

9/020

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

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département de Génie Electrique



المركز الوطني المتعدد التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

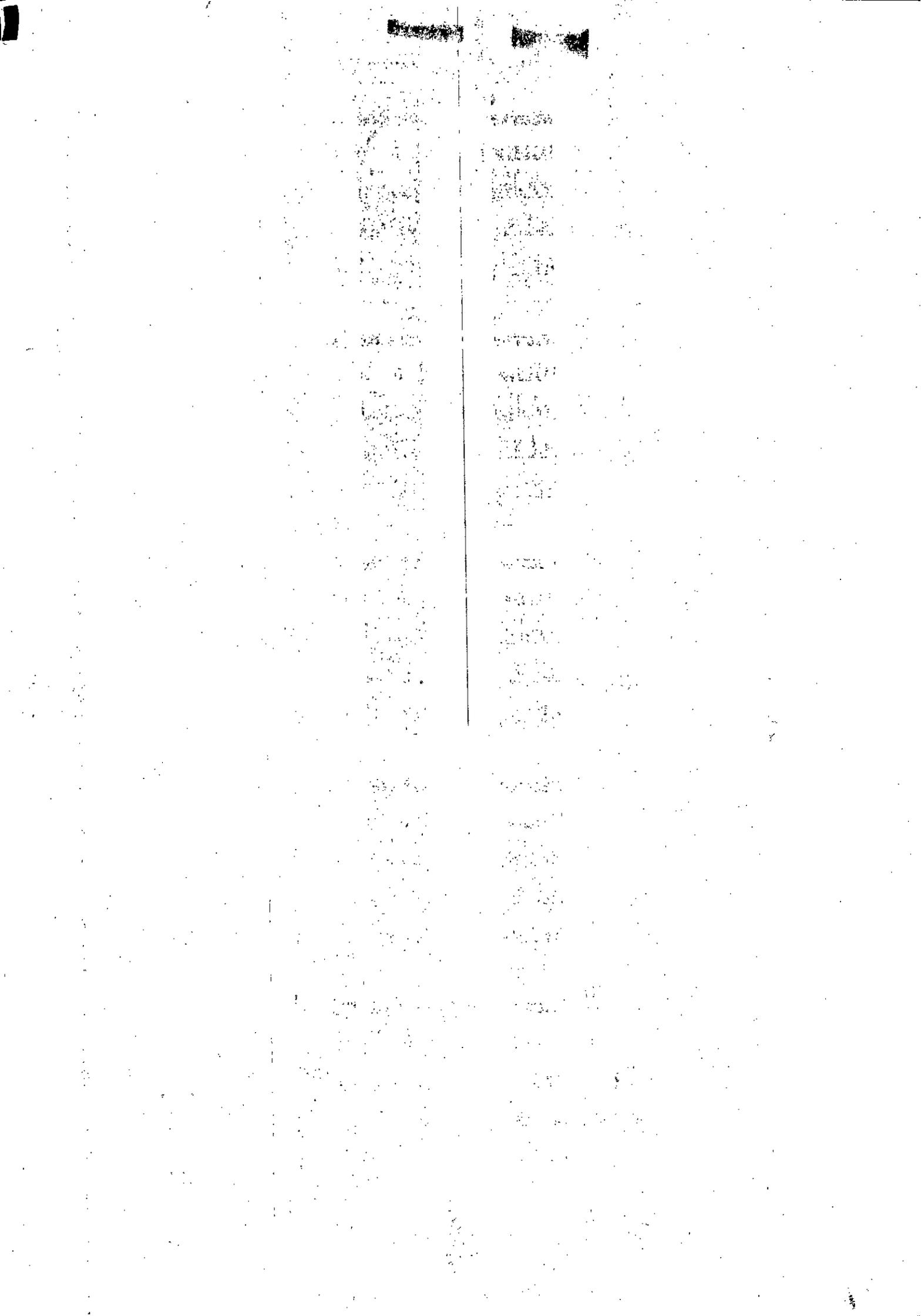
Projet de fin d'études

**Contribution à la commande d'une
nouvelle structure de conversion
AC-AC. Application à la machine
asynchrone triphasée.**

Dirigé par :
Dr E. M. BERKOUK

Etudié :
M. BERKANI Tank
M^{lle} CHABANE Yasmine

Année Universitaire : 2001/2002
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE 19 AVENUE HASSSEN BACH
EL-HARRACH - ALGER.



Résumé :

Un convertisseur matriciel est un convertisseur de fréquence direct générant des tensions triphasées variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions triphasées rigides d'entrée.

Le principe est basé sur une topologie matricielle reliant chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie du convertisseur.

Une première analyse, qui a été effectuée concerne les stratégies de Commande montre que le rapport entre la tension à la sortie du convertisseur est réduit (0.5 par rapport aux convertisseurs conventionnels).

Les stratégies de commande ont été étendues de manière à ce que le convertisseur puisse fonctionner en régime d'alimentation perturbé.

Abstract:

A matrix converter is a variable amplitude and frequency power supply which converts the three phase line voltage directly, i.e. without intermediate voltage.

This is accomplished by means of a matrix converter that is interconnecting each line phase to each of the converter's output phases.

The first main analysis of the matrix converter carried out focuses on the control strategies. The output-input voltage ratio is reduced (0.5 of the ratio of a conventional indirect converter).

The control strategies had been extended so that it also allows the matrix converter to work in a pertubated supply network.

ملخص

المحول المص فوفي هو مغير مباشر للتواتر، ينتج تواتر ذات تواتر و شدة متغيرة انطلاقاً من تواترات ثابتة.

المبدأ هو ربط كل طور للتوتر الداخل للمحول المص فوفي بطور التوتر الذي ينتج من المحول.

تحليل أولي للمحول، باستعمال طرق التحكم، بين أن نسبة التحول قد اقتصرت (0,5) مقارنة بالنسبة للمحولات الأصطلاحية)

طرق التحكم قد تم توسيعها حتى يتمكن المحول من العمل في حالة ما اذا كانت الأطوار غير متوازنة.

Mots clés :

- Convertisseur matriciel.
- Stratégie de commande.
- Machine asynchrone.
- Fréquence générée
- Modèle de commande.

Key words :

- Matrix converter.
- Control strategie.
- Output frequency.
- Asynchronous machine.
- Control bloc.

كلمات مفتاحية

- محول مصفوفي.
- طريقة تحكم.
- تواتر ناتج.
- آلة غير متزامنة.
- نموذج التحكم.

DEDICACES



*C'est avec beaucoup de tendresse que je dédie
ce modeste travail*

A

Mes très chères parents, qui m'ont toujours aidé et encouragé tout le long de mes études, pour leurs amour, souffrance, patience et leurs sacrifices qui ont été consentis envers moi depuis mon plus jeune âge et à qui je dois ma réussite.

Mon très cher frère Reda et ma très chère sœur Sabrina m'ont toujours aidé et soutenu durant toute ma vie.

Ma très cher Nacera et mon binôme Yasmina.

Mes plus proches amis.

DEDICACES



*C'est avec beaucoup de tendresse que je dédie
ce modeste travail*

A

Mes très chères parents, qui m'ont toujours aidé et encouragé tout le long de mes études, pour leurs amour, souffrance, patience et leurs sacrifices qui ont été consentis envers moi depuis mon plus jeune âge et à qui je dois ma réussite.

Mes tentes et très chère sœur Kenza et mes oncles qui m'ont toujours aidé et soutenu durant toute ma vie.

Mon binôme Tarik.

Ainsi qu'à tous Mes amis.

Remerciements

Au terme de ce mémoire, nous tenons à exprimer toute notre gratitude et notre profonde reconnaissance à notre promoteur D^r M.E.BERKOUK et D^r M.O.MAHMOUDI, pour leurs dévouement, leurs encouragements et pour tout leurs aide, durant l'élaboration de ce travail.

Nous tenons également à remercier nos enseignants du Département Génie Electrique qui ont contribué à ma formation durant mon cursus universitaire à qui l'on doit tous nos respects.

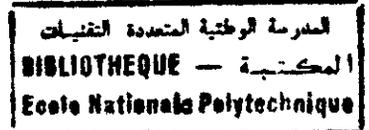
Nos remerciements s'adresse aussi, à Reda, Mehdi, Halim, Hamim, Hichem, Messaoud, Rabah, Riad, Amine, Lyes, que je n'ai pas cités et qu'ils m'excusent de n'avoir pas mentionné leurs noms, car la liste est très longue, tous. Je vous dit merci d'être mes amis.

*Je tiens également à remercier des personnes qui ont sacrifié beaucoup pour les étudiants mais ils n'ont jamais demandé de récompense.
Pour le personnel de la bibliothèque de l'ENP,*

Enfin, je tiens à remercier tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin pour leurs soutien.

je vous dit merci beaucoup.

NOTATIONS



- S,R : Indices respectifs du stator et du rotor ;
- SA, SB, SC : Indices correspondants aux trois phases statoriques ;
- RA, RB, RC : Indices correspondants aux trois phases rotoriques ;
- d,q : Axes correspondants au référentiel de PARK ;
- R_S, R_R : Résistances des enroulements statoriques et rotoriques par phases;
- L_S, L_R : Inductances propres de fuites statorique et rotorique de phase ;
- M : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor ;
- M_{SR} : Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques;
- M_S : Inductance mutuelle entre phases statoriques ;
- M_R : Inductance mutuelle entre phases rotoriques;
- Φ_S, Φ_R, Φ_m : Flux statoriques , rotoriques et magnétisant ;
- T_S, T_R : Constantes de temps statoriques et rotoriques ;
- σ : Coefficient de dispersion ;
- p : Nombre de paire de pôles ;
- C_{em} : couple électromagnétique ;
- J : moment d'inertie ;
- Kf : Coefficient de frottement ;
- ω_S, ω_R : Pulsations électriques statoriques et rotoriques ;
- ω_m : Vitesse mécanique du rotor ;
- m : Indice de modulation ;
- r : Taux de modulation ;
- τ : Fonction de modulation ;
- U_{cmk} : Fonction d'ondulation, U_{cm} de la phase k (k = 1, 2, 3) ;
- U_i (i = x, y, z) : Tension par rapport au neutre du réseau ;
- V_j (j = A, B, C) : Tension par rapport au neutre de la machine ;
- V : Tension simple de phase ;
- i : Courant de phase.

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE

1

CHAPITRE I

Modélisation de la machine asynchrone

Introduction	3
I.1. Etablissement du modèle mathématique	3
I.1.1. Description	3
I.1.2. Hypothèses simplificatrices Modèle	4
I.1.3. Equations électriques de la machine	4
I.1.4. Equation mécanique	5
I.2. Modèle de PARK pour la machine asynchrone	6
I.2.1. Transformation de park	6
I.3. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de PARK	7
I.3.1. Conventions	7
I.3.2. Application de la transformation de PARK à la machine asynchrone	8
I.3.3. Equations des tensions et des flux	8
I.3.4. Choix de référentiel	9
I.3.4.1. Référentiel lié au stator	9
I.3.4.2. Référentiel lié au rotor	9
I.3.4.3. Référentiel lié au champ tournant	9
I.4. Simulation et interprétation	10
Conclusion	11

CHAPITRE II

Modélisation du convertisseur matriciel

Introduction	14
II.1. Etablissement du modèle convertisseur matriciel	14
II.1.1. Structure du convertisseur matriciel	14
II.1.2. Fonctionnement du convertisseur matriciel	15
II.1.3. Fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel	16
II.1.4. Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel	16
II.1.5. Réseau de Petri d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel	17
II.2. Modélisation en vue de la commande	18
II.2.1. Hypothèses	18
II.2.2. Etude commandabilité des convertisseurs matriciel	19
II.2.2.1. Fonction de connexion des interrupteurs	19
II.2.2.2. Fonction génératrice de connexion des interrupteurs	19
II.2.3. Modèle de connaissance du convertisseur matriciel	19
II.2.3.1. Commande complémentaire	19
II.2.4. Modélisation aux valeurs instantanées	20
II.2.4.1. Fonction de conversion	20
II.2.5. Modélisation aux valeurs moyennes	23
Conclusion	24

CHAPITRE III

Stratégie de commande du convertisseur matriciel

Introduction	27
III.1.Modulation triangulo-sinusoïdale	27
III.1.1.Fonction génératrice de connexion	27
III.1.2.Principe de la stratégie de commande	30
III.1.3.Résultats de simulation	31
III.1.3.1.Performance de la stratégie triangulo-sinusoïdale	31
III.1.3.2.Performance de l'association convertisseur machine	38
III.2.Modulation vectorielle	43
III.2.1.Principe de la stratégie de modulation vectorielle	43
III.2.2.Résultats de simulation	43
III.2.2.1.Performance de la stratégie de modulation vectorielle	43
III.2.2.2.Performance de l'association convertisseur machine	49
III.2.2.3.Interprétation des résultats	49
Conclusion	54

CHAPITRE IV

Influence des perturbations sur le convertisseur

Introduction	56
IV.1.Alimentation du convertisseur matriciel par un système de tension perturbé	56
IV.1.1.Distorsion d'harmonique des tensions d'alimentation	56
IV.1.2.Déséquilibre des tensions d'alimentation	57
IV.1.2.1.Déséquilibre au niveau des amplitudes des tensions	57
IV.1.2.2.Déséquilibre au niveau des phases des tensions	57
IV.2.Stratégie de modulation triangulo-sinusoïdale généralisée à un système de tension perturbé	58
IV.3.Simulation et interprétation des résultats	59
IV.3.1.performance de la stratégie généralisée	59
IV.3.2.Performance de l'association du convertisseur matriciel à la machine	69
IV.4.Conclusion	75
CONCLUSION GENERALE	77

ANNEXES.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERALE

Pour l'entraînement à vitesse variable des machines à courant alternatif (à champ tournant), les convertisseurs de fréquence les plus connus sont les onduleurs alors que les convertisseurs à topologie matricielle demeurent peu connus. Jusqu'à présent, leur intérêt était de nature plutôt académique. Ainsi, il n'existe pratiquement pas de produit commercialisé de convertisseur matriciel.

Un convertisseur matriciel est un convertisseur de fréquence direct qui permet de générer des tensions triphasées à amplitude et à fréquence variable à partir des tensions d'entrée rigides.

Les difficultés posées par une réalisation pratique d'un tel convertisseur sont : la commutation du courant et la protection du circuit de puissance ainsi que la complexité élevée de sa commande.

Malgré ces inconvénients, le convertisseur matriciel possède plusieurs avantages comparé aux convertisseurs conventionnels. Puisque la conversion de fréquence est directe, le circuit intermédiaire continu présente dans les convertisseurs conventionnels n'est pas nécessaire. Les éléments passifs qui stockent l'énergie tels que les condensateurs sont éliminés. D'où la réduction considérable du volume du convertisseur.

De plus, le convertisseur permet une récupération d'énergie vers le réseau d'alimentation, vu qu'il est de structure symétrique.

Le but de l'étude de ce convertisseur est le remplacement des convertisseurs conventionnels à circuit intermédiaire continu par un convertisseur réalisant la conversion directe alternative – alternative.

Notre travail comporte quatre chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone.

Au deuxième chapitre, on présentera un modèle de connaissance et un modèle de commande pour le convertisseur matriciel en utilisant les réseaux de Petri.

Le troisième chapitre proposera deux stratégies de modulation en se basant sur le modèle de commande du convertisseur établi lors du deuxième chapitre.

Les deux stratégies sont :

- La stratégie de modulation triangulo-sinusoidale
- La stratégie de modulation vectorielle.

Pour chaque stratégie, nous exposerons l'allure de la tension à la sortie du convertisseur matriciel, son spectre d'harmoniques ainsi que la caractéristique de réglage et les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par le convertisseur matriciel.

L'objectif du quatrième chapitre est l'étude de la robustesse de ces deux stratégies de commande par rapport à un déséquilibre des tensions d'alimentation ou une distorsion harmonique de ces dernières.

A la fin, une conclusion clôtura ce travail.

CHAPITRE I

Modélisation de la machine asynchrone

INTRODUCTION :

La modélisation d'une machine asynchrone passe en premier lieu par son modèle mathématique simple. Ce modèle est basé sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui a pour but de simplifier la machine tout en ayant une réponse proche de la réponse réelle de la machine. Ainsi, les différentes caractéristiques (à vide et surtout en charge) de la machine pourraient être obtenues par simulation tout en manipulant ses paramètres (résistance, inductance, couple résistant...), ce qui est impossible à réaliser expérimentalement.

Dans ce premier chapitre, on s'intéresse à la modélisation de la machine asynchrone triphasée.

La machine asynchrone est très utilisable comme moteur à courant alternatif car elle est la plus répandue pour obtenir de la puissance mécanique à partir d'un réseau alternatif. Elle est simple et robuste de construction (car elle ne possède pas de collecteur), c'est la moins onéreuse côté prix et la plus faible pour une puissance donnée en particulier si le rotor est à cage d'écureuil.

1.1. ETABLISSEMENT DU MODÈLE MATHÉMATIQUE :

La machine asynchrone triphasée de construction symétrique, et présente trois enroulements statoriques et trois autres rotoriques si elle est à rotor bobiné, elle est représentée par le modèle suivant :

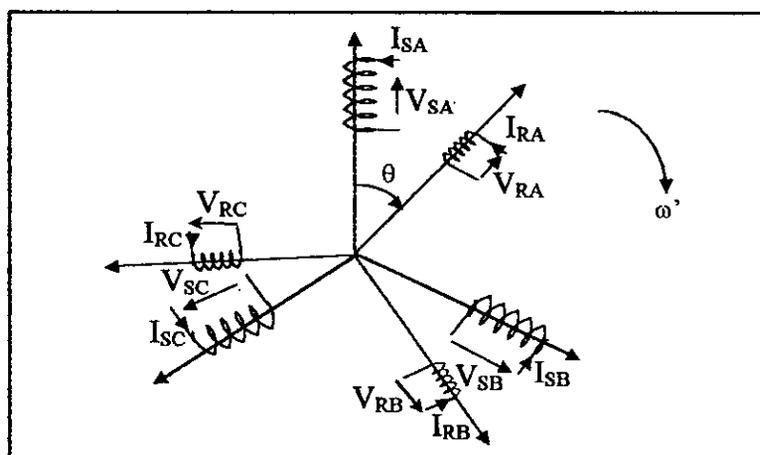


Figure.I.1. Représentation des enroulements statoriques et rotoriques.

Avec SA, SB et SC représentent les phases statoriques et RA, RB et RC représentent les phases rotoriques.

1.1.2. HYPOTHÈSES SIMPLIFICATRICES :

Comme ça était dit à l'introduction, ces hypothèses nous permettent de simplifier le modèle de la machine asynchrone tout en étant proche de la réalité. Alors on effectue les hypothèses simplificatrices suivantes :

- ❖ L'entrefer équivalent uniforme (*effets d'encochages négligés*).
- ❖ La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- ❖ Invariance des résistances rotoriques en fonction de la température.
- ❖ L'effet de peau négligeable.
- ❖ La force magnétomotrice est à répartition sinusoïdale.

1.1.3. EQUATIONS ÉLECTRIQUES DE LA MACHINE :

D'après la figure (I.1), on peut poser sous forme matricielle les équations de la machine comme suit [Seg_80] :

$$\begin{aligned} [V_S] &= [R_S] [I_S] + \frac{d}{dt} [\Phi_S] \\ [V_R] &= [R_R] [I_R] + \frac{d}{dt} [\Phi_R] \end{aligned} \quad (I.1)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V_S] &= [V_{SA} \quad V_{SB} \quad V_{SC}]^T, [I_S] = [I_{SA} \quad I_{SB} \quad I_{SC}]^T, [\Phi_S] = [\Phi_{SA} \quad \Phi_{SB} \quad \Phi_{SC}]^T \\ [V_R] &= [0 \quad 0 \quad 0]^T, [I_R] = [I_{RA} \quad I_{RB} \quad I_{RC}]^T, [\Phi_R] = [\Phi_{RA} \quad \Phi_{RB} \quad \Phi_{RC}]^T \end{aligned}$$

Etant donné que la machine fonctionne dans la partie linéaire de la courbe de magnétisation, on peut écrire les expressions des flux sous la forme :

$$\begin{aligned} [\Phi_S] &= [L_{SS}] [I_S] + [M_{SR}] [I_R] \\ [\Phi_R] &= [L_{RR}] [I_R] + [M_{RS}] [I_S] \end{aligned} \quad (I.2)$$

Avec :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix}, [L_{RR}] = \begin{bmatrix} L_R & M_R & M_R \\ M_R & L_R & M_R \\ M_R & M_R & L_R \end{bmatrix}$$

$$[R_S] = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix}, [R_R] = \begin{bmatrix} R_R & 0 & 0 \\ 0 & R_R & 0 \\ 0 & 0 & R_R \end{bmatrix}$$

$$[M_{SR}] = [M_{RS}]^T = M_{SR \max} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

telle que :

- L_S : inductance propre des phases statoriques.
- L_R : inductance propre des phases rotoriques.
- M_S : inductance mutuelle entre les phases statoriques.
- M_R : inductance mutuelle entre les phases rotoriques.
- M_{SR} : mutuelle inductance entre les phases statoriques et rotoriques, et $M_{SR \max}$ désigne sa valeur maximale obtenue lorsque leurs axes coïncident :

En désignant par P l'opérateur d/dt et en remplaçant les expressions des flux données par l'équation (I.2) dans l'équation (I.1), on obtient les équations des tensions au stator et au rotor suivantes :

$$\begin{cases} [V_S] = [R_S] [I_S] + P \{ [L_{SS}] [I_S] \} + P \{ [M_{SR}] [I_R] \} \\ [V_R] = [R_R] [I_R] + P \{ [L_{RR}] [I_R] \} + P \{ [M_{RS}] [I_S] \} \end{cases} \quad (I.3)$$

1.1.4. EQUATION MÉCANIQUE :

L'équation mécanique de la machine s'écrit [Seg_80] :

$$J(d\omega_m/dt) = C_{em} - C_r - K_f \omega_m \quad (I.4)$$

$$C_{em} = \frac{1}{2} [I]^T \left\{ \frac{\partial}{\partial \theta} [L] \right\} [I]$$

Dans notre cas, le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = P [I_s]^T \left\{ \frac{d}{d\theta} [M_{SR}] \right\} [I_R] \quad (I.5)$$

telle que :

- J : moment d'inertie.
- Γ_r : couple résistant.
- K_f : coefficient de frottement.

I.2. MODÈLE DE *PARK* POUR LA MACHINE ASYNCHRONE :

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple tout en gardant les caractéristiques physiques de la machine, à savoir l'invariance de la puissance instantanée, on utilise des transformations orthogonales. Ainsi, on obtient des équations simples par des changements de variables appropriés. Parmi les transformations les plus utilisées, on a celle de *PARK*.

I.2.1. TRANSFORMATION DE *PARK* :

La transformation de *PARK* est définie par sa matrice de transformation $[P(\theta)]$. Elle s'exprime comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin(\theta) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Ainsi, les composantes des courants, des tensions et des flux (grandeurs alternatives) s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} [I_{dq}] = [P(\theta)] [I_s] \\ [V_{dq}] = [P(\theta)] [V_s] \\ [\Phi_{dq}] = [P(\theta)] [\Phi_s] \end{cases} \quad (I.6)$$

Le vecteur $[I_{dq}]$ est le vecteur obtenu par la transformation de PARK du vecteur courant statorique $[I_s]$.

La matrice de PARK écrite sous cette forme est orthogonale. Ce qui conduit à la conservation de l'énergie. L'orthogonalité nous permet d'écrire : $[p(\theta)]^{-1} = [p(\theta)]^T$

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

I.3. MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DANS LE REPÈRE DE PARK

I.3.1 CONVENTIONS :

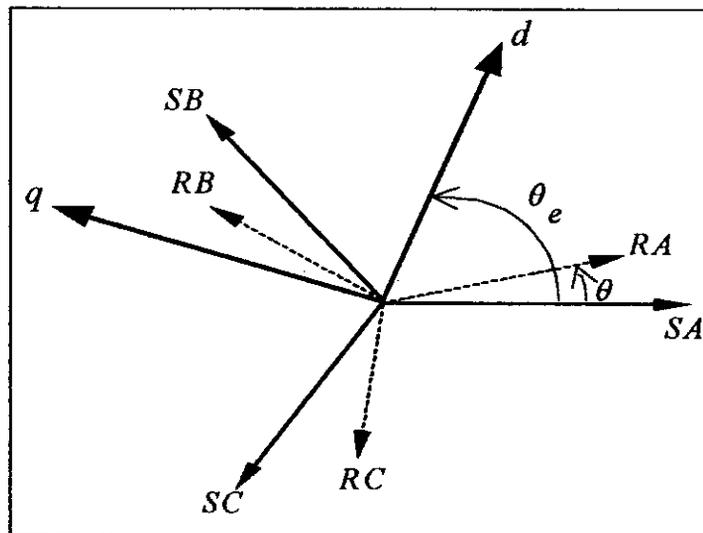


Fig.1.2. Représentation angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

Avec :

SA, SB et SC présentent les trois phases du stator.

RA, RB et RC présentent les trois phases du rotor

θ_e : angle de transformation au stator.

$$\omega' = \frac{d\theta}{dt}, \quad \omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}, \quad \omega_R = \frac{d\theta_R}{dt}$$

II.3.2 APPLICATION DE LA TRANSFORMÉE DE PARK SUR LA MACHINE ASYNCHRONE :

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, aux tensions et au flux un changement de variable en faisant intervenir l'angle entre les axes des enroulements et les nouveaux axes d et q . Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels (A_S, B_S, C_S) et (A_R, B_R, C_R) des enroulements fictifs (d_s, q_s) et (d_R, q_R) dont les axes magnétiques sont liés aux axes d et q (Fig.1.3).

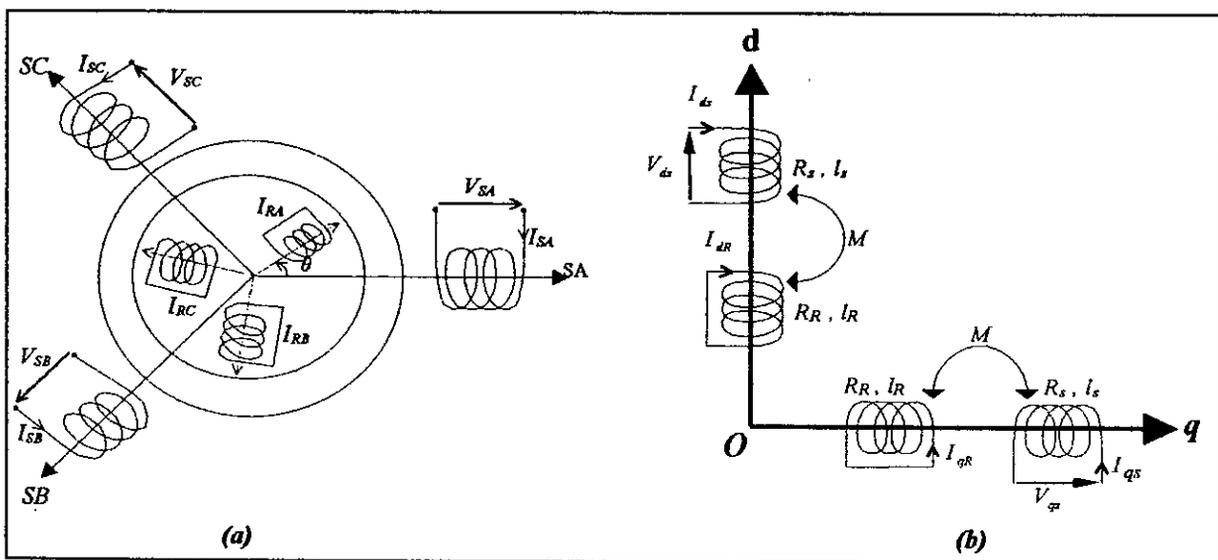


Fig.1.3- Représentation de la machine asynchrone dans l'espace électrique (a) et dans le repère de PARK (b)

I.3.3. EQUATIONS DES TENSIONS ET DES FLUX :

Dans le repère de Park (d, q) tournant à la vitesse angulaire $\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt}$, les équations électriques s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_e \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_e \phi_{ds} \end{cases} \quad (1.7)$$

$$\begin{cases} 0 = R_R I_{dR} + \frac{d\phi_{dR}}{dt} - (\omega_e - \omega')\phi_{qR} \\ 0 = R_R I_{qR} + \frac{d\phi_{qR}}{dt} + (\omega_e - \omega')\phi_{dR} \end{cases} \quad (1.8)$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = l_s I_{ds} + MI_{dR} \\ \phi_{qs} = l_s I_{qs} + MI_{qR} \end{cases} ; \quad \begin{cases} \phi_{dR} = l_R I_{dR} + MI_{ds} \\ \phi_{qR} = l_R I_{qR} + MI_{qs} \end{cases}$$

$l_s = L_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$l_R = L_R - M_R$: Inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{SR} = \frac{3}{2} M_{RS}$: Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator.

I.3.4. CHOIX DE RÉFÉRENTIEL :

Trois types de référentiel sont intéressent en pratique [Bar_82] :

- Référentiel lié au stator.
- Référentiel lié au rotor.
- Référentiel lié au champ tournant.

I.3.4.1. Référentiel lié au stator

$$\omega_e = 0 .$$

I.3.4.2. Référentiel lié au rotor

$$\omega_e = \omega' .$$

I.3.4.3. Référentiel lié au champ tournant

$$\omega_e = \omega_s .$$

Dans ce chapitre on va choisir le référentiel lié au stator, donc : $\omega_e = 0$

Le modèle de la machine asynchrone triphasée devient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega' \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega' \phi_{dr} \end{cases} \quad (1-9)$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = l_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qs} = l_s I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \quad (1.10)$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = l_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \phi_{qr} = l_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (1-11)$$

$$\begin{cases} C_{em} - pM(I_{qs} I_{dr} - I_{qr} I_{ds}) \\ \frac{J}{p} \frac{d\omega'}{dt} = C_{em} - C_r - \frac{K_f}{p} \omega' \end{cases} \quad (1.12)$$

1.4. Simulation et interprétation :

- **fonctionnement a vide**

Couple électromagnétique :

La courbe obtenue montre que le couple est fortement oscillatoire pendant la phase transitoire, ceci explique le bruit mécanique engendré par la machine lors de son démarrage

Au démarrage, le couple atteint une valeur crête de 45 N.m afin de vaincre l'inertie de la machine. Puis il se stabilise en régime permanent à une valeur constante (de près 0.2 N.m), cette valeur correspond aux pertes mécaniques à vide.

Courants statoriques :

Ils atteignent une valeur crête de 28A lors du démarrage. Cette valeur s'atténue jusqu'à une valeur de 4A et prend une forme sinusoïdale.

Vitesse de rotation :

La courbe suit une croissance presque linéaire jusqu'à atteindre une vitesse nominale de 1500 tr/mn.

Flux rotorique :

Il présente des oscillations lors du démarrage et tend ensuite à une valeur constante de 1.18Wb.

- **fonctionnement lors d'une perturbation ($C_r=10N.m$)**

Lors de l'application d'un couple résistant, on constate des changements par rapport au fonctionnement à vide qui sont les suivants:

- ✓ Une chute de vitesse de 1500tr/mn à 1400tr/mn.
- ✓ Une augmentation du couple électromagnétique de 0.2N.m à 10.2N.m. Cette élévation est due évidemment à la présence de la perturbation que doit compenser le couple électromagnétique.
- ✓ Une augmentation des courants statoriques de 4A à vide à 6A afin de satisfaire les besoins de la charge.

