

17/04

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

Ecole Nationale Polytechnique

Département du Génie électrique

Option

ELECTROTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

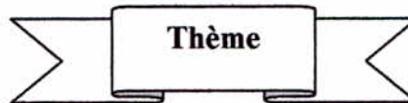
المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

*Projet de fin d'études*

*Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état*

*en*

*ELECTROTECHNIQUE*



*ANALYSE, COMMANDE ET PROTECTION D'UN  
CONVERTISSEUR MATRICIEL ALIMENTANT UNE  
MACHINE ASYNCHROME TRIPHASEE.*

Etudié par:

Mr Oukali Abdelkader

Mr Abrous Ahmed

Proposé par:

Mr.Dr. M.O.Mahmoudi

*Promotion: juin 2004*

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

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

Ecole Nationale Polytechnique

Département du Génie électrique

Option

ELECTROTECHNIQUE



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

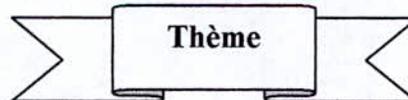
المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

*Projet de fin d'études*

*Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état*

*en*

*ELECTROTECHNIQUE*



*ANALYSE, COMMANDE ET PROTECTION D'UN  
CONVERTISSEUR MATRICIEL ALIMENTANT UNE  
MACHINE ASYNCHROME TRIPHASEE.*

Etudié par:

Mr Oukali Abdelkader

Mr Abrous Ahmed

Proposé par:

Mr.Dr. M.O.Mahmoudi

*Promotion: juin 2004*

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



## DEDICACES

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre professeur M.O. Mahrhoudi pour son aide et ses conseils qui nous ont permis de réaliser ce travail.

A la mémoire de YEMMA OUARDIA et de mon père

A. OUKALI  
nous ont fait accepter de siéger à notre soutenance.

*A mes parents , A qui je dois tout ce qu'ils ont fait pour moi,*

*A mes sœurs et surtout la petite Loubna,*

*A ma famille,*

*A mon frère et cher ami Hamel Mohammed,*

*Et à tout mes amis,*

*Je dédie ce travail.*

*A.ABROUS*



## REMERCIEMENT

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre promoteur monsieur, M.O. Mahmoudi, pour son aide et ses conseils qu'il nous a prodigué durant tout notre travail.

A la mémoire de YEMMA Ouardia et de mon père

Nous remercions vivement messieurs les membres de jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de siéger à notre soutenance.

A mes parents, A qui je dois tout ce que je suis et tout ce que j'ai pour moi.

A mes sœurs et surtout la petite Fatima.

A ma famille.

A mon frère et cher ami Hamed Mohamed.

Et à tout mes amis.

Je dédie ce travail.

A. ABROUZ

هذا المشروع يتمثل في دراسة لمحول ساكن مباشر للتواتر المسمى محول مصفوفي، للتحكم به لجأنا إلى الاستراتيجيتين التاليتين:

1. ال " PWM " ذات ثلاث مجالات.
2. التعديل الشعاعي

لتمثيل خصائص هذا المحول جمعناه مع محرك لاتزامني ثلاثي الاطوار. في الأخير، اقترحنا امكانيات حماية هذا المحول بترشيح شدة تيار دخوله بمرشح، و كذا باقحام دارة للحماية على قاعدة صمام ثنائي "CLUMP".

الكلمات المفتاحية: محول مصفوفي , محرك لاتزامني , استراتيجيات التعديل , مرشح.

### Résumé:

Ce projet présente l'étude d'un convertisseur statique direct de fréquence dit convertisseur matriciel. Pour le commander, on a envisagé deux stratégies de commande, qui sont:

1. la PWM à trois intervalles
2. la modulation vectorielle.

Afin d'illustrer les performances de ce convertisseur, on l'a associé au moteur asynchrone triphasé.

A la fin, on a proposé les possibilités de protection de ce convertisseur, en filtrant ses courants d'entrée par un filtre ainsi que l'insertion d'un circuit de protection à base de diode "Clump".

**Mots clés:** convertisseur matriciel, moteur asynchrone, stratégies de modulation, filtre.

### Abstract:

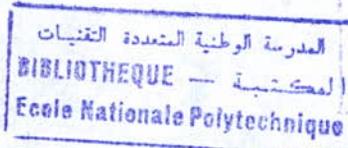
This work, represents design of direct static converter of frequency, call matrix converter. To control it we have considered two strategies of control witch are:

1. the PWM with three intervals.
2. vectorial modulation.

In order to illustrate the performances of the converter we have associated it to a three phases induction motor.

Finally, we have proposed possibilities of protection of this converter, by filtering it's input currents via a filter and introducing circuit of protection in diode "Clump" basis.

**Key words:** matrix converter, induction motor, strategies of modulation, filter.



## GLOSSAIRE

- $s, r$  : Indices respectifs du stator et du rotor ;  
 $a_s, b_s, c_s$  : Indices correspondant aux trois phases statoriques ;  
 $a_r, b_r, c_r$  : Indices correspondant aux trois phases rotoriques ;  
 $d, q$  : Axes correspondant au référentiel de Park ;  
 $R_s, R_r$  : Résistances des enroulements statoriques et rotoriques par phase ;  
 $L_s, L_r$  : Inductances propres de fuites statoriques et rotoriques par phase ;  
 $M$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques ;  
 $M_{SR}$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor ;  
 $M_S$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques ;  
 $M_R$  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques ;  
 $\Phi_s, \Phi_r, \Phi_m$  : Flux statoriques, rotoriques et magnétisant ;  
 $T_s, T_r$  : Constantes de temps statoriques et rotoriques ;  
 $\sigma$  : Coefficient de dispersion ;  
 $P$  : Nombre de paire de pôles ;  
 $C_{em}$  : Couple électromagnétique ;  
 $J$  : Moment d'inertie ;  
 $K_f$  : Coefficient de frottement ;  
 $\omega_s, \omega_r$  : Pulsations électriques statoriques et rotoriques ;  
 $\omega_m$  : Vitesse mécanique du rotor ;  
 $M$  : Indice de modulation ;  
 $r$  : Taux de modulation ;  
 $\tau$  : Fonction de modulation ;  
 $U_{cmk}$  : Fonction d'ondulation ; ( $k=1, 2, 3$ )  
 $U_X, U_Y, U_Z$  : Tension par rapport au neutre du réseau ;  
 $V_A, V_B, V_C$  : Tension par rapport au neutre de la machine ;  
 $V$  : Tension simple de phase ;  
 $I$  : Courant de phase ;  
 $L_{fk}$  : Inductance du filtre ;  
 $C_{fk}$  : Capacité du filtre ;  
 $\omega_r$  : Fréquence de résonance ;  
 $i_R$  : Courant d'entrée du filtre ;  
 $i_{CM}$  : Courant de sortie du filtre ;  
 $U_f$  : Tension de sortie du filtre ;  
 $D$  : Facteur d'amortissement.

# SOMMAIRE

## Glossaire

## INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale .....	1
-----------------------------	---

## CHAPITRE I

### MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I. 1. Introduction .....	4
I. 2. Hypothèses simplificatrices .....	4
I. 3. Conventions .....	5
I. 4. Modèle triphasé de la machine .....	6
I. 4. 1. Equations électriques de la machine asynchrone .....	6
I. 4. 2. Equations mécaniques de la machine asynchrone .....	7
I. 5. Transformation de Park .....	7
I. 6. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park .....	9
I. 7. Choix du référentiel .....	10
I. 8. Mise sous forme d'équation d'état .....	11
I. 9. Simulations et interprétations .....	12
I. 9. 1. fonctionnement à vide .....	12
I. 9. 1. 1. Le Couple électromagnétique $C_{em}$ .....	12
I. 9. 1. 2. Le courant statorique $i_a$ .....	13
I. 9. 1. 3. La vitesse de rotation $N$ .....	13
I. 9. 1. 4. Le flux rotorique $\Phi_r$ .....	13
I. 9. 2. fonctionnement en charge .....	13
I. 10. Conclusion .....	14

## CHAPITRE II

### MODELISATION DU CONVERTISSEUR MATRICIEL

<b>II. 1. Introduction</b> .....	<b>17</b>
<b>II. 2. Structure et fonctionnement du convertisseur matriciel</b> .....	<b>18</b>
II. 2. 1. Structure du convertisseur matriciel .....	18
II. 2. 2. Fonctionnement du convertisseur matriciel .....	19
II. 2. 3. Fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel .....	19
II. 2. 4. Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel et l'application du réseau de Pétri .....	20
II. 2. 4. 1. Les différentes configurations d'une cellule du convertisseur matriciel .....	21
II. 2. 4. 2. Application du réseau de Pétri à une cellule de commutation du convertisseur matriciel .....	22
<b>II. 3. Modélisation en vue de la commande</b> .....	<b>22</b>
II. 3. 1. Hypothèses .....	22
II. 3. 2. Commandabilité des convertisseurs statiques .....	23
II. 3. 2. 1. Fonction et matrice de connexion des interrupteurs .....	23
II. 3. 2. 2. Fonction génératrice de connexion des interrupteurs .....	24
II. 3. 3. Modélisation aux valeurs instantanées .....	24
II. 3. 3. 1. Grandeurs électriques et leurs matrices de conversion .....	25
II. 3. 3. 1. 1. Matrice de conversion des courants .....	25
II. 3. 3. 1. 2. Matrice de conversion des tensions .....	25
II. 3. 3. 2. La matrice de conversion du convertisseur matriciel .....	26
II. 3. 3. 3. Modèle de connaissance du convertisseur matriciel .....	27
II. 3. 4. Modélisation aux valeurs moyennes .....	29
II. 3. 5. Modèle de commande du convertisseur matriciel .....	29
<b>II. 4. Conclusion</b> .....	<b>30</b>

## CHAPITRE III

### STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL

<b>III. 1. Introduction</b> .....	<b>31</b>
<b>III. 2. Définition de la tension intermédiaire fictive</b> .....	<b>31</b>

<b>III. 3. Etude de la partie redresseur .....</b>	<b>32</b>
<b>III. 4. Etude de la partie onduleur .....</b>	<b>35</b>
<b>III. 5. Modulation de la tension intermédiaire fictive .....</b>	<b>36</b>
<b>III. 6. Stratégies de commande du convertisseur matriciel .....</b>	<b>37</b>
III. 6. 1. La modulation par sous oscillation (PWM à trois intervalles) .....	37
III. 6. 1. 1. Le principe de la stratégie .....	37
III. 6. 1. 2. Simulation et résultats .....	42
III. 6. 1. 2. 1. Etude des performances de la commande du convertisseur matriciel par la PWM à trois intervalles .....	42
III. 6. 1. 2. 1. 1. Interprétation des résultats de simulation .....	43
III. 6. 1. 2. 2. Etude des performances de l'association convertisseur matriciel- machine asynchrone .....	48
III. 6. 1. 2. 2. 1. Interprétation des résultats de simulation .....	48
III. 6. 2. La modulation Vectorielle .....	52
III. 6. 2. 1. Le principe de la stratégie .....	52
III. 6. 2. 2. Simulation et résultats .....	54
III. 6. 2. 2. 1. Etude des performances de la commande du convertisseur matriciel par la PWM à trois intervalles .....	54
III. 6. 2. 2. 1. 1. Interprétation des résultats de simulation .....	54
III. 6. 2. 2. 2. Etude des performances de l'association convertisseur matriciel- machine asynchrone .....	59
III. 6. 2. 2. 2. 1. Interprétation des résultats de simulation .....	59
<b>II. 7. Conclusion .....</b>	<b>63</b>

## CHAPITRE IV

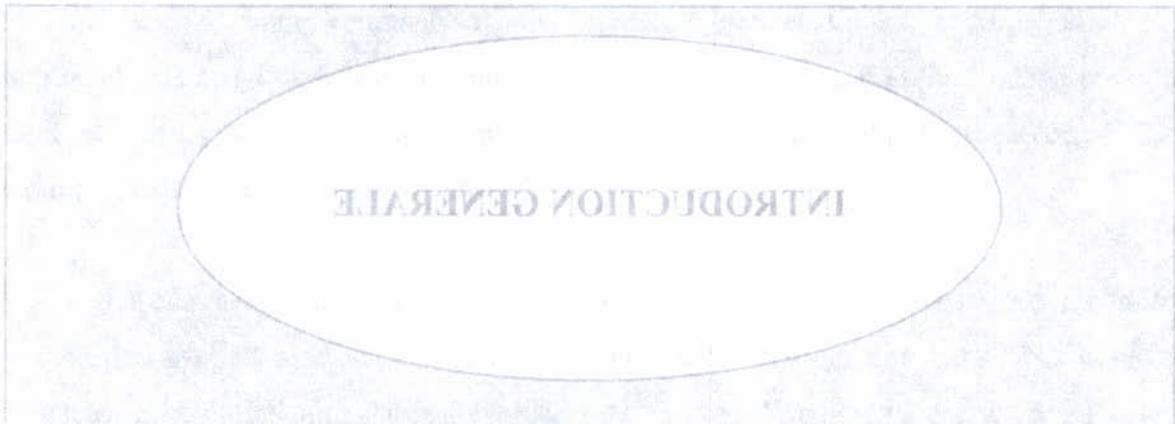
### FILTRAGE DES COURANTS D'ENTREE ET PROTECTION DU CONVERTISSEUR MATRICIEL

<b>IV. 1. Introduction .....</b>	<b>64</b>
<b>IV. 2. Les exigences que doit remplir le filtre d'entrée .....</b>	<b>65</b>
<b>IV. 3. La topologie du filtre .....</b>	<b>66</b>
<b>IV. 4. Modélisation du filtre .....</b>	<b>67</b>
<b>IV. 5. Dimensionnement du filtre .....</b>	<b>69</b>
IV. 5. 1. Les critères électriques .....	69

IV. 5. 2. La procédure du dimensionnement du filtre .....	70
IV. 5. 3. Exemple de dimensionnement et simulation .....	71
IV. 5. 3. 1. Dimensionnement .....	72
IV. 5. 3. 2. Simulation .....	73
<b>IV. 6. Enclenchement et déclenchement du convertisseur matriciel .....</b>	<b>76</b>
<b>IV. 7. Conclusion .....</b>	<b>79</b>

## CONCLUSION GENERALE

<b>Conclusion générale .....</b>	<b>80</b>
<b>Annexe</b>	
<b>Bibliographie</b>	



3. Mis à part le filtre d'entrée, il est possible d'intégrer tout le circuit de puissance dans un module à semi conducteur, ce qui améliore considérablement la durée de vie du convertisseur matriciel.
4. Il permet de récupérer directement l'énergie vers le réseau d'alimentation et cela est dû à sa structure symétrique.
5. Il permet le réglage du facteur de puissance ainsi que le fonctionnement en quatre quadrants.

La topologie matricielle d'un convertisseur de fréquence à commutateurs de puissance bidirectionnels a été mentionnée déjà en 1976 par L. Gyugyi et B.R. Pelly. Ensuite, en 1980, M. Venturini a présenté une étude théorique détaillée sur ce sujet et en 1988, il a présenté des résultats d'une première réalisation d'un convertisseur matriciel. La même année C. Neft et C.D. Shauder ont publié des résultats sur une réalisation d'un système d'entraînement par moteur asynchrone alimenté par un convertisseur. En 1993, P. Wheeler et D.A. Grant ont analysé le convertisseur matriciel surtout par rapport aux aspects pratiques d'une réalisation en prenant la topologie des commutateurs anti-parallèles et en développant une stratégie évoluée pour la commutation sûre du courant en régime stationnaire de fonctionnement du convertisseur. En 1995, la modulation par phaseurs spatiaux avec un rapport de tensions optimisée a été étudié par L. Huber et D. Borojevic.

Dans ce mémoire on présente quatre chapitres : la commutation du courant et par la protection du circuit de puissance, comme étant les problèmes pratiques affrontés lors de la réalisation.

Le premier chapitre comporte la modélisation de la machine asynchrone en vue d'une alimentation par convertisseur statique.

Puis, dans le deuxième chapitre on a présenté la modélisation du convertisseur matriciel.

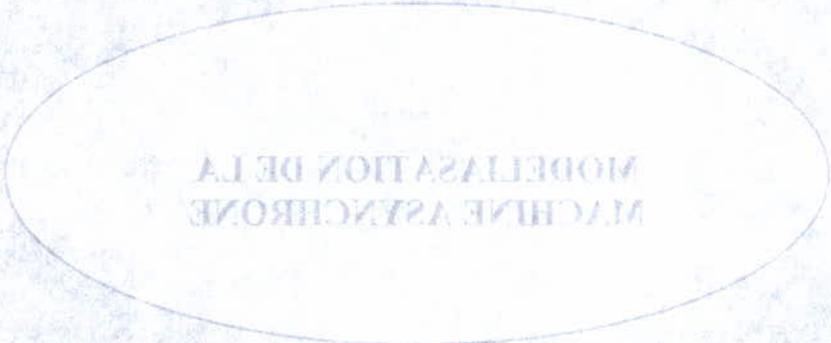
Dans le troisième chapitre, on a élaboré les stratégies de commande du convertisseur matriciel, qui sont :

1. La stratégie de modulation PWM (Pulse Width Modulation) à trois intervalles.
2. La stratégie de modulation vectorielle.

Finalement, on a envisagé dans le quatrième chapitre une protection pour le convertisseur matriciel, ainsi qu'un filtre d'entrée pour ce dernier.

On termine ce présent mémoire par une conclusion générale.

## CHAPITRE I



MODELISATION DE LA  
MACHINE ASYNCHRONE

Enfinement, on a envisagé dans le quatrième chapitre une protection pour le convertisseur matriciel, ainsi qu'un filtre d'entrée pour ce dernier.

On termine ce présent mémoire par une conclusion générale.

## **CHAPITRE I**



### **MODELIASATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

---

## MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

---

### I. 1. Introduction

La modélisation des machines électriques s'avère nécessaire et primordiale pour toute étude théorique de la machine en vue de simulation ou de commande.

La modélisation est la description mathématique d'un processus technique, cette description mathématique se fait normalement par des équations différentielles ou des fonctions de transfert et donne les relations entre les grandeurs d'entrée et les grandeurs de sortie d'un système [8].

L'analyse du fonctionnement de la machine asynchrone est très épineuse car de nombreux phénomènes délicats interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation et les courants de Foucault. Pour simplifier l'analyse, on va négliger l'effet de ces phénomènes sur la machine, car d'une part leur mise sous forme mathématique est difficile, d'autre part leur influence sur le comportement de la machine peut être considéré comme négligeable.

### I. 2. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, alors il est nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices.

- On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, et suffisamment feuilleté pour que les pertes fer soient négligeables. Les relations entre les flux et les courants sont d'ordres linéaires.

- On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires.
- On néglige :
  1. L'effet de peau qui augmente les résistances et diminue les inductances.
  2. Les couplages capacitifs entre éléments (présence d'effluves entre les conducteurs).

### I. 3. Conventions

La machine est représentée par trois phases statoriques  $a_s, b_s, c_s$  et trois phases rotoriques  $a_r, b_r, c_r$ . (Fig.I.1).

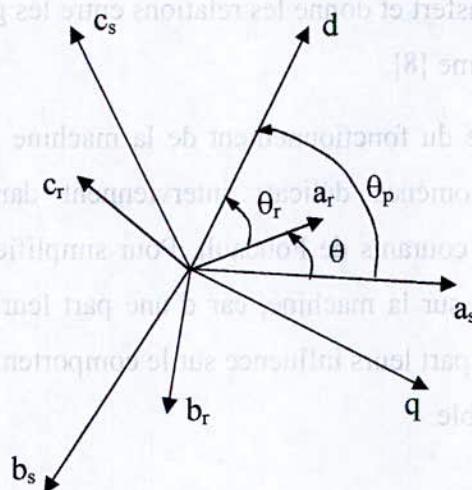


Fig. I. 1. Représentation des axes de la machine.

$\theta_p$  : angle électrique stator/référentiel (d,q).

$$\theta_r = \theta_p - \theta.$$

$$\omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt}.$$

#### I. 4. Modèle triphasé de la machine asynchrone

En prenant en considération les hypothèses citées précédemment, les équations qui décrivent le fonctionnement de la machine sont :

##### I. 4. 1. Equations électriques de la machine asynchrone

Les équations des tensions des trois phases statoriques, et rotoriques s'écrivent :

$$(V_s) = R_s(I_s) + \frac{d}{dt}(\phi_s) \quad (\text{I. 1})$$

$$(0) = R_r(I_r) + \frac{d}{dt}(\phi_r)$$

Les flux sont donnés par :

$$(\phi_s) = (L_{ss})(I_s) + (M_{sr})(I_r) \quad (\text{I. 2})$$

$$(\phi_r) = (L_{rr})(I_r) + (M_{rs})(I_s)$$

$$(v_s) = \begin{pmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{pmatrix}; \quad (I_s) = \begin{pmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{pmatrix}; \quad (I_r) = \begin{pmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{pmatrix};$$

$$(L_{ss}) = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix}; \quad (L_{rr}) = \begin{pmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{pmatrix}$$

L'inductance mutuelle (matrice de couplage stator-rotor) s'écrit :

$$(M_{sr}) = L_m \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta \end{pmatrix} \quad (\text{I. 3})$$

**Remarque :**

$$(M_{sr}) = (M_{rs})^T$$

En remplaçant (I. 2) dans (I. 1) on obtient :

$$(V_s) = R_s(I_s) + \frac{d}{dt}[(L_{ss})(I_s)] + \frac{d}{dt}[(M_{sr})(I_r)] \quad (\text{I. 4})$$

$$(0) = R_r(I_r) + \frac{d}{dt}[(L_{rr})(I_r)] + \frac{d}{dt}[(M_{rs})(I_s)]$$

#### I. 4. 2. Equations mécaniques de la machine asynchrone

Le couple électromagnétique développé s'écrit :

$$C_e = p (I_s)^t \frac{d}{d\theta} (M_{sr})(I_r) \quad (\text{I. 5})$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_e - C_r - K_f \Omega \quad (\text{I. 6})$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile, car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de  $\theta$  (angle de rotation de la machine).

#### I. 5. Transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. La transformation des grandeurs physiques est effectuée à l'aide de la matrice  $P(\theta)$  dite matrice de Park, qui est donnée comme suit :

$$P(\theta) = \begin{pmatrix} n_1/n_2 & & \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ K_0 & K_0 & K_0 \end{pmatrix} \quad (\text{I. 7})$$

Avec :  $n_1, n_2$  : nombres fictifs de spires.

Dans une première détermination des coefficients  $n_1/n_2$  et  $K_0$ ,  $I_0$  est identifié à la composante homopolaire lorsque les courants  $i_{a,b,c}$  sont sinusoïdaux :

$$I_0 = \frac{(i_a + i_b + i_c)}{3} = \frac{n_1}{n_2} K_0 (i_a + i_b + i_c) \tag{I. 8}$$

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

$$\begin{cases} i_a = I \cos(\omega t) \\ i_b = I \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ i_c = I \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \tag{I. 9}$$

$$\begin{cases} I_d = I \cos(\omega t - \theta) \\ I_q = I \sin(\omega t - \theta) \end{cases} \tag{I. 10}$$

Par transformation triphasée/diphasée on tire:

$$I_d = (3n_1/2n_2) I \cos(\omega t - \theta) \tag{I. 11}$$

Par identification on déduit :

$$(n_1/n_2) = 2/3 ; K_0 = 1/2 \tag{I. 12}$$

Et à la fin on trouve :

$$P(\theta) = \left( \frac{2}{3} \right) \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \tag{I. 13}$$

La seconde détermination des coefficients repose sur l'invariance de la puissance instantanée dans les deux systèmes de représentation, ce qui, de toute évidence, conduit à leur équivalence physique.

$$P_e = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = v_d i_d + v_q i_q \tag{I. 14}$$

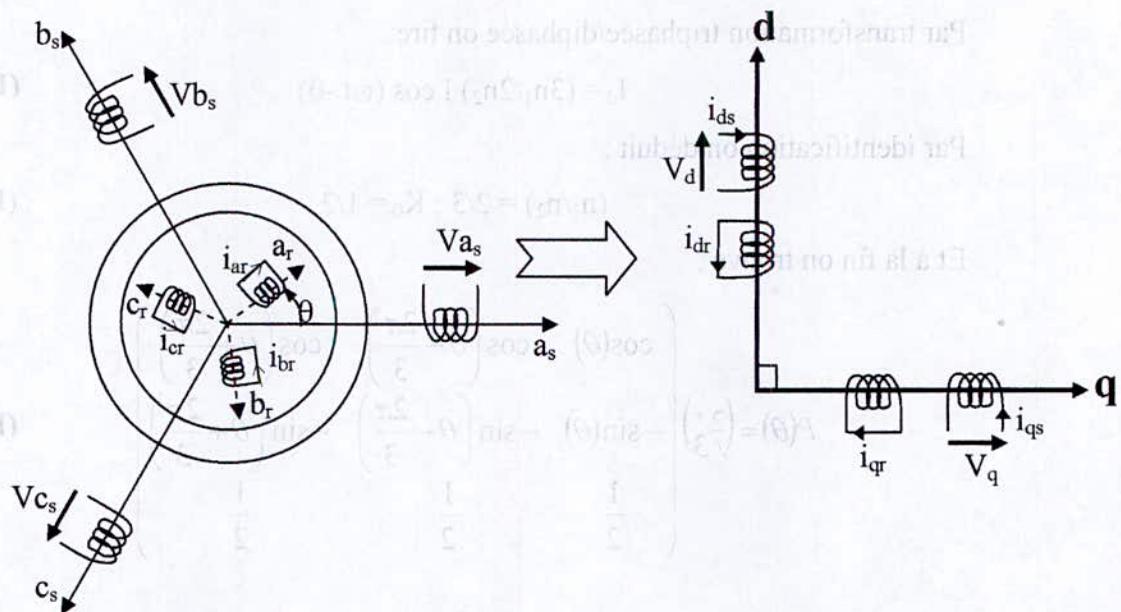
$$P_e = (v_{abc})^T (i_{abc}) = (v_{dqo})^T (i_{dqo})$$

A partir de cette relation on démontre que la matrice de passage [P] doit être orthogonale  $[P]^t = [P]^{-1}$  tel que [P] s'écrit :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (I. 15)$$

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (I. 16)$$

**I. 6. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park**



**Fig. I. 2. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.**

Dans le repère de Park (d , q) tournant à la vitesse angulaire  $\omega_p = d\theta_p/dt$ , les équations (I. 1) et (I. 2) s'écrivent :

$$(I. 17) \quad \begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_p \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_p \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_p - \omega) \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_p - \omega) \cdot \Phi_{dr} \end{cases}$$

(I. 22) Avec :

$$\omega_p = \frac{d}{dt} \theta_p \quad \text{et} \quad \omega = \frac{d}{dt} \theta$$

$$(I. 18) \quad \begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases}$$

**I. 7. Choix du référentiel**

- **Référentiel lié au stator** : est le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

$$\frac{d}{dt} \theta_p = 0 \qquad \frac{d}{dt} \theta_r = -\frac{d}{dt} \theta = -\omega \qquad (I. 19)$$

- **Référentiel lié au rotor** : dans ce repère  $\theta_p = \theta$  , donc :

$$\frac{d}{dt} \theta_r = 0 \qquad \frac{d}{dt} \theta_p = \omega \qquad (I. 20)$$

- **Référentiel lié au champ tournant** : dans ce cas la vitesse  $\omega_p$  est la vitesse du champ tournant (vitesse de synchronisme  $\omega_s$ ), les équations relatives au modèle de la machine asynchrone dans ce repère sont données par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (I. 21)$$

Avec :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \\ \Phi_{dm} = L_m (I_{ds} + I_{dr}) \\ \Phi_{qm} = L_m (I_{qs} + I_{qr}) \end{cases} \quad (I. 22)$$

**I. 8. Mise sous forme d'équation d'état**

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équation d'état, et en manipulant les équations électriques (I.17) et (I.18), on aboutit à la forme d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = F_x(X,U,t) \\ Y = F_y(X,U,t) \end{cases}$$

Avec :

X : vecteur d'état

U : vecteur d'entrée

Y : vecteur de sortie

On peut choisir indifféremment les composantes du vecteur « X ». tel que :

$$X = (\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, i_{ds}, i_{qs}, \Omega)^t$$

On aura ainsi le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = AX_1 + BU \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_e - C_r - K_f\Omega) \end{cases} \quad (I. 23)$$

Avec :

$$X_1 = (\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, i_{ds}, i_{qs})^t ; \quad \Omega = \frac{\omega}{p}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & -R_s & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma T_r L_s} & \frac{\omega}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & (\omega_s - \omega) \\ -\frac{\omega}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma T_r L_s} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{\sigma} \left( \frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} ; U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix}$$

$T_r = L_r/R_r$  : Constante de temps rotorique.

