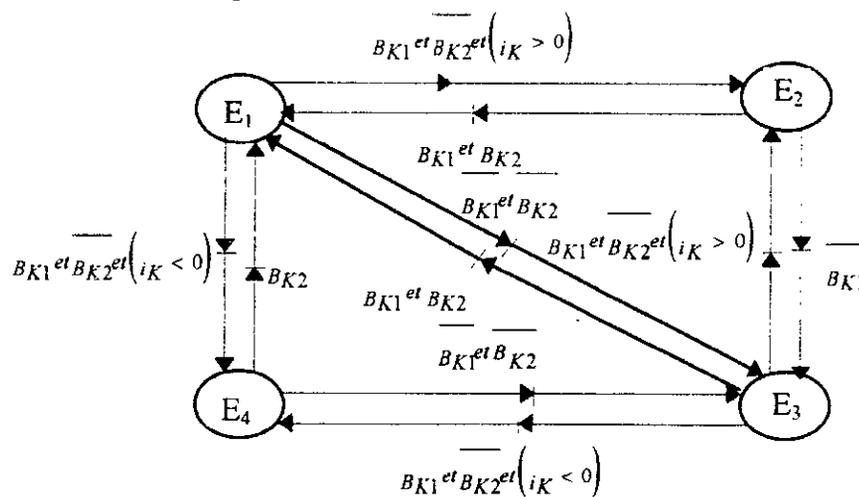


Figure.II.7 : Modèle d'un bras d'onduleur à trois niveaux en mode commandable.

II.2.3.3. Modélisation aux valeurs instantanées:

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension triphasé avec une charge triphasée équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé. Dans notre cas particulier, cette charge sera constituée par la machine asynchrone. Nous allons tout d'abord définir les notations et les hypothèses que nous utiliserons:

- Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge:  $v_A, v_B, v_C$ .
- Tensions entre les points milieux de chaque bras de l'onduleur et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur:  $v_{AM}, v_{BM}, v_{CM}$ .

- Tensions entre le point neutre de la charge (point N) et le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur (point M):  $v_{NM}$ .
- Charge triphasée équilibrée couplée en étoile avec neutre isolé:

$$V_A + V_B + V_C = 0 \quad (\text{II.8})$$

Les potentiels des noeuds A, B, C de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu M, sont donnés par le système suivant:

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot UC_1 - F_{13} \cdot F_{14} \cdot UC_2 = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot UC \\ V_{BM} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot UC_1 - F_{23} \cdot F_{24} \cdot UC_2 = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot UC \\ V_{CM} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot UC_1 - F_{33} \cdot F_{34} \cdot UC_2 = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot UC \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, les fonctions de connexion des demis bras définies selon les relations:

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} & F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} & F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{10}^b = F_{13} \cdot F_{14} & F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24} & F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

En introduisant ces fonctions de connexion des demis bras dans le système(II.9), on aboutit à:

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b \cdot UC_1 - F_{10}^b \cdot UC_2 = (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot UC \\ V_{BM} = F_{21}^b \cdot UC_1 - F_{20}^b \cdot UC_2 = (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot UC \\ V_{CM} = F_{31}^b \cdot UC_1 - F_{30}^b \cdot UC_2 = (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot UC \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Cette équation nous permet d'avoir les tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux s'expriment en fonction des deux tensions d'entrées  $UC_1$  et  $UC_2$ . On peut considérer l'onduleur à trois niveaux comme étant l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux et chaque bras de l'un de ces onduleurs sera un demi bras de l'onduleur à trois niveaux. Dans ces conditions, nous pourrions définir un modèle liant les fonctions des demis bras et les tensions aux bornes de la charge  $V_A$ ,  $V_B$  et  $V_C$ .

Les équations des mailles du système source-onduleur-charge donnent:

$$V_A + V_B + V_C + 3 \cdot V_{MN} = V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} \quad (\text{II.12})$$

La relation (II.4) permet d'exprimer  $V_{MN}$ :

$$V_{MN} = \frac{1}{3} (V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad (\text{II.13})$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont:

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - V_{MN} \\ V_B = V_{BM} - V_{MN} \\ V_C = V_{CM} - V_{MN} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

A partir des relations (II.1), (II.13), et (II.14), il vient le système matriciel liant les fonctions des demis bras de l'onduleur aux tensions simples aux bornes de la charge:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} b \\ F_{11} \\ b \\ F_{21} \\ b \\ F_{31} \end{bmatrix} \cdot UC_1 - \begin{bmatrix} b \\ F_{10} \\ b \\ F_{20} \\ b \\ F_{30} \end{bmatrix} \cdot UC_2 \right\} \quad (\text{II.15})$$

Dans le cas où:  $UC_1 = UC_2$ , cette relation (II.15) se réduit à:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b & b \\ F_{11} - F_{10} & \\ b & b \\ F_{21} - F_{20} & \\ b & b \\ F_{31} - F_{30} \end{bmatrix} \cdot UC \quad (\text{II.16})$$

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions des demis bras comme suit:

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{Bc} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} b \\ F_{11} \\ b \\ F_{21} \\ b \\ F_{31} \end{bmatrix} \cdot UC_1 - \begin{bmatrix} b \\ F_{10} \\ b \\ F_{20} \\ b \\ F_{30} \end{bmatrix} \cdot UC_2 \right\} \quad (\text{II.17})$$

Dans le cas où  $UC_1 = UC_2$ , cette relation (II.17) se réduit à:

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b & b \\ F_{11} - F_{10} & \\ b & b \\ F_{21} - F_{20} & \\ b & b \\ F_{31} - F_{30} \end{bmatrix} \cdot UC \quad (\text{II.18})$$

Ainsi les courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux en fonction des courants de la charge  $i_1, i_2, i_3$ , en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs, s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{22} \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{32} \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{13} \cdot F_{14} \cdot i_1 + F_{23} \cdot F_{24} \cdot i_2 + F_{33} \cdot F_{34} \cdot i_3 \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Le système (II.19) devient en remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demis bras:

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

Le courant  $i_{d0}$  s'exprime en fonctions des courants d'entrée  $i_{d1}$ ,  $i_{d2}$  et courants de charge  $i_1$ ,  $i_2$ ,  $i_3$  par la relation:

$$i_{d0} + i_{d1} + i_{d2} = i_1 + i_2 + i_3 \quad (\text{II.21})$$

d'où le courant  $i_{d0}$  :

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (F_{11}^b + F_{10}^b) \cdot i_1 - (F_{21}^b + F_{20}^b) \cdot i_2 - (F_{31}^b + F_{30}^b) \cdot i_3 \quad (\text{II.22})$$

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

$$\begin{bmatrix} UC1 & UC2 & i_1 & i_2 & i_3 \end{bmatrix}^t, \text{ et les entrées internes } \begin{bmatrix} V_A & V_B & V_C & i_{d1} & i_{d2} & i_{d0} \end{bmatrix}^t$$

ou  $\begin{bmatrix} U_{AB} & U_{BC} & U_{CA} & i_{d1} & i_{d2} & i_{d0} \end{bmatrix}^t$

### II.2.3.3.1. La matrice de conversion

#### II.2.3.31.1. La matrice de conversion simple:

Notation:  $[N(t)]$

$$\text{Utilisation: } \begin{bmatrix} UC1 & UC2 & i_1 & i_2 & i_3 \end{bmatrix}^t \xrightarrow{N(t)} \begin{bmatrix} V_A & V_B & V_C & i_{d1} & i_{d2} & i_{d0} \end{bmatrix}^t$$

où :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{d0} \end{bmatrix} = [N(t)] \cdot \begin{bmatrix} UC1 \\ UC2 \\ i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$



- D'un bloc discontinu délivrant les entrées internes générées par le convertisseur à partir de ses variables d'état de la matrice de conversion.
- Un bloc continu qui représente le modèle d'état de la charge de l'onduleur et de sa source de tension d'entrée.

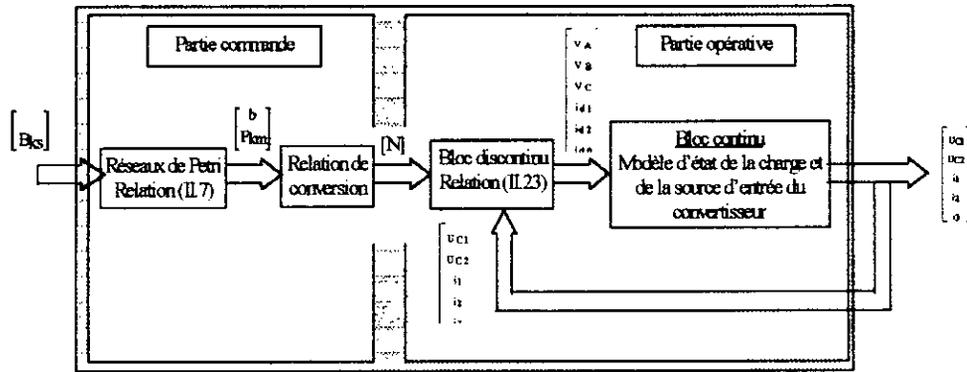


Fig.II.8. Modèle de connaissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

II.2.3.4.1. Modélisation aux valeurs moyennes

Le modèle de connaissance globale présenté précédemment à la figure (II.8) est bien adapté à la simulation, et donc à la validation des stratégies de commande. Pour bien adapter à la commande de l'onduleur par un calculateur numérique, on utilise la notion de fonction génératrice (II.1). Son principe: elle découpe le fonctionnement de l'onduleur en intervalles de temps réguliers. Ces intervalles de temps définissent la période de fonctionnement de l'onduleur, nous noterons cette période par  $T_e$ . L'utilisation de ces fonctions génératrices permet une modélisation aux valeurs moyennes du bloc discontinu du modèle de connaissance (Fig.II.8).

En utilisant ces fonctions génératrices et les valeurs moyennes instantanées des grandeurs électriques sur un intervalle  $T_e$ , les relations (II.19) et (II.20) de l'onduleur triphasé à trois niveaux deviennent respectivement (II.21) et (II.22) avec  $[N_g(t)]$  et  $[M_g(t)]$  respectivement la matrice génératrice de conversion simple et composée:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ id1 \\ id2 \\ id0 \end{bmatrix} = N_g(t) \cdot \begin{bmatrix} UC1 \\ UC2 \\ i1 \\ i2 \\ i3 \end{bmatrix} \tag{II.25}$$

Avec:

$$\left[ N_g(t) \right] = \begin{bmatrix} \frac{b}{3} \begin{pmatrix} b & b & b \\ F_{11g} & -F_{21g} & -F_{31g} \end{pmatrix} & \frac{b}{3} \begin{pmatrix} b & b & b \\ -2 \cdot F_{10g} & -F_{20g} & -F_{30g} \end{pmatrix} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{b}{3} \begin{pmatrix} b & b & b \\ -F_{11g} & -2 \cdot F_{22g} & -F_{31g} \end{pmatrix} & \frac{b}{3} \begin{pmatrix} b & b & b \\ -F_{10g} & -2 \cdot F_{20g} & -F_{30g} \end{pmatrix} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{b}{3} \begin{pmatrix} b & b & b \\ -F_{11g} & -F_{21g} & +2 \cdot F_{31g} \end{pmatrix} & \frac{b}{3} \begin{pmatrix} b & b & b \\ -F_{10g} & -F_{20g} & +2 \cdot F_{30g} \end{pmatrix} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b & b & b \\ 0 & 0 & F_{11g} & F_{21g} & F_{31g} \\ 0 & 0 & b & b & b \\ 0 & 0 & F_{10g} & F_{20g} & F_{30g} \\ & & \begin{pmatrix} b & b \\ 1 - F_{11g} & -F_{10g} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} b & b \\ 1 - F_{21g} & -F_{20g} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} b & b \\ 1 - F_{31g} & -F_{30g} \end{pmatrix} \end{bmatrix}$$

et:

$$\begin{bmatrix} UAb \\ UBC \\ UCA \\ id1 \\ id2 \\ id0 \end{bmatrix} = M_g(t) \cdot \begin{bmatrix} UC1 \\ UC2 \\ i1 \\ i2 \\ i3 \end{bmatrix} \tag{II.26}$$

Avec:

$$\left[ M_g(t) \right] = \begin{bmatrix} \begin{pmatrix} b & b \\ F_{11g} & -F_{21g} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} b & b \\ F_{10g} & -F_{20g} \end{pmatrix} & 0 & 0 & 0 \\ \begin{pmatrix} b & b \\ F_{21g} & -F_{31g} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} b & b \\ F_{20g} & -F_{30g} \end{pmatrix} & 0 & 0 & 0 \\ \begin{pmatrix} b & b \\ F_{31g} & -F_{11g} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} b & b \\ F_{30g} & -F_{10g} \end{pmatrix} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b & b & b \\ 0 & 0 & F_{11g} & F_{21g} & F_{31g} \\ 0 & 0 & b & b & b \\ 0 & 0 & F_{10g} & F_{20g} & F_{30g} \\ & & \begin{pmatrix} b & b \\ 1 - F_{11g} & -F_{10g} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} b & b \\ 1 - F_{21g} & -F_{20g} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} b & b \\ 1 - F_{31g} & -F_{30g} \end{pmatrix} \end{bmatrix}$$

La figure (II.9) représente le modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux. Les grandeurs de ce modèle sont toutes continues.

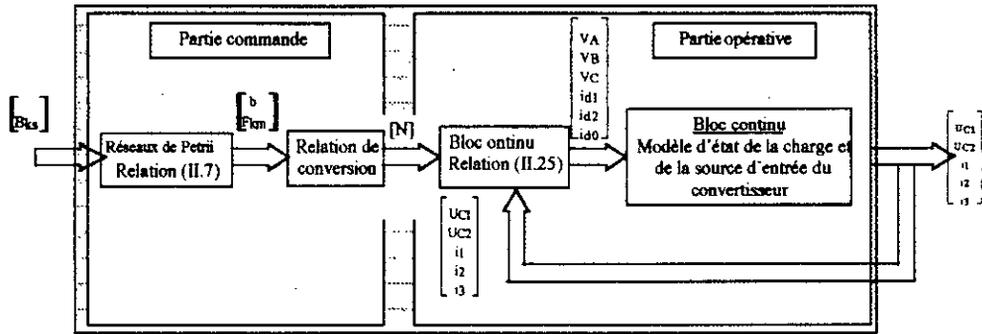


Fig.II.9.Modèle de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

II.2.3.4.1.Modélisation aux valeurs moyennes - charges couplées en étoile avec neutre isolé

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

$$\begin{cases} i_1 + i_2 + i_3 = 0 \\ V_A + V_B + V_C = 0 \\ id_0 = -id_1 - id_2 \end{cases} \quad (II.27)$$

et avec l'hypothèse que  $U_{C1}=U_{C2}=U_C$ , le système (II.22) peut être réduit, en utilisant  $V_A, V_B, V_C, i_1, i_2, U_C, i_1$  et  $i_2$ :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ id_1 \\ id_2 \end{bmatrix} = [Nrg(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_C \\ i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

avec:

$$[Nrg(t)] = \begin{bmatrix} \frac{2 \cdot \left( \begin{smallmatrix} b & b \\ F_{11g} & -F_{10g} \end{smallmatrix} \right) - \left( \begin{smallmatrix} b & b \\ F_{21g} & -F_{20g} \end{smallmatrix} \right) - \left( \begin{smallmatrix} b & b \\ F_{31g} & -F_{30g} \end{smallmatrix} \right)}{3} & 0 & 0 \\ -\frac{\left( \begin{smallmatrix} b & b \\ F_{11g} & -F_{10g} \end{smallmatrix} \right) + 2 \cdot \left( \begin{smallmatrix} b & b \\ F_{21g} & -F_{20g} \end{smallmatrix} \right) - \left( \begin{smallmatrix} b & b \\ F_{31g} & -F_{30g} \end{smallmatrix} \right)}{3} & 0 & 0 \\ 0 & \begin{pmatrix} b & b \\ F_{11g} & -F_{31g} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} b & b \\ F_{21g} & -F_{31g} \end{pmatrix} \\ 0 & \begin{pmatrix} b & b \\ F_{10g} & -F_{30g} \end{pmatrix} & \begin{pmatrix} b & b \\ F_{20g} & -F_{30g} \end{pmatrix} \end{bmatrix}$$

De même la relation (II.27) peut être réduite ( la somme des tensions composées est nulle). Remplaçant dans (II.28) les tensions simples  $V_A, V_B$ , par les tensions composées  $U_{AB}$  et  $U_{BC}$  on obtient ainsi la relation (II.29) :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ id1 \\ id2 \end{bmatrix} = [M_{rg}(t)] \cdot \begin{bmatrix} UC \\ i1 \\ i2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

avec:

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

On appellera  $[N_{rg}(t)]$  et  $[M_{rg}(t)]$  respectivement la matrice de conversion simple et composée.

### CONCLUSION:

Dans ce chapitre on a déterminé le modèle de fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux, et les différentes configurations de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

On constate que le modèle de l'onduleur à deux niveaux est un cas particulier de celle de l'onduleur à trois niveaux, puisque les deux configurations  $E_2$  et  $E_4$  de l'onduleur à trois niveaux n'existent pas dans un onduleur à deux niveaux.

En vue de commander l'onduleur à trois niveaux dans le chapitre qui suit, on a élaboré un modèle de commande, et on a présenté les trois commandes possibles pour les onduleurs à trois niveaux. On remarque que la commande trois qui est présentée dans ce chapitre est la plus utilisée. Lors de l'élaboration des modèles de commande de l'onduleur à trois niveaux, en éliminant un cas des quatre premiers.

L'utilisation des fonctions de connexion des demis bras de l'onduleur à trois niveaux, nous a permis d'avoir l'analogie entre les tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux et celles à deux niveaux. On a montré que l'onduleur triphasé à trois niveaux est la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux.

## Chapitre III

# Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux

## INTRODUCTION

Il nous importe ici de voir de quelle manière les signaux de commande de l'onduleur sont élaborés pour générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, pour cela différentes stratégies de commande de l'onduleur à deux niveaux ont été étudiées.

On étudiera particulièrement dans ce chapitre les différentes stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux.

Dans le chapitre précédent, on a indiqué que l'onduleur à trois niveaux est la superposition de deux onduleurs à deux niveaux. D'une manière générale, les stratégies destinées à l'onduleur à trois niveaux sont les extensions des celles des onduleurs à deux niveaux[1], où le troisième niveau est comme un degré de liberté supplémentaire [15].

L'analyse des différentes stratégies sera basée sur la bande de réglage et le taux d'harmoniques des tensions de sorties.

Ce chapitre sera composé de cinq parties :

- Commande triangulo-sinusoïdale avec une seule porteuse.
- Commande triangulo-sinusoïdale avec deux porteuses.
- Commande par élimination d'harmoniques.
- Commande vectorielle type 2.
- Commande par hystérésis

**NB** : Dans ce mémoire ,on posera pour l'onduleur triphasé à trois niveaux :  $U_{c1}=U_{c2}=\frac{E}{2}$ , avec : $E=600V$

### III.1.Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel avec une seule porteuse

#### III.1.1.principe

Le principe de la commande triangulo-sinusoïdale consiste à comparer des tensions des références à une porteuse triangulaire ou en dent de scie (FIG.III.1) [1][9][15]

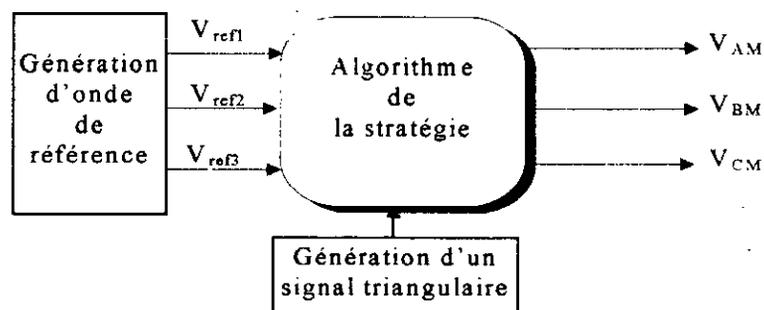


Fig.III.1.Principe de la technique triangulo-sinusoïdale.

#### III.1.3.Caractéristique de la tension de référence

Les tensions de référence, de l'onduleur triphasé qui permettent d'avoir un système triphasé équilibré direct ou inverse sont :

$$\begin{cases} v_{ref1} = V_m \cdot \sin(\omega \cdot t - \varphi) \\ v_{ref2} = V_m \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \varphi - \frac{2 \cdot \pi}{3} \cdot marche\right) \\ v_{ref3} = V_m \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \varphi - \frac{4 \cdot \pi}{3} \cdot marche\right) \end{cases} \quad (III.1)$$

La variable marche permet à l'onduleur triphasé commandé par cette technique un fonctionnement de moteur triphasé, dans les quatre quadrants du plan couple - vitesse

### III.1.3. Caractéristique de la porteuse

Si les tensions de référence sont sinusoïdales, deux paramètres caractérisent la commande :

- L'indice de modulation  $m$  est égale au rapport  $\frac{f_p}{f}$  des fréquences de la porteuse et de la référence.
- Le coefficient de réglage en tension  $r$  est égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête  $U_{pm}$  de la porteuse.

D'ordinaire la modulation est synchrone, c'est à dire que  $f_p$  est une multiple de  $f$  (entier), elle est dite asynchrone dans le cas contraire

**NB :** Pour un onduleur à trois niveaux, la porteuse qui permet d'avoir de meilleures performances de cette stratégie est la porteuse triangulaire unipolaire [1].

### III.1.4. Etude de la tension de sortie

On suppose que la commande est synchrone et que la porteuse est triangulaire unipolaire, d'où l'équation de la porteuse utilisée:

$$\begin{cases} 0 \leq t \leq \frac{T_h}{2} \Rightarrow U_p = \frac{2 \cdot v_e}{T_h} \cdot t \\ \frac{T_h}{2} \leq t \leq T_h \Rightarrow U_p = v_e - \frac{2 \cdot v_e}{T_h} \cdot \left(t - \frac{T_h}{2}\right) \end{cases} \quad (III.2)$$

Les figures (III.2.1), (III.2.2) montrent la porteuse unipolaire et les tensions de références pour respectivement  $m=12$ ,  $r=0.8$  et  $m=9$ ,  $r=0.8$ .

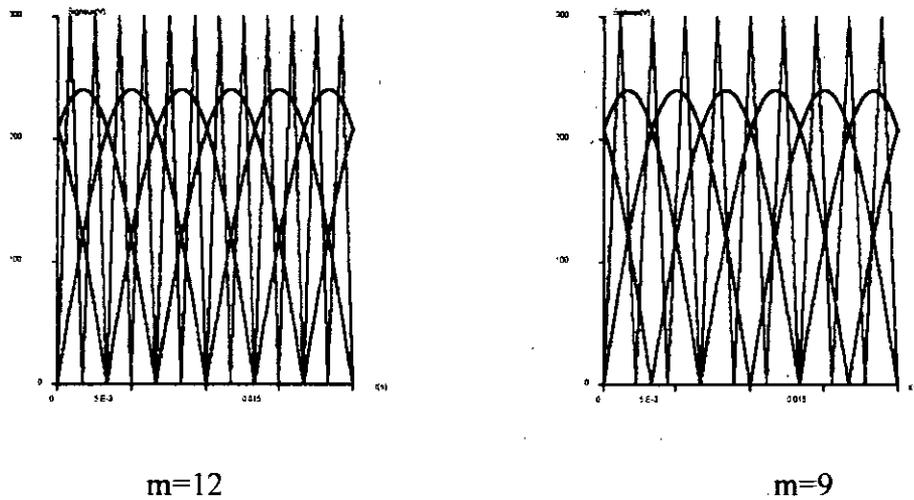


Figure.III.2.\*.Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale de l'onduleur triphasé à trois niveaux pour une valeur paire et impaire de m.

