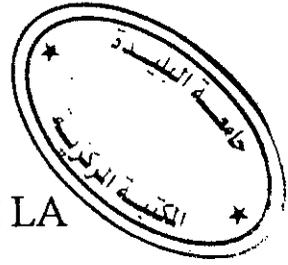


Republique Algerienne Democratique et Populaire

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE BLIDA
INSTITUT D'ELECTRONIQUE

MEMOIRE DE MAGISTER

SPECIALITE : ELECTRONIQUE
OPTION : CONTRÔLE

THEME

**CONTRÔLE DE LA VITESSE
D'UNE MACHINE ASYNCHRONE
MONOPHASEE**

Présenté par : **CHOUIREB FATIMA**

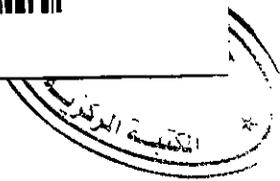
Devant le jury:

Mr H. SALHI	Président	M. C U. BLIDA
Mr K. AMMOUR	Examineur	M. C U. BLIDA
Mr M. S. BOUCHERIT	Examineur	M. C E.N.P.A
Mr D. AKHRIB	Examineur	C. C U. BLIDA
Mr M. BOUNEKHLA	Rapporteur	C. C U. BLIDA

Blida, Algerie
1996



32-530-551-1



Republique Algerienne Démocratique et Populaire

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DE BLIDA
INSTITUT D'ELECTRONIQUE

MEMOIRE DE MAGISTER

SPECIALITE : ELECTRONIQUE
OPTION : CONTRÔLE

THEME

**CONTRÔLE DE LA VITESSE
D'UNE MACHINE ASYNCHRONE
MONOPHASEE**

Présenté par : **CHOUREB FATIMA**

Devant le jury:

Mr H. SALHI	Président	M. C U. BLIDA
Mr K. AMMOUR	Examineur	M. C U. BLIDA
Mr M. S. BOUCHERIT	Examineur	M. C E.N.P.A
Mr D. AKHRIB	Examineur	C. C U. BLIDA
Mr M. BOUNEKHLA	Rapporteur	C. C U. BLIDA

Blida, Algerie
1996

Dedicaces

Je dedie ce travail

à la memoire de mon père, à la memoire de mon amie NADJIA TERRAS,

à ma très chère mère,

à mes frères et soeurs,

à toutes mes amies .

Fatima

Remerciements

Ce travail a été effectué au sein de l'institut d'Electronique de Blida sous la direction de Messieurs M. BOUNEKHLA et M.ZAIM, qu'ils trouvent ici l'expression de mes remerciements.

Je remercie très vivement Monsieur H. SALHI, Maître de conférence à l'institut d'Electronique de Blida, d'avoir présidé le jury.

Je tiens à remercier Messieurs K. AMMOUR, maître de conférence à l'institut d'Electronique de Blida, et D. AKHRIB chargé de cours à l'institut d'Electronique de Blida, d'avoir accepté de Juger ce travail.

Que Monsieur M. S. BOUCHERIT, Maître de conférence à l'école nationale Polytechnique d'Alger trouve ici l'expression de ma profonde gratitude pour son aide et les conseils qu'il m'a prodigués et pour avoir accepté de juger mon travail.

Je remercie vivement Monsieur A. MENACER, Monsieur A. AMRANI pour leurs encouragements, Monsieur A. FERDJOUNI et Monsieur AIT GOUGAM pour leurs aides et leurs encouragements.

Je présente aussi mes remerciements à Messieurs D. GUIBADJ, Directeur de l' université de LAGHOUAT et M. YOUSFI Directeur des études de l'université de LAGHOUAT pour leur aide.

Mes chaleureux remerciements vont également à M. MANAA, D. HADJI, D. TAHRAOUI, A. CHENTIR, A. ANOU, Y. AYEB et F. DOUDOU, ainsi qu'à tous les postgraduants de l'institut D 'Electronique de Blida pour leurs aides et leurs encouragements.

Nomenclature

e_{ms}	: tension de phase principale
e_{as}	: tension de phase auxiliaire
V_{ca}	: tension aux bornes du condensateur
i_{ms}	: courant dans la phase principale
i_{as}	: courant dans la phase auxiliaire
i_{cr}, i_{pr}	: courants rotoriques fictifs
Φ	: flux
M	: mutuelle inductance
L_{ms}, L_{as}	: inductances propres des phases principale et auxiliaire
L_r	: inductance rotorique
R_{ms}, R_{as}	: resistances statoriques des enroulements principale et auxiliaire
R_r	: resistance rotorique
P_m	: nombre de paires de pôles
T_e	: couple électromagnétique
T_l	: couple resistif
f	: coefficient de frottement visqueux
J	: moment d'inertie
θ_s, θ_r	: angles électriques statorique et rotorique
w_s, w_r	: vitesses angulaires électriques statorique et rotorique
w_{sl}	: glissement de vitesse angulaire électrique
Ω_r	: vitesse mecanique
P	: ratio de frequence de l'onde PWM
m	: indice de modulation

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I ETUDE ET MODELISATION D'UN MOTEUR ASYNCHRONE MONOPHASÉ EN VUE DE LA COMMANDE	
Introduction.....	3
I-1 Presentation d'un moteur asynchrone monophasé.....	4
I-1-1 Constitution.....	4
I-1-2 Principe de fonctionnement.....	5
I-1-3 Procédé de démarrage.....	6
I-2 Reglage de la vitesse.....	7
I-3 Modelisation de la machine à condensateur permanent dans un referentiel lié au stator.....	8
I-4 Simulation de la machine à condensateur permanent et interpretation.....	17
I-5 Modèle de la machine monophasée sans condensateur.....	21
I-5-1 Modelisation dans un referentiel lié au stator.....	21
I-5-2 Modelisation dans un referentiel lié au champ tournant.....	21
I-5-3 Simulation et interpretation.....	24
Conclusion.....	33
CHAPITRE II ALIMENTATION ET COMMANDE À FREQUENCE VARIABLE DU MOTEUR ASYNCHRONE MONOPHASÉ PAR ONDULEUR AUTONOME	
Introduction.....	34
II-1 Principe des onduleurs autonomes.....	35
II-1-1 Presentation des differentes structures de puissance.....	35
II-1-1-1 Onduleur monophasé.....	35
II-1-1-2 Onduleur triphasé.....	40
II-2 Modele du convertisseur.....	41
a/ modèle de l'onduleur monophasé en pont complet.....	41
b/ modèle de l'onduleur triphasé.....	42
II-3 Differentes solutions pour la variation de la vitesse du moteur monophasé alimenté par onduleur.....	42
II-4 Commande en tension à modulation de largeur d'impulsion(PWM) de la machine monophasée à condensateur permanent.....	43
II-4-1 Principe général.....	43
II-4-2 Les strategies basées sur la modulation sinusoidale.....	44
II-4-2-1 Principe de la modulation sinusoidale.....	44

II-4-2-2	Caracterisation de la modulation sinusoidale.....	44
II-4-2-3	La modulation à échantillonnage naturel	46
	a/ modulation naturelle à deux niveaux	
	b/ modulation naturelle à trois niveaux	
II-4-2-4	La modulation à échantillonnage regulier symetrique.....	50
	a/ modulation regulière symetrique à deux niveaux	
	b/ modulaton regulière symetrique à trois niveaux	
II-4-2-5	La modulation à échantillonnage regulier asymetrique.....	52
	a/ modulation regulière asymetrique à deux niveaux	
	b/ modulation regulière asymetrique à trois niveaux	
II-4-2-6	La modulation à échantillonnage regulier asymetrique modifié.....	54
	a/ modulation reguliere asymetrique modifiée à deux niveaux	
	b/ modulation reguliere asymetrique modifiée à trois niveaux	
II-4-3	Modulation calculée.....	56
	a) Elimination des premiers harmoniques de la tension de sortie.....	58
	a-1/PWM à deux niveaux	
	b-1/PWM à trois niveaux	
II-4-4	Resultats de la simulation et interpretation.....	60
II-4-5	Etude comparative.....	81
II-5	Commande en courant de la machine monophasée.....	94
II-5-1	La commande d'un onduleur monophasé par bande d'hysteresis.....	94
II-5-2	Commande d'un onduleur à quatre bras.....	96
II-5-3	Commande d'un onduleur triphasé.....	98
	Conclusion.....	102

CHAPITRE III:COMMADE EN BOUCLE FERMÉE DE LA MACHINE ASYNCHRONE MONOPHASÉE.

Introduction	103
III-1 Commande par orientation du flux rotorique de la machine monophasée symetrique sans condensateur.....	104
III-1-1 Principe de la commande par orientation du flux.....	104
III-1-2 Commande en tension.....	104
III-1-2-1 Commande directe.....	105
III-1-2-2 Commande indirecte.....	117
III-1-3 Commande en courant.....	121
III-1-3-1 Commande directe.....	123
III-1-3-2 Commande indirecte.....	123
III-1-3-3 Commande avec modèle.....	130
III-2 Commande par decouplage de la machine monophasée sans condensateur.....	135

III-2-1 Principe de la commande decouplée.....	135
III-2-2 Commande en tension avec linearisation exacte Entrées-Sorties et decouplage par retour d'état nonlineaire.....	136
III-2-3 Commande en courant.....	141
III-3 Application de la commande adaptative à la machine asynchrone monophasée.....	148
III-3-1 Principe de la commande adaptative avec modèle de reference.....	148
III-3-2 Commande en courant avec modele de reference MRAC.....	148
III-3-3 Commande adaptative en tension MRAC.....	153
III-3-4 Commande SMRAC appliquée à la machine symetrique et dissymetrique.....	153
III-3-5 Commande SMRACD avec linearisation E/S et decouplage	157
Conclusion.....	161
CONCLUSION GENERALE.....	162
BIBLIOGRAPHIE	
ANNEXES	

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

Les machines à courant alternatif utilisées en asservissement de vitesse dans les industries automatisées subissent actuellement un développement spectaculaire, au détriment des moteurs à courant continu. Ces derniers sont fragiles et présentent des performances limitées à cause de leurs collecteurs.

L'évolution technologique, notamment en matière de semi-conducteurs, permet maintenant de construire des convertisseurs statiques capables de délivrer des tensions (courants) d'amplitudes et de fréquence réglables.

Parallèlement, le progrès croissant de la micro-informatique permet l'utilisation, dans la structure de commande de ces convertisseurs, de puissants outils de l'automatique moderne.

L'automatisation et la robotisation d'un procédé de fabrication quelconque font appel, dans presque tous les cas, au moteur asynchrone triphasé [1], [2], [3], [4], [5], [6], [7], [37], [49], [57], ...etc. Cependant, le moteur monophasé est actuellement très utilisé dans certaines applications industrielles et domestiques. Il est l'un des actionneurs les plus appropriés pour les variateurs de vitesse de petites puissances [8], [9], [10], [11].

La littérature a reconnu beaucoup moins de travaux sur la machine monophasée en comparaison avec la machine triphasée [54], [55], [21], [59], [60], [61].

Aussi depuis quelques années, les chercheurs se tournent vers cette machine [8], [9],[11], [12], [13], [14], [15], [16], [17], [18], [19], [20], [23], [24]. Ces travaux compétitifs ont été faits pour faire fonctionner cette machine à vitesse variable en boucle ouverte, mais aucun d'entre eux n'a étudié son utilisation dans l'asservissement de vitesse ou de position.

Dans cette optique, l'objectif principal de notre travail est d'adapter la commande vectorielle, ainsi que les différentes commandes de l'automatique moderne (commande par linéarisation exacte et découplage Entrées/Sorties et commandes adaptatives) à la machine monophasée .

Après une brève description du fonctionnement de la machine monophasée et des différentes techniques de réglage de la vitesse, le premier chapitre traite sa modélisation mathématique dans un référentiel lié au stator et dans un référentiel lié au champ magnétique tournant .

Dans le deuxième chapitre, nous abordons l'alimentation à fréquence variable de la machine monophasée .

Deux types d'alimentation sont à considérer :

-l'alimentation par onduleur commandé en tension, et

-l'alimentation par onduleur commandé en courant.

Pour le premier type d'alimentation, la machine est sensée fonctionner en boucle ouverte à flux constant.

L'études des différentes stratégies de modulation de largeurs d'impulsions est nécessaire pour la structure de commande de l'onduleur .

Alors que pour le deuxième type d'alimentation, l'onduleur est commandé en courant par bande d'hysteresis .

Pour un fonctionnement optimal de la machine monophasée à vitesse variable, l'étude de la commande par orientation du flux, la commande découplée et la commande adaptative fera l'objet du troisième chapitre.

CHAPITRE I

Etude et modélisation d'un moteur asynchrone monophasé en vue de la commande

Introduction

Dans ce chapitre, nous présentons le moteur asynchrone monophasé ainsi que les techniques de réglage de la vitesse.

En vue de simuler le comportement de cette machine, nous procédons à la mise en équation du moteur dans un référentiel lié au stator et dans un référentiel lié au champ tournant .

Quelques résultats de simulation du moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent, du moteur sans condensateur symétrique ou dissymétrique à alimentation en tension ou en courant sont présentées dans ce chapitre.

I-1 Présentation du moteur asynchrone monophasé:

Le moteur asynchrone monophasé est un moteur de petite puissance généralement inférieure à kW. Il est utilisé dans les installations domestiques où il équipe une bonne partie des appareils électroménagers.

I-1-1 Constitution:

Le moteur asynchrone est constitué de deux parties principales :

- Le stator: c'est la partie fixe, il porte des bobinage logés dans des encoches. Alimenté par une tension de fréquence f_s (pulsation ω_s), il produit un champ tournant à la fréquence de rotation:

$$n_s = f_s / P_m \text{ (en tr/s),}$$

soit à la vitesse angulaire:

$$\Omega_s = 2\pi n_s = 2\pi f_s / P_m \text{ (en rad/s)}$$

P_m étant le nombre de paires de pôles fictifs produits par le stator.

Ce champ tournant doit faire tourner le rotor moins vite que lui avec une fréquence de rotation:

$$n_r < n_s$$

et une vitesse angulaire:

$$\Omega_r < \Omega_s$$

- Le rotor: c'est la partie tournante, il n'est lié électriquement à aucune sorte de source d'énergie, le courant dans ses enroulements est uniquement induit par le champ tournant statorique.

On distingue deux types différents de rotors: le rotor bobiné et le rotor à cage d'écureuil.

- Le rotor bobiné porte sur sa périphérie des encoches dans lesquelles viendront se loger les conducteurs.

- Le rotor à cage d'écureuil est formé d'un certain nombre de barres métalliques identiques reliées entre elles à chaque extrémité du rotor par des anneaux.

Par la suite, nous poursuivons notre travail en considérant toujours un moteur monophasé à cage d'écureuil.

I-1-2 Principe de fonctionnement:

D'après le théorème de Leblanc, le stator monophasé produit un champ tournant que l'on peut décomposer en deux champs tournants en sens inverse l'un de l'autre (voir annexe(A)); le rotor, sous l'action de ce champ tournant, peut tourner dans un sens ou dans l'autre, mais ne peut démarrer sans qu'on le lance dans le sens choisi.

Chacun des deux champs tournants développe sur le rotor un couple dont l'allure en fonction de la vitesse est la même que pour un moteur triphasé. Le couple résultant est la somme algébrique des couples développés par les deux champs tournants (figure I-1).

Ce couple est nul au démarrage, c'est pour cette raison que le moteur ne démarre pas sans artifice.

I-1-3 Principe de démarrage:

Pour avoir un couple de démarrage non nul qui fait tourner le moteur asynchrone monophasé dans un sens bien déterminé et pour avoir un meilleur fonctionnement en charge: une solution était de placer un enroulement auxiliaire sur le stator de façon que le champ alternatif qu'il produit soit perpendiculaire au champ produit par l'enroulement principal. Cet enroulement auxiliaire est alimenté à travers un condensateur qui déphase les courants dans les deux enroulements d'un angle inférieur à $\pi/2$, mais suffisant pour créer un champ tournant. Dans ce cas le couple au démarrage est non nul et relativement important.

les figures I-1 et I-2 présentent respectivement l'allure du couple à un seul enroulement statorique et celui avec enroulement auxiliaire.

Nous remarquons que pour chaque fréquence le couple résultant avec enroulement auxiliaire est plus important que celui à un seul enroulement statorique.

Le condensateur peut être branché au démarrage seulement puis déconnecté dès que la machine atteint 60 à 80% de la vitesse synchrone, ou bien il peut être branché en permanence et dans ce cas le moteur est à peu près équivalent à un moteur diphasé au démarrage.

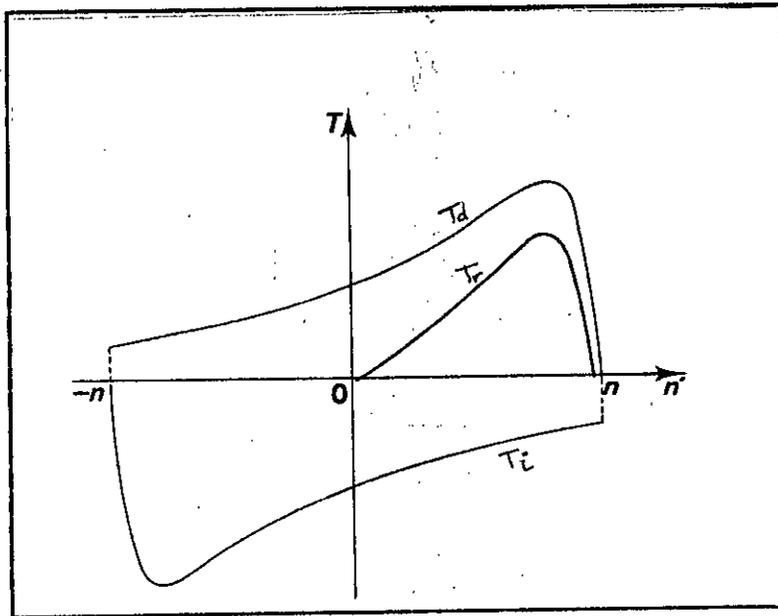


Figure I-1: Couple résultant à un seul enroulement statorique

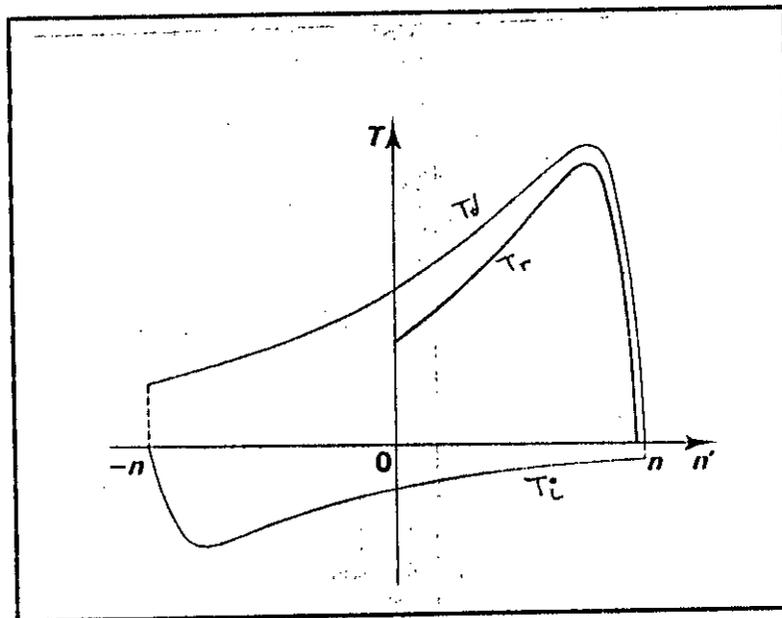


Figure I-2: Couple résultant avec enroulement auxiliaire

- Td: Couple direct
- Ti: Couple inverse
- Tr: Couple résultant

I-2 Réglage de la vitesse:

Pour faire varier la vitesse du moteur asynchrone, il faut agir sur plusieurs paramètres:

I-2-1 Par modification du nombre de paires de pôles P_m :

On modifie le nombre de paires de pôles P_m par commutation sans modifier l'implantation des bobinages du stator. Dans ce cas le moteur doit opérer à quelques vitesses discrètes seulement. Ceci est dû à la relation $\Omega_s = \omega_s / P_m$.

I-2-2 Par variation de l'amplitude de la tension d'alimentation:

On peut faire varier la vitesse en faisant varier la valeur efficace de la tension du moteur. Cette variation est assurée essentiellement en alimentant le moteur par un gradateur ou autotransformateur. Ce type de montage est valable pour des récepteurs mécaniques de faible couple résistant à l'arrêt et au démarrage [25].

I-2-3 Par variation de la fréquence et de l'amplitude de la tension d'alimentation:

La méthode la plus importante pour varier la vitesse du moteur asynchrone est de l'alimenter par une fréquence variable (le champ tournant a pour fréquence de rotation $n_s = f_s / P_m$).

En plus, il est nécessaire de faire varier, en même temps que la fréquence, l'amplitude de la tension d'alimentation pour avoir un fonctionnement à flux et couple maximal constants, et par conséquent l'état de saturation reste toujours le même.

L'alimentation du moteur asynchrone monophasé par convertisseurs de fréquence à deux degrés de liberté assure la variation de la fréquence et de l'amplitude de l'alimentation. Parmi ces convertisseurs nous distinguons deux grandes catégories:

a/ Les cycloconvertisseurs

Ces convertisseurs transforment directement la tension du réseau industriel en tension d'amplitude et de fréquence variables. Cependant, le cycloconvertisseur ne convient que pour les puissances élevées et les faibles vitesses [26].

b/ Les convertisseurs indirects: qui comportent toujours

-Un redresseur qui permet de passer de l'alimentation à fréquence fixe du réseau industriel à une alimentation en courant ou en tension continue.

-Un onduleur autonome qui fait la conversion continue alternatif.

Le signal de sortie reproduit un signal de commande sinusoïdal, ceci nécessite des semi-conducteurs rapides dont la fréquence de commutation est supérieure à la fréquence de sortie. Cette structure d'alimentation présente l'avantage de déplacer les harmoniques indésirables vers les hautes fréquences [5,26,27,28,34,36].

I-3 Modélisation de la machine asynchrone à condensateur permanent dans un référentiel lié au stator:

Le moteur asynchrone monophasé à condensateur est constitué par un stator à deux enroulements en quadratique électriques: l'enroulement principal et l'enroulement auxiliaire.

Ces deux enroulements auront une distribution différente, leurs nombres de spires peuvent être différents, leurs résistances peuvent être également différentes.

Son rotor est une cage d'écurueil qui peut être distribuée symétriquement en deux enroulements équivalents court-circuités en quadratique électrique .

D'autre part, le rotor tourne avec une vitesse angulaire dans un sens bien déterminé.

La figure I-3 montre la représentation électrique du moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent .

Pour la modélisation de ce moteur, nous négligeons la saturation et le phénomène d'hysteresis ce qui permet de supposer que la machine est linéaire pour les flux. Les pertes fer, l'effet pelliculaire et les effets thermiques sont aussi négligés. Les harmoniques d'espace ne sont pas prises en compte, ce qui revient à supposer que la mutuelle inductance entre deux bobinages l'un fixe l'autre mobile varie sinusoidalement dans l'espace de la machine[23].

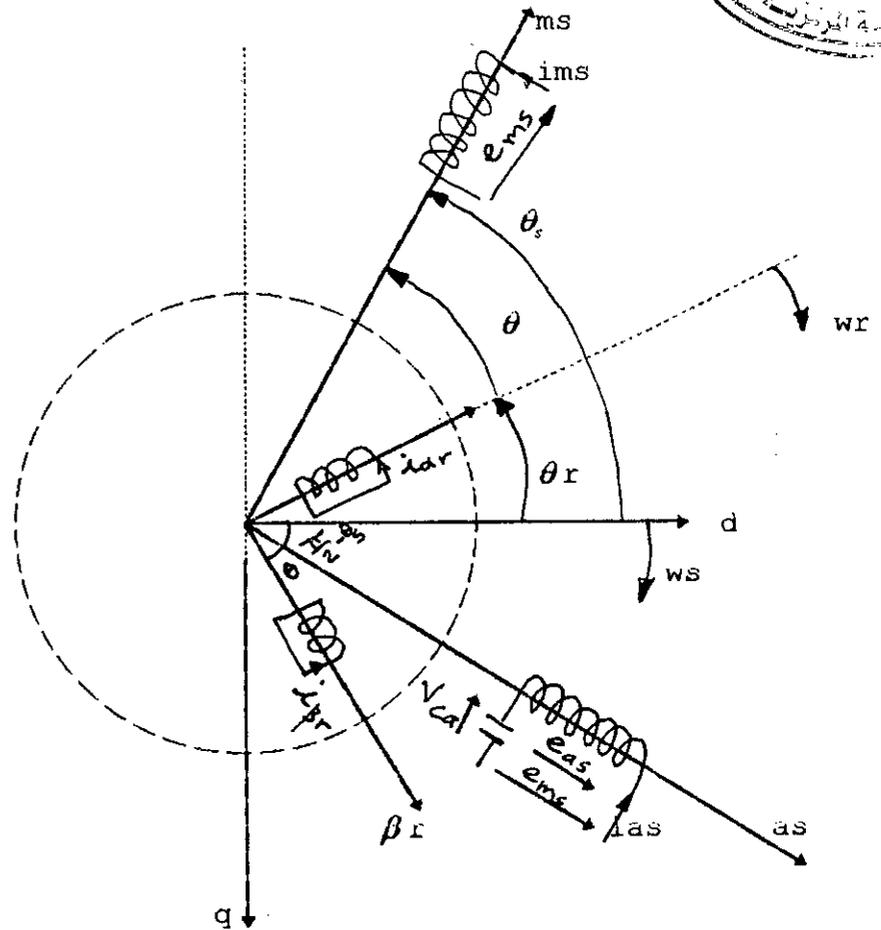


Figure I-3: Représentation schématique du moteur asynchrone monophasé à condensateur

I-3-1 Équations électriques de la machine:

En se référant au schéma de la figure I-3, les équations de fonctionnement de la machine monophasée à condensateur permanent peuvent s'écrire:

$$\begin{aligned}
e_{ms} &= R_{ms} i_{ms} + \frac{d\Phi_{ms}}{dt} \\
e_{as} &= R_{as} i_{as} + \frac{d\Phi_{as}}{dt} + V_{ca} \\
0 &= R_r i_{\alpha r} + \frac{d\Phi_{\alpha r}}{dt} \\
0 &= R_r i_{\beta r} + \frac{d\Phi_{\beta r}}{dt} \\
0 &= -i_{as} + \frac{dq_a}{dt} = -i_{as} + \frac{CdV_{ca}}{dt}
\end{aligned} \tag{I-1}$$

où R , i , Φ , e , V_{ca} sont la résistance, le courant, le flux, la tension d'alimentation et la tension aux bornes du condensateur.

Les indices s et r indiquent les grandeurs dans le stator et le rotor respectivement.

(m,a) sont les composantes d'un vecteur en respectant un référentiel fixe lié au stator.

(α , β) sont les composantes d'un vecteur tournant avec la vitesse $w_r = P_m \Omega_r$

(Ω_r étant la vitesse du rotor).

(d,q) un référentiel quelconque.

$$\text{Soit } \frac{d\theta}{dt} = w_r = P_m \Omega_r, \quad \theta(0) = 0 \tag{I-2}$$

Nous allons transformer les vecteurs $(i_{\alpha r}, i_{\beta r})$, $(\Phi_{\alpha r}, \Phi_{\beta r})$ du référentiel lié au rotor $(\alpha r, \beta r)$ aux vecteurs $(i_{m r}, i_{a r})$, $(\Phi_{m r}, \Phi_{a r})$ écrits dans le référentiel lié au stator (ms,as) par:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} i_{m r} \\ i_{a r} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \\
\begin{bmatrix} \Phi_{m r} \\ \Phi_{a r} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{I-3}$$

en appliquant (I-3) et en utilisant l'équation (I-2); les équations (I-1) deviennent:

$$\begin{aligned}
 e_{ms} &= R_{ms} \cdot i_{ms} + \frac{d\Phi_{ms}}{dt} \\
 e_{as} &= R_{as} \cdot i_{as} + \frac{d\Phi_{as}}{dt} + V_{ca} \\
 0 &= R_r \cdot i_{mr} + \frac{d\Phi_{mr}}{dt} + w_r \cdot \Phi_{ar} \\
 0 &= R_r \cdot i_{ar} + \frac{d\Phi_{ar}}{dt} - w_r \cdot \Phi_{mr} \\
 0 &= -i_{as} + \frac{CdV_{ca}}{dt} = -i_{as} + \frac{dq_a}{dt}
 \end{aligned} \tag{I.4}$$

Les équations (I-1) peuvent se mettre sous la forme matricielle:

$$e = Ri + \frac{d\Phi_{\alpha\beta}}{dt} \tag{I.5}$$

avec :

$$\begin{aligned}
 e &= \left(e_{ms} \quad e_{as} \quad 0 \quad 0 \quad 0 \right)^T \\
 i &= \left(i_{ms} \quad i_{as} \quad i_{ar} \quad i_{\beta r} \quad V_{ca} \right)^T \\
 \Phi_{\alpha\beta} &= \left(\Phi_{ms} \quad \Phi_{as} \quad \Phi_{ar} \quad \Phi_{\beta r} \quad q_a \right)^T
 \end{aligned}$$

R étant la matrice résistance d'ordre 5

$$R = \begin{bmatrix} R_{ms} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{as} & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$\Phi_{\alpha\beta}$ étant le flux

$$L_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} L_{ms} & 0 & M_{m\alpha} & M_{m\beta} & 0 \\ 0 & L_{as} & M_{a\alpha} & M_{a\beta} & 0 \\ M_{am} & M_{aa} & L_{\beta r} & 0 & 0 \\ M_{\beta m} & M_{\beta a} & 0 & L_{\beta r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c \end{bmatrix}$$

$$\Phi_{\alpha\beta} = L_{\alpha\beta} \cdot i$$

La diagonale de $L_{\alpha\beta}$ est constante, ceci est dû à l'hypothèse que l'entrefer est constant.

Les mutuelles entre les enroulements dépendent des positions relatives θ_s et θ_r

$$\begin{aligned}
 M_{m\alpha} &= M_d \cdot \cos(\theta_r - \theta_s) \\
 M_{m\beta} &= M_d \cdot \sin(\theta_r - \theta_s) \\
 M_{a\alpha} &= -M_q \cdot \sin(\theta_r - \theta_s) \\
 M_{a\beta} &= M_q \cdot \cos(\theta_r - \theta_s)
 \end{aligned}$$

avec M_d et M_q les mutuelles inductances maximales donc le vecteur flux est représenté par:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ms} \\ \Phi_{as} \\ \Phi_{ar} \\ \Phi_{\beta r} \\ q_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ms} & 0 & M_d \cos(\theta_r - \theta_s) & M_d \sin(\theta_r - \theta_s) & 0 \\ 0 & L_{as} & -M_q \sin(\theta_r - \theta_s) & M_q \cos(\theta_r - \theta_s) & 0 \\ M_d \cos(\theta_r - \theta_s) & -M_q \sin(\theta_r - \theta_s) & L_{ar} & 0 & 0 \\ M_d \sin(\theta_r - \theta_s) & M_q \cos(\theta_r - \theta_s) & 0 & L_{\beta r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ms} \\ i_{as} \\ i_{ar} \\ i_{\beta r} \\ V_{cq} \end{bmatrix} \quad (I-6)$$

Soit θ l'angle défini par:

$$\theta = \theta_r - \theta_s, \text{ à partir des équations (I-6) nous avons}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ms} \\ \Phi_{as} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ms} & 0 \\ 0 & L_{as} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ms} \\ i_{as} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_d \cos \theta & -M_d \sin \theta \\ M_q \sin \theta & M_q \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (I-7)$$

d'où les expressions des flux statoriques en fonction des courants statoriques et rotoriques

$$\begin{aligned}
 \Phi_{ms} &= L_{ms} \cdot i_{ms} + M_d \cdot i_{mr} \\
 \Phi_{as} &= L_{as} \cdot i_{as} + M_q \cdot i_{ar}
 \end{aligned} \quad (I-8)$$

A partir des équations (I-6) nous avons :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_d \cos \theta & M_q \sin \theta \\ -M_d \sin \theta & M_q \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ms} \\ i_{ar} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{ar} & 0 \\ 0 & L_{\beta r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (I-9)$$

$$\text{soit } A = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}$$

la matrice de transformation du référentiel lié rotor au référentiel lié au stator.

En multipliant par la matrice A les membres de gauche et de droite des équations (I-9), nous obtenons les expressions des flux rotoriques en fonction des courants statoriques et rotoriques:

$$\begin{aligned}\Phi_{mr} &= L_r \cdot i_{mr} + M_d \cdot i_{ms} \\ \Phi_{ar} &= L_r \cdot i_{ar} + M_q \cdot i_{as}\end{aligned}\tag{I-10}$$

et ceci en prenant $L_{\alpha r} = L_{\beta r} = L_r$ ce qui est d'ailleurs toujours le cas dans un moteur à cage d'écoreuil.

En éliminant i_{mr} , i_{ar} et Φ_{ms} , Φ_{as} des équations de la machines nous obtenons:

$$\begin{aligned}R_{ms} \cdot i_{ms} + \frac{M_d}{L_r} \cdot \frac{d\Phi_{mr}}{dt} + \left(L_{ms} - \frac{M_d^2}{L_r}\right) \cdot \frac{di_{ms}}{dt} &= e_{ms} \\ R_{as} \cdot i_{as} + \frac{M_q}{L_r} \cdot \frac{d\Phi_{ar}}{dt} + \left(L_{as} - \frac{M_q^2}{L_r}\right) \cdot \frac{di_{as}}{dt} &= e_{as} \\ \frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_{mr} - \frac{R_r}{L_r} \cdot M_d \cdot i_{ms} + \frac{d\Phi_{mr}}{dt} + w_r \cdot \Phi_{ar} &= 0 \\ \frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_{ar} - \frac{R_r}{L_r} \cdot M_q \cdot i_{as} + \frac{d\Phi_{ar}}{dt} + w_r \cdot \Phi_{mr} &= 0 \\ -i_{as} + C \cdot \frac{dV_{ca}}{dt} &= 0\end{aligned}\tag{I.11}$$

I-3-2 Détermination du couple électromagnétique:[1]

Les équations (I-4) peuvent se mettre sous la forme matricielle:

$$e = R \cdot I + \frac{d\Phi}{dt} + \omega_r \cdot \Psi\tag{I.12}$$

avec e : la tension appliquée

I : le courant qui traverse les enroulements

Φ : le flux produit par le courant qui traverse les enroulements fixes

Ψ : le flux produit par le courant qui traverse les enroulements mobiles

w_r : la vitesse de rotation électrique des enroulements rotoriques

La puissance totale absorbée est obtenue en multipliant l'équation (I-13) à gauche par I^T , nous aurons:

$$P_a = I^T \cdot e = I^T \cdot R \cdot I + I^T \cdot \frac{d\Phi}{dt} + \omega_r \cdot I^T \cdot \Psi$$

$I^T e$: puissance instantanée à l'entrée de la machine

$I^T R I$: pertes joules

$I^T \frac{d\Phi}{dt}$: variation d'énergie
dt

$\omega_r I^T \Psi$: puissance mécanique de sortie.

Le flux Ψ s'exprime par:

$\Psi = G I$ où G est appelée la matrice couple.

Par définition, la valeur du couple électromagnétique provient de la puissance mécanique de sortie et de son quotient par Ω_r :

$$T_e = P_m I^T G I$$

de l'équation (I-4), (I-10) et (I-12) nous avons:

$$\omega_r \cdot G \cdot I = \omega_r \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_q & 0 & L_r & 0 \\ -M_d & 0 & -L_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ms} \\ i_{as} \\ i_{mr} \\ i_{ar} \\ V_{ca} \end{bmatrix}$$

$$T_e = P_m I^T \cdot G \cdot I = P_m \cdot (M_q \cdot i_{mr} \cdot i_{as} - M_d \cdot i_{ar} \cdot i_{ms}) \quad (I-13)$$

pour une machine $2P_m$ polaire.

L'expression du couple électromagnétique en fonction des flux rotoriques et des courants statoriques est donnée par:

$$T_e = P_m \cdot \left(-\frac{M_d}{L_r} \cdot \Phi_{ar} \cdot i_{ms} + \frac{M_q}{L_r} \cdot \Phi_{mr} \cdot i_{as} \right) \quad (I-14)$$

d'où l'équation mécanique du moteur est donnée par:

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P_m}{J \cdot L_r} (M_q \cdot \Phi_{mr} \cdot i_{as} - M_d \cdot \Phi_{ar} \cdot i_{ms}) - \frac{f}{J} \cdot \Omega_r - \frac{T_l}{J} \quad (I-15)$$

avec J est le moment d'inertie du rotor et de toute charge attachée à lui et T_l est le couple de la charge.

f est le coefficient de frottements.

En ajoutant les dynamiques du rotor (I-15) aux dynamiques électromagnétiques (I-11) et en arrangeant les équations dans la forme d'un espace d'état.

Le modèle du moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent est donné par:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{P_m}{J \cdot L_r} (M_q \cdot \Phi_{mr} \cdot i_{as} - M_d \cdot \Phi_{ar} \cdot i_{ms}) - \frac{f}{J} \cdot \Omega_r - \frac{T_l}{J} \\
 \frac{d\Phi_{mr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_{mr} - P_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_{ar} + \frac{R_r}{L_r} \cdot M_d \cdot i_{ms} \\
 \frac{d\Phi_{ar}}{dt} &= P_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_{mr} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_{ar} + \frac{R_r}{L_r} \cdot M_q \cdot i_{as} \\
 \frac{di_{ms}}{dt} &= \frac{M_d \cdot R_r}{\sigma_d \cdot L_{ms} \cdot L_r^2} \Phi_{mr} + \frac{P_m \cdot M_d \cdot \Omega_r}{\sigma_d \cdot L_{ms} \cdot L_r} \Phi_{ar} - \frac{M_d^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_{ms}}{\sigma_d \cdot L_{ms} \cdot L_r^2} i_{ms} + \frac{e_{ms}}{\sigma_d \cdot L_{ms}} \\
 \frac{di_{as}}{dt} &= \frac{M_q \cdot R_r}{\sigma_q \cdot L_{as} \cdot L_r^2} \Phi_{ar} + \frac{P_m \cdot M_q \cdot \Omega_r}{\sigma_q \cdot L_{as} \cdot L_r} \Phi_{mr} - \frac{M_q^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_{as}}{\sigma_q \cdot L_{as} \cdot L_r^2} i_{as} - \frac{V_{ca}}{\sigma_q \cdot L_{as}} - \frac{e_{ms}}{\sigma_q \cdot L_{as}} \\
 \frac{dV_{ca}}{dt} &= \frac{1}{C} i_{as}
 \end{aligned} \tag{I.16}$$

Avec:

$$\begin{aligned}
 \sigma_d &= \frac{L_{ms} \cdot L_r - M_d^2}{L_{ms} L_r} \\
 \sigma_q &= \frac{L_{as} \cdot L_r - M_q^2}{L_{as} L_r}
 \end{aligned}$$

Le vecteur des variables d'état dans ce cas est:

$$\left(\Omega_r \quad \Phi_{mr} \quad \Phi_{ar} \quad i_{ms} \quad i_{as} \quad V_{ca} \right)^T$$

Si nous cherchons un modèle du moteur dont le vecteur d'état a pour composantes: la vitesse rotorique, les courants rotoriques et statoriques et la tension aux bornes du condensateur soit :

$$\left(\Omega_r \quad i_{ms} \quad i_{as} \quad i_{mr} \quad i_{ar} \quad V_{ca} \right)^T$$

nous devons remplacer Φ_{mr} et Φ_{ar} par leurs expressions en fonction des courants i_{ms} , i_{as} , i_{mr} et i_{ar} en utilisant (I-10)

Le modèle du moteur monophasé à condensateur est donc donné par:

$$\begin{aligned} \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{P_m}{J} (M_q \cdot i_{mr} \cdot i_{as} - M_d \cdot i_{ar} \cdot i_{ms}) - \frac{f}{J} \cdot \Omega_r - \frac{T_l}{J} \\ \frac{di_{ms}}{dt} &= -\frac{R_{ms}}{\sigma_d \cdot L_{ms}} i_{ms} + \frac{P_m \cdot M_d \cdot M_q \cdot \Omega_r}{\sigma_d \cdot L_{ms} \cdot L_r} i_{as} + \frac{M_d \cdot R_r}{\sigma_d \cdot L_{ms} \cdot L_r} i_{mr} + \frac{P_m \cdot M_d \cdot \Omega_r}{\sigma_d \cdot L_{ms} \cdot L_r} i_{ar} + \frac{1}{\sigma_d \cdot L_{ms}} e_{ms} \\ \frac{di_{as}}{dt} &= -\frac{P_m \cdot M_d \cdot M_q \cdot \Omega_r}{\sigma_q \cdot L_{as} \cdot L_r} i_{ms} - \frac{R_{as}}{\sigma_q \cdot L_{as}} i_{as} - \frac{P_m \cdot M_q \cdot \Omega_r}{\sigma_q \cdot L_{as}} i_{mr} + \frac{M_q \cdot R_r}{\sigma_q \cdot L_{as} \cdot L_r} i_{ar} - \frac{V_{ca}}{\sigma_q \cdot L_{as}} - \frac{e_{ms}}{\sigma_q \cdot L_{as}} \\ \frac{di_{mr}}{dt} &= \frac{M_d \cdot R_m}{\sigma_d \cdot L_{ms} \cdot L_r} i_{ms} - \frac{P_m \cdot M_q \cdot \Omega_r}{\sigma_d \cdot L_r} i_{as} - \frac{P_m \cdot \Omega_r}{\sigma_d} i_{ar} - \frac{R_r}{\sigma_d \cdot L_r} i_{mr} - \frac{M_d}{\sigma_d \cdot L_{ms} \cdot L_r} e_{ms} \\ \frac{di_{ar}}{dt} &= \frac{R_{as} \cdot M_q}{\sigma_q \cdot L_{as} \cdot L_r} i_{as} - \frac{R_r}{\sigma_q \cdot L_r} i_{ar} + \frac{M_d \cdot P_m \cdot \Omega_r}{\sigma_q \cdot L_r} i_{ms} + \frac{P_m \cdot \Omega_r}{\sigma_q} i_{mr} + \frac{M_q}{\sigma_q \cdot L_{as} \cdot L_r} V_{ca} + \frac{M_q}{\sigma_q \cdot L_{as} \cdot L_r} e_{ms} \\ \frac{dV_{ca}}{dt} &= \frac{1}{C} \cdot i_{as} \end{aligned} \tag{I.17}$$

$$T_e = P_m \cdot (M_q \cdot i_{mr} \cdot i_{as} - M_d \cdot i_{ar} \cdot i_{ms}) \tag{I.18}$$

I-4 Simulation de la machine à condensateur permanent et interprétation:

L'étude de la machine monophasée et l'analyse de ses performances fait appel à l'outil informatique pour la simulation numérique. Ceci dans le but d'obtenir des renseignements sur le comportement de cette machine avec beaucoup de précision.

La résolution du système d'équations (I-16) ou (I-17), régissant le fonctionnement de la machine, peut être effectuée par différentes méthodes de résolution. Une intégration numérique par l'algorithme de Runge-Kutta d'ordre quatre a été retenue [62].

Cet algorithme présente certains avantages par rapport à la méthode de Runge-Kutta classique:

- * Elle nécessite un nombre minimum de registres de stockage
- * Elle donne la plus grande exactitude atteinte car la méthode contrôle l'accroissement des erreurs d'arrondi
- * Elle nécessite peu d'instructions comparée à la méthode classique.

L'organigramme et les différentes étapes de calculs de cet algorithme sont décrits en annexe(C).

Pour cette simulation, nous avons utilisé deux machines monophasées à condensateur permanent, appelées machine A et machine B.

La machine A est symétrique(les phases principale et auxiliaire inductrices du stator sont identiques).

La machine B est dissymétrique(les deux phases statoriques principale et auxiliaire sont différentes). Les paramètres de ces machines qui sont déterminés par plusieurs essais et par identification [23], [24] sont donnés dans l'annexe(D).

Les machines A et B sont alimentées par une tension sinusoïdale:

$$e_{ms} = V \sqrt{2} \cos(\omega_s t)$$

Pour $V=220$ Volts, $\omega_s=2\pi f_s$ avec $f_s=50$ Hz, nous obtenons les résultats de simulation aux figures I-4 et I-5 pour la machine B .

Ces figures montrent que la machine monophasée à condensateur permanent présente une composante pulsatoire du couple, causée par le champ tournant elliptique créé au stator .

Les deux courants statoriques sont en quadrature au démarrage et dans le cas où une charge nominale est appliquée à cette machine sous les conditions nominales(la capacité du condensateur est idéalement choisie de telle sorte à avoir deux courants statoriques en quadrature pour ces conditions).

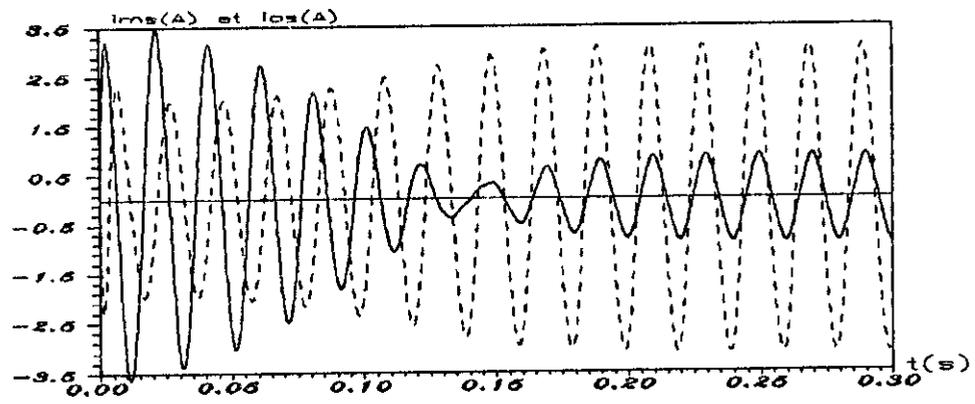
Nous remarquons aussi que le temps de réponse dynamique de la machine en charge est plus grand que celui de la machine à vide et que la charge entraîne une diminution de la vitesse. L'amplitude des oscillations du couple électromagnétique pour une charge nominale est moins importante que pour un fonctionnement à vide de la machine. Ceci est dû aux courants statoriques qui sont presque en quadrature.

Dans le cas d'une machine à vide le couple fluctue autour d'une valeur proche de zéro. Cette valeur exprime les frottements dans la machine.

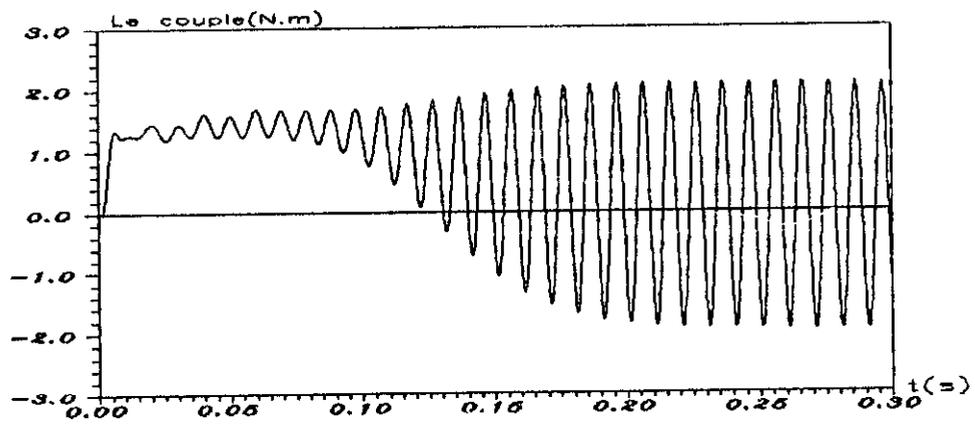
Quand la machine est en charge, le couple fluctue autour de la valeur du couple résistant correspondant à cette charge.

En conclusion, nous remarquons que le fonctionnement optimal de la machine asynchrone monophasée à condensateur permanent est obtenu seulement pour les conditions nominales.

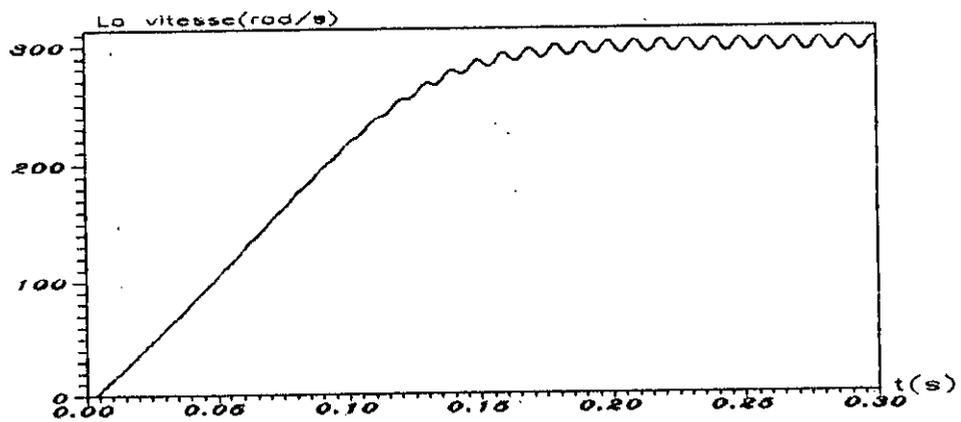
Pour enlever ces restrictions et dans le but d'avoir un couple de qualité et des courants statoriques toujours en quadrature, nous devons supprimer le condensateur et alimenter séparément les deux phases statoriques du moteur.



(a)

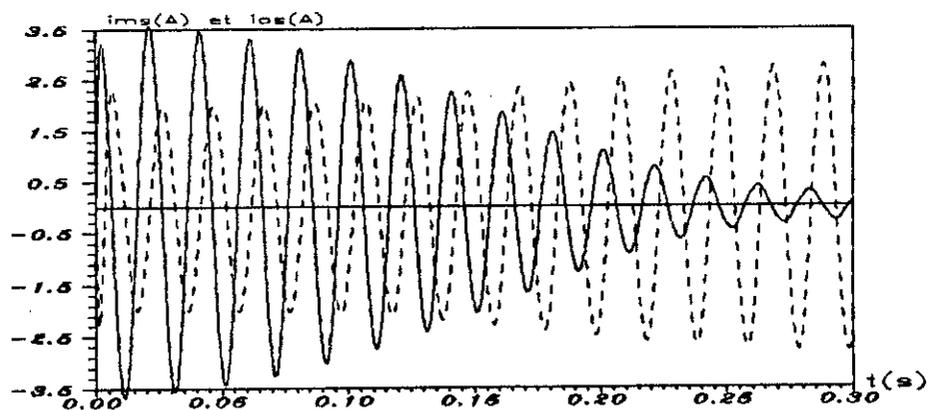


(b)

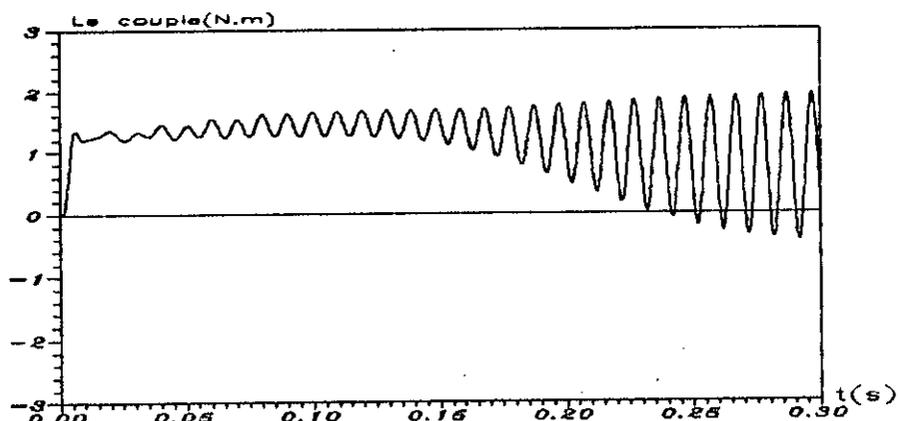


(c)

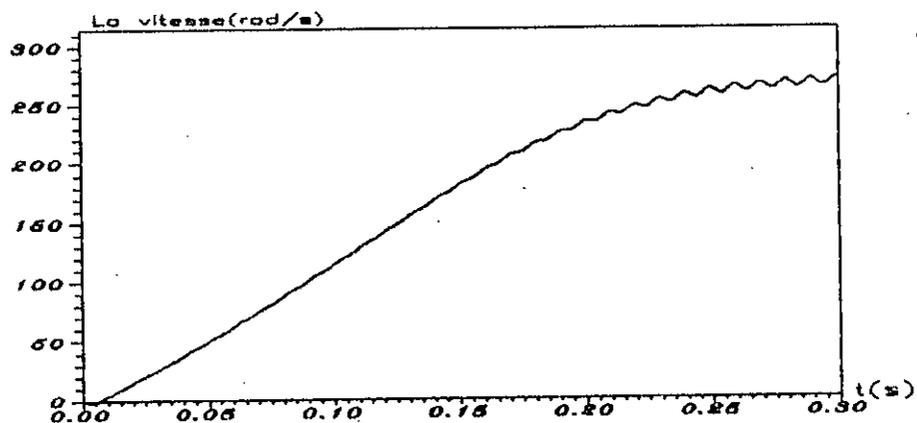
Figure I-4: La machine B avec condensateur permanent(à vide) alimentée par une tension sinusoïdale



(a)



(b)



(c)

Figure I-5: La machine B avec condensateur permanent (en charge nominale) alimentée par une tension sinusoïdale

I-5 Modélisation de la machine monophasée sans condensateur:

Les équations électriques et mécaniques du moteur asynchrone monophasé sans condensateur sont établies à partir des équations mises en forme à la section I-3.

