

4/01

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

Ecole Nationale Polytechnique

D.E.R. de Génie Electrique et Informatique

Département d'électrotechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Projet de fin d'études

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



*Analyse et commande d'un convertisseur
matriciel triphasé. Application à la conduite
d'une machine asynchrone.*

Etudié par :

*CHIBAH Rabah
DAHMANE Kamal*

Proposé et dirigé par :

Dr. E.M. BERKOUK

Promotion : juin 2001

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

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

Ma mère

La mémoire de mon père, mon frère

Mes très chères sœurs.

Mes frères.

Toute ma famille.

Tous mes amis et tous ce que j'aime

Rabah

Dédicaces

A ma mère, à ma mère, à ma mère.

A mon père.

A mon grand-père

A khalti,

A mes frères et mes sœurs.

A toute la famille Dahmane.

A tous mes amis.

Je dédie ce modeste travail.

Kamal

Remerciements

Nous remercions Dieu de nous avoir donné la volonté et le courage afin d'arriver de ce modeste travail

Nous tenons à exprimer vivement notre profonde gratitude à notre promoteur Monsieur : E.M.BERKOUK pour sa confiance, ses encouragements, son suivit et pour les conseils qu'il a apporté pour l'achèvement de ce projet.

Nous remercions également tous les enseignants qui ont contribué de près ou de loin à notre formation et à cette thèse.

Nous tenons également à remercier l'ensemble de membres de jury qui nous ont fait l'honneur de juger notre travail.

Nous voudrions associer nos remerciements à toute l'équipe de la bibliothèque, ainsi qu'à tout le personnel pour leur entière disponibilité

SOMMAIRE

Notation	
Introduction générale	1

CHAPITRE I

Modélisation de la machine asynchrone

Introduction	3
I.1. Modèle mathématique de la machine asynchrone	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	7
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	13
II.1. Modèle de fonctionnement et commande du convertisseur matriciel	13
II.1.1. Structure du convertisseur matriciel	13
II.1.2. Fonctionnement du convertisseur matriciel	15
II.1.3. Fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel	15
II.1.4. Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel	16
II.2. Modélisation en vue de la commande	18
II.2.1. Hypothèses	18
II.2.2. Commandabilité des convertisseurs statiques	18
II.2.2.1. Fonction de connexion des interrupteurs	18
II.2.2.2. Fonction génératrice de connexion des interrupteurs	18
II.2.3. Modèle de connaissance du convertisseur matriciel	18
II.2.4. Modélisation aux valeurs instantanées	19
II.2.4.1. Fonction de conversion	20
II.2.5. Modélisation aux valeurs moyennes	22
Conclusion	24

CHAPITRE III

Stratégies de commande du convertisseur matriciel

Introduction	25
III.1. Commande du convertisseur matriciel	26
III.1.1. Définition de la tension intermédiaire fictive	26
III.1.2. Fonction de modulation	27
III.1.3. Fonction d'ondulation	29
III.1.4. Modulation de la tension intermédiaire fictive	30
III.2. Stratégies de commande du convertisseur matriciel	31
III.2.1. Modulation par PWM à trois intervalles	31
III.2.1.1. Principe de la stratégie	31
III.2.1.2. Résultats de simulation	35
III.2.1.2.1. Performance de la stratégie PWM à trois intervalles	35
III.2.1.2.2. Performance de l'association convertisseur machine	39
III.2.1.2.3. Fonctionnement du convertisseur dans les quatre Quadrants	39
III.2.1.3. Interprétation des résultats	39
III.2.2. Modulation vectorielle	45
III.2.2.1. Principe de la stratégie de modulation vectorielle	45
III.2.2.2. Résultats de simulation	46
III.2.2.2.1. Performance de la stratégie de modulation vectorielle	46
III.2.2.2.2. Performance de l'association convertisseur machine	50
III.2.2.2.3. Fonctionnement du convertisseur dans les quatre quadrants	50
III.2.2.3. Interprétation des résultats	50
Conclusion	51

CHAPITRE IV

Commande vectorielle de la machine asynchrone

Introduction	56
IV.1. Choix du référentiel	57
IV.2. Principe de la commande vectorielle	57
IV.3. Les différents modèles mathématiques du flux	57
IV.4. Réalisation de la commande vectorielle	58
IV.4.1. Modèle de la machine	58
IV.4.1.1. Avant le découplage	58
IV.4.1.2. Après le découplage	59
IV.4.2. Stratégies de commande	60
IV.4.2.1. Méthode indirecte	60
IV.4.2.2. Méthode directe	60
IV.5. Réglage de la vitesse par la méthode vectorielle directe	60
IV.6. Calcul des régulateurs	62

IV.6.1. Réglage en cascade du flux rotorique	62
IV.6.1.1. Réglage de la boucle interne du courant I_{ds}	62
IV.6.1.2. Réglage de la boucle externe du flux	63
IV.6.2. Réglage en cascade de la vitesse	64
IV.6.2.1. Réglage de la boucle interne du courant I_{qs}	64
IV.6.2.2. Réglage de la boucle externe de la vitesse	64
IV.6.2.2.1. Boucle de régulation de vitesse	64
IV.7. Résultats de simulation	67
Conclusion	70

CONCLUSION GENERALE

78

Annexe A
Annexe B
Annexe C
Annexe D
Bibliographie

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 ;
 K_f : 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 = x, y, z) : Tension par rapport au neutre de la machine ;
V : Tension simple de phase ;
i : Courant de phase.

Pour la conversion de fréquence, les convertisseurs les plus connus sont les onduleurs. Les convertisseurs à topologie matricielle sont très peu connus. Jusqu'à présent, l'intérêt pour ce type de convertisseur était d'une nature plutôt académique et ainsi il n'existe pas de produit commercialisé de convertisseur matriciel, à cause de la complexité élevée de sa commande et de sa tension réduite par rapport aux solutions conventionnelles. Néanmoins, on peut considérer les difficultés posées par la réalisation pratique du convertisseur matriciel dans le passé à cause du problème de commutation du courant (absence des diodes de roue libre) et de la protection du circuit de puissance.

En revanche, le convertisseur matriciel présente plusieurs avantages par rapport au convertisseur conventionnels. Etant donné qu'il s'agit d'un convertisseur alternatif-alternatif direct sans circuit intermédiaire continu. Les éléments passifs de stockage de l'énergie qui forment le circuit intermédiaire continu (généralement des condensateurs) sont éliminés. Il est donc possible de réduire considérablement le volume du convertisseur.

De plus, dû à la symétrie de la structure du convertisseur matriciel, il permet une récupération d'énergie vers le réseau d'alimentation.

L'objectif principal de l'étude de ce convertisseur est le remplacement des convertisseurs conventionnels à circuits intermédiaires continus par des convertisseurs réalisant la conversion directe alternatif-alternatif.

Notre travail comporte quatre chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone triphasée en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques.

Au deuxième chapitre, nous présenterons la modélisation du convertisseur matriciel, en élaborant son modèle de connaissance sans a priori sur la commande en utilisant le réseau de Petri, et son modèle de commande au sens des valeurs moyennes en vue de la commande.

Dans le troisième chapitre, on développera deux stratégies de commandes.

- La stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI) à trois intervalles.

➤ La stratégie de modulation vectorielle.

Puis pour chaque stratégie nous donnerons la forme et le spectre de la tension de sortie du convertisseur matriciel. Ainsi de donner la caractéristique de réglage et les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par le convertisseur matriciel. Dans le dernier chapitre, nous présenterons les performances de la commande de vitesse par orientation du flux d'une machine asynchrone alimentée par le convertisseur matriciel.

A la fin, une conclusion clôturer ce travail.

CHAPITRE I

Modélisation de la machine asynchrone

INTRODUCTION :

La modélisation des machines électriques est d'avoir un modèle mathématique simple basé sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui permet d'avoir une réponse proche de la réponse réelle de la machine. Ce modèle nous permet aussi de connaître les différentes caractéristiques (à vide et surtout en charge) de la machine sans faire des essais expérimentaux. Ainsi de connaître le comportement des machines en manipulant ces paramètres (résistance, inductance, couple résistant...), ce qui est impossible 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 il est le plus répandu pour obtenir de la puissance mécanique à partir de réseau alternatif. Elle est simple et robuste de construction (car elle possède pas de collecteur), c'est la moins onéreuse dans le prix de revient et la plus faible pour une puissance donnée surtout si le rotor est à cage d'écurueil.

I.1. Modèle mathématique de la machine asynchrone :

I.1.1. Description

La machine asynchrone triphasée est représentée par le modèle suivant :

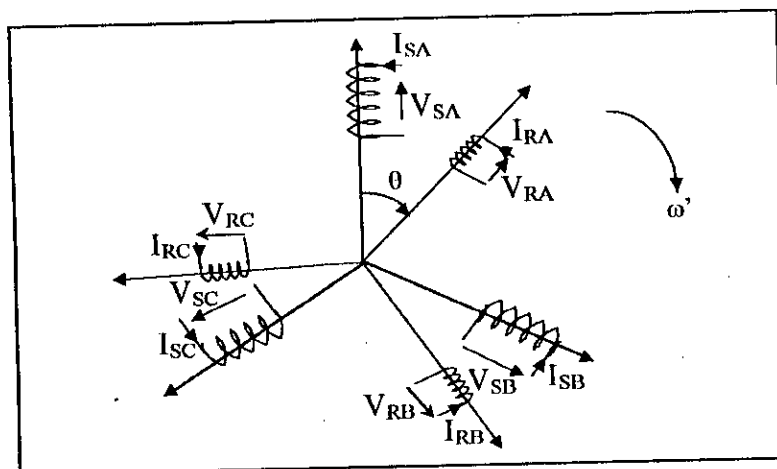


Figure .I.1. Représentation de la MAS dans l'espace électrique.

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

I.1.2. Hypothèses simplificatrices :

Afin de simplifier la modélisation de la machine asynchrone, on effectue les hypothèses simplificatrices suivantes :

- ❖ L'entrefer uniforme (effets d'encoçages négligés)
- ❖ La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- ❖ Les résistances des enroulements sont indépendantes de la température.
- ❖ L'effet de peau négligeable.
- ❖ La force magnétomotrice est à répartition sinusoïdale.

I.1.3. Equations électriques de la machine :

D'après la figure (I.1), on peut écrire sous forme matricielle les équations suivantes [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 :

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

Les expressions des flux totaux au stator et au rotor s'expriment 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 :

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

I.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 :

$$C_{em} = P [I_s]^T \left\{ \frac{d}{d\theta} [M_{SR}] \right\} [I_R] \quad (1.5)$$

I.2. Modèle de *PARK* pour la machine asynchrone :

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système on utilise des transformations orthogonales. On obtient donc 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 :

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

Les courants, les tensions et les flux (grandeurs alternatives) se transforment de la manière suivante :

$$\begin{cases} [I_{dq}] = [P(\theta)] [I_s] \\ [V_{dq}] = [P(\theta)] [V_s] \\ [\Phi_{dq}] = [P(\theta)] [\Phi_s] \end{cases} \quad (1.6)$$

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 :

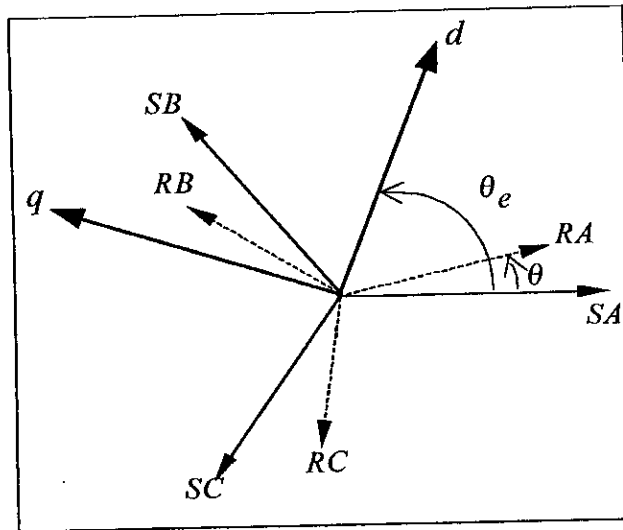


Fig.1.2. Représentation angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique

Avec :

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

RA, RB et RC présentent les trois phases du rotor

θ_s : angle de transformation au stator.

θ_R : angle de transformation au rotor.

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

I.3.2. Application de la transformation de Park à 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).

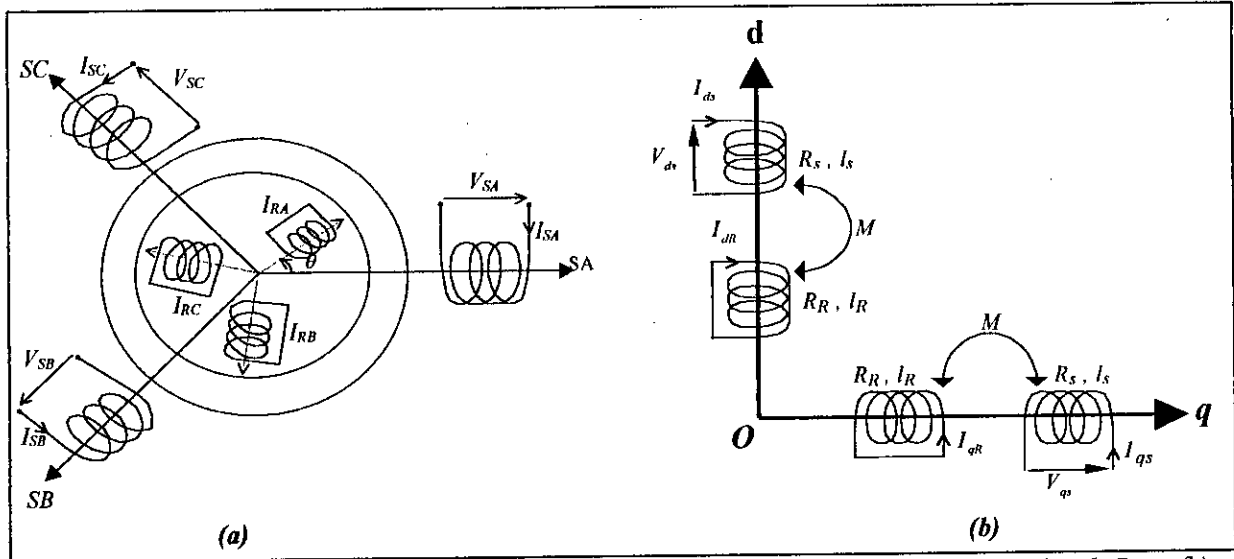


Fig.1.3- Représentation de la machine asynchrone dans l'espace électrique (a) et dans le repère de PARK (b)

1.3.3. 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 :

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

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

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

$l_R = L_R - M_R$: 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 prendre un référentiel lie 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**

Le couple électromagnétique est fortement oscillatoire en régime transitoire ce qui explique le bruit mécanique engendré par la machine lors du démarrage. Ce couple atteint au démarrage une valeur crête de 45 N.m afin de vaincre l'inertie de la machine puis il atteint en régime permanent une valeur constante (0.2 N.m) qui correspond aux pertes mécaniques à vide.

Les courants statoriques sont très importants au démarrage (ils atteignent une valeur crête de 28A) ce qui conduit à la destruction de la machine par sur-échauffement en cas de répétitions excessives. Puis ils prennent une forme sinusoïdale de valeur crête (4 A en régime permanent).

La vitesse de rotation de la machine croît d'une manière presque linéaire jusqu'à ce qu'elle atteigne sa vitesse nominale (1500 tr/mn) au bout d'un temps de 0.25s.

Le flux rotorique est oscillatoire au démarrage et tend vers une valeur constante en régime permanent (1.18Wb).

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

Lorsqu'on applique une perturbation à la machine en régime établi, on remarque que :

La vitesse chute à 1400tr/mn, le couple électromagnétique augmente et prend une valeur de 10.2N.m afin de compenser toutes les perturbations et que les courants statoriques augmentent de 0.4A à 0.6A afin de satisfaire les besoins de la charge.

CONCLUSION :

Dans ce premier chapitre, nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant des transformations relatives (Park dans notre cas) et un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Dans la plupart des entraînements utilisant ce genre de moteur, une perturbation influe considérablement surtout sur la vitesse d'entraînement, donc sur la grandeur à commander. Ceci rend le fonctionnement en boucle ouverte très fragile, ne répondant pas aux exigences d'un entraînement à vitesse constante. Ceci est dû au fort couplage entre les enroulements du moteur.

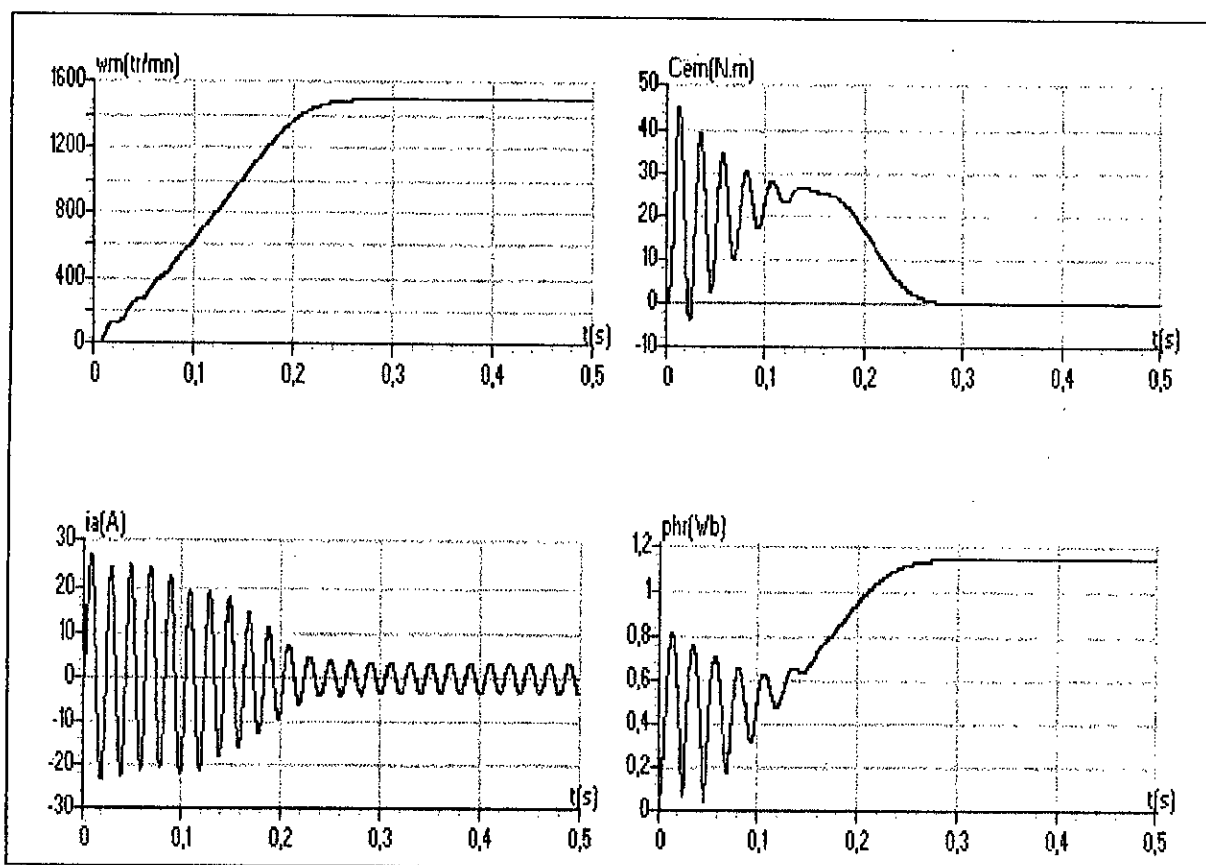


Fig.1.5.a- La conduite de la machine asynchrone triphasée à vide avec un démarrage en pleine tension.

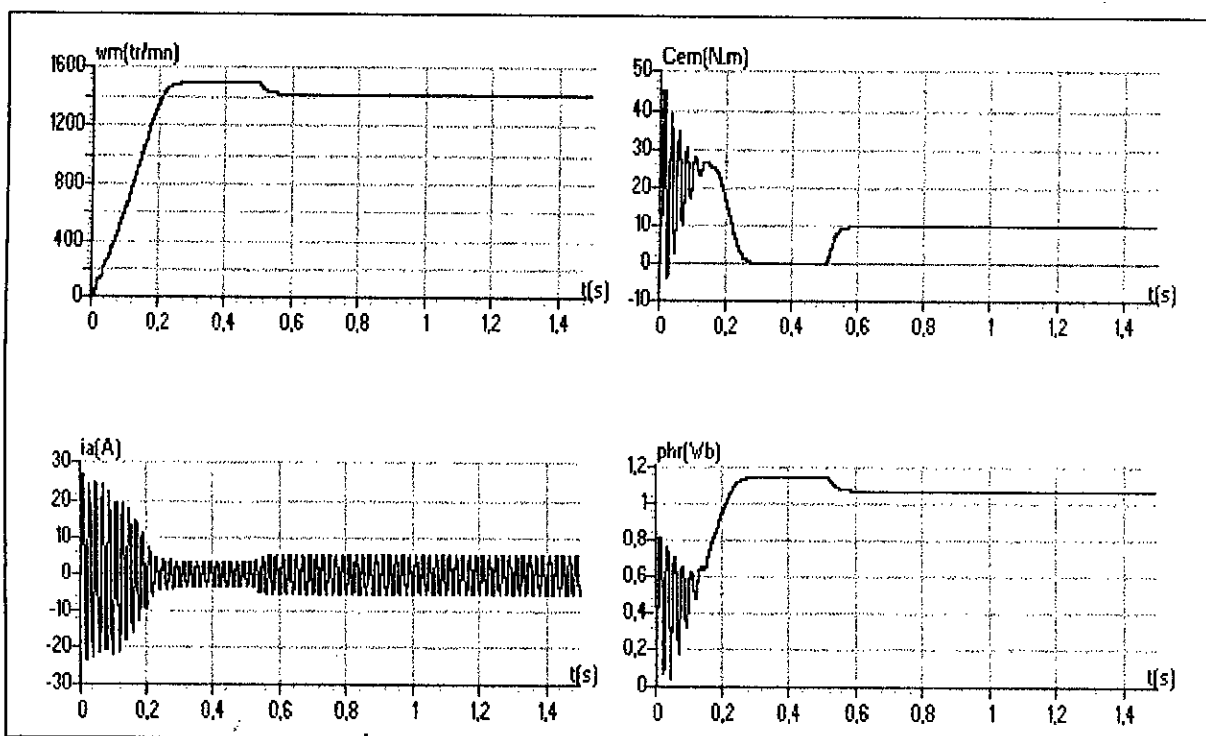


Fig.1.5.b- La conduite de la machine asynchrone triphasée avec application d'une charge ($C_r=C_n=10\text{ Nm}$)

CHAPITRE II

MODELISATION 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 va étudier un convertisseur statique à structure matriciel qu'on appelle «convertisseur matriciel». Ce dernier permet la conversion directe alternative-alternative sans circuit intermédiaire continue caractérisant les convertisseurs conventionnels (redresseur-onduleur).

En premier lieu, on présentera son modèle de fonctionnement en utilisant les réseaux de Petri. Ensuite, on développera son modèle de connaissance et de commande.

II.1. Modèle de fonctionnement et commande du convertisseur matriciel :

II.1.1. Structure du convertisseur matriciel :

Le convertisseur matriciel est un convertisseur direct qui permet la conversion alternative-alternative, il permet donc d'obtenir un système triphasé (X, Y, Z) de tensions variables en fréquence et en amplitude à partir d'un système de tensions fixe du réseau d'alimentation (A, B, C).

Ce convertisseur est constitué d'une matrice (3×3) de neuf commutateurs de puissance. Le schéma de principe du convertisseur matriciel est montré à la figure (II.1) :

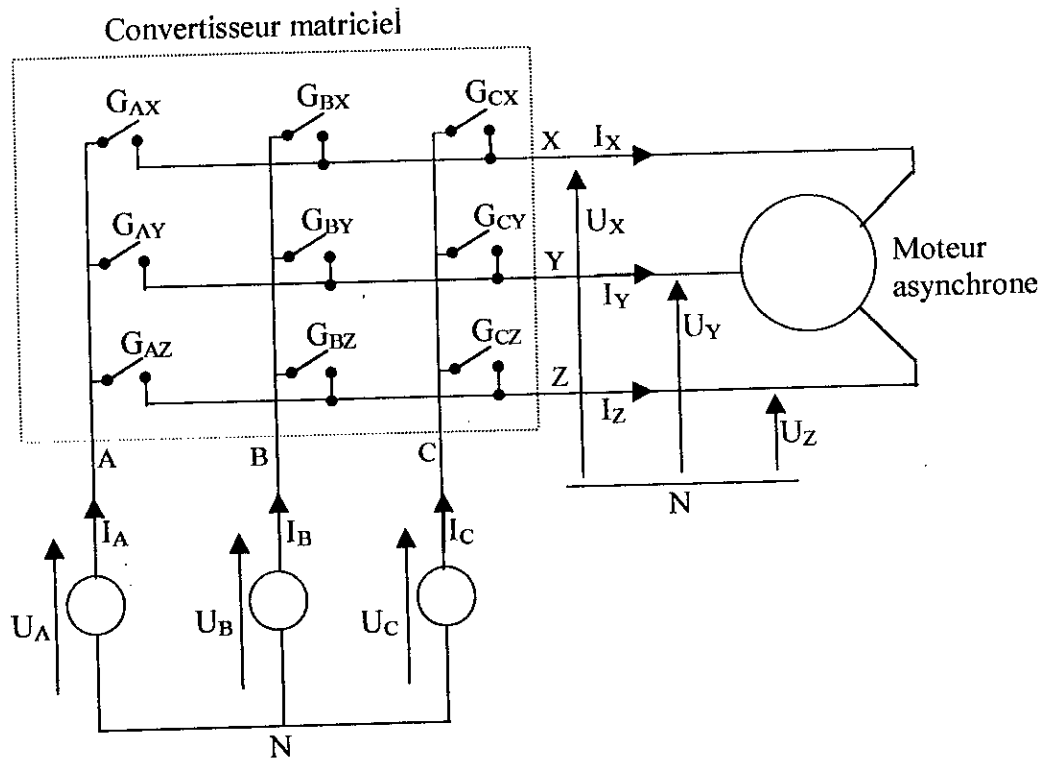


Fig.II.1. schéma de principe du convertisseur matriciel.