L'algorithme de la commande

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoïdale pour l'onduleur à trois niveaux pour un bras k s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} |v_{refk}| \leq U_p \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \\ (|v_{refk}| > U_p) \text{ et } (v_{refk} > 0) \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ (|v_{refk}| > U_p) \text{ et } (v_{refk} < 0) \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \end{cases} \quad (III.3)$$

Cette commande peut être représentée par le réseau de Petri de la figure (III.3).

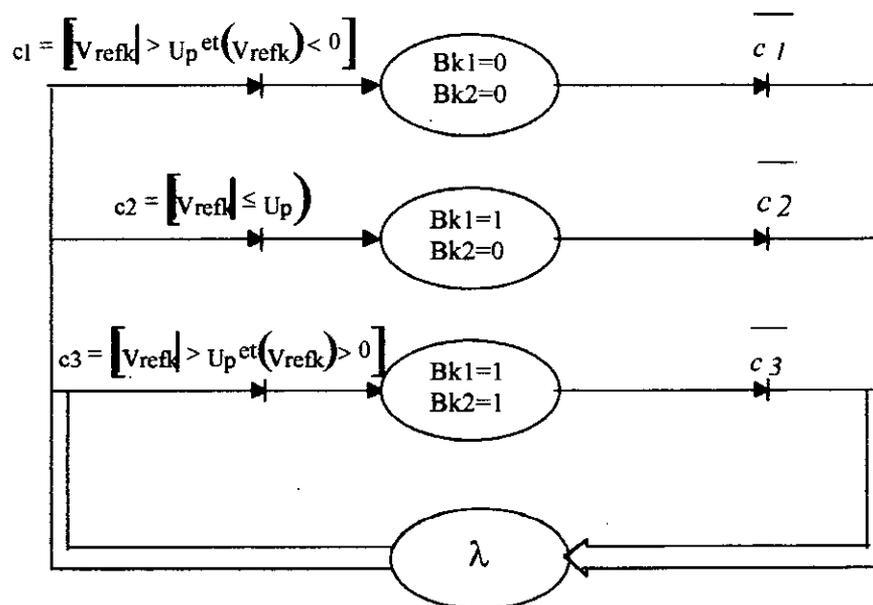


Figure. III.3. Réseau de Petri de la commande triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse de l'onduleur à trois niveaux.

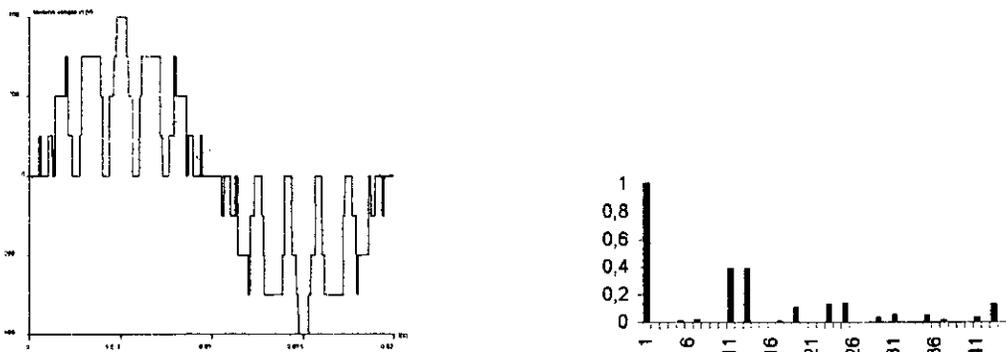
On déduit la tension de sortie de l'onduleur  $V_{KM}$  à partir des impulsions de commande du système(III.3) de cette stratégie :

$$\begin{cases} |v_{sref}(k)| > U_p \Rightarrow v_{KM} = \text{sign}(v_{sref}(k)) \cdot v_e \\ |v_{sref}(k)| \leq U_p \Rightarrow v_{KM} = 0 \end{cases} \quad (III.4)$$

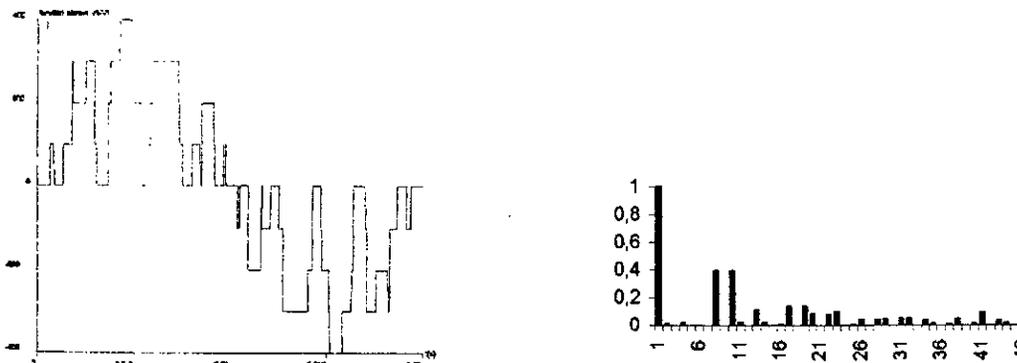
$V_{KM}$  étant la tension de sortie de la phase K de l'onduleur par rapport au point milieu M de la source d'entrée.

**III.1.5. Résultats de la simulation**

- Nous avons représenté sur les figures III.3.a à III.3.c la tension d'une phase de l'onduleur triphasé  $V_{s1}$  et son spectre de fréquence pour  $m=12, m=9, m=36$  respectivement avec  $r=0.8$ .
- Nous avons présenté aussi les résultats de la simulation de l'ensemble onduleur - machine (en charge et à vide) dont les paramètres sont donnés en annexe A2. Les paramètres caractérisant la modulation sont  $m=12, r=0.8$  et  $f=50\text{Hz}$ (Fig.4. \*)



**Figure.III.3.a.La tension simple  $V_{s1}$ ,et son spectre pour l'onduleur triphasé à trois niveaux ( $m=12,r=0.8$ ).**



**Figure.III.3.b.La tension simple  $V_{s1}$ ,et son spectre pour l'onduleur triphasé à trois niveaux ( $m=9,r=0.8$ ).**

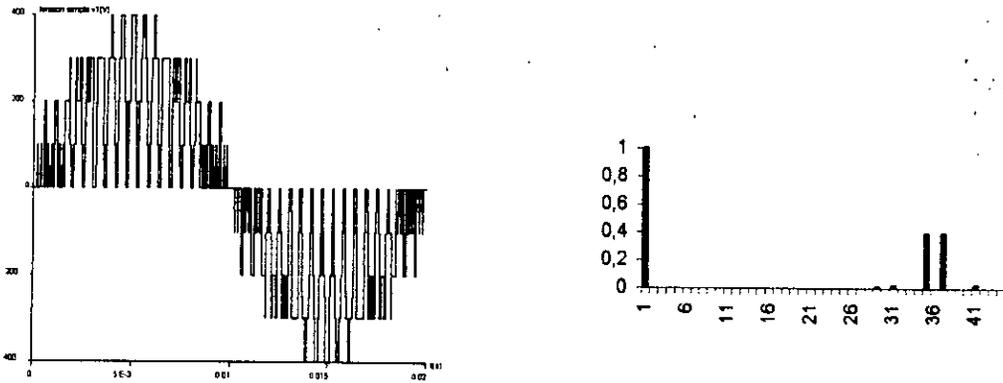


Fig.III.3.c.La tension simple Vs1,et son spectre pour l'onduleur triphasé à trois niveaux pour(m=36,r=0.8)

**Interprétations et commentaires:**

Les Figures III.3.a à III.3.c montrent la tension simple de sortie de l'onduleur, et son spectre de fréquence. On remarque que :

- Le nombre d'impulsions p de cette tension par alternance vaut (fig.III.2.\*).

$$\begin{cases} P = \frac{m}{2} - 1 & \text{Si } m \text{ est pair} \\ p = \frac{m-1}{2} & \text{Si } m \text{ est impair} \end{cases}$$

le nombre de commutation par période d'un onduleur à trois niveaux est 2P.

- Pour une valeur paire de m, on a une symétrie par rapport à  $\frac{\pi}{2}$ , et donc seuls les harmoniques impairs existent Fig.III.3.a et Fig.III.3.c. Pour une valeur impaire de m, la symétrie disparaît donnant naissance à des harmoniques d'ordre pair.
- On constate aussi quelque soit la valeur de m que les harmoniques dont le rang est multiple de trois sont nuls.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevées qui sont facilement filtrées par la machine.
- Nous remarquons que l'augmentation de m décale les harmoniques vers les fréquences élevées, et que lorsque m est élevé, il y a apparition de familles d'harmoniques sous forme de groupes de raies symétriques par rapport aux fréquences mf,2mf,...,cette séparation est d'autant moins nette quand m est faible.

Comme résultat général la modulation triangulo-sinusoïdale à une seule porteuse ne réduit pas le déchet de la tension, mais pousse les harmoniques vers les fréquences élevées[9].

Les figures (III.4.\*) montrent les performances de l'association de la machine asynchrone triphasée avec l'onduleur à trois niveaux. On constate les mêmes performances trouvées sans association, mais on doit tolérer une augmentation du temps de réponse de la vitesse. Le couple en régime permanent a une fréquence douze fois supérieure à celle de la tension de sortie.

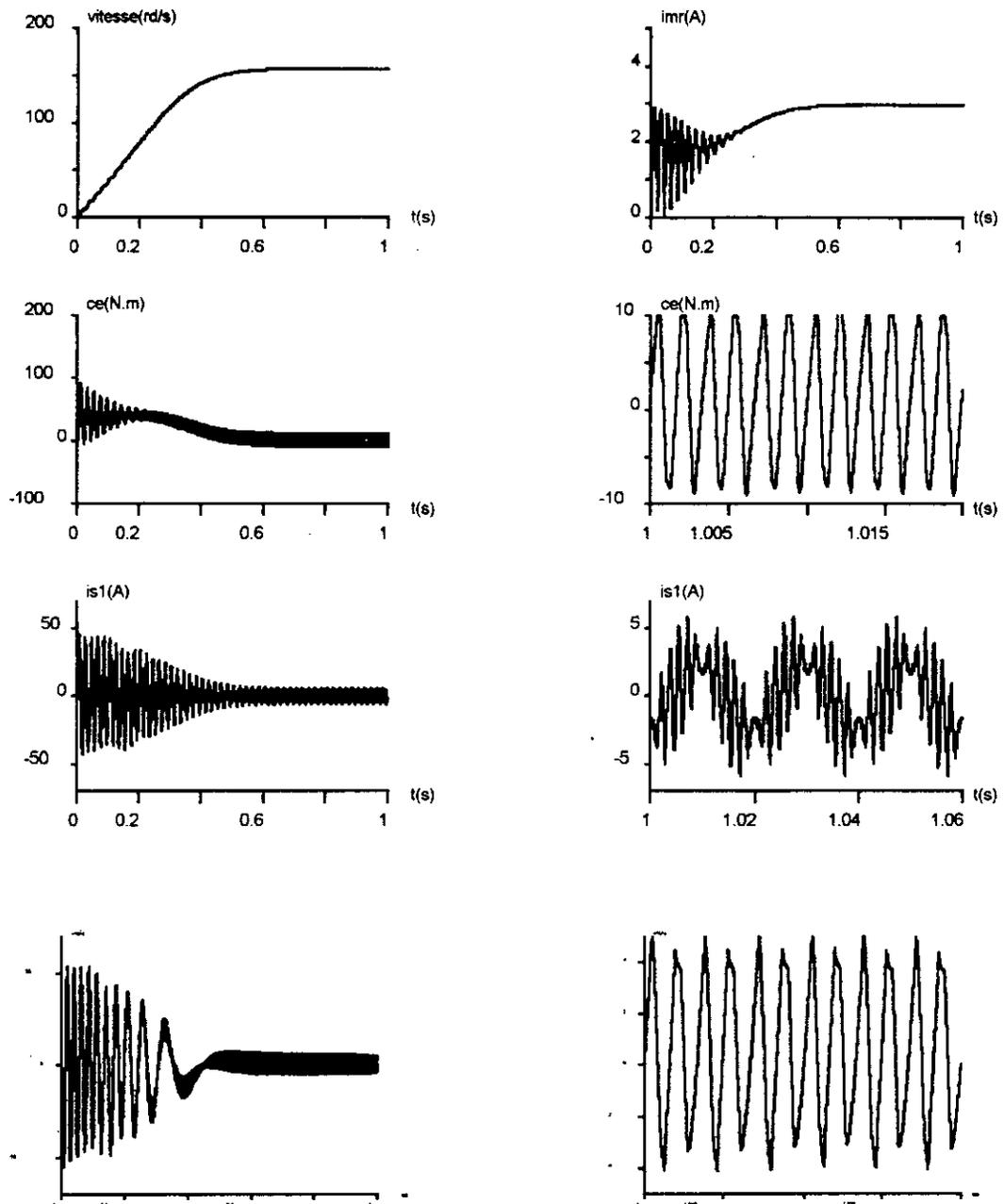
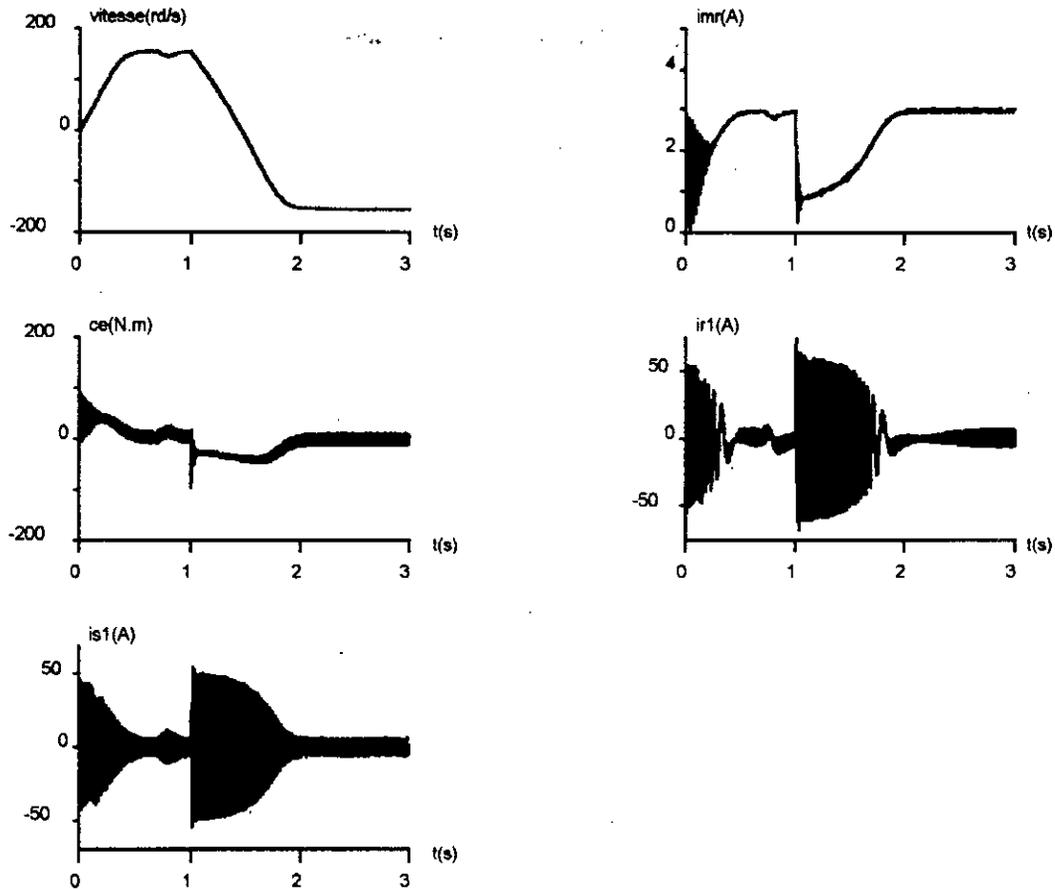


Figure.III.4.a.Les performances de la conduite de la machine triphasée alimentée par onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse.



**Figure.III.4.b.** Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec inversion du sens de rotation et application d'une charge de 20N.m entre 0.7s et 0.8s.

### *III.1.7. Commande triangulo-sinusoidale d'une seule porteuse avec l'injection de l'harmonique trois*

Dans le but d'élargir la zone linéaire de réglage de l'onduleur triphasé à trois niveaux, on injecte les harmoniques de rang multiple de trois dans les tensions de références. Ces rangs d'harmoniques sont nuls dans les tensions simples et composées des onduleurs triphasés. NB : Cette technique utilisée pour les onduleurs à deux niveaux porte le nom de [Commande suboptimal ou commande par injection d'harmonique trois][1].

Cette technique permet d'augmenter l'amplitude maximale des tensions de références et par la suite celle des tensions de sortie.

Les nouvelles tensions de références lorsque on injecte l'harmonique trois sont :

$$\begin{cases} v_{ref1} = V_m \cdot (\sin(\omega \cdot t - \varphi) + a \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t)) \\ v_{ref2} = V_m \cdot \left( \sin(\omega \cdot t - \varphi - \frac{2\pi}{3} \cdot \text{marche}) + a \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t) \right) \\ v_{ref3} = V_m \cdot \left( \sin(\omega \cdot t - \varphi - \frac{4\pi}{3} \cdot \text{marche}) + a \cdot \sin(3 \cdot \omega \cdot t) \right) \end{cases} \quad (III.5)$$

La figure(III.6) représente les nouvelles tensions de référence et la porteuse de la stratégie triangulo-sinusoïdale de l'onduleur triphasé à trois niveaux avec injection de l'harmonique trois. On a pris une valeur de a égale 0.2.

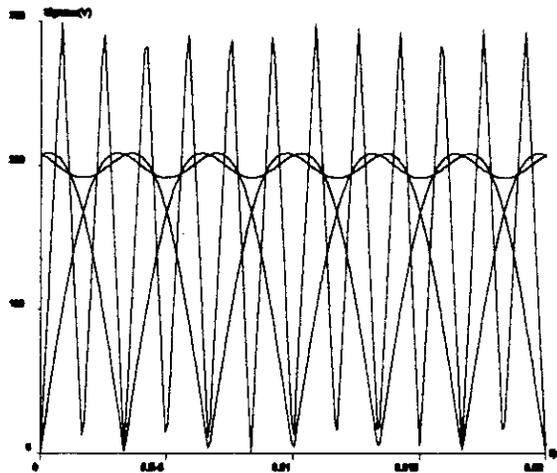


Figure.III.5. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale de l'onduleur triphasé à trois niveaux (m=12, r=0.8, a=0.2).

Les figures (III.6.\*) représentent les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur a trois niveaux avec l'injection de l'harmonique trois.

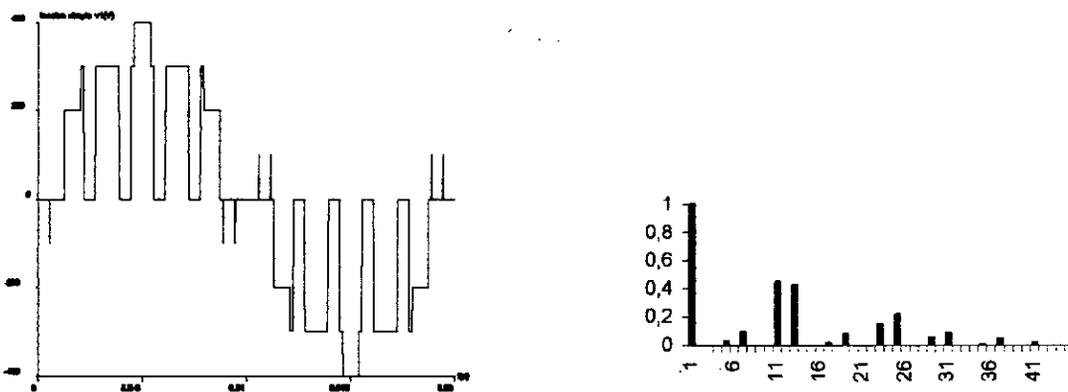


Figure.III.6.a. La tension simple Vs1, et son spectre, de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale avec injection de l'harmonique trois.

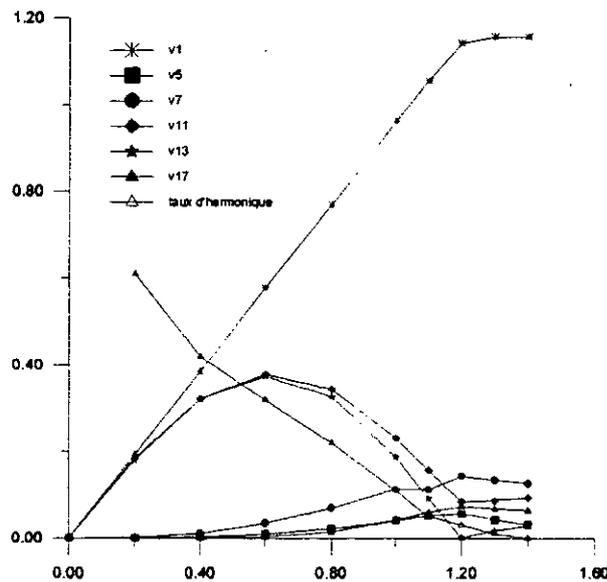


Figure.III.6.b.Caractéristiques, en fonction du taux de modulation  $r$ , de la tension  $V_{s1}$  de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale avec injection de l'harmonique trois ( $m=12, a=0.2$ ).

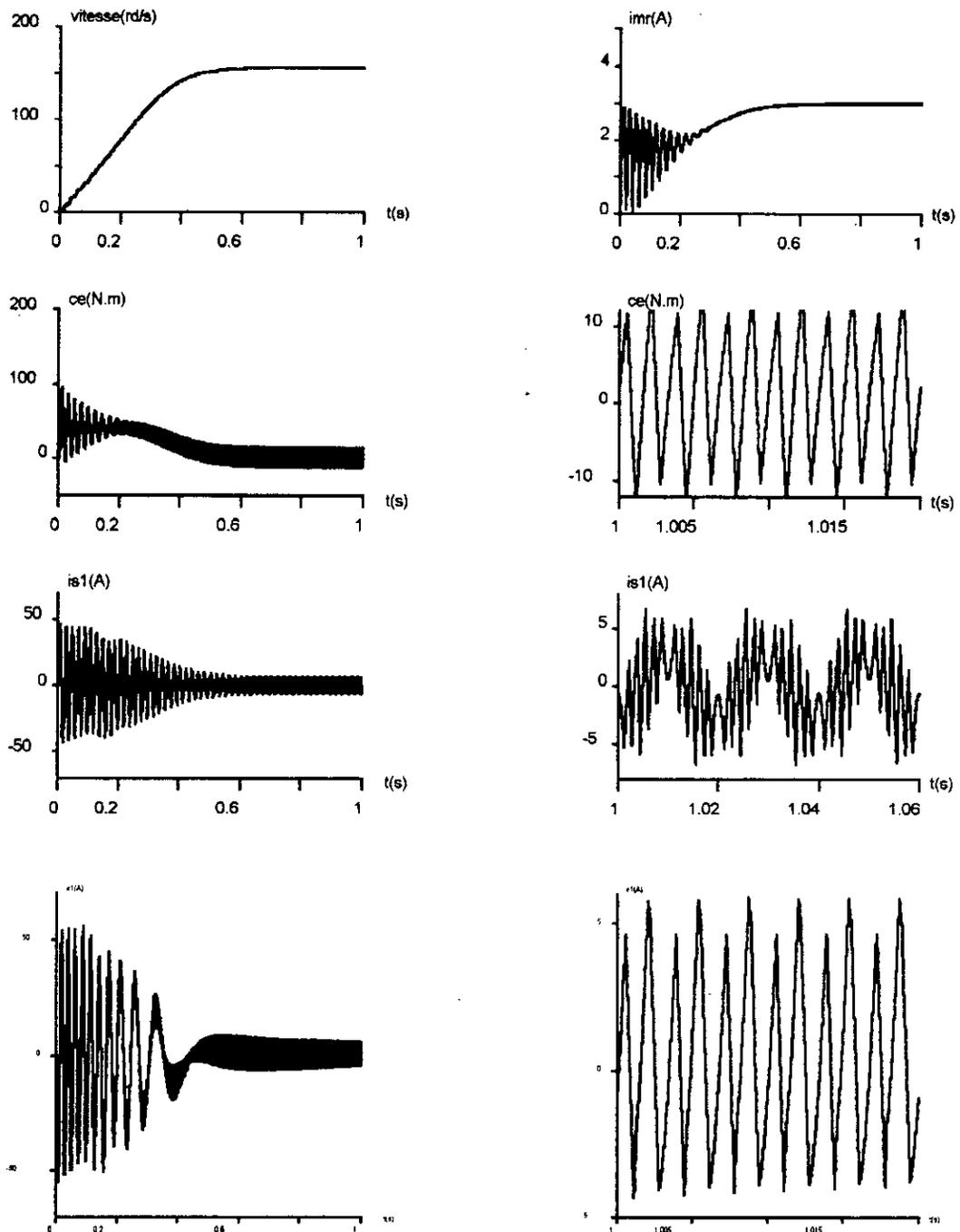
#### Interprétations et commentaires :

Les figures (III.6.b) donnent la variation des harmoniques de la tension simple en fonction de  $r$ .

