

M0028/92B

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE AUX UNIVERSITES

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER.

GENIE ELECTRIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

These

présentée par

Said Grouni

pour l'obtention du Diplôme de Magister
en *Electrotechnique*

option machines électriques

THEME

**ETUDE DE L'ETAGE D'ALIMENTATION
D'UN ONDULEUR DE TENSION
ALIMENTANT UN MOTEUR ASYNCHRONE**

présentée le 30/Juln/1992 devant le jury

| | | |
|-------|-----------|------------|
| M.E | ZAIM | Président |
| M.O | MAHMOUDI | Rapporteur |
| F. | LABRIQUE | Rapporteur |
| B. | HEMICI | Examineur |
| M.S | BOUCHERIT | Examineur |
| O. | STIHI | Examineur |
| A.E.H | HELLAL | Examineur |
| M.A | SIFI | Invité |

Alger 1992

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE AUX UNIVERSITES

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

GENIE ELECTRIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

These

présentée par

Said Grouni

pour l'obtention du Diplôme de Magister
en *Electrotechnique*

option machines électriques

THEME

**ETUDE DE L'ETAGE D'ALIMENTATION
D'UN ONDULEUR DE TENSION
ALIMENTANT UN MOTEUR ASYNCHRONE**

présentée le 30/Juln/1992 devant le jury

| | | |
|-------|-----------|------------|
| M.E | ZAIM | Président |
| M.O | MAHMOUDI | Rapporteur |
| F. | LABRIQUE | Rapporteur |
| B. | HEMICI | Examineur |
| M.S | BOUCHERIT | Examineur |
| O. | STIHI | Examineur |
| A.E.H | HELLAL | Examineur |
| M.A | SIFI | Invité |

Alger 1992

DEDICACES



A toute ma famille et plus particulièrement à mes cheres parents, pour leurs patience, leurs sacrifices et leurs encouragements à tout mon égard, ainsi que la famille de K. DJOUDI.

REMERCIEMENTS

Ce travail a été effectué au Département de Génie Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger sous la direction de Monsieur Mohand Oulhadj MAHMOUDI, Chargé de cours à l'ENPA et sous la co-direction de Dr. Francis LABRIQUE, Professeur à l'Université de LOUVAIN LA NEUVE (Belgique).

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et mes reconnaissances à Monsieur M.O. MAHMOUDI pour le suivi constant et les encouragements soutenus qu'il n'a cessé de me prodiguer jusqu'à achèvement de ce travail.

Je remercie Dr. F. LABRIQUE, Professeur à UCL Belgique pour m'avoir réserver un bon accueil dans le Laboratoire des courants forts pendant mon séjour en Belgique. Pour ces recommandations tout au long de ce travail, je lui en suis très reconnaissant. Aussi, pour tout l'équipe du laboratoire des courant forts, particulièrement Dr. BUYSE et Dr. M.S GARRIDO et Dr. LABBE.

Je remercie vivement Dr. M.E. ZAIM, Maître de Conférence à l'ENPA, pour avoir accepté d'honorer la présidence du Jury d'examen. Aussi, pour les différentes discussions scientifiques que nous avons eues durant mes études.

Mes sincères remerciements et mes reconnaissances vont particulièrement à Mr. K. BOUCHERIT, Chargé de cours à l'ENPA, pour son aide tout au long de la rédaction de cette thèse, sa disponibilité à tout instant malgré toutes ces charges. aussi, je le remercie vivement pour l'honneur qu'il me fait en participant à ce Jury.

Mes chaleureux remerciements et mes reconnaissances vont particulièrement à messieurs O. STIHI et B. HAMICI, Chargés de cours à l'ENPA, pour leurs aides et leurs disponibilités à tout instant et les conseils qu'ils m'ont fait pour mener bien cette thèse. Aussi, pour l'honneur qu'ils m'ont fait à la participation du Jury.

Que Monsieur M.A. SIFI, Ingénieur à la SNTF, trouve ici mes remerciements qu'il me fait l'honneur d'être invité au Jury.

Je tiens à remercier Messieurs Dr. A.E.H. HALLAL et H.CHEKIREB, Chargé de cours à l'ENPA, pour leurs aides à la rédaction, aussi, pour les différentes discussions fructueuses que nous avons eues.

Mes chaleureux remerciements vont à tout les enseignants du Département de Génie Electrique particulièrement MM.: M. KOURGLI, H. MAAZI, A. BENSENOUCI, L. NEZLI, R. TAHMI, T. ZEBADJI et R. IBTIOUANE, H.TCHOUKATCH KEBIR sans oublier Hocine et Djamel agents du Laboratoire d'Electrotechnique.

Je tiens à remercier vivement Mr. H. REZINE, chargé de cours à L'ENITA, pour les différentes discussions fructueuses que nous avons eues et pour son amitié désintéressé, je lui en suis très reconnaissant.

Je remercie également Z. SARI pour les différentes discussions scientifiques et pour l'aide morale et sa disponibilité à tout instant malgré tout ces charges.

Je tiens à remercier vivement mes collègues de l'ENPA pour les encouragements et pour le climat d'entente je nommerai: H. REDJELAI et N. BOUDJERDA, L. BARAZANE, A. BOUKHELIFA, A.E.D KRIKER, A. NASRI et M. TASS , M. MAHDI et Y. HADI, L. FERRAT et toute l'équipe du centre de calcul. Mes remerciements vont particulièrement à D. BOUKHETALA pour son aide précieuse au moment où j'en avais le plus besoin et pour son amitié désintéressée.

Enfin, sans oublier A. HAFID pour les différentes encouragements et pour le soutien morale et matériel qu'il m'apporter jusqu'à la fin de ce travail.

Beaucoup de personnes ont contribué, de près ou de loin, à l'accomplissement de ce travail, je ne saurai les nommer tous, mais je tiens à leurs exprimer mes vives remerciements.

SYMBOLES UTILISES



| | |
|------------------|---|
| V_d^s, V_q^s | tension statorique d'axe, direct et en quadrature |
| i_d^s, i_q^s | courant statorique d'axe, direct et en quadrature |
| i_d^r, i_q^r | courant rotorique d'axe, direct et en quadrature |
| L_s, L_r | inductance cyclique, statorique et rotorique |
| R_s, R_r | resistance statorique et rotorique |
| M_m | inductance mutuelle cyclique stator-rotor |
| J | moment d'inertie de la machine |
| P | nombre de paire de pôles |
| Ω | vitesse angulaire mécanique de la machine |
| ω_m | vitesse angulaire électrique de la machine |
| V_{dc} | tension à l'entrée de l'onduleur |
| TP_1 | période de la porteuse |
| ω | pulsation des modulantes |
| r_0, r_h | rapport cyclique de l'onduleur et du hacheur |
| E_d | tension de la source à courant continu |
| F_1, F_2, F_3 | fonctions logiques de commande de l'onduleur |
| C_f, L_f | capacité et inductance de filtrage |
| V_{red} | tension de sortie du redresseur à diodes |
| i_L | courant dans l'inductance L_f |
| i_{dc} | courant à l'entrée de l'onduleur |
| i_a, V_a | courant et tension de la phase (a) statorique |
| m_o, m_h | indice de modulation de l'onduleur et du hacheur |
| ι_r | taux de modulation du hacheur |
| ι_h | taux d'harmonique du hacheur |
| i_e, v_e | courant et tension à l'entrée du hacheur |
| i_d | courant de sortie du hacheur |
| $s(t)$ | signal de commande du hacheur |
| V_{so} | tension d'alimentation du hacheur |
| ω_R | pulsation du réseau 50 Hz |
| i_{e1}, v_{e1} | fondamentaux de i_e et de v_e |
| δ | angle de calage entre v_{so} et v_{e1} |
| ϕ_a | déphasage entre v_a et i_a |
| ϕ_1 | déphasage entre v_{e1} et i_{e1} |
| $i_{e(2k+1)}$ | harmoniques de i_e d'ordre $2k+1$ |

| | |
|------------------|---|
| $V_{e(2k+1)}$ | harmoniques de v_e d'ordre $2k+1$ |
| $V_{ao(2k+1)}$ | tension harmonique d'ordre $2k+1$ à la sortie de l'onduleur |
| S_a | signal de commande du bras (a) de l'onduleur |
| $(I_{dc})_{6k}$ | harmonique de i_{dc} d'ordre $6k$ |
| α_j | angles de commutation du signal v_{ao} |
| θ_j | angles de commutation du signal $s(t)$ |
| k, n | entiers |
| k_1, k_1' | interrupteurs de hachage du hacheur |
| k_2, k_2' | interrupteurs d'aiguillage du hacheur |
| L_d, C_d | inductance et capacité de filtrage |
| V_{e1}, I_{e1} | valeurs efficaces de v_{e1} et de i_{e1} |
| i_{dc} | composante continue du courant i_{dc} |
| ω_d | pulsation de la composante 100 Hz |
| G_r, G, V_3 | gains statiques |
| T_p | constante de temps |
| $W_c(s)$ | fonction transfert du compensateur |
| T_{iopt} | constante de temps intégrale optimale du régulateur |
| K_{ropt} | constante de temps proportionnelle optimale du régulateur |
| T_R | perturbation |
| $W_R(s)$ | fonction transfert du régulateur |
| $E(s)$ | entrée du système |
| $W_Z(s)$ | fonction de transfert de perturbation |
| $Z(s)$ | entrée de la perturbation |
| $V_{dc}(s)$ | fonction de transfert de sortie |

SOMMAIRE



| | |
|--|-----|
| DEDICACES | I |
| REMERCIEMENTS | II |
| SYMBOLES UTILISES | III |
| INTRODUCTION GENERALE | 1 |
| | |
| <u>CHAPITRE-1</u> : ETUDE DE L'ASSOCIATION ONDULEUR DE TENSION MOTEUR ASYNCHRONE | 5 |
| 1.1 INTRODUCTION | 5 |
| 1.2 DESCRIPTION DU SYSTEME D'ASSOCIATION | 6 |
| 1.3 MODELISATION DU SYSTEME D'ASSOCIATION | 8 |
| 1.4 MODELE NUMERIQUE DU SYSTEME | 20 |
| 1.5 ALIMENTATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR MOTEUR ASYNCHRONE PAR REDRESSEUR | 21 |
| 1.6 ALIMENTATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR MOTEUR PAR UNE SOURCE DE TENSION CONSTANTE.. | 27 |
| 1.7 COMPARAISON ET COMMENTAIRES | 30 |
| 1.8 CONCLUSION | 31 |
| | |
| <u>CHAPITRE-2</u> : ETUDE DU HACHEUR A QUATRE QUADRANTS | 32 |
| 2.1 INTRODUCTION | 33 |
| 2.2 MODELE DU HACHEUR A QUATRE QUADRANTS | 36 |
| 2.3 EFFETS DES HARMONIQUES A L'ENTREE DU HACHEUR | 45 |
| 2.4 TECHNIQUES D'ELIMINATION D'HARMONIQUES | 52 |
| 2.5 CONCLUSION | 53 |
| | |
| <u>CHAPITRE-3</u> : ETUDE ET DIMENSIONNEMENT DU FILTRE D'ENTREE | 55 |
| 3.1 INTRODUCTION | 56 |
| 3.2 DESCRIPTION DU SYSTEME GLOBAL | 57 |
| 3.3 ANALYSE HARMONIQUE DU COTE CONTINU | 58 |
| 3.4 INTERPRETATIONS ET COMMENTAIRES | 66 |
| 3.5 ANALYSE HARMONIQUE A L'ENTREE DU HACHEUR ... | 68 |

| | | |
|--------------------|--|-----|
| 3.6 | CHOIX ET DIMENSIONNEMENT DES PARAMETRES DU FILTRE | 71 |
| 3.7 | CONCLUSION | 75 |
| | | |
| <u>CHAPITRE-4:</u> | ETUDE PAR SIMULATION NUMERIQUE DU FONCTIONNEMENT DE L'ASSOCIATION HACHEUR A QUATRE QUADRANTS- ONDULEUR-MOTEUR ASYNCHRONE | 77 |
| 4.1 | INTRODUCTION | 78 |
| 4.2 | DESCRIPTION DU SYSTEME..... | 79 |
| 4.3 | MODELE NUMERIQUE DU SYSTEME | 80 |
| 4.4 | INTERPRETATIONS ET COMMENTAIRES | 88 |
| 4.5 | REGLAGE DE LA TENSION DE SORTIE DU HACHEUR | 89 |
| 4.6 | CONCLUSION | 97 |
| | | |
| | CONCLUSION GENERALE | 98 |
| | ANNEXES | 105 |
| | BIBLIOGRAPHIE | 111 |

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE.



En traction électrique, le moteur à courant continu à excitation série est très utilisé pour la réalisation des entraînements à vitesse variable, ceci à cause de sa caractéristique mécanique présentant un couple important au démarrage. Cependant, ce type de moteur présente beaucoup d'inconvénients tels que la maintenance des balais et collecteurs, l'encombrement, le poids etc... De plus, ce moteur est limité en vitesse et en puissance à cause de son collecteur.

Actuellement, l'évolution des locomotives électriques modernes s'oriente vers des vitesses et des puissances de plus en plus élevées. Les seuls moteurs de traction qui peuvent répondre à ces nouvelles exigences, sont les moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones [1], [2], [3], [4].

Par ailleurs, le moteur asynchrone préserve ces avantages, aussi bien, pour les faibles puissances que pour les puissances élevées. De plus, il résiste bien à tout environnement sévère [5], [6].

L'entrée sur le marché de nouveaux composants semi-conducteurs plus performants tels que GTO, Transistors, MOSFET, IGBT ..., a permis actuellement la conception de convertisseurs statiques qui assurent une commande souple de la machine

asynchrone; ce qui lui ouvre d'autres champs d'applications (qui étaient jusqu'alors réservés à la machine à courant continu) tel que le domaine de la traction électrique. Les objectifs principaux poursuivis sont d'obtenir évidemment un système de traction à vitesse variable de grande fiabilité et à commande souple ayant des performances au moins égales à celles des systèmes à courant continu.

Notre travail constitue une première étape d'une étude plus importante consacrée à l'étage d'alimentation de l'onduleur lequel constitue la source de tension du moteur asynchrone.

L'onduleur adopté est un commutateur de tension à commande en modulation de largeur d'impulsions (M.L.I.) qui fournit au moteur, une tension réglable en fréquence et en amplitude.

Dans le premier chapitre, nous présentons d'abord le concept et la mise au point de l'onduleur de tension à commande en modulation de largeur d'impulsions, puis nous établissons un modèle de connaissance de l'ensemble filtre - onduleur - moteur asynchrone, pour deux types d'alimentation:

- cas d'un redresseur à diodes,
- cas d'une source de tension fixe.

En définissant un modèle global de tout le système, nous nous intéressons uniquement au fonctionnement en régime établi de l'ensemble.

Après avoir cité les principaux inconvénients de l'alimentation de l'onduleur par redresseur, nous proposons au second chapitre, le remplacement du redresseur par un hacheur à quatre quadrants à commande en modulation de largeur d'impulsions. Ainsi, y sont présentés la structure et le principe de fonctionnement détaillé du hacheur, puis l'analyse des tensions harmoniques et leurs effets sur sa source d'alimentation alternative.

Nous consacrons le troisième chapitre, à la résolution des problèmes inhérents aux effets d'harmoniques. Ceci en se basant sur l'étude harmonique à l'entrée et à la sortie de l'onduleur puis à l'entrée du hacheur. Ainsi, nous pourrons dimensionner d'une façon optimale les paramètres des filtres d'entrée et de sortie du hacheur.

Au quatrième chapitre, nous présentons la simulation numérique globale de l'association hacheur à quatre quadrants - filtre - onduleur - moteur asynchrone, dans un premier lieu en boucle ouverte et au second lieu avec boucle de réglage de la tension de sortie du hacheur par la technique "Feed Forward". A partir des résultats de la simulation, nous déduisons les performances du modèle global lors du fonctionnement à vide et en charge. Enfin, nous terminons l'étude par une analyse des différents résultats obtenus.

CHAPITRE 1

ETUDE DE L'ASSOCIATION
ONDULEUR DE TENSION
MOTEUR ASYNCHRONE

CHAPITRE - 1

ETUDE DE L'ASSOCIATION ONDULEUR DE TENSION - MOTEUR ASYNCHRONE

1.1 INTRODUCTION.

La conception et l'exploitation des convertisseurs de puissance alimentant des machines asynchrones, représentent un domaine de recherche qui offre aujourd'hui un très vaste champ d'investigations pour les électroniciens de puissance.

Dans ce chapitre, nous élaborons un modèle de connaissance de l'association filtre - onduleur - moteur asynchrone fonctionnant à flux constant, l'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsions.

Après une description globale du système, nous traitons sa modélisation. Nous étudions ensuite, son fonctionnement pour une alimentation par :

- redresseur à diodes,
- source à courant continu.

1.2 DESCRIPTION DU SYSTEME D'ASSOCIATION.

Le circuit principal du système d'association représenté par la figure 1.1 possède, sur le côté réseau, un pont redresseur à diodes supposé parfait. Il est suivi d'un filtre comportant une inductance L_{f1} et une capacité C_{f1} , dont le rôle principal est de réduire les ondulations de courant et de tension provoquées par le fonctionnement de l'onduleur.

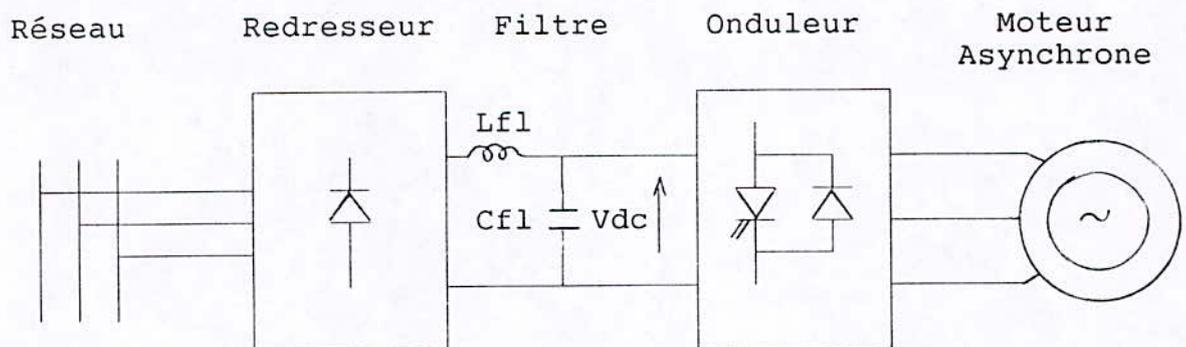


Figure 1.1: Schéma du système d'association.

L'onduleur permet de produire, à partir d'une tension continue, une tension modulée, dont l'amplitude et la fréquence sont variables. L'onduleur alimente le stator d'un moteur asynchrone triphasé fonctionnant à flux constant.

1.3 MODELISATION DU SYSTEME D'ASSOCIATION.

1.3.1 Présentation de la source.

La figure 1.2 représente le schéma de principe d'un pont redresseur à diodes alimentant un filtre passif L_{f1} , C_{f1} permettant de réduire les ondulations des grandeurs d'entrées i_{dc} et V_{dc} .

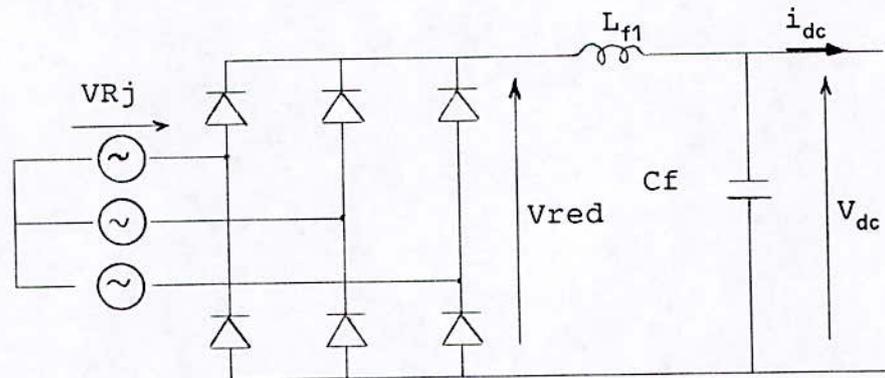


Figure 1.2: Schéma d'un pont redresseur - filtre.

Les diodes D_{p_j} et D_{n_j} sont supposées parfaites, fonctionnant à commutation naturelle. A chaque bras du pont redresseur est associé une fonction logique de connexion D_{p_j} et D_{n_j} ($j=1, 2, 3$) définie comme suit

$$D_{yj} = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{Rj} \text{ est la plus positive} \\ 0 & \text{si } V_{Rj} \text{ est la plus négative} \end{cases}$$

avec $y = p, n$ et $j = 1, 2, 3$

La tension redressée s'écrit:

$$V_{red} = (D_{p1} - D_{n1}) V_{R1} + (D_{p2} - D_{n2}) V_{R2} + (D_{p3} - D_{n3}) V_{R3} \quad (1.1)$$

Les équations du filtre sont:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{red} - V_{dc}}{L_f} \quad (1.2)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{i_L - i_{dc}}{C_f}$$

1.3.2 Modèle de la machine asynchrone.

La plupart des études menées sur la machine asynchrone alimentée par convertisseur statique, ont été réalisées à l'aide de la configuration de Park [3], [4], [7] - [9], [11] - [13].

Nous tenons compte des hypothèses suivantes:

- machine est symétrique, non saturée,
- harmoniques de dentures négligeables,
- répartition sinusoïdale de la force magnéto-motrice.

Le couplage des phases statoriques étant en étoile, les composantes homopolaires sont nulles. Dans ces conditions, le modèle réel de la machine se réduit à un modèle biphasé équivalent défini sur un référentiel d'axes d, q. En choisissant un repère de référence lié au stator, les équations électriques de la machine

sont données [14], [15]:

$$\begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 & M_m \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & R_s + L_s \frac{d}{dt} & 0 & M_m \frac{d}{dt} \\ M_m \frac{d}{dt} & \omega_m \cdot M_m & R_r + L_r \frac{d}{dt} & \omega_m \cdot L_r \\ -\omega_m \cdot M_m & M_m \frac{d}{dt} & -\omega_m \cdot L_r & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \\ i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

$$\text{avec} \quad \omega_m = \frac{d\theta}{dt} = p \cdot \Omega$$

L'équation mécanique s'écrit:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = p M_m (i_q^s \cdot i_d^r - i_q^r \cdot i_d^s) - (\Gamma_r + \Gamma_f) \quad (1.4)$$

Le système d'équation (1.3) et l'équation (1.4) s'écrivent encore:

$$\begin{aligned} \frac{d[I]}{dt} &= ([A] + [B]\Omega) [I] + [C] \cdot [U] \\ \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{p M_m}{J} (i_q^s \cdot i_d^r - i_q^r \cdot i_d^s) - (K_c + K_f) \frac{\Omega}{J} \end{aligned} \quad (1.5)$$

Nous désignons par :

$$[I] = [i_d^s \ i_q^s \ i_d^r \ i_q^r]^T \quad ; \quad [U] = [V_d^s \ V_q^s \ 0 \ 0]^T$$

Où V_d^s, V_q^s, i_d^s et i_q^s et i_d^r, i_q^r représentent les grandeurs statoriques et rotoriques biphasées du modèle réduit de la machine.

Avec [A], [B] et [C] matrices définies par:

$$[A] = \frac{1}{\sigma} \begin{bmatrix} -\alpha_s & 0 & \frac{M_m}{L_r} \alpha_r & 0 \\ 0 & -\alpha_s & 0 & \frac{M_m}{L_r} \alpha_r \\ \frac{M_m}{L_r} \alpha_s & 0 & -\alpha_r & 0 \\ 0 & \frac{M_m}{L_r} \alpha_s & 0 & -\alpha_r \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

Avec $\alpha_s = \frac{R_s}{\sigma \cdot L_s}$, $\alpha_r = \frac{R_r}{\sigma \cdot L_r}$ et $\sigma = 1 - \frac{M_m^2}{L_s \cdot L_r}$

$$[B] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{M_m^2}{L_s L_r} & 0 & \frac{M_m}{L_s} \\ -\frac{M_m^2}{L_s L_r} & 0 & -\frac{M_m}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{M_m}{L_r} & 0 & -1 \\ \frac{M_m}{L_r} & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

$$[C] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & -\frac{M_m}{L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & 0 & -\frac{M_m}{L_s L_r} \\ -\frac{M_m}{L_s L_r} & 0 & \frac{1}{L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M_m}{L_s L_r} & 0 & \frac{1}{L_r} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

1.3.3 Modélisation de l'onduleur.

Le schéma détaillé de l'onduleur de tension associé au moteur asynchrone est donné par la figure 1.4. Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs T_j et T'_j commandés à l'ouverture et à la fermeture, shuntés en anti - parallèle par des diodes de récupération D_{rj} et D_{rj}' .

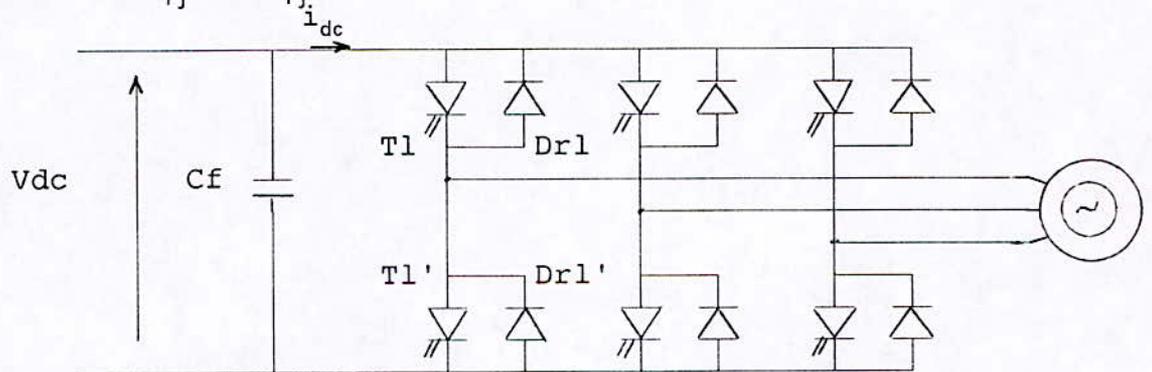


Figure 1.3: Association onduleur - moteur Asynchrone.

Les interrupteurs T_j et T'_j sont des composants semi-conducteurs (thyristors, transistors, GTO,...). Ils sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsions, qui

consiste à moduler la tension de sortie suivant un ou plusieurs critères définis au préalable. Pour notre étude, la stratégie triangulo - sinusoidale est appliquée (voir figure 1.6).

Nous supposons que la commutation des éléments semi-conducteurs est instantanée (composants parfaits). Ainsi, à chaque bras d'onduleur est associé une fonction logique de connexion F_j ($j = 1, 2, 3$) définie comme suite:

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } T_j \text{ fermé } \quad T'_j \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } T_j \text{ ouvert } \quad T'_j \text{ fermé} \end{cases}$$

En fait, cette fonction logique F_j est obtenue à partir du modèle mathématique qui se base sur la comparaison de deux signaux, l'un triangulaire porteuse et l'autre sinusoïdale modulante.

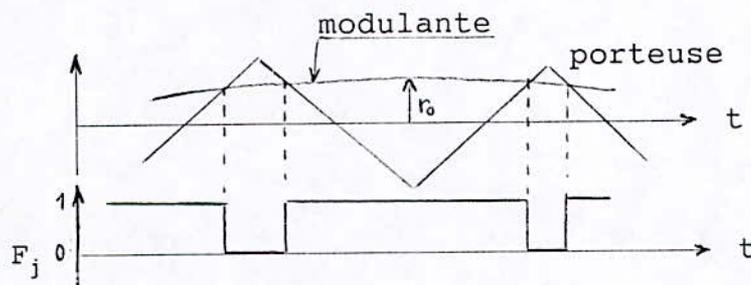


Figure 1.4: Principe de la commande en M.L.I.