CONCLUSION :

Dans ce premier chapitre, on a pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite par les transformations relatives (*Park dans notre cas*) et introduire un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

En général, les entraînements utilisant ce genre de moteur sont très sensibles, par les perturbations, et en premier lieu la vitesse d'entraînement, et qui dit vitesse dit la grandeur à commander. Ce qui rend le fonctionnement de cette dernière en boucle ouverte très fragile, Ceci est dû essentiellement au fort couplage entre les enroulements du moteur.

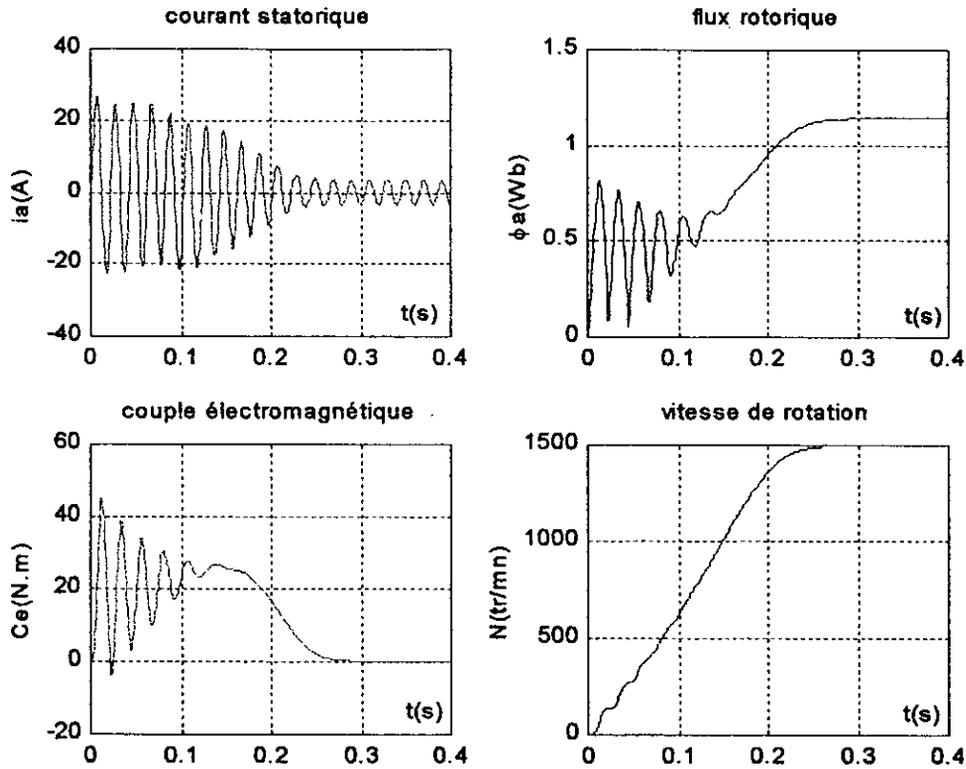


Fig.I.5.a- La conduite de la machine asynchrone triphasée a vide avec un démarrage en pleine tension

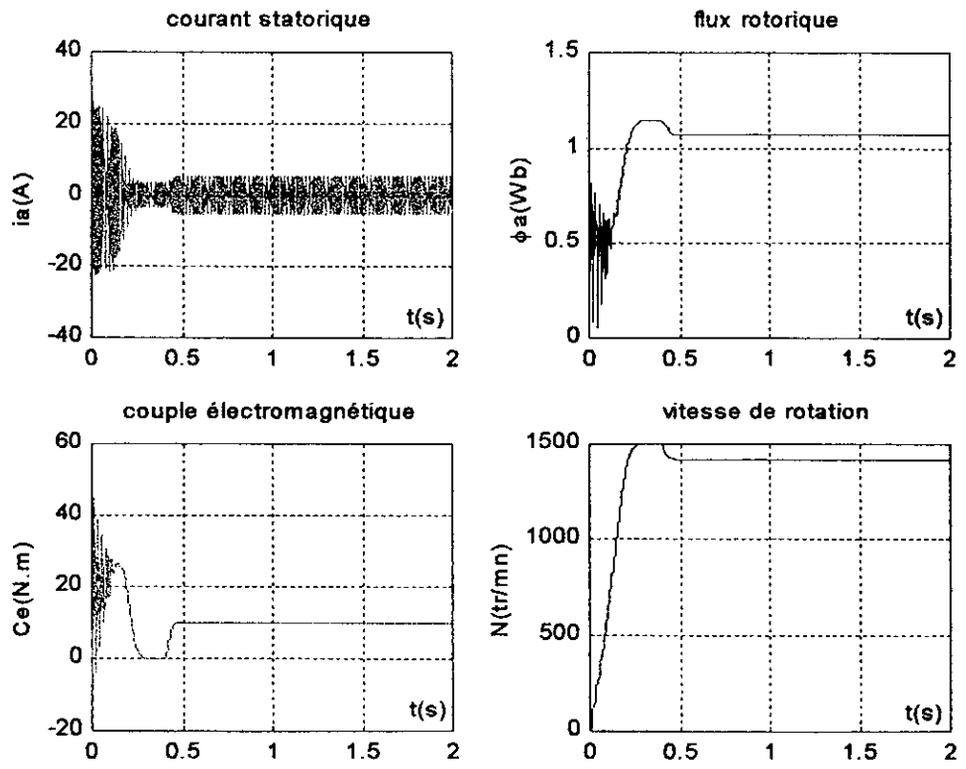


Fig.I.5.b- La conduite de la machine asynchrone triphasée en charge avec un couple ($C_r=C_n=10n.m$)

CHAPITRE II

Modélisation du convertisseur matriciel

INTRODUCTION

Dans le chapitre précédent, on a élaboré le modèle en tension de la machine asynchrone en vue d'une alimentation par un convertisseur statique.

Dans ce chapitre, on modélisera le convertisseur matriciel. Comme il a été cité précédemment, ce convertisseur permet la conversion direct : alternatif – alternatif sans le besoin d'utiliser un pont intermédiaire : pont redresseur ; comme c'est le cas dans les convertisseurs conventionnels (*redresseur-onduleur*).

Pour se faire, on établira le modèle de fonctionnement du convertisseur en utilisant les réseaux de Petri, ensuite on développera son modèle de connaissance et de commande.

II.1. ÉTABLISSEMENT DU MODÈLE CONVERTISSEUR MATRICIEL :

II.1.1. Structure du convertisseur matriciel :

Le convertisseur matriciel est la solution au problème de la conversion directe de puissance. Neufs interrupteurs bi-directionnels et totalement commandables à base de semi-conducteurs, ils sont arrangés dans une matrice (3×3). Le schéma de principe du convertisseur matriciel est montré à la figure (II.1) :

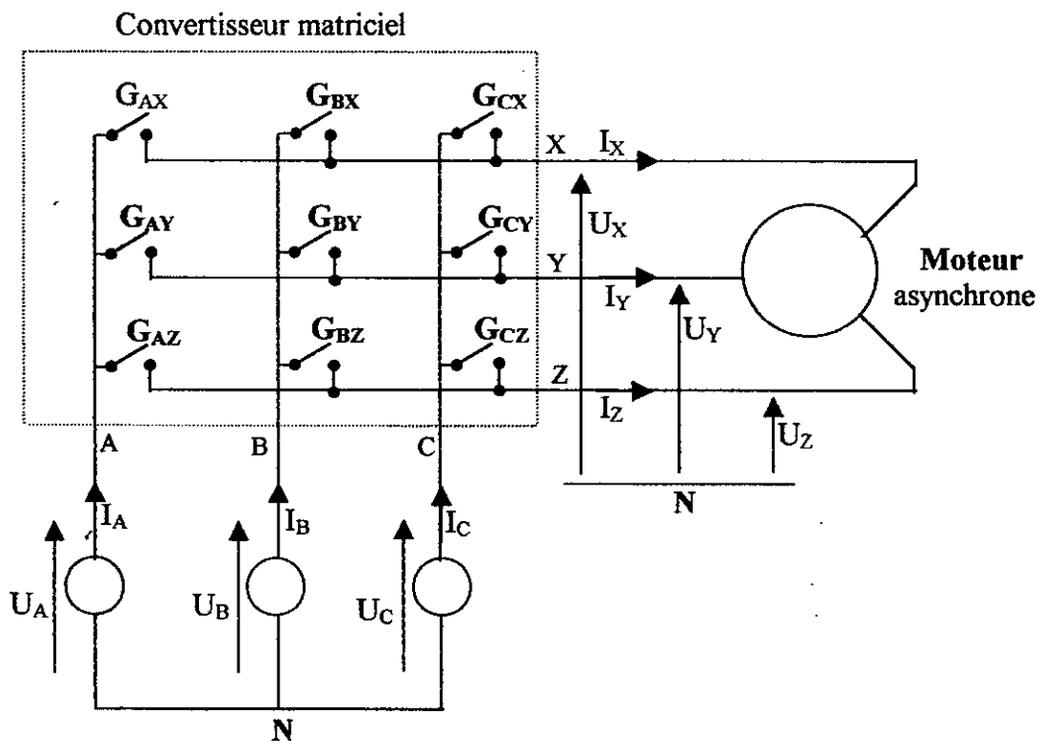


Fig.II.1. schéma de principe du convertisseur matriciel.

Rappelons que ce convertisseur permet d'obtenir un système de tension et de fréquence variables.

La figure II.2 montre les deux configurations possibles d'un interrupteur d'un tel convertisseur :

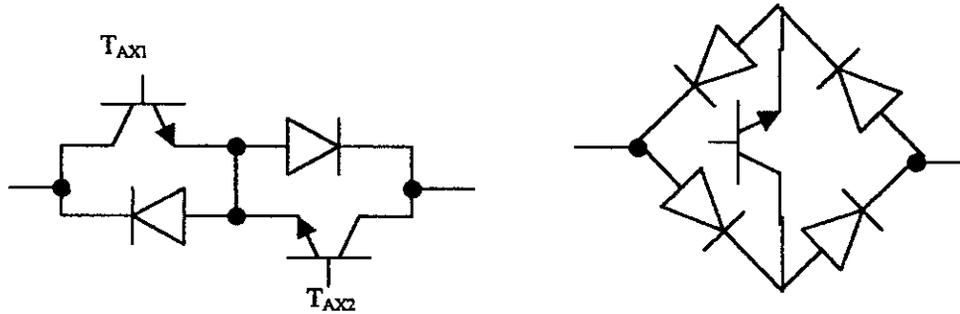


Fig.II.2.1 Interrupteur bidirectionnel

- Des deux configuration précédentes, celle qui se trouve la plus optimale est (a) vu qu'elle comporte moins de composants que (b).
- Le commutateur de puissance utilisés dans ce convertisseur est bidirectionnel en courant et en tension (Fig.II.2.2). C'est à dire, il permet de conduire le courant dans les deux sens et de bloquer la tension des deux polarités.

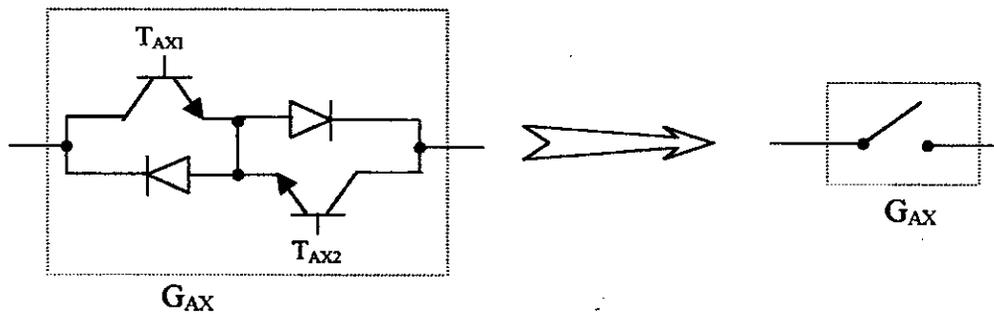


Fig.II.2.2 Interrupteur bidirectionnel

II.1.2.Fonctionnement du convertisseur matriciel :

On distingue dans ce convertisseur l'existence de trois cellules de commutation (cellule X, cellule Y, cellule Z). Elles sont formées Chacune de trois commutateurs. Comme ce convertisseur contient neufs interrupteurs, théoriquement il devrait y avoir 2^9 possibilités de configurations.

En pratique, ce nombre de configuration est réduit à 3^3 configurations possibles car :

- Pour chaque cellule de commutation, il faut qu'à un instant donné un et un seul commutateur qui soit fermé afin d'éviter le circuit ouvert pour la source de courant et le court-circuit pour la source de tension.

II.1.3. Fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel :

Les cellules de commutation ainsi définies précédemment possèdent une symétrie fonctionnelle, et par suite une symétrie par rapport à la commande.

Donc l'étude du convertisseur se réduit à l'étude d'une cellule de commutation (fig.II.3) :

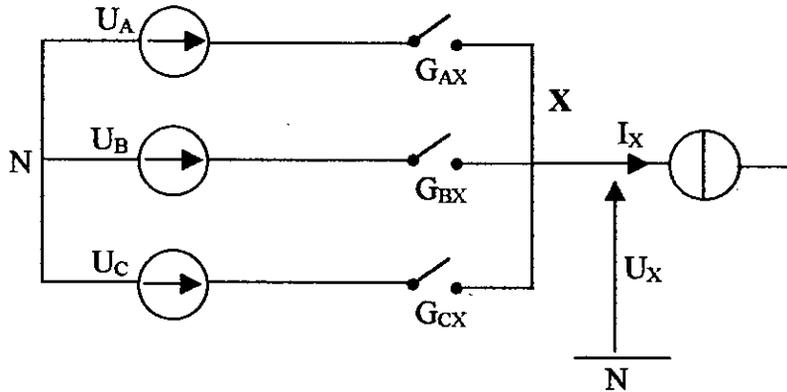


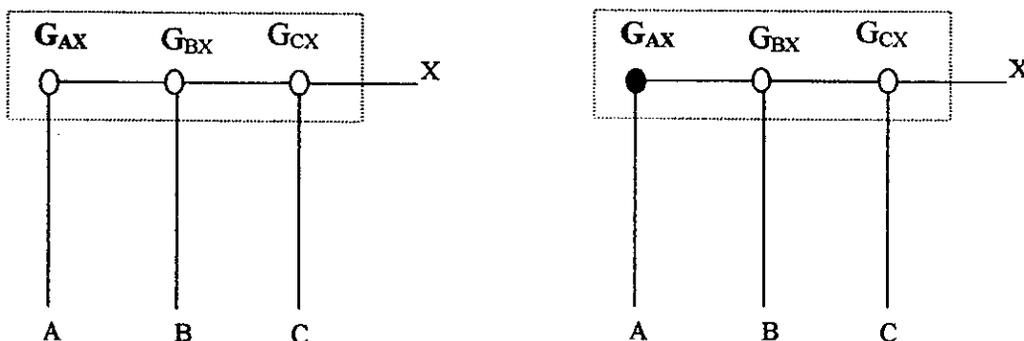
Fig.II.3. Schéma de principe d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

Une cellule de commutation présente quatre cas de configurations possibles (Fig.II.3). Chacune des configurations est caractérisée par des grandeurs électriques comme le montre le tableau (II.1).

La configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
E_0	$I_X = 0$
E_1	$U_X = U_A$
E_2	$U_X = U_B$
E_3	$U_X = U_C$

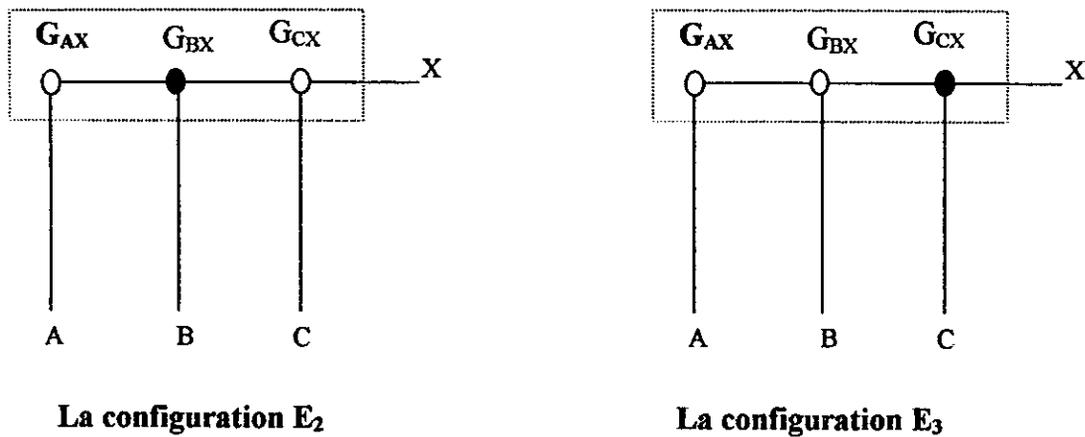
Tableau.II.1. Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible du convertisseur matriciel.

II.1.4. Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel :



La configuration E_0

La configuration E_1



- Commutateur fermé
- Commutateur ouvert

Fig. II.4. Les quatre configurations possibles d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

II.1.5. Réseau de Petri d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel :

Après avoir déterminé toutes les configurations possibles d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel, on peut se permettre de déterminer le réseau de Petri correspondant à son fonctionnement. Il décrit ainsi les différentes transitions possibles.

Le réseau de Petri associé au fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel est présenté à la figure (II.5).

L'analyse des conditions de transition entre les différentes configurations déterminées précédemment donne les réceptivités du réseau de Petri de fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

La variable R_{MN} représente la réceptivité de transition de la configuration E_M à la configuration E_N . Ces différentes réceptivités sont données comme suit :

$$R_{01} = (E_0) \& (T_{AX} = 1)$$

$$R_{02} = (E_0) \& (T_{BX} = 1)$$

$$R_{03} = (E_0) \& (T_{CX} = 1)$$

$$R_{10} = (E_1) \& (I_X = 0)$$

$$R_{12} = (E_1) \& (T_{AX} = 0) \& (T_{BX} = 1)$$

$$R_{13} = (E_1) \& (T_{AX} = 0) \& (T_{CX} = 1)$$

$$R_{20} = (E_2) \& (I_X = 0)$$

$$R_{21} = (E_2) \& (T_{BX} = 0) \& (T_{AX} = 1)$$

$$R_{23} = (E_2) \& (T_{BX} = 0) \& (T_{CX} = 1)$$

$$R_{30} = (E_3) \& (I_X = 0)$$

$$R_{31} = (E_3) \& (T_{CX} = 0) \& (T_{AX} = 1)$$

$$R_{32} = (E_3) \& (T_{CX} = 0) \& (T_{BX} = 1)$$

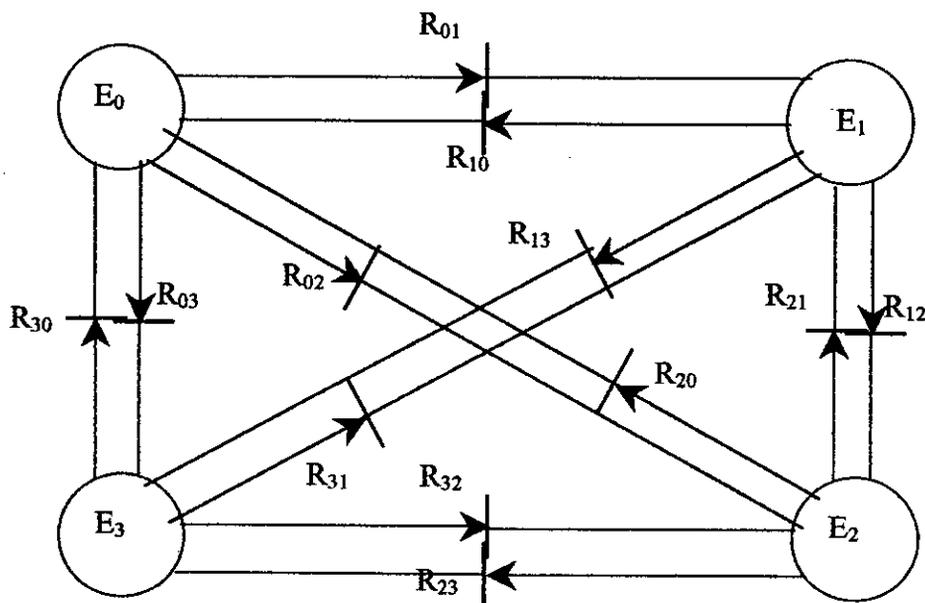


Fig.II.5. Réseau de Petri de fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

II.2. MODÉLISATION EN VUE DE LA COMMANDE :

II.2.1. Hypothèses :

- La commutation des interrupteurs est supposée parfaites.
- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation.

II.2.2. Commandabilité des convertisseurs matriciel :

Un convertisseur est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations possibles dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) [Ber_95]. Nous supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée.

II.2.2.1. Fonction de connexion des interrupteurs :

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

$$\begin{cases} F_{ij} = 1 & \text{si l'interrupteur } G_{ij} \text{ est fermé.} \\ F_{ij} = 0 & \text{si l'interrupteur } G_{ij} \text{ est ouvert.} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

avec $i = A, B, C$ et $j = X, Y, Z$

II.2.2.2. Fonction génératrices 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).

$$F_{ij}^g = \frac{1}{T} \int_0^T F_{ij}(\tau) d\tau$$

$i = A, B, C$ et $j = X, Y, Z$. (II.2)

avec $0 \leq F_{ij}^g \leq 1$

II.2.3. Modèle de connaissance du convertisseur matriciel :

II.2.3.1. Commande complémentaire :

Afin d'éviter les courts-circuits des sources de tension, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte la commande complémentaire suivante :

$$T_{AX} + T_{BX} + T_{CX} = 1 \quad (\text{II.3})$$

Avec T_{AX} la commande externe des transistors T_{AX1} et T_{AX2} de l'interrupteur G_{AX} .

Avec la commande complémentaire ainsi définie et en mode commandable, le réseau de Petri du fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel se simplifie de quatre configurations à trois configurations.

Le réseau de Petri obtenu dans ces conditions est représenté à la figure (II.5).

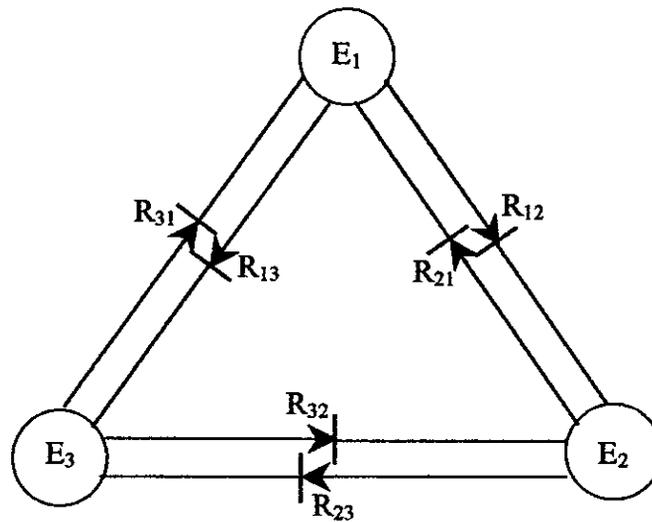


Fig.II.6. Réseau de Petri de fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel en mode commandable.

II.2.4. 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.

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

- U_X, U_Y, U_Z : Tensions des phases X, Y, Z par rapport au neutre N du réseau.
- V_X, V_Y, V_Z : Tensions simples des phases X, Y, Z par rapport au neutre N' de la charge triphasée.
- U_A, U_B, U_C : Tensions des phases A, B, C par rapport au neutre N du réseau.

II.2.4.1. Fonction de conversion :

Les fonctions de conversion sont des coefficients permettant en général d'établir une relation entre grandeurs commutées et grandeurs modulées de même nature.

Ces coefficients se rangent dans une matrice dite matrice de conversion.

Dans ce cas, on a deux sous matrices de conversion, une pour les tensions et l'autre pour les courants.

On a :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{AX} & F_{BX} & F_{CX} \\ F_{AY} & F_{BY} & F_{CY} \\ F_{AZ} & F_{BZ} & F_{CZ} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{AX} & F_{BX} & F_{CX} \\ F_{AY} & F_{BY} & F_{CY} \\ F_{AZ} & F_{BZ} & F_{CZ} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} I_X \\ I_Y \\ I_Z \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Avec :

$[U_X \ U_Y \ U_Z]^T$: vecteur des tensions modulées.

$[U_A \ U_B \ U_C]^T$: vecteur des tensions commutées.

$[I_X \ I_Y \ I_Z]^T$: vecteur des courants commutés.

$[I_A \ I_B \ I_C]^T$: vecteur des courants modulés.

$\begin{bmatrix} F_{AX} & F_{BX} & F_{CX} \\ F_{AY} & F_{BY} & F_{CY} \\ F_{AZ} & F_{BZ} & F_{CZ} \end{bmatrix}$: sous matrice de conversion des tensions.

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

$$\begin{cases} V_X = \frac{1}{3}(2 \cdot U_X - U_Y - U_Z) \\ V_Y = \frac{1}{3}(2 \cdot U_Y - U_X - U_Z) \\ V_Z = \frac{1}{3}(2 \cdot U_Z - U_X - U_Y) \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

De (II.3) et (II.5), on peut écrire :

$$\begin{cases} V_X = \frac{1}{3}[(2F_{AX} - F_{AY} - F_{AZ})U_A + (2F_{BX} - F_{BY} - F_{BZ})U_B + (2F_{CX} - F_{CY} - F_{CZ})U_C] \\ V_Y = \frac{1}{3}[(2F_{AY} - F_{AX} - F_{AZ})U_A + (2F_{BY} - F_{BX} - F_{BZ})U_B + (2F_{CY} - F_{CX} - F_{CZ})U_C] \\ V_Z = \frac{1}{3}[(2F_{AZ} - F_{AX} - F_{AY})U_A + (2F_{BZ} - F_{BX} - F_{BY})U_B + (2F_{CZ} - F_{CX} - F_{CY})U_C] \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Pour le convertisseur matriciel, le vecteur des grandeurs modulées est :

$$[U_X \ U_Y \ U_Z \ I_A \ I_B \ I_C]^T$$

Le vecteur des ses grandeurs commutées est :

$$\begin{bmatrix} U_A & U_B & U_C & I_X & I_Y & I_Z \end{bmatrix}^T$$

Donc pour le système global on écrit :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \\ I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = [N(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \\ I_X \\ I_Y \\ I_Z \end{bmatrix} \tag{II.7}$$

Avec :

$$[N(t)] = \begin{bmatrix} F_{AX} & F_{BX} & F_{CX} & 0 & 0 & 0 \\ F_{AY} & F_{BY} & F_{CY} & 0 & 0 & 0 \\ F_{AZ} & F_{BZ} & F_{CZ} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_{AX} & F_{AY} & F_{AZ} \\ 0 & 0 & 0 & F_{BX} & F_{BY} & F_{BZ} \\ 0 & 0 & 0 & F_{CX} & F_{CY} & F_{CZ} \end{bmatrix} \tag{II.8}$$

Après avoir défini la matrice de conversion [N(t)] du convertisseur matriciel, on peut présenter le modèle de connaissance de ce convertisseur en mode totalement commandable comme suit :

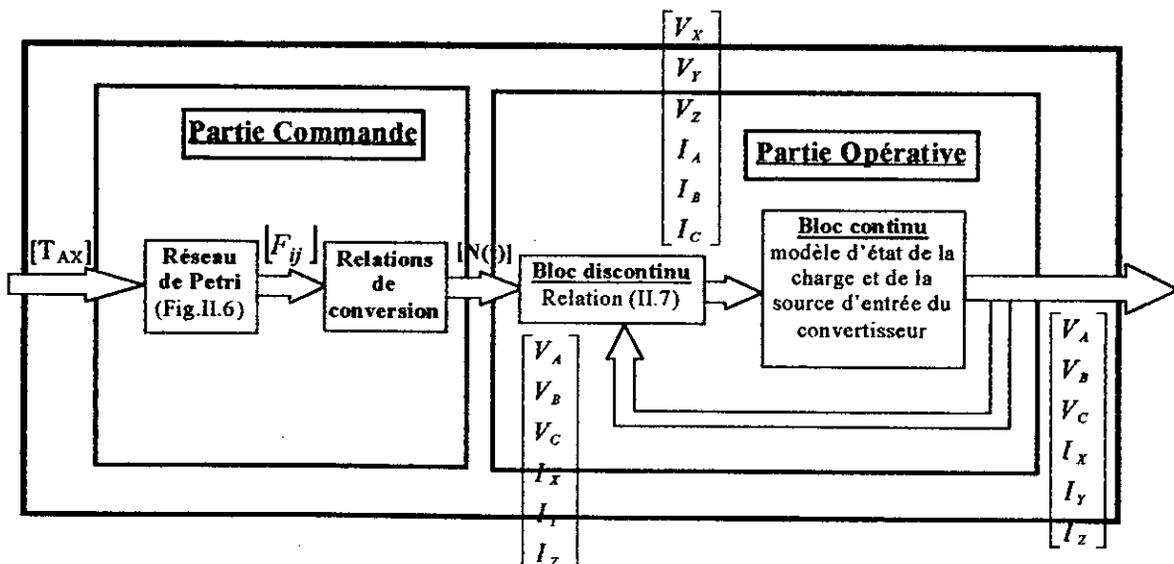


Fig.II.7. Modèle de connaissance du convertisseur matriciel.

On distingue :

- **La partie commande** : représentée par le réseau de Petri de fonctionnement du convertisseur matriciel en mode commandable (Fig.II.6). Cette partie génère la matrice de conversion.
- **La partie opérative** : constituée d'un bloc continu et d'un bloc discontinu :
 - Un bloc discontinu : constitue la matrice de conversion (relation II.7) qui contient des fonctions discontinues.
 - Un bloc continu représentant le modèle de la charge et de la source d'alimentation.

II.2.5. Modélisation aux valeurs moyennes : modèle de commande :

Le modèle de connaissance globale présenté précédemment (Fig.II.7) est bien adapté à la simulation, et donc à la validation des stratégies de commande. Par contre, il n'est pas adapté à la commande à cause de la présence du bloc discontinu.

Donc pour passer du modèle de connaissance du convertisseur matriciel à son modèle de commande, on utilise les notions de fonctions génératrices de connexion citées précédemment (équation II.2). On définit la matrice génératrice de conversion $N_g(t)$ comme suit :

$$N_g(t) = \frac{1}{T} \cdot \int_{kT}^{(1+k)T} N(\tau) \cdot d\tau \quad (\text{II.9})$$

T : la période de commutation des interrupteurs.

Les fonctions génératrices permettent l'approximation du bloc discontinu par un bloc continu. ainsi Le modèle obtenu est un modèle au sens des valeurs moyenne.