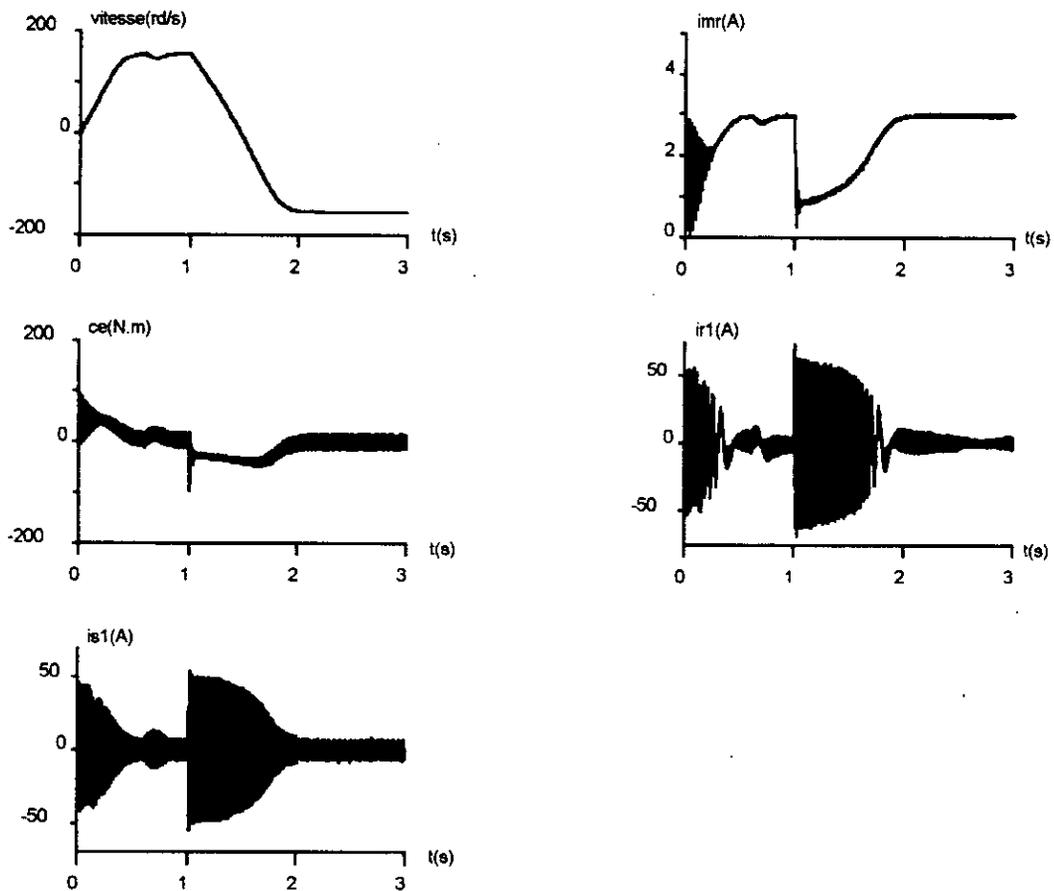
- Nous constatons que le fondamental de la tension de sortie varie linéairement avec la rapport cyclique  $r$ . La croissance de  $V_1$  en fonction de  $r$  jusqu'à un maximum correspond à l'annulation de certains créneaux de la tension (ou disparition de certaines intersections entre les ondes de référence et de modulation.).
- L'augmentation, quand on injecte l'harmonique trois, de la zone linéaire de réglage de l'amplitude du fondamental qui atteint environ de  $1.2 \cdot \frac{E}{2}$ .
- Nous remarquons que l'amplitude des harmoniques de ces tensions sont plus importantes pour des valeurs faibles de  $r$ . Donc le taux d'harmoniques diminue quand  $r$  augmente.
- Pour  $m=12$  les harmoniques les plus importants sont de rang 11 et 13. Leurs amplitudes sont relativement égales et passent par un maximum pour  $r=0.6$ .
- D'une manière générale les harmoniques sont pratiquement les mêmes que pour le cas où on n'injecte pas l'harmonique trois.

Les résultats de la simulation de l'ensemble onduleur-machine avec et sans injection de l'harmonique trois sont les mêmes.

Comme conclusion, l'injection de l'harmonique trois ne modifie pas les caractéristiques de conduite de la machine, tout en augmentant la zone de réglage de l'amplitude.



**Fig.III.6.c. Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une porteuse avec injection de l'harmonique trois.**



**Figure.III.6.d. Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à une seule porteuse avec injection de l'harmonique trois (inversion et application d'une charge de 20N.m entre 0.6s et 0.7s) .**

### III.2. Commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses

Pour améliorer le taux d'harmoniques des tensions de sortie d'un onduleur à trois niveaux, on utilise le même schéma de principe que celui de la figure (III.1), mais au lieu d'utiliser une seule porteuse, on utilise deux porteuses identiques déphasées d'une demi période de hachage  $\frac{1}{2 \cdot F_p}$ . L'une de l'autre ( $F_p$ : fréquence des porteuses). On distingue plusieurs types de porteuses qui sont :

- Triangulo-unipolaire ou bipolaire
- Porteuse en dents de scie unipolaire ou bipolaire

Comme la commande avec une seule porteuse, la commande triangulo-sinusoïdale avec deux porteuses est caractérisée par les deux paramètres :  $m$  l'indice de modulation  $m$  et le coefficient de réglage  $r$ .

les deux types de porteuses triangulaire et en dents de scie ont des avantages différents l'un de l'autre, par exemple, la porteuse triangulaire permet d'avoir des tensions de sortie ayant la symétrie par rapport au quart de la demi période, tandis que la porteuse en dents de scie permet d'avoir un taux d'harmoniques plus faible mais avec des harmoniques pairs et impairs.

Les tensions de références de l'onduleur triphasé utilisé, qui permettent d'avoir un système triphasé équilibré direct ou inverse sont données par le système d'équations (III.1).

La variable marche, permet toujours d'avoir un fonctionnement du moteur triphasé alimenté par cet onduleur qui est commandé par cette stratégie, dans les quatre quadrants du couple - vitesse.

Dans cette partie, on représente le principe et l'algorithme utilisant deux porteuses en dents de scie bipolaire.

La figure(III.7.a) et (III.7.b) montre les deux porteuses et les tensions de références pour ( $m=12$  et  $m=9$ ) avec  $r=0.8$ .

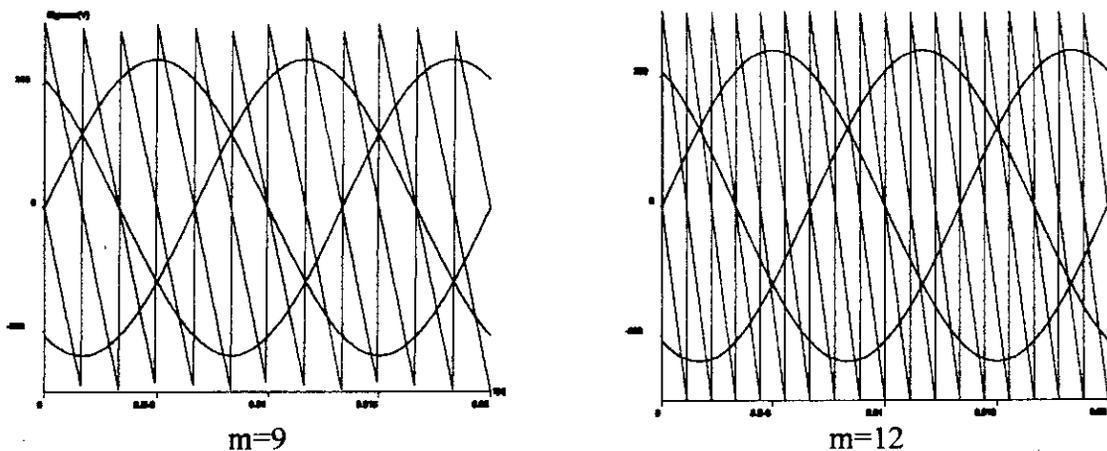


Figure.III.7.\*. Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses de l'onduleur triphasé à trois niveaux pour des valeurs paires et impaires de  $m$ .

#### III.2.1. L'algorithme de commande

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

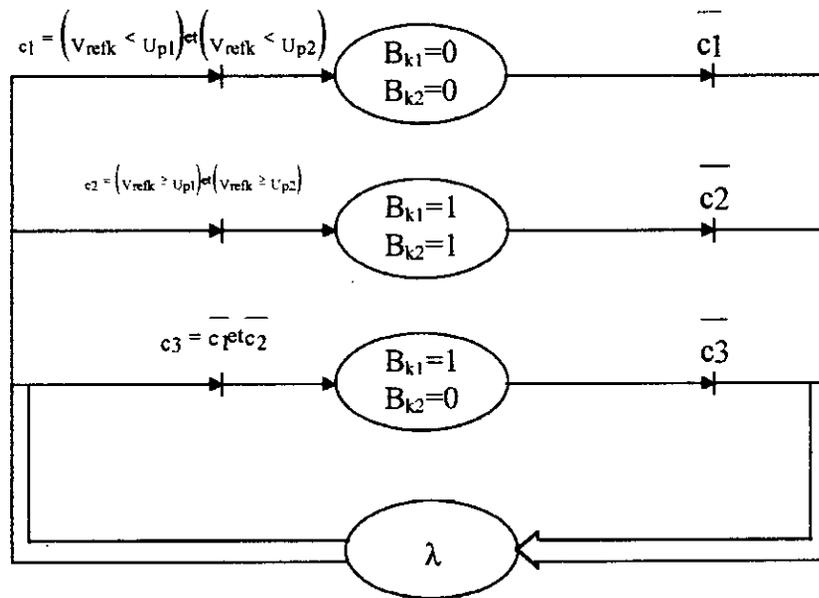
**Etape 1 : La détermination des signaux intermédiaires  $V_{k1}$  et  $V_{k2}$**

$$\begin{cases} V_{refK} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = \frac{E}{2} \\ V_{refK} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{cases} \text{ et } \begin{cases} v_{refK} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{ko} = 0 \\ V_{refK} < U_{p2} \Rightarrow V_{ko} = -\frac{E}{2} \end{cases}$$

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

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

Cette commande peut être représentée par le réseau de Petri de là figure (III.8).



**Figure.III.8.reseau de Petri de la commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses de l'onduleur a trois niveaux.**

**II.2.2.Résultats de la simulation**

- Nous représentons sur les figures III.9.a à III.9.c la tension de phase  $V_A$  de l'onduleur à trois niveaux et son spectre d'harmoniques pour  $m=6,9,12$  respectivement avec  $r=0.8$ .

- Nous représentons les résultats de la simulation de l'ensemble onduleur-machine asynchrone ( en charge et à vide) dont les paramètres sont donnés par l'Annexe A1. Les paramètres caractérisant la modulation sont  $m=12$ ,  $r=0.8$  et  $f=50$  Hz (Figure.10.\*).

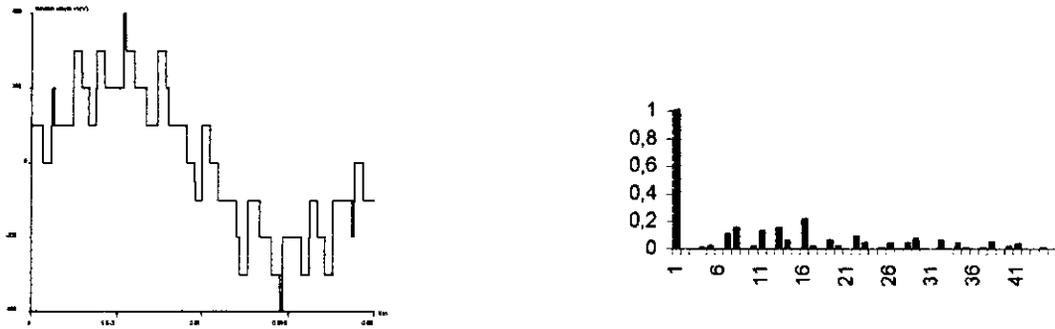


Figure.III.9.a.la tension simple V1,et son spectre , de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=6,r=0.8$ )

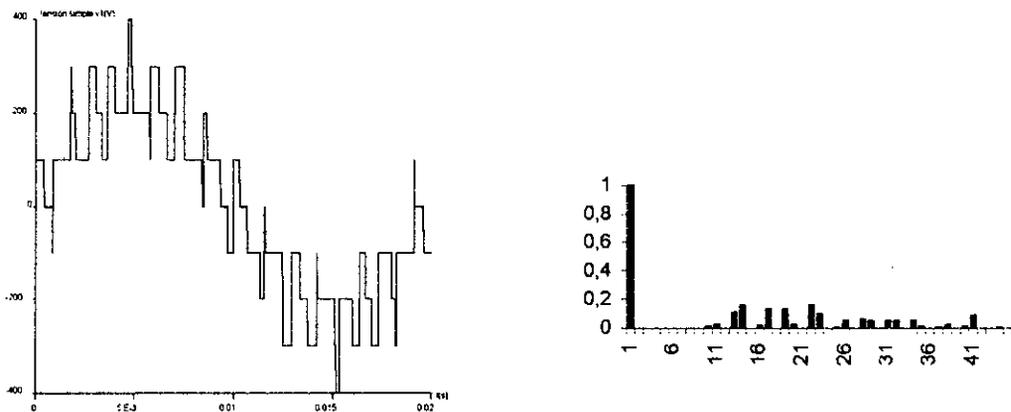


fig.III.9.b. .la tension simple V1,et son spectre , de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=9,r=0.8$ )

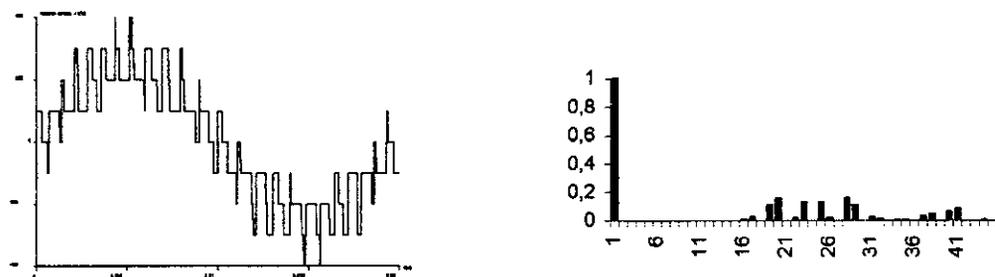
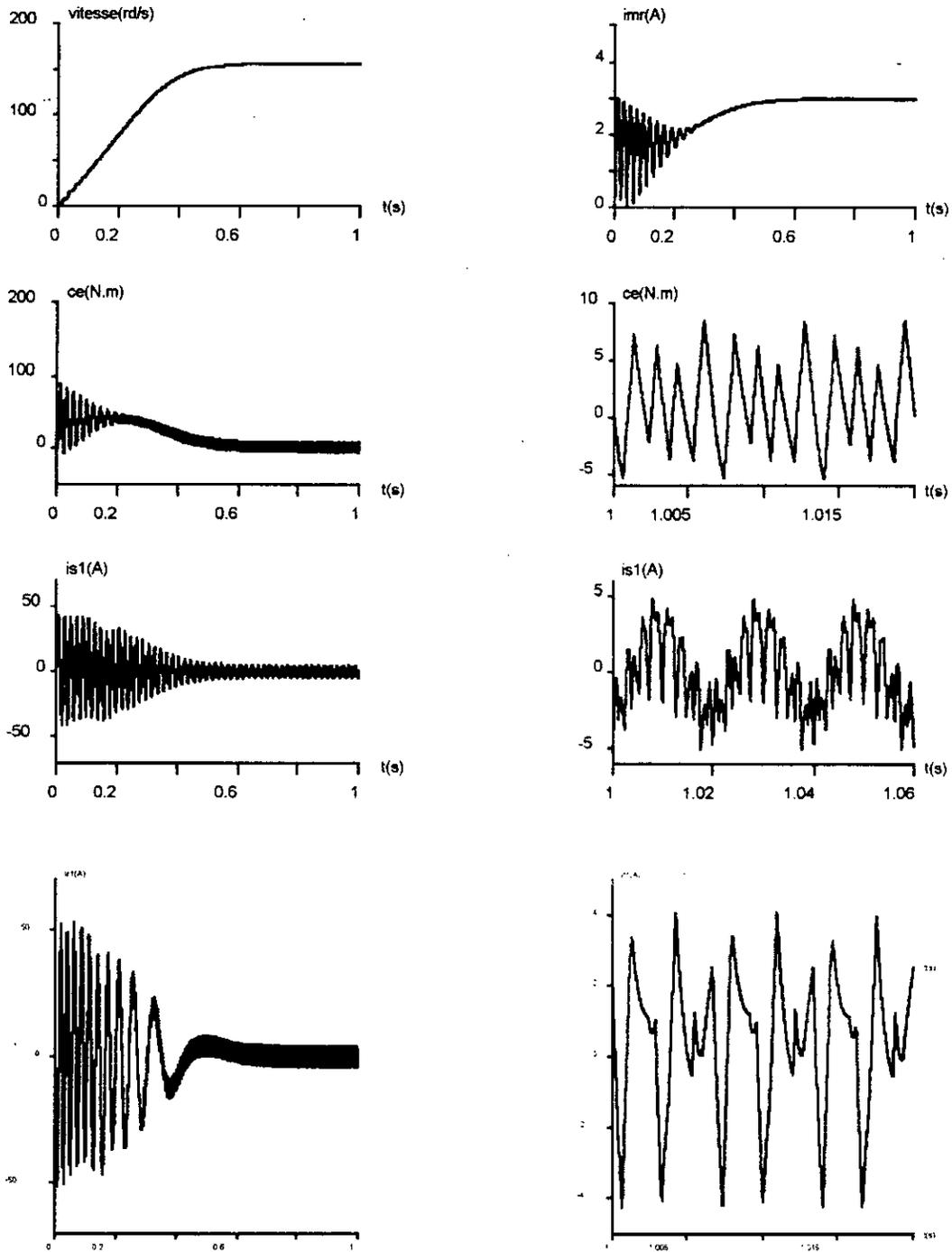


Figure.III.9.c.la tension simple V1,et son spectre , de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ( $m=12,r=0.8$ )

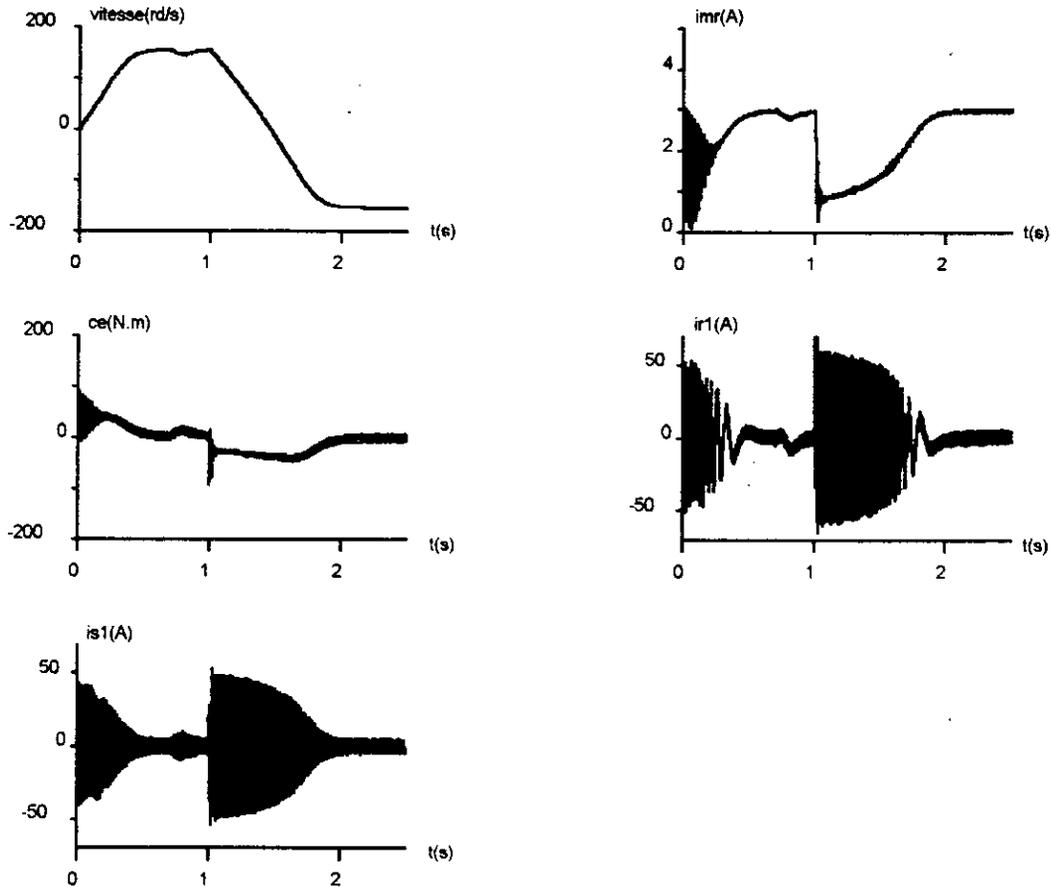
**Interprétations et commentaires:**

- Les figures (III.9.\*) montrent les tensions de sortie de sortie  $V_1$ , pour différentes valeurs de  $m$ , on constate :
- Le nombre de commutations par période d'un interrupteur triphasé a trois niveaux vaut  $2P$ .
- Les harmoniques multiples de trois sont nuls.
- L'augmentation de l'indice de modulation  $m$  permet de pousser les harmoniques vers les fréquences élevés qui sont filtrées par la machine

Les figures (III.10.\*) montrent les performances de l'association de la machine asynchrone triphasée avec l'onduleur a trois niveaux .On constate les mêmes performances trouvées dans la stratégie précédente, mais la fréquence du couple est 3 fois supérieure à celle de la tension de sortie.