Enfin, la stratégie triangulo - sinusoidale est obtenue par la comparaison, du signal P_R et les signaux E_j , définissant le signal F_j , qui présente une modulation du type synchrone [16], [17], [18].

$$F_j = \begin{cases} 1 & \text{si } E_j \geq P_R \\ 0 & \text{si } E_j \leq P_R \end{cases} \quad (1.9)$$

Les interrupteurs de chaque bras de l'onduleur fonctionnent en commande complémentaire: si l'un est ouvert, l'autre est fermé. Ceci nous permet de modéliser chaque bras de l'onduleur par un seul interrupteur à deux positions (niveau haut et niveau bas). Le niveau haut correspond au potentiel $+V_{dc}$, le niveau bas correspond à zéro (voir figure 1.5).

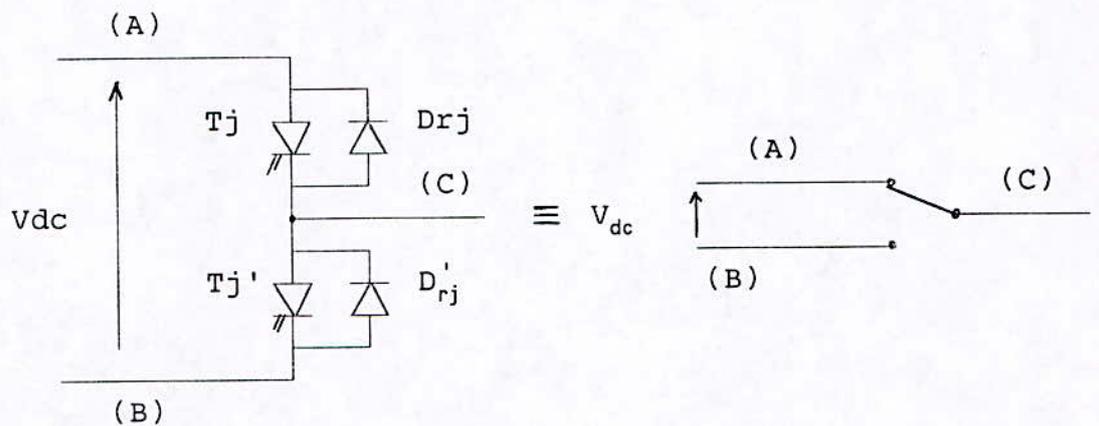


Figure 1.5: Modèle d'un bras de l'onduleur.

Le chronogramme des signaux F_j (figure 1.6) est donné, pour un indice de modulation $m_o = 9$ et un rapport cyclique de l'onduleur $r_o = 0.5$, la fréquence des modulantes est 25 Hz.

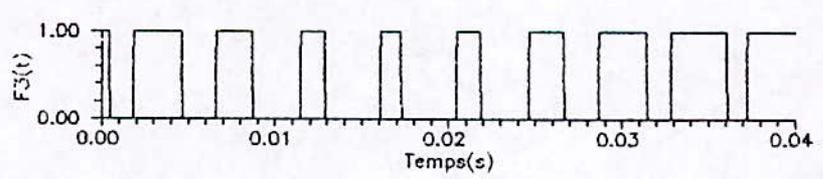
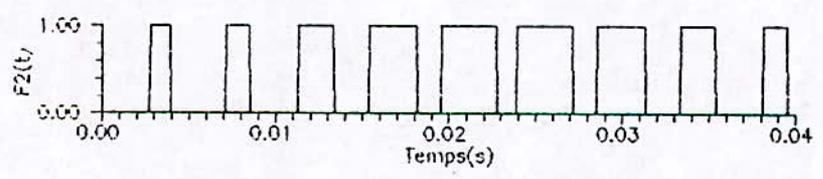
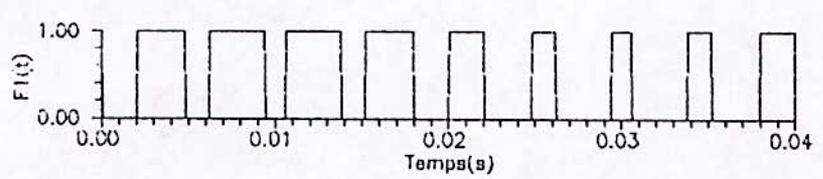
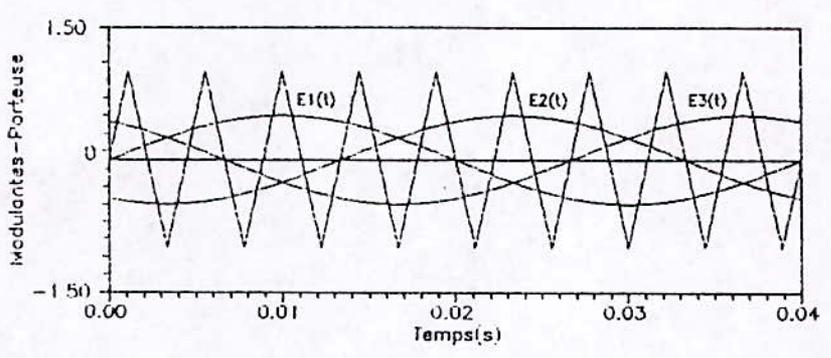


Figure 1.6: Signaux de commande en M.L.I pour $m_o=9$, $r_o=0.5$, $f=25$ Hz

La porteuse est définie par les équations:

$$P_R = \begin{cases} \frac{4t}{TP_1} - (4n+1) & \text{si } t \in [n TP_1, (n+\frac{1}{2}) TP_1] \\ \frac{-4t}{TP_1} + (4n+3) & \text{si } t \in [(n+\frac{1}{2}) TP_1, (n+1) TP_1] \end{cases} \quad (1.10)$$

avec $n = 0, 1, 2, 3, \dots$, un entier naturel.

Les signaux modulants sont donnés par l'équation suivante:

$$E_j = r_o \sin(\omega t - 2(j-1) \frac{\pi}{3}) \quad (1.11)$$

avec: $j = 1, 2, 3$.

La figure 1.7 représente le chronogramme des signaux correspondant aux fonctions logiques F_1 , F_2 et F_3 . Ces signaux sont tracés pour un calage optimal [16], [18].

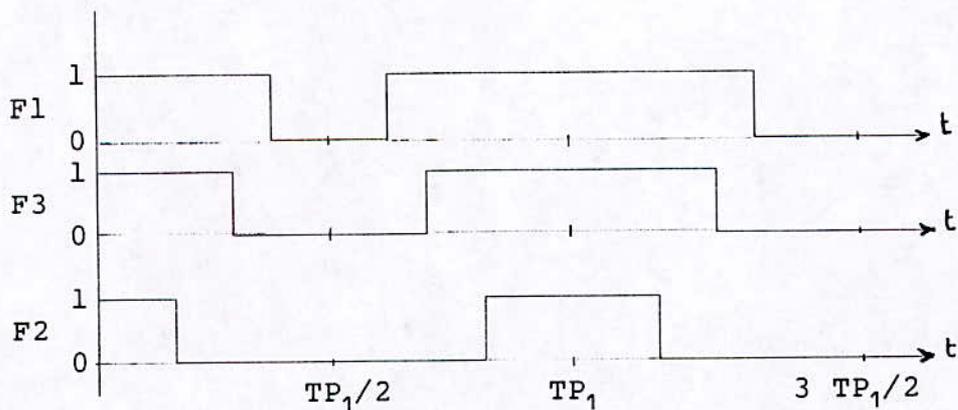


Figure 1.7: Représentation des signaux F_j pour un calage optimal.

Le schéma simplifié de l'onduleur est donné par la figure 1.8.

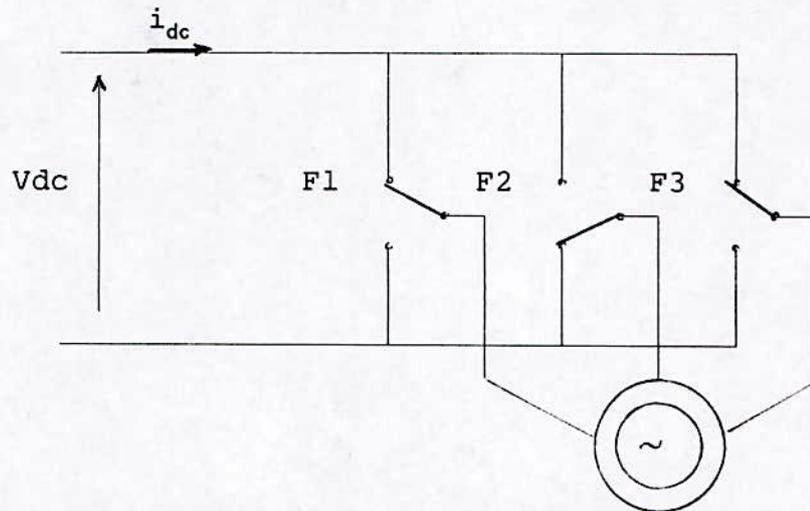


Figure 1.8: Schéma simplifié de l'onduleur.

Les équations des tensions de ligne aiguillées par l'onduleur, se déduisent immédiatement en fonction de la tension \$V_{dc}\$ [7], [8].

$$U_{13} - V_1 - V_3 = V_{dc}(F_1 - F_3) \quad (1.12)$$

$$U_{21} - V_2 - V_1 = V_{dc}(F_2 - F_1) \quad (1.13)$$

$$U_{32} - V_3 - V_2 = V_{dc}(F_3 - F_2) \quad (1.14)$$

Vue la symétrie de la machine et le couplage étoile de l'enroulement statorique, nous avons:

$$\sum_{j=1}^3 V_j = 0 \quad (1.15)$$

Les tensions simples V_j s'écrivent:

$$[V] = V_{dc} \cdot [K] \cdot [F] \quad (1.16)$$

avec:

$$[V] = [V_1 \ V_2 \ V_3]^T ; [F] = [F_1 \ F_2 \ F_3]^T$$

et $[K]$ une matrice de connexion définie par:

$$[K] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

Sur un référentiel d'axes d , q , les tensions statoriques $[\hat{V}]_{dq}$ peuvent s'écrire:

$$[V_{dq}^s] = V_{dc} \cdot [P(\theta)] \cdot [F] \quad (1.18)$$

$$\text{avec } [V_{dq}^s] = [V_d^s \ V_q^s]^T$$

et $P(\theta)$, la matrice de Park définie pour un angle $\theta = \omega t + \theta_0$ donnée par:

$$[P(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1.19)$$

En tenant compte du choix du référentiel $\theta=0$, l'équation (1.16) devient:

$$\begin{bmatrix} V_d^s \\ V_q^s \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

Le courant i_{dc} à l'entrée de l'onduleur s'écrit:

$$i_{dc} = \sum_{j=1}^3 F_j(t) i_j \quad (1.21)$$

$$i_{dc} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[F_1 - \frac{1}{2} (F_2 + F_3) \right] i_d^s + \frac{\sqrt{3}}{2} [F_2 - F_3] i_q^s \quad (1.22)$$

1.4 MODELE NUMERIQUE DU SYSTEME.

Le modèle numérique du système global est régi par les équations suivantes:

$$\frac{di_d^s}{dt} = K_{cf} \cdot (L_r \cdot V_d^s - R_s \cdot L_r \cdot i_d^s + R_r \cdot M_m \cdot i_d^r + T_1 \Omega) \quad (1.23)$$

$$\frac{di_q^s}{dt} = K_{cf} (L_r \cdot V_q^s - R_s \cdot L_r \cdot i_q^s + R_r \cdot M_m \cdot i_q^r + T_2 \cdot \Omega) \quad (1.24)$$

$$\frac{di_d^r}{dt} = K_{cf} (-M_m \cdot V_d^s + R_s \cdot M_m \cdot i_d^s - R_r \cdot L_s i_d^r - \frac{L_s \cdot T_1 \cdot \Omega}{M_m}) \quad (1.25)$$

$$\frac{di_q^r}{dt} = K_{cf} (-M_m \cdot V_q^s + R_s \cdot M_m \cdot i_q^s - R_r \cdot L_s \cdot i_q^r - \frac{L_s \cdot T_2 \cdot \Omega}{M_m}) \quad (1.26)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM_m}{J} (i_q^s \cdot i_d^r - i_d^s \cdot i_q^r) - (K_c + K_f) \frac{\Omega}{J} \quad (1.27)$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{i_L - i_{dc}}{C_f} \quad (1.28)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{U_d - V_{dc}}{L_f} \quad (1.29)$$

Où K_{cf} , T_1 et T_2 sont donnés par les expressions:

$$K_{cf} = \frac{1}{(L_s \cdot L_r - M_m^2)}, \quad T_1 = p M_m (M_m \cdot i_q^s - L_r \cdot i_q^r) \quad (1.30)$$

$$\text{et} \quad T_2 = -p \cdot M_m (M_m \cdot i_d^s + L_r \cdot i_d^r)$$

La résolution numérique des équations différentielles suscitées s'obtient par l'algorithme de Runge-Kutta du quatrième ordre.

1.5 ALIMENTATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR - MOTEUR ASYNCHRONE PAR REDRESSEUR.

1.5.1 Description du montage.

La figure 1.12 représente le montage de principe de l'association filtre - onduleur - moteur asynchrone, alimenté par un redresseur à diodes permettant de transformer la tension du réseau 380 v, 50 Hz en une tension continue de l'ordre de 515 v.

Le filtre L_{f1} , C_{f1} inséré entre le redresseur et l'onduleur permet de jouer un double rôle dans le circuit, d'une part de filtrer la tension redressée, ainsi que les harmoniques d'ordre élevés provoqués par le fonctionnement de l'onduleur, d'autre part d'assurer un niveau de tension élevé en courant continu pour empêcher la dégradation du facteur de puissance [19].

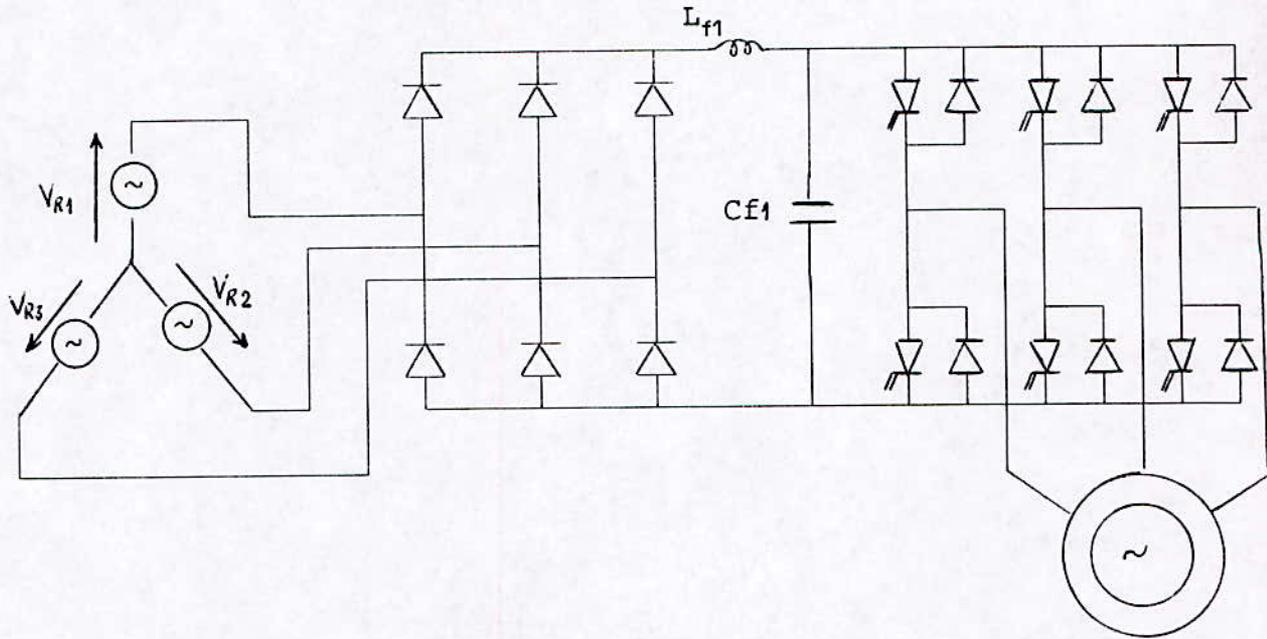


Figure 1.12: Schéma du système global alimenté par redresseur.

1.5.2 Modèle numérique.

Le modèle numérique du système global, est conservé. L'alimentation est assurée par le redresseur modélisé précédemment. Le schéma de principe simplifié du système est donné par la figure 1.13.

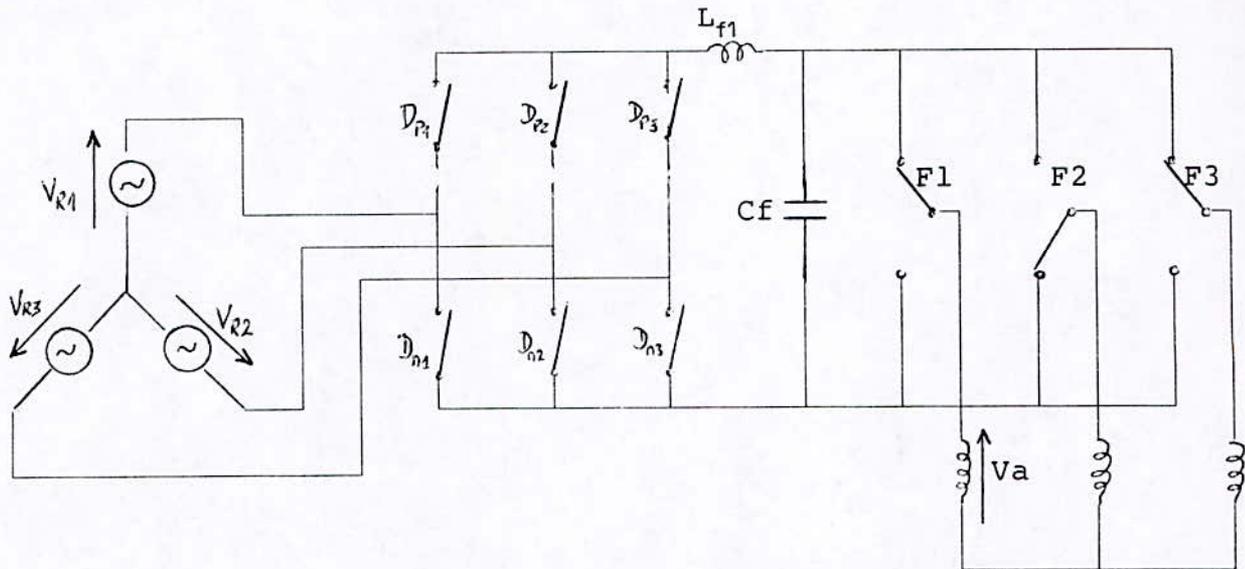


Figure 1.13: Schéma de principe simplifié du système global.

Pour le filtre, nous nous sommes basés sur un choix simple, afin de faciliter le filtrage des harmoniques d'ordre élevé provoqués par le fonctionnement de l'onduleur. Nous avons choisi un filtre passe-bas dont la fréquence de résonance f_0 est loin de la fréquence d'utilisation pourqu'il n'y ait pas d'interaction entre les fréquences. Cependant, la relation qui permet la détermination des paramètres du filtre s'écrit:

$$L_f \omega_o^2 C_f \geq 1 \quad (1.31)$$

Nous choisissons C_{f1} et ω_o , la self L_{f1} peut être déterminée par la relation (1.31), les paramètres du filtre sont:

$$L_f = 40 \text{ mH} \quad \text{et} \quad C_f = 500 \mu\text{F}$$

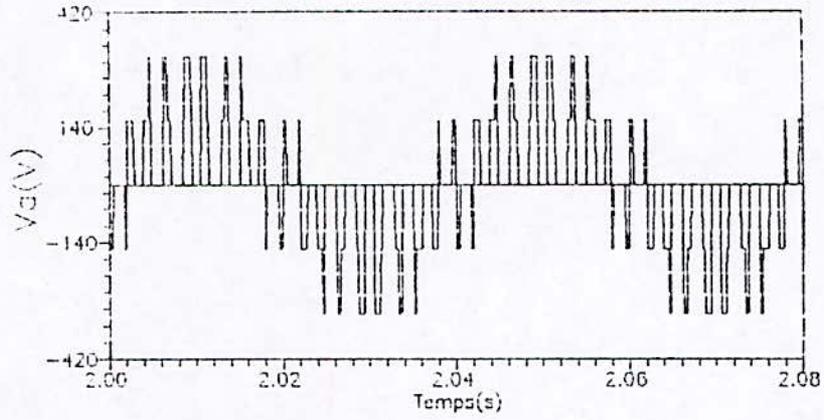
En regroupant les équations du modèle global (1.23),...
 ..., (1.29), nous obtenons le modèle de tout le système. Les
 variables de simulation sont les courants statoriques et rotoriques
 du modèle réduit du moteur.

La technique de modulation est la stratégie (triangulo -
 sinusoidale), le rapport cyclique r_o est relié à la fréquence des
 modulantes par le rapport $r_o/f = \text{cte}$ ($r_o = 0.5$, $f = 25$ Hz) afin de
 maintenir le flux statorique quasiment constant. L'indice de
 modulation étant choisi égal à 9.

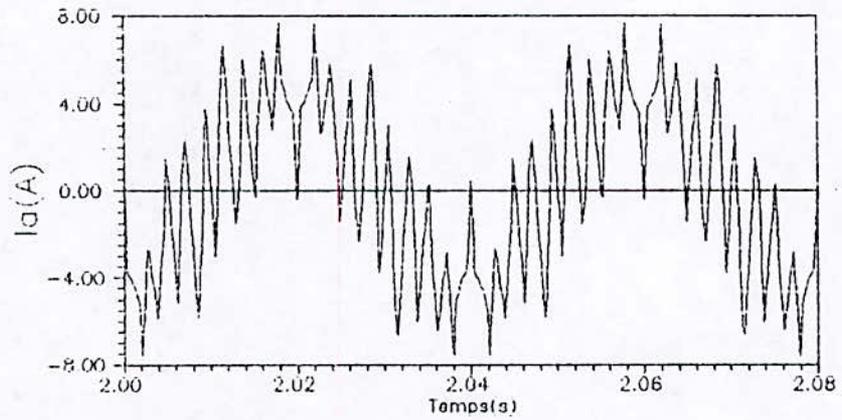
Le référentiel choisi pour le moteur étant lié au stator ($\theta=0$)
 afin de tracer l'évolution instantanée des ondes de tension simple
 V_a appliquée au moteur et du courant statorique i_a pour deux régimes
 de fonctionnement à vide et en charge. La tension simple V_a et le
 courant d'une phase statorique i_a , sont donnés par:

$$V_a = \sqrt{\frac{2}{3}} V_d^s \quad \text{et} \quad i_a = \sqrt{\frac{2}{3}} i_d^s \quad (1.32)$$

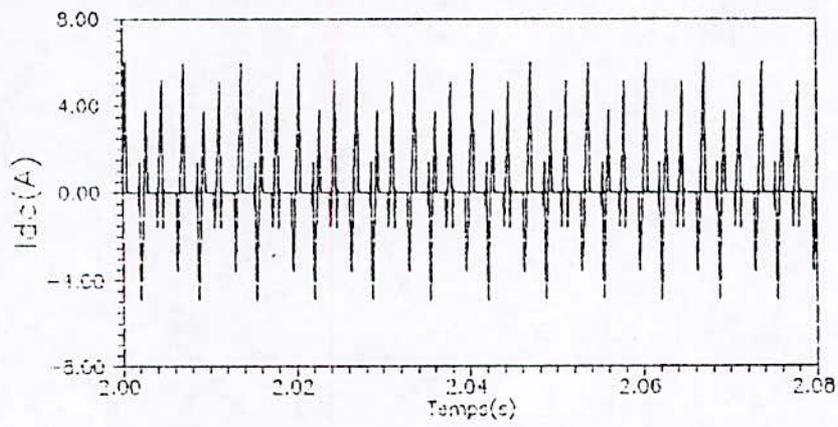
Les résultats numériques (courants, tension) obtenus, pour un
 fonctionnement en régime établi du système d'association sont
 données par la figure 1.14 et la figure 1.15.



a) Tension de phase Va.

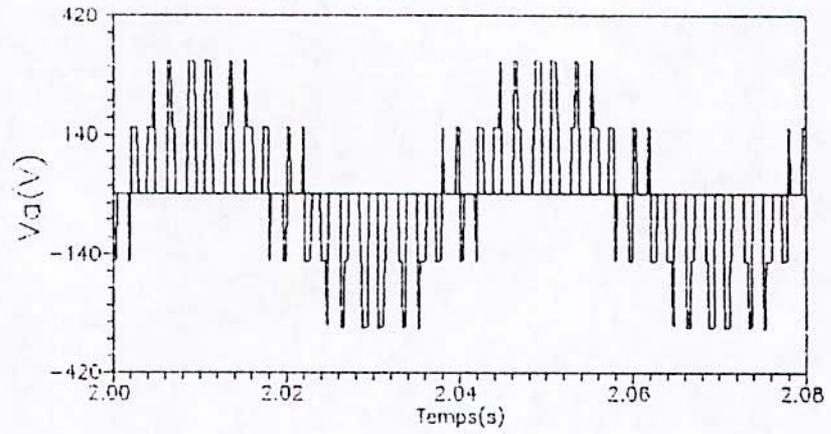


b) Courant de phase Ia.

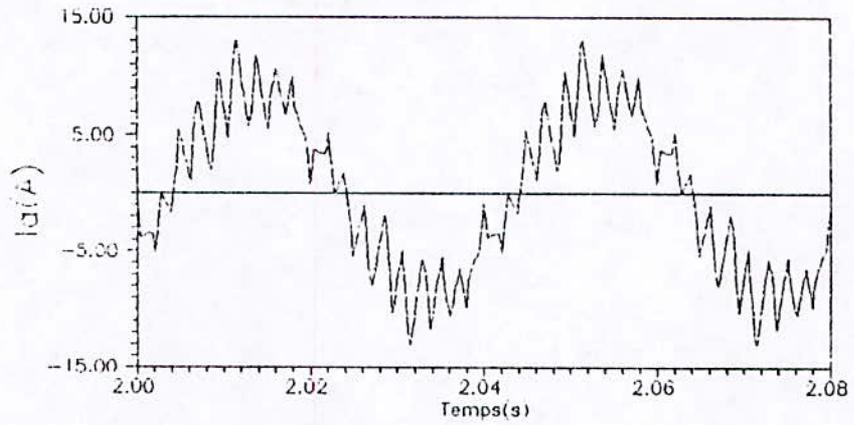


c) Courant a l'entree de l'onduleur Idc.

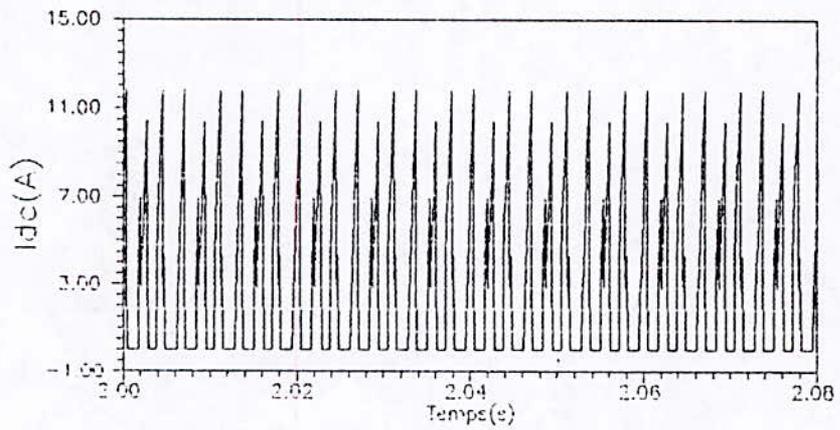
Figure 1.15: Caractéristiques en régime établi (a vide) pour $m_o = 9$, $r_o = 0.5$ et $f = 25$ Hz.



a) Tension de phase Va.



b) Courant de phase Ia.



c) Courant a l'entree de l'onduleur Idc.

Figure 1.16: Caractéristiques en régime établi (en charge) pour $m_o = 9$, $r_o = 0.5$ et $f = 25$ Hz.

1.6 ALIMENTATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR - MOTEUR ASYNCHRONE

PAR UNE SOURCE DE TENSION CONTINUE.