$T_s = L_s/R_s$  : Constante de temps statotrique.

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$  : Coefficient de fuites totales.

### I. 9. Simulations et interprétations

#### I. 9. 1. fonctionnement à vide ( $C_r=0$ N.m)

##### I. 9. 1. 1. Le Couple électromagnétique $Cem$

Lors du démarrage de la machine asynchrone, on constate un régime transitoire avec un couple de démarrage très fort qui atteint la valeur de 45 N.m. cela est justifié par le bruit engendré lors des démarrages des machines asynchrones ainsi que l'inertie importante que la machine doit vaincre pour démarrer.

Après 0.3 s la machine atteint le régime permanent et le couple électromagnétique se stabilise à environ 0.18 N.m. se qui est logique car la machine maintenant ne doit vaincre que les contraintes mécaniques.

### **I. 9. 1. 2. Le courant statorique $i_a$**

Au démarrage, le courant statorique atteint une valeur crête de 27A, cela est dû au fort appel du courant de démarrage (il peut atteindre dix fois le courant nominal) afin de générer un couple suffisant pour vaincre l'inertie de la machine.

Le courant évolue à l'intérieur d'une enveloppe exponentielle, il tendra après le régime transitoire de 0,3 s vers une sinusoïde à amplitude constante de 3,6 A.

### **I. 9. 1. 3. La vitesse de rotation $N$**

Pendant le régime transitoire, la vitesse croît d'une manière quasi linéaire, après 0,3 s la machine atteint son régime permanent et la vitesse se stabilise au voisinage de la vitesse de synchronisme (1499 tr/mn).

### **I. 9. 1. 4. Le flux rotorique $\Phi_r$**

On distingue deux phases dans le régime transitoire. Dans la première le flux rotorique atteint une valeur crête de 0.82 Wb puis oscille en décroissance au bout de 0.16s, dans la deuxième le flux croît linéairement au bout de 0.14s.

Après un régime transitoire qui a duré 0.3s la machine atteint son régime permanent avec un flux rotorique constant de 1.14 Wb.

## **I. 9. 2. fonctionnement en charge**

Après avoir simulé le démarrage de la machine asynchrone à vide, on va maintenant lui imposer des perturbations au régime permanent à l'aide des couples résistants ( $C_{r1} = 4 \text{ N.m}$  et  $C_{r2} = 9 \text{ N.m}$ ), ce qui nous permettra de visualiser les résultats de simulation en charge.

En imposant un couple résistant  $C_{r1} = 4 \text{ N.m}$  on constate que la vitesse chute et elle se stabilise à 1469 tr/mn. Puis, le phénomène se reproduit de la même manière en imposant un couple résistant  $C_{r2} = 9 \text{ N.m}$  après 0.5 s de l'application de  $C_{r1}$  et la vitesse maintenant se stabilise à 1428 tr/mn.

Par contre le couple électromagnétique  $C_{em}$  augmente à 4.18 N.m puis à 9.18 N.m après l'application respective des couples résistants  $C_{r1}$  et  $C_{r2}$  à 0.5s d'intervalle et cela est dû à la compensation des perturbations engendrées par les couples résistants.

De même le courant statorique augmente et oscille en sinusoïde avec une valeur crête de 3.85A puis 5A lors de l'application des couples résistants  $C_{r1}$  et  $C_{r2}$ , cette augmentation peut être expliquée par l'augmentation de l'appel de courant de la machine en fonction du couple résistant appliqué afin de subvenir au besoin de la charge imposée.

### I. 10. Conclusion

Ce chapitre présente la modélisation et la simulation d'un moteur asynchrone à cage par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Ce type de moteur s'est imposé dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction ; par contre sa simulation est difficile, car le modèle est fortement non linéaire. Actuellement, la disponibilité de puissants outils informatiques de calcul permet de surmonter cette difficulté. Le processus de démarrage du moteur, suivi de l'application d'une charge entraînée a été modélisé et simulé. Les résultats obtenus valident le modèle développé.

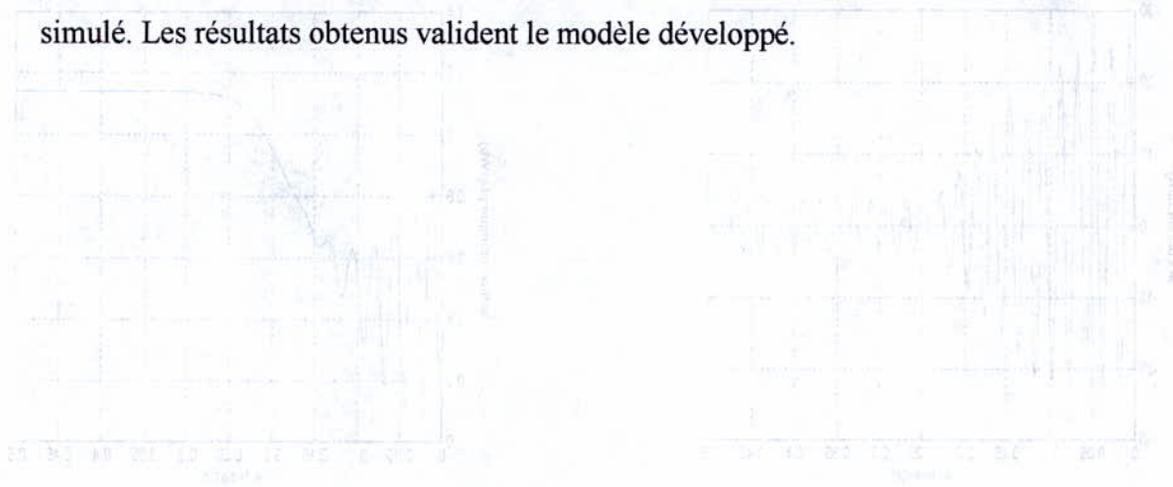


Fig. 1.1. Résultats de simulation de la machine asynchrone entraînée à vide

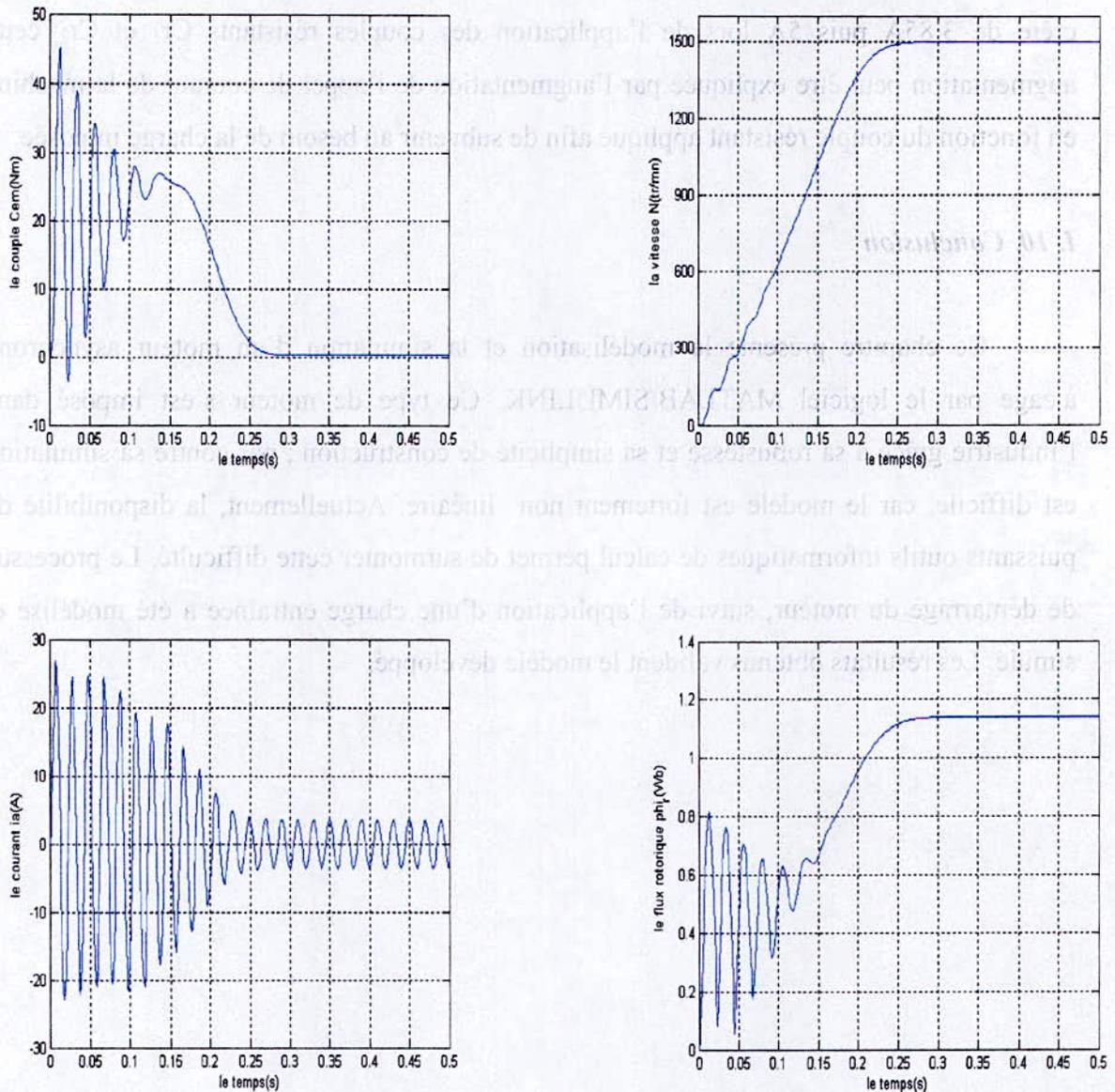
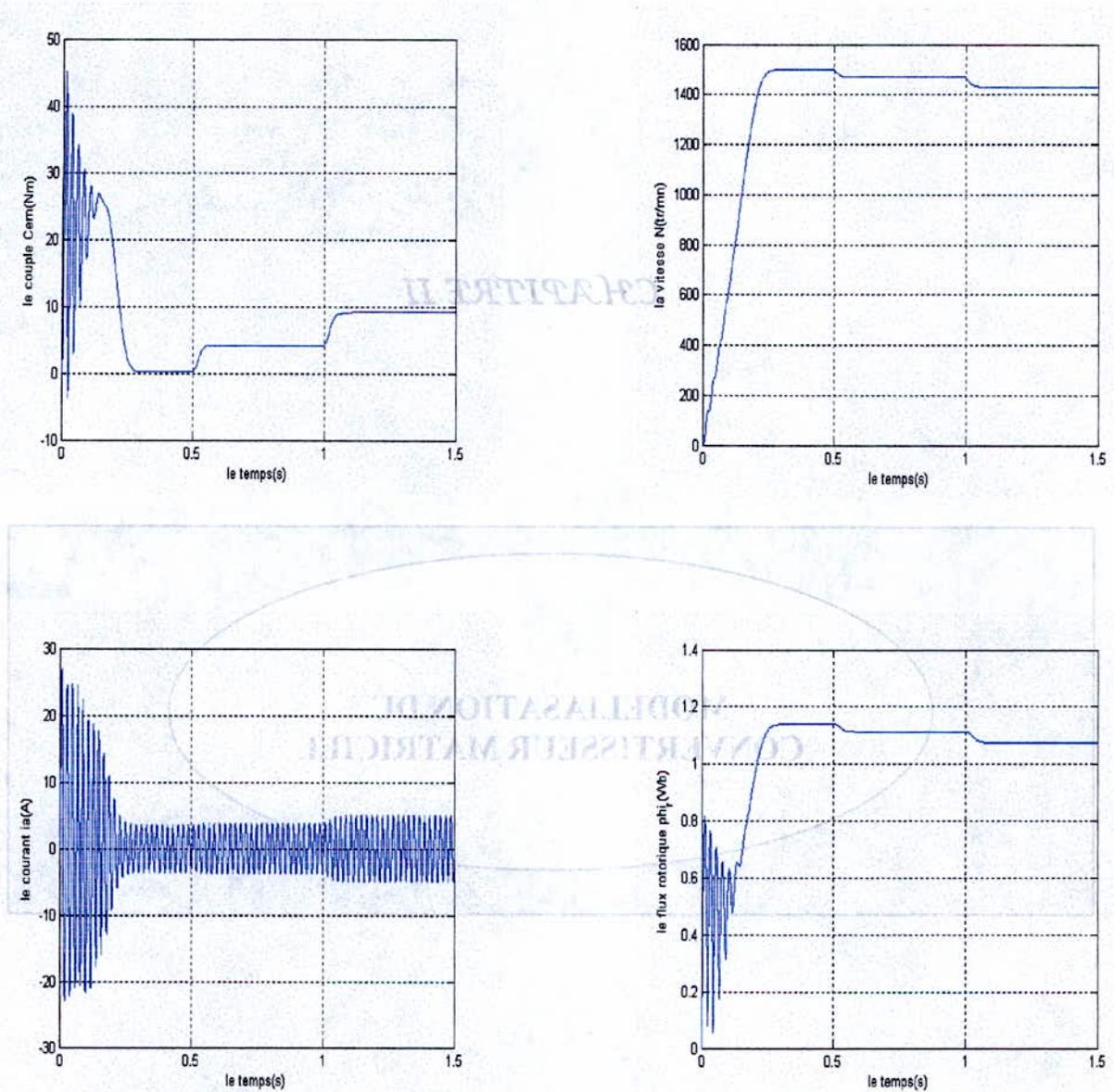
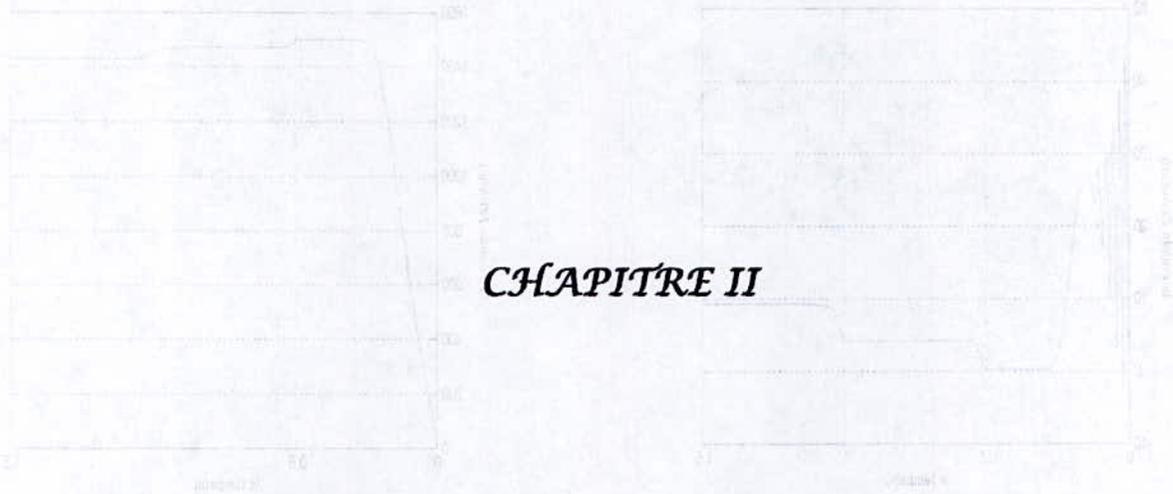


Fig. I. 3. Résultats de simulation de la machine asynchrone triphasée à vide



**Fig. I. 4. Résultats de simulation de la machine asynchrone triphasée en charge**  
*(Application de deux couples résistants  $C_{r1}= 4N.m$  et  $C_{r2}= 9N.m$ )*



## CHAPITRE II

# MODELISATION DU CONVERTISSEUR MATRICIEL

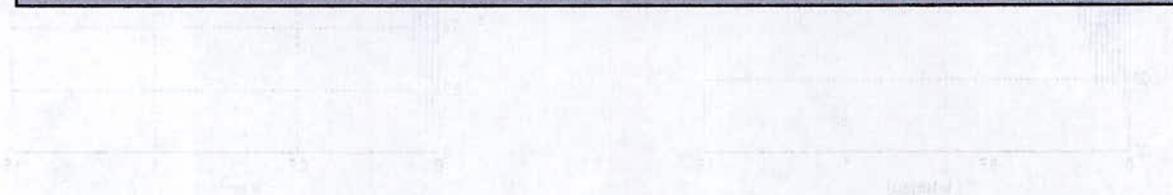


Fig. 1.4 résultats de simulation de la machine asynchrone triphasée en charge  
(Application de deux couples résistants  $C_{M1} = 4 \text{ N.m}$  et  $C_{M2} = 9 \text{ N.m}$ )

## MODELISATION DU CONVERTISSEUR MATRICIEL

### II. 1. Introduction

Après avoir modélisé la machine asynchrone pour une préalable alimentation par convertisseur statique, on va se pencher dans ce chapitre à la modélisation d'un convertisseur statique à structure matricielle appelé communément **CONVERTISSEUR MATRICIEL**.

Le convertisseur matriciel est un dispositif de conversion directe alternatif – alternatif. Il se situe à l'intersection de deux axes, l'un est appelé axe de puissance et l'autre axe de commande [Fig.II.1]. Sa fonction est d'assurer le réglage de transition de la puissance électrique de la source vers le récepteur.

Ainsi, il est primordial d'en établir le modèle de commande qui est déduit du modèle de connaissance du convertisseur, en utilisant les réseaux de Pétri, les fonctions de connexion et les fonctions de conversion.

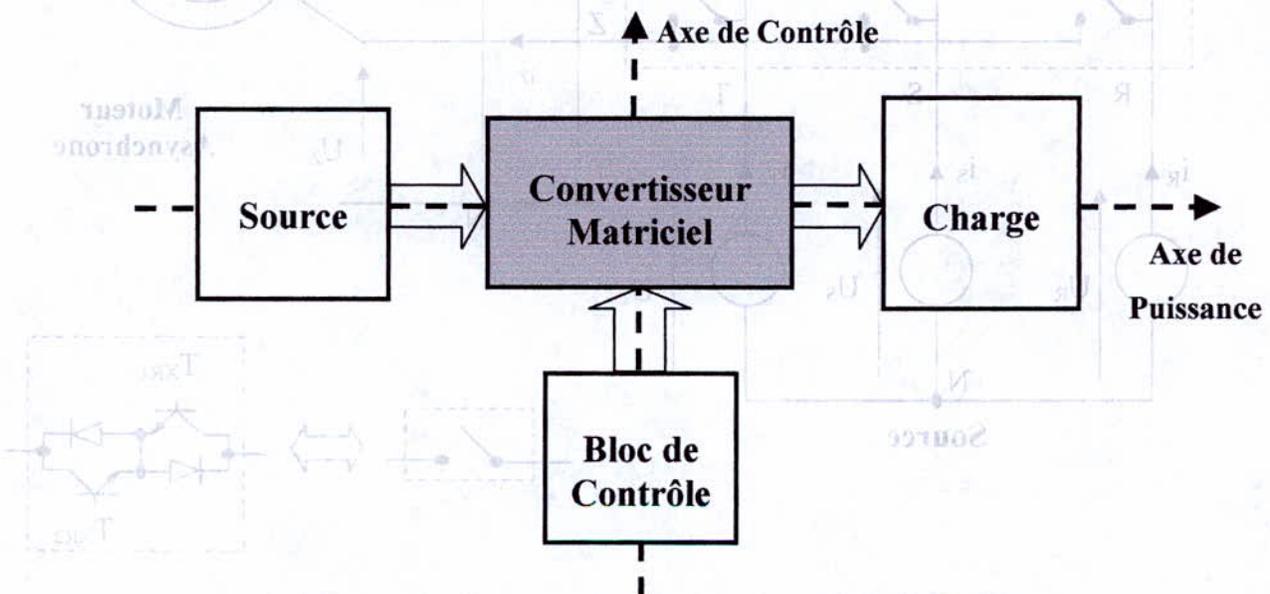


Fig. II. 1. Structure générale du système électrotechnique.

II. 2. Structure et fonctionnement du convertisseur matriciel

II. 2. 1. Structure du convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel est un convertisseur statique de fréquence, il permet la conversion directe c'est à dire sans avoir recours à un circuit intermédiaire continu. Ce dernier est la caractéristique principale des convertisseurs conventionnels redresseur - onduleur. Il permet d'avoir en sortie un système triphasé de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir d'une entrée d'un système triphasé de tensions fixes du réseau d'alimentation.

Ce convertisseur est caractérisé par une topologie matricielle de neuf interrupteurs (matrice [3x3]), tel que les trois phases d'entrée du réseau sont interconnectées aux trois phases de sortie du convertisseur par le biais de commutateurs de puissance bidirectionnels (conduisant le courant dans les deux sens et bloquant les tensions des deux polarités.) [Fig.II.2].

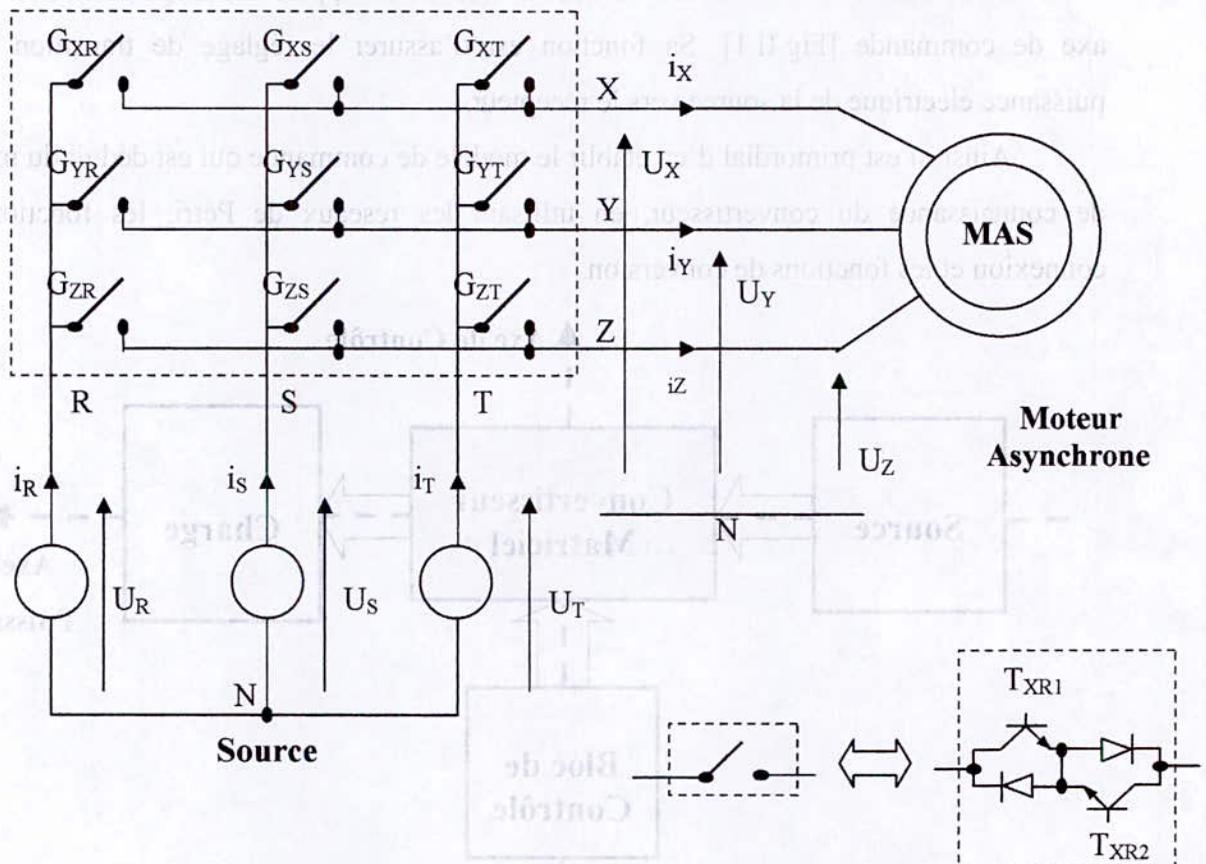


Fig. II. 2. Schéma de principe du convertisseur matriciel.

**Remarque :**

Le fait qu'on a modélisé l'interrupteur du convertisseur matriciel (constitué de deux diodes et deux transistors) par un commutateur bidirectionnel en courant et en tension, a réduit le nombre de configurations possibles du convertisseur matriciel.

**II. 2. 2. Fonctionnement du convertisseur matriciel**

A partir de la topologie du convertisseur, on constate l'existence de trois cellules de commutation (cellule X, cellule Y, cellule Z) et chacune d'elles porte trois interrupteurs. D'après les théories de probabilité on peut donc avoir  $2^9$  configurations possibles, car le convertisseur possède neuf interrupteurs et chacun peut être à l'état ouvert ou fermé.

Puisque le convertisseur idéalisé est un élément de couplage, le respect du principe de causalité conduit à des règles précises concernant le groupement d'interrupteurs formant le convertisseur :

- les sources situées de part et d'autre du groupement sont nécessairement de natures différentes.
- La continuité énergétique impose de ne retenir, parmi les configurations possibles de la partie opérative, que celles qui sont physiquement réalisables : une source de tension non nulle ne peut être mise en court circuit, une source de courant non nul ne peut être mise en circuit ouvert [5].

Finalement, on déduit que pour chaque cellule un et un seul commutateur doit être fermé, se qui réduit le nombre de configurations possibles à  $3^3$ .

**II. 2. 3. Fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel**

Vu la symétrie fonctionnelle des cellules de commutation, ainsi par rapport à la commande, l'étude du convertisseur matriciel se limite à l'étude d'une cellule de commutation. Dans chaque cellule on distingue trois configurations possibles qui sont caractérisées par des grandeurs électriques (Tableau.II.1).

La configuration	La grandeur électrique qui le caractérise
$E_1$	$U_X=U_R$
$E_2$	$U_X=U_S$
$E_3$	$U_X=U_T$

Tableau. II. 1. Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible du convertisseur matriciel.

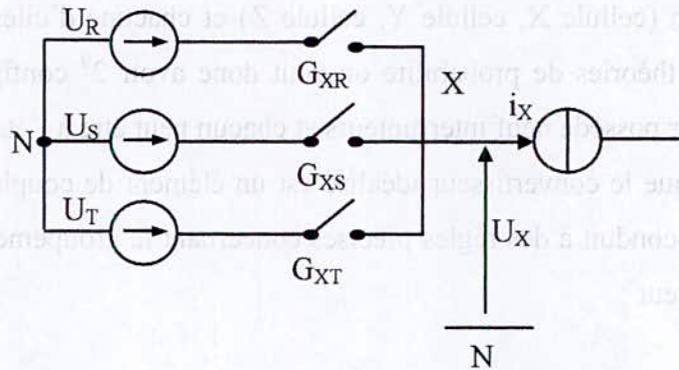


Fig. II. 3. Schéma de principe d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

II. 2. 4. Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel et

l'application du réseau de Pétri

Les réseaux de Pétri sont dédiés à la description des systèmes séquentiels. Les états stables sont appelés *places* et les conditions de passage d'une place à l'autre sont nommées *transitions*. Ils sont très souvent utilisés en conception logique pour décrire les machines d'états régissant le fonctionnement du système.

Nous pouvons utiliser les réseaux de Pétri en électronique de puissance pour décrire les différents états d'un composant. Prenons par exemple un interrupteur idéal commandable par un signal  $g$ . Si l'interrupteur est commandé ( $g$ ), il est fermé et impose une tension nulle à ses bornes. S'il n'est pas commandé ( $\bar{g}$ ), il est ouvert et impose donc un courant nul dans la branche dans laquelle il est inséré. Les réseaux de Pétri nous permettent de représenter très simplement un tel fonctionnement :

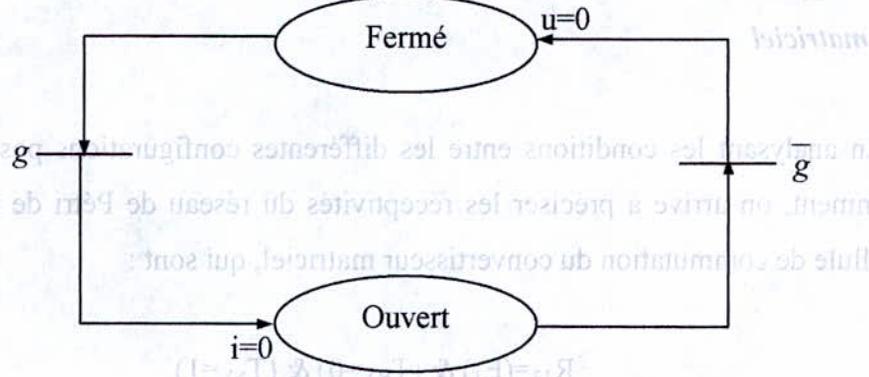


Fig. II. 4. Description d'un interrupteur idéal par réseau de Pétri.