**Figure.III.10.a. Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses ( $m=6, r=0.8$ ).**

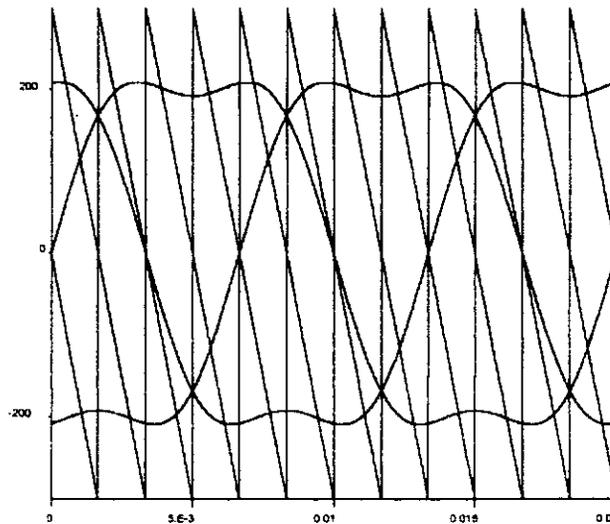


**Figure.III.10.b .Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses avec inversion du sens de rotation et application d'une charge de 20N.m entre 0.7s et 0.8s ( $m=6,r=0.8$ ).**

### III.2.3commande triangulo sinusoidale a deux porteuses avec injection de l'harmonique trois

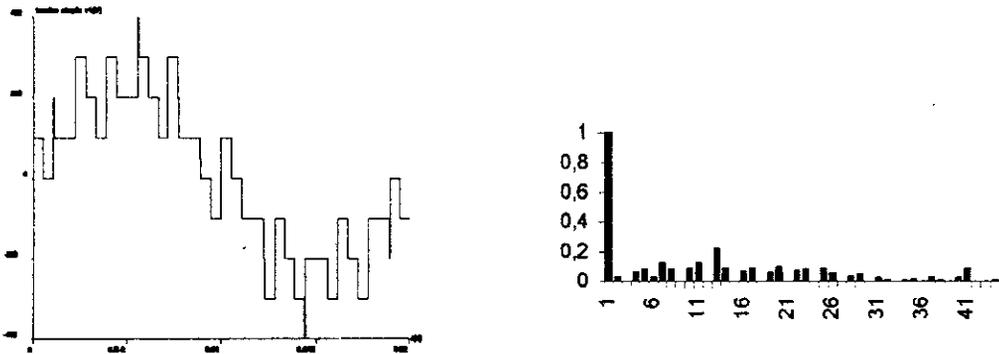
Comme la stratégie triangulo-sinusoidale avec une seule porteuse, et pour élargir la zone linéaire de l'onduleur triphasé à trois niveaux on injecte les harmoniques multiples de trois dans les tensions de références. On a pris une valeur de  $a$  égal à 0.2.

La figure (III.11) présente les nouvelles tensions de références et les deux porteuses de la stratégie triangulo-sinusoidale de l'onduleur triphasé à trois niveaux

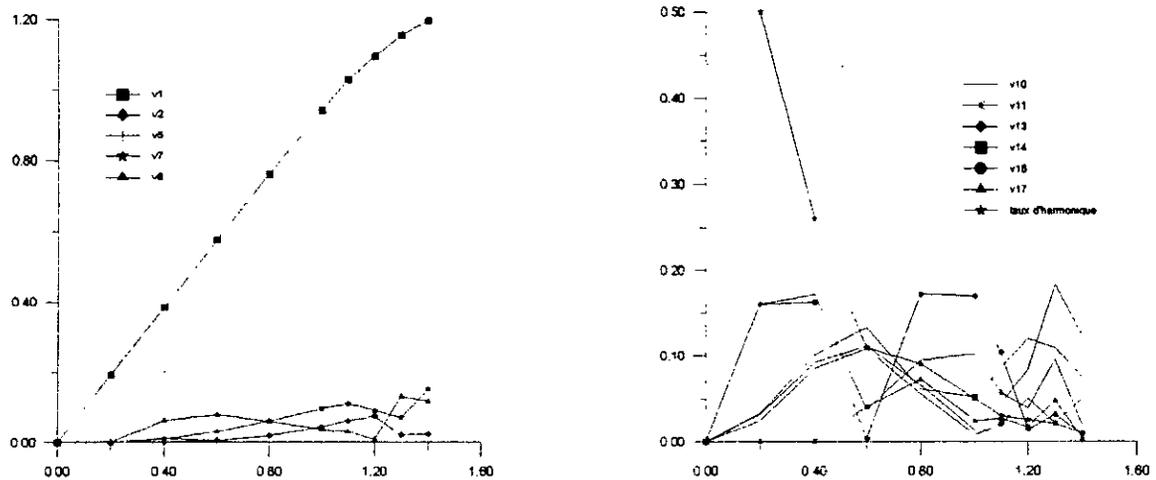


**Fig.III.11. Les différents signaux de la stratégie triangulo sinusoïdale de l'onduleur triphasé à trois niveaux ( $m=6, r=0.8, a=0.2$ ).**

Les figures (III.12.\*) présentent les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'onduleur à trois niveaux, avec injection de l'harmonique trois.



**Figure.III.12.a. la tension simple  $V_1$ , et son spectre, de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo sinusoïdale à deux porteuses avec l'injection de l'harmonique trois ( $m=6, r=0.8$ ).**



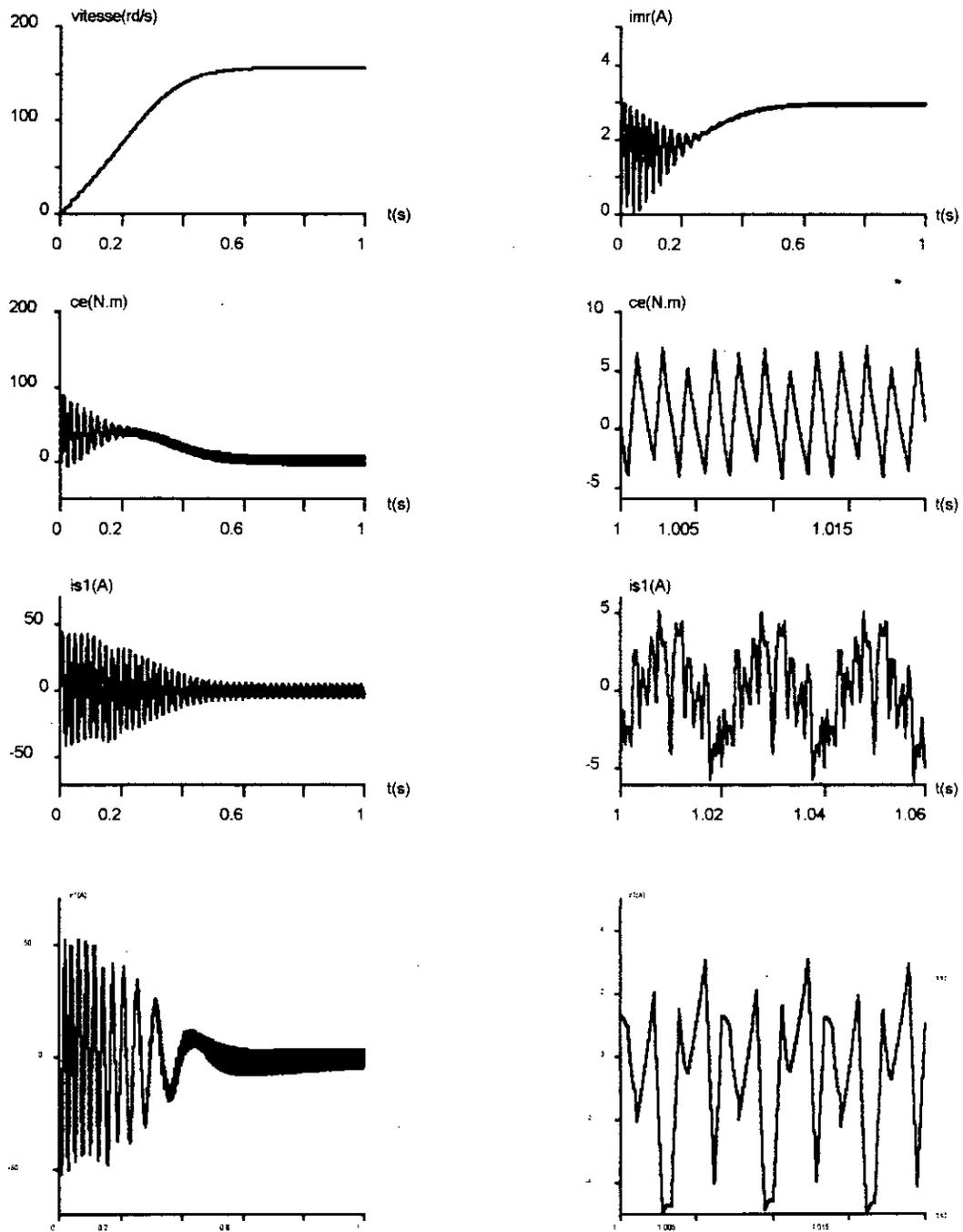
**Figure.III.12.b.**Caractéristique, en fonction de taux de modulation  $r$ , de la tension de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo sinusoïdale à deux porteuses avec injection de l'harmonique trois ( $m=6, a=0.2$ ).

### Interprétations et commentaires :

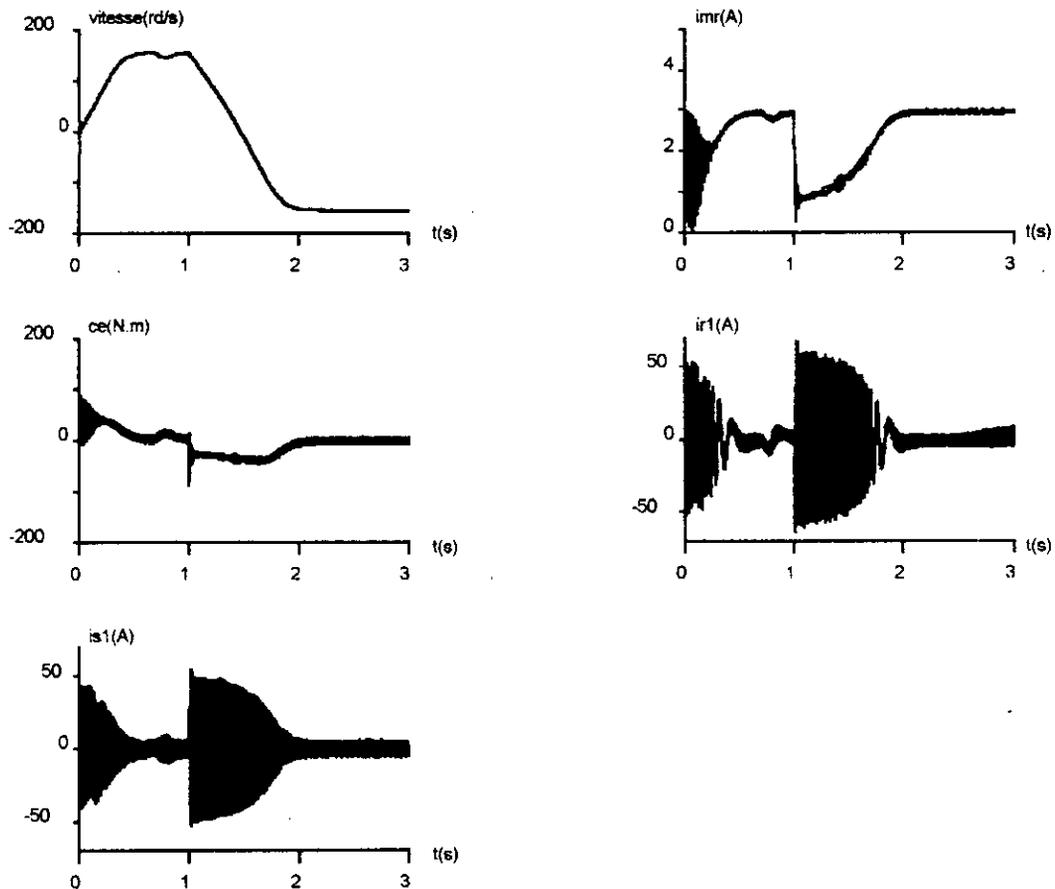
D'après les simulations on remarque que :

- Les harmoniques pairs de la tension  $V_1$  de sortie existent toujours, notamment l'harmonique 4 qui est le plus gênant.
- L'augmentation de la zone linéaire de réglage de l'amplitude du fondamental qui devient saturée à environ  $1.2 \cdot \frac{E}{2}$
- Le taux d'harmoniques varie inversement en fonction de  $r$
- Les harmoniques sont plus importants que lors de la commande sans injection de l'harmonique trois.
- Les harmoniques les plus importants sont 7, 11 et 13.

Pour l'association de la machine avec l'onduleur à trois niveaux commandé par cette stratégie on trouve les mêmes résultats.



**Figure.III.12.c. Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo sinusoïdale à deux porteuses avec injection de l'harmonique trois ( $m=6, r=0.8$ ).**



**Figure 12.d .Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie triangulo sinusoïdale à deux porteuses avec injection de l'harmonique trois (inversion du sens de rotation et application d'une charge de 20N.m entre 0.7s et 0.8s) ( $m=6, r=0.8$ ).**

### III.3.Stratégies d'élimination des harmoniques

La commande par élimination des harmoniques ou par minimisation du taux d'harmoniques, a été déjà utilisée pour les onduleurs à deux niveaux.

Dans ce paragraphe, on rappelle le principe de la stratégie d'élimination d'harmoniques pour les onduleurs multiniveaux, et on montre les caractéristiques de conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par ce convertisseur statique.

#### II.3.2.Principe

Le principe de la stratégie d'élimination d'harmoniques consiste à déterminer les angles de commutation de la tension de sortie  $\theta_i, i=1,C$ .

Les angles de commutation sont déterminés de façon à éliminer certains harmoniques gênants de l'onde de sortie.

La tension d'une phase d'un onduleur à trois niveaux par rapport au point milieu M ayant la symétrie par rapport au quart de la demi-période (les harmoniques pairs nuls) est représentée sur la figure III.13. L'amplitude  $A_n$  de l'harmonique de rang  $n$  ( $n$  impair) est donnée par :

$$A_n = \frac{4}{\pi n} \cdot \left(\frac{E}{2}\right) \cdot \left[ \cos(n \cdot \alpha_1) - \cos(n \cdot \alpha_2) + \dots \dots \dots (-1)^{c-1} \cdot \cos(n \cdot \alpha_c) \right] \quad (\text{III.6})$$

Généralement, on annule les harmoniques non multiples de trois (car les harmoniques multiples de trois disparaissent automatiquement dans les tensions simples et composées).

#### II.3.2.Calcul des instants de commutation

Les angles  $\alpha_i$  sont déterminés, à partir de la résolution du système d'équations non linéaire suivant :

$$\begin{cases} A_1 = V_{\text{eff}} \cdot \sqrt{2} \\ A_5 = 0 \\ A_7 = 0 \\ A_n = 0 \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Une fois les différents angles  $\alpha_i$  calculés, on détermine les angles de commutation  $\theta_i$  de chaque bras de l'onduleur triphasé.

$$\theta_i(j) = \alpha_i + \frac{\pi}{2} \cdot (j-1) \cdot \text{marche}, \text{ avec } j=1,2 \text{ ou } 3 \quad (\text{III.8})$$

La variable marche vaut 1 pour un système direct de tensions de l'onduleur et -1 pour un système inverse

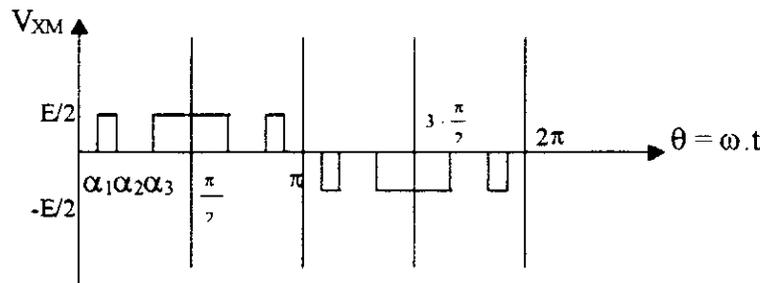


Figure.III.13.Tension de sortie de la phase x par rapport au point milieu M d'un onduleur à trois niveaux( $c=3$ ).

### II.3.3.Simulation numérique

Généralement, on annule surtout les harmoniques de basse fréquence(car les harmoniques de bas ordre sont les plus indésirables et sont également les plus difficiles à filtrer à cause du caractère selfique de la machine, les harmoniques de haut rang sont facilement filtrés par cette dernière)[15].

Nous éliminons les harmoniques 5 et 7.

- Nous présentons sur la figure III.14 la tension de phase  $V_{s1}$  de l'onduleur à trois niveaux et son spectre de fréquences par l'annulation des harmoniques 5 et 7.
- Les figures III.15.\* montrent les résultats de la simulation de l'ensemble onduleur-machine asynchrone (en charge et à vide) dont les paramètres sont donnés dans l'annexe A1, avec l'annulation des harmoniques 5 et 7.

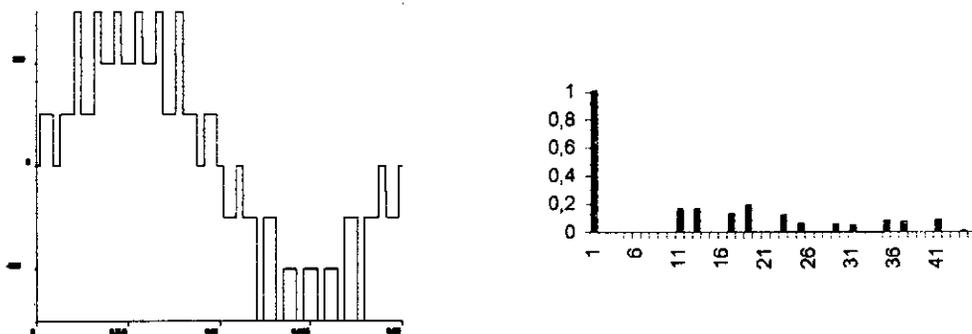
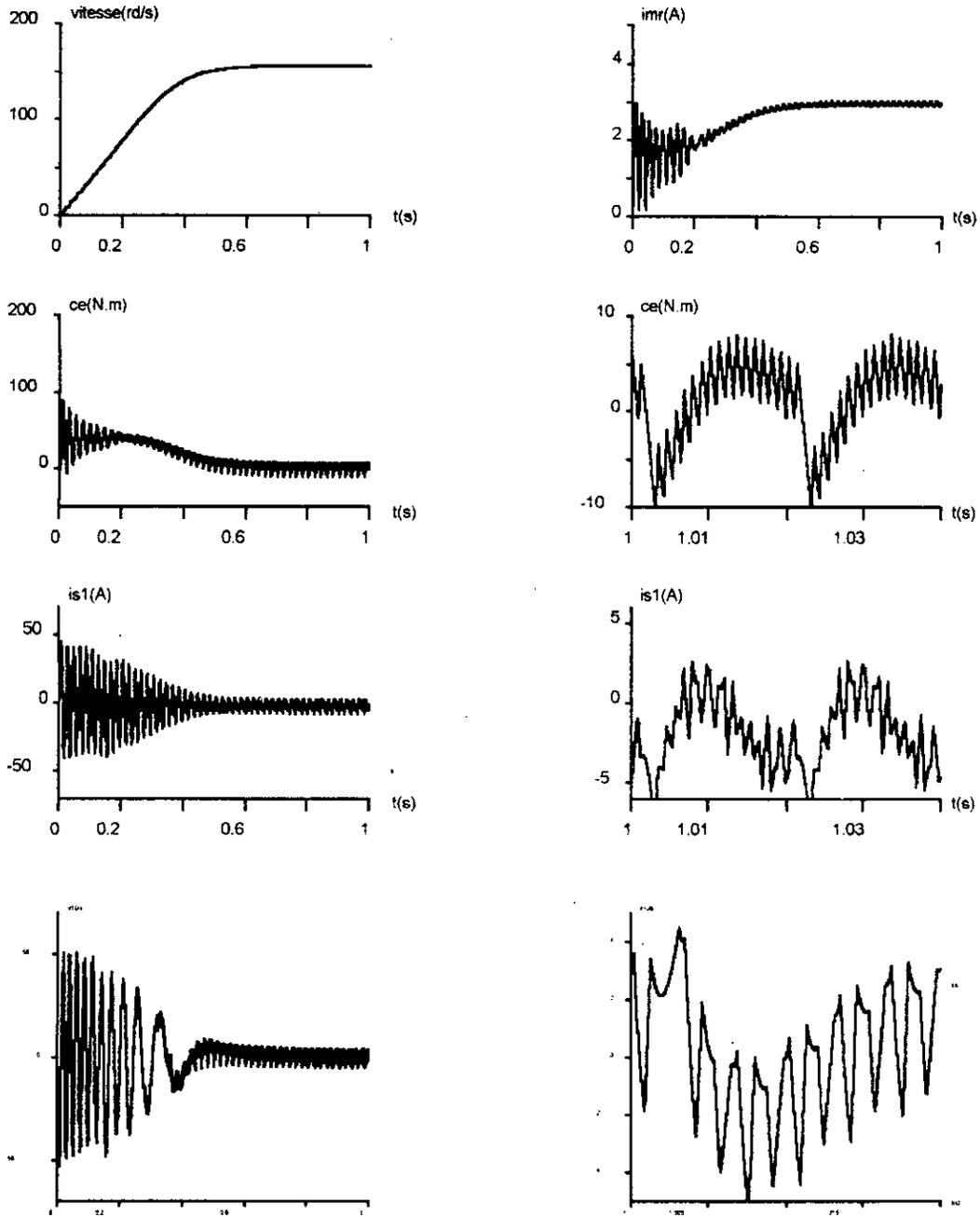
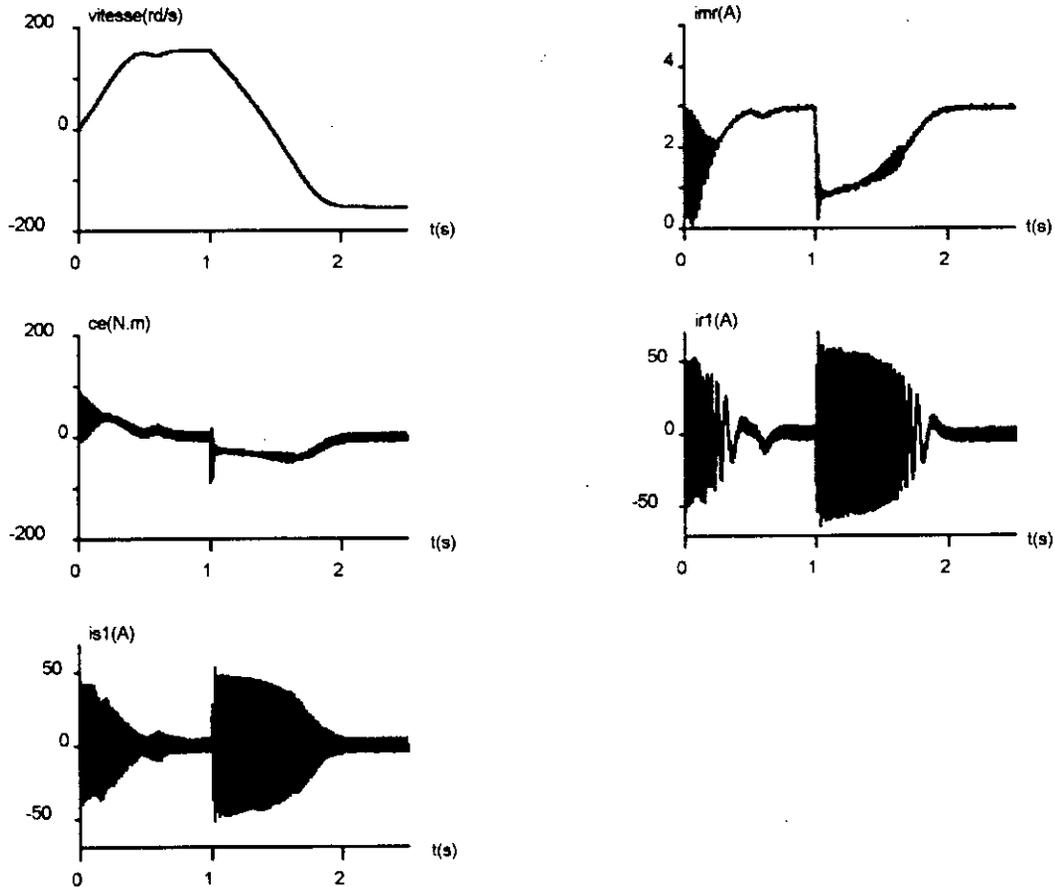


Figure.III.14.La tension simple  $V_{s1}$  de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'élimination des harmoniques 5 et 7( $V_{eff}=170V$ ).



**Figure III.15.a. Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie d'élimination d'harmoniques.**



**Figure.III.15.b** Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie d'élimination d'harmonique avec l'inversion du sens de rotation et application d'une charge de 20N.m entre 0.6s et 0.7s.