I-5-1 Modèle de la machine dans un référentiel lié au stator:

Le modèle de la machine sans condensateur dans un référentiel lié au stator est donné par:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{P_m \cdot (M_q \cdot \Phi_{mr} \cdot i_{as} - M_d \cdot \Phi_{ar} \cdot i_{ms})}{J \cdot L_r} - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{T_l}{J} \\
 \frac{d\Phi_{mr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_{mr} - P_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_{ar} + \frac{R_r}{L_r} M_d i_{ms} \\
 \frac{d\Phi_{ar}}{dt} &= P_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_{mr} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_{ar} + \frac{R_r}{L_r} M_q i_{as} \\
 \frac{di_{ms}}{dt} &= \frac{M_d \cdot R_r}{\sigma_d \cdot L_{ms} \cdot L_r^2} \Phi_{mr} + \frac{P_m \cdot M_d \cdot \Omega_r}{\sigma_d \cdot L_{ms} \cdot L_r} \Phi_{ar} - \frac{M_d^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_{ms}}{\sigma_d \cdot L_{ms} \cdot L_r^2} i_{ms} + \frac{e_{ms}}{\sigma_d \cdot L_{ms}} \\
 \frac{di_{as}}{dt} &= \frac{M_q \cdot R_r}{\sigma_q \cdot L_{as} \cdot L_r^2} \Phi_{ar} - \frac{P_m \cdot M_q \cdot \Omega_r}{\sigma_q \cdot L_{as} \cdot L_r} \Phi_{mr} - \frac{M_q^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_{as}}{\sigma_q \cdot L_{as} \cdot L_r^2} i_{as} + \frac{e_{as}}{\sigma_q \cdot L_{as}}
 \end{aligned}
 \tag{1.19}$$

$$\begin{aligned}
 \text{Avec } \sigma_d &= \frac{L_{as} \cdot L_r - M_d^2}{L_{ms} \cdot L_r} \\
 \sigma_q &= \frac{L_{as} \cdot L_r - M_q^2}{L_{as} \cdot L_r} \\
 T_e &= \frac{P_m}{L_r} (M_q \Phi_{mr} i_{as} - M_d \Phi_{ar} i_{ms})
 \end{aligned}$$

I-5-2 Modèle de la machine dans un référentiel lié au champ tournant:

La modélisation du moteur asynchrone dans un référentiel lié au champ, tournant à vitesse synchrone w_s , est très importante parcequ'elle est souvent utilisée dans les problèmes de commande. Ainsi, en régime établi, des grandeurs constantes apparaissent dans les enroulements équivalents

[1, 33, 41, 42, 44]

Pour cela, en se référant toujours au schéma de la figure (I-3), nous devons faire la transformation des vecteurs $(i_{ms}, i_{mq}), (\Phi_{mr}, \Phi_{mq})$ du référentiel lié au stator fixe (ms,as) aux vecteurs $(i_{ds}, i_{qs}), (\Phi_{dr}, \Phi_{qr})$ dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant par:

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = A_s \begin{bmatrix} i_{ms} \\ i_{mq} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = A_s \begin{bmatrix} \Phi_{mr} \\ \Phi_{mq} \end{bmatrix} \quad (I-20)$$

avec

$$A_s = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix}$$

Notons que nous aurons des simplifications dans les équations électriques dans le seul cas des machines symétriques ($R_{ms}=R_{mq}=R_s$, $M_d=M_q=M$, $L_{ms}=L_{mq}=L_s$). Dans ce cas nous aurons

$$\sigma_d = \sigma_q = \frac{L_s \cdot L_r - M^2}{L_s \cdot L_r} = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r}$$

En appliquant les transformations (I-20) les équations (I-19)

deviennent:

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + (\omega_s - P_m \cdot \Omega_r) \Phi_{qr} + \frac{R_r \cdot M}{L_r} \cdot i_{ds} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= (P_m \cdot \Omega_r - \omega_s) \cdot \Phi_{dr} - \frac{R_r \cdot \Phi_{qr}}{L_r} + \frac{R_r \cdot M \cdot i_{qs}}{L_r} \\ \frac{di_{ds}}{dt} &= -\frac{i_{ds} \cdot (M^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_s)}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2} + \omega_s \cdot i_{qs} + \frac{M \cdot R_r \cdot \Phi_{dr}}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2} + \frac{P_m \cdot M \cdot \Omega_r \cdot \Phi_{qr}}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} + \frac{e_{ds}}{\sigma \cdot L_s} \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -\omega_s \cdot i_{ds} - \frac{i_{qs} \cdot (M^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_s)}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2} - \frac{P_m \cdot M \cdot \Omega_r \cdot \Phi_{dr}}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} + \frac{M \cdot R_r \cdot \Phi_{qr}}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r^2} + \frac{e_{qs}}{\sigma \cdot L_s} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{P_m \cdot M}{J \cdot L_r} \times (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) - \frac{f}{J} \times \Omega_r - \frac{T_l}{J} \end{aligned} \quad (I.21)$$

Le système est représenté par le schéma-bloc suivant [1]:

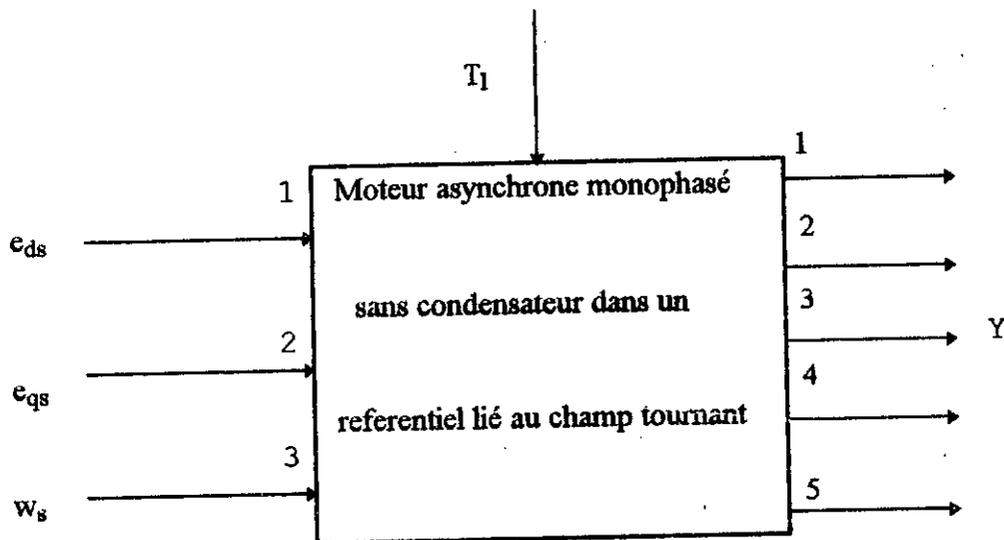


Figure I-6: Schema-bloc de la machine monophasée sans condensateur

où

$$Y = (\Omega_r \quad i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr})^T$$

$$Y = (\Omega_r \quad \Phi_{dr} \quad \Phi_{qr} \quad i_{ds} \quad i_{qs})^T$$

Les expressions des flux rotoriques et statoriques en fonction des courants rotoriques et statoriques écrits dans le référentiel lié au champ tournant sont données par:

$$\begin{aligned} \Phi_{dr} &= L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} &= L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \\ \Phi_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{aligned} \tag{I-22}$$

d'où les expressions des courants rotoriques et des flux statoriques:

$$\begin{aligned} i_{dr} &= \frac{\Phi_{dr} - M \cdot i_{ds}}{L_r} \\ i_{qr} &= \frac{\Phi_{qr} - M \cdot i_{qs}}{L_r} \\ \Phi_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + \frac{M \cdot (\Phi_{dr} - M \cdot i_{ds})}{L_r} \\ \Phi_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} + \frac{M \cdot (\Phi_{qr} - M \cdot i_{qs})}{L_r} \end{aligned} \tag{I-23}$$

Ajoutons que la machine symétrique dont la moitié des encoches statoriques est occupée par l'enroulement principal et l'autre moitié est occupé par l'enroulement auxiliaire, est préférée à la machine dissymétrique pour lui appliquer les commandes de la vitesse en boucle fermée. Cependant, la machine dissymétrique est construite de telle façon à ce que le troisième harmonique spatial du champ magnétique dans l'entrefer disparaît [54]. Ceci est assuré en remplissant les 2/3 des encoches statoriques par l'enroulement de travail et les encoches statoriques qui restent vides (1/3 du nombre total) peuvent être remplies par l'enroulement auxiliaire de démarrage.

I-5-3 Simulation et interprétation:

1) La machine A sans condensateur est alimentée par les deux tensions:

$$e_{ms} = V\sqrt{2} \cos(\omega_s t)$$

$$e_{as} = V\sqrt{2} \sin(\omega_s t)$$

(I-24)

avec $\omega_s = 2\pi f_s$

Pour $V=220$ Volts et $f_s=50$ Hz, nous obtenons les résultats de simulation à la figure I-7. Au début la machine est à vide. A l'instant 0.2 secondes, nous lui appliquons une charge valant la charge nominale.

De cette figure, il apparaît clairement que les deux courants sont toujours en quadrature à vide et en charge et de même amplitude. Ce qui permet de créer un champ tournant circulaire.

En charge, ces deux courants sont légèrement importants que les deux courants dans le cas où la machine est à vide (puissance faible).

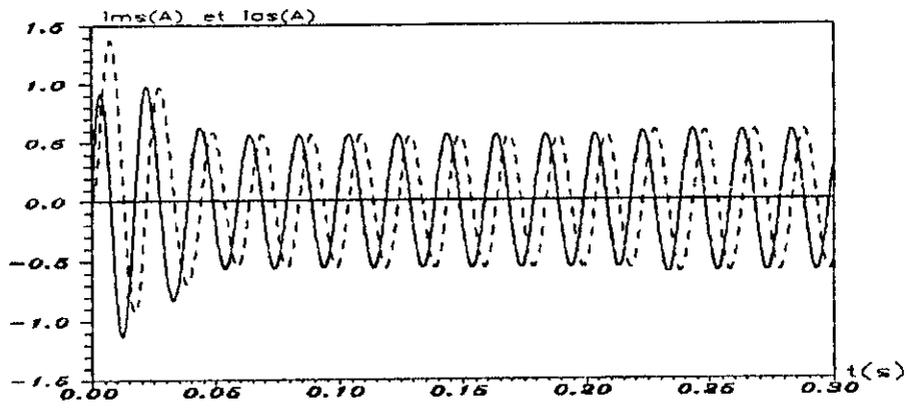
Le couple électromagnétique ne présente pas de fluctuations, il est important au démarrage et presque nulle en régime permanent pour la machine à vide et proche du couple résistant pour la machine en charge. Nous remarquons aussi que la machine sans condensateur atteint le régime permanent plus rapidement que la machine à condensateur.

Comme nous pouvons représenter la machine monophasée symétrique sans condensateur dans un référentiel lié au champ tournant, nous avons simulé les différentes grandeurs suivant les axes "d" et "q" (figure I-8). Nous voyons bien que ces grandeurs sont constantes en régime permanent ce qui va faciliter la commande en boucle fermée de la machine AC et rendre son contrôle semblable à celui d'une machine DC.

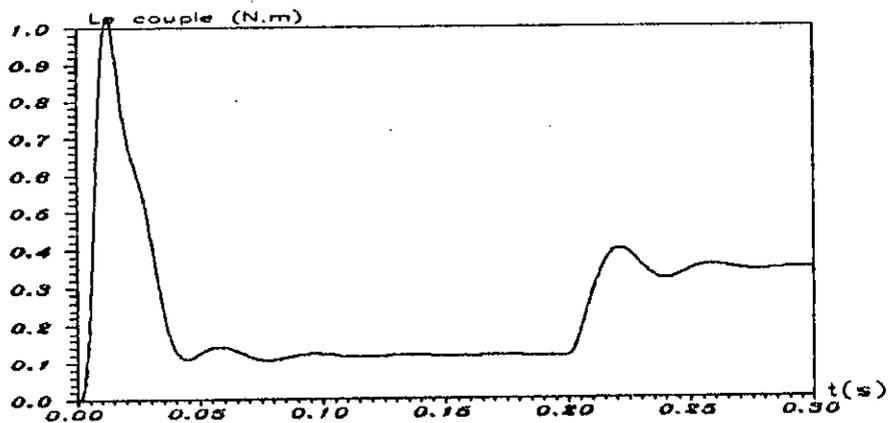
2) La machine B sans condensateur est alimentée par le système d'alimentation (I-25).

Les valeurs de V et f_s étant toujours égales respectivement à 220V et 50Hz, nous obtenons les résultats de simulation à la figure I-9. Comme pour la machine A, au début, la machine B est à vide puis à l'instant 0.3 secondes la charge nominale lui est appliquée.

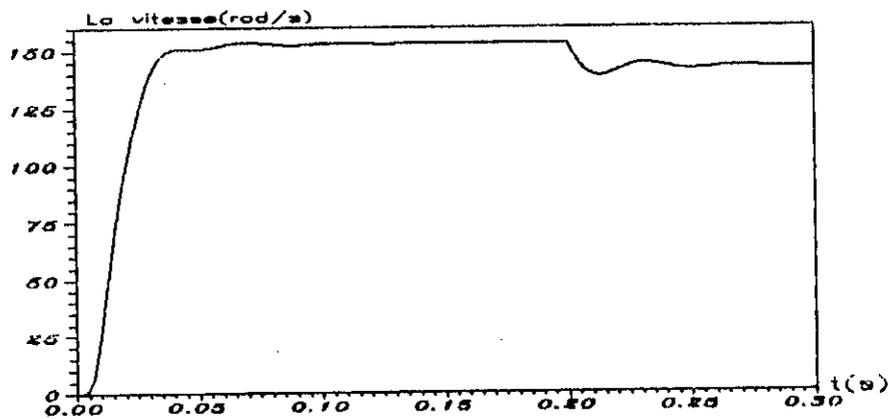
Les mêmes remarques citées pour la machine A sont valables pour les courants statoriques sauf que pour la machine B, ces deux courants ne sont pas de même amplitude et de ce fait le couple électromagnétique présente de très petites oscillations



(a)

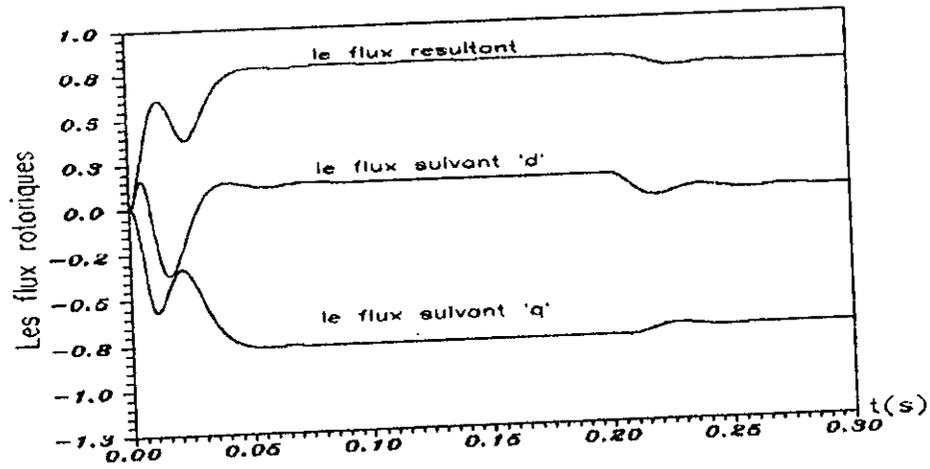


(b)

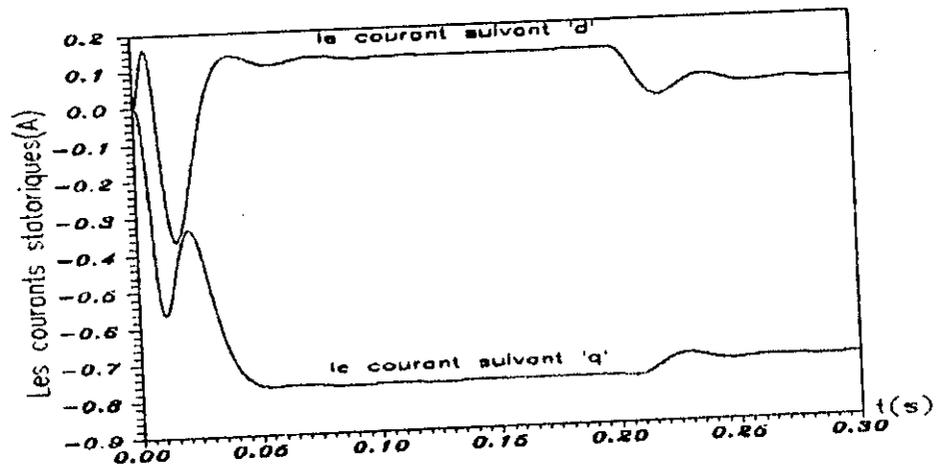


(c)

Figure I-7: La machine A sans condensateur alimentée par deux tensions sinusoïdales en quadrature

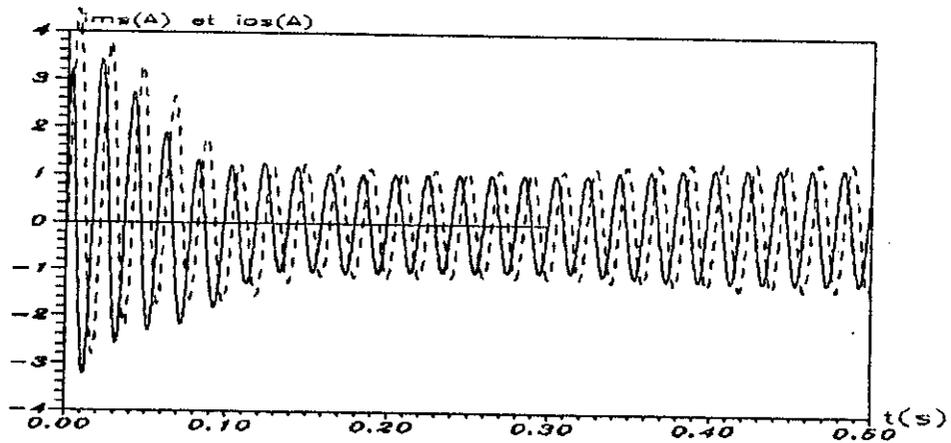


(a)

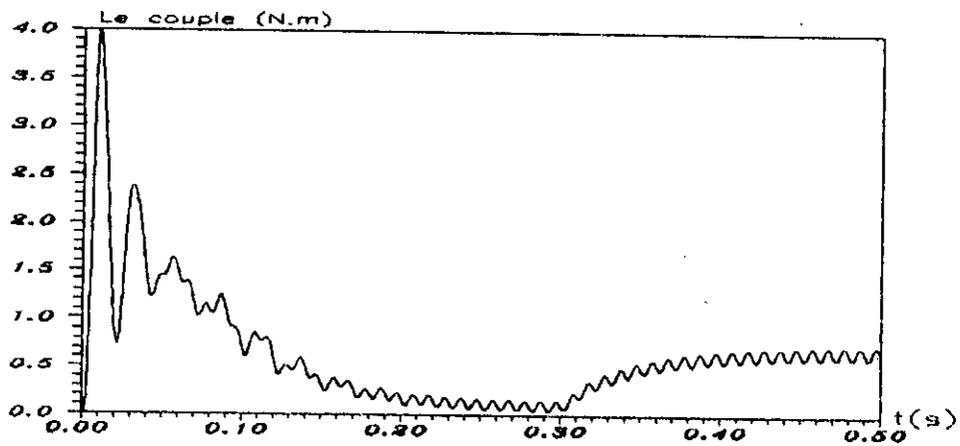


(b)

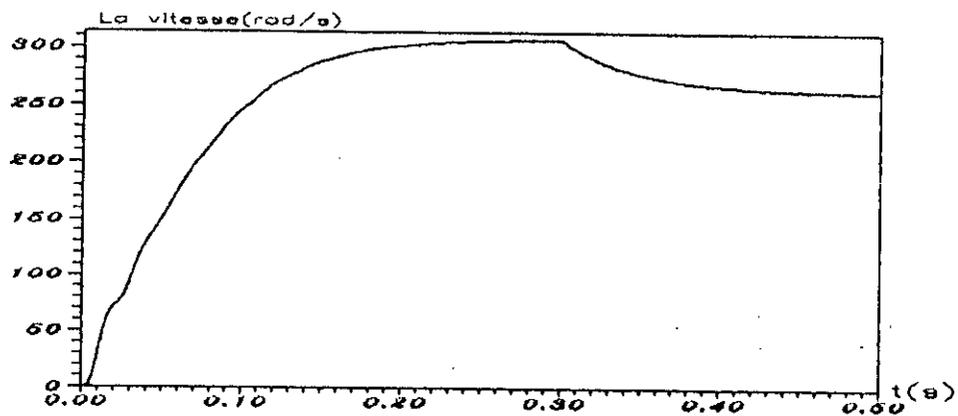
Figure I-8: Les flux rotoriques et les courants statoriques dans un référentiel lié au champ tournant (machine A)



(a)



(b)



(c)

Figure I-9: La machine B sans condensateur alimentée par deux tensions sinusoïdales en quadrature

3) Nous avons également simulé la machine asynchrone monophasée sans condensateur dans le cas d'une alimentation en courant car nous en aurons besoin par la suite.

Cette machine peut être représentée dans un référentiel lié au stator par :

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Phi_{mr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r}\Phi_{mr} - P_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_{ar} + \frac{R_r \cdot M_d \cdot i_{ms}}{L_r} \\
 \frac{d\Phi_{ar}}{dt} &= P_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_{mr} - \frac{R_r}{L_r}\Phi_{ar} + \frac{R_r \cdot M_q \cdot i_{as}}{L_r} \\
 \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{P_m}{J \cdot L_r} (M_q \cdot \Phi_{mr} \cdot i_{as} - M_d \cdot \Phi_{ar} \cdot i_{ms}) - \frac{f \cdot \Omega_r}{J} - \frac{T_l}{J} \\
 T_e &= \frac{P_m}{J \cdot L_r} (M_q \cdot \Phi_{mr} \cdot i_{as} - M_d \cdot \Phi_{ar} \cdot i_{ms})
 \end{aligned} \tag{I-25}$$

Si cette machine est symétrique elle sera représentée dans un référentiel lié au champ tournant par :

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r}\Phi_{dr} + (\omega_s - P_m \cdot \Omega_r) \cdot \Phi_{qr} + \frac{R_r \cdot M}{L_r} i_{ds} \\
 \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= (P_m \cdot \Omega_r - \omega_s) \cdot \Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r}\Phi_{qr} + \frac{R_r \cdot M}{L_r} i_{qs} \\
 \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{P_m \cdot M}{J \cdot L_r} (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) - \frac{f \cdot \Omega_r}{J} - \frac{T_l}{J} \\
 T_e &= \frac{P_m \cdot M}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds})
 \end{aligned} \tag{I-26}$$

Pour faire fonctionner un moteur, à deux phases non équilibrées (machine dissymétrique), à vitesse variable, la stratégie de contrôle optimale est de maintenir les deux courants statoriques en quadrature avec une fréquence variable et un rapport entre leurs amplitudes égal aux rapport des nombres de spires des deux enroulements principal et auxiliaire (ou rapport des coefficients des mutuelles inductances M_d et M_q).

L'amplitude des courants est choisie de telle façon à avoir une valeur donnée du couple indépendamment de la vitesse du moteur [10, 11, 19].

L'objectif recherché par cette stratégie de contrôle est de produire une valeur maximale du couple moyen de la machine et d'annuler ou au moins minimiser les pulsations de ce couple [19].

* La figure II-10.a présente le résultat de simulation de la machine A alimentée par deux courants sinusoïdaux en quadrature d'amplitude 0.55A et de fréquence 50Hz. Nous constatons que même si les courants d'alimentation ont la même amplitude que les courants circulants dans les enroulements

statoriques de la machine alimentée en tension, le couple électromagnétique est inférieur à celui d'une alimentation en tension. Par contre le temps de réponse est plus important.

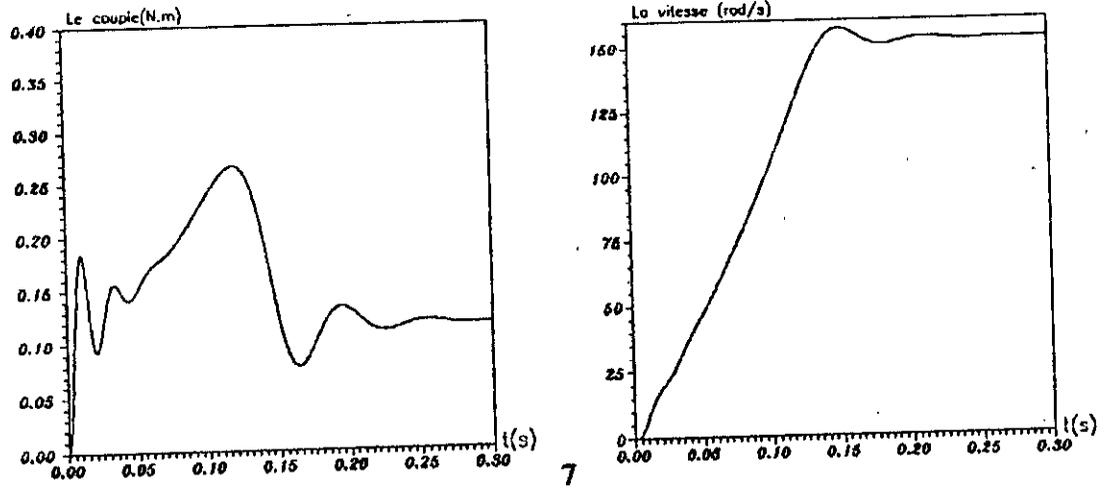
Pour avoir un couple maximal et un temps de réponse plus court nous devons augmenter l'amplitude des courants d'alimentation (voir figure II-10.b).

* Le résultat de simulation de la machine dissymétrique B alimentée par deux courants sinusoïdaux en quadrature d'amplitudes:

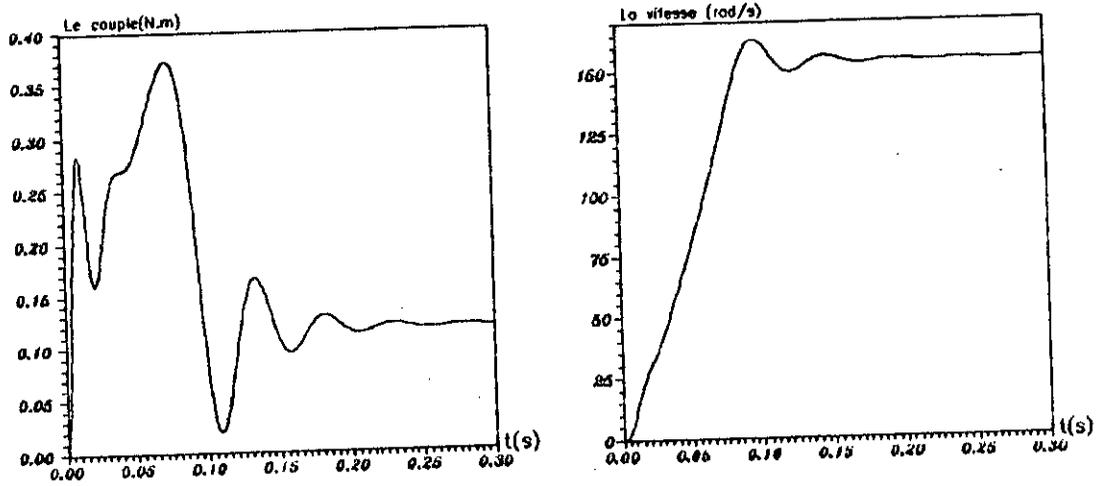
$\hat{I}_{ms}=1.02A$ et $\hat{I}_{as}=1.035A$ ($\hat{I}_{as}/\hat{I}_{ms}=M_d/M_q$) et de fréquence $f_s=50Hz$, est représenté à la figure

II-11.a.

Le couple électromagnétique ne présente pas de fluctuation alors que pour la machine B alimentée par deux courants d'amplitudes $\hat{I}_{ms}=1.02A$ et $\hat{I}_{as}=1.12A$ ($\hat{I}_{as}/\hat{I}_{ms}\neq M_d/M_q$) (figure II-11.b), le couple présente de petites oscillations. Ce qui prouve ce qui a été dit auparavant.



(a)



(b)

Figure I-10: La machine A sans condensateur, à vide, alimentée en courant

(a) : $\hat{I}_{ms} = \hat{I}_{as} = 0.55A$

(b) : $\hat{I}_{ms} = \hat{I}_{as} = 0.68A$

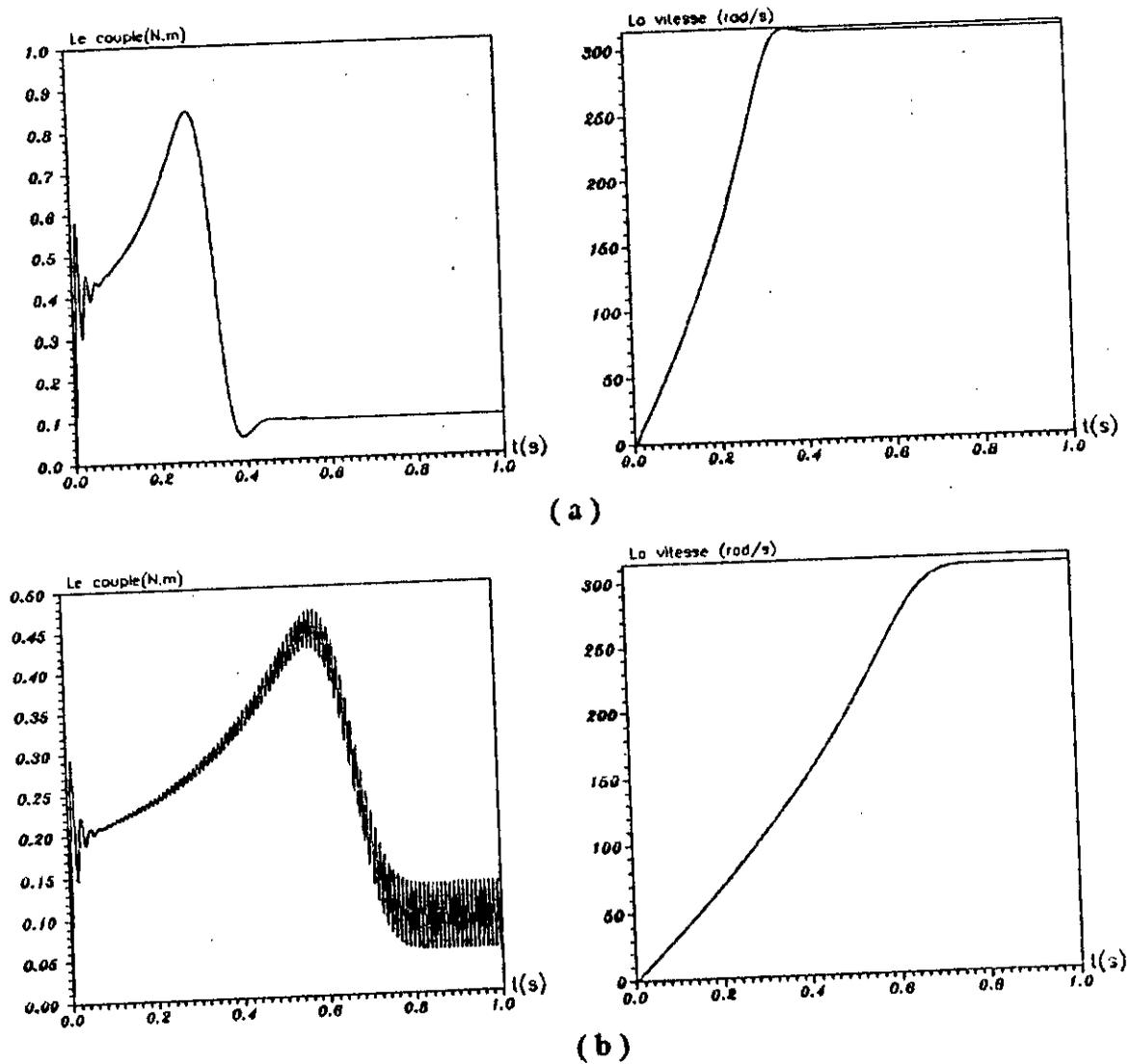


Figure I-11: La machine B sans condensateur, à vide, alimentée en courant

(a): $\hat{I}_{ms} = 1.5 \text{ A}$, $\hat{I}_{as} = 1.522 \text{ A}$ ($\hat{I}_{as}/\hat{I}_{ms} = M_d/M_q$)
 (b): $\hat{I}_{ms} = 1.02 \text{ A}$, $\hat{I}_{as} = 1.12 \text{ A}$ ($\hat{I}_{as}/\hat{I}_{ms} \neq M_d/M_q$)

Conclusion:

A l'aide d'une machine asynchrone , nous pouvons parfaitement réaliser un variateur de vitesse .

Dans ce premier chapitre nous avons cité quelques techniques de variation de la vitesse d'un moteur asynchrone. Pour notre part, nous avons opté pour l'utilisation d'onduleur à fréquence et tension variables.

Dans un deuxième temps, nous avons pu établir des modèles mathématiques de la machine asynchrone monophasée en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ceci nous a permis de simuler et d'analyser le comportement de cette machine.

Le fonctionnement à vitesse variable, c'est à dire à fréquence et tension variables de la machine asynchrone monophasée à condensateur permanent , présente certaines limitations, telles que la composante pulsatoire du couple électromagnétique . Alors, il a été jugé intéressant d'enlever le condensateur et d'alimenter séparément les deux phases statoriques de la machine.

De par l'alimentation en tension, une alimentation en courant de la machine asynchrone monophasée sans condensateur, qu'elle soit symétrique ou dissymétrique, se révèle importante par le fait qu'elle assure un champ tournant circulaire , et par conséquent, annule les oscillations du couple électromagnétique.

CHAPITRE II
Alimentation et
commande à fréquence
variable du moteur
monophasé par
onduleur

INTRODUCTION

Les moteurs à induction monophasés sont généralement fonctionnels à vitesse nominale fixe. Certains d'entre eux peuvent opérer à quelques vitesses discrètes. L'opération de variation de la vitesse doit s'accomplir de façon mécanique. Cependant, il y a des applications où un contrôle continu de la vitesse du moteur s'avère nécessaire.

Pour faire varier la vitesse des moteurs à induction plusieurs techniques basées sur l'utilisation des convertisseurs statiques existent, et c'est l'association Onduleur-moteur asynchrone monophasé qui est la plus avantageuse.

Dans ce chapitre, nous présentons l'onduleur autonome ainsi que les différentes structures de puissance.

Cet onduleur peut être commandé en courant par bande d'hysteresis ou en tension par modulation de largeurs d'impulsions PWM.

II-1 Principe des onduleurs autonomes:

L'onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu alternatif (à fréquence et tension fixes ou variables).

Il existe trois types d'onduleurs [27]:

-Les onduleurs de tension qui sont alimentés par une source de tension continue et qui à leur tour alimentent des récepteurs de courant .

-Les onduleurs de courant qui sont alimentés par une source de courant continue et qui à leur tour alimentent des récepteur de tension.

-Les onduleurs à résonance qui alimentent un circuit résonnant au voisinage immédiat de sa fréquence de résonance.

Pour notre part, le long de notre étude, nous nous sommes intéressés aux onduleurs de tensions à commutation forcée.

II-1-1 Présentation des différentes structures de puissance:

II-1-1-1 Onduleur monophasé:

Ce type d'onduleur est utilisé pour l'alimentation de la machine monophasée à condensateur permanent .

On distingue les trois structures suivantes:

a/L'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu(souvent appelé onduleur Push-Pull).

La figure II-1 donne le schéma de cet onduleur à deux interrupteurs et à transformateur avec point milieu au primaire .

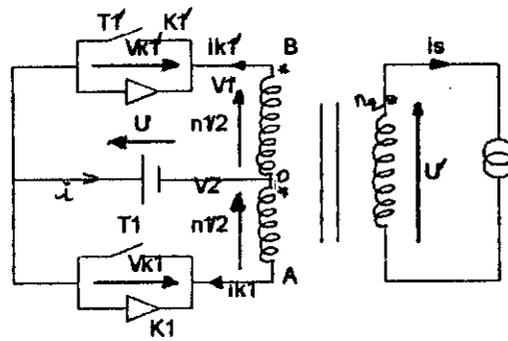


Figure II-1: L'onduleur monophasé avec transformateur à point milieu (Push-pull)

b/L'onduleur monophasé avec diviseur capacitif (à demi-pont)

Cet onduleur utilise deux interrupteurs bidirectionnels et une source de tension à point milieu. On obtient ce point milieu à l'aide de deux condensateurs C_1 et C_1' de même capacité C . Si celle-ci est convenablement choisie, on obtient deux tensions sensiblement constantes égale à $U/2$. La figure II-2 donne le schéma de cet onduleur monophasé.

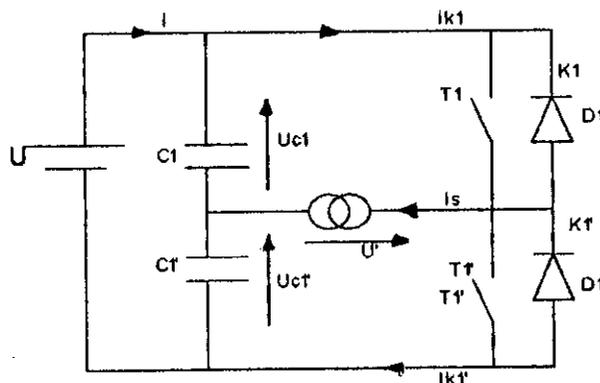


Figure II-2: L'Onduleur monophasé avec diviseur capacitif (en demi pont)

c/L'onduleur monophasé en pont complet:

L'onduleur monophasé en pont complet est constitué d'une source de tension continue et de quatre interrupteurs K_1, K_1', K_2 et K_2' comme c'est illustré sur la figure II-3-a. Il peut être représenté également par le schéma de la figure II-3-b en introduisant un origine fictif. C'est cet onduleur qui est adopté pour être appliqué au moteur asynchrone monophasé muni de son condensateur permanent du fait qu'il permet de faire varier non seulement la fréquence de la tension de sortie U' mais aussi sa valeur.

Les deux structures de puissance precedentes sont reduites par le fait du dedoublement de la tension ou du courant [27].

c-1/Commande de l'onduleur monophasé en pont complet:

Comme c'est representé sur la figure II-3-a, chaque interrupteur K_i est formé par un semi-conducteur commandable T_i (qui peut être un transistor de puissance), en anti-parallèle avec une diode de recuperation D_i qui permet de renvoyer le courant negatif vers la source.

Il est à noter que les commandes de deux interrupteurs d'un même bras sont complementaires pour éviter la mise en court-circuit de la source de tension U et l'ouverture du circuit de la source de courant i_s .

Le courant à la sortie i_s et le courant à l'entrée i_e dependent de la charge placée du côté alternatif (cette dernière peut être quelconque, capacitive ou inductive à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension).

La charge a une grande influence sur la conduction des semi-conducteurs formants les interrupteurs de l'onduleur. La figure II-4 montre cette influence en supposant que le recepteur du courant alternatif est parfait, c'est à dire absorbant un courant sinusoidal [27].

c-2/Utilisation de l'onduleur à un creneau par alternance:

On utilise les onduleurs monophasés à un creneau de tension de sortie par alternance pour les équipements de faibles puissance devant fournir une tension alternative sensiblement constante (figure II-4-a et figure II-4-b); il faut placer un filtre passe-bas entre la sortie de l'onduleur et la charge alternative [27].

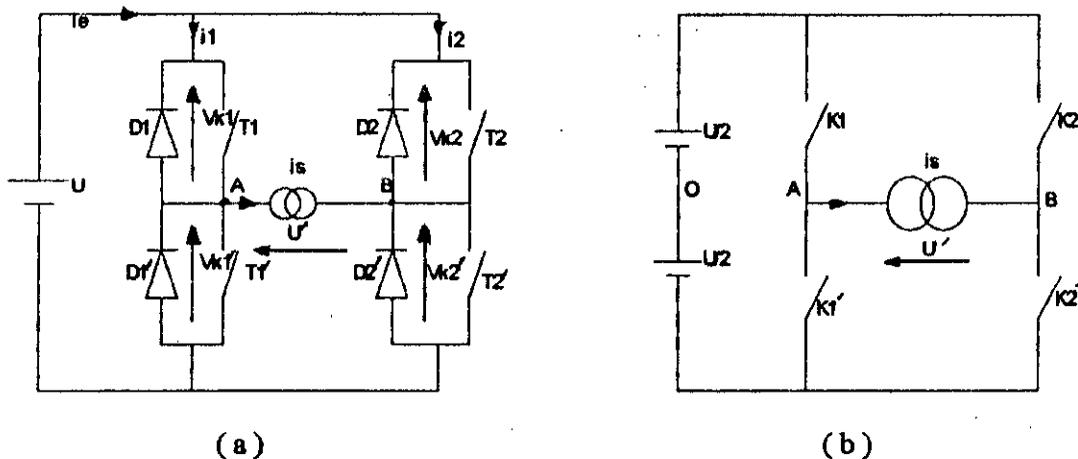
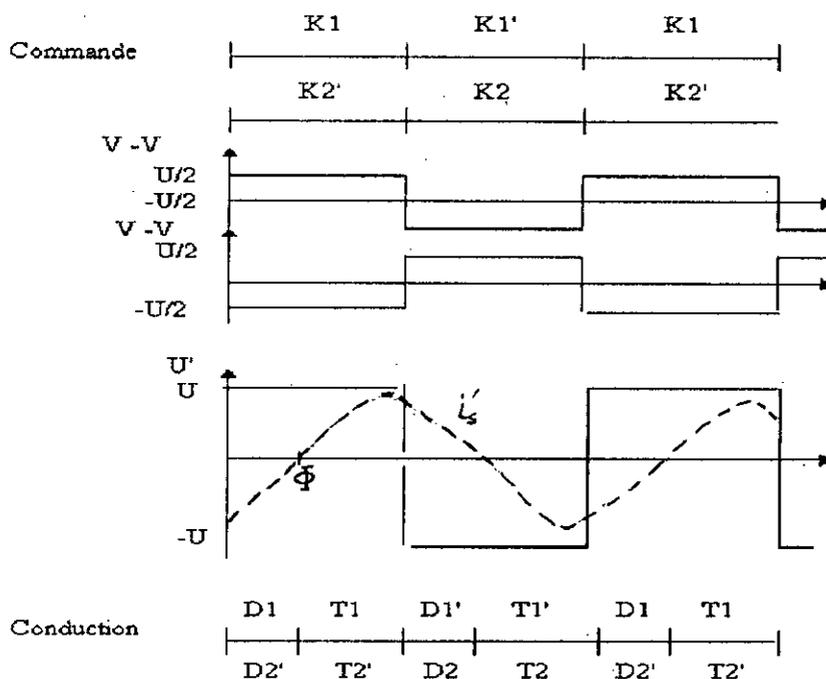
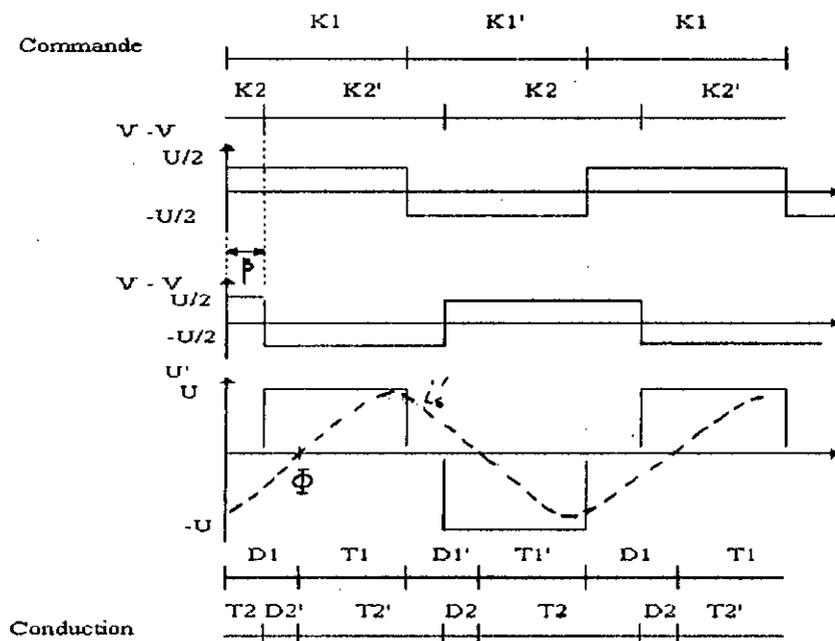


Figure II-3: Onduleur monophasé en pont complet

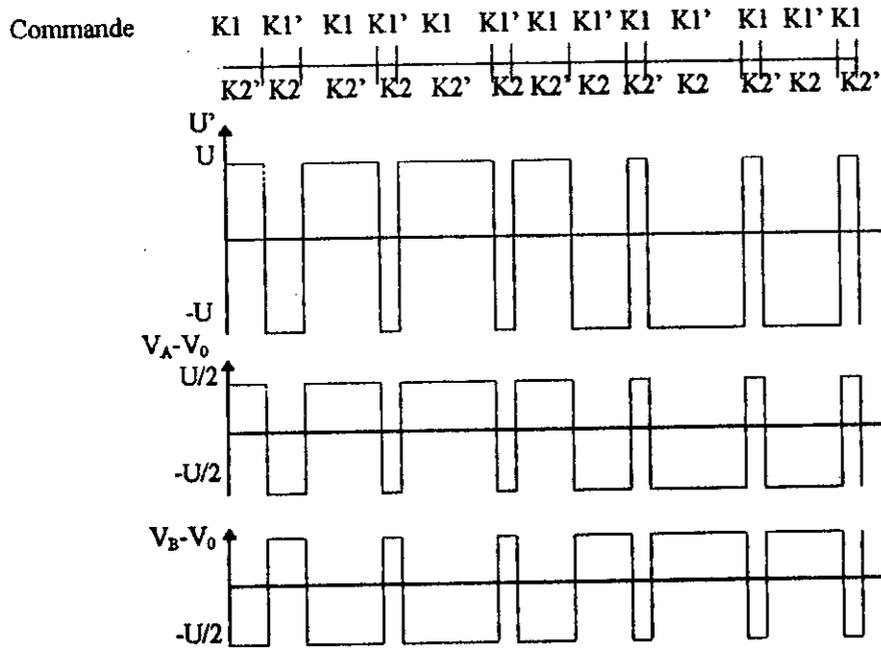


a) Cas où les commandes des deux-demi ponts sont simultanées

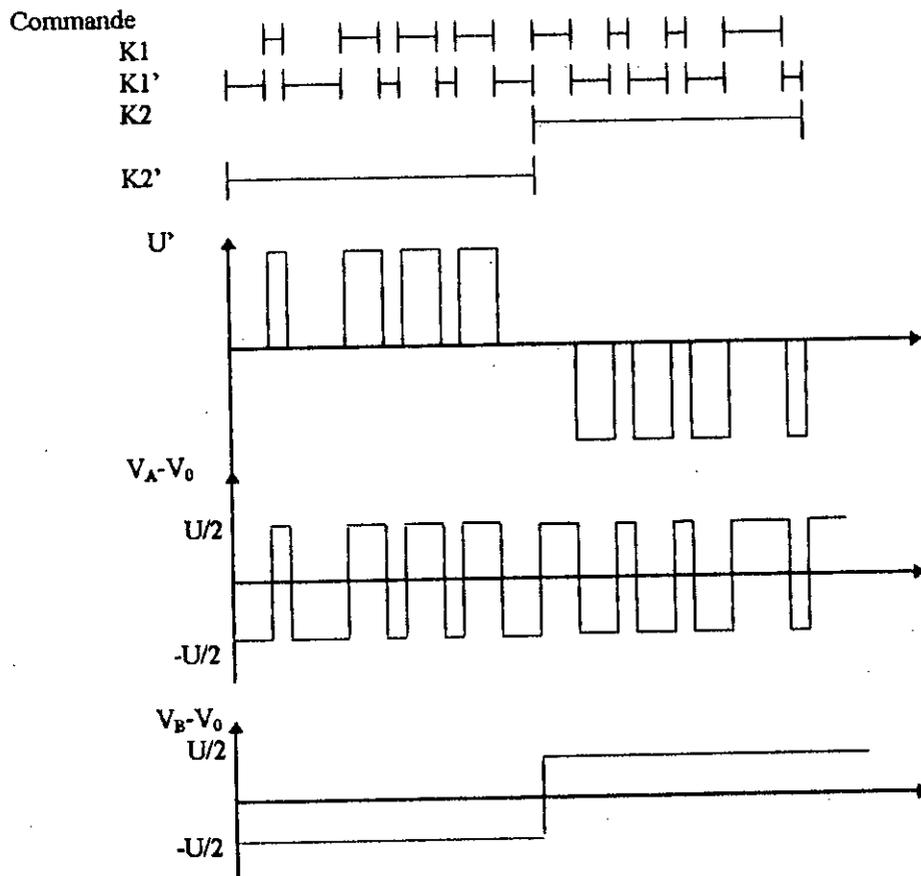


b) Cas où les commandes des demi-ponts sont décalées d'un angle β

Figure II-4: Mode de commande de l'onduleur monophasé en pont complet



a) Cas où les commandes PWM des interrupteurs K1 et K2' sont identiques



b) Cas où les commande PWM des interrupteurs K1 et K2' sont differentes

Figure II-5: Commande PWM d'un Onduleur monophasé en pont complet

c-3/Utilisation dans les onduleurs à modulation de largeurs d'impulsions(PWM):

La modulation de largeur d'impulsion est de plus en plus utilisée; elle permet de mieux approximer une tension de sortie sinusoïdale en formant chacune des alternances de celle-ci d'une succession de creneaux de largeurs convenables.

L'onduleur en pont rend plus aisée l'approximation de la sinusoïde désirée puisqu'en plus du signal de sortie PWM deux niveaux ($U^+=+U$ ou $U^-=-U$) qu'il fournit (figure II-5-a), il pourra aussi fournir un signal PWM à trois-niveaux ($U^+=+U$ ou $-U$ ou zero) sur la sortie U' , et ce-ci selon le déphasage entre les commandes appliquées aux deux demi-pont (figure II-5-b).

De plus, la modulation de largeurs d'impulsion permet de faire varier la valeur de la tension de sortie de l'onduleur. Le schéma de l'onduleur reste le même, c'est la commande des interrupteurs qui change: la fréquence de commutation est supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie.

II-1-1-2 Onduleur triphasé:

Dans le but d'alimenter séparément chacune des phases du moteur monophasé dont le condensateur est supprimé, une solution est de l'alimenter par un onduleur triphasé [10,11].

Cet onduleur est constitué d'une source de tension continue et de six interrupteurs $K_1, K_1', K_2, K_2', K_3$ et K_3' comme c'est illustré sur la figure II-6. Deux courants sinusoïdaux en quadrature peuvent être reconstitués dans les deux phases de la machine en commandant les interrupteurs de manière adaptée.

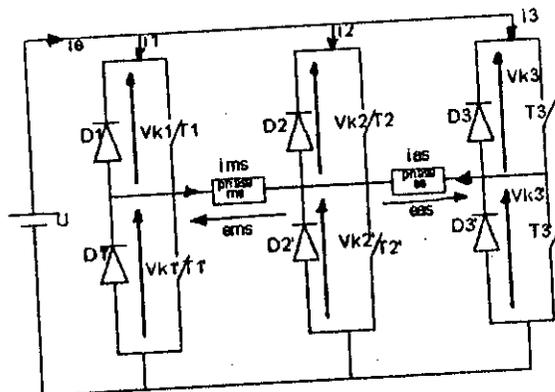


Figure II-6: Onduleur triphasé alimentant les deux phases de la machine monophasée sans condensateur

II-2 Modèle du convertisseur:

Pour modéliser l'onduleur, nous supposons que la commutation des composants électroniques est instantanée, c'est à dire que les temps d'ouverture et de fermeture des interrupteurs sont supposés nuls.

Dans ces conditions, le signal logique de commande C_i d'un interrupteur K_i est défini par

$$C_i = \begin{cases} 1 & \text{si } K_i \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } K_i \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

Les commandes des deux interrupteurs K_i et K_i' d'un même bras de l'onduleur sont complémentaires.

Notons C_i' la commande logique de l'interrupteur K_i'

dans ce cas $C_i' = 1 - C_i$

La tension et le courant dans l'interrupteur K_i sont définis par:

$$V_{K_i} = (1 - C_i)U \quad \text{et} \quad i_i = C_i \cdot i_s \quad (\text{II-2})$$

i_s étant le courant commuté par la cellule à laquelle K_i appartient.

a/Modèle de l'onduleur monophasé en pont complet:

-La tension d'alimentation du moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent :

$$e_{ms} = V_{AB} = U' = U(C_1 - C_2) \quad (\text{II-3})$$

-Le courant d'entrée de l'onduleur est défini par:

$$i_e = (C_1 - C_2) \cdot i_s \quad (i_s \text{ est le courant de sortie l'onduleur}).$$

$$i_s = (i_{ms} + i_{as})$$

$$\text{d'où } i_e = (C_1 - C_2)(i_{ms} + i_{as}) \quad (\text{II-4})$$

b/Modèle de l'onduleur triphasé:

-Les deux alimentations des deux phases du moteur monophasé sans condensateur sont définies par :

$$e_{ms}=(C_1-C_2)U \quad (\text{II-5})$$

$$e_{as}=(C_3-C_2)U \quad (\text{II-6})$$

-Le courant d'entrée i_e fourni par la source de tension U est donné par:

$$i_e=i_1+i_2+i_3=(C_1-C_2).i_{ms}+(C_3-C_2).i_{as} \quad (\text{II-7})$$

II-3 Différentes solutions pour la variation de la vitesse du moteur monophasé alimenté par onduleur:

Certains travaux gardent la machine monophasée avec son condensateur dans le variateur de vitesse Onduleur- moteur [23].

L'onduleur dans ce cas est un onduleur monophasé à pont complet qui peut être commandé soit en courant par bande d'hysteresis, soit en tension MLI (modulation de largeurs d'impulsions). Dans ce dernier cas, certains travaux utilisent l'habituelle relation Volts/hertz donc un flux constant [8,9,20]. D'autres développent une loi de contrôle tension-frequence qui utilise la dissipation de puissance dans le moteur comme contrainte [11]. Ces travaux donnent des résultats plus performants dans le contrôle scalaire en boucle ouverte de la machine monophasée à condensateur.

D'autres travaux plus performants, utilisent la possibilité d'agir séparément sur chaque phase statorique du moteur monophasé en supprimant le condensateur [10,11,19].

-Chaque enroulement statorique de la machine est alimenté par deux bras d'un onduleur à quatre bras commandé en tension PWM ou bien par un bras d'un onduleur à deux bras avec diviseur capacitif (à deux demi-pont) [11].

Un fonctionnement à flux constant est assuré si le rapport $V/f=$ constante est vérifié.

-Une autre approche consiste à alimenter la machine sans condensateur par un onduleur à quatre bras commandé en courant pour obtenir deux courants sinusoïdaux en quadrature dans les phases statoriques.

-Une solution performante et économique consiste toujours à alimenter la machine sans condensateur par un onduleur à commande en courant mais, cette fois-ci l'onduleur est à trois bras.

II-4 Commande en tension à modulation de largeurs d'impulsion (PWM) de la machine monophasée à condensateur permanent:

II-4-1 Principe general:

Parmi les procédés permettant de faire varier la vitesse du moteur à courant alternatif, synchrone ou asynchrone, le plus utilisé consiste à faire varier la fréquence de ses tensions donc à l'alimenter par un onduleur.

En même temps que la fréquence, il faut faire varier la valeur efficace des tensions d'alimentation .

D'ordinaire, on adopte une commande "à flux constant" qui permet de développer le même couple à toutes les vitesses; la valeur des tensions croit à peu près proportionnellement à leur fréquence: l'onduleur doit donc être à fréquence et tension variables.

Au lieu de former chaque alternance d'une tension de sortie de l'onduleur avec un seul creneau rectangulaire riche en harmoniques, on la forme de plusieurs creneaux de largeurs convenables basées sur la modulation de largeurs d'impulsions MLI(en Anglais PWM: Pulse Width Modulation) et ce-ci en agissant sur la commande des interrupteurs.

La multiplication du nombre des "impulsions" formant chacune des alternances d'une tension de sortie presente deux avantages importants:

-elle repousse vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui permet de faciliter le filtrage et de réduire les pertes du moteur et, surtout, d'atténuer les pulsations du couple de la machine.

-elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

Les lois de commande PWM des interrupteurs de l'onduleur sont basées sur l'une des deux techniques suivantes:

-Les strategies de PWM basées sur la modulation sinusoïdale.

-Les strategies de PWM basées sur la modulation calculée.

II-4-2 Les strategies basées sur la modulation sinusoïdale

II-4-2-1 Principe de la modulation sinusoïdale

Il s'agit de la comparaison d'un signal de reference sinusoïdal ou signal modulant avec une porteuse triangulaire. La frequence du fondamental de la porteuse est nettement superieure à celle du signal de reference; ce qui permet de determiner les instants de commutation des semi-conducteurs (voir figure II-7).

II-4-2-2 Caracterisation de la modulation sinusoïdale

a/La modulation sinusoïdale est caracterisée par:

-Le ratio de frequence P, égal au rapport f_p/f_m des frequences de la porteuse et de la modulante. Ce paramètre P determine le nombre des impulsions par periode du signal PWM de sortie.

-L'indice de modulation m, égal au rapport de l'amplitude de la tension de reference à la valeur de crête de l'onde porteuse.

b/Modulation synchrone et modulation asynchrone

La modulation est dite synchrone lorsque la frequence de la porteuse f_p est un multiple entier de la frequence de l'onde de reference f_m . La tension de sortie delivrée par l'onduleur est alors periodique de periode $T_m=1/f_m$.

La modulation est parfois asynchrone notamment lorsqu'on a besoin de faire varier la frequence de l'onde de reference en gardant constante la frequence de la porteuse.

Le majeur inconvenient de la modulation asynchrone est la complexité de son implementation.

c/Calage optimal

En modulation synchrone, par le "calage" de la porteuse par rapport au signal modulant on peut faire bénéficier l'onde de la tension de sortie réelle d'une symetrie:

Si la porteuse passe par un minimum ou un maximum au milieu des alternances du signal de reference, les alternances du signal de sortie U' sont symetriques par rapport à leurs milieux; on dit que le calage est optimal.

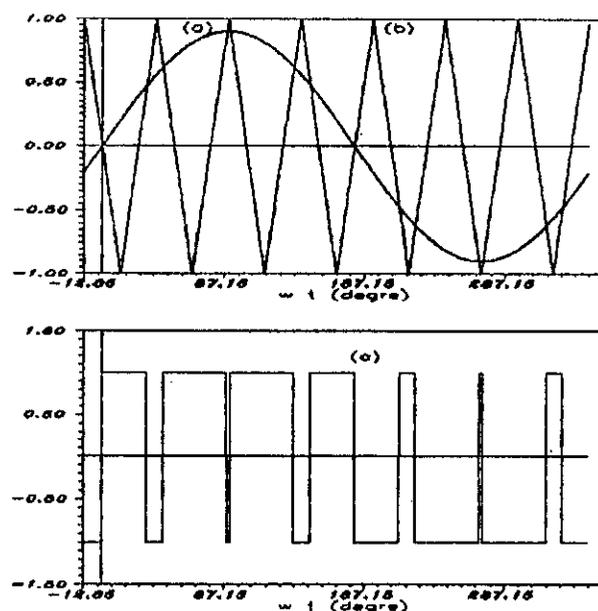


Figure II-7: Modulation sinusoïdale

- (a): Signal modulant; ω_m : pulsation du signal modulant
- (b): La porteuse
- (c): Signal PWM à la sortie de l'onduleur.

-Pour la modulation sinusoïdale à deux niveaux, si le ratio de fréquence P est impair et en plus le calage est optimal, l'alternance negative reproduit au signe près l'alternance positive (voir figure II-7).

Le developpement en serie de fourier de cette tension ne comporte alors que le fondamental et les harmoniques impairs.

-Pour la modulation à trois niveaux, si la ratio de fréquence P est pair et si le calage est optimal les deux alternances de la tension de sortie sont identiques au signe près et sont symetriques par rapport à leurs milieux (voir figure II-10).

Dans ce cas le developpement en serie de fourier de U' ne comporte que le fondamental et des harmoniques impairs.

Les coefficients de Fourier pour une période de l'onde PWM sont calculés en annexe (E).

Le calage pour lequel on va tracer les formes d'ondes et déterminer les angles de commutation est celui qui donne le fondamental de la tension de sortie de l'onduleur le plus proche de l'onde sinusoïdale désirée [5],[27].

II-4-2-3 La modulation à échantillonnage naturel

Elle est largement utilisée pour générer un signal PWM par des techniques analogiques et ceci à cause de sa facilité d'implémentation.

La stratégie naturelle est basée sur la comparaison directe d'un signal triangulaire porteur avec un signal sinusoïdal de référence pour déterminer les instants de commutation. Dans ce cas, il n'est pas possible de définir les instants de commutation en utilisant des expressions analytiques simples mais, chaque point est implicitement défini via une équation non-linéaire exprimant l'égalité de la porteuse et la modulante en ce point de commutation.