En utilisant ces fonctions génératrices de connexion et de conversions, on aboutit au système suivant :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \\ I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = [N_g(t)] \cdot \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \\ I_X \\ I_Y \\ I_Z \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$[N_g(t)] = \begin{bmatrix} F_{AX}^g & F_{BX}^g & F_{CX}^g & 0 & 0 & 0 \\ F_{AY}^g & F_{BY}^g & F_{CY}^g & 0 & 0 & 0 \\ F_{AZ}^g & F_{BZ}^g & F_{CZ}^g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_{AX}^g & F_{AY}^g & F_{AZ}^g \\ 0 & 0 & 0 & F_{BX}^g & F_{BY}^g & F_{BZ}^g \\ 0 & 0 & 0 & F_{CX}^g & F_{CY}^g & F_{CZ}^g \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

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

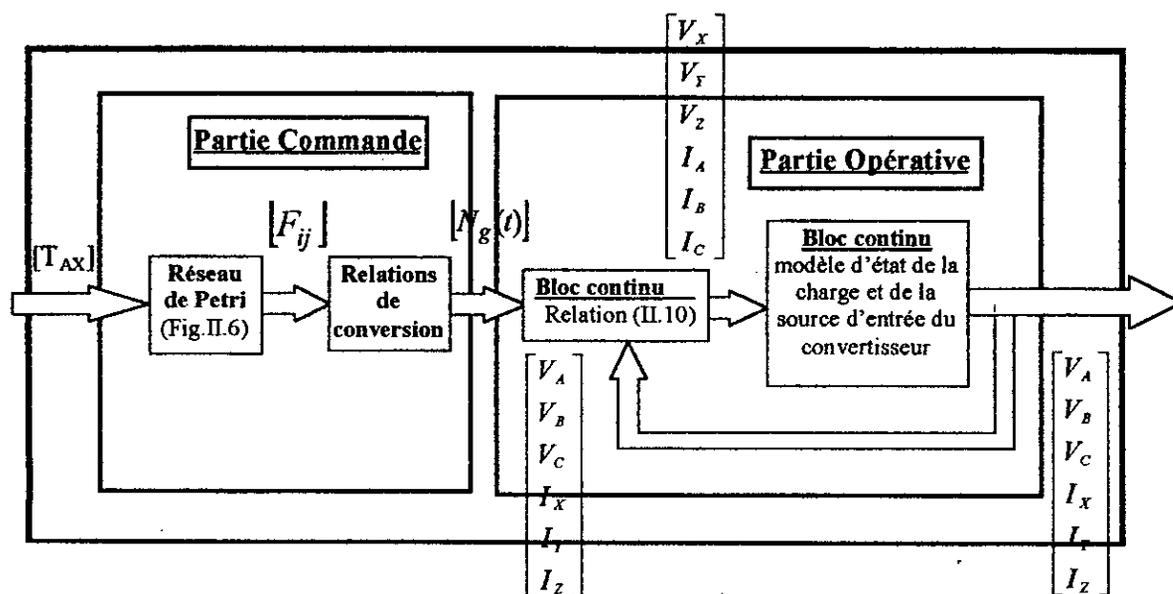


Fig.II.8. Modèle de commande du convertisseur matriciel.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté les différentes configurations d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel en exposant le réseau de Petri correspondant à son fonctionnement en mode normal et en mode commandable. Et ainsi on a montré également que le fait qu'on a modélisé l'interrupteur du convertisseur (constitué de deux transistors et deux diodes) par un commutateur bidirectionnel en courant et en tension a réduit largement le nombre de configurations possibles du convertisseur matriciel. Par ailleurs, le choix de la commande complémentaire et ainsi définie est justifié.

En vue de la commande du convertisseur matriciel, on a élaboré son modèle de connaissance et de commande. Par contre, le fait d'introduire la notions des fonctions génératrices, permet d'aboutir à un modèle homogène où toutes les grandeurs sont continues.

CHAPITRE III

Stratégie de commande du convertisseur matriciel

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, on exposera deux stratégies de commande, afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible. Ces stratégies développées utilisent le modèle de commande du convertisseur matriciel établie dans le chapitre II.

Les performances de ces stratégies seront analysées d'après leurs conduites de la machine asynchrone, la bande de réglage et le taux d'harmoniques des tensions de sortie du convertisseur matriciel.

Les deux stratégies étudiées sont :

1. La modulation triangulo-sinusoïdale.
2. La modulation vectorielle.

III.1. MODULATION TRIANGULO-SINUSOÏDALE :

La réalisation de la commande du convertisseur matriciel est basée sur l'exploration de son modèle de commande établi lors du chapitre précédent..

III.1.1 fonction génératrice de connexion :

Les tensions de sortie du convertisseur doivent suivre des tensions de référence imposées au paravent.

Soient V_A , V_B et V_C les tensions d'alimentation définies :

$$\begin{cases} V_A = V_m \sin(\omega \cdot t) \\ V_B = V_m \sin(\omega \cdot t - 2\pi/3) \\ V_C = V_m \sin(\omega \cdot t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

V_m : Tension crête des tensions d'alimentation V_A , V_B et V_C .

ω : pulsation des tensions d'entrée.

Soit V_{xref} , V_{yref} et V_{zref} les tensions de référence à la sortie du convertisseur définis :

$$\begin{cases} V_{xref} = V_m r \sin(\omega_0 t) \\ V_{yref} = V_m r \sin(\omega_0 t - 2\pi/3) \\ V_{zref} = V_m r \sin(\omega_0 t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Avec :

r : taux de modulation.

ω_0 : pulsation des tensions de référence de phase de sortie..

Les expressions des tensions du convertisseur s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_X \\ V_Y \\ V_Z \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} F_{AX}^g & F_{BX}^g & F_{CX}^g \\ F_{AY}^g & F_{BY}^g & F_{CY}^g \\ F_{AZ}^g & F_{BZ}^g & F_{CZ}^g \end{bmatrix}}_{F^g} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

En ajoutant à ce système la condition :

$$\begin{cases} F_{AX}^g + F_{BX}^g + F_{CX}^g = 1 \\ F_{AY}^g + F_{BY}^g + F_{CY}^g = 1 \\ F_{AZ}^g + F_{BZ}^g + F_{CZ}^g = 1 \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Le système (III.3) s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_X - V_C = F_{AX}^g (V_A - V_C) + F_{BX}^g (V_B - V_C) \\ V_Y - V_C = F_{AY}^g (V_A - V_C) + F_{BY}^g (V_B - V_C) \\ V_Z - V_C = F_{AZ}^g (V_A - V_C) + F_{BZ}^g (V_B - V_C) \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

REMARQUE :

Puisque F^g représente une valeur moyenne de F sur une période de modulation T_p , les différentes tensions, doivent être exprimées en valeur moyenne sur la même période de modulation, alors que la fréquence de commutation f_p est prise beaucoup plus grande que les fréquences f et f_0 . On peut considérer que les valeurs moyenne des tensions de sortie et d'entrée, comme étant des valeurs instantanées.

Soit :

$$\begin{cases} V^+ : \text{la tension la plus positive des tensions } V_A, V_B \text{ et } V_C \text{ à un instant donné.} \\ V^- : \text{la tension la plus négative des tensions } V_A, V_B \text{ et } V_C \text{ à un instant donné.} \end{cases}$$

Trois cas se présentent alors :

➤ Cas 1 :

$$\begin{cases} V^+ = V_A \ \& \ V^- = V_B \\ \text{ou} \\ V^+ = V_B \ \& \ V^- = V_A \end{cases} \Rightarrow F_{CX} = F_{CY} = F_{CZ} = 0$$

➤ Cas 2 :

$$\begin{cases} V^+ = V_A & \& V^- = V_C \\ \text{ou} & \Rightarrow F_{BX} = F_{BY} = F_{BZ} = 0 \\ V^+ = V_C & \& V^- = V_A \end{cases}$$

➤ Cas 3 :

$$\begin{cases} V^+ = V_C & \& V^- = V_B \\ \text{ou} & \Rightarrow F_{CX} = F_{CY} = F_{CZ} = 0 \\ V^+ = V_B & \& V^- = V_C \end{cases}$$

Les différentes expressions de la matrice de conversion F^s de tension sont exprimées dans le tableau ci-dessous :

Intervalles	V^+	V^-	$F_{AX}^s, F_{AY}^s, F_{AZ}^s$	$F_{BX}^s, F_{BY}^s, F_{BZ}^s$	$F_{CX}^s, F_{CY}^s, F_{CZ}^s$
$\left[0, \frac{\pi}{6}\right] \cup \left[\frac{11\pi}{6}, 2\pi\right]$	V_C	V_B	$F_{AX}^s = 0$ $F_{AY}^s = 0$ $F_{AZ}^s = 0$	$F_{BX}^s = \frac{V_X - V_C}{V_B - V_C}$ $F_{BY}^s = \frac{V_Y - V_C}{V_B - V_C}$ $F_{BZ}^s = \frac{V_Z - V_C}{V_B - V_C}$	$F_{CX}^s = 1 - F_{AX}^s$ $F_{CY}^s = 1 - F_{AY}^s$ $F_{CZ}^s = 1 - F_{AZ}^s$
$\left[\frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6}\right]$	V_B	V_C			
$\left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}\right]$	V_A	V_B	$F_{AX}^s = \frac{V_X - V_B}{V_A - V_B}$	$F_{BX}^s = 1 - F_{AX}^s$	$F_{CX}^s = 0$
$\left[\frac{7\pi}{6}, \frac{3\pi}{2}\right]$	V_B	V_A	$F_{AY}^s = \frac{V_Y - V_B}{V_A - V_B}$ $F_{AZ}^s = \frac{V_Z - V_B}{V_A - V_B}$	$F_{BY}^s = 1 - F_{AY}^s$ $F_{BZ}^s = 1 - F_{AZ}^s$	$F_{CY}^s = 0$ $F_{CZ}^s = 0$
$\left[\frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6}\right]$	V_A	V_C	$F_{AX}^s = \frac{V_X - V_C}{V_A - V_C}$	$F_{BX}^s = 0$ $F_{BY}^s = 0$ $F_{BZ}^s = 0$	$F_{CX}^s = 1 - F_{AX}^s$ $F_{CY}^s = 1 - F_{AY}^s$ $F_{CZ}^s = 1 - F_{AZ}^s$
$\left[\frac{3\pi}{2}, \frac{11\pi}{6}\right]$	V_C	V_A	$F_{AY}^s = \frac{V_Y - V_C}{V_A - V_C}$ $F_{AZ}^s = \frac{V_Z - V_C}{V_A - V_C}$		

Tableau.III.1. Les différentes fonctions de conversion

III.1.2. Principe de la stratégie de commande :

Une fois les différents signaux de commande calculés à partir du tableau (III.1), on compare à différentes porteuses qui sont les suivantes :

❖ Deux porteuses triangulaires :

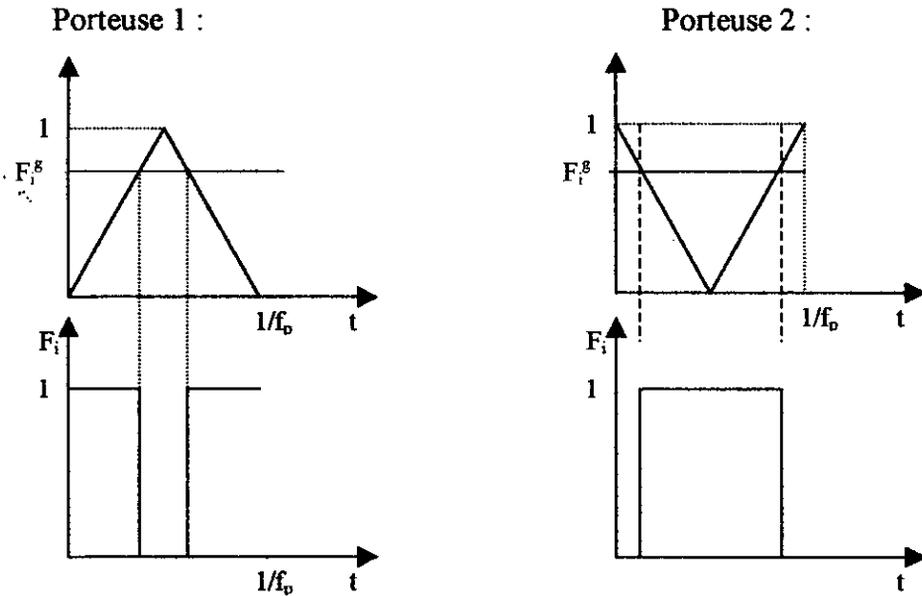


Figure.III.2.

❖ Deux porteuses en dent de scie :

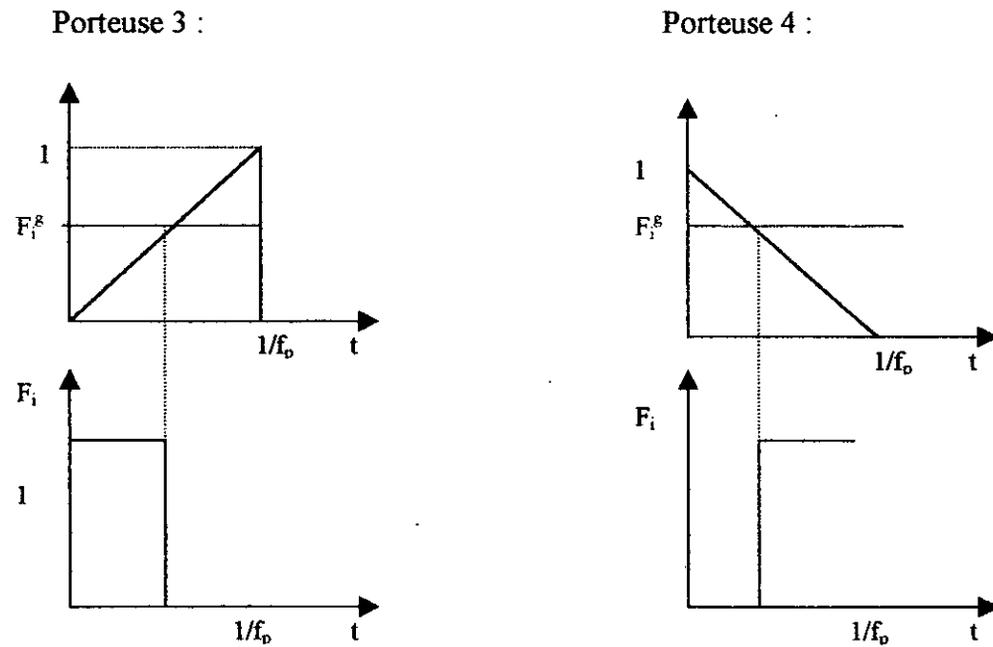


Figure.III.3.

Cette stratégie est caractérisée par :

- L'indice de modulation m : c'est le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence. ($m=f_p/f_0$). Et la modulation est dite synchrone si m est entier, asynchrone dans le cas contraire.
- r_f : c'est le rapport de l'amplitude de la tension du fondamental de sortie du convertisseur V_{Xfond} avec la tension d'entrée V_m .
- Le taux de modulation r : c'est le rapport d'amplitude maximale de la tension de référence avec la tension d'entrée V_m .

III.1.3. Résultats de simulations :

III.1.3.1. Performances de la stratégie triangulo-sinusoïdale :

Pour cette stratégie de commande à MLI, on simule et on visualise la tension V_X de la phase X délivrée à la sortie du convertisseur matriciel, son spectre d'harmoniques, et la forme des F_{AX}^{ξ} , F_{BX}^{ξ} et F_{CX}^{ξ} , ainsi que F_{AX} , F_{BX} et F_{CX} respectives à chaque porteuse, on fixe la fréquence à 100Hz , $r=0.5$ et $m=21$.

- Les courbes pour les différentes porteuses sont données par les figures (III.4*)
- Les courbes des différents F_{AX}^{ξ} , F_{BX}^{ξ} et F_{CX}^{ξ} sont donnés par les figures (III.5)
- Les courbes des différents F_{AX} , F_{BX} et F_{CX} sont donnés par les figures (III.5*)

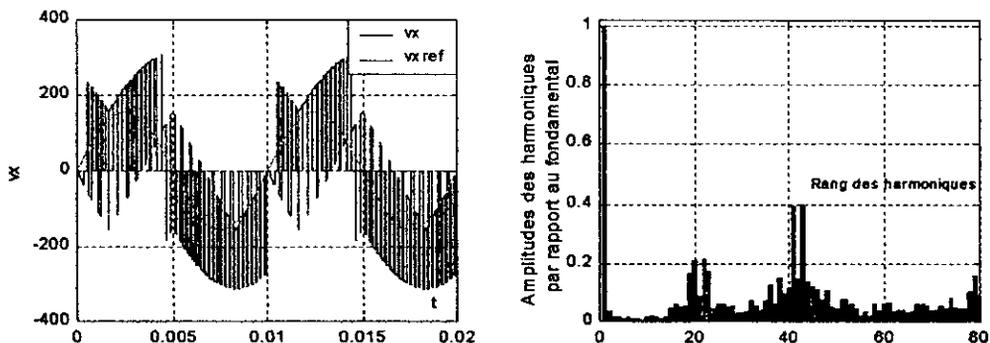


Figure.III.4.a $f_0=100\text{Hz}$, $m=21$, $r=0.5$, porteur1

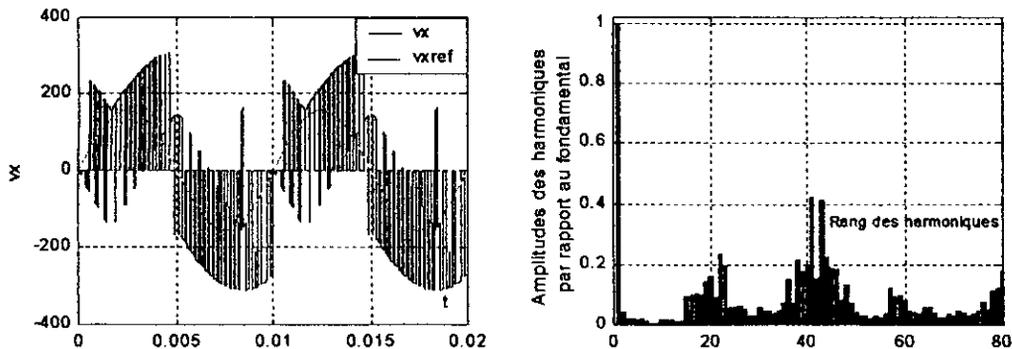


Figure.III.4.b $f_0=100\text{Hz}$, $m=21$, $r=0.5$, porteur2

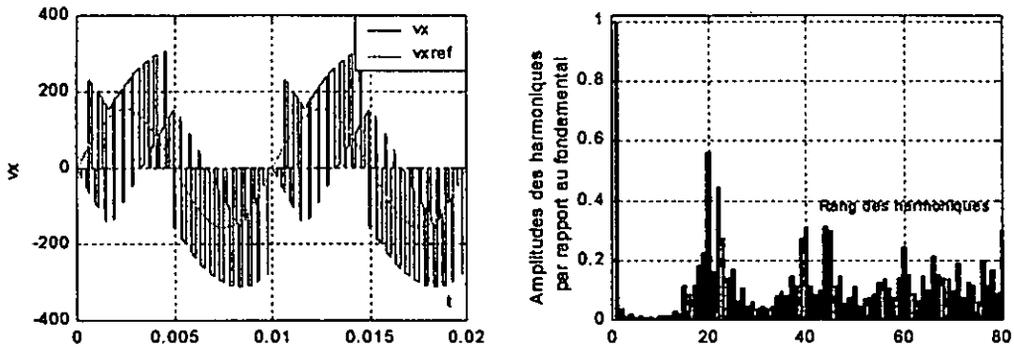


Figure III.4.c $f_0=100\text{Hz}$, $m=21$, $r=0.5$, potcuse3

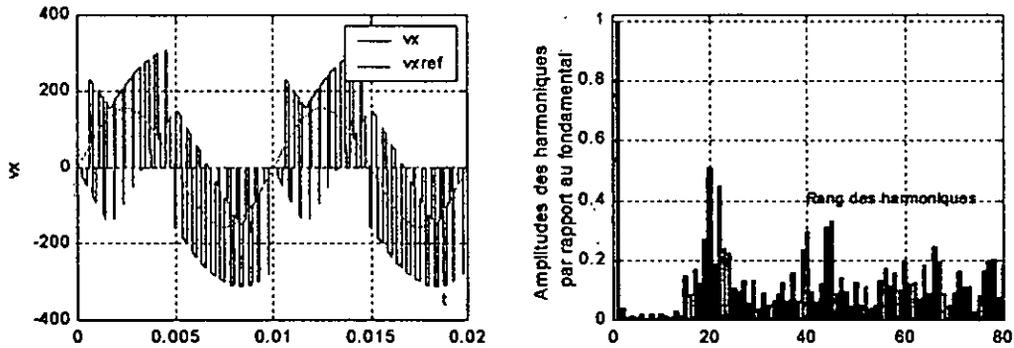


Figure III.4.d $f_0=100\text{Hz}$, $m=21$, $r=0.5$, potcuse4

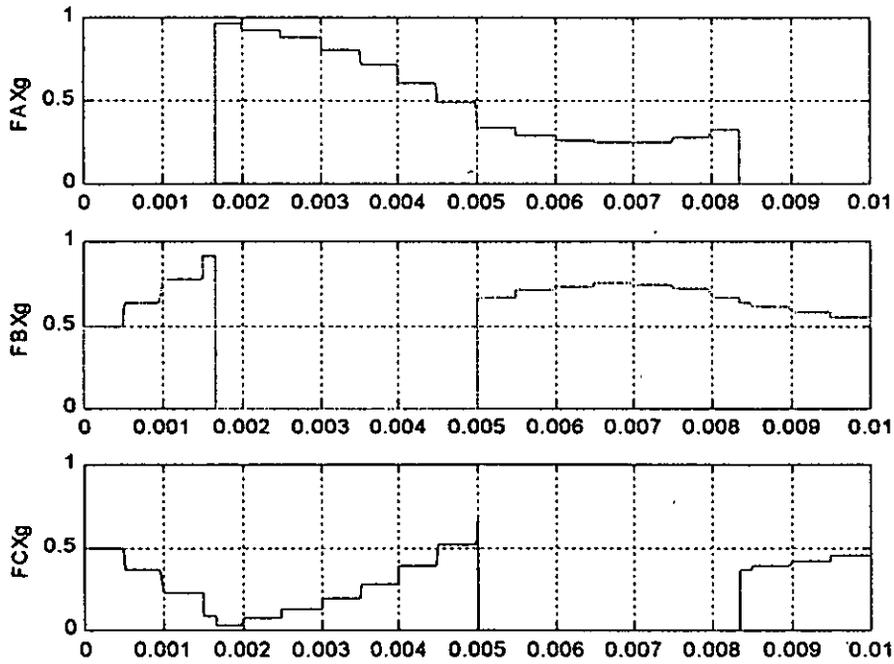
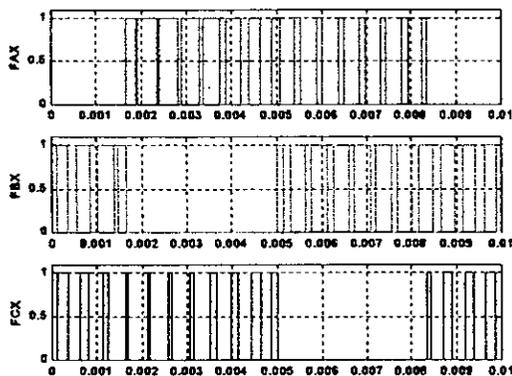
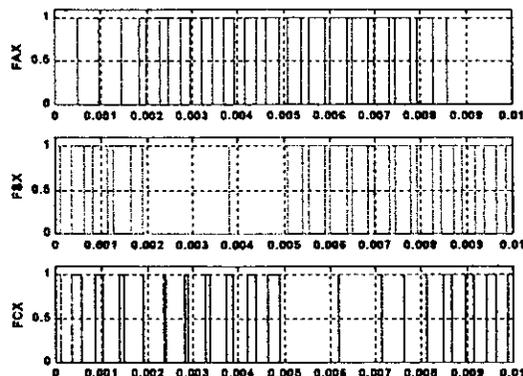
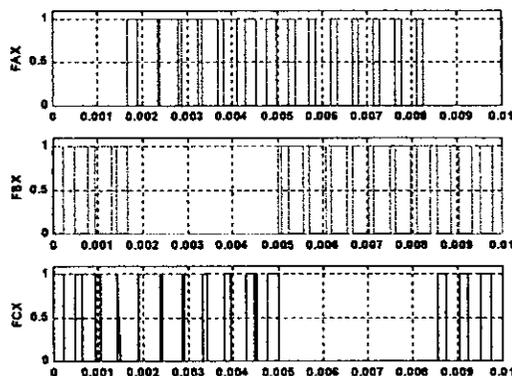
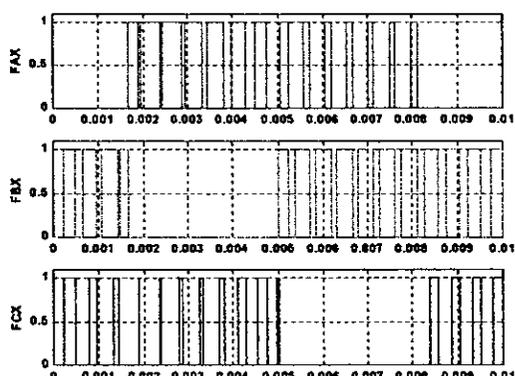


Figure III.5 $f_0=100\text{Hz}$, $m=21$, $r=0.5$

Figure III.5.a $f_o=100\text{Hz}$, $m=21$, $r=0.5$, porteuse1Figure III.5.b $f_o=100\text{Hz}$, $m=21$, $r=0.5$, porteuse2Figure III.5.c $f_o=100\text{Hz}$, $m=21$, $r=0.5$, porteuse3Figure III.5.d $f_o=100\text{Hz}$, $m=21$, $r=0.5$, porteuse4

D'après le spectre d'harmoniques de la tension V_X pour les différentes porteuses, on remarque que la porteuse qui génère le moins d'harmoniques est la porteuse 1.

Maintenant avec la porteuse 1, on fait pour les fréquences $f_o=25\text{ Hz}$, $f_o=50\text{ Hz}$, $f_o=60\text{ Hz}$, $f_o=100\text{ Hz}$. Tel qu'on fixe le taux de modulation r à la valeur 0,5 puis on fait varier m ($m=18$, 21, 30), alors on obtient :

- Pour $f_o=25\text{ Hz}$, les courbes sont données par les figures (III.6*)
- Pour $f_o=50\text{ Hz}$, les courbes sont données par les figures (III.7*)
- Pour $f_o=60\text{ Hz}$, les courbes sont données par les figures (III.8*)
- Pour $f_o=100\text{ Hz}$, les courbes sont données par les figures (III.9*)

Et aussi, en trace la caractéristique de tension pour chaque fréquence qui sont sur les figures :

- Pour $f_o=25\text{ Hz}$, les courbes sont données par les figures (III.6)
- Pour $f_o=50\text{ Hz}$, les courbes sont données par les figures (III.7)
- Pour $f_o=60\text{ Hz}$, les courbes sont données par les figures (III.8)
- Pour $f_o=100\text{ Hz}$, les courbes sont données par les figures (III.9)

□ Stratégie triangulo-sinusoidale pour une fréquence f_0 de 25Hz :

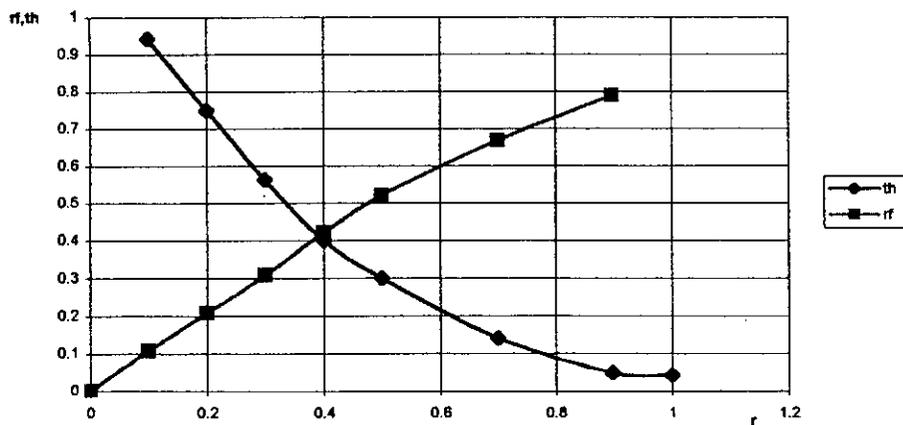
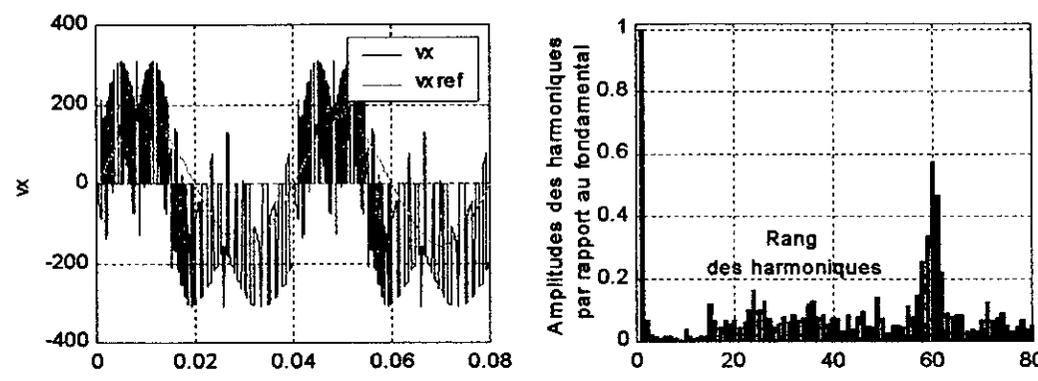
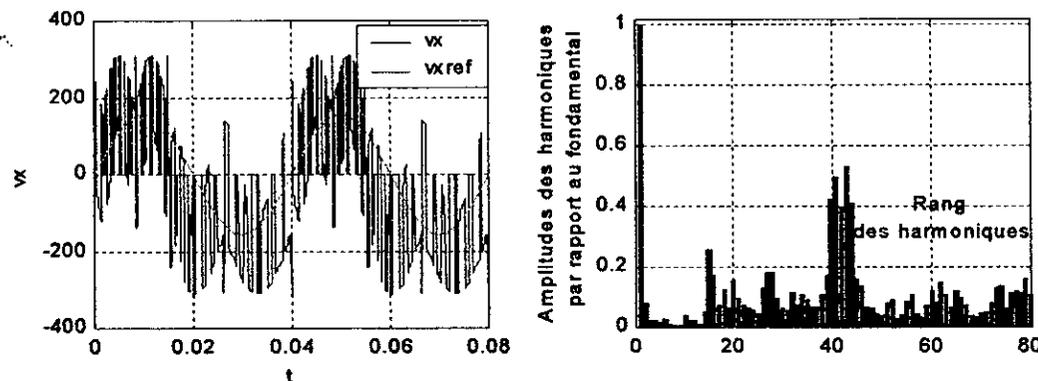
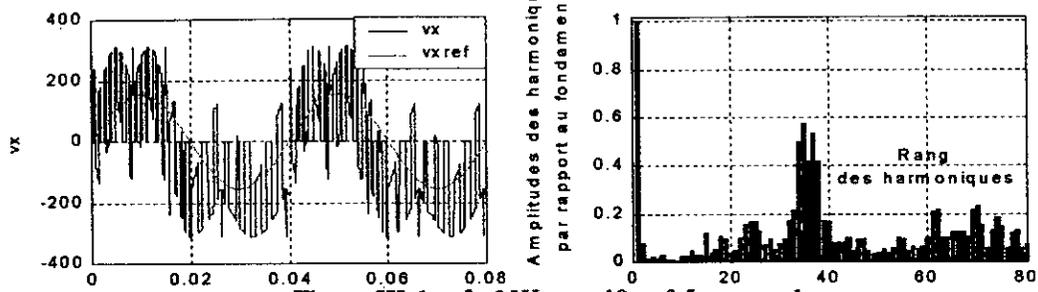


Figure III.6. Caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal ($m=21, f_0=25\text{Hz}$)

□ Stratégie triangulo-sinusoidale pour une fréquence f_0 de 50Hz :

