



32-530-28-3

32-530-28-3

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DE BLIDA
INSTITUT D'ELECTRONIQUE

THESE DE MAGISTER

SPECIALITE: Electronique
OPTION : Contrôle

SUJET :

COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE DE LA VITESSE
D'UN MOTEUR ASYNCHRONE PAR
MICROPROCESSEUR

PAR
FERDJOUNI Abdelaziz

Présentée devant le jury :

Mr H. MELIANI
Mr M. HADDADI
Mr A. MENACER
Mr H. BENCHOUBANE
Mr D. AKHRIB
Mr M. BOUNEKHLA

Président
Examineur
//
//
Rapporteur
Invité

BLIDA, ALGERIE
1994



32-530-28-3

32.530-



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DE BLIDA
INSTITUT D'ELECTRONIQUE

THESE DE MAGISTER

SPECIALITE: Electronique
OPTION : Contrôle

SUJET :

COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE DE LA VITESSE
D'UN MOTEUR ASYNCHRONE PAR
MICROPROCESSEUR

PAR
FERDJOUNI Abdelaziz

Présentée devant le jury :

Mr H. MELIANI
Mr M. HADDADI
Mr A. MENACER
Mr H. BENCHOUBANE
Mr D. AKHRIB
Mr M. BOUNEKHLA

Président
Examineur
//
//
Rapporteur
Invité

BLIDA, ALGERIE
1994

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

تيسل للباسام الشبانى رمنة الله : كيف حصلت العلام ؟
فقال : حصاشه ياربع خصال
بكور ككور الغراب وخص كخص النصارى وتملق كتملق
الجرة وخصر كخصر الحمام .

ثم قال : اما بعد ، فان العلم بطوى اللزام ، بتعيد المزام
لا يدرك بالسهام ولا يزي نوح المنام ولا نورث عن الآباء
والأنعام . انما هو شجرة لا تضلع إلا بالقرن ولا تغرس
إلا بالانفس ولا تنقى إلا بالدرس ولا تثبت إلا بإدمان
السهر وقلة النوم وصلته الليل باليوم ...

DEDICACES

A ma famille, la petite et la grande,

A mes amis,

A ces Hommes qui puisent, dans les sources profondes,
pures et limpides, la lumière pour nous éclairer et pour
raviver en nous , la lueur d'espoir et de foi qui illumine
nos coeurs et guide nos esprits,

A ceux qui oeuvrent pour un avenir meilleur, basé sur
la JUSTICE, guidé par le SAVOIR et destiné au bien
être de L'HOMME,

Je dédie ce travail.

Remerciements

Ce travail a été effectué à l'Institut d'Electronique de l'Université de Blida sous la direction de Mr D. AKHRIB, PhD. Qu'il me soit permis de lui exprimer ma vive gratitude pour la confiance qu'il m'a toujours témoignée et les conseils qu'il m'a prodigués tout au long de cette étude.

Je tiens à remercier Mr H. MELIANI pour avoir accepté la présidence de ce jury.

J'exprime ma vive gratitude à Mr M. HADDADI, Docteur Es-Science à l'ENP Alger, pour avoir accepté de faire partie du jury.

J'adresse tous mes remerciements à Mrs H. BENCHOUBANE, A. MENACER et M. BOUNEKHLA pour avoir aimablement accepté de participer au jury.

Mes chaleureux remerciements vont à Mr R. DJOUAHER pour sa disponibilité, ainsi qu'à Mrs A. ARBAOUI et M. BOUNEKHLA pour le soutien indefectible qu'ils n'ont cessé de me témoigner.

RESUME

Le présent travail s'intéresse à la variation de la vitesse du moteur asynchrone, dont l'obtention passe par le choix convenable d'une stratégie de commande. Le principal problème auquel est confronté ce choix est la présence inévitable d'harmoniques dans le signal de commande. Pour résoudre ce problème, différentes stratégies sont analysées. Celles basées sur l'échantillonnage régulier et la stratégie en créneaux sont simulées. La modélisation ainsi que la simulation de l'association MAS-Onduleur sont alors effectuées. Ceci conduit au choix de la stratégie suboptimale qui sera implémentée.