Dans ce cas, le redresseur à diodes est remplacé par une source de tension continue fixe E_d . Pour une tension d'alimentation E_d égale à 370 v, nous réglons la tension d'entrée du moteur à 110 v. Pour ce réglage, nous donnons les résultats de simulation (courants, tension) pour un fonctionnement en régime établi de l'association (figure 1.16 et figure 1.17).

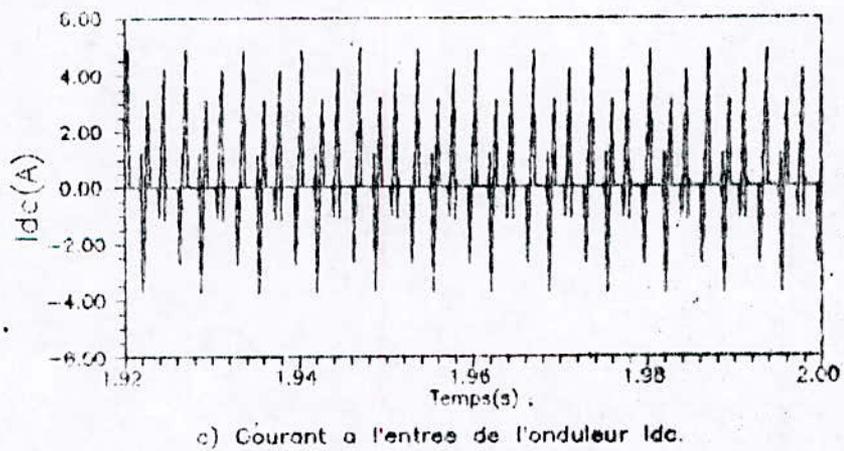
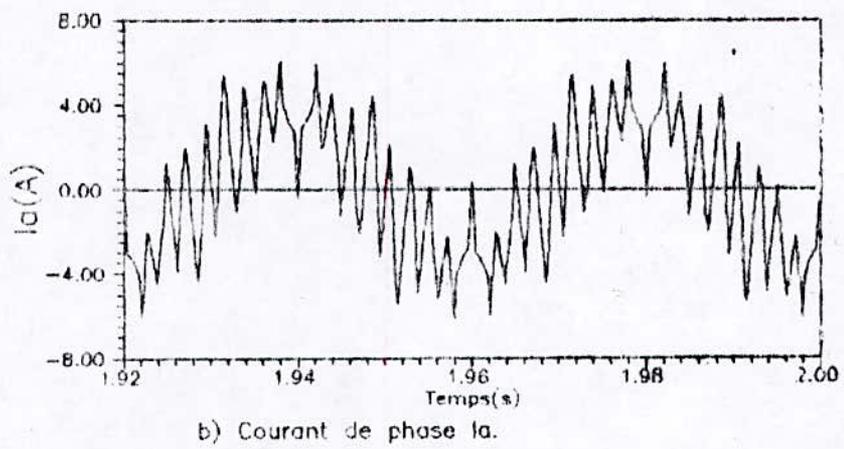
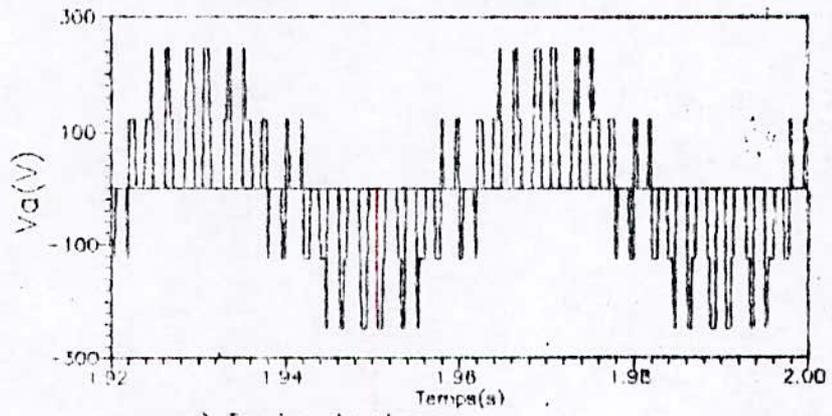
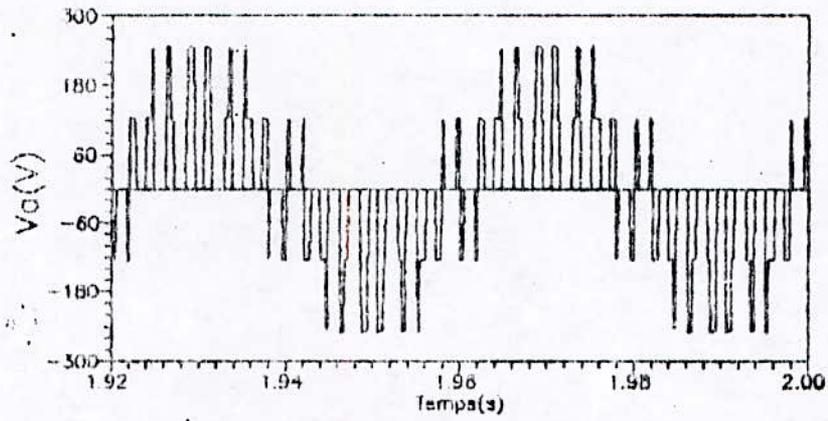
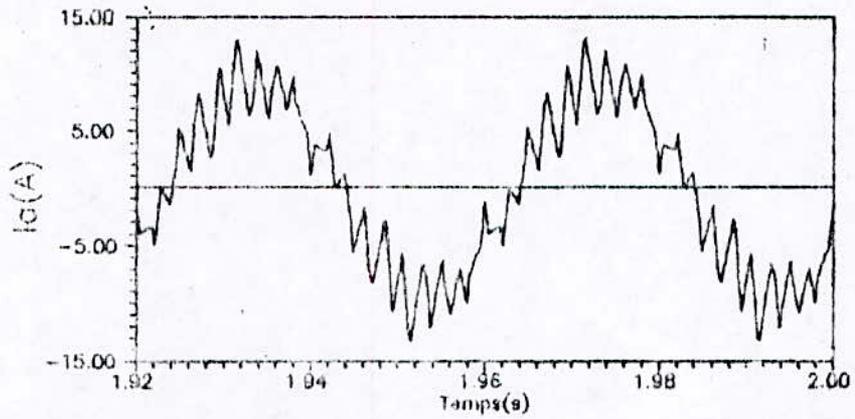


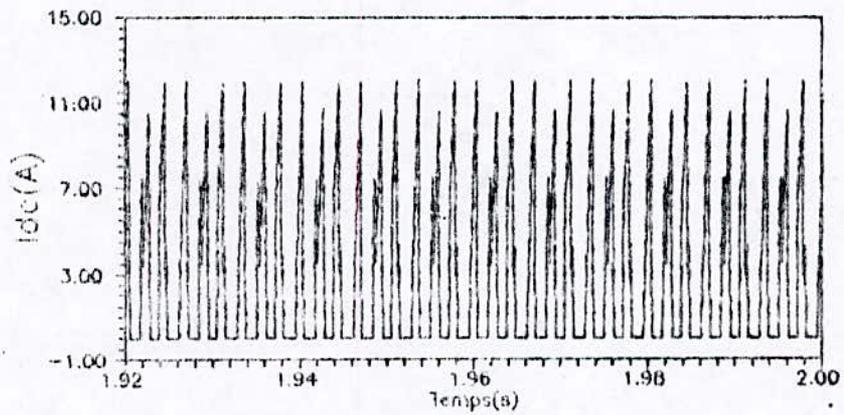
Figure 1.16: Caractéristiques en régime établi (a vide) pour $m_o = 9$, $r_o = 0.5$ et $f = 25$ Hz.



a) Tension de phase V_c .



c) Courant de phase I_a .



b) Courant à l'entrée de l'onduleur I_{dc} .

Figure 1.17: Caractéristiques en régime établi (en charge nominale) pour $m_o = 9$, $r_o = 0.5$ et $f = 25$ Hz.

1.7 COMPARAISON ET COMMENTAIRES.

Nous constatons que les résultats obtenus pour les deux alimentations (redresseur, source de tension constante) sont presque identiques avec cependant une légère variation de l'amplitude de la tension simple.

L'onde de tension simple représentée par les figures 1.14-1.17 présente des harmoniques d'ordre élevé pouvant être filtrés facilement. La capacité C_{f1} qui est de valeur suffisante permet de les filtrer. Les harmoniques de courant sont réduits facilement par la self du moteur.

L'onde de courant statorique i_a , pour les deux régimes de fonctionnement à vide Figures 1.14 - 1.16 et à pleine charge figure 1.15 - 1.17, montre tout l'intérêt de la technique de commande en MLI. Car pour le courant i_a présente une sinusoïde si on le compare à la commande classique pleine onde.

Lors du fonctionnement à vide, le courant i_{dc} présente des composantes négatives. Elles sont absorbées par la capacité de filtrage C_{f1} à travers les diodes de récupération. En valeur moyenne i_{dc} est continu, mais de faible valeur, il est de l'ordre 3 A, car pour le fonctionnement à vide le moteur ne consomme que ces pertes.

Nous constatons également que ce courant i_{dc} , sur deux périodes

2

de fonctionnement, se reproduit identiquement dans chaque période sur six intervalles. Ceci explique que la stratégie MLI suit l'enveloppe de la tension simple aiguillée par l'onduleur en six configurations par période. Les pointes de courant sont dues à la modulation.

1.8 CONCLUSION.

Les résultats obtenus montrent le comportement de fonctionnement en régime établi de l'ensemble filtre - onduleur - moteur asynchrone, pour les deux types d'alimentation:

- cas d'un redresseur,
- cas d'une source à courant continu.

De façon générale, ces résultats montrent l'existence d'harmoniques pouvant gêner le bon fonctionnement de l'ensemble. Les limites de l'alimentation par redresseur sont caractérisées par:

- la génération d'harmoniques néfastes pour le réseau (rangs 5, 7, 11 et 13,...),
- la réalisation de la réversibilité fonctionnelle délicate et onéreuse.

Pour améliorer les performances du système d'association (minimisation de taux d'harmoniques, amélioration du facteur de puissance et réalisation de la réversibilité fonctionnelle), nous proposons pour l'alimentation de l'onduleur un convertisseur monophasé à commande en modulation de largeur d'impulsions. L'étude de ce convertisseur fera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE 2

ETUDE DU HACHEUR A QUATRE
QUADRANTS

CHAPITRE 2

ETUDE DU HACHEUR A QUATRE QUADRANTS

2.1 INTRODUCTION.

Le système d'alimentation statique, décrit dans le premier chapitre, est un système redresseur. Ce redresseur à semi-conducteur est pour le réseau amont, générateur de courants harmoniques. En effet, la commutation des diodes de redressement provoque, sur le réseau, un "hachage" du courant de phase. La figure 2.1 montre que pour un courant continu parfaitement lissé, le courant dans les phases a la forme rectangulaire.

Le redresseur se comporte comme un générateur de courants harmoniques, circulant en amont du convertisseur. De plus, la circulation de ces courants dans les impédances de la source

génère des harmoniques de tension, dont le taux de distortion de la tension est fonction de la source et du redresseur. Les harmoniques engendrés sont de rang $n = 6k \pm 1$ avec $k = 1, 2, 3 \dots$ et soit $n = (5, 7, 11, 13, 17, 19 \dots)$

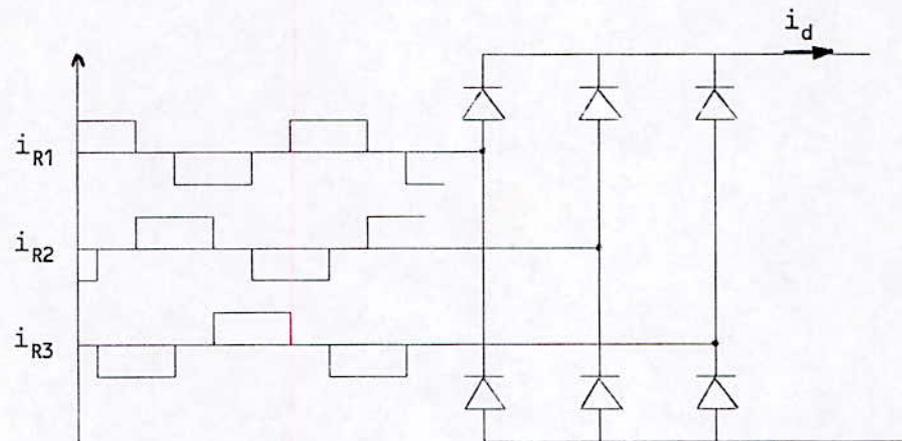


Figure 2.1: Schéma du redresseur avec courant harmonique.

Le calcul théorique simplifié donne, pour les harmoniques présents, en général le rang 5 et 7 qui sont les plus importants. Ces harmoniques engendrent les effets suivants [21]-[22]:

- pertes supplémentaires dans le transformateur de ligne et dans les semi-conducteurs du convertisseur,
- augmentation du courant dans les condensateurs de filtrage,
- perturbations des liaisons téléphoniques, et les récepteurs très sensibles (téléphone, interphone, système de sonorisation et de signalisation électrique, liaison informatique).

De plus, ce système d'alimentation ne réalise pas la réversibilité fonctionnelle. Dans ce chapitre, nous proposons le remplacement du

redresseur par un hacheur à quatre quadrants.

La figure 2.2 montre, l'ensemble du système d'alimentation statique, utilisant un hacheur à quatre quadrants a commande en modulation de largeur d'impulsions. Ce convertisseur est un pont à deux bras dont chaque bras est constitué de deux semi-conduc-teurs schuntés par des diodes en anti-parallèle.

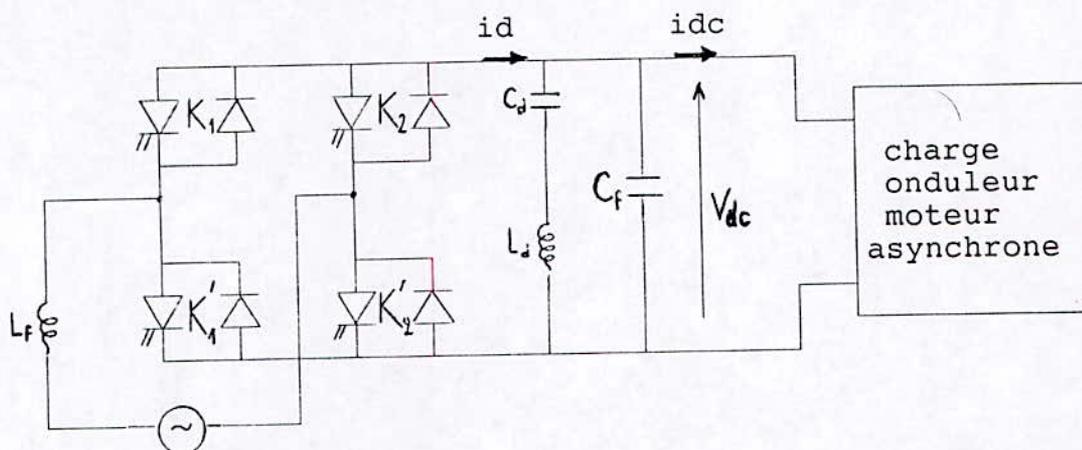


Figure 2.2: Schéma de principe du système hacheur - onduleur.

La self L_f représente l'inductance de fuite du transforma-teur ramenée au secondaire. Si cette dernière est insuffisante pour maintenir le courant admissible à l'entrée du hacheur, nous pouvons éventuellement y joindre une inductance additionnelle.

Hx capacité C_f permet de maintenir et de stabiliser la tension à l'entrée de l'onduleur. Elle permet aussi d'absorber le courant négatif produit par le fonctionnement de l'onduleur.

En pratique, les pulsations de puissance à double fréquence engendrées par le fonctionnement du hacheur sont atténuées par le

2

filtre L_d et C_d .

Ce convertisseur peut être utilisé aussi bien pour la traction que pour le freinage sans aucun regroupement de circuit, puisque le sens d'écoulement de la puissance est indifférent. De plus, ce convertisseur améliore considérablement le facteur de puissance et réduit les amplitudes d'harmoniques d'ordre bas [21].

2.2 MODELE DU HACHEUR A QUATRE QUADRANTS.

2.2.1 Technique de commande en MLI appliquée.

Le schéma de montage (figure 2.2) illustre le montage de principe du hacheur à quatre quadrants à commande en MLI. Les interrupteurs électroniques K_1 et K'_1 sont des interrupteurs de hachage, tandis que K_2 et K'_2 sont des interrupteurs d'aiguillage.

La génération des impulsions de commande du hacheur, est obtenue par la technique MLI; pour laquelle une modulante sinusoïdale d'amplitude r_h , décalée d'un angle δ par rapport à l'origine de la tension d'alimentation v_{so} (voir figure 2.3), est comparée à une porteuse triangulaire d'amplitude A_t . L'intersection des deux signaux correspond à la commande par un ordre d'allumage où d'extinction sur les composants semi-conducteurs constituant le hacheur.

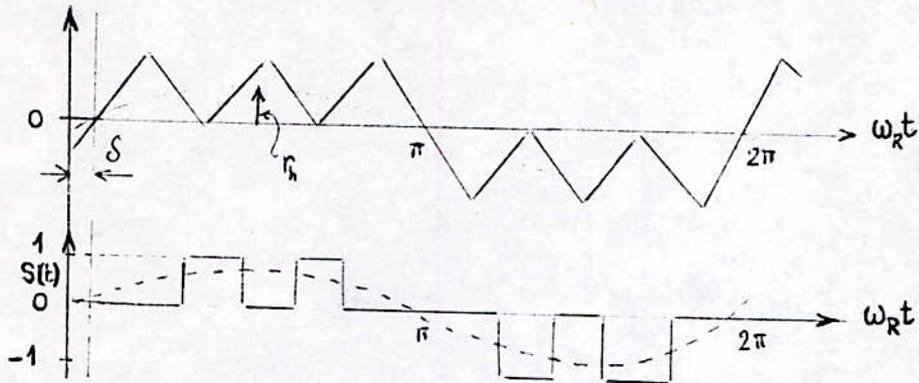


Figure 2.3: Principe de la commande en M.L.I.

Cette technique de commande est caractérisée par:

- l'ordre de modulation où l'indice de modulation m_h ,
- le taux de modulation, représentant le rapport des amplitudes des signaux de comparaison.

$$\tau_m = \frac{r_h}{A_t} \quad (2.1)$$

Un choix convenable doit être fait pour obtenir une symétrie de glissement entre les alternances pour éliminer les harmoniques paires de la tension d'entrée du hacheur v_e , qui provoquent des perturbations.

2.2.2 Principe de fonctionnement du hacheur.

Nous supposons que:

- les interrupteurs du convertisseur sont parfaits,
- la capacité C_f est suffisamment grande.

Les étapes de fonctionnement du hacheur à quatre quadrants, la variation du courant i_e et de la tension v_e à son entrée et le courant à sa sortie i_d en fonction du temps, sont représentés par les figures 2.4 et 2.5 .

1-Pour l'alternance positive:

- K_2' étant fermé:

- si K_1 est fermé nous avons:

$$v_e = V_{dc} \quad \text{et} \quad i_e = i_d \quad (\text{cas (a)}).$$

- si K_1' est fermé nous avons:

$$v_e = 0 \quad \text{et} \quad i_d = 0 \quad (\text{cas (b)}).$$

- K_2 étant fermé:

- si K_1 est fermé nous avons:

$$v_e = 0 \quad \text{et} \quad i_d = 0 \quad (\text{cas (c)}).$$

- si K_2' , K_1' et K_1 sont fermés nous avons:

$$v_e = 0 \quad \text{et} \quad i_d = 0 \quad (\text{cas (d)}).$$

2- Pour l'alternance négative:

- K_2 étant fermé:

- si K_1 est fermé nous avons:

$$v_e = 0 \quad \text{et} \quad i_d = 0 \quad (\text{cas(e)}).$$

- si K'_1 est fermé nous avons:

$$v_e = -V_{dc} \quad \text{et} \quad i_d = -i_e \quad (\text{cas(f)}).$$

- K'_2 étant fermé:

- si K'_1 est fermé nous avons:

$$v_e = 0 \quad \text{et} \quad i_d = 0 \quad (\text{cas(g)}).$$

- si K'_1 , K_1 et K_2 sont fermés nous avons:

$$v_e = 0 \quad \text{et} \quad i_d = 0 \quad (\text{cas(h)}).$$

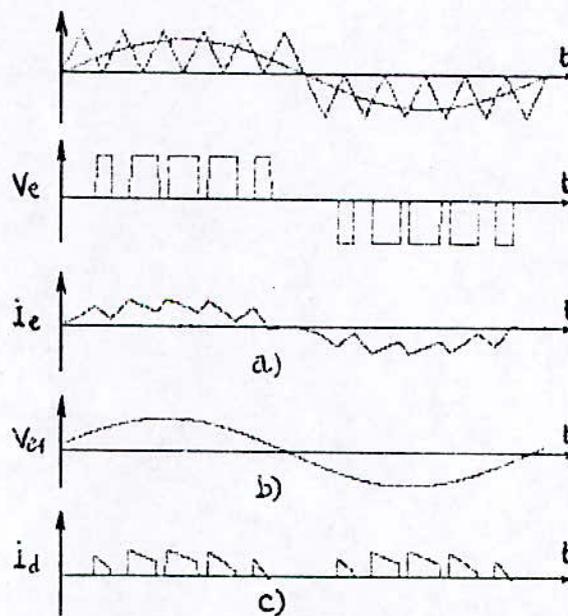


Figure 2.4: Caractéristiques du hacheur.

a) courant i_e

b) tension v_e

c) courant i_d

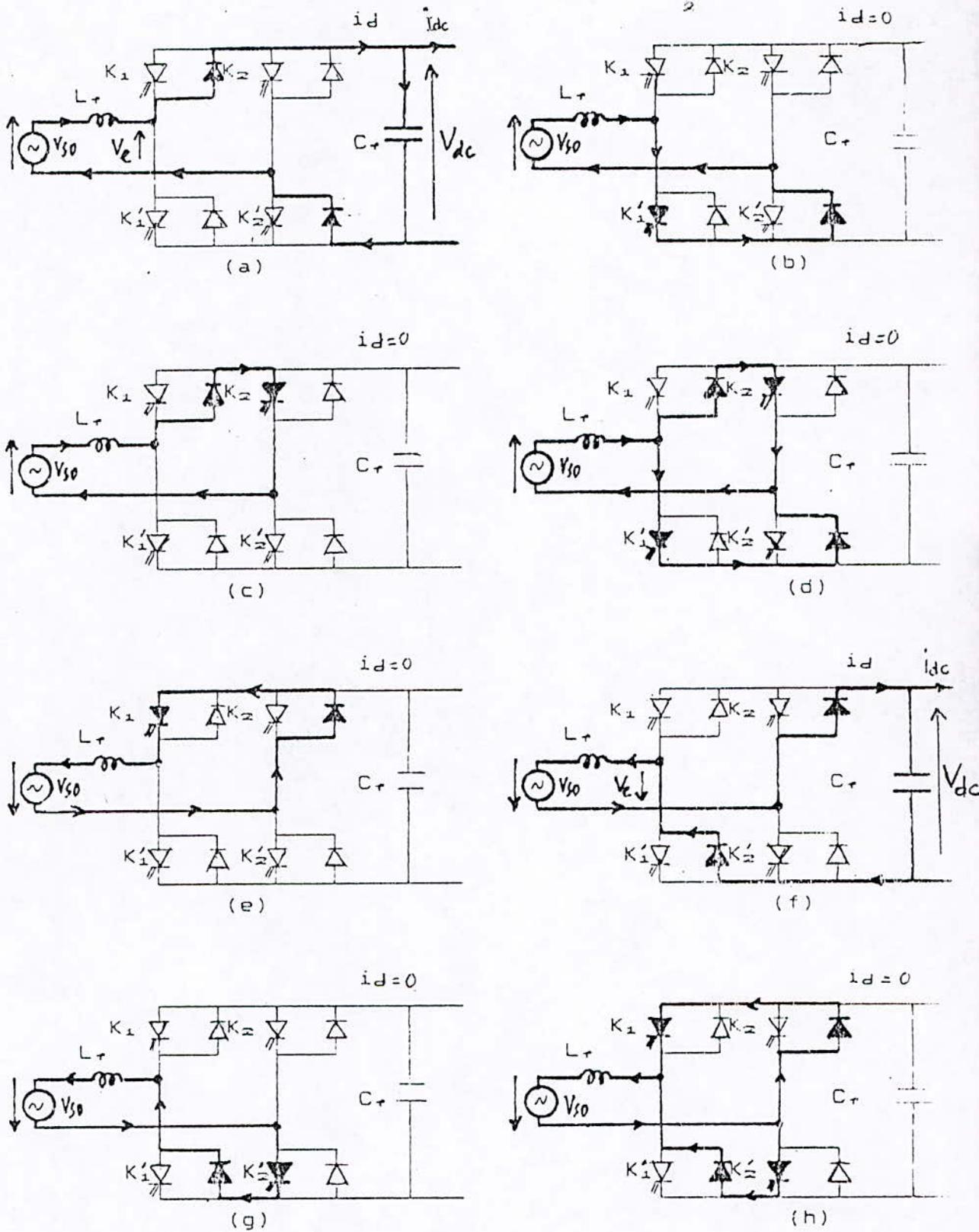


Figure 2.5: Différentes étapes de fonctionnement du hacheur.

2

Le fonctionnement du hacheur est caractérisé par les étapes d'interrupteurs de hachage et d'aiguillage, qui peuvent se déduire de la fonction de liaison $s(t)$, qui lie l'entrée et la sortie par:

$$s(t) = \begin{cases} -1 & \text{alternance négative si } P_{Rh} > E_h \\ 0 & \text{si non pour chaque alternance} \\ 1 & \text{alternance positive si } P_{Rh} > E_h \end{cases}$$

Les interrupteurs $s_1(t)$ et $s_2(t)$ désignent respectivement l'interrupteur de hachage et d'aiguillage. Les équations de tension d'entrée et de courant de sortie du hacheur sont:

$$\begin{aligned} v_e &= s(t) \cdot V_{dc} \\ i_d &= s(t) \cdot i_e \end{aligned} \tag{2.2}$$

2.2.3 Relations générales et équations du hacheur.

La tension de la source alimentant le hacheur est

sinusoïdale, dont son expression est la suivante:

$$v_{so} = V_{so} \sqrt{2} \sin \omega_R t \quad (2.3)$$

où ω_R est la pulsation du réseau pour $f_R = 50$ Hz.

A l'entrée et à la sortie du hacheur, les équations de maille et du noeud qui régissent le système de puissance sont:

$$v_{so} = v_e + L_f \frac{di_e}{dt} \quad (2.4)$$

$$i_d = i_{dc} + C_f \frac{dv_{dc}}{dt} \quad (2.5)$$

Les paramètres du filtre seront déterminés ultérieurement suivant un choix optimal.

En tenant compte des grandeurs fondamentales, la tension et le courant à l'entrée du hacheur sont liés entre eux par l'équation suivante:

$$\bar{V}_{so} = \bar{V}_{e1} + j L_f \omega_R \bar{I}_{e1} \quad (2.6)$$

où V_{e1} et I_{e1} sont les fondamentaux de la tension et du courant à l'entrée du hacheur.

Le diagramme vectoriel des tensions se schématise ainsi:

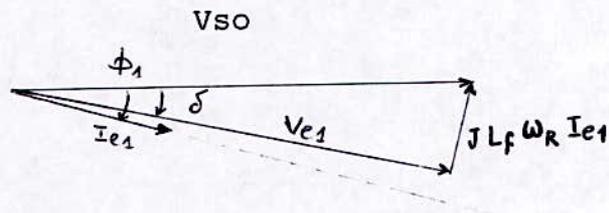


figure 2.6

Dans notre étude, nous cherchons à obtenir le fondamental du courant i_{e1} en phase avec la tension de source V_{so} (figure 2.7).