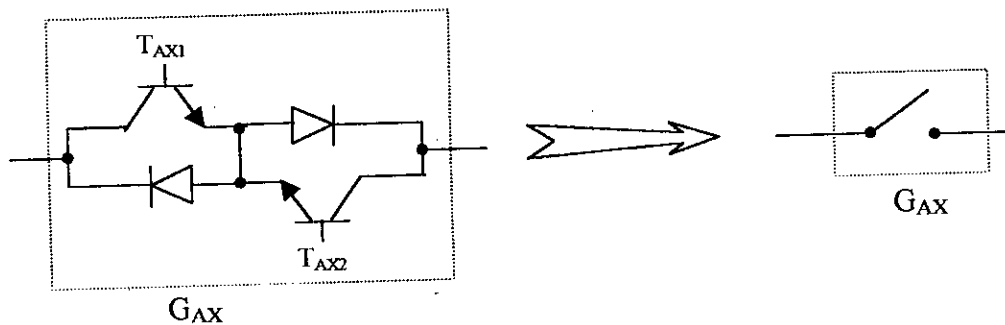


Fig.II.2. Interrupteur bidirectionnel équivalent.

- Les commutateurs de puissance utilisés dans ce convertisseur sont bidirectionnel en courant et en tension (Fig.II.2). C'est à dire, ils permettent de conduire le courant dans les deux sens et de bloquer les tensions des deux polarités.

Remarque : le fait qu'on a modélisé l'interrupteur du convertisseur matriciel (constitué de deux transistors et deux diodes) par un commutateur bidirectionnel en courant et en tension (Fig.II.2.) a réduit largement le nombre de configurations possibles du convertisseur matriciel.

II.1.2.Fonctionnement du convertisseur matriciel :

La topologie de ce convertisseur montre l'existence de trois cellules de commutation (cellule X, cellule Y, cellule Z). Chaque cellule est formée de trois commutateurs.

Théoriquement, Comme ce convertisseur possède neuf interrupteurs alors il a 2^9 configurations possibles.

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) :

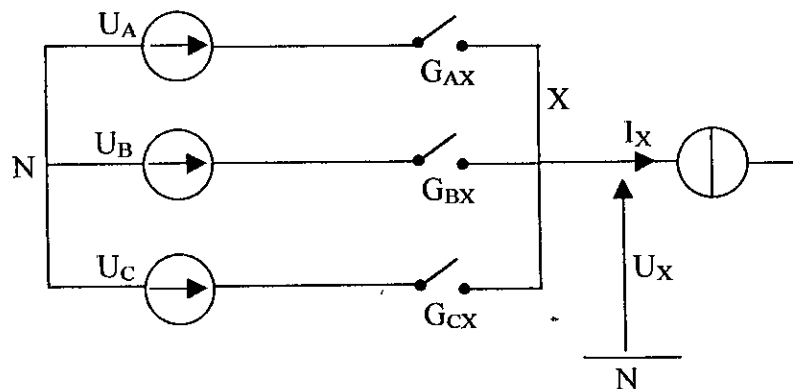


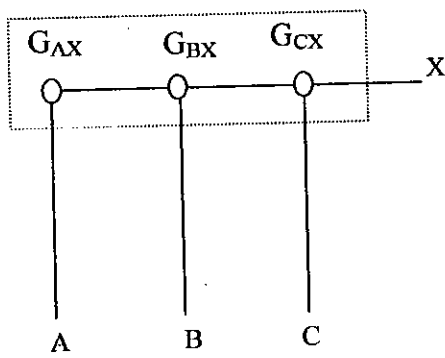
Fig.II.3. Schéma de principe d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

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

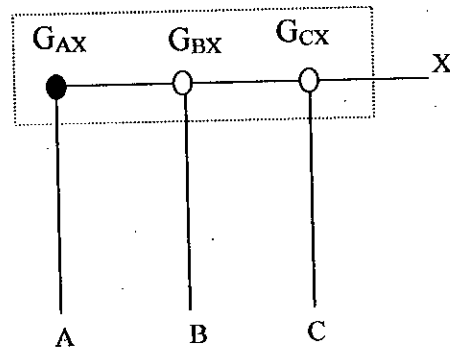
La configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
E_0	$I_X=0$
E_1	$U_X = U_A$
E_2	$U_X = U_B$
E_3	$U_X = U_C$

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

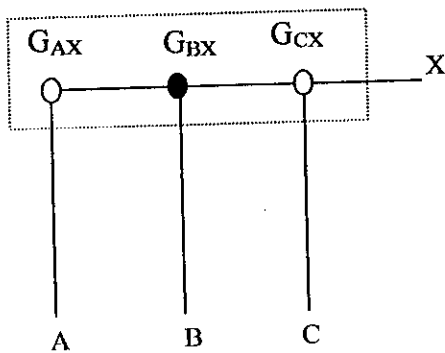
II.1.4. Les différentes configurations d'une cellule d'un convertisseur matriciel :



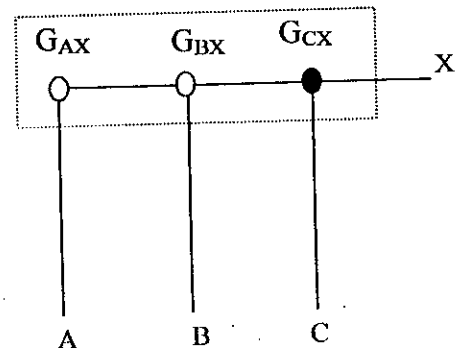
La configuration E₀



La configuration E₁



La configuration E₂



La configuration E₃

- 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 les configurations possibles d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel, on peut déterminer le réseau de Petri correspondant à son fonctionnement décrivant 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 :

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

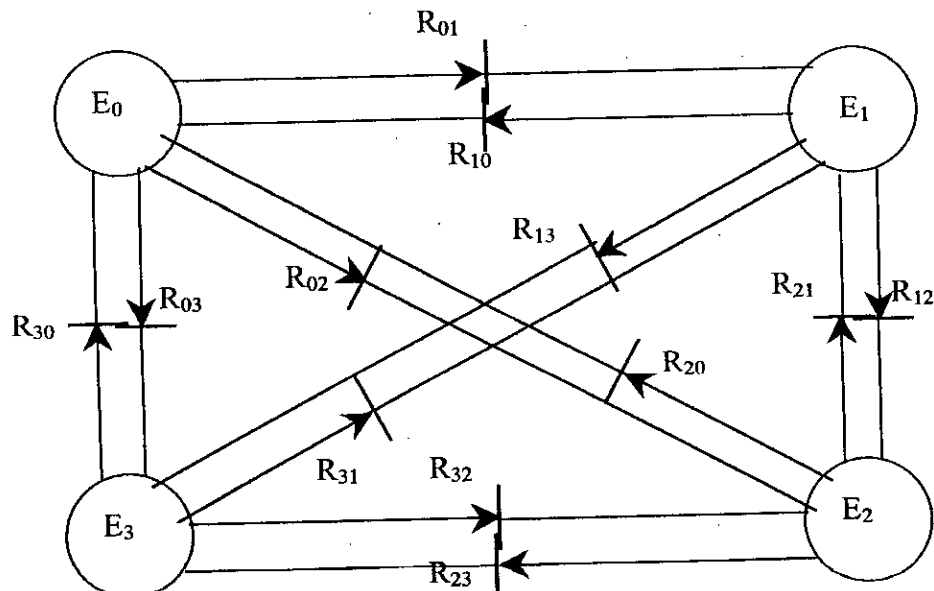


Fig. II.5. Réseau de Petri de fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel.

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 statiques :

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).

$$F_{ij}^g = \frac{1}{T} \int_0^T F_{ij}(\tau) d\tau \quad (\text{II.2})$$

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

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).

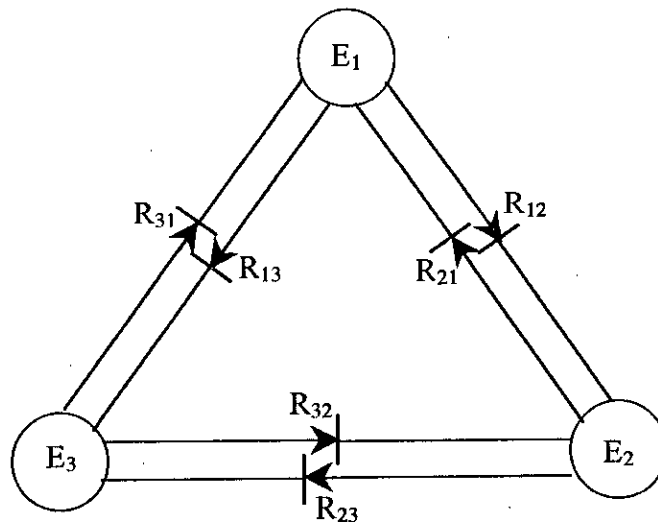


Fig.II.6. Réseau de Petri de fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel en mode commandable.

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 générale 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 :

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

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

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 :

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

De (II.3) et (II.5), on peut écrire :

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

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

$$\begin{bmatrix} U_X & U_Y & U_Z & I_A & I_B & I_C \end{bmatrix}^T.$$

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 :

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

Avec :

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

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 :

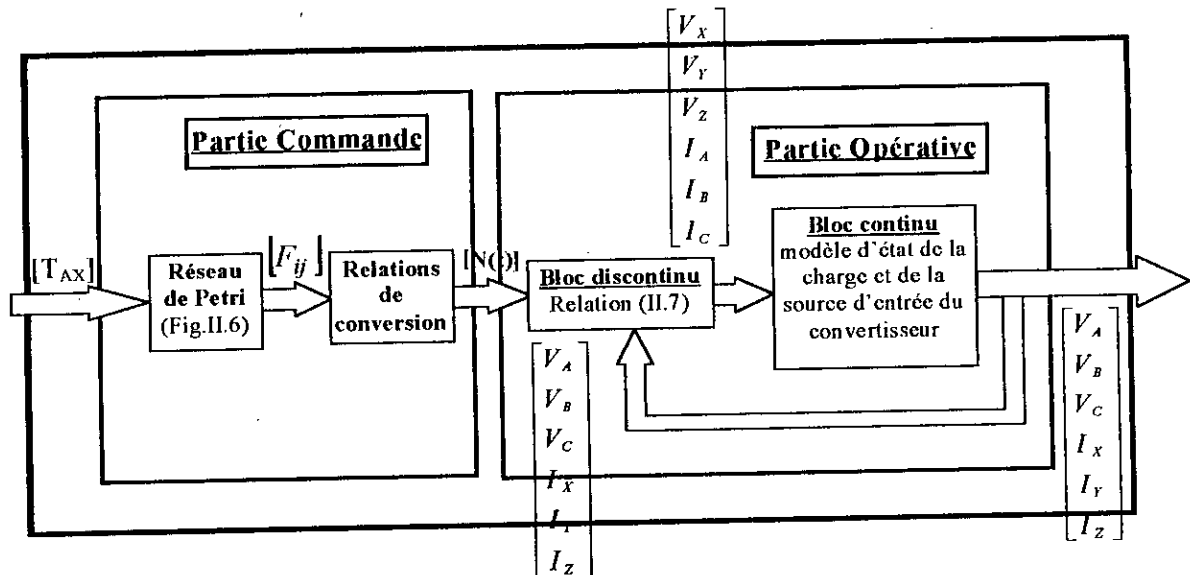


Fig.II.7. Modèle de connaissance du convertisseur matriciel.

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. 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 définies précédemment (équation II.2). On définit la matrice génératrice de conversion $N_g(t)$ comme suit :

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

T : la période de commutation des interrupteurs.

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

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

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

Avec :

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

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

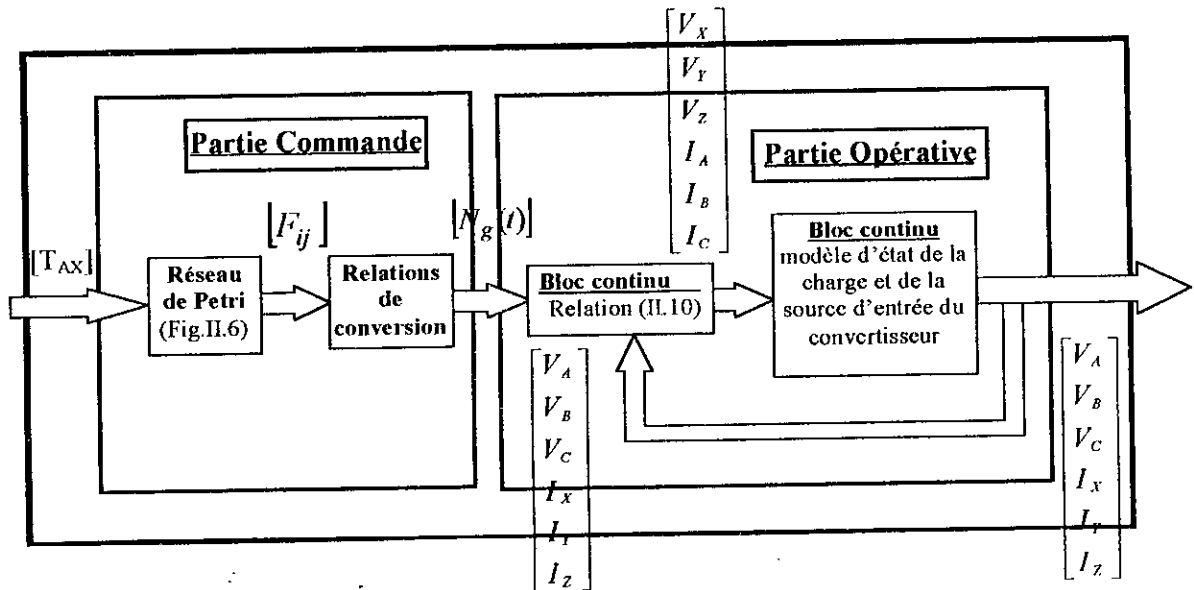


Fig.II.8. Modèle de commande du convertisseur matriciel.

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. On a montré également que le fait qu'on a modélisé l'interrupteur du convertisseur matriciel (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. Ainsi que le choix de la commande complémentaire ainsi définie est justifié.

En vue de la commande du convertisseur matriciel, on a élaboré son modèle de connaissance et de commande. On a montré qu'en utilisant les fonctions génératrices, on aboutit à un modèle homogène où toutes ses grandeurs sont continues.

CHAPITRE III

STRATEGIES DE COMMANDE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL.

Introduction

Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale, différentes stratégies de commande ont été proposées.

Dans ce chapitre, on étudiera deux stratégies de commande, l'analyse de ces stratégies sera basée sur les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par le convertisseur matriciel, sur la bande de réglage et le taux d'harmoniques des tensions de sortie du convertisseur matriciel.

Ce chapitre sera composé de deux parties :

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

III.1. Commande du convertisseur matriciel :

Le principe de commande du convertisseur matriciel est basé par analogie avec le convertisseur indirect avec circuit intermédiaire fictive (redresseur-onduleur).

Compte tenu de la topologie du convertisseur matriciel, on ne peut pas réaliser physiquement cette répartition à cause de l'absence du circuit intermédiaire continu. Comme le convertisseur matriciel possède neuf interrupteurs alors sa commande nécessite neuf fonctions de modulation et celle ci imposent directement la tension de sortie.

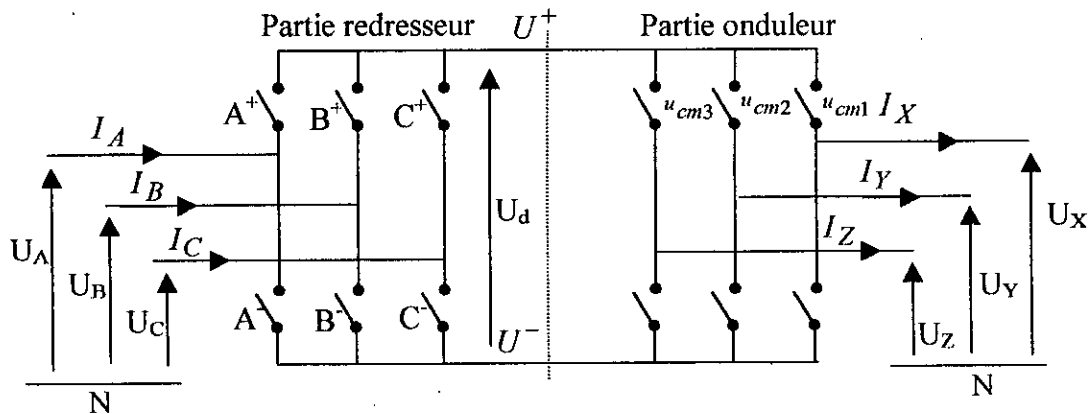


Fig.III.1. Modèle du convertisseur matriciel avec circuit intermédiaire fictif.

Le but de l'introduction de la tension intermédiaire fictive est de pouvoir analyser et optimiser séparément le redressement et l'ondulation, et par suite le développement séparé des algorithmes de commande.

III.1.1. Définition de la tension intermédiaire fictive :

L'étape de redressement est basée sur le fait que pour chaque angle de phase de la tension d'alimentation, il existe au moins une phase qui est momentanément positive et au moins une qui est momentanément négative par rapport au point neutre de l'alimentation.

Il est également possible de choisir n'importe quelle valeur moyenne de la tension intermédiaire fictive U_d , l'amplitude et la période de l'ondulation dépendent de l'angle de phase des tensions d'alimentation et aussi du choix des potentiels fictifs U^+ et U^- qui jouent un rôle comparable à celui de l'angle d'allumage du redresseur conventionnel.

Les tensions d'alimentation triphasées sont définies par

$$\begin{aligned} U_A &= U_{im} \sin(\omega \cdot t) \\ U_B &= U_{im} \sin(\omega \cdot t - 2\pi/3) \\ U_C &= U_{im} \sin(\omega \cdot t - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (\text{III.2})$$

III.1.2. Partie redressement :

Pour le redressement, le spectre des harmoniques des courants d'entrée est très important [Schuster_98]. D'où la nécessité de trouver une fonction de modulation τ permettant de rendre la forme du courant d'entrée sinusoïdale en gardant constante la puissance équivalente transmise par le circuit intermédiaire fictif.

La fonction de modulation τ est donnée par [schuster_96] :

$$\tau = \frac{\cos(\Phi - \pi/3)}{\cos(\Phi)} \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$$\Phi = (\omega \cdot t)_{\text{mod}(\pi/3)} - \pi/6$$

$$0 \leq \tau \leq 1$$

En vue d'une implémentation facile du redressement, il est judicieux de définir des fonctions de redressement. Leur validité doit s'étendre également sur toute la période de l'alimentation :

$$\begin{cases} U^+ = A^+ \cdot U_A + B^+ \cdot U_B + C^+ \cdot U_C \\ U^- = A^- \cdot U_A + B^- \cdot U_B + C^- \cdot U_C \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

En dévisant la période du réseau en six intervalles symétriques et en se référant à l'intervalle de $\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$, on définit les fonctions de redressement comme suit :

$$A^+ = 1$$

$$B^+ = 0$$

$$C^+ = 0$$

$$A^- = 0$$

$$B^- = 1 - \tau$$

$$C^- = \tau$$

$$B^- = 1 - \tau$$

$$C^- = \tau$$

La symétrie des cinq intervalles par rapport à l'intervalle $\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$ permet d'y étendre le résultat trouvé dans cet intervalle sur toute la période.

	0	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3}$	2π
A^+	τ	1	$1 - \tau$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
B^+	0	0	τ	1	$1 - \tau$	0	0	0	0	0	0	0
C^+	$1 - \tau$	0	0	0	0	τ	1	$1 - \tau$	0	0	0	0
A^-	0	0	0	τ	1	$1 - \tau$	0	0	0	0	0	0
B^-	1	$1 - \tau$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
C^-	0	τ	1	$1 - \tau$	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau.III.1. valeurs des fonctions de redressement sur toute la période.

Donc la tension intermédiaire fictive sur toute la période est donnée par [schuster_96] :

$$U_d = \frac{3U_{im}}{2 \cos(\Phi)} \tag{III.5}$$

La forme de la tension intermédiaire fictive sur une période est donnée par la figure (III.2) :

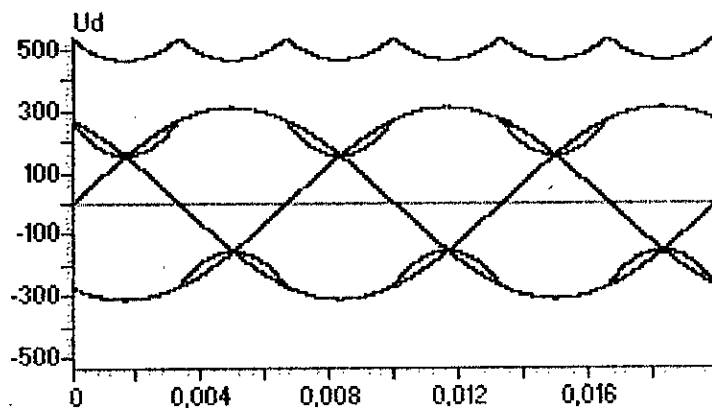


Figure.III.2. La forme de la tension intermédiaire fictive U_d

En écrivant les équations (III.4) sous forme matricielle, il apparaît la matrice F_R qui décrit la partie de redressement de la transformation de fréquence.

$$\begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A^+ & B^+ & C^+ \\ A^- & B^- & C^- \end{bmatrix}}_{F_R} \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} \quad (III.6)$$

III.1.3. Partie ondulation :

En se basant sur l'équation (III.6), on introduit alors la partie onduleur avec les fonctions de modulation u_{cmK} qui peuvent prendre les valeurs continues entre 0 et 1

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} u_{cm1} & (1-u_{cm1}) \\ u_{cm2} & (1-u_{cm2}) \\ u_{cm3} & (1-u_{cm3}) \end{bmatrix}}_{F_0} \begin{bmatrix} U^+ \\ U^- \end{bmatrix} \quad (III.7)$$

En tenant compte du redressement, on obtient

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} u_{cm1} & (1-u_{cm1}) \\ u_{cm2} & (1-u_{cm2}) \\ u_{cm3} & (1-u_{cm3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^+ & B^+ & C^+ \\ A^- & B^- & C^- \end{bmatrix}}_{F_g = F_0 \cdot F_R} \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

La multiplication des matrices de la modulation des tensions de phase F_0 et du redressement F_R fournit finalement la matrice F_g définissant l'algorithme complet de la conversion de fréquence

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} F_{AX}^g & F_{BX}^g & F_{CX}^g \\ F_{AY}^g & F_{BY}^g & F_{CY}^g \\ F_{AZ}^g & F_{BZ}^g & F_{CZ}^g \end{bmatrix}}_{F_g} \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

Ses éléments peuvent être interprétés comme des fonctions de transfert permettant de former les tensions de sortie à partir des tensions d'entrée.

Le calcul des courants d'entrée à partir des courants de la charge peut se faire également à l'aide de la matrice F_g . On a alors :

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} F_{AX}^g & F_{AY}^g & F_{AZ}^g \\ F_{BX}^g & F_{BY}^g & F_{BZ}^g \\ F_{CX}^g & F_{CY}^g & F_{CZ}^g \end{bmatrix}}_{F_g^T} \begin{bmatrix} I_X \\ I_Y \\ I_Z \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

L'identification entre les équations (III.8) et (III.9) permet de définir les éléments de la matrice de conversion comme suit :

$$\begin{cases} F_{AX}^g = A^+ u_{cml} + A^- (1 - u_{cml}) \\ F_{BX}^g = B^+ u_{cml} + B^- (1 - u_{cml}) \\ F_{CX}^g = 1 - (F_{AX} + F_{BX}) \end{cases} \quad (III.11)$$

III.1.4. Modulation de la tension intermédiaire fictive :

Tout d'abord nous définissons les tensions de référence de phase de sortie comme suit :

$$\begin{cases} U_{Xref} = U_m \cdot \sin(\omega_o t) \\ U_{Yref} = U_m \cdot \sin(\omega_o t - 2\pi/3) \\ U_{Zref} = U_m \cdot \sin(\omega_o t - 4\pi/3) \end{cases}$$

La détermination des fonctions d'ondulations (fonctions de référence normalisée) consiste en la modulation de la tension intermédiaire fictive donnée par l'équation (III.5) selon [schuster_98] :

$$u_{cmk} = \frac{U_m}{\underbrace{U_{d_{min}}}_r} \cos(\Phi) \sin\left(\omega_o t - \frac{(2k-1)\pi}{3}\right) + \frac{1}{2} \quad (III.12)$$

Avec :

u_{cmk} : fonctions de modulation ou fonctions de référence normalisée.

U_m : valeur crête des tensions de référence de phase de sortie.

$r = \frac{U_m}{U_{d_{min}}}$: le taux de modulation.

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

$K = 1, 2, 3$

$\Phi = (\omega : t)_{\text{mod}(\pi/3)} - \pi/6$

III.2. Stratégies de commande du convertisseur matriciel :

III.2.1. Modulation par PWM à trois intervalles :

III.2.1.1. Principe de la stratégie de commande :

Le principe de cette stratégie de commande est le suivant :

Pour chaque phase, on compare deux signaux de commande τ_{x1} et τ_{x2} avec une porteuse en dents de scie, et par suite on obtient deux signaux binaires $X1$ et $X2$ par phase.

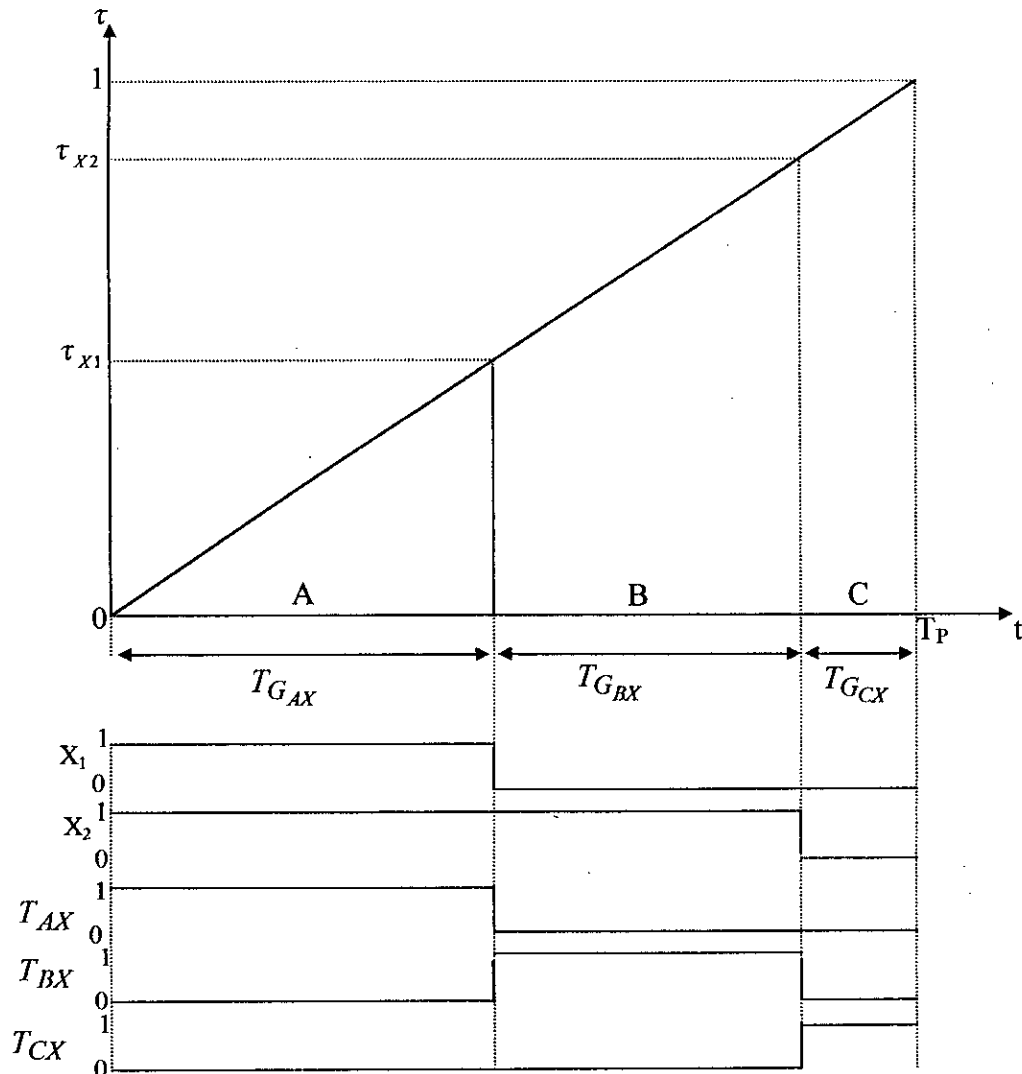


Fig.III.3. Signaux de commande des interrupteurs G_{AX} , G_{BX} et G_{CX} .