Une partie de ce mémoire est réservée à la conception, la réalisation et le test d'une maquette expérimentale. Celle-ci est constituée de la carte de commande à microprocesseur permettant d'implémenter la stratégie choisie, du convertisseur alternatif-continu et de l'onduleur triphasé à transistors. Ce banc d'essai, ainsi constitué, permet de fournir les signaux d'alimentation du moteur afin d'obtenir un fonctionnement à vitesse variable. Il autorise la validation du modèle simulé, ouvrant la voie, ainsi, à des investigations futures.

Mots clés : Strategie de commande, Echantillonnage régulier, Signal PWM, Strategie Suboptimale, Moteur asynchrone, Microprocesseur, Onduleur, Transistor de puissance.

Liste des symboles

A_n, B_n	: coefficients du développement en série de Fourier
α_i	: angles de commutation
f	: fréquence modulante
g	: glissement
H_n	: amplitude de l'harmonique de rang n
$i_0(t)$: courant à l'entrée de l'onduleur
i_a, i_b, i_c	: courants de phase
I_{sd}, I_{sq}	: courants statoriques selon l'axe d et l'axe q
I_{rd}, I_{rq}	: courants rotoriques selon l'axe d et l'axe q
L_s, L_r	: inductance cyclique statorique et rotorique
M	: indice de modulation
m	: inductance mutuelle cyclique
MAS	: Moteur asynchrone
N	: nombre d'angle de commutation par 1/4 de période
P	: ratio de fréquence
q	: nombre de paires de pôle
PWM	: Pulse Width Modulation (Modulation en Largeur d'Impulsion (MLI))
QSW	: Quasi-Square Wave (onde en créneau)
R_s, R_r	: résistances d'une phase statorique et rotorique
$t_0(k)$: durée de l'état bas de la $k^{\text{ème}}$ impulsion
$t_p(k)$: durée de l'état haut de la $k^{\text{ème}}$ impulsion
T_c	: période de la porteuse
Tab1, Tab2, Tab3a, Tab3b	: tables de données
U	: amplitude de la tension statorique
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	: tensions simples statoriques
V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}	: tensions de ligne
V_{sd}, V_{sq}	: tension statorique selon l'axe d et l'axe q
V_{rd}, V_{rq}	: tension rotorique selon l'axe d et l'axe q
ω, ω_s	: pulsation des tensions statoriques
ω_r	: pulsation des tensions rotoriques
Ω	: vitesse angulaire mécanique

SOMMAIRE

COMMANDE EN BOUCLE OUVERTE DE LA VITESSE DU MOTEUR ASYNCHRONE PAR MICROPROCESSEUR

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE 1: STRATEGIES DE COMMANDE DE LA VITESSE DU MOTEUR ASYNCHRONE	
INTRODUCTION	4
1/ Variateur de vitesse à moteur à courant continu	5
1.1/ Présentation	5
1.2/ Variation de la vitesse du moteur à courant continu	5
1.3/ Remarques	6
2/ Variateur de vitesse à moteur asynchrone	7
2.1/ Présentation	7
2.2/ Variation de la vitesse du moteur asynchrone	7
3/ Commande statorique du moteur asynchrone	8
3.1/ Variation de la tension d'alimentation	8
3.2/ Variation simultanée de la fréquence et de la tension d'alimentation	9
3.3/ Remarques	11
4/ Etude des stratégies de commande	12
4.1/ La stratégie en créneau	12
4.2/ Les stratégies basées sur la modulation sinusoïdale	12
4.3/ La modulation à échantillonnage naturel	14
4.4/ La modulation à échantillonnage régulier	17
4.5/ La modulation à échantillonnage régulier symétrique	17
4.6/ La modulation à échantillonnage régulier asymétrique	20
4.7/ Remarques	21
4.8/ Les stratégies optimales	23
4.8.1/ Principe	23
4.8.2/ Modulation par élimination d'harmoniques	24
4.9/ Les stratégies presque optimales	27
4.9.1/ Principe	27
4.9.2/ Première approche	27
4.9.3/ Deuxième approche : la stratégie suboptimale	28
CONCLUSION	33
CHAPITRE 2: SIMULATION DE QUELQUES STRATEGIES DE COMMANDE	
INTRODUCTION	34
1/ Description	35