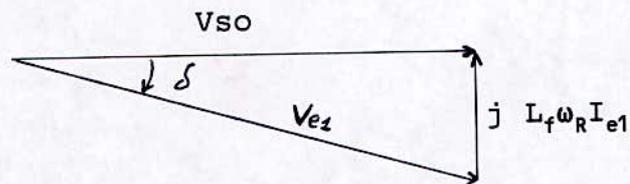


figure 2.7

Ainsi, nous pouvons écrire les équations suivantes:

$$V_{e1} = \sqrt{(V_{so})^2 + (L_f \omega_R I_{e1})^2} \quad (2.7)$$

$$\text{tg}(\delta) = \frac{L_f \omega_R I_{e1}}{V_{so}} \quad (2.8)$$

où δ désigne l'angle de calage entre V_{e1} et V_{so} .

De la figure 2.7, nous remarquons que la puissance réactive Q échangée entre la source et le convertisseur est nulle quelque soit la tension V_{e1} . L'angle de calage δ , est égal aussi à l'angle de retard de la porteuse par rapport à l'onde modulante de la référence (voir figure 2.3).

En tenant compte des valeurs usuelles de $\text{tg}(\delta)$, l'angle de calage δ est petit, il est donc quasiment proportionnel à la efficace du courant fondamental i_{e1} à l'entrée du hacheur. Ce qui nous permet d'écrire l'équation suivante:

$$\delta \approx \text{tg}(\delta) = \frac{L_f \omega_R I_{e1}}{V_{so}} \quad (2.9)$$

La valeur efficace courant i_{e1} à l'entrée du hacheur peut être déduite de la valeur moyenne de i_{dc} (courant à l'entrée de l'onduleur). La conservation de la puissance active pour un déphasage $\phi_1=0$ (courant i_{e1} et la tension v_{so} en phase), nous permet d'écrire :

$$V_{so} i_{e1} = V_{dc} (i_{dc})_{\text{moy}} \Rightarrow i_{e1} = \frac{V_{dc}}{V_{so}} (i_{dc})_{\text{moy}} \quad (2.10)$$

2.3 EFFETS DES HARMONIQUES A L'ENTREE DU HACHEUR.

2.3.1 Harmoniques de tension à l'entrée du hacheur.

Si le fondamental v_{e1} est en phase avec i_{e1} , l'onde de tension v_e à l'entrée du hacheur doit être symétrique par rapport au milieu de chaque alternance de v_{s0} . En tenant compte de la relation (2.2), l'onde de tension v_e n'est caractérisée que par le signal de commande $s(t)$ car la tension V_{dc} est supposée constante. Vue la symétrie par rapport à $\pi/2$ des créneaux de la tension v_e (figure 2.8), le développement en série de Fourier de cette dernière ne comporte que les harmoniques de tension d'ordre impair. L'équation de v_e s'écrit:

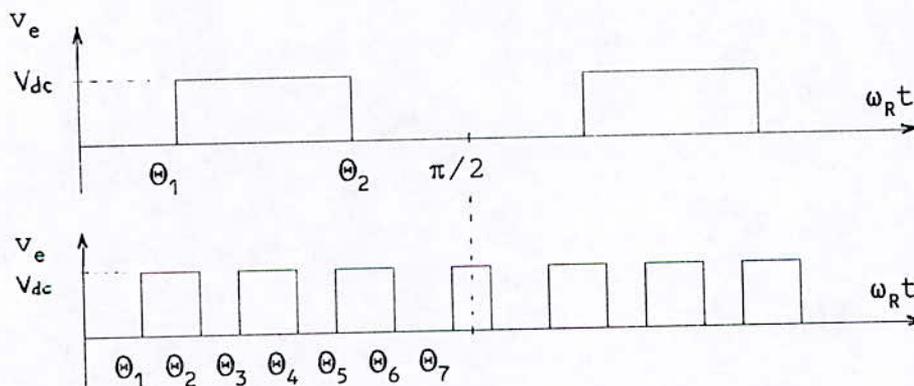


Figure 2.8: Nombres de créneaux de v_e par alternance.

Les angles de commutation $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_j$ suffisent à caractériser le signal de la tension v_e . La figure 2.8 montre

comment nous repérons ces angles. Pour le calcul de ces angles de commutation θ_j nous avons utilisé une modulante discrétisée en escalier.

- pour le cas des angles impairs, θ_{2j-1} s'écrit:

$$\theta_{2j-1} = \frac{2\pi j}{m_h} + (-1)^{2j-1} \frac{r_h}{m_h} \sin \frac{2\pi j}{m_h} \quad (2.12)$$

- pour le cas des angles pairs, θ_{2j} s'écrit:

$$\theta_{2j} = \frac{2\pi j}{m_h} + (-1)^{2j} \frac{r_h}{m_h} \sin \frac{2\pi j}{m_h} \quad (2.13)$$

Les amplitudes de tension harmonique $V_{e(2k+1)}$ à l'entrée du hacheur sont caractérisées par le nombre de créneaux p_s de l'onde v_e :

$$p_s = \frac{m_h}{2} - 1 \quad (2.14)$$

- si p_s est pair, de la forme $p_s = 2n$, $V_{e(2k+1)}$ s'écrit:

$$V_{e(2k+1)} \sqrt{2} = \frac{4}{\pi} V_{dc} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin(2k+1)\omega_R t d\omega_R t + \dots \right. \\ \left. + \int_{\theta_{2n-1}}^{\theta_{2n}} \sin(2k+1)\omega_R t d\omega_R t \right] \quad (2.15)$$

donne

$$V_{e(2k+1)} = \frac{4 V_{dc}}{\sqrt{2} \pi} \sum_{j=1}^n [\cos(2k+1)\theta_{2j-1} - \cos(2k+1)\theta_{2j}] \quad (2.16)$$

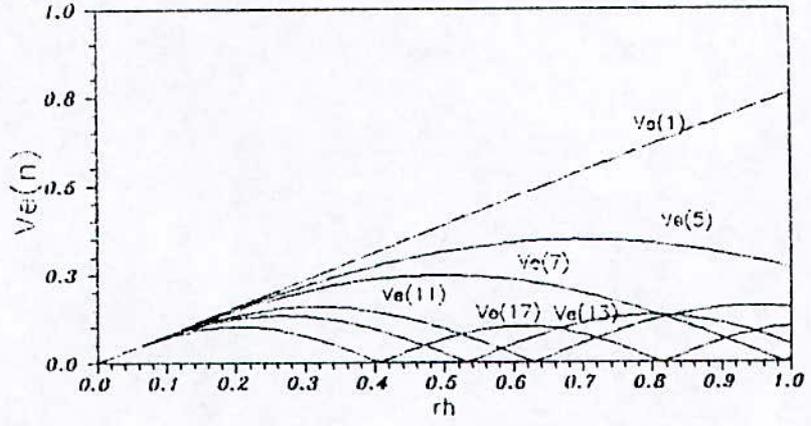
- Si p_s est impair, de la forme $p_s = 2n + 1$, $V_{e(2k+1)}$ s'écrit:

$$V_{e(2k+1)} \sqrt{2} = \frac{4}{\pi} V_{dc} \left[\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin(2k+1) \omega_R t \, d\omega_R t \right. \\ \left. + \dots + \int_{\theta_{2n+1}}^{\frac{\pi}{2}} \sin(2k+1) \omega_R t \, d\omega_R t \right] \quad (2.17)$$

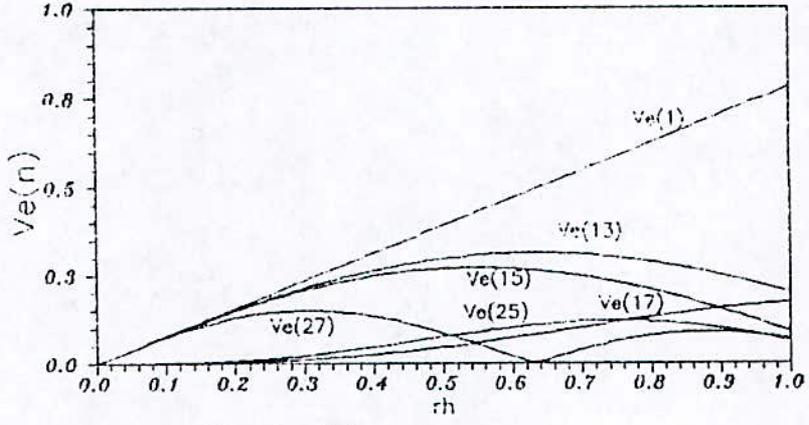
$$V_{e(2k+1)} \sqrt{2} = \frac{4}{\pi (2k+1)} V_{dc} \left[(\cos(2k+1) \theta_{2j+1} - \cos(2k+1) \frac{\pi}{2}) \right. \\ \left. + \dots + \sum_{j=1}^n (\cos(2k+1) \theta_{2j-1} - \cos(2k+1) \theta_{2j}) \right] \quad (2.18)$$

avec $k = 0, 1, 2, \dots$ entier naturel caractérisant l'ordre des harmoniques.

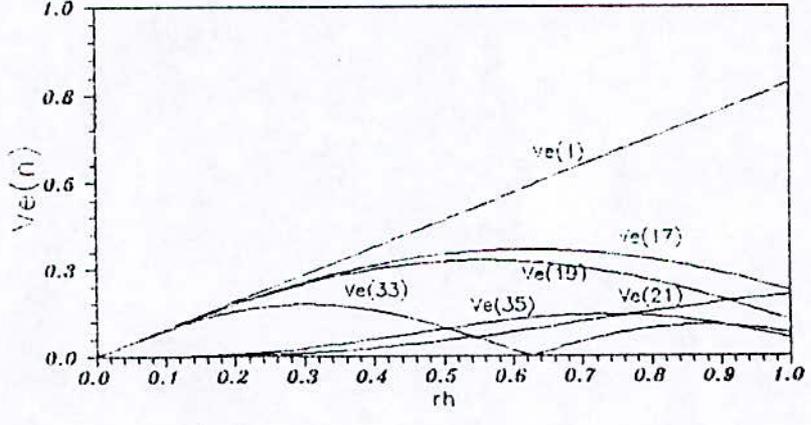
Nous avons tracé les amplitudes de tension harmonique $V_{e(2k+1)}$ en fonction de r_h du signal modulant, pour les indices de modulation m_h égales à 6, 10 et 14 (voir figure 2.9).



a) $mh=6$



b) $mh=14$



c) $mh=18$

Figure 2.9: Variation des amplitudes de tension harmonique en fonction du rapport cyclique r_h .

2.3.2 Caractéristiques du courant à l'entrée du hacheur.

Le taux d'harmonique τ_h relatif aux courants harmoniques à l'entrée du hacheur s'écrit:

$$\tau_h = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{\infty} I_{e(2k+1)}^2}{I_{e1}^2}} \quad (2.19)$$

où I_{e1} désigne la valeur efficace du courant fondamental à l'entrée du hacheur, et $I_{e(2k+1)}$ celle du courant harmonique du rang $2k+1$, dont I_{e1} est donné par l'équation (2.10).

La valeur efficace du courant i_e , peut être calculée sur une période 2π , par la relation:

$$I_e = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_e^2 d(\omega_R t)} = \sqrt{I_{e1}^2 + \sum_{k=1}^n I_{e(2k+1)}^2} \quad (2.20)$$

Des relations (2.20) et (2.21), le taux d'harmoniques devient:

$$\tau_h = \sqrt{\left(\frac{I_e}{I_{e1}}\right)^2 - 1} \quad (2.21)$$

2.3.3 Influence des harmoniques sur le facteur de puissance.

Les expressions des valeurs efficaces du courant i_e et de la tension v_e à l'entrée du hacheur s'écrivent:

$$V_e = V_{e1} \sqrt{1 + \sum_{k=1}^n \left(\frac{V_{e(2k+1)}}{V_{e1}} \right)^2} \quad (2.22)$$

$$I_e = I_{e1} \sqrt{1 + \sum_{k=1}^n \left(\frac{I_{e(2k+1)}}{I_{e1}} \right)^2} \quad (2.23)$$

La puissance active et réactive à l'entrée du hacheur s'écrivent:

$$P = V_{e1} I_{e1} \cos \phi_1 + \sum_{k=1}^n V_{e(2k+1)} I_{e(2k+1)} \cos \phi_{2k+1} \quad (2.24)$$

$$Q = V_e I_e \sin \phi_1 + \sum_{k=1}^n V_{e(2k+1)} I_{e(2k+1)} \sin \phi_{2k+1} \quad (2.25)$$

Ainsi, le facteur de puissance peut s'écrire:

$$F_p = \frac{V_{e1} I_{e1} \cos \phi_1 + \sum_{k=1}^n V_{e(2k+1)} I_{e(2k+1)} \cos \phi_{2k+1}}{I_{e1} \sqrt{1 + \sum_{k=1}^n \left(\frac{I_{e(2k+1)}}{I_{e1}} \right)^2} V_{e1} \sqrt{1 + \sum_{k=1}^n \left(\frac{V_{e(2k+1)}}{V_{e1}} \right)^2}} \quad (2.26)$$

La pollution harmonique engendrée par le fonctionnement du convertisseur, diminue le facteur de puissance, du fait de l'existence d'une puissance harmonique déformante, si les harmoniques ne sont pas éliminés ou filtrés.

2.4 TECHNIQUES D'ELIMINATION D'HARMONIQUES:

Les harmoniques de courant liés au réseau d'alimentation du hacheur, peuvent être réduits de deux façons:

- interne;
- externe.

Dans le cas où la charge est un convertisseur à semi-conducteurs, il est possible de réduire ou de minimiser les harmoniques de façon interne en appliquant une stratégie de commande appropriée.

L'autre technique (externe), consiste à réduire les harmoniques de trois manières:

- utilisation de filtre passif constitué de condensateurs et d'inductances;

- injection de courant harmonique à l'aide d'une source de courant appropriée,
- compensation du flux magnétique dans le transformateur d'alimentation.

2.5 CONCLUSION.

L'étude du principe de fonctionnement et de la technique de commande du hacheur nous ont permis d'envisager l'étude harmonique. Nous pensons que le problème d'harmoniques ne sera résolu que par l'étude du filtre. La tension de sortie doit être choisie suivant un rapport cyclique d'amplitude convenable. L'angle de calage doit être petit.

Il est souhaitable d'augmenter le nombre d'impulsions pour la commande des interrupteurs électroniques du convertisseur. Ceci facilite la réalisation du filtre d'entrée et accroît son efficacité, mais trois raisons conduisent à limiter le nombre d'impulsions:

Il est clair qu'il y a une limite pratique du nombre d'impulsions par alternance de la tension d'entrée du hacheur. Au delà de quoi la réalisation du hacheur devient quasi-impossible.

- augmentation des pertes par commutation,
- réduction de la plage de réglage possible de la tension de sortie,
- accroissement de la précision de commande nécessaire.

CHAPITRE 3

ETUDE ET DIMENSIONNEMENT
DU FILTRE D'ENTREE

CHAPITRE - 3

ETUDE ET DIMENSIONNEMENT DU FILTRE D'ENTREE

3.1 INTRODUCTION.

Les études traitées aux chapitres précédents, montrent l'importance de l'utilisation du filtre, notamment lorsque la commande de l'onduleur et du hacheur est par la technique de modulation de largeur d'impulsions. Par conséquent des améliorations sont apportées sur les performances du filtrage.

Dans ce chapitre, nous étudions les filtres d'entrées des convertisseurs hacheur et de l'onduleur.

Par l'étude harmonique à l'entrée et à la sortie de l'onduleur

puis à l'entrée du hacheur, nous déduisons le dimensionnement du filtre d'entrée. Le dimensionnement effectif des paramètres L_f et C_f est basé surtout sur les harmoniques dominants.

3.2 DESCRIPTION DU SYSTEME GLOBAL.

Le système global est constitué par l'association hacheur - onduleur - moteur asynchrone, munie de deux filtres (figure 3.1)

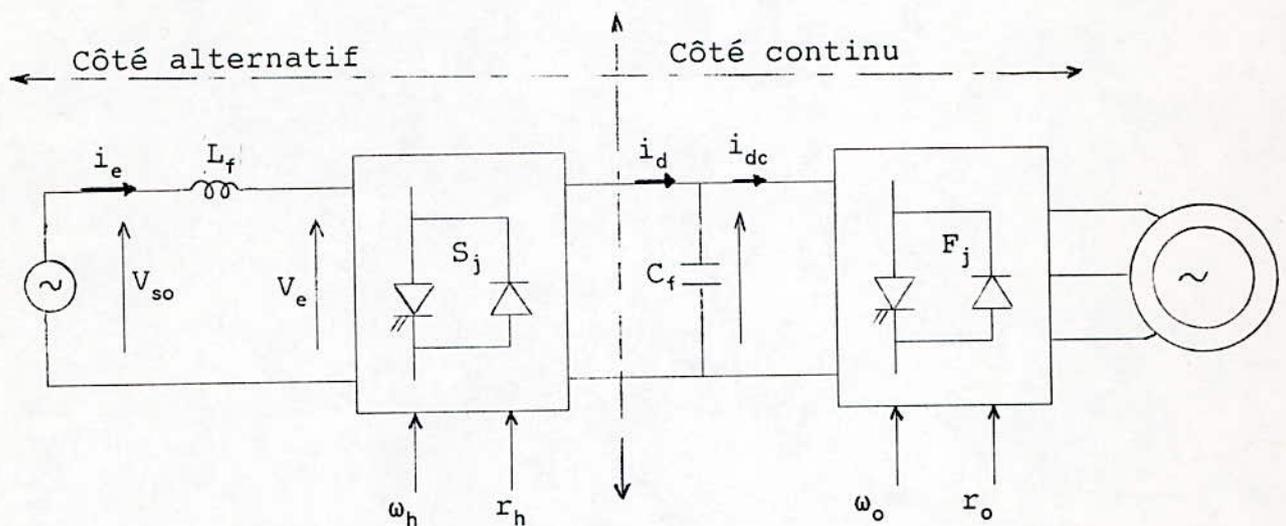


Figure 3.1: Schéma de montage global muni des filtres L_f et C_f .

Du côté alternatif, le filtre est représenté, par une self L_f , alors que du côté continu, par une capacité C_f .

La self L_f permet de maintenir le courant i_e à une valeur admissible et de réduire les ondulations produites lors des commutations des interrupteurs électroniques constituant le hacheur en question.

La capacité C_f permet de maintenir la tension V_{dc} à une valeur convenable et d'absorber le courant négatif produit par l'onduleur pour le fonctionnement moteur.

3.3 ANALYSE HARMONIQUE DU COTE CONTINU.

3.3.1 Harmoniques de tension à la sortie d'onduleur.

L'étude des harmoniques de tension à la sortie de l'onduleur à fait l'objet de plusieurs travaux récents [11], [16], [17], [28], [29] - [31]. Ainsi, plusieurs méthodes ont été développées pour examiner la variation des amplitudes d'harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur. Nous avons adopté la méthode qui consiste à déterminer les instants de commutation pour la technique M.L.I dite triangulo-sinusoïdale.

La figure 3.2 montre la technique de modulation de largeur d'impulsions triangulo-sinusoïdale, où il apparait que pour un indice de modulation m_o nous avons $2m_o$ intersections par période, entre le signal de référence et la porteuse.

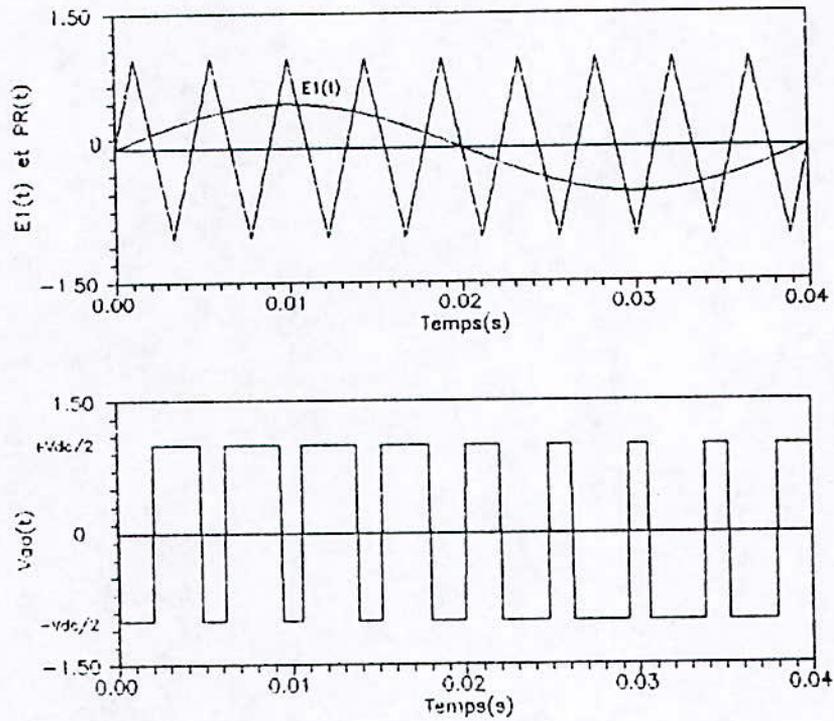


Figure 3.2: Signaux de l'onduleur à commande en MLI

a) porteuse et modulante,

b) l'onde de tension v_{ao} .

Etant donné la symétrie de l'onde v_{ao} par rapport à $\pi/2$, le développement en série de Fourier de cette onde est donnée par:

$$v_{ao} = \sum_{k=0}^n V_{ao(2k+1)} \sin(2k+1)\omega t \quad (3.1)$$

$$V_{ao(2k+1)} = \frac{2}{T} \int_0^T \frac{V_{dc}}{2} \sin(2k+1)\omega t \, d\omega t \quad (3.2)$$

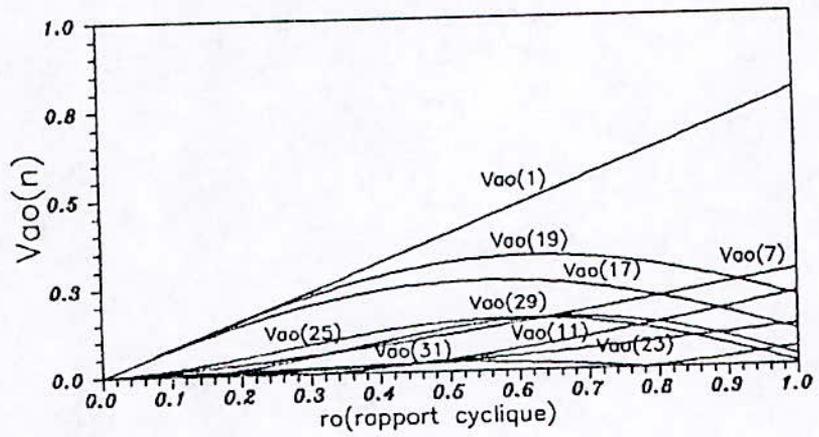
Si l'on désigne par α_k les angles de commutation de la phase (a), l'expression de $V_{ao(2k+1)}$ s'écrit:

$$V_{ao(2k+1)} = \frac{4}{\pi} \left[- \int_0^{\alpha_1} \frac{V_{dc}}{2} \sin(2k+1)\alpha \, d\alpha + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \frac{V_{dc}}{2} \sin(2k+1)\alpha \, d\alpha + \dots \pm \int_p^{\frac{\pi}{2}} \frac{V_{dc}}{2} \sin(2k+1)\alpha \, d\alpha \right] \quad (3.3)$$

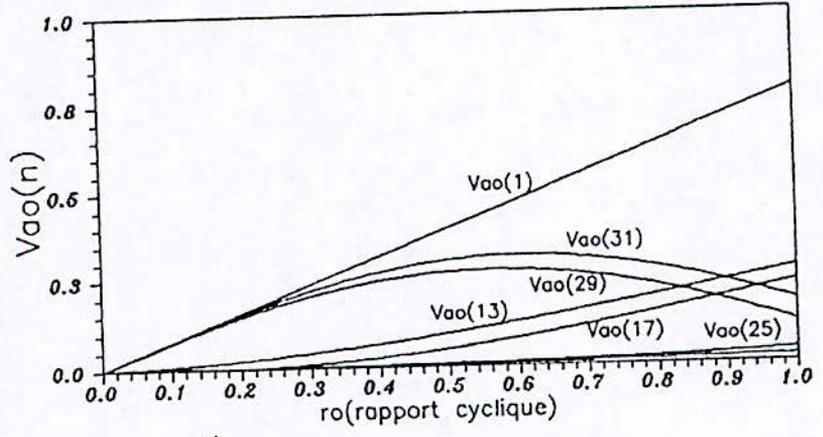
Après calcul nous obtenons:

$$V_{ao(2k+1)} = \frac{2V_{dc}}{(2k+1)\pi} \left(1 + 2 \sum_{j=1}^p (-1)^j \cos(2k+1)\alpha_j \right) \quad (3.4)$$

Tenant compte de la relation (3.4), la variation des amplitudes d'harmoniques de v_{ao} , pour les indices de modulation $m_o = 9$ et $m_o = 15$, en fonction du rapport cyclique r_o est ainsi représentée par la figure 3.3.



a)



b)

Figure 3.3: Variation des amplitudes d'harmoniques de V_{ao} en fonction du rapport cyclique r_o .

a) $m_o = 9$

b) $m_o = 15$

Nous rappelons que:

- pour un rapport cyclique r_o constant, la tension harmonique ne dépend que de l'indice de modulation m_o ,
- les amplitudes d'harmoniques de v_{ao} les plus importantes sont celles du rang 17 et 19 pour $m_o = 9$ et du rang 29 pour $m_o = 15$,
- lorsque l'indice de modulation est impair, l'onde v_{ao} ne comporte que les harmoniques de tension impaires.

3.3.2 Harmoniques de courant à l'entrée d'onduleur.

Le courant à l'entrée de l'onduleur i_{dc} est la somme des courants I_{dcj} ($j = a, b$ et c) dans chaque bras de l'onduleur.

$$i_{dc} = \sum_{j=a}^c I_{dcj} \quad (3.5)$$

Pour simplifier l'étude harmonique de ce courant, nous considérons que le courant statorique i_a est sinusoïdale:

$$i_a = I_a \sin(\omega t - \phi_{a1}) \quad (3.6)$$

où ϕ_{a1} est le déphasage entre le courant i_a et le fondamental de la tension simple v_a .

Le développement en série de Fourier du signal de commande S_a du bras (a) de l'onduleur, comporte en outre le fondamental et les harmoniques impairs:

$$S_a = \sum_{k=0}^n S_{a(2k+1)} \sin (2k+1) \omega t \quad (3.7)$$

avec

$$S_{a(2k+1)} = \frac{2}{(2k+1) \pi} \left[1 + 2 \sum_{j=1}^p (-1)^j \cos(2k+1) \alpha_j \right] \quad (3.8)$$

où α_k représente les angles de commutation correspondant aux instants d'amorçage et de blocage des interrupteurs électroniques pour un rapport cyclique r_0 donné. Par la connaissance de ces angles, nous déterminons les harmoniques de S_a .