### Inteprétations et commentaires:

Les résultats de simulation montrent la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie d'élimination d'harmoniques. On remarque :

- Les harmoniques de rang 5 et 7 qui sont éliminés sont effectivement nuls.
- Les autres harmoniques qui ne sont pas éliminés sont renforcés.
- L'harmonique le plus important est de rang 11.

Les figures III.15.\* montrent les performances de l'association de la machine asynchrone triphasée à l'onduleur à trois niveaux commandé par cette stratégie. On constate les mêmes performances trouvées sans association, mais augmente le temps de réponse de la vitesse. Le couple en régime permanent à une fréquence 2 fois multiple de celle de la tension de sortie.

### III.4. Commande vectorielle type 2

#### Principe

Nous présentons ici une autre stratégie de commande des onduleurs multiniveaux. Le principe utilisé dans la stratégie triangulo-sinusoïdale est adapté à la modulation vectorielle type deux. Mais au lieu d'utiliser le vecteur de tension de référence donné par le système (III.1), on utilise deux nouveaux vecteurs de tension de référence  $V_{sref1}$  et  $V_{sref0}$ .

**NB :** Cette modulation peut utiliser aussi bien une ou deux porteuses. Nous nous contentons de présenter l'algorithme utilisant deux porteuses bipolaires en dents de scie.

#### III.4.2. Caractéristiques de la tension de référence

Les nouveaux vecteurs de références sont définis dans le système suivant:

$$\begin{cases} V_{sref1}[i] = V_{sref} + V_0 \\ V_{sref0}[i] = V_{sref} - V_0 \end{cases} \quad \text{pour } i = 1, 2, 3 \quad (\text{III.8})$$

La tension  $V_0$  est donnée par l'expression ci-dessous :

$$V_0 = - \frac{\{\max(V_{sref}) + \min(V_{sref})\}}{2} \quad (\text{III.9})$$

La figure (III.17) montre les deux porteuses et les deux tensions de référence pour  $m=12$ ,  $r=0.8$ .

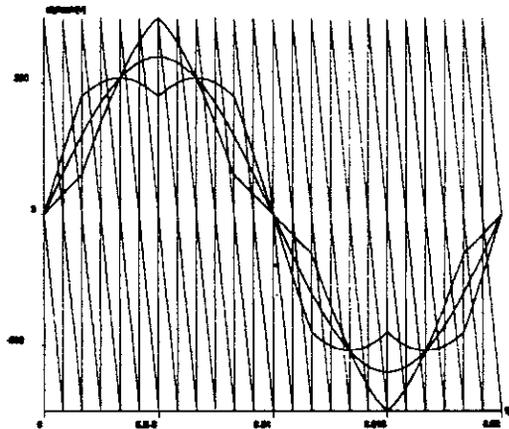


Figure.III.17. Les différents signaux de la stratégie vectorielle type 2 pour  $m=12$ ,  $r=0.8$ .

#### III.4.3. L'algorithme de commande

Cette stratégie utilise le fait que l'onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux.

Le vecteur de référence  $V_{sref1}$  (respectivement  $V_{sref0}$ ) est associé à l'onduleur à deux niveau constitué des demi bras du haut (respectivement bas) de l'onduleur multiniveaux. L'algorithme est le même avec la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses (fig.III.1), mais dans la première étape, on utilise le vecteur  $V_{sref1}$  et dans la deuxième étape on utilise  $V_{sref0}$ . Le réseau de Pétri de la commande est donnée sur la figure III.8.

#### III.4.4.Simulation numérique

Nous représentons sur la figure (III.18) la tension de phase  $V_a$  de l'onduleur multiniveaux, et son spectre d'harmoniques pour  $m=12$ ,  $r=0.8$ .

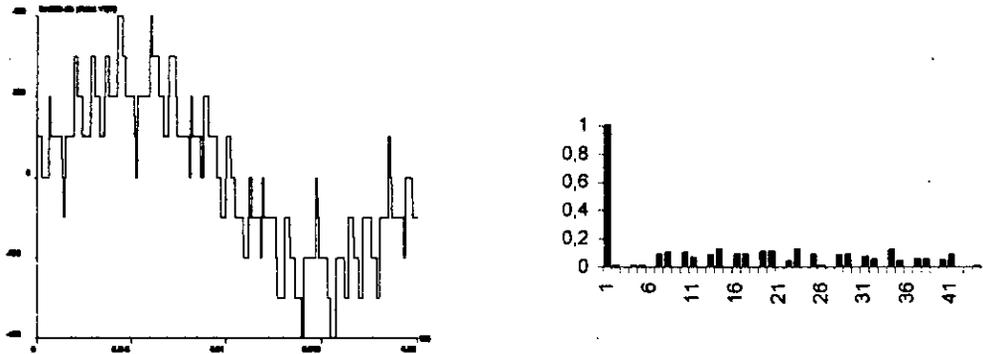


Figure.III.17.La tension simple  $V_a$  et son spectre d'harmoniques

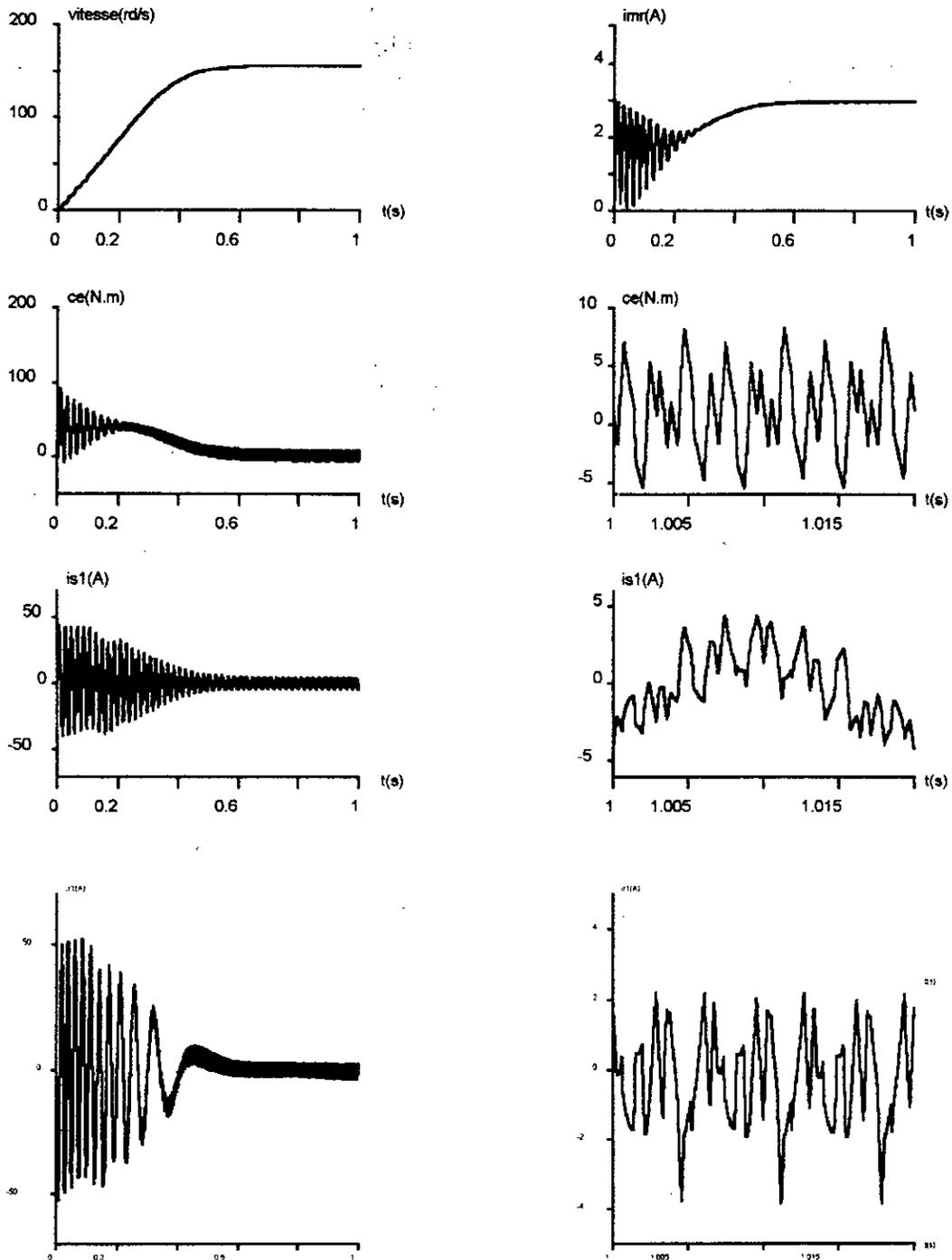
Les figures III.19.\* représentent les résultats de la simulation de l'ensemble onduleur machine asynchrone (à vide et en charge) dont les paramètres sont donnés dans l'annexe A.2, les paramètres caractérisant la modulation sont  $m=12$ ,  $r=0.8$ .

#### Interprétations et commentaires:

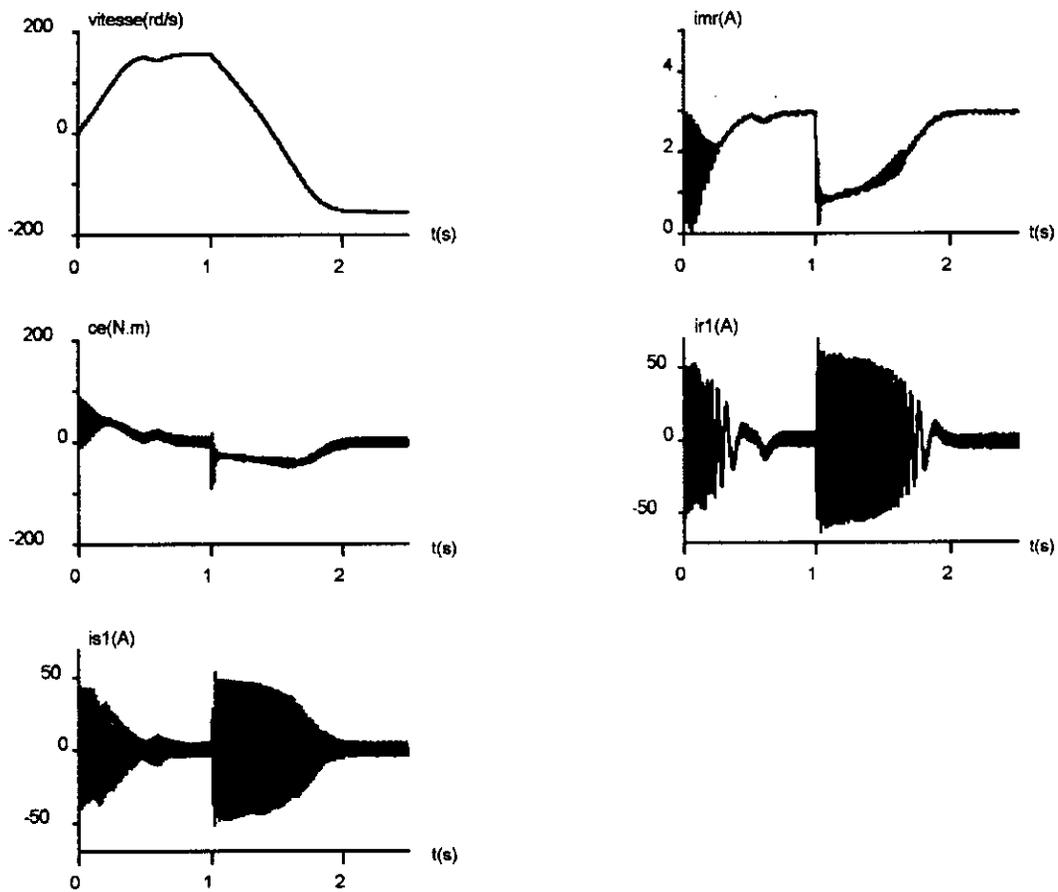
On remarque que :

- Les harmoniques multiples de trois sont nuls, et que les harmoniques pairs ne le sont pas.
- Les harmoniques possèdent des faibles amplitudes comparées à celle du fondamental. L'harmonique le plus important après le fondamental est de rang 7.
- Les harmoniques d'ordre 2 et 4 sont les plus gênants.

Les figures (III.18.\*) montrent les performances de l'association onduleur- machine commandé par cette stratégie .Nous constatons qu'elle possède les mêmes performances trouvées en utilisant les stratégies précédentes, mais le couple en régime permanent a une fréquence 3 fois multiple de celle de la tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux.



**Figure III.18.a.** Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie vectorielle type2 (à vide) ( $m=12, r=0.8$ ).



**Figure III.18.b.** Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie vectorielle type2 inversion du sens de rotation et application d'une charge de 20 N.m entre 0.7s et 0.8s ( $m=12, r=0.8$ ).

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

Dans certaines applications, on préfère une commande en courant de la machine. Cette technique de commande permet d'imposer un courant de référence  $I_{ref}$  dans les enroulements de la machine avec deux degrés de liberté[1].

- L'amplitude.
- La fréquence.

#### III.5.1. Principe

Le principe de cette stratégie est de comparer le courant de référence  $I_{ref}$  au courant réel, et d'élaborer à partir de l'écart entre ces deux courants les signaux de commande des interrupteurs (figure.III.19).

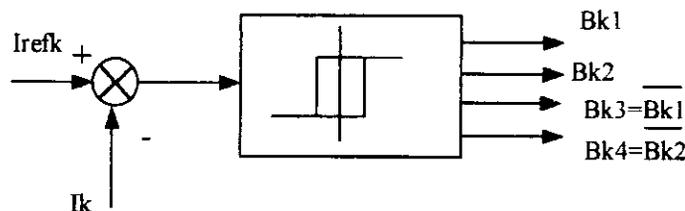


Figure.III.19.Principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant des onduleurs à trois niveaux.

I

#### I.5.2. Caractéristique du courant de référence

Les courants de référence de l'onduleur triphasé alimentant le moteur triphasé sont donnés par le système suivant :

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

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

#### III.5.4. L'algorithme de commande

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

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

### III.5.4. Simulation numérique

- Nous présentons sur les figures (III.20.a) , (III.20.b) les tensions de phase, le courant de référence et le courant réel, pour  $\Delta i=0.1A$  et  $\Delta i=1A$  respectivement.
- Nous présentons aussi les résultats de la simulation de l'ensemble onduleur-machine asynchrone triphasée(en charge , à vide) dont les paramètres sont donnés dans l'annexe A1, avec  $\Delta i=0.1A$  (fig.III.21.\*).

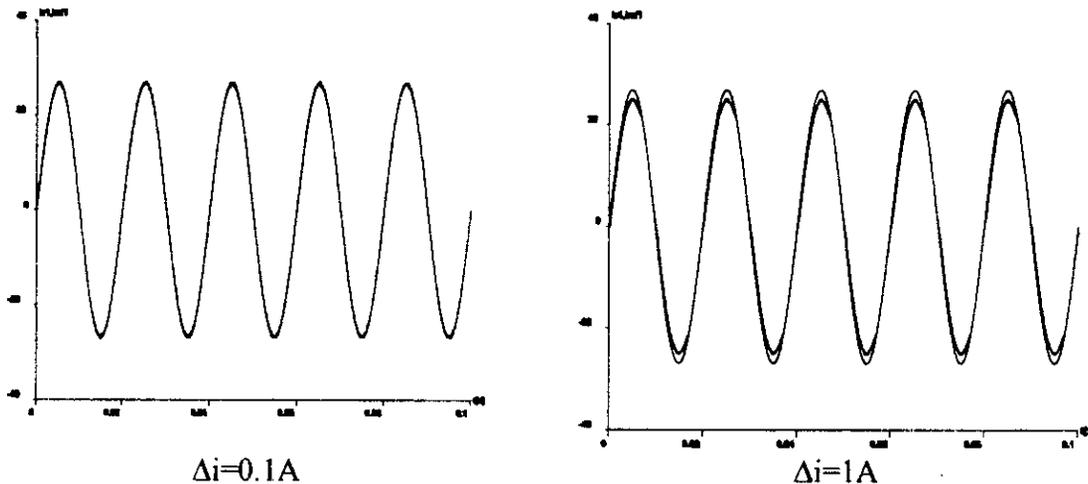
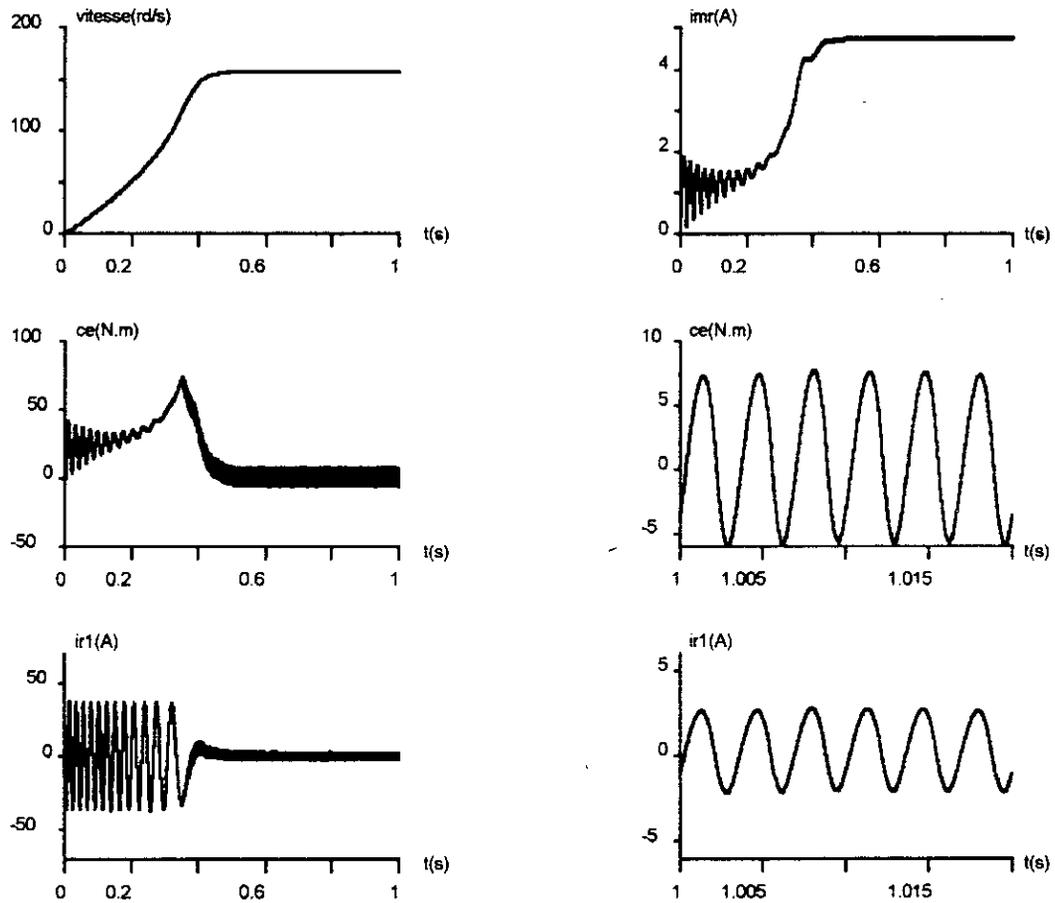


Figure.III.20.\*.courants de référence et réels de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par hystérésis en courant.

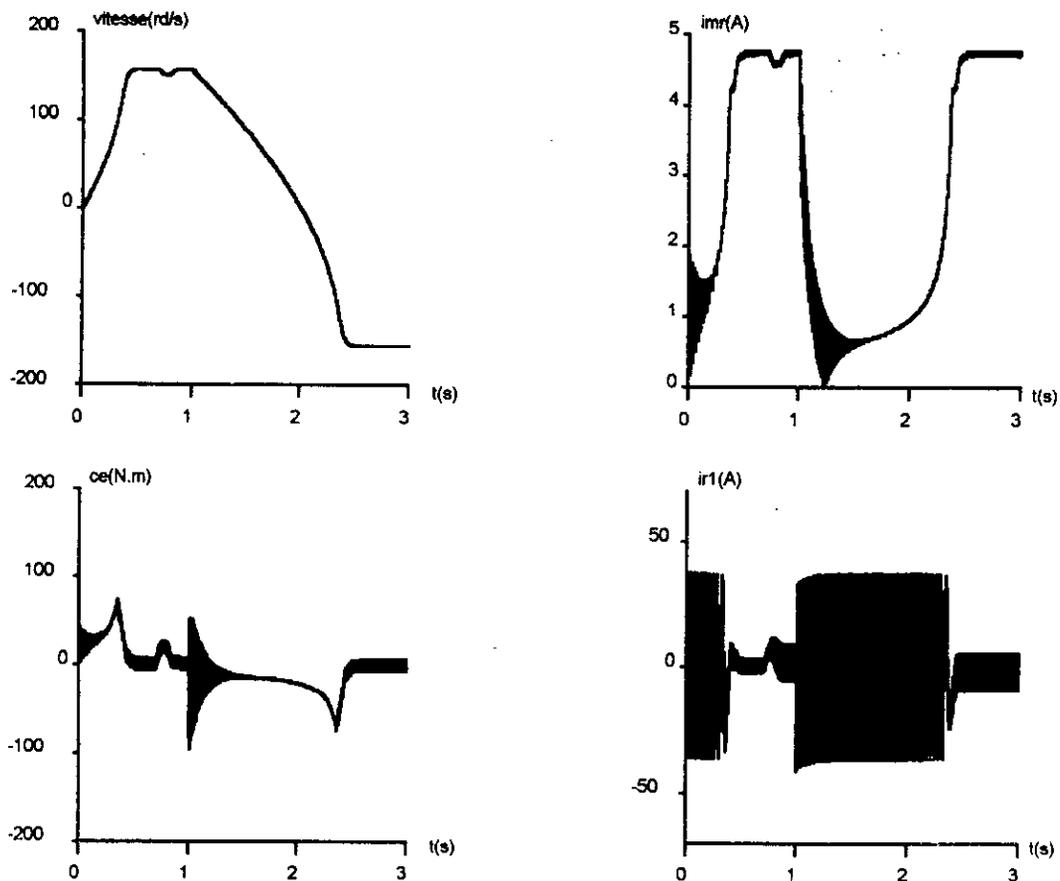
#### Interprétations et commentaires:

Les résultats de simulation de l'association de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie hystérésis .montrent que: Les courants de la machine suivent bien leur références pour une valeur  $\Delta i=0.1A$ , Si on augmente  $\Delta i$  ( $\Delta i=1A$ ), on constate l'apparition d'une différence entre le courant réel et le courant de référence.

Les figures (III.21.\*) montrent les performances de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à trois niveaux commandé par cette stratégie. Nous avons les mêmes performances trouvées sans association, mais on note l'augmentation du temps de réponse de la vitesse. Le couple en régime permanent a une fréquence de six fois celle de la tension de sortie.



**Fig.III.21.a. Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie à hystérésis (à vide).**



**Figure.III.21.b. Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à trois niveaux commandé par la stratégie à hystérésis avec inversion du sens de rotation et application d'une charge de 20N.m entre 0.7s et 0.8s.**

### Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons étudié les différentes stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux. Ces stratégies sont les extensions de celles des onduleurs à deux niveaux. Nous avons montré que l'injection de l'harmonique trois ne modifie pas les caractéristiques de conduite de la machine asynchrone mais permettent d'augmenter la zone linéaire de réglage. Ces stratégies donnent le couple de l'onduleur à trois niveaux à fréquence douze fois, six fois, ou trois fois multiple de celle de la tension de sortie. D'après les résultats de la simulation du fonctionnement de l'association onduleur-machine, on a montré que ces stratégies sont bien adaptées dans les asservissements.

## Chapitre IV

# Commande vectorielle de la machine asynchrone

## INTRODUCTION

Le modèle physique de la machine asynchrone est compliqué à cause du fort couplage entre ses armatures statorique et rotorique. Pour simplifier le modèle physique de cette machine, les chercheurs ont voulu transférer l'expérience du contrôle de la machine à courant continu vers cette machine.