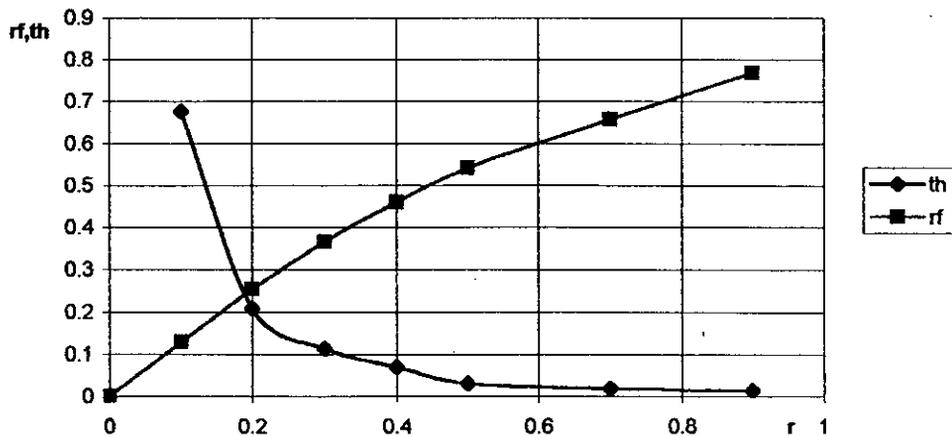
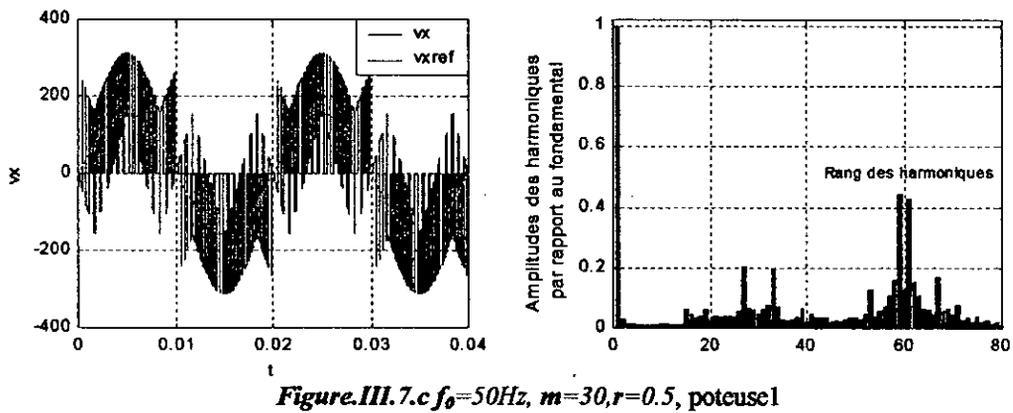
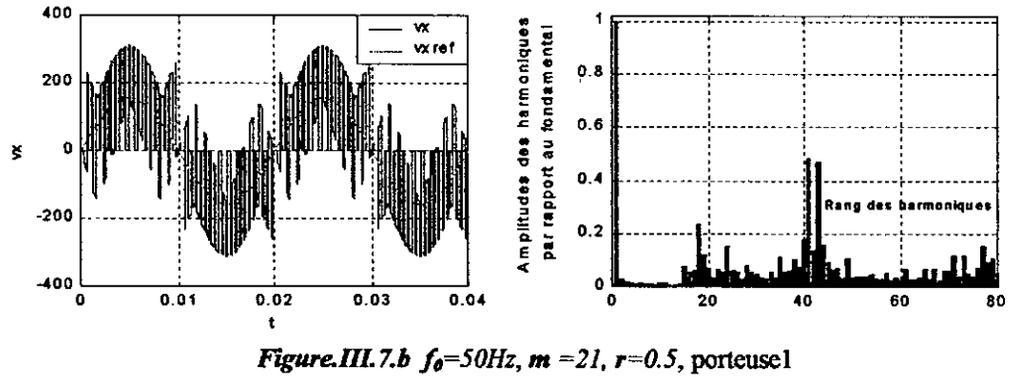
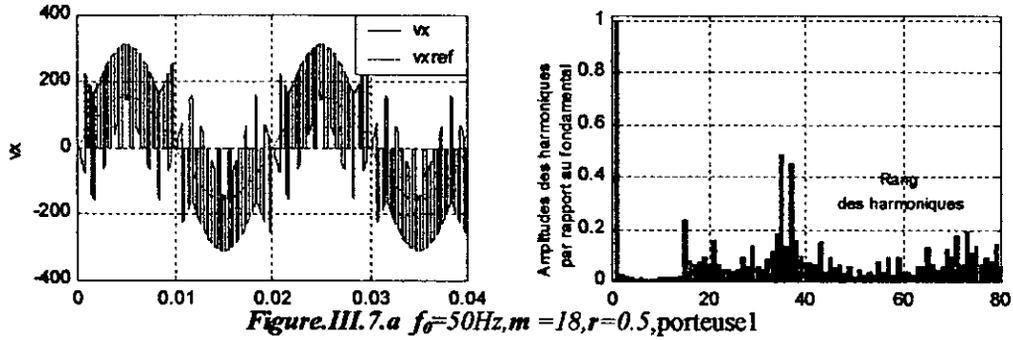


Figure III.7. Caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale ($m=21, f_0=50\text{Hz}$)

□ Stratégie triangulo-sinusoidale pour une fréquence f_o de 60Hz :

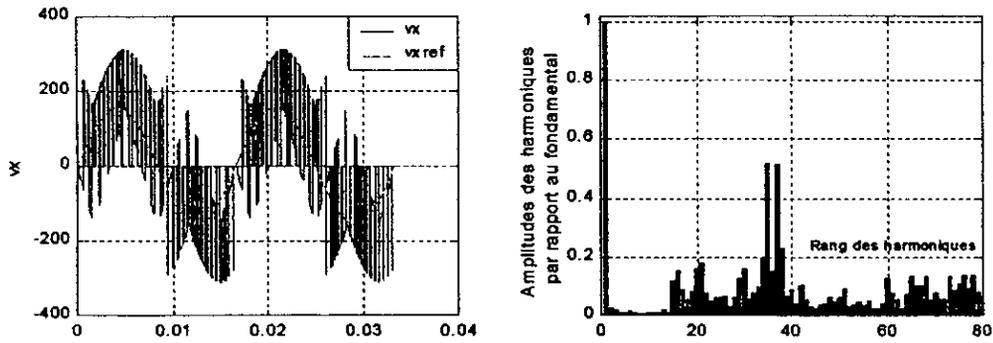


Figure.III.8.a $f_s=60\text{Hz}, m=18, r=0.5, \text{porteuse1}$

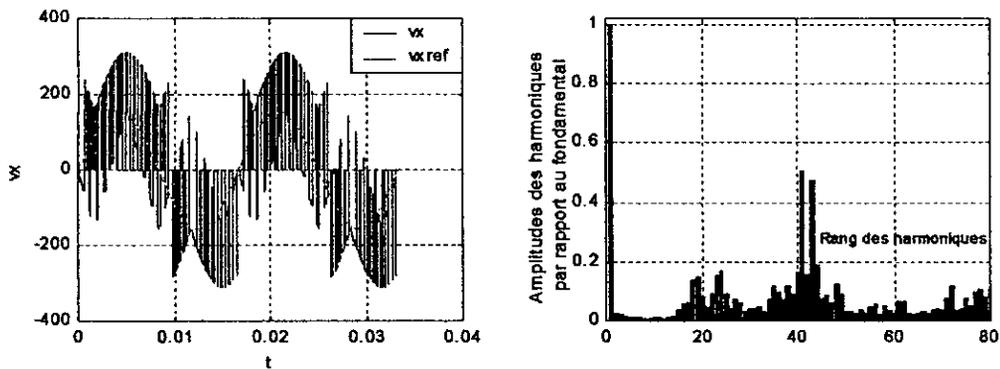


Figure.III.8.b $f_s=60\text{Hz}, m=21, r=0.5, \text{porteuse1}$

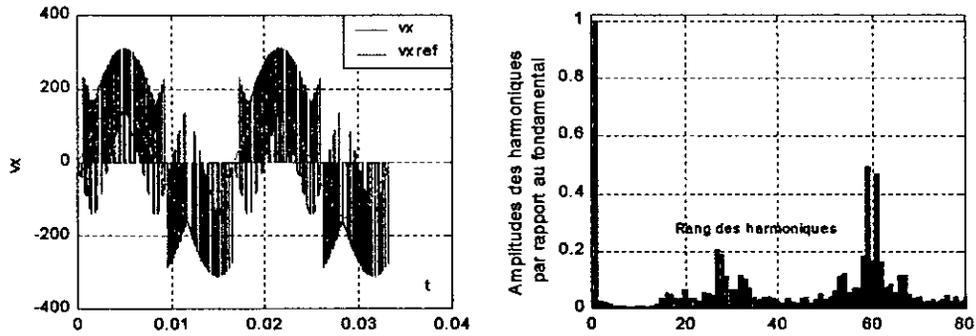


Figure.III.8.c $f_o=60\text{Hz}, m=30, r=0.5, \text{porteuse1}$

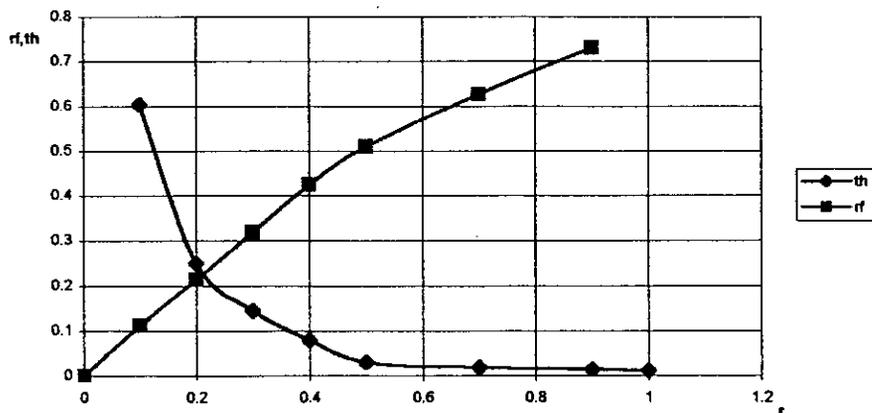


Figure.III.8 Caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale ($m=21, f_o=60\text{Hz}$)

□ Stratégie triangulo-sinusoidale pour une fréquence f_o de 100Hz :

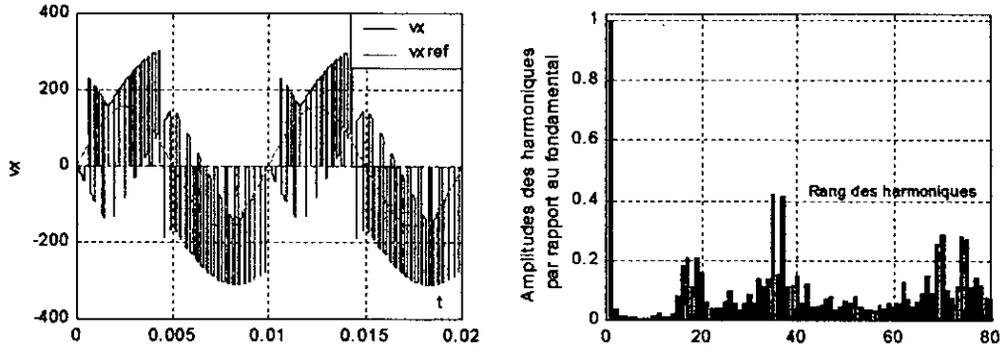


Figure.III.9.a $f_s=100\text{Hz}, m=18, r=0.5$, porteuse 1

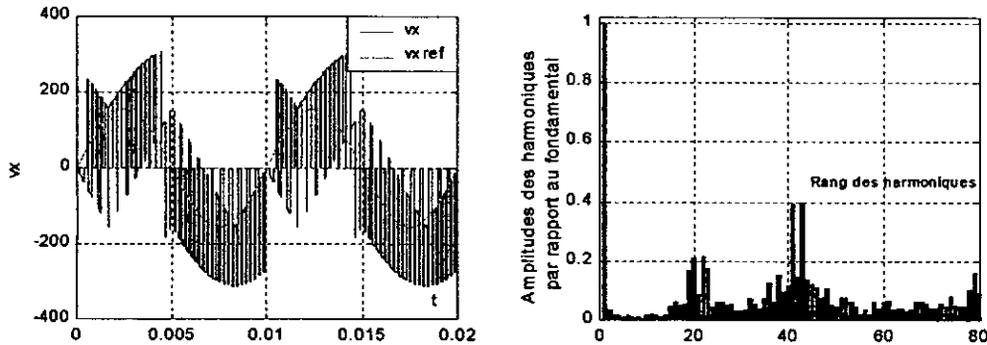


Figure.III.9.b $f_s=100\text{Hz}, m=21, r=0.5$, porteuse 1

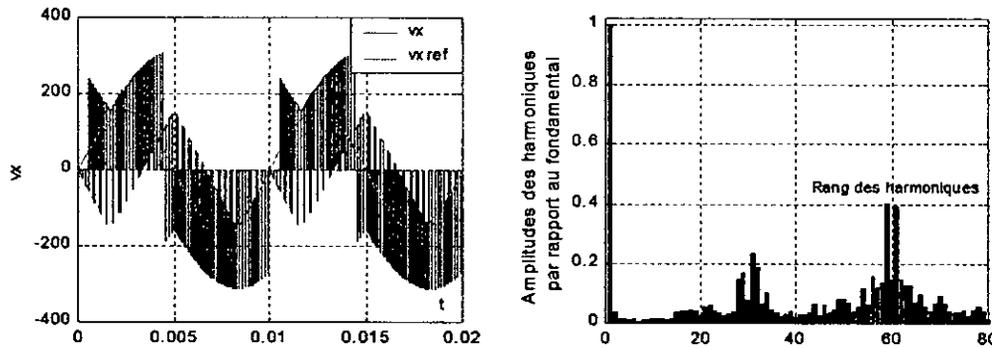


Figure.III.9.c $f_o=100\text{Hz}, m=30, r=0.5$, poteuse 1

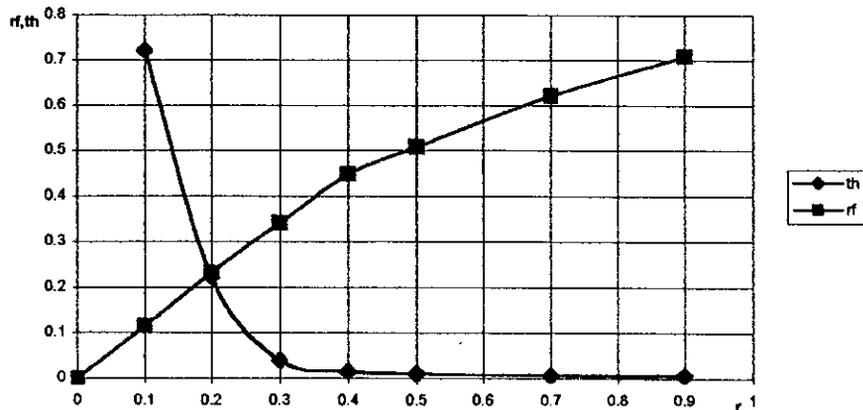


Figure.III.9 Caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal ($m=21, f_o=100\text{Hz}$)

On constate pour cette stratégie que :

- Pour les valeurs de l'indice de m , on n'a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques pairs et impairs (figures (III.5*), (III.6*), (III.7*) et (III.8*)).
- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_o$).
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées (figures (III.5.c), (III.6.c), (III.7.c) et (III.8.c)).
- Le taux de modulation r , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r=0$ à $r=0,5$ (figures (III.5), (III.6), (III.7) et (III.8)).
- Le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation m augmente.

III. 1.3.2. performances de l'association convertisseur machine :

Dans ce paragraphe, on fixe $m=2$ et $r=0,5$, et Pour chaque fréquence f_o du signal variant : $f_o=(25\text{Hz}, 50\text{Hz}, 60\text{Hz}, 100\text{Hz})$, on simule les paramètres suivants :

- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.
- Le courant statorique I_X transitoire et permanent de la phase X la machine asynchrone.
- Le courant I_A transitoire et permanent de la phase A du réseau.
- La vitesse de rotation N de la machine asynchrone.

Ces grandeurs sont exposées sur les figures (III.10*), (III.11*) , (III.12*) et (III.13*) pour les fréquences 25Hz, 50Hz, 60Hz et 100Hz respectivement.

- En régime permanent, la fréquence du courant absorbé par la machine asynchrone est celle de la tension V_X délivrée par le convertisseur matriciel.
- La durée du régime transitoire de la machine asynchrone dépend de la fréquence f_o de la tension V_X : plus f_o augmente et plus la machine est lente à atteindre son régime permanent.
- La forme du courant absorbé par la machine est proche de la sinusoïde ayant une fréquence $f=50\text{Hz}$ (fréquence du réseau).
- En régime permanent, la fréquence du couple électromagnétique est égale à trois fois la fréquence de la tension V_X .
- Lorsque la fréquence de la tension V_X augmente, la durée du régime transitoire la machine asynchrone augmente.

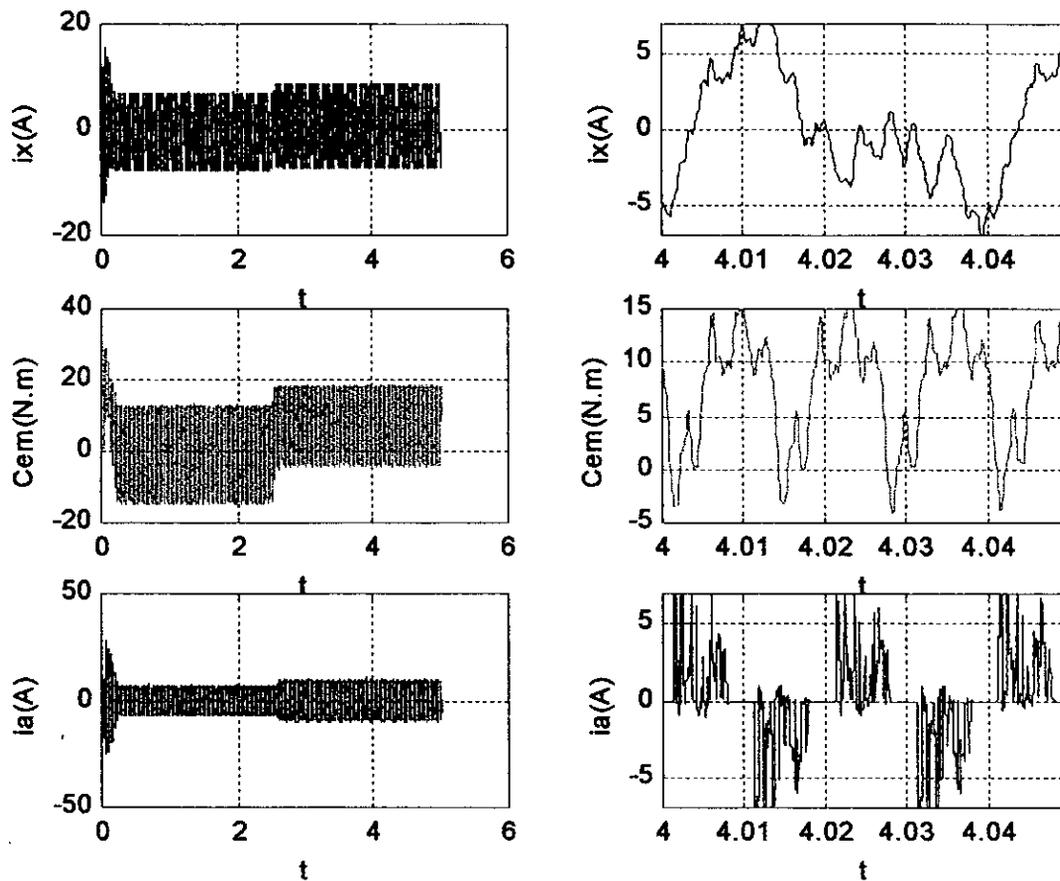


Figure.III.10.a. Le couple C_{em} , Le courant I_A et I_x transitoire et permanent

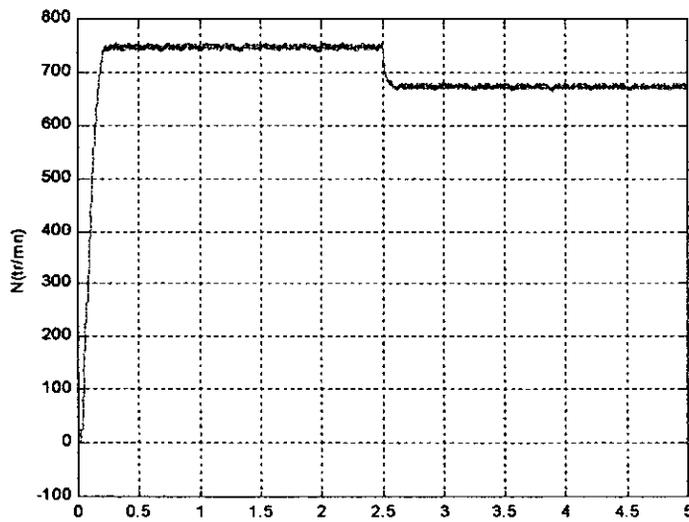


Figure.III.10.b. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone triphasée.

Fig.III.10. Performance de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone pour $f_o=25\text{Hz}$ et $m=21$ avec la stratégie PWM.

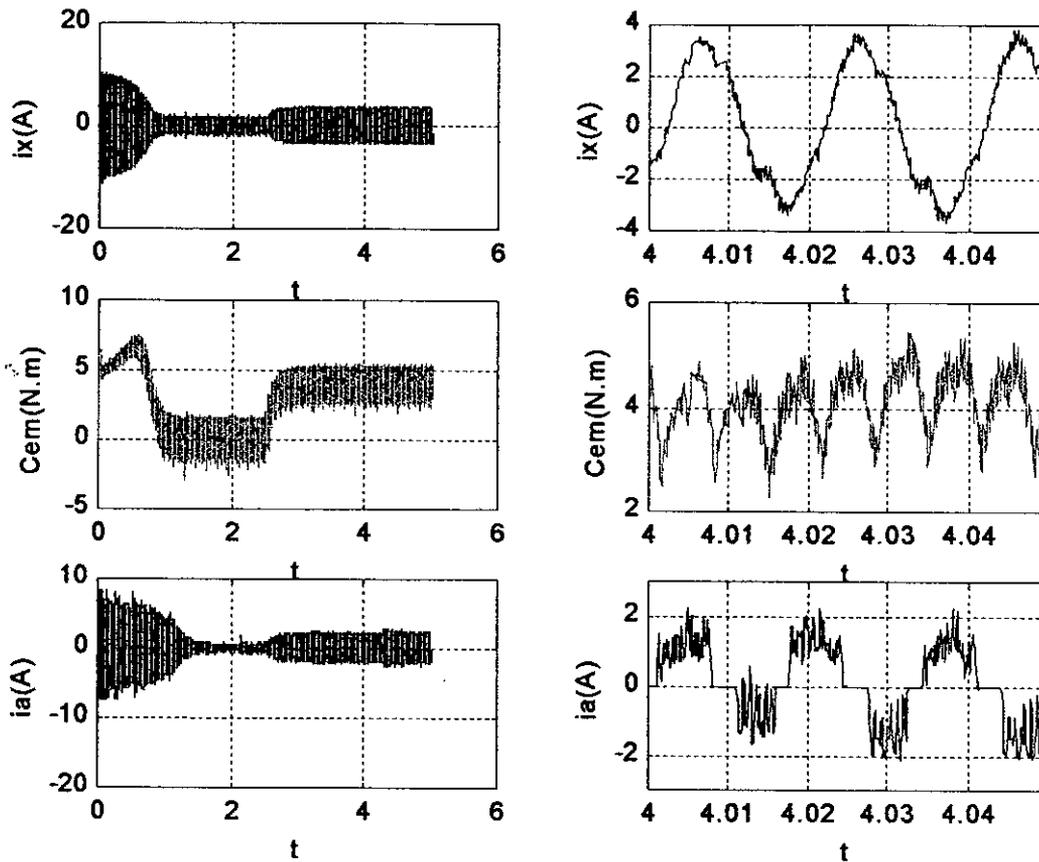


Figure.III.11.a. Le couple C_{em} , Le courant I_A et I_x transitoire et permanent

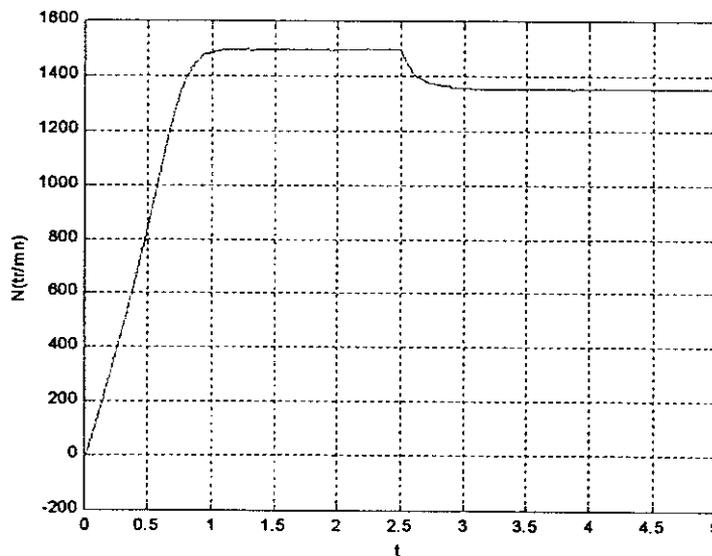


Figure.III.11.b. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone triphasée.

Fig.III.11. Performance de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone pour $f_o=50\text{Hz}$ et $m=21$ avec la stratégie PWM.

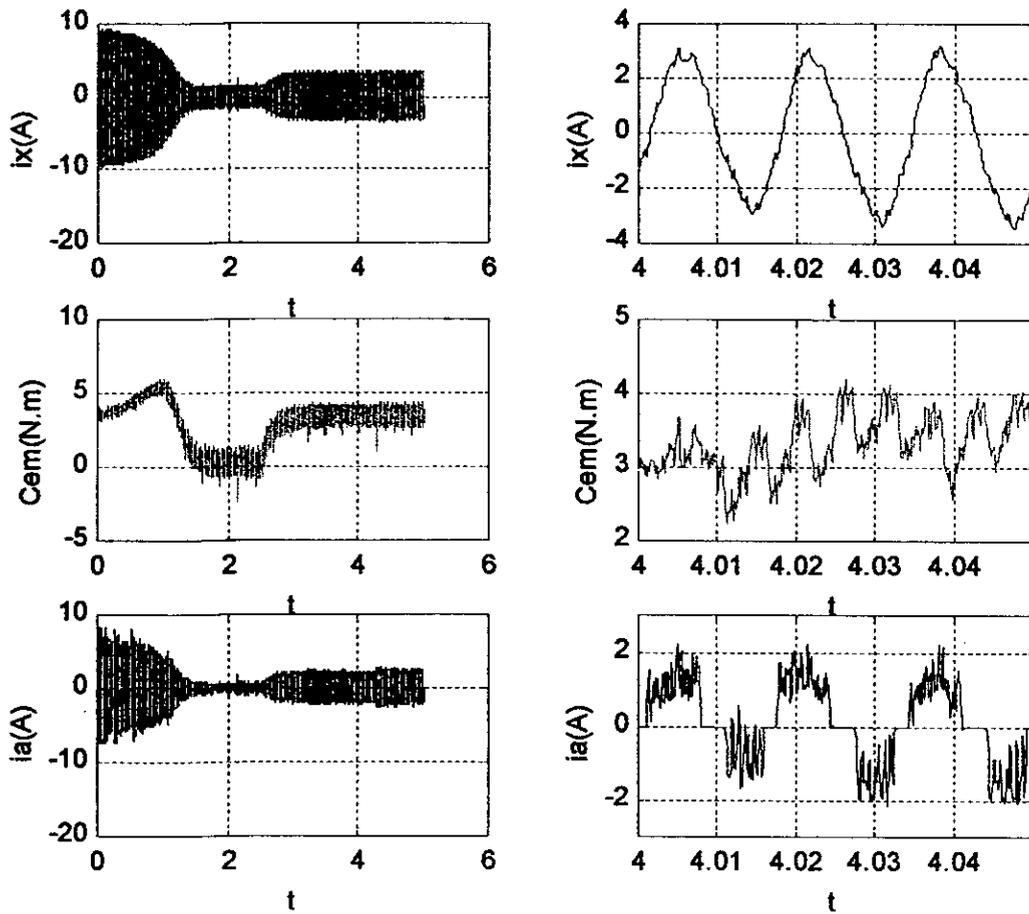


Figure.III.12.a. Le couple C_{em} , Le courant I_A et I_x transitoire et permanent.

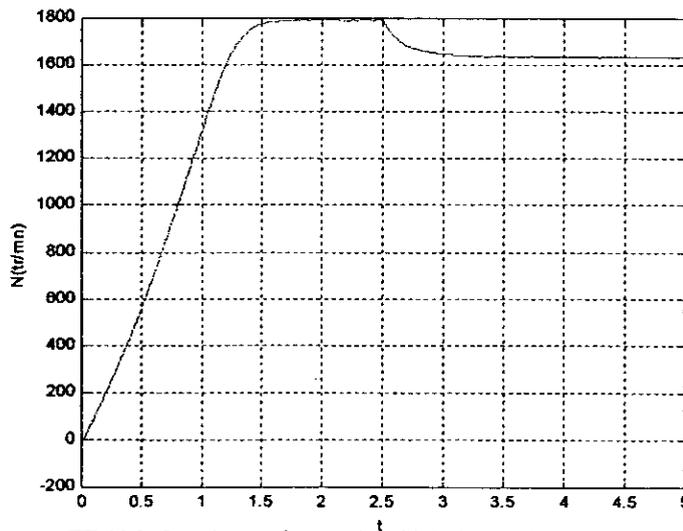


Figure.III.12.b. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone triphasée.

Fig.III.12. Performance de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone pour $f_o=60\text{Hz}$ et $m=21$ avec la stratégie PWM.

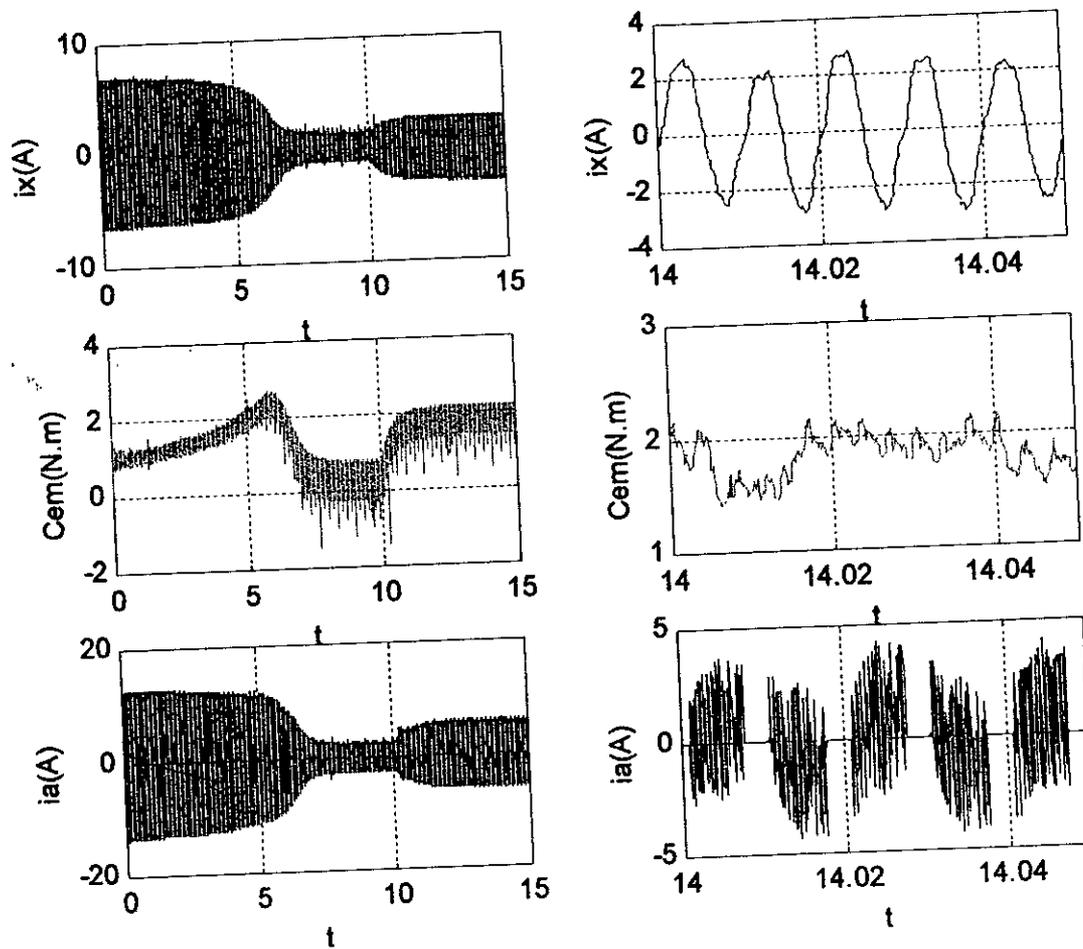


Figure.III.13.a. Le couple C_{em} , le courant I_A et I_x transitoire et permanent.