Les harmoniques de courant du bras (a) de l'onduleur sont tels que [34]:

$$(I_{dca})_{6k} = I_a \sin(\omega t - \phi_{a1}) \sum_{k=1}^n \left[S_{a(6k-1)} \sin(6k-1) \omega t + S_{a(6k+1)} \sin(6k+1) \omega t \right] \quad (3.9)$$

qui peuvent encore s'écrire:

$$(I_{dca})_{6k} = \frac{I_a}{2} \sum_{k=1}^n [S_{a(6k-1)} \cos(6k \omega t - \phi_{a1}) + S_{a(6k+1)} \cos(6k \omega t + \phi_{a1})] \quad (3.10)$$

ainsi

$$(I_{dc})_{6k} = \frac{I_a S_A}{2} \sum_{k=1}^n \cos(6k \omega t - \phi_a) \quad (3.11)$$

avec:

$$S_A = \sqrt{[(S_{a(6k+1)} - S_{a(6k-1)}) \cos \phi_{a1}]^2 + [(S_{a(6k+1)} + S_{a(6k-1)}) \sin \phi_{a1}]^2} \quad (3.12)$$

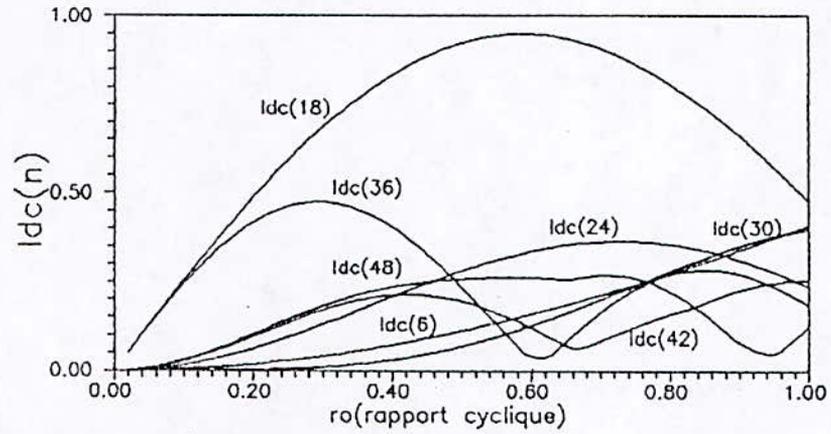
$$\tan \phi_a = \frac{S_{a(6k-1)} + S_{a(6k+1)}}{S_{a(6k+1)} - S_{a(6k-1)}} \tan \phi_{a1} \quad (3.13)$$

Par conséquent les harmoniques de courant à l'entrée d'onduleur s'écrivent [32]:

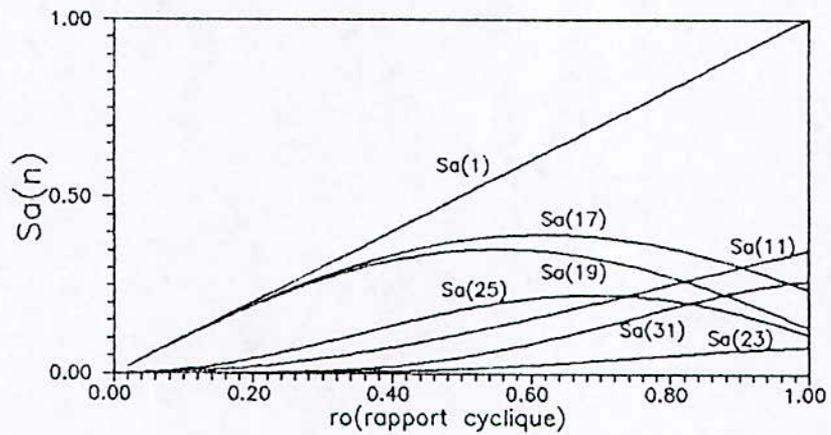
$$(I_{dc})_{6k} = 3 \frac{I_a}{2} \sum_{k=1}^n S_A \cos(6k \omega t - \phi_a) \quad (3.18)$$

La variation en fonction du rapport cyclique r_0 des amplitudes

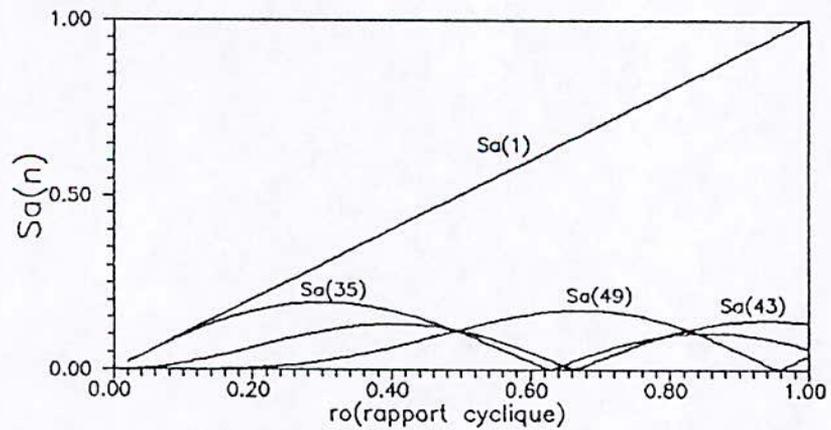
d'harmoniques du courant i_{dc} et du signal de commande S_a est représentée à la figure 3.4.



a) Courant a l'entree de l'onduleur $I_{dc}(n)$.



b) Signal $S_a(n)$.



c) Signal $S_a(n)$.

Figure 3.4: Variation des amplitudes d'harmoniques en fonction de r_o .

3.4 INTERPRETATIONS ET COMMENTAIRES.

3.4.1 Sortie d'onduleur.

Nous remarquons que les amplitudes d'harmoniques les plus importantes sont en général, ceux des familles $2m_0 \pm 1$, $m_0 \pm 2$ et $3m_0 \pm 1$.

Pour le cas $r_0 = 0.2$, les amplitudes d'harmoniques les plus importantes sont ceux de rang $2m_0 \pm 1$ qui correspondent au 17-ième et au 19-ième harmonique. Ces amplitudes harmoniques représentent 80 % du fondamental. Nous trouvons aussi la famille des harmoniques du rang $4m_0 \pm 1$ qui correspond au 37-ième et 39-ième harmonique, qui représentent 40 % du fondamental. Ainsi, les amplitudes d'harmoniques du rang $3m_0 \pm 2$ qui sont de l'ordre de 35 % du fondamental et pour les amplitudes harmoniques du rang $5m_0 \pm 2$ qui sont de l'ordre de 30 % du fondamental. Les autres harmoniques sont faibles.

Pour le cas $r_0 = 0.5$, nous remarquons que les amplitudes d'harmoniques les plus importantes sont ceux du rang $2m_0 \pm 1$ qui correspondent au 17-ième et 19-ième harmonique. Elles sont de l'ordre de 40 % du fondamental. Ainsi, les amplitudes d'harmoniques du rang $m_0 \pm 2$ qui sont de l'ordre de 30 % du fondamental et les amplitudes d'harmoniques du rang $3m_0 \pm 2$ qui sont de l'ordre de 20 % du fondamental, les autres sont faibles.

2

Pour le cas $r_o = 0.8$ et 1 les amplitudes d'harmoniques les plus importantes sont ceux du rang $m_o \pm 2$, $2m_o \pm 1$ et $3m_o \pm 2$ qui sont respectivement de l'ordre de 40 % et 20 % du fondamental, les autres harmoniques sont faibles.

D'une manière générale, plus le rapport cyclique r_o augmente plus les amplitudes d'harmoniques du rang élevé sont réduites. Ainsi, plus l'indice de modulation m_o est grand plus les amplitudes d'harmoniques du bas ordre sont réduites.

3.4.2 Entrée d'onduleur.

Nous remarquons que les amplitudes d'harmoniques du courant i_{dc} à l'entrée de l'onduleur sont de rang $6k$, les plus importantes sont ceux du rang 18, 24 et 34.

Pour $r_o = 0.2$, les amplitudes d'harmoniques de i_{dc} les plus importantes sont ceux du rang 18, 36 et 24.

Pour le rapport cyclique r_o compris entre 0.5 et 0.8 les amplitudes d'harmoniques les plus importantes sont ceux du rang 18 et 24, les autres amplitudes d'harmonique sont faibles.

3.5 ANALYSE HARMONIQUE A L'ENTREE DU HACHEUR.

3.5.1 Harmoniques de tension à l'entrée du hacheur.

L'étude harmonique déjà présentée au deuxième chapitre, a montrée que les harmoniques de tension à l'entrée du hacheur, sont représentées directement sous la forme du signal de commande $s(t)$. Ainsi, nous pouvons considérer que le signal $s(t)$ est l'image de la tension hachée v_e à l'entrée du hacheur. La figure 3.5 montre le signal $s(t)$ pour un indice de modulation $m_h = 14$ et un rapport cyclique $r_h = 0.8$.

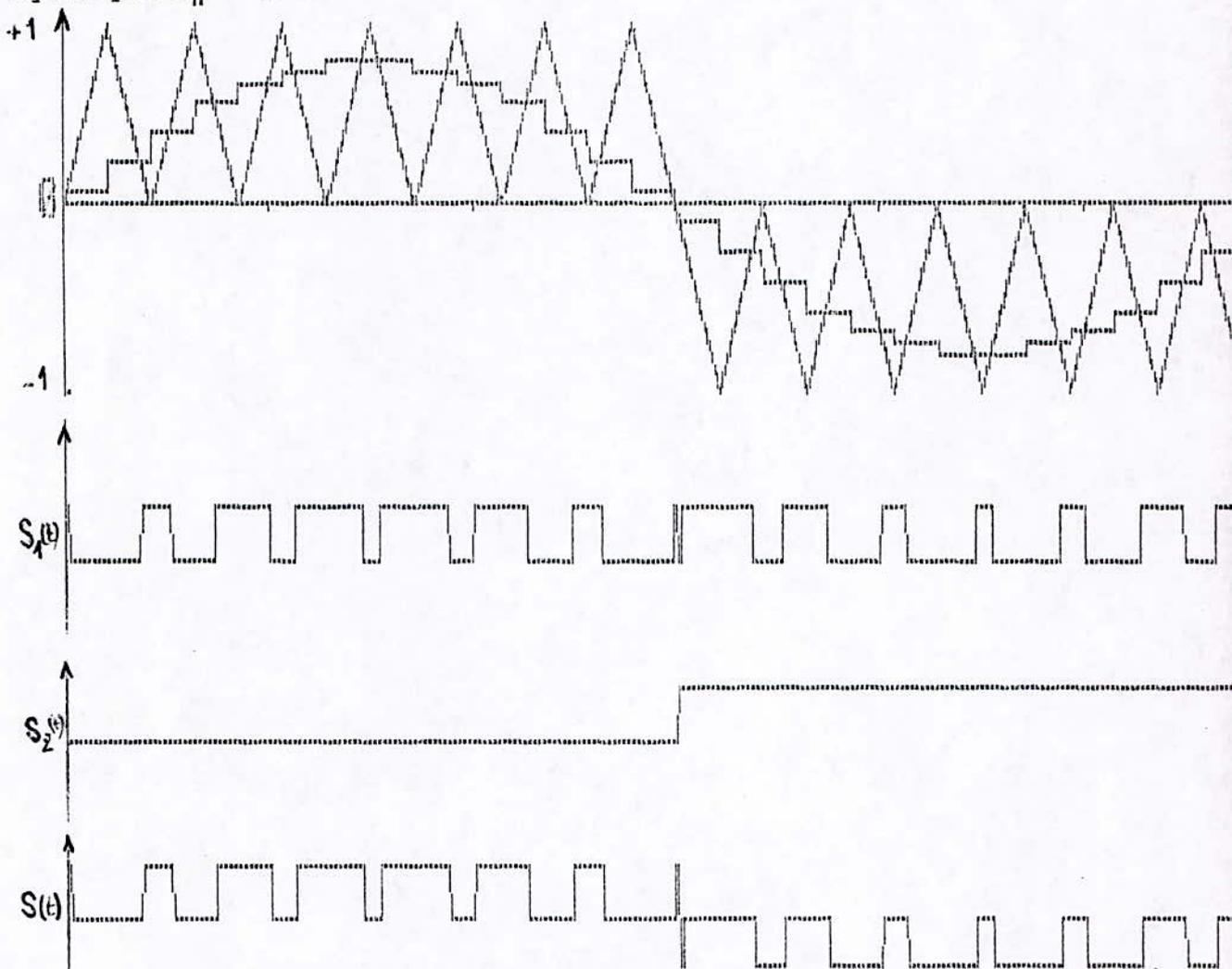


Figure 3.5: Signaux de commande du hacheur.

Pour cet exemple, vue la symétrie par rapport à $\pi/2$ présentée par le signal $s(t)$, l'étude harmonique se réduit sur un quart de période, le nombre d'impulsions p_s est de 6.

Les harmoniques de tension à l'entrée du hacheur s'écrivent:

$$v_e = \sum_{k=1}^n V_{e(2k+1)} \sin(2k+1) \omega_R t \quad (3.15)$$

avec

$$V_{e(2k+1)} = \frac{4 V_{dc}}{\sqrt{2} (2k+1) \pi} \sum_{j=1}^{p_s} (-1)^{j+1} \cos(2k+1) \theta_j \quad (3.16)$$

Les angles de commutation θ_j ($j = 1, 2, 3$) sont définis:

- pour les angles impairs θ_{2j-1} ($j=1,2,3$):

$$\theta_{2j-1} = \frac{2\pi j}{m_h} + (-1)^{2j-1} \frac{r_h}{m_h} \sin \frac{2\pi h}{m_h} \quad (3.17)$$

- pour les angles pairs θ_{2j} ($j=1,2,3$):

$$\theta_{2j} = \frac{2\pi j}{m_h} + (-1)^{2j} \frac{r_h}{m_h} \sin \frac{2\pi h}{m_h} \quad (3.18)$$

La figure 3.6 représente le spectre des amplitudes d'harmoniques de la tension v_e en fonction du rang d'harmonique pour un rapport cyclique r_h de 0.8.

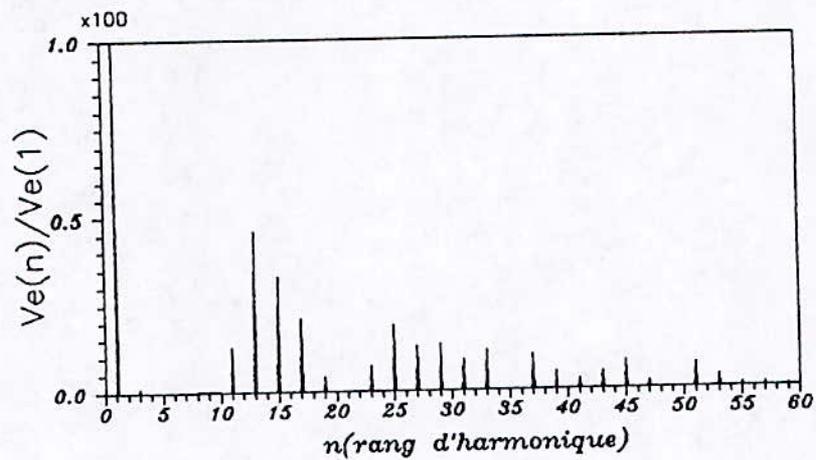


Figure 3.7: Spectre d'harmonique de la tension v_e pour $m_h = 14$ et $r_h = 0.8$.

Nous remarquons que les principaux amplitudes d'harmoniques de tension v_e à l'entrée du hacheur sont ceux de rang $m_h \pm 1$, $m_h \pm 3$, $2m_h \pm 1$ et $2m_h \pm 3$.

Les amplitudes d'harmoniques de tension déminent et leurs fréquences augmentent avec l'augmentation de l'indice de modulation m_h .

3.6 CHOIX ET DIMENSIONNEMENT DES PARAMETRES DU FILTRE.

3.6.1 Puissance à la sortie du hacheur.

La puissance disponible à la sortie du hacheur s'écrit:

$$P_{dc} = V_{dc} I_{dc} \quad (3.19)$$

Sachant que la tension V_{dc} à la sortie du hacheur est donnée par:

$$V_{dc} = \frac{V_{so}}{r_h} \sqrt{1 + \tan^2 \delta} \quad (3.20)$$

Nous remarquons que la puissance de sortie varie en fonction des paramètres r_h et δ de commandes du hacheur.

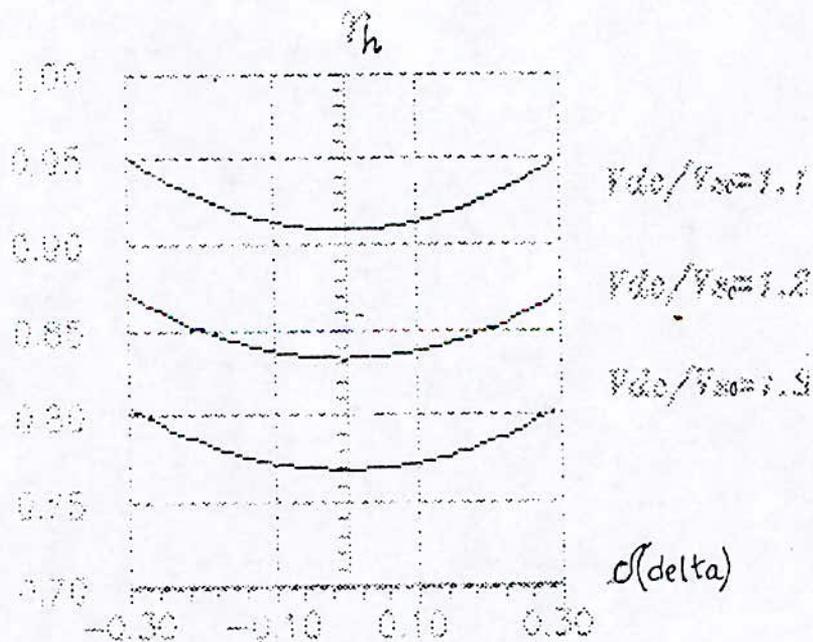


Figure 3.10: Variation de r_h en fonction de δ .

3.6.2 DETERMINATION DES PARAMETRES DU FILTRE.

a) détermination de la capacité C_f .

Le courant i_{dc} est la somme d'harmonique de valeur efficace $(I_{dc})_{6k}$ et d'un terme moyen $(I_{dc})_{moy}$.

Pour que l'ondulation du courant i_e à l'entrée du hacheur soit faible il faut que, pour le premier harmonique important du courant i_{dc} , le rapport $6k\omega/\omega_0$ soit nettement supérieur à l'unité.

Pour le premier harmonique important:

$$\sqrt{L_f C_f} 6 k\omega > 1 \quad (3.21)$$

Dans notre étude, nous n'intéressons qu'aux courant harmoniques importants, ceux de rang 18 et 24. La variation de $(I_{dc})_{18}$ et de $(I_{dc})_{24}$ en fonction de ω est représentée par la figure 3.11.

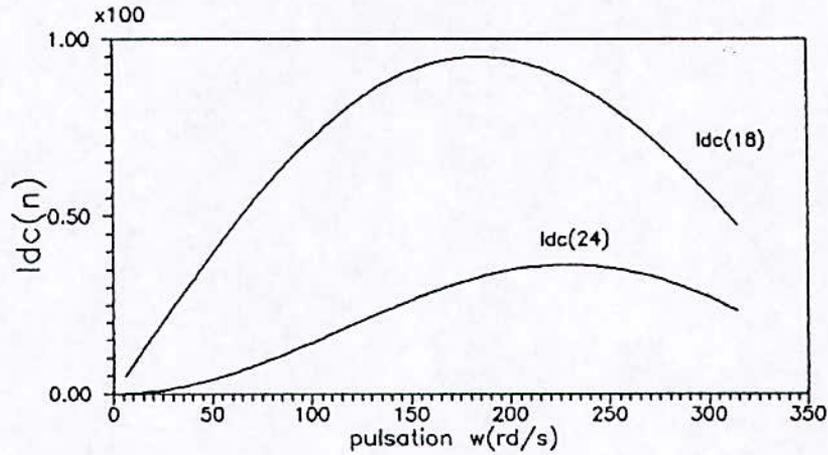


Figure 3.11: Variation du courant harmonique i_{dch} en fonction de la pulsation ω .

Nous remarquons que le fonctionnement à des faibles fréquences réduit considérablement l'ondulation de la tension de V_{dc} sur la capacité de filtrage C_f .

Ainsi, la capacité C_f peut être déterminée en fonction du courant harmonique $(I_{dc})_{6k}$ rapporté au courant moyen $(I_{dc})_{moy}$ et de l'ondulation sur la tension V_{dc} [16], [30]. En tenant compte de la relation suivante:

$$C_f \geq \frac{(\Delta I_{dc})_h}{(\Delta V_{dc})_h h \omega} \quad (3.22)$$

Nous pouvons dresser le tableau 3.1 de valeur de la capacité C_f pour différentes ondulations.

| $C_f (\mu F)$ | $\Delta V_{dc} (\%)$ |
|---------------|----------------------|
| 271 | 20 |
| 542 | 10 |
| 1.08 10^3 | 5 |
| 2.71 10^3 | 2 |
| 5.40 10^3 | 1 |

Tableau 3.1: Valeur de C_f pour différentes ondulations de V_{dc} .

b) détermination de la self L_f .

Le courant harmonique à l'entrée du hacheur s'écrit :

$$I_{eh} = \frac{V_{eh}}{h L_f \omega_R} \quad (3.23)$$

Dans notre cas, nous n'intéressons qu'au courant fondamental i_{e1} . De plus, nous remarquons que le deuxième courant harmonique important à l'entrée du hacheur est celui de rang 13. Donc, il est raisonnable de dimensionner la self L_f de telle façon à réduire les ondulations de i_e rapportées aux harmoniques dominants. La self peut être déterminée en fonction des ondulations du courant et de tension harmonique à l'entrée du hacheur.

$$L_f = \frac{\Delta V_{eh}}{\Delta I_{eh} \omega_R} \quad (3.24)$$

En tenant compte des valeurs relatives de ΔV_{eh} et de ΔI_{eh} nous donnons le tableau 3.2, présentant les valeurs de la self L_f pour différents ondulations.

| | | | | | | |
|---------------------|------|------|------|-------|--------|-----|
| $\Delta I_{e1}(\%)$ | 20 | 10 | 8 | 4 | 2 | 1 |
| $L_f(\text{mH})$ | 10.2 | 20.0 | 25.6 | 50.13 | 100.26 | 200 |

Tableau 3.2: Valeur de L_f pour différentes ondulations de i_{e1} .

3.7 CONCLUSION.

L'étude présentée dans ce chapitre montre que le hacheur à quatre quadrants à commande en modulation de largeur d'impulsions présente des harmoniques de courant et de tension importants, pouvant perturber le réseau d'alimentation.

Le choix optimal de la self L_f du filtre permet d'assurer la réduction des ondulations gênantes du courant à l'entrée du hacheur, et le transfert de la puissance en courant continu vers la sortie de ce dernier.

La capacité de filtrage C_f permet d'absorber les harmoniques supérieurs, et d'assurer une faible ondulation de la tension de sortie du hacheur. En effet, ceci nous permet d'avoir un fonctionnement stable de l'alimentation du système onduleur-moteur asynchrone.

La tension harmonique d'ordre $2\omega_R$ à la sortie du hacheur est étouffée par le filtre $L_d C_d$ série, raccordé en parallèle avec la capacité de filtrage C_f . En effet, les autres harmoniques d'ordre élevé ne sont pas gênants pour le moteur, car elles peuvent être réduites par sa self.

Enfin, le bon fonctionnement du système d'association, n'est assuré que par le choix optimal des paramètres du filtre. Une fois ces paramètres sont choisis, nous pouvons considérer la simulation numérique du système global et le réglage de la tension V_{dc} de sortie du hacheur qui fera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE 4

ETUDE PAR SIMULATION NUMERIQUE DU
FONCTIONNEMENT DE L'ASSOCIATION
HACHEUR A QUATRE QUADRANTS-
ONDULEUR-MOTEUR ASYNCHRONE

CHAPITRE - 4

ETUDE PAR SIMULATION NUMERIQUE DU FONCTIONNEMENT DE L'ASSOCIATION HACHEUR A QUATRE QUADRANTS ONDULEUR-MOTEUR ASYNCHRONE.

4.1 INTRODUCTION.

Après avoir étudié les différentes parties constituant notre système (onduleur, moteur asynchrone, hacheur à quatre quadrants et filtres), nous passons à l'étude de l'association hacheur à quatre quadrants- filtre- onduleur- moteur asynchrone.

Dans ce chapitre, nous regroupons les modèles déjà éla-borés au premier chapitre et au deuxième chapitre, nous établissons un modèle global puis nous faisons une simulation numérique du fonctionnement réel de cette association.

Il est présenté ensuite, l'analyse et la synthèse du réglage

de la tension de sortie du hacheur, lorsque la charge est un moteur asynchrone alimenté par onduleur.

4.2 DESCRIPTION DU SYSTEME.

IL est présenté (figure 4.1) le schéma de principe de l'association convertisseurs- filtre- moteur asynchrone. Les deux convertisseurs (hacheur à quatre quadrants et onduleur de tension) sont commandés par une technique de modulation de la largeur d'impulsions où le moteur asynchrone est alimenté à flux constant.

Le filtrage est assuré par l'inductance L_f du côté hacheur et la capacité C_f du côté onduleur [26], [35] - [38].

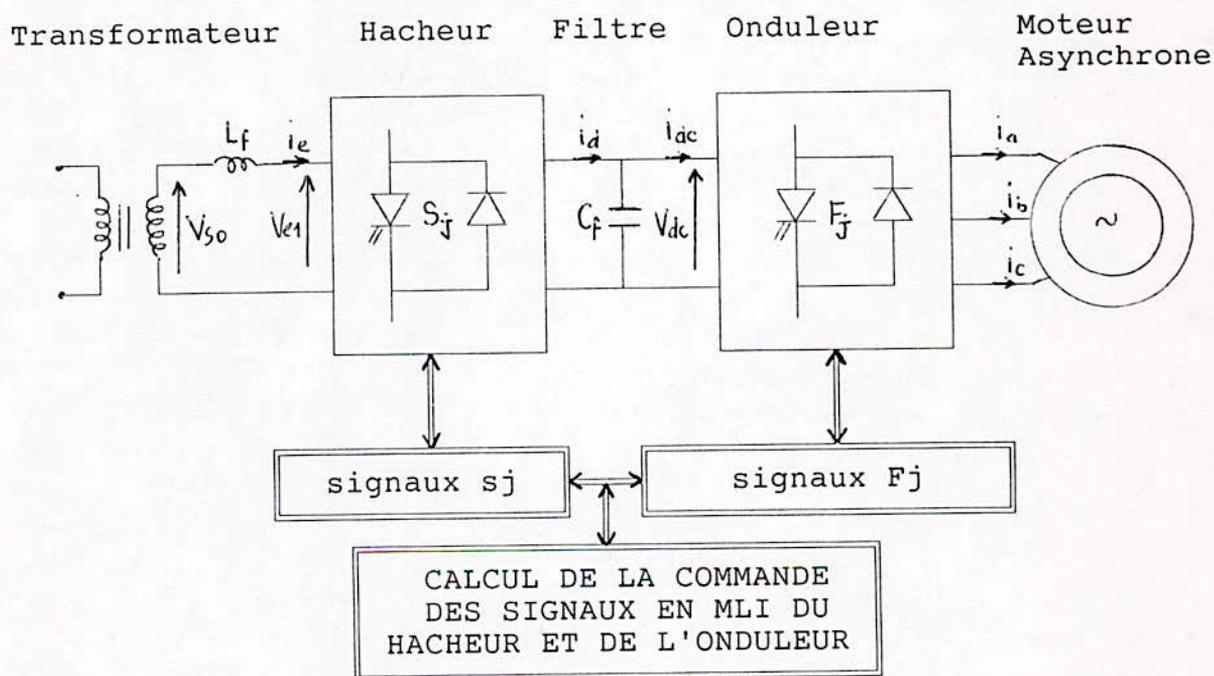


Figure 4.1: Schéma global de l'association.

Pour un fonctionnement idéalisé de l'onduleur et du hacheur, nous élaborons le schéma électrique de puissance représenté à la figure 4.2.