Pour la détermination des angles de commutation, nous distinguons les équations des segments descendants et ascendants de la porteuse.

a/Stratégie naturelle à deux niveaux

La forme d'onde de cette stratégie est représentée sur la figure II-8. Pour une onde avec un ratio de fréquence P , un indice de modulation m , les $2P$ angles de commutation de l'onde PWM à échantillonnage naturel sont données par les solutions des $2P$ équations

$$4j - 3 - \frac{2P}{\pi} \alpha_{2j-1} = m \sin(\alpha_{2j-1} + \delta) \quad \text{pour le } j^{\text{ème}} \text{ segment descendant de la porteuse}$$

$$1 - 4j + \frac{2P}{\pi} \alpha_{2j} = m \sin(\alpha_{2j} + \delta) \quad \text{pour le } j^{\text{ème}} \text{ segment ascendant}$$

$$j=1,2,\dots,P \quad (\text{II-8})$$

avec $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2P}$ sont les angles de commutations, et δ le déphasage du signal modulant

Le calage optimal est obtenu pour $\delta=3\pi/(2P)$ ou $\delta=\pi/(2P)$ si le ratio de fréquence P est impair et pour $\delta=0$ ou $\delta=\pi/P$ si P est pair. Les équations (II-8) peuvent être résolues séparément par la méthode de Newton-Raphson.

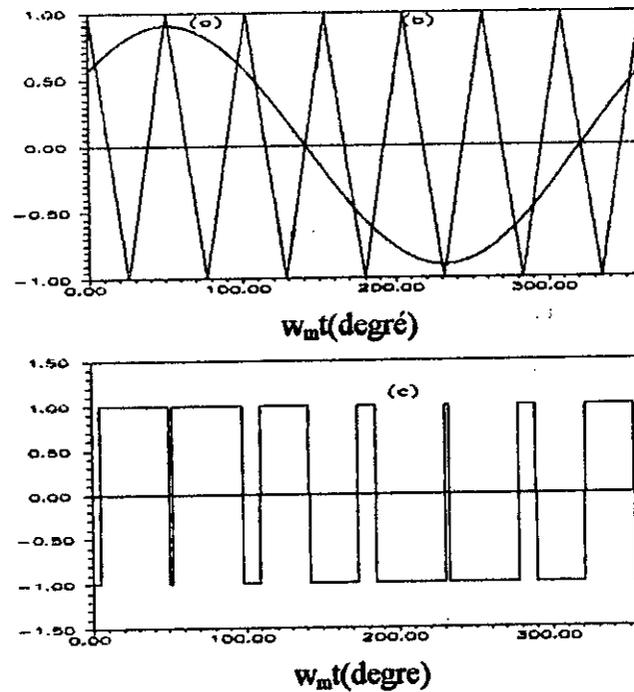


Figure II-8: Stratégie naturelle à deux-niveaux (P=7)

- (a):Signal modulant
- (b):La porteuse
- (c):Onde PWM naturelle 2-niveaux.

b/Stratégie naturelle à trois niveaux:

Le signal PWM trois-niveaux est typique aux tensions de lignes dans le cas de l'onduleur monophasé en pont complet et l'onduleur triphasé. Son analyse spectrale montre l'élimination des harmoniques de la porteuse ce qui permet de mieux approximer une tension de sortie sinusoïdale.

L'onde PWM trois-niveaux est obtenue:

-Soit en combinant deux ondes PWM deux-niveaux déphasées. Dans ce cas chaque demi-pont de l'onduleur fonctionne en mode deux-niveaux avec les signaux modulateurs déphasés de 180° , ou d'un angle désiré, dans chacun des deux demi-ponts comme le montre la figure II-9.

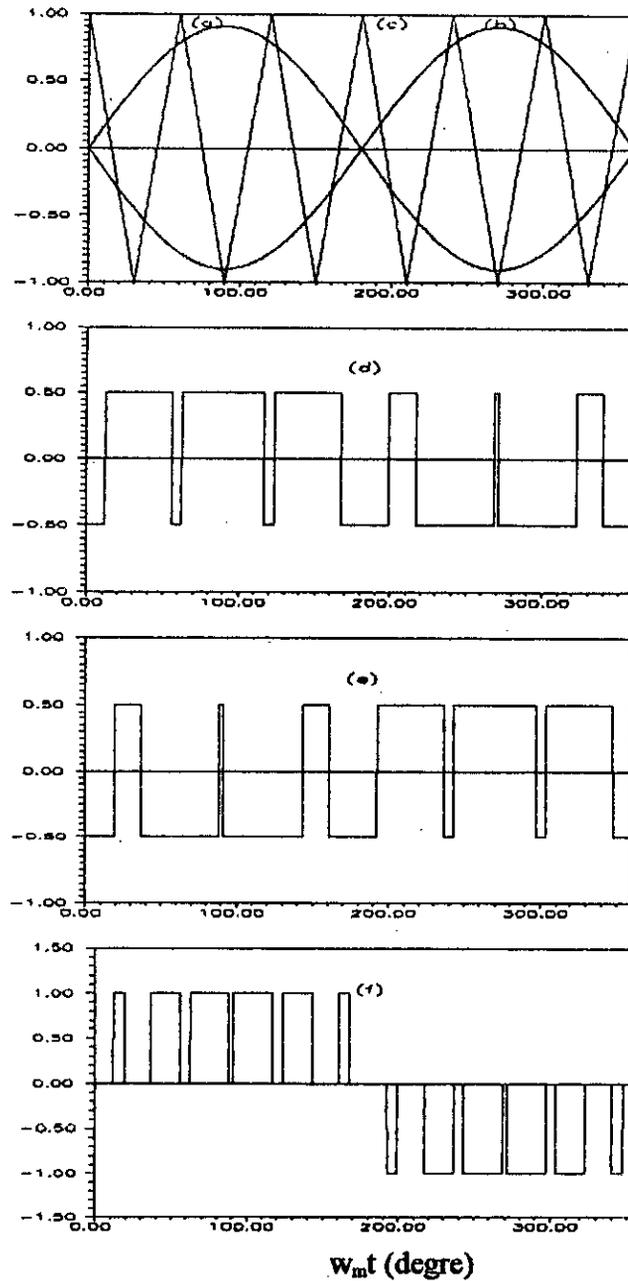


Figure II-9: PWM naturelle 3-niveaux par déphasage des signaux modulateurs des deux demi-ponts

- (a):signal modulant de l'onde PWM 2-niveaux du premier demi-pont
- (b):signal modulant de l'onde PWM 2-niveaux du second demi-pont
- (c):la porteuse
- (d):onde PWM 2-niveaux entre le 1^{er} demi-pont et le point milieu fictif O
- (e):onde PWM 2-niveaux entre le 2^{eme} demi-pont et le pont milieu fictif O
- (f):onde PWM 3-niveaux à la sortie de l'onduleur.

-soit directement par une autre methode. La figure II-10 represente les caracteristiques de cette methode où les impulsions changent de polarité chaque demi-cycle; les largeurs des impulsions doivent être modulées en accord avec le demi-cycle positif de la modulante.

les angles de commutation sont donnés par les solutions des équations non-lineaires:

$$\alpha_{2j-1} = \frac{\pi}{P} (2j-1 - m \sin(\alpha_{2j-1})) \quad \text{pour le } j^{\text{ème}} \text{ segment descendant}$$

$$\alpha_{2j} = \frac{\pi}{P} (2j-1 + m \sin(\alpha_{2j})) \quad \text{pour le } j^{\text{ème}} \text{ segment ascendant}$$

$$j=1,2,\dots,P \quad (\text{II-9})$$

Ces équations peuvent être résolues par la methode de Newton-Raphson.

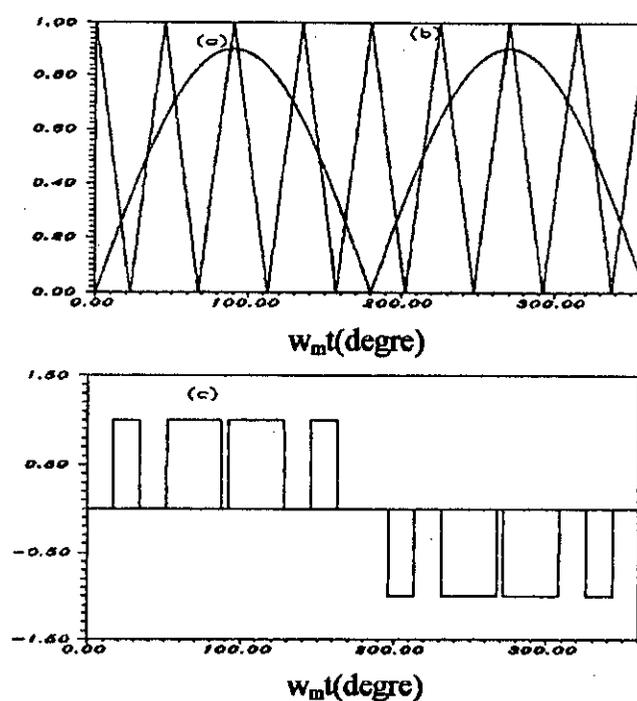


Figure II-10: Stratégie naturelle à trois-niveaux (P=8)

- (a):Signal modulant
- (b):La porteuse
- (c):PWM trois-niveaux.

II-4-2-4 La modulation à échantillonnage régulier symétrique:

La modulation à échantillonnage régulier possède certains avantages quand à son implementation en utilisant des techniques numériques.

Le signal modulant sinusoïdal est échantillonné et bloqué durant une période d'échantillonnage, ensuite il est comparé à la porteuse triangulaire ce qui donne les instants de commutation de l'onde PWM.

Dans la modulation régulière symétrique la période d'échantillonnage est égale à la période de la porteuse. Le signal de référence est donc échantillonné à des instants régulièrement espacés correspondants aux sommets positifs de la porteuse triangulaire.

Cette technique présente l'avantage de faciliter le calcul des caractéristiques[36].

a/Modulation à échantillonnage régulier symétrique à deux-niveaux

La forme d'onde de cette stratégie est donnée sur la figure II- 11 .

Notons que dans le cas d'échantillonnage naturel, le fondamental de l'onde PWM est exactement en phase avec le signal modulant mais dans le cas d'échantillonnage régulier, la composante fondamentale de l'onde PWM est en retard sur le signal modulant. Ce retard est de $T_p/2$ (une demi-période de la porteuse) si la modulation est à échantillonnage régulier symétrique. Ce-ci est un résultat du système échantillonneur-bloqueur dans le cas de génération analogique des ondes PWM à échantillonnage régulier.

Le déphasage entre le signal modulant et le fondamental de la tension de sortie de l'onduleur est évité si l'onde PWM est générée par l'utilisation de système à base de microprocesseur.

Ce déphasage est pris en compte dans le calcul des instants de commutation pour avoir la composante fondamentale du signal de sortie PWM et la sinusoïde désirée en phase.

Les angles de commutation de cette stratégie sont alors définis par les équations suivantes:

$$\alpha_{2j-1} = \frac{\pi}{2P} \left(4j - 2 + m \sin \left(\frac{(4j-3)\pi}{2P} \right) \right) \quad \begin{array}{l} \text{pour le } j^{\text{ème}} \text{ segment} \\ \text{ascendant} \end{array}$$

$$\alpha_{2j} = \frac{\pi}{2P} \left(4j + m \sin \left(\frac{(4j+1)\pi}{2P} \right) \right) \quad \begin{array}{l} \text{pour le } j^{\text{ème}} \text{ segment} \\ \text{descendant} \end{array}$$

$$j=1,2,\dots, 2P \quad (\text{II-10})$$

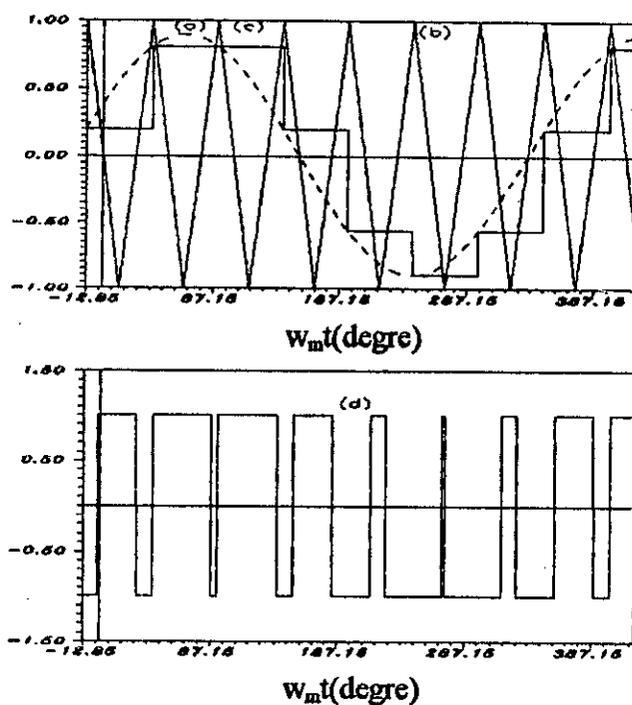


Figure II-11: Strategie reguliere symetrique à deux-niveaux (P=7)

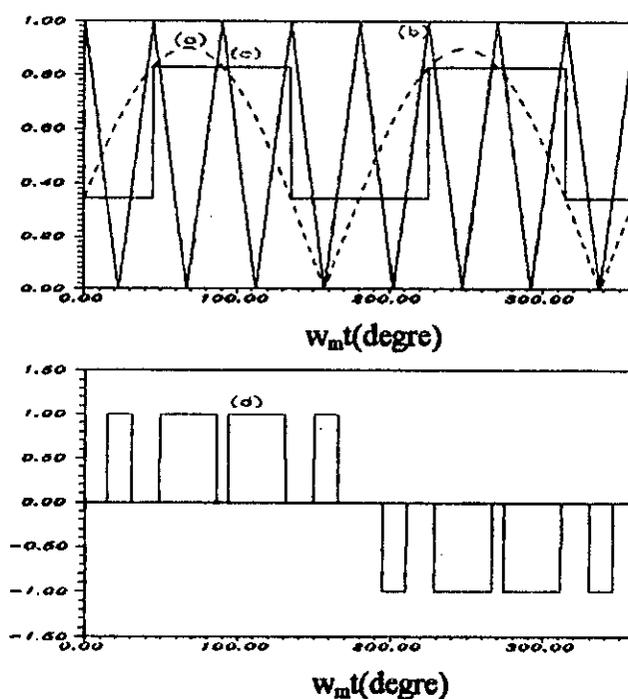


Figure II-12: Strategie reguliere symetrique à trois-niveaux (P=8)

- (a):Signal modulant
- (b):La porteuse
- (c):Signal modulant échantillonné
- (d):Onde PWM

b/Modulation à échantillonnage régulier symétrique à trois-niveaux :

La forme d'onde de cette stratégie est illustrée sur la figure II-12 .

Les angles de commutation de cette stratégie sont définis par:

$$\alpha_{2j-1} = \frac{\pi}{P} \left(2j-1 - m \sin \left(\frac{(2j-1)\pi}{P} \right) \right) \quad \begin{array}{l} \text{pour le } j^{\text{ème}} \text{ segment} \\ \text{descendant} \end{array}$$

$$\alpha_{2j} = \frac{\pi}{P} \left(2j-1 + m \sin \left(\frac{(2j-1)\pi}{P} \right) \right) \quad \begin{array}{l} \text{pour le } j^{\text{ème}} \text{ segment} \\ \text{ascendant} \end{array}$$

$$j=1,2,\dots,P \quad (\text{II-11})$$

II-4-2-5 La modulation à échantillonnage régulier asymétrique:

Dans cette technique la période d'échantillonnage du signal modulant sinusoïdal est la moitié de celle de la porteuse [36].

a/La stratégie régulière asymétrique à deux-niveaux:

La forme d'onde de cette stratégie est représentée sur la figure II-13 .

Les angles de commutation de l'onde PWM à deux-niveaux sont définis par les 2P équations suivantes:

$$\alpha_{2j-1} = \frac{\pi}{2P} \left(4j-2 + m \sin \left(\frac{(2j-1)\pi}{P} \right) \right) \quad \text{le } j^{\text{ème}} \text{ segment ascendant}$$

$$\alpha_{2j} = \frac{\pi}{2P} \left(4j - m \sin \left(\frac{2j\pi}{P} \right) \right) \quad \text{le } j^{\text{ème}} \text{ segment descendant}$$

$$j=1,2,\dots,P \quad (\text{II-12})$$

b/La stratégie régulière asymétrique à trois-niveaux:

La forme d'onde de cette stratégie est représentée sur la figure II-14 .

Les angles de commutation de l'onde PWM à trois-niveaux sont définis par:

$$\alpha_{2j-1} = \frac{\pi}{P} \left(2j-1 - m \sin \left(\frac{(4j-3)\pi}{2P} \right) \right)$$

$$\alpha_{2j} = \frac{\pi}{P} \left(2j-1 + m \sin \left(\frac{(4j-1)\pi}{2P} \right) \right)$$

$$j=1,2,\dots,P \quad (\text{II-13})$$

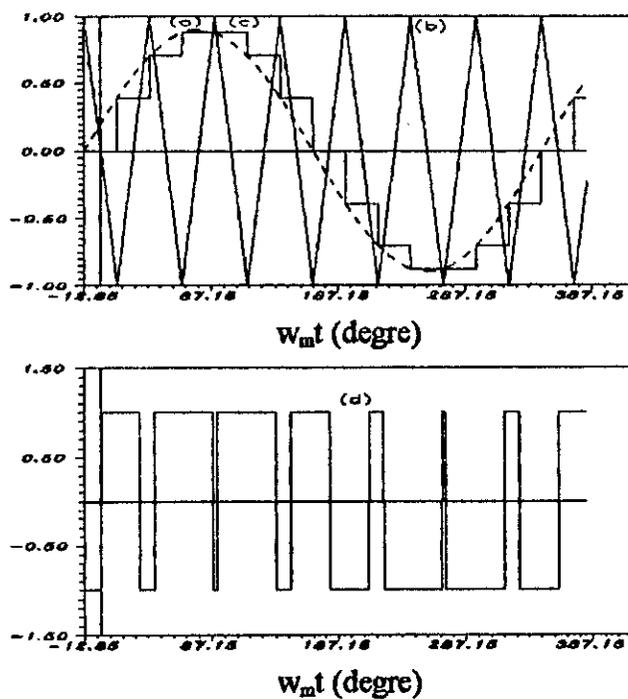


Figure II-13: Strategie reguliere asymetrique à deux-niveaux (P=7)

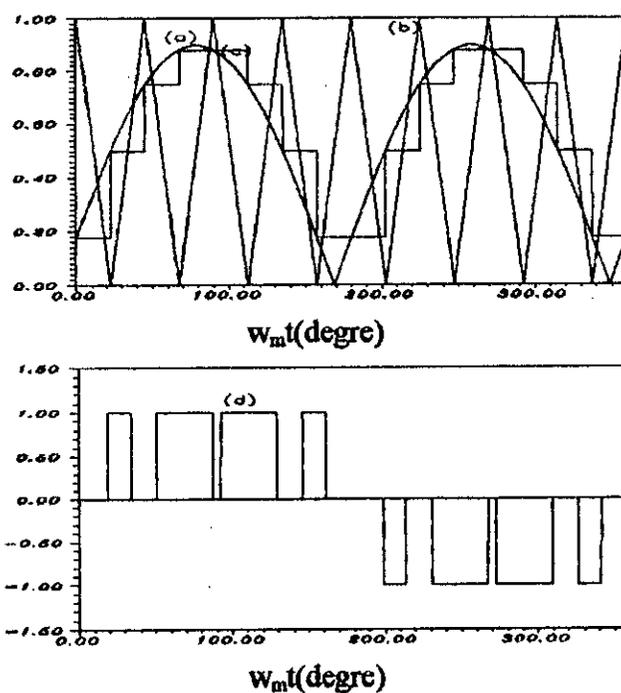


Figure II-14: Strategie reguliere asymetrique à trois-niveaux (P=8)

- (a) : signal modulant
- (b) : La porteuse
- (c) : Signal modulant échantillonné
- (d) : L'onde PWM

II-4-2-6 La modulation à échantillonnage régulier asymétrique modifiée:

Cette technique offre certains avantages par rapport aux autres techniques de PWM [35].

- 1) La réduction des harmoniques d'ordre bas dans les opérations à fréquences basses en comparaison à la PWM régulière conventionnelle.
- 2) La variation linéaire de la tension de sortie de l'onduleur en fonction de l'indice de modulation sans noter des sauts dans la tension de sortie.
- 3) L'élimination des harmoniques pairs en utilisant la symétrie à quart d'onde.

Cette technique consiste à faire un meilleur échantillonnage en prenant la valeur moyenne entre deux points successifs échantillonnés régulièrement.

a/ La stratégie régulière asymétrique modifiée à deux-niveaux:

La forme d'onde de cette stratégie est représentée sur la figure II-15.

Les angles de commutation sont donnés par :

$$\alpha_{2j-1} = \frac{\pi}{2P} \left[4j - 2 + \frac{m}{2} \left(\sin \left((4j-3) \frac{\pi}{2P} \right) + \sin \left((4j-1) \frac{\pi}{2P} \right) \right) \right]$$

$$\alpha_{2j} = \frac{\pi}{2P} \left[4j - \frac{m}{2} \left(\sin \left((4j-1) \frac{\pi}{2P} \right) + \sin \left((4j+1) \frac{\pi}{2P} \right) \right) \right]$$

j=1,2,...,P (II-14)

En utilisant des transformations trigonométriques, nous obtenons:

$$\alpha_{2j-1} = \frac{\pi}{P} \left[2j - 1 + \frac{m}{2} \sin \left((2j-1) \frac{\pi}{P} \right) \cos \left(\frac{\pi}{2P} \right) \right]$$

$$\alpha_{2j} = \frac{\pi}{P} \left[2j - \frac{m}{2} \sin \left((2j) \frac{\pi}{2P} \right) \cos \left(\frac{\pi}{2P} \right) \right]$$

(II-15)

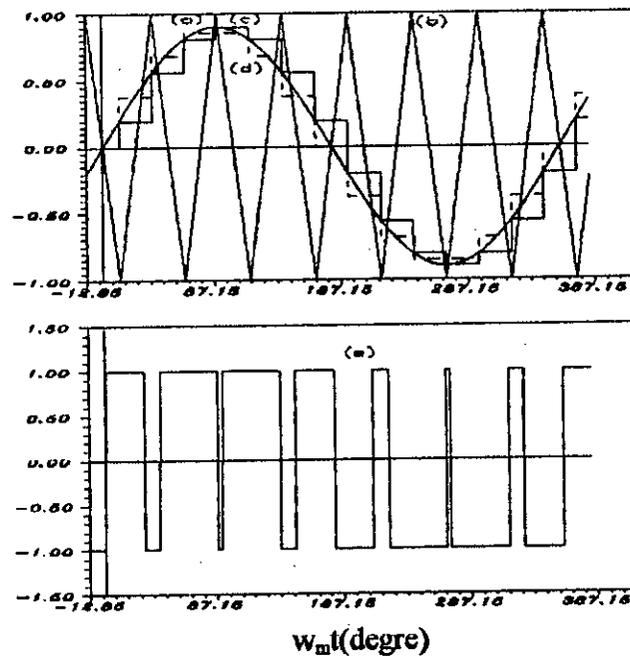


Figure II-15:Strategie asymetrique modifiée à deux-niveaux (P=7)

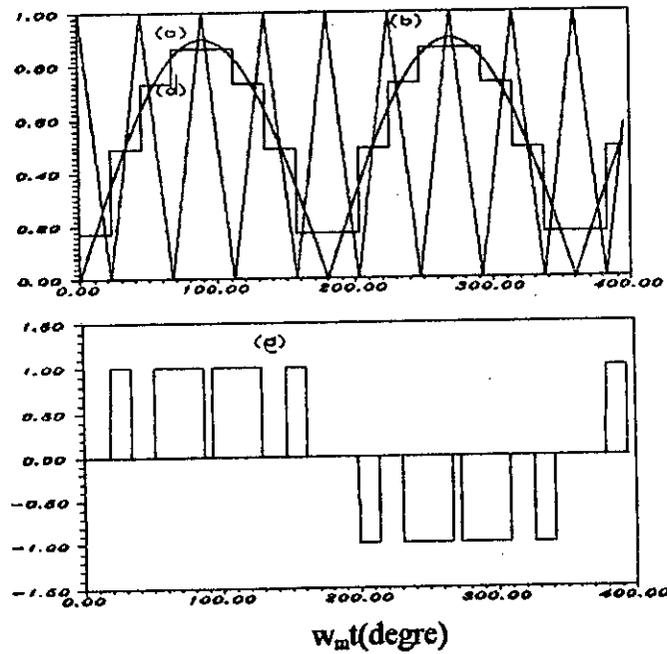


Figure II-16:Strategie reguliere asymetrique modifiée trois-niveaux (P=8)

- (a):Signal modulant
- (b):La porteuse
- (c):Signal modulant échantillonné
- (d):Signal modulant échantillonné modifié
- (e):Onde PWM

b/La strategie reguliere asymetrique modifiée à trois-niveaux:

La forme d'onde de cette strategie est representée sur la figure II-16

Les angles de commutation sont donnés par:

$$\alpha_{2j-1} = \frac{2\pi}{P} \left(j - \frac{m}{2} \sin(2j \frac{\pi}{P}) \cos \frac{\pi}{P} \right)$$

$$\alpha_{2j} = \frac{2\pi}{P} \left(j + \frac{m}{2} \sin(2j \frac{\pi}{P}) \cos \frac{\pi}{P} \right)$$

j=1,2,...,P (II-16)

Si le ratio de frequence P est grand le terme $\cos(\pi/P)$ dans les équations (II-16) et $\cos(\pi/2P)$ dans les équations (II-15) peuvent être approximés à 1.

La forme d'onde de cette strategie est representée sur la figure II-16.

II-4-3 Modulation calculée (ou modulation optimale) [5,27,28,34,37,38,39];

Cette technique consiste à determiner au préalable des sequences de commande ,les memoriser et commander les semi-conducteurs de l'onduleur à partir de ces sequences memorisées.

On genere une onde PWM optimale par:

En premier, definir une onde PWM generale en fonction d'un ensemble d'angles de commutation et après determiner ces angles en utilisant des methodes numeriques et un ordinateur puissant.

On ne peut plus utiliser, à proprement parler, la notion d'indice de modulation puisque les angles sont calculés sur des bases autres que l'intersection d'ondes de frequences differentes.

Des ondes PWM optimisées typiques sont illustrées sur la figure II-17. Il est possible de definir le spectre d'harmoniques de chaque onde PWM, par exemple, si le quart de symetrie impair est assuré, alors seules les harmoniques impairs existent et leurs amplitudes peuvent être definies par :

$$U_n' = \frac{4}{n\pi} \left\{ 1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right\} \quad (\text{II-17})$$

pour PWM deux-niveaux, et

$$U_n' = \frac{4}{n\pi} \left\{ \sum_{k=1}^N (-1)^{k+1} \cos(n\alpha_k) \right\} \quad (\text{II-18})$$

pour PWM trois-niveaux avec n=1,3,5,...

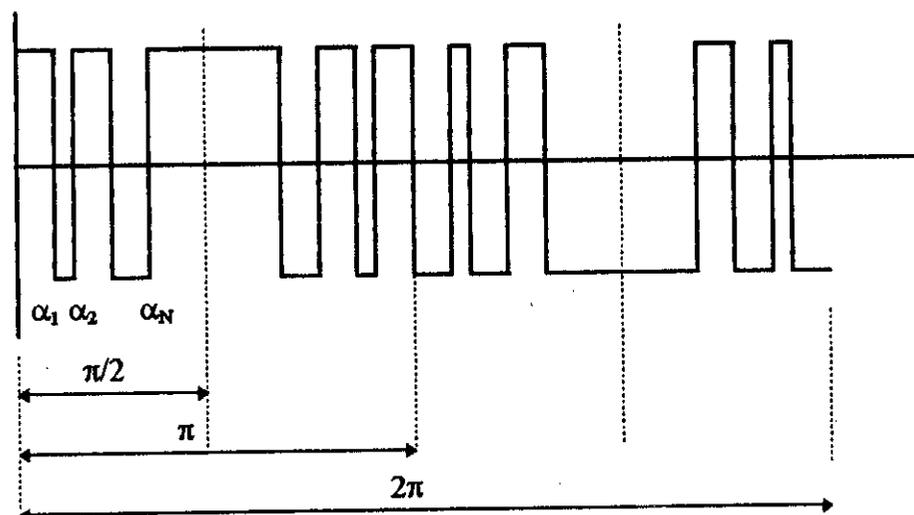
$$0 \leq \alpha_1 \leq \alpha_2 \leq \dots \alpha_N \leq \pi/2$$

où n correspond à l'ordre de l'harmonique et N égal au nombre d'angles de commutation par quart de cycle de l'onde PWM.

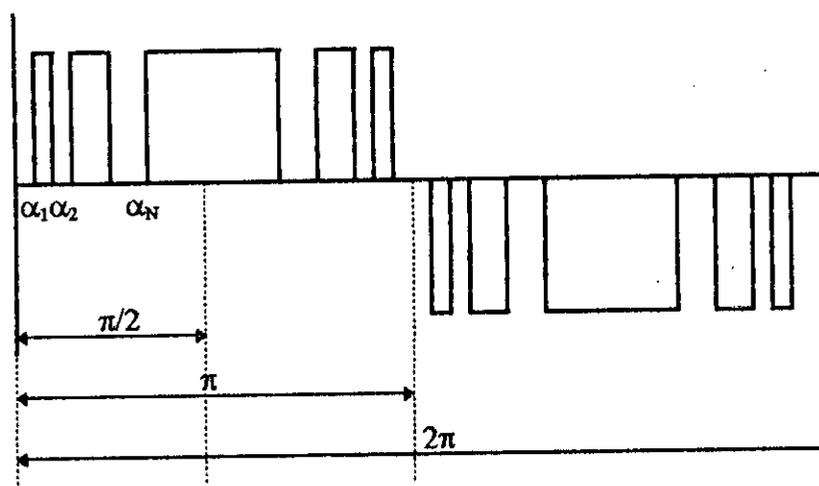
Ces expressions peuvent être utilisées par différentes méthodes pour produire les ondes PWM. Ces ondes sont optimisées en respectant un critère de performance particulier, par exemple, l'élimination des premiers harmoniques de la tension, la minimisation de la distorsion du courant harmonique, la réduction des pulsations du couple, ou l'obtention d'un minimum de pertes dans le moteur.

Ceci conduit à un ensemble d'équations non-linéaires fonctions des angles de commutation inconnus. Leur résolution nécessite un ordinateur puissant et des techniques de minimisation numériques pour trouver les angles de commutation.

Parmi ces techniques de modulations de largeurs d'impulsions, nous étudions la modulation par élimination d'harmoniques.



a) PWM optimale 2-Niveaux



b) PWM optimale 3-Niveaux

Figure II-17: PWM optimisée

a/Élimination des premiers harmoniques de la tension de sortie [28, 38, 39]:

Le principe de la technique de modulation par élimination d'harmoniques a été introduit pour la première fois par Turnbull en 1964, puis développé par Patel et Hoft en 1973 [38,39].

Cette technique consiste à déterminer les angles de commutation de l'onde PWM de façon à éliminer certains harmoniques indésirables de bas ordre pour améliorer le rendement de la machine. Les harmoniques de hauts rangs sont facilement filtrés à cause du caractère selfique du moteur. En effet, cette technique permet d'obtenir des résultats de hautes performances dans le contrôle des moteurs AC.

a-1/Cas de PWM à deux-niveaux:

En utilisant l'expression (II-17), les équations non linéaires pour l'approche à élimination d'harmoniques avec un contrôle simultané de la tension peuvent être représentées par :

$$-2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2 - 2\cos\alpha_3 + \dots + 2(-1)^N \cos\alpha_N = \frac{\pi m}{4} - 1$$

$$-2\cos 3\alpha_1 + 2\cos 3\alpha_2 - 2\cos 3\alpha_3 + \dots + 2(-1)^N \cos 3\alpha_N = -1$$

$$-2\cos(2N-1)\alpha_1 + \cos(2N-1)\alpha_2 + \dots + (-1)^N \cos(2N-1)\alpha_N = -1 \quad (\text{II-19})$$

où m est l'amplitude du fondamental U_1' dans (II-17). Les angles de commutation de l'onde PWM sont alors déterminés en résolvant un système de N équations à N inconnues. La première équation donne la valeur de l'amplitude U_1' du fondamental désiré. Les $N-1$ équations restantes traduisent l'annulation des $N-1$ premiers harmoniques impairs.

Pour résoudre le système d'équations non linéaires (II-19), il faudra faire appel à des techniques numériques. Le choix de la méthode numérique dépend de la rapidité de convergence et de la précision désirée.

La méthode numérique de Newton-Raphson (voir algorithme dans l'annexe (F)) donne des résultats satisfaisants. Cependant, la limitation principale de la technique à élimination d'harmoniques est l'existence de solutions multiples. La solution correcte doit satisfaire la condition [5,38]:

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \pi/2$$

Pour un fonctionnement à vitesse variable de la machine, en plus de la variation de la fréquence, il est possible de varier la tension de sortie à partir d'une valeur maximale jusqu'à zéro de façon continue, tout en éliminant les N-1 harmoniques.

Pour la fréquence nominale $f=50\text{Hz}$, les angles sont déterminés de façon à maximiser l'amplitude du fondamental, et égaliser à zéro les harmoniques à éliminer.

Le problème de maximisation de l'amplitude de la composante fondamentale est résolu en appliquant les concepts de la théorie moderne [39].

Le critère de performance à maximiser est obtenu à partir des équations (II-17) pour $n=1$, et il est donné par :

$$L'(\alpha) = \frac{4}{\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos \alpha_k \right] \quad (\text{II-20})$$

avec des contraintes d'inégalité:

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \dots < \alpha_N < \frac{\pi}{2} \quad (\text{II-21})$$

et des contraintes d'égalité associées aux critères de performance à optimiser :

$$f_i(\alpha) = 1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos n_i \alpha_k = 0 \quad (\text{II-22})$$

pour $i=1,2,3,\dots,N-1$, où $n_i, i=1,2,3,\dots,N-1$ sont les harmoniques à éliminer.

Pour les autres fréquences, la composante fondamentale varie proportionnellement à la fréquence. Ainsi, la méthode numérique sus-citée peut être utilisée.

a-2/Cas de PWM à trois-niveaux:

L'un des avantages de l'onde PWM à trois-niveaux, par rapport à celle à deux-niveaux est la réduction du nombre de commutations par cycle nécessaire pour éliminer le même nombre d'harmoniques.

Si N_p est le nombre d'impulsions par demi-cycle alors le nombre de commutations N_1 par cycle de l'onde PWM à deux-niveaux est donné par:

$$N_1 = 2(2N_p + 1) = 4N_p + 2$$

Pour l'onde PWM à trois-niveaux, le nombre de commutation N_2 par cycle est :

$$N_2 = 2(2N_p) = 4N_p$$

D'une façon générale, à partir de l'expression (II-18), nous obtenons le système d'équations non linéaires suivant:

$$\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3 + \dots + (-1)^{N+1} \cos \alpha_N = \frac{\pi m}{4}$$

$$\cos n_1 \alpha_1 + \cos n_1 \alpha_2 + \cos n_1 \alpha_3 + \dots + (-1)^{N+1} \cos n_1 \alpha_N = 0$$

$$\cos n_{N-1} \alpha_1 - \cos n_{N-1} \alpha_2 + \cos n_{N-1} \alpha_3 + \dots + (-1)^{N+1} \cos n_{N-1} \alpha_N = 0 \quad (\text{II-23})$$

où $n_i, i=1,2,3,\dots,N-1$, sont les harmoniques à éliminer.

Les équations (II-23) sont similaires aux équations (II-19).

La même méthode numérique peut être appliquée au système formé par ces équations.

II-4-5 Résultats de la simulation et interprétation:

En plus de l'étude détaillée des stratégies, un programme écrit en turbo-Pascal a été mis au point pour simuler l'ensemble onduleur-machine et les dix stratégies de commande PWM. Ces dernières ont été simulées pour mieux voir leurs effets sur les performances d'une machine, et choisir la stratégie de qualité qui doit être en mesure de réduire les effets indésirables dus à la présence des harmoniques.

Dans ce présent travail, nous nous sommes intéressés, plus particulièrement, à six principales stratégies:

- la modulation naturelle à deux et trois niveaux

-la modulation régulière asymétrique modifiée à deux et trois niveaux, et

-la modulation à élimination d'harmoniques à deux et trois niveaux.



a) La stratégie naturelle à deux-niveaux:

Nous présentons les résultats de simulation de l'ensemble Onduleur-moteur A pour une fréquence $f=50\text{Hz}$, un ratio de fréquence $P=9$. La tension d'alimentation étant de 311 volts assurant une tension, à la sortie de l'onduleur, avec un fondamental de valeur efficace 220 V.

Tout d'abord, pour voir l'effet de l'augmentation de P sur la tension de sortie de l'onduleur, nous représentons sur la figure II-19. les spectres de cette tension pour un indice de modulation m égal à 1 et un ratio de fréquence p successivement égal à 3, à 6, à 9 et à 15. Toutes les valeurs sont rapportées à $\frac{2\sqrt{2}U}{\pi}$ qui représente la valeur efficace du fondamental d'un signal carré de même période.

Nous remarquons que l'augmentation de P décale les harmoniques vers les fréquences élevées et clarifie le spectre.

Lorsque P est élevé il ya apparition de familles d'harmoniques centrées sur Pf , $2Pf$, $3Pf$,.....etc. Les harmoniques d'une même paire, de part et d'autre des fréquences centrales, sont symétriques.

Pour des valeurs suffisantes de P ($P \geq 9$), le fondamental est de 78,54% de celui de la pleine onde (signal carré).

Ajoutons que si P est pair ($P=6$), les harmoniques d'ordres pairs ne sont pas nuls ; ceci confirme ce qui a été dit auparavant.

A partir de cette figure, nous constatons qu'il est important d'augmenter la valeur du ratio de fréquence P mais, nous ne pouvons pas l'augmenter indéfiniment puisque le nombre de commutations augmente; ce qui surchauffe les semi-conducteurs de l'onduleur.

La figure II-20 montre les variations, en fonction de m , de la valeur efficace du fondamental et des premiers harmoniques pour P successivement égal à 3, à 6, à 9 et à 15.

Nous constatons que le fondamental varie linéairement avec l'indice m . Cette remarque est avantageuse pour le fonctionnement à flux constant de la machine.

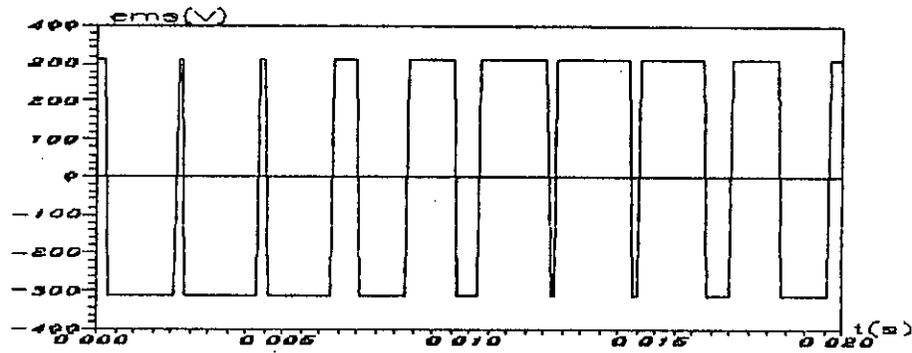


Figure II-18 :Le signal PWM à la sortie de l'onduleur,
 $f=50\text{Hz}$, $m=0.95$, $p=9$,

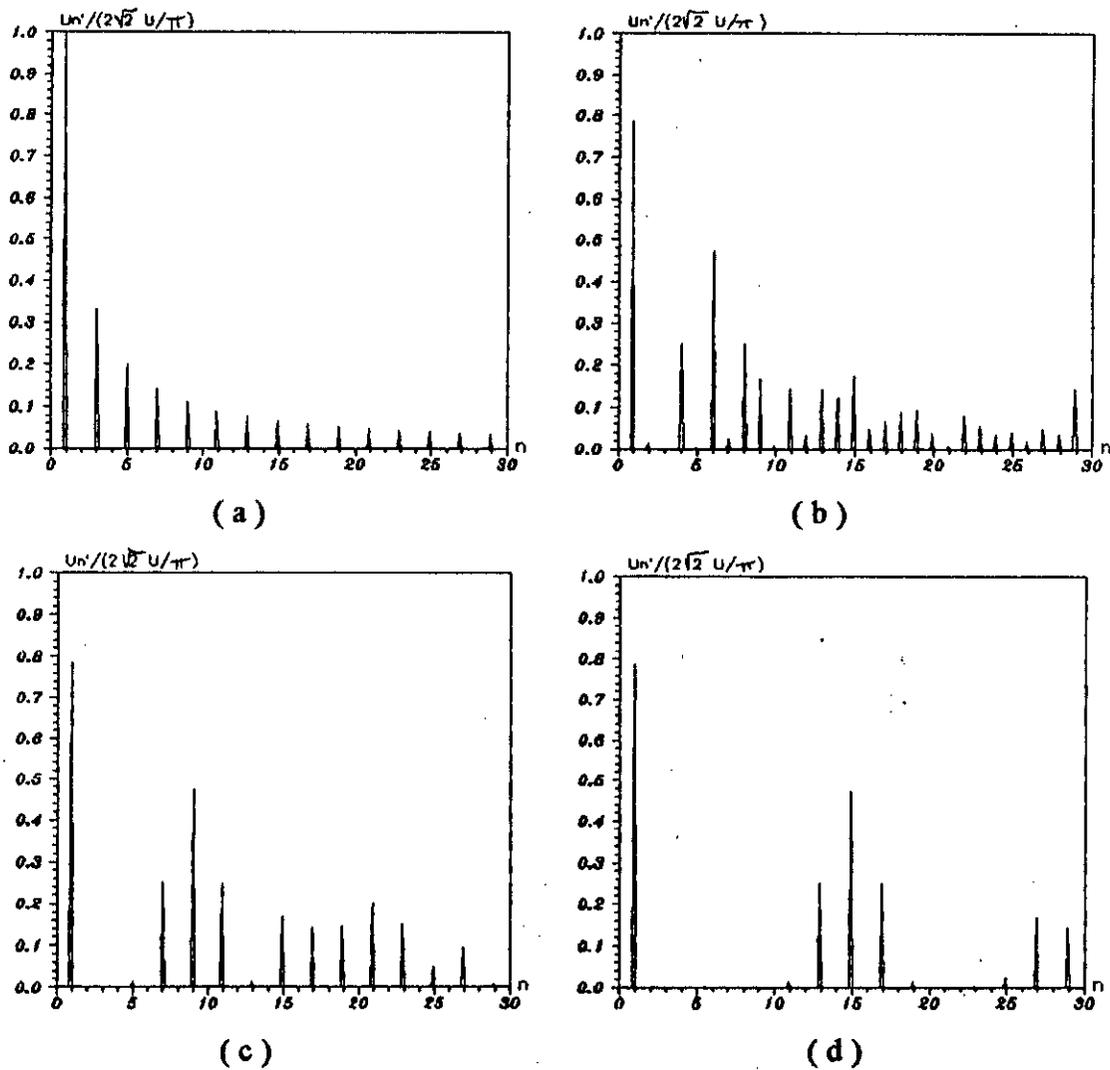


Figure II-19 :Spectre de U' , $f=50\text{Hz}$, $m=1$
 a) $P=3$, b) $P=6$, c) $P=9$, d) $P=15$

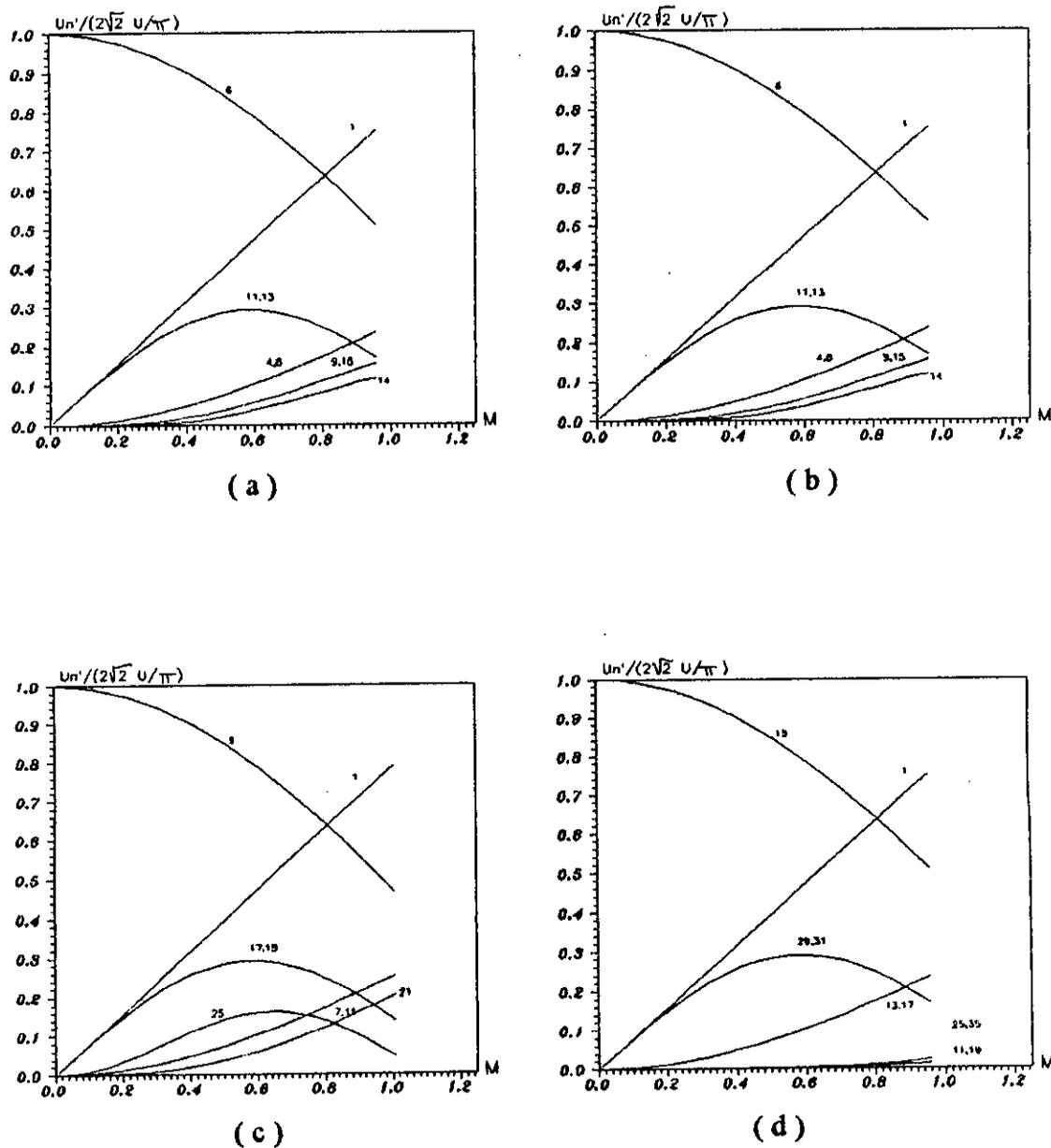


Figure II-20 : Variations des harmoniques et du fondamental en fonction de m
 a) $P=3$, b) $P=6$, c) $P=9$, d) $P=15$

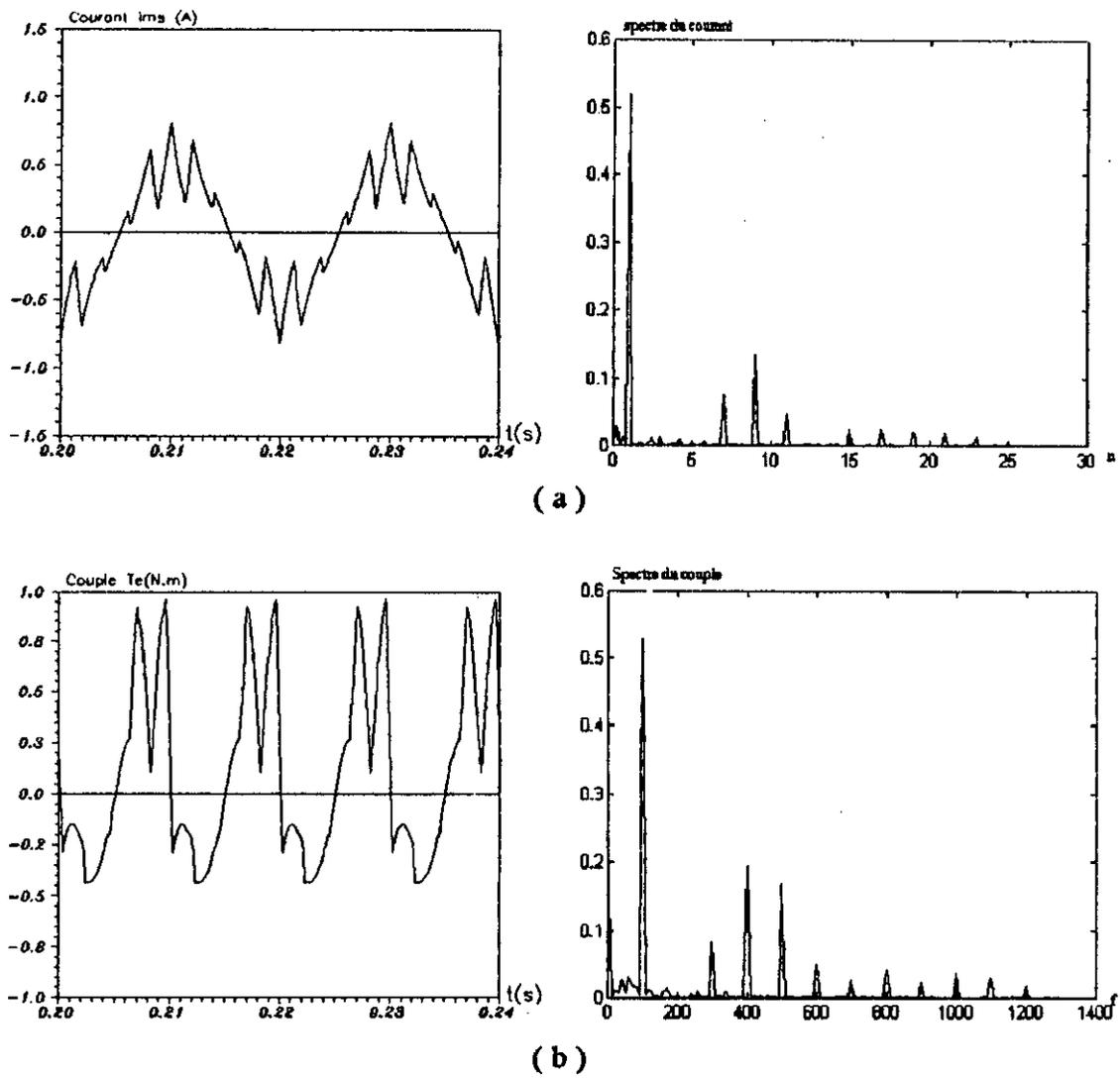


Figure II-21: Caractéristiques statiques de la modulation naturelle à deux-niveaux ; $P=9$, $m=0.95$, $f=50\text{Hz}$

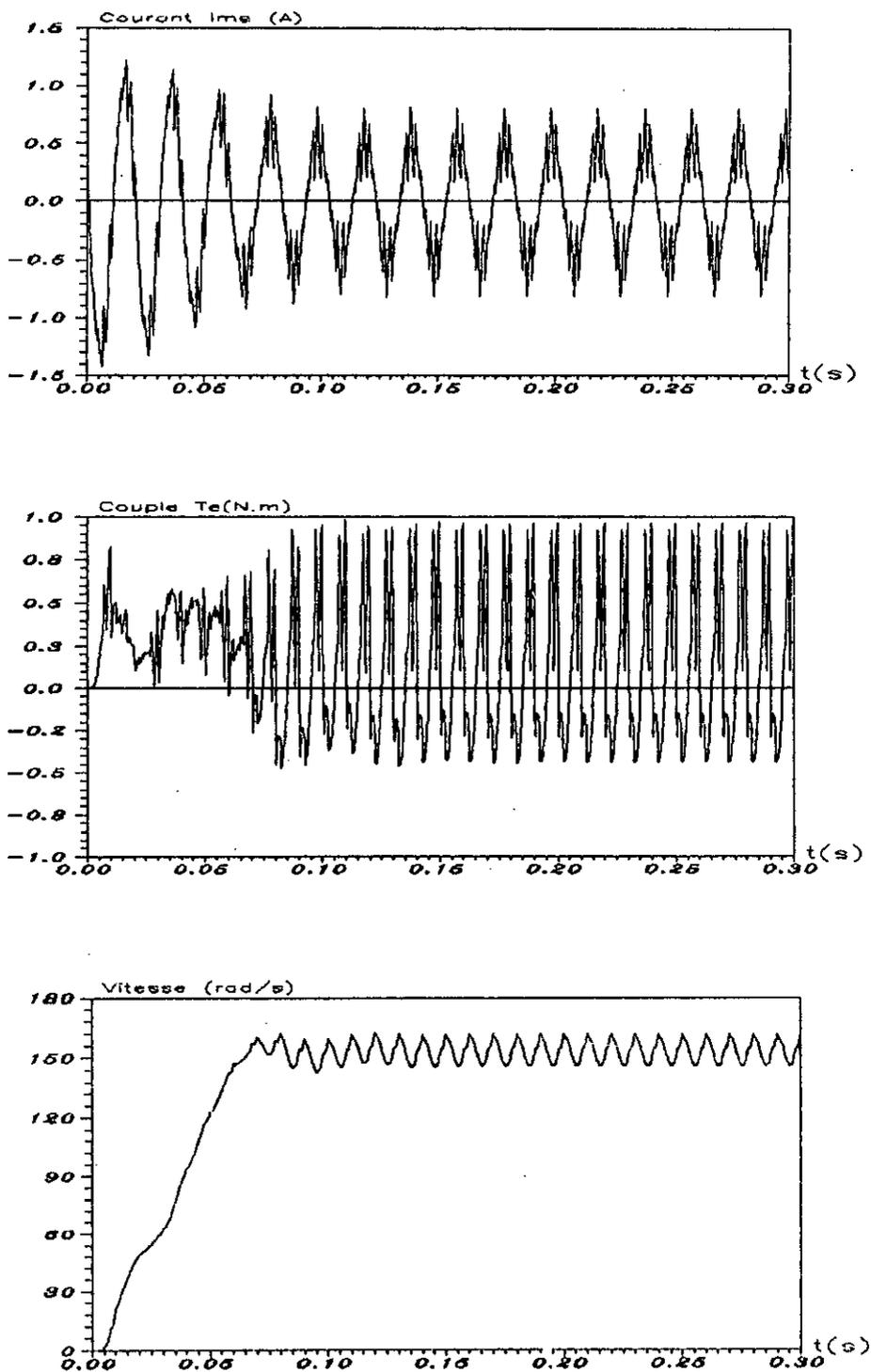


Figure II-22: Caractéristiques dynamiques de la stratégie naturelle à deux-niveaux $P=9$, $m=0.95$, $f=50\text{Hz}$

Nous remarquons aussi que la porteuse diminue au fur et à mesure que m augmente. La symétrie des raies est nettement visible, surtout, quand le ratio de fréquence P est important.

Par la suite, nous avons simulé le comportement de la machine A alimentée par la tension PWM que nous avons étudiée. Nous avons choisi un indice de modulation m égal à 0.95 (car pour $m > 1$ certaines impulsions seront perdues, et pour $0.95 < m < 1$ quelques impulsions seront d'une largeur si petite qu'il sera difficile de les implémenter).

Le courant i_{mB} dans une phase du stator (figure II-21.a et II-22) suit l'allure d'une sinusoïde avec des pics qui sont dûs à la modulation. Il atteint le régime permanent en 0.6 secondes. Le couple électromagnétique présente des pulsations (figure II-21.b et II-22). Son spectre présente une composante dominante à 100Hz (figure II-21.b) due à la distribution élliptique du champ magnétique dans l'entrefer. Les autres harmoniques du couple sont dûs essentiellement au processus de commutation.

Sur la figure II-22, sont représentés la vitesse du moteur, le couple électromagnétique et le courant statorique en régime de démarrage.

b) La stratégie régulière asymétrique modifiée à deux-niveaux:

Pour simuler cette stratégie, la fréquence d'opération et la tension d'alimentation de l'onduleur sont fixées respectivement à 50Hz et 317 Volts.

Sur la figure B-2.a (Annexe B) est représenté, le spectre d'harmoniques pour $P=9$ et $m=1$. Celui-ci est déplacé vers les fréquences élevées, les harmoniques de bas ordre sont éliminées.

Les autres commencent à se regrouper en familles autour de la porteuse et ses multiples. Le fondamental est de 77,06% de celui d'un signal carré.

Comme pour la stratégie naturelle, la figure B-2.b (annexe B) montre la linéarité du fondamental en fonction de l'indice de modulation.

De façon générale, l'examen des différentes figures montre que cette stratégie est similaire à la stratégie naturelle. Elle est avantageuse par rapport à cette dernière, seulement, par le fait qu'elle peut être implémentée en utilisant un microprocesseur. Le calcul de ses angles de commutation se fait en temps réel, et par conséquent, ne nécessite pas de zones mémoires conséquentes comme l'exigent certaines stratégies pour une gamme complète de fréquences.

c) La strategie naturelle à trois-niveaux:

Les constatations concernant les spectres d'harmoniques de la strategie naturelle à deux-niveaux restent valables pour ceux de la strategie naturelle à trois-niveaux (Figure II-24). Ces spectres sont representés pour un indice de modulation maximum $m=1$ et un ratio de frequence égal respectivement à 4, à 8, à 10, et à 16 .

L'alimentation étant de 345 Volts assurant une tension à la sortie de l'onduleur dont le fondamental est de valeur efficace égale à 220 Volts .