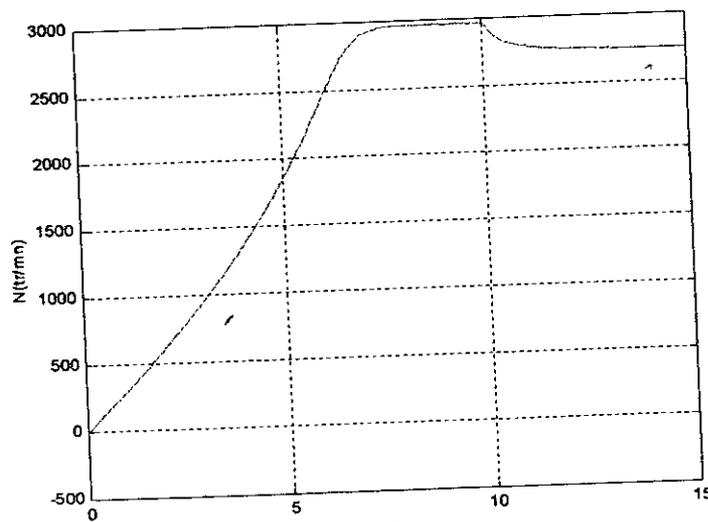


Figure.III.13.b. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone triphasée.

Fig.III.13. Performance de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone pour $f_o=100\text{Hz}$ et $m=21$ avec la stratégie PWM.

III. 2. MODULATION VECTORIELLE :

III.2.1. Principe de la stratégie de modulation vectorielle

On définit à partir des vecteurs de tension $V_{ref} = (V_{Xref}, V_{Yref}, V_{Zref})^T$, trois nouvelles grandeurs de référence définies comme suit :

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_{Xref} + V_0 \\ V_{ref2} = V_{Yref} + V_0 \\ V_{ref3} = V_{Zref} + V_0 \end{cases} \quad (III.6)$$

La tension V_0 de fréquence $3f_0$ (f_0 est la fréquence des tensions des vecteurs de référence) est donnée par l'expression suivante :

$$V_0 = -\frac{\text{Max}(U_{Xref}, U_{Yref}, U_{Zref}) + \text{Min}(U_{Xref}, U_{Yref}, U_{Zref})}{2}$$

La porteuse est la même que précédemment vu qu'elle a générée le moins d'harmoniques que les autres porteuses.

III.2.2. Résultats de simulation :

III.2.2.1. performances de la stratégie de modulation vectorielle :

Pour cette stratégie de commande vectorielle, la forme des F_{AX}^s , F_{BX}^s et F_{CX}^s et ça pour les quatre porteuses, pour la fréquence de 100Hz on fixe $r=0.5$ et $m=21$.

□ Les courbes des différents F_{AX} , F_{BX} et F_{CX} sont donnés par les figures (III.14)

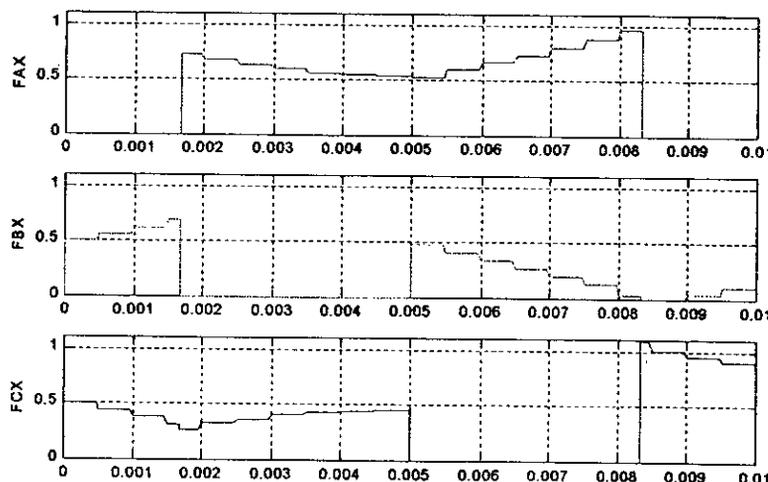


Figure.III.14 $f_0=100\text{Hz}, m=21, r=0.5$

Maintenant avec la porteuse 1 on fait pour des fréquences $f_o=25\text{ Hz}$, $f_o=50\text{ Hz}$, $f_o=60\text{ Hz}$, $f_o=100\text{ Hz}$. Tel que pour chaque fréquence, on fixe le taux de modulation r à la valeur 0,5 puis on fait varier m ($m=18, 21, 30$), alors on obtient :

- Pour $f_o=25\text{ Hz}$, les courbes sont données par les figures (III.15*)
- Pour $f_o=50\text{ Hz}$, les courbes sont données par les figures (III.16*)
- Pour $f_o=60\text{ Hz}$, les courbes sont données par les figures (III.17*)
- Pour $f_o=100\text{ Hz}$, les courbes sont données par les figures (III.18*)

□ Stratégie de modulation vectorielle pour une fréquence f_o de 25Hz :

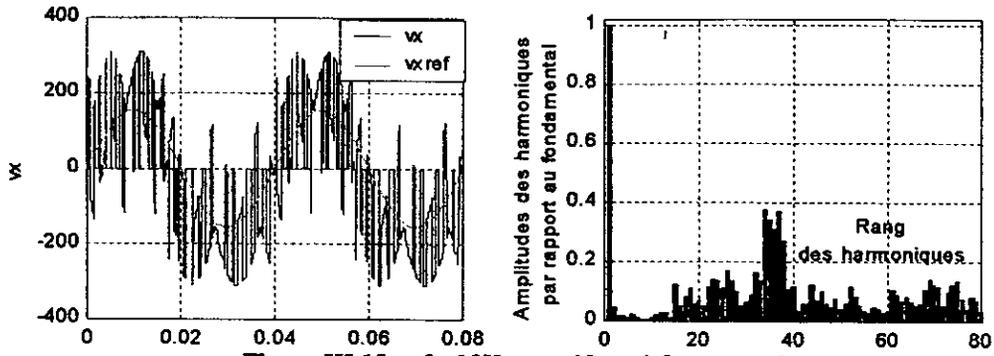


Figure.III.15.a $f_s=25\text{Hz}$, $m=18$, $r=0.5$, porteuse1

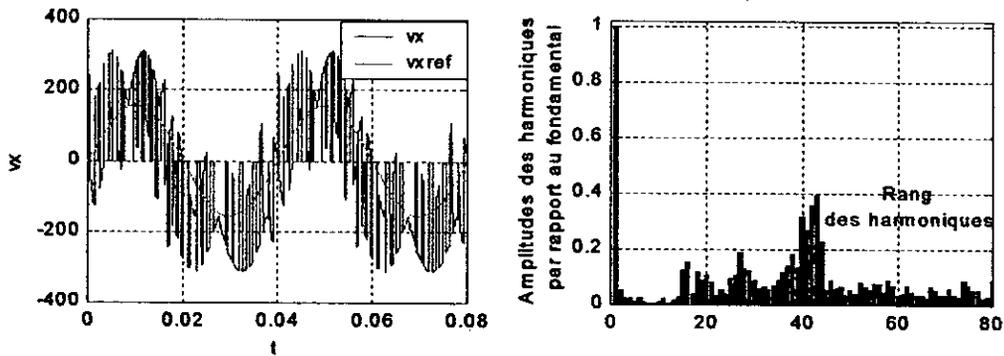


Figure.III.15.b $f_s=25\text{Hz}$, $m=21$, $r=0.5$, porteuse1

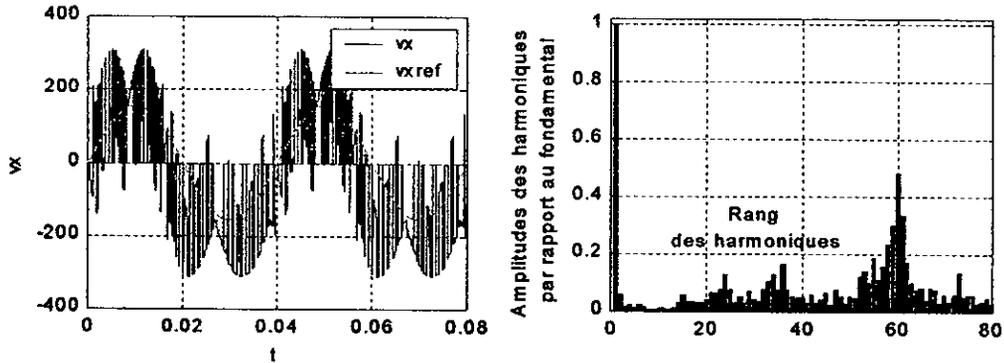


Figure.III.15.c $f_o=25\text{Hz}$, $m=30$, $r=0.5$, porteuse1

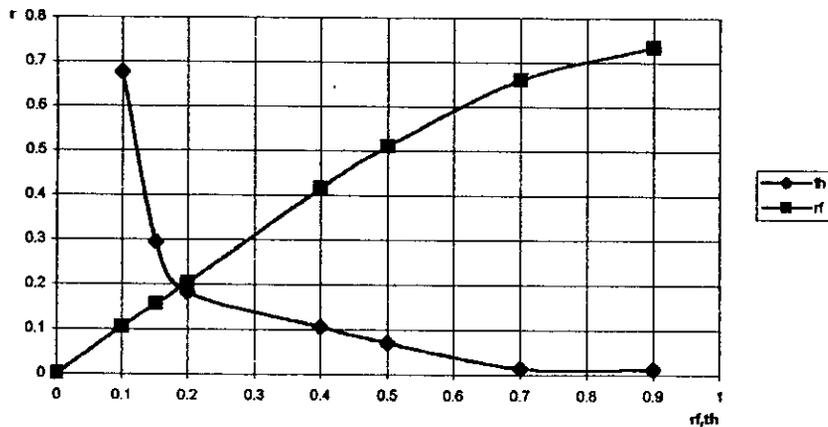


Figure.III.15. Caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=21$, $f_o=25\text{Hz}$)

□ Stratégie de modulation vectorielle pour une fréquence f_0 de 50Hz :

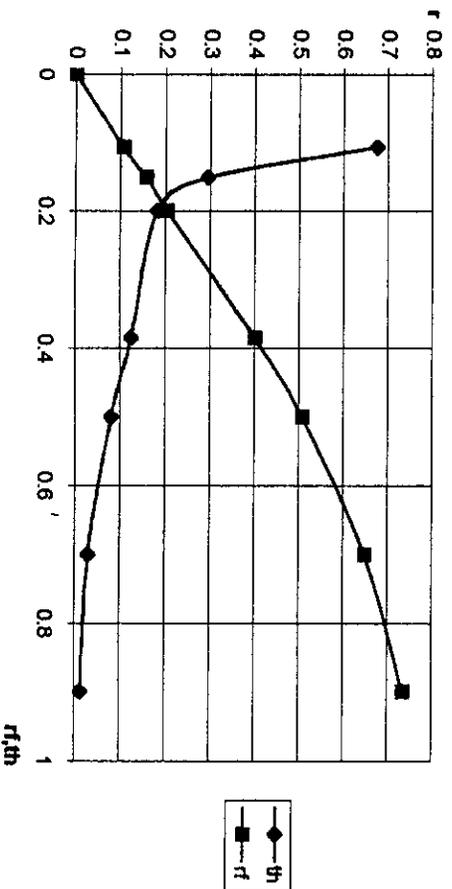
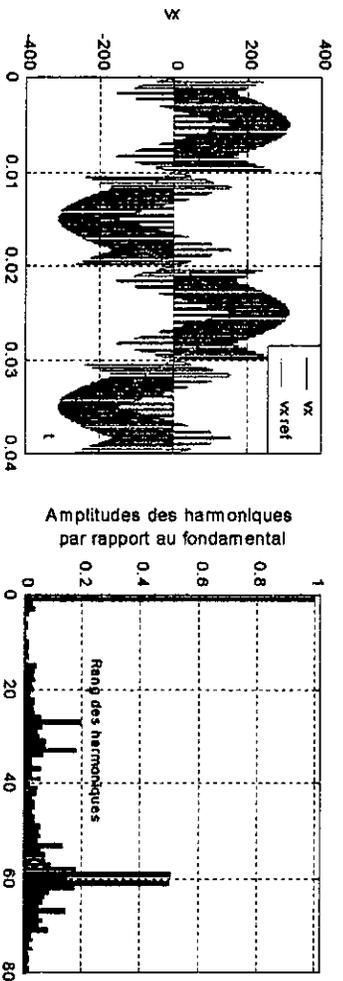
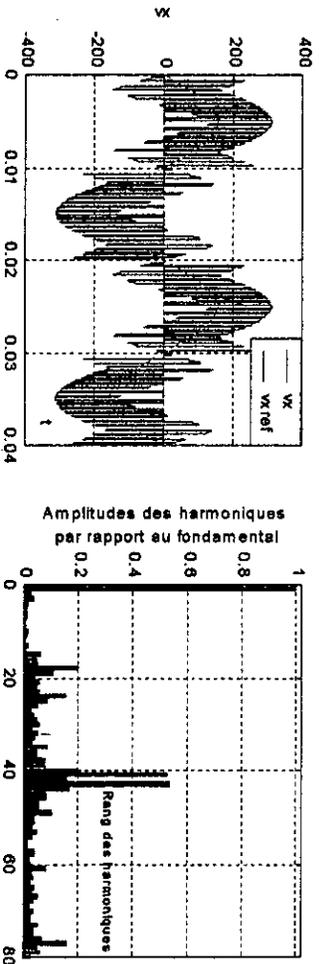
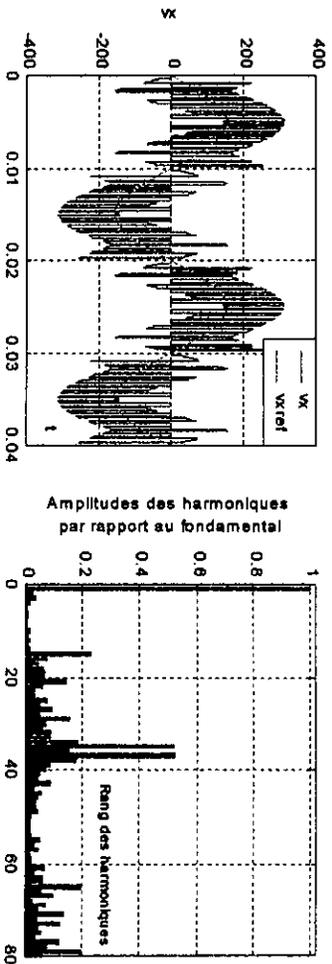


Figure III.16. Caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=21$, $f_0=50\text{Hz}$)

□ Stratégie de modulation vectorielle pour une fréquence f_o de 60Hz :

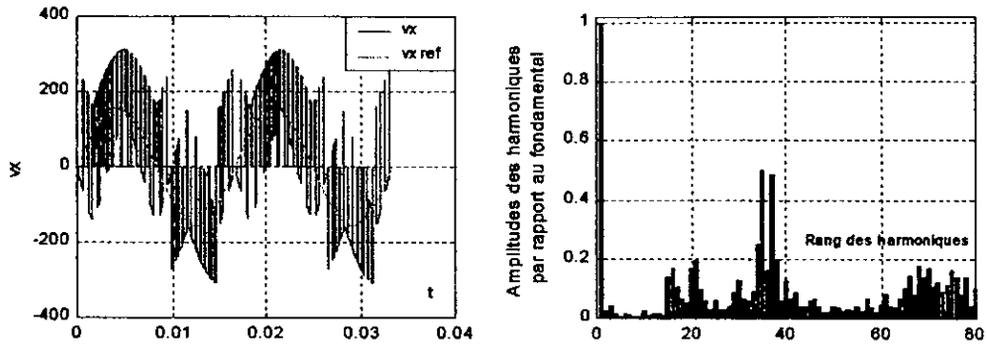


Figure.III.17.b $f_s=60\text{Hz}$, $m=18$, $r=0.5$, porteuse1

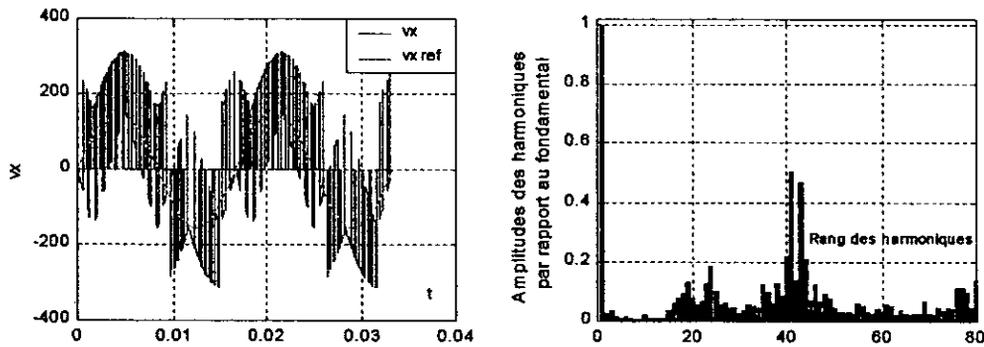


Figure.III.17.b $f_s=60\text{Hz}$, $m=21$, $r=0.5$, porteuse1

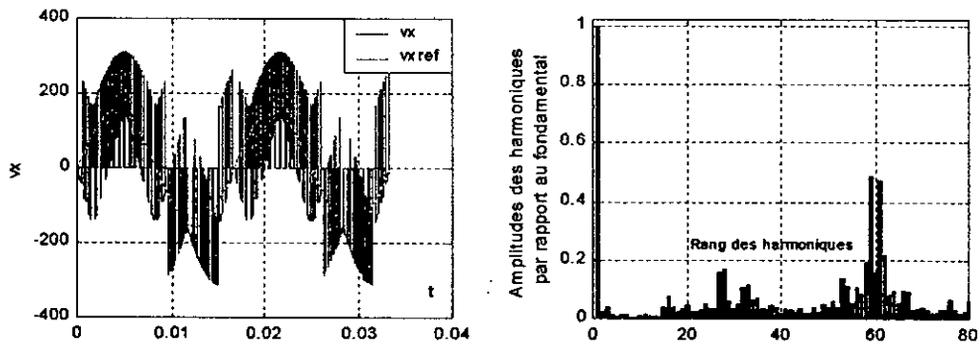


Figure.III.17.c $f_o=60\text{Hz}$, $m=30$, $r=0.5$, poteuse1

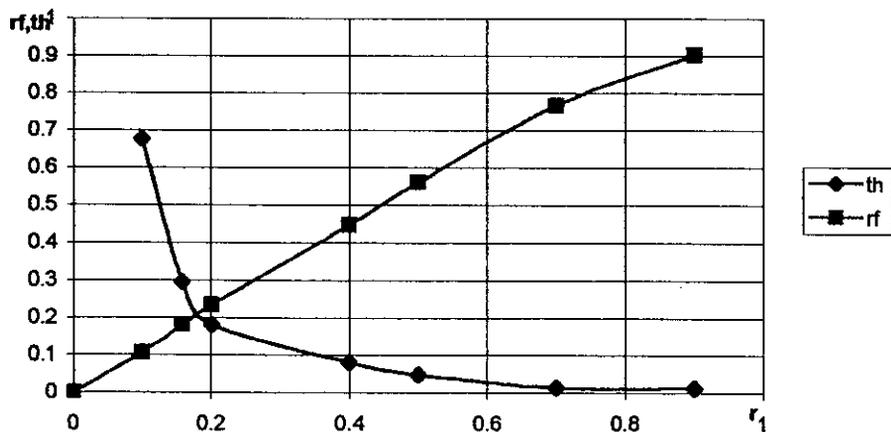


Figure.III.17. Caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=21$, $f_o=60\text{Hz}$)

□ Stratégie de modulation vectorielle pour une fréquence f_0 de 100Hz :

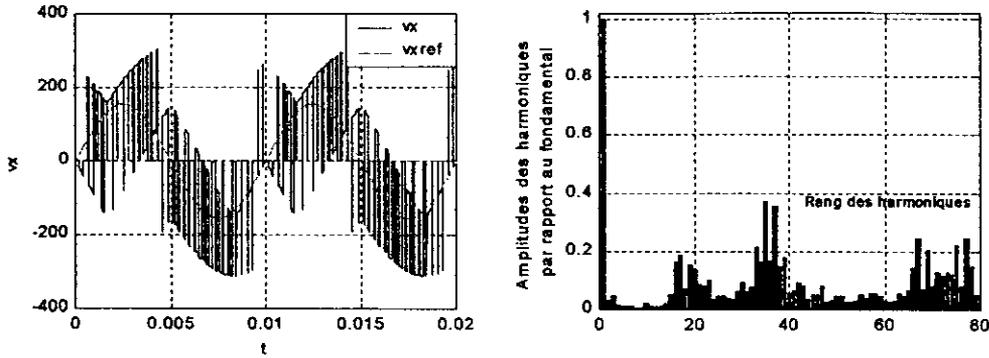


Figure.III.18.b $f_s=100\text{Hz}$, $m=18$, $r=0.5$, porteuse1

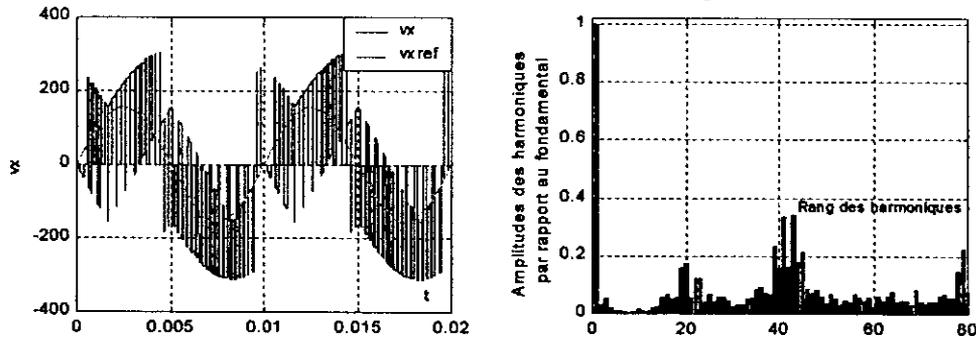


Figure.III.18.b $f_s=100\text{Hz}$, $m=21$, $r=0.5$, porteuse1

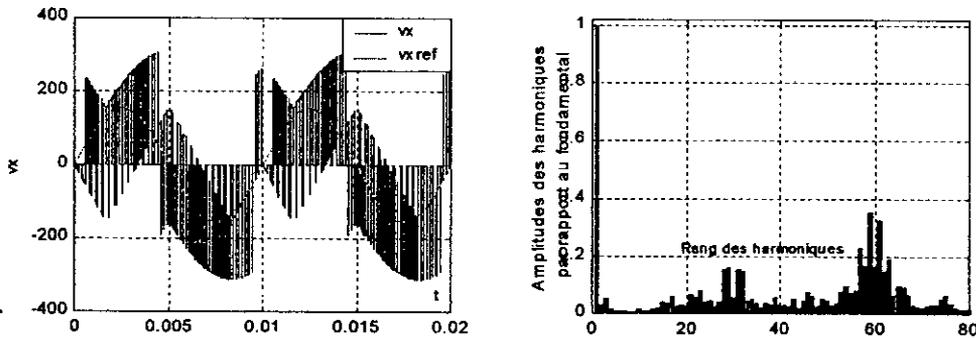


Figure.III.18.c $f_0=100\text{Hz}$, $m=30$, $r=0.5$, porteuse1

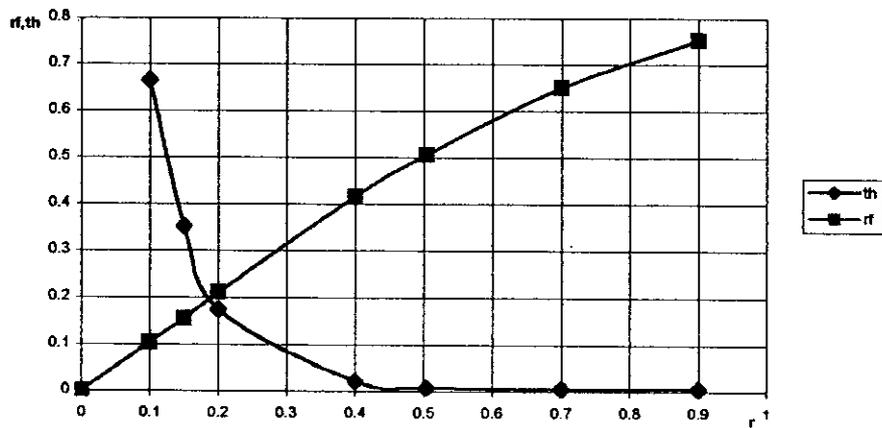


Figure.III.18. Caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=21, f_0=100\text{Hz}$)

On constate pour cette stratégie que :

- Pour toutes les valeurs de l'indice de m , on n'a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques pairs et impairs comme le montre les figures (III.15*), (III.16*), (III.17*) et (III.18*).
- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_o$).
- La deuxième famille centrée autour de $m f_o$ est la plus importante du point de vue amplitude. L'augmentation de l'indice de modulation permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées comme le montre les figures (III.15.c), (III.16.c), (III.17.c) et (III.18.c).
- Le taux de modulation r permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r=0$ à $r=0,6$. (figures (III.15), (III.16), (III.17) et (III.18)).
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.
- Pour cette stratégie de modulation, la zone de réglage linéaire est plus large que dans la stratégie MLI.

III.2.2.2. performances de l'association convertisseur machine :

Dans ce paragraphe, on fixe ($m=21$, $r=0.5$) puis pour chaque fréquence f_o du signal de référence U_{Xref} ($f_o=25\text{Hz}$, 50Hz , 100Hz), on simule les grandeurs suivantes :

- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone.
- Le courant statorique I_X transitoire et permanent de la phase X la machine asynchrone.
- Le courant I_A transitoire et permanent de la phase A du réseau.
- La vitesse de rotation N de la machine asynchrone.

Ces grandeurs sont exposées sur les figures (III.19), (III.20), (III.21) et (III.22) pour les fréquences 25Hz, 50Hz, 100Hz respectivement.

III.2.3. Interprétation des résultats :

- Les résultats trouvés sur la conduite de machine en utilisant la stratégie de modulation vectorielle sont presque identiques que ceux trouvés en utilisant la stratégie PWM.

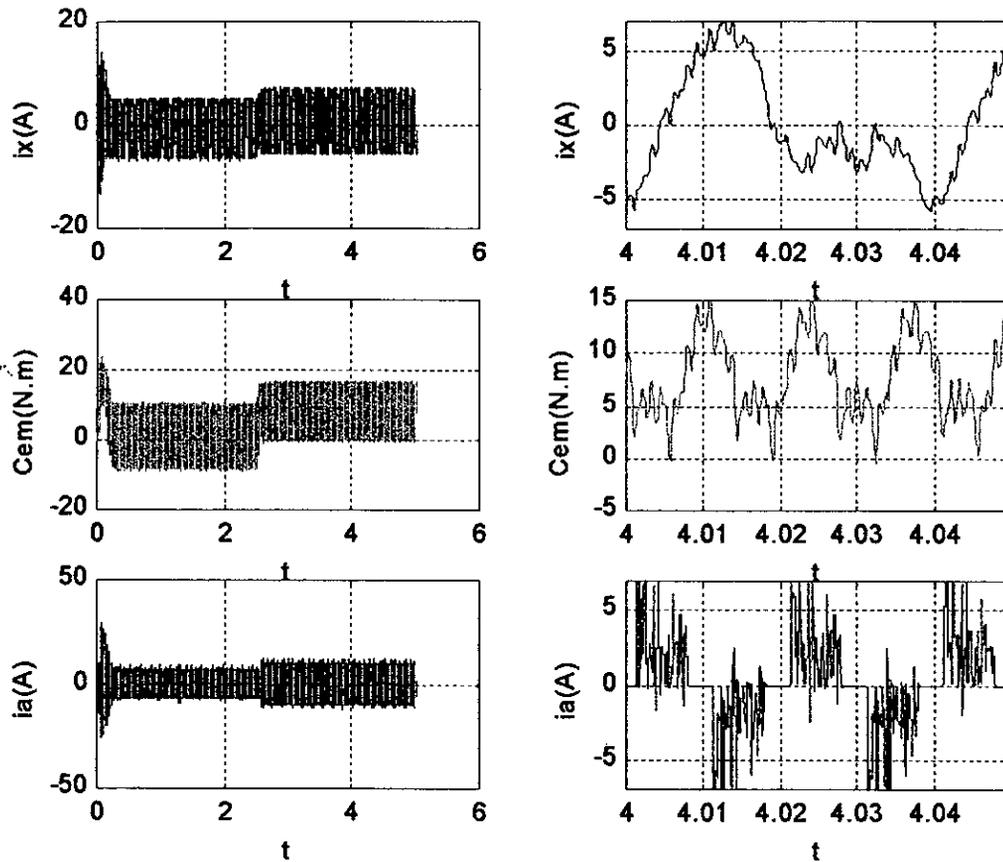


Figure.III.19.a. Les courants I_x, I_A et le couple C_{EM} transitoire et permanent

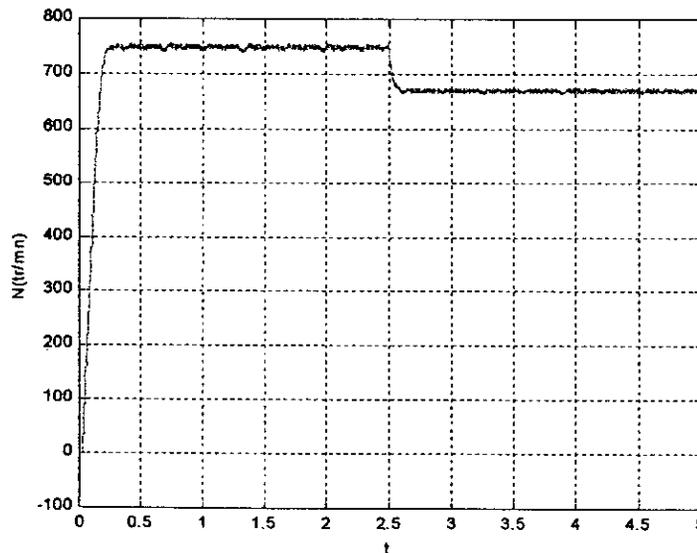


Figure.III.19.b. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone triphasée.

Fig.III.19. Performance de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone pour $f_o=25Hz$ et $m=21$ avec la stratégie de modulation vectorielle.