II. 2. 4. 1. Les différentes configurations d'une cellule du convertisseur matriciel

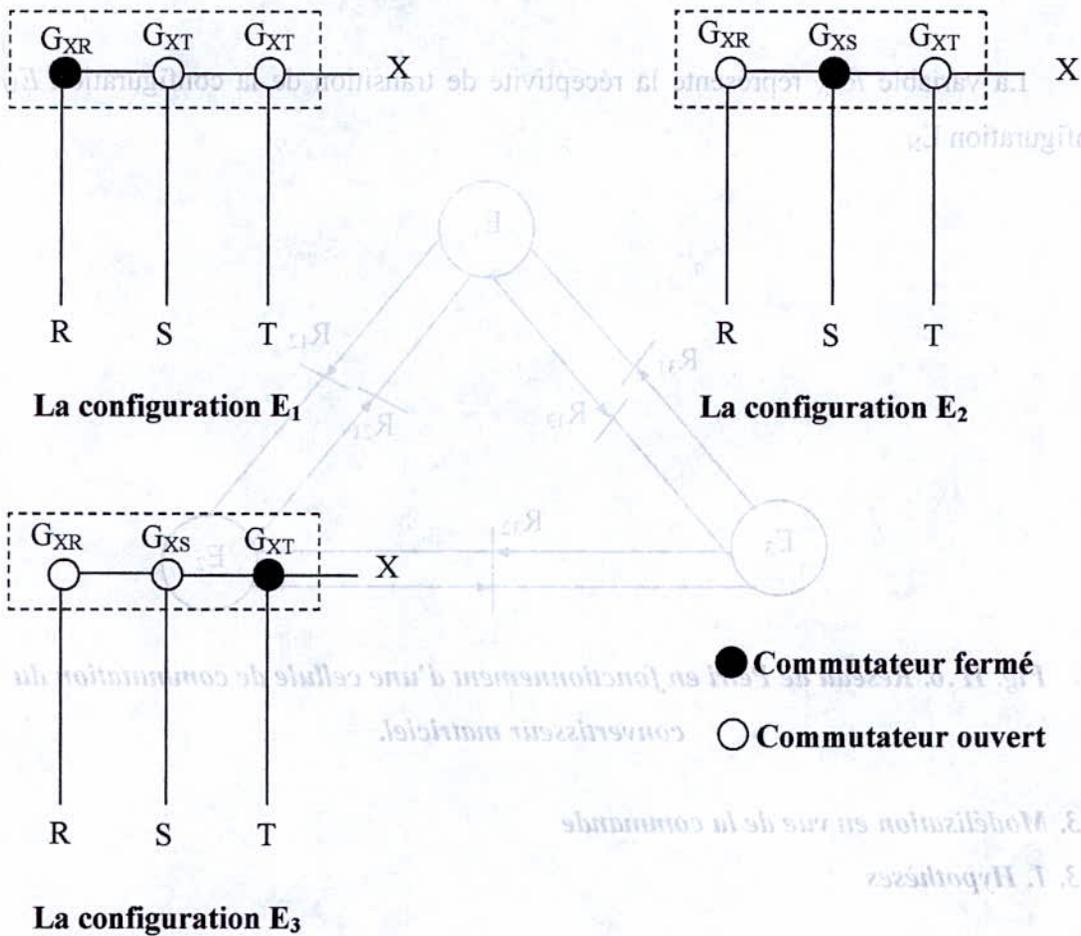


Fig. II. 5. Les quatre configurations possibles d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

### II. 2. 4. 2. Application du réseau de Pétri à une cellule de commutation du convertisseur matriciel

En analysant les conditions entre les différentes configurations possibles illustrées précédemment, on arrive à préciser les réceptivités du réseau de Pétri de fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel, qui sont :

$$R_{12}=(E_1) \& (T_{RX}=0) \& (T_{SX}=1)$$

$$R_{13}=(E_1) \& (T_{RX}=0) \& (T_{TX}=1)$$

$$R_{21}=(E_2) \& (T_{SX}=0) \& (T_{RX}=1)$$

$$R_{23}=(E_2) \& (T_{SX}=0) \& (T_{TX}=1)$$

$$R_{31}=(E_3) \& (T_{TX}=0) \& (T_{RX}=1)$$

$$R_{32}=(E_3) \& (T_{TX}=0) \& (T_{SX}=1)$$

La variable  $R_{MN}$  représente la réceptivité de transition de la configuration  $E_M$  à la configuration  $E_N$ .

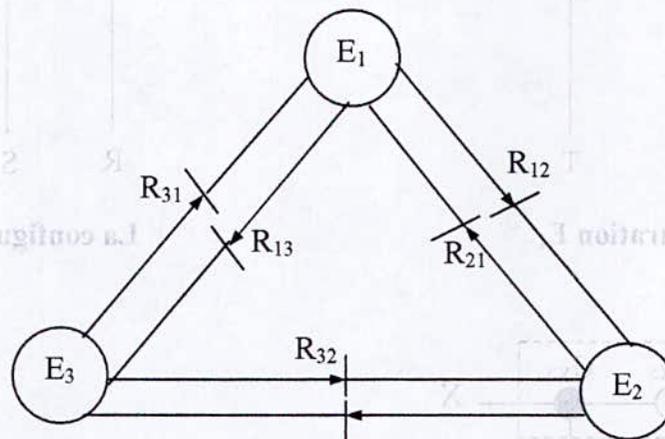


Fig. II. 6. Réseau de Pétri en fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

## II. 3. Modélisation en vue de la commande

### II. 3. 1. Hypothèses

- ✓ La commutation des interrupteurs est supposée parfaite.
- ✓ La chute de tension aux bornes des semi conducteurs est négligeable devant les tensions d'alimentation.

### II. 3. 2. Commandabilité des convertisseurs statiques

Lorsque le changement d'état d'un convertisseur statique est imposé par l'évolution de la commande interne (externe), la commutation est dite spontanée (commandée) [1].

La commande interne est déterminée par le signe des grandeurs électriques de l'environnement de l'interrupteur ( $u, i$ ). La commande externe correspond aux ordres logiques issus de la commande rapprochée [1].

Par définition, un interrupteur est déclaré totalement commandable si son changement d'état ne dépend que de la commande externe (commande des bases de semi-conducteurs) [1].

#### II. 3. 2. 1. Fonction et matrice de connexion des interrupteurs

La fonction de connexion  $f_{ij}$  permet de lier entre les grandeurs électriques propres à l'interrupteur et les grandeurs imposées par les sources tel que [1] :

$$\begin{cases} i(t) = f_{ij}(t).i_s(t) \\ u(t) = (1 - f_{ij}(t)).u_s(t) \end{cases} \quad (\text{II. 1})$$

Avec :

- $f_{ij} = 1$  quand l'interrupteur  $G_{ij}$  est fermé.
- $f_{ij} = 0$  quand l'interrupteur  $G_{ij}$  est ouvert.
- $i = X, Y, Z$ . et  $j = R, S, T$
- $(u, i)$  : grandeurs électriques propres à l'interrupteur (grandeurs modulées).
- $(u_s, i_s)$  : grandeurs imposées par les sources connectées à interrupteur (grandeurs commutées).

L'ensemble des fonctions de connexion forme les éléments d'une matrice dite matrice de connexion  $[F]$  tel que :

$$[F] = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{XS} & f_{XT} \\ f_{YR} & f_{YS} & f_{YT} \\ f_{ZR} & f_{ZS} & f_{ZT} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 2})$$

### II. 3. 2. 2. Fonction génératrice de connexion des interrupteurs

On définit la fonction génératrice de connexion  $f_{ij}^g$  des interrupteurs  $G_{ij}$  comme étant la valeur moyenne de la fonction de connexion discontinue  $f_{ij}$  sur une période de commutation T (T supposée infiniment petite).

$$f_{ij}^g = \frac{1}{T} \int_0^T f_{ij}(\tau) d\tau \quad (0 \leq f_{ij}^g \leq 1) \quad (\text{II. 3})$$

Avec  $i=X, Y, Z$ . et  $j=R, S, T$

### II. 3. 3. Modélisation aux valeurs instantanées

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association du convertisseur matriciel et de sa charge couplée en étoile avec neutre isolé, car on se ramène toujours à une configuration où les sources de tension sont couplées en polygones et où les sources de courant sont connectées en étoile. Ce choix d'association des sources élimine implicitement la présence de toute composantes homopolaire [1].

Avant d'aborder ce paragraphe, on va définir les notations suivantes :

- $U_X, U_Y$  et  $U_Z$  : Tensions des phases X, Y et Z par rapport au neutre N du réseau.
- $V_X, V_Y$  et  $V_Z$  : Tensions simples des phases X, Y et Z par rapport au neutre N' de la charge triphasée.
- $U_R, U_S$  et  $U_T$  : Tensions des phases R, S et T par rapport au neutre N du réseau.

Les tensions  $V_X, V_Y, V_Z$  sont données en fonction des tensions  $U_X, U_Y, U_Z$  comme suit :

$$\begin{cases} V_X = \frac{1}{3}(2U_X - U_Y - U_Z) \\ V_Y = \frac{1}{3}(2U_Y - U_X - U_Z) \\ V_Z = \frac{1}{3}(2U_Z - U_X - U_Y) \end{cases} \quad (\text{II. 4})$$

#### II. 3. 3. 1. Grandeurs électriques et leurs matrices de conversion

Dans ce qui suit on considère par convention que le récepteur est une source de courant et que l'alimentation est une sources de tension.

II. 3. 3. 1. 1. matrice de conversion des courants

Les courants modulés ( $i_R, i_S$  et  $i_T$ ) de la source de tension sont liés simultanément à l'état des cellules de commutation et aux courants commutés délivrés par la source de courants ( $i_X, i_Y$  et  $i_Z$ ).

La conversion appliquée sur la source de courant peut être exprimée par :

$$[i] = [F]^T \cdot [i_s] \tag{II. 5}$$

Avec :

$$[i_s] = [i_X \ i_Y \ i_Z]^T \text{ Vecteur des courants commutés.}$$

$$[i] = [i_R \ i_S \ i_T]^T \text{ Vecteur des courants modulés.}$$

donc :

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{YR} & f_{ZR} \\ f_{XS} & f_{YS} & f_{ZS} \\ f_{XT} & f_{YT} & f_{ZT} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_X \\ i_Y \\ i_Z \end{bmatrix} \tag{II. 6}$$

que l'on note:

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = [M^T] \cdot \begin{bmatrix} i_X \\ i_Y \\ i_Z \end{bmatrix} \tag{II. 7}$$

La matrice  $[M^T]$  ainsi obtenue est dite **matrice de conversion des courants**.

II. 3. 3. 1. 2. matrice de conversion des tensions

De même, les tensions composées et modulées ( $U_X, U_Y, U_Z$ ) aux bornes des sources de courants dépendent essentiellement de l'état des cellules de commutation et des tensions commutées ( $U_R, U_S, U_T$ ) délivrées par la source de tension.

La conversion appliquée sur la source de tension peut être exprimée par :

$$[U] = [F][U_s] \tag{II. 8}$$

Avec :

$$[U_s] = [U_R \ U_S \ U_T]^T \text{ Vecteur des tensions commutées.}$$

$$[U] = [U_X \ U_Y \ U_Z]^T \text{ Vecteur des tensions modulées.}$$

donc :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{XS} & f_{XT} \\ f_{YR} & f_{YS} & f_{YT} \\ f_{ZR} & f_{ZS} & f_{ZT} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \quad \text{(II. 9)}$$

que l'on note:

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = [M^U] \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \quad \text{(II. 10)}$$

La matrice  $[M^U]$  ainsi obtenue est dite **matrice de conversion des tensions**.

### II. 3. 3. 2. La matrice de conversion du convertisseur matriciel

La matrice de conversion du convertisseur matriciel permet de lier entre les grandeurs modulées et les grandeurs commutées des courants et des tensions et on l'exprime comme suivant :

$$[G_m] = [N(t)][G_c]$$

Avec :

$$[G_m] = [U_X \ U_Y \ U_Z \ i_R \ i_S \ i_T]^T \text{ Vecteurs des grandeurs modulées.}$$

$$[G_c] = [U_R \ U_S \ U_T \ i_X \ i_Y \ i_Z]^T \text{ Vecteurs des grandeurs commutées.}$$

Soit :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \\ i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = [N(t)] \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \\ i_X \\ i_Y \\ i_Z \end{bmatrix} \quad \text{(II. 11)}$$

Avec :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} [M^U] & [0] \\ [0] & [M^I] \end{bmatrix}$$

La matrice  $[N(t)]$  ainsi obtenue est dite **la matrice de conversion du convertisseur matriciel**.

Finalement on aura donc :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \\ i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{XR} & f_{XS} & f_{XT} & 0 & 0 & 0 \\ f_{YR} & f_{YS} & f_{YT} & 0 & 0 & 0 \\ f_{ZR} & f_{ZS} & f_{ZT} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & f_{XR} & f_{YR} & f_{ZR} \\ 0 & 0 & 0 & f_{XS} & f_{YS} & f_{ZS} \\ 0 & 0 & 0 & f_{XT} & f_{YT} & f_{ZT} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \\ i_X \\ i_Y \\ i_Z \end{bmatrix} \quad (\text{II. 12})$$

**II. 3. 3. 3. Modèle de connaissance du convertisseur matriciel**

Fondamentalement, le convertisseur matriciel est une matrice de commutateurs (interrupteurs) qui permet de lier entre deux sources différentes (source de courant et source de tension). Par conséquent son fonctionnement interne est lié à deux types de variables :

1. variables discrètes.
2. variables continues.

Les variables discrètes sont les ordres d'ouverture et de fermeture appliqués aux commutateurs correspondant à la commande des bases des semi-conducteurs (commande externe) et les variables continues sont issues des sources dont l'état généralisé constitue la commande interne.

Dés lors, le modèle de connaissance de ce convertisseur peut se décomposer en deux parties distinctes (Fig II.7) :

- **la partie commande** : elle établit la relation entre le réseau de Pétri du fonctionnement du convertisseur en mode commandable et les fonctions de connexion et de conversion.
- **La partie opérative** : elle détermine l'évolution des variables continues affectées par la matrice de conversion. De même, cette partie est décomposée en deux blocs, un bloc discontinu décrivant l'effet des fonctions de conversion sur les grandeurs électriques et un bloc continu contenant les équations d'état associés aux sources et aux éléments passifs.

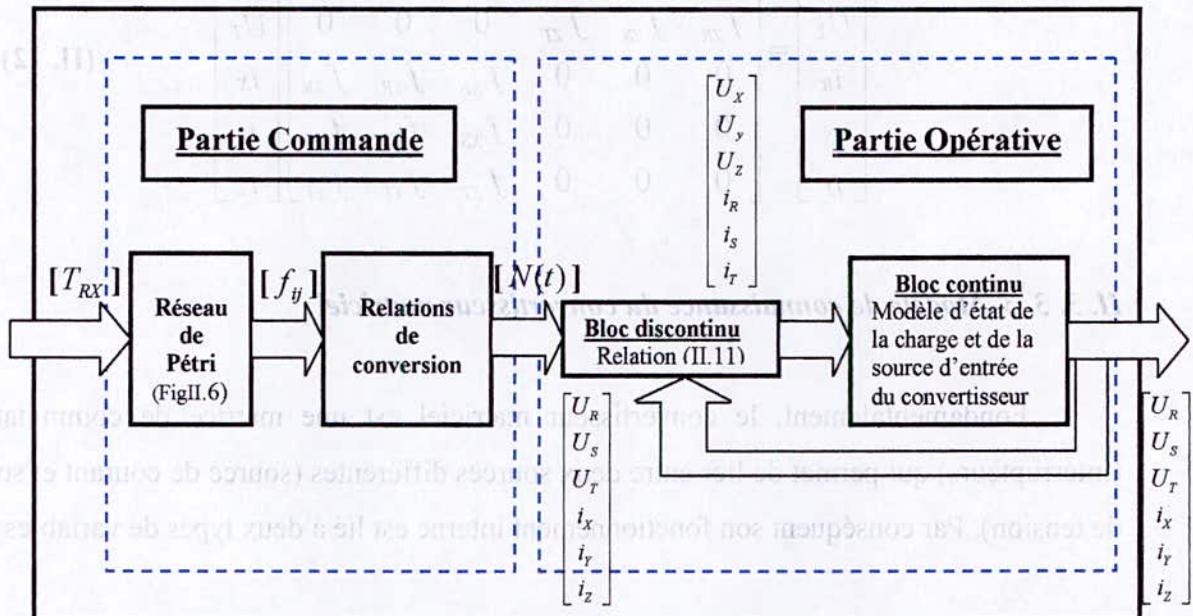


Fig. II. 7. Modèle de connaissance du convertisseur matriciel.

II. 3. 4. Modélisation aux valeurs moyennes

La matrice génératrice de conversion  $[N_g(t)]$  est définie comme suivant:

$$[N_g(t)] = \frac{1}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} [N(\tau)] d\tau \tag{II. 13}$$

T : étant la période de commutation des interrupteurs.

II. 3. 5. Modèle de commande du convertisseur matriciel

Pour pouvoir donner un modèle de commande adapté à la réalité physique on doit régler le problème de discontinuité qui se présente dans le modèle de connaissance (Fig.II.7).

Pour remédier à ce problème on a établi un modèle de commande (Fig.II.8) en utilisant la matrice génératrice de conversion  $[N_g(t)]$  définie précédemment (équation II.13). Ainsi donc le modèle obtenu est un modèle qui se base sur des valeurs moyennes.

En utilisant la matrice génératrice de conversion, on aboutit au système suivant :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \\ i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = [N_g(t)] \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \\ i_X \\ i_Y \\ i_Z \end{bmatrix} \tag{II. 14}$$

Avec :

$$[N_g(t)] = \begin{bmatrix} F_{AX}^g & F_{BX}^g & F_{CX}^g & 0 & 0 & 0 \\ F_{AY}^g & F_{BY}^g & F_{CY}^g & 0 & 0 & 0 \\ F_{AZ}^g & F_{BZ}^g & F_{CZ}^g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_{AX}^g & F_{AY}^g & F_{AZ}^g \\ 0 & 0 & 0 & F_{BX}^g & F_{BY}^g & F_{CY}^g \\ 0 & 0 & 0 & F_{CX}^g & F_{CY}^g & F_{CZ}^g \end{bmatrix} \tag{II. 13}$$

Le modèle de commande global du convertisseur matriciel en mode totalement commandable, où toutes ses grandeurs sont continues est le suivant :

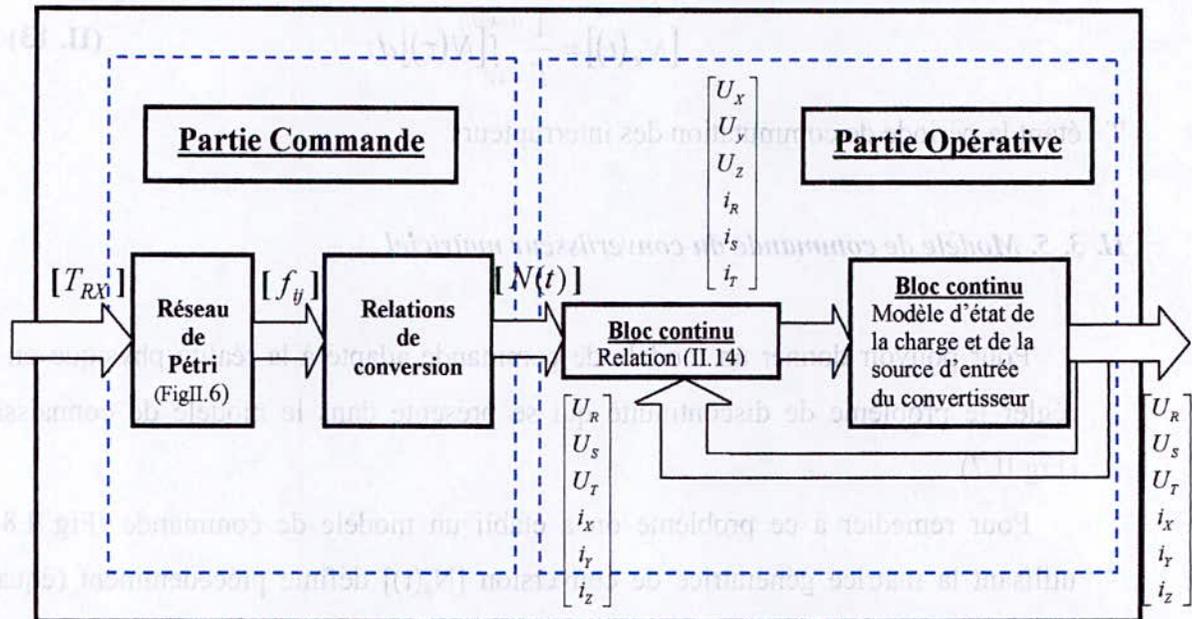


Fig. II. 8. Modèle de commande du convertisseur matriciel.

#### II. 4. Conclusion

Dans ce chapitre, on a décrit le fonctionnement du convertisseur matriciel, en donnant la modélisation des interrupteurs et le fonctionnement d'une cellule de commutation.

Pour pouvoir modéliser le convertisseur matriciel on a présenté les différentes configurations possibles en utilisant les réseaux de Pétri et les critères de commandabilité.

Afin de commander le convertisseur matriciel, on a élaboré le modèle de connaissance du convertisseur en s'appuyant sur la modélisation du convertisseur matriciel ainsi que les fonctions de connexion et de conversion, puis on a donné le modèle de commande du convertisseur en utilisant la matrice génératrice de conversion pour que le modèle du convertisseur soit homogène (c'est-à-dire toutes les grandeurs sont continues.).

## STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL

### CHAPITRE III

#### III.1. Introduction

Dans ce chapitre, on a étudié deux stratégies de modulation adaptées à la commande du convertisseur matriciel :



#### III.2. Définition de la tension intermédiaire fictive

Pour pouvoir commander le convertisseur matriciel, on se réfère par analogie au convertisseur conventionnel avec circuit intermédiaire continu (redresseur-onduleur) : l'avantage de l'analyse et le développement séparés des algorithmes de commande des deux compartiments : redresseur - onduleur.

Donc, afin de bénéficier de la complexité de la commande du convertisseur matriciel, on adopte l'avantage du convertisseur conventionnel en introduisant une tension intermédiaire fictive [Fig. III.1] et on étudie alors séparément les deux parties : redresseur - onduleur.

---

## STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL

---

### III. 1. Introduction

Dans ce chapitre, on a étudié deux stratégies de modulation adaptées à la commande du convertisseur matriciel :

1. la modulation par sous oscillation (PWM à trois intervalles).
2. la modulation vectorielle.

Ces méthodes de commande ont déjà été utilisées pour la commande des convertisseurs de fréquence conventionnels, et on les a adapté à la topologie matricielle.

L'analyse de ces stratégies sera basée sur les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par le convertisseur matriciel, sur la bande de réglage et le taux d'harmonique des tensions de sortie du convertisseur matriciel.

### III. 2. Définition de la tension intermédiaire fictive

Pour pouvoir commander le convertisseur matriciel, on se réfère par analogie au convertisseur conventionnel avec circuit intermédiaire continu (redresseur- onduleur), qui a l'avantage de l'analyse et le développement séparés des algorithmes de commande des deux compartiments : redresseur – onduleur.

Donc, afin de parer à la complexité de la commande du convertisseur matriciel, on adopte l'avantage du convertisseur conventionnel en introduisant une tension intermédiaire fictive [Fig.III.1] et on étudie alors, séparément les deux parties : redresseur – onduleur .

Le fait qu'à tout instant donné, on a au moins une phase de la tension d'alimentation qui est positive et au moins une autre phase qui est négative par rapport au neutre de l'alimentation, on pourra choisir des potentiels fictifs  $U^+$  et  $U^-$  tel que :

$$U_d = U^+ - U^- \quad (III. 1)$$

$U_d$  : est dite tension intermédiaire fictive.

**Remarque**

En général, l'amplitude et la période de l'ondulation dépendent de l'angle de phase des tensions d'alimentation et aussi du choix des potentiels fictifs  $U^+$  et  $U^-$  qui jouent un rôle comparable à celui de l'angle d'allumage du redressement conventionnel. [2]

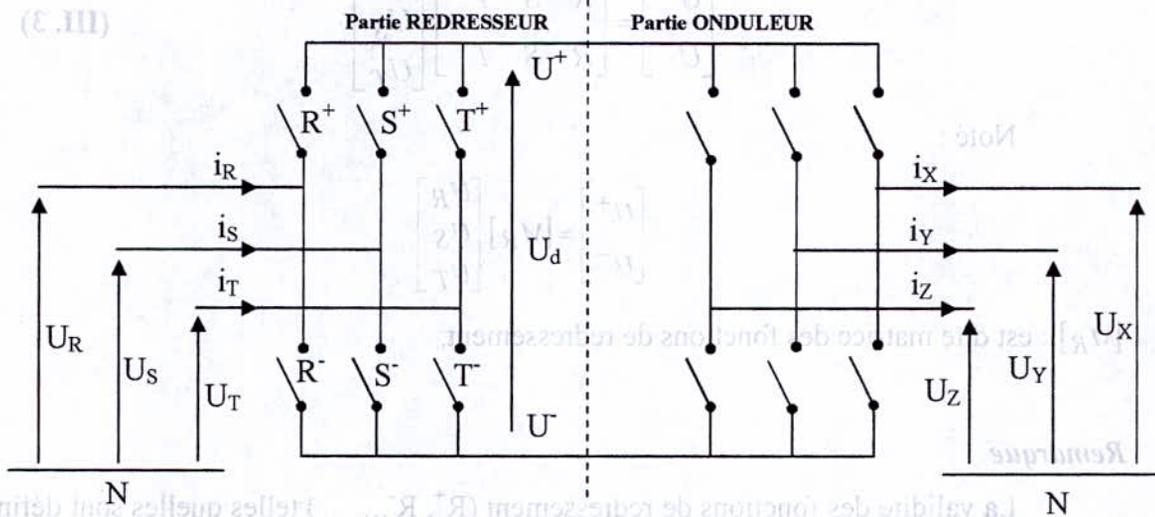


Fig. III. 1. Modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictif.

**III. 3. Etude de la partie redresseur**

Pour le redressement, le spectre d'harmoniques des courants d'entrée est très important [2]. Donc il est nécessaire de faire recours à une fonction de modulation pour donner au courant d'entrée une forme sinusoïdale, en conservant la puissance équivalente transmise via le circuit intermédiaire.

Cette fonction de modulation  $\tau$  est définie par [3] :

$$\tau = \frac{\cos\left(\Phi - \frac{\pi}{3}\right)}{\cos(\Phi)} \quad (0 \leq \tau \leq 1) \quad \text{(III. 2)}$$

Avec :

$$\Phi = (\omega t)_{\text{mod}}\left(\frac{\pi}{3}\right) - \frac{\pi}{6}$$

Afin d'implémenter facilement le redressement, on définit la matrice des fonctions de redressement qui permet la liaison entre les tensions d'alimentation et la partie intermédiaire fictive comme suit :

$$\begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R^+ & S^+ & T^+ \\ R^- & S^- & T^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \quad \text{(III. 3)}$$

Noté :

$$\begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} = [M_R] \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix}$$

$[M_R]$  : est dite matrice des fonctions de redressement.

**Remarque**

La validité des fonctions de redressement ( $R^+, R^-, \dots$ ) telles quelles sont définies s'étend sur toute la période de redressement.

Vu la symétrie constatée dans une période de redressement, on pourra distinguer six intervalles. On se référant à l'intervalle  $\frac{\pi}{3} \leq \omega t < \frac{2\pi}{3}$ , la matrice des fonctions de redressement est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1-\tau & \tau \end{bmatrix}$$

Les cinq intervalles qui restent sont définis dans le tableau (Tab.III.1).

Intervalles	$0 \leq \omega t < \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq \omega t < \frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3} \leq \omega t < \pi$	$\pi \leq \omega t < \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \leq \omega t < \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} \leq \omega t < 2\pi$
$\begin{bmatrix} R^+ & S^+ & T^+ \\ R^- & S^- & T^- \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \tau & 0 & 1-\tau \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1-\tau & \tau \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1-\tau & \tau & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \tau & 0 & 1-\tau \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1-\tau & \tau \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1-\tau & \tau & 0 \end{bmatrix}$

Tab. III. 1. Matrices des fonctions de redressement sur toute la période de redressement.

La tension intermédiaire de redressement sur toute la période est donnée par [3] :

$$U_d = \frac{3\hat{U}}{2 \cos(\Phi)} \tag{III. 4}$$

Avec :

$\hat{U}$  : Valeur crête des tensions d'alimentation.