En plus de la disparition des harmoniques pairs, nous notons l'élimination des harmoniques de frequences Pf , $2Pf$,etc, qui gênent énormément le bon fonctionnement de la machine. Nous constatons aussi la diminution en amplitudes des autres raies. Le fondamental est de 78,54% de celui d'un signal carré.

La figure II-25 presente la variation des harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur en fonction de l'indice de modulation m . Comme pour les strategies precedentes, le fondamental croit linéairement en fonction de m . Les pointes du courant statorique i_{ms} (figure II-26.a et II-27) sont moindres comparé à la strategie naturelle à deux-niveaux. Le couple électromagnetique (figure II-26.b, II-27) est nettement amélioré. Il presente moins de pics et il s'approche mieux de la forme sinusoidale

d) Strategie à élimination d'harmoniques à deux-niveaux:

Sur la figure II-29, nous avons tracé les variations des angles de commutation en fonction du fondamental pour N égal à 4 et N égal à 5. Ces courbes sont continues et linéaires, seulement, pour les faibles valeurs du fondamental. Les angles se retraitsent avec une très grande rapidité au voisinage immediat du maximum du fondamental.

Theoriquement, ce maximum est obtenu [27]:

*Pour N impair quand la largeur du trou situé au milieu de chaque alternance s'annule ou quand α_N égale à $\pi/2$.

*Pour N pair quand le premier trou debute dès le debut de l'alternance, autrement dit lorsque α_1 égale à zero.

Pratiquement, ce maximum est reduit encore lorsque nous considerons la largeur minimale à donner à chaque trou et cela d'autant plus que N est plus grand .

Pour avoir le même nombre de commutations par cycle de la tension de sortie, nous devons éliminer les harmoniques 3,5 et 7. La fréquence d'opération de l'onduleur étant toujours égale à 50Hz et la tension d'alimentation est de 299 Volts.

A partir de la figure II-29.a, nous constatons que la valeur maximale du fondamental est approximativement égale à 1.04. Ce qui représente 81.68% de l'amplitude du fondamental d'un signal carré.

La mise en oeuvre de cette commande nécessite une mémoire importante pour stocker les angles correspondants aux différentes valeurs de la composante fondamentale.

Les variations des premiers harmoniques de la tension U' en fonction de l'amplitude du fondamental sont représentées sur la figure II-30.a

Le deuxième harmonique restant, soit l'harmonique 11 augmente fortement. Cette modulation se révèle supérieure, seulement, au voisinage immédiat de son maximum car l'harmonique d'ordre 9 deviendra faible comparé à celui de la modulation sinusoïdale.

Sur la figure II-30.b, nous avons représenté le spectre de la tension, à la sortie de l'onduleur, pour la fréquence 50Hz et la valeur maximale du fondamental.

Effectivement, les harmoniques 3,5 et 7 ont disparu. Les harmoniques 9 et 11 sont également nulles; ce qui rend cette modulation efficace pour les hautes fréquences.

A partir des figures II-31 et II-32, nous constatons une amélioration nette dans le courant statorique et le couple électromagnétique.

e) Stratégie à élimination d'harmoniques à trois-niveaux:

Sur la figure II-33, nous avons représenté les variations des angles de commutation en fonction du fondamental pour N égal à 4.

Le maximum théorique est obtenu [27]:

-Pour N pair lorsque α_N égale à $\pi/2$, c'est à dire quand disparaît l'intervalle entre les deux impulsions situées de part et d'autre du milieu de chaque alternance;

-Pour N impair, lorsque α_1 égale à zero, c'est à dire quand disparaissent les intervalles à U' nul aux extrémités des alternances.

Pour N égal à 4, ce maximum est approximativement égal à 1.029; ce qui représente 80,8% de l'amplitude du fondamental d'un signal carré.

La figure II-34 donne les variations en fonction du fondamental des premiers harmoniques restants . Nous remarquons que cette strategie est plus efficace pour les basses frequences comparée à la modulation à élimination d'harmoniques à deux-niveaux.

Le courant d'une phase statorique i_{ms} et le couple électromagnétique presentent moins de pics et s'approchent mieux de la forme sinusoïdale (figure II-35 et figure II-36).

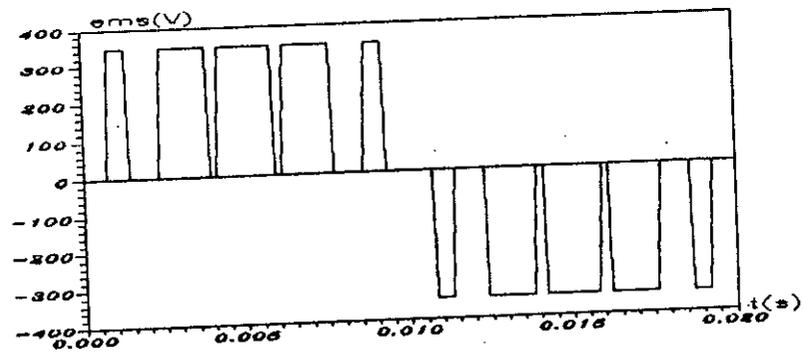


Figure II-23: Le signal PWM à la sortie de l'onduleur, $f=50\text{Hz}$, $m=0.95$, $P=10$

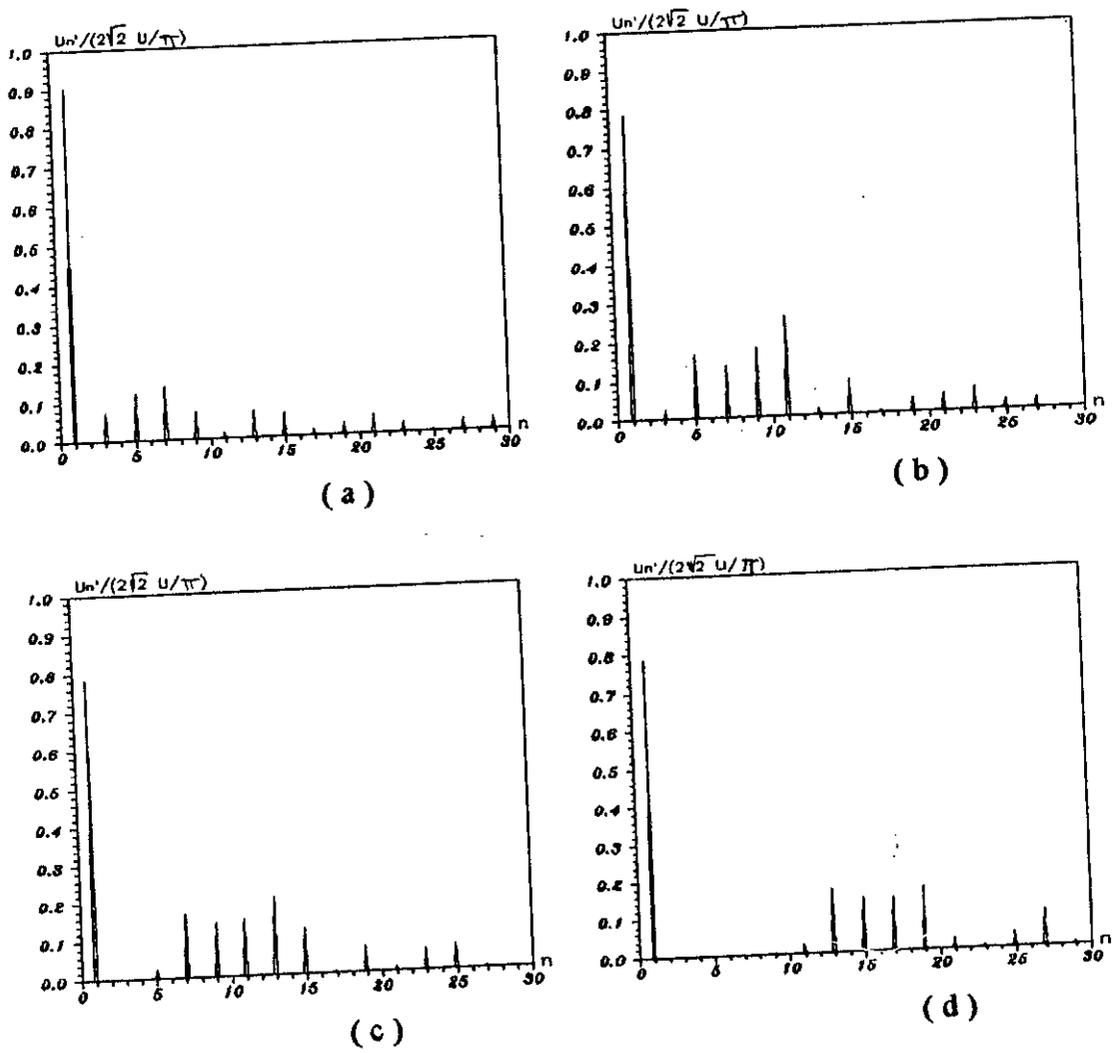


Figure II-24: Spectres de U' , $f=50\text{Hz}$, $m=1$
 a) $P=4$, b) $P=8$, c) $P=10$, d) $P=16$

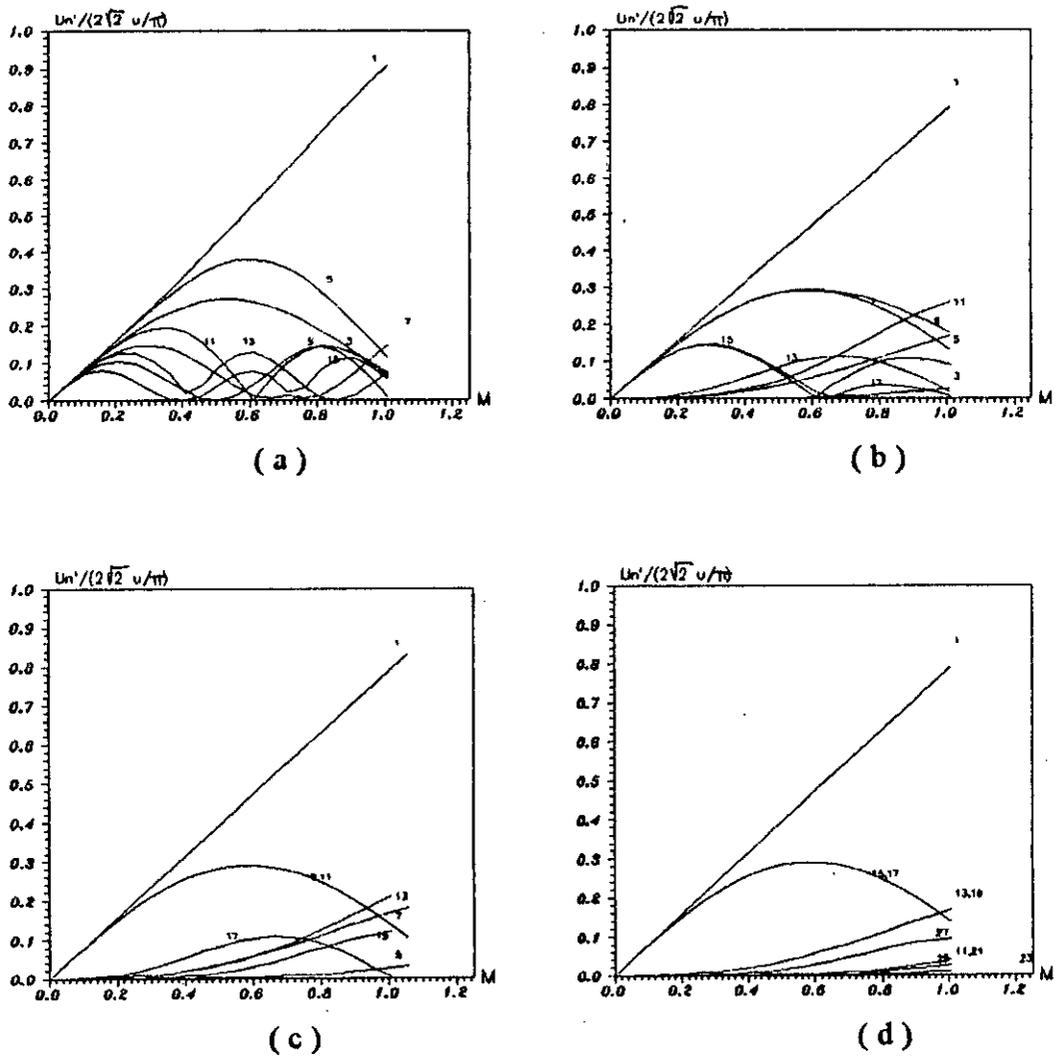


Figure II-25: Variations des harmoniques et du fondamental en fonction de m (PWM naturelle à trois-niveaux)
 a) $p=4$, b) $p=8$, c) $p=10$, d) $p=16$

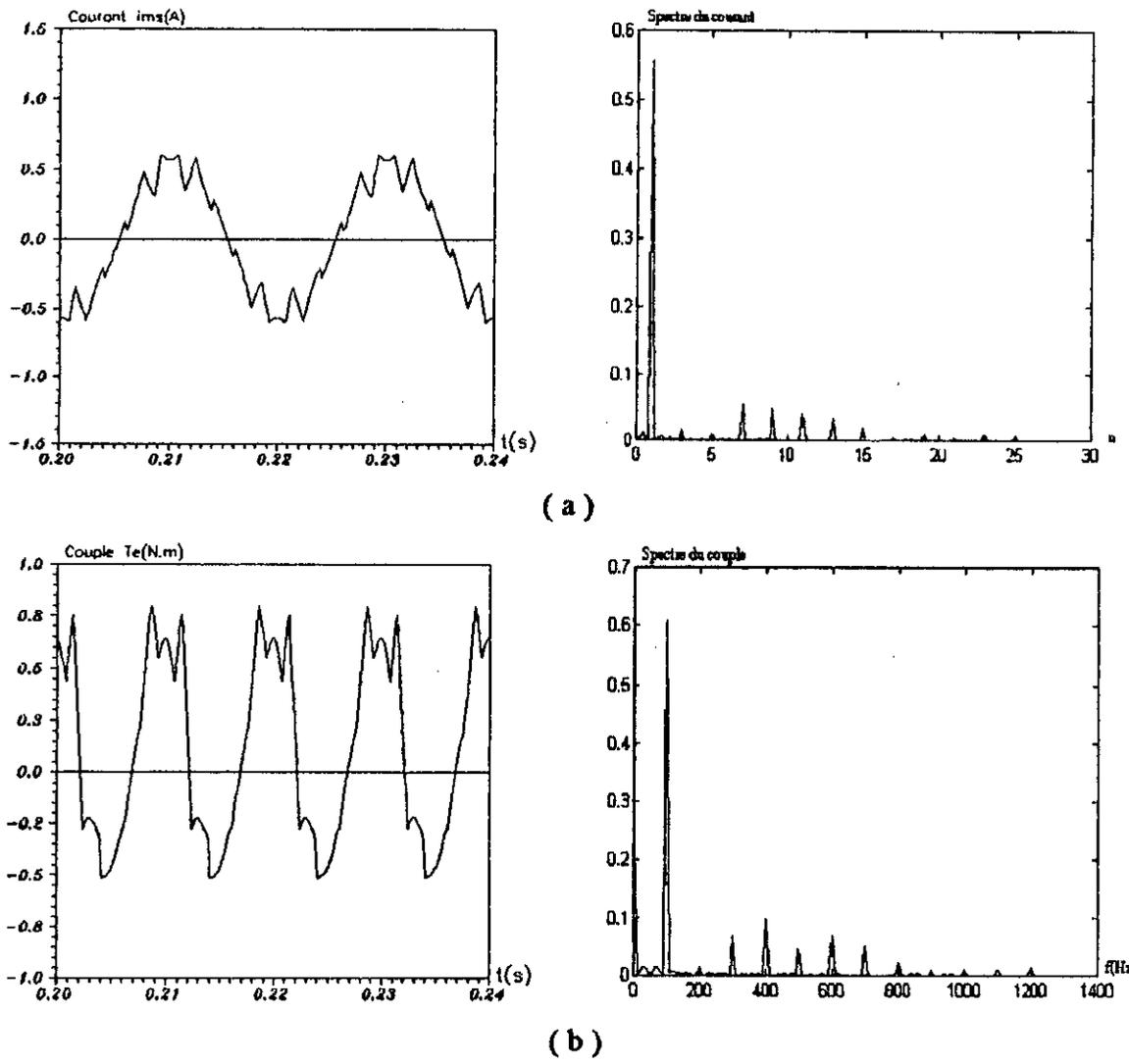


Figure II-26: Caractéristiques statiques de la modulation naturelle à trois-niveaux, $P=10$, $m=0.95$, $f=50\text{Hz}$

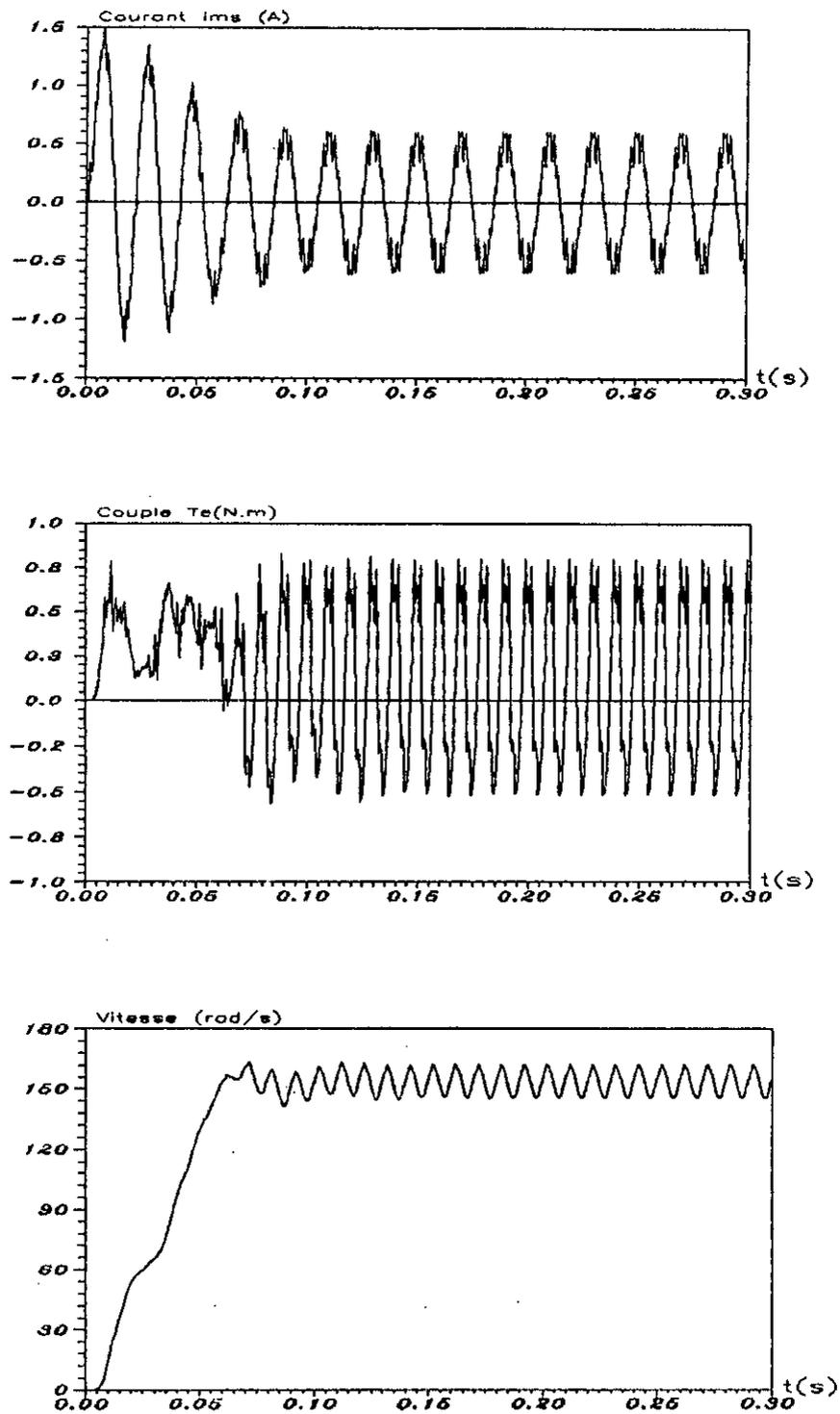
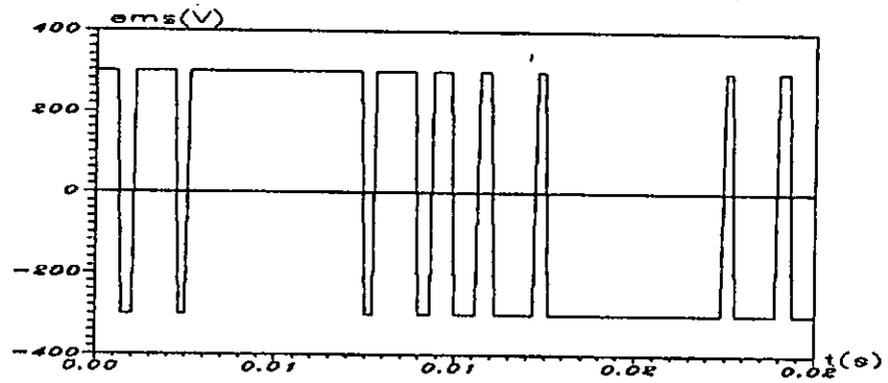
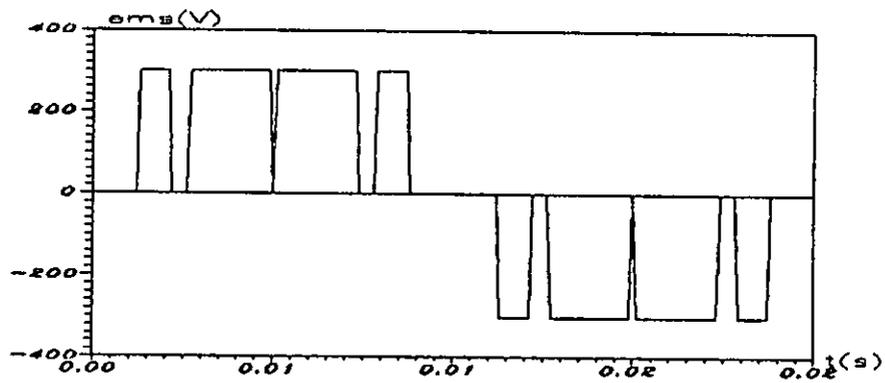


Figure II-27: Caractéristiques dynamiques de la modulation naturelle à trois-niveaux $P=10$, $m=0.95$, $f=50\text{Hz}$



(a)



(b)

**Figure II-28: Le signal PWM à la sortie de l'onduleur
cas de la stratégie à élimination d'harmoniques,
N=4, f=50Hz**

(a): PWM à deux-niveaux

(b): PWM à trois-niveaux

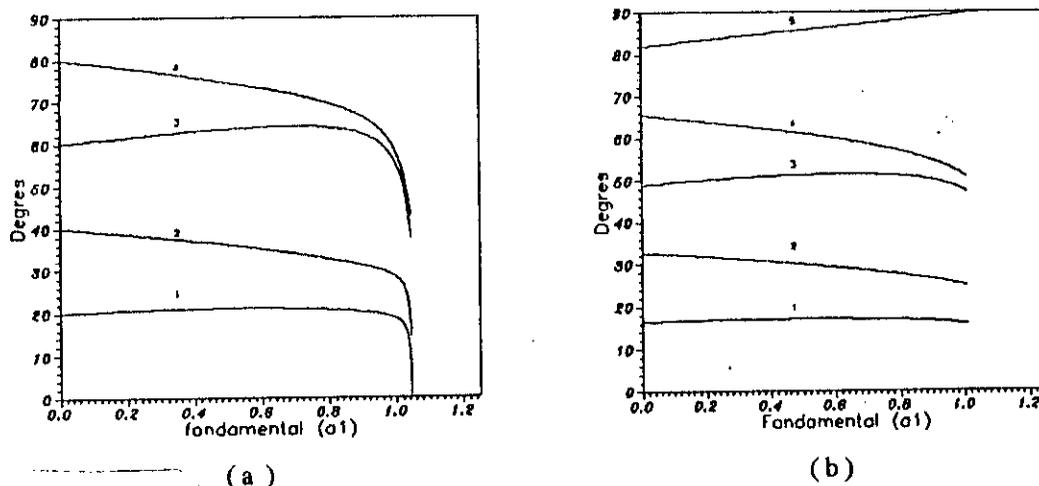


Figure II-29 : Variations des angles de commutation en fonction du fondamental
 (a):élimination des harmoniques 3,5 et 7 (N=4)
 (b):élimination des harmoniques 3,5,7 et 9 (N=5)

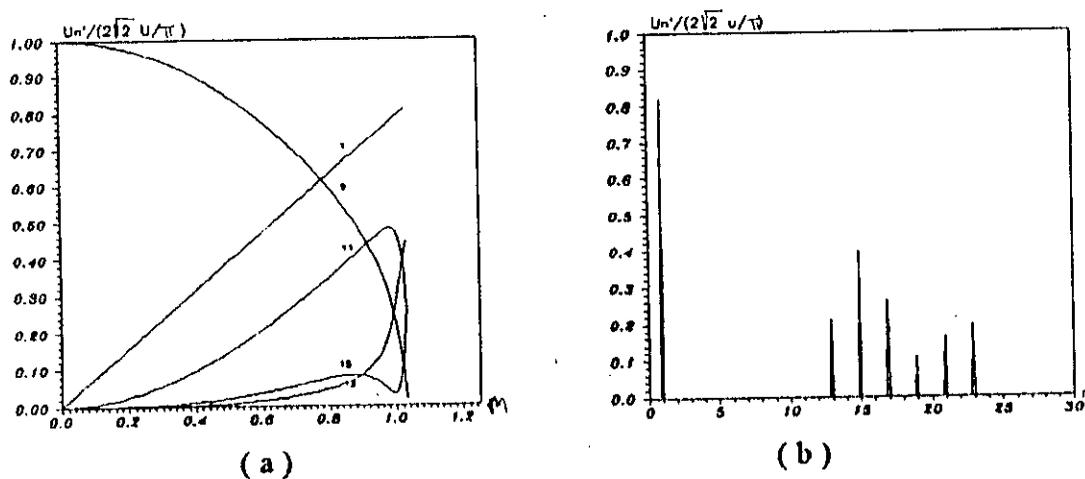


Figure II-30 : Représentation des harmoniques et du fondamental dans le cas d'élimination d'harmoniques 3, 5 et 7 (N=4)
 (a):harmoniques en fonction du fondamental
 (b):spectre de la tension de sortie au voisinage du maximum théorique.

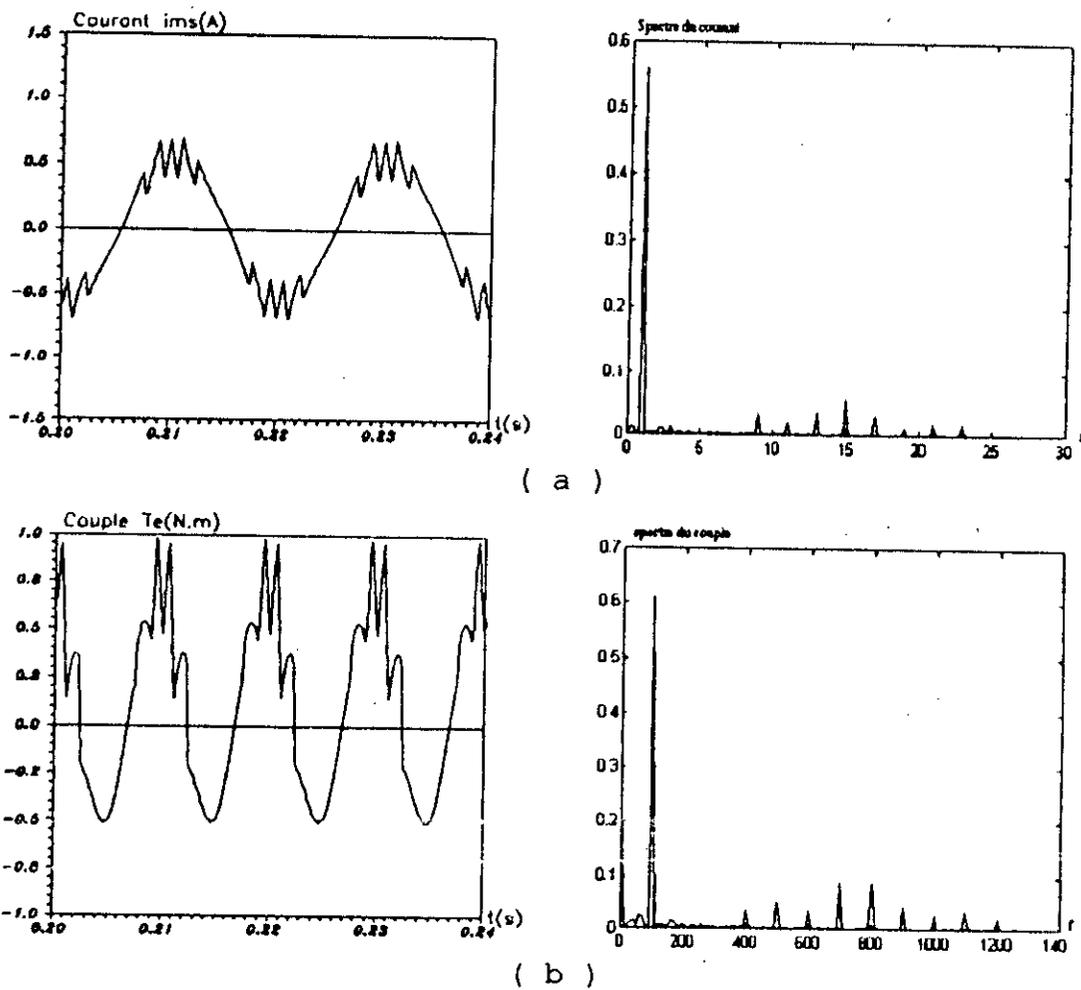


Figure II-31: Caractéristiques statiques de la modulation à élimination d'harmoniques à deux niveaux, $N=4$, $f=50\text{Hz}$

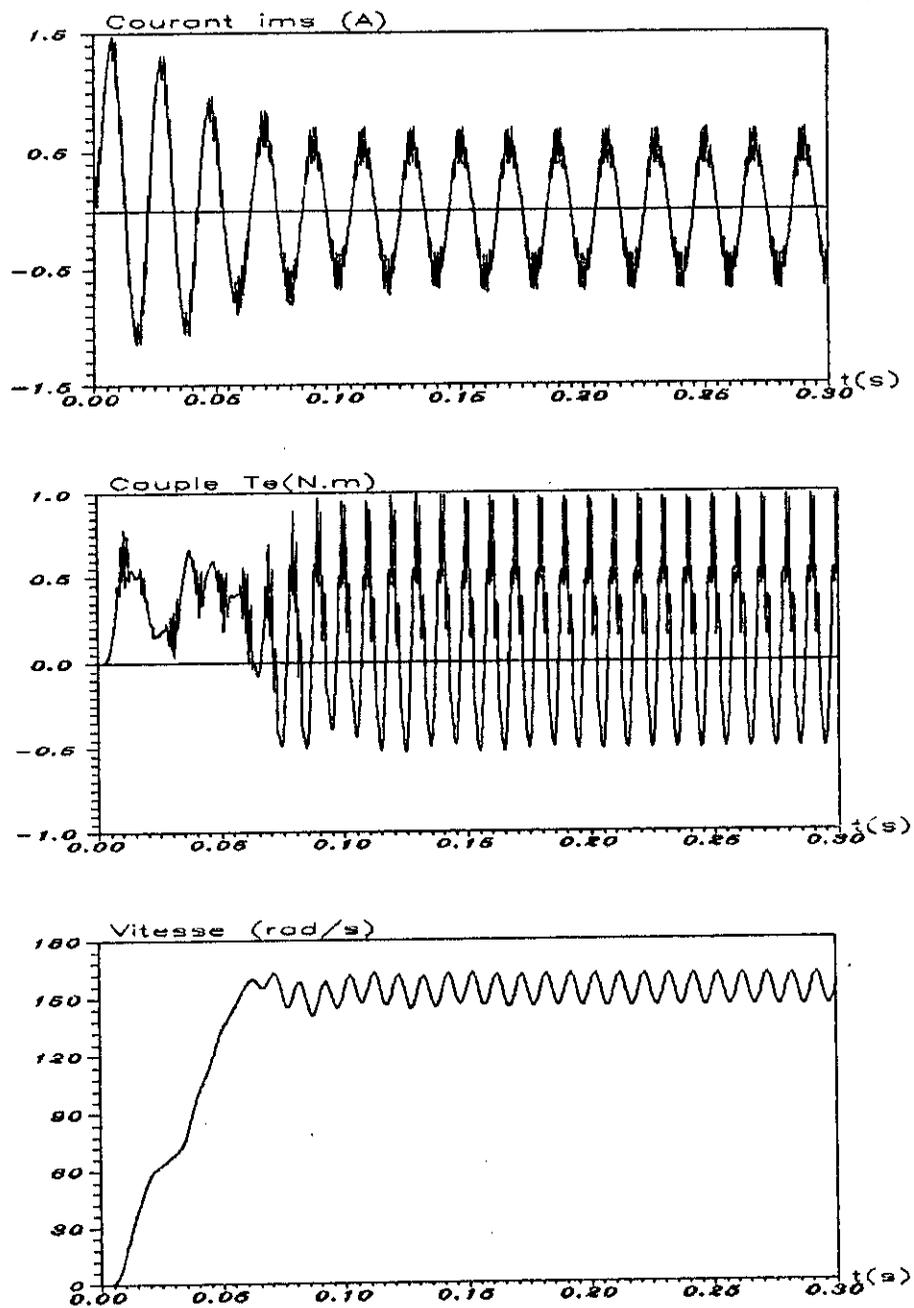


Figure II-32: Caracteristiques dynamiques de la modulation à élimination d'harmoniques $n=4$, $f=50\text{Hz}$

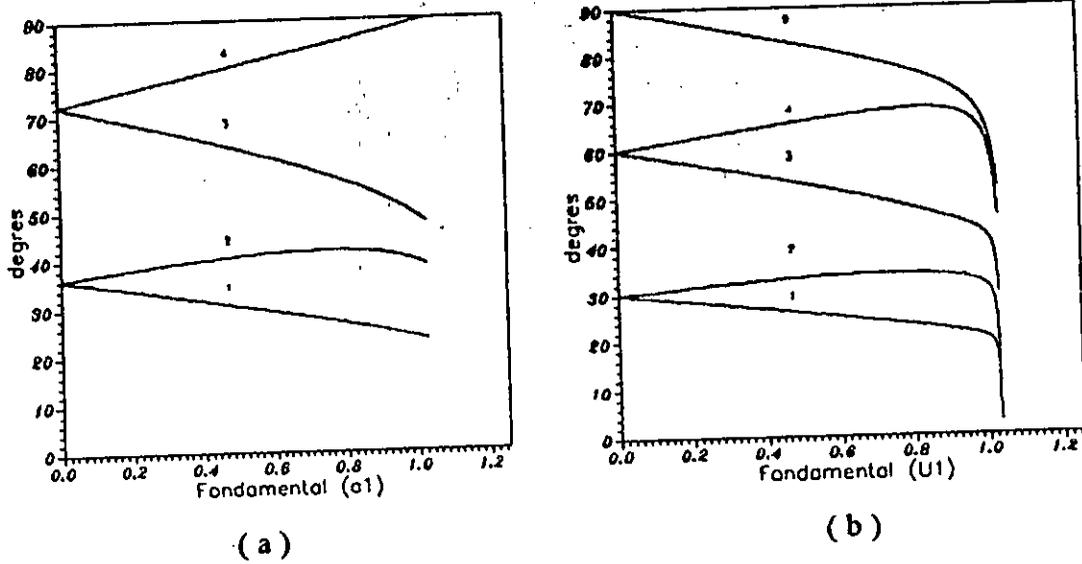


Figure II-33: Variations des angles de commutation en fonction du fondamental
 (a):élimination des harmoniques 3,5 et 7 (N=4)
 (b):élimination des harmoniques 3,5,7 et 9 (N=5)

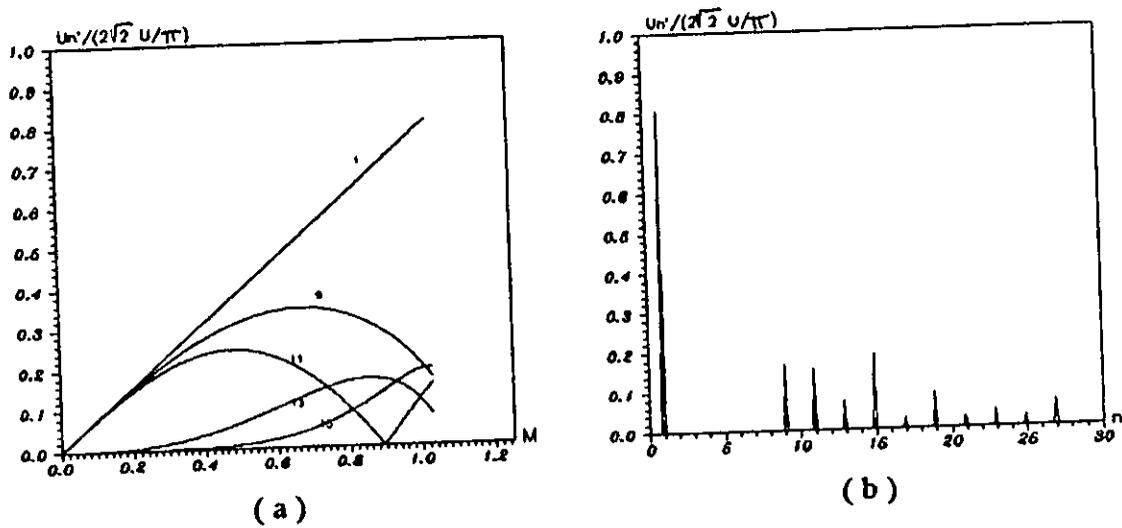


Figure II-34: Representation des harmoniques et du fondamental dans le cas d'élimination d'harmoniques 3, 5 et 7 (N=4)

(a):harmoniques en fonction du fondamental
 (b):spectre de la tension de sortie au voisinage du maximum theorique

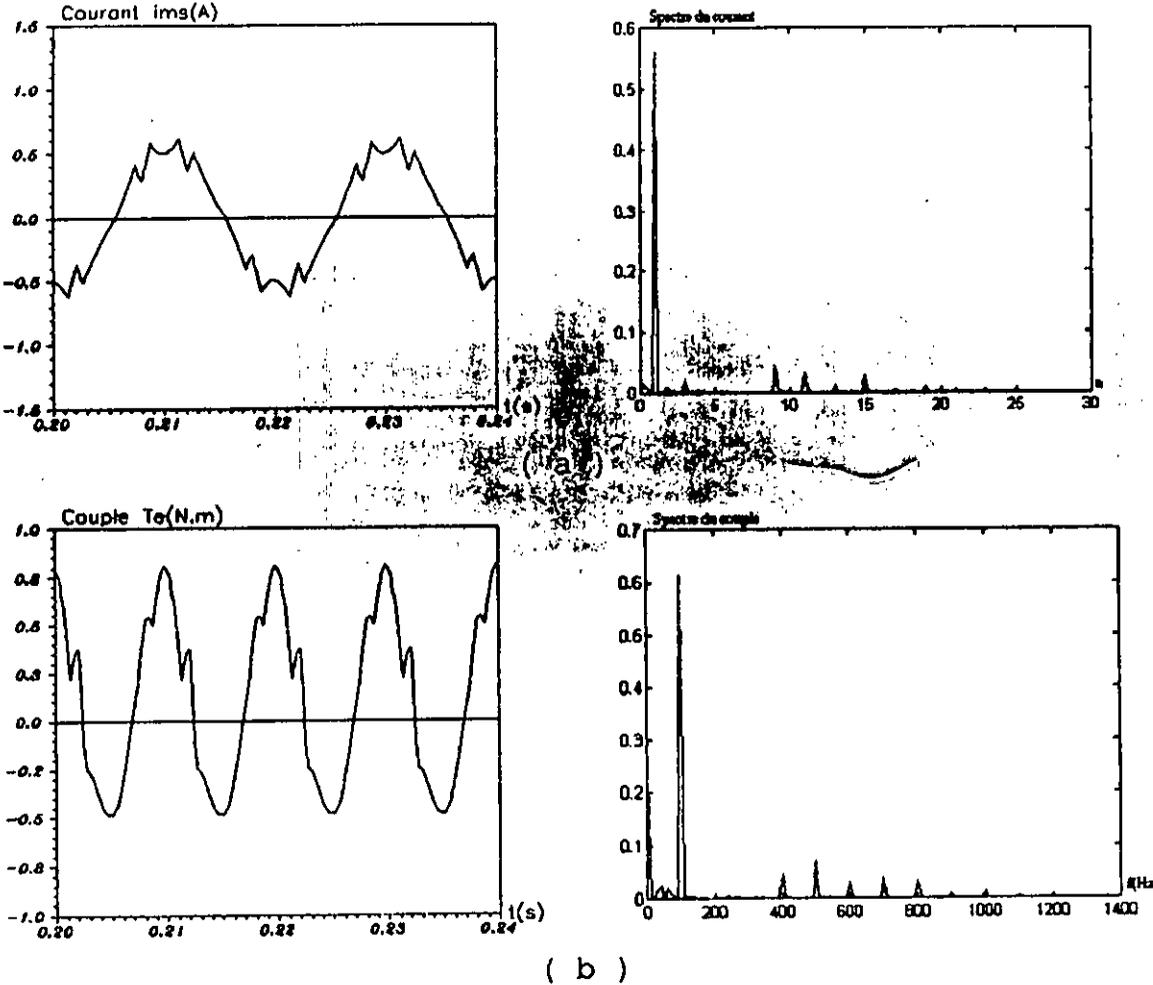


Figure II-35:Caracteristiques statiques de la modulation à élimination d'harmoniques à trois-niveaux , N=4, f=50Hz

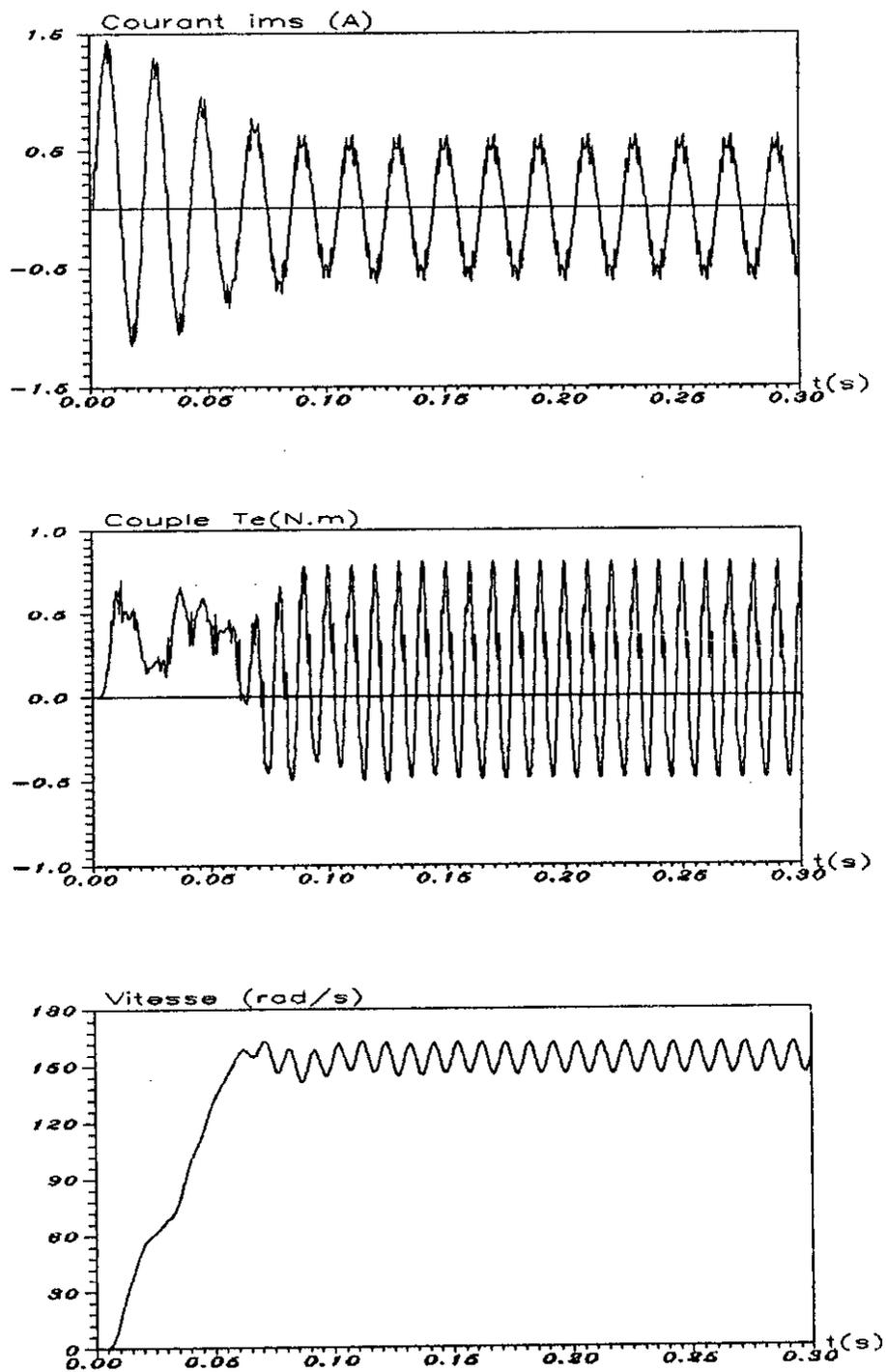


Figure II-36: Caractéristiques dynamiques de la modulation à élimination d'harmoniques à trois-niveaux $N=4, f=50\text{Hz}$

II-5-5 Etude comparative:

Dans les variateurs de vitesse à moteurs AC, la stratégie de modulation la plus appropriée à une portion particulière de la gamme de vitesse doit être sélectionnée. Il est, par conséquent, intéressant de comparer les différentes techniques de modulation.

Un choix correct de la stratégie de modulation est nécessaire pour une performance optimale du variateur. Après avoir examiné les principales stratégies de modulation PWM, tracé les caractéristiques statiques et dynamiques et tiré les remarques, une étude comparative basée sur les facteurs suivants a été faite:

- 1) Spectre d'harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur
- 2) Facteur de performance σ_k
- 3) Déchet de tension
- 4) Réponse dynamique
- 5) L'analyse des ondulations du couple électromagnétique en régime permanent

L'efficacité d'un variateur de vitesse est le produit de l'efficacité de l'onduleur et celle du moteur. Les pertes dans l'onduleur sont fonctions du nombre de commutations par cycle. Dans l'ordre de comparer la performance du variateur de vitesse avec différentes stratégies de modulation PWM, il est nécessaire de prendre le même nombre de commutations par cycle dans chaque cas. C'est pour cette raison que nous avons pris un ratio de fréquence P égal à 9 pour les stratégies sinusoïdales à deux-niveaux (18 commutations par cycles). Pour avoir le même nombre de commutation dans le cas d'élimination d'harmoniques, nous avons choisi N (nombre d'angles de commutations par un quart de cycle) égal à 4.

En ce qui concerne les stratégies à trois-niveaux, il n'est pas possible d'avoir dix-huit commutations par cycle, alors nous prenons P égal à 8 (16 commutations), puis P égal à 10 (20 commutations) dans le cas des stratégies sinusoïdales, et N égal à 4, puis N égal à 5 pour les stratégies à éliminations d'harmoniques.

Notons que, pour chaque stratégie de modulation, il est toujours possible de faire augmenter le nombre de commutations par cycle pour les basses fréquences du fondamental afin de minimiser les pertes et les pulsations du couple dans le moteur.

Quand la fréquence du fondamental s'approche de la valeur nominale, le nombre de commutations doit être réduit pour minimiser les pertes dans l'onduleur et permettre la transition graduelle à un signal carré (utilisation optimale de l'onduleur).

1) Spectre de la tension de sortie de l'onduleur:

D'une façon générale les stratégies de modulation à trois-niveaux présentent les spectres les moins riches en harmoniques. Les harmoniques de fréquence Pf , $2Pf$, $3Pf$,.....etc, qui gênent énormément le bon fonctionnement de la machine, ne figurent pas dans ces spectres.

En ce qui concerne la technique de modulation par élimination d'harmoniques à deux-niveaux, les harmoniques 3,5 et 7 sont bien éliminés. Son spectre est nettement amélioré au voisinage immédiat du maximum théorique du fondamental.

2) Facteur de performance σ_k

Le spectre d'harmonique, pour une fréquence donnée, n'est pas suffisant comme critère de base pour dire laquelle des stratégies est meilleure. La qualité d'une stratégie de modulation de largeur d'impulsion est évaluée par d'autres paramètres de performance sur toute une gamme de fréquences. Pour notre part, nous avons limité cette comparaison au dessous de la fréquence nominale: dans la région d'opération à rapport Volts/Hertz constant.

Parmi les facteurs d'évaluation des performances d'une stratégie de modulation PWM, nous citons :

*le facteur de distorsion totale des harmoniques de courant THDi, défini par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de courant à la valeur du fondamental du courant [5].

$$THDi = \frac{1}{i(1)} \sqrt{\sum_{k=1} i^2(k)} \quad (II-24)$$

*les facteurs des pertes des harmoniques

Une technique PWM optimale doit minimiser les pertes dues aux harmoniques dans le moteur.

Parmi ces pertes nous distinguons les pertes cuivre et les pertes fer.

Les pertes cuivre sont proportionnelles à la quantité [34]:

$$\sigma_1 = \sum_{k=1} \left(\frac{U_k}{kf_n} \right)^2 \quad (II-25)$$

où U_k est la tension de l'harmonique d'ordre k , et f_n est la fréquence nominale.

Un autre facteur exprime les pertes fer dans le moteur dues aux harmoniques; ce facteur est donné par [34]:

$$\sigma_2 = \sum_{k=1} \frac{U_k^2}{(kf_n)^{0.5}} \quad (II-26)$$

*le facteur de performance σ_k

D'ordinaire un harmonique est d'autant plus gênant qu'il est de fréquence plus basse. D'où l'idée de donner un poids différent aux divers harmoniques.

Dans le cas où l'onduleur alimente un moteur à tension et fréquence variables, on cherche d'ordinaire à fournir à celui-ci un courant aussi proche de la sinusoïde que possible. En général, le moteur se comporte comme un filtre du premier ordre, le courant harmonique de rang n est proportionnel à $\frac{U_n}{n}$.

D'où l'idée de donner à chaque harmonique un poids inversement proportionnel à son rang [27].

Le facteur de performance σ_K est défini par :

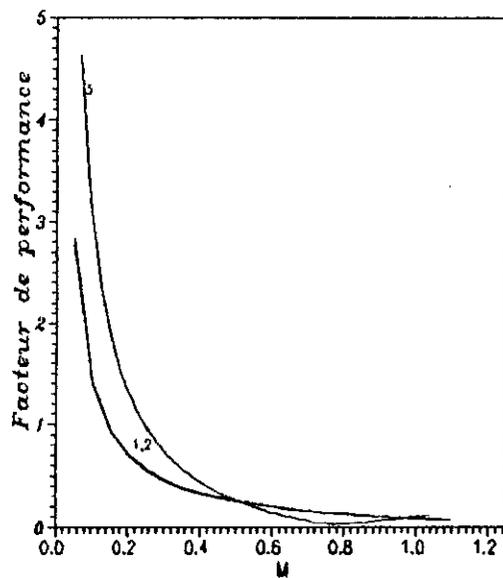
$$\sigma_K = \left[\sum_{n=2}^{n=K} \left(\frac{U_n}{n} \right)^2 \right]^{1/2} / U_1 \quad (\text{II-27})$$

où K , un entier assez grand.

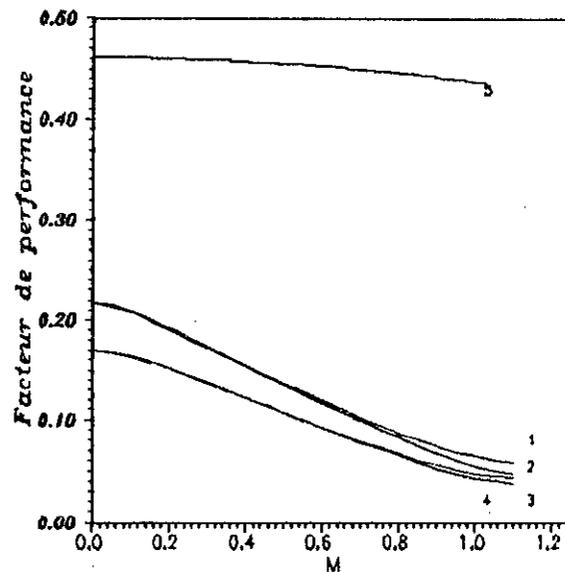
Nous avons tracé sur la figure II-37, les variations du facteur de performance σ_K (nous avons pris $K=40$) en fonction de l'indice de modulation m pour les différentes stratégies.

L'examen de cette figure montre que :

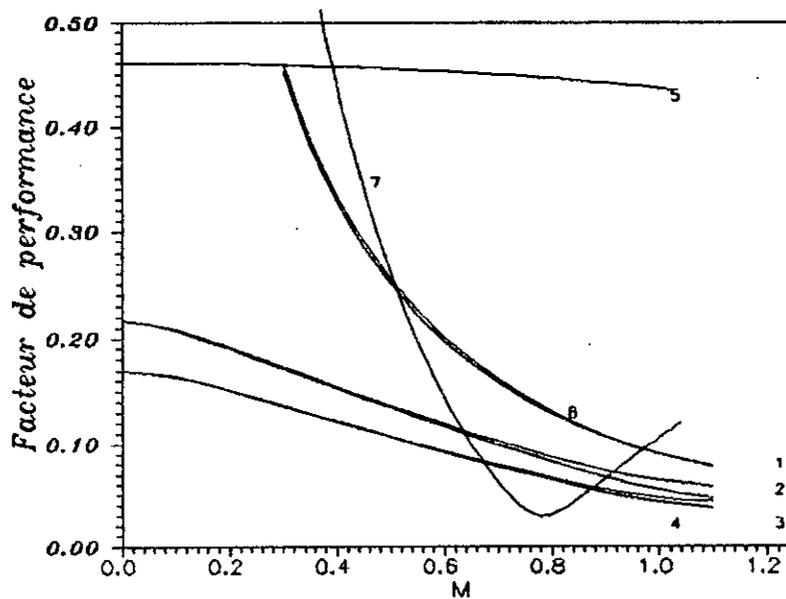
- σ_K est important pour les faibles valeurs de m , et par conséquent celles de la fréquence. Il diminue au fur et à mesure que m augmente.
- ce facteur diminue lorsque le nombre de commutations augmente.
- les stratégies à trois-niveaux présentent le facteur de performance le plus faible, surtout, pour les basses valeurs de m . Ces stratégies sont les mieux adaptées pour les basses fréquences.
- Dans le cas des modulations à deux-niveaux, pour les basses valeurs de m , les stratégies sinusoïdales présentent le facteur σ_K le plus réduit. Lorsque la valeur de m est comprise entre 0.56 et 0.96, le facteur σ_K de la modulation à élimination d'harmoniques deviendra inférieur à celui des modulations sinusoïdales.



(a): Cas des strategies à deux-niveaux
 1: modulation naturelle, 2: modulation modifiée
 3: modulation à élimination d'harmoniques
 ($p=9$ et $N=4$)



(b): Cas des strategies à trois-niveaux
 1: modulation naturelle, 2: modulation modifiée ($p=8$)
 3: modulation naturelle, 4: modulation modifiée ($p=10$)
 5: modulation à élimination d'harmoniques ($N=4$)



(c): Strategies à deux et trois-niveaux
 1: modulation naturelle, 2: modulation modifiée (trois-niveaux et $p=8$)
 3: modulation naturelle, 4: modulation modifiée (trois-niveaux et $p=10$)
 5: modulation à élimination d'harmoniques (trois-niveaux et $N=4$)
 6: modulation naturelle et modulation modifiée (deux-niveaux et $p=9$)
 7: modulation à élimination d'harmoniques (deux-niveaux et $N=4$)

Figure II-37: Facteur de performance des différentes stratégies

3) Dechet de tension:

En faisant augmenter l'indice de modulation m , nous pouvons faire augmenter la valeur efficace U_1' du fondamental de zero jusqu'à un maximum correspondant à l'annulation de certains creneaux de la tension U .

D'ordinaire, ce maximum est inferieur à la valeur efficace du fondamental d'un signal carré de même frequence, soit $2\sqrt{2}U/\pi$. Ce qui produit un "dechet de tension" qui constitue le majeur inconvenient de la modulation de largeurs d'impulsions.

Ce dechet est de:

*21,46% pour la modulation naturelle à deux-niveaux et celle à trois-niveaux.

*22.94% pour la modulation reguliere asymetrique modifiée à deux-niveaux

*18.32% pour la modulation à élimination d'harmoniques à deux-niveaux ,et

*19.2% pour la modulation à élimination d'harmoniques à trois-niveaux.

Ces resultats montrent que la strategie par élimination d'harmoniques, et plus particulièrement celle à deux-niveaux, engendre le dechet de tension le plus reduit.

4) Reponse dynamique:

Du tracé des caracteristiques dynamiques au demarrage, nous remarquons que les differentes strategies de modulation presentent presque le même temps de reponse.

5) L'analyse des ondulations du couple électromagnetique en regime permanent:

Un autre critere de comparaison repose sur la minimisation du bruit et des vibrations, et ceci en minimisant les pulsations du couple électromagnetique.