Le principe de cette commande est de comparer les signaux τ_{x1} et τ_{x2} à une porteuse triangulaire ou en dents de scie comme le montre la figure (III.5).

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- 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. ($m=f_p/f_o$).
- Le taux de modulation r : c'est le rapport de l'amplitude maximale de la tension de référence U_m sur la valeur minimale de la tension redressée fictive U_{dmin} . ($r= U_m/ U_{dmin}$).

La modulation est dite synchrone si m est entier, asynchrone dans le cas contraire.

L'intérêt de la commande triangulo-sinusoïdale à trois intervalles est que :

- Elle repousse les harmoniques de la tension de sortie V_x vers les fréquences élevées afin de faciliter leur filtrage.
- Elle permet de faire varier l'amplitude du fondamental de la tension de sortie.
- L'équation de la porteuse est donnée par :

$$U_p = \frac{1}{T_p} \cdot t \quad 0 \leq t \leq T_p \quad (\text{III.13})$$

Pour le convertisseur matriciel, les tensions de référence du système triphasé sont données par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} U_{Xref} = U_m \cdot \sin(\omega_o t) \\ U_{Yref} = U_m \cdot \sin(\omega_o t - 2\pi/3) \\ U_{Zref} = U_m \cdot \sin(\omega_o t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Avec :

$$\omega_o = 2\pi f_o$$

f_o : est la fréquence de la tension de référence.

Les signaux de commande des interrupteurs se décodent à partir des signaux de sortie du modulateur PWM, X_1 et X_2 . Ils s'obtiennent à l'aide d'une logique simple selon

$$\begin{cases} T_{AX} = X_1 \\ T_{BX} = X_2 \ \& \ \overline{X_1} \\ T_{CX} = \overline{X_2} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Les deux signaux binaires de sortie X_1 , X_2 du modulateur PWM sont donnés par [schuster_98] :

$$X_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau_{x1} > U_p \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

$$X_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } \tau_{X_2} > U_p \\ 0 & \text{si non} \end{cases} \quad (III.17)$$

A partir des équations (III.11), on définit les signaux de référence τ_{X_1} , τ_{X_2} comme suit :

$$\begin{cases} \tau_{X_1} = F_{AX}^g = A^+ u_{cm1} + A^- (1 - u_{cm1}) \\ \tau_{X_2} = F_{AX}^g + B^+ u_{cm1} + B^- (1 - u_{cm1}) \end{cases} \quad (III.18)$$

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

A partir de l'équation (III.12), la fonction d'ondulation u_{cm1} pour la phase X s'écrit comme suit :

$$u_{cm1} = \frac{U_{Xref}}{U_{dmin}} \cos(\Phi) + \frac{1}{2} \quad (III.19)$$

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

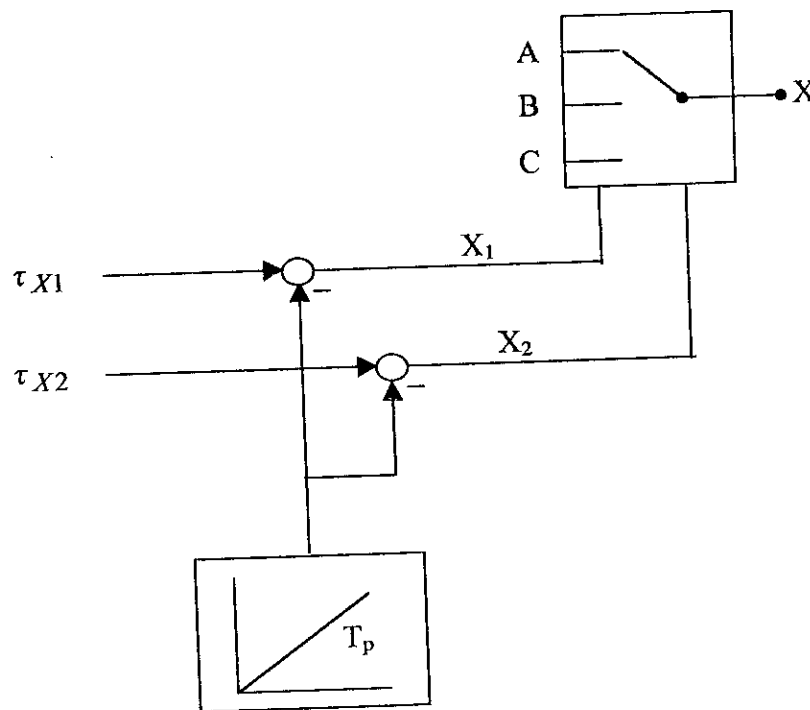


Fig.III.4.structure du PWM à trois intervalles.

La forme des différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à trois intervalles est donnée par la figure (III.5).

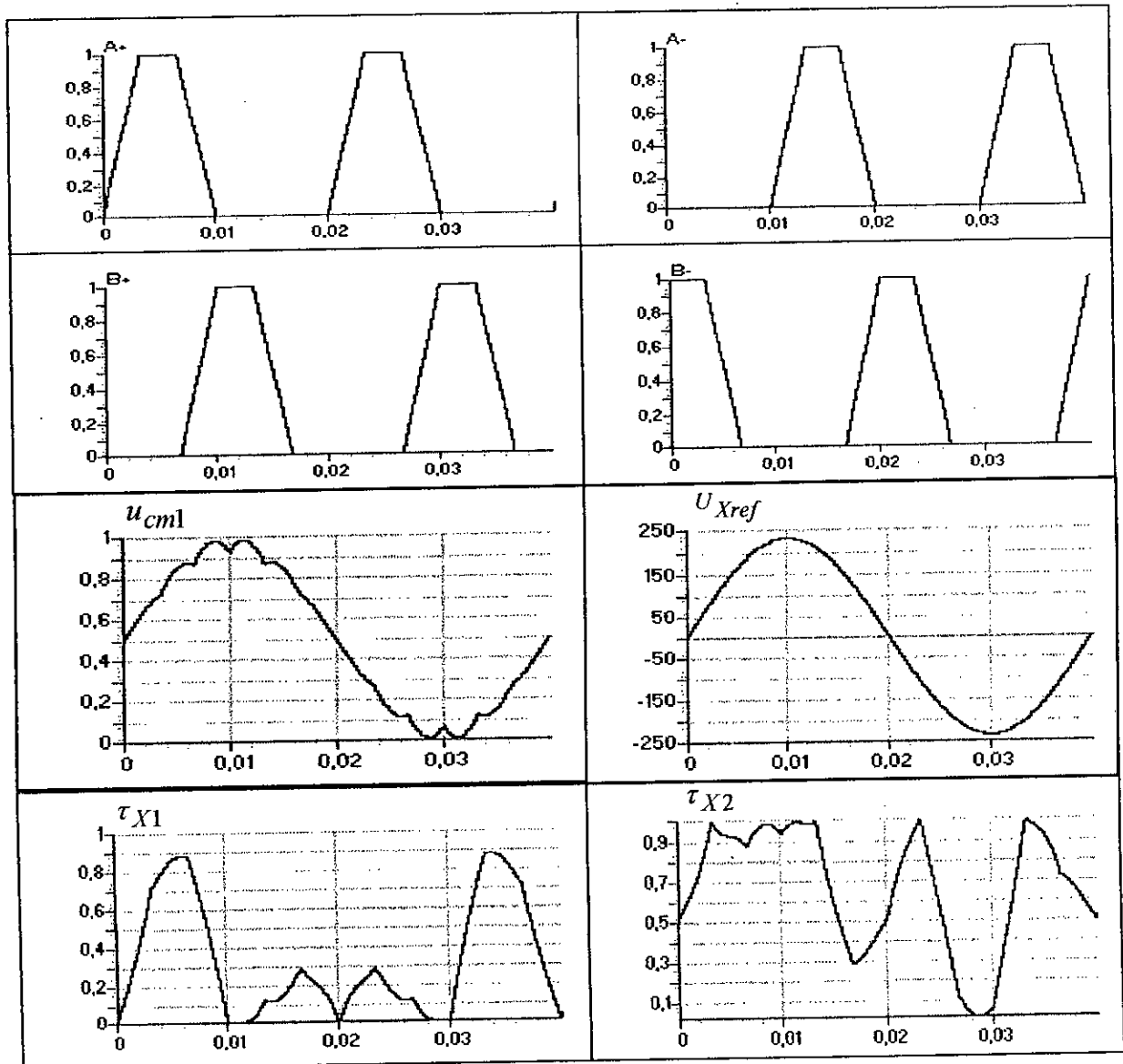


Fig.III.5.Les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoïdale à trois intervalles ($m=21$, $r=0.5$, $f_o=25$ Hz.).

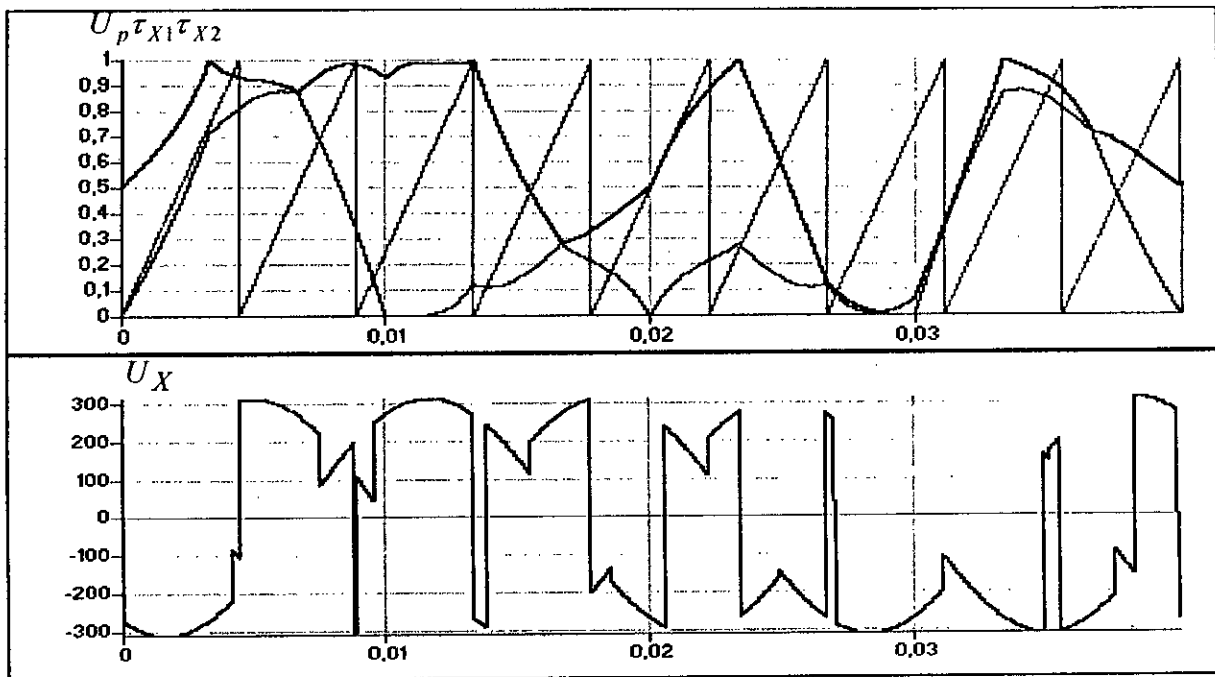


Fig.III.6.Principe de la stratégie triangulo-sinusoïdale à trois intervalles ($m=9$, $r=0.5$, $f_o=25$ Hz).

III.2.1.2. Résultats de simulations :

III.2.1.2.1. Performances de la stratégie PWM à trois intervalles :

Pour cette stratégie de commande, on simule la tension V_X de la phase X (tension par rapport au neutre de la machine asynchrone) délivrée par le convertisseur matriciel ainsi son spectre d'harmonique pour les fréquences suivantes :

$f_o=25$ Hz, $f_o=50$ Hz, $f_o=100$ Hz. Tel que pour chaque fréquence, on fixe le taux de modulation r à la valeur 0,5 puis on fait varier m ($m=18, 21, 30$).

Remarque : nous définissons la grandeur r_f comme suit :

$$r_f = \frac{V_{X_{fond}}}{U_{d_{min}}}. \text{ Avec } V_{X_{fond}} \text{ est la valeur du fondamental de la tension } V_X.$$

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

- Stratégie triangulo-sinusoidale pour une fréquence f_o de 25Hz :

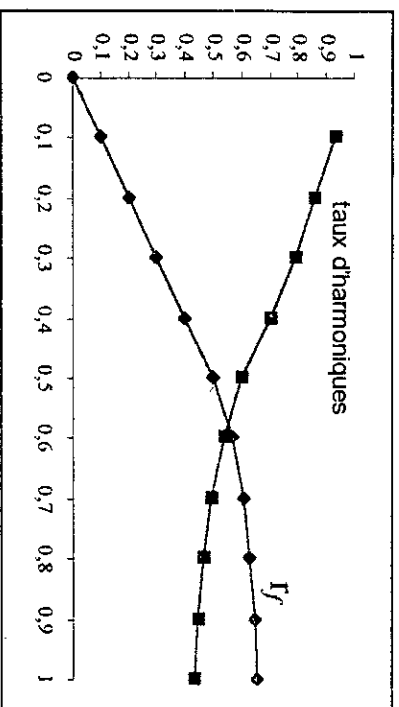
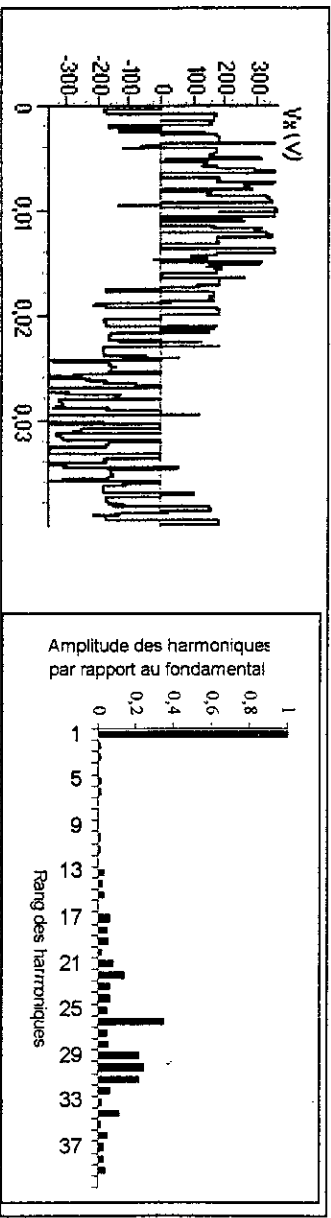
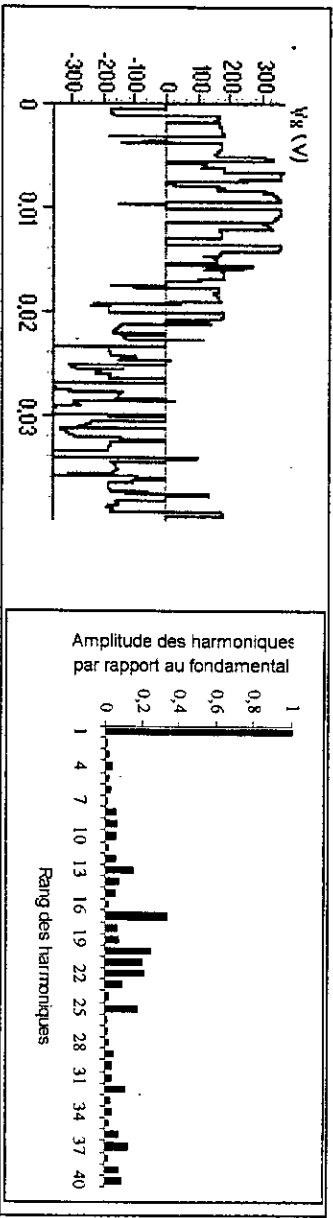
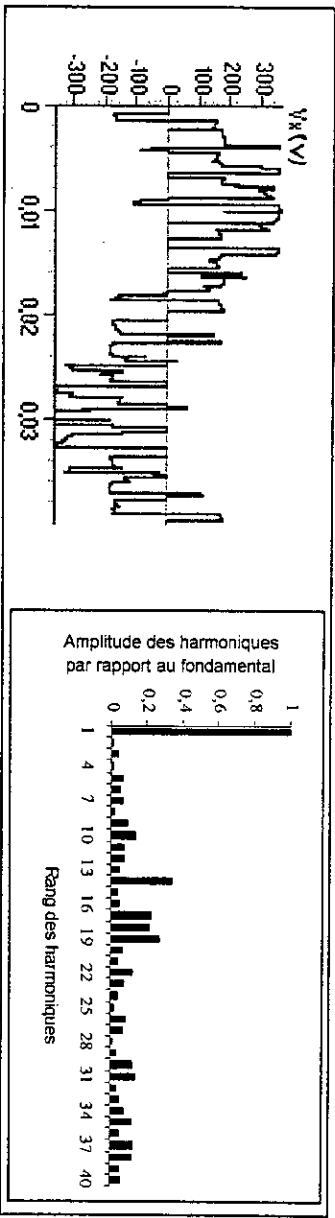
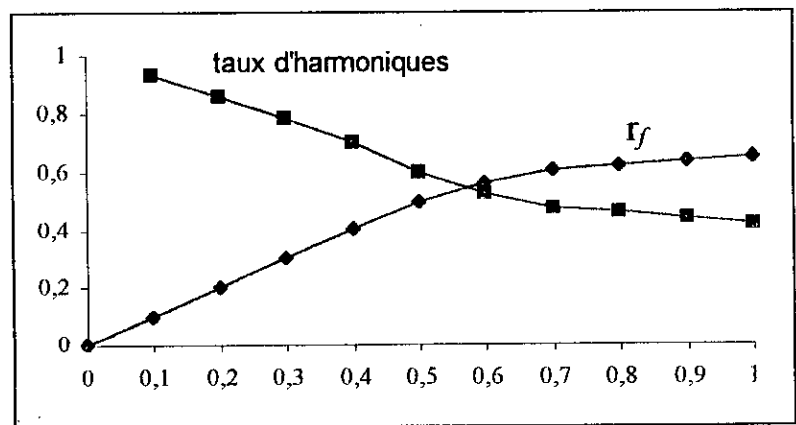
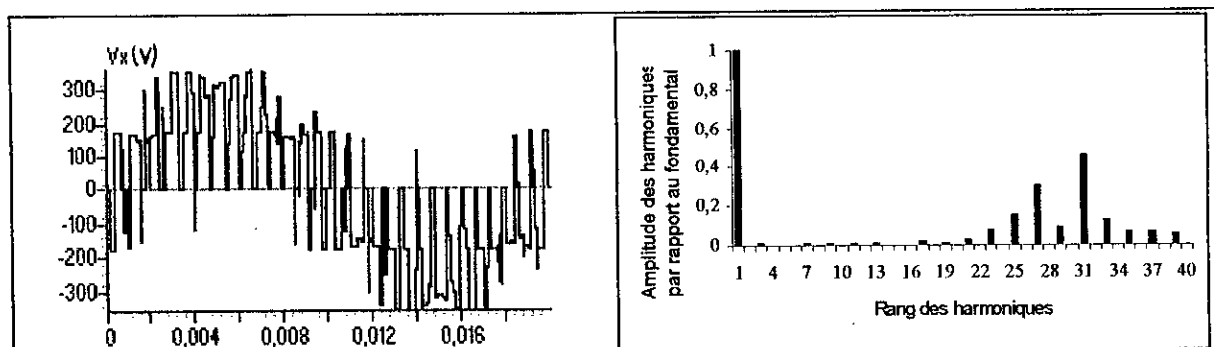
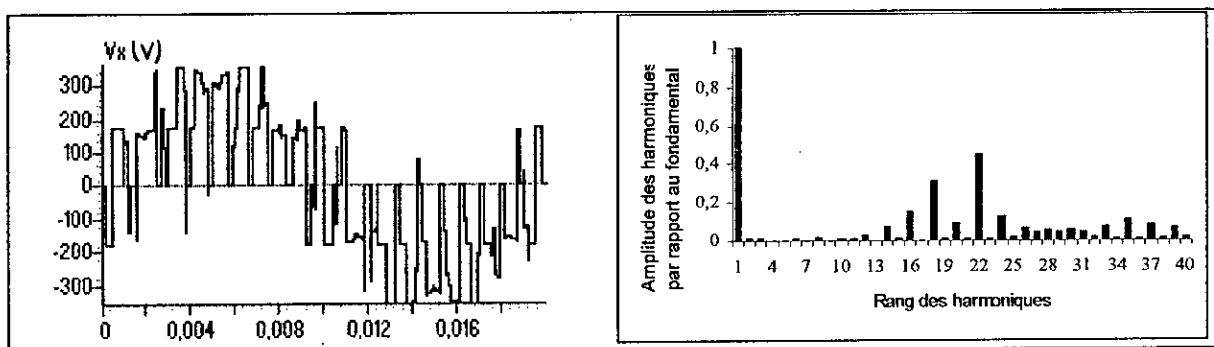
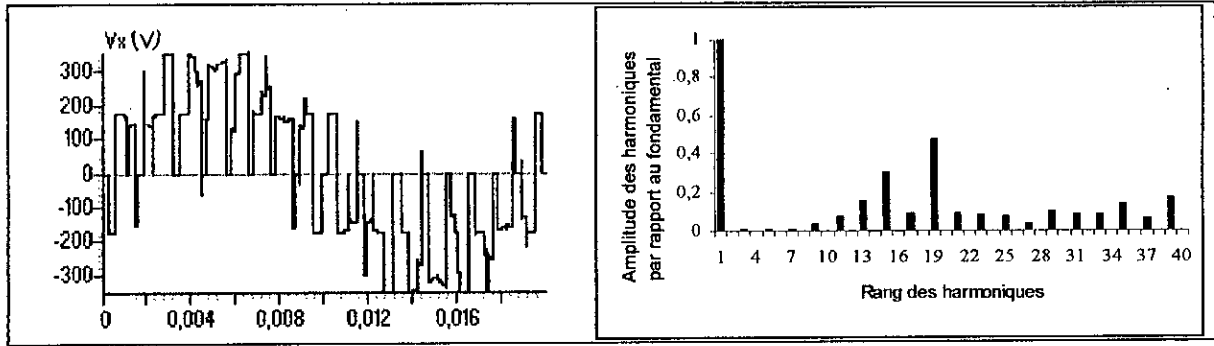


Figure III.7. caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie triangulo-sinusoidal ($m=30, f_s=25\text{Hz}$)

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



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

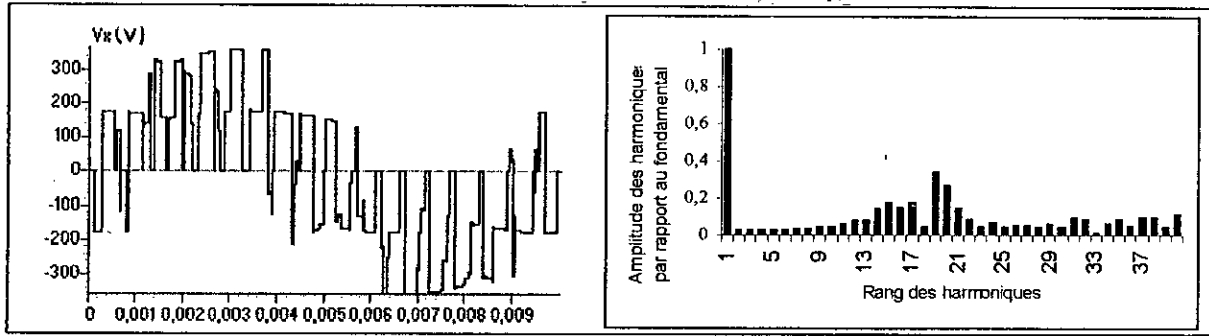


Figure.III.9.a $m=18$, $r=0.5$, $f_s=100\text{Hz}$

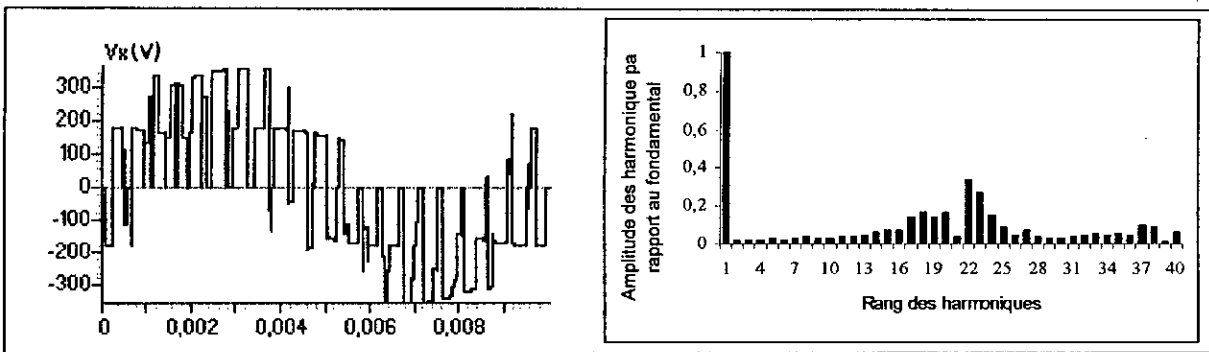


Figure.III.9.b $m=21$, $r=0.5$, $f_s=100\text{Hz}$

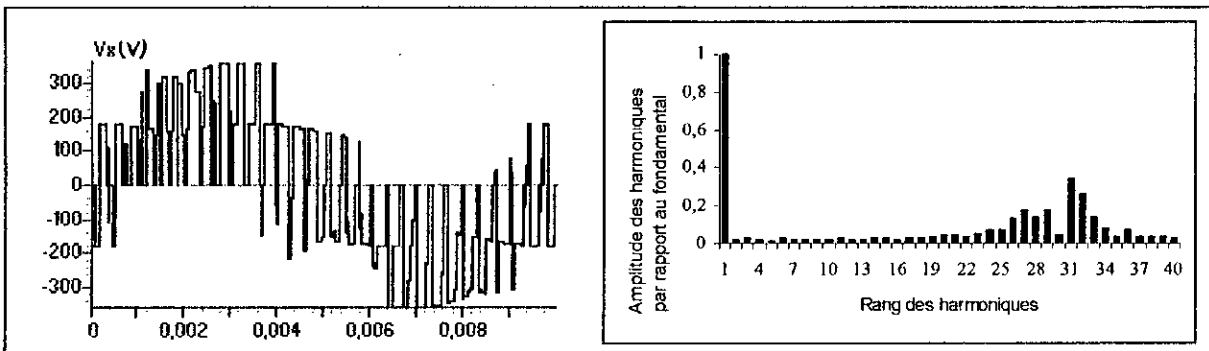


Figure.III.9.c $m=30$, $r=0.5$, $f_s=100\text{Hz}$

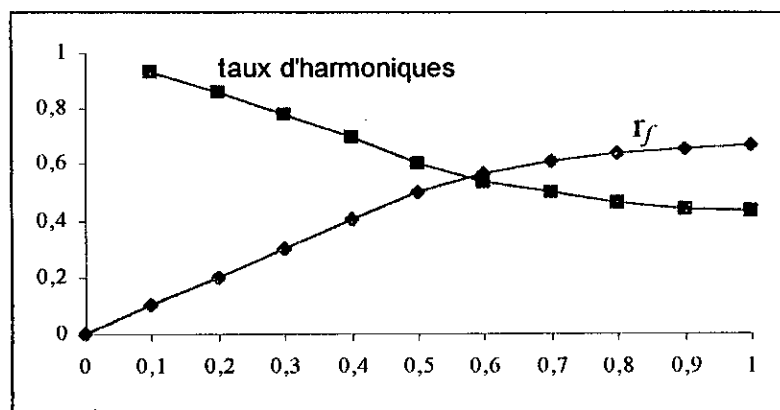


Figure.III.9. caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale ($m=30$, $f_s=100\text{Hz}$)

III.2.1.2.2. 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.10), (III.11) et (III.12) pour les fréquences 25Hz, 50Hz, 100Hz respectivement.