La forme de la tension intermédiaire fictive sur une période est représentée ci-dessous (Fig.III.2) :

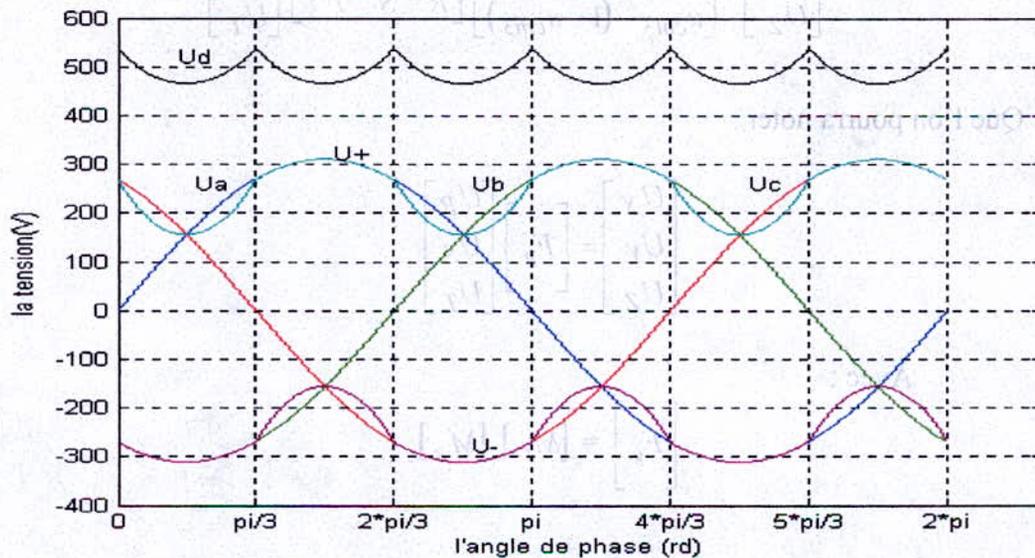


Fig. III. 2. La forme de la tension intermédiaire fictive  $U_d$

III. 4. Etude de la partie onduleur

On pourra introduire comme précédemment, les fonctions de modulations  $u_{cmk}$  qui peuvent prendre des valeurs continues entre 0 et 1, pour définir la matrice de modulation  $[M_O]$ . Cette dernière permet de lier entre les potentiels intermédiaires fictifs et les tensions de sortie du convertisseur matriciel, comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{cm1} & (1-u_{cm1}) \\ u_{cm2} & (1-u_{cm2}) \\ u_{cm3} & (1-u_{cm3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \tag{III. 5}$$

Noté :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = [M_O] \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix}$$

$[M_O]$  : est dite matrice de modulation.

En tenant compte des deux blocs redresseur – onduleur, on obtient :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{cm1} & (1-u_{cm1}) \\ u_{cm2} & (1-u_{cm2}) \\ u_{cm3} & (1-u_{cm3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R^+ & S^+ & T^+ \\ R^- & S^- & T^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \tag{III. 6}$$

Que l'on pourra noter :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = [F_g] \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix}$$

Avec :

$$[F_g] = [M_O] [M_R]$$

On arrive finalement à caractériser la matrice  $[F_g]$  qui permet de définir l'algorithme complet de la conversion de fréquence tel que :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{RX}^g & F_{SX}^g & F_{TX}^g \\ F_{RY}^g & F_{SY}^g & F_{TY}^g \\ F_{RZ}^g & F_{SZ}^g & F_{TZ}^g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_R \\ U_S \\ U_T \end{bmatrix} \quad (III. 7)$$

Avec :

$$F_g = \begin{bmatrix} F_{RX}^g & F_{SX}^g & F_{TX}^g \\ F_{RY}^g & F_{SY}^g & F_{TY}^g \\ F_{RZ}^g & F_{SZ}^g & F_{TZ}^g \end{bmatrix}$$

**Remarque :**

De même pour les courant, on aura :

$$\begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{RX}^g & F_{RY}^g & F_{RZ}^g \\ F_{SX}^g & F_{SY}^g & F_{SZ}^g \\ F_{TX}^g & F_{TY}^g & F_{TZ}^g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_X \\ i_Y \\ i_Z \end{bmatrix} \quad (III. 8)$$

Par identification entre les équations (III. 6) et (III. 7) on aura les éléments de la matrice  $[F_g]$  tel que :

$$\begin{cases} F_{RX}^g = R^+ u_{cm1} + R^- (1 - u_{cm1}) \\ F_{SX}^g = S^+ u_{cm1} + S^- (1 - u_{cm1}) \\ F_{TX}^g = 1 - (F_{RX}^g + F_{SX}^g) \end{cases} \quad (III. 9)$$

### III. 5. Modulation de la tension intermédiaire fictive

Les tensions de référence des phases de sortie sont définies comme suit :

$$\begin{cases} U_{Xref} = U_m \sin(\omega_0 t) \\ U_{Yref} = U_m \sin(\omega_0 t - 2\pi/3) \\ U_{Zref} = U_m \sin(\omega_0 t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (III. 10)$$

Avec :

$$\omega_0 = 2 \pi f_o$$

$f_o$  : est la fréquence des tensions de référence.

La détermination des fonctions d'ondulation (fonctions de référence normalisées) consiste en la modulation de la tension intermédiaire fictive donnée précédemment par l'équation (III.4) selon [2] :

$$u_{cmk} = r \cos(\Phi) \sin\left(\omega_0 t - \frac{2(k-1)\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \quad (\text{III. 11})$$

Avec :

$u_{cmk}$  : fonction de modulation ou fonction de référence normalisée.

$U_m$  : valeur crête des tensions de référence des phases de sortie.

$r$  : le taux de modulation, donné par :  $r = \frac{U_m}{U_{d\min}}$ .

$\omega_0$  : pulsation des tensions de référence des phases de sortie.

$k = 1, 2, 3$

$$\Phi = (\omega t)_{\text{mod}}\left(\frac{\pi}{3}\right) - \frac{\pi}{6}$$

### III. 6. Stratégies de commande du convertisseur matriciel

#### III. 6. 1. La modulation par sous oscillation (PWM à trois intervalles)

##### III. 6. 1. 1. Le principe de la stratégie

La modulation par largeur d'impulsion est une technique bien établie pour les convertisseurs à pulsation. On s'aperçoit que pour la commande du convertisseur matriciel chaque phase de sortie doit pouvoir être commutée à chaque phase d'entrée pendant un intervalle déterminé de la période de pulsation. Ceci est également valable si l'on considère le transfert dans le sens inverse, pour la commutation des phases d'entrée vers les phases de sortie.

Il faut donc diviser la période de pulsation en trois intervalles. Pour cela, il est judicieux d'employer une technique similaire à celle des modulateurs PWM conventionnels.

Le signal triangulaire de référence sera comparé à deux signaux de commande. De cette manière, on obtient deux signaux binaires de sortie par phase, indiquant les états des commutateurs de puissance. La figure (Fig.III.3) montre la succession temporelle de la conduction des interrupteurs d'une cellule sur une période de pulsation.

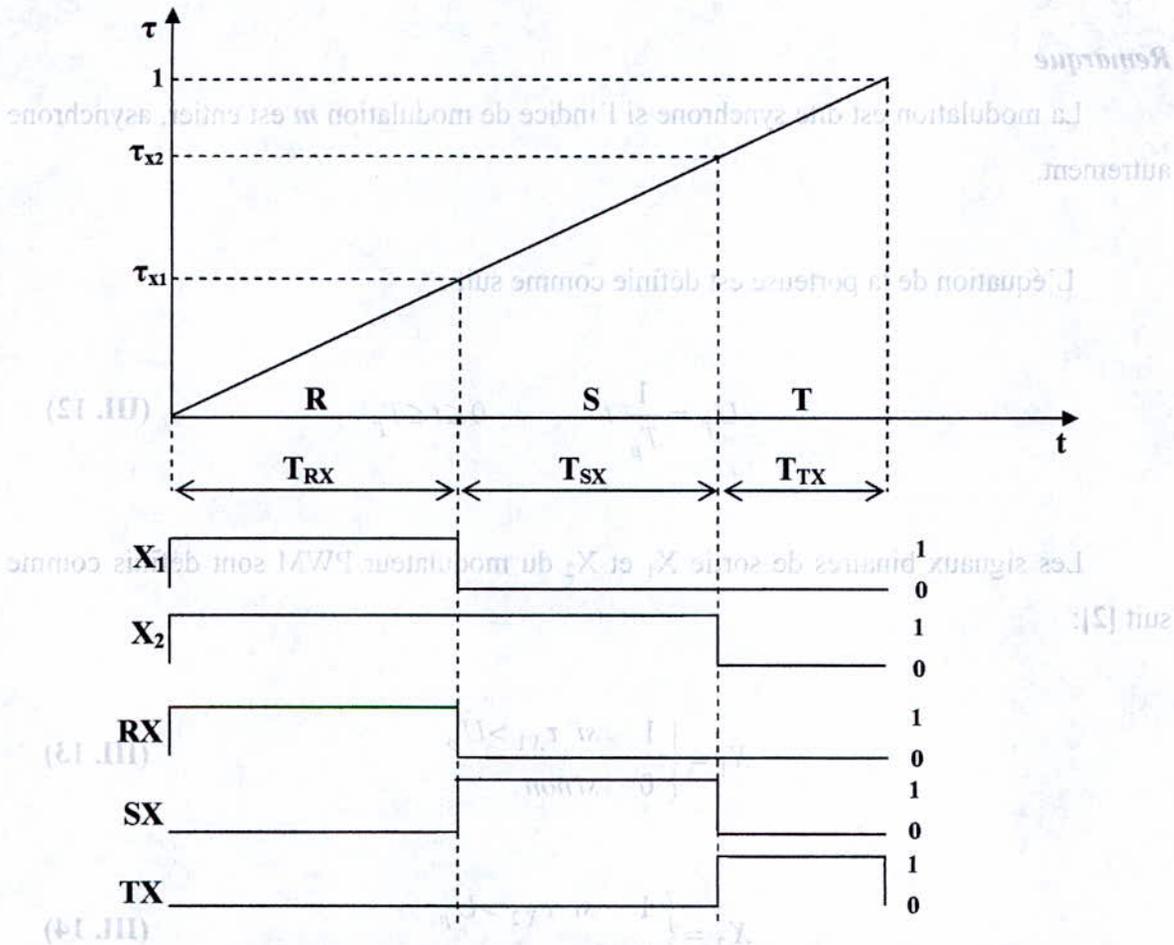


Fig. III.3. PWM à trois intervalles qui commande la phase X de sortie.

Cette stratégie de commande est caractérisée par deux paramètres qui sont :

1. l'indice de modulation  $m$  qui est le rapport entre la fréquence de la porteuse  $f_p$  sur la fréquence de la tension de référence  $f_o$ , soit :

$$m = \frac{f_p}{f_o}$$

2. le taux de modulation  $r$  qui est le rapport entre l'amplitude maximale de la tension de référence  $U_m$  sur la valeur minimale de la tension redressée fictive  $U_{dmin}$ , soit :

$$r = \frac{U_m}{U_{dmin}}$$

**Remarque**

La modulation est dite synchrone si l'indice de modulation  $m$  est entier, asynchrone autrement.

L'équation de la porteuse est définie comme suit :

$$U_p = \frac{1}{T_p} t \quad 0 \leq t \leq T_p \quad \text{(III. 12)}$$

Les signaux binaires de sortie  $X_1$  et  $X_2$  du modulateur PWM sont définis comme suit [2]:

$$X_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau_{X1} > U_p \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad \text{(III. 13)}$$

$$X_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau_{X2} > U_p \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad \text{(III. 14)}$$

Les signaux de commande des commutateurs du convertisseur matriciel s'obtiennent à l'aide d'une logique simple tel que [2]:

$$\begin{cases} T_{RX} = X_1 \\ T_{SX} = X_2 \& \bar{X}_1 \\ T_{TX} = \bar{X}_2 \end{cases} \quad \text{(III. 15)}$$

On tenant compte des équations (III. 9), on définit les signaux de référence  $\tau_{X1}$  et  $\tau_{X2}$  comme suit :

$$\begin{cases} \tau_{X1} = F_{RX}^g = R^+ u_{cm1} + R^- (1 - u_{cm1}) \\ \tau_{X2} = F_{RX}^g + S^+ u_{cm1} + S^- (1 - u_{cm1}) \end{cases} \quad (\text{III. 16})$$

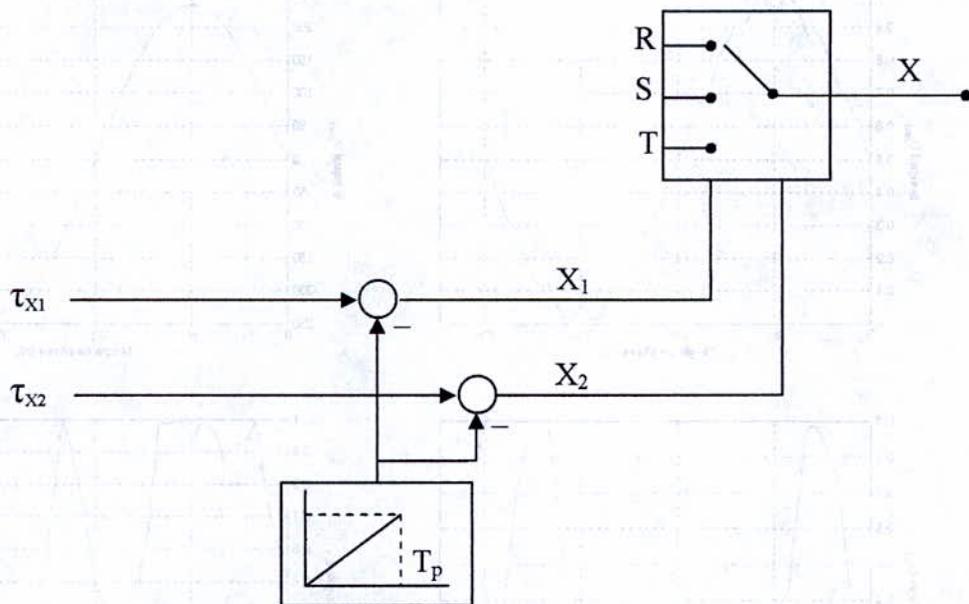
**Remarque**

Il faut noter que la condition  $\tau_{X2} > \tau_{X1}$  doit toujours être remplie car l'état  $X_1 = X_2 = 1$  n'est pas défini.

A partir de l'équation (III.10), la fonction d'ondulation  $u_{cm1}$  pour la phase X peut s'écrire comme suit :

$$u_{cm1} = \frac{U_{Xref}}{U_{dmin}} \cos(\Phi) + \frac{1}{2} \quad (\text{III. 17})$$

La structure de ce modulateur PWM à trois intervalles est montrée par la figure (III.4) ci-dessous :



**Fig. III. 4. Structure du modulateur PWM à trois intervalles.**

La forme des différents signaux de la stratégie PWM à trois intervalles est donnée ci-dessous :

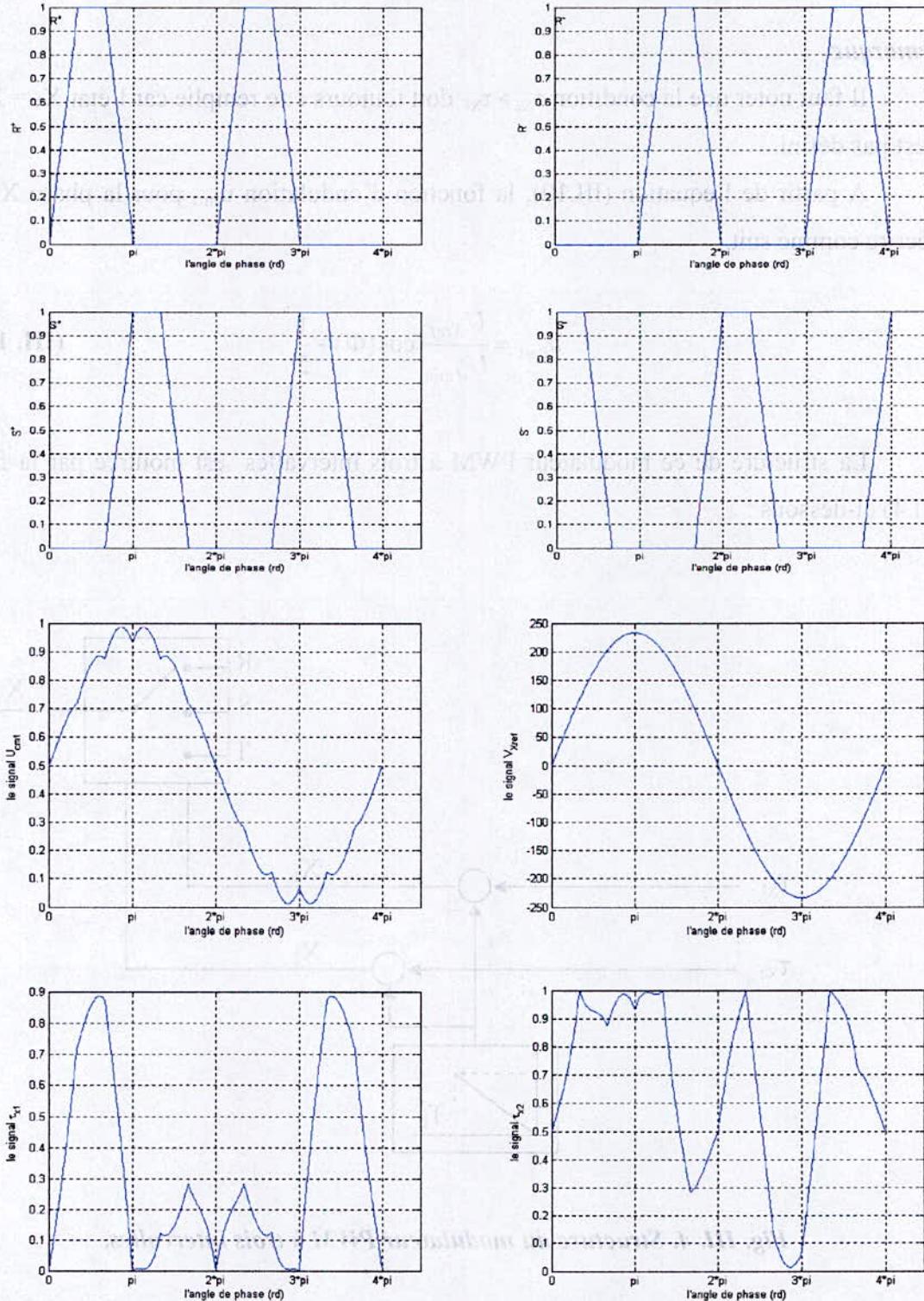
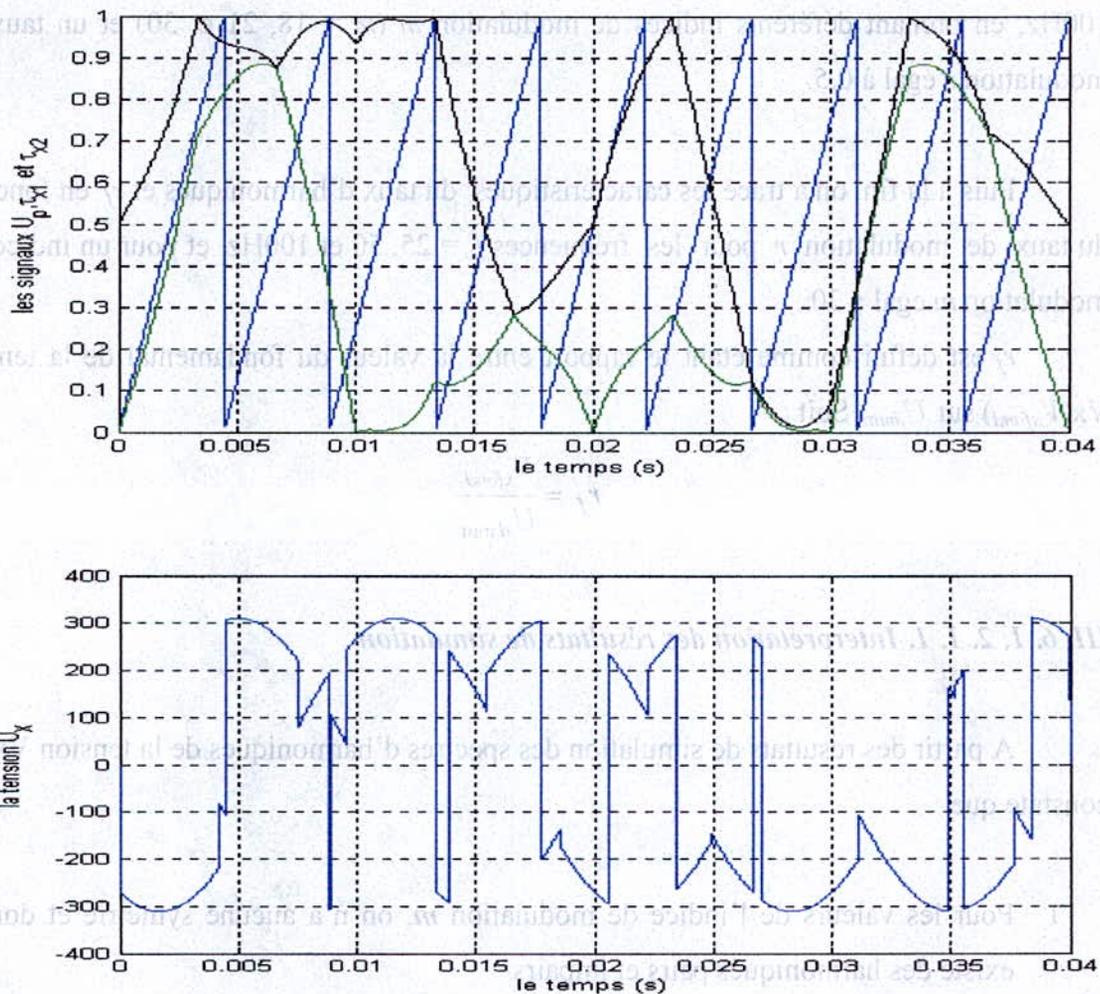


Fig. III. 5. Les différents signaux de la stratégie PWM à trois intervalles. ( $m=21$ ,  $r=0.5$ ,  $f_o=25\text{Hz}$ )

Le principe de la stratégie PWM à trois intervalles est montré dans les figures ci-dessous :



**Fig. III. 6. Principe de la stratégie PWM à trois intervalles ( $m=9$ ,  $r=0.5$ ,  $f_o=50\text{Hz}$ ).**

### III. 6. 1. 2. Simulation et résultats

#### III. 6. 1. 2. 1. Etude des performances de la commande du convertisseur matriciel par la PWM à trois intervalles

Pour étudier les performances de la commande du convertisseur matriciel par la PWM à trois intervalles on a effectué l'étude du spectre d'harmoniques des tensions de

sortie du convertisseur matriciel. Pour les simulations on a pris comme échantillon la tension de sortie du convertisseur  $V_x$  de phase X.

Dans les figures ci-après (Fig.III.7, III.8 et III.9) on a représenté les spectres d'harmonique de la tension  $V_x$  pour des fréquences de sortie du convertisseur 25, 50 et 100Hz, en prenant différents indices de modulation  $m$  ( $m = 18, 21$  et  $30$ ) et un taux de modulation  $r$  égal à 0.5.

Puis à la fin, on a tracé les caractéristiques du taux d'harmoniques et  $r_f$  en fonction du taux de modulation  $r$  pour les fréquences  $f_o = 25, 50$  et  $100\text{Hz}$  et pour un indice de modulation  $m$  égal à 30.

$r_f$  est défini comme étant le rapport entre la valeur du fondamental de la tension  $V_x(V_{xfond})$  sur  $U_{dmin}$ . Soit :

$$r_f = \frac{V_{xfond}}{U_{dmin}}$$

### III. 6. 1. 2. 1. 1. Interprétation des résultats de simulation

A partir des résultats de simulation des spectres d'harmoniques de la tension  $V_x$ , on constate que :

1. Pour les valeurs de l'indice de modulation  $m$ , on n'a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques pairs et impairs.
2. Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ( $f_p = m f_o$ ).
3. La première famille centrée autour de la fréquence  $m f_o$  est la plus importante du point de vue amplitude.
4. L'augmentation de l'indice de modulation  $m$  permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées.
5. Le taux de modulation  $r$ , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de  $r = 0$  à  $r = 0.5$ .
6. Le taux d'harmoniques diminue quand le taux de modulation  $r$  augmente.

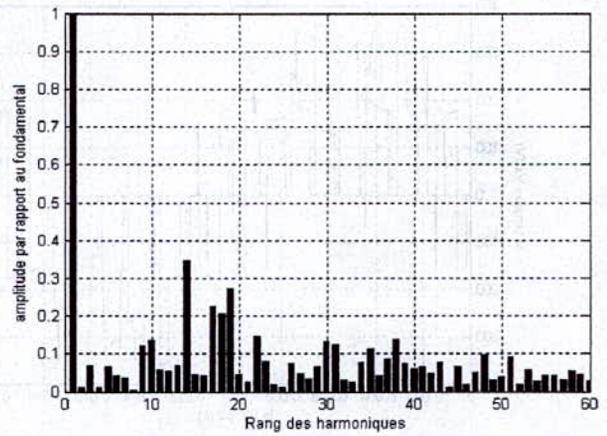
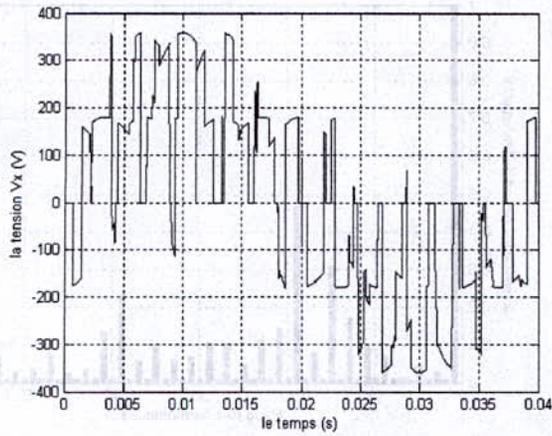


Fig. III. 7. a.  $m = 18, r = 0.5, f_o = 25 \text{ Hz}$

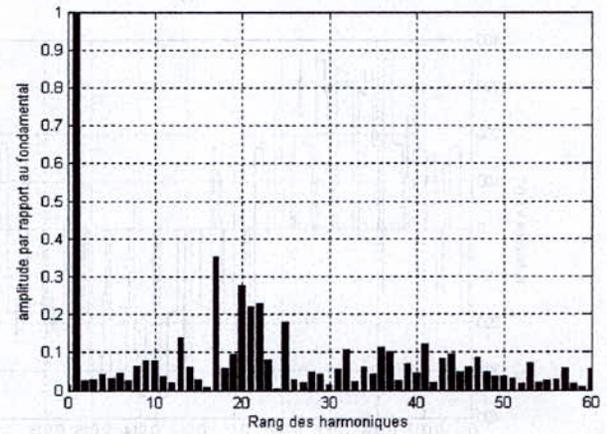
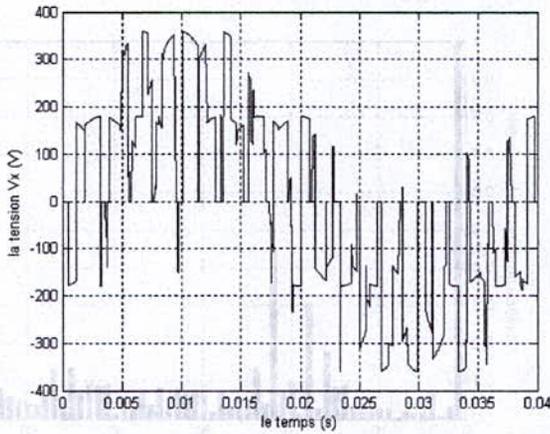


Fig. III. 7. b.  $m = 21, r = 0.5, f_o = 25 \text{ Hz}$

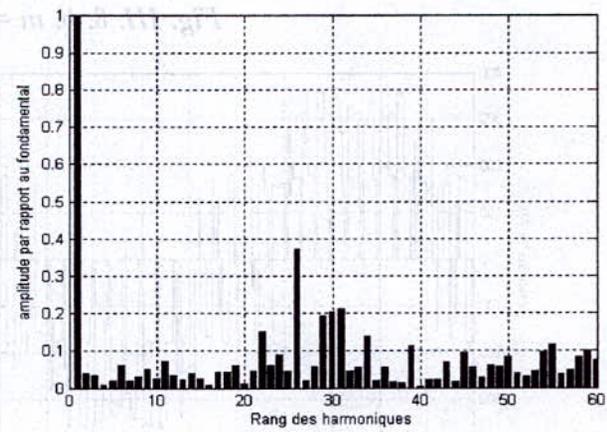
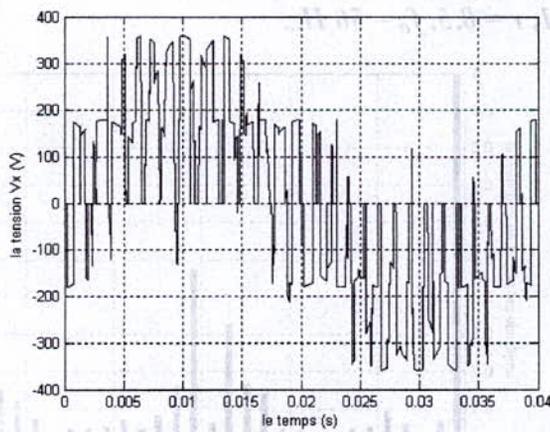


Fig. III. 7. c.  $m = 30, r = 0.5, f_o = 25 \text{ Hz}$

Fig. III. 7. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie  $V_x$  de la phase X pour une fréquence de sortie  $f_o$  de 25Hz.