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

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

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

La complexité du modèle de la machine asynchrone nécessite un traitement mathématique pour aboutir à un contrôle semblable à celui de la machine à courant continu. Un de ces traitements mathématiques est l'orientation du champ.

Dans ce chapitre on donne les différents modèles en courant de la machine asynchrone. Après une présentation générale de la commande vectorielle, on montre le découplage obtenu entre le couple et le flux d'un moteur asynchrone commandé par ce type de contrôle.

**NB:** Puisque les paramètres rotoriques ne sont pas accessibles dans un moteur à cage on évite toujours de les utiliser. C'est pour cette raison qu'on utilise l'image des grandeurs rotoriques.

### IV.1. Choix du référentiel

Pour réaliser le contrôle vectoriel, il faut que le repère( d, q) et le flux aient la même vitesse de rotation. Il apparaît donc nécessaire de choisir un référentiel lié au champ tournant. Le nouveau modèle de la machine est donné en annexe A2.

### IV.2. Modèle en courant de la machine asynchrone triphasée

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en courant, Les courants statoriques  $(i_{ds}, i_{qs})$  et la vitesse de glissement  $(w_r)$  sont considérés comme variables de commande, le couple résistant  $(c_r)$  comme perturbation .

On distingue trois types de modèles: modèle du flux rotorique ,statorique et magnétisant, mais nous nous intéressons au modèle du flux rotorique.

#### IV.2.1. Modèle du flux rotorique commandé en courant

D'après les équations (A.3) et (A.7) on a:

$$\frac{d\phi_{dr}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \cdot \phi_{dr} + w_r \cdot \phi_{qr} + \frac{M}{T_r} \cdot i_{ds} \quad (\text{IV.1})$$

et d'après l'équation (A.4) et (A.8) on a:

$$\frac{d\Phi_{qr}}{dt} = -\frac{l}{T_r} \cdot \Phi_{qr} - w_r \Phi_{dr} + \frac{M}{T_r} \cdot i_{qs} \quad (\text{IV.2})$$

avec(A.11) :

$$C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (\text{IV.3})$$

on pose :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = M \cdot i_{dmr} \\ \Phi_{qr} = M \cdot i_{qmr} \\ \Phi_r = M \cdot i_{mr} \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

En introduisant (IV.4) dans (IV.3),(IV.2) et (IV.1) on trouve le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_{dmr}}{dt} = -\frac{l}{T_r} \cdot i_{dmr} + w_r \cdot i_{qmr} + \frac{i_{ds}}{T_r} \\ \frac{di_{qmr}}{dt} = -\frac{l}{T_r} \cdot i_{qmr} - w_r \cdot i_{dmr} + \frac{i_{qs}}{T_r} \\ c_{em} = p \cdot m \cdot \frac{3}{2} \cdot (i_{dmr} \cdot i_{qs} - i_{qmr} \cdot i_{ds}) \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

avec l'équation mécanique:

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = c_e - c_r - f_r \cdot \Omega \quad (\text{IV.6})$$

et:

$$\begin{cases} w = p \cdot \Omega \\ w_r = w_s - w \\ i_{mr} = \sqrt{\frac{2}{2} i_{dmr}^2 + \frac{2}{2} i_{qmr}^2} \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

Le schéma fonctionnel de ce modèle est donné sur la figure IV.1.

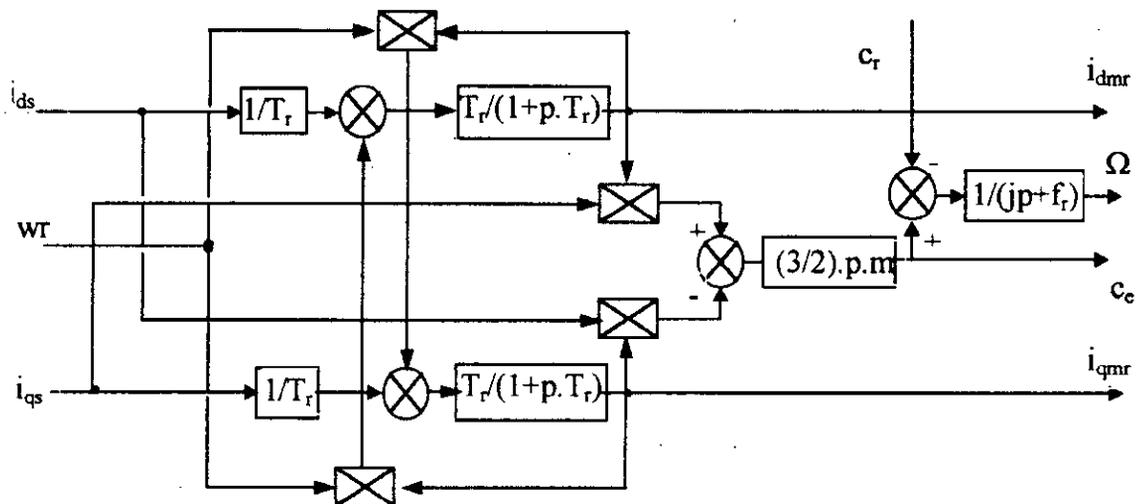


Figure.IV.1.Modèle de la machine asynchrone commandée en courant.

#### IV.2.2.Simulation numérique

La simulation numérique d'une machine asynchrone commandée en courant a donné les résultats montrés sur les figures (IV.2) , (IV.3).

#### Interprétations et commentaires

Pour un courant statorique direct égal à 11A et un courant en quadrature nul, le comportement de la machine asynchrone est décrit sur les figures V.2 et IV.3.

Pour un démarrage à vide, et après un régime transitoire qui dure environ 4.5s (La machine alimentée en courant démarre plus lentement en comparaison avec la machine alimentée en tension).

- Le couple électromagnétique se stabilise a une valeur de 1.26 N.m qui compense les pertes par frottement, après avoir atteint une valeur maximale de 19N.m lors du régime transitoire.
- La vitesse de rotation atteint la valeur nominale de 1480 tr/mn.
- Les courants rotoriques directs  $i_{dr1}$  et en quadrature  $i_{qr1}$  s'annulent, ce qui s'explique par l'absence de la charge.
- Le courant magnétisant (image du flux )se stabilise à une valeur de 12 A, ainsi que le courant magnétisant en quadrature .

On remarque que:

- L'allure de la composante directe du courant magnétisant est semblable à celle du module du courant magnétisant, alors que l'allure de la composante en quadrature est semblable à celle du couple électromagnétique.
- L'allure du courant magnétisant est analogue a celle du courant rotorique direct à un signe près.
- L'allure du couple électromagnétique et du courant rotorique en quadrature sont identiques à un signe près.

Dans le deuxième cas, on applique une charge de valeur  $C_r=20N.m$  qui dure entre 6s et 7s,nous avons trouvé les résultats suivants:

- Le couple électromagnétique réagit à cette perturbation, et se fixe après un régime transitoire à une valeur qui avoisine 21,6N.m. qui compense le couple résistant et les pertes par frottements.
- La vitesse de rotation subit une faible variation lors de l'application de cette charge.
- Le courant magnétisant a une légère diminution lors de l'application de cette charge. Cette variation indique le couplage existant entre le couple et le courant magnétisant.

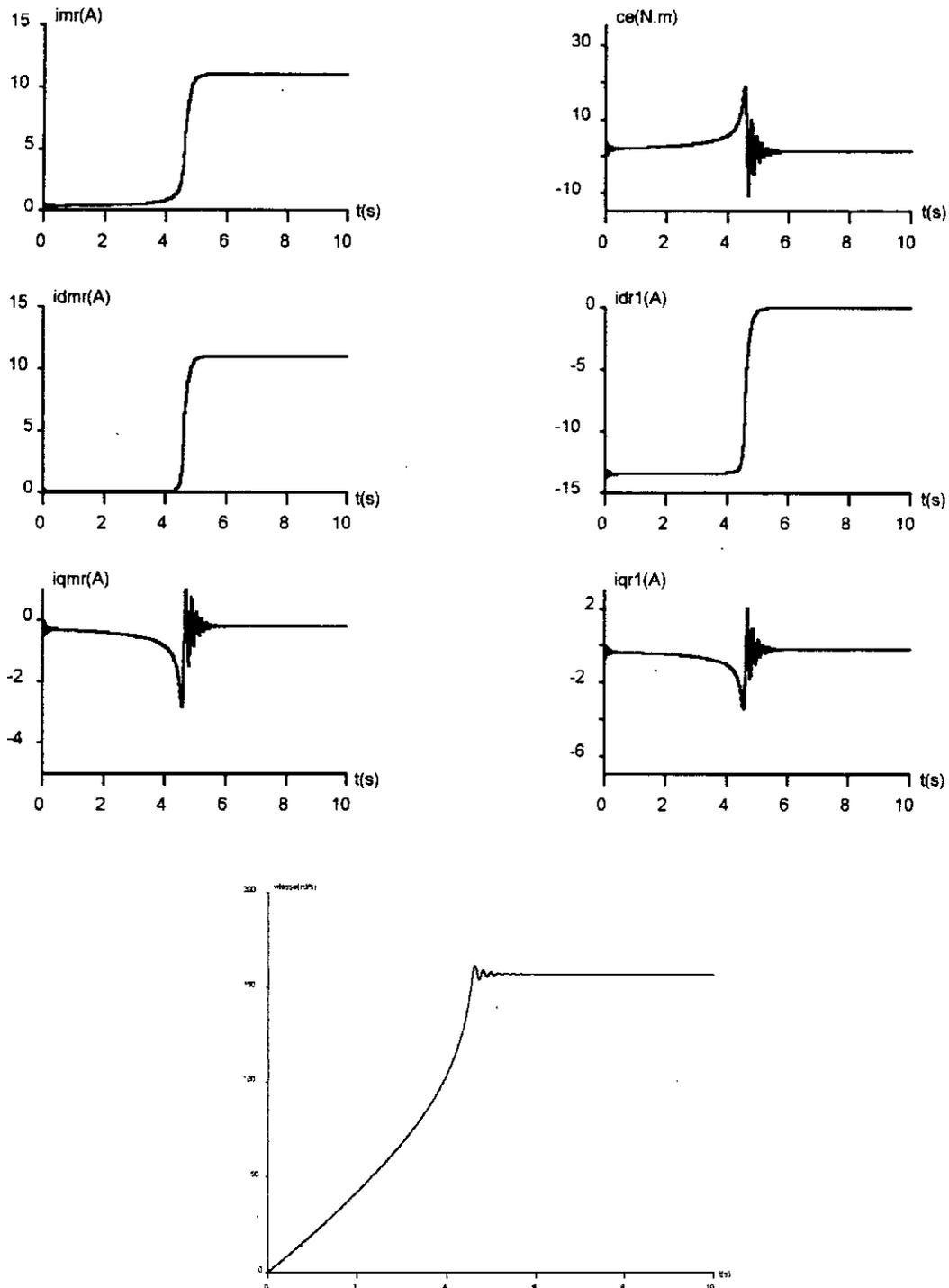
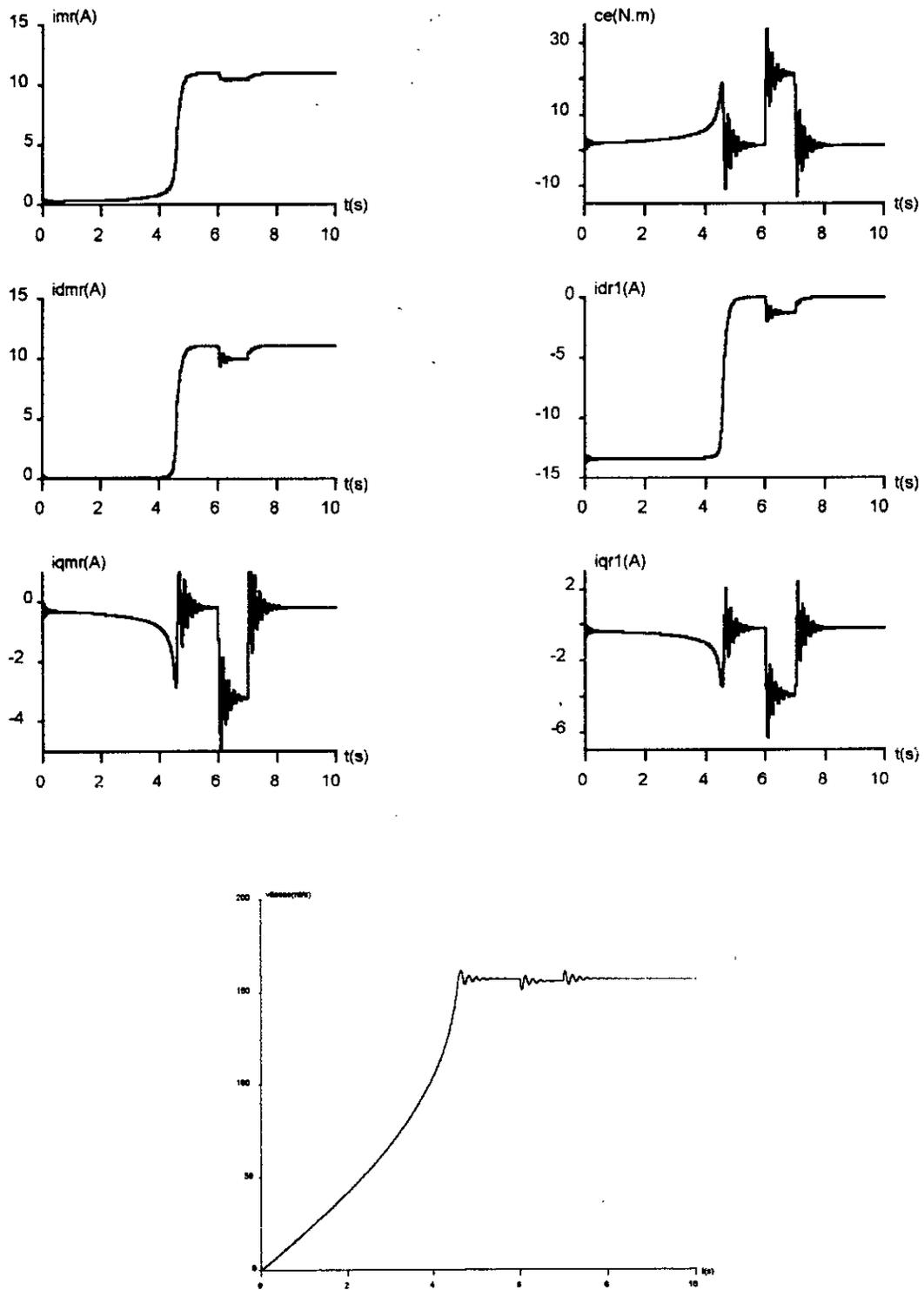


Fig.IV.2. Modèle du flux rotorique commandé en courant(démarrage a vide)



**Fig.IV.3. Modèle de flux rotorique commandé en courant avec application d'une charge entre 6s et 7s de  $c_r=20N.m$ .**

### IV.3.principe de la commande vectorielle

Les principes de bases de la commande vectorielle ont été réalisés dans les années 70 par HASS et BLASCHKE. Ces bases consistent à assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu (figure.IV.4)

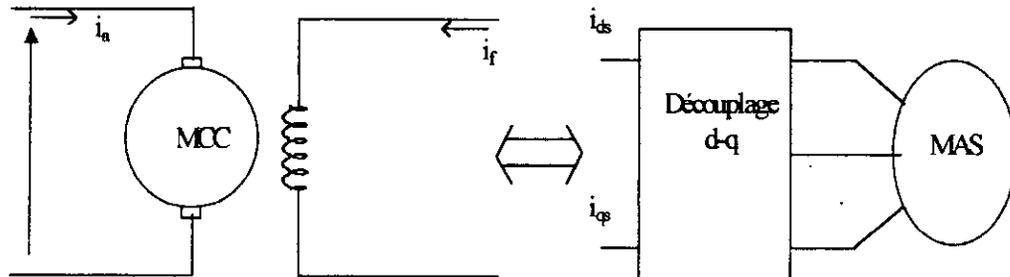


Figure.IV.4. Principe de la commande vectorielle

Grâce à cette nouvelle technique de commande, on arrive à obtenir des commandes de vitesse, de position et de couple de la machine asynchrone avec des bonnes performances. Ce type de commande est actuellement le plus performant pour la commande des machines alternatives. Cette commande est basée sur l'orientations du flux ou courant.

Nous pouvons donc orienter le flux de trois façons:

- Soit le flux rotorique avec les conditions:

$$\phi_{dr} = \phi_r \quad ; \quad \phi_{qr} = 0$$

- Soit le flux statorique avec les conditions:

$$\phi_{ds} = \phi_s \quad ; \quad \phi_{qs} = 0$$

- Soit le flux d'entrefer avec les conditions:

$$\phi_{dm} = \phi_m \quad ; \quad \phi_{qm} = 0$$

En conclusion, doit être le flux est contrôlé uniquement par  $i_{ds}$  et le couple électromagnétique par  $i_{qs}$ .

#### IV.3.1 Orientation du flux rotorique:

L'axe direct du rotor est choisi de telle façons qu :  $\Phi_{dr} = \Phi_r$  et  $\Phi_{qr} = 0$  (Figure.IV.5). Les équations de la machine deviennent:

$$\Phi_r = \frac{M \cdot i_{ds}}{1 + T_r \cdot p} \quad (IV.8)$$

$$w_r = \frac{M}{T_r \cdot \Phi_r} \cdot i_{qs} \quad (IV.9)$$

$$c_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{qs} \tag{IV.10}$$

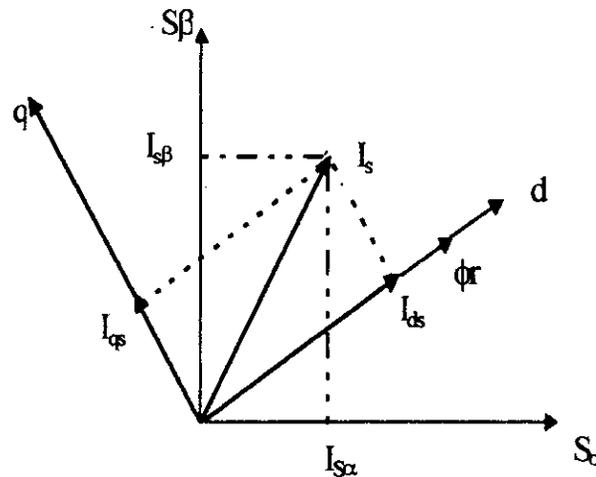


Fig.IV.5 Référentiel lié au flux rotorique.

Si on introduit le système d'équations (IV.4) dans les équations précédentes on trouve:

$$i_{mr} = \frac{i_{ds}}{1 + T_r \cdot p} \tag{IV.11}$$

$$w_r = \frac{1}{T_r \cdot i_{mr}} \cdot i_{qs} \tag{IV.12}$$

$$c_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot m \cdot i_{mr} \cdot i_{qs} \tag{IV.13}$$

Le schéma bloc du couplage est donné par la (figure.IV.6).

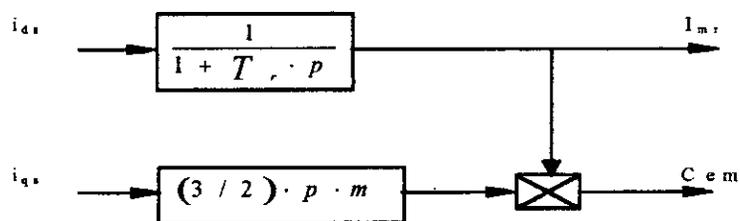


Figure.IV.6.Découplage par orientation du flux rotorique.

D'après les équations (IV.8), (IV.10) et la (Fig.IV.6), nous remarquons que le flux rotorique est commandé par la seule composante  $i_{ds}$  du courant statorique. Le couple électromagnétique est par contre commandé par l'autre composante  $i_{qs}$ .

### IV.3.2. Orientation du flux statorique

L'axe direct d est choisi tel que :  $\Phi_{ds} = \Phi_s$  et  $\Phi_{qs} = 0$  (Figure.IV.7) Les équations de la machine deviennent:

$$\Phi_s = \frac{(1 + T_r \cdot p) \cdot L_s \cdot i_{ds} - L_s \cdot \sigma \cdot T_r \cdot \omega_r \cdot i_{qs}}{1 + T_r \cdot p} \quad (\text{IV.14})$$

$$\omega_r = \frac{\frac{i_{qs}}{\sigma \cdot T_r} + p \cdot i_{qs}}{\frac{\Phi_s}{\sigma \cdot L_s} - i_{ds}} \quad (\text{IV.15})$$

$$c_{em} = p \cdot \Phi_s \cdot i_{qs} \quad (\text{IV.16})$$

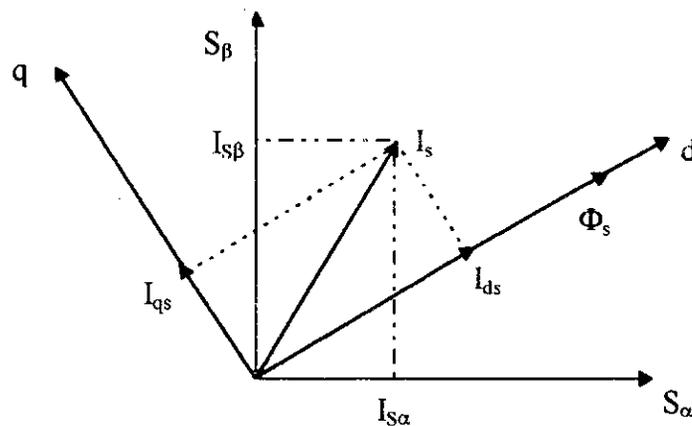


Figure.IV.7. Référentiel lié au flux statorique.

Le schéma bloc du couplage est donné par la (figure.IV.8)

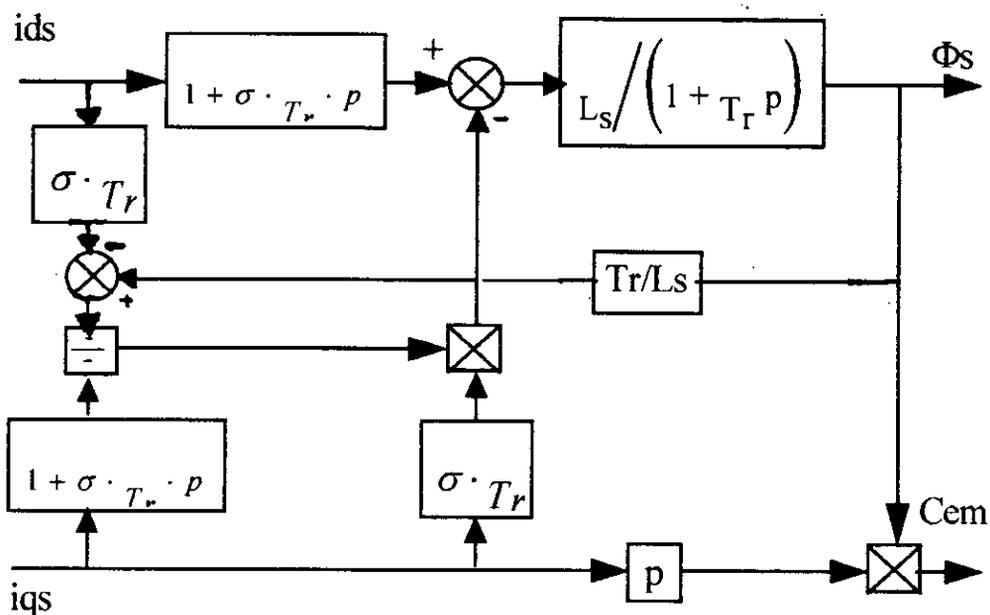


Figure.I.V.8. Découplage par orientation du flux statorique.

Les équations (IV.14), (IV.16) et la figure.(IV.8) montrent que les courants  $i_{qs}$  et  $i_{ds}$  ne sont pas découplés. D’où la nécessité d’un circuit de découplage entre ces deux grandeurs lors de l’implémentation de la commande.