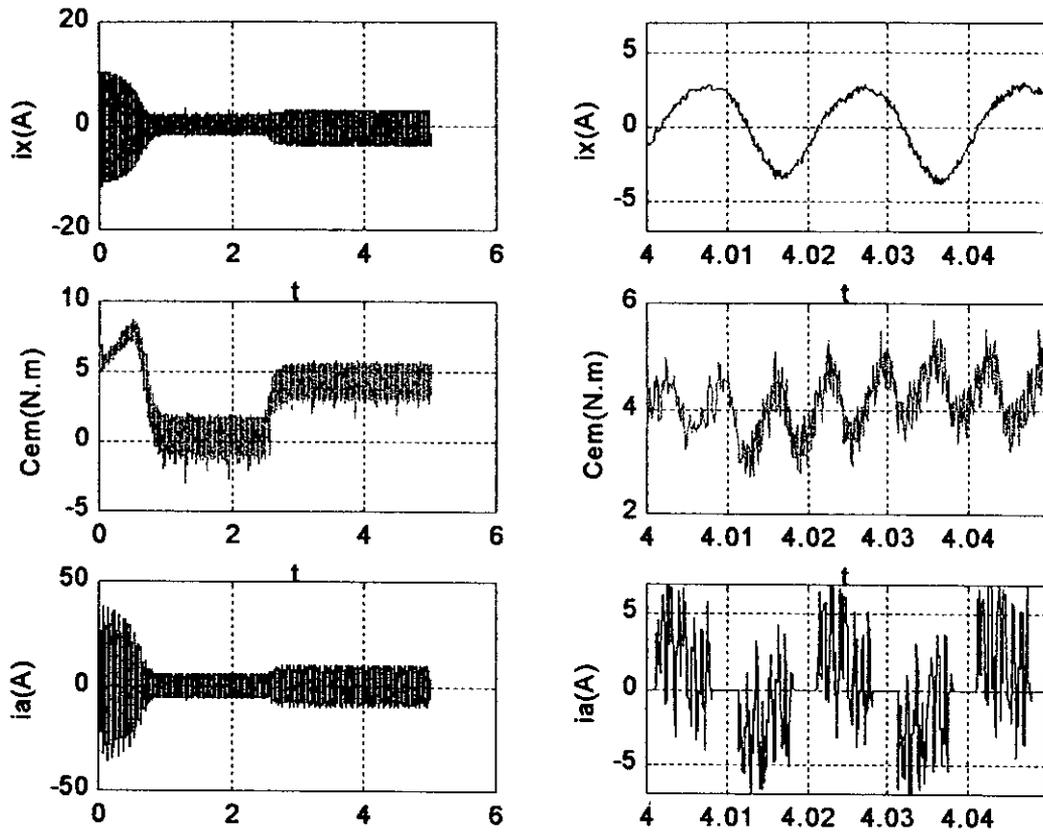


Figure.III.20.a. Les courants I_x, I_A et le couple C_{EM} transitoire et permanent.

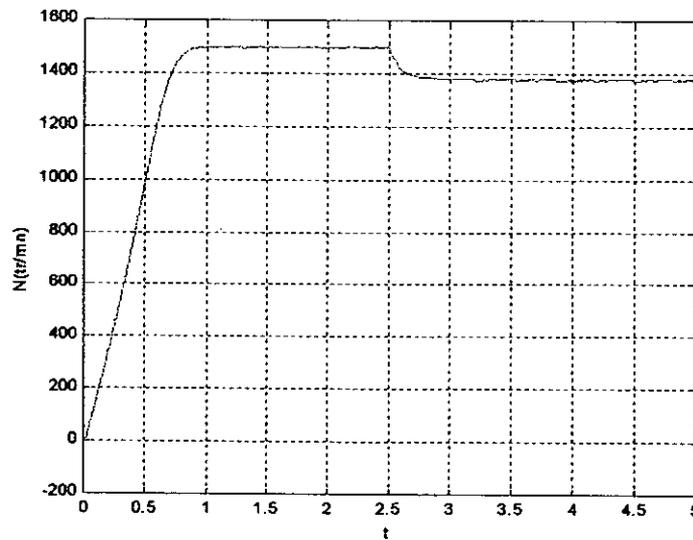


Fig.III.20 Performance de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone pour $f_o=50Hz$ et $m=21$ avec la stratégie de modulation vectorielle.

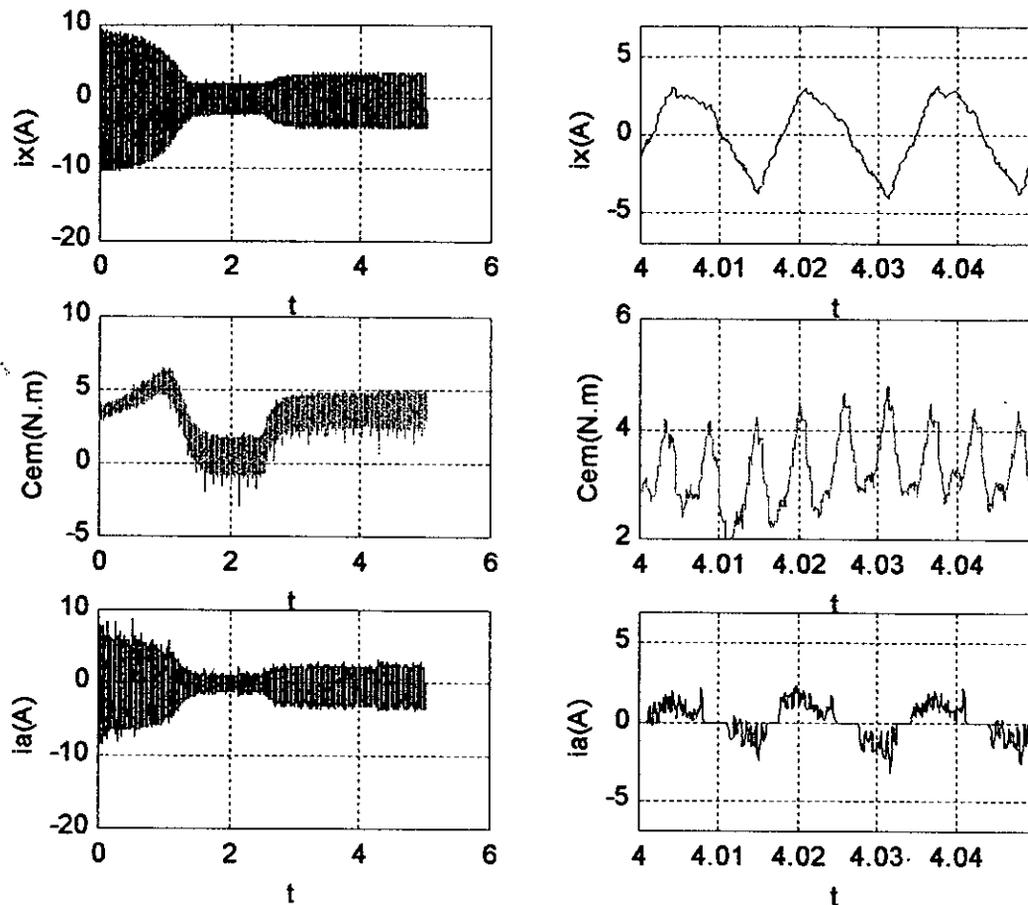


Figure.III.21.a. Les courants i_x, i_a et le couple C_{RM} transitoire et permanent.

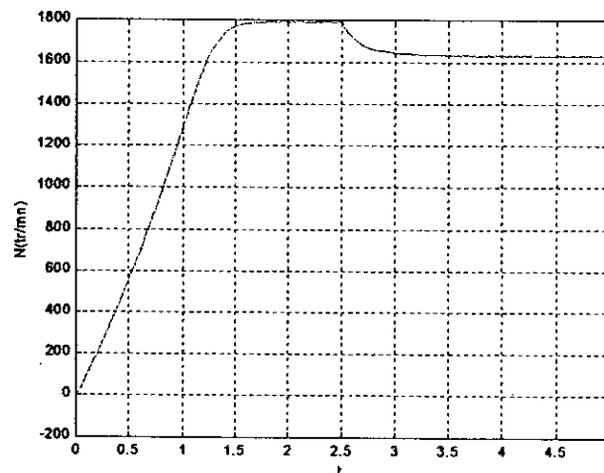


Figure.III.21.b. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone triphasée.

Fig.III.21. Performance de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone pour $f_o=60$ Hz et $m=21$ avec la stratégie de modulation vectorielle.

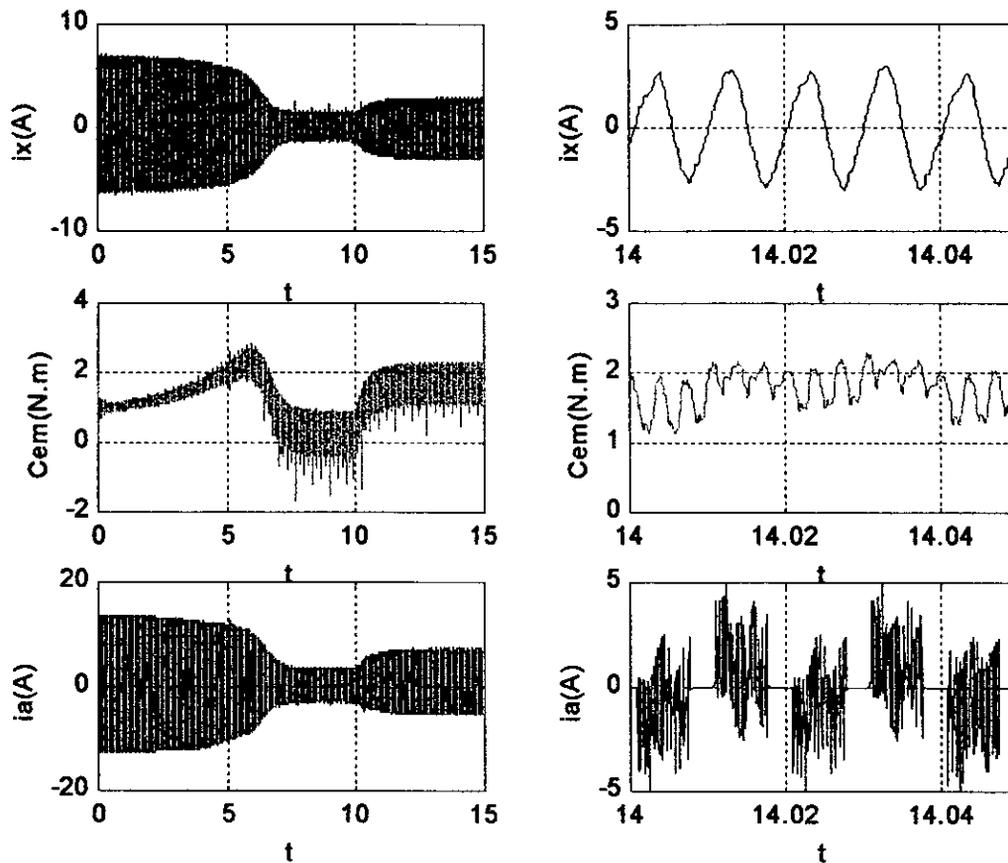


Figure.III.22.a. Les courants I_x, I_A et le couple C_{EM} transitoire et permanent.

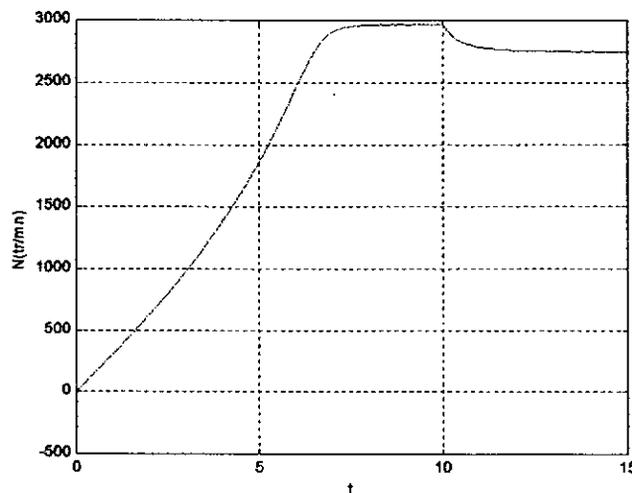


Figure.III.22.b. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone triphasée.

Fig.III.22. Performance de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone pour $f_o=100Hz$ et $m=21$ avec la stratégie de modulation vectorielle.

III - 3. CONCLUSION :

Dans ce chapitre, on a étudié la stratégie de modulation PWM «Pulse Width Modulation» et la stratégie de modulation vectorielle avec un algorithme qui impose une tension d'entrée sinusoïdale mais pas le courant d'entrée du convertisseur.

Le couple obtenu avec ces stratégies a une fréquence trois fois celle de la tension de sortie.

Le taux d'harmonique décroît quand le taux de modulation augmente.

L'injection de l'harmonique trois dans les tensions de référence permet d'augmenter la zone linéaire de réglage de tension, sans toute fois changer les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée.

CHAPITRE IV

Influence des perturbations sur le convertisseur

INTRODUCTION

Dans l'étude du comportement du convertisseur matriciel au chapitre précédent, on a pour l'hypothèse que les tensions d'entrée formaient un système triphasé équilibré.

L'objectif de ce chapitre est d'étudier la robustesse de la commande présentée dans le chapitre précédent envers le déséquilibre des tensions d'alimentation ou la distorsion harmonique des tensions d'alimentation.

Comme le déséquilibre des tensions d'entrée, leur distorsion harmonique est aussi une perturbation gênant le fonctionnement idéal du convertisseur matriciel.

Les cas de perturbation étudiés dans ce chapitre sont :

- ✓ La distorsion harmonique des tensions d'alimentation.
- ✓ Déséquilibre des tensions d'alimentation à savoir un déséquilibre au niveau des amplitudes et déséquilibre et un déséquilibre au niveau des phases des tensions d'alimentation.

IV.1. ALIMENTATION DU CONVERTISSEUR MATRICIEL PAR UN SYSTÈME DE TENSION PERTURBÉ:

Lors du chapitre précédent, les tensions à l'entrée V_A , V_B et V_C étaient :

$$\begin{cases} V_A = V_m \sin(\omega \cdot t) \\ V_B = V_m \sin(\omega \cdot t - 2\pi/3) \\ V_C = V_m \sin(\omega \cdot t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Nous remarquons que le réseau d'alimentation représente dans ce cas une source de tension triphasée équilibrée.

IV.1.1. Distorsion d'harmonique des tensions d'alimentation (cas 1):

Les distorsions harmoniques peuvent être caractérisées par les hypothèses suivantes [Shuster_96]:

- ✓ Présence d'harmonique de fréquences multiples à la fréquence du fondamental des tensions d'alimentation (50Hz dans notre cas). La période reste donc identique à celle des tensions d'alimentation non perturbées.
- ✓ La perturbation apparaît symétriquement sur les trois tensions de phase.
- ✓ Les distorsions restent constantes par rapport au temps.

Si injecte l'harmonique d'ordre 5 au système (IV.1) on obtient :

$$\begin{cases} V_A = V_m \sin(\omega \cdot t) + \alpha V_m \sin(5\omega \cdot t) \\ V_B = V_m \sin(\omega \cdot t - 2\pi/3) + \alpha V_m \sin(5\omega \cdot t - 2\pi/3) \\ V_C = V_m \sin(\omega \cdot t - 4\pi/3) + \alpha V_m \sin(5\omega \cdot t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{IV.2})$$

Avec :

V_m : Tension crête des tensions d'alimentation V_A , V_B et V_C .

ω : Pulsation des tensions d'entrée.

α : Constante réelle positive (<1).

IV.1.2. Déséquilibre des tensions d'alimentation :

IV.1.2.1. Déséquilibre au niveau des amplitudes des tensions (cas 2):

S'il y a présence d'un déséquilibre des amplitudes des tensions d'alimentation, l'équation (IV.1) s'exprime comme suit :

$$\begin{cases} V_A = V_m \sin(\omega \cdot t) \\ V_B = a V_m \sin(\omega \cdot t - 2\pi/3) \\ V_C = b V_m \sin(\omega \cdot t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{IV.3})$$

Avec :

V_m : Tension crête des tensions d'alimentation V_A , V_B et V_C .

ω : Pulsation des tensions d'entrée.

a, b : Constantes réelles positives ($a=0.9$).

IV.1.2.2. Déséquilibre au niveau des phases des tensions (cas 3):

S'il y a présence d'un déséquilibre au niveau des phases des tensions, l'équation (IV.1) s'exprime comme suit :

$$\begin{cases} V_A = V_m \sin(\omega \cdot t) \\ V_B = V_m \sin(\omega \cdot t - 2\pi/3 - \varphi_1) \\ V_C = V_m \sin(\omega \cdot t - 4\pi/3 - \varphi_2) \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

Avec :

V_m : Tension crête des tensions d'alimentation V_A , V_B et V_C .

ω : Pulsation des tensions d'entrée.

ω_e : Pulsation des tensions d'entrée.

φ_1, φ_2 : Constantes réelles ($\varphi_1 = 5^\circ$) ou ils ne dépassent pas les $\pm 2 \pi / 3$.

IV.2. STRATÉGIE DE MODULATION TRIANGULO-SINUSOÏDALE GÉNÉRALISÉE À UN SYSTÈME DE TENSION PERTURBÉ :

On applique les deux algorithmes étudiés lors du chapitre précédent à un système de tensions triphasé non équilibré.

Comme dans le chapitre précédent, on étudiera le comportement du convertisseur matriciel et les performances de son association à une machine asynchrone triphasée.

Soit :

V^+ : la tension la plus positive des tensions V_A, V_B et V_C à un instant donné.
 V^- : la tension la plus négative des tensions V_A, V_B et V_C à un instant donné.

Trois cas se présentent alors :

➤ Cas 1 :

$$\begin{cases} V^+ = V_A & \& V^- = V_B \\ \text{ou} & \Rightarrow F_{CX} = F_{CY} = F_{CZ} = 0 \\ V^+ = V_B & \& V^- = V_A \end{cases}$$

➤ Cas 2 :

$$\begin{cases} V^+ = V_A & \& V^- = V_C \\ \text{ou} & \Rightarrow F_{BX} = F_{BY} = F_{BZ} = 0 \\ V^+ = V_C & \& V^- = V_A \end{cases}$$

➤ Cas 3 :

$$\begin{cases} V^+ = V_C & \& V^- = V_B \\ \text{ou} & \Rightarrow F_{CX} = F_{CY} = F_{CZ} = 0 \\ V^+ = V_B & \& V^- = V_C \end{cases}$$

Les différentes expressions des différents F^g sont exprimées dans le tableau ci-dessous pour les trois cas de déséquilibre :

V^+	V	$F_{AX}^g, F_{AY}^g, F_{AZ}^g$	$F_{BX}^g, F_{BY}^g, F_{BZ}^g$	$F_{CX}^g, F_{CY}^g, F_{CZ}^g$
V_C	V_B	$F_{AX}^g = 0$ $F_{AY}^g = 0$ $F_{AZ}^g = 0$	$F_{BX}^g = \frac{V_X - V_C}{V_B - V_C}$	$F_{BX}^g = 1 - F_{AX}^g$
V_B	V_C		$F_{BY}^g = \frac{V_Y - V_C}{V_B - V_C}$ $F_{BZ}^g = \frac{V_Z - V_C}{V_B - V_C}$	$F_{BY}^g = 1 - F_{AY}^g$ $F_{BZ}^g = 1 - F_{AZ}^g$
V_A	V_B	$F_{AX}^g = \frac{V_X - V_B}{V_A - V_B}$	$F_{BX}^g = 1 - F_{AX}^g$	$F_{CX}^g = 0$
V_B	V_A	$F_{AY}^g = \frac{V_Y - V_B}{V_A - V_B}$ $F_{AZ}^g = \frac{V_Z - V_B}{V_A - V_B}$	$F_{BY}^g = 1 - F_{AY}^g$ $F_{BZ}^g = 1 - F_{AZ}^g$	$F_{CY}^g = 0$ $F_{CZ}^g = 0$
V_A	V_C	$F_{AX}^g = \frac{V_X - V_C}{V_A - V_C}$	$F_{BX}^g = 0$ $F_{BY}^g = 0$ $F_{BZ}^g = 0$	$F_{CX}^g = 1 - F_{AX}^g$ $F_{CY}^g = 1 - F_{AY}^g$ $F_{CZ}^g = 1 - F_{AZ}^g$
V_C	V_A	$F_{AY}^g = \frac{V_Y - V_C}{V_A - V_C}$ $F_{AZ}^g = \frac{V_Z - V_C}{V_A - V_C}$		

Tableau.IV.1. Les expressions des différents F^g

IV.3. SIMULATION ET INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS :

IV.3.1. Performances de la stratégie généralisée :

Pour chaque cas de perturbation, on applique la modulation triangulo-sinusoidale, puis on visualise la tension V_X de la phase X délivrée par le convertisseur matriciel ainsi que son spectre d'harmonique, et ceci pour les fréquences :

$$f_o = 25 \text{ Hz}, f_o = 50 \text{ et } f_o = 100 \text{ Hz}.$$

Pour la modulation vectorielle on fait la même chose que pour la triangulo-sinusoidale mais pour une seule fréquence $f_o = 50$.

alors on obtient pour la modulation triangulo-sinusoidale:

- Pour $f_o = 25$ Hz, les courbes sont données par les figures (IV.1*).
- Pour $f_o = 50$ Hz, les courbes sont données par les figures (IV.2*).

- Pour $f_o=100$ Hz, les courbes sont données par les figures (IV.3*).

Et aussi, en trace la caractéristique de tension pour chaque fréquence qui sont sur les figures :

- Pour $f_o=25$ Hz, les courbes sont données par les figures (IV.4*).
- Pour $f_o=50$ Hz, les courbes sont données par les figures (IV.5*).
- Pour $f_o=100$ Hz, les courbes sont données par les figures (IV.6*).

On obtient pour la modulation vectorielle:

- Pour $f_o=50$ Hz, les courbes sont données par les figures (IV.7*).

Et aussi, en trace la caractéristique de tension pour chaque fréquence qui sont sur les figures :

- Pour $f_o=50$ Hz, les courbes sont données par les figures (IV.8*).

□ Stratégie triangulo-sinusoidale pour une fréquence f_0 de 25Hz :

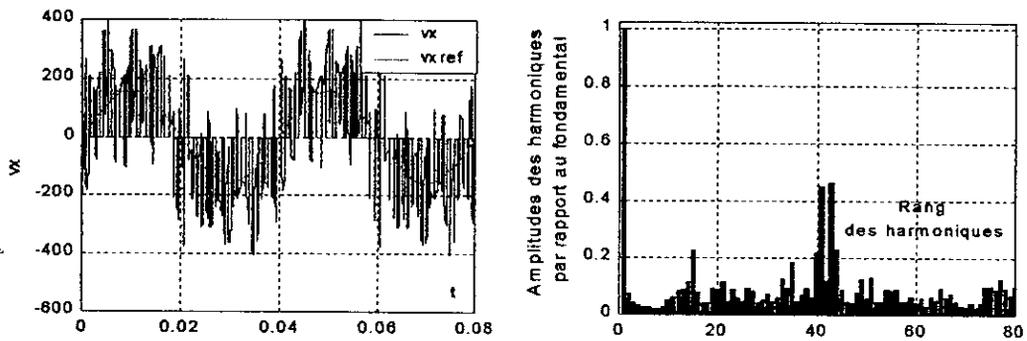


Figure IV.1.a $f_0=25\text{Hz}, m=21, r=0.5, \alpha=0.35$, porteuse1, cas 1

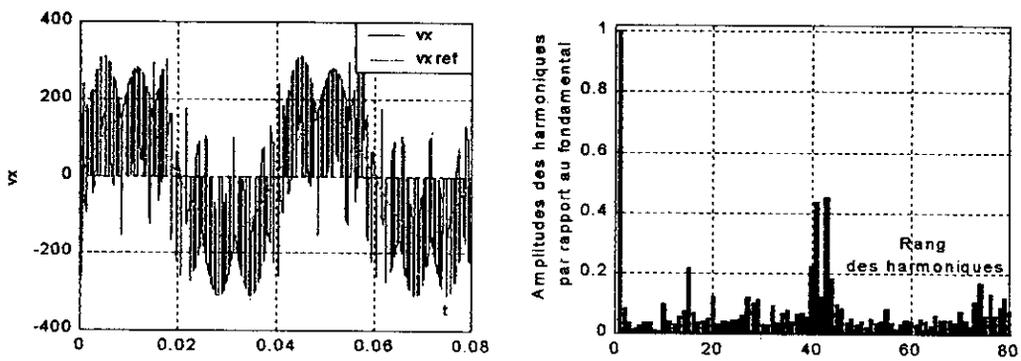


Figure IV.1.b $f_0=25\text{Hz}, m=21, r=0.5, a=0.9, b=1$, porteuse1, cas 2

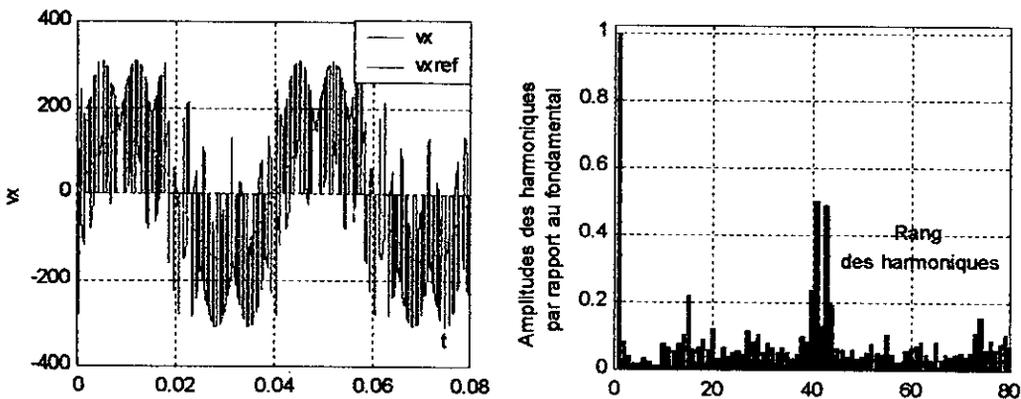


Figure IV.1.c $f_0=25\text{Hz}, m=21, r=0.5, \varphi_1=5, \varphi_2=0$, poteuse1, cas 3

□ Stratégie triangulo-sinusoidale pour une fréquence f_0 de 50Hz :

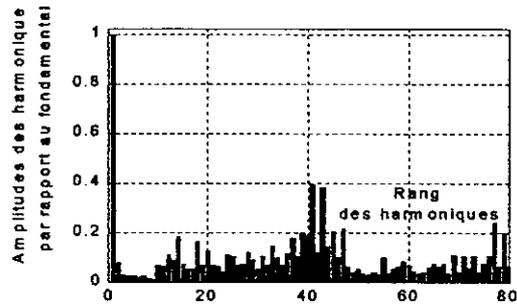
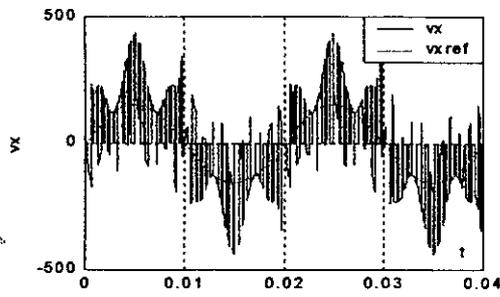


Figure IV.2.a $f_0=50\text{Hz}, m=21, r=0.5, \alpha=0.4$, poteusel, cas 1

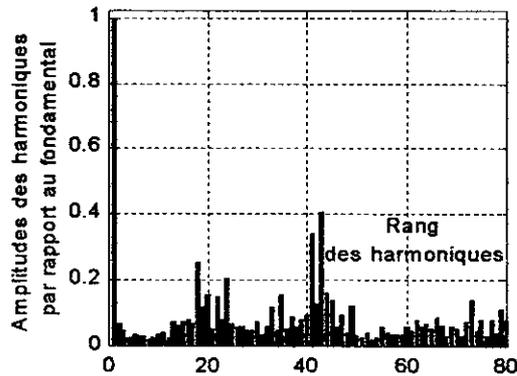
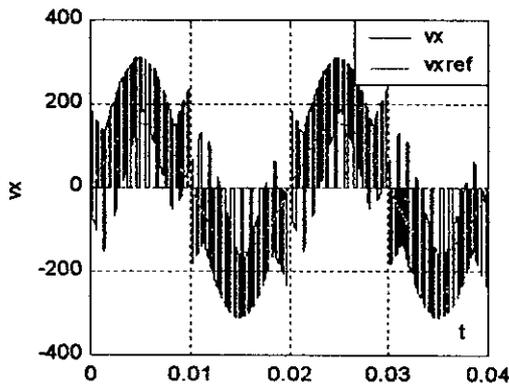


Figure IV.2.b $f_0=50\text{Hz}, m=21, r=0.5, a=0.9, b=0.7$, poteusel, cas 2

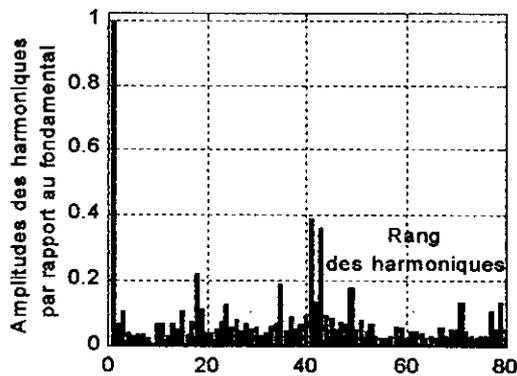
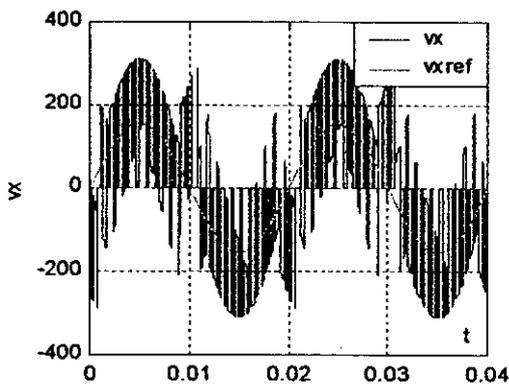


Figure IV.2.c $f_0=50\text{Hz}, m=21, r=0.5, \varphi_1=5, \varphi_2=25$, poteusel, cas 3

□ Stratégie triangulo-sinusoïdale pour une fréquence f_0 de 100Hz :