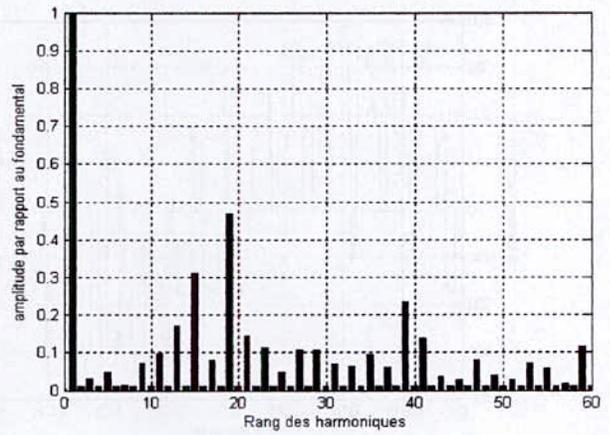
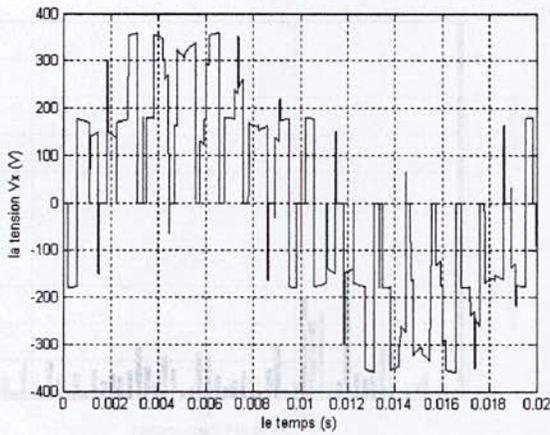


Fig. III. 8. a.  $m = 18, r = 0.5, f_o = 50 \text{ Hz}$

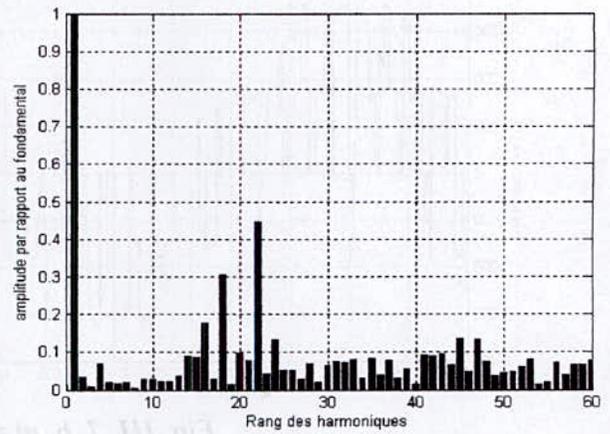
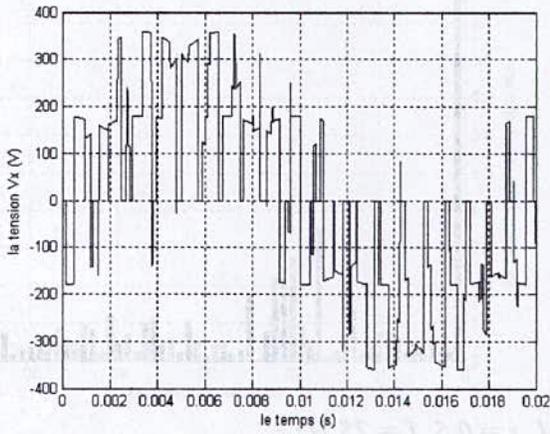


Fig. III. 8. b.  $m = 21, r = 0.5, f_o = 50 \text{ Hz}$

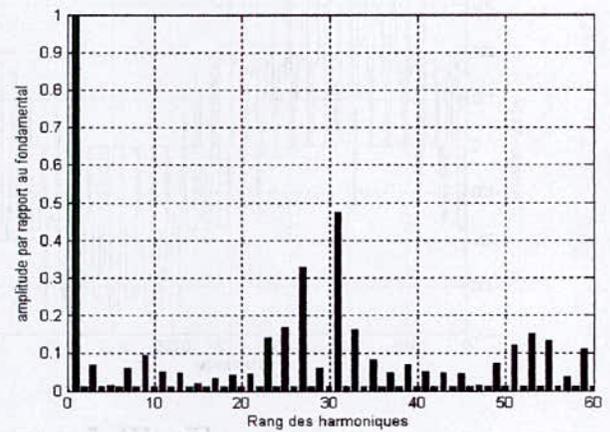
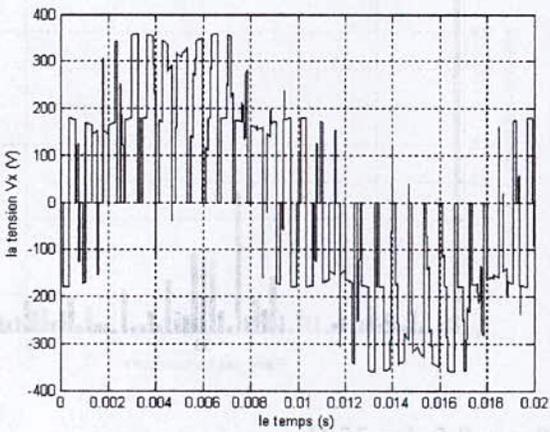


Fig. III. 8. c.  $m = 30, r = 0.5, f_o = 50 \text{ Hz}$

Fig. III. 8. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie  $V_x$  de la phase X pour une fréquence de sortie  $f_o$  de 50Hz.

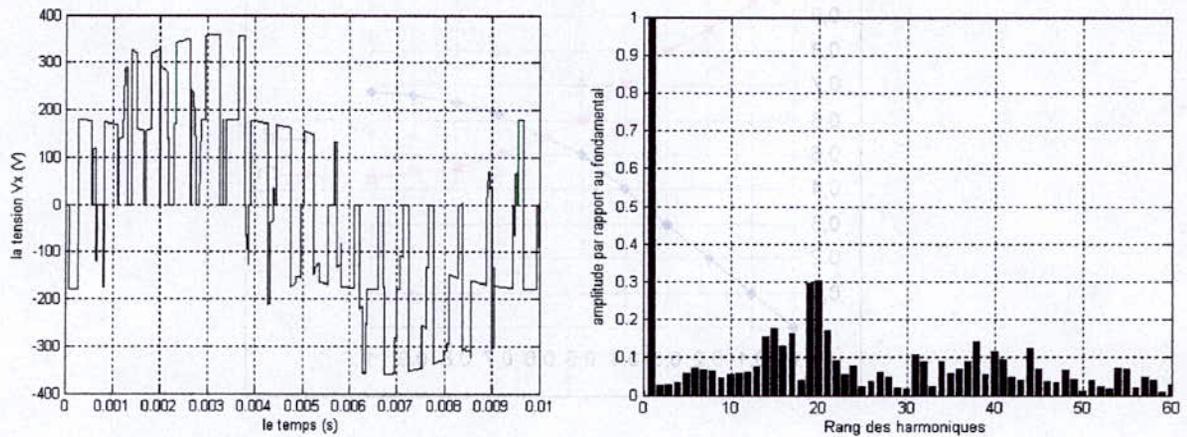


Fig. III. 9. a.  $m = 18, r = 0.5, f_o = 100 \text{ Hz}$ .

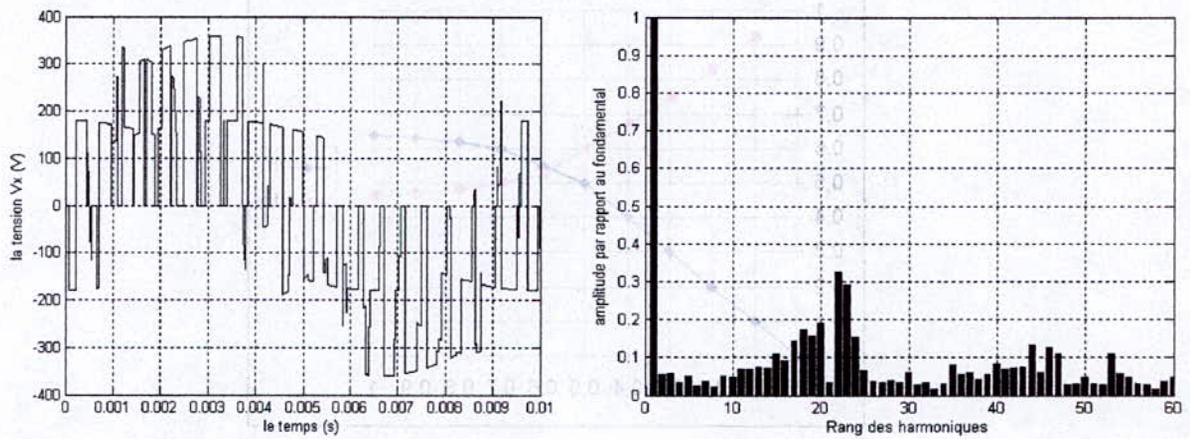


Fig. III. 9. b.  $m = 21, r = 0.5, f_o = 100 \text{ Hz}$ .

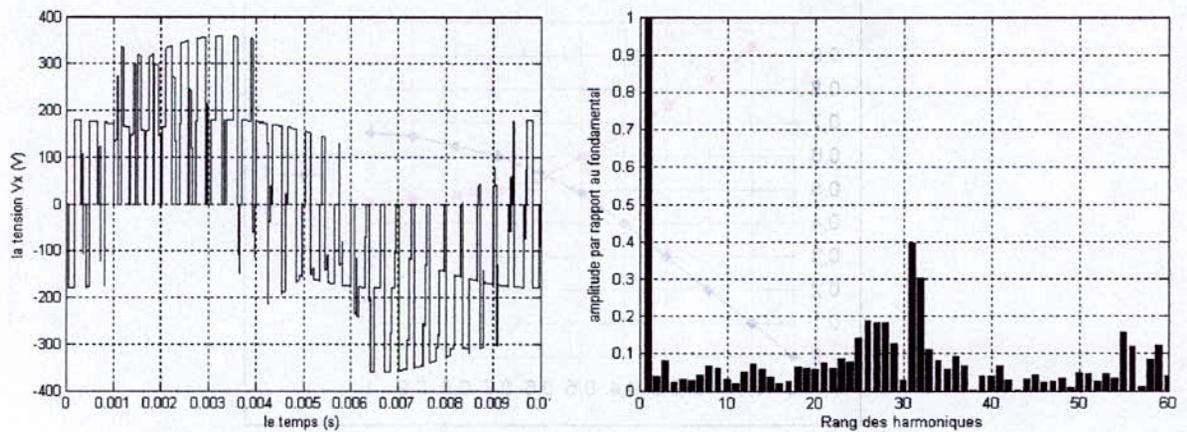


Fig. III. 9. c.  $m = 30, r = 0.5, f_o = 100 \text{ Hz}$ .

Fig. III. 9. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie  $V_x$  de la phase X pour une fréquence de sortie  $f_o$  de 100Hz.

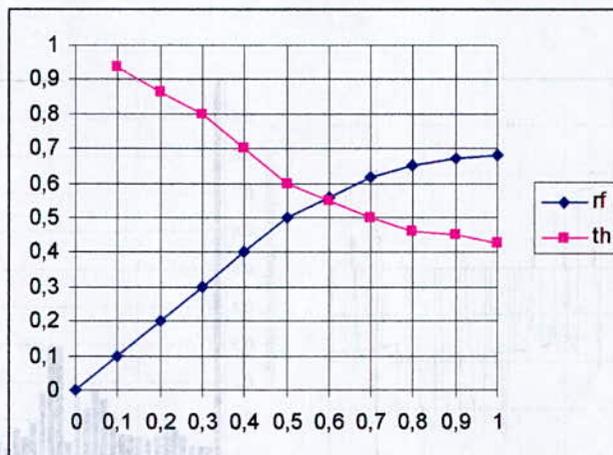


Fig.III.10. a.  $m = 30, f_0 = 25 \text{ Hz}$ .

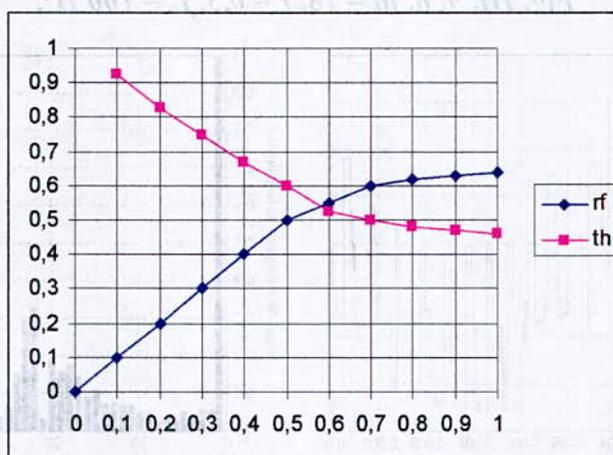


Fig.III.10. b.  $m = 30, f_0 = 50 \text{ Hz}$ .

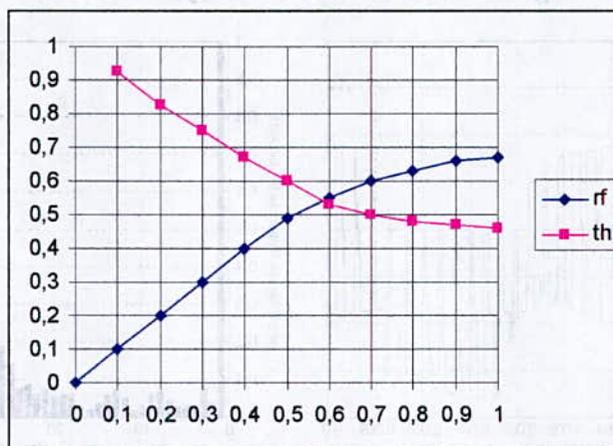


Fig.III.10. c.  $m = 30, f_0 = 100 \text{ Hz}$ .

Fig.III.10. Les caractéristiques du taux d'harmoniques et  $r_f$  en fonction du taux de modulation  $r$ .

**III. 6. 1. 2. 2. Etude des performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone**

Dans ce paragraphe, on va étudier les performances de l'association du convertisseur matriciel à la machine asynchrone. Le convertisseur est commandé par la PWM à trois intervalles dont l'indice de modulation  $m = 21$  et le taux de modulation  $r = 0.5$ , puis pour chaque fréquence  $f_o$  (25, 50 et 100 Hz) des tensions de référence ( $U_{xref}$ ,  $U_{yref}$  et  $U_{zref}$ ) ; on simule les grandeurs suivantes (Figures : Fig.III.11, III.12 et III.13):

1. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.
2. le courant statorique  $i_x$  transitoire et permanent de la phase X alimentant la machine asynchrone.
3. le courant  $i_R$  transitoire et permanent de la phase R du réseau d'alimentation.
4. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone.

**III. 6. 1. 2. 2. 1. Interprétation des résultats de simulation**

A partir des résultats de simulation de l'association convertisseur- machine, on constate que :

1. En régime permanent, la fréquence du couple électromagnétique est égale à la fréquence de la tension  $V_x$  délivrée par le convertisseur matriciel.
2. Lorsque la fréquence de la tension  $V_x$  augmente, la durée du régime transitoire de la machine asynchrone augmente.
3. Le courant absorbé par la machine est presque sinusoïdal.
4. Pour une vitesse de 3000 tr/mn, on a réduit le couple résistant à 4 N.m car la machine ne supporte pas le couple résistant nominal (10 N.m).Ce dernier demande une puissance deux fois la puissance nominale de la machine d'où la nécessité de diminuer le couple résistant ou d'augmenter la tension d'alimentation.

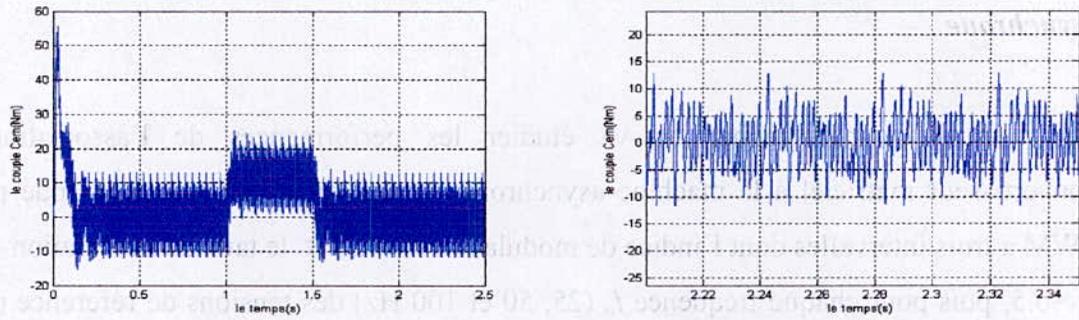


Fig. III. 11. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

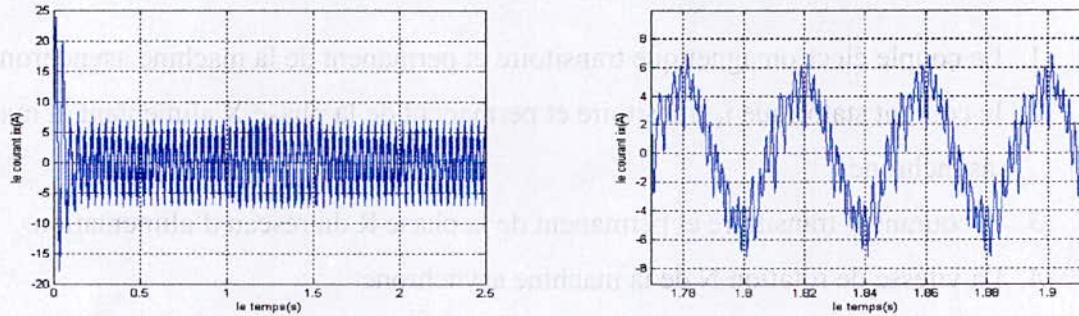


Fig. III. 11. b. Le courant  $i_X$  transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

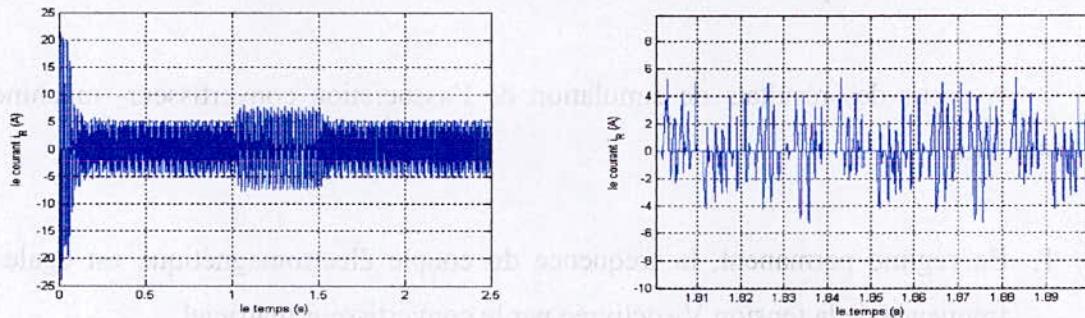


Fig. III. 11. c. Le courant  $i_R$  transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

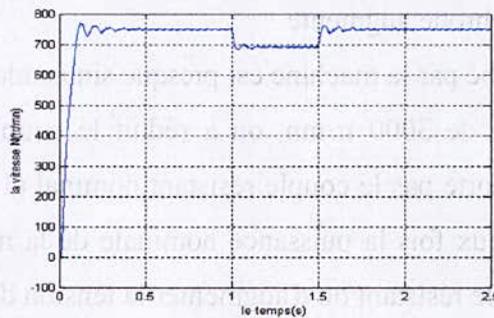


Fig. III. 11. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Fig. III. 11. Performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la stratégie PWM à trois intervalles ( $f_o = 25\text{Hz}$  et  $m = 21$ ).

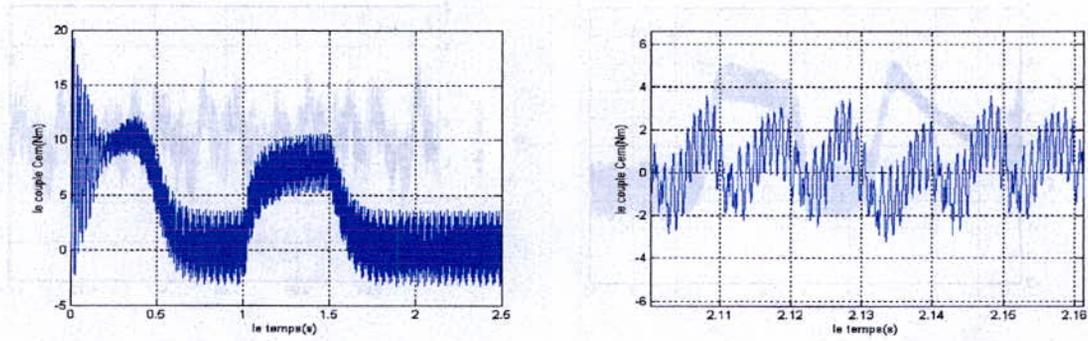


Fig. III. 12. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

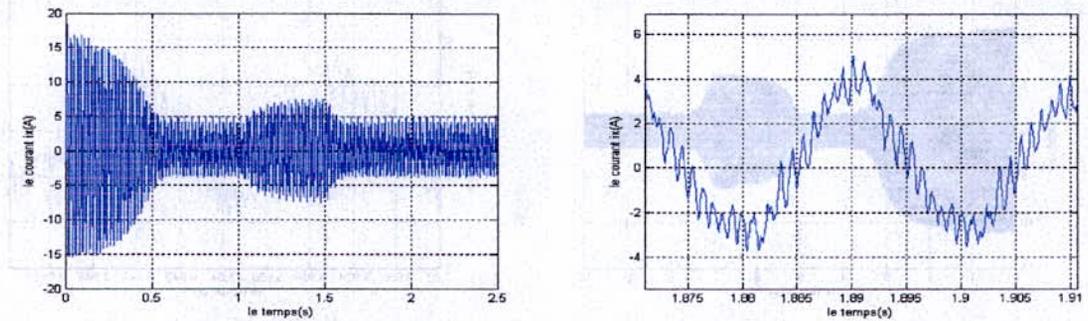


Fig. III. 12. b. Le courant  $i_x$  transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

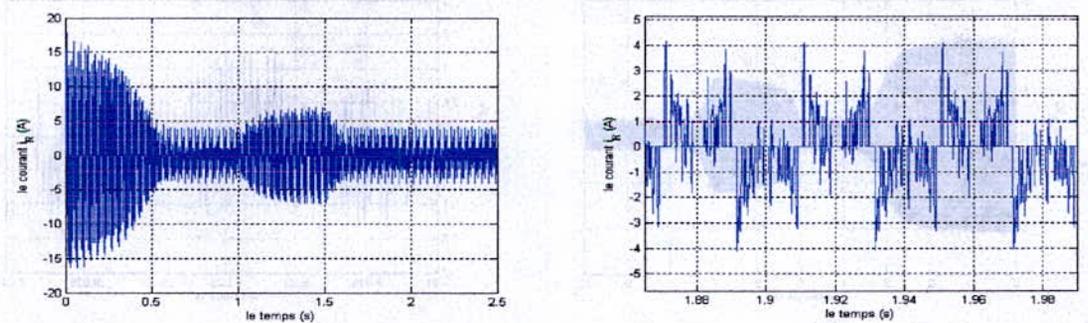


Fig. III. 12. c. Le courant  $i_R$  transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

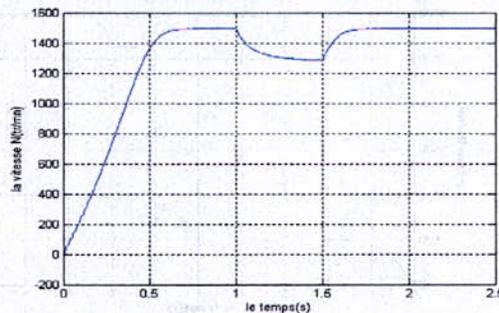


Fig. III. 12. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Fig. III. 12. Performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la stratégie PWM à trois intervalles ( $f_o = 50\text{Hz}$  et  $m = 21$ ).

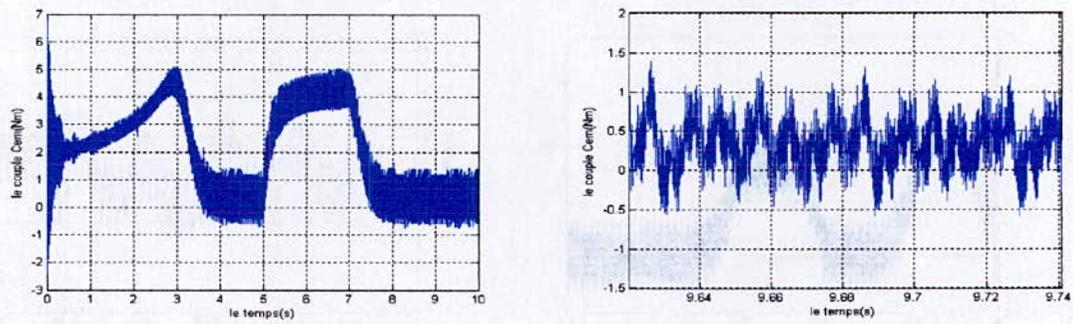


Fig. III. 13. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

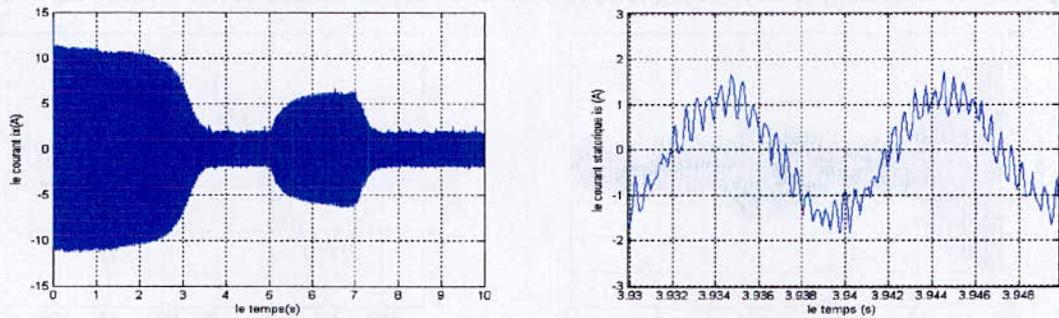


Fig. III. 13. b. Le courant  $i_x$  transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

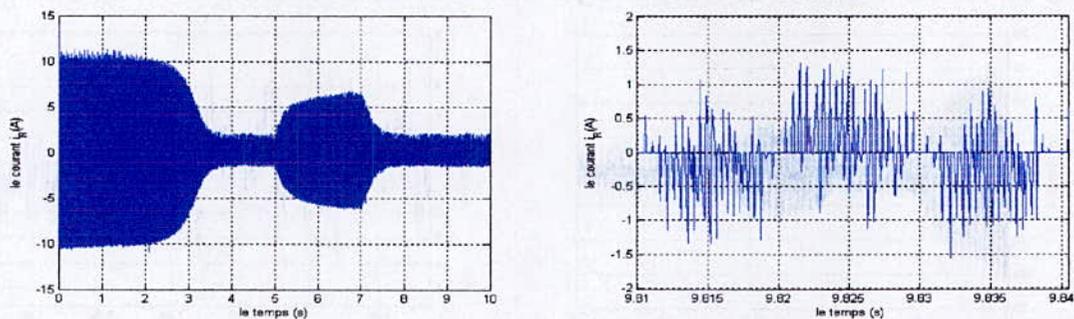


Fig. III. 13. c. Le courant  $i_r$  transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

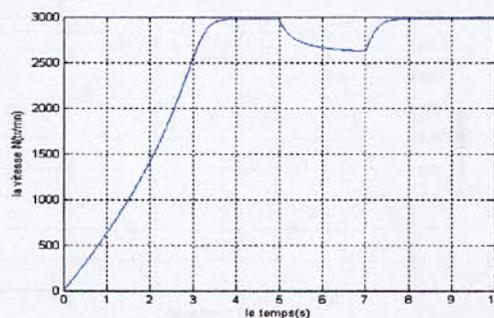


Fig. III. 13. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Fig. III. 13. Performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la stratégie PWM à trois intervalles ( $f_o = 100\text{Hz}$  et  $m = 21$ ).