À partir des spectres du couple électromagnetique des differentes strategies, obtenus en utilisant la transformée de Fourier rapide (FFT) contenue dans le logiciel Matlab, nous remarquons que la modulation sinusoidale à deux-niveaux presente le couple pulsatoire le plus reduit (composante du couple à 100 Hz). Ce couple a une amplitude inferieure à celle d'une alimentation sinusoidale (figure II-38). Ceci contribut à l'amélioration des caracteristiques énergitique du moteur (l'efficacité et le couple moteur augmente).

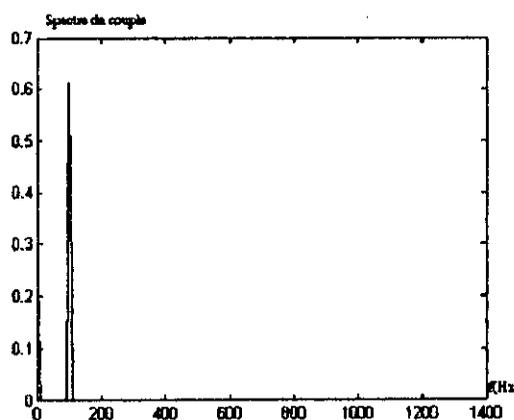


Figure II-38: Spectre du couple électromagnétique pour une alimentation sinusoïdale ($f=50\text{Hz}$)

Ajoutons que deux facteurs importants limitent l'utilisation de la machine monophasée à condensateur permanent pour les très basses fréquences :

- 1) Les charges normales ne peuvent pas être supportées par la machine monophasée pour les petites fréquences. La figure II-39.a montre que la machine monophasée ne supporte pas la charge nominale pour une fréquence d'alimentation égale à 25Hz. Alors que sur la figure II-39.b, nous remarquons que la machine peut entraîner une charge de 0.1N.m appliquée à cette dernière 0.4 secondes après le démarrage. Si cette charge est appliquée à la machine au démarrage celle-ci ne la supporte pas (figure II-39.c). Mais peut le faire pour une charge un peu plus petite de 0.06N.m (figure II-39.d).

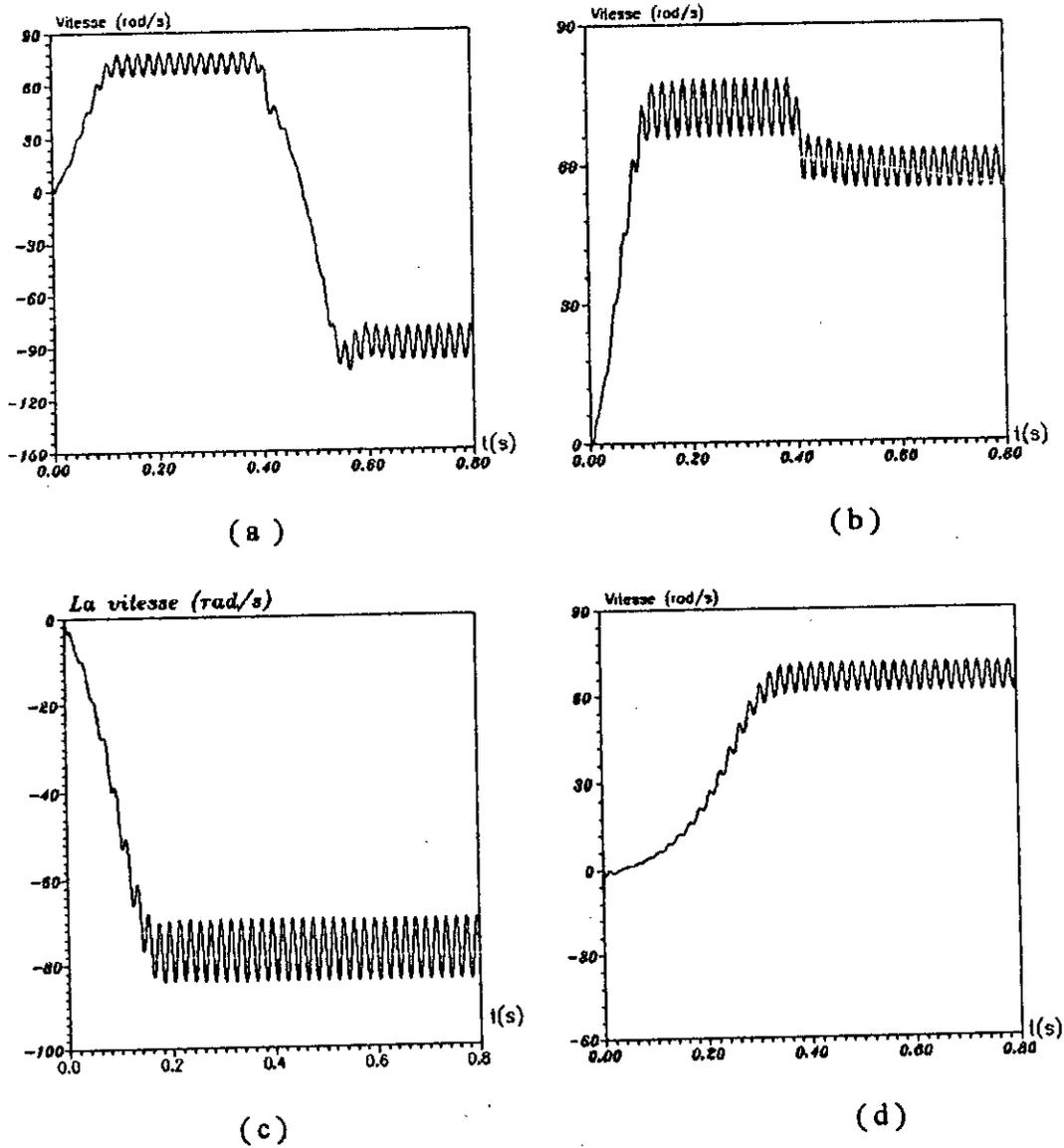


Figure II-39: Fonctionnement de la machine monophasée à condensateur

permanent A pour une fréquence d'alimentation de 25 Hz

(a) : Cas d'une charge nominale $T_1=0.235\text{N.m}$

(b) : Cas d'une charge $T_1=0.1\text{N.m}$ et un démarrage à vide

(c) : Cas de démarrage avec charge $T_1=0.1\text{N.m}$

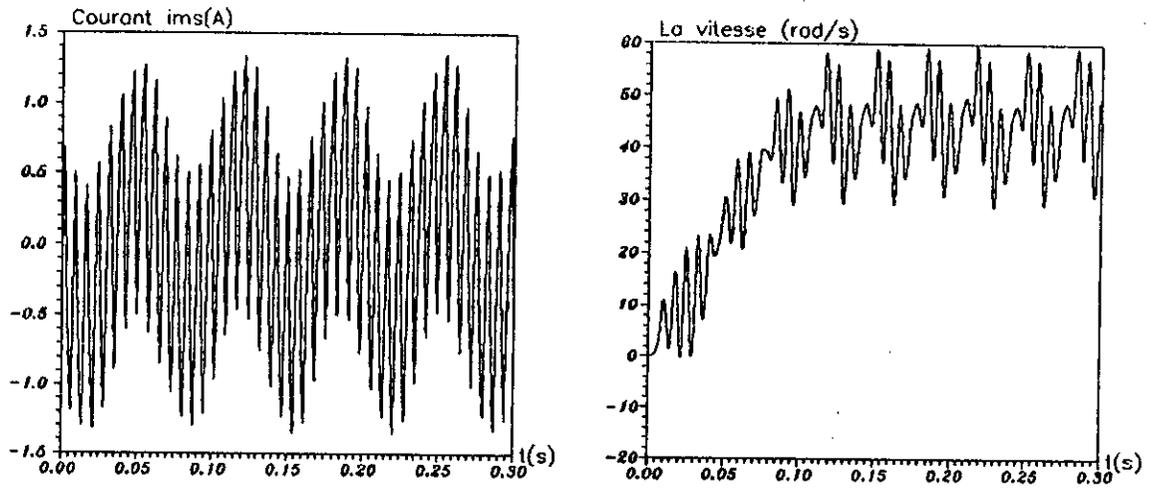
(d) : Cas de démarrage avec charge $T_1=0.06\text{N.m}$

-2) Pour les basses fréquences, l'onde PWM présente un harmonique important à la fréquence de commutation de la porteuse. Cet harmonique a une amplitude beaucoup plus supérieure que celle du fondamental.

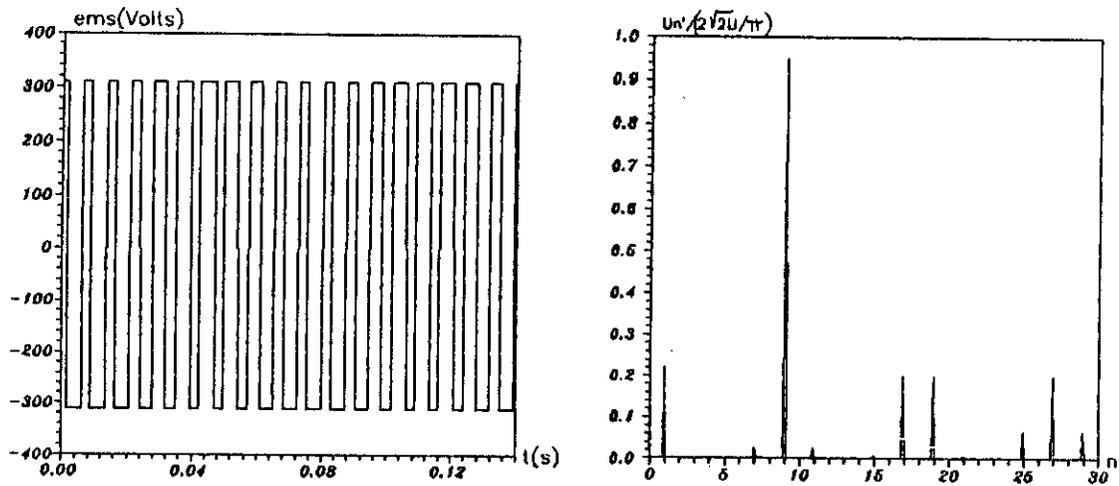
La figure II-40.b représente l'onde PWM naturelle à deux-niveaux pour une fréquence de 15Hz et un ratio de fréquence P égal à 9. Cet harmonique perturbe le fonctionnement de la machine et le maintien de la vitesse désirée.

Une solution est d'augmenter le ratio de fréquence P. Ainsi, la séparation de fréquence entre le fondamental et le premier harmonique significatif, devient plus large, ce qui permet un filtrage plus facile des harmoniques indésirables (figure II-41). Sur cette dernière figure, nous remarquons que la qualité du courant de phase i_{ms} et celle de la vitesse se sont améliorées.

En utilisant une onde PWM à trois-niveaux (figure II-42 et figure II-43), le fonctionnement de la machine s'améliore encore.



(a)



(b)

Figure II-40: Simulation du comportement de la machine A alimentée par une onde PWM naturelle à deux-niveaux pour une fréquence de 15Hz (P=9)

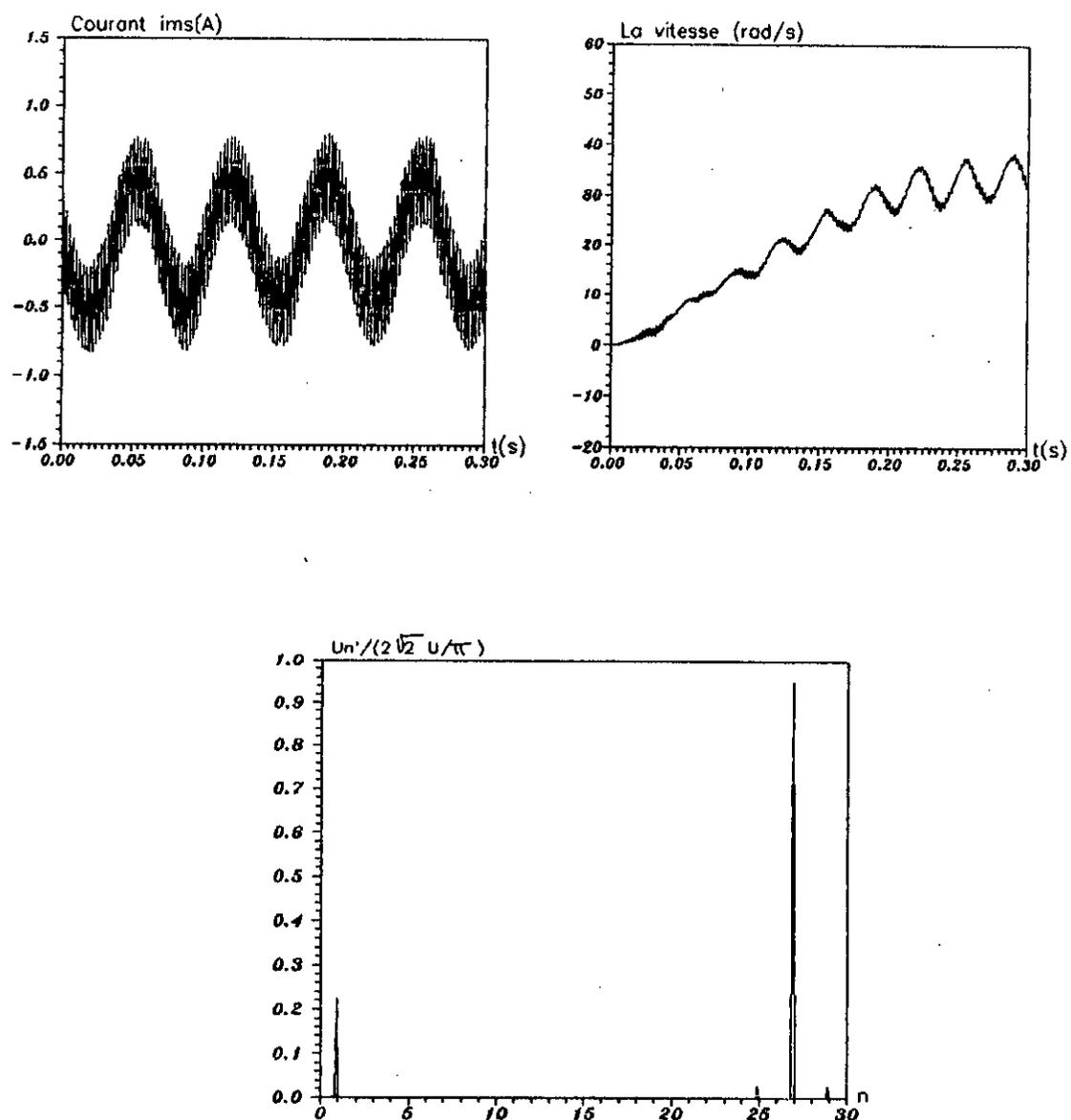


Figure II-41: Simulation du comportement de la machine A alimentée par une onde PWM naturelle à deux-niveaux pour une fréquence de 15Hz (P=27)

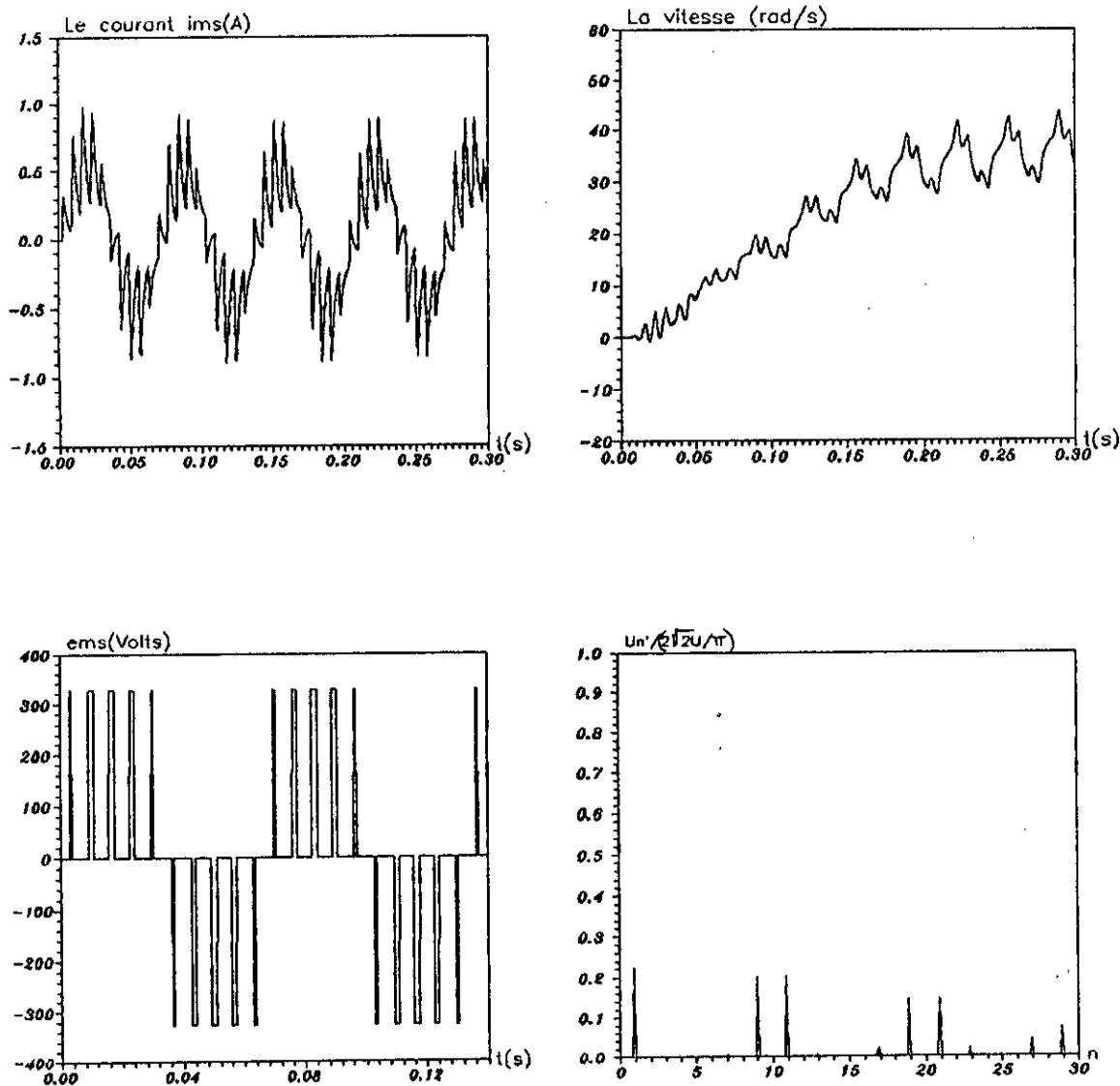


Figure II-42: Simulation du comportement de la machine A alimentée par une onde PWM naturelle à trois-niveaux pour une fréquence de 15Hz (P=10)

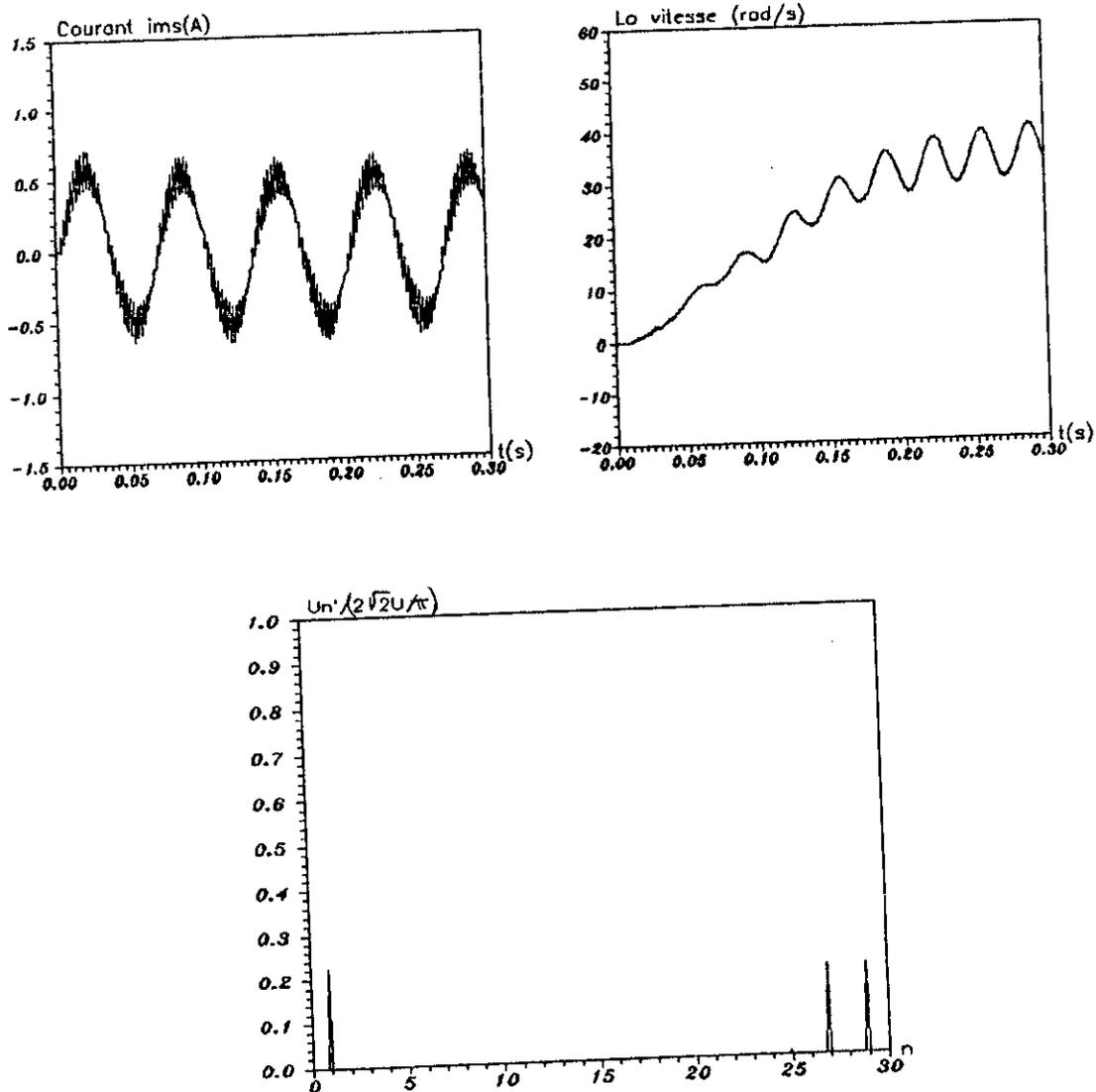


Figure II-43: Simulation du comportement de la machine A alimentée par une onde PWM naturelle à trois-niveaux pour une fréquence de 15Hz (P=28)

Après ce que nous venons de voir, nous pouvons conclure que:

-Pour les basses fréquences, le nombre des angles de commutation nécessaires pour produire des courants de bonne qualité, dans le cas des stratégies optimales, devient très large pour être manipulé analytiquement. En plus, l'espace mémoire pour stocker les instants de commutation pour différentes valeurs de l'indice de modulation est large.

Dans ce cas les stratégies de modulation sinusoïdales, avec fréquence de commutation élevée, sont les plus satisfaisantes.

-En tenant compte de son facteur de performance faible et son déchet réduit, la stratégie à élimination d'harmoniques à deux-niveaux est donc réservée pour les hautes fréquences.

II-5 Commande en courant de la machine:

La technique de contrôle de courant joue le rôle le plus important dans les onduleurs PWM commandés en courant qui sont appliqués largement dans les moteurs AC de hautes performances. Différentes stratégies de contrôle de courant ont été développées dans les années récentes [10,11,32,33]-[41,42,43,47,56].

Parmi ces stratégies on distingue la commande par bande d'hysteresis et la commande par régulateur à pulsations. Chacune des deux stratégies de commande en courant impose l'amplitude et la fréquence des courants dans les branches d'onduleurs et par conséquent celles des courants dans les deux enroulements statoriques de la machine monophasée sans condensateur. Ces grandeurs peuvent être variées dans de larges domaines. Cependant, le but recherché dans notre cas est de créer un champ tournant dans l'entrefer de la machine monophasée en asservissant les courants statoriques à des consignes sinusoïdales en quadrature. Pour que ce champ tournant soit circulaire il faut que le rapport des amplitudes des deux courants soit égal au rapport des valeurs maximales des coefficients de mutuelle inductance M_d entre l'enroulement principal m_s et une phase rotorique et M_q entre l'enroulement auxiliaire a_s et une phase rotorique

$$\text{soit } A = M_d/M_q = \hat{I}_{as}/\hat{I}_{ms} \quad [10,11]$$

Pour faire varier la vitesse de ce moteur, on doit faire varier la fréquence de ses courants statoriques. Les amplitudes de ces courants restent constantes et correspondent au couple maximal [11]. Ces amplitudes peuvent être réduites à basse vitesse de rotation pour atténuer les échauffements [11].

II-5-1 La commande d'un onduleur monophasé par bande d'hysteresis: (dans ce cas le moteur est à condensateur)

La commande d'hysteresis présente l'avantage d'être robuste, dans le sens qu'elle impose à la grandeur contrôlée de suivre la référence indépendamment de la dynamique du processus.

Pour la réalisation de cette commande, il est nécessaire de disposer d'un signal de référence. A tout moment, la différence de ce signal avec le courant réel mesuré sera appliquée à un comparateur de seuil qui délivrera le signal de commande des interrupteurs de l'onduleur.

La figure II-44 présente le synoptique de cette commande. Si nous fixons une bande d'hysteresis $2HB$, la tension aux bornes du moteur est:

$$* V_s = U \quad \text{si l'erreur } e(t) \text{ est supérieure à } HB$$

* $V_s = -U$ si l'erreur $e(t)$ est inférieure à $-HB$

* V_s conserve la valeur qu'elle avait aux instants précédents si l'erreur $e(t)$ est comprise entre $-HB$ et HB

Ainsi, le courant réel évoluera dans les deux limites

-une limite supérieure égale au courant de référence plus la valeur de l'hysteresis HB : $(i_{ref} + HB)$

-une limite inférieure égale au courant de référence moins la valeur de l'hysteresis HB : $(i_{ref} - HB)$

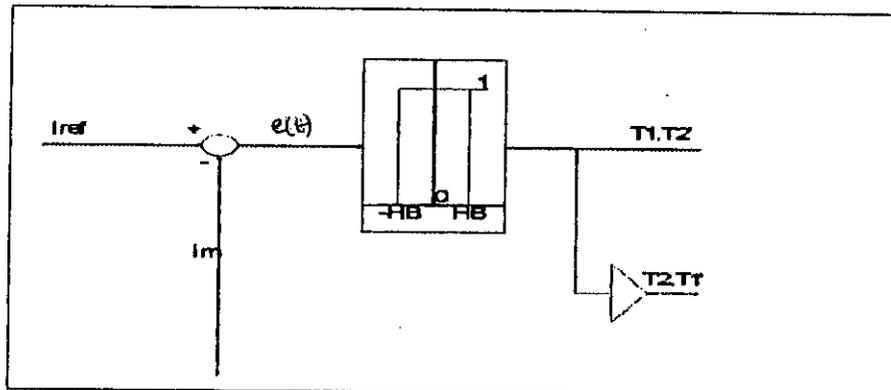


FIGURE II-44: Commande par hysteresis d'un onduleur monophasé

L'inconvénient majeur de cette commande est la fréquence de commutation qui n'est pas constante. Cette fréquence qui dépend, d'une part de la largeur de la bande d'hysteresis et d'autre part de la variation temporelle du courant mesuré, est d'autant plus importante que la valeur de l'hysteresis HB est petite.

Dans l'ordre de produire une fréquence de commutation préférée, une possibilité consiste à synchroniser le régulateur à bande d'hysteresis (appelé encore régulateur à deux positions ou contrôleur ON-OFF) c'est à dire permettre à une opération de commutation de se faire seulement à des instants d'échantillonnage équidistants $t = nT_c$ définis par une fréquence d'horloge fixée $f_c = 1/T_c$. Avec le choix de transistors ayant un temps de commutation de l'ordre de 1ms , cette fréquence de commutation principale peut être au dessus de 15kHz [32].

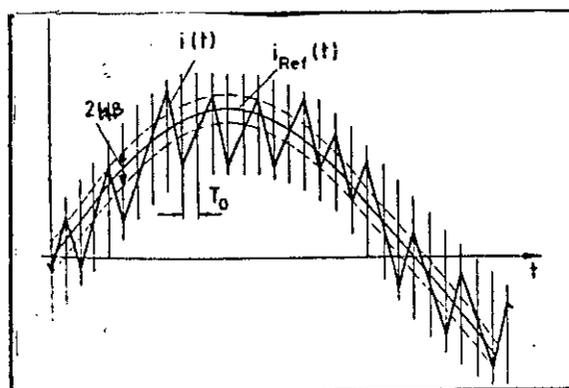


FIGURE II-45: Courant produit par un regulateur à bande d'hysteresis synchronisé

Une autre possibilité consiste à calculer la largeur de la bande d'hysteresis en fonction des paramètres du système pour maintenir la fréquence de modulation presque constante. Cette méthode est appelée technique de contrôle de courant par bande d'hysteresis adaptative [56].

De façon générale, la commande par hysteresis présente l'avantage d'être populairement utilisée à cause de sa facilité d'implémentation.

II-5-2 Commande d'un onduleur à quatre bras:

Dans le but d'alimenter séparément les deux phases du moteur monophasé après avoir supprimé le condensateur, il est nécessaire de disposer d'un onduleur à quatre bras comme c'est montré à la figure II-46. Dans ce cas chaque phase est alimentée par deux bras de cet onduleur

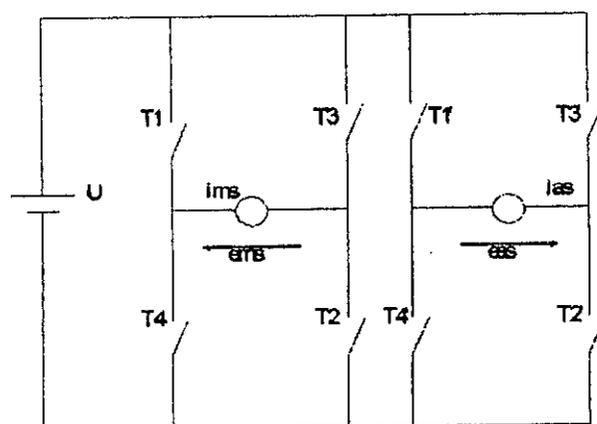


Figure II-46: Onduleur à quatre bras.

La commande en courant de ce type d'onduleur est faite par bande d'hysteresis comme c'est illustré à la figure II-47 pour les deux courants statoriques [11].

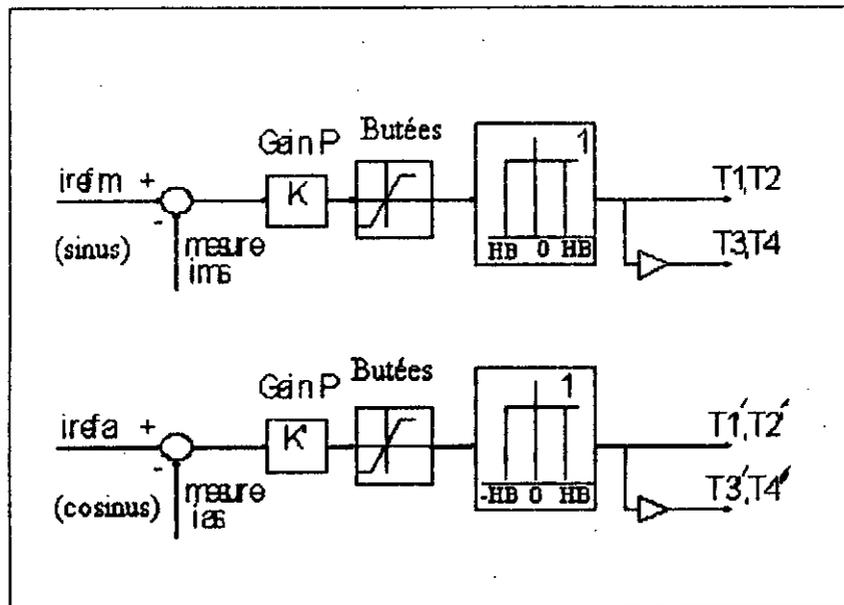


Figure II-47: Commande par hysteresis d'un onduleur à quatre bras

Cependant, pour produire une fréquence de commutation préférée une solution pour ce type d'onduleur est de moduler le signal de différence entre le courant de référence et le courant mesuré pour chaque phase par un signal de forme triangulaire et de fréquence importante (quelques kHz) [1, 10, 11, 32, 33].

C'est cette commande qui est appelée la commande par régulateur à pulsations. Le principe de fonctionnement de cette commande est décrit par la figure II-48.

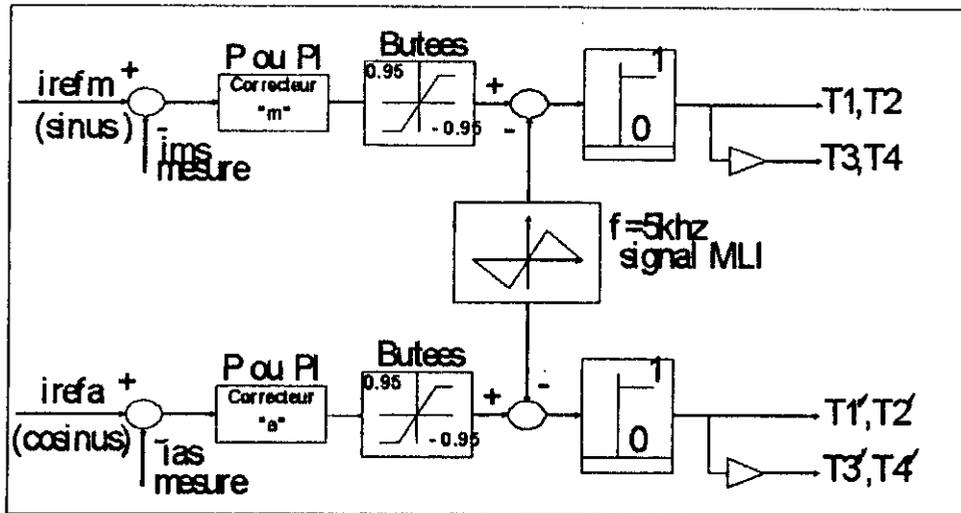


FIGURE II-48: Commande par regulateur à pulsations de l'onduleur à quatre bras

La fréquence de commutation constante est donnée par le signal triangulaire de modulation. Cependant, cette commande ne nécessite pas moins de quatre bras dans un onduleur.

II-5-3 Commande d'un onduleur triphasé:

Pour des raisons économiques, on doit utiliser un onduleur triphasé commandé en courant pour alimenter les deux phases de la machine monophasé sans condensateur [10,11].

Le schema de cet onduleur qui alimente les deux phases de la machine monophasé sans condensateur est montré à la figure II-49.

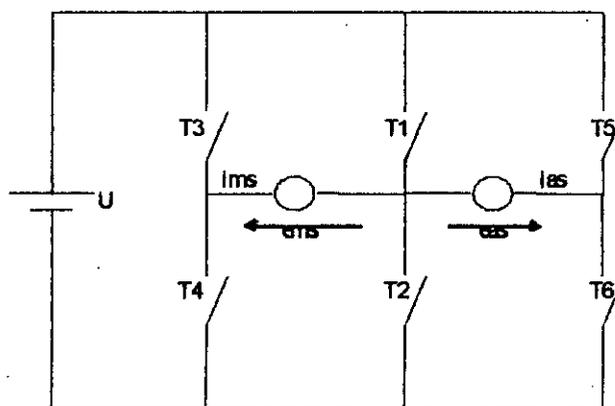


FIGURE II-49: Onduleur à trois bras.

Le principe de fonctionnement de cette commande est décrit à la figure II-50 où la commande par bande d'hysteresis est mise en oeuvre pour élaborer les signaux de commande des deux bras de côté

alors que le bras central est commandé par un signal carré dont la fréquence de commutation est f_c (quelques kHz).

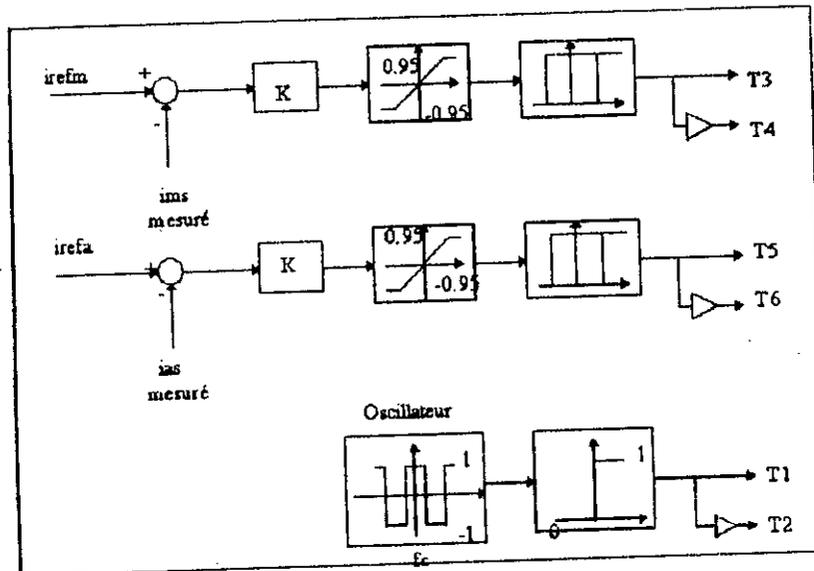


FIGURE II-50: Commande d'un onduleur à trois bras

c/Simulation, Resultats et Interpretation:

1) Les chronogrammes de courants, de vitesse et de couple sont représentés aux figures II-51 et II-52 pour la machine A.

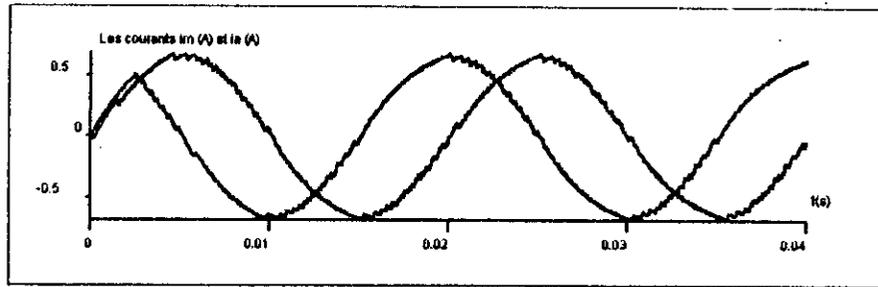
Nous avons choisi une tension d'alimentation continue U égale à 320 Volts. Le comportement de La machine A est simulé pour la fréquence 50Hz et pour la fréquence 25Hz. L'amplitude des courants de reference est choisie égale à 0.68A.

La figure II-51.a montre que les courants circulants dans les deux enroulements statoriques sont bien en quadrature.

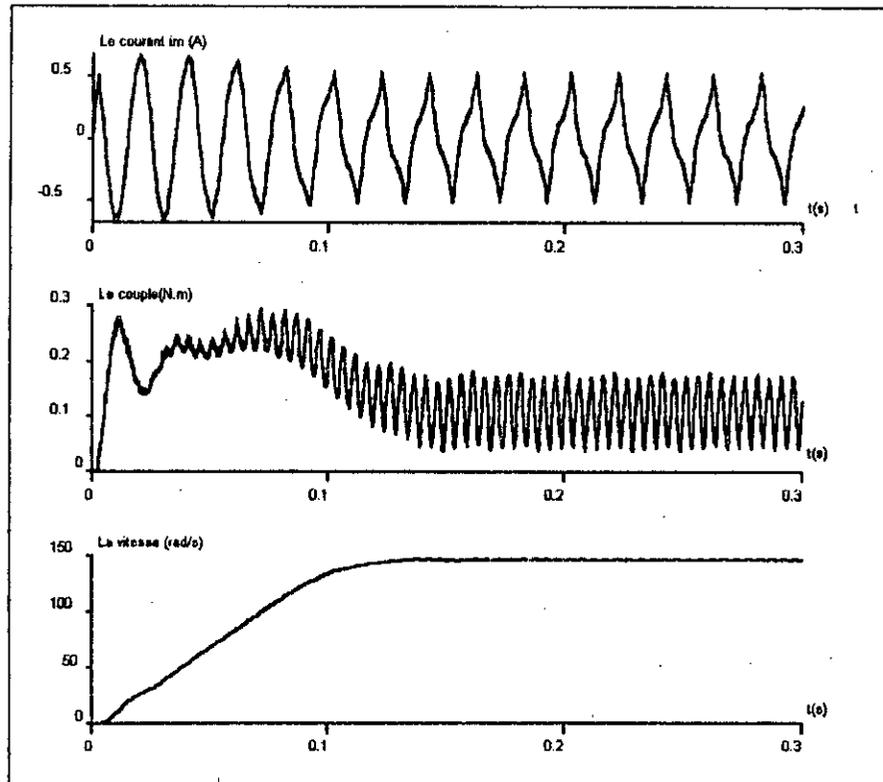
Des figures II-51.b nous remarquons que le couple électromagnétique présente une fluctuation qui n'est pas assez importante, ce qui se traduit par une vitesse de rotation régulière.

En régime permanent, le courant de chaque phase s'écarte de sa référence. Ceci est une conséquence de l'effet de saturation qui n'est pas prise en compte et probablement de la valeur faible de la tension d'alimentation continue U [11].

Des figures II-52 ($f=25\text{Hz}$), nous pouvons constater que l'écartement entre le courant de chaque phase et sa référence diminue quand la fréquence diminue.



(a)



(b)

Figure II-51: La machine A sans condensateur commandée en courant par bande d'hysteresis pour $f=50\text{Hz}$

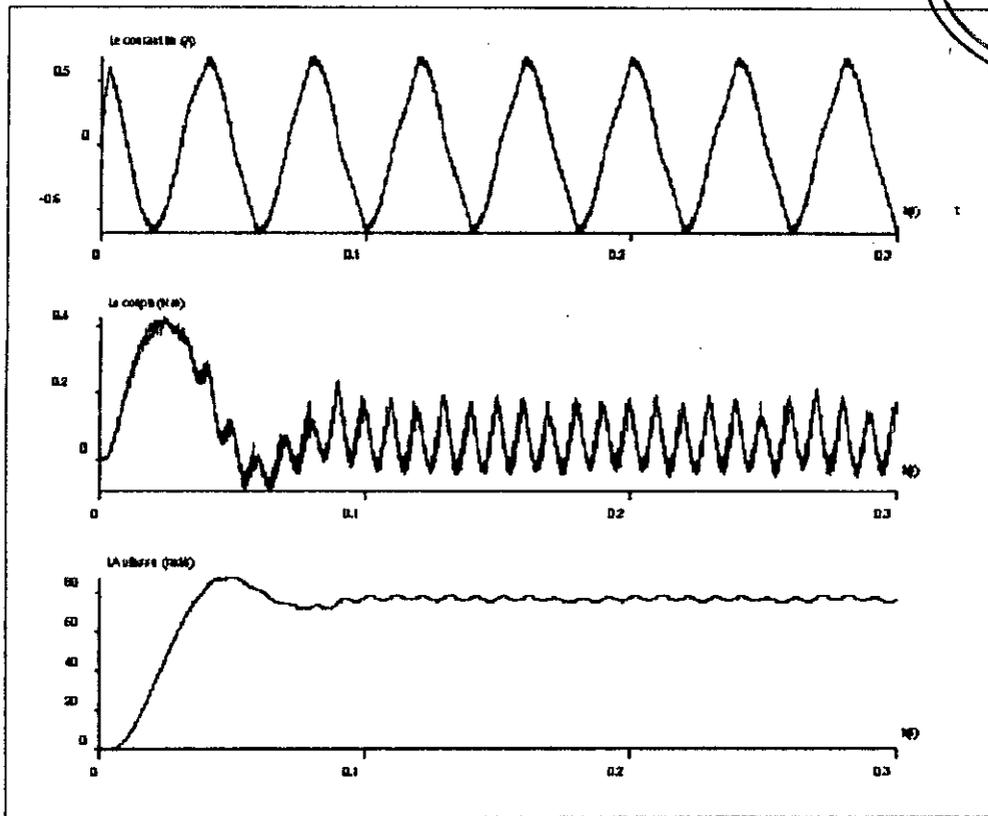


Figure II-52: La machine A commandée en courant par bande d'hysteresis pour $f=25\text{Hz}$

Conclusion

Differentes structures de puissance ont été presentées dans ce chapitre. Pour la commande en boucle ouverte de la machine asynchrone monophasée à condensateur permanent , nous avons opté pour un onduleur monophasé en pont complet permettant d'approximer le mieux que possible un signal de sortie sinusoïdal. Par contre, pour la comande de la machine sans condensateur, l'utilisation d'onduleur triphasé commandé en courant par bande d'hysteresis a été maintenue pour des raisons économiques .

Nous avons étudié par la suite differentes strategies d'alimentation à modulation de largeurs d'impulsions PWM. Nous les avons simulées pour pouvoir juger pleinement les strategies et voir, par exemple, celle qui est la plus appropriée pour une portion particulière de la gamme de vitesse.

Enfin, une commande en courant de la machine sans condensateur par bande d'hysteresis a été étudiée.

Cette commande offre la possibilité de commander la machine dissymetrique en boucle fermée.

CHAPITRE III
**Commande en boucle
fermée de la machine
asynchrone
monophasée**

Introduction:

Le contrôle des machines AC est considérablement plus complexe que celui des machines DC et cette complexité augmente si des spécifications de haute performance dynamique sont demandées.

La complexité apparaît à cause de l'alimentation de puissance à fréquence variable, le traitement des signaux AC, et les dynamiques complexes de la machine AC. Cette dernière est un système multivariable, non linéaire, et à temps discret de nature [31]. (la nature à temps discrets du convertisseur).

Les méthodes de contrôle scalaires telles que le contrôle Volts/hertz, cité dans le chapitre précédent, ne sont pas celles qui sont souhaitées pour les actionneurs de hautes performances dynamiques. A cause de la boucle ouverte du flux, il est difficile de faire opérer le moteur avec un couple complet à vitesse basse (ce qui exclut son application comme servo-actionneur).

Dans le cas d'actionneurs alimentés en tension, par exemple, le couple et le flux d'entrefer sont tous les deux fonctions de la tension et de la fréquence. Cet effet de couplage est responsable de la réponse lente du moteur à induction.

Dans l'ordre de supprimer ces restrictions, nous devons utiliser la théorie de contrôle moderne basées sur les concepts d'espace d'état pour la commande en boucle fermée de la machine asynchrone.

Ce chapitre est consacré à l'étude de:

1) La commande par orientation du flux rotorique:

Elle s'applique à la machine asynchrone monophasée sans condensateur dans le cas de la commande en tension ou en courant de l'onduleur PWM. La commande en tension ne peut pas être appliquée à la machine dissymétrique car elle se base sur le modèle de la machine écrit dans un référentiel lié au champ tournant. Notre contribution dans ce type de commande est de contrôler la vitesse de la machine dissymétrique en optant pour une commande en courant avec observateur de perturbations.

2) La commande découplée :

Une commande en courant avec linéarisation exacte et découplage Entrées/Sorties par retour d'état non linéaire a été proposée. Cette commande peut s'appliquer à la machine dissymétrique et bien entendu à la machine symétrique.

3) La commande adaptative avec modèle de référence:

La commande précédente est rendue adaptative. En effet, elle devient plus performante et insensible aux variations des paramètres de la machine.

Enfin, chacune de ces commandes est simulée pour l'analyse de ces performances.

III-1 Commande par orientation du flux de la machine monophasée symétrique sans condensateur:

III-1-1 Principe de la Commande par orientation du flux:

Le contrôle par orientation du flux appelé encore commande vectorielle est une technique classique pour le contrôle des machines à induction. Elle est introduite en premier par Blaschke en 1971 [44] .

Elle consiste à faire le contrôle de telle façon à orienter le flux rotorique suivant l'axe direct "d" du champ tournant et de cette façon peut intervenir séparément sur le flux et sur le couple électromagnétique. Ainsi la rapidité de réglage est très élevée .

Dans ce cas nous aurons:

$$\Phi_r = \Phi_{dr} \quad \text{et} \quad \Phi_{qr} = 0 \quad \text{avec} \quad \Phi_r = \sqrt{\Phi_{dr}^2 + \Phi_{qr}^2} = \sqrt{\Phi_{mr}^2 + \Phi_{ar}^2} \quad (\text{III-1})$$

comme c'est montré sur la figure III-1 .

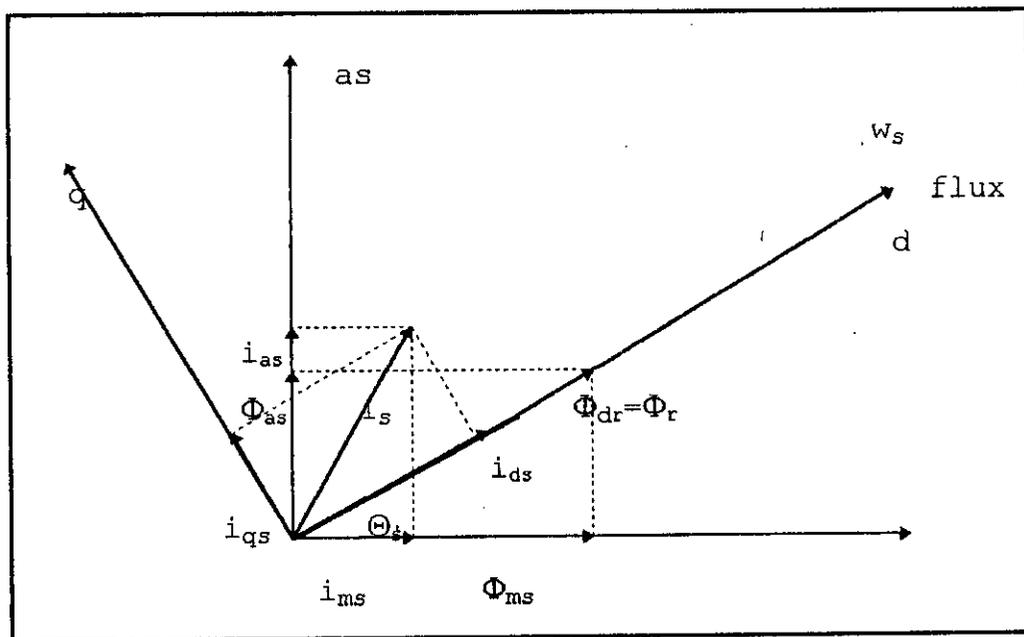


FIGURE III-1: Orientation du flux rotorique sur l'axe "d"

III-1-2 Commande en tension:

Avec les conditions (III-1), le modèle (I-19) de la machine diphasée dans un référentiel lié au champ tournant devient en éliminant les indices r et s (nous devons utiliser seulement les flux rotoriques et les courants statoriques) et en considérant la valeur nominale R_{rN} de la résistance R_r , comme suit:

$$\begin{aligned}
\frac{d\Omega}{dt} &= \mu \Phi_d i_q - f/j\Omega - T_l/j \\
\frac{d\Phi_d}{dt} &= -\alpha_N \Phi_d + \alpha_N M i_d \\
\frac{di_d}{dt} &= -\gamma_N i_d + \alpha_N \beta \Phi_d + w_s i_q + \frac{1}{\sigma L_s} e_d \\
\frac{di_q}{dt} &= -\gamma_N i_q - \beta P_m \Omega \Phi_d - w_s i_d + \frac{1}{\sigma L_s} e_q \\
\frac{d\theta_s}{dt} &= P_m \Omega + \frac{\alpha_N M i_q}{\Phi_d} = w_s
\end{aligned}
\tag{III-2}$$

$$\text{avec } \alpha_N = \frac{R_r N}{L_r}, \quad \mu = \frac{P_m M}{J L_r}, \quad \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r}, \quad \gamma_N = \frac{M^2 R_r N + R_s L_r^2}{\sigma L_s L_r^2}
\tag{III-2'}$$

Nous avons également les relations suivantes du couple électromagnétique T_e et de la fréquence de glissement w_{sl}

$$\begin{aligned}
T_e &= \mu J \Phi_d i_q \\
w_{sl} &= \frac{\alpha_N M i_q}{\Phi_d} = \frac{R_r N T_e}{P_m \Phi_d^2} = w_s - P_m \Omega
\end{aligned}
\tag{III-3}$$

Nous pouvons remarquer à partir des équations (III-2) et (III-3) que seule la composante directe i_d du courant statorique détermine l'amplitude du flux rotorique Φ_d , et en opération normale de la machine, ce courant doit maintenir un flux nominal constant et de cette façon le couple change en changeant la composante inverse i_q du courant statorique.

$\Phi_d=0$ représente une singularité pour le système nous devons prendre :

$$w_{sl} = \frac{R_r N T_{ref}}{P_m \Phi_{dref}^2}$$

dans les différentes équations.

avec T_{ref} et Φ_{ref} sont les références du couple et du flux.

III-1-2-1 Commande directe: [1,44]

Cette commande permet la régulation directe du flux par une boucle de contre-réaction nécessitant une mesure ou une estimation de celui-ci.

Considérons le modèle (III-2) et définissons le contrôle par retour d'état non linéaire:

$$\begin{aligned}
 e_d &= \sigma L_s \left(-P_m \Omega i_q - \frac{R_r N T_{ref}}{P_m \Phi_{dref}^2} i_q - \alpha_N \beta \Phi_d + V_d \right) \\
 e_q &= \sigma L_s \left(P_m \Omega \beta \Phi_d + P_m \Omega i_d + \frac{R_r N T_{ref}}{P_m \Phi_{dref}^2} i_d + V_q \right)
 \end{aligned} \tag{III-4}$$

ces deux équations sont appelées équations de découplage.

Pour une première approximation, nous supposons des alimentations idéales du moteur.

$$\begin{bmatrix} e_{ms} \\ e_{as} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} \tag{III-5}$$

Le système en boucle fermée suivant est obtenu:

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dt} = \mu \Phi_d i_q - \frac{f}{J} \Omega - \frac{T_l}{J} \\ \frac{di_q}{dt} = -\gamma_N i_q + V_q \\ \frac{d\Phi_d}{dt} = -\alpha_N \Phi_d + \alpha_N M i_d \\ \frac{di_d}{dt} = -\gamma_N i_d + V_d \\ \frac{d\theta_s}{dt} = P_m \Omega + \frac{R_r N T_{ref}}{P_m \Phi_{dref}^2} \end{cases} \tag{III-6}$$

Ce système a une structure simple: les dynamiques de l'amplitude du flux sont linéaires:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Phi_d}{dt} &= -\alpha_N \Phi_d + \alpha_N M i_d \\
 \frac{di_d}{dt} &= -\gamma_N i_d + V_d
 \end{aligned} \tag{III-7}$$

et peuvent être indépendamment contrôlés par V_d en utilisant un contrôleur PI [32,44].

$$V_d = -K_{d1}(\Phi_d - \Phi_{dref}) - K_{d2} \int_0^t (\Phi_d(\tau) - \Phi_{dref}(\tau)) d\tau \tag{III-8}$$

Quand l'amplitude du flux Φ_d est régulée à Φ_{dref} , les dynamiques de la vitesse sont aussi linéaires

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Omega}{dt} &= \mu \Phi_{ref} i_q - \frac{f}{J} \Omega - \frac{T_l}{J} \\
 \frac{di_q}{dt} &= -\gamma_N i_q + V_q
 \end{aligned} \tag{III-9}$$

et peuvent être contrôlés indépendamment par V_q en utilisant deux boucles avec contrôleur PI

$$\begin{aligned}
V_q &= -K_{q1}(T_e - T_{ref}) - K_{q2} \int_0^t (T_e(\tau) - T_{ref}(\tau)) d\tau \\
T_{ref} &= -K_{q3}(\Omega - \Omega_{ref}) - K_{q4} \int_0^t (\Omega(\tau) - \Omega_{ref}(\tau)) d\tau \\
T_e &= \mu J \Phi_d i_q
\end{aligned} \tag{III-10}$$

si Φ_d et Ω sont définis comme étant des sorties.

Le calcul des paramètres des différents régulateurs est fait dans l'annexe (G).

Observateur du flux rotorique:

Le principal inconvénient du contrôle proposé est le besoin de la mesure du flux qui est une approche difficile à réaliser. Cependant des observateurs du flux non linéaires à partir des mesures des courants statoriques et de la vitesse rotorique sont obtenus dans [3],[31],[32],[49].

Dans le cas de la commande vectorielle par orientation du flux, le référentiel (d,q) tourne avec le vecteur flux (Φ_{ms}, Φ_{as}).

Définissant l'angle

$$\theta_s = \text{Arctg}(\Phi_{as} / \Phi_{ms})$$

le flux rotorique Φ_r et les vecteurs unité $\cos\theta_s$ et $\sin\theta_s$ sont donnés par :

$$\cos\theta_s = \frac{\Phi_{ms}}{\Phi_r}; \quad \sin\theta_s = \frac{\Phi_{as}}{\Phi_r}; \quad \Phi_r = \sqrt{\Phi_{dr}^2 + \Phi_{qr}^2} = \sqrt{\Phi_{mr}^2 + \Phi_{ar}^2}$$

avec $\theta_s = \omega_s t$, ω_s étant la vitesse synchrone.

A partir du modèle (I-19) de la machine diphasée, nous tirons les équations suivantes:

$$\begin{aligned}
\frac{d\Phi_{mr}}{dt} &= -\frac{1}{T_r} \Phi_{mr} - P_m \Omega_r \Phi_{ar} + \frac{M}{T_r} i_{ms} \\
\frac{d\Phi_{ar}}{dt} &= P_m \Omega_r \Phi_{mr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{ar} + \frac{M}{T_r} i_{as}
\end{aligned} \tag{III-11}$$

où $T_r = L_r / R_r$ est la constante du temps du circuit rotorique.