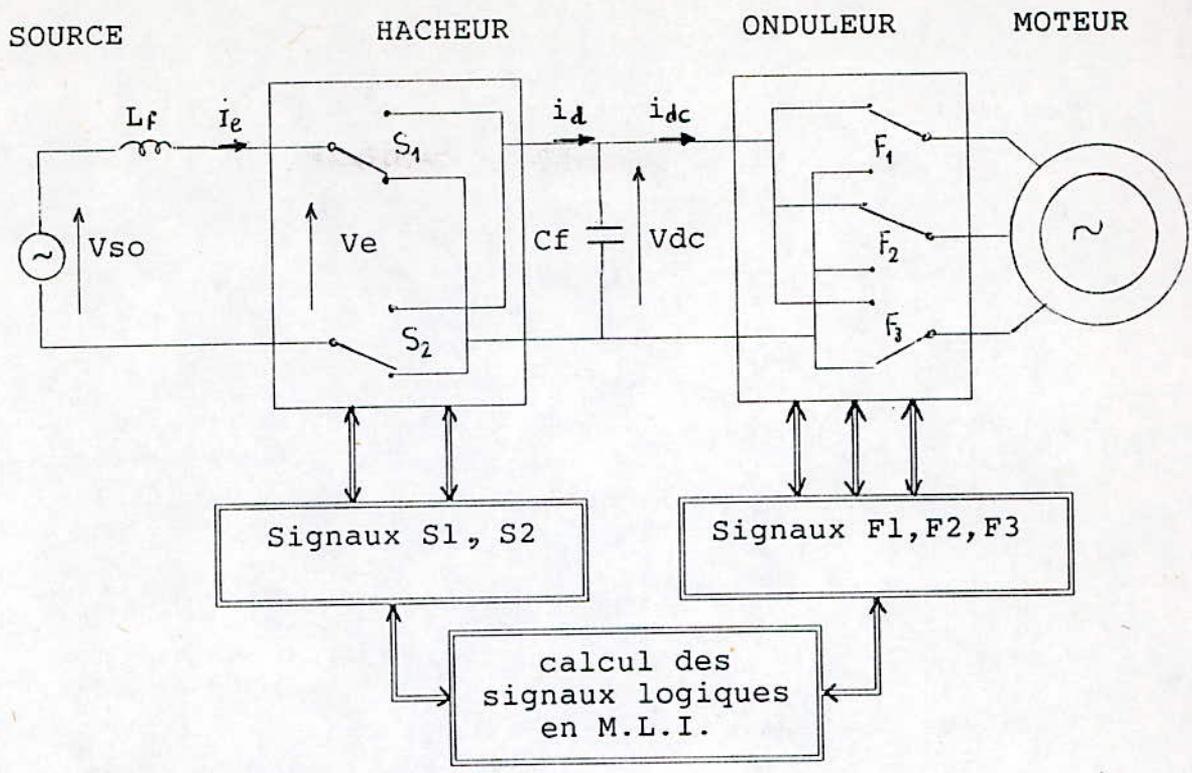


Figure 4.2: Schéma simplifié du modèle global.

Le schéma bloc simplifié du principe de fonctionnement du système d'association est donné par la figure suivante:

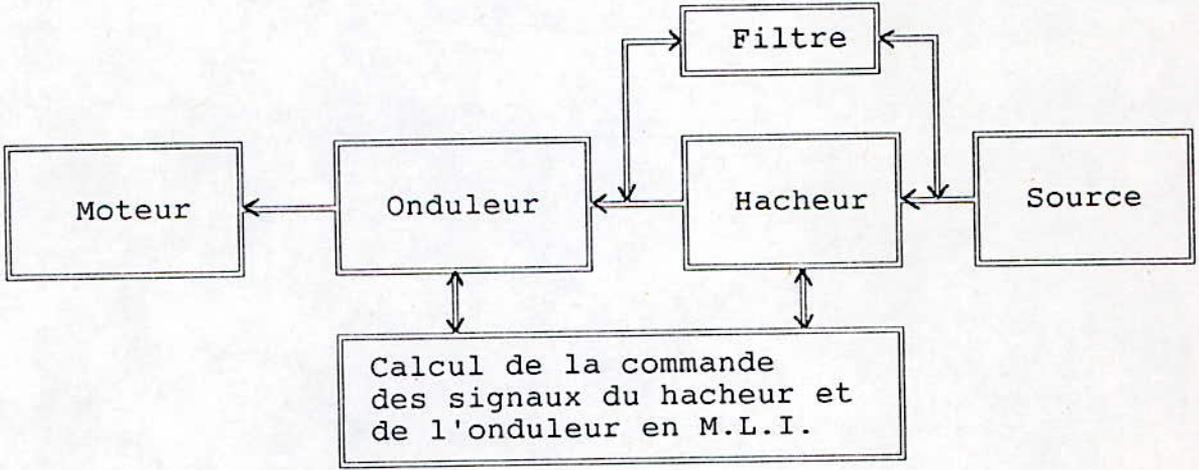
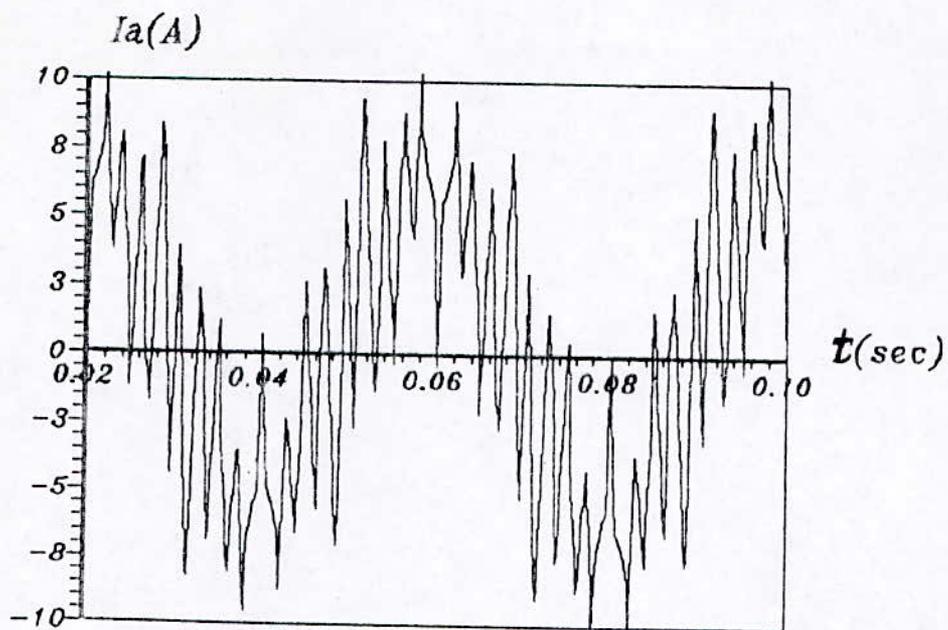


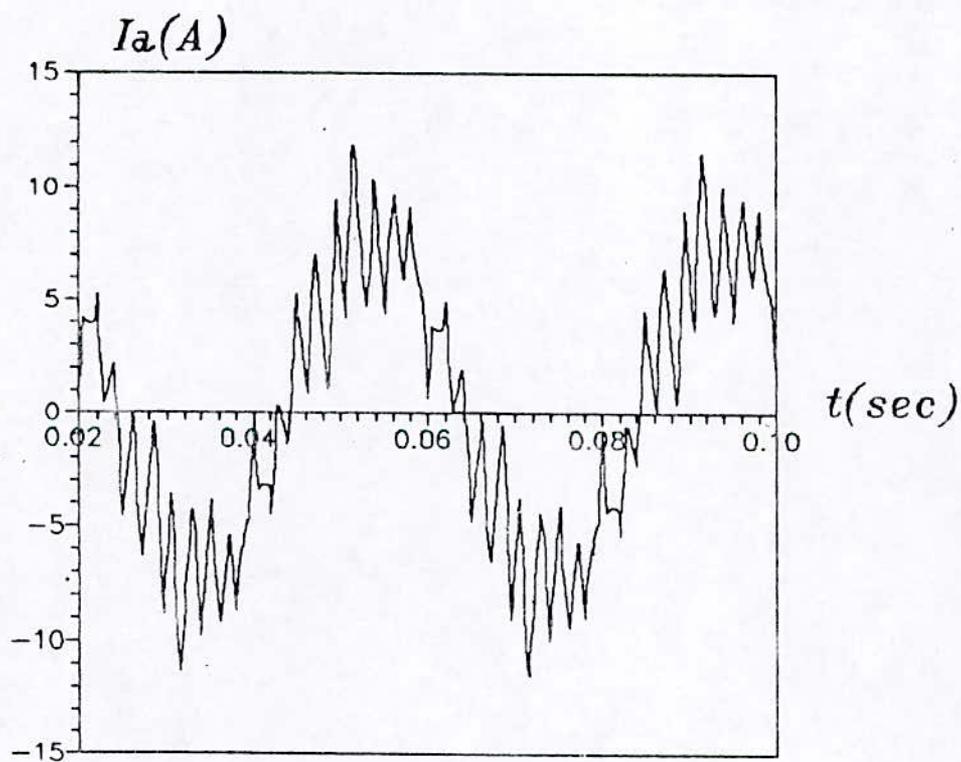
Figure 4.3: schéma bloc simplifié du système.

A partir des équations établies précédemment (1.23) - (1.29), nous procédons à la simulation numérique du système. Les résultats de la simulation sont présentés par la figure 4.4. Lors de la simulation du fonctionnement en régime permanent à vide et en charge de la machine, nous avons relevé le comportement des grandeurs caractéristiques:

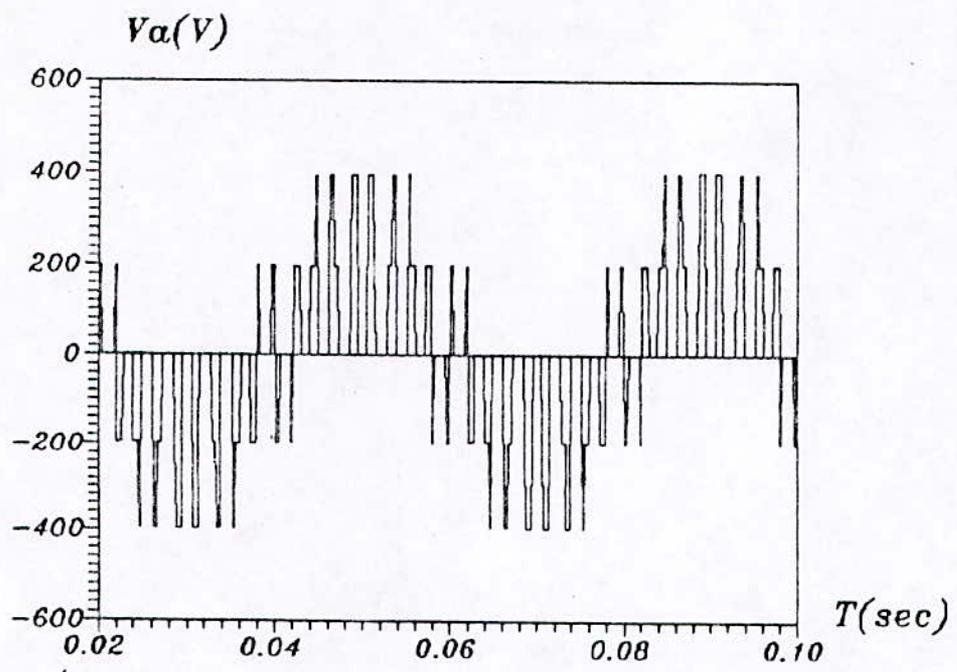
- courant et tension de phase du moteur (figure 4.4.1),
- courant à l'entrée de l'onduleur (figure 4.4.2),
- couple du moteur (figure 4.4.3),
- courant de sortie du hacheur (figure 4.4.4),
- courant et tension à l'entrée du hacheur (figure 4.4.5).



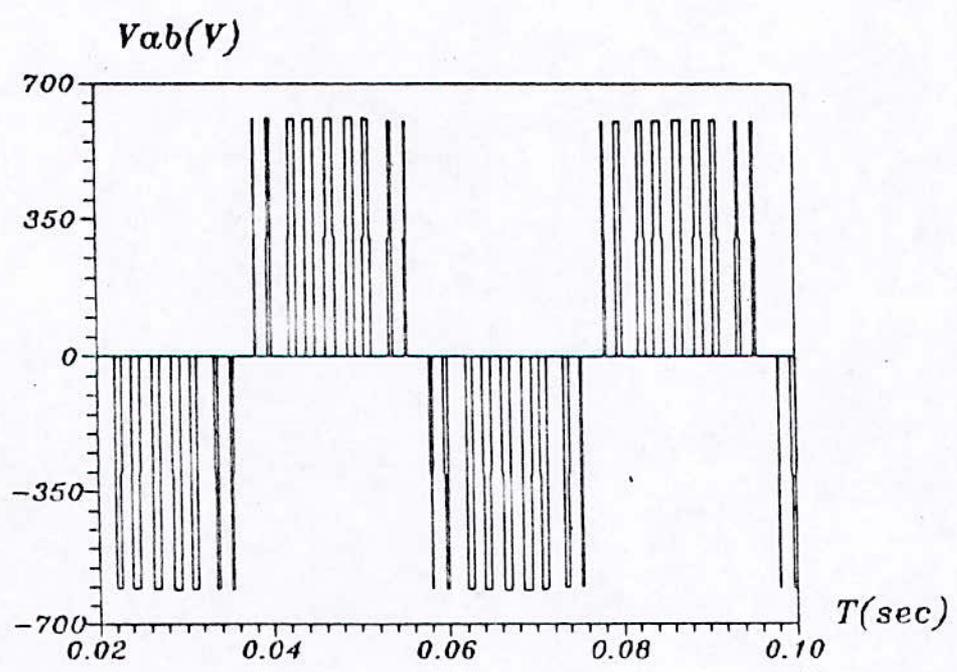
a) Courant de phase I_a à vide



b) Courant de phase I_a (en charge nominale).

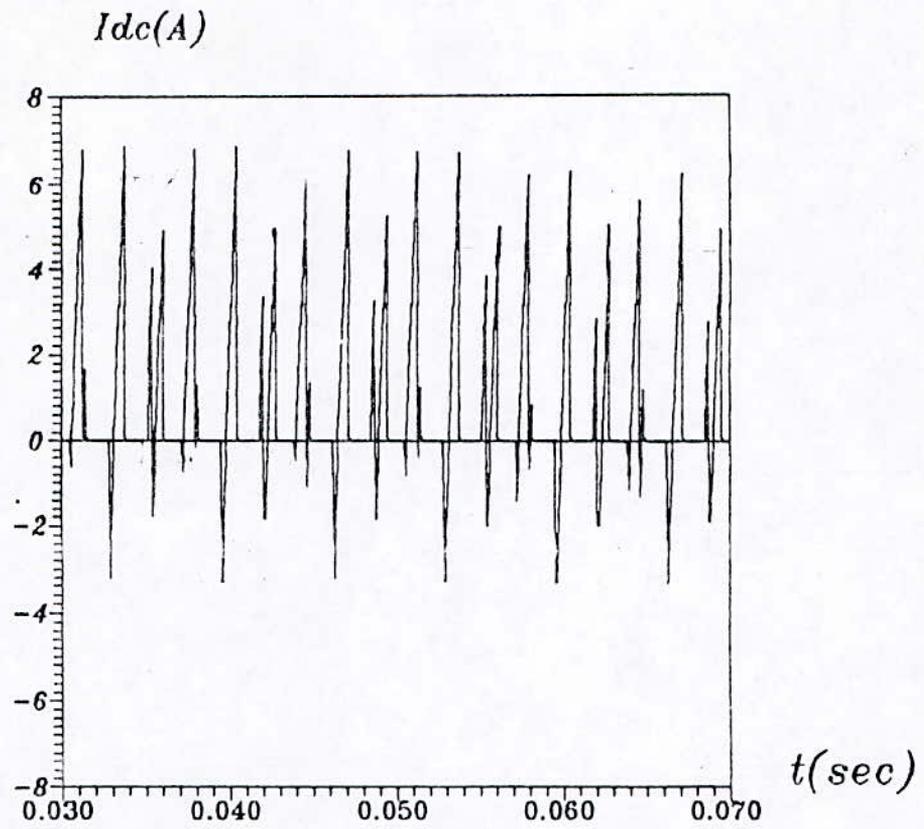


c) Tension simple V_a .

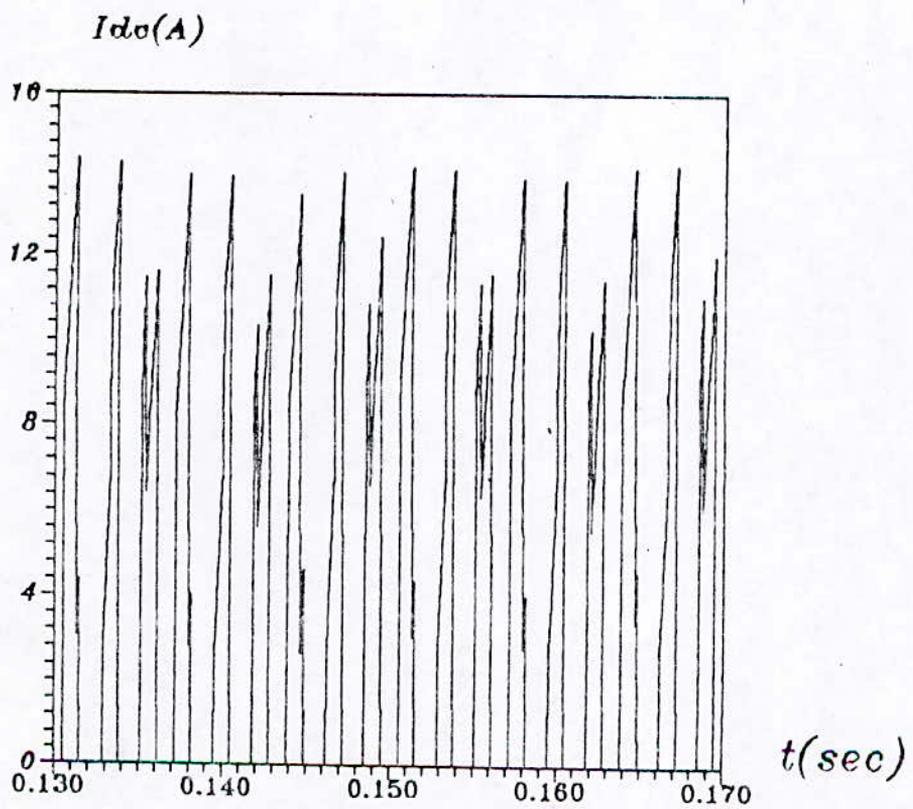


d) Tension composée V_{ab} .

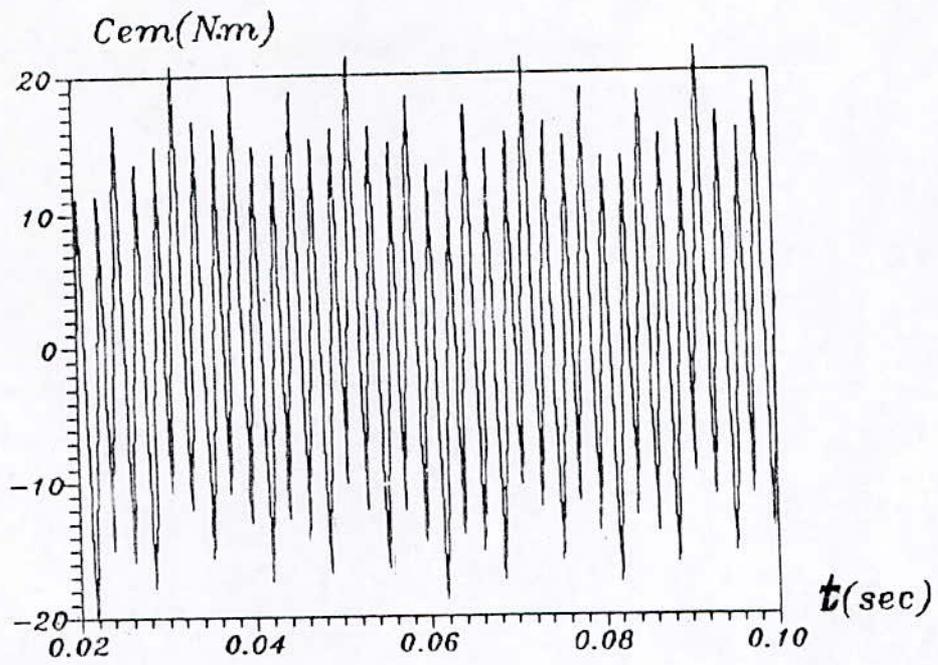
figure 4 4.1



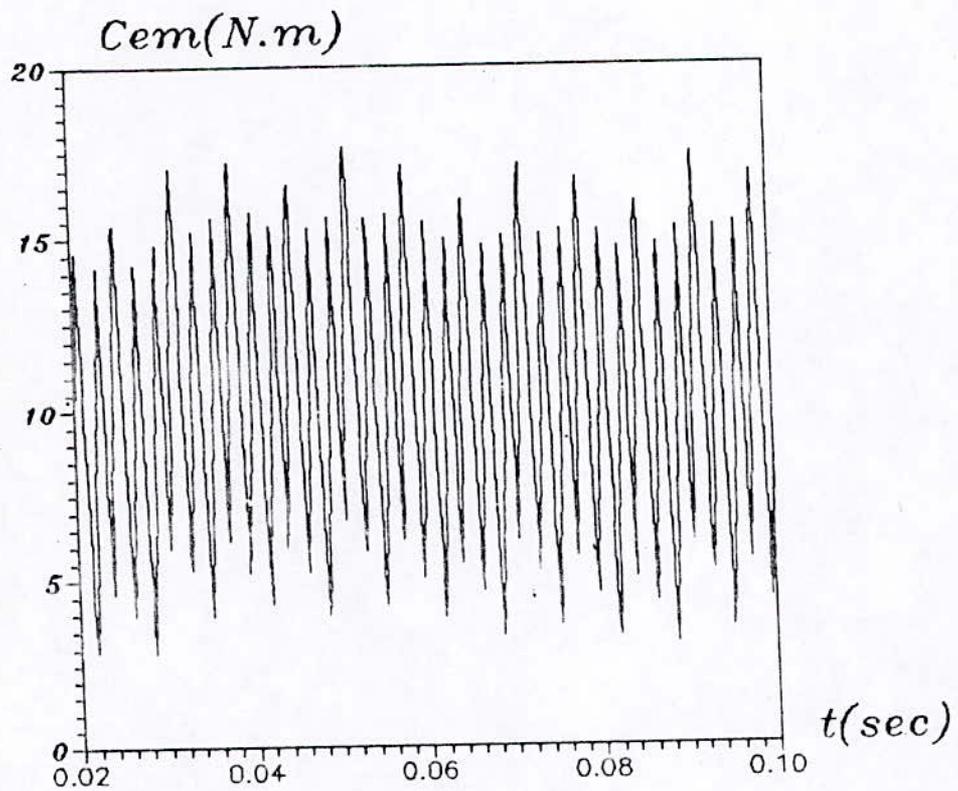
a) Courant à l'entrée de l'onduleur I_{dc} (à vide).



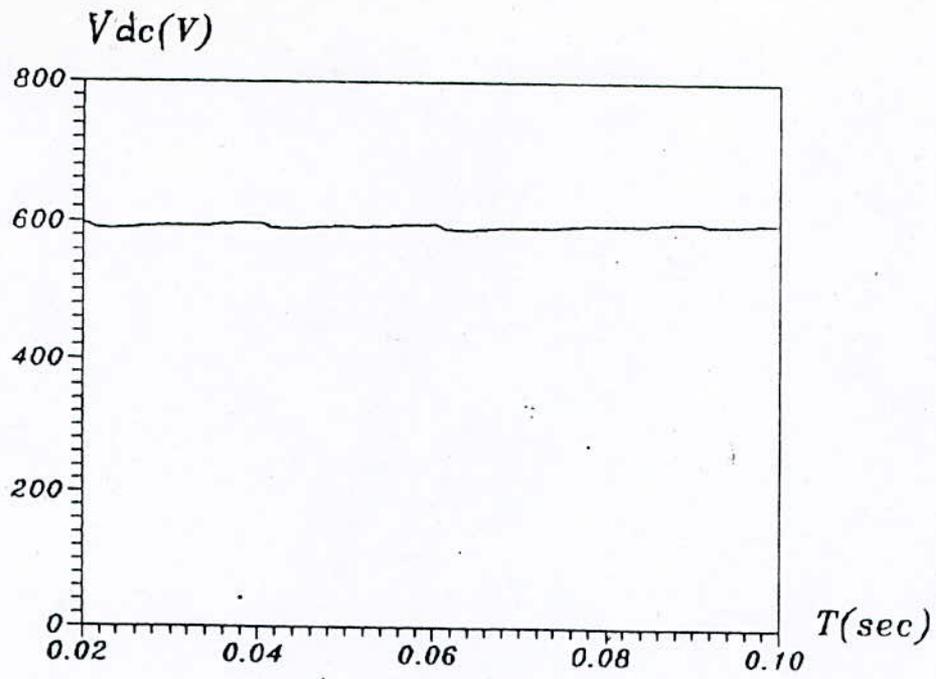
b) Courant à l'entrée de l'onduleur I_{dc} (en charge nominale).



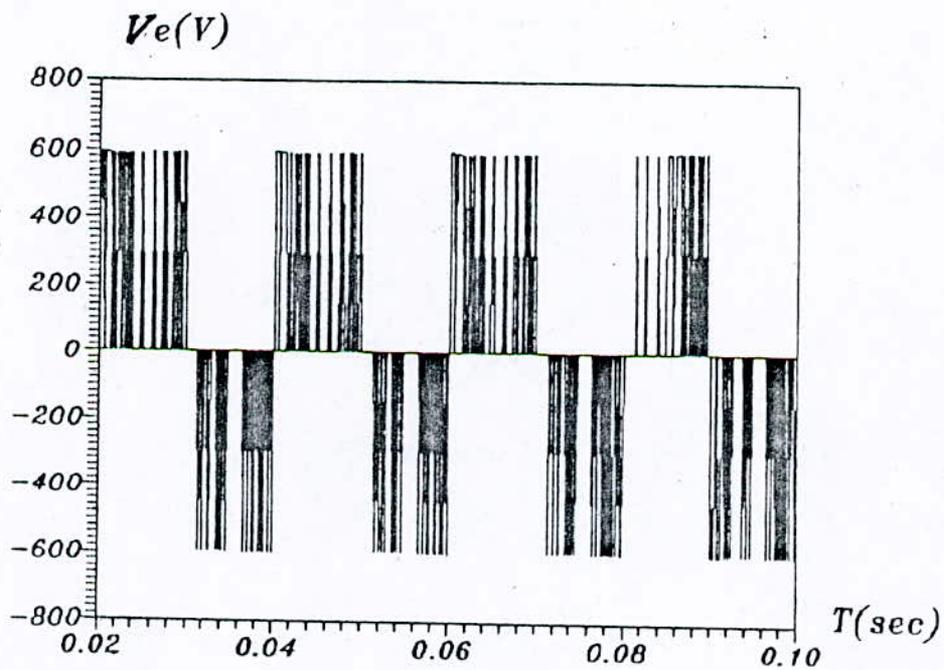
a) Couple électromagnétique à vide



b) Couple électromagnétique en charge nominale.

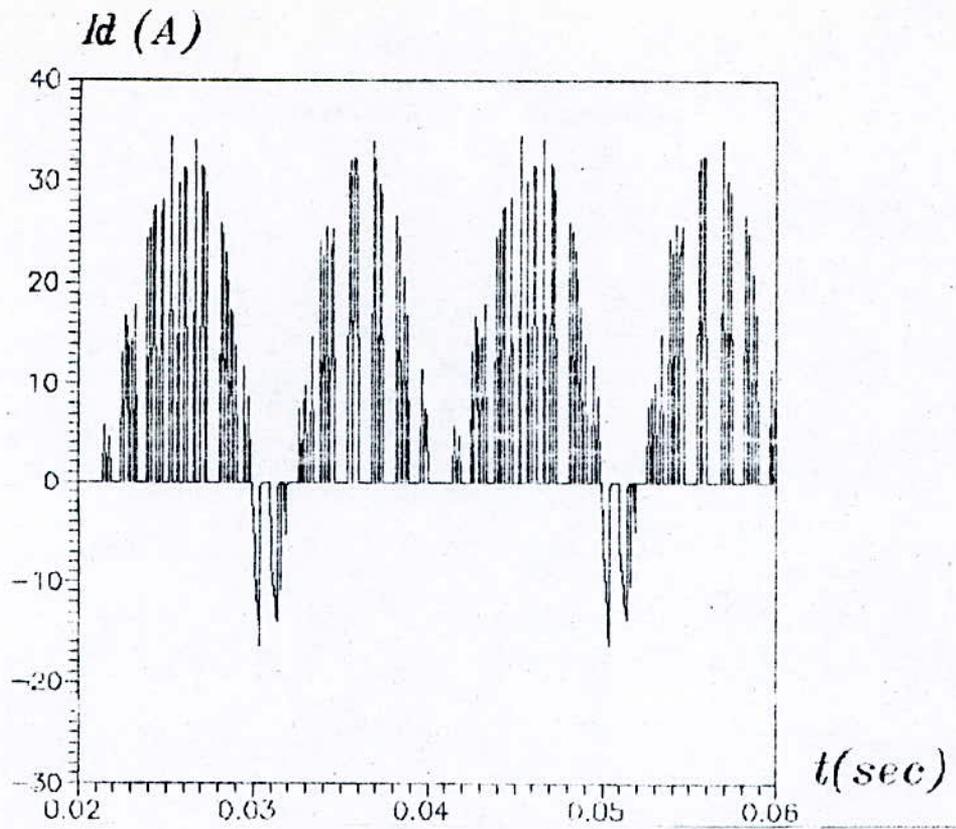


a) Tension de sortie du hacheur V_{dc} .