**IV.3.3. Orientation du flux magnétisant**

l’axe direct d est tel que:  $\Phi_{dm} = \Phi_m$  et  $\Phi_{qm} = 0$  (figure.IV.9)

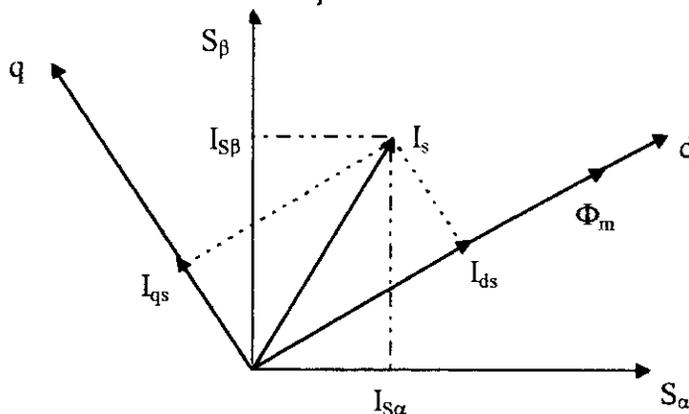


Figure.IV.9.Référentiel lie au flux magnétisant.

Les équations de la machine deviennent :

$$\Phi_m = \frac{(1 + p \cdot T_{rl}) \cdot M \cdot i_{ds} - M \cdot T_{rl} \cdot \omega_r \cdot i_{qs}}{1 + p \cdot T_r} \tag{IV.17}$$

$$\omega_r = \frac{\frac{i_{qs}}{T_{rl}} + \frac{di_{qs}}{dt}}{\frac{\Phi_m}{\sigma \cdot M} - i_{ds}} \quad (IV.18)$$

$$C_{em} = p \cdot \Phi_m \cdot i_{qs} \quad (IV.19)$$

avec:

$$T_{rl} = \frac{(L_r - M)}{R_r}$$

Le schéma bloc du couplage est donné sur la figure IV.10.

Comme précédemment, on voit la nécessité d'un circuit de découplage entre le couple et le flux (Les résultats précédents (§IV.3.2) sont valables ici).

**NB:** Dans le cadre de ce travail, on s'intéresse au découplage par orientation du flux rotorique.

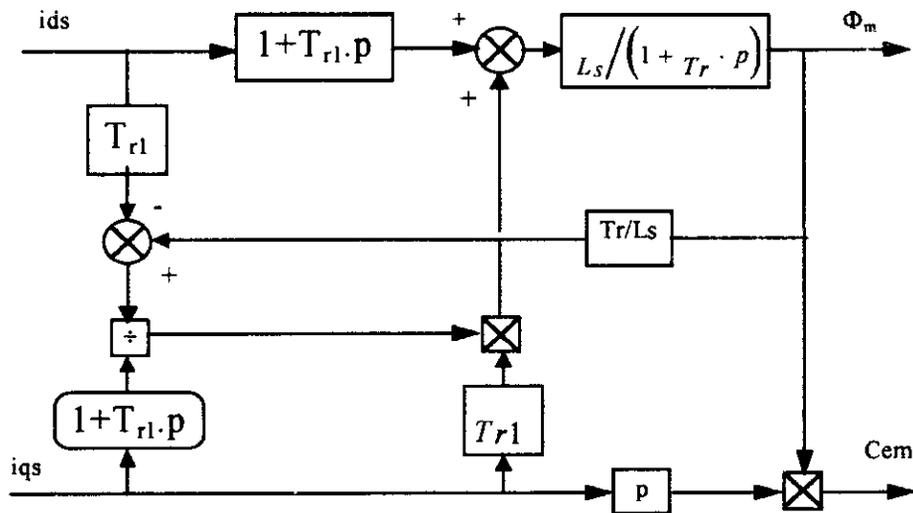


Figure.IV.10. Découplage par orientation du flux magnétisant.

#### IV.4. Structure de commande en courant par orientation du flux rotorique

considérons le flux rotorique ( $I_{mr-ref}$ ) et le couple ( $c_{e-ref}$ ) comme références de commande. D'après les équations de découplage (IV.8), (IV.9) et (IV.10) le schéma bloc de la structure de commande en courant est le suivant.

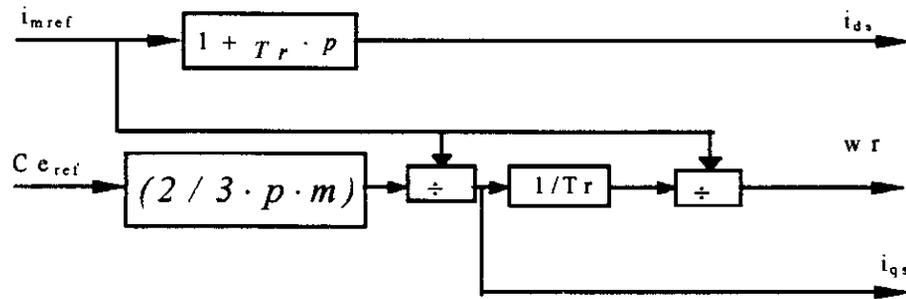


Figure.IV.11. Schéma de structure de commande en courant par orientation du flux rotorique.

#### IV.4.1.Simulation numérique:

pour valider la structure de commande par orientation du flux rotorique pour un fonctionnement voisin du régime nominal, nous considérons  $I_{m\text{-ref}}=4$  A et un couple de référence représenté sur la figure.(IV.12). Nous avons appliqué au modèle de la machine alimentée en courant. Les résultats de simulation sont représentés à la Fig.(IV.13)

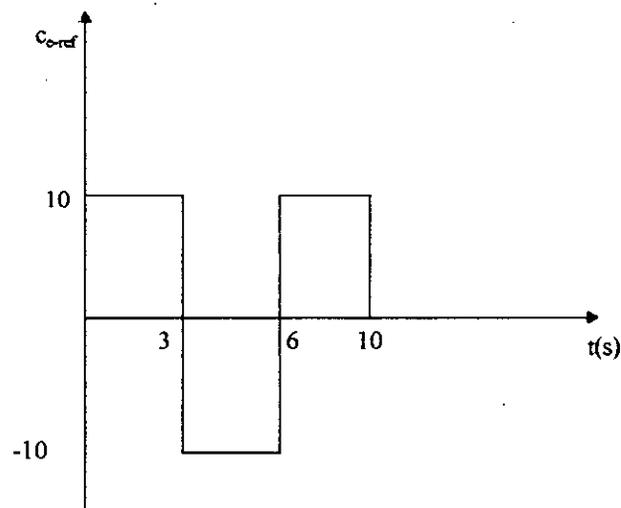


Fig.IV.12. Référence de couple ( $c_{\text{ref}}$ ).

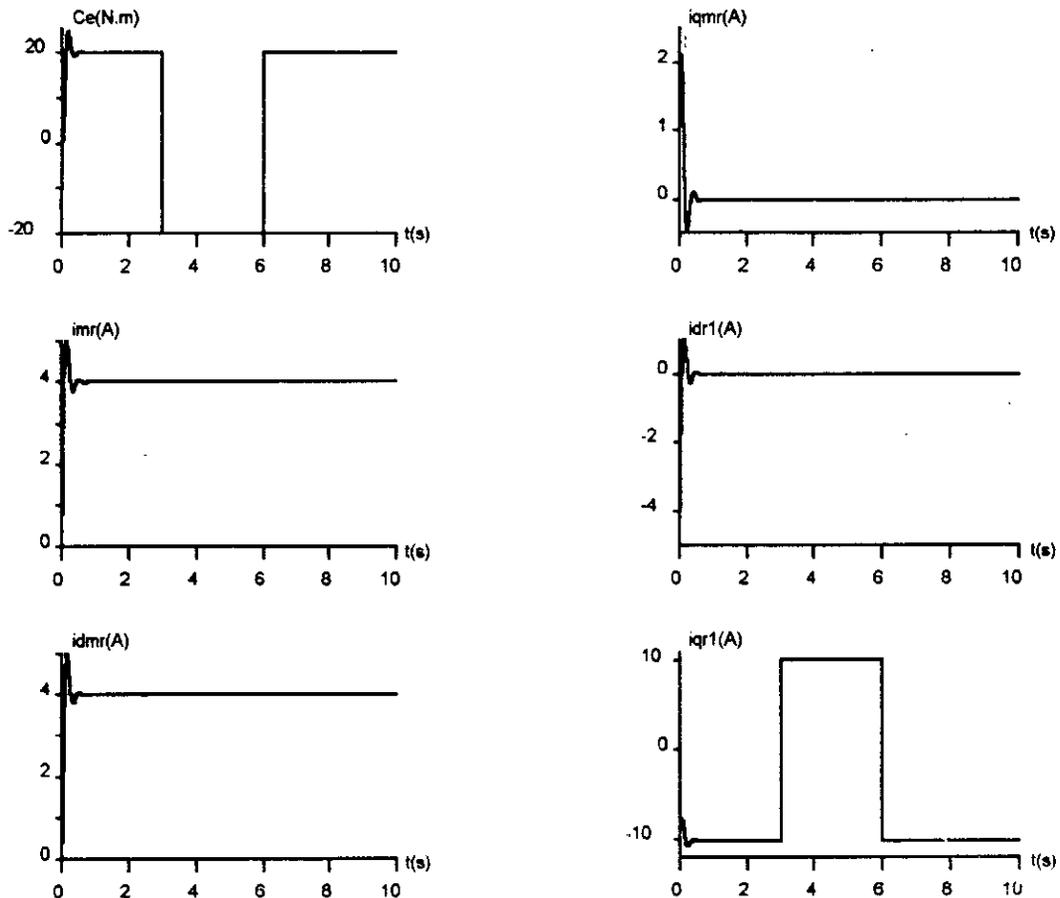


Fig.IV.13.Orientation du flux rotorique, application sur le modèle de la machine commandé en courant.

### Interprétations et commentaires:

Les courbes obtenues montrent clairement l'orientation du flux rotorique, et le découplage entre celui-ci et le couple électromagnétique.

- Le couple et le flux atteignent leurs valeurs de référence respectives au bout d'un temps de réponse égal à 0.45 seconde. Nous remarquons que la réponse du couple instantané ne présente aucun dépassement, ni erreur statique (mis à part le faible dépassement à l'initialisation).
- Nous constatons que malgré les variations brusques du couple, le flux rotorique ( $I_{mr}$ ) représenté par les composantes  $\Phi_{dr}$  ( $I_{dmr}$ ),  $\Phi_{qr}$  ( $I_{qmr}$ ) reste constant. Par conséquent, ceci nous permet de conclure à un découplage entre le couple et le flux.
- Nous constatons que la composante directe du flux ( $I_{dmr}$ ) est parfaitement identique à son module alors que la composante inverse  $\Phi_{qr}$  ( $I_{qmr}$ ), s'annule en régime établi. Le vecteur du flux rotorique  $\Phi_r$  ( $I_{mr}$ ) est bien orienté suivant l'axe  $O_d$  du référentiel d'observation(d, q).

### **Conclusion:**

Dans ce chapitre, nous avons étudié:

- Le modèle en courant de la machine asynchrone triphasée
- Nous avons montré le couplage naturel existant entre le couple et le flux.
- Une synthèse des différentes méthodes d'orientation du flux. a été effectuée Ces analyses nous ont permis d'orienter notre choix vers le découplage par orientation du flux rotorique pour ses avantages par rapport aux autres (orientation du flux statorique, magnétisant).

Enfin, nous avons appliqué le découplage par orientation du flux rotorique sur le modèle en courant de la machine asynchrone triphasée et nous avons montré le découplage total entre le couple et le flux.

Le chapitre suivant sera consacré à l'implémentation de la commande vectorielle sur la machine asynchrone alimentée par onduleur à trois niveaux.

# Chapitre V

Implantation de la  
commande vectorielle sur la  
machine asynchrone

## INTRODUCTION

Dans ce dernier chapitre on étudie la commande en vitesse de la machine asynchrone triphasée utilisant une alimentation fiable  $U_c$  et un onduleur à trois niveaux. Nous présentons dans ce chapitre les parties suivantes:

- Une présentation générale de la commande vectorielle directe et indirecte.
- La commande vectorielle directe de la machine asynchrone triphasée par orientation du flux rotorique. L'onduleur triphasé à trois niveaux alimentant le moteur triphasé est commandé par la stratégie hystérésis.

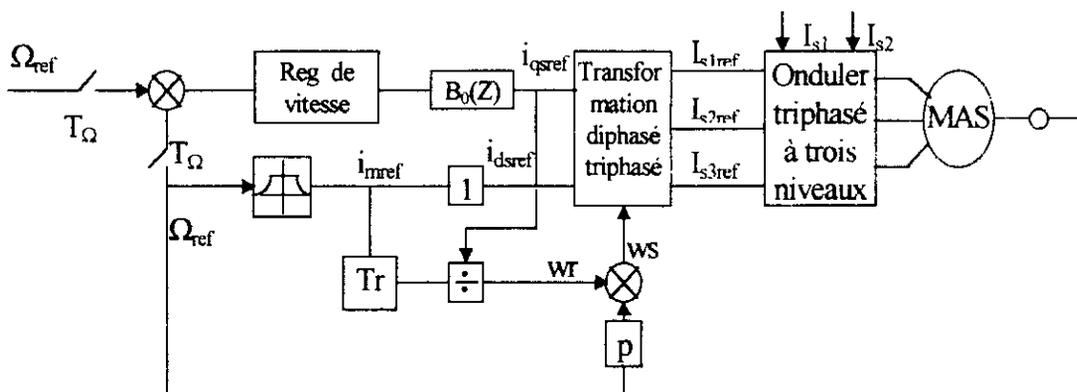
### V.1. Méthode indirecte

#### V.1.1. Principe

La commande vectorielle indirecte permet le contrôle de la vitesse par contre réaction et le contrôle du module du flux par réaction.

#### V.1.2. Schéma fonctionnel

Le schéma fonctionnel d'une régulation de vitesse est donné par la Figure V.1.



**Fig.V.1. Asservissement de vitesse d'une machine asynchrone triphasée par la méthode indirecte.**

Le schéma fonctionnel de la figure V.1 présente les éléments suivants:

- Un bloc de défluxage, assure le fonctionnement à flux constant ou à couple constant pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale ( $\Omega_n$ ), et au-delà de cette valeur il permet de diminuer le couple, dans ce cas il assure un fonctionnement à puissance constante. Le défluxage est défini par la non - linéarité suivante:

$$i_{mr} = \begin{cases} (i_{mr})_n & \text{si } \Omega < \Omega_n \\ \frac{(i_{mr})_n \cdot \Omega_n}{\Omega} & \text{si } \Omega > \Omega_n \end{cases}$$

- Un bloc de limitation en série entre les courants de référence et l'onduleur pour des raisons de sécurité.

La position du flux rotorique est calculée à partir de la relation (IV:12) et la vitesse mesurée. Le signal d'erreur  $\varepsilon$  entre la vitesse de consigne et la vitesse mesurée est traité directement par une régulation numérique qui fournit la référence du courant  $i_{qs}$ .

### V.1.3. Inconvénients de la méthode indirecte

La méthode indirecte nécessite une bonne connaissance de la position du flux rotorique. Les paramètres rotoriques sont très sensibles à la température, à l'état magnétique de la machine et à la vitesse rotorique  $\omega_r$  (l'effet de peau). Comme on ne dispose pas d'un système de régulation de flux, la variation de la constante  $T_r$  conduit à une erreur sur la détermination de la position du flux rotorique, ce qui introduit un couplage entre le flux et le couple.

Cette méthode de contrôle ne peut pas garantir de bonnes performances.

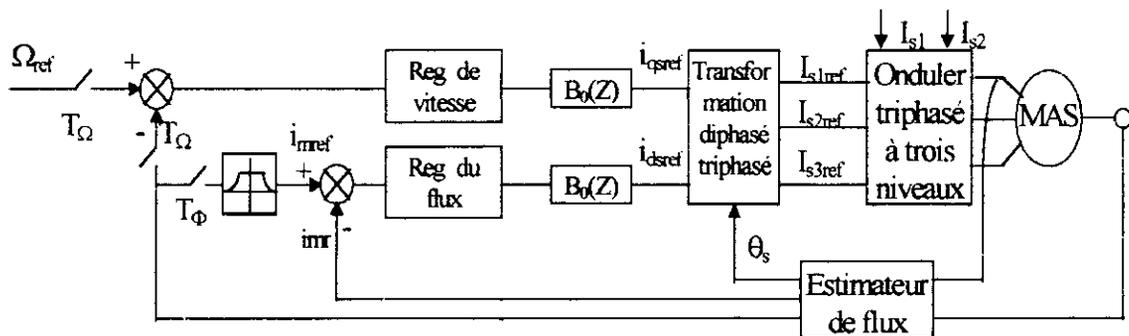
## V.2. Méthode directe

### V.2.1. Principe

Dans la commande vectorielle directe le module du flux rotorique et la vitesse de rotation sont contrôlés par contre réaction.

### V.2.2. Le schéma fonctionnel

Le schéma fonctionnel d'une régulation de position est donné dans la figure V.2.



**Fig.V.2. Asservissement de vitesse d'une machine asynchrone triphasée par la méthode du flux orienté direct.**

La différence principale entre la commande directe et indirecte consiste dans le fait que dans la commande indirecte la pulsation statorique est reconstituée à l'aide de la pulsation de glissement de référence, tandis que dans la commande directe, elle est directement calculée à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

La contre réaction du flux se fait par plusieurs techniques :

- Utilisation de capteur de flux : Le flux est déterminé en utilisant des capteurs placés convenablement dans l'entrefer de la machine, ces capteurs peuvent être :
  - Des capteurs à effet hall placés orthogonalement l'un par rapport à l'autre au bout de l'enroulement statorique. Le flux global est obtenu avec un traitement de ces valeurs. Le flux mesuré est alors sensible aux encoches rotoriques et contient de nombreux harmoniques.
  - Des bobinages supplémentaires aux bornes du moteur peuvent donner une image du flux rotorique.
- Modèle dynamique du flux :

Pour éliminer les difficultés obtenues à cause de l'utilisation des capteurs, les chercheurs ont développé des modèles dynamiques de flux. Ces modèles permettant la détermination de la phase et l'amplitude de flux à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor. Les équations de découplages (V.11) et (V.12) caractérisent le modèle. Le schéma bloc correspondant est donné sur la figure V.3.

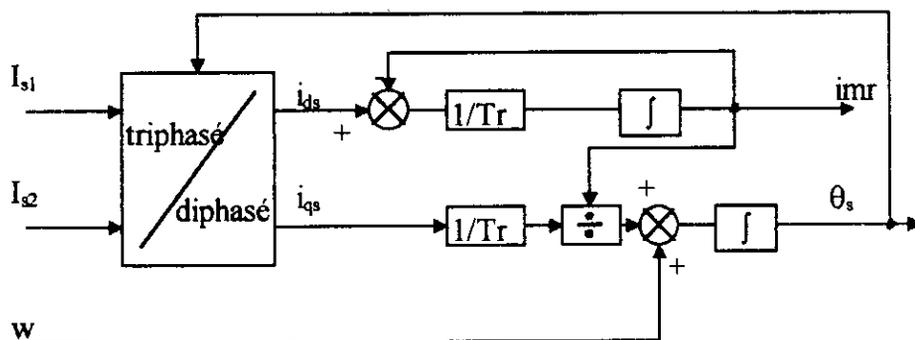


Fig.V.3. Schéma bloc de l'estimateur du flux rotorique.

### V.3.Calcul des régulateurs

#### V.3.1.Boucle de la vitesse

En supposant les courants statoriques égaux à leurs courants de référence, la boucle d'asservissement de la vitesse du moteur triphasé se réduit à celle représentée sur la figure V.4.

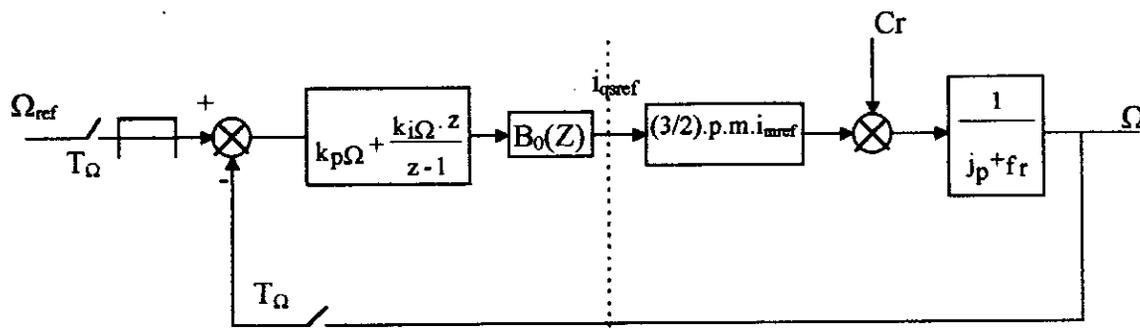


Fig.V.4. La boucle de vitesse de la machine asynchrone triphasée.

Les paramètres du régulateur PI sont déterminés par l'imposition des pôles afin d'avoir en boucle fermée:

Un amortissement  $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$  (critère d'ajustement optimal).

Une pulsation  $\omega_n \Omega = \frac{6 \cdot \xi}{T_{rep}}$  ( $T_{rep}$ : temps de réponse de la vitesse).

### V.3.2. Boucle de flux

Le flux rotorique  $\Phi_r$  étant proportionnel au courant magnétisant  $i_{mr}$  ( $\Phi_r = \frac{3}{2} \cdot M_{sr} \cdot i_{mr}$ ). L'asservissement du flux rotorique est effectué en régulant le courant magnétisant  $i_{mr}$  (Figure V.5).

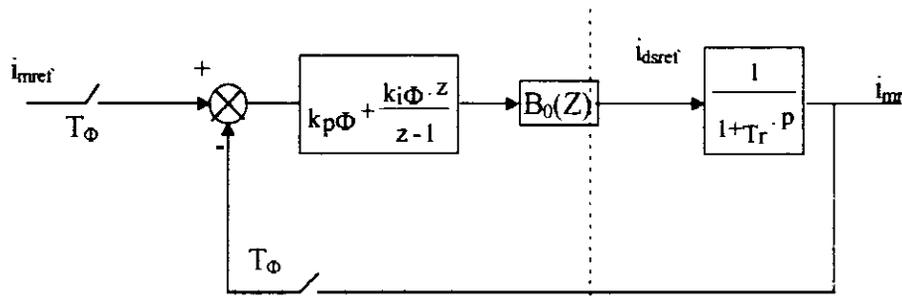


Fig.V.5. La boucle de flux (courant de la machine asynchrone triphasée).