III. 6. 2. La modulation Vectorielle

III. 6. 2. 1. Le principe de la stratégie

Cette stratégie de commande ne diffère pas vraiment de la précédente, car la seule différence qui existe, réside dans la génération des tensions de référence qui sont définies comme suit :

$$\begin{cases} U_{Xref}^* = U_{Xref} + V_0 \\ U_{Yref}^* = U_{Yref} + V_0 \\ U_{Zref}^* = U_{Zref} + V_0 \end{cases} \quad (III. 18)$$

tel que :

$U_{Xref}$ ,  $U_{Yref}$  et  $U_{Zref}$  sont les tensions de référence définies dans l'équation (III.10) pour la stratégie de modulation PWM à trois intervalles.

L'expression de la tension  $V_0$  de fréquence  $3 f_0$  ( $f_0$  est la fréquence des tensions de référence  $U_{Xref}$ ,  $U_{Yref}$  et  $U_{Zref}$ ), est donnée comme suit :

$$V_0 = - \frac{Max(U_{Xref}, U_{Yref}, U_{Zref}) + Min(U_{Xref}, U_{Yref}, U_{Zref})}{2} \quad (III. 19)$$

Pour ce qui concerne l'algorithme de commande de cette stratégie, on suit exactement la même procédure que la stratégie précédente.

Dans les figures ci-après on a illustré par simulation sur MATLAB/ SIMULINK les différents signaux de commande pour la stratégie de modulation vectorielle.

Fig. III. 1-4. Les différents signaux de la stratégie PWM à trois intervalles. (m=21, r=0.2, f=25Hz)

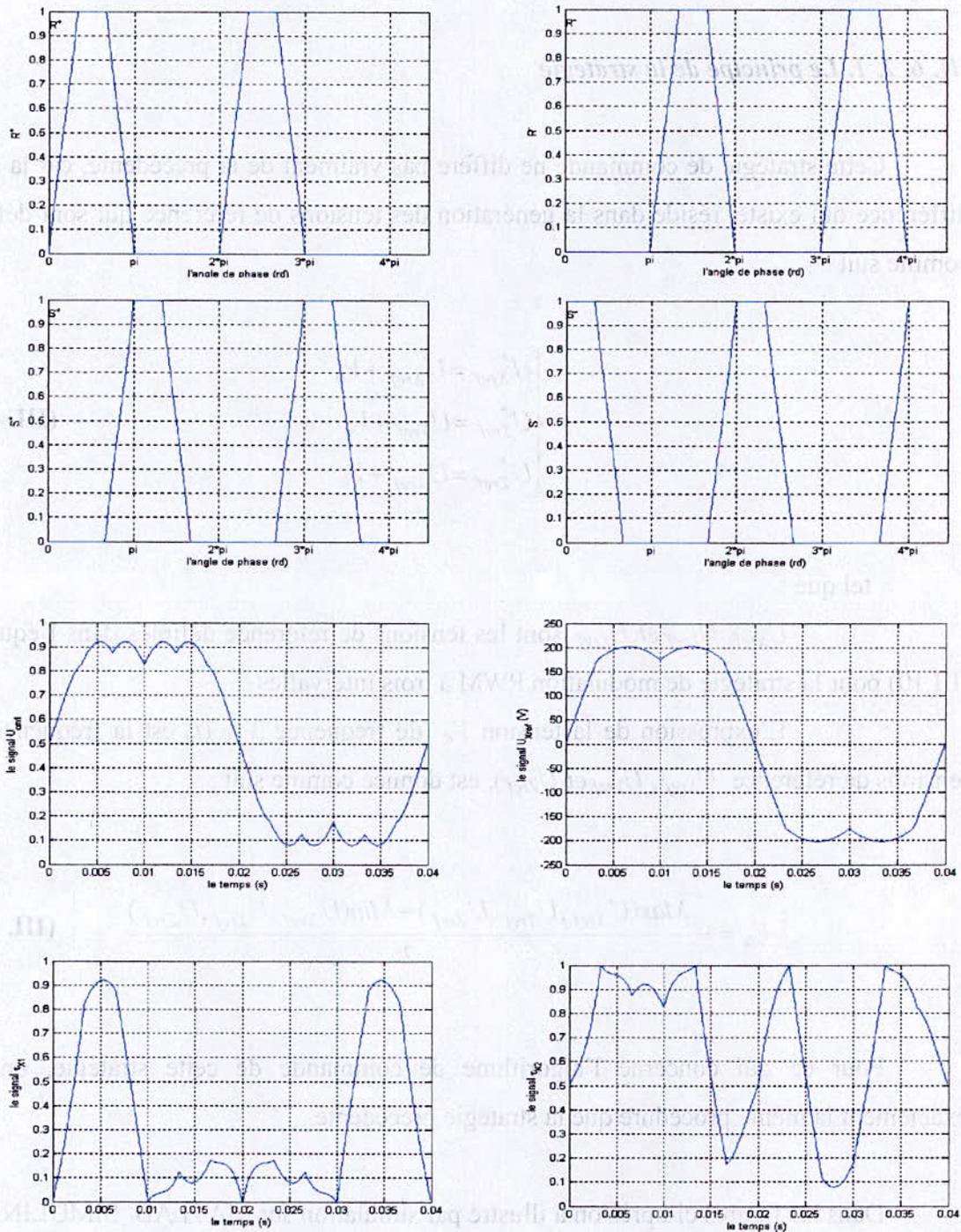


Fig. III. 14. Les déférents signaux de la stratégie PWM à trois intervalles.  
( $m=21$ ,  $r=0.5$ ,  $f_o=25\text{Hz}$ )

### III. 6. 2. 2. Simulation et résultats

#### III. 6. 2. 2. 1. Etude des performances de la commande du convertisseur matriciel par la modulation vectorielle

Pour étudier les performances de la commande du convertisseur matriciel par la modulation vectorielle, on a effectué l'étude du spectre d'harmoniques des tensions de sortie du convertisseur matriciel. Pour les simulations, on a pris comme échantillon la tension de sortie du convertisseur  $V_x$  de phase X.

Dans les figures ci-après (Figures : Fig.III.15, III.16 et III.17) on a représenté les spectres d'harmoniques de la tension  $V_x$  pour des fréquences de sortie du convertisseur 25, 50 et 100Hz, en prenant différents indices de modulation  $m$  ( $m = 18,21$  et  $30$ ) et un taux de modulation  $r$  égal à  $0.5$ .

Puis à la fin on a tracé les caractéristiques du taux d'harmoniques et  $r_f$  en fonction du taux de modulation  $r$  pour les fréquences  $f_o = 25, 50$  et  $100\text{Hz}$  et pour un indice de modulation  $m$  égal à  $30$ .

##### III. 6. 2. 2. 1. 1. Interprétation des résultats de simulation

A partir des résultats de simulation des spectres d'harmonique de la tension  $V_x$ , on constate que :

1. Pour les valeurs de l'indice de modulation  $m$ , on n'a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques pairs et impairs.
2. Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ( $f_p = m f_o$ ).
3. La première famille centrée autour de la fréquence  $m f_o$  est la plus importante du point de vue amplitude.
4. L'augmentation de l'indice de modulation  $m$  permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées.
5. Le taux de modulation  $r$ , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de  $r = 0$  à  $r = 0.6$ .
6. Le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation  $r$  augmente.

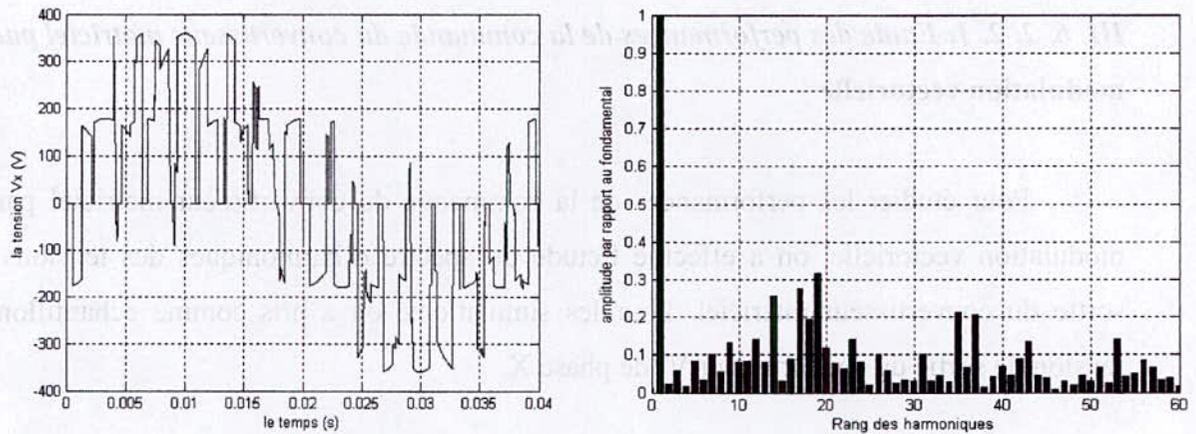


Fig. III. 15. a.  $m = 18, r = 0.5, f_o = 25 \text{ Hz}$ .

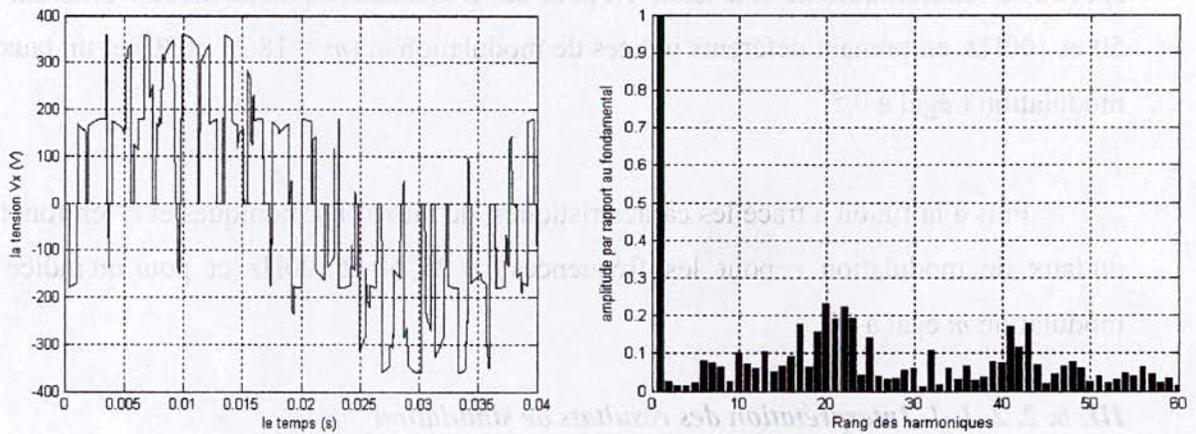


Fig. III. 15. b.  $m = 21, r = 0.5, f_o = 25 \text{ Hz}$ .

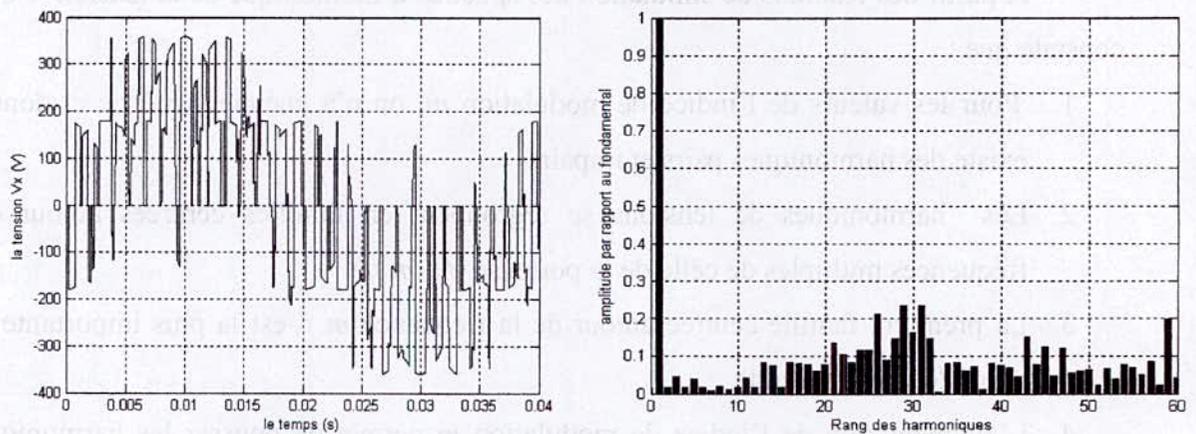


Fig. III. 15. c.  $m = 30, r = 0.5, f_o = 25 \text{ Hz}$ .

Fig.III.15. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie  $V_x$  de la phase X pour une fréquence de sortie  $f_o$  de 25Hz.

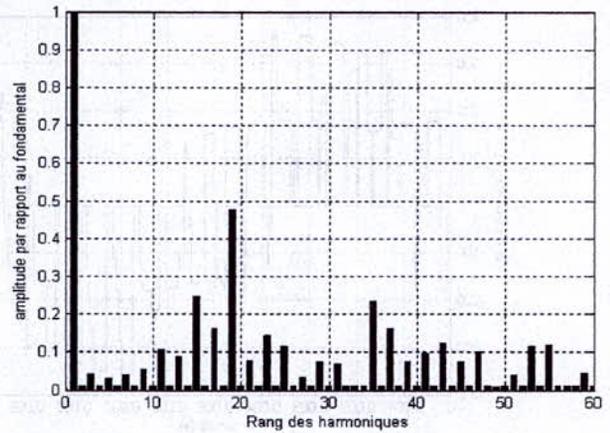
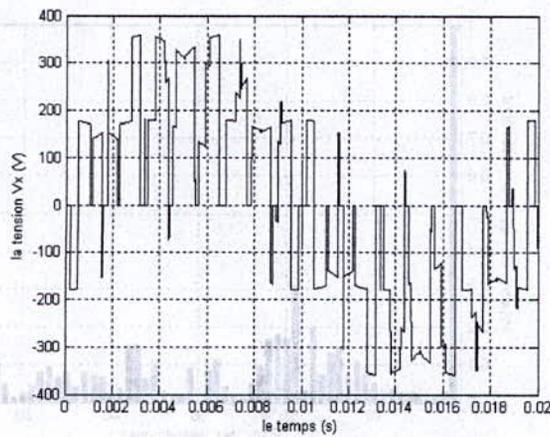


Fig. III.16. a.  $m = 18, r = 0.5, f_o = 50 \text{ Hz}$

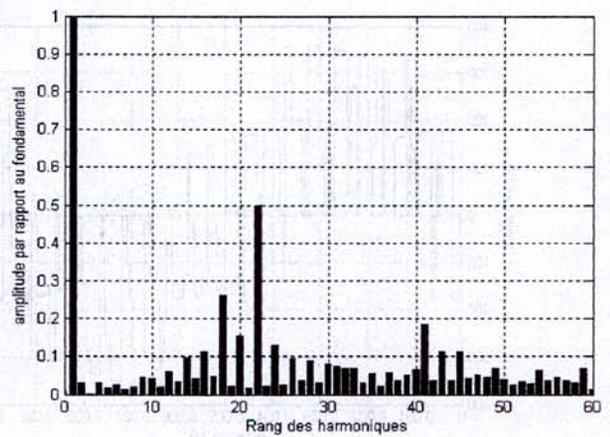
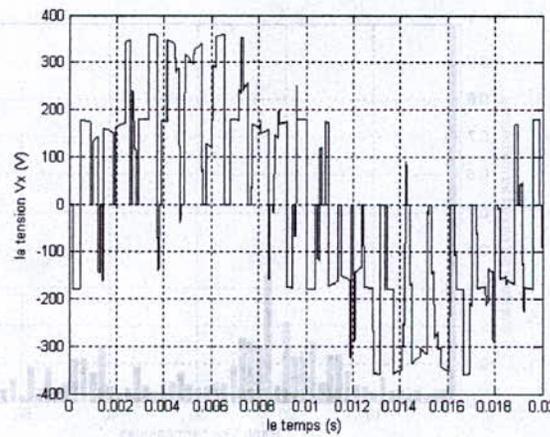


Fig. III. 16. b.  $m = 21, r = 0.5, f_o = 50 \text{ Hz}$

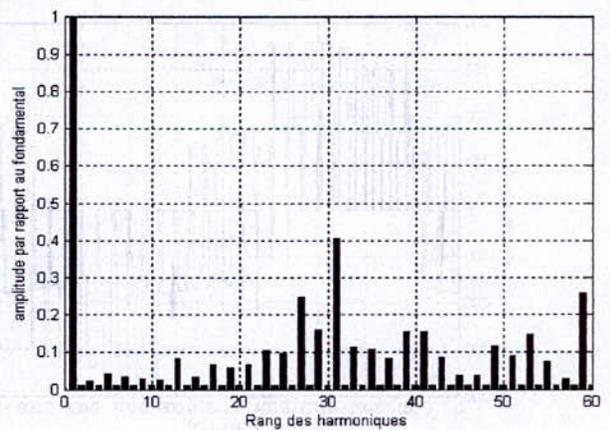
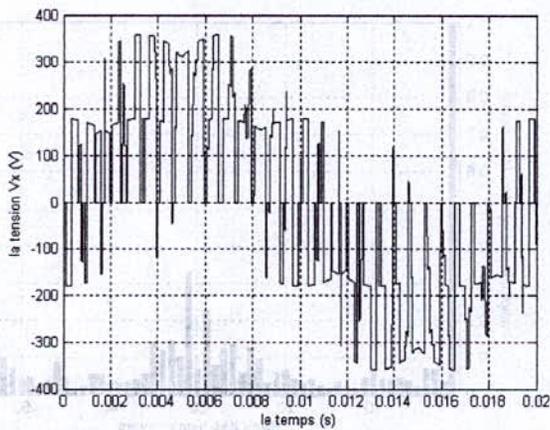


Fig. III. 16. c.  $m = 30, r = 0.5, f_o = 50 \text{ Hz}$

Fig. III. 16. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie  $V_x$  de la phase X pour une fréquence de sortie  $f_o$  de 50Hz.

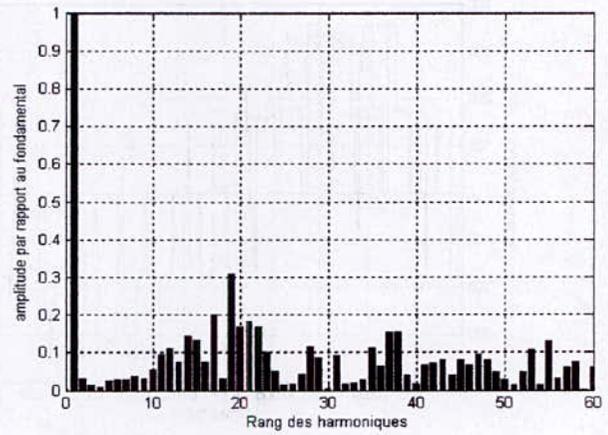
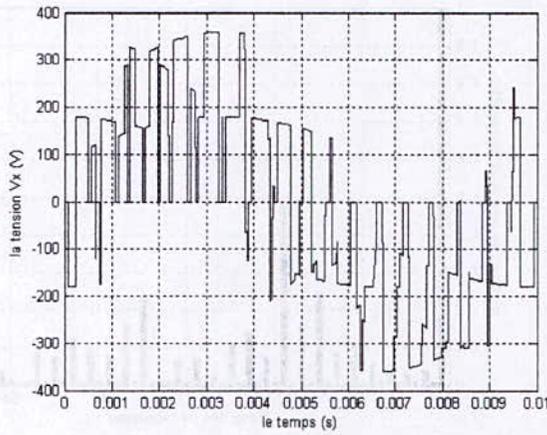


Fig. III. 17. a.  $m = 18, r = 0.5, f_o = 100 \text{ Hz}$

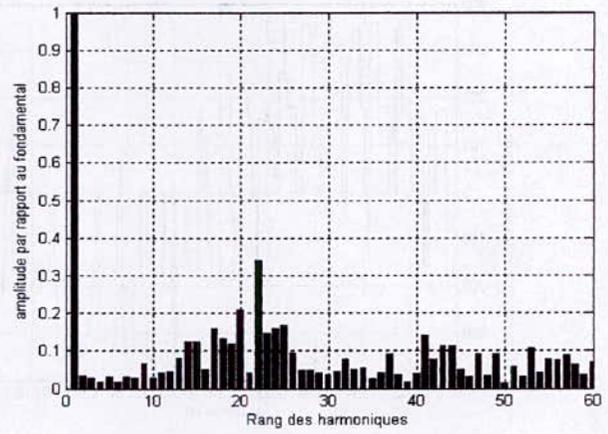
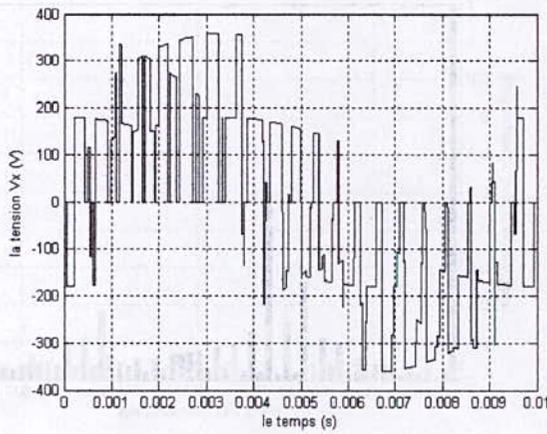


Fig. III. 17. b.  $m = 21, r = 0.5, f_o = 100 \text{ Hz}$

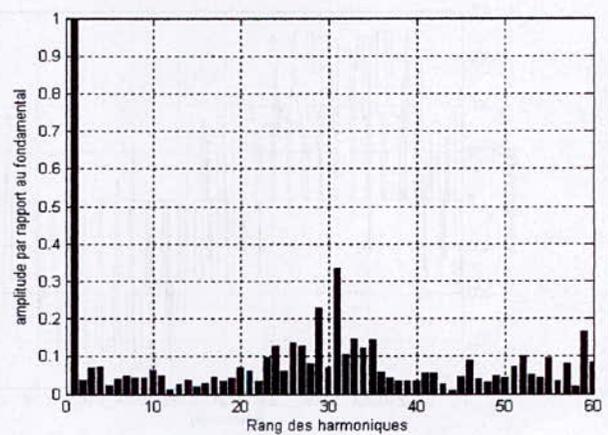
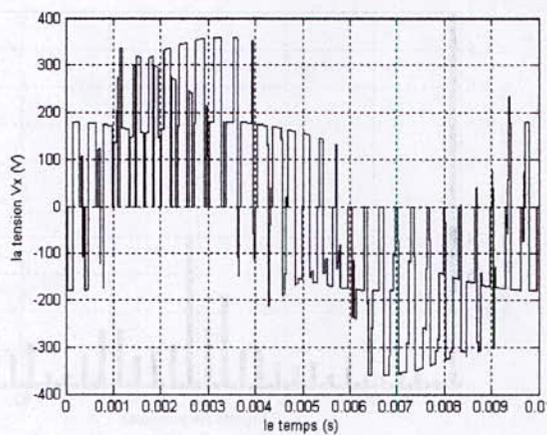


Fig. III. 17. c.  $m = 30, r = 0.5, f_o = 100 \text{ Hz}$

Fig. III. 17. Les spectres d'harmoniques de la tension de sortie  $V_x$  de la phase X pour une fréquence de sortie  $f_o$  de 100Hz.

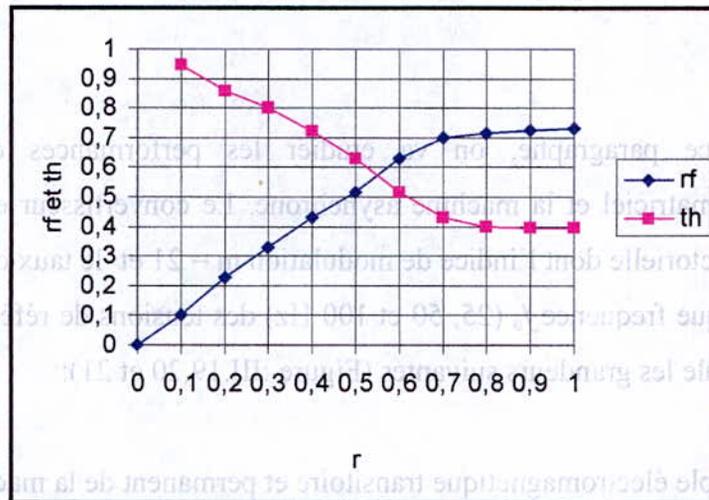


Fig. III. 18. a.  $m = 30, f_0 = 25 \text{ Hz}$ .

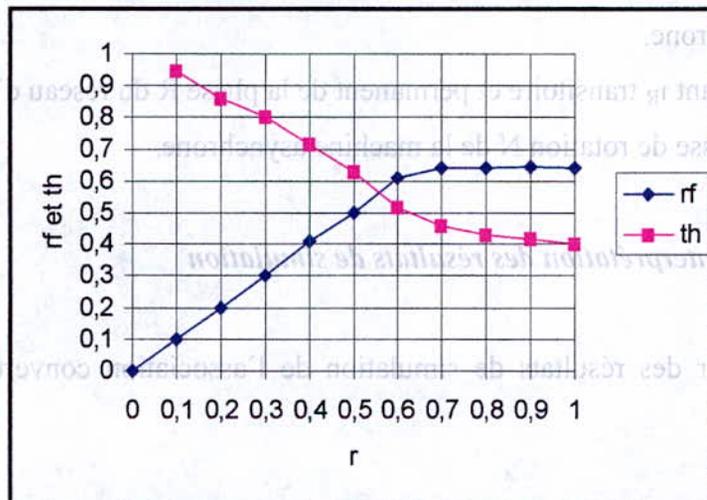


Fig. III. 18. b.  $m = 30, f_0 = 50 \text{ Hz}$ .

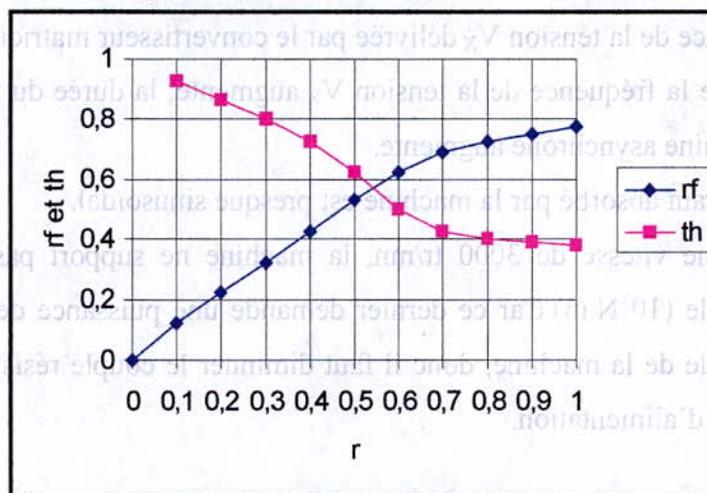


Fig. III. 18. c.  $m = 30, f_0 = 100 \text{ Hz}$ .

Fig. III. 18. Les caractéristiques du taux d'harmonique et  $r_f$  en fonction du taux de modulation  $r$ .

### III. 6. 2. 2. 2. Etude des performances de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone

Dans ce paragraphe, on va étudier les performances de l'association du convertisseur matriciel et la machine asynchrone. Le convertisseur est commandé par la modulation vectorielle dont l'indice de modulation  $m = 21$  et le taux de modulation  $r = 0.5$ , puis pour chaque fréquence  $f_o$  (25, 50 et 100 Hz) des tensions de référence ( $U_{xref}$ ,  $U_{yref}$  et  $U_{zref}$ ) ; on simule les grandeurs suivantes (Figure :III.19,20 et 21):

5. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.
6. le courant statorique  $i_x$  transitoire et permanent de la phase X alimentant la machine asynchrone.
7. le courant  $i_R$  transitoire et permanent de la phase R du réseau d'alimentation.
8. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone.