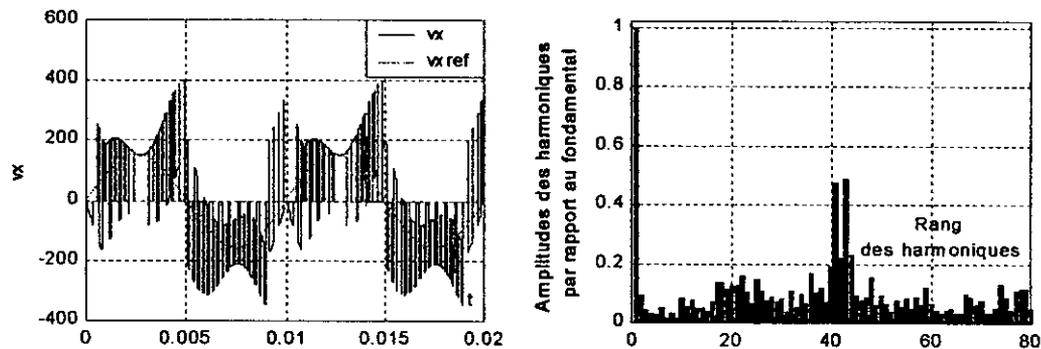


Figure.IV.3.a $f_0=100\text{Hz}, m=21, r=0.5, \alpha=0.3$, poteuse1, cas1

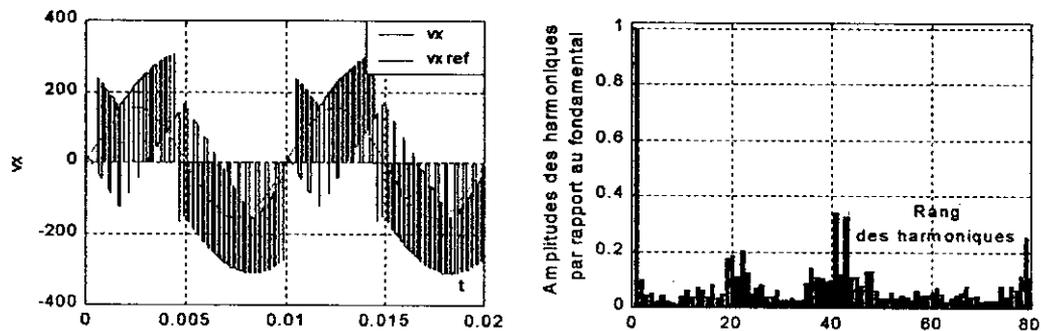


Figure.IV.3.b $f_0=100\text{Hz}, m=21, r=0.5, a=0.9, b=0.9$, poteuse1, cas 2

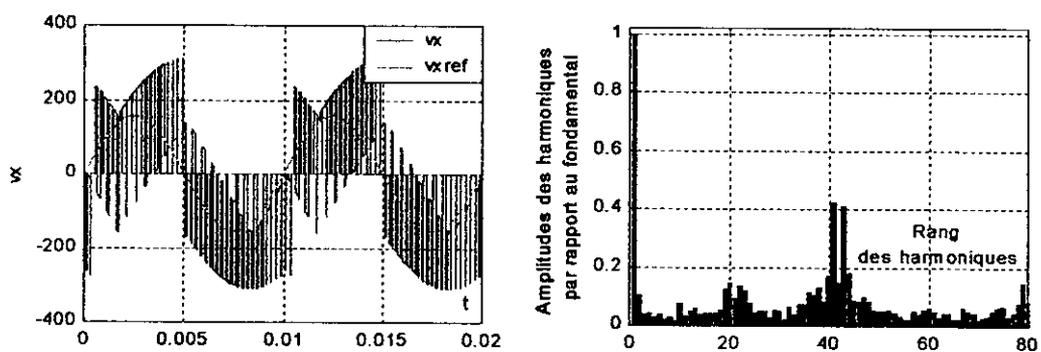


Figure.IV.3.c $f_0=100\text{Hz}, m=21, r=0.5, \varphi_1=5, \varphi_2=5$, poteuse1, cas 3

□ Stratégie triangulo-sinusoidale pour une fréquence f_0 de 25Hz :

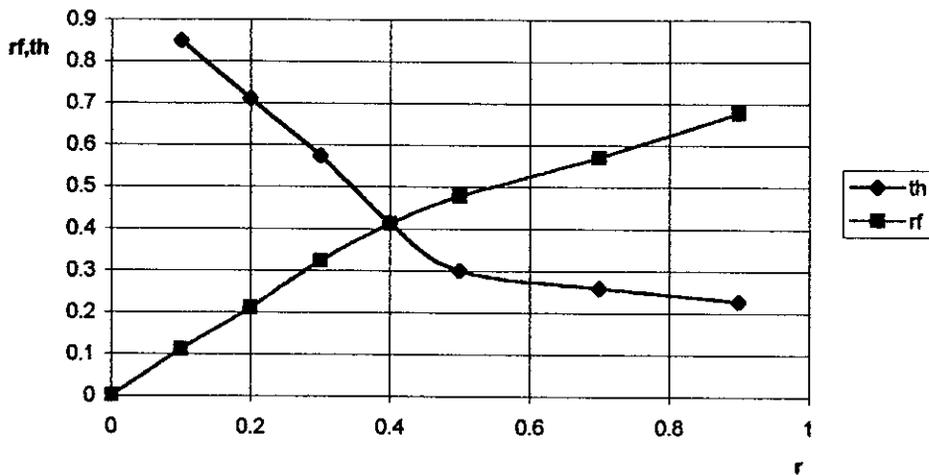


Figure IV.4.a Caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale ($m=21, f_0=25\text{Hz}, \alpha=0.5$)

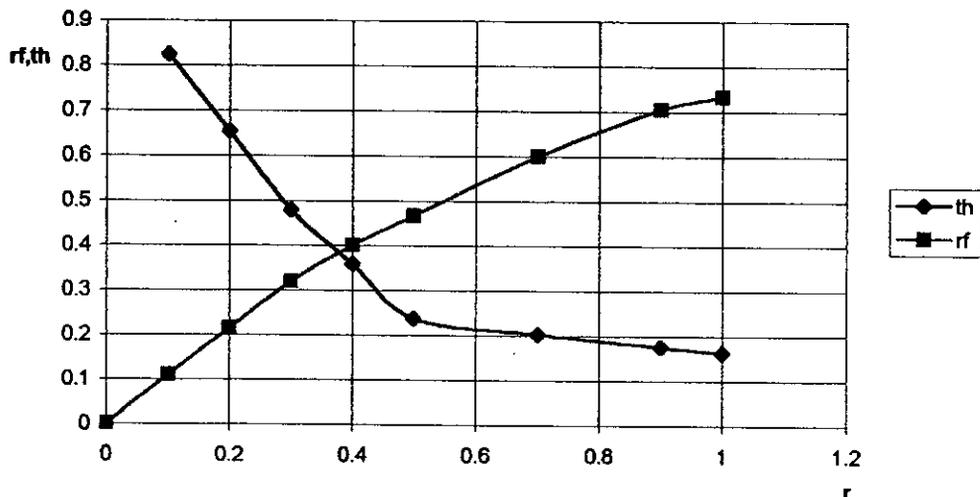


Figure IV.4.b Caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale ($m=21, f_0=25\text{Hz}, a=0.9, b=0.8$)

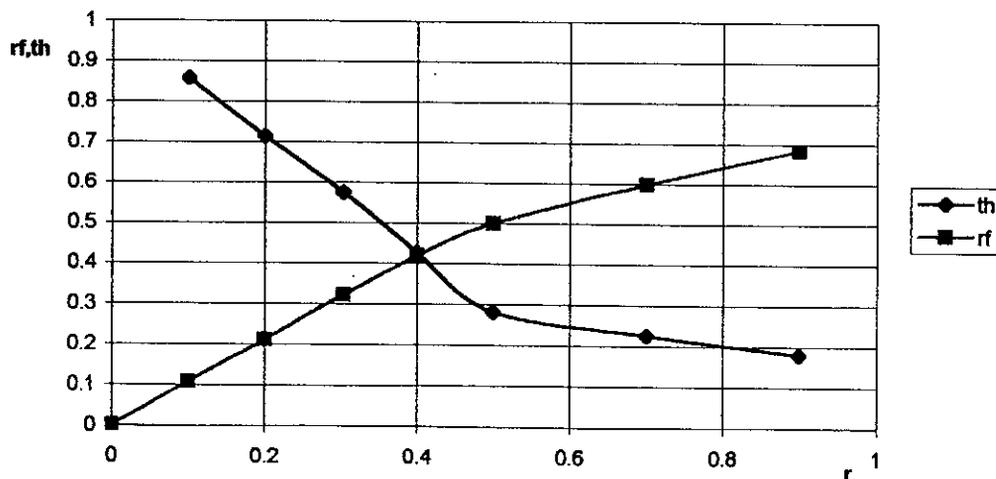


Figure IV.4.c Caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale ($m=21, f_0=25\text{Hz}, \varphi_1=20^\circ, \varphi_2=10^\circ$)

□ Stratégie triangulo-sinusoidale pour une fréquence f_0 de 50Hz :

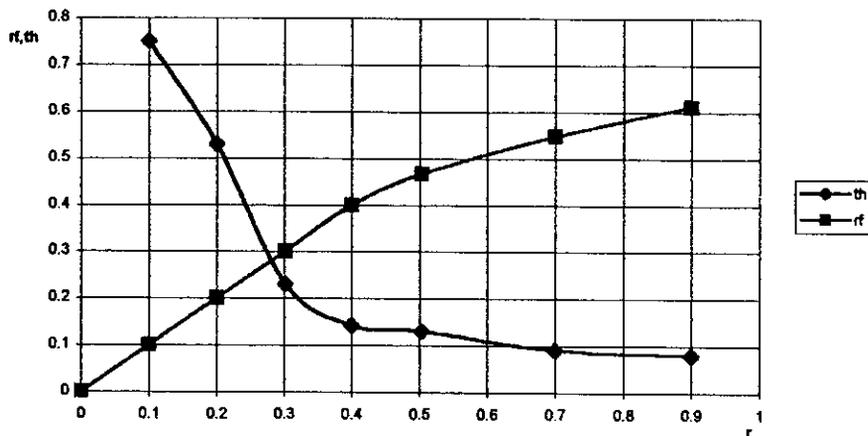


Figure.IV.5.a Caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale ($m=21, f_0=50\text{Hz}, \alpha=0.5$)

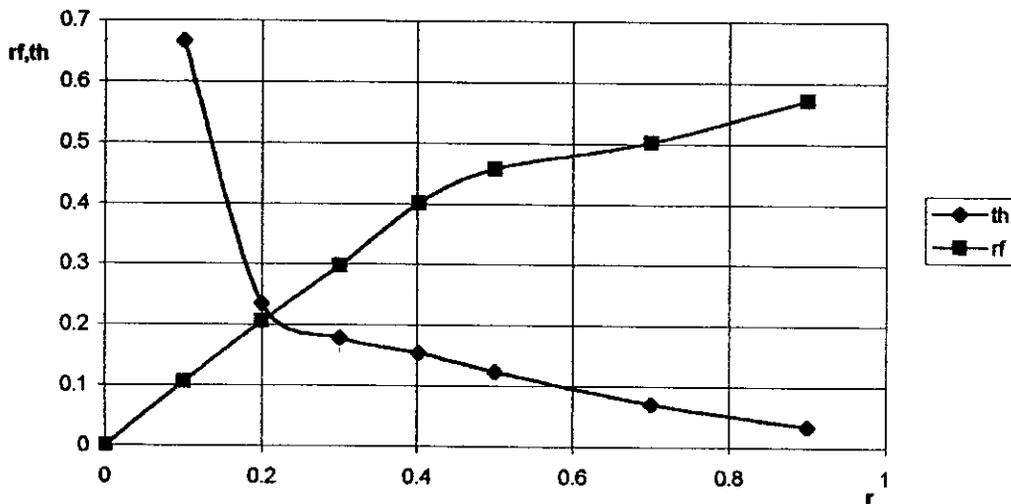


Figure.IV.5.b Caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale ($m=21, f_0=50\text{Hz}, a=0.9, b=0.8$)

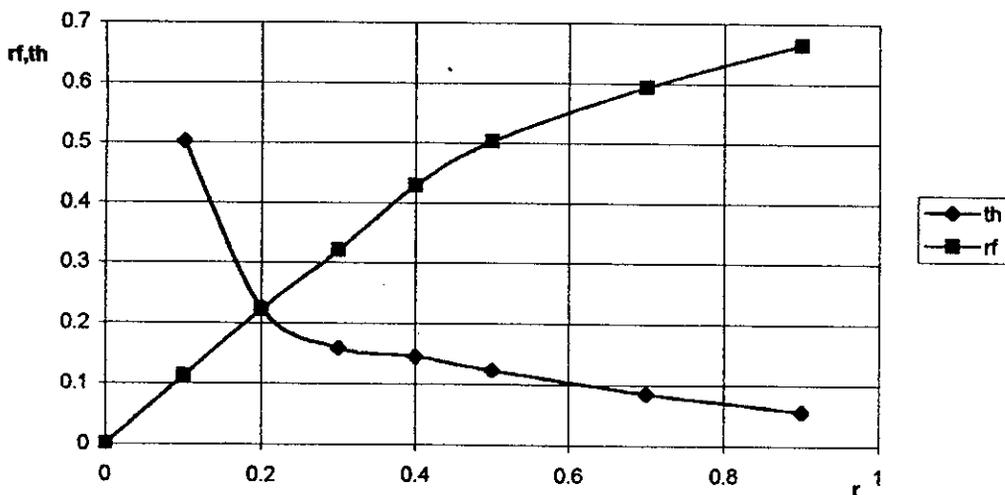


Figure.IV.5.c Caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale ($m=21, f_0=50\text{Hz}, \varphi_1=20^\circ, \varphi_2=10^\circ$)

□ Stratégie triangulo-sinusoidale pour une fréquence f_0 de 100Hz :

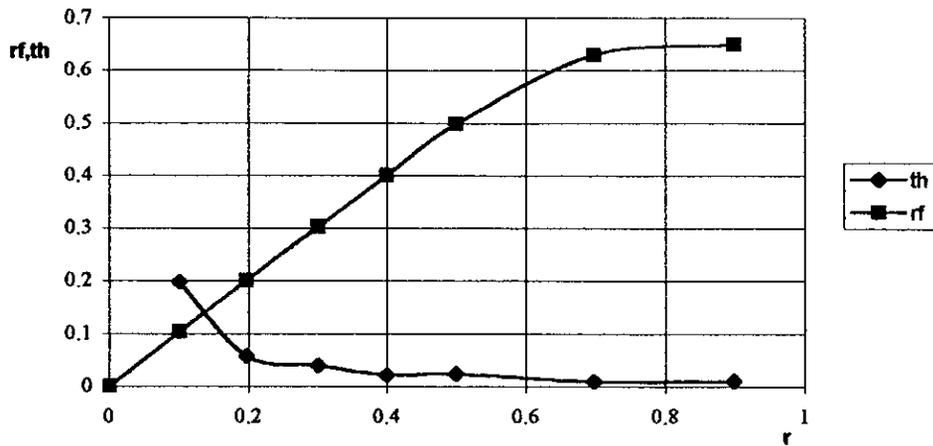


Figure IV.6.a Caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale ($m=21, f_0=100\text{Hz}, \alpha=0.5$)

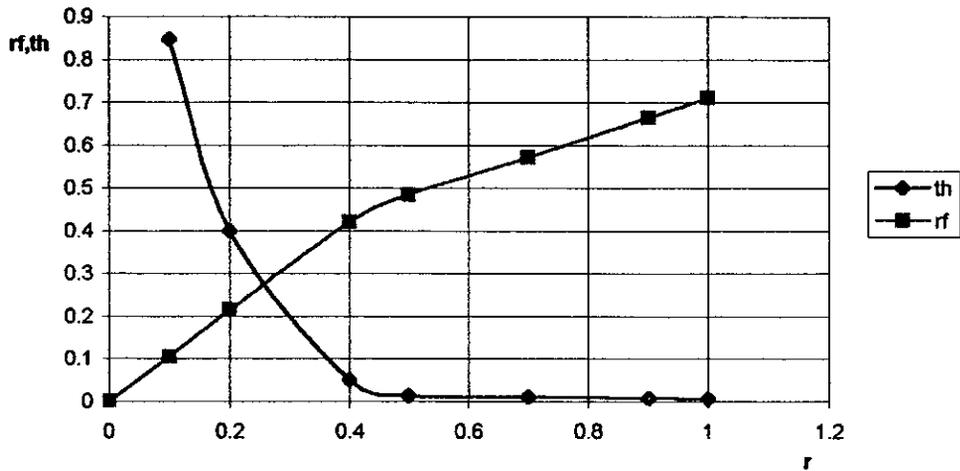


Figure IV.6.b Caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale ($m=21, f_0=100\text{Hz}, \alpha=0.9, b=0.8$)

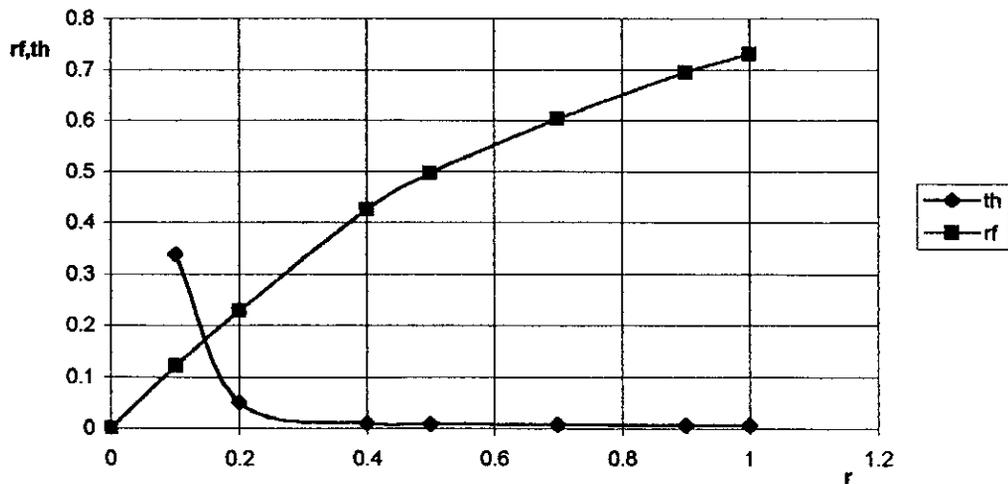


Figure IV.6.c Caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale ($m=21, f_0=100\text{Hz}, \varphi_1=20^\circ, \varphi_2=10^\circ$)

□ Stratégie vectorielle pour une fréquence f_0 de 50Hz :

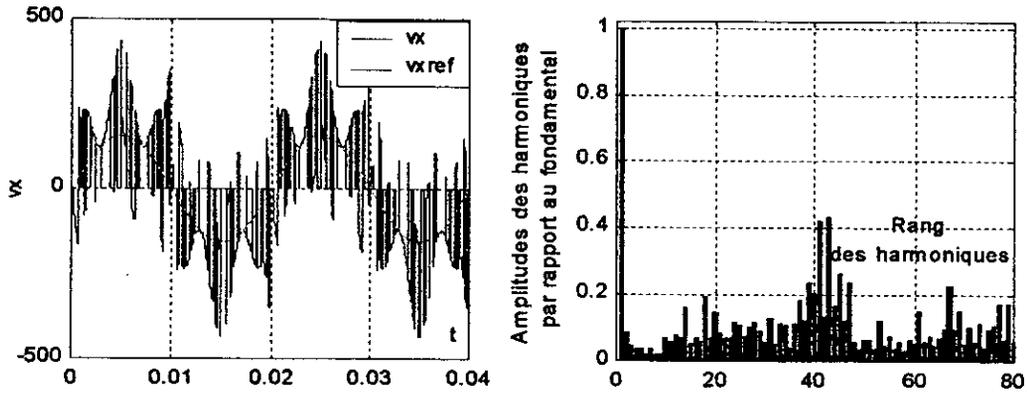


Figure IV.7.a $f_0=50\text{Hz}, m=21, r=0.5, \alpha=0.4$, porteuse1, cas 1

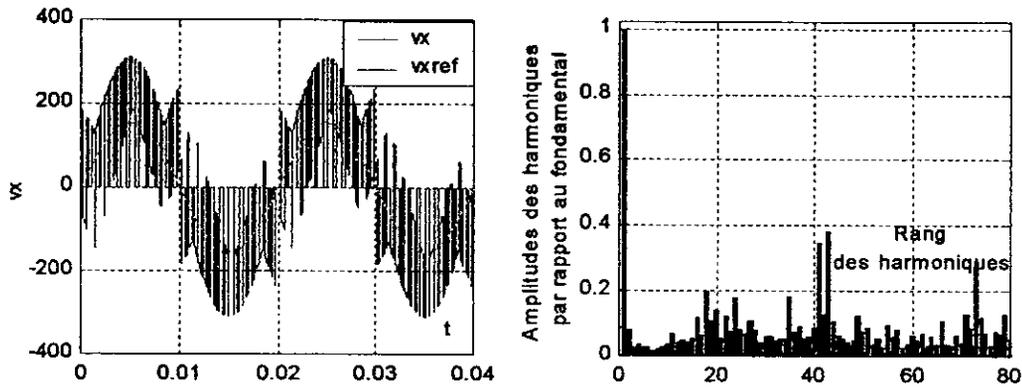


Figure IV.7.b $f_0=50\text{Hz}, m=21, r=0.5, a=0.9, b=0$, porteuse1, cas 2

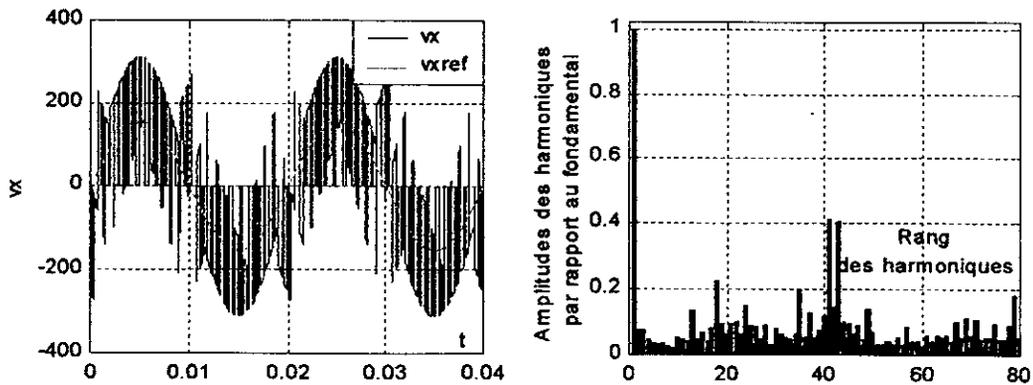


Figure IV.7.c $f_0=50\text{Hz}, m=21, r=0.5, \varphi_1=5, \varphi_2=25$, porteuse1, cas 3

□ Stratégie vectorielle pour une fréquence f_o de 50Hz :

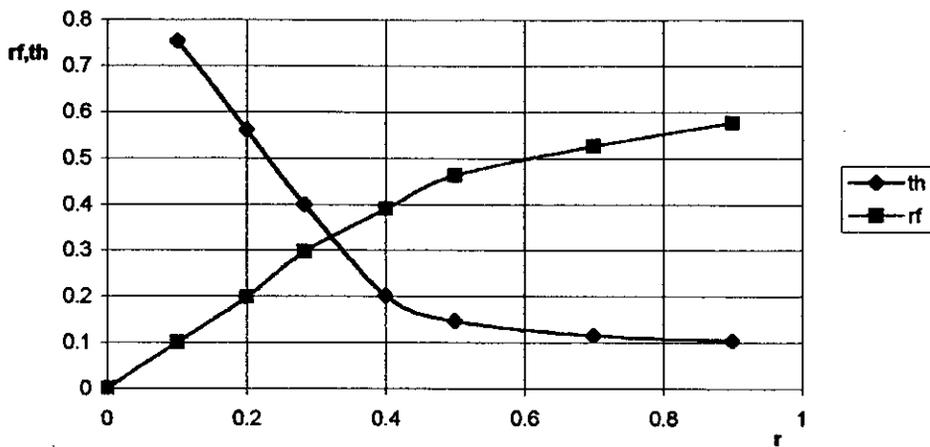


Figure IV.8.a Caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie vectorielle ($m=21, f_o=50\text{Hz}, \alpha=0.5$)

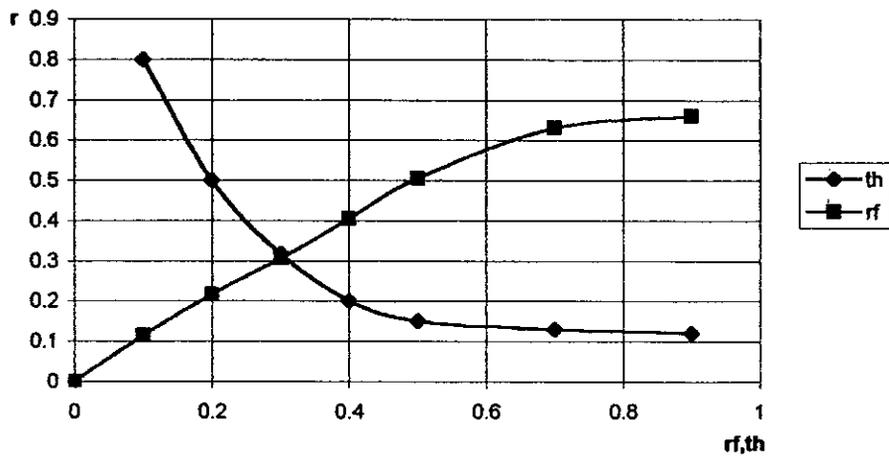


Figure IV.8.b Caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie vectorielle ($m=21, f_o=50\text{Hz}, a=0.9, b=0.8$)

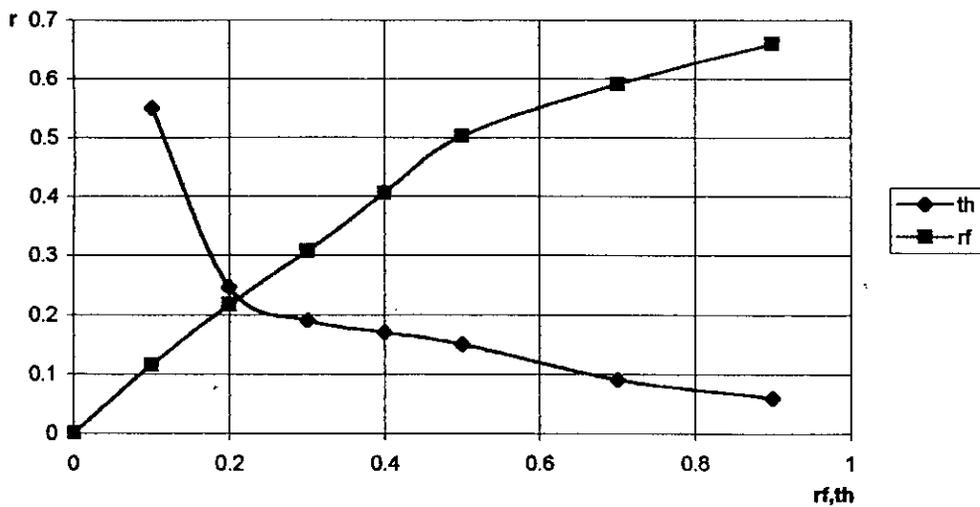


Figure IV.8.c caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie vectorielle ($m=21, f_o=50\text{Hz}, \varphi_1=20^\circ, \varphi_2=10^\circ$)

Pour les trois cas de perturbation, on remarque une élévation dans le taux d'harmoniques par rapport au cas idéalisé des tensions équilibrées. De $r_{max}=0.5$ dans le cas équilibré (triangulo-sinusoidale), il est passé à $r_{max}=0.4$ dans le cas perturbé.

La même constatation est dans le cas de la modulation vectorielle.

IV.3.2. Performances de l'association du convertisseur matriciel à la machine :

Dans ce paragraphe, on fixe $m=2$ et $r=0.5$, et Pour une fréquence $f_o=50Hz$, on simule les paramètres suivants :

- Le couple électromagnétique C_{em} transitoire et permanent de la machine asynchrone.
- Le courant statorique I_X transitoire et permanent de la phase X la machine asynchrone.
- Le courant I_A transitoire et permanent de la phase A du réseau.
- La vitesse de rotation N de la machine asynchrone.

Ces grandeurs sont exposées sur les figures (IV.9), (IV.10) et (III.11) pour la fréquence 50Hz, pour la modulation triangulo-sinusoidale.

Et sur les figures (IV.12), (IV.13) et (III.14) pour la fréquence de 50Hz, par la modulation vectorielle.

On constate que les grandeurs simulées présente plus d'ondulations dans le régime perturbé que par rapport au régime équilibré.

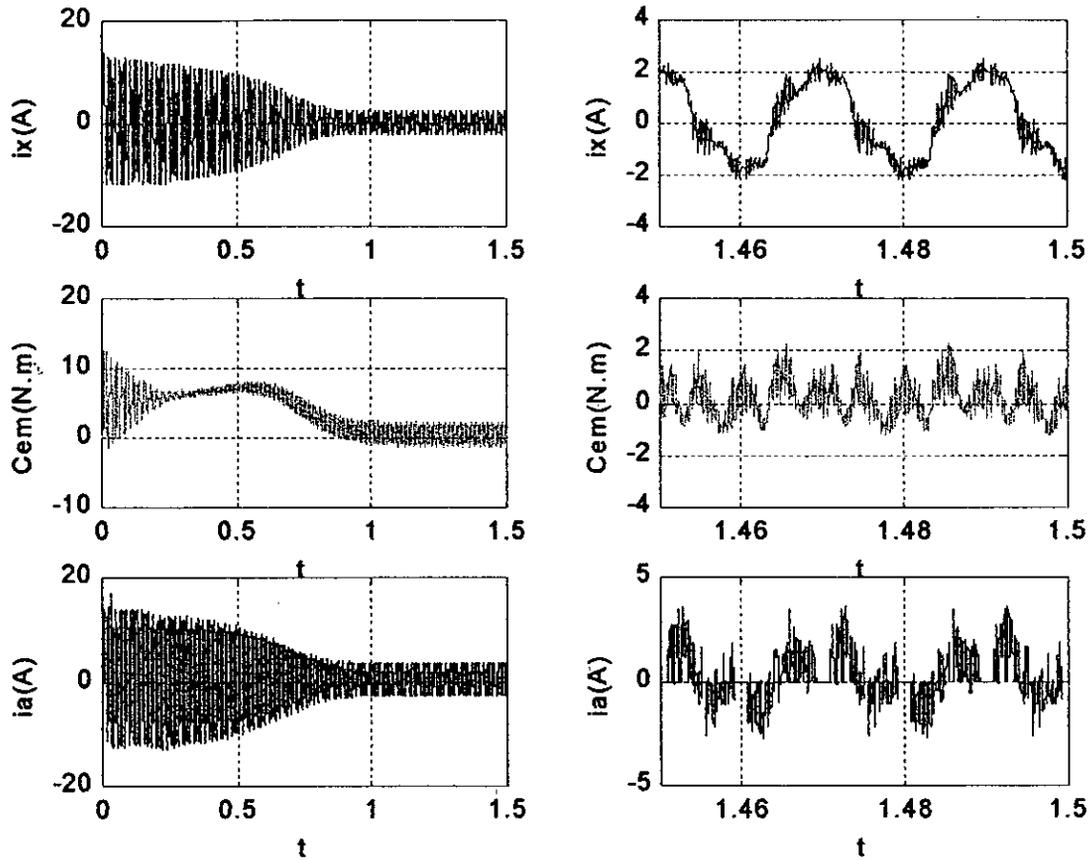


Figure.IV.9.a. Les courants I_X, I_A et le couple C_{EM} transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée.

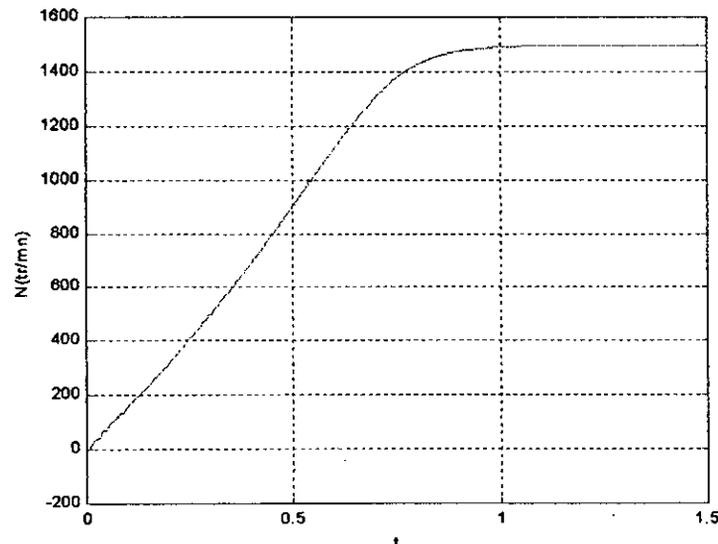


Figure.IV.9.b. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone triphasée.