Les équations (III-11) donnent les flux rotoriques comme fonctions des courants statoriques et de la vitesse; le diagramme de simulation pour l'estimation du flux rotorique est donné sur la figure (III-2)

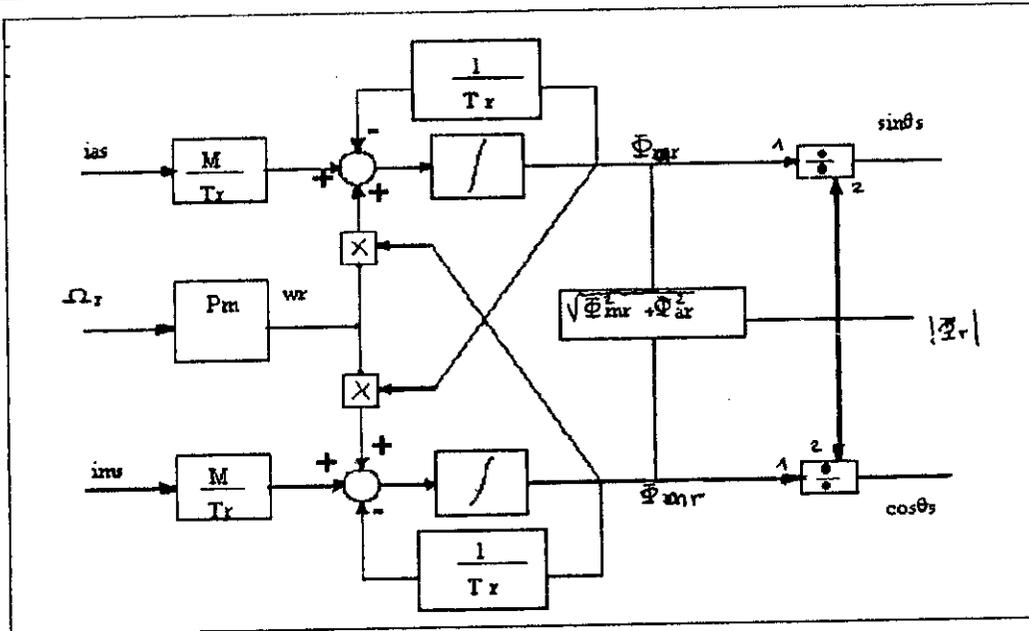


FIGURE III-2: Estimation du flux rotorique à partir de la vitesse et des courants statoriques

Cependant, notons que l'estimation est dépendante des paramètres de la machine, et spécialement la variation de la résistance rotorique devient dominante à cause de la variation de la température et de l'effet de peau.

Pour que l'estimateur du flux soit sensible aux variations des résistances rotoriques, certains travaux s'intéressent à l'identification de la constante de temps T_r [3,32,49,57].

Afin d'améliorer la qualité de la détermination du flux au sein du contrôle par orientation du flux, il est capital d'introduire à la place de l'estimateur en boucle ouverte un observateur d'état, fonctionnant en boucle fermée, permettant de garantir une meilleure robustesse vis à vis des variations des paramètres de la machine tel que l'observateur d'état déterministe de Luenberger et l'observateur stochastique par filtre de Kalman [3, 49].

Le schéma-bloc de la commande directe en tension par orientation du flux rotorique avec estimation du flux et du couple est donné sur la figure III-3

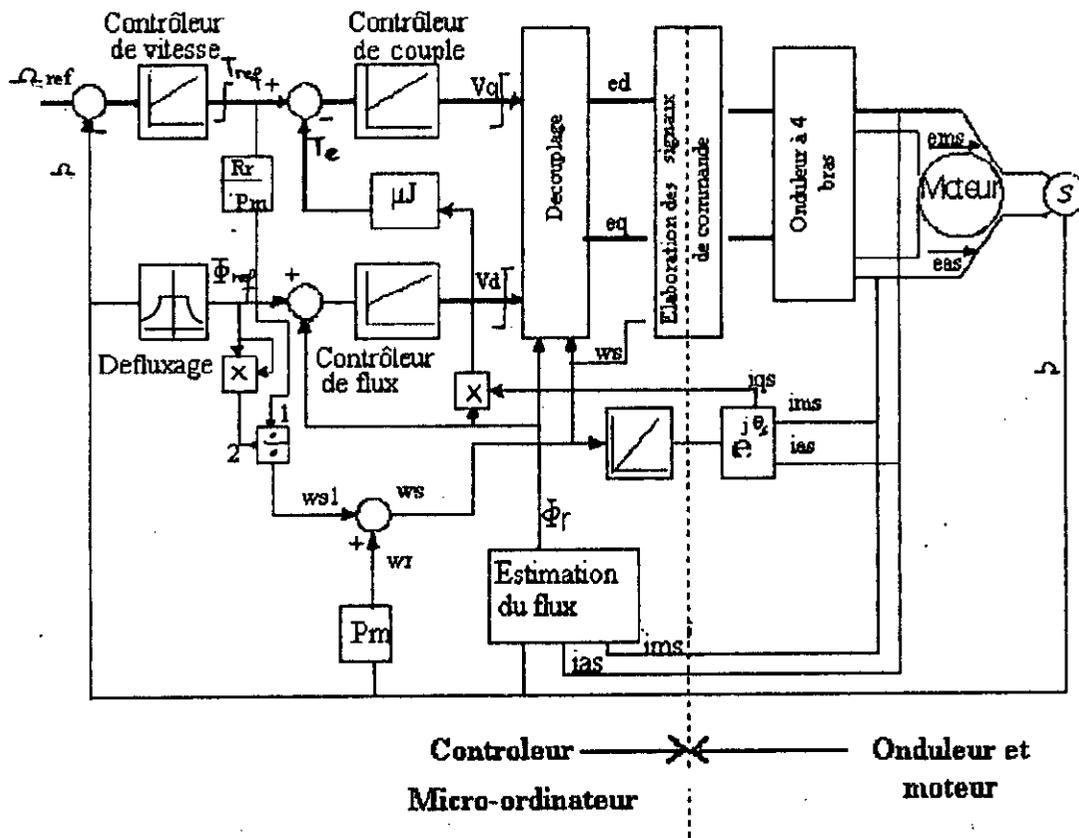


FIGURE III-3 : Schema-bloc de la commande directe en tension par orientation du flux rotorique

Lois de découplage:

Le bloc de découplage représenté sur la figure (III-3) est défini à partir des équations (III-4) et (III-6)
 Des équations (III-6) nous tirons

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} + \gamma_N i_d &= V_d \\ \frac{di_q}{dt} + \gamma_N i_q &= V_q \end{aligned} \tag{III-12}$$

Ce qui donne les expressions de i_d et i_q en fonction des tensions V_d et V_q :

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{V_d}{S + \gamma_N} \\ i_q &= \frac{V_q}{S + \gamma_N} \end{aligned} \tag{III-13}$$

En remplaçant i_d et i_q par leurs expressions données dans (III-13) dans les expressions des tensions statoriques e_d et e_q dans (III-4) nous obtenons:

$$\begin{aligned}
 e_d &= \sigma L_s \left(V_d - \alpha_N \beta \Phi_d - w_s \frac{V_q}{S + \gamma_N} \right) \\
 e_q &= \sigma L_s \left(V_q + P_m \beta \Omega \Phi_d + w_s \frac{V_d}{S + \gamma_N} \right)
 \end{aligned}
 \tag{III-14}$$

Defluxage:

Le defluxage est defini par la non-linearité suivante :

$$\Phi_{ref} = \begin{cases} \Phi_{r0} & ; \quad si \quad |\Omega_r| \leq \Omega_{r0} \\ \frac{\Phi_{r0} \Omega_{r0}}{\Omega_r} & ; \quad si \quad |\Omega_r| > \Omega_{r0} \end{cases}
 \tag{III-15}$$

Φ_{r0} étant la valeur du flux nominal

Ω_{r0} étant la valeur de la vitesse nominale

Elaboration des signaux de commande PWM de l'onduleur à quatre bras:

Les signaux de commande de l'onduleur à quatre bras sont élaborés à partir des tensions e_d et e_q et la pulsation w_s par l'une des deux methodes suivantes:

-soit en calculant les tensions statoriques de commande e_{ms} et e_{as} à partir des expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
 e_{ms} &= \cos \theta_s \cdot e_d - \sin \theta_s \cdot e_q \\
 e_{as} &= \sin \theta_s \cdot e_d + \cos \theta_s \cdot e_q
 \end{aligned}
 \tag{III-16}$$

avec $\theta_s = w_s t$

Ces deux signaux seront generés à partir du micro-ordinateur à travers un convertisseur numerique analogique (DAC). Ils seront ensuite comparés avec un signal triangulaire de frequence nettement plus grande que leur frequence: c'est signal porteur. Cette comparaison donnera les signaux de commande PWM de l'onduleur à quatre bras. Cette strategie de commande est la strategie naturelle étudiée au chapitre II.

-Soit en calculant les instants de commutation des signaux de commande PWM au niveau du microprocesseur en utilisant les strategies à échantillonnage regulier étudiées au chapitre II.

Les signaux de commande seront generés par des methodes numeriques en utilisant des temporisateurs. Pour le calcul des instants de commutations, en plus de la frequence nous avons besoin de l'indice de modulation m .

Ayant les valeurs de e_d et e_q nous pourrons determiner cet indice de modulation par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} e_d &= V\sqrt{2} \cos \varphi \\ e_q &= V\sqrt{2} \sin \varphi \end{aligned} \quad (\text{III-17})$$

où V est la valeur efficace des tensions d'alimentation e_{ms} et e_{as} et φ leurs arguments.

A partir de (III-17) l'angle φ est donné par :

$$\varphi = \text{Arctg} \left(\frac{e_d}{e_q} \right) \quad (\text{III-18})$$

et de ce faite la valeur efficace V est déterminée par :

$$V = \frac{e_d}{2 \cos \varphi} \quad (\text{III-19})$$

Comme la proportionnalité entre la valeur efficace V et l'indice de modulation m est affirmée par simulation au chapitre II, l'indice m est déterminé par :

$$m = \frac{0.95}{220} V \quad (\text{car pour } V=220 \text{ nous avons choisi } m=0.95) \quad (\text{III-20})$$

Simulation, resultats et interpretation:

Grâce au logiciel de simulation des systemes non linéaires SIMNON, nous pouvons analyser les performances des différentes commandes en boucle fermée de la machine asynchrone.

L'influence du bornage des variables de commande a également été présenté dans le but d'une implantation en temps réel sur un système numérique.

La commande en tension par flux orienté directe est simulée pour la machine symétrique A dont les caractéristiques sont données en annexe (D).

Sur la figure III-4, nous avons représenté la réponse de la machine A pour une inversion de la vitesse de référence de 100 rad/s à -100 rad/s et de -100 rad/s à 100 rad/s sans perturbations externes et sans changement des paramètres internes de la machine.

De cette figure, nous constatons que la vitesse suit la référence avec un temps de réponse relativement court et une erreur en régime établi nulle. Le temps de réponse peut être réduit en jouant sur les paramètres du régulateur PI.

La caractéristique principale de la commande par orientation du flux est d'orienter la direction de celui-ci suivant l'axe directe "d" du champ tournant et c'est bien le cas car nous remarquons que la composante du flux suivant l'axe "d" suit parfaitement la valeur désirée du flux et la composante du flux suivant l'axe inverse "q" est nulle.

Pour les inversions de vitesse, les deux composantes du flux présentent de très petites perturbations, mais d'une façon générale, nous pouvons dire que le découplage entre le flux et le couple est assuré. Ce dernier suit parfaitement le couple de référence calculé par le régulateur de vitesse PI.

De la figure III-5.a, nous voyons la ressemblance entre la composante directe des courants statoriques i_d et le flux rotorique Φ_d , et la ressemblance entre la composante inverse des courants statoriques i_q et le couple électromagnétique.

Le courant i_d seul maintient un flux nominal constant en opération normale de la machine et le couple change en changeant la composante inverse i_q du courant statorique. Ce qui assure le découplage entre le flux et le couple.

Nous avons aussi présenté le courant dans l'une des deux phases du moteur, celui-ci ne doit pas dépasser une valeur limite que nous avons fixée pour la sécurité et le bon fonctionnement de la machine.

Les deux composantes des tensions d'alimentation suivant les deux axes "d" et "q" et la tension d'alimentation dans l'une des deux phases statoriques sont représentés sur la figure III-5.b.

Afin de tester la robustesse de notre commande pour les variations de la résistance rotorique, nous avons représenté le comportement de la machine pour une augmentation de la résistance rotorique de 50% de sa valeur nominale sur la figure III-6-a et pour une diminution de 50% de sa valeur nominale sur la figure III-6-b.

De l'une ou de l'autre de ces figures, nous remarquons que le couple suit le couple de référence avec une erreur constante en régime permanent. L'orientation du flux suivant l'axe direct "d" du champ tournant n'est pas parfaitement établie. Le temps de réponse augmente dans le cas d'augmentation de la résistance rotorique. Dans le cas de diminution de cette résistance, la réponse transitoire présente de petits dépassements.

Ces petites imperfections sont dues aux paramètres des régulateurs PI qui sont calculées pour les valeurs nominales des paramètres de la machine. N'empêche que cette commande est robuste vis-à-vis des variations de la résistance rotorique.

Le moteur subit une perturbation externe quand le couple de charge T_1 varie de 0 à la valeur 0.2 N.m à l'instant 0.5 secondes.

Le résultat de simulation est représenté sur la figure III-7. Suite à cette variation de charge, la vitesse diminue brusquement puis après un certain temps elle va atteindre la vitesse de référence et la vitesse suit la référence comme si aucune perturbation n'est appliquée à la machine.

La valeur du couple de charge va s'ajouter au couple électromagnétique et les amplitudes des courants dans les phases statoriques vont augmenter un peu. On peut dire que cette commande reste robuste pour les perturbations externes.

Quand la machine va operer dans la region de defluxage, c'est à dire quand la vitesse de reference depasse la vitesse nominale le decouplage entre le flux et le couple sera perdu et le temps de reponse deviendra lent (voir figure III-8).

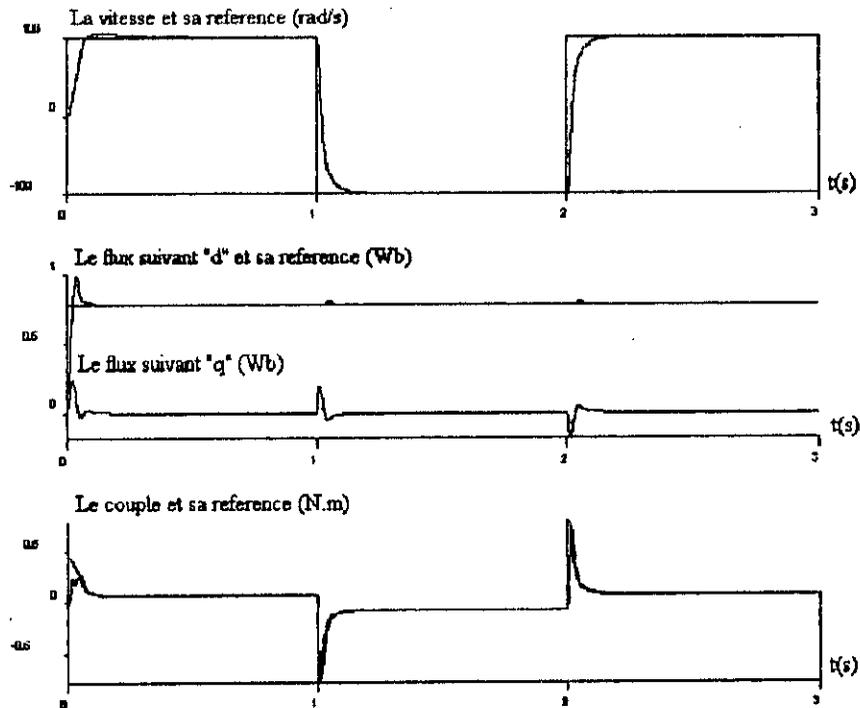
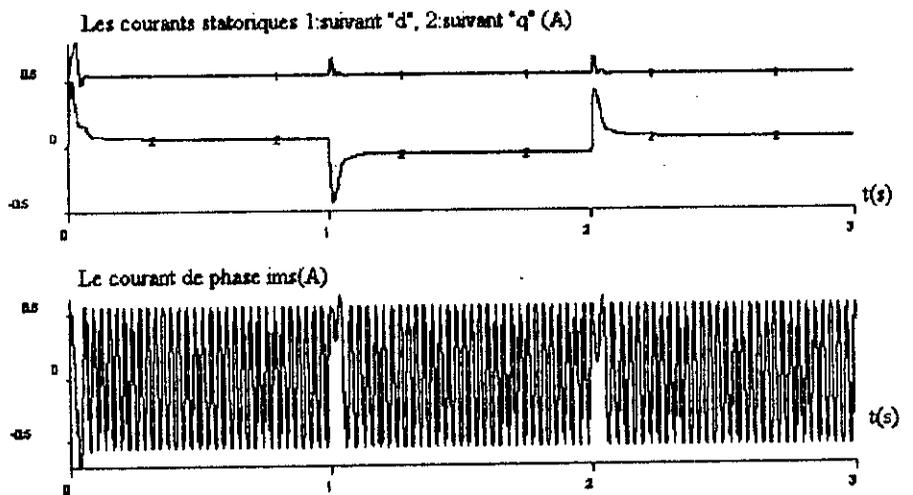
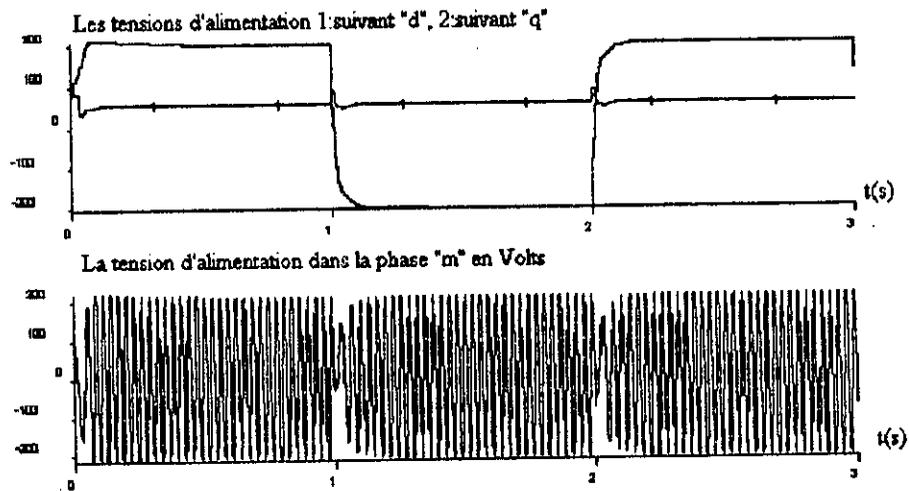


Figure III-4: Comportement de la machine A pour une commande directe en tension par orientation du flux rotorique et sans perturbation

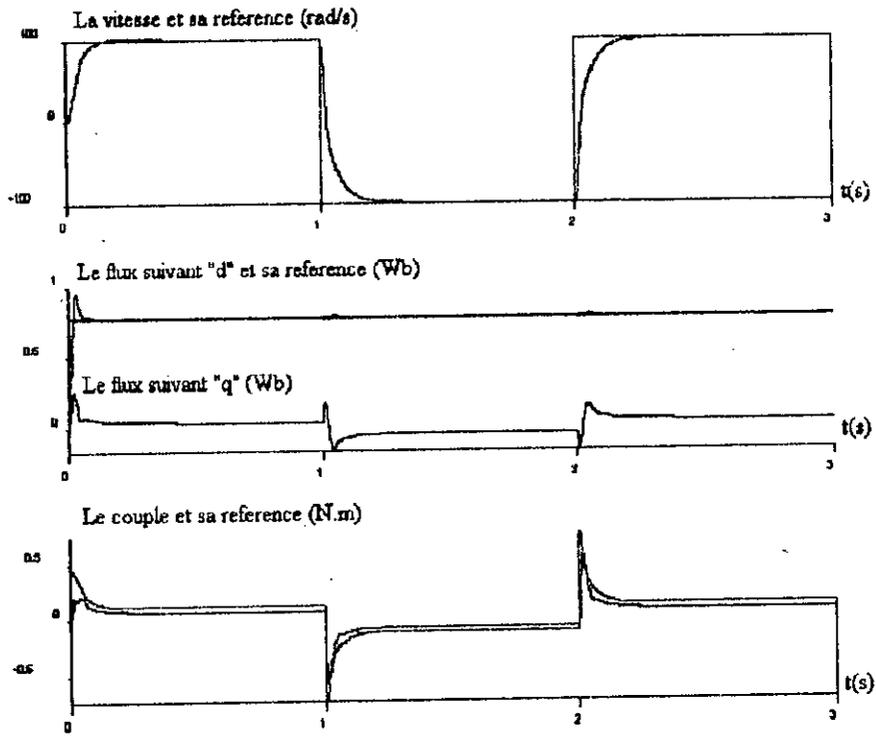


(a)

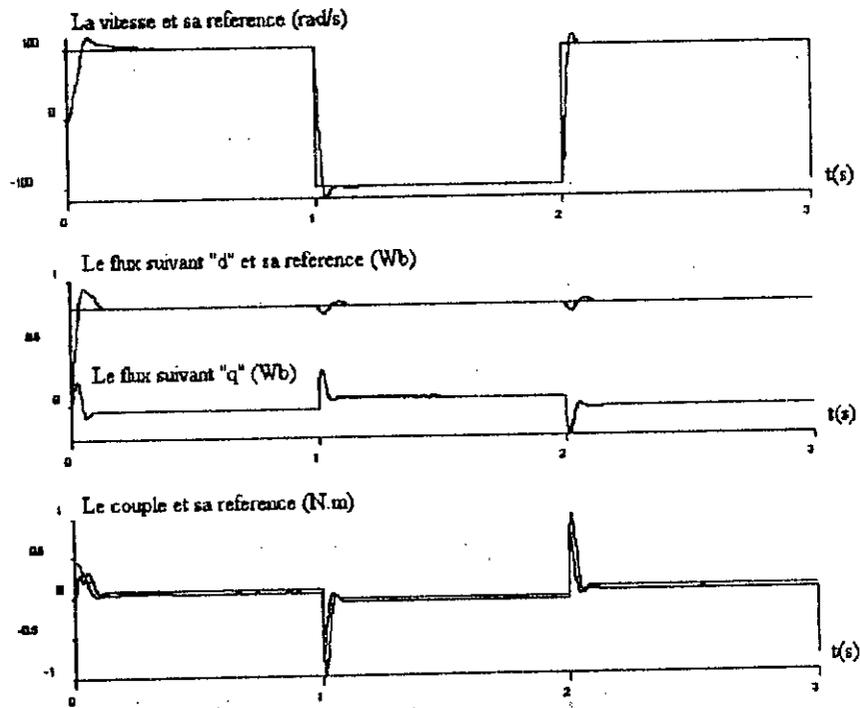


(b)

**Figure III-5: Courants et tensions statoriques pour la machine A
avec commande directe en tension par flux orienté**



(a)



(b)

Figure III-6: Commande directe en tension avec variation de la resistance rotorique

(a): $R_r=1.5R_{rN}$; (b): $R_r=0.5R_{rN}$

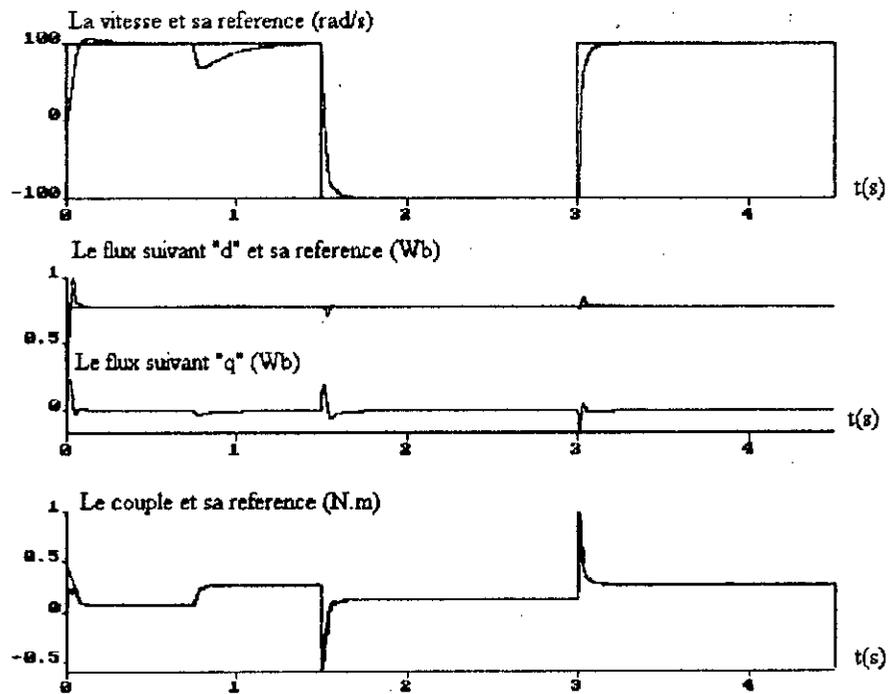


Figure III-7: Reponse du systeme suite à une variation dans le couple de charge à l'instant 0.5 secondes

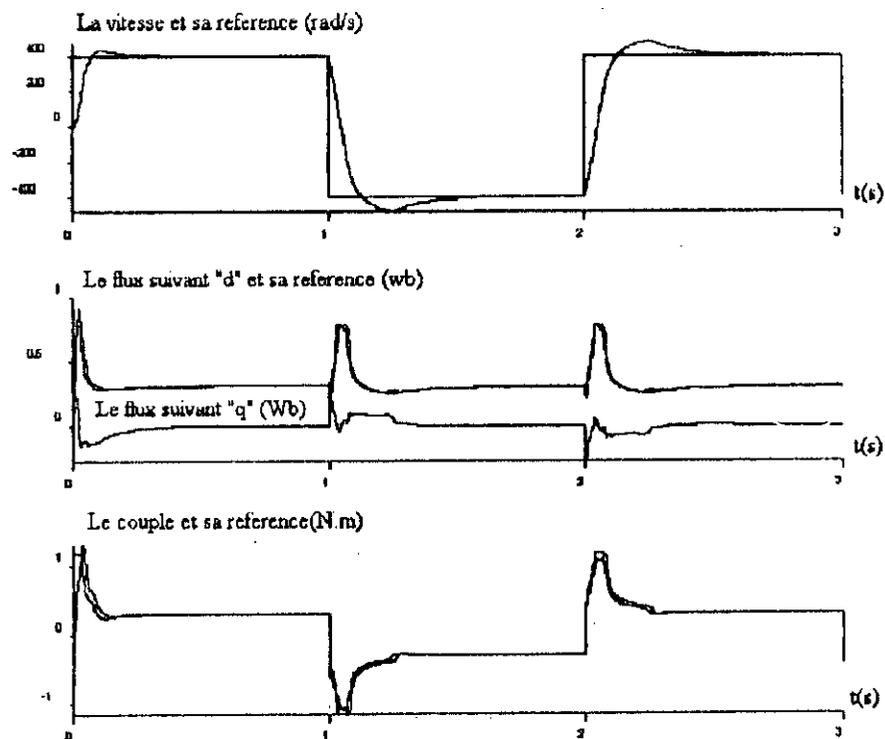


Figure III-8: Reponse du systeme pour une inversion de vitesse dans la region de defluxage

III-1-2-2 Commande indirecte:

Seule la vitesse est mesurée dans ce type de commande, il est possible de faire sa régulation par contre-réaction ; le flux ne peut pas être mesuré directement et son contrôle se fait par réaction.

A partir des équations (III-2) et des équations (III-3) nous avons:

$$\begin{aligned} w_{s1} &= \frac{\alpha_N M i_q}{\Phi_d} \\ T_e &= \frac{P_m M \Phi_d}{L_r} i_q \\ \frac{1}{\alpha_N} \frac{d\Phi_d}{dt} + \Phi_d &= M i_d \end{aligned} \quad (\text{III-20})$$

Considérons le couple T_{ref} et le flux rotorique Φ_{ref} comme référence de commande. Nous inversons les équations (III-20) nous obtenons :

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{L_r T_{ref}}{P_m M \Phi_{ref}} \\ i_d^* &= \frac{1}{M} \frac{1}{\alpha_N} \frac{d\Phi_{ref}}{dt} + \Phi_{ref} \\ w_{s1}^* &= \frac{\alpha_N M i_q^*}{\Phi_{ref}} \end{aligned} \quad (\text{III-21})$$

et d'après le modèle (III-2) nous avons:

$$\begin{aligned} e_d &= \alpha L_s \left(\frac{di_d^*}{dt} + \gamma_N i_d^* - \alpha_N \beta \Phi_{ref} - P_m \Omega i_q^* - w_{s1}^* i_q^* \right) \\ e_q &= \alpha L_s \left(\frac{di_q^*}{dt} + \gamma_N i_q^* + \beta P_m \Omega \Phi_{ref} + P_m \Omega i_d^* + w_{s1}^* i_d^* \right) \\ w_s &= w_{s1}^* + P_m \Omega \end{aligned} \quad (\text{III-23})$$

En faisant des approximations e_d et e_q peuvent être représentées par:

$$\begin{aligned} e_d &= R_s i_d^* - w_s \alpha L_s i_q^* \\ e_q &= R_s i_q^* + w_s L_s i_d^* \\ w_s &= w_{s1}^* + P_m \Omega \end{aligned} \quad (\text{III-24})$$

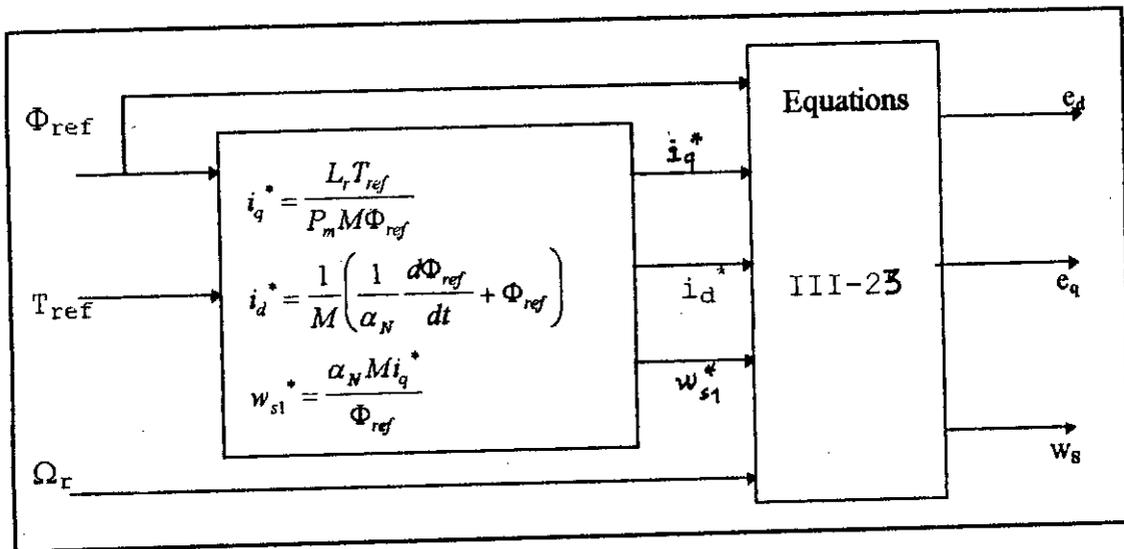


FIGURE III-9: Schema-bloc de la structure de commande indirecte en tension par orientation du flux rotorique

et le schema de la commande de la vitesse est représenté sur la figure III-10.

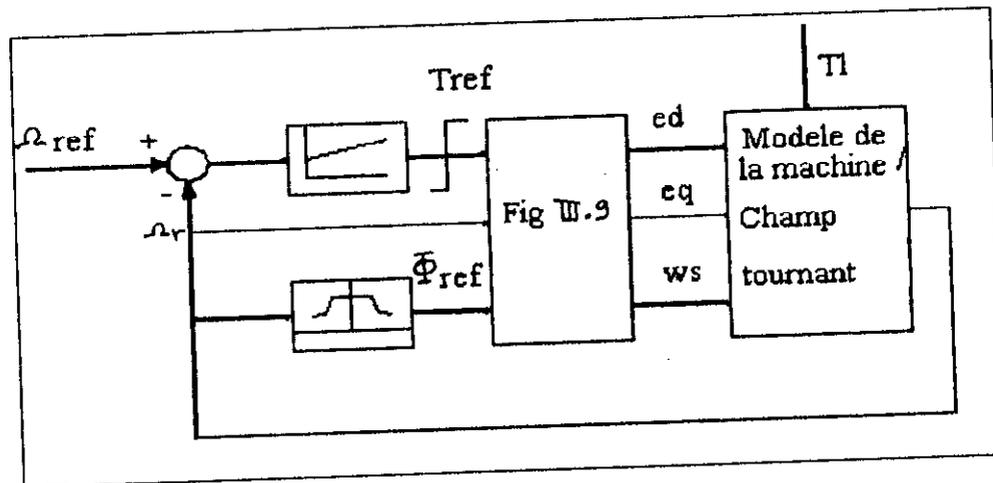


FIGURE III-10: Schema-bloc de la commande indirecte en tension par orientation du flux rotorique

Simulation, resultats et interpretation:

La commande indirecte par orientation du flux est simulée pour la machine A. Le resultat de simulation de cette commande sans perturbations ni changement des parametres internes de la machine A est représenté ur la figure III-11 .

Comme pour la commande précédente, la réponse du système est bonne: l'orientation du flux est parfaite; le découplage est assuré, le couple électromagnétique et les courants statoriques restent dans les limites et la vitesse a une bonne réponse transitoire et une erreur en régime permanent nulle. Les mêmes remarques citées pour la commande directe sont valables pour la variation de la résistance rotorique; pour la variation du couple de charge T_1 et pour le fonctionnement dans la région de defluxage. Cependant, il faut noter que l'orientation du flux est toujours assurée et qu'en opération normale le découplage est presque total. Ajoutons le fait que cette commande est plus facile à implanter parcequ'elle ne nécessite pas la mesure des courants statoriques et la mesure ou l'estimation du flux rotorique.

En conclusion, la commande en tension par orientation du flux ne peut être appliquée qu'à la machine symétrique parce que cette dernière peut être représentée par un modèle simple dans un référentiel lié au champ tournant. Le choix de ce référentiel est fait afin que l'axe "d" coïncide avec la direction désirée du flux rotorique .

Voyons maintenant si nous pouvons appliquer la commande en courant par orientation du flux rotorique à la machine dissymétrique.

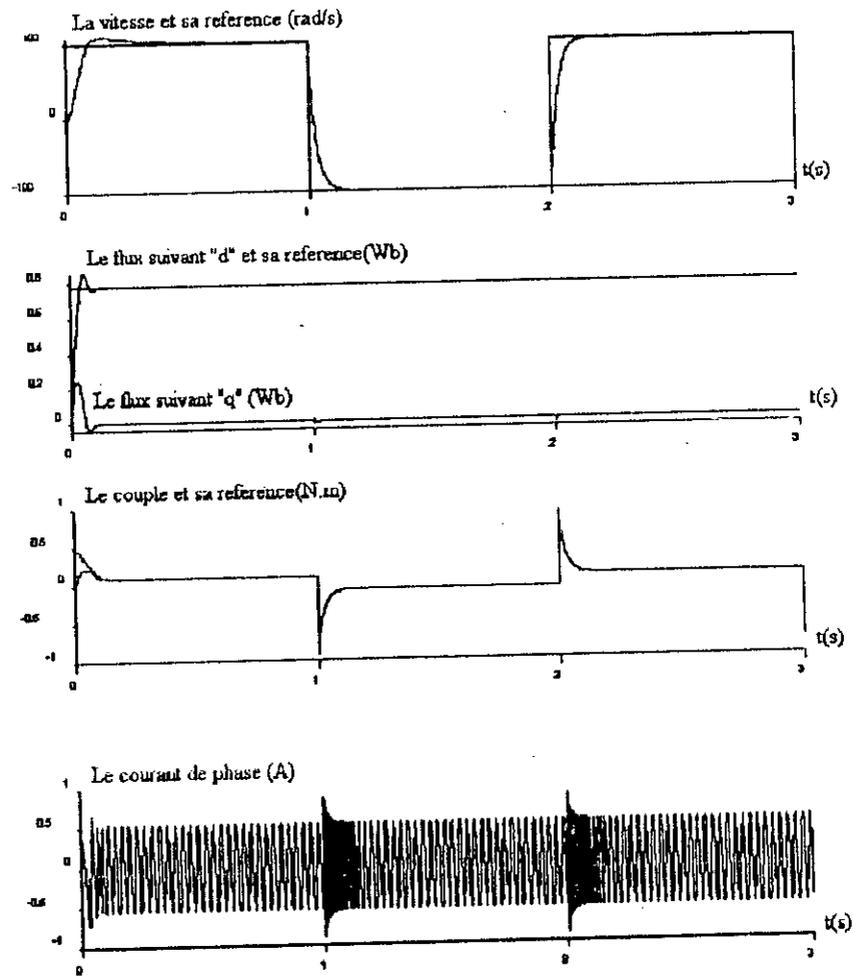


Figure III-11: Commande indirecte en tension par orientation du flux
sans perturbations

III-1-3 Commande en courant par orientation du flux rotorique de la machine monophasée sans condensateur:

En imposant les courants statoriques par l'action de contrôleurs de courant rapide, nous obtenons des simplifications considérables dans la conception des contrôleurs de vitesse, du couple et du flux par le fait que les équations des tensions statoriques du modèle (I-19) peuvent être éliminées du modèle de la machine car elles vont faire partie des contrôleurs de courant.

Ainsi le modèle de la machine monophasée dans un référentiel lié au stator deviendra:

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Phi_{mr}}{dt} &= \frac{-R_r}{L_r} \Phi_{mr} - P_m \Omega_r \Phi_{ar} + \frac{R_r}{L_r} M_d i_{ms} \\
 \frac{d\Phi_{ar}}{dt} &= P_m \Omega_r \Phi_{mr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{ar} + \frac{R_r}{L_r} M_q i_{as} \\
 \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{P_m}{J L_r} (M_q \Phi_{mr} i_{as} - M_d \Phi_{ar} i_{ms}) - \frac{f \Omega_r}{J} - \frac{T_1}{J} \\
 T_e &= \frac{P_m}{L_r} (M_q \Phi_{mr} i_{as} - M_d \Phi_{ar} i_{ms})
 \end{aligned} \tag{III-25}$$

Nous remarquons que parmi tous les paramètres statoriques de la machine, seules les mutuelles inductances M_d et M_q figurent dans ce modèle. En introduisant leur rapport $A = M_d / M_q$ dans les équations de la machine alimentée en courant, nous obtenons le modèle suivant :

$$\begin{aligned}
 \frac{d\Phi_{mr}}{dt} &= -\alpha \Phi_{mr} - P_m \Omega_r \Phi_{ar} + \alpha M_q (A i_{ms}) \\
 \frac{d\Phi_{ar}}{dt} &= P_m \Omega_r \Phi_{mr} - \alpha \Phi_{ar} + \alpha M_q i_{as} \\
 \frac{d\Omega_r}{dt} &= \mu_q (\Phi_{mr} i_{as} - \Phi_{ar} (A i_{ms})) - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{T_1}{J} \\
 T_e &= \mu_q J (\Phi_{mr} i_{as} - \Phi_{ar} (A i_{ms}))
 \end{aligned} \tag{III-26}$$

$$\text{avec } \alpha = R_r / L_r ; \mu_q = \frac{P_m M_q}{J L_r}$$

Nous pouvons également représenter la machine dans un référentiel lié au champ tournant en faisant le changement de variable suivant :

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \sin\theta_s \\ -\sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A.i_{ms} \\ i_{as} \end{bmatrix} \quad (\text{III-27})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \sin\theta_s \\ -\sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{mr} \\ \Phi_{ar} \end{bmatrix}$$

avec $\cos\theta_s = \frac{\Phi_{mr}}{\Phi_r}$; $\sin\theta_s = \frac{\Phi_{ar}}{\Phi_r}$ (III-28)

Ainsi, nous obtenons :

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= -\alpha \cdot \Phi_{dr} + (\omega_s - P_m \cdot \Omega_r) \cdot \Phi_{qr} + \alpha \cdot M_q \cdot i_{qs} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= (P_m \cdot \Omega_r - \omega_s) \cdot \Phi_{dr} - \alpha \cdot \Phi_{qr} + \alpha \cdot M_q \cdot i_{qs} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{P_m \cdot M_q}{J L_r} \cdot (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) - \frac{f}{J} \cdot \Omega_r - \frac{T_1}{J} \end{aligned} \quad (\text{III-29})$$

$$T_e = \frac{P_m M_q}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds})$$

Dans le cas de la commande par orientation du flux rotorique, nous considérons les courants statoriques i_{ds} et i_{qs} et la fréquence de glissement ω_{s1} comme variables de commande.

Avec les conditions (III-1) du contrôle par orientation du flux et en considérant la valeur nominale R_{rN} de R_r , le modèle (III-29) deviendra :

$$\begin{aligned} \frac{1}{\alpha_N} \cdot \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{dr} &= M_q i_{ds} \\ \omega_{s1} &= \frac{\alpha_N M_q}{\Phi_{dr}} i_{qs} = \omega_s - P_m \cdot \Omega_r = \frac{R_{rN} \cdot T_e}{P_m \cdot \Phi_{dr}^2} \\ T_e &= \frac{P_m \cdot M_q}{L_r} \cdot \Phi_{dr} \cdot i_{qs} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} &= \frac{T_e}{J} - \frac{f}{J} \cdot \Omega_r - \frac{T_1}{J} \end{aligned} \quad (\text{III-30})$$

α_N étant toujours égale à R_{rN}/L_r

III-1-3-1 Commande directe par orientation du flux:

Le flux dans cette commande doit être régulé par une boucle de contre-réaction, il doit être mesuré ou estimé.

Le schéma-bloc de la commande directe en courant de la vitesse du moteur par orientation du flux est représenté sur la figure III-12 où le flux rotorique est estimé par l'observateur représenté sur la figure (III-2)

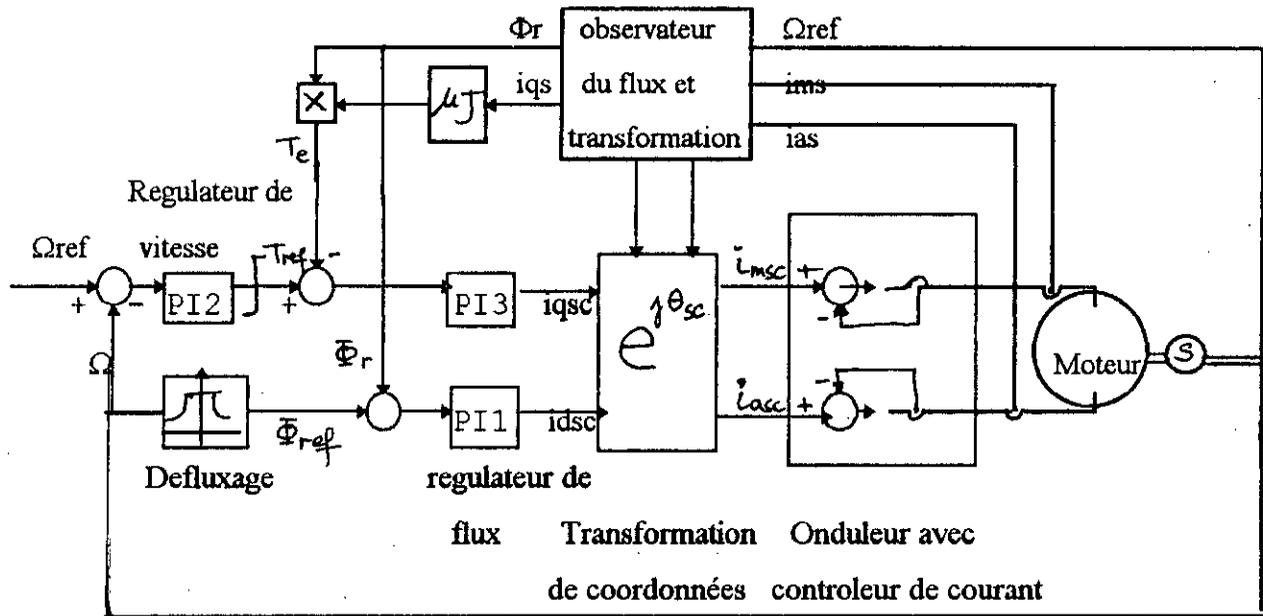


Figure III-12: Schéma-bloc de la commande directe en courant par orientation du flux

III-3-1-2 Commande indirecte:

Considérons le flux rotorique Φ_{ref} et le couple T_{ref} comme référence de commande. Si nous inversons le modèle (III-30) nous obtenons:

$$\begin{aligned}
 i_{dsc} &= \frac{1}{M_q} \left(\frac{1}{\alpha_N} \frac{d\Phi_{ref}}{dt} + \Phi_{ref} \right) \\
 i_{qsc} &= \frac{L_r T_{ref}}{P_m M_q \Phi_{ref}} \\
 \omega_{rc} &= \frac{\alpha_N M_q}{\Phi_{ref}} i_{qsc} \\
 \omega_{sc} &= \omega_{rc} + P_m \Omega_r
 \end{aligned}
 \tag{III-31}$$

Les courants sinusoïdaux de référence pour les contrôleurs de courant sont donnés par:

$$\begin{bmatrix} i_{msc} \\ i_{asc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_{sc} & -\sin \theta_{sc} \\ \sin \theta_{sc} & \cos \theta_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dsc} \\ i_{qsc} \end{bmatrix}$$

$$\theta_{sc} = \int_i w_{sc} d\tau$$

(III-32)

Le schéma-bloc de la commande indirecte en courant de la vitesse par orientation du flux est représenté sur la figure III-13.

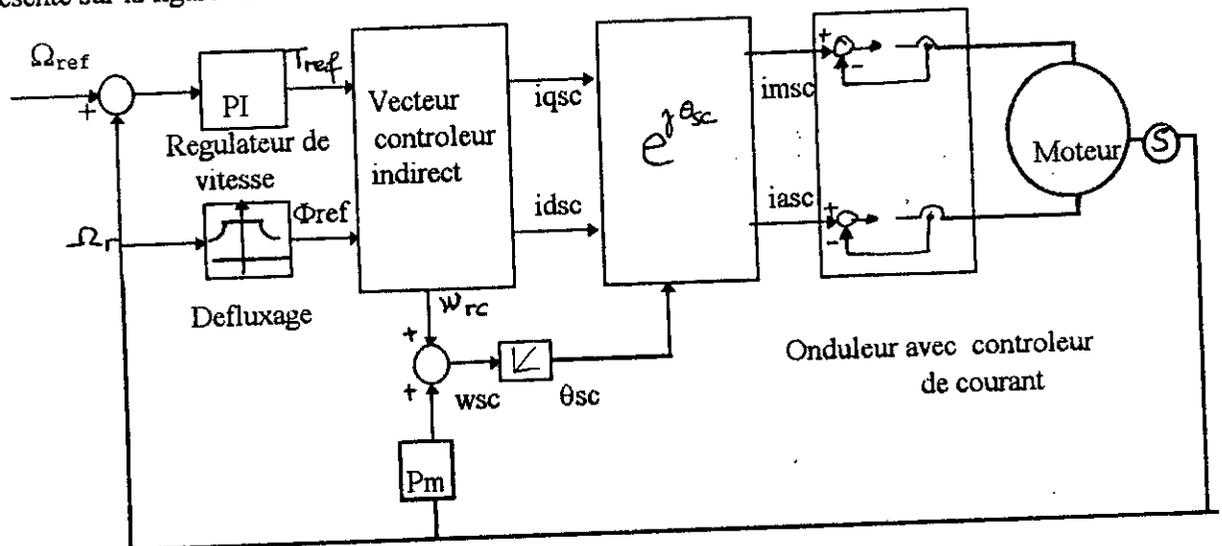


FIGURE III-13: Schéma-bloc de la commande indirecte par orientation du flux rotorique

Simulation:

Comme commande en courant par orientation du flux rotorique, nous avons simulé la commande indirecte pour la machine symétrique A et pour la machine dissymétrique B. Pour une première approximation, nous devons supposer des circuits de réglage des courants statoriques idéales, en négligeant les petits retards induits. Ainsi, nous pouvons supposer que les courants statoriques sont imposés en amplitude et en fréquence par les valeurs de consignes i_{msc} et i_{asc} ($i_{ms} = i_{msc}$, $i_{as} = i_{asc}$ et $w_{s1} = w_{rc}$).

En premier, nous avons simulé le comportement de la machine A en l'absence de toutes erreurs sur ses paramètres. Le résultat de simulation est montré sur la figure III-14. Nous observons à partir de cette figure que les erreurs en régime permanent sont nulles et que les réponses transitoires du flux et de la vitesse présentent des petits dépassements dus aux processus de limitations des grandeurs de commande.

En jouant sur les paramètres du régulateur PI, nous devons faire un compromis entre la bonne réponse transitoire sans dépassement et la rapidité de la réponse du système actionneur en boucle fermée.

Le couple électromagnétique suit parfaitement le couple de référence calculé par le seul régulateur PI de la vitesse qui existe dans la chaîne de commande. Le découplage entre le flux et le couple électromagnétique développé par la machine est toujours assuré. Nous remarquons aussi que le courant dans une phase statorique reste inférieur à une valeur limite fixée.

En second, nous avons simulé le comportement de la machine pour les variations de la résistance rotorique de 50% de sa valeur nominale (voir figure III-15). Nous remarquons que le découplage entre le flux et le couple électromagnétique est perdu pour les inversions de la vitesse, que le couple développé suit la référence avec une erreur non nulle et que la vitesse présente des dépassements un peu plus importants pour une résistance rotorique égale à la moitié de sa valeur nominale, et un temps de réponse plus lent pour une résistance rotorique égale à 1.5 fois la valeur nominale.

Nous avons simulé également un démarrage à vide suivi d'une mise en charge instantanée (échelon de 0.2 N.m) 0.5 secondes plus tard.

La figure III-16 montre le résultat de cette simulation. Nous constatons que cette commande est robuste vis à vis des perturbations de mise en charge : la prise en considération de cette perturbation se fait après un certain temps et le système actionneur se comporte alors comme s'il n'y avait plus de perturbations.

Le comportement de la machine dissymétrique B est simulé sur la figure III-18 à vide et sans variations de la résistance rotorique, et sur la figure III-19 pour un couple résistant valant le couple nominal après l'instant 0.5 secondes.

Les mêmes remarques citées pour la machine A sont valables pour la machine B sauf que pour la perturbation de mise en charge, le temps que met la vitesse de la machine pour réatteindre la référence est trop lent. Pour remédier à ça nous avons pensé à une commande de la vitesse par régulateur P avec observateur de perturbation appelée encore commande avec modèle [52].