III.2.1.2.3. Fonctionnement du convertisseur matriciel dans les quatre quadrants :

Dans ce paragraphe, on va vérifier le fonctionnement dans les quatre quadrants de l'association convertisseur matriciel-machine asynchrone commandé par la stratégie de modulation PWM à trois intervalles. Pour cela on fait inverser les tensions références V_{Yref} et V_{Zref} à l'instant $t=2\text{s}$.c-a-d comme si on alimentait la machine par un système de tensions triphasées direct avant $t=2\text{s}$ et par un système de tension inverse après $t=2\text{s}$. puis on simule la tension V_Y de la phase Y délivrée par le convertisseur matriciel ainsi son spectre d'harmonique pour les fréquences suivantes :

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

Les résultats trouvés sont exposés sur les figures (III.13*).

III.2.1.3. Interprétation des résultats :

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.7*), (III.8*) et (III.9*)).
- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($fp=mf_o$).
- La première famille centrée autour de la fréquence $m.f_o$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées (figures (III.7.c), (III.8.c) et (III.9.c)).

- Le taux de modulation r , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de $r=0$ à $r=0,5$ (figures (III.7), (III.8) et (III.9)).
- Le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation r augmente.
- En régime permanent, la fréquence du couple électromagnétique est égale à la fréquence de la tension V_X délivrée par le convertisseur matriciel.
- Lorsque la fréquence de la tension V_X augmente, la durée du régime transitoire la machine asynchrone augmente.
- Le courant absorbé par la machine asynchrone est presque sinusoïdal.
- Pour une vitesse de 3000(tr/mn), cette machine ne supporte pas un couple résistant nominale (10N.m) car ce dernier demande une puissance deux fois la puissance nominale de la machine, donc il faut diminuer le couple résistant ou d'augmenter la tension d'alimentation de la machine.
- Dans le fonctionnement dans les quatre quadrants, le spectre des harmoniques de la tension V_Y est presque le même soit avant ou après l'inversion. D'où la possibilité du fonctionnement dans les quatre quadrants de l'association convertisseur matriciel-machine asynchrone.

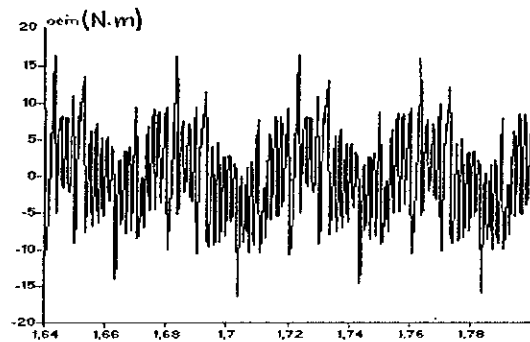
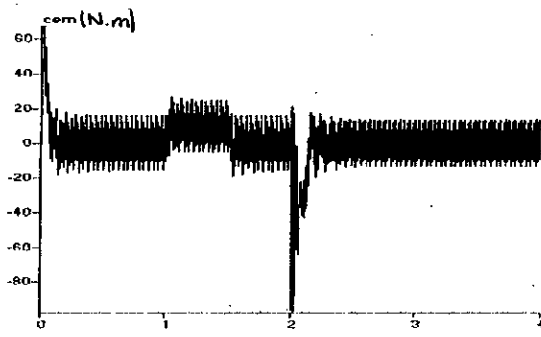


Figure.III.10.a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée.

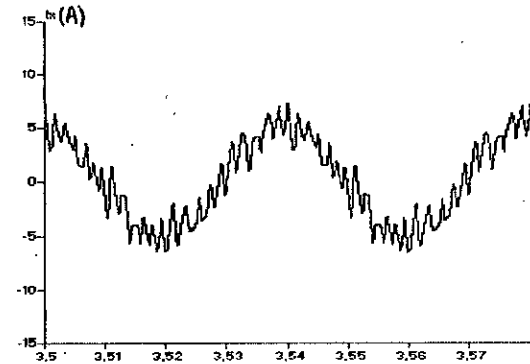
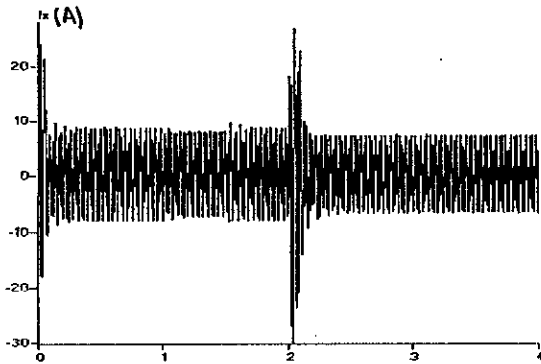


Figure.III.10.b. Le courant I_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone triphasée.

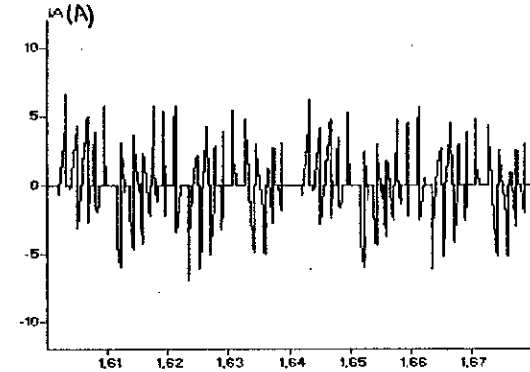


Figure.III.10.c. Le courant I_A transitoire et permanent de la phase A de la source triphasée.

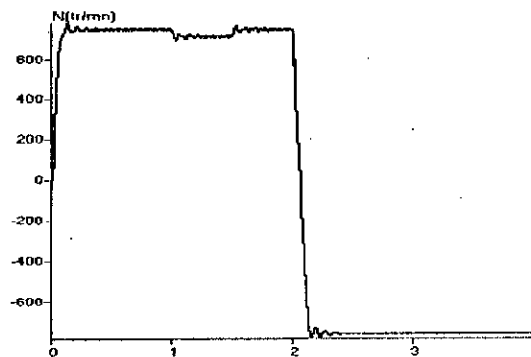


Figure.III.10.d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

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

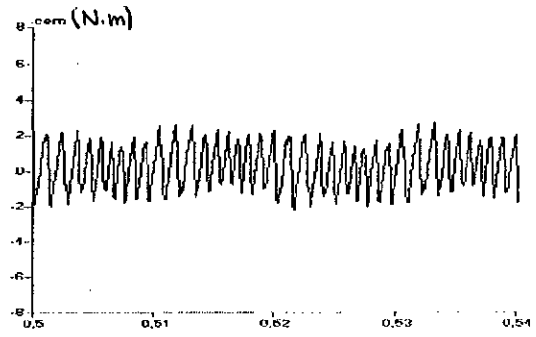
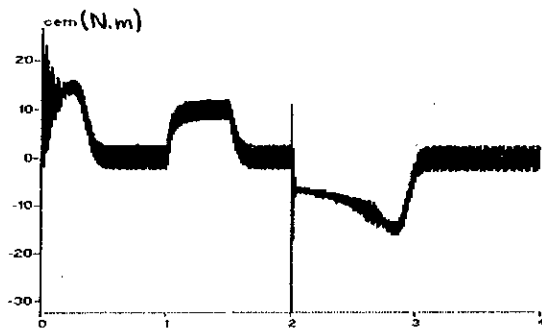


Fig.III.11.a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée.

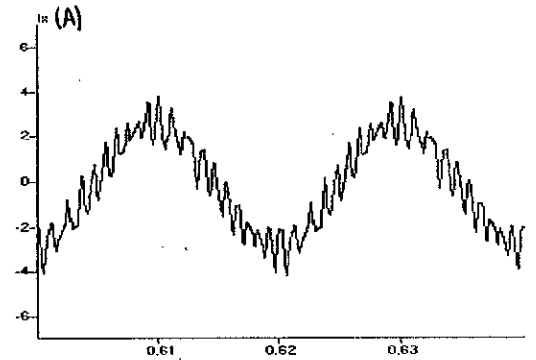
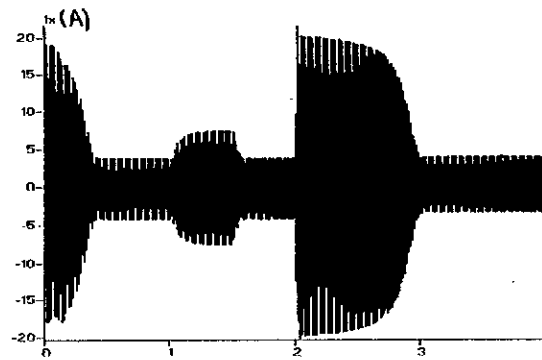


Fig.III.11.b. Le courant i_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone triphasée.

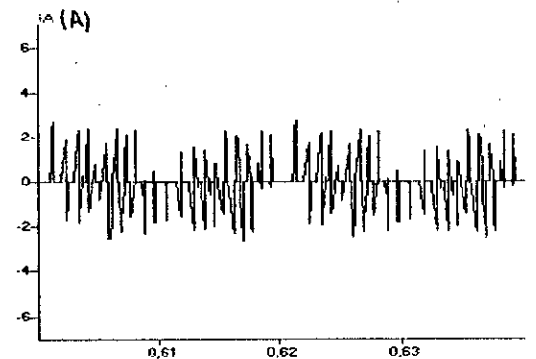
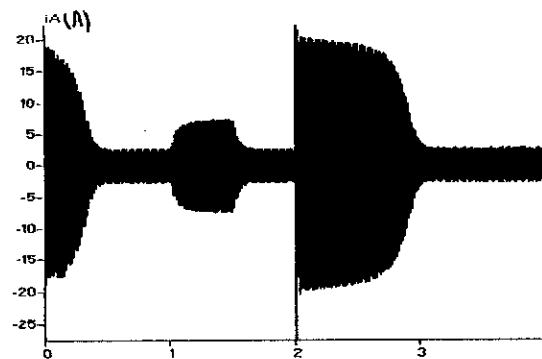


Fig.III.11.c. Le courant i_A transitoire et permanent de la phase A de la source triphasée.

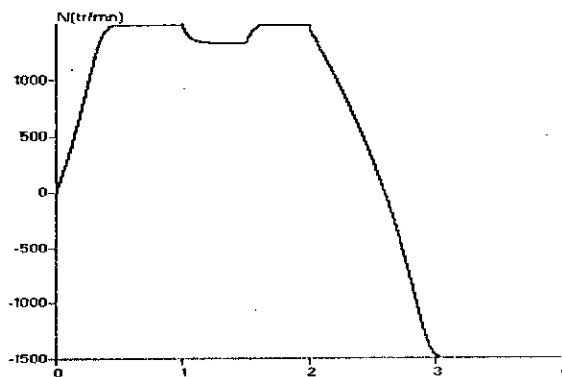


Figure.III.11.d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

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

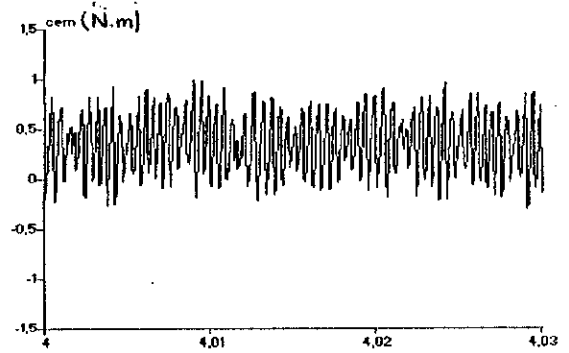
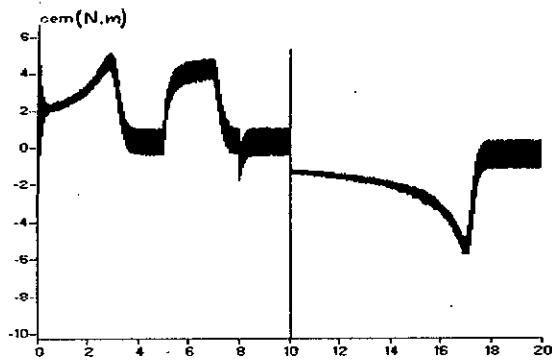


Figure.III.12.a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée.

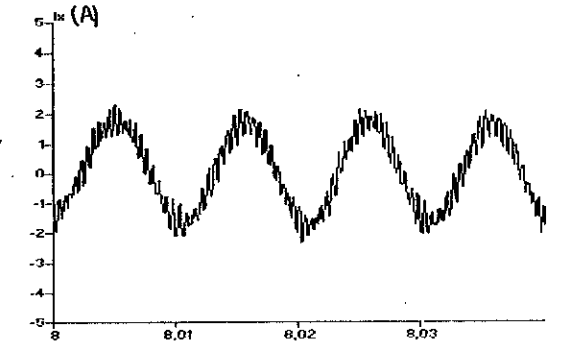
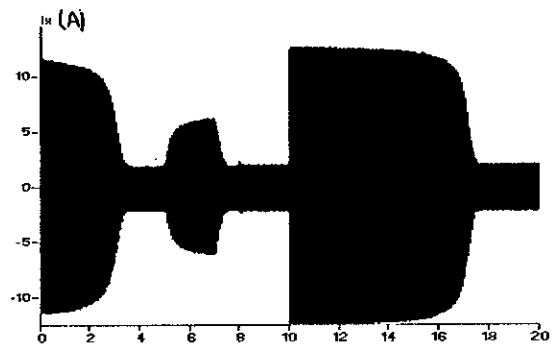


Figure.III.12.b. Le courant I_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone triphasée.

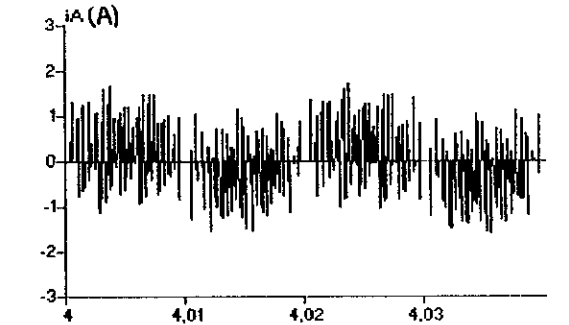
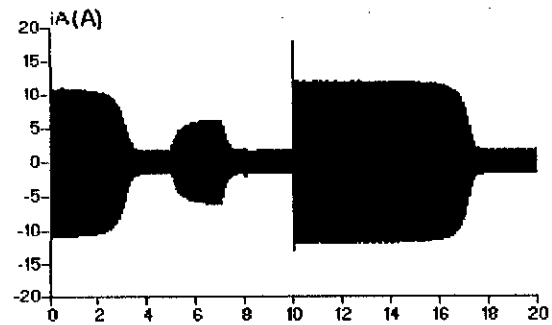


Figure.III.12.c. Le courant I_A transitoire et permanent de la phase A de la source triphasée.

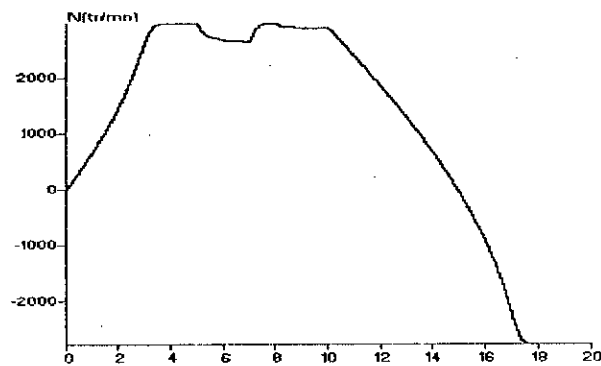


Figure.III.12.d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Fig.III.12. Performance de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone pour $f_o=100\text{Hz}$ et $m=21$ avec la stratégie PWM à trois intervalles.

□ Stratégie PWM à trois intervalles :

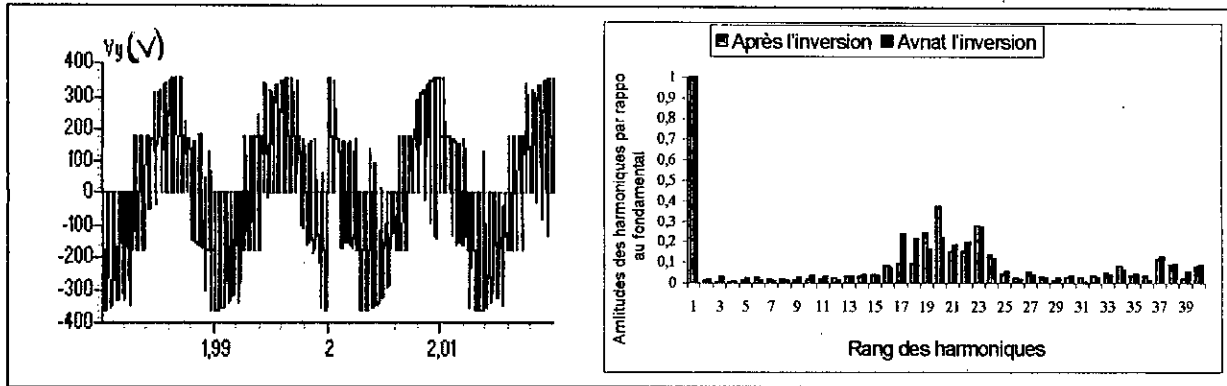


Fig.13.a. caractéristique de la tension V_y avant et après l'inversion pour $m=18$, $r=0.5$, $f_o=100\text{Hz}$

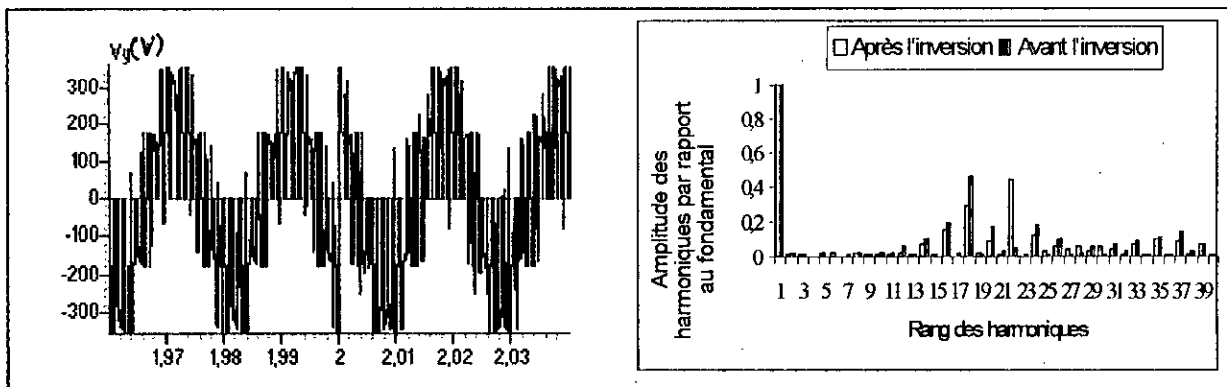


Fig.13.b. caractéristique de la tension V_y avant et après l'inversion pour $m=18$, $r=0.5$, $f_o=50\text{Hz}$

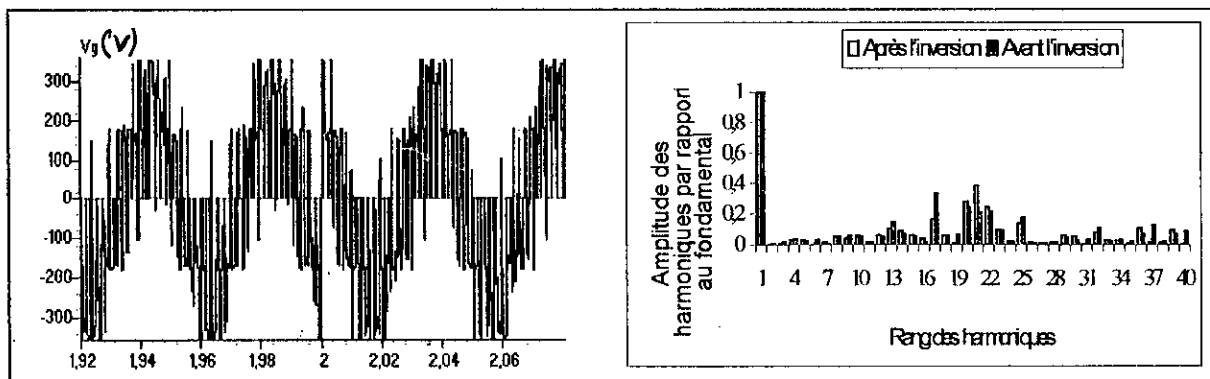


Fig.13.c. caractéristique de la tension V_y avant et après l'inversion pour $m=18$, $r=0.5$, $f_o=25\text{Hz}$

III.2.2. Modulation vectorielle :

III.2.2.1. Principe de la stratégie de modulation vectorielle

On définit à partir des vecteurs de référence $U_{ref} = (U_{Xref}, U_{Yref}, U_{Zref})^T$, trois nouveaux vecteurs de référence $U_{ref1}, U_{ref2}, U_{ref3}$. Ces nouveaux vecteurs de référence sont définis comme suit :

$$\begin{cases} U_{ref1} = U_{Xref} + V_0 \\ U_{ref2} = U_{Yref} + V_0 \\ U_{ref3} = U_{Zref} + V_0 \end{cases}$$

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.

L'algorithme de commande de cette stratégie est comme celle de la précédente, la seule différence réside dans le signal de référence

Le signal de référence de cette stratégie de modulation devient

$$\begin{cases} u_{xref} = \frac{U_{ref1}}{U_{d\min}} \cdot f_r + \frac{1}{2} \\ u_{yref} = \frac{U_{ref2}}{U_{d\min}} \cdot f_r + \frac{1}{2} \\ u_{zref} = \frac{U_{ref3}}{U_{d\min}} \cdot f_r + \frac{1}{2} \end{cases}$$

La forme des différents signaux de commande pour la stratégie de modulation vectorielle sont donnés par la figure (III.14)

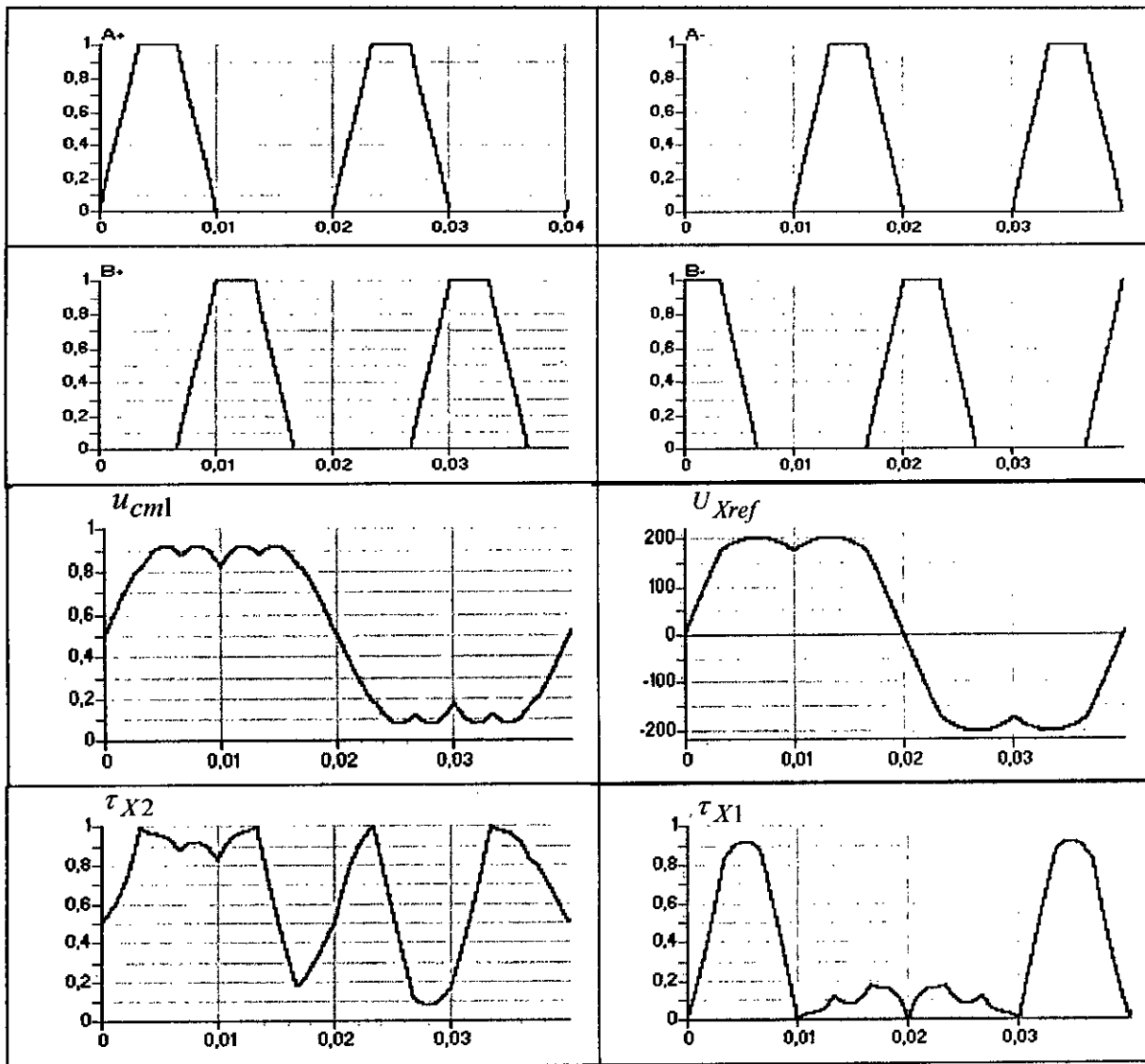


Fig.III.14.Les différents signaux de la stratégie de modulation vectorielle ($m=21, r=0.5, f_o=25$ Hz.).