#### III.6.2.2.2.1. Interprétation des résultats de simulation

A partir des résultats de simulation de l'association convertisseur- machine, on constate que :

1. En régime permanent, la fréquence du couple électromagnétique est égale à la fréquence de la tension  $V_X$  délivrée par le convertisseur matriciel.
2. Lorsque la fréquence de la tension  $V_X$  augmente, la durée du régime transitoire de la machine asynchrone augmente.
3. Le courant absorbé par la machine est presque sinusoïdal.
4. Pour une vitesse de 3000 tr/mn, la machine ne support pas le couple résistant nominale (10 N.m). Car ce dernier demande une puissance deux fois la puissance nominale de la machine, donc il faut diminuer le couple résistant ou augmenter la tension d'alimentation.

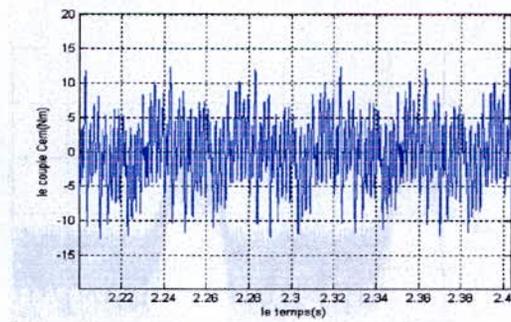
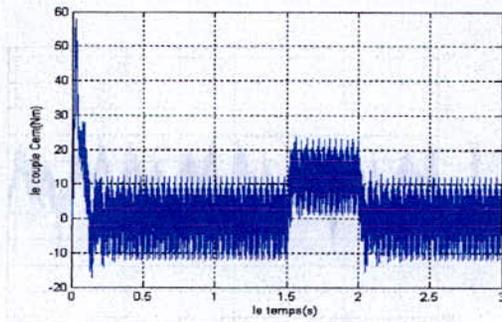


Fig. III. 19. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

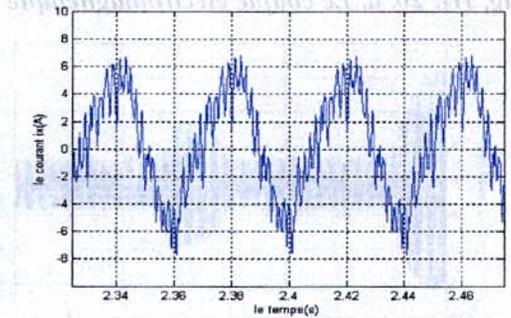
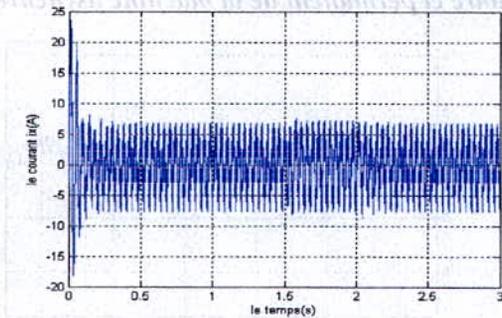


Fig. III. 19. b. Le courant  $i_x$  transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

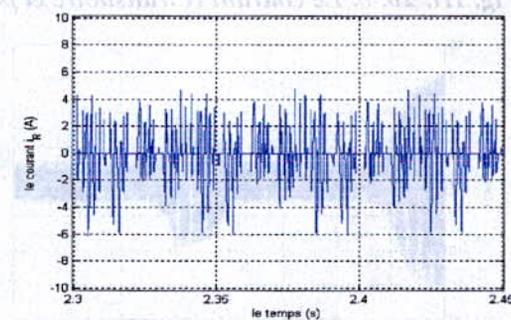
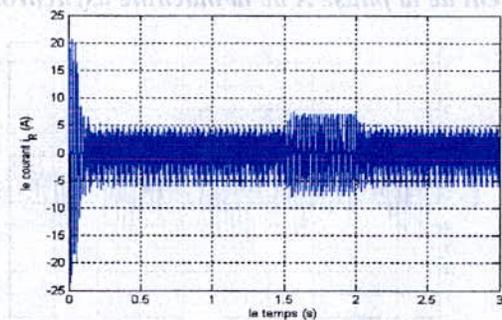


Fig. III. 19. c. Le courant  $i_R$  transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

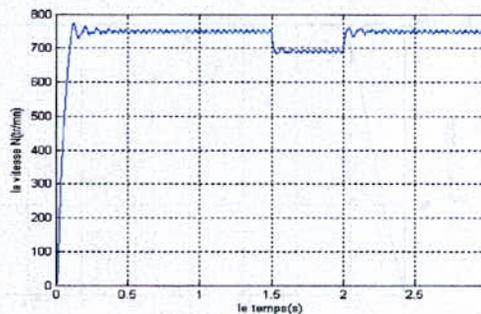


Fig. III. 19. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Fig. III. 19. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la stratégie de modulation vectorielle ( $f_o = 25\text{Hz}$  et  $m = 21$ ).

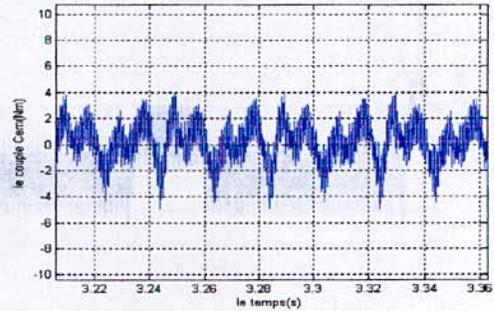
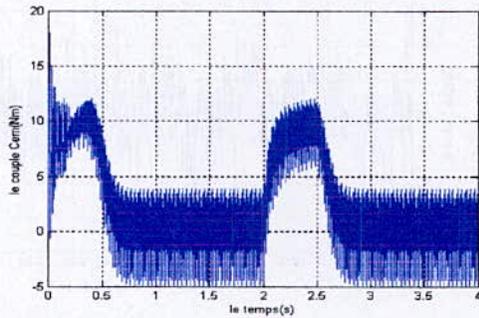


Fig. III. 20. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

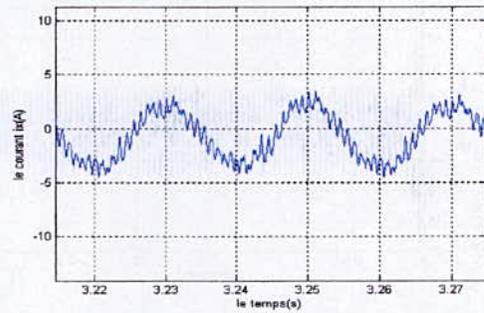
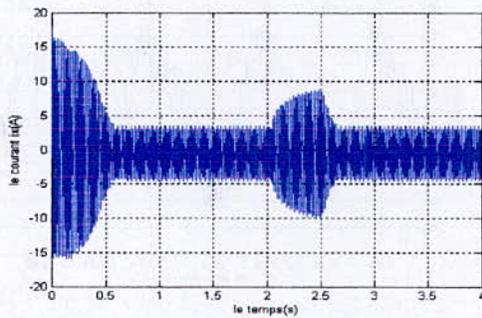


Fig. III. 20. b. Le courant  $i_X$  transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

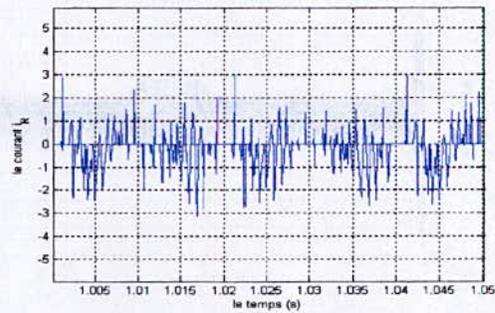
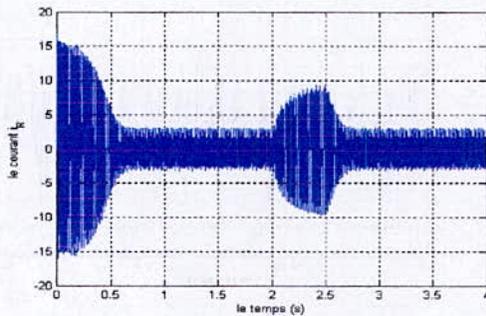


Fig. III. 20. c. Le courant  $i_R$  transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

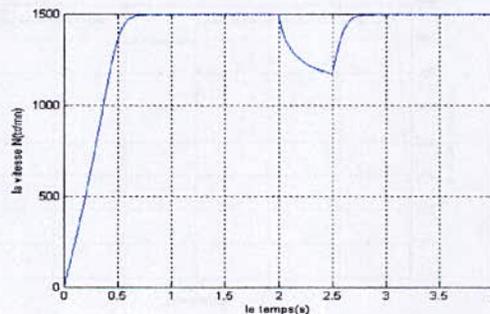


Fig. III. 20. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Fig. III. 20. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la stratégie de modulation vectorielle ( $f_o=50\text{Hz}$  et  $m=21$ ).

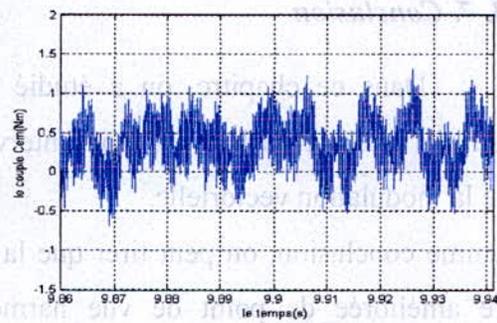
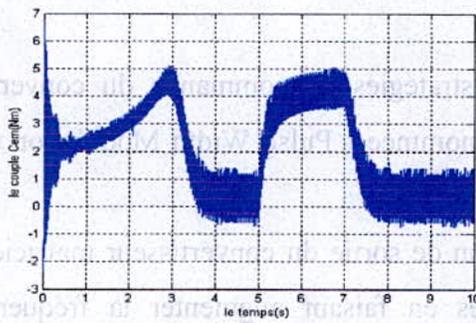


Fig. III. 21. a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.

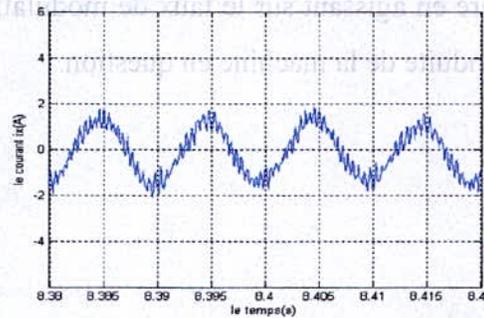
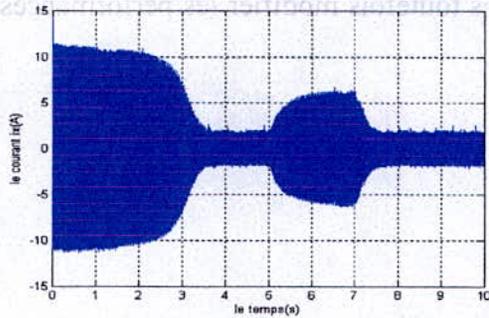


Fig. III. 21. b. Le courant  $i_x$  transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone.

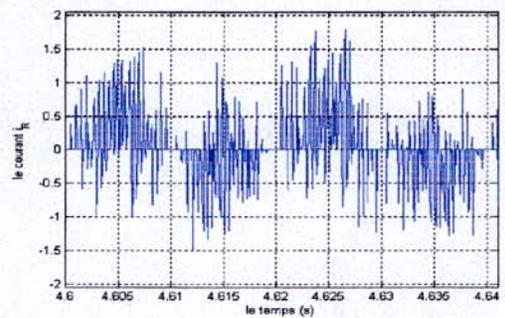
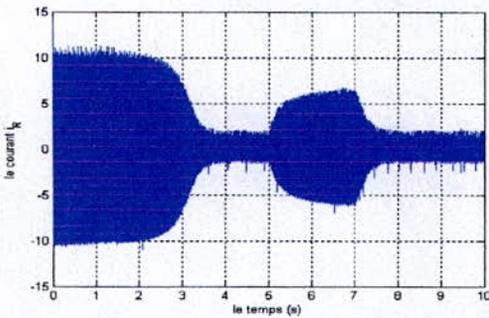


Fig. III. 21. c. Le courant  $i_R$  transitoire et permanent de la phase R de la source d'alimentation.

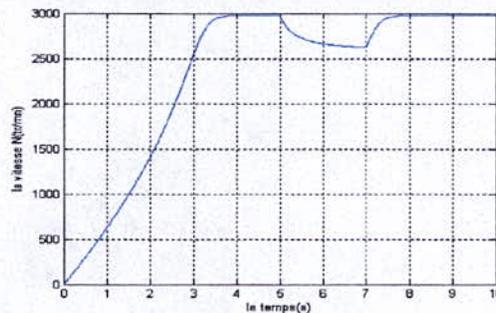


Fig. III. 21. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Fig. III. 21. Performance de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la stratégie de modulation vectorielle ( $f_o = 100\text{Hz}$  et  $m = 21$ ).

**III. 7. Conclusion**

Dans ce chapitre, on a étudié deux stratégies de commande du convertisseur matriciel qui sont la PWM à trois intervalles nommée « Pulse Width Modulation » ainsi que la modulation vectorielle.

Comme conclusion, on peut tirer que la tension de sortie du convertisseur matriciel peut être améliorée de point de vue harmoniques en faisant augmenter la fréquence de commutation des interrupteurs, et que le réglage de la zone linéaire de cette tension peut se faire en agissant sur le taux de modulation, sans toutefois modifier les performances de la conduite de la machine en question.



Fig. III. 21. b. Les courants de transition et permanent de la phase X de la machine asynchrone.



Fig. III. 21. c. Les courants de transition et permanent de la phase R de la source d'alimentation.



Fig. III. 21. d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Fig. III. 21. Performances de l'association convertisseur matriciel - machine asynchrone optimisée avec la stratégie de modulation vectorielle ( $f_s = 1000\text{Hz}$  et  $m = 21$ ).

# PROTECTION DU CONVERTISSEUR MATRICIEL ET FILTRAGE DES COURANTS D'ENTREE ET

W. A. Introduction

## CHAPITRE IV

Dans ce quatrième chapitre, on va s'intéresser à la protection du convertisseur matriciel et au filtrage des courants d'entrée de ce dernier.

Le convertisseur matriciel est un convertisseur direct à pulsation ce qui veut dire



généralement suffisant.

Par contre à l'entrée du convertisseur matriciel, un filtre (passif) est indispensable pour découpler le réseau et le convertisseur.

Dans la pratique, on insère parfois des inductances série pour des raisons de protection du convertisseur. Une protection efficace contre les courts-circuits à la sortie n'est possible qu'en limitant le maximum de la dérivée du courant. Ainsi on peut déclencher le convertisseur avant que le courant n'atteigne des valeurs critiques.

---

## FILTRAGE DES COURANTS D'ENTREE ET PROTECTION DU CONVERTISSEUR MATRICIEL

---

### IV. 1. Introduction

Dans ce quatrième chapitre, on va s'intéresser à la protection du convertisseur matriciel et au filtrage des courants d'entrée de ce dernier.

Le convertisseur matriciel est un convertisseur direct à pulsation, ce qui veut dire que son entrée est connectée directement à l'alimentation triphasée et sa sortie est connecté directement à la charge. A cause de la pulsation, il n'est donc pas possible de produire des courants d'entrée du convertisseur à valeurs instantanées sinusoïdales ni des tensions à valeurs instantanées sinusoïdales.

Du côté de la charge, le problème de filtrage ne se pose pas, car la dynamique propre du moteur asynchrone suffit généralement pour produire des courants et des flux à valeurs instantanées sinusoïdales à partir des tensions pulsées. Pour le couple de la machine qui est formé par l'interaction des courants est des flux, l'effet de lissage est généralement suffisant.

Par contre à l'entrée du convertisseur matriciel, un filtre (passif) est indispensable pour découpler le réseau et le convertisseur.

Dans la pratique, on insère parfois des inductances série pour des raisons de protection du convertisseur. Une protection efficace contre les courts-circuits à la sortie n'est possible qu'en limitant le maximum de la dérivée du courant. Ainsi on peut déclencher le convertisseur avant que le courant n'atteigne des valeurs critiques.

#### IV. 2. Les exigences que doit remplir le filtre d'entrée

Le filtre d'entrée du convertisseur matriciel doit remplir les trois exigences suivantes [2] :

1. D'abord, le filtre doit éliminer les influences non désirées sur la tension d'alimentation étant causées par les courants d'entrée du convertisseur matriciel à travers la réactance interne du réseau. Autrement dit, la tension d'entrée du convertisseur doit être suffisamment rigide sous l'influence des impulsions de courant prélevées par le convertisseur.
2. Il existe des normes limitant le taux "d'injection" maximal d'harmoniques de courant dans le réseau industriel par les consommateurs connectés (Norme européenne EN 60555, norme internationale IEC 555). Pour pouvoir respecter ces directives, le courant instantané doit être en bonne approximation sinusoïdal en admettant seulement des petites tolérances.
3. La topologie des commutateurs de puissance exige aussi la compensation de la réactance interne du réseau d'alimentation. Comme les commutateurs agissent comme des interrupteurs idéaux en série avec cette dernière, ils provoquent des sauts de courant de réseau. Les réactances produisent alors des surtensions impulsionnelles non admissibles.

La figure ci-dessous montre la configuration du système d'entraînement avec le réseau d'alimentation, le filtre d'entrée, le convertisseur matriciel et le moteur asynchrone.

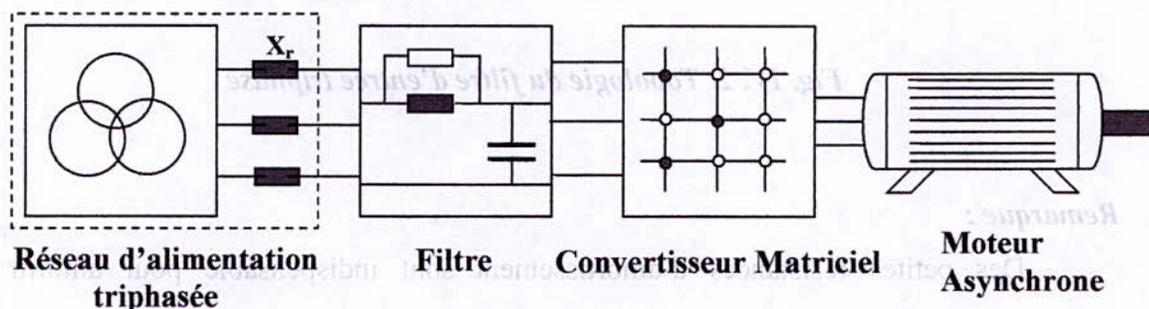


Fig. IV. 1. Schéma de principe du système d'entraînement avec le convertisseur matriciel alimentant un moteur asynchrone.

IV. 3. La topologie du filtre

En ce qui concerne la conception du filtre d'entrée, elle est très simple, car pour le réaliser on aura besoin que d'éléments L et C en évitant l'utilisation des résistances ohmiques afin de minimiser les pertes du filtre.

Des inductances sont prévues du côté du réseau d'alimentation pour lisser le courant et des condensateurs tampons sont exigés du côté du convertisseur matriciel.

Les inductances sont montées en série avec les inductances internes du réseau et les condensateurs sont montés en étoile avec point milieu non connecté, car ceci réduit leurs contraintes de tension par rapport au montage triangle. (Fig.IV.2).

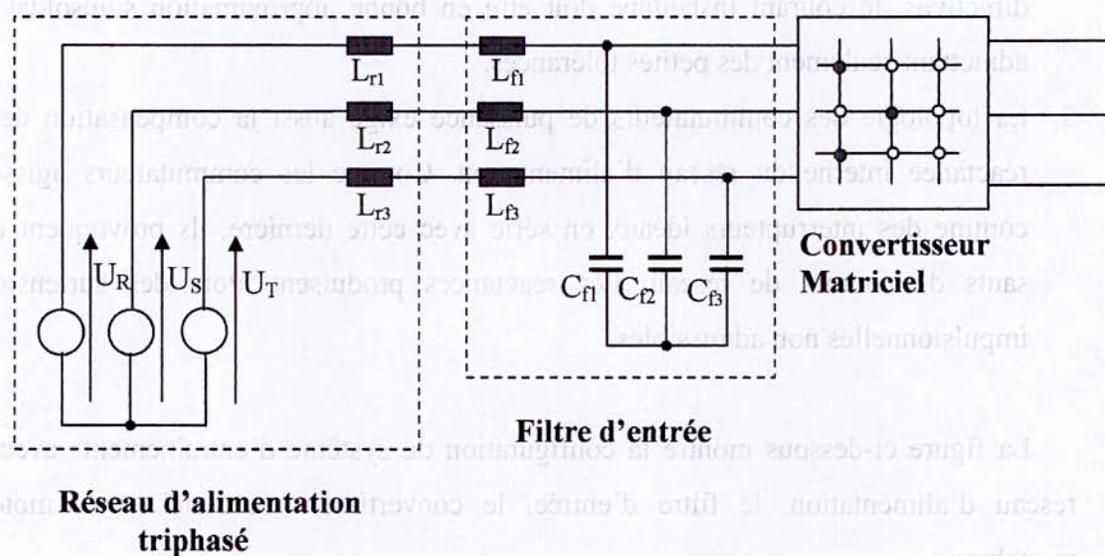


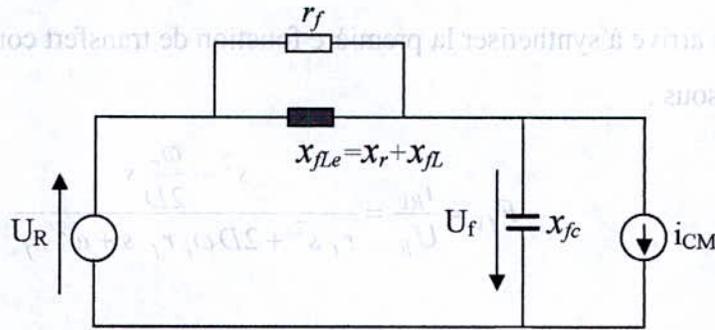
Fig. IV. 2. Topologie du filtre d'entrée triphasé

Remarque :

Des petites résistances d'amortissement sont indispensables pour amortir les oscillations non désirées, que l'on néglige dans le dimensionnement du filtre.

**IV. 4. Modélisation du filtre**

Pour modéliser le filtre d'entrée du convertisseur matriciel, on l'analyse en considérant le schéma équivalent monophasé donné dans la figure (Fig. IV. 3)



**Fig. IV. 3. Schéma équivalent monophasé du filtre avec résistance d'amortissement.**

**Remarque :**

Le convertisseur matriciel peut être considéré comme une source de courant, imposant le courant  $i_{CM}$ .

Pour calculer le courant  $i_R$  on va décomposer la procédure de calcul en deux parties. Dans la première partie on va calculer  $i_{r1}$  qui est la composante du courant  $i_R$  causée uniquement par la tension du réseau d'alimentation  $U_R$ .

On aura donc :

$$i_{r1} = U_R \frac{j \frac{r_f}{x_{fC}} - \frac{x_{fLe}}{x_{fC}}}{-\frac{x_{fLe}}{x_{fC}} r_f + j x_{fLe} + r_f} \quad (IV. 1)$$

Ce courant circule aussi si le courant d'entrée du convertisseur matriciel est égal à zéro. Il peut être alors interprété comme étant "le courant à vide" du filtre.

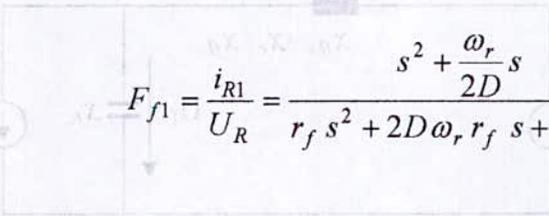
En introduisant la normalisation sur la fréquence de résonance  $\omega_r$  tel que :

$$\frac{\omega}{\omega_r} = \sqrt{\frac{x_{fLe}}{x_{fC}}} \quad (IV. 2)$$

On aura ainsi le facteur d'amortissement  $D$ , donné par l'équation (IV.3).

$$D = \frac{1}{2r_f} \sqrt{x_{fle} x_{fc}} \quad (IV. 3)$$

Finalement on arrive à synthétiser la première fonction de transfert complexe du filtre  $F_{f1}$  donnée ci-dessous :



$$F_{f1} = \frac{i_{R1}}{U_R} = \frac{s^2 + \frac{\omega_r}{2D} s}{r_f s^2 + 2D \omega_r r_f s + \omega^2 r_f} \quad (IV. 4)$$

La deuxième partie de calcul est le calcul de la deuxième composante du courant  $i_{R2}$ , le courant  $i_{R2}$  est le courant causé par le convertisseur matriciel  $i_{CM}$ . Le courant  $i_{R2}$  est donné par l'équation (IV.5) comme suivant :

$$i_{R2} = i_{CM} \frac{r_f + jx_{fle}}{-\frac{x_{fle}}{x_{fc}} r_f + jx_{fle} + r_f} \quad (IV. 5)$$

En introduisant, comme précédemment la fréquence de résonance  $\omega_r$  et le facteur d'amortissement  $D$ , on obtient après quelques transformations la deuxième fonction de transfert complexe du filtre  $F_{f2}$  donnée par l'équation (IV.6).

$$F_{f2} = \frac{i_{R2}}{i_{CM}} = \frac{2D \omega_r s + \omega_r^2}{s^2 + 2D \omega_r s + \omega_r^2} \quad (IV. 6)$$

Pour compléter la modélisation du filtre, on définit une troisième fonction de transfert complexe  $F_{f3}$  comme suit :

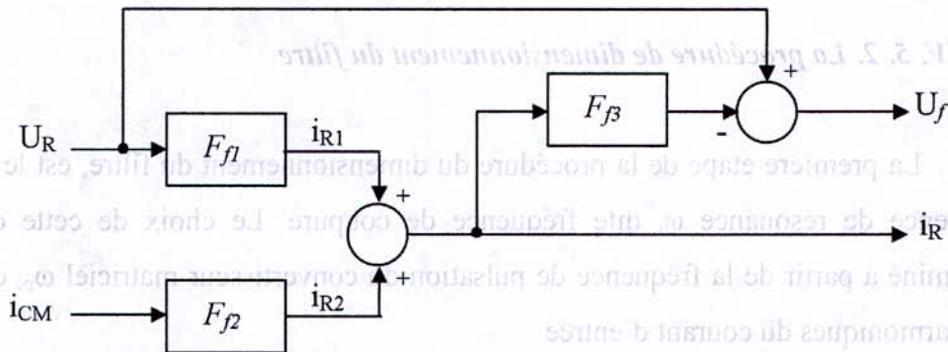
$$F_{f3} = \frac{r_f s}{s + \frac{\omega_r}{2D}} \quad (IV. 7)$$

Après avoir donnée la fonction de transfert complexe  $F_{f3}$ , on termine la modélisation du filtre en donnant l'expression de la tension de sortie du filtre qui est

tout de même la tension d'alimentation du convertisseur matriciel. La tension à la sortie du filtre est définie comme suivant :

$$U_f = U_R - F_{f3} i_R \quad \text{(IV. 8)}$$

Le schéma bloc du modèle complet du filtre d'entrée est donné par la figure (Fig.IV.4)



**Fig. IV. 4. Schéma bloc pour la modélisation du filtre.**

#### **IV. 5. Dimensionnement du filtre**

En principe, tous les critères nécessaires pour le dimensionnement du filtre ont été posés précédemment. Il ne reste que les critères électriques que l'on citera ci-dessous.

##### **IV. 5. 1. Les critères électriques**

Pour ce qui concerne les caractéristiques électriques, il faut que [2] :

- Les harmoniques à fréquences de pulsation du courant d'entrée du convertisseur matriciel soient suffisamment bien amorties par rapport au courant d'entrée du filtre. Ceci sera déterminé par la fonction  $F_{f2}$ .
- La tension aux bornes de la réactance  $x_{Le}$  reste dans certaines limites sous l'influence de la pulsation. Il ne doit pas apparaître des impulsions de surtensions à cause des commutations à pentes élevées du courant par le convertisseur matriciel.

Les impulsions de surtensions peuvent détruire les commutateurs de puissance. Ceci est imposé par les fonctions  $F_{f1}$  et  $F_{f3}$ .

- La chute de tension par rapport à la fréquence du réseau ne doit pas être trop élevée.
- Le facteur de puissance à l'entrée ne soit pas trop petit. Le filtre causera un déplacement entre les ondes fondamentales de la puissance net du système d'entraînement.

#### **IV. 5. 2. La procédure de dimensionnement du filtre**

La première étape de la procédure du dimensionnement du filtre, est le choix de la fréquence de résonance  $\omega_r$  dite fréquence de coupure. Le choix de cette dernière est déterminé à partir de la fréquence de pulsation du convertisseur matriciel  $\omega_{pc}$  et le spectre des harmoniques du courant d'entrée.

En se basant sur le spectre des harmoniques, on pourra choisir un gain  $G_{Ipc}$  des harmoniques du courant selon les limites données sur le côté d'entrée du filtre.