Fig.IV.9. Performance de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone pour $f_o=50\text{Hz}$ et $m=21$ par injection d'harmonique 5 avec la stratégie de modulation triangulo-sinusoidale .

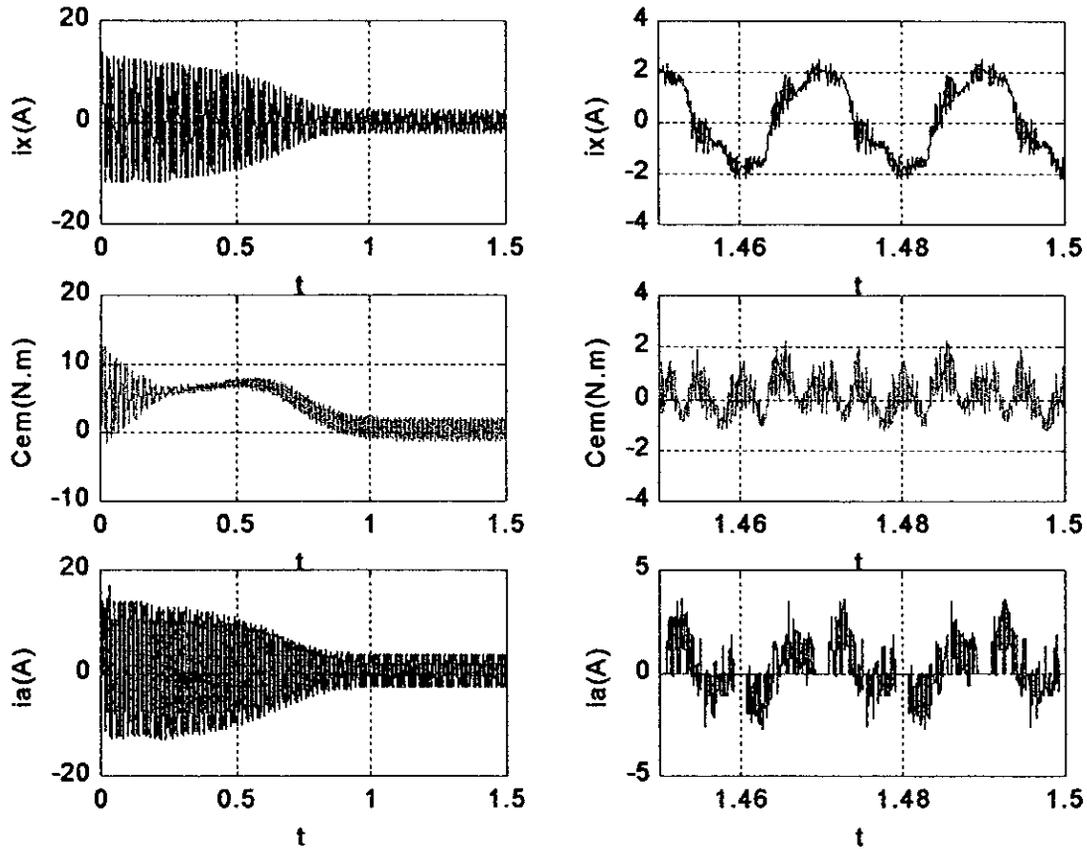


Figure.IV.10.a. Les courants i_x, i_a et le couple C_{EM} transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée.

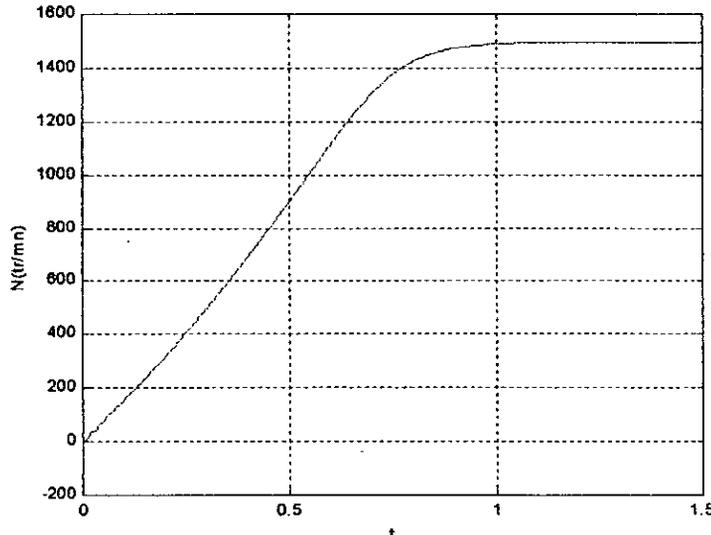


Figure.IV.8.b. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone triphasée.

Fig.IV.10. Performance de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone pour $f_o=50\text{Hz}$ et $m=21$ par Déséquilibre au niveau des amplitudes des tensions avec la stratégie de modulation triangulo-sinusoïdale .

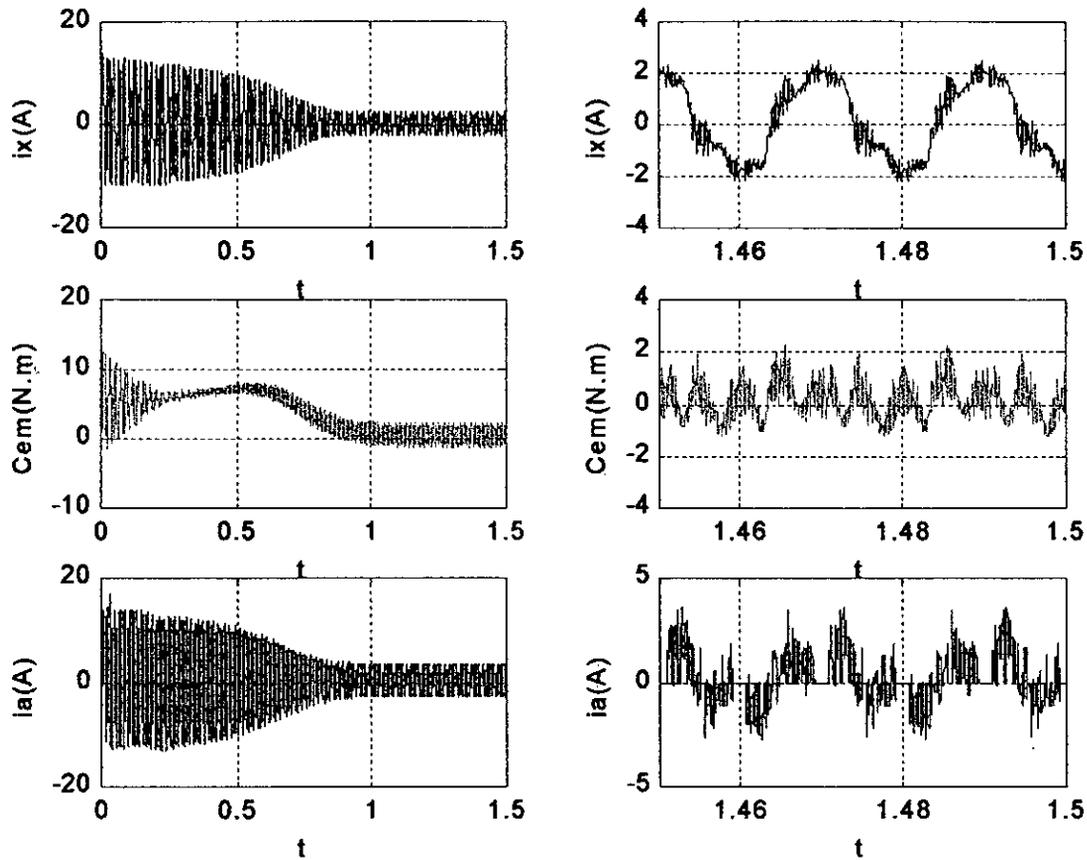


Figure.IV.11.a. Les courants I_x, I_A et le couple C_{EM} transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée.

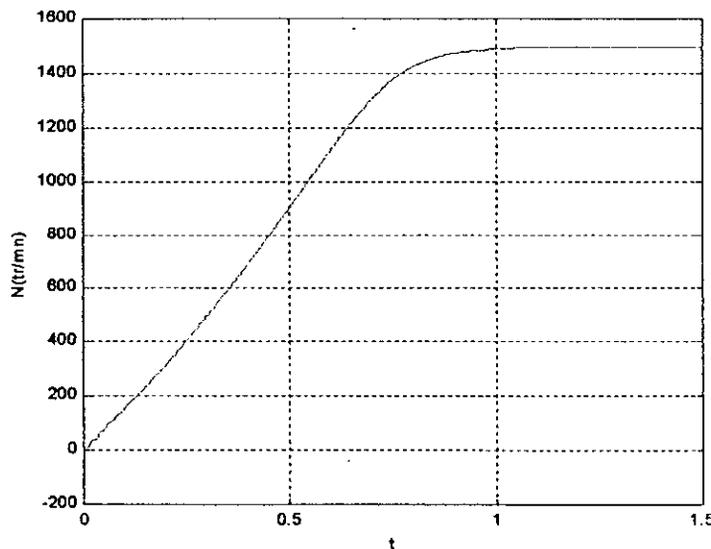


Figure.IV.11.b. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone triphasée.

Fig.IV.11. Performance de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone pour $f_o=50Hz$ et $m=21$ par Déséquilibre au niveau des amplitudes des tensions avec la stratégie de modulation triangulo-sinusoidale .

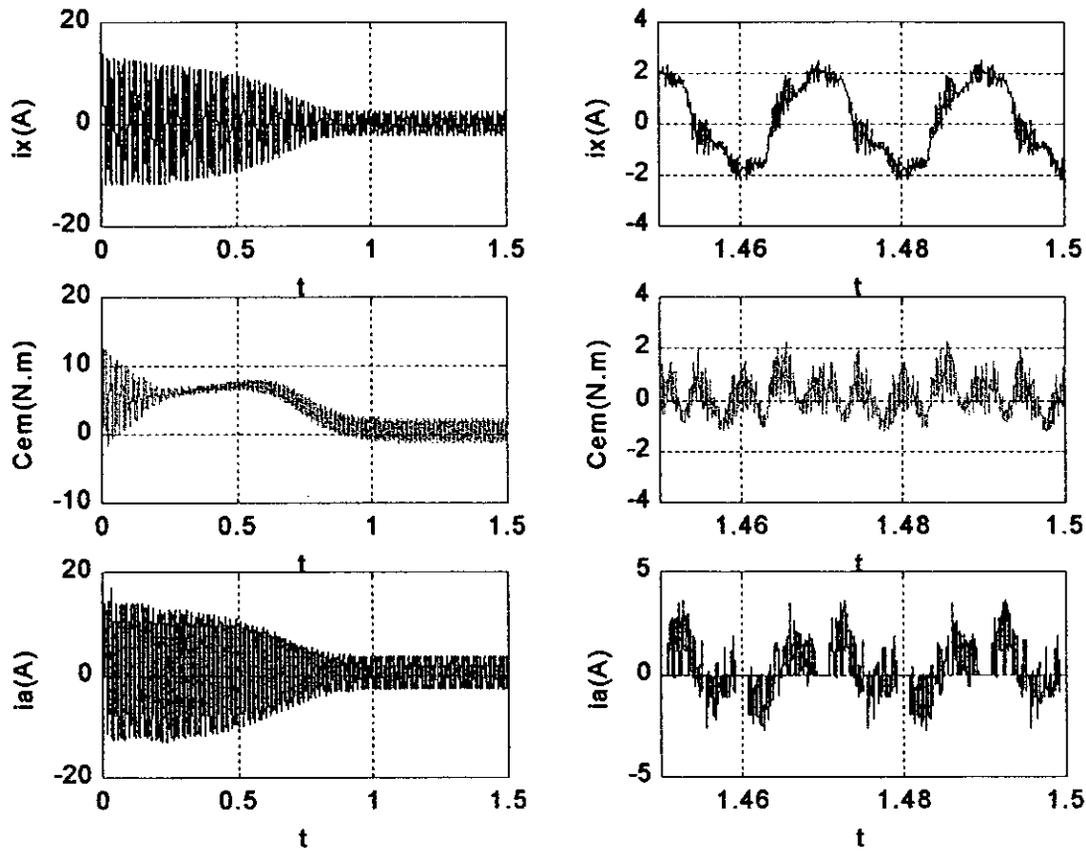


Figure.IV.12.a. Les courants i_x, i_a et le couple C_{EM} transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée.

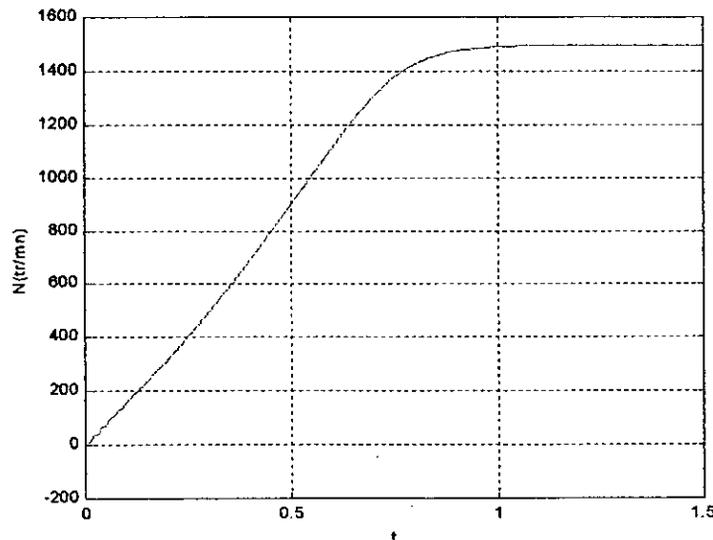


Figure.IV.12.b. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone triphasée.

Fig.IV.12. Performance de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone pour $f_o=50\text{Hz}$ et $m=21$ par injection d'harmonique 5 avec la stratégie de modulation vectorielle .

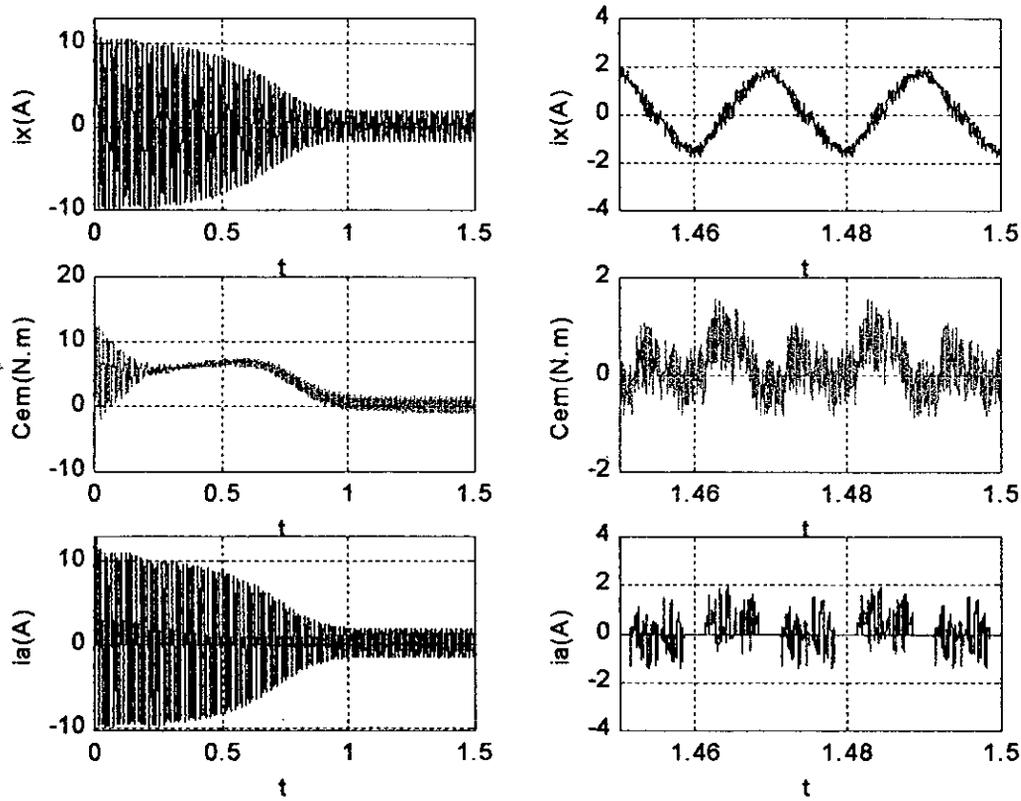


Figure.IV.13.a. Les courants I_x, I_A et le couple C_{EM} transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée.

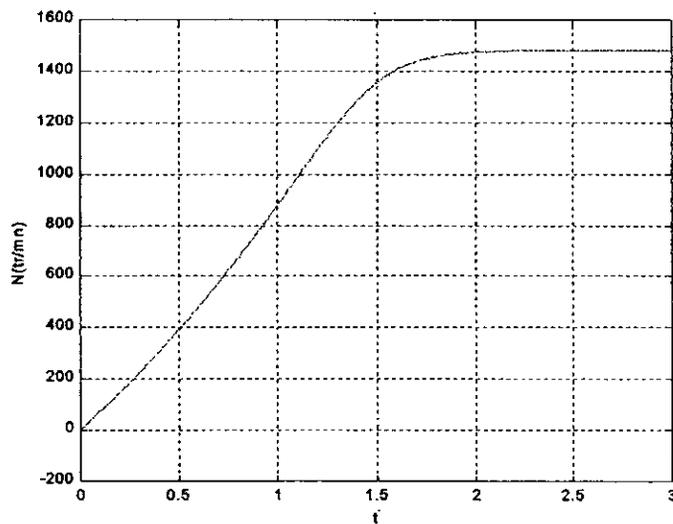


Figure.IV.13.b. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Fig.IV.13. Performance de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone pour $f_o=50Hz$ et $m=21$ avec Déséquilibre au niveau des amplitudes des tensions avec la stratégie de modulation vectorielle.

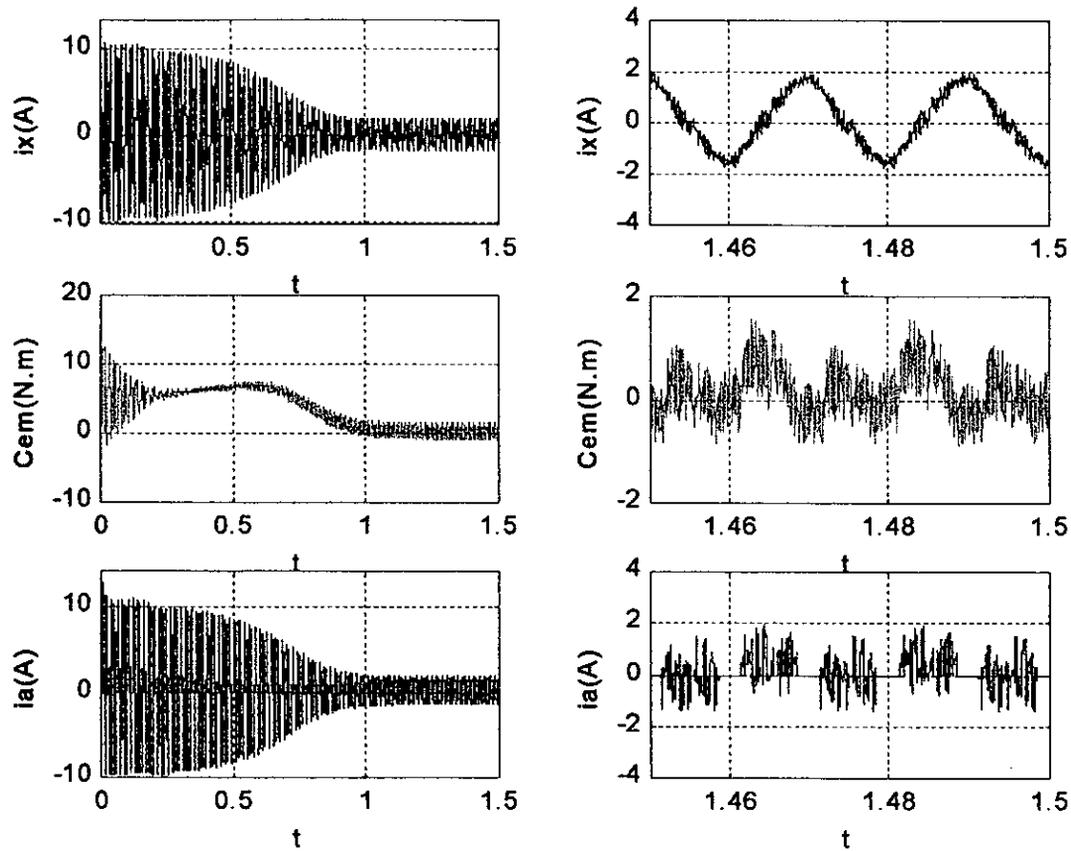


Figure.IV.14.a. Les courants I_x, I_A et le couple C_{EM} transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée.

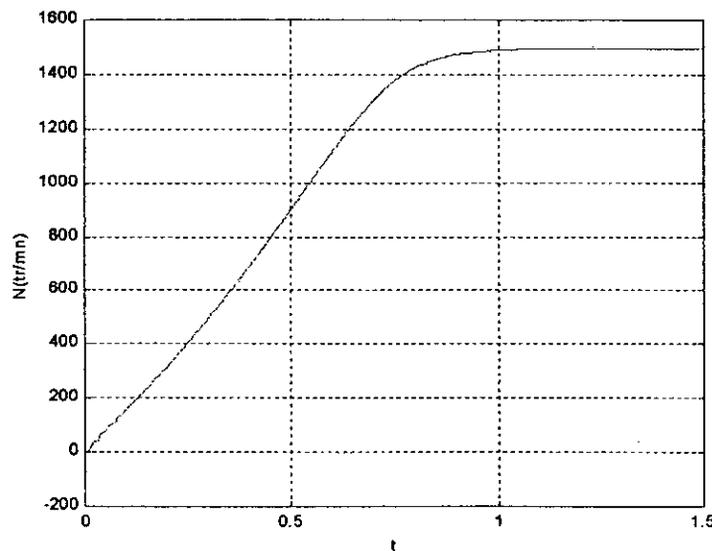


Figure.IV.14.b. La vitesse de rotation N de la machine asynchrone triphasée.

Fig.IV.14. Performance de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone pour $f_o=50Hz$ et $m=21$ par Déséquilibre au niveau des phases des tensions avec la stratégie de modulation vectorielle .

IV - 4. CONCLUSION :

Dans ce chapitre, on a étudié l'influence des perturbations sur la plage de réglage du convertisseur et aussi les conséquences sur l'association du convertisseur la stratégie de modulation triangulo-sinusoidale et la stratégie de modulation vectorielle avec le même algorithme que le chapitre précédent.

L'injection de perturbation à l'entrée du convertisseur affecte la plage de réglage et augmenter le taux d'harmonique, sans toute fois changer les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée.

CONCLUSION GÉNÉRALE

ANNEXE B

Dans le chapitre III, on a simulé le courant statorique I_X de la phase X de la machine asynchrone pour différentes fréquences de la tension de référence ($f_o=25\text{Hz}$, $f_o=50\text{Hz}$, $f_o=60\text{Hz}$ et $f_o=100\text{Hz}$).

Dans cet annexe B on va faire passer ce courant statorique dans un filtre passe bas afin d'avoir seulement son fondamentale et par suite connaître son amplitude pour les différentes fréquences cités ci dessus.

L'équation du filtre est comme suit :

$$\frac{dI_f}{dt} = \frac{1}{\tau} (I_X - I_f)$$

Avec :

$$\tau = \frac{1}{4 \cdot \pi \cdot f_o} \text{ et } I_f : \text{ le courant filtré.}$$

Les résultats de simulation sont les suivants :

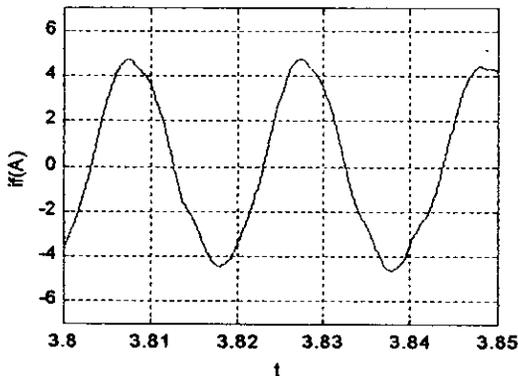


Fig.B.1. Le courant I_f pour $f_o=50\text{HZ}$

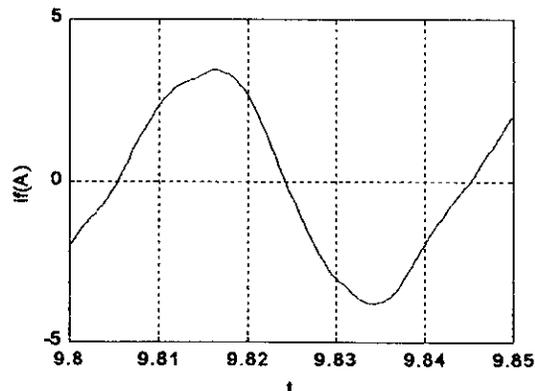


Fig.B.1. Le courant I_f pour $f_o=25\text{HZ}$

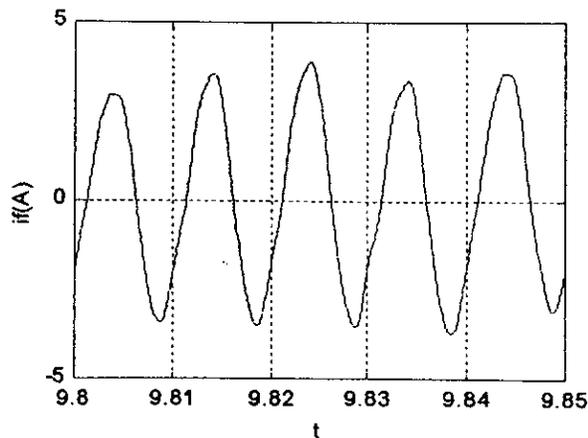


Fig.B.1. Le courant I_f pour $f_o=100\text{HZ}$

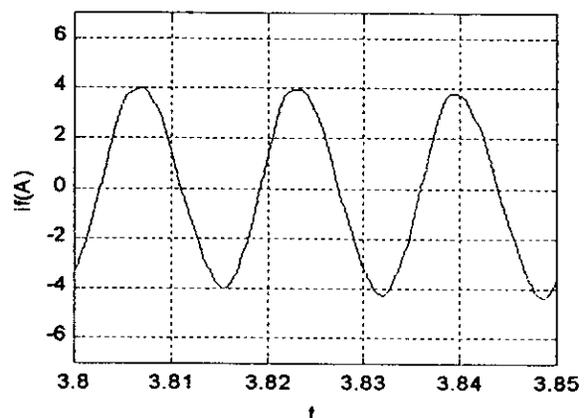


Fig.B.1. Le courant I_f pour $f_o=60\text{HZ}$

Interprétation :

- On remarque que lorsque la fréquence f_o de la tension de référence augmente alors l'amplitude du fondamental du courant statorique I_x diminue.

Le taux d'harmonique pour les deux stratégies de commande pour une fréquence $f_o = 100\text{Hz}$ des tensions de référence est donné par la figure suivante :

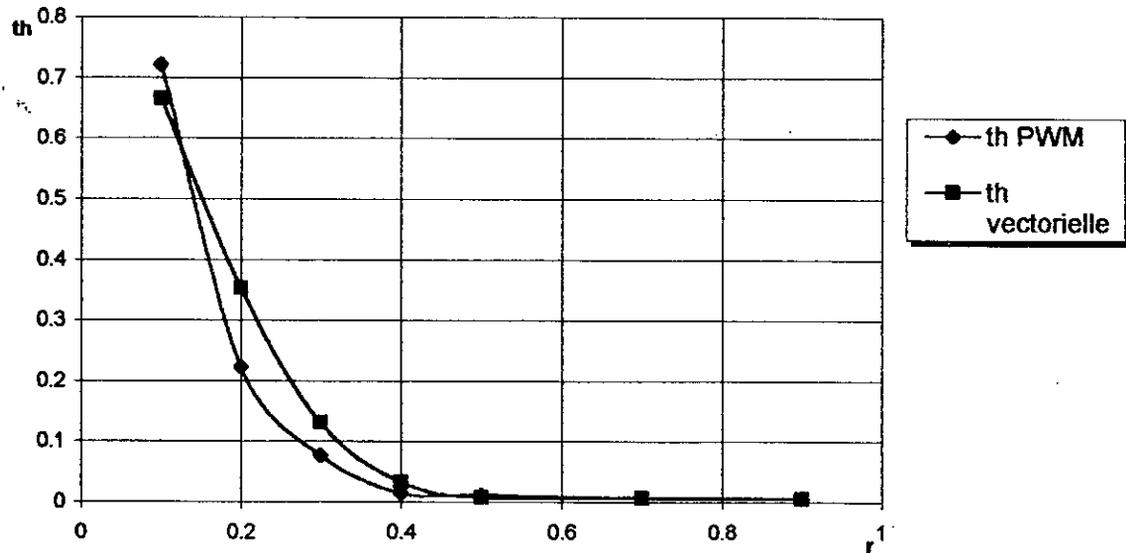


Figure C : Taux d'harmonique de la tension d'entrée V_x dans les stratégies à modulation PWM et modulation vectorielle.

**RÉFÉRENCES
BIBLIOGRAPHIQUES**

[Bar_82]

P. Barret « Régimes transitoires des machines électriques tournantes »
Cours de l'Ecole Supérieure de l'Electricité. Ed Eyrolles, 1982.

[Ber_95]

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.

[Blashcke_72]

F. Blashcke « The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines »
Siemens Review, Vol.34, Mai 1972.

[Caron_95]

J.P. Caron, J.P. Hautier « Modélisation et commande de la machine asynchrone »
Editions Technique- Paris, 1995.

[Lourci_2000]

N. Lourci, « Contribution à l'Etude et à la Commande d'un Onduleur Triphasé à Cinq niveaux à Diodes Flottantes. Application à la Conduite d'une Machine Asynchrone Triphasée »
Thèse de Magister. ENP, 2000.

[Schuster_96]

A. Schuster, « A Drive System with a Digitally Controlled Matrix Converter feeding an AC-Induction Machine »
Proceedings of PEVD, Nottingham, pp. 378-382, 1996.

[Schuster_98]

A. Schuster, « Commande, Réglage et Optimisation d'un Convertisseur Matriciel pour Entraînements par Moteur Asynchrone »
Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1998.

[Seg_80]

G. Segquier, J. Lesenne, F. Notelet, « Introduction à l'électrotechnique approfondie »
Lille 1980.

[Dah_01]

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

A travers ce travail, et en dépit des difficultés rencontrées, nous espérons avoir apporté des solutions correctes aux problèmes posés.

D'autres objectifs ont-ils été atteints du moins approchés ?

Avons nous apporté un plus à la communauté universitaire à laquelle nous avons eu l'insigne honneur d'appartenir ?

Avons nous un tant soit peu contribué à l'insertion tant souhaitée de l'université au développement du pays ?

Ce travail dans lequel nous nous sommes investis corps et âme est à notre avis, encore trop insuffisant pour y prétendre.

Aussi et, sans aucune fausse modestie, est-ce avec beaucoup d'humilité et bien conscients de l'immensité de notre ignorance que nous le soumettons à l'appréciation des membres de notre honorable jury et du lecteur.