III.2.2.2. Résultats de simulation :

III.2.2.2.1. performances de la stratégie de modulation vectorielle :

Pour cette stratégie de commande, on visualise la tension V_X de la phase X (tension par rapport au neutre de la machine asynchrone) délivrée par le convertisseur matriciel ainsi son spectre d'harmonique pour les fréquences suivantes :

$f_o=25$ Hz, $f_o=50$ Hz, $f_o=100$ Hz. Tel que pour chaque fréquence, on fixe r à la valeur 0,5 et on fait varier m ($m=18, 21, 30$).

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

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

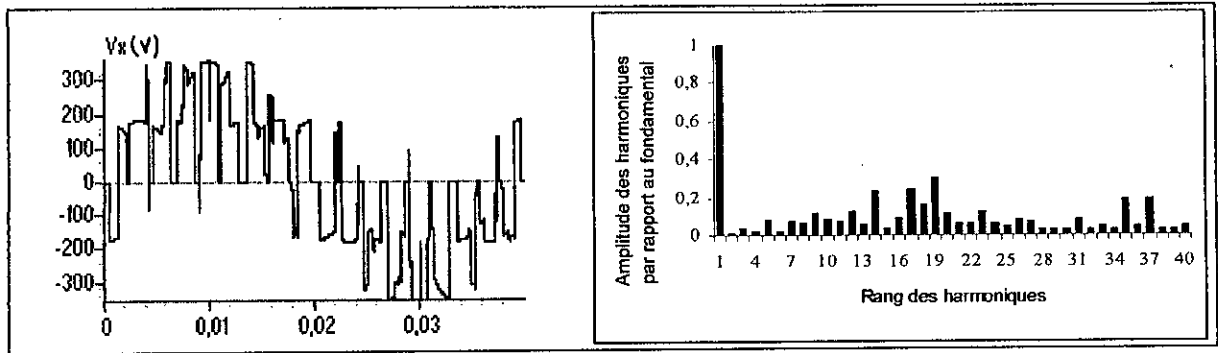


Figure.III.15.a. $m=18, r=0.5, f_o=25\text{Hz}$

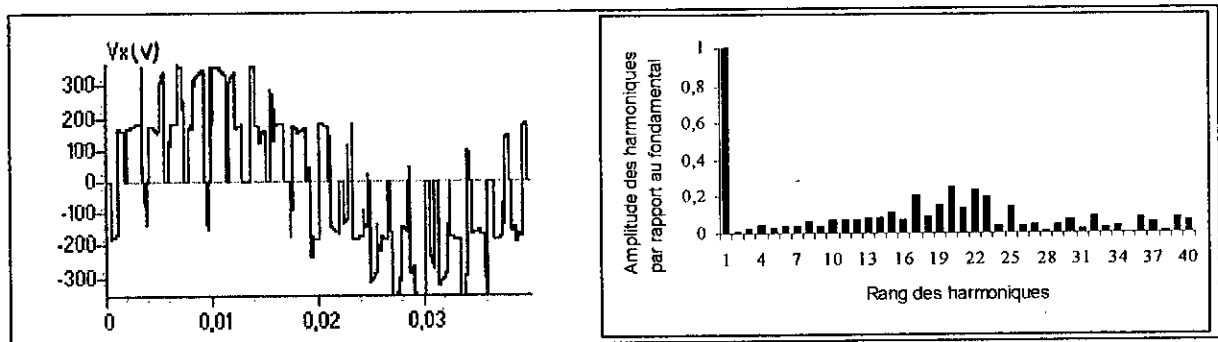


Figure.III.15.b. $m=21, r=0.5, f_o=25\text{Hz}$

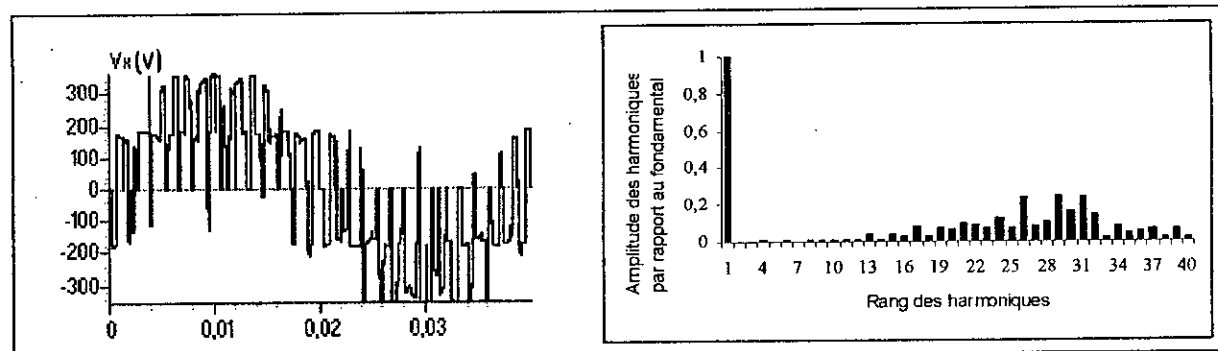


Figure.III.15.c. $m=31, r=0.5, f_o=25\text{Hz}$

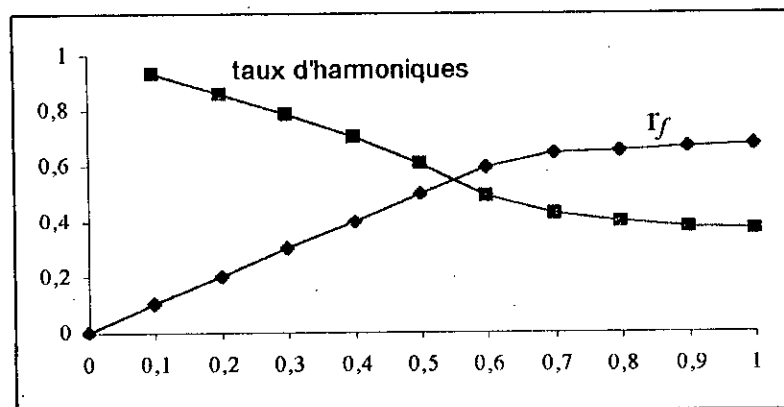
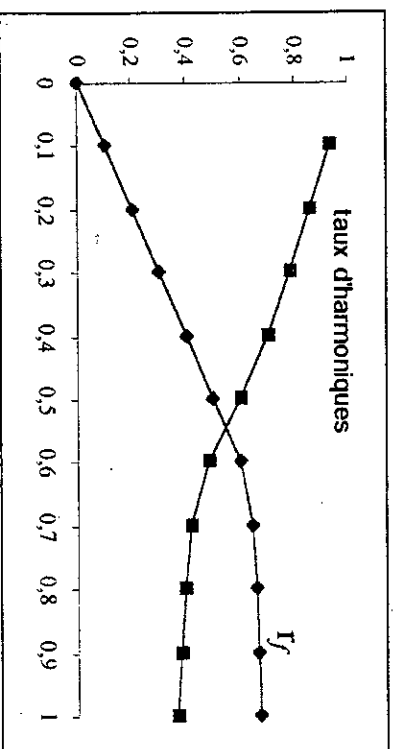
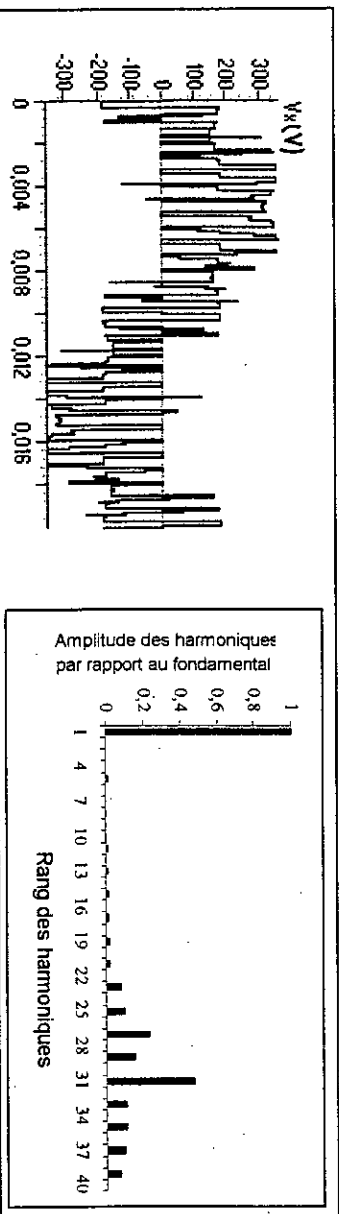
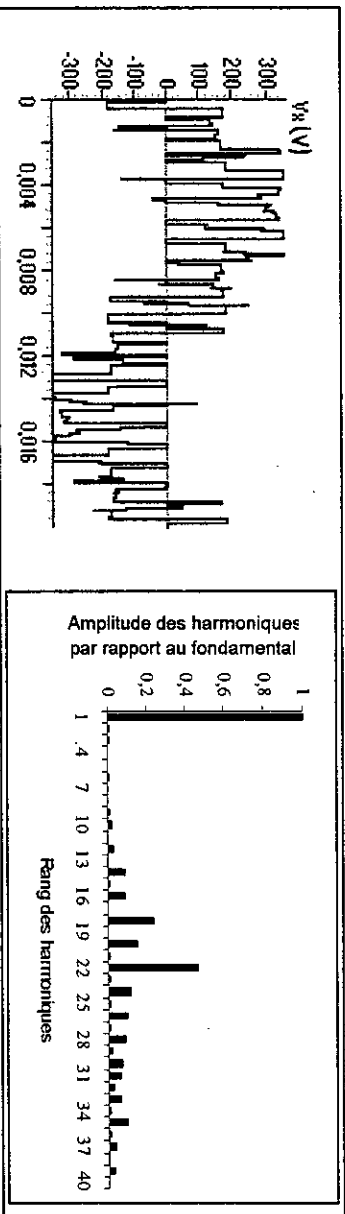
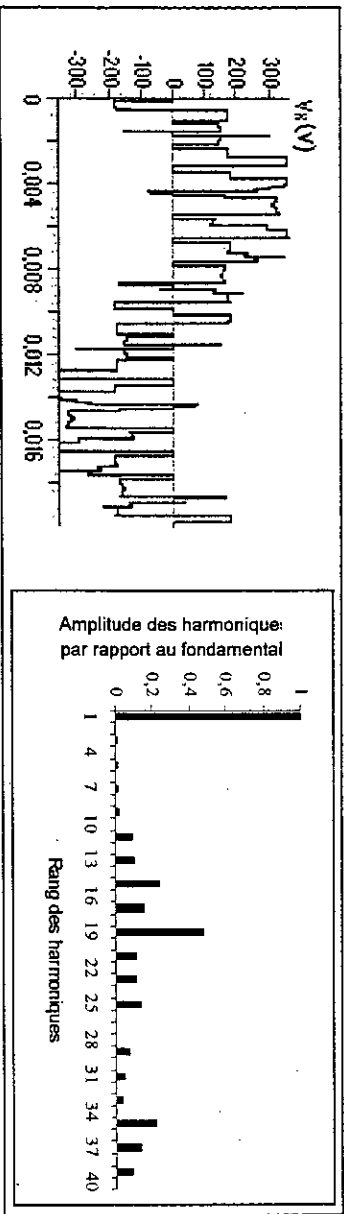


Figure.III.15. caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=30, f_o=25\text{Hz}$)

- Stratégie de modulation vectorielle pour une fréquence f_0 de 50hz :



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

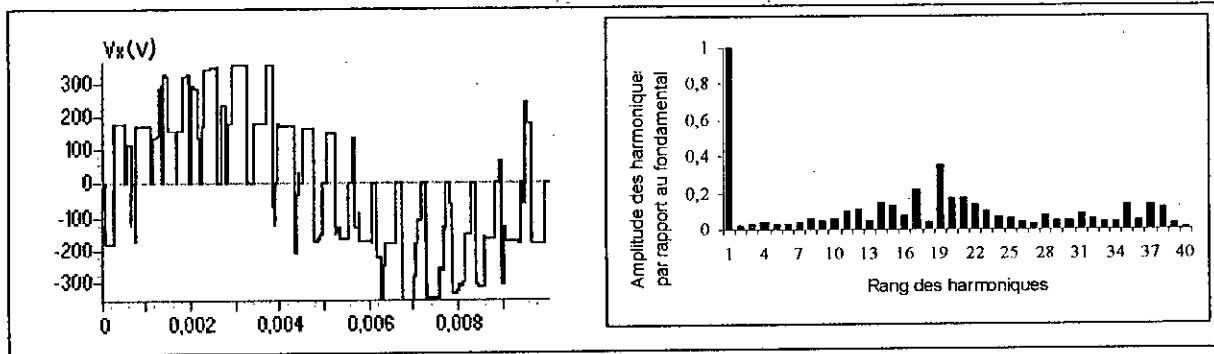


Figure.III.17.a. $m=18, r=0.5, f_o=100\text{Hz}$

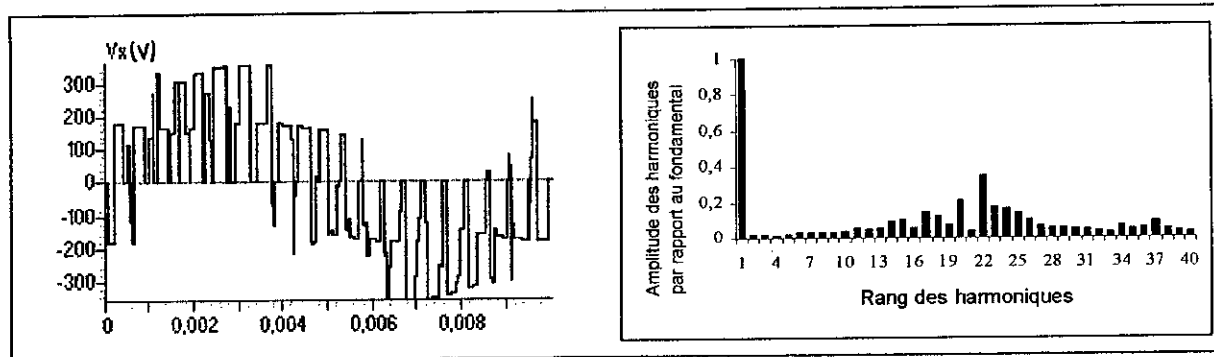


Figure.III.17.b. $m=21, r=0.5, f_o=100\text{Hz}$

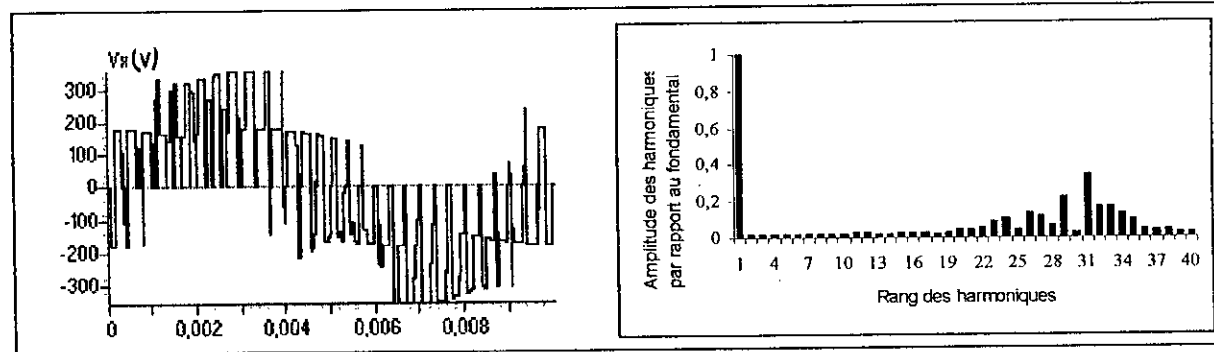


Figure.III.17.c. $m=30, r=0.5, f_o=100\text{Hz}$

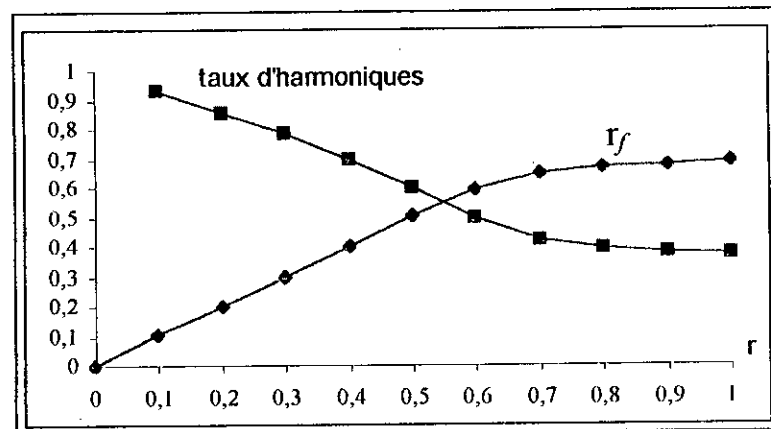


Figure.III.17. caractéristiques de la tension de sortie V_x du convertisseur matriciel commandé par la stratégie de modulation vectorielle ($m=30, f_o=100\text{Hz}$)

III.2.2.2.2. 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.18), (III.19) et (III.20) pour les fréquences 25Hz, 50Hz, 100Hz respectivement.

III.2.2.2.3. Fonctionnement du convertisseur matriciel dans les quatre quadrants :

Dans ce paragraphe, pour vérifier le fonctionnement dans les quatre quadrants pour l'association convertisseur-machine asynchrone, on fait le même travail que pour la stratégie de modulation PWM à trois intervalles

Les résultats trouvés pour cette stratégie de commende sont exposés sur les figures (III.21*).

III.2.2.3. Interprétation des résultats :

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*) et (III.17*).
- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse ($f_p = m f_o$).
- La première 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) et (III.17.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) et (III.17)).
- Le taux d'harmoniques diminue quand r augmente.
- Les résultats trouvés sur la conduite de machine en utilisant la stratégie de modulation vectorielle sont presque les mêmes que ceux trouvés en utilisant la stratégie PWM à trois intervalles.
- Pour la stratégie de modulation vectorielle, on a

- Dans le fonctionnement dans les quatre quadrants, le spectre des harmoniques de la tension V_Y est presque le même avant ou après l'inversion. D'où la possibilité du fonctionnement dans les quatre quadrants de l'association convertisseur matriciel-machine asynchrone.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a étudié la stratégie de modulation PWM «pulse Width Modulation» à trois intervalles et la stratégie de modulation vectorielle.

Le couple obtenu avec ces stratégies a une fréquence deux 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 modifier les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée.

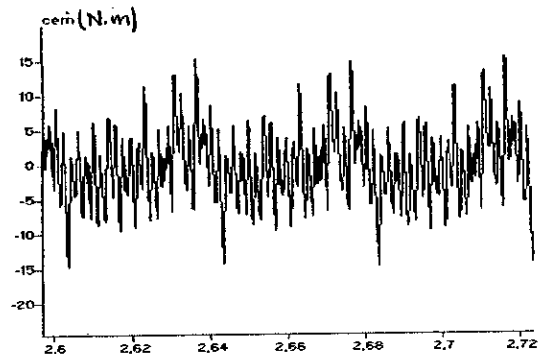
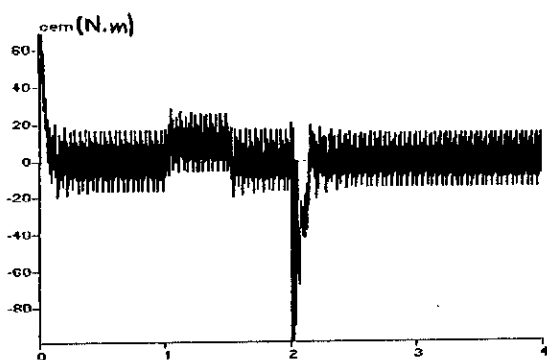


Figure.III.18.a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée.

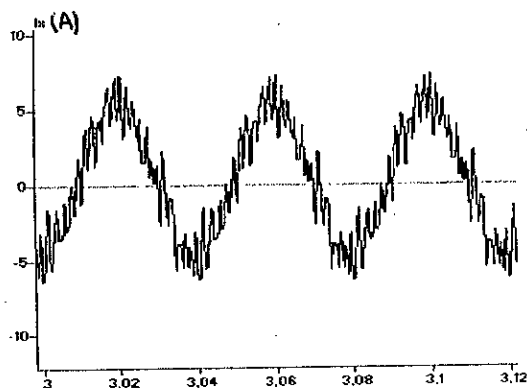


Figure.III.18.b. Le courant I_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone triphasée.

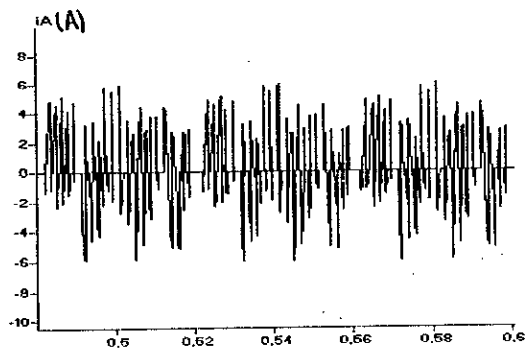
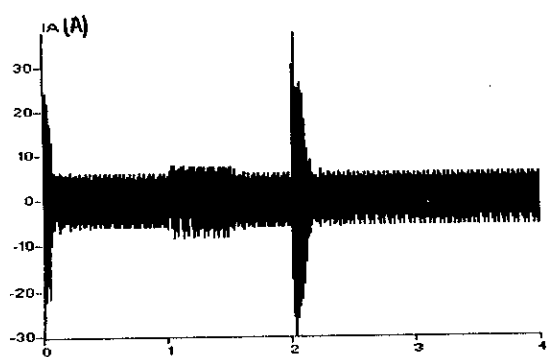


Figure.III.18.c. Le courant I_A transitoire et permanent de la phase A de la source triphasée.

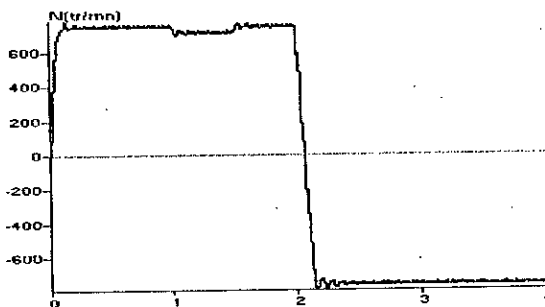


Figure.III.17.d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Fig.III.18. Performance de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone pour $f_o=25Hz$ et $m=21$ avec la stratégie de modulation vectorielle.

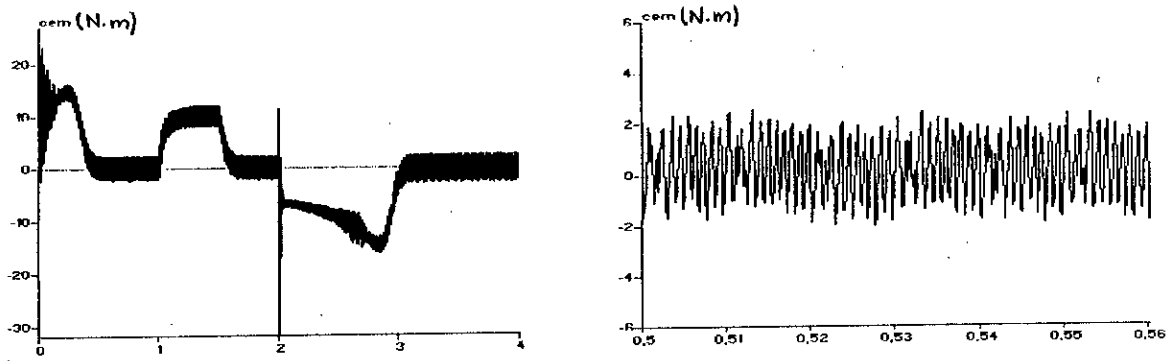


Figure.III.19.a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée.

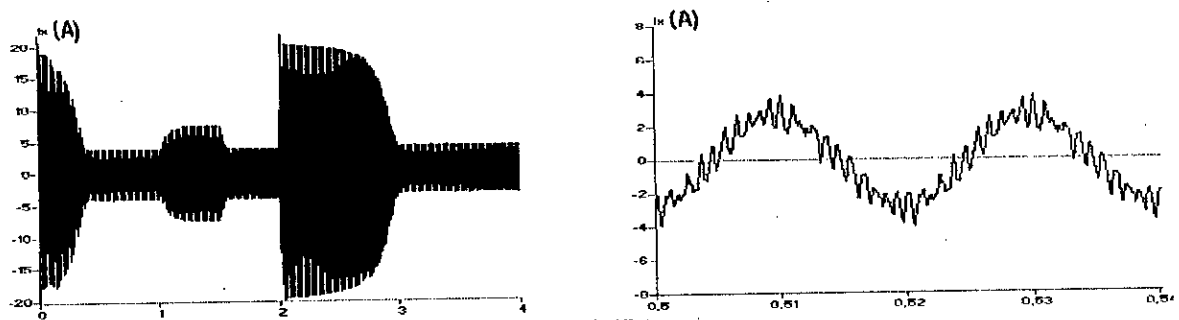


Figure.III.19.b. Le courant I_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone triphasée.