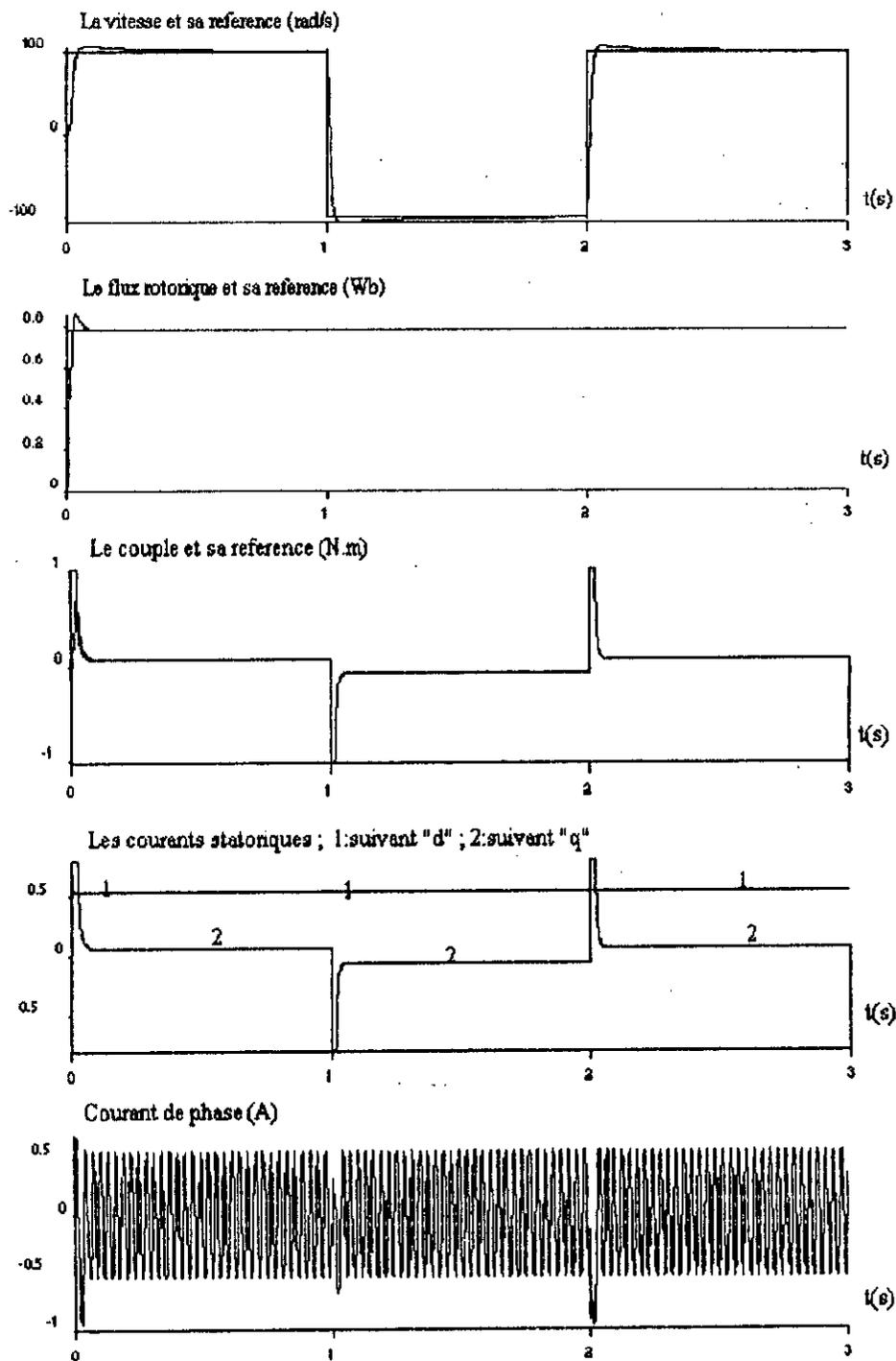


Figure III-14: Commande indirecte en courant par orientation du flux rotorique de la machine A sans perturbations

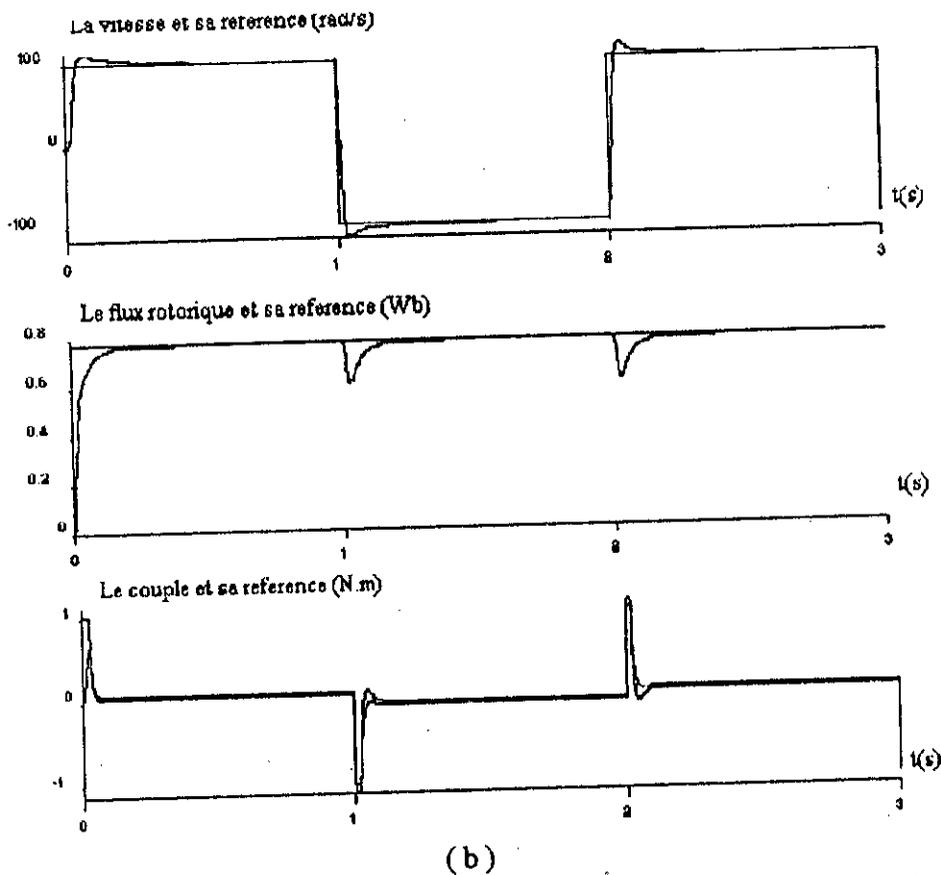
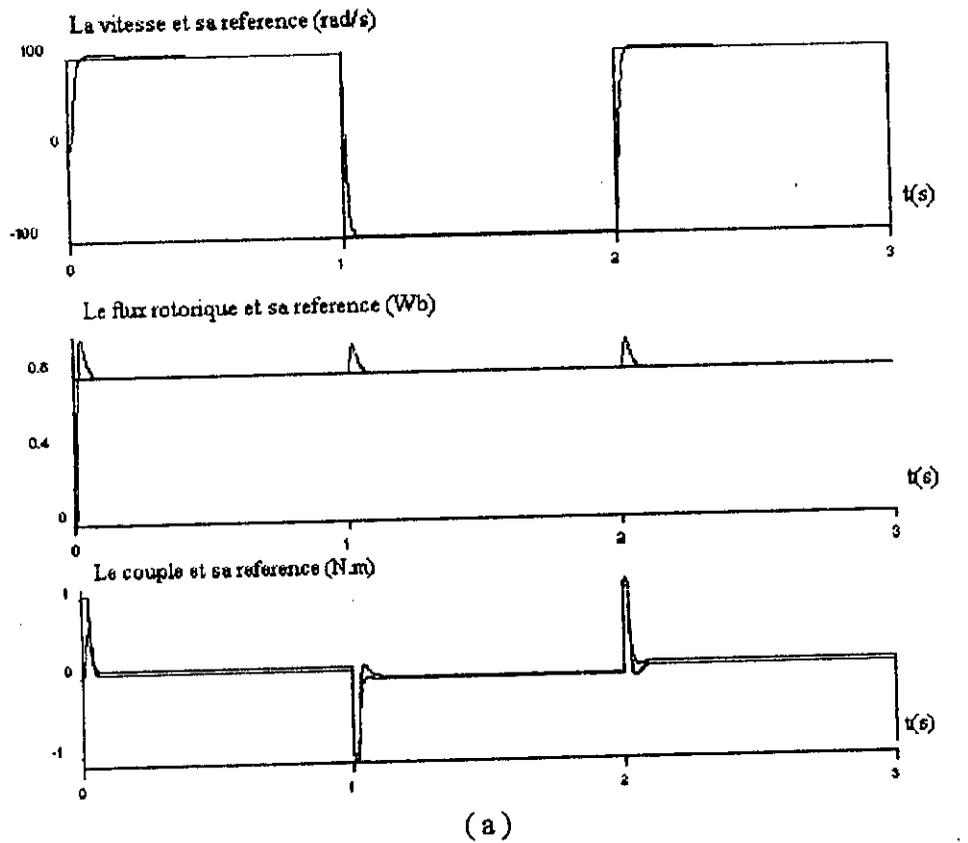


Figure III-15: Simulation de la variation de la resistance rotorique de 50% de sa valeur nominale (machine A)

(a) : $R_r = 1.5.R_{rN}$; (b) : $R_r = 0.5R_{rN}$

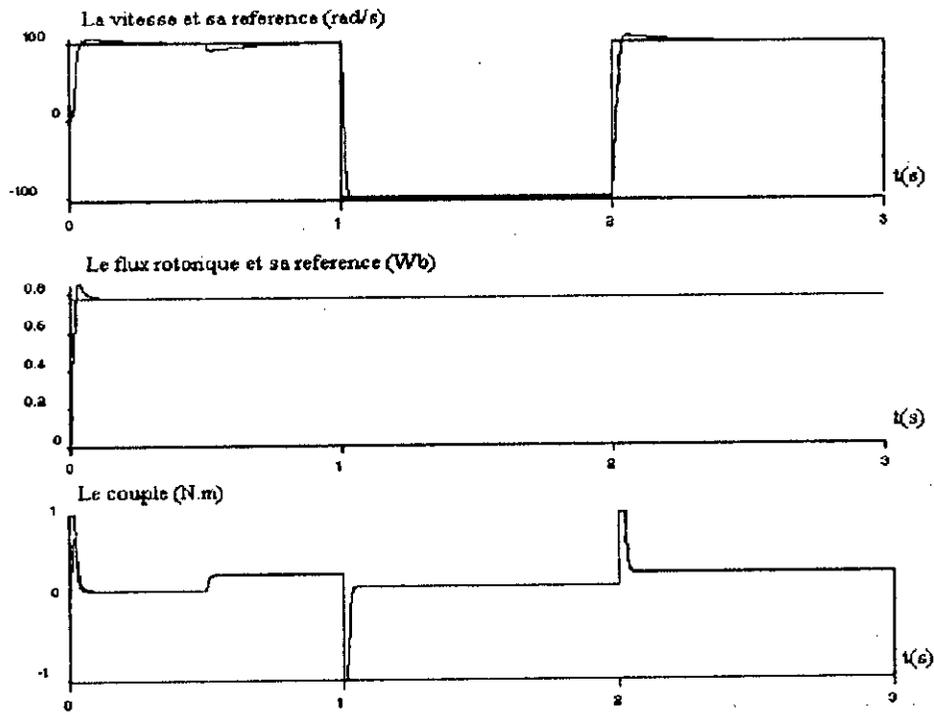


Figure III-16: Reponse du systeme A suite à une perturbation de charge à l'instant 0.5 secondes

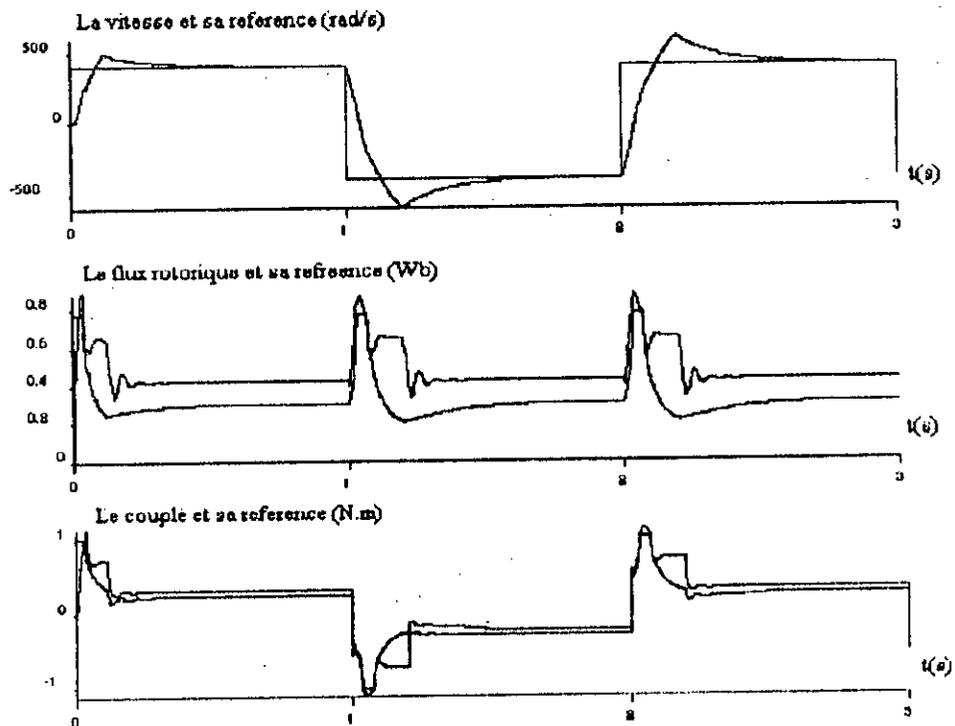


Figure III-17: Reponse du systeme suite à une inversion de vitesse dans la region de defluxage

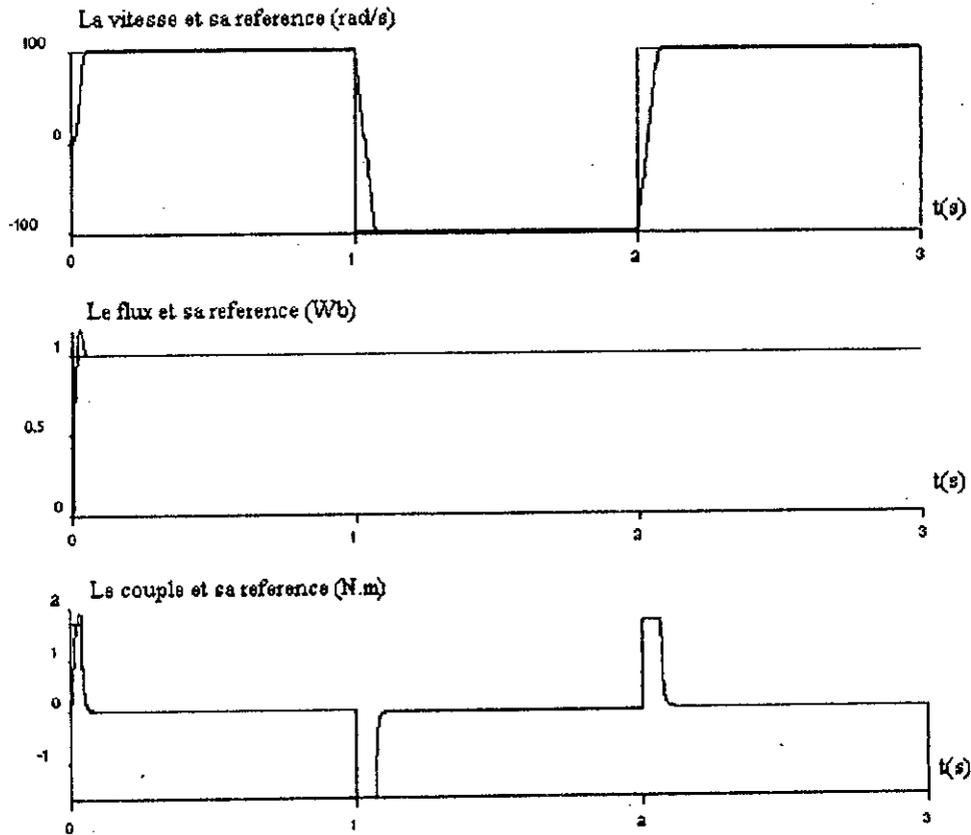


Figure III-18 : Commande indirecte par orientation du flux appliquée à la machine B pour une inversion de vitesse

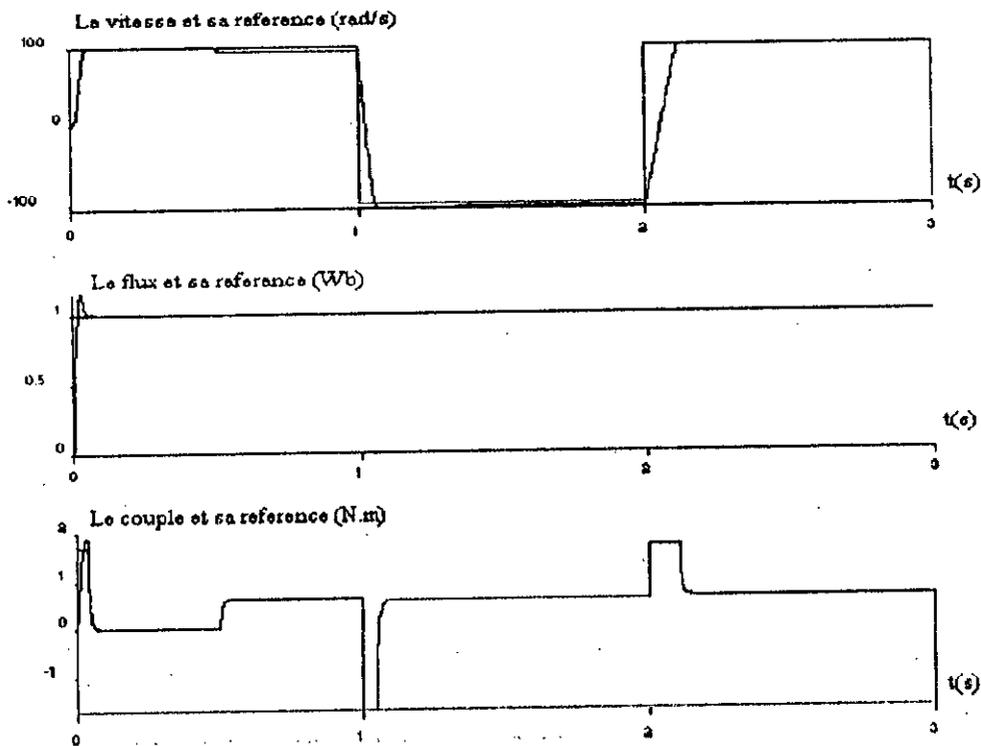


Figure III-19 :Reponse du systeme B suite à une perturbation de charge à l'instant 0.5 secondes

III-1-3-3: Commande avec modèle:**Caracteristiques generales: [52]**

L'introduction dans un système de commande, d'une boucle secondaire et d'un modèle du processus à commander, permet de séparer les tâches d'asservissement et de régulation.

L'asservissement, autrement dit le suivi des variations de la variable de référence, est en effet assuré par le système de commande principal, alors que la régulation, c'est à dire le rejet ou au moins l'atténuation de l'effet de perturbations qui affectent le processus réel est prise en charge par la boucle secondaire sans que cela modifie les caractéristiques dynamiques de l'asservissement. L'un des schémas de commande avec modèle utilise un « observateur de perturbations », qui contraint la sortie du système réel à suivre celle du modèle de référence (figure III-20).

Si la modélisation est exacte ($G_s=M$), on obtient aisément :

$$U_s = \frac{K_0 M}{1 + K_0 M} U_p \quad (\text{III-33})$$

ce qui montre que U_s est une estimée de la perturbation U_p , fournie par un estimateur de fonction de transfert :

$$H(S) = \frac{K_0 M}{1 + K_0 M} \quad (\text{III-34})$$

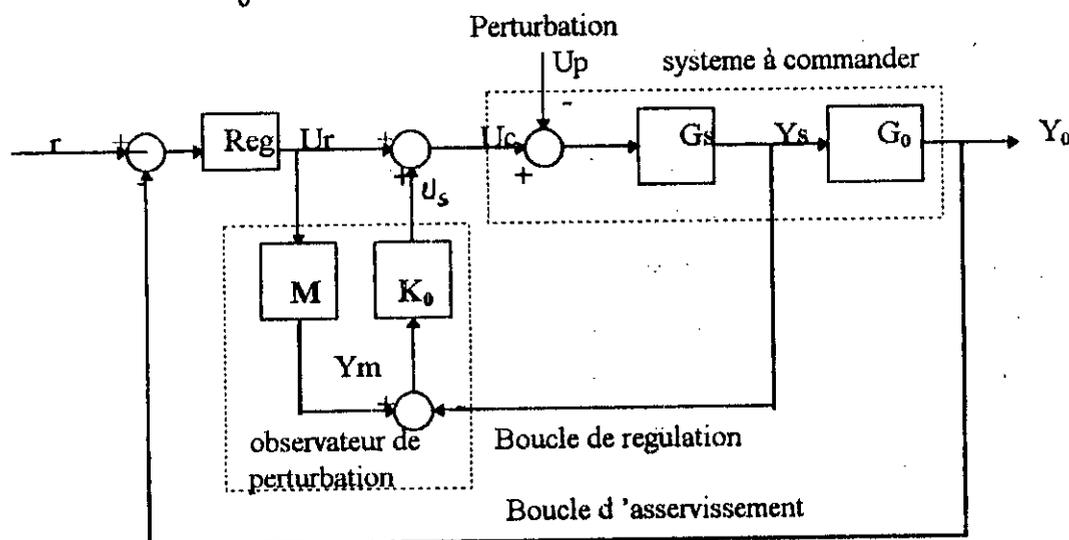


Figure III-20: Schéma de commande avec observateur

$M (\cong G_s)$ est un modèle du système à commander
 U_s est une estimée de la perturbation U_p

Application à la commande en courant de la machine monophasée:

Dans ce cas, Y_0 est la vitesse ($G_0=1$). La grandeur de commande, U_r , est le couple de référence T_{ref} , et la grandeur perturbatrice, U_p , est le couple de charge résistant T_l .

Pour l'estimation de la perturbation U_p , nous utilisons un modèle de référence et un modèle ajustable.

La modèle ajustable est obtenu, en supposant que le flux est établie à sa valeur nominale et que le couple de référence est atteint :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = -\frac{f}{J}\Omega_r + \frac{T_{ref}}{J} \quad (\text{III-35})$$

Les effets liés aux erreurs de modélisation sont considérées comme des perturbations affectant le processus. Si nous pouvons négliger la réaction interne du processus f , la fonction de transfert du modèle de référence est un intégrateur. Par conséquent, l'estimateur $H(S)$ est un filtre passe bas:

$$H(S) = \frac{1}{1 + J/K_0 S} \quad (\text{III-36})$$

Pour avoir une grande sensibilité aux perturbations, nous choisissons K_0 , réel, suffisamment grand. Ceci pour ce qui est de la boucle de régulation.

Pour la boucle d'asservissement, la grandeur T_{ref} est obtenue à partir d'un régulateur à action proportionnelle. Les entrées de commande du moteur sont ceux de la commande par flux orienté indirecte:

$$\begin{aligned} i_{qsc} &= \frac{L_r T_{ref}}{P_m M_q \Phi_{ref}} \\ i_{dsc} &= \frac{\Phi_{ref}}{M_q} \\ \omega_{s1c} &= \frac{\alpha N i_{qsc}}{i_{dsc}} \\ \text{et } \omega_{sc} &= \omega_{scl} + P_m \Omega_r \end{aligned} \quad (\text{III-37})$$

Les courants de référence i_{msc} et i_{asc} sont données dans (III-32)

Le schéma-bloc englobant les deux boucles de commande est représenté sur la figure III-21.

Le coefficient de frottement est pris en considération dans ce schéma.

Le système (III-39) avec les paramètres nominaux peut être écrit sous la forme compacte comme:

$$x' = f(x) + g_d(x) \cdot e_{ds} + g_q(x) \cdot e_{qs} \quad (\text{III-40})$$

avec $f(x) = (f_1(x), f_2(x), f_3(x), f_4(x))^T$

où

$$f_1(x) = \mu \cdot \Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \frac{f}{J} \cdot \Omega_r - \frac{T_{1N}}{J}$$

$$f_2(x) = -\alpha_N \cdot \Phi_{dr} + \alpha_N \cdot M \cdot i_{ds}$$

$$f_3(x) = -\gamma_N \cdot i_{ds} + \alpha_N \cdot \beta \cdot \Phi_{dr} + P_m \cdot \Omega_r \cdot i_{qs} + \frac{\alpha_N M i_{qs}^2}{\Phi_{dr}}$$

$$f_4(x) = -\gamma_N \cdot i_{qs} - \beta \cdot P_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_{dr} - P_m \cdot \Omega_r \cdot i_{ds} - \frac{\alpha_N M i_{ds} i_{qs}}{\Phi_{dr}}$$

avec α_N et γ_N sont donnés par (III-2')

$$g_d(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad g_q(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \end{bmatrix} \quad (\text{III-41})$$

Notre machine asynchrone monophasée fait bien partie de la classe de systèmes non linéaires (III-38).

La notation suivante est utilisée pour désigner la dérivée directionnelle (ou dérivée de Lie) de la fonction d'état

$$\Phi(x) = R^n \rightarrow R$$

$$f(x) = (f_1(x), f_2(x), \dots, f_n(x))^T$$

$$L_f \Phi = \sum_{i=1}^n \frac{\partial \Phi}{\partial x_i} \cdot f_i(x)$$

$$L_f^i \Phi = L_f(L_f^{(i-1)} \Phi)$$

Les sorties à contrôler sont Ω_r et Φ_{dr} .

Définissons le changement de variables suivant:

$$\begin{aligned}
Y_1 &= \Phi_1(x) = \Omega \\
Y_2 &= L_f \Phi_1(x) = \mu \Phi_{dr} i_{qs} - \frac{f}{J} \Omega_r - \frac{T_{IN}}{J} = f_1(x) \\
Y_3 &= \Phi_2(x) = \Phi_{dr} \\
Y_4 &= L_f \Phi_2(x) = -\alpha_N \Phi_{dr} + \alpha_N M i_{ds} = f_2(x)
\end{aligned} \tag{III-42}$$

Les dynamiques du moteur à induction avec les paramètres nominaux et les nouvelles coordonnées sont données par

$$\begin{aligned}
\dot{Y}_1 &= Y_2 \\
\dot{Y}_2 &= L_f^2 \Phi_1 + L_{gd} L_f \Phi_1 \cdot e_{ds} + L_{gd} L_f \Phi_1 \cdot e_{qs} \\
\dot{Y}_3 &= Y_4 \\
\dot{Y}_4 &= L_f^2 \Phi_2 + L_{gd} L_f \Phi_2 e_{ds} + L_{gd} L_f \Phi_2 e_{qs}
\end{aligned} \tag{III-43}$$

Le système (III-43) peut être réécrit sous la forme:

$$\begin{bmatrix} \ddot{y}_1 \\ \ddot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 \Phi_1 \\ L_f^2 \Phi_2 \end{bmatrix} + D(x) \begin{bmatrix} e_{ds} \\ e_{qs} \end{bmatrix} \tag{III-44}$$

avec

$$\begin{aligned}
L_f^2 \Phi_1 &= -\frac{f}{J} f_1(x) + \mu (i_{qs} f_2(x) + \Phi_{dr} f_4(x)) \\
L_f^2 \Phi_2 &= \alpha_N (M f_3(x) - f_2(x))
\end{aligned} \tag{III-45}$$

La matrice $D(x)$ est appelée matrice de découplage. Elle est donnée par :

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{gd}L_f\Phi_1 & L_{gq}L_f\Phi_1 \\ L_{gd}L_f\Phi_2 & L_{gq}L_f\Phi_2 \end{bmatrix}$$

$$D(x) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\mu\Phi_{dr}}{\sigma L_s} \\ \frac{\alpha_N M}{\sigma L_s} & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-46})$$

La commande linéarisante est donc donnée par:

$$\begin{bmatrix} e_{ds} \\ e_{qs} \end{bmatrix} = D^{-1}(x) \begin{bmatrix} -L_f^2\Phi_1 \\ -L_f^2\Phi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} \quad (\text{III-47})$$

d'où le système d'équations (III-43) deviendra :

$$\begin{aligned} \dot{Y}_1 &= Y_2 \\ \dot{Y}_2 &= V_a \\ \dot{Y}_3 &= Y_4 \\ \dot{Y}_4 &= V_b \end{aligned} \quad (\text{III-48})$$

ainsi, notre système est divisé en deux sous systèmes linéaires et découplés. Les nouvelles entrées de commande V_a et V_b sont déterminées par retour d'état et sont définies par [44]:

$$\begin{aligned} V_a &= -k_{a1}(\Omega_r - \Omega_{ref}) - k_{a2} \left(\mu\Phi_{dr}i_{qs} - \frac{f\Omega_r}{J} - \frac{T_{LN}}{J} - \dot{\Omega}_{ref} \right) + \ddot{\Omega}_{ref} \\ V_b &= -k_{b1}(\Phi_{dr} - \Phi_{ref}) - k_{b2} \left(\alpha_N Mi_{ds} - \alpha_N \dot{\Phi}_{ref} \right) + \ddot{\Phi}_{ref} \end{aligned} \quad (\text{III-49})$$

où k_{a1} , k_{a2} , k_{b1} , et k_{b2} sont des constantes déterminées dans l'ordre de faire des systèmes découplés du second ordre

$$\begin{aligned} \frac{d^2}{dt^2}(\Omega_r - \Omega_{ref}) &= -k_{a1}(\Omega_r - \Omega_{ref}) - k_{a2} \frac{d}{dt}(\Omega_r - \Omega_{ref}) \\ \frac{d^2}{dt^2}(\Phi_{dr} - \Phi_{ref}) &= -k_{b1}(\Phi_{dr} - \Phi_{ref}) - k_{b2} \frac{d}{dt}(\Phi_{dr} - \Phi_{ref}) \end{aligned} \quad (\text{III-50})$$

des systèmes asymptotiquement stables.

Le problème de la commande par retour d'état est tel que des erreurs au repos peuvent se produire [44]. Ceci est dû d'une part à l'incertitude du modèle mathématique du système, et d'autres part aux variations dans les paramètres du système.

Pour pallier à ces problèmes nous devons ajouter aux entrées de commande V_a et V_b une action intégrale. Pour ça, revenons aux deux sous systèmes (III-48).

Le calcul de l'entrée de commande V_a est fait en utilisant le sous système

$$\begin{aligned}\dot{Y}_1 &= Y_2 \\ \dot{Y}_2 &= V_a\end{aligned}\tag{III-51}$$

Celui-ci peut être écrit sous forme matricielle comme:

$$\begin{aligned}\dot{X} &= A.X + B.U \\ Y &= C.X\end{aligned}$$

avec $X = \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix}$, $A = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$, $B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$

$$U = V_a \text{ et } c = (1 \ 0)\tag{III-52}$$

Le signal de commande avec action intégrale est donné par :

$$U = -K.X + K_i.X_i\tag{III-53}$$

$$\text{avec } \dot{X}_i = (r - C.X) = r - Y\tag{III-54}$$

où r est le signal de référence désiré (dans ce cas c'est Ω_{ref}) et Y la vitesse rotorique.

Ainsi, le système en boucle fermée deviendra

$$\dot{X} = (A - BK)X + BK_i X_i\tag{III-55}$$

Pour déterminer K et K_i nous augmentons le degré de notre système en lui ajoutant l'équation (III-54)

[51] comme suit :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \\ \dot{X}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ X_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} U + \begin{bmatrix} 0 \\ r \end{bmatrix}\tag{III-56}$$

qui est de la forme

$$\dot{X}^* = A^* \cdot X^* + B^* \cdot U + R^* \quad (\text{III-57})$$

$$\text{avec } U = -K^* \cdot X^* \quad (\text{III-58})$$

$$\text{où } K^* = (K, K_i)$$

En utilisant la commande PLACE de MATLAB du système élargi (III-56) avec un vecteur de valeurs propres égal à $P^* = (-100, -200, -600)^T$

nous obtenons le vecteur K et la valeur de K_i

$$K = (0.11e+6, 0.0006e+6) \quad \text{et} \quad K_i = 6e+6 \quad (\text{III-59})$$

qui donneront les performances désirées

Nous procédons de la même manière pour la détermination de V_b puisque les deux sous systèmes sont identiques.

Ainsi

$$V_a = -k_{a1} \Omega_r - k_{a2} \dot{\Omega}_r + K_{ia} X_{ia} \quad (\text{III-60})$$

$$\dot{X}_{ia} = \Omega_{ref} - \Omega_r$$

et

$$V_b = -k_{b1} \Phi_d - k_{b2} \dot{\Phi}_d + k_{ib} \cdot X_{ib} \quad (\text{III-61})$$

$$\dot{X}_{ib} = \Phi_{ref} - \Phi_d$$

$$\text{avec } K_{a1} = K_{b1} = 0.11e+6, \quad K_{a2} = K_{b2} = 0.0006e+6 \quad \text{et} \quad K_{ia} = K_{ib} = K_i = 6e+6$$

III-2-3 Commande en courant avec linearisation exacte et decouplage entre la vitesse et le flux par retour d'état non lineaire:

Considerons le modèle de la machine sans condensateur supposée alimentée en courant avec les paramètres nominaux dans un référentiel lié au stator. Ce modèle est donné à partir des équations (III-25) par:

$$\begin{aligned}
\frac{d\Phi_m}{dt} &= -\alpha_N \Phi_m - P_m \Omega \Phi_a + \alpha_N M_d i_m \\
\frac{d\Phi_a}{dt} &= P_m \Omega \Phi_m - \alpha_N \Phi_a + \alpha_N M_q i_a \\
\frac{d\Omega}{dt} &= \frac{-f}{J} \Omega + \frac{1}{J} (T_e - T_{IN}) \\
T_e &= \frac{P_m}{L_r} (M_q \Phi_m i_a - M_d \Phi_a i_m)
\end{aligned} \tag{III-62}$$

où α_N est donné dans (III-2')

Soit $\Phi_r = \sqrt{\Phi_m^2 + \Phi_a^2}$, le flux rotorique de la machine

D'après le modèle (III-62) de la machine, nous voyons bien que le flux Φ_r et la vitesse Ω sont couplés.

Pour découpler le contrôle de Φ_r et Ω nous procédons aux étapes suivantes :

$$\frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{1}{\Phi_r} \left(\Phi_m \cdot \frac{d\Phi_m}{dt} + \Phi_a \cdot \frac{d\Phi_a}{dt} \right) \tag{III-63}$$

Si nous posons:

$$\begin{aligned}
A &= \frac{M_d}{M_q} \\
\text{et} \\
\mu_q &= \frac{P_m \cdot M_q}{J \cdot L_r}
\end{aligned} \tag{III-64}$$

Nous obtenons

$$\begin{aligned}
\frac{d\Phi_r}{dt} &= -\alpha_N \cdot \Phi_r + \frac{\alpha_N \cdot M_q}{\Phi_r} (\Phi_m \cdot (A \cdot i_m) + \Phi_a \cdot i_a) \\
\frac{d\Omega}{dt} &= \frac{P_m \cdot M_q}{J \cdot L_r} (\Phi_m \cdot i_a - \Phi_a \cdot (A \cdot i_a)) - \frac{f}{J} \cdot \Omega - \frac{T_{IN}}{J}
\end{aligned} \tag{III-65}$$

En écrivant ces deux équations sous forme matricielle, nous aurons :

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Phi_r}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\alpha_N \cdot \Phi_r \\ -\frac{f}{J} \cdot \Omega - \frac{T_{IN}}{J} \end{bmatrix} + D \begin{bmatrix} A i_m \\ i_a \end{bmatrix} \tag{III-66}$$

La matrice D étant définie par

$$D = \begin{bmatrix} \frac{\alpha_N \cdot M_q \cdot \Omega_m}{\Phi_r} & \frac{\alpha_N \cdot M_q \cdot \Phi_a}{\Phi_r} \\ -\mu_q \cdot \Phi_a & \mu_q \cdot \Phi_m \end{bmatrix} \tag{III-67}$$

Pour découpler et linéariser le système, considérons le retour d'état non linéaire suivant:

$$\begin{bmatrix} Ai_m \\ i_a \end{bmatrix} = D^{-1} \left[\begin{bmatrix} \alpha_N \cdot \Phi_r \\ \frac{f}{J} \cdot \Omega_r + \frac{T_l}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} \right] \quad (\text{III-68})$$

où $V=(V_a, V_b)^T$ est le nouveau vecteur d'entrée et de ce fait, le système en boucle fermée devient:

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_r}{dt} &= V_a \\ \frac{d\Omega_r}{dt} &= V_b \end{aligned} \quad (\text{III-69})$$

Le déterminant de la matrice de découplage D est donné par:

$$D = \alpha_N \cdot M_q \cdot \mu_q \cdot \Phi_r$$

D^{-1} étant donnée par:

$$D^{-1} = \frac{1}{\alpha_N \cdot M_q \cdot \mu_q \cdot \Phi_r} \begin{bmatrix} \mu_q \cdot \Phi_m & \frac{-\alpha_N \cdot M_q \cdot \Phi_a}{\Phi_r} \\ \mu_q \cdot \Phi_a & \frac{\alpha_N \cdot M_q \cdot \Phi_m}{\Phi_r} \end{bmatrix} \quad (\text{III-70})$$

d'où i_m et i_a sont donnés par :

$$\begin{aligned} i_m &= \frac{1}{\alpha_N \cdot M_q \cdot \mu_q \cdot \Phi_r} \left(\mu_q \cdot \Phi_m \cdot (\alpha_N \cdot \Phi_r + V_a) - \frac{\alpha_N \cdot M_q \cdot \Phi_a}{\Phi_r} \left(\frac{f}{J} \cdot \Omega + \frac{T_{IN}}{J} + V_b \right) \right) \\ i_a &= \frac{1}{\alpha_N \cdot M_q \cdot \mu_q \cdot \Phi_r} \left(\mu_q \cdot \Phi_a \cdot (\alpha_N \cdot \Phi_r + V_a) + \frac{\alpha_N \cdot M_q \cdot \Phi_m}{\Phi_r} \left(\frac{f}{J} \cdot \Omega + \frac{T_{IN}}{J} + V_b \right) \right) \end{aligned} \quad (\text{III-71})$$

La détermination des signaux d'entrée V_a et V_b se fait par retour d'état.

Si nous définissons ces signaux par :

$$\begin{aligned} V_a &= -K_a (\Phi_r - \Phi_{ref}) + \dot{\Phi}_{ref} \\ V_b &= -K_b (\Omega_r - \Omega_{ref}) + \dot{\Omega}_{ref} \end{aligned} \quad (\text{III-72})$$

Le système (III-69) en boucle fermée deviendra alors:

$$\begin{aligned} \frac{d(\Phi_r - \Phi_{ref})}{dt} &= -K_a (\Phi_r - \Phi_{ref}) \\ \frac{d(\Omega_r - \Omega_{ref})}{dt} &= -K_b (\Omega_r - \Omega_{ref}) \end{aligned} \quad (\text{III-73})$$

Nous déterminons K_a et K_b pour que le système linéaire et découplé du premier ordre soit asymptotiquement stable. Cependant, comme pour la commande précédente, nous devons ajouter une action intégrale pour remédier à l'erreur non nulle suite à des variations des paramètres de la machine.

Ainsi:

$$\begin{aligned} & V_a = -K_a \cdot \Phi_r + K_{ia} \cdot X_{ia} \\ \text{avec} \quad & \dot{X}_{ia} = \Phi_{ref} - \Phi_r \end{aligned} \quad (\text{III-74})$$

et

$$\begin{aligned} & V_b = -K_b \cdot \Omega + K_{ib} \cdot X_{ib} \\ \text{avec} \quad & \dot{X}_{ib} = \Omega_{ref} - \Omega \end{aligned} \quad (\text{III-75})$$

où K_a , K_b , K_{ia} , K_{ib} sont déterminés par placement de pôles.

Ajoutons qu'il est nécessaire de prendre certaines précautions pour éviter le phénomène d'emballlement de l'action intégrale.

Les entrées de commande deviendront alors :

$$\begin{aligned} & V_a = -K_a \cdot \Phi_r + X_{ia} \\ \text{avec} \quad & \dot{X}_{ia} = K_{ia} (\Phi_{ref} - \Phi_r) - K_{ia} \cdot e_1 \end{aligned} \quad (\text{III-76})$$

$$\text{où } e_1 = V_a - V_{al}$$

$$\text{et } V_b = -K_b \cdot \Omega + X_{ib}$$

$$\text{avec } \dot{X}_{ib} = K_{ib} (\Omega_{ref} - \Omega) - K_{ib} \cdot e_2 \quad (\text{III-77})$$

$$\text{ou } e_2 = V_b - V_{bl}$$

V_{al} et V_{bl} étant les entrées de commande après insertion des processus de limitation non linéaire dans la chaîne de commande.

K_{ia} et K_{ib} étant choisies telles que [53]

$$2K_{ia} \leq K_{ia} \leq 10K_{ia}; \quad 2K_{ib} \leq K_{ib} \leq 10K_{ib} \quad (\text{III-78})$$

Simulation:

Pour confirmer l'étude théorique de cette commande et mettre en évidence sa robustesse, nous l'avons simulée sur les deux machines A et B.

Sur la figure III-25 nous avons simulé un démarrage à vide de la machine B, suivi d'une mise en charge instantanée (échelon) 0.6 secondes plus tard.

-Le découplage entre le flux rotorique et le couple électromagnétique est complètement assuré.

- La reponse transitoire est bonne
- La prise en consideration de la perturbation de charge est instantanée

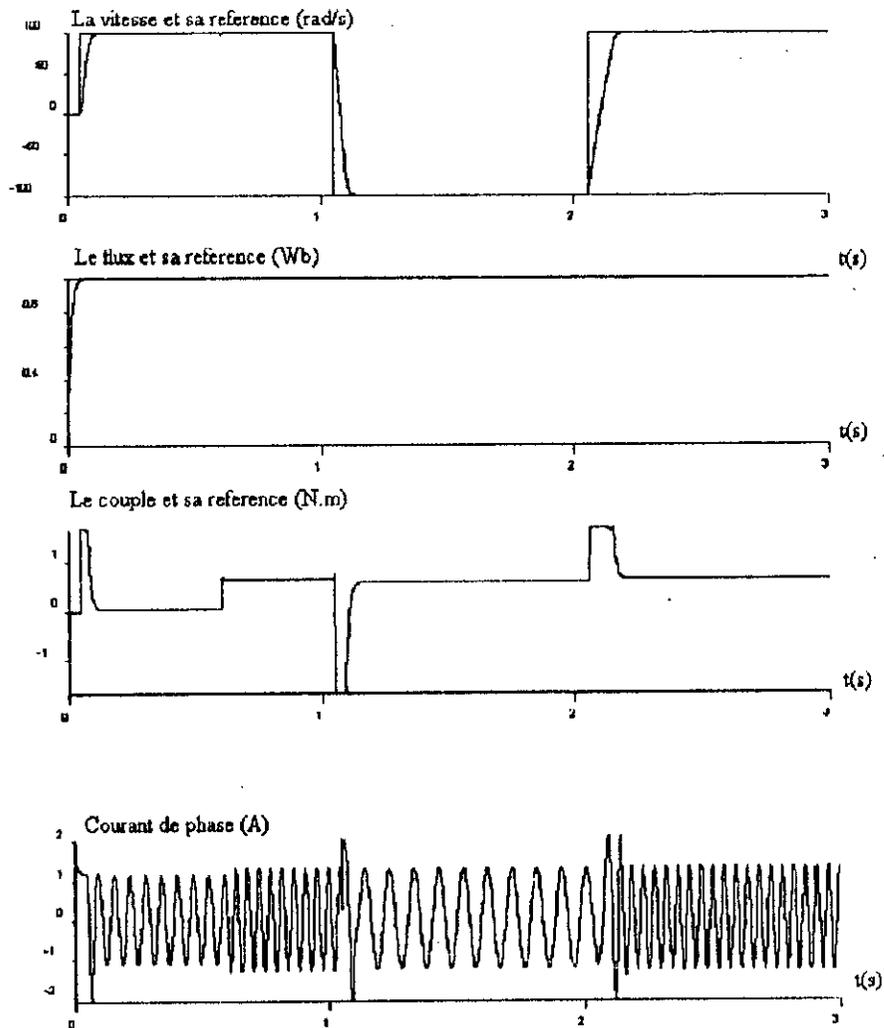


Figure III-25: Reponse du systeme B suite à une perturbation à l'instant 0.6 secondes

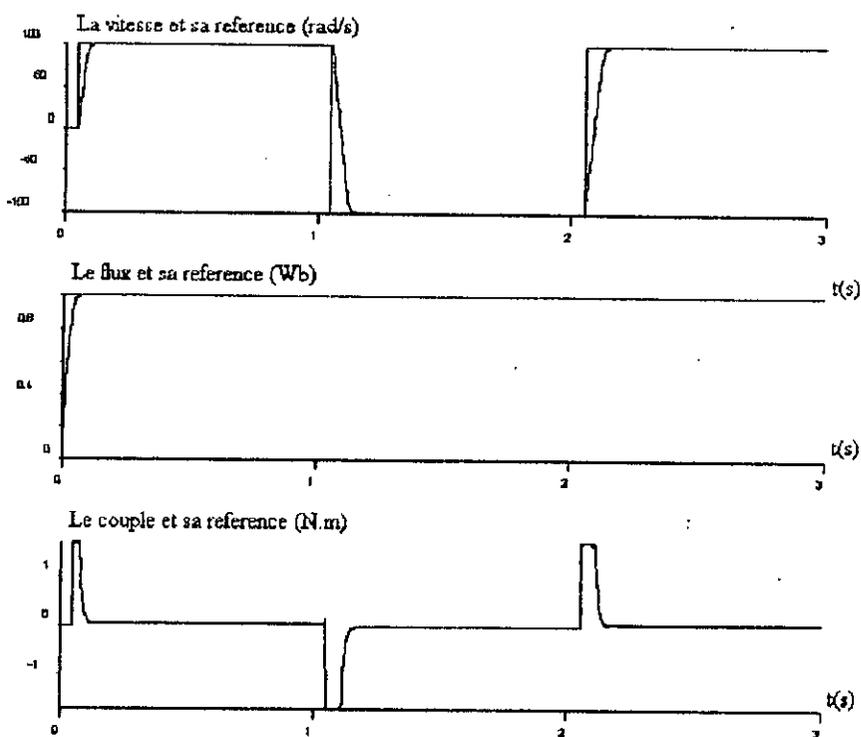


Figure III-26: Simulation de la variation de la resistance rotorique de 50% de sa valeur nominale (machine B)

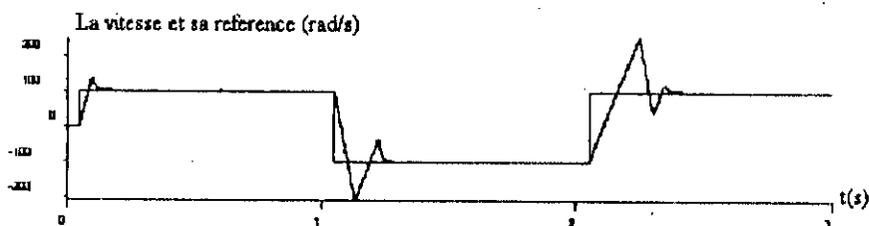


Figure III-27: Simulation du systeme B sans anti-windup

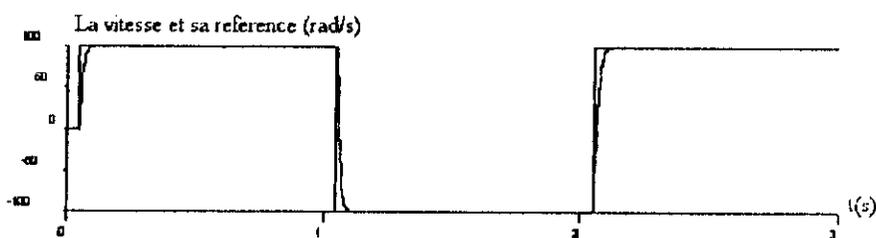


Figure III-28: Reponse du systeme A suite à une perturbation externe

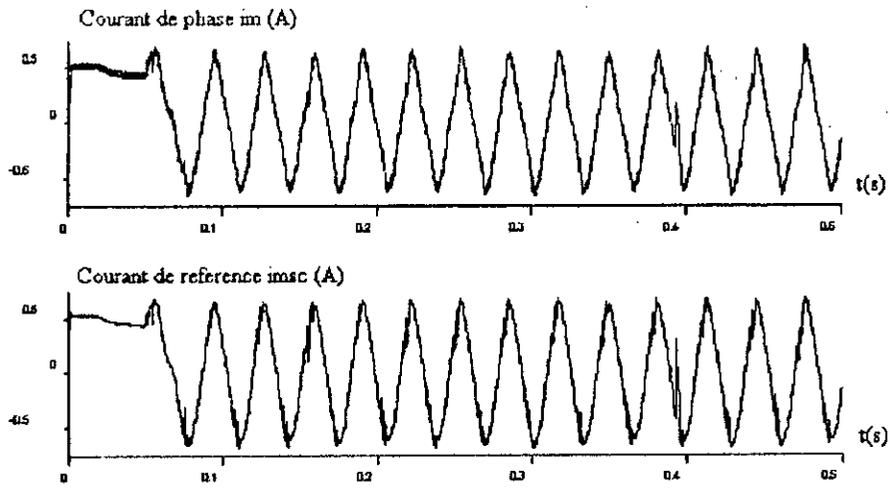


Figure III-29: Le courant de phase et le courant de référence qui lui correspond

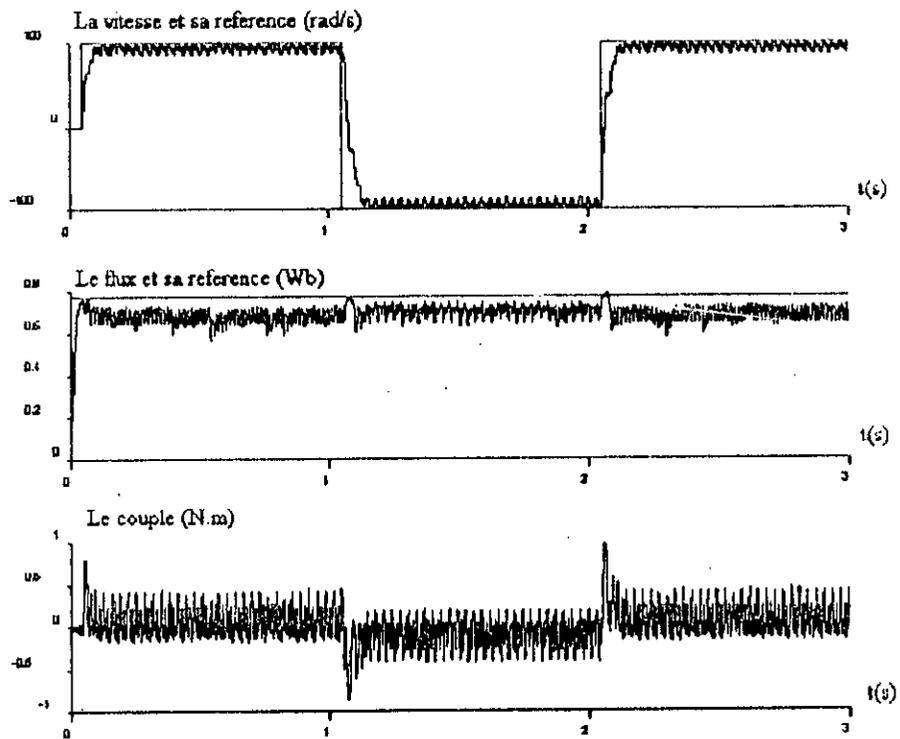


Figure III-30: Reponse de la machine A commandée en courant par bande d'hysteresis

La figure III-26 montre la robustesse de cette commande pour les variations de la résistance rotorique. Pour mettre en évidence l'efficacité du dispositif anti-windup, nous avons présenté sur la figure III-27 la vitesse de la machine B pour une inversion de vitesse et sans anti-windup.

La vitesse de la machine A, pour une inversion de vitesse de 100rad/s à -100 rad/s et inversement et avec l'introduction d'une perturbation de charge à l'instant 0.6 secondes, est représenté sur la figure III-28.

Jusqu'à présent, dans les divers résultats de simulation nous avons considéré le cas idéal, comme si la machine est alimentée directement par les deux courants statoriques sinusoïdaux. En effet, les deux phases de la machine sont alimentées en tension par un onduleur triphasé commandé en courant par bande d'hysteresis de telle sorte à ce que les deux courants circulants dans les deux phases statoriques soient asservis aux courants de référence sinusoïdaux calculée. D'où la nécessité d'un autre processus de limitation non linéaire dans la chaîne de commande. La figure III-29 montre le courant dans la phase principale ms du moteur et le courant de référence qui lui correspond. La vitesse, le flux et le couple électromagnétique sont représentés sur la figure III-30.

En conclusion, nous pouvons dire que la commande par découplage Entrées/Sorties et linéarisation exacte de la machine monophasée a donné de bons résultats dans l'ensemble et qu'elle peut résoudre le problème de contrôle de la vitesse pour la machine dissymétrique quand celle-ci est alimentée par un onduleur commandé en courant par bande d'hysteresis. Cette dernière commande va être rendue adaptative dans la section suivante.

III-3 Commande adaptative:

III-3-1 Principe de la commande adaptative :

Les conditions de découplage vont être violées si les paramètres du système changent après un fonctionnement prolongé [57],[58], ce qui mène à des erreurs de poursuite en régime permanent et des réponses transitoires détériorées. Comme solution, une commande avec modèle de référence est adoptée.

III-3-2 Commande adaptative en courant avec modèle de référence MRAC [1],[58]:

La figure III-31 présente le schéma-bloc de ce type de commande.

La conception d'une loi de commande adaptative adéquate est divisée en deux parties. En premier, un modèle de référence linéaire est choisi pour satisfaire les spécifications dynamiques désirées du système actionneur. Le modèle de référence désiré est donné par [58]:

$$X_M' = A_M X_M + B_M U_M \quad (\text{III-79})$$

$$\Omega_{rM} = C^T X_M \quad (\text{III-80})$$

où

$$X_M = \begin{bmatrix} T_{eM} \\ \Omega_{rM} \end{bmatrix}, \quad A_M = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}, \quad B_M = \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{21} \end{bmatrix}$$

$$C^T = (0 \quad 1), \quad U_M = \Omega_{ref} \quad (\text{III-81})$$

Pour déterminer les composantes de la matrice A_M et le vecteur B_M , nous procédons aux étapes suivantes:

*la relation entre le couple T_{eM} et la vitesse angulaire Ω_{rM} est donnée par l'équation:

$$\frac{d\Omega_{rM}}{dt} = \frac{T_{eM}}{J} - \frac{f}{J} \Omega_{rM} \quad (\text{III-82})$$

d'où

$$a_{21} = 1/J, \quad a_{22} = -f/J \quad \text{et} \quad b_{21} = 0 \quad (\text{III-83})$$

*d'autre part à partir de l'équation (III- 82), nous tirons:

$$T_{eM} = J \frac{d\Omega_{rM}}{dt} + f\Omega_{ref} \quad (\text{III-84})$$

$$\frac{dT_{eM}}{dt} = J \frac{d^2\Omega_{rM}}{dt^2} + f \frac{d\Omega_{rM}}{dt}$$

des équations (III-79) et (III-81), nous aboutirons à:

$$\frac{dT_{eM}}{dt} = a_{11} T_{eM} + a_{12} \Omega_{rM} + b_{11} \Omega_{ref} \quad (\text{III-85})$$

en utilisant les deux équations (III-86), nous obtenons:

$$J \frac{d^2\Omega_{rM}}{dt^2} + f \frac{d\Omega_{rM}}{dt} = a_{11} J \frac{d\Omega_{rM}}{dt} + a_{11} f \Omega_{rM} + a_{12} \Omega_{rM} + b_{11} \Omega_{ref} \quad (\text{III-86})$$

et dans le domaine fréquentiel

$$(JS^2 + fS - a_{11}JS - a_{11}f - a_{12})\Omega_{rM} = b_{11}\Omega_{ref} \quad (\text{III-87})$$

d'où l'obtention du système du second ordre suivant :

$$\begin{aligned} \frac{\Omega_{rM}}{\Omega_{ref}} &= \frac{b_{11}/J}{S^2 + (f/J - a_{11})S - \left(\frac{a_{11}f + a_{12}}{J}\right)} \\ &= \frac{w_0^2}{S^2 + 2\xi w_0 S + w_0^2} \end{aligned} \quad (\text{III-88})$$

où ξ et w_0 sont le coefficient d'amortissement et la pulsation naturelle désirés et de faite ,nous tirerons:

$$\begin{aligned} a_{11} &= f/J - 2\xi w_0 \\ a_{12} &= 2\xi w_0 f - f^2/J - Jw_0^2 \\ b_{11} &= Jw_0^2 \end{aligned} \quad (\text{III-89})$$

Une fois le modèle de référence choisi, les matrices de gains direct et de retour K_u et K_p respectivement vont être déterminées:

En considérant comme entrée le courant i_{qs} que nous allons noter i_{qsc} , le système actionneur ,en regime permanent, est équivalent au système suivant [58]:

$$X_p' = A_p X_p + B_p U_p \quad (\text{III-90})$$

$$U_p = i_{qsc}$$

$$\text{où } X_p = \begin{bmatrix} T_e \\ \Omega_r \end{bmatrix}, \quad A_p = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & 0 \\ \frac{1}{J} & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}, \quad B_p = \begin{bmatrix} \frac{K_g}{\sigma L_s} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III-91})$$

$$\text{avec } K_g = \frac{P_m R_s M^2 i_{dsc}}{L_r} \quad (\text{III-92})$$

De ce faite, les matrices de gains K_p et K_u sont celles définies par la commande avec modèle de référence linéaire (LMFC) [50,51]:

$$\begin{aligned} K_p &= B^+ (A_p - A_M) \\ K_u &= B^+ B_M \\ B^+ &= (B_p^T B_p)^{-1} B_p^T \end{aligned} \quad (\text{III-93})$$

Pour notre moteur:

$$K_u = \frac{\sigma L_s J \omega_0^2}{K_g} \quad (\text{III-94})$$

$$K_p = \frac{\sigma L_s}{K_g} \left(2\xi \omega_0 - f/J - \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad J \omega_0^2 + f^2/J - 2\xi \omega_0 f \right)$$

En second, pour permettre au système actionneur de bien suivre le modèle de reference même en presence de perturbations agissant sur les performances dynamiques du système, un mecanisme adaptatif doit être adopté.

L'entrée de contrôle iqsc est donnée par :

$$i_{qsc} = U_{p1} + U_{p2} \quad (\text{III-95})$$

$$U_{p1} = -K_p X_p + K_u U_M \quad (\text{III-96})$$

$$U_{p2} = \delta K_p(t) X_p + \delta K_u(t) U_M \quad (\text{III-97})$$

U_{p1} étant l'entrée generée par le controleur avec modèle de reference linéaire alors que U_{p2} est le signal d'adaptation generé par le mecanisme adaptatif

Definissons le vecteur erreur dynamique par:

$$e = X_M - X_p \quad (\text{III-98})$$

Le système en boucle fermée équivalent est donné par :

$$e' = A_M e - B_p W_e \quad (\text{III-99})$$

$$\text{où } W_e = \delta K_p X_p + \delta K_u U_M \quad (\text{III-100})$$

On definit aussi le signal erreur de sortie par:

$$v = H e \quad (\text{III-101})$$

Dans l'ordre de faire du système formé par le triplet $\{A_M, B_p, H\}$, un système asymptotiquement hyperstable (theorie d'hyperstabilité de Popov), il faut que la fonction de transfert de la partie linéaire du système soit strictement positive réell. Autrement dit, s'il existe deux matrices symetriques et positives definies P et Q telles que:

$$A_M^T P + P A_M = -Q \quad (\text{III-102})$$

$$H = B_p^T P \quad (\text{III-103})$$

La partie nonlinéaire doit satisfaire l'inégalité de Popov:

$$\int_0^{t_1} v^T W e dt \geq -\gamma^2_0 \quad \text{pour } t_1 \geq 0 \quad (\text{III-104})$$

Cette inegalité admet des solutions de la forme [50,58]:

$$\delta K_p = \int_0^t F v (GX_p)^T d\tau + F' v (GX_p)^T \quad (\text{III-105})$$

$$\delta K_u = \int_0^t M v (NU_M)^T d\tau + M' v (NU_M)^T$$

avec F et M sont les gains integrales, F' et M' sont les gains proportionnels, ces parametres sont choisis positives [58]; N=1 et

$$G = \begin{bmatrix} \beta & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad 0 < \beta < 1$$

Les valeurs peuvent être déterminées par simulation. Cependant, il est à noter que [46]:

-La convergence de l'erreur devient de plus en plus rapide quand F et M augmentent, l'amplitude de l'erreur n'est pas influencée par F et M.

-Quand les gains proportionnels F' et M' augmentent, la convergence diminue et l'amplitude de l'erreur diminue aussi.

Decouplage:

Les conditions de decouplage peuvent être obtenues par:

$$i_{dsc} = \frac{\Phi_{ref}}{M} \quad (\text{III-106})$$

$$w_{slc} = \alpha_N \frac{i_{qsc}}{i_{dsc}} \quad (\text{III-107})$$

et comme $w_{sc} = w_{slc} + P_m \Omega_r$ (III-108)

et $\theta_{sc} = \int_0^t w_{sc} d\tau$ (III-109)

nous avons :

$$i_{msc} = \cos \theta_{sc} i_{dsc} - \sin \theta_{sc} i_{qsc}$$

$$i_{asc} = \sin \theta_{sc} i_{dsc} + \cos \theta_{sc} i_{qsc}$$

(III-110)

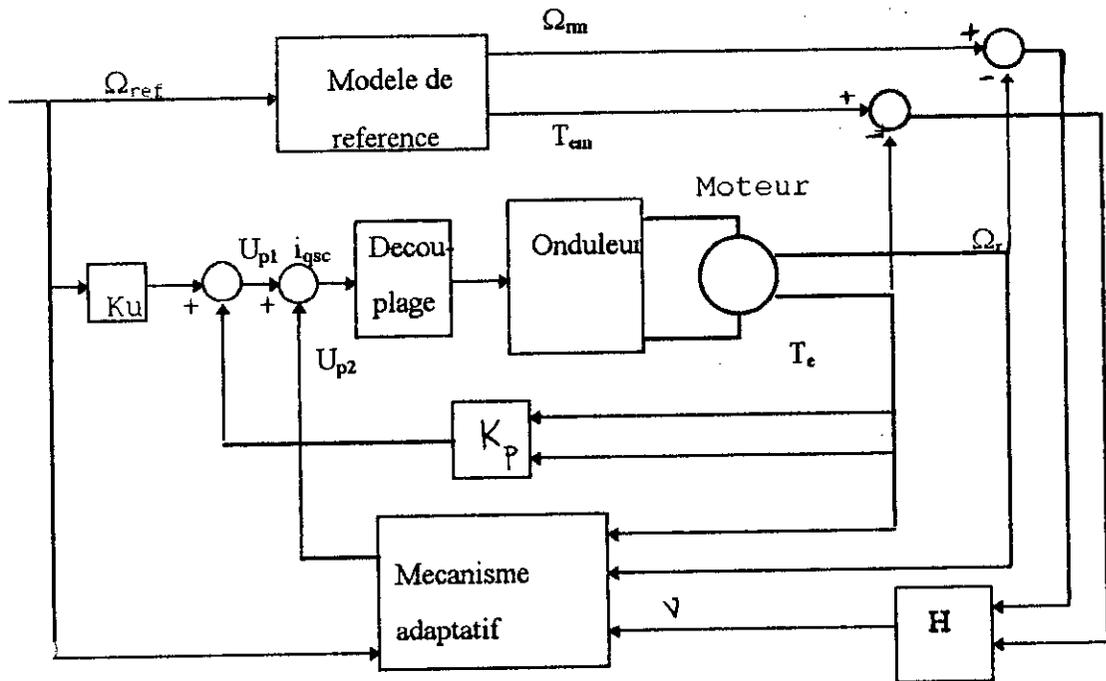


Figure III-31: Contrôle découplé du système actionneur à moteur monophasé en utilisant la MRAC

III-3-3 Commande adaptative en tension avec modèle de reference MRAC:

La commande MRAC appliquée à la machine commandée en tension ne diffère de celle appliquée à la machine commandée en courant que par les condition de découplage.