On suppose les courants statoriques égaux à leurs références. Les paramètres du régulateur PI sont déterminés par l'imposition des pôles afin d'avoir en boucle fermée :

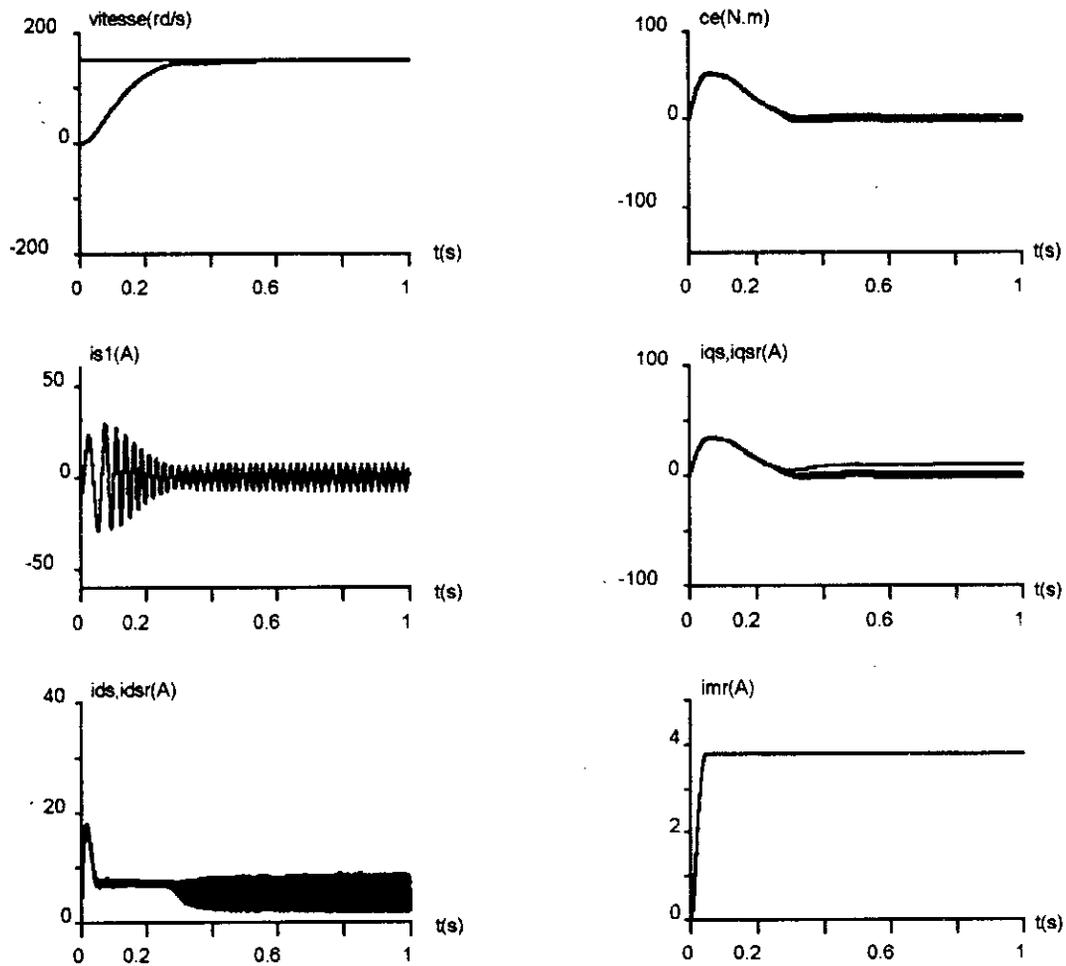
Un amortissement  $\xi_\Phi$  (critère d'ajustement optimal).

Une pulsation propre  $\omega_n \Phi = \frac{6 \cdot \xi}{T_{rep}}$  ( $T_{rep}$ : temps de réponse du flux).

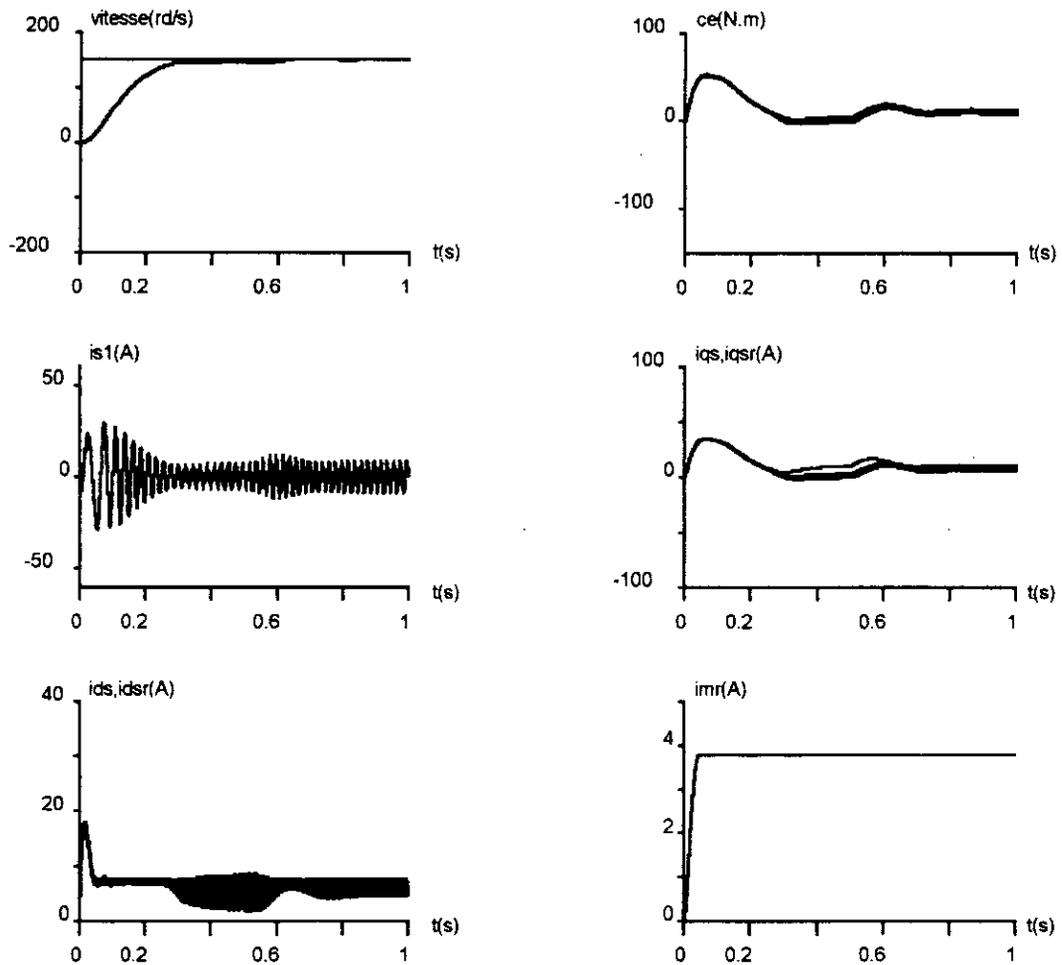
### V.4. Commande en vitesse de la machine asynchrone triphasée

Les figures V.6 à V.9 montrent les performances de l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone triphasée utilisant la commande vectorielle directe. Le moteur triphasé est alimenté par un onduleur triphasé à trois niveaux, qui est lui-même alimenté par une source de tension continue fiable. L'onduleur triphasé est commandé par la stratégie à hystérésis en courant. Les paramètres des régulateurs numériques de flux et de vitesse sont:

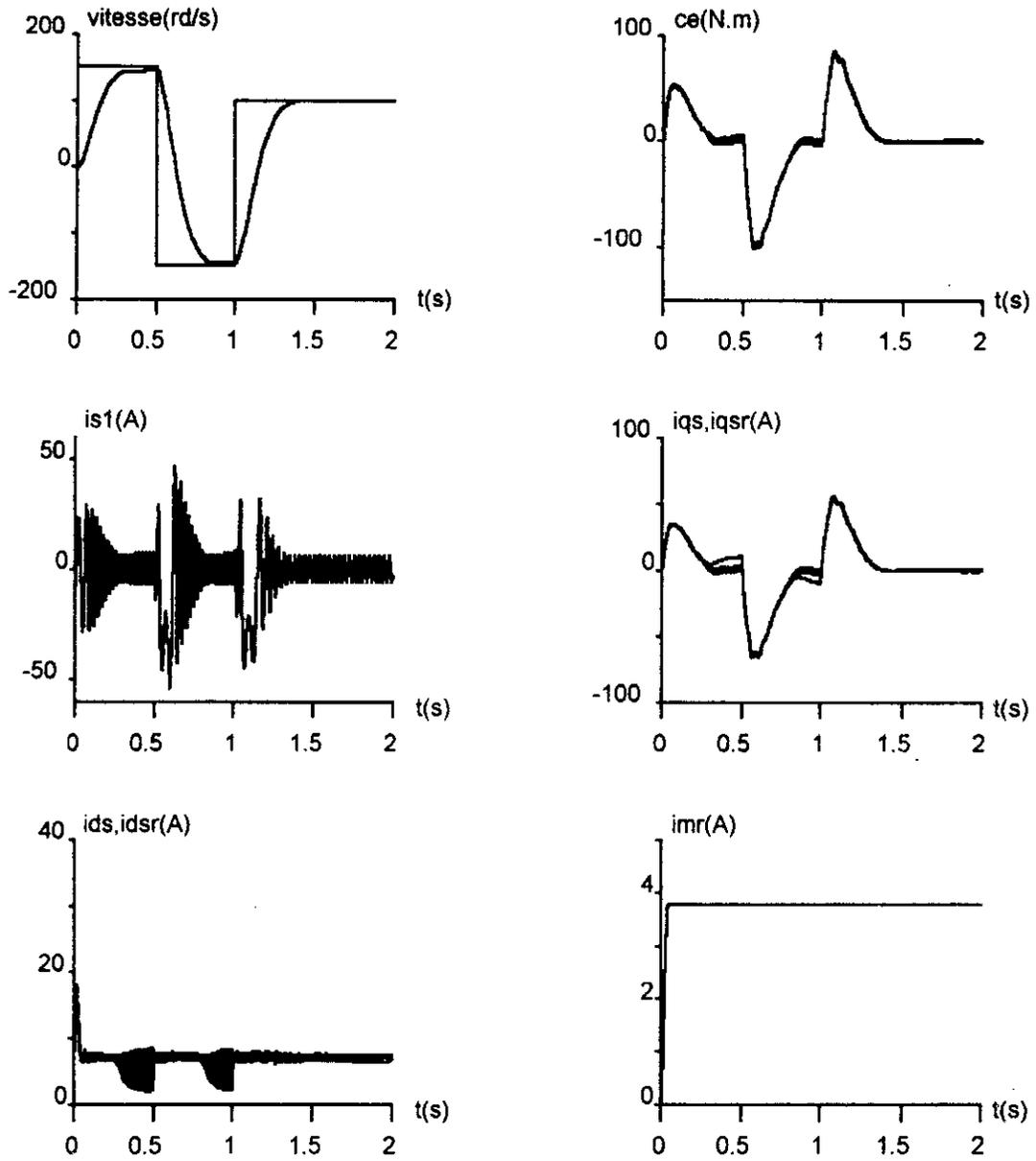
- Régulateur PI de la boucle de flux :  $T_\Phi = 10^{-4}$  s,  $K_{p\Phi} = 12.025$ ,  $K_{i\Phi} = 0.07104$  s<sup>-1</sup>
- Régulateur PI de la boucle de vitesse:  $T_\Omega = 10^{-4}$  s,  $K_{p\Omega} = 0.9621$ ,  $K_{i\Omega} = 7.25 \cdot 10^{-4}$  s<sup>-1</sup>



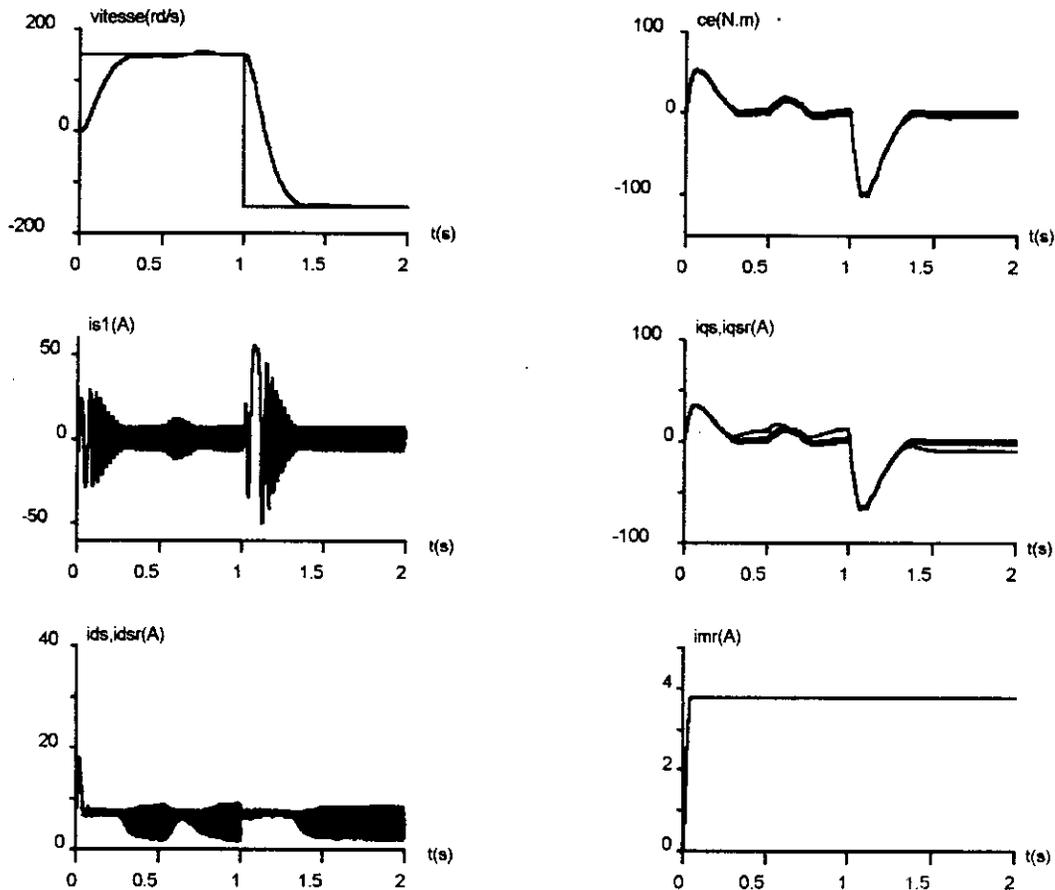
**Fig.V.6. Les performances de l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à trois niveaux utilisant la commande vectorielle directe(à vide ).**



**Fig.V.7. Les performances de l'asservissement de vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à trois niveaux utilisant la commande vectorielle directe (application d'une charge de 20 N.m après  $t=0.5$ s).**



**Fig.V.8. Les performances de conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à trois niveaux en utilisant la commande vectorielle directe (inversion du sens de rotation).**



**Fig.V.9.les performances de conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par onduleur à trois niveaux utilisant la commande vectorielle directe (inversion du sens de rotation, application d'une charge).**

### Interprétations et commentaires

Les résultats de simulation montrent les performances de conduite de la machine asynchrone alimentée par un onduleur à trois niveaux, dont les paramètres sont indiqués dans l'annexe A1, avec régulation de la vitesse et du courant magnétisant.

La figure(V.6) montre que :

- La vitesse réelle suit la référence  $\Omega_{ref}$  après un temps de réponse de 0.27s.
- Le couple se stabilise à une valeur de 1.26Nm qui compense les pertes par frottements, et atteint une valeur maximale de 50 Nm.
- Le courant statorique  $i_{qs}$  suit également sa référence  $i_{qsref}$ . On remarque aussi que le couple est bien proportionnel au courant  $i_{qs}$ .
- Le courant magnétisant ( image du flux) se stabilise à une valeur de 3.8 A après un temps de réponse de 0.05s.
- Le courant  $i_{ds}$  suit sa référence  $i_{dsref}$  après un temps de réponse de 0.05s. On remarque aussi que le courant magnétisant lui est bien proportionnel .
- Le courant  $i_{s1}$  de la première phase statorique atteint la valeur maximale égale à 30A.

Sur la figure V.9 on simule l'inversion du sens de rotation de la machine et on constate que :

- La vitesse et le courant iqs suivent leurs références.
- Le couple atteint à l'inversion la valeurs maximale de 70 Nm.
- La variation du couple et de la vitesse n'influence pas le courant magnétisant
- Le courant de la première phase statorique atteint à l'inversion la valeur maximale de 52A.

Sur la figure V.7 on applique une charge de 20 Nm, on remarque cette fois-ci que :

- La vitesse de rotation  $\Omega$  et le courant iqs suivent leurs références respectives.
- Le couple se stabilise à une valeur de 21.6 Nm.
- La variation de la charge n'influe pas sur le courant magnétisant.

Sur la figure V.8 on applique une charge avec inversion du sens de rotation. On constate les mêmes résultats.

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée par orientation du flux rotorique .L'onduleur triphasé à trois niveaux alimentant le moteur triphasé est commandé par la stratégie hystérésis.

D'après les résultats obtenus, nous concluons que :

- Le couple est commandé par le courant en quadrature de courant iqs.
- Le courant magnétisant (image de flux) est commandé par la composante directe du courant statorique.

Les résultats présentés montrent également que le variateur de vitesse utilisé, à savoir l'onduleur à trois niveaux présente de bonnes performances dynamiques quand il est contrôlé en vitesse.

On conclue que l'utilisation de l'orientation du flux rend l'ensemble convertisseur statique-machine asynchrone assimilable à une machine à courant continu du point de vue facilité de commande.

# Conclusion générale

## CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'étude des performances d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur multiniveaux (à trois niveaux), commandée par la méthode du flux orienté.

Afin d'aborder cette étude, nous avons élaboré en premier lieu un modèle de l'association Convertisseur statique-machine. Pour y parvenir, nous avons appliqué la transformation de PARK uniquement aux grandeurs rotoriques. Il est à noter que nous avons utilisé un changement de variables de telle manière que le modèle n'introduit pas des constantes difficilement identifiables (cas de la machine à cage).

Dans la seconde partie, nous avons présenté :

Le modèle de fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux en utilisant le réseau de Petri.

Le modèle de commande de cet onduleur

Nous avons montré que l'utilisation des fonctions des demi-bras permet d'aboutir à des onduleurs à trois niveaux analogues à ceux à deux niveaux. L'onduleur à trois niveaux est la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux.

Le chapitre III a été consacré à la synthèse des différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion MLI destinées à commander ces onduleurs. Nous avons étudié les stratégies suivantes :

Commande triangulo-sinusoïdale à une ou deux porteuses.

Commande par élimination d'harmoniques.

Commande vectorielle type 2.

Commande par hystérésis.

Nous avons montré que l'injection de l'harmonique trois pour les stratégies triangulo-sinusoïdale ne modifie pas les caractéristiques de conduite de la machine asynchrone, mais permet seulement d'augmenter la zone linéaire de réglage. Ces stratégies donnent un couple de fréquence six fois ou trois fois multiple de celle des tensions de sortie de l'onduleur.

Dans le quatrième chapitre, nous avons appliqué la théorie de la commande vectorielle sur la machine asynchrone, ainsi nous avons étudié les différents types de contrôle vectoriel : orientation du flux rotorique, statorique et magnétisant. Chacune de ces méthodes permet d'obtenir le découplage entre le couple et le flux. Comme exemple d'illustration, nous avons simulé la commande vectorielle appliquée à un modèle en courant de la machine. Ainsi nous avons montré que le découplage existe effectivement entre le flux et le couple.

Le dernier chapitre a été consacré à la commande en vitesse de la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à trois niveaux, ainsi nous avons présenté le principe de la commande vectorielle directe et indirecte et nous avons montré que la méthode indirecte nécessite une bonne connaissance de la position du flux. Nous avons appliqué la commande vectorielle directe sur la machine asynchrone alimentée par un onduleur triphasé à trois niveaux commandé en courant. Nous avons déterminé les performances dynamiques de la commande en utilisant ce type d'onduleur qui peuvent être supérieures à celles d'un onduleur à deux niveaux.

Durant ce travail, nous avons supposé que l'alimentation de l'onduleur à trois niveaux est constante.

Les travaux qui restent à effectuer dans cet axe sont par exemple :

- Recherche des moyens pour obtenir des tensions  $U_{c1}$  et  $U_{c2}$  constantes,
- Recherche des algorithmes permettant d'extrapoler les stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux, au cas des onduleurs à n niveaux.

# ANNEXE

**ANNEXE A1****Paramètres de la machine**

Les paramètres de la machine que nous avons utilisés dans notre simulation sont :

$$R_s=2.1\Omega$$

$$L_s=0.312H$$

$$m=0.2H$$

$$T_r=0.12s$$

$$p=2$$

$$J=0.0981Kg.m^2$$

$$P_n=3Kw$$

$$V_n=220/380V$$

$$N_n=1480tr/mn$$

$$I=11/6.35A$$

$$F_r=0.008N.m.s/rd$$

## ANNEXE A2

Pour réaliser le contrôle vectoriel, il faut un repère d,q et le flux à la même vitesse de rotation, il apparaît nécessaire de choisir un référentiel lié au champ tournant. Pour l'application de la transformation de PARK sur les équations rotoriques et statoriques on a trouvé les équations suivantes :

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \quad (A2.1)$$

$$V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \quad (A2.2)$$

$$0 = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_r \cdot \Phi_{qr} \quad (A2.3)$$

$$0 = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_r \cdot \Phi_{dr} \quad (A2.4)$$

$$\Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \quad (A2.5)$$

$$\Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \quad (A2.6)$$

$$\Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \quad (A2.7)$$

$$\Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \quad (A2.8)$$

$$\Phi_{dm} = M \cdot (i_{ds} + i_{dr}) \quad (A2.9)$$

$$\Phi_{qm} = M \cdot (i_{qs} + i_{qr}) \quad (A2.10)$$

$$C_{em} = p \cdot \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (A2.11)$$

# Bibliographie

## BEBLIOGRAPHIE

- [1] **EM.BERKOUK**  
Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs, et indirects.  
Application aux gradateurs et aux onduleurs multiniveaux.  
Thèse de doctorat du CNAM.  
Paris 1995.
- [2] **J.p HAUTIER**  
Modélisation et commande de la machine asynchrone.  
Editions Technip - paris 1995.
- [3] **L. IGHMOURACENE, A. BENBELLIL.**  
Contrôle vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension  
Projet de fin d'étude 1994.  
Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.
- [4] **A. FAIDALLAH**  
Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones.  
Doctorat de L'INPL.  
Paris 1995.
- [5] **P. BARRET**  
Régimes transitoires des machines tournantes électriques.  
Collection : direction des études et recherches d'EDF.  
Ecole supérieure d'électricité.  
Eyrolles 1982.
- [6] **CHETELAIN.**  
Machine électrique.
- [7] **J.L. THOMAS.**  
Commande vectorielle du moteur asynchrone alimenté par onduleur à GTO à trois niveaux de tension développement de lois de commande robuste.  
IEEE 1992.
- [8] **Lajoie-MAZENCE**  
Les techniques de commande vectorielle des machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à haute performances.  
Electricité de France. Janvier 1992.
- [9] **G. SEGUIER et F.LABRIQUE**  
Les convertisseurs de l'électronique de puissance .  
Volume 4 : conversion continu/alternatif.

- [10] **F. BOUTEBA**  
Etude d'un onduleur à trois niveaux de tension.  
Mini projet  
ENP 1996/1997
- [11] **Yo-Han Lee, Bum-Seok Suh, Dong-seok Hyun.**  
A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors.  
IEEE 1996.
- [12] **EM.BERKOUK, Y.BENRAMDHANE, G.MENESSE.**  
PWM strategies to control three-level inverters. Application to the induction motors drive.  
EPE Séville 1995.
- [13] **Maria PIETRZAK-DAVID, Bernard de FORNEL**  
Comparaison et synthèse des procédés de la commande vectorielle.  
Journées d'études à Lille. Mercredi 2 décembre 1992.
- [14] **G.A. CAPOLINO, H.HENAO et V.T.NGU YEN**  
Méthode de conception d'une commande vectorielle pour machine à induction.  
Journées d'études à Lille. Mercredi 2 décembre 1992.
- [15] **Y.AIT-GOUGAM**  
Etude des stratégies de modulation de largeur d'impulsions pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone.  
Thèse de magistère.  
ENP 1992.
- [16] **S.REHAHLA**  
Etude de la commande d'une machine asynchrone triphasée par la technique du flux orienté - sensibilité aux variateurs paramétriques.  
- commande adaptative.  
Ecole nationale Polytechnique d'Alger. 1996
- [17] **Linda BARAZANE**  
Commande vectorielle d'un moteur asynchrone alimenté en courant.  
Thèse de magister  
ENP 1993.
- [18] **D.Lalili, D.Alliaoui**  
Influence de la saturation magnétique sur la commande vectorielle d'une MAS alimentée en tension.  
Projet de fin d'étude 1996.  
Ecole Nationale Polytechnique d'Alger.
- [19] **Bächle, H.P.Bauer]**  
Requirements on the control of a three-level four quadrant power converter in a traction application.  
EPE Aachen, 1989.
- [20] **Jih-sheng lai, senior member IEEE**  
Multilevel converters - a new breed of power converters.