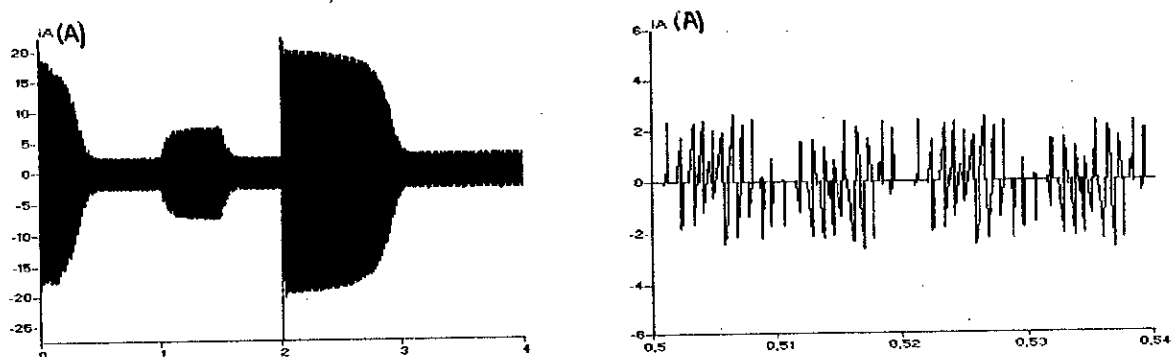


Figure.III.19.c. Le courant I_A transitoire et permanent de la phase A de la source triphasée.

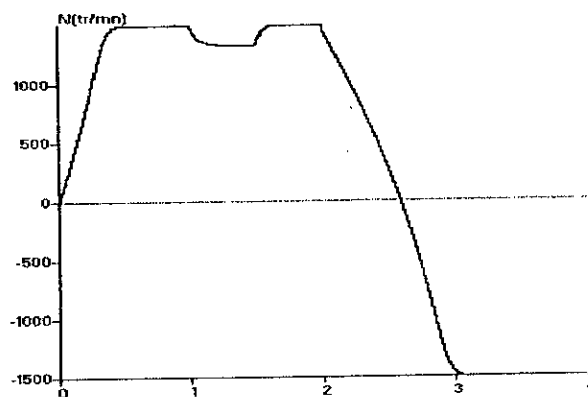


Figure.III.19.d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Fig.III.19. Performance de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone pour $f_o=50Hz$ et $m=21$ avec la stratégie de modulation vectorielle.

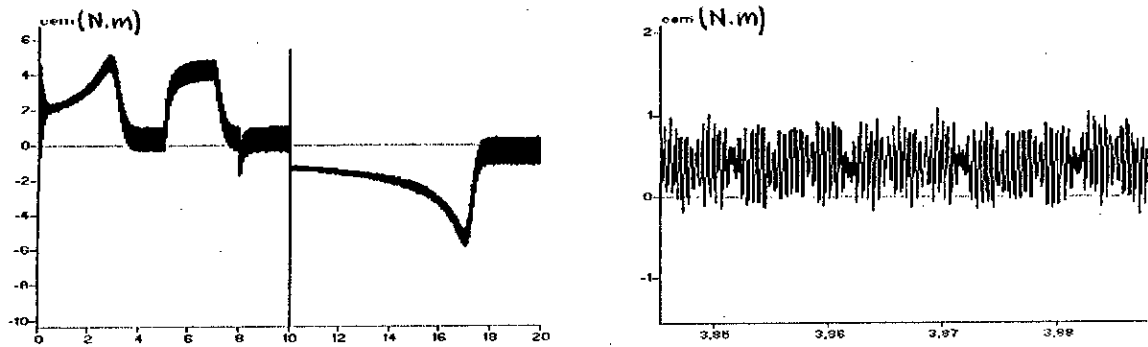


Figure.III.20.a. Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la machine asynchrone triphasée.

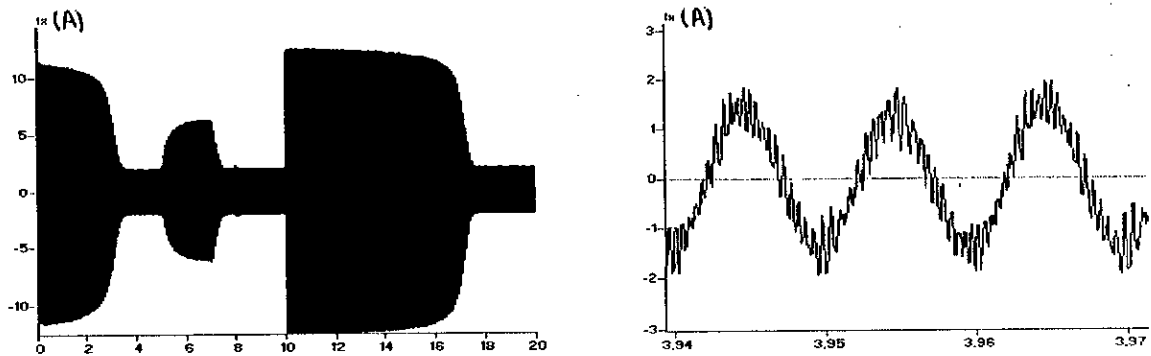


Figure.III.20.b. Le courant I_x transitoire et permanent de la phase X de la machine asynchrone triphasée.

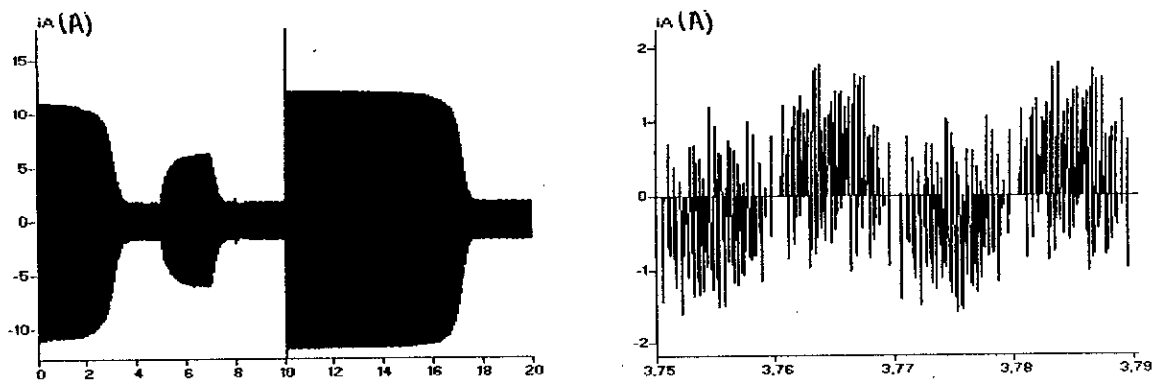


Figure.III.20.c. Le courant I_A transitoire et permanent de la phase A de la source triphasée.

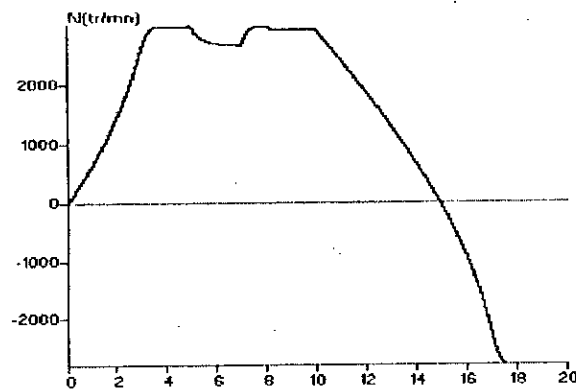


Figure.III.20.d. La vitesse de rotation de la machine asynchrone triphasée.

Fig.III.20. Performance de l'association convertisseur matriciel machine asynchrone pour $f_o=100\text{Hz}$ et $m=21$ avec la stratégie de modulation vectorielle.

□ Stratégie de Modulation vectorielle :

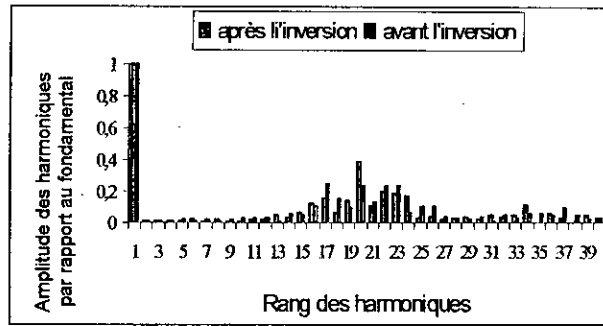
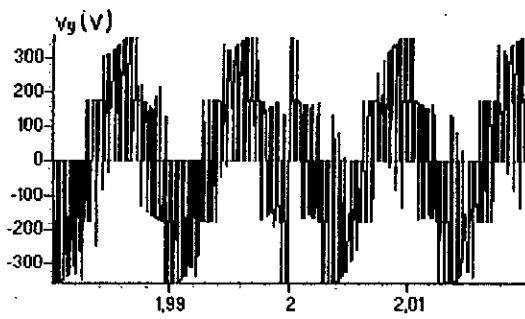


Fig.21.a. caractéristique de la tension V_y avant et après l'inversion pour $m=18$, $r=0.5$, $f_o=100\text{Hz}$

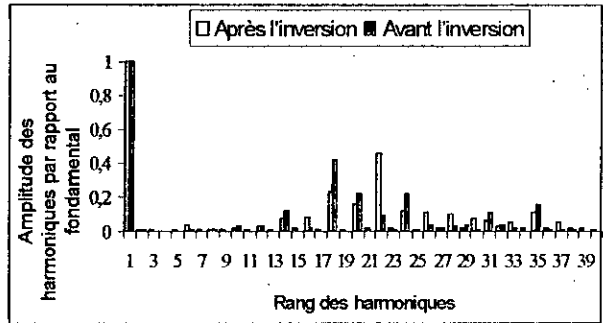
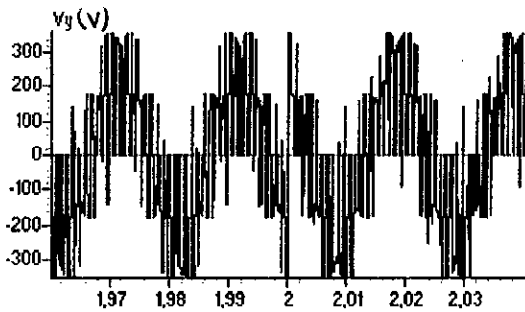


Fig.21.b. caractéristique de la tension V_y avant et après l'inversion pour $m=18$, $r=0.5$, $f_o=50\text{Hz}$

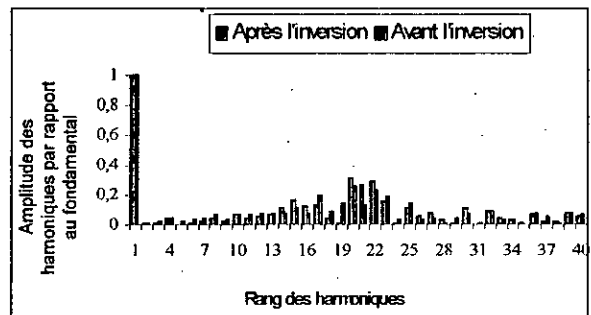
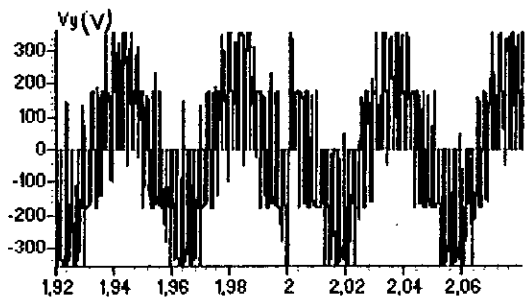


Fig.21.c. caractéristique de la tension V_y avant et après l'inversion pour $m=18$, $r=0.5$, $f_o=25\text{Hz}$

CHAPITRE IV

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE.

INTRODUCTION :

Des travaux récents sur l'électronique de puissance et la commande des machines, ont apportés des améliorations importantes aux dispositifs d'entraînement à vitesse variable. C'est ainsi que le développement de l'industrie mondiale fait appel aux machines asynchrones. Ces machines détrônent de plus en plus les machines à courant continu et ceci pour leurs nombreux avantages à savoir une simple et robuste construction avec un prix de revient moins onéreux.

Le positionnement des machines asynchrones est rendu aujourd'hui possible grâce à l'utilisation en lui appliquant des techniques *d'orientation du champ*. Ces techniques permettent d'obtenir un modèle dynamique découplé semblable à celui de la machine à courant continu. Le modèle de *PARK* permet certaines simplifications. En effet, un choix convenable du repère permet d'obtenir un modèle simple de la machine asynchrone. Ce repère particulier peut être lié au flux statorique, au flux rotorique ou bien au flux d'entrefer [Laouadi_2000].

IV.1. Choix du référentiel :

Pour réaliser le contrôle vectoriel, il faut que le repère (d, q) et le flux aient la même vitesse de rotation. Il apparaît donc judicieux de choisir un référentiel lié au champ tournant.

IV.2. Principe de la commande vectorielle (orientation du flux) :

Le principe de la commande vectorielle a été proposé pour la première fois par HASSE en 1968 et BLASCHKE en 1971 [Blaschke.72]. Il consiste à assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée où le couple et le flux sont contrôlés indépendamment l'un par rapport à l'autre (Figure. VI.1).

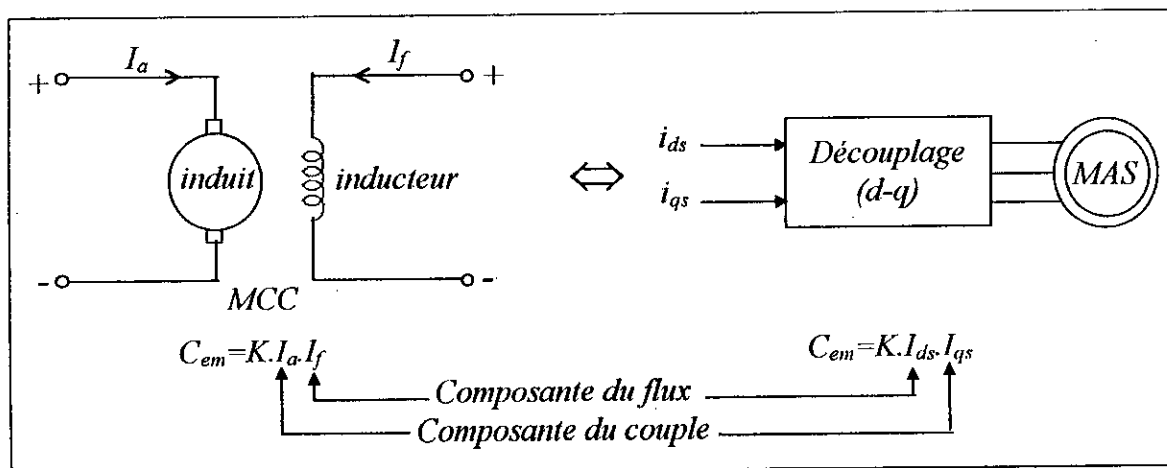


Figure IV.1- Principe de la commande vectorielle.

Lors de la modélisation de la machine asynchrone dans un référentiel lié au champ tournant, le référentiel $d-q$ et les champs statorique, rotorique et d'entrefer de la machine tournent à la même vitesse [Caron.95]. L'orientation d'un de ces trois champs suivant l'axe d du référentiel constitue le principe de base de la commande par orientation du flux (commande vectorielle). Cette orientation permet de transformer l'expression du couple électromagnétique à une forme similaire à celle de la machine à courant continu [Caron.95][Robyns.93].

IV.3. Les différents modèles mathématiques d'orientation du flux :

Après avoir choisi un référentiel d'axes $d-q$ lié au champ tournant, on peut avoir trois méthodes d'orientation du flux [Caron.95][Robyns.93] :

- Orientation du flux rotorique : $\phi_{dr} = \phi_r$, $\phi_{qr} = 0$
- Orientation du flux statorique : $\phi_{ds} = \phi_r$, $\phi_{qs} = 0$
- Orientation du flux magnétisant : $\phi_{dm} = \phi_r$, $\phi_{qm} = 0$

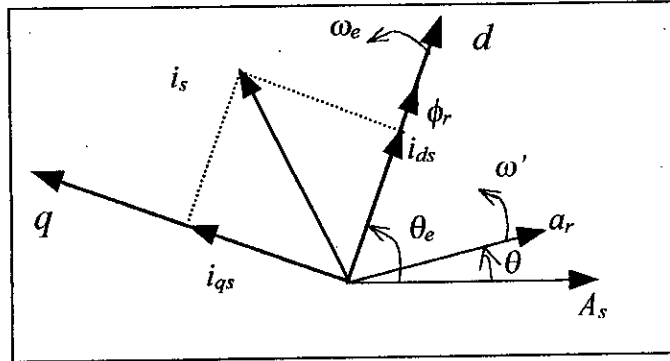


Figure IV.2- Position du référentiel par rapport au flux rotorique.

Le flux représenté à la figure(IV.2) peut être le flux rotorique, statorique ou magnétisant. Dans notre cas, on a choisi un référentiel d - q de telle sorte que l'axe direct d coïncide avec le vecteur du flux rotorique ϕ_r . On a alors :

$$\begin{cases} \Phi_r = \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (IV.1)$$

IV.4. Réalisation de la commande vectorielle :

IV.4.1. Modèle de la machine :

IV.4.1.1. Avant le découplage :

Du système (I.7) et en remplaçant ω_e par ω_s , on trouve le système suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 V_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s l_s \sigma I_{qs} + \sigma l_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{l_R} \frac{d\Phi_{dR}}{dt} - \omega_s \frac{M}{l_R} \Phi_{qR} \\
 V_{qs} = \omega_s \sigma l_s I_{ds} + R_s I_{qs} + \omega_s \frac{M}{l_R} \Phi_{dR} + \sigma l_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{M}{l_R} \frac{d\Phi_{dR}}{dt} \\
 M I_{ds} = \Phi_{dR} + \frac{l_R}{R_R} \frac{d\Phi_{dR}}{dt} + \frac{l_R}{R_R} (\omega_s - \omega') \Phi_{qR} \\
 M I_{qs} = \Phi_{qR} + \frac{l_R}{R_R} \frac{d\Phi_{qR}}{dt} + \frac{l_R}{R_R} (\omega_s - \omega') \Phi_{dR} \\
 C_{em} = p \frac{M}{l_R} (\Phi_{dR} I_{qs} - \Phi_{qR} I_{ds}) \\
 J(d\omega_m/dt) = C_{em} - C_r - K_f \omega_m
 \end{array} \right. \quad (IV.2)$$

IV.4.1.2. après le découplage :

En partant du système (IV.1) et on posant ($\Phi_{qR}=0$ et $\Phi_{dR}=\Phi_R$), on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 V_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s l_s \sigma I_{qs} + \sigma l_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{l_R} \frac{d\Phi_R}{dt} \\
 V_{qs} = \omega_s \sigma l_s I_{ds} + R_s I_{qs} + p \omega_m \frac{M}{l_R} \Phi_R + \sigma l_s \frac{dI_{qs}}{dt} \\
 M I_{ds} = \Phi_R + T_R \frac{d\Phi_R}{dt} \\
 \omega_s = p \omega_m + \frac{M}{T_R} \frac{I_{qs}}{\Phi_R} \\
 C_{em} = p \frac{M}{l_R} \Phi_R I_{qs} \\
 J(d\omega_m/dt) = C_{em} - C_r - K_f \omega_m
 \end{array} \right. \quad (IV.3)$$

avec : $T_R = \frac{l_R}{R_R}$

On constate que seule la composante directe du courant statorique i_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique ϕ_r , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature i_{qs} si le flux rotorique ϕ_r est maintenu constant.

IV.4.2 Stratégies de commande :

Pour la réalisation de la commande vectorielle, il existe deux méthodes : la méthode directe et la méthode indirecte. Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence de la position et du module du flux [laouadi_2000].

IV.4.2.1. Méthode indirecte :

Cette approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position [Lourci_2000][Faidallah.95][Vas.90]. Elle élimine le besoin d'un capteur ou d'un estimateur ou d'un observateur de flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse. La phase du flux est alors déterminée en utilisant un modèle mathématique qui peut être intégré dans la structure de commande.

IV.4.2.2. Méthode directe :

Cette méthode nécessite de déterminer la position θ_s et le module du flux Φ quel que soit le régime de fonctionnement.

La difficulté majeure dans la réalisation de cette méthode de commande est la détermination du module et de la phase du flux. Car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement [Lourci_2000][Barkati_97].

IV.5. Réglage de la vitesse par la commande vectorielle directe :

Pour déterminer la position et le module du flux, l'idée naturelle est de mesurer le flux dans la machine à l'aide de bobinages supplémentaires ou de capteurs à effet Hall. Ceci fragilise le moteur et nécessite une construction spéciale. Le moteur asynchrone perd donc son principal avantage qui est la robustesse [Barkati_97][Faidallah_95][Hemici_94].

Devant la complexité posée par l'installation des capteurs servant à mesurer le flux rotorique, on fait appel à des modèles dynamiques du flux, qui nécessitent des grandeurs facilement mesurables tel que les courants, les tensions statoriques et la vitesse de rotation.

On utilise souvent le modèle de la machine pour déterminer la position et le module du flux. Une approche simple consiste à intégrer les équations du modèle rotorique simplifié suivant [Vas_90] :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_R}{dt} = \frac{1}{T_R} (MI_{ds} - \phi_R) \\ \omega_s = p\omega_m + \frac{MI_{qs}}{T_R\phi_R} \end{cases} \quad (IV.4)$$

Le module du flux rotorique et du couple électromagnétique seront contrôlés par contre-réaction. Alors que la pulsation du glissement est directement calculée à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées.

Du système (IV.2), on a les deux premières équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s l_s \sigma I_{qs} + \sigma l_s \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{M}{l_R} \frac{d\Phi_R}{dt} \\ V_{qs} = \omega_s \sigma l_s I_{ds} + R_s I_{qs} + p\omega_m \frac{M}{l_R} \Phi_R + \sigma l_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (IV.5)$$

Le couplage qui existe entre ces deux équations est éliminé en générale par une méthode qui consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage. Ces derniers sont rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de référence qui attaque le convertisseur matriciel [Faidallah_95] :

Donc :

$$\begin{aligned} V_{pd} &= -\omega_s l_s \sigma I_{qs} + \frac{M}{l_R} \frac{d\Phi_R}{dt} \\ V_{pq} &= \omega_s \sigma l_s I_{ds} + p\omega_m \frac{M}{l_R} \Phi_R \end{aligned} \quad (IV.6)$$

Les sorties des régulateurs sont : E_{ds} et E_{qs}

Les tensions de références sont alors :

$$\begin{cases} V_{ds_{ref}} = E_{ds} + V_{pd} \\ V_{qs_{ref}} = E_{qs} + V_{pq} \end{cases} \quad (IV.7)$$

La structure de la commande est constituée de l'association d'une machine asynchrone avec un convertisseur matriciel alimentée par une source de tension. Les tensions de sortie du convertisseur matriciel sont contrôlées par une technique de modulation de largeur d'impulsion à trois intervalles (chap.III.).

Le schéma global de commande vectorielle avec orientation du flux rotorique est donné par la figure suivante :

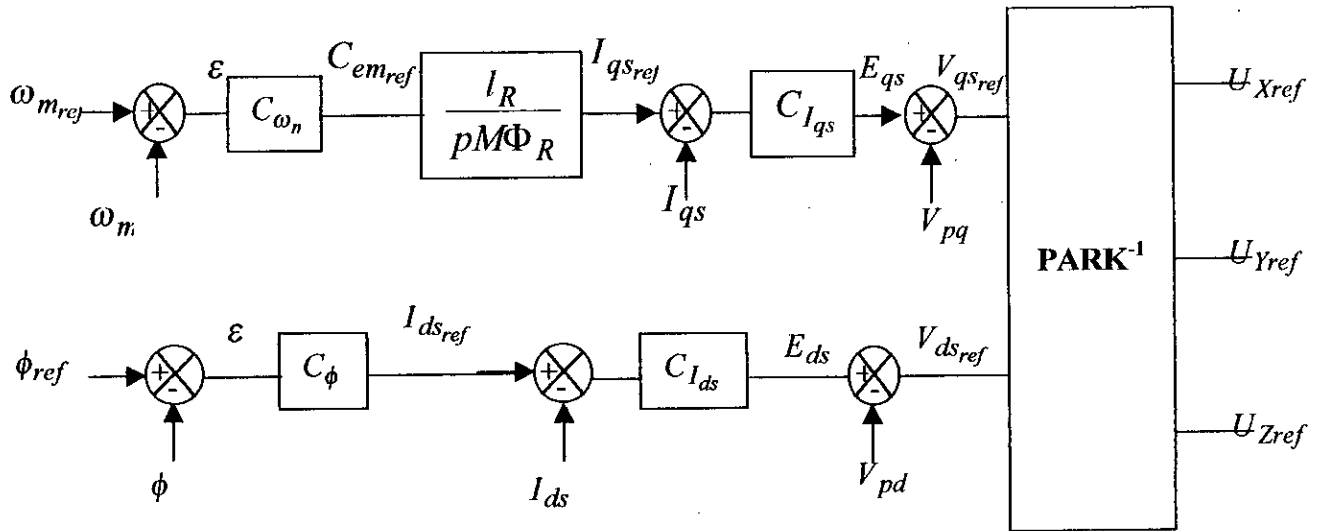


Fig.IV.3.schéma-bloc de la commande vectorielle directe.

IV.6.Calcul des régulateurs :

Nous avons vu que le découplage entre les axes (d) et (q) nous permet d'étudier séparément les boucles de régulation du flux et du couple.

Le calcul des régulateurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles.[Kerboua_99][Barkati_97]

IV.6.1.Réglage en cascade du flux rotorique :

IV.6.1.1.Réglage de la boucle interne du courant Ids :

D'après le système (IV.7), On a :

$$E_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma l_s \frac{dI_{ds}}{dt} \tag{IV.8}$$

donc :

$$I_{ds}(S) = \frac{E_{ds}}{R_s + S\sigma l_s} \tag{IV.9}$$

La boucle de régulation du courant Ids est représentée par le schéma-bloc de la figure (IV.4)

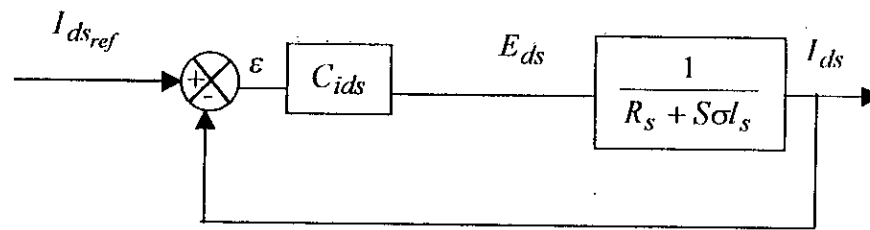


Fig.IV.4. Schéma fonctionnel du régulateur de courant I_{ds} .