En plus des lois de découplage (III-107) et (III-108), la commande en tension MRAC exige deux équations additionnelles qui sont nécessaires pour éliminer les termes de couplage.

$$e_{ds} = R_s i_{dsc} - \omega_{sc} \sigma L_s i_{qsc}$$

$$e_{qsc} = R_s i_{qsc} + \omega_{sc} L_s i_{dsc}$$

(III-111)

III-3-4 Commande adaptative SMRAC [1,31]:

En simplifiant lastructure du modèle de reference, celui-ci est choisi:

$$\frac{J}{K} \frac{d\Omega_{rM}}{dt} + \Omega_{rM} = \Omega_{ref} \quad (\text{III-112})$$

C'est un système du premier ordre. Selon la valeur de K , nous pouvons jouer sur le temps de réponse du modèle de référence et par conséquent celui du système actionneur.

Considérant la variable d'état: $X_M = \Omega_{rM}$,

le modèle de référence peut être réécrit sous la forme :

$$X'_M = a_M X_M + b_M U_M \quad (\text{III-113})$$

où

$$a_M = -K/J, \quad b_M = K/J, \quad U_M = \Omega_{ref} \quad (\text{III-114})$$

En ne considérant que l'équation mécanique et considérant comme entrée le couple électromagnétique noté T_{ref} , notre système actionneur est représenté par :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = -f/J \Omega_r + T_{ref}/J \quad (\text{III-115})$$

Soit la variable d'état

$$X_p = \Omega_r$$

l'équation (III-115) peut être réécrite comme:

$$X_p' = a X_p + b U_p \quad (\text{III-116})$$

où

$$a = -f/J, \quad b = 1/J, \quad U_p = T_{ref} \quad (\text{III-117})$$

L'entrée de contrôle T_{ref} est donnée par :

$$T_{ref} = K_f \Omega_{ref} + K_b \Omega_r \quad (\text{III-118})$$

avec $K_f = K_{f0} + \delta K_f \quad (\text{III-119})$

$$K_b = -K_{b0} + \delta K_b \quad (\text{III-120})$$

K_{f0} et K_{b0} sont les gains constants de l'entrée générée par le contrôleur linéaire (LMFC)

$$K_{b0} = b^+ (a - a_M) = K - f \quad (\text{III-121})$$

$$K_{f0} = b^+ b_M = K \quad (\text{III-122})$$

avec $b^+ = (b^T b)^{-1} b^T = J$

Les conditions d'Erzberger

$$\begin{aligned}(I-bb^+)(a_M-a) &= 0 \\ (I-bb^+)b_M &= 0\end{aligned}\tag{III-123}$$

sont toujours vérifiées car $bb^+=1$

d'où une bonne poursuite du modèle de référence.

δK_b et δK_f sont les gains adaptatifs résultant des effets de changements des paramètres internes du moteur et des perturbations externes agissant sur celui-ci, ils sont donnés par :

$$\delta K_b = \int_0^t M v \Omega_r d\tau + L v \Omega_r\tag{III-124}$$

$$\delta K_f = \int_0^t G v \Omega_{ref} d\tau + F v \Omega_{ref}\tag{III-125}$$

G et M sont positives ; F et L non négatives

v étant donnée par :

$$v = He\tag{III-126}$$

e étant l'erreur dynamique

$$e = X_p - X_M\tag{III-127}$$

H étant donné par la résolution de l'équation de Lyapunov :

$$\begin{aligned}a_M^T P + P a_M &= -Q \\ H &= b^T P\end{aligned}\tag{III-128}$$

Si nous prenons $Q=2K$, nous obtenons $P=J$ et $H=1$

Le schéma-bloc de cette commande est donné sur la figure III-32.

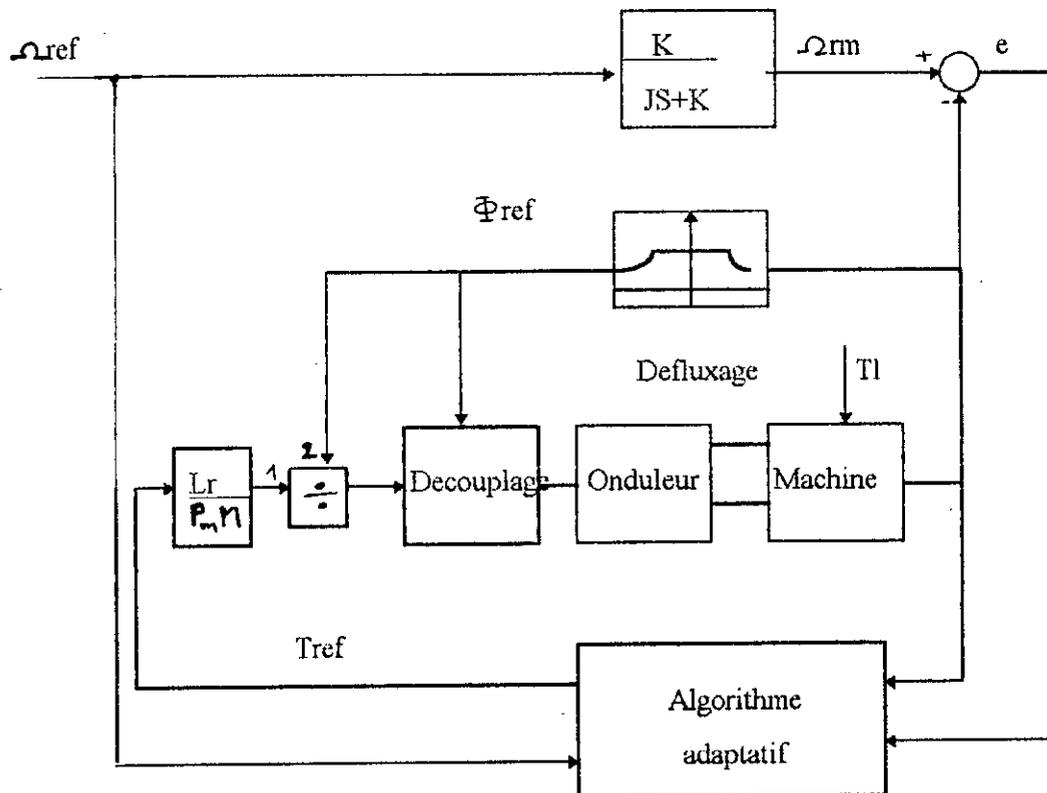


FIGURE III-32: Schema-bloc de la commande adaptative SMRAC

Decouplage:

Pour la commande en courant, les lois de decouplage sont:

$$\begin{aligned}
 i_{qsc} &= \frac{L_r T_{ref}}{P_m M_q \Phi_{ref}} \\
 i_{dsc} &= \frac{\Phi_{ref}}{M_q} \\
 w_{slc} &= \frac{\alpha_N i_{qsc}}{i_{dsc}}
 \end{aligned}
 \tag{III-129}$$

Comme $w_{sc} = w_{slc} + P_m \Omega_r$

et
$$\theta_{sc} = \int_t w_{sc} \cdot dt$$

nous avons :

$$\begin{aligned}
 i_{msc} &= \frac{\cos \theta_{sc}}{A} i_{dsc} - \frac{\sin \theta_{sc}}{A} i_{qsc} \\
 i_{asc} &= \sin \theta_{sc} i_{dsc} + \cos \theta_{sc} i_{qsc}
 \end{aligned}
 \tag{III-130}$$

alors que pour la commande en tension, s'ajoutent les deux équations (III-111).

III-3-5 Commande adaptative SMRAC avec linéarisation E/S et découplage par retour d'état non linéaire:

Pour pouvoir appliquer la commande adaptative avec modèle de référence SMRAC à la machine asynchrone monophasée sans condensateur dissymétrique, nous devons faire certaines modifications dans la conceptions de cette commande .

En premier, nous devons considerer le modèle de la machine lié au stator, soit le modèle défini par les équations (III-62), considerant aussi les équations (III-65) de la vitesse et du flux rotorique resultant.

En réécrivant ces deux équations sous formes matricielle et en les réarrangeant, nous obtenons:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\alpha_N} \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r + T_l \end{bmatrix} = D \begin{bmatrix} i_m \\ i_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} \quad (\text{III-131})$$

D est une matrice de découplage, elle est définie par:

$$D = \begin{bmatrix} \frac{M_d \Phi_m}{\Phi_r} & \frac{M_q \Phi_a}{\Phi_r} \\ -\frac{P_m M_d \Phi_a}{L_r} & \frac{P_m M_q \Phi_m}{L_r} \end{bmatrix} \quad (\text{III-132})$$

Pour découpler et linéariser le système, considerons le retour d'état non linéaire suivant:

$$\begin{bmatrix} i_m \\ i_a \end{bmatrix} = D^{-1} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} \quad (\text{III-133})$$

V_a et V_b étant les nouvelles entrées de contrôle

D^{-1} est donnée par

$$D^{-1} = \frac{L_r}{P_m M_d M_q \Phi_r} \begin{pmatrix} \frac{P_m M_q \Phi_m}{L_r} & \frac{-M_q \Phi_a}{\Phi_r} \\ \frac{P_m M_d \Phi_a}{L_r} & \frac{M_d \Phi_m}{\Phi_r} \end{pmatrix}$$

$$\begin{aligned}
 i_{msc} &= \frac{L_r}{P_m M_d M_q \Phi_r} \left(\frac{P_m M_q \Phi_m}{L_r} V_a - \frac{M_q \Phi_a}{\Phi_r} V_b \right) \\
 i_{asc} &= \frac{L_r}{P_m M_d M_q \Phi_r} \left(\frac{P_m M_d \Phi_a}{L_r} V_a + \frac{M_d \Phi_m}{\Phi_r} V_b \right)
 \end{aligned}
 \tag{III-134}$$

Nous savons qu'en regime permanent

$$V_a = \Phi_{ref} \quad \text{et} \quad V_b = T_{ref} \tag{III-135}$$

T_{ref} étant déterminé par l'algorithme adaptatif

$$T_{ref} = K_f \cdot \Omega_{ref} + K_b \Omega_r \tag{III-136}$$

K_f et K_b sont celles définies dans la sections precedente par:

$$K_f = K_{f0} + \delta K_f$$

$$K_b = -K_{b0} + \delta K_b \quad ,$$

$$K_{b0} = K - f$$

$$K_{f0} = K \quad ,$$

$$\delta K_b = \int_0^t M v \Omega_r d\tau + L v \Omega_r$$

$$\delta K_f = \int_0^t G v \Omega_{ref} d\tau + F v \Omega_{ref}$$

$$v = He$$

$$\text{avec } e = \Omega_M - \Omega_r$$

(III-137)

Le schema-bloc de cette commande est représenté sur la figure III-33

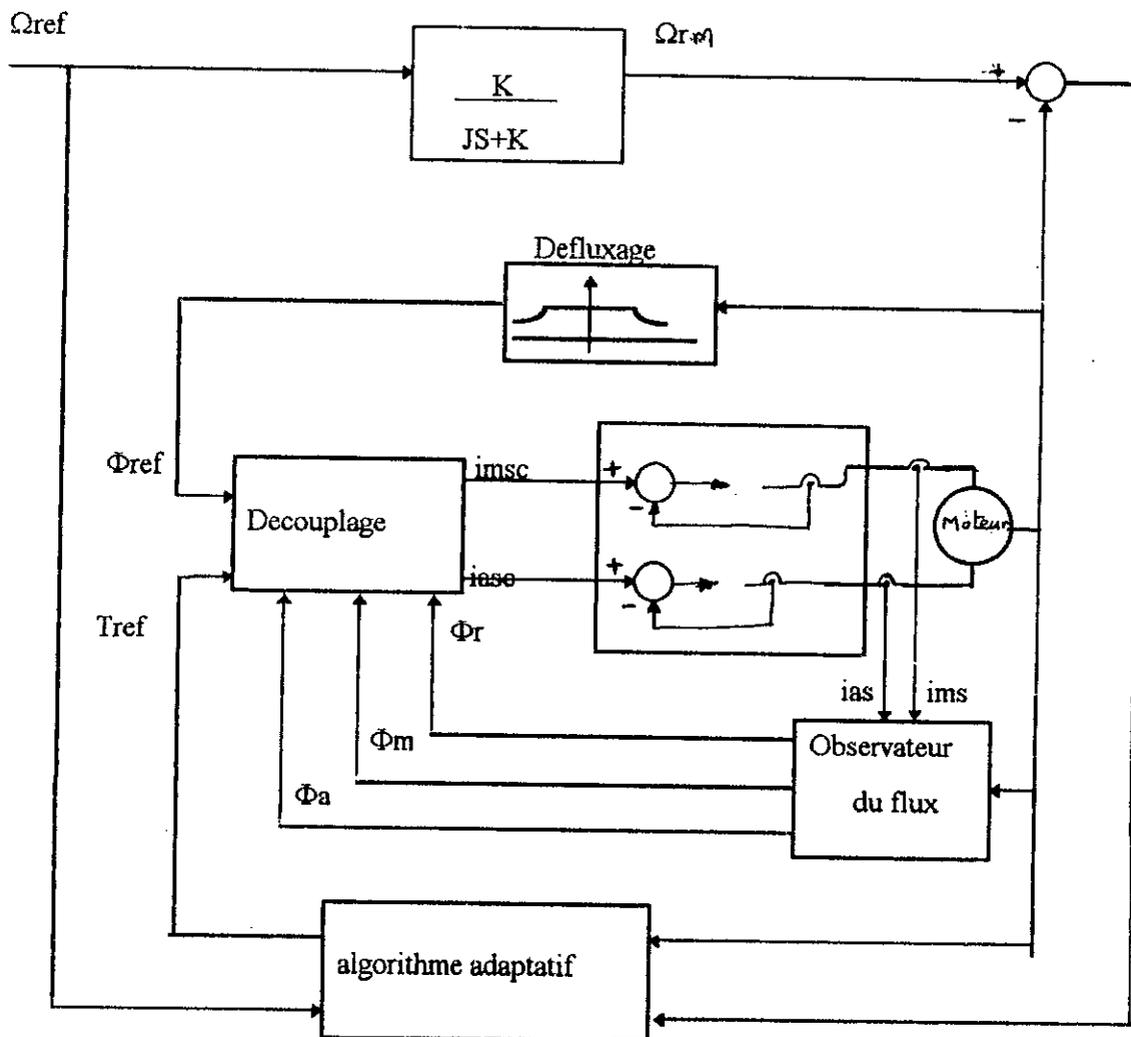


FIGURE III-33: Schema-bloc de la commande SMRAC avec linéarisation et découplage E/S par retour d'état nonlinéaire

Simulation:

Les figures III-34 et III-35 montrent respectivement la robustesse de la commande MRAC appliquée à la machine A suite à une perturbation de charge à l'instant 0.5 secondes, et la robustesse de cette même commande pour une variation de la résistance rotorique de 50% de sa valeur nominale. Sur les figures III-36 et III-37 nous avons pu tester la robustesse de la commande SMRACD que nous avons proposée.

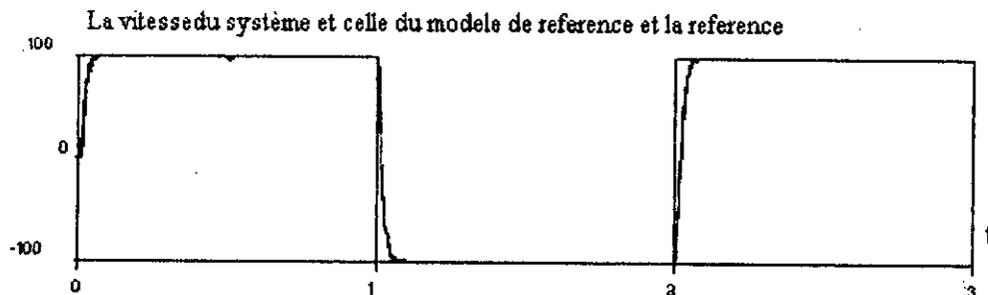


Figure III-34: Reponse du systeme A suite à une perturbation à l'instant 0.5s (MRAC)

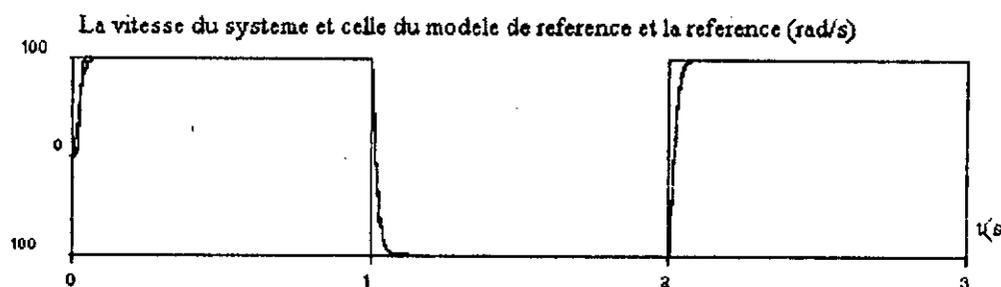


Figure III-35: Reponse du systeme A pour $R_r \neq R_{rN}$ (MRAC)

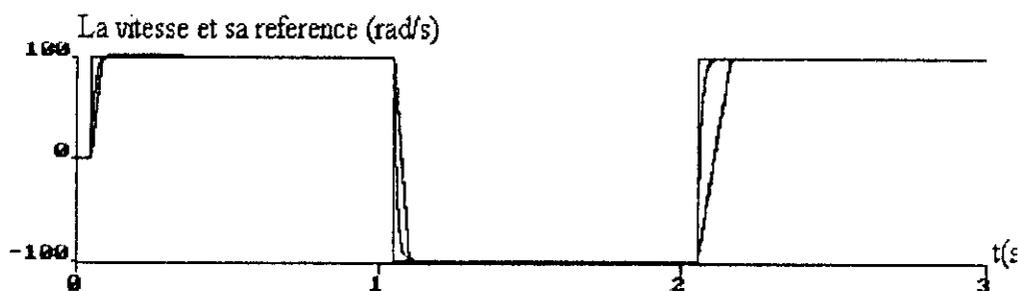


Figure III-36: Reponse du systeme B suite à une perturbation à $t=0.6s$ (SMRACD)

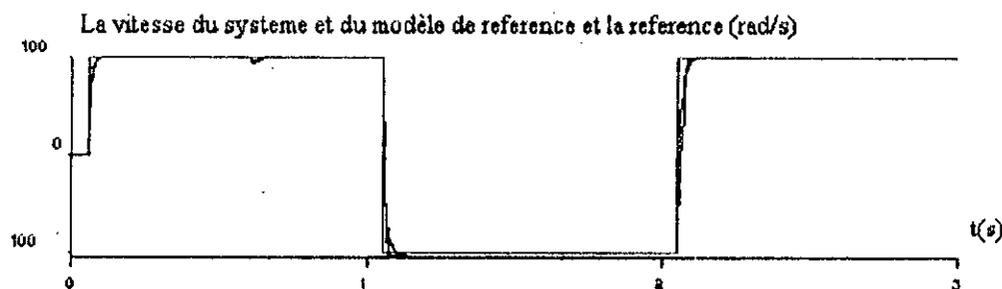


Figure III-37: Reponse du systeme A pour une perturbation à $t=0.6s$ (SMRACD)

Conclusion:

Dans ce chapitre nous avons abordé trois types de commande en boucle fermée de la vitesse d'un moteur asynchrone monophasé.

En premier, nous avons étudié la commande par flux orienté et testé sa robustesse sur la machine symétrique dans le cas où celle-ci est alimenté par un onduleur commandé en tension par modulation de largeurs d'impulsion, et dans le cas où elle est alimentée par un onduleur commandé en courant par bande d'hysteresis.

La commande dans ce dernier cas est souvent applicable à la machine dissymétrique. Les résultats de simulation ont montré l'efficacité de cette technique de commande. Cependant, pour rejeter ou au moins atténuer l'effet des perturbations qui affectent la machine dissymétrique où même la machine symétrique, nous avons introduit un observateur de perturbations, et la simulation a prouvé encore la robustesse de cette commande avec cette nouvelle modification.

Les techniques de contrôle basées sur la géométrie différentielle ont été ensuite étudiées pour assurer le découplage exacte entre le flux et le couple électromagnétique. Une commande en courant faisant partie de ces techniques a été proposée. Elle permet le contrôle de la machine dissymétrique et par conséquent celui de la machine symétrique.

Des simulations ont été faites pour prouver l'efficacité de ces commandes.

Enfin, pour pallier aux problèmes de perturbations externes et des changements des paramètres internes de la machine, nous avons procédé à l'étude des techniques de commande adaptatives. Cette fois-ci encore une commande adaptative en courant basée sur la géométrie différentielle est proposée pour le contrôle de la machine dissymétrique et la machine symétrique. Sa robustesse a été confirmée par simulation.

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

A l'issu de ce travail, nous pensons avoir offert à l'utilisateur un outil de choix :

- de la stratégie de commande de l'onduleur autonome alimentant la machine asynchrone monophasée d'une part, et
- de la commande numérique convenable pour l'asservissement de vitesse où même de position d'autre part.

Les critères de choix de l'une ou de l'autre des structures de commande proposées dépendent de différents facteurs, tels que la facilité de réalisation, la présence d'éléments non linéaires dans la chaîne de commande, la qualité, la robustesse et la complexité des calculs. S'il s'agit d'une machine dissymétrique le choix est réduit par le fait que seules les commandes en courant peuvent lui être appliquées.

Pour la commande vectorielle de la machine monophasée sans condensateur, la version la plus économique reste tout de même celle qui associe le régulateur de courant à la commande indirecte du flux avec observateur de perturbations. Toutefois, dans le but d'améliorer les performances de ce type de variateurs, nous avons proposé d'autres techniques de contrôle plus sophistiquées telles que la commande découplée en courant et la commande adaptative avec modèle de référence.

L'étude de la commande d'une machine monophasée est encore loin d'être close. En effet, le souci de « mieux faire » nous conduit à suggérer d'autres voies d'amélioration pour compléter ce travail .

La reconstitution fidèle du flux rotorique qui était peu évoquée dans cette étude, constitue un inconvénient majeur dans presque toutes les commandes proposées. A cette effet, différentes méthodes ont été décrites dans [2, 3, 49] pour déterminer le vecteur flux rotorique: l'estimation en boucle ouverte mais avec réactualisation des valeurs des paramètres en cours de fonctionnement, l'observation en boucle fermée en tenant compte ou non des bruits inhérents au système. Ces méthodes, qui ont été simulées et testées expérimentalement, ont donné satisfaction, et peuvent être intégrées dans nos algorithmes de commande.

Une autre voie d'amélioration consiste à supprimer le capteur mécanique et à le remplacer par un observateur de vitesse [49, 2, 7]. En effet, l'avènement de microprocesseurs et de processeurs de signaux, ayant une rapidité de calcul importante, permet l'intégration dans l'algorithme de commande d'un observateur de vitesse, d'un observateur de flux et d'une identification des paramètres, etc.

Des recherches additionnels s'intéressent à l'analyse de l'influence de la numérisation de la commande (période d'échantillonnage, erreurs de troncature,..... etc.), la mesure du bruit, les simplifications dans les modèles et les saturations sur les performances statiques et dynamiques du système [2, 44, 49].

Enfin, des travaux sont également en cours pour la simplification des variateurs de vitesse. A ce propos, les contrôleurs à logique floue [7] permettent au concepteur de fixer des contraintes physiques au système et d'implanter la commande des processus rustiques puisque tous les calculs se font hors ligne.

BIBLIOGRAPHIE

- [1]: YAYUAN FU, " Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées " Thèse de doctorat, Université de Montpellier II, 28 Mars 1991.
- [2]: MARIA PIETERZAC-DAVID, BERNARD de FORNEL, " Comparaison et synthèses des procédés de commande vectorielle" , SEE Journée d'études, 2 Decembre 1992 à Lille.
- [3]: E.MENDES, B.LEMAIRE-SEMAIL, " Reconstitution du flux rotorique pour la commande vectorielle des moteurs asynchrones ", SEE Journée d'Etudes, 2 Decembre 1992 à Lille
- [4]: DANIEL ROYE, DEMBA DIALLO, " La commande vectorielle du moteur asynchrone: Aspects pédagogiques " , SEE Journée d'Etudes, 2 Decembre 1992 à Lille
- [5]: YAZID AÏT GOUGAM, " Etude des stratégies de modulation de largeurs d'impulsions pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone" Thèse de Magister soutenue le 29 Février 1992 à l'école nationale polytechnique.
- [6]: H.GODFROID, A.VEIS, " Commande d'onduleur moyenne tension pour moteur asynchrone de très grande puissance " SEE, Journée d'Etudes, 2 Decembre 1992 à Lille
- [7]: G.A.CAPOLINO, H.HENAO, V.T.NGUYEN.PHUOC, " Methode de conception d'une commande vectorielle pour machine à induction " SEE, Journée D'Etudes, 2 Decembre 1992 à Lille
- [8]: U.REGIANI, C.TASSONI and G.FIGALLI, " Analysis of an inverter-fed single phase induction motor drive", IFAC control in power Electronics and Electrical Drives. Lausanne, Switzerland 1983
- [9]: C.TASSONI, " A single-phase variable speed electric drive supplied by a D-modulation PWM inverter ", International Journal of Energy Systems , Vol.8, No.1, 1988
- [10]: ALAIN WROBLEWSKI, JEAN-PIERRE CARON, JEAN-PAUL HAUTIER, " Modelisation et commande d'un moteur asynchrone monophasé » RGE No.2/94 Fevrier 1994
- [11]: ALAIN WROBLEWSKI, " La modelisation et la commande du moteur asynchrone monophasé", Memoire d'ingenieur CNAM soutenu le 20 Janvier 1993, laboratoire de Genie Electrique et systèmes DU CENTRE D'ENSEIGNEMENT ET DE RECHERCHE de l'Ecole Nationale Supérieure des Arts et Metiers de LILLE
- [12]: HADJI.S, ARFA.K, MEZIANI.S, " Optimised PWM control of a single phase capacitor run motor ", D8. Electronic Supply and Control, PP.188-193.
- [13]: E.COLLINS, JR., P.B.BOYD, " Improved Methods for Determining the Equivalent circuit Parameters for Single-Phase Induction Motor Models ", 1993-IEEE, PP.390-397.
- [14]: E.MULJADI, Y.zhao and T.H.LIU and T.A.LIPO, " Adjustable AC capacitor for a single phase induction motor ", 1991 IEEE, PP.185-190

- [15]: E.R. COLLINS, J.R. , " Torque and Slip Behavior of Single-Phase Induction Motors Driven From Variable Frequency Supplies" , 1990 IEEE , PP. 61-66
- [16]: E.R. COLLINS, JR and H.B. PUTTGEN and W.E. SAYLE , II, " Single-phase Induction motor adjustable speed drive: Direct phase angle control of the auxilliary winding supply " , 1988 IEEE, PP.246-252
- [17]: E.R. COLLINS, J.R and R.E. ASHLEY, III, " Operating Characteristics of Single-Phase Capacitor Motors Driven from Variable Frequency Supplies " , 1991 IEEE, Industry Applications Society , Annual Meeting Volume I, PP.52-57
- [18]: A. MANSOURI, M. ABIGNOLI, B. LAPORTE, D. NASSR, " Modelisation, commande optimisée en vitesse variable d'un moteur asynchrone monophasée" , Groupe de recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy, France, article sous traitance.
- [19]: D.G. HOLMES and A. KOTSOPOULOS, "Variable speed control of single and two phase induction motors using a three phase voltage source inverter " , 1993, IEEE, PP.613-620
- [20]: S. BEGHELLI, R.P. GUIDORZI and C. TASSONI, " analysis and simulation of mono-phase variable speed actuator driven by a D-modulation inverter " , 17th Annual IEEE Power Electronics Specialists conference , 1986 IEEE, PP.624-630
- [21]: P.C. KRAUSE, "Simulation of unsymmetrical 2-phase Induction machines", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systes; Vol. PAS-84, No. 11, Novembre 1965, PP.1025-1037
- [22]: P.C. KRAUSE, " Analysis of Electronic machinery " , Mc. Graw-Hill Book Company, 1986.
- [23]: Gerard-André Capolino, " Contribution à la modelisation et à la simulation des machines asynchrones monophasées à condensateur " , Thèse de doctorat soutenue le 10/09/87 à l'université scientifique et medicale nationale polytechnique de Grenoble.
- [24]: LOTFI ZOUITA, " Etude d'un systeme Onduleur-Machine Asynchrone Monophasée avec regulation en courant " , These de doctorat de specialité , Janvier 1987, Tunis
- [25]: ALAIN HEBERT, CLAUDE NAUDET, MICHEL PINARD , " Machine électrique-Electronique de puissance" , Ed DUNOD , 1985
- [26]: A. FERDJOUNI , "Commande en boucle ouverte de la vitesse d'un moteur asynchrone par microprocesseur" , these de Magister , No. 7, Institut d'Electronique de Blida , Algerie 1994
- [27]: GUY SEGUIER, FRANCIS LABRIQUE , " Les convertisseurs de l'électronique de puissance Vol 4: La conversion continu-alternative" , Tec Lavoisier 1989.
- [28]: A. MIDOUN .B. SC. " PWM strategies for microprocessor control of variable speed drives " , PHD Thesis , Decembre 1985, University of Bristol
- [29]: PH. MOUYON, B. CARON, A. CHARARA, " Systemes non linéaires 3. Commande " , Masson , 1993
- [30]: MOHAMED FAOUZI KHENE , " Etude par simulation de réglages d'état échantillonnés en cascade d'une machine synchrone autopiloté alimentée en courant " , These de magistere, Novembre 1993, Ecole nationale polytechnique

- [31]: B.K BOSE, " Power electronics and AC drives ", Prentice Hall , 1986
- [32]: W.LEOHNARD, " Control of Electrical Drives " , Springer-Verlag 1985
- [33]: H.BUHLER, " Electronique de reglage et de commande " Dunod
- [34]: JHON M.D.MURPHY and MICHAEL G.EGAN, " A comparison of PWM strategies for Inverter-Fed Induction Motors " , IEEE Transactions on industrial applications, Vol. IA-19, NO.3 May/June 1983
- [35]: N.ACHARYA, S.S SHAKAWAT, WILLIAM SHEPHERD, U.M.RAO, and YUAN M. NG, " Microprocessor-Based PWM inverter using Modified Regular Sampling Technique " , 1986 IEEE
- [36]: S.R.BOWES, PHD.C.CENG, M.I.MECH.E., M.I.E.E, and R.R.CLEMENTS, "Computer-aided design of PWM inverter systems " , IEE Proc, Vol.129,Pt.B, NO.1 January 1982.
- [37]: PRASAD N.ENJETI, PHOIVOS D.ZIOGAS, JAMES F.LINDSAY and MUHAMMED H.RASHID, " A new PWM speed control system for high performance ac motor drives " , IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.37, NO.2, April 1990
- [38]: HASMUKH S.PATEL and RICHARD G.HOFT, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters; part I-HARMONIC ELIMINATION" , IEEE transactions on industry applications ,vol IA-19 ,No .3 ,may /june 1973 .
- [39]: HASMUKH S.PATEL and RICHARD G . HOFT , "generalised techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters, part II-voltage control techniques" , IEEE Trans on Industry Applications, Vol IA-10 , 1974 .
- [40]: P.ENJETI ,J.F.LINDSAY , " solving nonlinear equations of harmonic elimination PWM in power control " , Electronics lettres 4 th june 1987,vol-23 ,no.12,pp.656-657.
- [41]: MARIAN . P.KAZMIERKOWSKI , DZIENIA KOWSKI , WALDEMAR SULKOWSKI , "novel space vector based current controllers for PWM inverters " , IEEE Transactions on Power Electronics, vol.6, no.1, January 1991.
- [42]: MARIAN.P.KAZMIER KOWSKI and WALDEMAR SULKOWSKI , "A novel vector control scheme for transistor PWM iverter-fed induction motor drive " , IEEE. Transactions on Industrial Electronics, vol No.1, february 1991.
- [43]: JOSE RODRIGUEZ ,GUNTHER. KASTNER , " non linear current control of an inverter-fed induction machines", etz archiv . bd.9. (1987) H.8.
- [44]: RICCADO MARINO, SERGI.PERISADA, and PAOLO VALIGI ,«adaptive input -output linearising control of induction of induction motors", IEEE Transactions on Automatic Control , vol .38, No.2, February 1993.
- [45]: ALESSANDRO DE LUCA , GEOVANNI ULIVI, "Full linearisation of induction motors via nonlinear state-feedback", 1987 IEEE .
- [46]: H.BENCHOUBANE and D.P.STOTEN, " Convergence rate of an adaptive -control

Annexes

Annexe A

Theoreme de Leblanc:

Enoncé:

Un champ magnetique produisant une induction sinusoidale de direction fixe $b=B\cos\omega t$, est equivalent à deux champs tournants en sens inverse l'un de l'autre à la vitesse angulaire Ω égal à ω et dont l'induction à une valeur constante $B/2$.

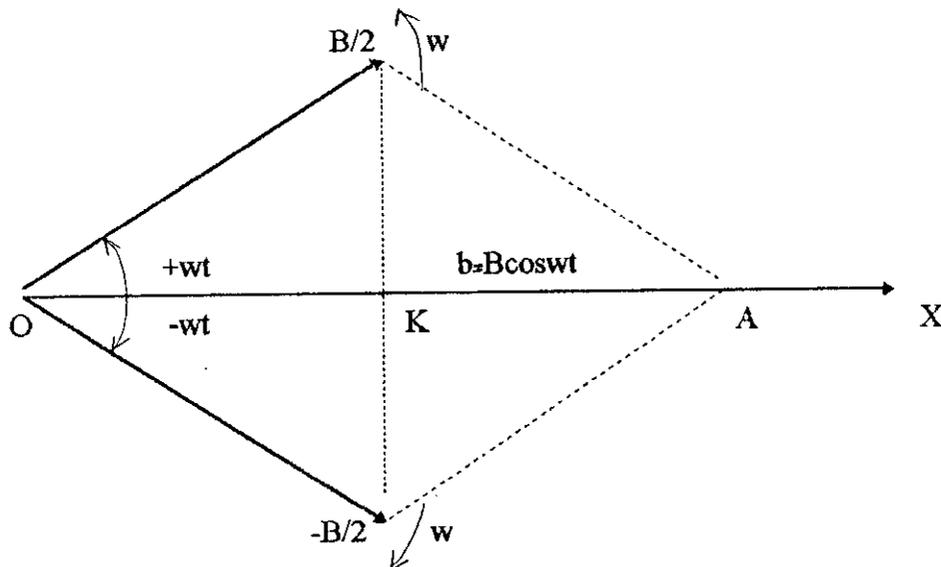


Figure A-1: Theoreme de Leblanc

Annexe B

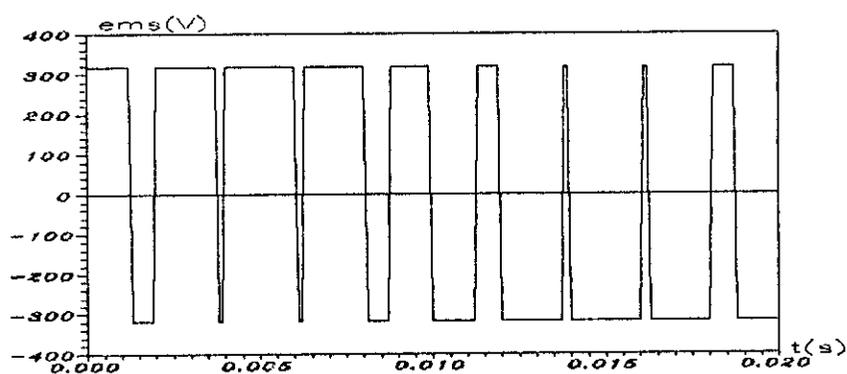


Figure B-1: Le signal PWM à la sortie de l'onduleur,
 $f=50\text{Hz}$, $m=0.95$, $p=9$,
 (strategie reguliere asymetrique modifiée)

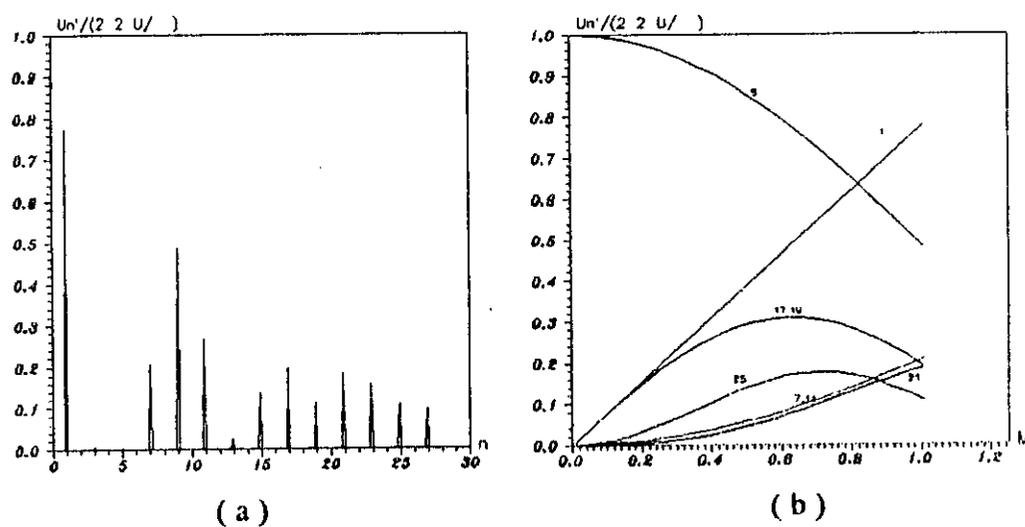


Figure B-2: Spectre et variations des harmoniques en fonction de m

(a): spectre de U' , $f=50\text{Hz}$, $m=1$, $p=9$

(b): Variations des harmoniques en fonction de m , $p=9$

Annexe C

Integration numerique des équations différentielles ordinaires pour la methode de Runge

Kutta:

Etant donné le systeme d'équations différentielles ordinaires du premier ordre

$$\frac{dy_i}{dt} = y_i' = f_i(x, y_1(x), y_2(x), \dots, y_n(x)) \quad (\text{C-1})$$

avec les conditions initiales

$$y_i(x_0) = y_{i0} \quad (\text{C-2})$$

nous cherchons à déterminer les valeurs

$$y_i(x_0 + h) \quad (\text{C-3})$$

où h est un accroissement de la variable indépendante x , et $i=1, 2, \dots, n$

a) En entrées:

(1) La description du systeme de $(n+1)$ équations différentielles du premier ordre

$$y_i'(x) = f_i(y_0(x), y_1(x), \dots, y_n(x));$$

$$i=0, 1, 2, \dots, n$$

où $y_0'(x) = f_0 = 1$; $y_0(x) = x$ est utilisé pour avoir une notation convenable et pour simplifier la forme du processus.

(2) Les conditions initiales, $y_i(x_0) = y_{i0}$, $i=0, 1, 2, \dots, n$.

b) Le calcul:

(1) prenons $j=1$

(2) prenons $i=0$

(3) Calculer:

$$y_{ij}' = k_{ij} = f_i(y_{0,j-1}, y_{1,j-1}, \dots, y_{n,j-1})$$

$$= f_{i,j-1}$$

(4) Repeter l'étape (3) pour $i=1, 2, \dots, n$.

(5) prenons $i=0$

(6) Calculer :

$$y_{ij} = y_{i,j-1} + h a_j(k_{ij} - b_j q_{i,j-1})$$

$$q_{ij} = q_{i,j-1} + 3 a_j(k_{ij} - b_j q_{i,j-1}) - c_j k_{ij}$$

où	$a_1=1/2$	$b_1=2$	$c_1=1/2$
	$a_2=1-\sqrt{1/2}$	$b_2=1$	$c_2=1-\sqrt{1/2}$
	$a_3=1+\sqrt{1/2}$	$b_3=1$	$c_3=1+\sqrt{1/2}$
	$a_4=1/6$	$b_4=2$	$c_4=1/2$

initialement on prend $q_{i0}(x_0) = 0$ pour tout i . Après ça nous prenons

$$q_{i0}(x_t) = q_{i4}(x_{t-1}), \quad t=1,2,\dots$$

(7) Repeter l'étape (6) pour $i=1,2,\dots,n$

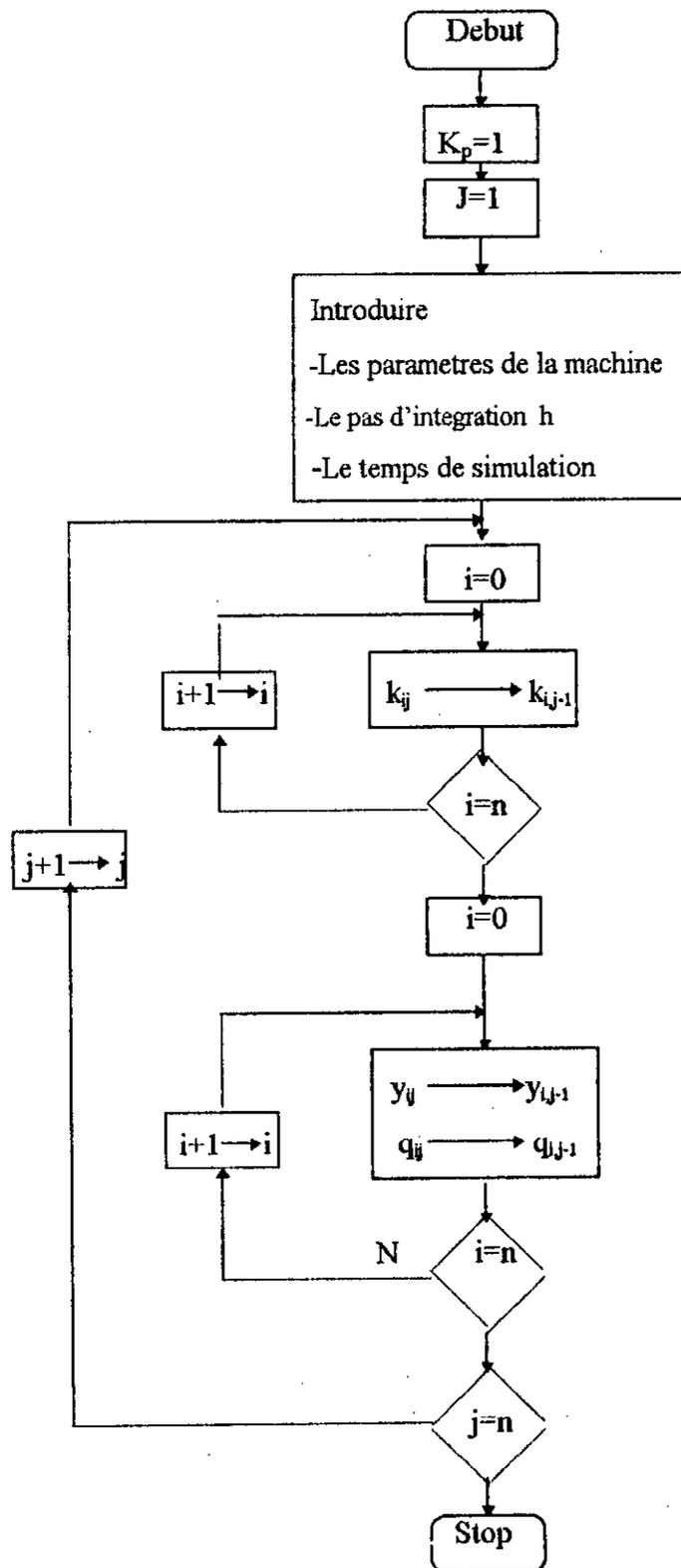
(8) Repeter les étapes (2)-(7) pour $j=2,3$ et 4.

c) En sortie:

$$y_M = y_i(x_0+h)$$

Pour l'avancement de la solution, repeter les étapes (1) à (8) en prenant le y_M courant comme valeur initiale y_0 pour la prochaine étape

L'organigramme de cette methode est representé sur la page suivante.



Annexe D

Parametres de la machine A [24]

- Puissance nominale	: $P_n=37 \text{ W}$
- Frequence	: $f_n=50\text{Hz}$
- Nombre de paires de pôles	: $P_m=2$
-Tension d'alimentation	: $V_n=220\text{V}$
-Resistance statorique	: $R_s=115\Omega$
-Resistance rotorique	: $R_r=90,5\Omega$
-Inductances cyclique stator-rotor	: $L=1,71\text{H}$
-Mutuelle cyclique stator-rotor	: $M=1,41\text{H}$
-Inertie des masses tournantes	: $J=1,2.10^{-4}\text{Kg.m}^2$
-Frottements	: $f=7,63.10^{-4}\text{U.S.I}$
-Capacité du condensateur	: $C=5\mu\text{F}$

Parametres de la machine B[23]

- Puissance nominale	: $S_n=220\text{V.A}$
- Frequence	: $f_n=50\text{Hz}$
- Nombre de paires de pôles	: $P_m=1$
-Tension d'alimentation	: $V_n=220\text{V}$
-Resistance statorique de l'enroulement principal	: $R_{ms}=115\Omega$
-Resistance statorique de l'enroulement auxiliaire	: $R_{as}=17.75\Omega$
-Resistance rotorique	: $R_r=61.5\Omega$
-Inductances cyclique statorique	: $L_{ms}=0.915\text{H}$
- Inductances cyclique rotorique	: $L_{rs}=0.902\text{H}$
-Mutuelle cyclique	: $M_d=0.876\text{H}$
-Mutuelle cyclique	: $M_q=0.863\text{H}$
-Inertie des masses tournantes	: $J=6.10^{-4}\text{Kg.m}^2$
-Frottements	: $f=3.10^{-4}\text{U.S.I}$
-Capacité du condensateur	: $C=10\mu\text{F}$

Annexe E

Coefficients de Fourier pour un signal PWM:

Soit U' une onde PWM avec P impulsions par période
Ce signal peut être développé en série de Fourier comme suit:

$$U' = \sum_{n=1} A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t$$

où

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} U'(t) \cos n\omega t d\omega t$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} U'(t) \sin n\omega t d\omega t$$

a) Série de Fourier pour PWM 2-niveaux:

$$A_n = \frac{2U}{n\pi} \sum_{j=1}^{2P} (-1)^{j+1} \sin n\alpha(j)$$

$$B_n = \frac{2U}{n\pi} \sum_{j=1}^{2P} (-1)^j \cos n\alpha(j)$$

Les $\alpha(j)$, pour $j=1,2,\dots,2P$, sont les angles de commutation de l'onde PWM dans une période.

b) Série de Fourier pour PWM 3-niveaux:

$$A_n = \frac{U}{n\pi} \left[\sum_{j=1}^P (-1)^j \sin(n\alpha(j)) + \sum_{j=P+1}^{2P} (-1)^{j+1} \sin n\alpha(j) \right]$$

$$B_n = \frac{U}{n\pi} \left[\sum_{j=1}^P (-1)^{j+1} \cos(n\alpha(j)) + \sum_{j=P+1}^{2P} (-1)^j \cos n\alpha(j) \right]$$

Annexe F

2) Méthodes de Newton-Raphson pour les systèmes d'équations non linéaires:

Etant donné N équations non linéaires à résoudre :

$$f_i(x_1, x_2, x_3, \dots, x_n) = 0 \quad i=1, 2, 3, \dots, N \quad (\text{F-1})$$

Si nous posons X le vecteur des valeurs x_i alors, dans le voisinage de X chacune des fonctions f_i peut être décomposé en série de Taylor

$$f_i(X + \delta X) \approx f_i(X) + \sum_{j=1}^N \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \delta x_j + O(\delta X) \quad (\text{F-2})$$

En négligeant les termes d'ordre δX^2 et plus, nous obtenons un ensemble d'équations non linéaires des corrections δX ce qui rend chaque fonction proche de zéro simultanément. Nous obtenons :

$$\sum_{j=1}^N \alpha_{ij} \delta x_j = \beta_i \quad (\text{F-3})$$

où

$$\alpha_{ij} = \frac{\partial f_i}{\partial x_j} \quad \beta_i = -f_i \quad (\text{F-4})$$

Le système d'équations (F-3) peut être résolu en utilisant la décomposition LU ou la méthode de Gauss-Jordan. Les corrections sont alors additionnées au vecteur solution

$$x_i^{new} = x_i^{old} + \delta x_i \quad i=1, 2, 3, \dots, N \quad (\text{F-5})$$

et le processus d'itérations se poursuit jusqu'à la convergence.

Nous devons commencer par des valeurs initiales convenables du vecteur solution X. Les itérations s'arrêtent quand la somme des amplitudes des fonctions f_i est petite qu'une certaine tolérance Tol_f, ou bien la somme des valeurs absolues des corrections δx_i est inférieure à une certaine tolérance Tol_x

Annexe G

Calcul des paramètres des différents régulateurs

1) Calcul des régulateurs dans le cas de la commande en tension par orientation du flux rotorique:

a) Régulateur du flux:

Pour le calcul du régulateur de flux, nous avons besoin des équations suivantes tirées à partir du modèle (III-6):

$$\frac{d\Phi_d}{dt} = -\alpha\Phi_d + \alpha M i_d$$

$$\frac{di_d}{dt} = -\gamma i_d + V_d \quad (G-1)$$

À partir de ces équations, nous tirons la fonction de transfert suivante

$$\frac{\Phi_d(S)}{V_d(S)} = \frac{\alpha M}{(S + \alpha)(S + \gamma)} \quad (G-2)$$

Ainsi, nous obtenons le Schema-bloc suivant

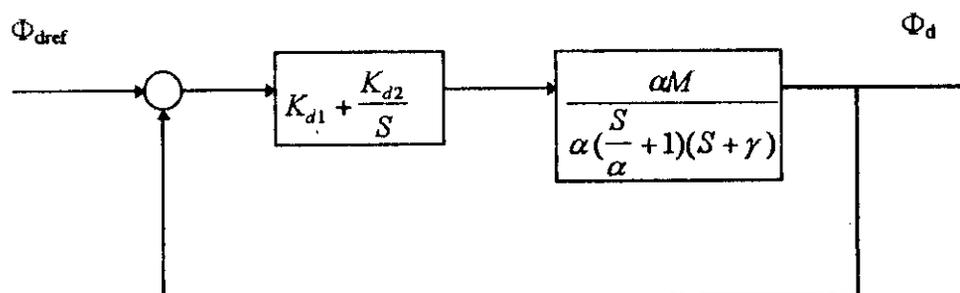


Figure G-1: Schema-bloc de la regulation du flux

La fonction de transfert du régulateur est

$$F_{PR}(S) = K_{d1} + K_{d2}/S \quad (G-3)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est

$$F_{BO}(S) = K_{d2} \frac{(1 + S \frac{K_{d1}}{K_{d2}})}{S} \frac{\alpha M}{\alpha (\frac{S}{\alpha} + 1)(S + \gamma)} \quad (G-4)$$

En compensant le pôle dominant par le zéro du régulateur, nous obtenons:

$$F_{BO}(S) = \frac{MK_{d2}}{S(S + \gamma)} \quad , \quad (1/\alpha \text{ est supérieur à } 1/\gamma)$$

et

$$\frac{K_{d1}}{K_{d2}} = \frac{1}{\alpha} \quad (G-5)$$

ce qui donne la relation suivante :

$$K_{d2} = \alpha K_{d1} \quad (G-6)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F_{BF}(S) = \frac{\Phi_d(S)}{\Phi_{dref}(S)} = \frac{MK_{d2}}{S^2 + \gamma S + MK_{d2}} \quad (G-7)$$

C'est un système du second ordre qu'on peut représenter d'une façon générale par:

$$F_{BF}(S) = \frac{w_0^2}{S^2 + 2\xi w_0 S + w_0^2} \quad (G-8)$$

avec ξ le coefficient d'amortissement et w_0 la pulsation naturelle du système du second ordre; par identification, nous obtenons:

$$\begin{aligned} \gamma &= 2\xi w_0 \quad , \\ MK_{d2} &= w_0^2 \end{aligned} \quad (G-9)$$

de ces deux relations, nous tirerons:

$$K_{d1} = \frac{\gamma^2}{(2\xi)^2 \alpha M} \quad , \quad K_{d2} = \frac{\gamma^2}{(2\xi)^2 M} \quad (G-10)$$

En général, pour avoir une bonne réponse et une bonne poursuite du flux, nous choisissons ξ égale à 0.7

b) régulateur du couple:

Pour le calcul de ce regulateur , nous avons besoin de l'équation suivante obtenue à partir du modèle (III-6):

$$\frac{di_q}{dt} = -\gamma i_q + V_q$$

De cette équation, nous tirons :

$$i_q(S) = \frac{V_q(S)}{S + \gamma} \quad (G-12)$$

et de ce faite, nous obtenons l'expression du couple électromagnétique:

$$T_e(S) = \frac{P_m M \Phi_d}{L_r} i_q = \frac{P_m M \Phi_d}{L_r} \frac{V_q(S)}{S + \gamma} \quad (G-13)$$

quand l'amplitude du flux Φ_d est regulée à Φ_{dref} , T_e deviendra :

$$T_e(S) = \frac{P_m M}{L_r} \Phi_{dref} \frac{V_q(S)}{S + \gamma} \quad (G-14)$$

Le schema-bloc suivant est obtenu

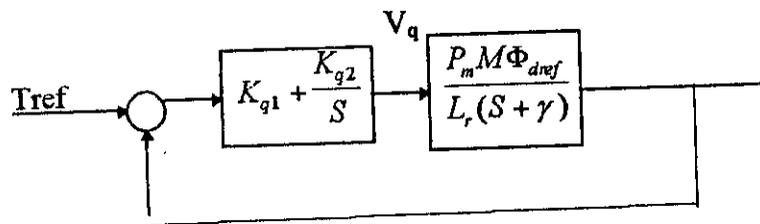


Figure G-2: Regulation du couple

La fonction de transfert du regulateur est :

$$F_{PI}(S) = \frac{K_{q2} \left(1 + \frac{K_{q1}}{K_{q2}} S \right)}{S} \quad (G-15)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par:

$$F_{BO}(S) = \frac{K_{q2} \left(1 + \frac{K_{q1}}{K_{q2}} S \right)}{S} \frac{P_m M \Phi_{dref}}{\gamma L_r \left(\frac{S}{\gamma} + 1 \right)} \quad (G-16)$$

en compensant le pôle dominant par le zero du regulateur , nous obtenons:

$$F_{BO}(S) = \frac{K_{q2} P_m M}{\gamma L_r S} \Phi_{dref} \quad (G-17)$$

et
$$K_{q1} = \frac{1}{\gamma} K_{q2} \quad (G-18)$$

et de ce fait, la fonction de transfert en boucle fermée est:

$$F_{BF}(S) = \frac{T_e}{T_{ref}} = \frac{1}{1 + \frac{\gamma L_r}{K_{q2} P_m M \Phi_{dref}} S} = \frac{1}{1 + ST_0} \quad (G-19)$$

Pour avoir une réponse du couple rapide, nous prenons $T_0 = 0.007s$

Les paramètres du régulateurs sont alors :

$$K_{q2} = \frac{\gamma L_r}{T_0 P_m M \Phi_{dref}}$$

$$K_{q1} = \frac{L_r}{T_0 P_m M \Phi_{dref}} \quad (G-20)$$

c) Régulateur de la vitesse:

Pour le calcul de ce régulateur, nous utiliserons l'équation

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{T_e}{J} - \frac{f}{J} \Omega - \frac{Tl}{J} \quad (G-21)$$

Le couple résistant est supposé nul, c'est à dire qu'il n'y a pas de perturbations sur le moteur .

Les dynamiques de réglage de la vitesse sont représentées par le schéma-bloc suivant:

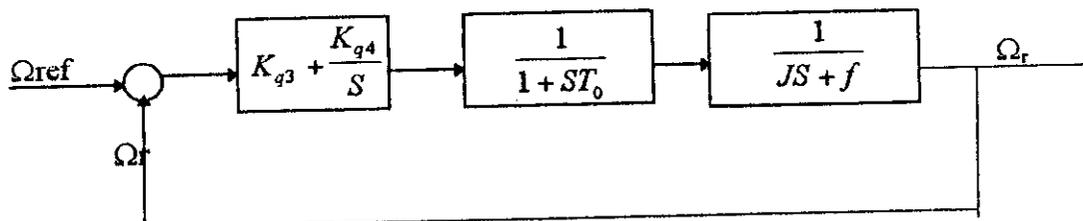


Figure G-3: Régulation de la vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte est:

$$F_{BO}(S) = \frac{K_{q4} \left(1 + \frac{K_{q3}}{K_{q4}}\right)}{S} \frac{1}{f(1+ST_0) \left(\frac{j}{f}S + 1\right)} \quad (\text{G-22})$$

comme J/f est supérieur à T_0 , nous allons compenser le pôle J/f par le zéro du régulateur, ce qui donne:

$$F_{BO}(S) = \frac{K_{q4}}{fS(1+ST_0)} \quad (\text{G-23})$$

$$\text{et } K_{q3} = \frac{j}{f} K_{q4} \quad (\text{G-24})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par:

$$F_{BF}(S) = \frac{\frac{K_{q4}}{f} T_0}{S^2 + \frac{1}{T_0}S + \frac{K_{q4}}{fT_0}}$$

après identification avec l'expression générale d'un système du second ordre, nous obtenons

$$\begin{cases} 2\xi\omega_0 = \frac{1}{T_0} \\ \omega_0^2 = \frac{K_{q4}}{fT_0} \end{cases} \quad (\text{G-25})$$

Pour une bonne réponse, nous prenons un coefficient d'amortissement ξ égal à 0.7

Les paramètres du régulateur deviendront:

$$\begin{cases} K_{q3} = \frac{J}{(2\xi)^2 T_0} \\ K_{q4} = \frac{f}{(2\xi)^2 T_0} \end{cases} \quad (\text{G-26})$$