En négligeant la résistance d'amortissement  $r_f$  ( $r_f \rightarrow \infty$ ) et le facteur d'amortissement  $D$  ( $D \rightarrow 0$ ), l'équation (IV.6) se simplifie comme suit :

$$F_{f2} \approx \frac{\omega_r^2}{s^2 + \omega_r^2} \quad \text{(IV. 8)}$$

d'où le gain  $G_{Ipc}$  qui est donné comme suit :

$$G_{Ipc} = |F_{f2}| = \frac{\omega_r^2}{\omega_{pc}^2 - \omega_r^2} \quad \text{(IV. 9)}$$

Finalement on pourra choisir la fréquence de résonance selon [2] :

$$\omega_r = 2\pi f_r = \omega_{pc} \frac{\sqrt{G_{Ipc}}}{\sqrt{G_{Ipc} + 1}} \quad (\text{IV. 10})$$

Puis, dans la seconde étape de la procédure du dimensionnement, on doit déterminer la pondération entre la composante capacitive  $x_{fc}$  et la composante inductive  $x_{fle}$ . Pour cela on choisit un critère parmi les trois derniers critères posés précédemment.

Si l'on dimensionne le filtre par limitation des amplitudes des harmoniques de la tension de sortie, la fonction de transfert est donnée par le produit des fonctions  $F_{f2}$  et  $F_{f3}$ .

Pour la suite du dimensionnement, on exige le gain par rapport aux harmoniques de tension introduites par la pulsation, qui est noté par  $G_{U_{pc}}$  et définie comme suivant :

$$G_{U_{pc}} = |F_{f2}| |F_{f3}| \quad (\text{IV. 11})$$

On négligeant l'influence de la résistance d'amortissement  $r_f$  et en tenant compte des relations (IV.2), (IV.3) et (IV.7) on aura :

$$F_{f3} \approx \frac{x_{fle}}{\omega} s \quad (\text{IV. 12})$$

et ainsi

$$G_{U_{pc}} = \frac{x_{fle} \omega_r^2}{\omega_{pc}^2 - \omega_r^2} \quad (\text{IV. 13})$$

$x_{fle}$  est la réactance par rapport à la fréquence de pulsation, définie par :

$$x_{fle} = \frac{\omega_{pc}}{\omega} x_{fle} \quad (\text{IV. 14})$$

### IV. 5. 3. Exemple de dimensionnement et simulation

#### IV. 5. 3. 1. Dimensionnement

Dans cet exemple on va dimensionner le filtre pour le point de fonctionnement nominal du moteur. La tension nominale du moteur sera  $\hat{U}_{Xn} = \sqrt{\frac{2}{3}} 220V$  et le courant nominal  $\hat{I}_{Xn} = \sqrt{2} 6.7A$ . La résistance nominale est donc  $R_n = 19\Omega$  et la fréquence du réseau est  $50 Hz$ .

Le convertisseur matriciel est commandé par la stratégie de modulation PWM à trois intervalles. La fréquence de sortie du convertisseur  $f_o = 50 Hz$ , le taux de modulation  $r = 0.5$  et on prend l'indice de modulation  $m = 90$  pour pousser les harmoniques vers les hautes fréquences afin de faciliter le filtrage. Donc la fréquence de pulsation du convertisseur  $f_{pc} = 4.5 kHz$  ( $\omega_{pc} = 2\pi f_{pc}$ ).

En choisissant le gain  $G_{Ipc} = 0.1$ , on obtient à partir de la relation (IV.10) la fréquence de résonance  $f_r = 1.4 kHz$ . Donc  $\omega_r = 2\pi f_r = 8.52 \cdot 10^3 rd/s$ .

De même en choisissant le gain pour les harmoniques de la tension due à la pulsation  $G_{U_{pc}} = 0.1$ , on obtient à partir de la relation (IV.13) la réactance  $x_{flep}$  tel que :

$$x_{flep} = \frac{G_{U_{pc}} (\omega_{pc}^2 - \omega_r^2)}{\omega_r^2} = 0.933 \Omega$$

L'inductance du filtre  $L_{fe}$  est donnée par :

$$L_{fe} = \frac{R_n x_{flep}}{2\pi f_{pc}} = 0.63 mH$$

A partir de la relation (IV.2) on obtient la réactance  $x_{fc}$  tel que :

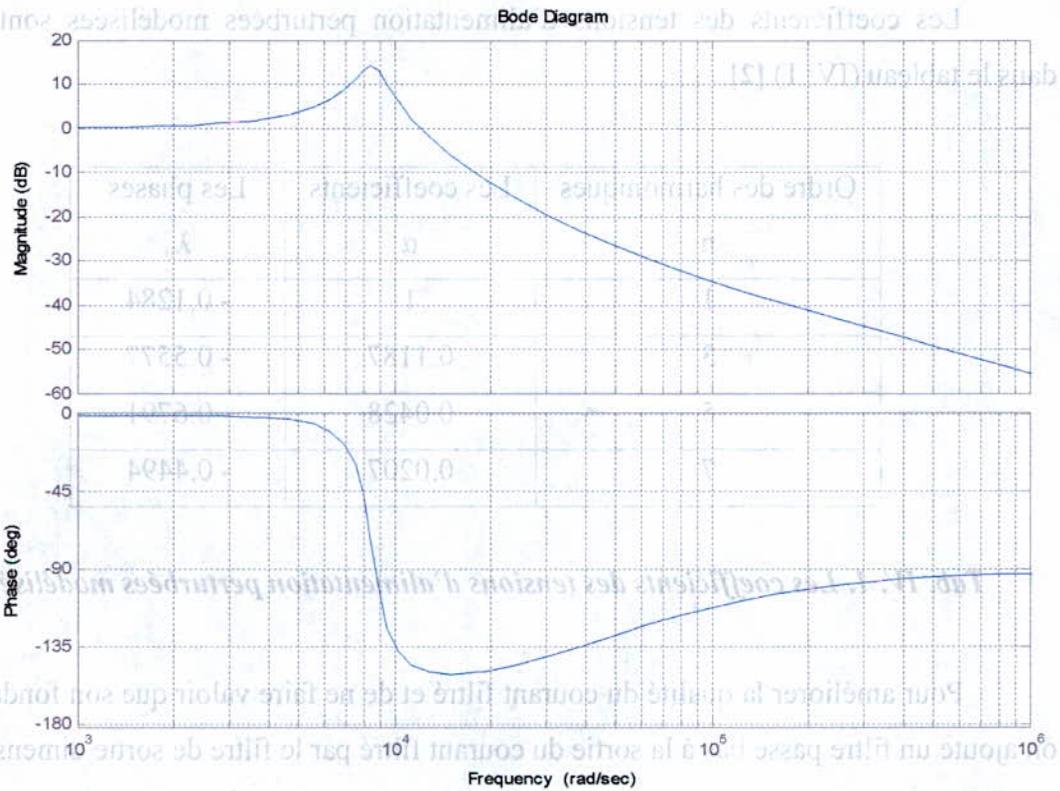
$$x_{fc} = \frac{\omega_r^2 L_{fe}}{\omega} = 155 \Omega$$

La capacité du filtre  $C_f$  est donnée par :

$$C_f = \frac{1}{x_{fc} \omega} = 20.5 \mu F$$

(4.171)

Le diagramme de Bode de la fonction de transfert  $F_{f2}$  en prenant un facteur d'amortissement  $D$  égal à 0.1 est présenté dans la figure (IV. 4).



**Fig. IV. 4. Diagramme de Bode de la fonction  $F_{f2}$  ( $\omega_r = 8.52 \cdot 10^3$  rd/s,  $D = 0.1$ ).**

#### IV. 5. 3. 2. Simulation

Pour les simulations du filtre d'entrée, on a modéliser des tensions d'alimentation perturbées afin de se rapprocher de la réalité physique et de constater leurs influences sur les courants de sortie du filtre, car dans les réseaux industriels on a souvent ce type de perturbations. Pour des raisons de simplification on va prendre en considération que les harmoniques d'ordre 1, 3, 5 et 7 car ces harmoniques sont les plus pondérant dans les alimentations habituelles, tel que :

$$\begin{aligned}
 U_R &= \sum_n \alpha U_m \sin(n \omega t - \lambda_n) \\
 U_S &= \sum_n \alpha U_m \sin\left(n \omega t - \lambda_n - n \frac{2\pi}{3}\right) \\
 U_T &= \sum_n \alpha U_m \sin\left(n \omega t - \lambda_n - n \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{IV. 14}$$

Les coefficients des tensions d'alimentation perturbées modélisées sont donnés dans le tableau (IV. 1) [2].

Ordre des harmoniques n	Les coefficients α	Les phases λ <sub>n</sub>
1	1	- 0.1284
3	0.1187	- 0.5577
5	0.0428	- 0.6791
7	0.0207	- 0.4494

Tab. IV. 1. Les coefficients des tensions d'alimentation perturbées modélisées.

Pour améliorer la qualité du courant filtré et de ne faire valoir que son fondamental, on ajoute un filtre passe bas à la sortie du courant filtré par le filtre de sortie dimensionné.

La fonction de transfert complexe du filtre passe bas  $F_{pb}$  est donnée comme suivant :

$$F_{pb} = \frac{4\pi f}{s + 4\pi f}
 \tag{IV. 15}$$

$f$ : est la fréquence du réseau d'alimentation.

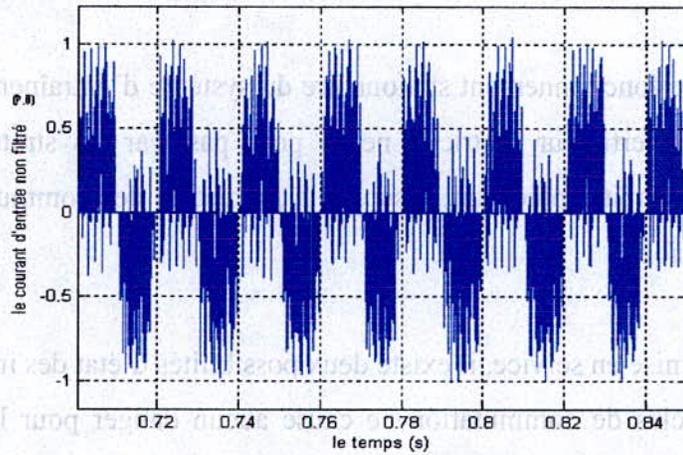


Fig. 5. le courant  $i_R$  non filtré

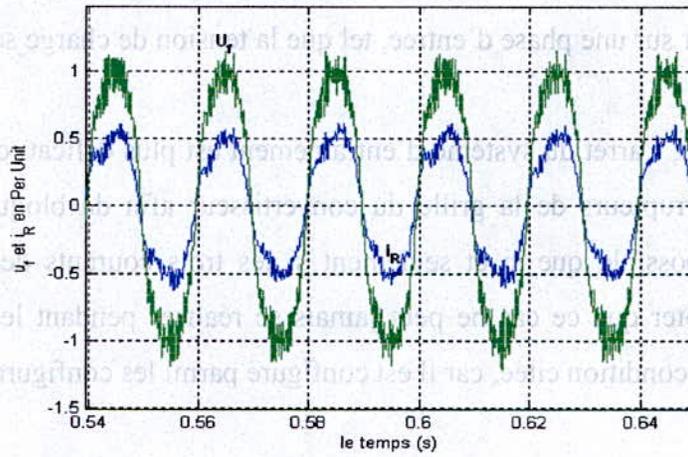


Fig. 6. le courant  $i_R$  filtré avec la tension filtrée

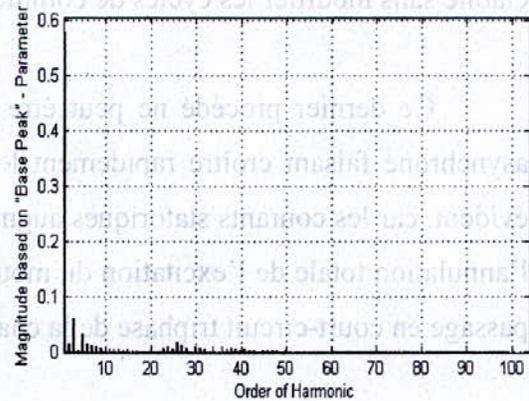
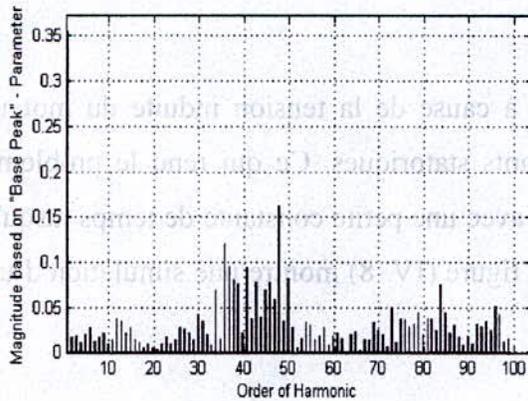


Fig. IV. 7. les harmoniques avant et après filtrage.

#### IV. 6. Enclenchement et déclenchement du convertisseur matriciel

Pendant le fonctionnement stationnaire du système d'entraînement, le problème de protection du convertisseur matriciel ne se pose pas, car les stratégies de commande étudiées dans le chapitre précédent assurent la protection des commutateurs de puissance contre les surtensions.

Avant la mise en service, il existe deux possibilités d'état des interrupteurs pour que le départ des cycles de commutation ne cause aucun danger pour les commutateurs de puissances. La première possibilité est de déclencher tous les interrupteurs, tel que la tension de charge et le courant seront nuls. La seconde possibilité est de commuter les trois phases du moteur sur une phase d'entrée, tel que la tension de charge sera nul.

Par contre, l'arrêt du système d'entraînement est plus délicat; car le déclenchement de tous les interrupteurs de la grille du convertisseur afin de bloquer tous les signaux d'entrée, n'est possible que si et seulement si les trois courants des phases du moteur s'annulent. A noter que ce cas ne peut jamais se réaliser pendant le régime stationnaire sans satisfaire la condition citée, car il est configuré parmi les configurations interdites.

Comme il semble possible de court-circuiter les trois phases statoriques du moteur, ce qui veut dire avoir des tensions statoriques nulles. Cette solution offre le privilège d'être établie sans modifier les cycles de commutation.

Ce dernier procédé ne peut être réalisé à cause de la tension induite du moteur asynchrone faisant croître rapidement les courants statoriques. Ce qui rend le problème évident, car les courants statoriques augmentent avec une petite constante de temps jusqu'à l'annulation totale de l'excitation du moteur. La figure (IV. 8) montre une simulation d'un passage en court-circuit triphasé de la charge.

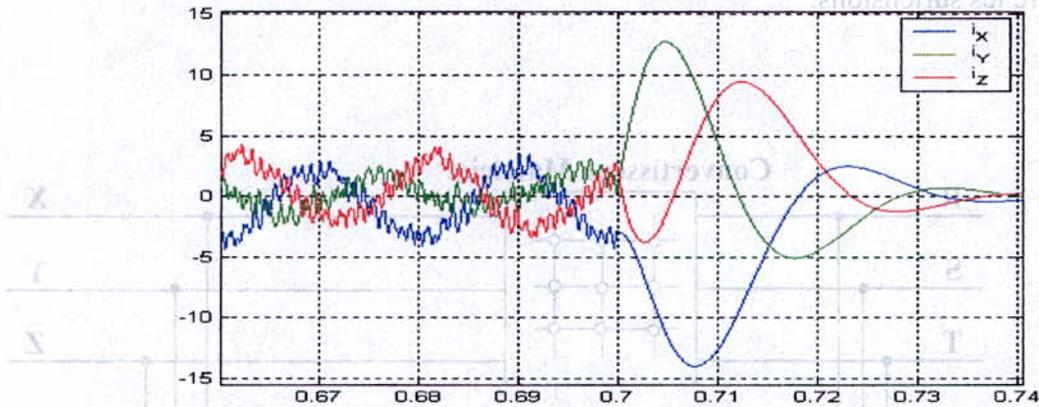


Fig. IV. 8. Passage en court-circuit triphasé du moteur asynchrone (à  $t = 0.7$  s).

Pour réaliser le déclenchement, on peut choisir un procédé parmi les procédés réalisable cité ci-dessous :

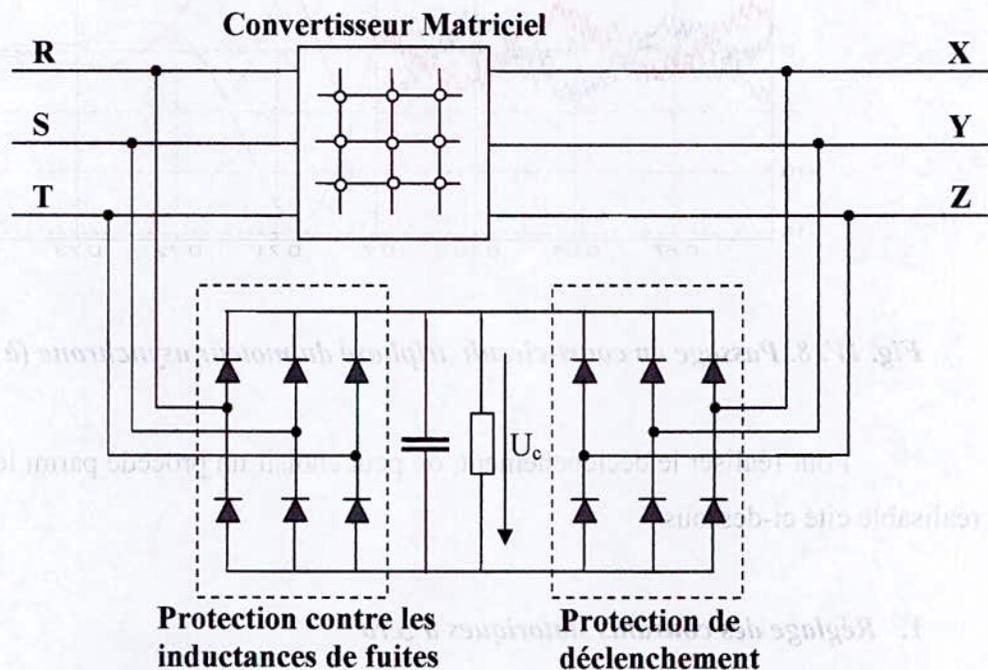
### 1. Réglage des courants statoriques à zéro

Il est possible de régler les courants statoriques à zéro par le réglage superposé de courant avant que le convertisseur ne soit déclenché. Cette solution présente un grand désavantage car son efficacité d'application exige un fonctionnement correct de tout le système d'entraînement. Une protection contre les fautes de réglage est indispensable et la défaillance du système de commande n'est pas admissible, de même il faut signaler que le temps de réaction est généralement trop élevé pour que la protection soit efficace pendant un transitoire de courant rapide.

### 2. Prévoir un circuit de protection à base de diodes "clamp"

Il est possible d'envisager une protection contre les surtensions, on prévoyant un circuit de protection à base de diodes "clamp". Dans ce cas, on déclenche le système en ouvrant tous les commutateurs de puissances. Cette solution est très fiable mais elle nécessite un pont à diodes supplémentaire ainsi qu'un condensateur de tampon.

La figure (IV.9) montre une protection intégrale du convertisseur matriciel contre les surtensions.



**Fig. IV. 9. circuit de protection contre les surintensités en tension**

Le circuit clamp est nécessaire pour sécuriser la fermeture du convertisseur matriciel durant les situations de risque. Comme exemple, on cite les surintensités de courant à la sortie et les perturbations des tensions à l'entrée de ce dernier.

Lors de la déconnexion de tous les interrupteurs du convertisseur matriciel, le circuit "clamp" rentre en conduction.

Les courants statoriques diminuent et l'énergie magnétique stockée dans l'inductance de fuite du moteur va être acheminée directement à la capacité du circuit "clamp".

Cela est présenté dans la figure (Fig. VI. 10) suivante :

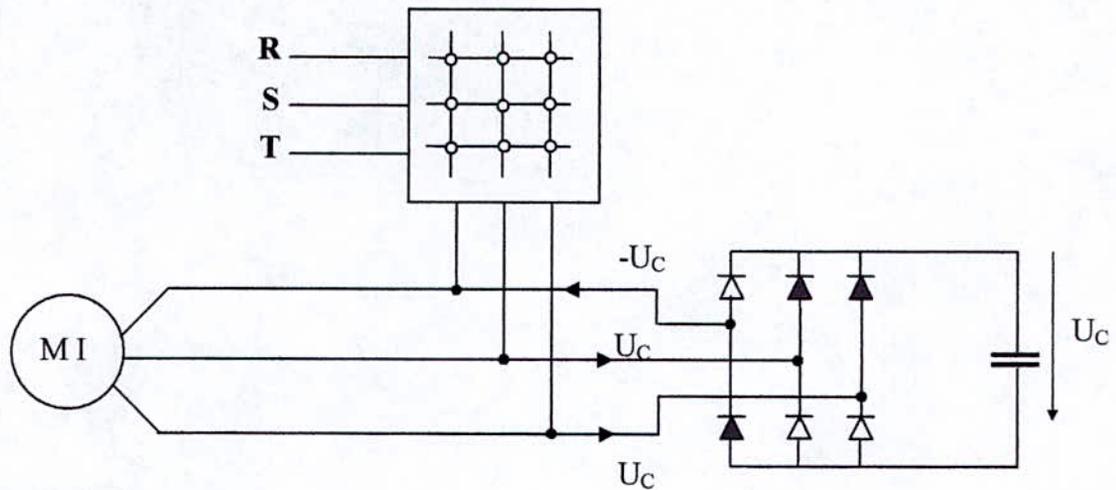


Fig. VI. 10. Déclenchement du convertisseur matriciel et comportement du circuit "clamp".

#### IV. 7. Conclusion

Dans ce dernier chapitre, on a dimensionné un filtre d'entrée pour le convertisseur matriciel en donnant tout d'abord sa topologie et sa modélisation. Puis, on a donné un exemple de dimensionnement en se basant sur tout le système d'entraînement et on simulé le filtrage du courant d'entrée du convertisseur en représentant l'allure des courants et les spectres d'harmoniques avant et après filtrage.

A la fin on s'est intéressé au problème de l'enclenchement et du déclenchement du convertisseur matriciel et on a envisagé une protection pour ce dernier.

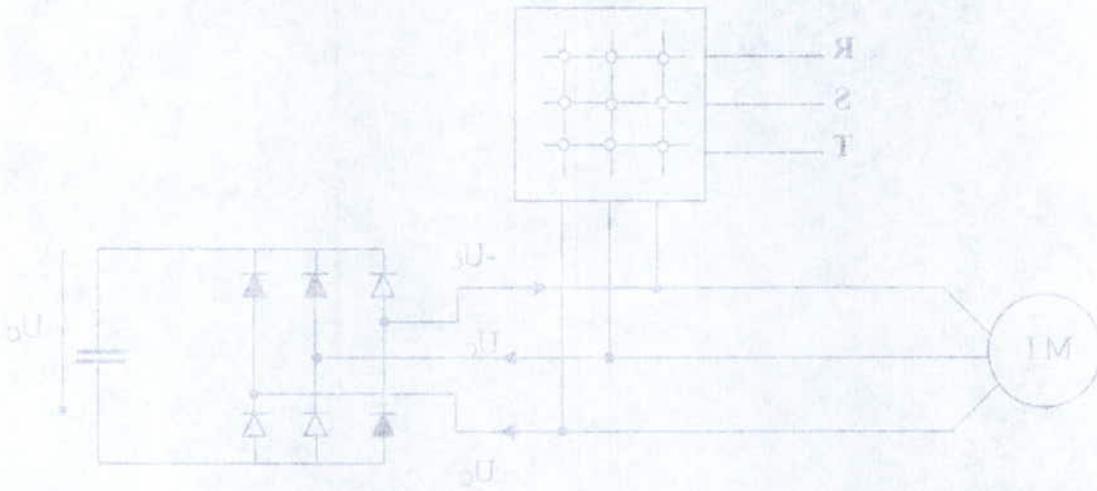


Fig. IV.10. Déclenchement du convertisseur matriciel et comportement du circuit "clamping".

### CONCLUSION GENERALE

La fin on s'est intéressé au problème de l'enclenchement et du déclenchement du convertisseur matriciel et on a envisagé une protection pour ce dernier.

---



---

## CONCLUSION GENERALE

---



---

Ce présent mémoire présente l'analyse, la commande et la protection d'un convertisseur matriciel alimentant une machine asynchrone.

Avant d'aborder le convertisseur matriciel, on a élaboré tout d'abord au premier chapitre la modélisation de la machine asynchrone triphasée afin de l'alimenter par un convertisseur statique.

Puis, viens le deuxième chapitre où on a modélisé le convertisseur matriciel en décrivant son fonctionnement à travers le fonctionnement d'une cellule de commutation vue la symétrie que présente ce dernier. Pour terminer ce chapitre on a élaboré le modèle de commande du convertisseur en passant par la modélisation aux valeurs instantanées puis aux valeurs continues.

Dans le troisième chapitre on a établi la commande du convertisseur matriciel en décrivant et simulant deux stratégies de modulation :

1. La stratégie de modulation PWM à trois intervalles.
2. la stratégie de modulation vectorielle.

Puis, à la fin de ce chapitre on a présenté et simulé les performances de l'association du convertisseur matriciel à la machine asynchrone triphasée.

Finalement, dans le quatrième chapitre, on s'est intéressé à la protection du convertisseur matriciel en présentant la modélisation d'un filtre d'entrée pour ce dernier, un exemple de dimensionnement lié à notre système d'entraînement à été donné en présentant la simulation du filtrage du courant d'entrée du convertisseur.

Pour conclure ce chapitre, on a présenté la protection liée à l'enclenchement et au déclenchement du convertisseur matriciel.

## ANNEXE

### CONCLUSION GÉNÉRALE

#### Paramètres de la machine

La machine utilisée lors des simulations sur MATLAB/SIMULINK dans ce mémoire est une machine asynchrone à cage d'écureuil dont les paramètres sont les suivants :

Puissance nominale ( $P_n$ ) = 1.5 kW

Tension nominale ( $V_n$ ) = 220/380 V

Courant nominal ( $I_n$ ) = 6.7/3.7 A

Fréquence nominale ( $f_n$ ) = 50 Hz

Vitesse nominale ( $N_n$ ) = 1420 tr/mn

Nombre de paire de pôles ( $p$ ) = 2

Résistance statorique ( $R_s$ ) = 4.85  $\Omega$

Résistance rotorique ( $R_r$ ) = 3.805  $\Omega$

Inductance de fuite statorique ( $L_s$ ) = 0.274 H

Inductance de fuite rotorique ramenée au stator ( $L_r$ ) = 0.274 H

Inductance mutuelle cyclique stator-rotor ( $M$ ) = 0.258 H

Moment d'inertie ( $J$ ) = 0.031 kg.m<sup>2</sup>

Coefficient de frottement ( $K_f$ ) : 0.001136 N.m.s/rd

---

---

**BIBLIOGRAPHIE**

---

---

[1] **F. Bruno**, « Formalisme de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseurs statiques à structure matricielle. ».  
**Thèse de doctorat, USTL, LILE Janvier 1996.**

[2] **A. Schuster**, « Commande, réglage et optimisation d'un convertisseur matriciel pour entraînements par moteur asynchrone. ».  
**Thèse de doctorat, EPFL, LAUSANE 1998.**

[3] **A. Schuster**, « A drive system with a digitally controlled matrix converter feeding an AC- induction machine. ».  
**Proceedings of PEVD, pp. 378-382, Nottingham 1996.**

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

[5] **J.-P. Hautier, J.-P. Caron** « Convertisseurs statiques. ».  
**Editions Technip, Paris 1999.**

[6] **J.-P. Hautier, J.-P. Caron** « Modélisation et commande de la machine asynchrone. ».  
**Editions Technip, Paris 1995.**

[7] **R.Chibah, K. Dahmane**, « Analyse et commande d'un convertisseur matriciel triphasé. Application à la conduite d'une machine asynchrone. ».  
**Thèse de PFE, ENP juin 2001.**

[8] **H.Buhler**, « Conception de systèmes automatiques. ».  
**Presse Polytechniques Romandes, 1988.**

[9] **F. Labrique**, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance. ».  
**Technique et Documentation, 1998.**

[10] **M.O. Mahmoudi**, « Modélisation et commande vectorielle de la machine asynchrone. ».  
**Cours, Commande des machines électriques, ENP 2004.**

[11] **C. Clumpner** « Limited ride-through capabilities of Direct Frequency Converters. ».  
**IEEE transactions on the power electronics, Vol. 16, No. 6, November 2001.**

[12] **P. Nielsen, F. Blaadbjerg** « New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable Speed Drives. ».  
**IEEE transaction on industrial electronics, Vol. 49, No. 2, April 2002.**