L'expression mathématique du régulateur PI du correcteur C_{ids} est donnée par la relation suivante :

$$C_{ids} = k_{pd} + \frac{k_{id}}{S}$$

on a :

$$E_{ds} = \left(k_{pd} + \frac{k_{id}}{S} \right) \cdot (I_{ds_{ref}} - I_{ds}) \quad (IV.10)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{I_{ds}}{I_{ds_{ref}}} = \frac{(k_{pd} \cdot S + k_{id}) \frac{1}{\sigma l_s}}{S^2 + \frac{R_s + k_{pd}}{\sigma l_s} \cdot S + \frac{k_{id}}{\sigma l_s}} \quad (IV.11)$$

Le polynôme caractéristique est :

$$P(S) = S^2 + \frac{R_s + k_{pd}}{\sigma l_s} \cdot S + \frac{k_{id}}{\sigma l_s} = 0 \quad (IV.12)$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués $S_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, on aura :

$$P(S) = S^2 + 2 \cdot \rho \cdot S + 2 \cdot \rho^2 = 0 \quad (IV.13)$$

L'identification terme à terme des équations (IV.12) et (IV.13) on aura :

$$\begin{cases} k_{id} = 2 \cdot \sigma \cdot l_s \cdot \rho^2 \\ k_{pd} = 2 \cdot \sigma \cdot l_s \cdot \rho - R_s \end{cases} \quad (IV.14)$$

IV.6.1.2. Réglage de la boucle externe du flux :

Afin d'assurer un bon contrôle du couple, il faut maintenir le flux constant lors des changements de consigné de vitesse ou de position, ainsi que lors des applications de la charge perturbatrice.

D'après l'équation (IV.4), on a :

$$\phi_R = \frac{M}{1 + T_R S} I_{ds}$$

Le schéma-bloc de la régulation du flux est le suivant:

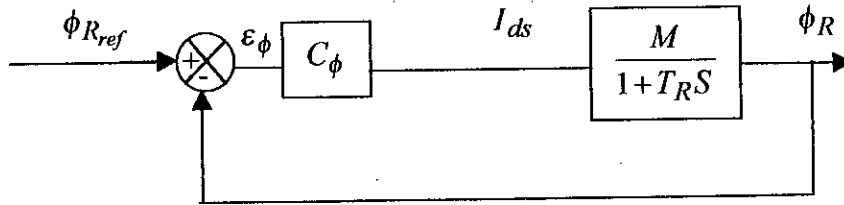


Fig.IV.5.Schéma fonctionnel de régulation du flux ϕ_R

La fonction de transfert ouverte est:

$$\frac{\phi_R(S)}{\varepsilon_\phi(S)} = C_\phi \cdot \frac{M}{1 + T_R S} = \left(k_{p\phi} + \frac{k_{i\phi}}{S} \right) \cdot \frac{M}{1 + T_R S} \quad (IV.15)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\phi_R(S)}{\phi_{Rref}(S)} = \frac{(k_{p\phi} \cdot S + k_{i\phi}) \frac{M \cdot R_R}{l_R}}{S^2 + \frac{R_R}{l_R} (1 + M \cdot k_{p\phi}) \cdot S + \frac{R_R \cdot M \cdot k_{i\phi}}{l_R}} \quad (IV.16)$$

L'équation caractéristique en boucle fermée est donnée par:

$$P(S) = S^2 + \frac{R_R}{l_R} (1 + M \cdot k_{p\phi}) \cdot S + \frac{R_R \cdot M \cdot k_{i\phi}}{l_R} = 0 \quad (IV.17)$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués :

$S_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, on aura :

$$P(S) = S^2 + 2 \cdot \rho \cdot S + 2 \cdot \rho^2 = 0 \quad (IV.18)$$

Par identification on trouve :

$$\begin{cases} k_{i\phi} = \frac{2 \cdot l_R}{R_R \cdot M} \cdot \rho^2 \\ k_{p\phi} = \frac{1}{M} \left(\frac{2 \cdot l_R}{R_R} \cdot \rho - 1 \right) \end{cases} \quad (IV.19)$$

IV.6.2. Réglage en cascade de la vitesse :

IV.6.2.1. Réglage de la boucle interne du courant I_{qs} :

Les mêmes calculs sont effectués pour dimensionner le régulateur du courant I_{qs} que pour le dimensionnement du régulateur du courant I_{ds} . Si on impose la même dynamique en boucle fermée, les coefficients k_{iq} et k_{pq} seront identiques à ceux du régulateur du courant I_{ds} .

IV.6.2.2. Réglage de la boucle externe de la vitesse :

IV.6.2.2.1. Boucle de la régulation de vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence afin de maintenir la vitesse correspondante. Pour que la cascade soit justifiée, il faut que la boucle interne soit très rapide par rapport à celle de la vitesse.

D'après l'équation mécanique, on trouve que :

$$\omega_m = \frac{C_{ref}}{J \cdot S + K_f} = \frac{C_{em} - C_r}{J \cdot S + K_f} \tag{IV.20}$$

En associant à cette fonction un régulateur C_{ω_m} de type PI, on aura :

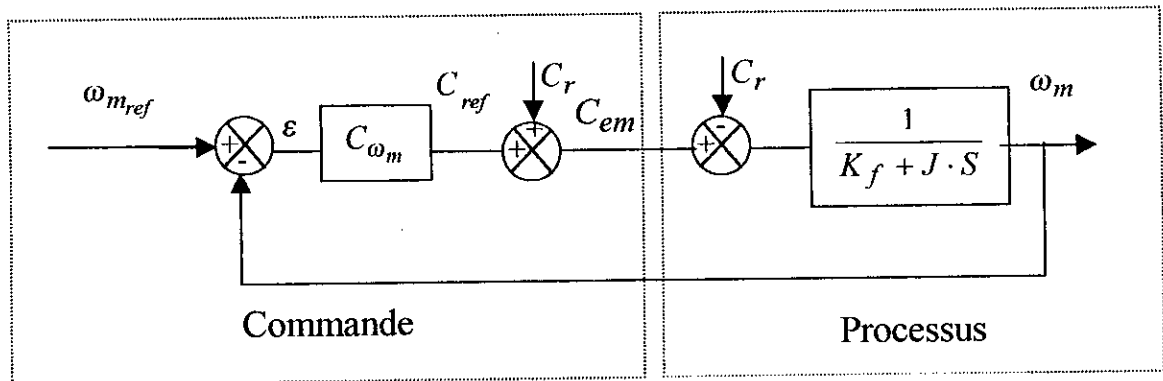


Fig.IV.6. Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse ω_m

L'expression mathématique du régulateur PI du correcteur C_{ω_m} est donnée par la relation suivante :

$$C_{\omega_m} = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{S} \quad (\text{IV.21})$$

La fonction de transfert en boucle fermée, calculée à partir du schéma précédent, est donnée par :

$$\frac{\omega_m}{\omega_{m_{ref}}} = \frac{(k_{p\omega} \cdot S + k_{i\omega}) \cdot \frac{P}{J}}{P(S)} \quad (\text{IV.22})$$

L'équation du polynôme caractéristique en boucle fermée $P(S)$ est :

$$P(S) = S^2 + \frac{k_f + k_{p\omega} \cdot P}{J} \cdot S + \frac{k_{i\omega} \cdot P}{J} = 0 \quad (\text{IV.23})$$

En imposant au polynôme $P(S)$ deux pôles complexes conjugués $S_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, on aura :

$$P(S) = S^2 + 2 \cdot \rho \cdot S + 2 \cdot \rho^2 = 0 \quad (\text{IV.24})$$

Par identification on trouve :

$$\begin{cases} k_{i\omega} = \frac{2 \cdot J}{P} \cdot \rho^2 \\ k_{p\omega} = \frac{2 \cdot \rho \cdot J - K_f}{P} \end{cases} \quad (\text{IV.25})$$

Remarque :

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine. Par contre, il faut qu'il diminue lorsque la vitesse augmente au-delà de la vitesse nominale afin de limiter la tension aux bornes de la machine. Ceci est réalisé par un bloc dit bloc de defluxage. Pour cela, on définit le flux de référence comme suit :

$$\phi_{R_{ref}} = \begin{cases} \phi_{R_N} & \text{si } \omega_m \leq \omega_{m_N} \\ \frac{\omega_{m_N}}{|\omega_m|} \phi_{R_N} & \text{si } \omega_m > \omega_{m_N} \end{cases} \quad (\text{IV.26})$$

IV.7. Résultats de simulation :

Les simulations présentées dans cette thèse sont réalisées sur une machine asynchrone triphasée couplée en étoile alimentée par un convertisseur statique (convertisseur matriciel) commandé par la stratégie de modulation de largeur d'impulsion à trois intervalles.

Les simulations sont faites pour trois échelons de vitesse :

- ◆ Echelon de vitesse de 0 à 750 tr/mn (vitesse qui correspond à la fréquence 25 Hz).
- ◆ Echelon de vitesse de 0 à 1500 tr/mn (vitesse qui correspond à la fréquence 50 Hz).
- ◆ Echelon de vitesse de 0 à 3000 tr/mn (vitesse qui correspond à la fréquence 100 Hz).

Pour chaque échelon de vitesse on a :

- ◆ La fréquence de la porteuse est 2 kHz.
- ◆ Application d'un couple résistant ($C_r = 4N.m$ pour l'échelon de 0 à 3000 tr/mn et $C_r = 10N.m$ pour les deux autres échelons).
- ◆ L'inversion de vitesse.

Les réponses simulées sont :

- L'évolution de vitesse de rotation.
- L'évolution du couple développé par la machine.
- L'évolution des courants statoriques direct et en quadrature.
- L'évolution des flux rotoriques direct et en quadrature.

On fait les simulations pour deux cas :

1. Sans introduction de filtre :

Les pôles choisis chaque boucle de régulation sont donnés par le tableau suivant :

Boucle de régulation	Pôles	k_P	k_I
Courants	$-450 \pm j450$	23,11	12582,00
Flux	$-20 \pm j20$	7.2885	223.29
Vitesse	$-12 \pm j12$	0.37143	4.464

a. échelon de vitesse de 0 à 750 tr/mn :

Les réponses du réglage de vitesse sans filtre sont montrées par la figure (IV.7.a).

b. échelon de vitesse de 0 à 1500 tr/mn :

Les réponses du réglage de vitesse sans filtre sont montrées par la figure (IV.8.a).

c. échelon de vitesse de 0 à 3000 tr/mn :

Les réponses du réglage de vitesse sans filtre sont montrées par la figure (IV.9.a.1) et (IV.9.a.2).

Interprétation :**➤ échelons de vitesse de 0 à 750 tr/mn et de 0 à 1500 tr/mn :**

Les figures (IV.7.a) et (IV.8.a) montrent que :

- La machine répond bien à l'échelon de vitesse, soit au démarrage, soit à l'inversion de sens de rotation, soit au long de l'application du couple résistant qui n'affecte pas sur la vitesse.
- Le découplage est maintenu dans tout le régime de fonctionnement.
- Les caractéristiques présentent des dépassements considérables soit au démarrage, soit à l'inversion de vitesse.
- La valeur de référence du flux diminue lorsque la vitesse de rotation est supérieure à la vitesse nominale de la machine, à cause de la présence du bloc de défluxage.

Ces résultats montrent que le réglage avec les régulateurs PI donne des résultats satisfaisants par rapport à la grandeur de perturbation. Par contre ils présentent des dépassements par rapport à la grandeur de consigne, dû au changement brusque de cette dernière.

➤ échelon de vitesse de 0 à 3000 tr/mn :

La figure (IV.9.a.1) montre qu'avec les pôles choisis précédemment on a trouvé des mauvais résultats.

Pour améliorer le réglage de la vitesse, il faut diminuer la valeur du pôle du régulateur de vitesse.

Si on prend la valeur du pôle du régulateur de vitesse égale à $(-1 \pm j1)$, on aura les résultats exposés sur la figure (IV.9.a.2). Cette dernière montre qu'il existe des petits dépassements dans la vitesse

2. Avec introduction du filtre :

Les dépassements qu'on a remarqués précédemment peuvent être amortis, soit en diminuant la rapidité du réglage et par suite on perd la robustesse vis-à-vis la perturbation, soit en introduisant un filtre (correcteur) pour la grandeur de consigne afin de diminuer l'impact de sa variation brusque [Barkati_97].

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$\frac{\omega_{m_{ref}}^{filtrée}}{\omega_{m_{ref}}} = \frac{1}{(1 + T_f \cdot S)} \quad (IV.27)$$

T_f est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert donnée par l'équation(IV.22). Donc $T_f = \frac{k_{p\omega}}{k_{i\omega}}$.

Des simulations ont montré qu'il est judicieux de choisir une valeur T_f cinq fois la valeur prévue afin d'avoir des réponses sans aucun dépassement quelque soit la vitesse de référence appartenant à l'intervalle [-3000, +3000]tr/mn.

Les pôles choisis chaque boucle de régulation sont donnés par le tableau suivant :

Boucle de régulation	Pôles	k_p	k_i
Courants	$-450 \pm j450$	23,11	12582,00
Flux	$-20 \pm j20$	7.2885	223.29
Vitesse	$-12 \pm j12$	0.37143	4.464

a. échelon de vitesse de 0 à 750 tr/mn :

Les réponses du réglage de vitesse avec filtre sont montrées par la figure (IV.7.b).

c. échelon de vitesse de 0 à 1500 tr/mn :

Les réponses du réglage de vitesse avec filtre sont montrées par la figure (IV.8.b).

c. échelon de vitesse de 0 à 3000 tr/mn :

Les réponses du réglage de vitesse avec filtre sont montrées par la figure (IV.9.b).

D'après la figure (IV.7.a) et la figure (IV.7.b) on constate que :

- Les dépassements sont fortement réduits, tandis que le temps de repense est nettement augmenté.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté :

La commande vectorielle directe de la machine asynchrone triphasée (commande de vitesse). Nous constatons que cette commande nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux.

On remarque que les grandeurs électriques suivent bien leurs références.

Nous constatons que le réglage avec les régulateurs PI donne des résultats satisfaisants par rapport à la grandeur de perturbation, mais ils présentent des dépassements par rapport à la grandeur de consigne, dû au changement brusque de cette dernière.

Ces dépassements peuvent être amortis, soit en diminuant la rapidité du réglage et par suite on perd la robustesse vis-à-vis la perturbation, soit en introduisant un filtre (correcteur) pour compenser le zéro de la fonction de transfert donnée par l'équation(IV.22).**Barkati_97**].

Nous constatons aussi que dans le régime transitoire de la machine (le démarrage ou l'inversion de vitesse de rotation), il y a apparition des piques de courant très gênant pour le bon fonctionnement de la machine. Donc il faut ajouter un régulateur d'état équipé d'un limiteur de courant.

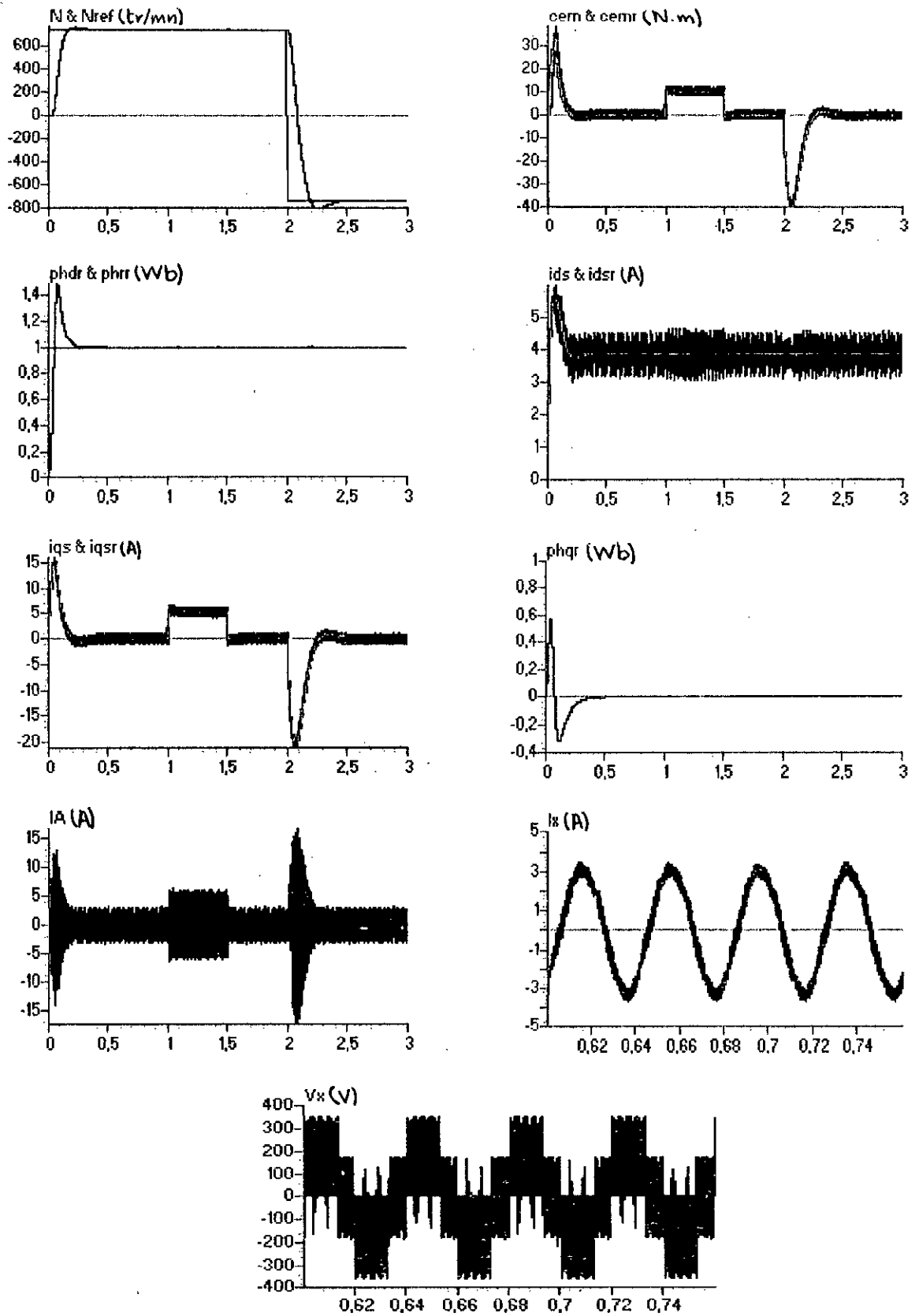


Fig.IV.7.a.simulation du réglage de vitesse sans filtre $N_{ref} = 750$ tr/mn

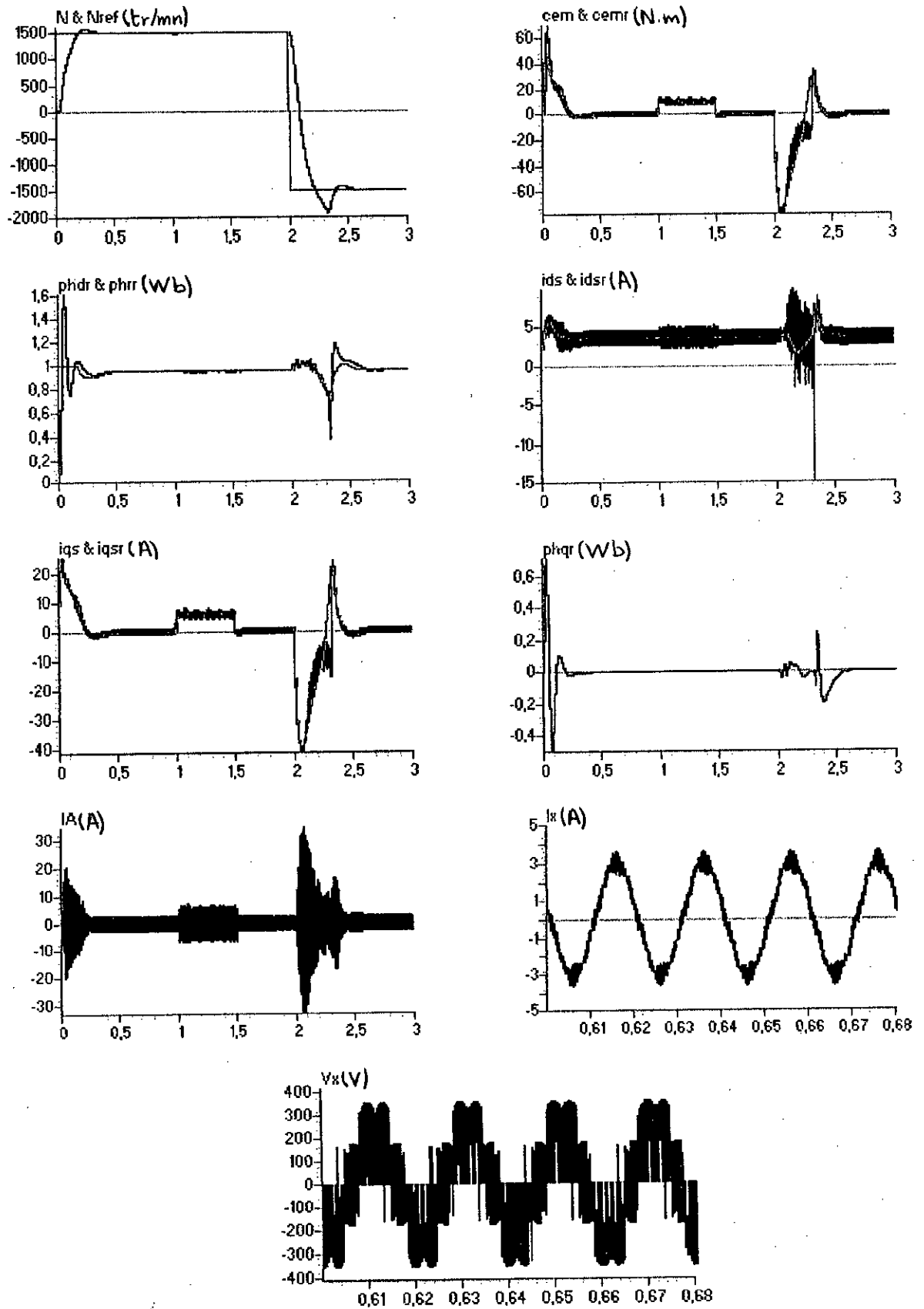


Fig.IV.8.a. simulation du réglage de vitesse sans filtre pour $N_{ref} = 1500$ tr/mn

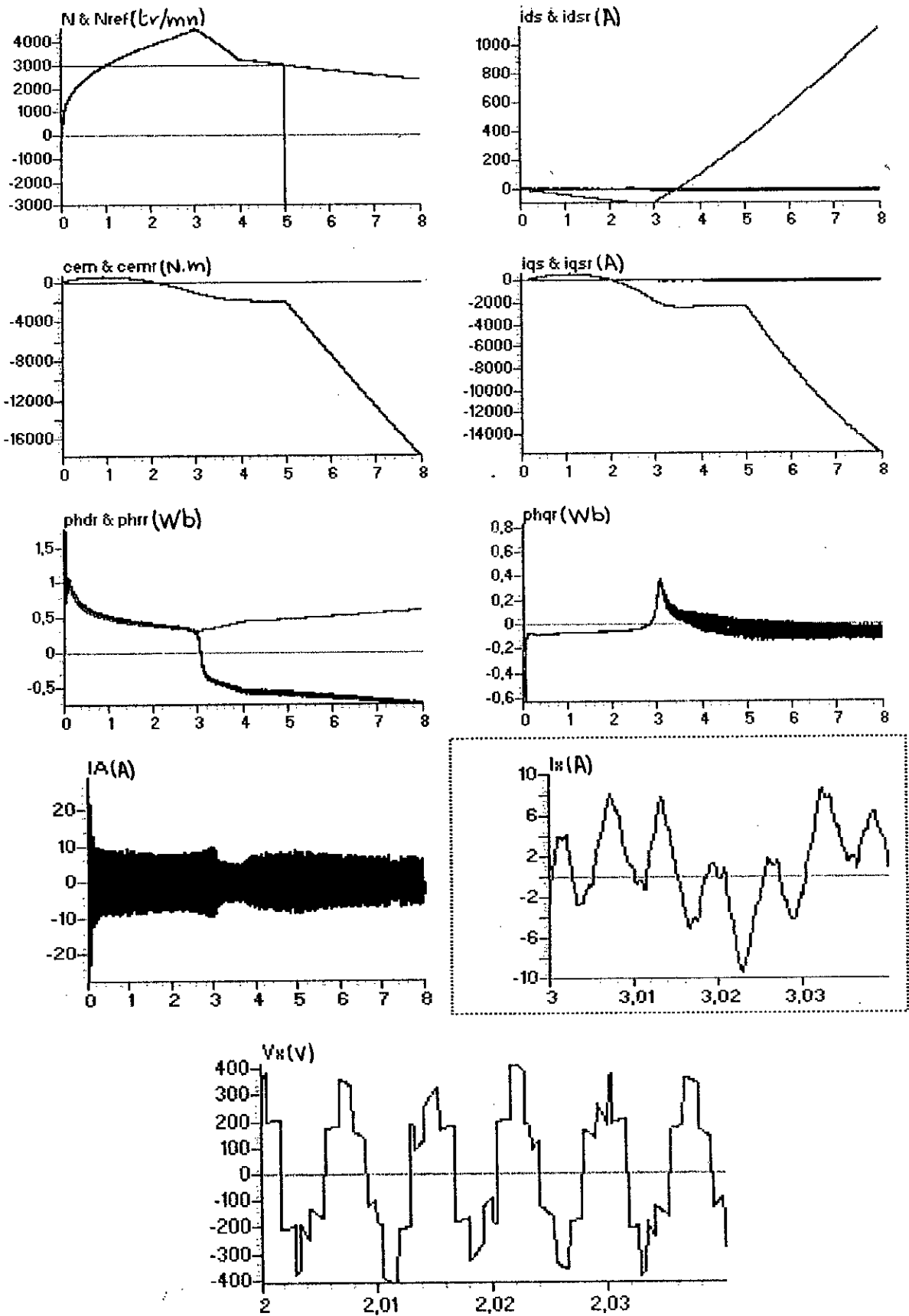


Fig.IV.9.a.1.simulation du réglage de vitesse sans filtre pour $N_{ref} = 3000$ tr/mn