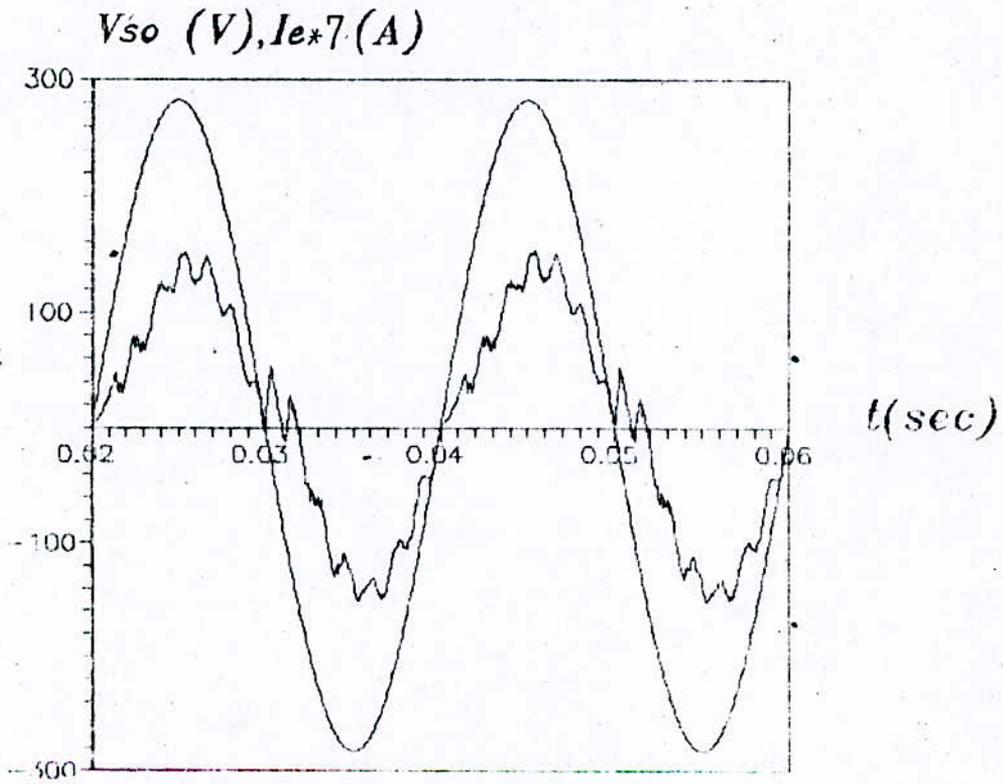


b) Tension d'entrée du hacheur.

Figure 4.4.4



a) Courant de sortie du hacheur I_d .



b) Courant à l'entrée du hacheur I_e et tension de source V_{so} .

Figure 4.4.5

4.4 INTERPRETATIONS ET COMMENTAIRES.

Nous remarquons que le déphasage entre le fondamental du courant i_e et la tension de source v_{so} est nul, par conséquent le facteur de puissance du côté réseau est égal à l'unité.

La tension de sortie V_{dc} du hacheur à quatre quadrants est constante. Pour une capacité de valeur suffisante, elle est parfaitement continue, et de valeur supérieure à celle de la tension d'entrée, ce qui confirme que le hacheur fonctionne comme un redresseur élévateur de tension contrairement au redresseur simple.

Le courant à l'entrée de l'onduleur se reproduit sur six intervalles identiques, ce qui explique que la modulation de largeur d'impulsions suit l'enveloppe de la tension simple aiguillée par l'onduleur en six configurations par période. Ce courant, en régime permanent et pour un fonctionnement à vide, présente une composante négative qui est renvoyée vers la capacité C_f , à travers les diodes de récupération montées en anti-parallèle avec les interrupteurs électroniques. Cette composante disparaît lors du fonctionnement en charge.

4.5 REGLAGE DE LA TENSION DE SORTIE DU HACHEUR.

4.5.1 Description du système à régler.

Lorsque l'ensemble onduleur - moteur asynchrone est considéré comme une charge du hacheur, le schéma simplifié du système réel adopté est donné par la figure 4.5.

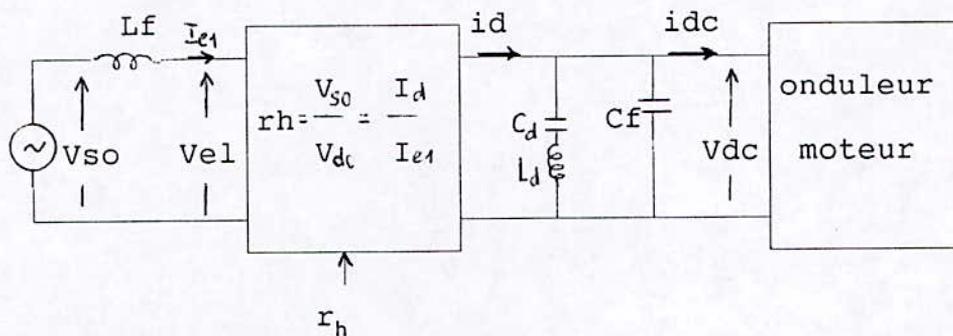


Figure 4.5: Schéma de principe simplifié.

Le filtre série L_d , C_d , placé en parallèle avec la capacité C_f permet d'éliminer la composante 100 Hz qui apparaît sur la tension de sortie du hacheur.

4.5.2 Fonctions de transferts du système.

Pour simplifier cette étude, nous considérons que l'angle de calage δ est faible et nous ne tiendrons compte que des grandeurs fondamentales. Les grandeurs fondamentales du courant et de la tension du côté alimentation du hacheur sont:

$$i_{e1} = I_{e1} \sqrt{2} \sin \omega_R t \quad (4.1)$$

$$V_{e1} = r_h V_{dc} \sin(\omega_R t - \delta) \quad (4.2)$$

Il est de même pour la grandeur de commande du hacheur $s(t)$ qui est représentée par son fondamentale:

$$S_1(t) = r_h \sin(\omega_R t - \delta) \quad (4.3)$$

En plus, d'après la relation (2.2), le fondamental du courant à la sortie du hacheur devient:

$$i_d = i_{e1} \cdot r_h \sin(\omega_R t - \delta) \quad (4.4)$$

Mais lorsque la tension V_{dc} est constante, nous pouvons écrire:

$$i_d = i_{do} + i_{dc} \quad (4.5)$$

ave

$$i_{dc} = \frac{r_h I_{e1} \sqrt{2}}{2} \cos \delta \quad (4.6)$$

$$i_{do} = \frac{r_h I_{e1} \sqrt{2}}{2} \cos(2 \omega_R t - \delta) \quad (4.7)$$

Afin de déterminer la fonction du transfert du hacheur, nous établissons d'abord les relations entre les grandeurs intermédiaires. Nous écrivons donc les relations entre les grandeurs efficaces de sortie et d'entrée du hacheur [42], [45]-[47]:

$$V_{e1} = I_h V_{dc} ; \quad I_d = I_h I_{e1} \quad (4.8)$$

Par ailleurs, lorsque les ondulations de tension sont faibles, la fonction de transfert du filtre s'écrit [45]:

$$F(s) = \frac{V_{dc}(s)}{I_d(s) - I_{dc}(s)} = \frac{s^2 + \omega_d^2}{C_f \cdot s \cdot (s^2 + \omega_p)} \quad (4.9)$$

où les pulsations ω_d et ω_p sont:

$$\omega_d = 2 \omega_R = \sqrt{\frac{1}{L_d C_d}} ; \quad \omega_f = \sqrt{\frac{C_f + C_d}{L_d C_f C_d}}$$

Si nous supposons que la tension de sortie du hacheur V_{dc} est constante (continu), la fonction de transfert $F(s)$ devient alors

$$F(s) = F_d(s) = \frac{1}{s (C_d + C_f)} \quad (4.10)$$

Et nous pouvons écrire aussi [45]:

$$\frac{\Delta I_{dc}}{\Delta V_{dc}} = 2 \frac{I_{dcN}}{V_{dcN}} = G \quad (4.11)$$

Pour ce qui est de la relation entre le rapport cyclique r_h et l'angle de calage δ , la fonction de transfert est donnée par [45]:

$$F_r(s) = \frac{\Delta \delta(s)}{\Delta r_h(s)} = G_r e^{-s T_r} \quad (4.12)$$

Lorsque les valeurs de δ sont faibles alors:

$$G_I = G_{IN} = \frac{V_{dcN}}{V_{soN}} \quad \text{et} \quad T_I = \frac{1}{2 f_R}$$

En plus, des expressions (2.7), (2.8) et (4.6), il est établi la relation entre l'angle de calage δ et le courant continu I_{dc} [45].

$$\frac{\Delta I_{dc}}{\Delta \delta} = \frac{2 V_{so}^2}{\omega_R L_f V_{dc}} = V_3 \quad (4.13)$$

Des équations ci-dessus, nous pouvons établir le schéma fonctionnel du système à régler:

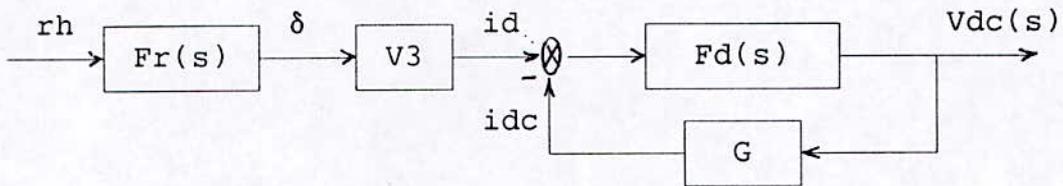


Figure 4.6: Schéma fonctionnel du système à régler.

4.5.3 Structure de réglage.

Lors du réglage de la tension de sortie du hacheur V_{dc} , l'angle de calage δ entre le courant et la tension d'entrée du hacheur doit être gardé le plus faible possible, il est donc nécessaire de le régler. Nous adoptons une structure de réglage en cascade (figure 4.7) comprenant: une boucle principale pour le réglage de la tension de sortie du hacheur et une boucle intermédiaire pour le réglage de l'angle de calage.

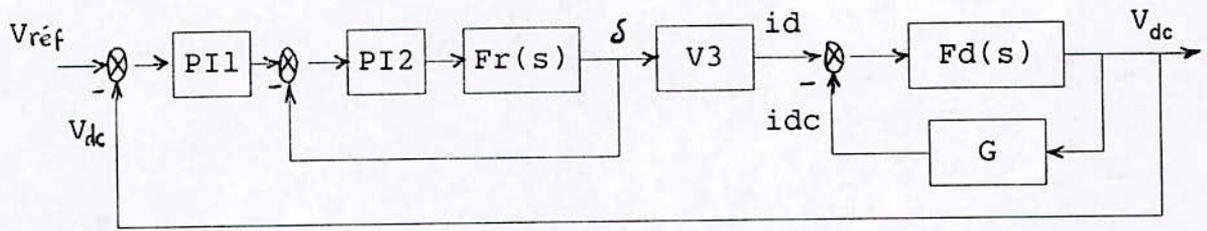


Figure 4.7: Structure globale du réglage.

4.5.4 Dimensionnement des régulateurs.

Afin de dimensionner nos régulateurs, nous commençons par dimensionner le régulateur de la boucle intermédiaire, puis nous remplaçons cette boucle par un système équivalent [45]:

$$G_e(s) = e^{-\tau s} \frac{1}{1 + T_\beta s} \quad (4.14)$$

$$\text{où } \tau = 5 \cdot 10^{-3} \text{ s} \quad T_\beta = 5 \cdot 10^{-3} \text{ s}$$

En remplaçant la boucle interne par la fonction de transfert équivalente, le schéma fonctionnel (figure 4.8) devient:

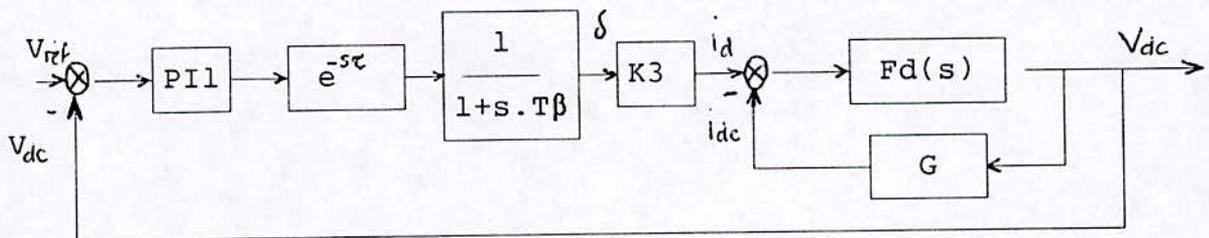


Figure.4.8: Schéma fonctionnel réduit du réglage principal.

Par conséquent, la fonction de transfert du système à réglé peut être réduite à [45]:

$$F_{V_{dc}}(s) = \frac{\Delta V_{dc}(s)}{\Delta \delta(s)} = \frac{K_{V_{dc}} \cdot e^{-s \cdot T_r}}{(1 + s \cdot T_\beta)(1 + s \cdot T_p)} \quad (4.15)$$

Avec

$$K_{V_{dc}} = \frac{V_3}{2 \cdot G_N} \quad , \quad T_p = \frac{C_f + C_d}{2 \cdot G_N}$$

En tenant compte des perturbations dues à une variation de la charge du moteur, le schéma fonctionnel devient

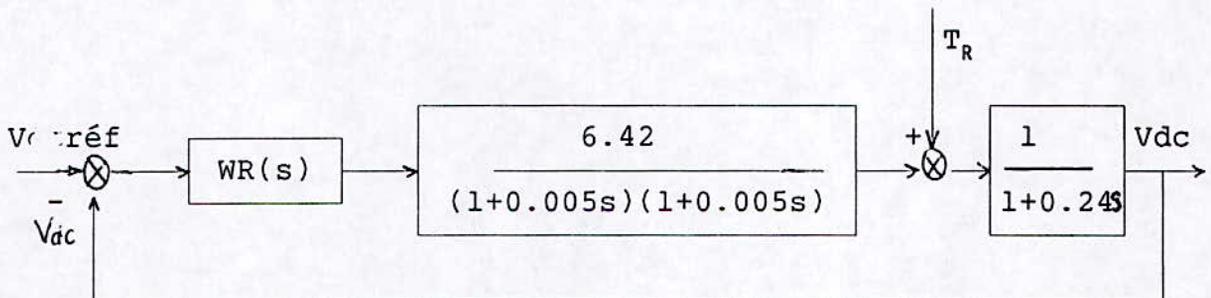


Figure 4.9 : Schéma bloc en boucle fermée du système.

Nous adoptons un réglage par régulateur PI dont la fonction de transfert est:

$$W_R(s) = K_R \cdot \left(1 + \frac{1}{T_i \cdot s}\right) \quad (4.16)$$

D'une manière générale, les paramètres du régulateur peuvent être déterminés par diverses façons. Dans notre cas, le système est doté d'un retard important, nous utilisons une méthode fréquentielle appropriée basée sur l'imposition du coefficient d'amortissement du système en boucle fermée [49]:

L'application de la méthode citée nous mène aux résultats:

$$K_R = 2.8 \quad ; \quad T_i = 0.0047 \text{ s .}$$

Cette méthode, basée sur l'utilisation d'abaques, nécessite une mise aux points des coefficients de réglage, pour cela, nous avons pris les valeurs des paramètres obtenus comme des valeurs de départ. Ensuite, en effectuant une correction de ces paramètres, nous avons pu aboutir aux valeurs optimales:

$$K_{R_{opt}} = 0.5 \quad ; \quad T_{i_{opt}} = 0.2 \text{ s}$$

Enfin, nous avons tracé les réponses indicielles de la tension de sortie du hacheur:

- lors d'une variation brusque de la consigne (figure 4.11),
- lors d'une variation brusque de la perturbation (figure 4.11).

Il apparait de ces résultats que la réponse à une variation de perturbation, présente un important dépassement 19% . Il est donc nécessaire de compenser l'effet de la perturbation, en utilisant la méthode Feed Forward (Figure 4.10).

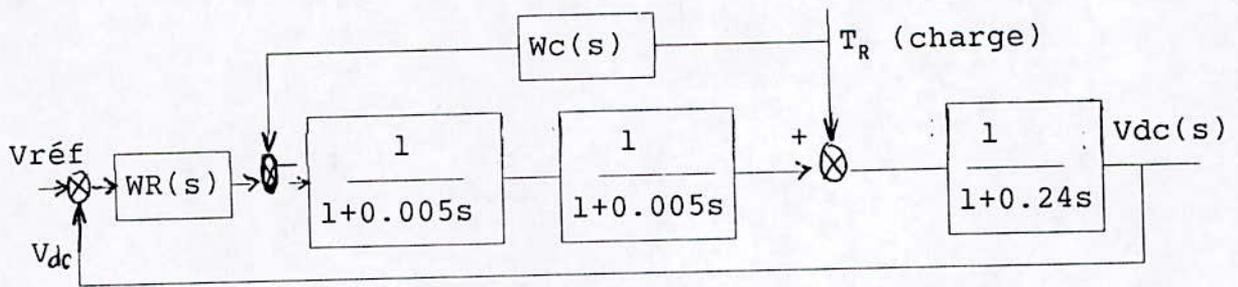


Figure 4.10: Schéma fonctionnel avec compensateur de perturbation.

Sachant que les fonctions de transferts par rapport à la consigne et à la perturbation sont données par:

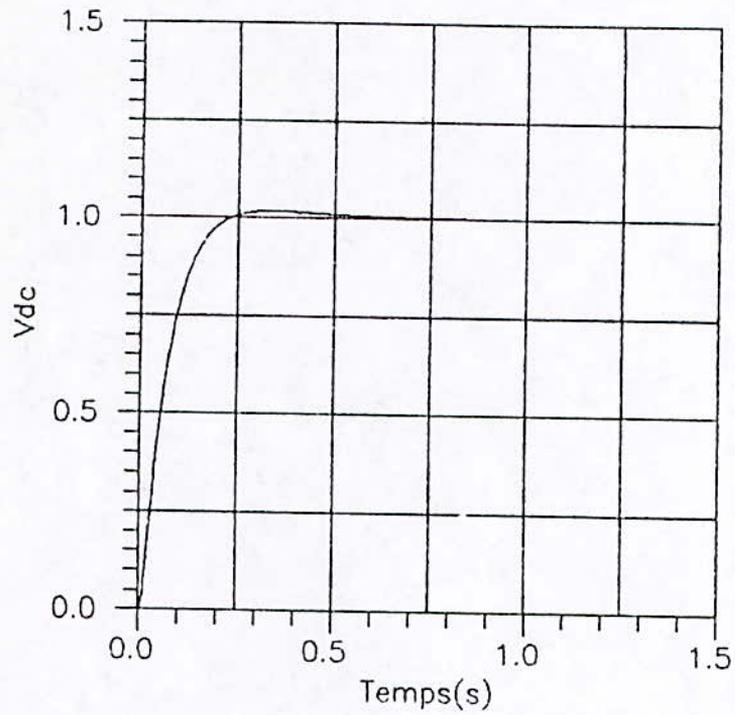
$$V_{dc}(s) = \frac{W_c(s) W_o(s) + W_z(s)}{1 + W_R(s) W_o(s)} Z(s) + \frac{W_R(s) W_o(s)}{1 + W_R(s) W_o(s)} E(s) \quad (4.17)$$

En annulant l'entrée principale (Figure 4.9), nous pouvons établir la fonction de transfert du compensateur $W_c(s)$.

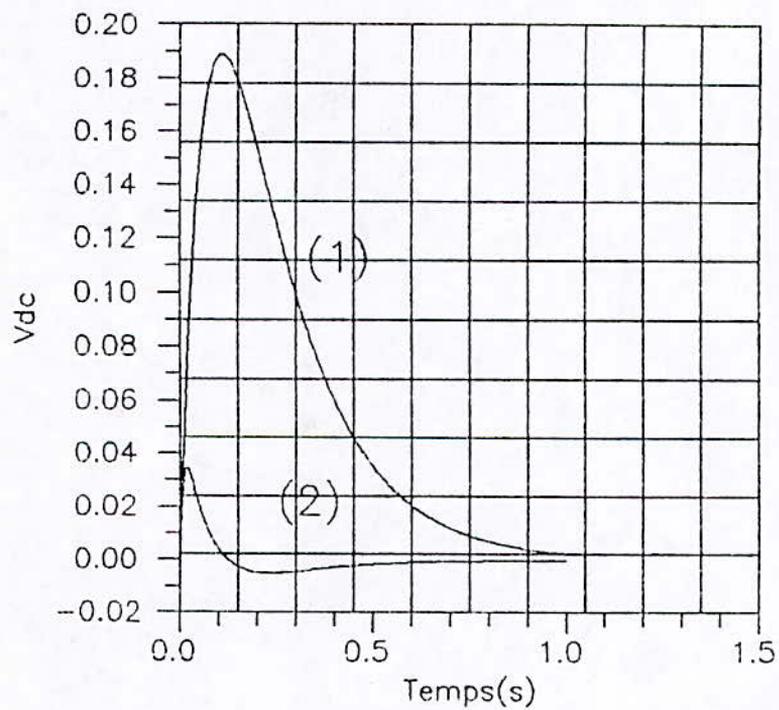
$$W_c(s) = \frac{(1 + 0.005s)^2 (1 + 0.24s)}{6.42} \quad (4.18)$$

Nous remarquons que $W_c(s)$ présente des opérateurs de dérivation qui sont irréalisables pratiquement. Pour cela, nous nous sommes intéressés uniquement au premier terme constant (compensateur statique). Le compensateur adopté est alors:

$$W_c(s) = 0.155 \quad (4.19)$$



Reponse a un echelon de consigne



Reponse a un echelon de perturbation
 1) sans feed forward.
 2) avec feed forward.

Figure 4.11: Réponses indicielles.

Il est présenté dans la figure 4.11 la réponse indicielle obtenue lors d'une variation de la perturbation, lorsque le système est muni du compensateur.

Il apparait de ce résultat que le réglage par un régulateur PI présente de bonnes performances lors d'une variation de consigne, ces performances se dégradent en présence des perturbations. En effet, il apparait un grand dépassement dû à ces perturbations. L'introduction du compensateur "Feed Forward" élimine l'effet de ces perturbations. Ainsi, la méthode Feed Forward nous a permis d'améliorer les performances de notre réglage.

4.9 CONCLUSION.

Les résultats obtenus par simulation numérique, montrent que l'utilisation du hacheur à quatre quadrants, améliore considérablement le facteur de puissance ainsi que le gain en tension pour l'alimentation du système d'association onduleur-moteur asynchrone.

La technique de commande en modulation de largeur d'impulsions utilisée, limite les tensions harmoniques d'ordre bas. Les harmoniques, d'ordre supérieur, de courant qui influent directement sur le couple sont filtrés, non seulement par le filtre, mais aussi par la self du moteur, de plus leurs effets sont atténués par l'inertie des masses tournantes.

La régulation avec compensation de la perturbation donne de meilleurs résultats comparée à la régulation simple sans compensation. Cette dernière est limitée, car dans la plus part des cas, elle ne répond pas aux spécifications désirés de réponse par rapport à la consigne et à la perturbation.

Enfin, le compensateur de perturbation n'a aucune influence sur la réponse à une variation de consigne.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Ce travail a consisté à étudier le comportement du système constituant l'ensemble source d'alimentation - onduleur - moteur asynchrone, pour trois types d'alimentations:

- cas d' un redresseur,
- cas d'une source à courant continu,
- cas d'un hacheur à quatre quadrants.

L'onduleur alimentant le moteur asynchrone est un commutateur de tension à commande en modulation de largeur d'impulsions dont les conditions de fonctionnement sont:

- Indice de modulation égal à 9.
- Coefficient de réglage varie linéairement avec la fréquence.
- La modulation est synchrone à calage optimal.

L'approche que nous avons appliquée au modèle global alimenté par:

- redresseur,
- source de tension à courant continu,

nous à permis d'obtenir pour un fonctionnement en régime établi des résultats satisfaisants et qui sont presque identiques pour les deux alimentations appliquées.

De façon générale, ces résultats montrent l'existence des harmoniques de courant et de tension pouvant gêner le bon fonctionnement du système d'association.

Les limites de l'alimentation par redresseur monophasé ou triphasé sont caractérisées par:

- génération des harmoniques 3, 5, 7, ... pour le redresseur monophasé, et 5, 7, 11, ... pour le triphasé, ces harmoniques sont néfastes pour le réseau,
- consommation de la puissance réactive,
- réversibilité fonctionnelle irréalisable.

Pour améliorer les performances du système d'association (minimisation de taux d'harmonique, amélioration du facteur de puissance et la réalisation de la réversibilité fonctionnelle), nous avons remplacé le redresseur par un hacheur à quatre quadrants fonctionnant en commutation forcée et commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsions.

Ce hacheur est alimenté par une source de tension sinusoïdale et débite sur un récepteur de tension continue constante.

L'analyse harmonique à l'entrée du hacheur nous a permis de constater que les harmoniques de tension produites sont réduites avec l'augmentation de l'indice de modulation m_h et du rapport cyclique r_h . Nous avons, également, remarqué que les harmoniques de tension à l'entrée du hacheur sont par ordre dominant pour:

- m_h de 6 sont de rang 5, 7, 11, 13, ...

- m_h de 14 sont de rang 13, 15, 17, 25, 27...
- m_h de 18 sont de rang 17, 19, 21, 33, 35,...

Cette étude harmonique à montrée également que pour un indice de modulation m_h égale à 14 et r_h à 0.8, le premier harmonique dominant est de rang 13 représentant 40% du fondamental, les autres harmoniques sont faibles. De l'analyse harmonique faite, nous remarquons qu'il est souhaitable d'augmenter l'indice de modulation m_h mais trois raisons conduisent à limiter cet indice:

- augmentation des pertes par commutation des interrupteurs électroniques,
- réduction de la plage de réglage possible de la tension de sortie du hacheur,
- accroissement de la précision de la commande nécessaire.

Ces inconvénients permettent une limite au delà de quoi la réalisation pratique du hacheur à quatre quadrants devient difficile.

Cette solution de passage au hacheur commandé par technique M.L.I n'est pas intéressante par elle même. Car, elle ne le devient que si le hacheur est associé à un filtrage des courants et des tensions harmoniques à son entrée et à sa sortie. De plus la stratégie triangulo-sinusoidale M.L.I appliquée permet d'alléger le filtre tout en accroissant son efficacité.

L'étude du filtre d'entrée ainsi que son dimensionnement et le choix de ces paramètres sont déterminés suivant un critère défini au préalable rapporté aux harmoniques importants à l'entrée, à la sortie de l'onduleur et à l'entrée du hacheur . Pour cette étude, nous nous sommes intéressés qu'aux amplitudes d'harmonique de tension et de courant dominants. En se basant sur l'analyse harmonique de courant et de tension à l'entrée et à la sortie de l'onduleur, nous avons obtenu les paramètres de la capacité pour différentes ondulations de la tension de sortie du hacheur, ainsi que, l'étude harmonique de la tension d'entrée du hacheur nous a permis d'obtenir la self L_f pour différentes ondulations du courant à l'entrée de ce dernier. Le choix optimal de ces paramètres représente la solution adéquate pour le fonctionnement du système.

Après l'analyse du filtre, nous avons examiné le comportement du modèle global lorsqu'il est alimenté par un hacheur à quatre quadrants. Les différents résultats obtenus en régime permanent nous ont permis de confirmer les performances réalisées avec ce convertisseur:

- facteur de puissance est pratiquement égal à l'unité,
- puissance réactive est presque nulle,
- les harmoniques sont repoussés vers des fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage.

2

Nous avons complété notre étude par la régulation de la tension de sortie du hacheur alimentant l'ensemble onduleur - moteur.

Afin de faciliter le réglage de la tension de sortie, nous nous sommes intéressés qu'aux grandeurs fondamentales à l'entrée et à la sortie du hacheur. Nous avons alors élaboré les équations de transfert du système cité précédemment, ainsi qu'après l'analyse du réglage, nous avons déterminé les paramètres du régulateur et du compensateur de la perturbation.

Les résultats donnés par cette méthode de régulation révèlent une nette amélioration du comportement dynamique du système. La régulation de la tension avec compensation de la perturbation "Feed Forward" améliore considérablement le réglage et donne de meilleurs performances.

ANNEXES

ANNEXE-1
PARAMETRES DE LA MACHINE

La machine asynchrone triphasée utilisée est a rotor bobiné dont les caractéristiques nominales sont données sur sa plaque signalétique:

| | | | |
|------------------------------|------------|---------|----|
| - tension d'alimentation | V_{sn} : | 220/380 | V |
| - courant nominal statorique | I_{sn} : | 8.14 | A |
| - courant nominal rotorique | I_{rn} : | 32.5 | A |
| - fréquence | f : | 50 | Hz |
| - puissance nominale | P_n : | 3.7 | kW |
| - nombre de paires de pôles | p : | 2 | |
| - tension nominale rotorique | V_{rn} : | 57.7 | V |

Son identification a donnée [20]:

1- Les paramètres électriques:

| | | | |
|--|---------|-------|----------|
| - résistance d'une phase statorique | R_s : | 1.12 | Ω |
| - résistance d'une phase rotorique | R_r : | 0.11 | Ω |
| - inductance cyclique statorique | L_s : | 0.17 | H |
| - inductance cyclique rotorique | L_r : | 0.015 | H |
| - inductance mutuelle cyclique stator-rotor | M_m : | 0.048 | H |

2- Les paramètres mécaniques:

| | | | |
|----------------------------------|---------|---------|-------------------|
| - moment d'inertie de la machine | J : | 0.135 | $N.m.S^2 rd^{-1}$ |
| - coefficient de frottement | K_f : | 0.00812 | $N.m.S.rd^{-1}$ |
| - coefficient de charge | K_c : | 0.8 | $N.m.S.rd^{-1}$ |

2

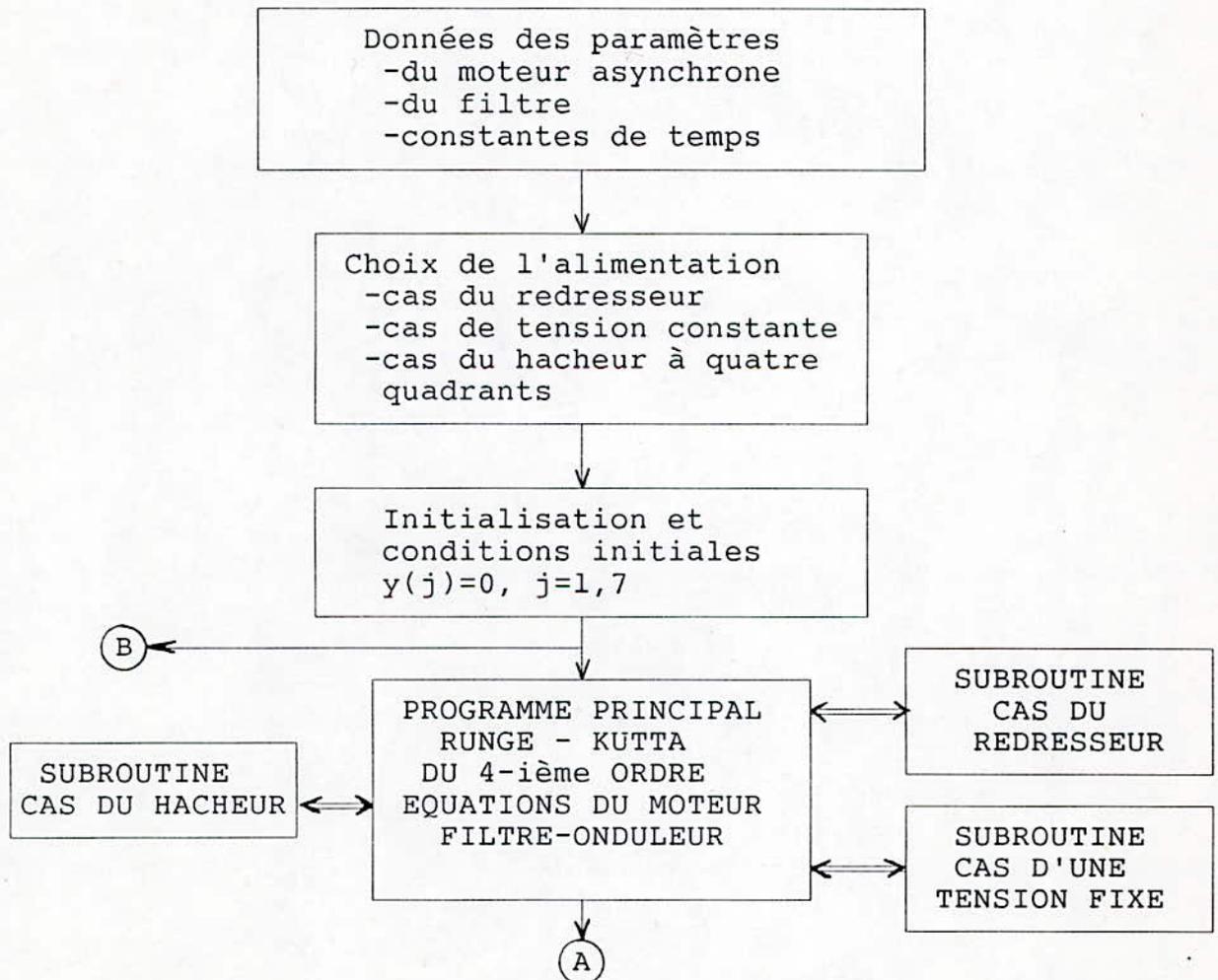
ANNEXE-2

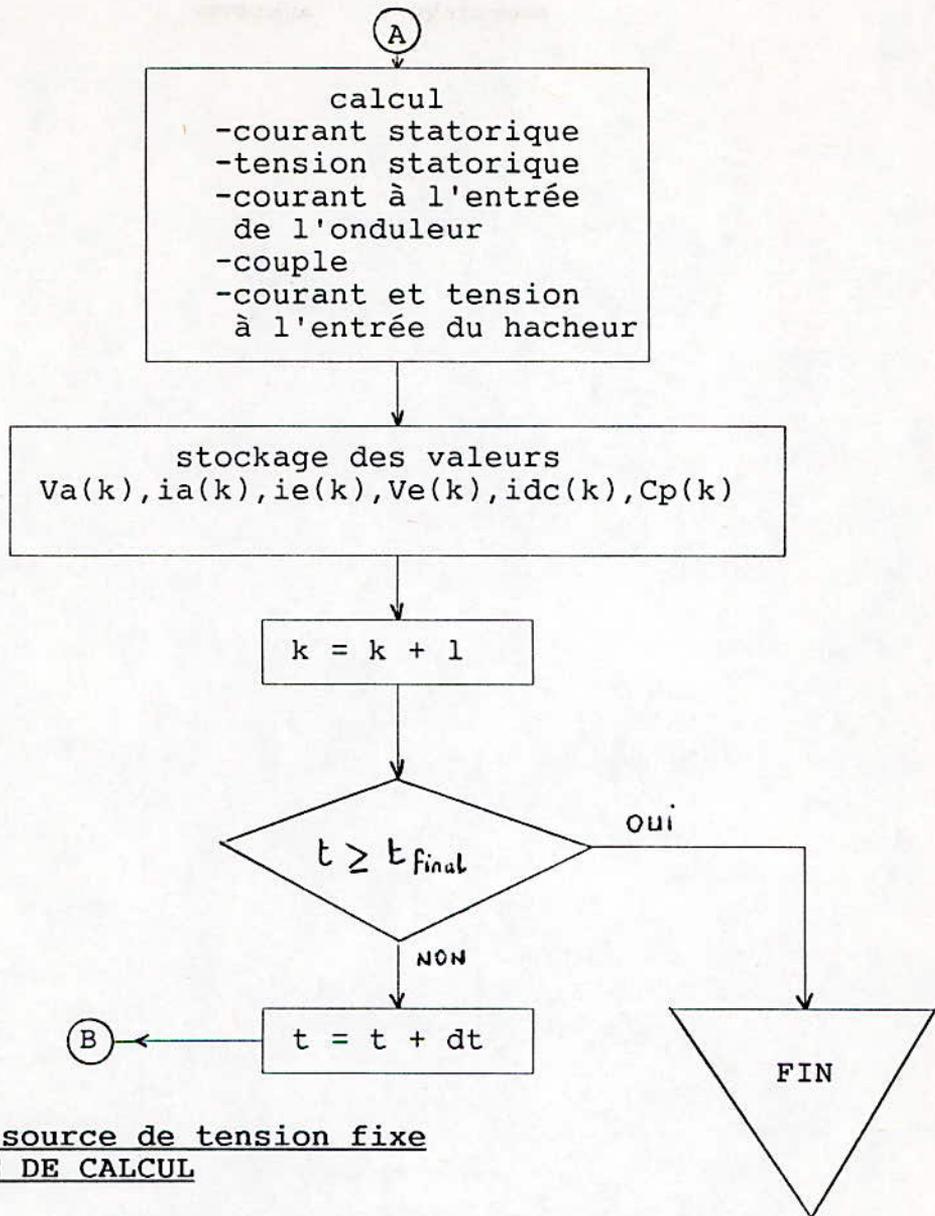
ORGANIGRAMME DE SIMULATION

Les organigrammes mis en oeuvre, effectuent le traitement numérique du système d'association onduleur de tension-filtre-moteur asynchrone pour trois types d'alimentation:

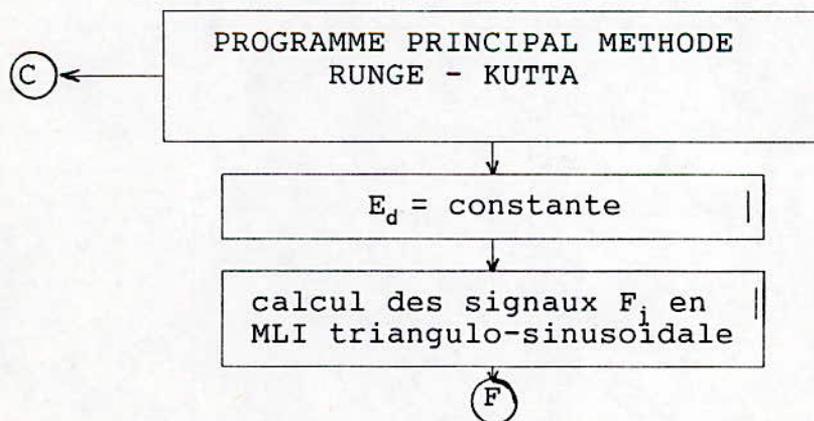
- cas d'un redresseur à diodes,
- cas d'une source de tension constante,
- cas d'un hacheur à quatre quadrants.

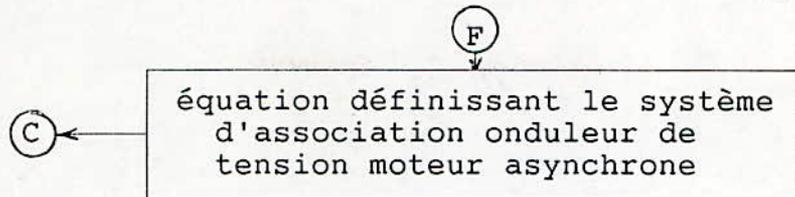
Ceci à partir d'un modèle mathématique développé dont l'organigramme principal de simulation est donné par:



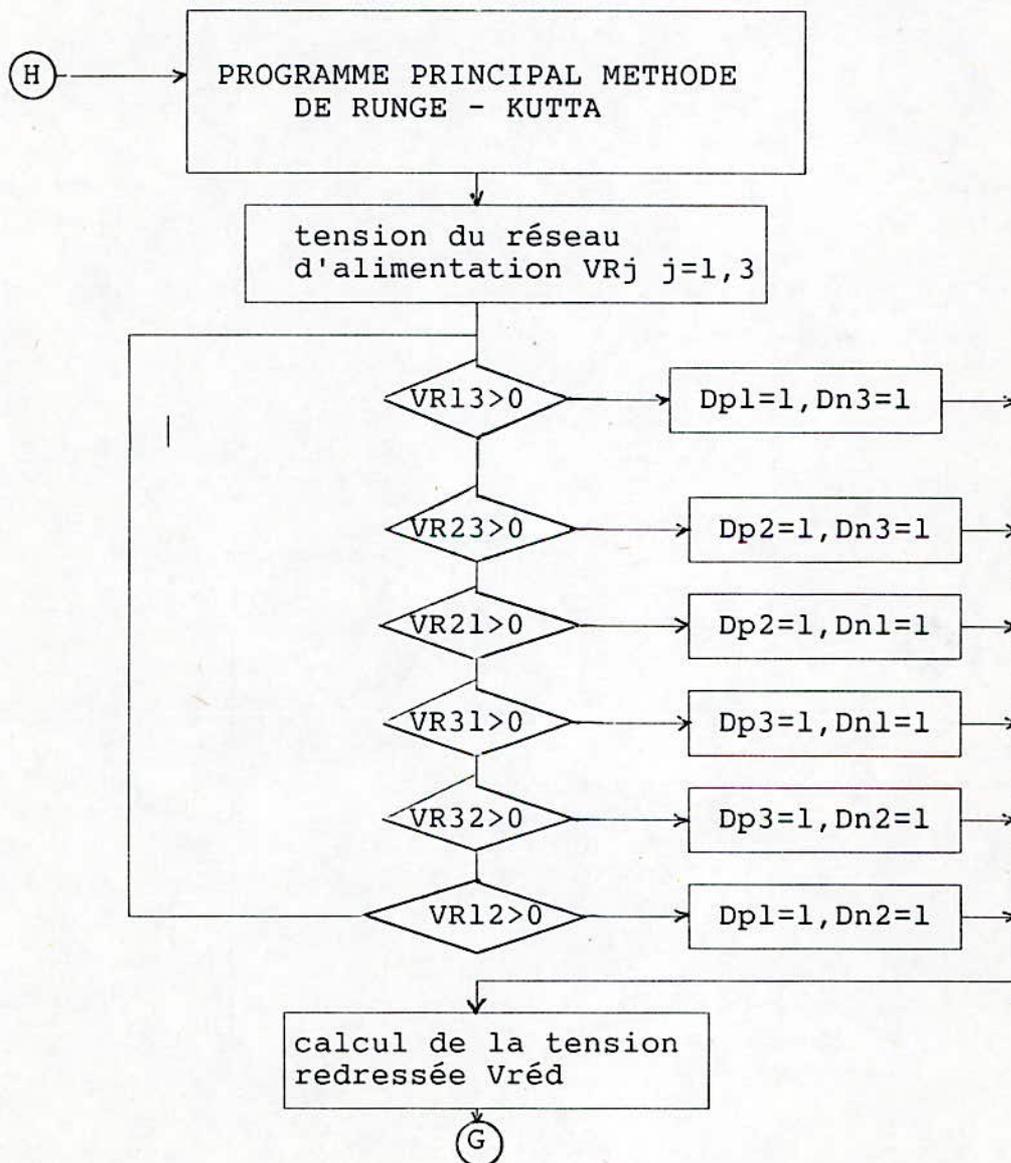


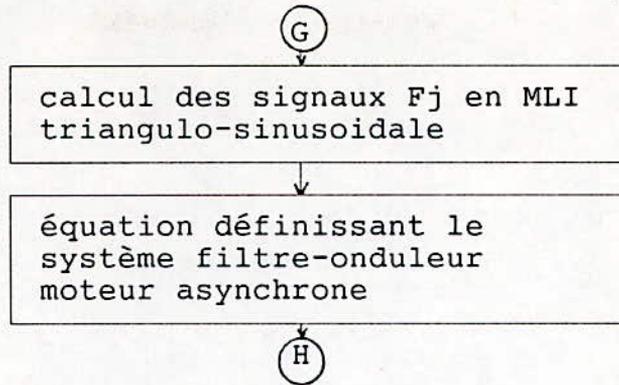
Cas d'une source de tension fixe
SUBROUTINE DE CALCUL



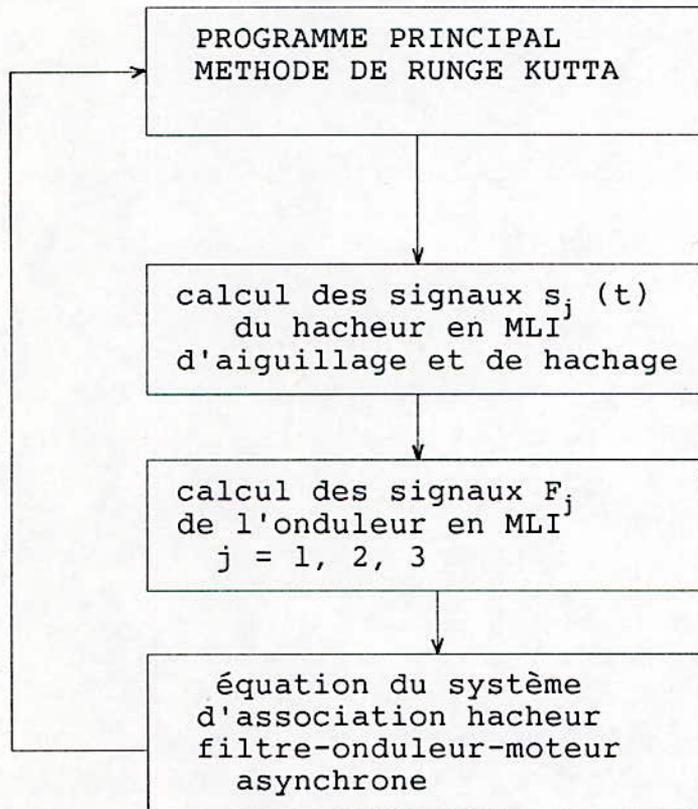


Cas d'un redresseur
SUBROUTINE DE CALCUL.





Cas d'un hacheur à quatre quadrants.
SUBROUTINE DE CALCUL



BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] C. Broche, Voie ferrée et transport ferroviaire, Institut de Formation Internationale aux Transport, IFIT, Faculté Polytechnique de Mons, Belgique, Janv. 1991.
- [2] K. Lidberg, " Convérteisseurs de fréquence de type YRRA pour moteur à induction", Division Electronique, ASEA revue 1981, No. 5-6, pp. 107 - 111.
- [3] S.R. Bowes, J.C. Clare, "Computer-aided design of PWM power electronic variable speed drives", IEE proceedings, vol. 135, No. 5, sept. 1988, pp. 240 - 260.
- [4] W. Wolfgang. Lienav, A. M. Hellmann, H. C. Skudelny, " Power converters for feeding asynchronous traction motors of single phase AC vehicles", IEEE Transaction on Industrial Application, vol. I.A.16, No. 1, Janv.-Feb. 1980, pp.
- [5] S. Nilson, " Le T.G.V suédois ", Asea traction Revue, No.1., 1984, pp. 20 - 23.
- [6] P. Leander, " Locomotive asynchrone développement pour le futur", Asea traction Revue, No. 1, 1984, pp. 24 - 29.
- [7] M.O. Mahmoudi, " Analyse microscopique et macroscopique d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI ", JTEA, 11^{ème} Journée Tunisienne d'Electrotechnique et d'Automatique, Janv. 1991 pp. 4.1 - 4.3.
- [8] F.Labrique, " Etude de l'association onduleur à PWM-moteur asynchrone", Polycope de cours, Ecole Nationale Polytechnique, ENP, El-Harrach, Algiers, Algeria, mars 1989.
- [9] T. Rekioua, V. Ramaromisa, " Etude par simulation numérique de la commande MLI pour les machines à courant alternatif", Colloque SONALGAZ-ENP, Algiers, Algeria, 1990, pp. VI.1-VI.6.
- [10] Y. Zhang, J. Leclercq and B. De Fornel, " Stability of the inverter fed induction machine", Electrical and power system modelling and simulation IMACS, 1989, pp.239-241.
- [11] M. Yang Dong Li, " Etude comparative des lois de commande des machines asynchrones alimentés par onduleur de tension MLI réalisation d'une commande numérique de position ", Thèse INPT; Institut National Polytechnique de Toulouse, No. 139, 1987.
- [12] J. A. Melebeek, " Dynamic modeles for voltage converter and frequency inverter fed induction machines", Electrical

machines and converters modelling and simulation, North Holland, IMACS, 1984, pp 49-56.

- [13] M.S. Garrido, "commandes des machines électriques", Polycope de cours, Université Catholique de Louvain La Neuve, UCL, 1991 Belgique.
- [14] J. Chatelain, Machines électriques, Tome 1, Presses électrotechnique - romandes, Technique & Documentation, édition Dunod, 1983.
- [15] J. Lesenne, F. Notlet, G. Séguier, "Introduction à l'électrotechnique approfondie", Technique & Documentation, édition Lavoisier, Paris, 1981.
- [16] G. Séguier, F. Labrique, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance, Conversion Continue - Alternatif", Tome 4, Technique & Documentation, Edition Lavoisier, Paris, 1989.
- [17] J. Zubek, A. Abbondanti, C.J. Norby Jacobzubek, " Pulse width modulation Inverter motor drives width improved modulation" , IEEE Trans. Ind. and App., Vol. I.A-II, No.6, Nov.- Dec. 1975, pp. 695 - 703.
- [18] H.C. Skudelny, G.V. Stanke, H.W. Vander Broek, "Analysis and realisation of a PWM based on voltage space vectors", IEEE Transaction on Industriel Applications, Vol. 24, No.1, Jan.- Fev. 1988, pp. 142-150
- [19] K.S. Rajatashekara, "Dc link filter design consideration in three phase voltage source inverter fed induction motor drive system", IEEE Trans. on Ind. App., vol. I.A - 23 No. 4, July - Aug. 1987, pp. 673 - 680
- [20] M.O.Mahmoudi, "Etude des différentes commandes du moteur asynchrone", Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, ENP EL Harrach, Alger, Algeria, octobre 1986.
- [21] E.Destobbeleer, M.Ostojski, V.Sabate, "La MLI dans le redresseur d'entrée des locomotives alimentées en monophasé", SEE Journée d'études, Nov. 1990, Lille Aeroport France pp. 1 - 18.
- [22] E.Destobbeleer, " Emploi de la modulation de largeur d'impulsions dans les redresseurs monophasés", Thèse de docteur-es science physiques, Lille, No. 707, Dec. 1986.
- [23] G. Moltgen, Converter Engineering an introduction to operation and theory, Siemens Aktiengesellschaft, Berlin

and munchen chichester willey 1984.

- [24] T. Seger, M. Watcher, " Direct digital control of four quadrant converter ", 2-eme European Conference for Power Electronics and Applications, EPE, Sept. 1987, pp.123-129.
- [25] A. Hachi, M.Fares, "Etude du comportement du moteur alimenté par un onduleur M.L.I commandé selon deux lois de modulation", Projet de Fin d'Etude, Ecole Nationale Polytechnique, ENP, El Harrach, Algiers, Algeria, 1990.
- [26] O. Stihi, "Single phase controlled current P.W.M converter", Master Eng. Thesis, Mc Gill University, Montreal CANADA, 1987.
- [27] O. Stihi, B. T. Ooi, "A single - phase controlled current PWM rectifier", IEEE, Transaction on Power Electronics, Vol.3, No. 4, Octo. 1988, pp.453 - 459
- [28] B. Mokryski, "Puls Width Modulated Inverters for AC Motor Drives", Trans. on Ind. and General Applications, Vol. IGA3, No. 6, Nov. - Dec. 1967
- [29] Giuseppe S. Buja, and, Giovanni B. Indri, " Optimal Pulse Width Modulation for feeding AC Motors", IEEE Trans. on Ind. Applications, Vol. IA-13, No.1, Jan.-Fev. 1987
- [30] R. Baussiere, F. Labrique, G. Séguier, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance, Conversion Continu - Continu", Tome 3, Technique & Documentation, Edition Lavoisier , Paris, 1989.
- [31] W. Kuhn, " Steady - State behavior of induction machines fed by a frequency converter which is supplied by a DC-link with an AC component", 2-eme IFAC Symposium, Dusseldorf,1987, pp. 787-795
- [32] J.A.Taufiq, J.Xiaoping, J.Allan and S.Burdett, " A simple method of calculating inverter DC side current harmonics", EPE, Aachen 1989.
- [33] J.A.Taufiq, C.J.Goodman, B.Mellit, " Raillway signalling compatability of inverter fed induction motor drives for rapid transit", IEE Proceodings, vol. 133, PT.B No. 2, March 1986.
- [34] P.D.Evans, R.J.Hill-Cottingham, " DC link currant in PWM inverters", IEE Proceodings, vol. 133, PT.B No. 4, July 1986.
- [35] H. Kohlmeier, O. Niermeyer and Schroder, " High dynamic

- four-quadrant AC - motor drive with improved power factor and on time optimized pulse pattern with PROMC", IEEE Transaction on Industrial Applications, Vol. IA.23, No.6, Nov.- Dec. 1987, pp. 1081 - 1086.
- [36] J. Holtz, J. Onnokrah, " Adaptive optimal pulse width modulation for the line-side converter of electric locomotives", EPE, Aachen 1989, pp. 567 - 572.
- [37] J. Holtz, H.J. Klein, " The propagation of harmonic currents generated by inverter-fed locomotives in the distributed overhead supply system", European conference on power electronics and application, EPE, Grenoble, 1989, pp. 1239-1244.
- [38] S. Ostlund, F. Gustavson, " A low weight supply circuit for asynchronous traction fed from a 16 2/3 hz", EPE Proceedings vol. 2, Grenoble, France, Sept. 1987, pp. 823-828.
- [39] K. Huckelheim, C. Mangold, " Novel 4-quadrant converter control method", EPE, Aachen, 1989, pp. 573 - 576.
- [40] T. Kubler, P. Schroder, "Control of a four - quadrant chopper by a 16 bit microcomputer MICAS", EGT - GMR, facthtaging, darmstadt okt, 1984, pp. 349 - 446.
- [41] S. Ostlund, " Influence of the control principle on a high-voltage inverter system for reduction of traction-transformer weight", EPE, Aachen, 1989, pp. 561-566.
- [42] G. Klinger, " Tolerance band controlled simple phase converter circuit with a minimum interaction between converter and supply by optimum control parallel operation", Control on Power Electronics and Electrical Drives, IFAC, 1977, pp. 760-775.
- [43] P. Nonnon, D. Escalier, S. Saadate, R. Le Doeuff, " A study of a P.W.M force commutated rectifier control", ICEM, Massachusettes, USA 1990.
- [44] C. Bachle, H.P. Baner, T. Seger, " Requirements on the control of a three level four quadrant power converter in traction application", EPE, Aachen 1989, pp. 577-582.
- [45] G. Klinger, " Regelungstechnische untersuchung einer einphasenstromrichterschaltung mit harmonisch zeitvariantem ubertrager. IFAC symposium, Dusseldorf 1974, pp.443-457
- [46] W. Lienau, " The two-stage, two quadrants controller a P.W.M rectifier, IFAC control in power electronics drives,

Lausanne, Switzerland, 1983, pp. 619 - 626.

- [47] H. Kehrmann, W. Lienau, R. Nill, "Der vierquadrantensteller-ein pulsstromrichter zur einspeisung von triebfahrzeugen mit drehstromantrieb ausdem einphasennetz", IFAC symposium, Dusseldorf, 1974, pp 357-372.
- [48] H.S. Patel, R.G. Hoft, " Generalized techniques of harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part I- Harmonic Elimination", IEEE Transaction on Industrial Applications, Vol.Ia-9, No.3, Mai-Jun 1973.
- [49] D. Boukhetala, "Régulation de niveau dans une colonne de flash à basse pression - sécurité", Projet de Fin d'Etude, PFE, Automatique, Institut National des Hydraucarbures et de la Chimie, INH, Boumerdes, Algeria, 1989.
- [50] Y. Ait Gougam, "Etude des stratégies de modulation de largeur d'impulsions pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone", Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, ENP, El Harrach, Algiers, Algeria, Fev.1992