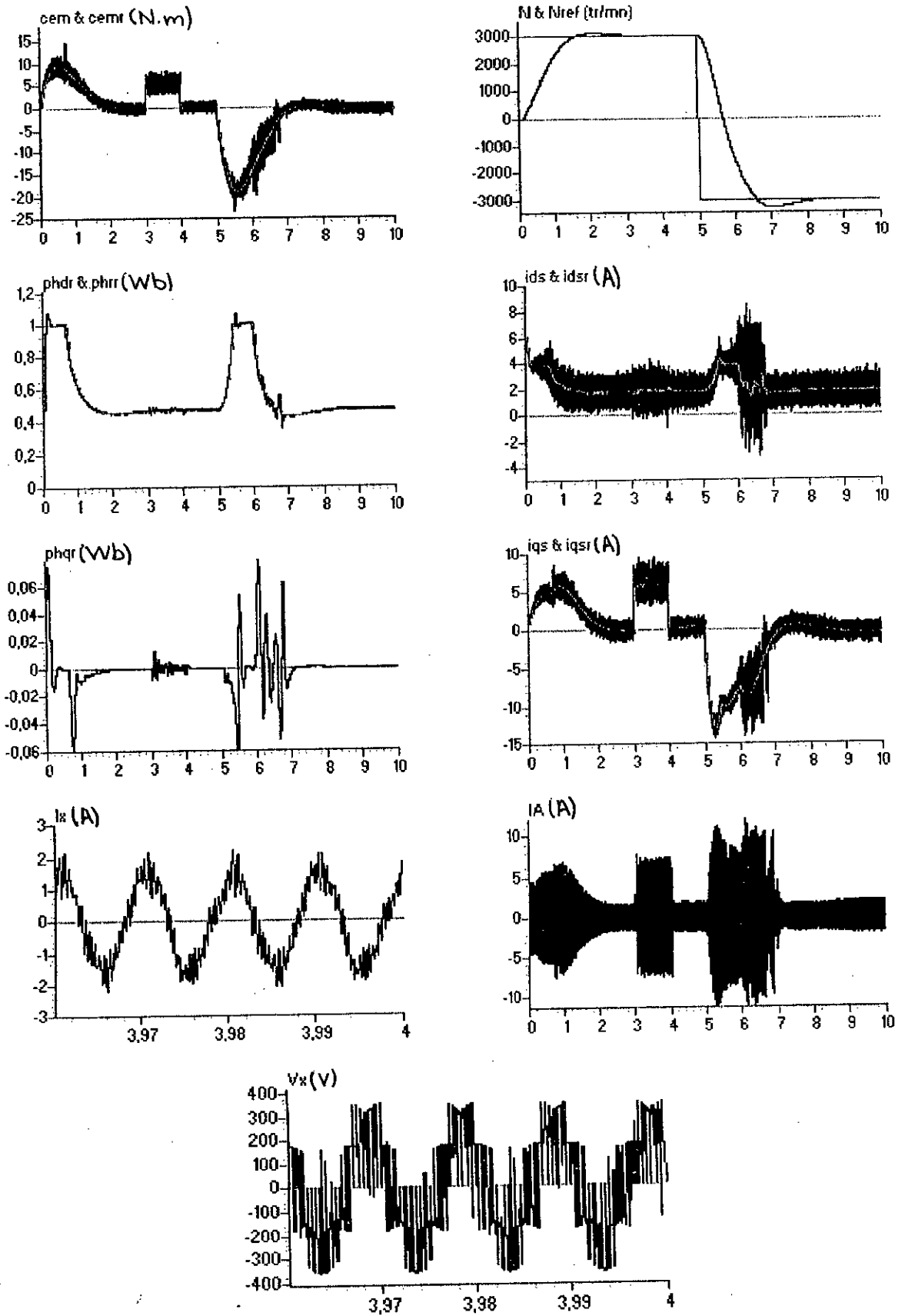


Fig.IV.9.a.2.simulation du réglage de vitesse sans filtre pour $N_{ref} = 3000$ tr/mn

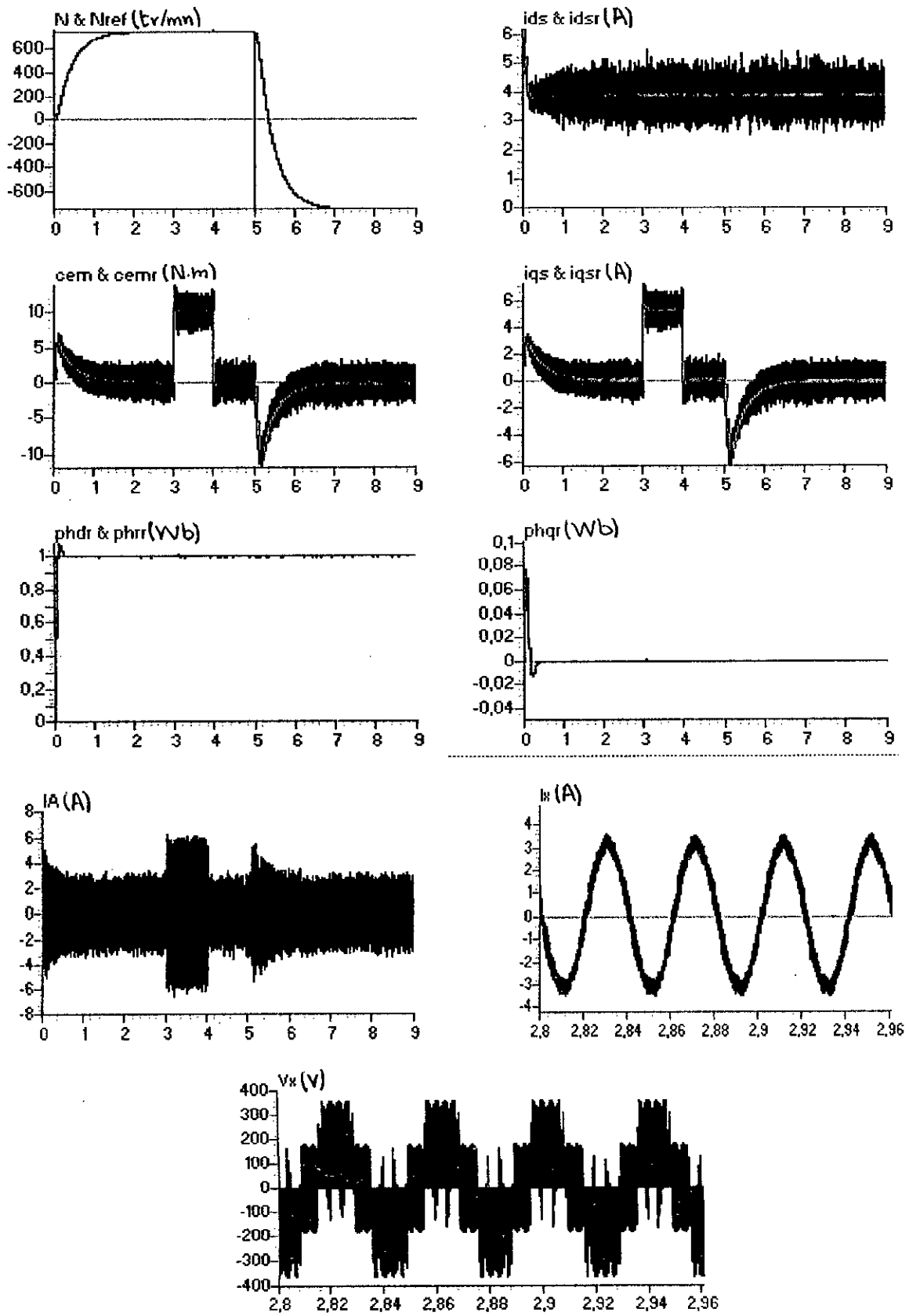


Fig.IV.7.b. simulation de réglage de vitesse avec filtre pour $N_{ref} = 750$ tr/mn.

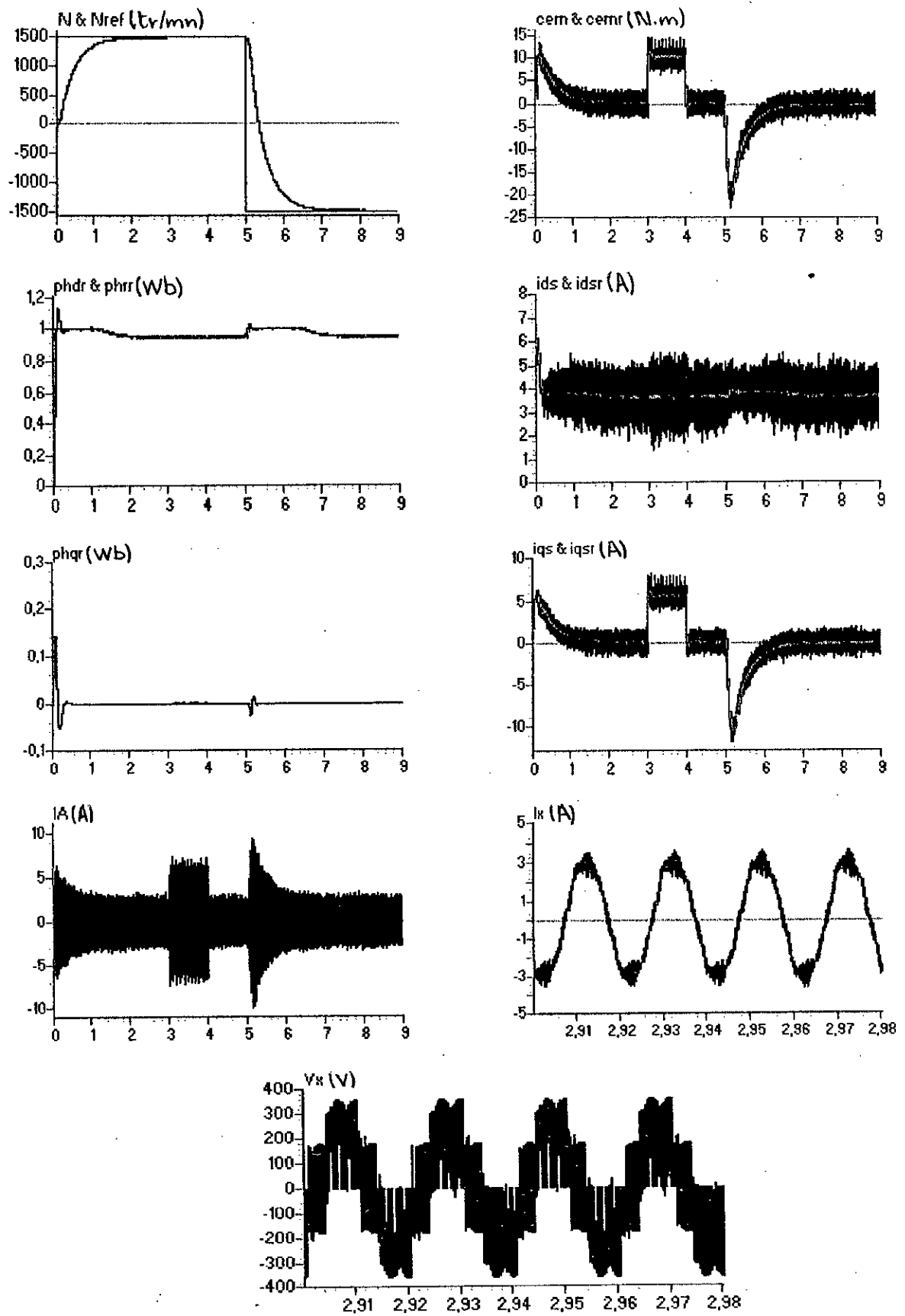


Fig.IV.8.b.simulation de réglage de vitesse avec filtre pour $N_{ref} = 1500$ tr/mn

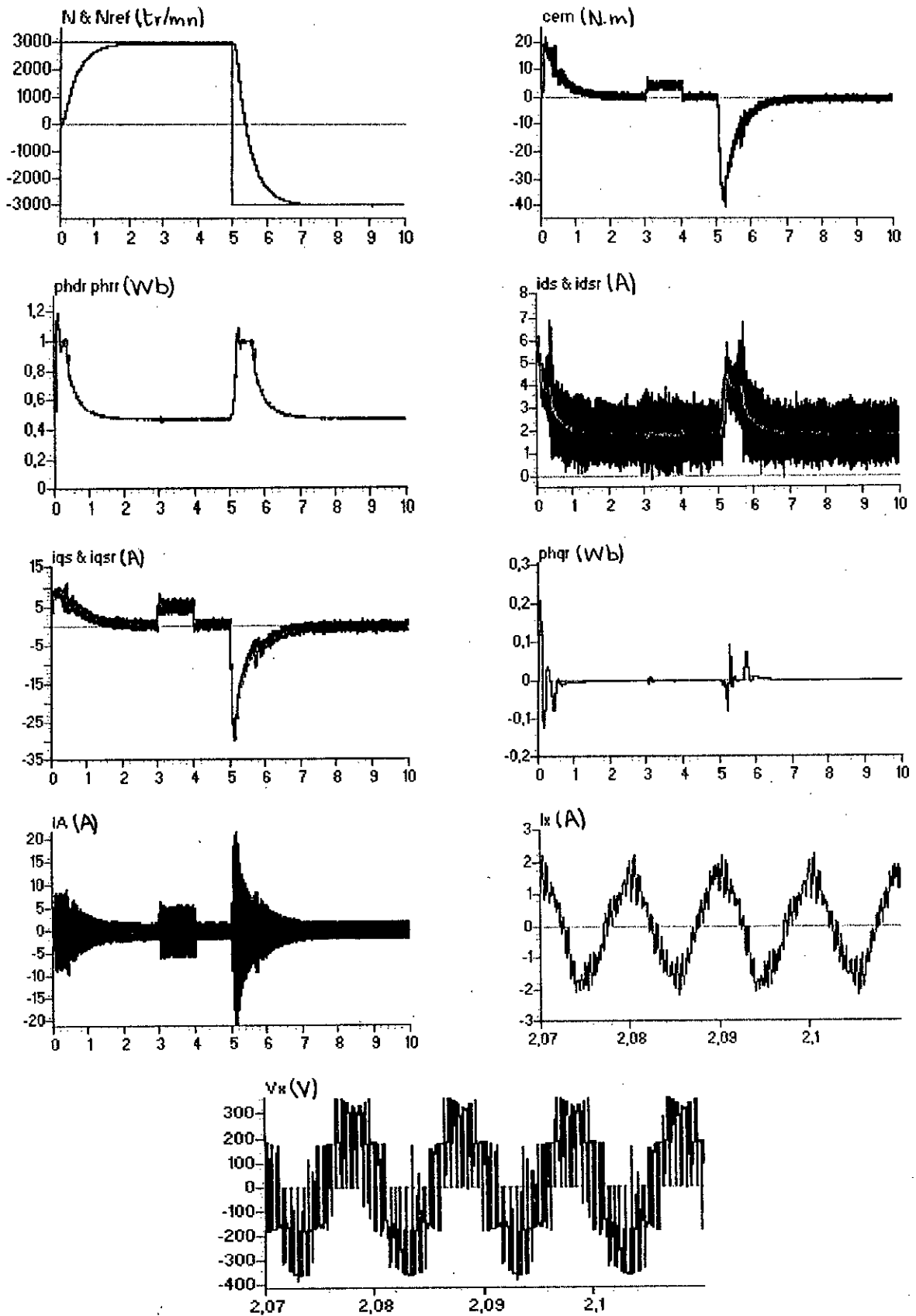


Fig.IV.9.b. simulation de réglage de la vitesse avec filtre pour $N_{ref} = 3000$ tr/mn

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire est une contribution à l'analyse et la commande du convertisseur matriciel triphasé et son application à la conduite de la machine asynchrone triphasée.

Afin d'aborder cette étude, nous avons élaboré au premier chapitre un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée en vue de son alimentation par un convertisseur statique. L'utilisation de la transformation de PARK au stator a permis de réduire le système d'état de la machine de six équations à quatre équations.

Le deuxième chapitre a été consacré à l'étude d'une structure de conversion alternative- alternative: convertisseur matriciel. Ainsi, on a développé :

- Un modèle de fonctionnement du convertisseur matriciel sans a priori sur la commande en utilisant les réseaux de Petri.
- Un modèle de connaissance et de commande du convertisseur matriciel.

Dans le troisième chapitre, on a développé de deux stratégies de commande MLI du convertisseur matriciel :

- La stratégie de modulation PWM à trois intervalles.
- La stratégie de modulation vectorielle.

Les caractéristiques de réglage (donnant la variation du fondamental de la tension délivrée par le convertisseur en fonction du taux de modulation r) de ces stratégies sont linéaires jusqu'à :

- $r=0.5$ pour la stratégie de modulation PWM à trois intervalles.
- $r=0.6$ pour la stratégie de modulation vectorielle.

Le taux d'harmoniques décroît généralement quand r augmente, ainsi l'augmentation de la valeur de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers les hautes fréquences, qui seront facilement filtrés. Les harmoniques se rangent en famille centrées autour des fréquences multiples de ($f_p=mf_o$).

Nous avons montré que modulation vectorielle nous permet d'élargir la zone linéaire de réglage de la tension de sortie du convertisseur matriciel, sans toute fois modifier les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée.

Le quatrième chapitre a été consacré à l'étude de la technique d'orientation du flux rotorique de la machine asynchrone. Cette technique permet de découpler la commande du flux de celle du couple, semblable à celle de la machine à courant continue à excitation séparée. En effet, si le flux est maintenu constant à sa valeur nominale, la machine fournit à tout instant un couple maximal. La méthode directe a été développée pour un réglage classique de vitesse. Les résultats obtenus ont montré le bon suivi des grandeurs référence après le régime transitoire et le découplage se maintient.

Perspectives:

- ❑ Etude d'autres stratégies de commande.
- ❑ Etude du problème de commutation.
- ❑ Etude de la conduite d'autres machines.

BIBLIOGRAPHIE

[Barkati_97]

S. Barkati, « Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone »
Thèse de Magister. ENP, 1997.

[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.

[Faidallah_95]

A. Faidallah « Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones »
Thèse de Doctorat, INPL France, Fev 1995.

[Hemici_94]

B. Hemici, « Commande en position par la technique du flux orienté d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de courant »
Proc. Of 2nd CEA, Algiers, JOT, Vol.1, 1994.

[Kerboua_99]

A. Kerboua, « Commandes et observateurs par mode de glissement : application à une machine asynchrone alimentée en tension »
Thèse de Magister. ENP, 1999.

[Laouadi_2000]

D. Laouadi « Approche discrète de la commande par mode de glissement d'une machine asynchrone alimentée en tension avec orientation du champ »
Thèse de PFE. ENP, 2000.

[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.

[Robyns_93]

B. Robyns « Commandes numériques évoluées d'actionneurs à courant alternatif »

Thèse de Doctorat, Université Catholique de Louvain, Déc 1993.

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

[Vas_90]

P. Vas « Vector control of AC machines »

Oxford Publications, 1990.

ANNEXE A

Paramètres de la machine asynchrone :

La machine asynchrone utilisée pour l'étude par simulation numérique, est une machine a cage d'écureuil

Sa plaque signalétique est :

- | | |
|---|--------------------------|
| <input type="checkbox"/> Puissance nominale : | $P_n=1.5 \text{ kW}$ |
| <input type="checkbox"/> Tension nominale : | $V_n=220/380 \text{ V}$ |
| <input type="checkbox"/> Courant nominal : | $I_n=6.7/3.7 \text{ A}$ |
| <input type="checkbox"/> Vitesse nominale : | $N_n=1420 \text{ tr/mn}$ |
| <input type="checkbox"/> Nombre de paire de pôles : | $p=2$ |

Paramètres électriques

- | | |
|--|-----------------------|
| <input type="checkbox"/> Résistance d'une phase statorique : | $R_s=4.85 \Omega$ |
| <input type="checkbox"/> Résistance d'une phase rotorique ramenée au stator : | $R_r=3.805 \Omega$ |
| <input type="checkbox"/> Inductance de fuite statorique : | $L_s=0.274 \text{ H}$ |
| <input type="checkbox"/> Inductance de fuite d'une phase rotorique ramenée au stator : | $L_r=0.274 \text{ H}$ |
| <input type="checkbox"/> Inductance mutuelle cyclique stator-rotor : | $M=0.258 \text{ H}$ |

Paramètres mécaniques

- | | |
|--|--------------------------------|
| <input type="checkbox"/> Moment d'inertie : | $J=0.031 \text{ kg.m}^2$ |
| <input type="checkbox"/> Coefficient de frottement : | $K_f=0.001136 \text{ Nm.s/rd}$ |

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

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 :

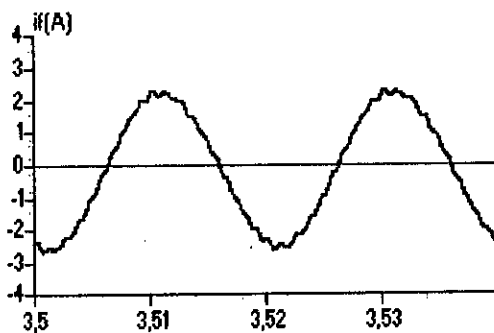


Fig.B.1. Le courant I_f pour $f_o=50\text{HZ}$

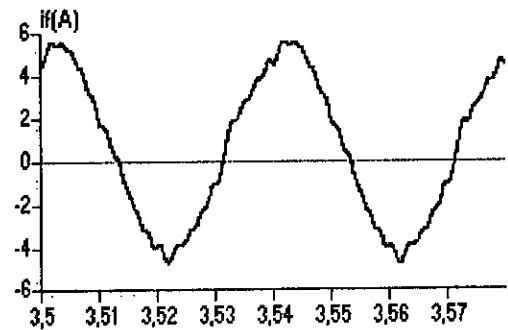


Fig.B.2. Le courant I_f pour $f_o=25\text{HZ}$

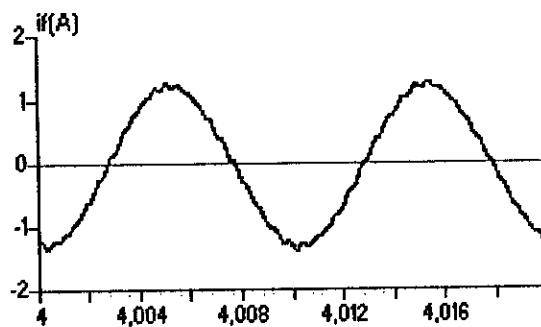


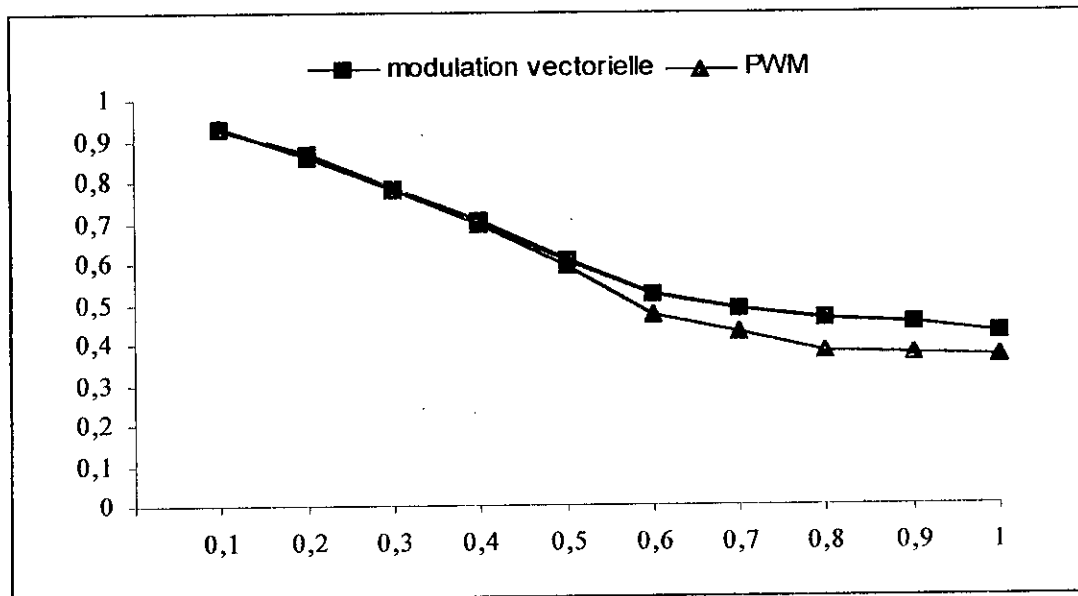
Fig.B.3. Le courant I_f pour $f_o=100\text{HZ}$

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.

ANNEXE C

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 :



ANNEXE D

Pour avoir un déphasage entre le courant d'entrée et sa tension, la fonction de modulation τ est choisie comme suit :

$$\tau = \frac{\cos\left(\Phi - \frac{\pi}{3}\right)}{\cos(\Phi)}$$

Avec

$$\Phi = \left((\omega t - \varphi) \bmod \left(\frac{\pi}{3}\right) \right) - \frac{\pi}{6}$$

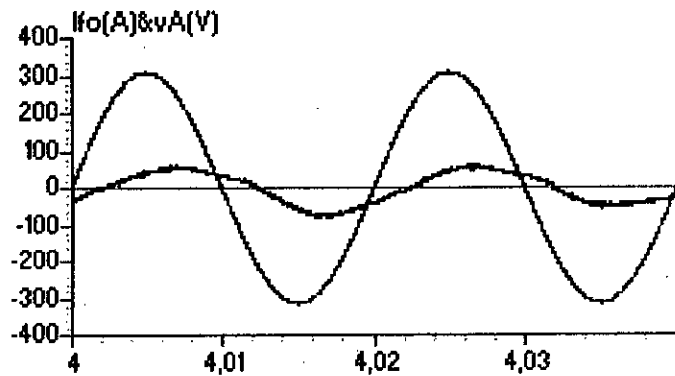
φ : le déphasage entre la tension du réseau et son courant.

La courbe suivante est faite pour $\varphi = 0$

Elle montre le déphasage entre le courant du réseau filtré d'alimentation et sa tension

$$I_{f0} = 220 \cdot I_f$$

avec I_f le courant du réseau filtré



ملخص:
يعالج هذا العمل تحليل ودراسته المصروف المصفوفي، واستعماله كوسيلة تغذية لألة لاتزامنية. لهذا الفرض عمدنا الى تشخيص الآلة اللاتزامنية والمصروف. بهدف الحصول دائه فرق الكهون ذات الطويلة والتواتر المراديين، استعملنا تقنيتي الضبط المتمثلة في التطوير الشعاعي والتطوير حسب عرض الوصفة ذات الثلاث مجالات في حالة دائرة فكم مفتوحة ومغلقة.

كلمات مفتاحية:
المصروف المصفوفي - التطوير الشعاعي - التطوير حسب عرض الوصفة ذات الثلاث مجالات.

Mots Clés:

Convertisseur matriciel, stratégie de modulation vectorielle, stratégie de PWM à trois intervalles.

Résumé:

Ce travail a pour but l'étude et l'analyse d'un convertisseur matriciel avec son application à la conduite d'une Machine Asynchrone. Pour cela, nous avons modélisé la machine asynchrone et le convertisseur matriciel. Afin d'obtenir l'amplitude et la fréquence de la tension désirée, nous avons utilisé deux stratégies de commande du convertisseur matriciel, la stratégie PWM à trois intervalles et la stratégie de modulation vectorielle en boucle ouverte et fermée.

Key Words:

Matrix converter, strategy of vectorial modulation, strategy of PWM with three intervals.

Abstract:

The purpose of this work is the study and analyzes of matrix converter with its application to the control of an Asynchronous Machine. For that, we modeled the asynchronous machine and the matrix converter. In order to obtain the amplitude and the frequency of the wished tension, we used two strategies of ordering of the matrix converter, strategy PWM with three intervals and the strategy of vectorial modulation in open and closed loop.