2/ Simulation des stratégies PWM	37
2.1/ Description	37
2.2/ Analyse spectrale	37
2.3/ Résultats et commentaires	43
3/ Simulation de la stratégie en créneau	53
3.1/ Description	53
3.2/ Analyse spectrale	53
3.3/ Résultats et commentaires	54
CONCLUSION	56
CHAPITRE 3 : MODELISATION ET SIMULATION L'ASSOCIATION MOTEUR ASYNCHRONE-ONDULEUR	
INTRODUCTION	57
1/ Modélisation du moteur asynchrone	58
1.1/ Description – Hypothèses simplificatrices	58
1.2/ Equations électriques	58
1.3/ Modèle de Park	59
1.4/ Equation mécanique	61
2/ Modélisation de l'onduleur	61
2.1/ Introduction	61
2.2/ Mise en équation	62
3/ Modèle de l'association moteur asynchrone-onduleur	64
4/ Simulation	65
4.1/ Principe	65
4.2/ La méthode de Runge-Kutta	65
4.3/ L'algorithme de Runge-Kutta d'ordre 4	66
4.4/ Organigramme général	67
4.5/ Programme	67
4.6/ Remarques	69
5/ Résultats et commentaires	70
5.1/ Simulation de l'association avec la stratégie en créneau	70
5.2/ Simulation de l'association avec la stratégie suboptimale	71
CONCLUSION	76
CHAPITRE 4 : REALISATION DE LA MAQUETTE EXPERIMENTALE	
INTRODUCTION	77
1/ Conception et réalisation de la carte à microprocesseur	78
1.1/ Principe	78
1.2/ Implémentation de la stratégie suboptimale	78

1.3/ Remarques	81
2/ Réalisation matérielle de la carte de commande	81
2.1/ Description	81
2.2/ Réalisation de la carte Version 1	84
2.3/ Réalisation de la carte Version 2	86
2.4/ Interface opérateur	87
3/ Réalisation logicielle de la carte de commande	89
3.1/ Description	89
3.2/ Initialisation	91
3.3/ Lecture de la fréquence	91
3.4/ Formation de la table de données	92
3.5/ Sous-programmes d'interruption	92
4/ Réalisation du convertisseur alternatif-alternatif	94
4.1/ Principe	94
4.2/ Conversion alternatif-continu	94
4.3/ Conversion continu-alternatif : onduleur	95
CONCLUSION	103
CHAPITRE 5: VERIFICATION EXPERIMENTALE	
INTRODUCTION	104
1/ Test de la carte de commande	105
1.1/ Déroulement du programme	105
1.2/ Génération des signaux de commande	106
2/ Test de la carte de commande de base	106
3/ Test de l'interrupteur	106
3.1/ Test sur charge R	106
3.2/ Test sur charge R-L	107
4/ Test de la source continue d'alimentation	107
5/ Test de l'onduleur chargé par un moteur asynchrone	113
CONCLUSION	115
CONCLUSION GENERALE	116
Bibliographie	118
Annexes	122

INTRODUCTION GENERALE

Le variateur de vitesse, constitué par le moteur à induction associé à un convertisseur statique, a fait l'objet, ces dernières années, de nombreux travaux de recherche. Ces travaux se sont articulés, principalement, autour de la recherche de **stratégies de commande et de leur implémentation** et cela dans le but d'améliorer les performances de ce variateur [1, 2, 3 , 4].

Le moteur à induction est robuste, de construction facile et de faible coût à l'acquisition. L'absence du collecteur et des balais permet son utilisation dans les atmosphères difficiles (poussiéreuse, explosive, ...). Il présente, donc, une solution attrayante dans le domaine des **actionneurs électriques**. Cependant, la variation de sa vitesse nécessite, dans le cas de la commande statorique, une source d'alimentation alternative variable en **fréquence** et en **amplitude**.

Différentes structures de convertisseurs de fréquence ont été proposées. Ces convertisseurs permettent de réaliser, soit la conversion directe, c'est le cas du cycloconvertisseur dont les performances sont limitées, soit la conversion indirecte, ce sont les onduleurs qui permettent la variation de fréquence dans une large plage [5].

L'un des principaux problèmes, liés aux convertisseurs statiques, et qui dépend de la stratégie de commande utilisée, est celui de la présence inévitable **d'harmoniques** dans le signal de sortie. **Les harmoniques** ont des effets néfastes sur le moteur, ils provoquent l'échauffement excessif, les pulsations du couple et la saturation du circuit magnétique.

La solution offerte par l'onduleur commandé par une onde en créneau [1], initialement utilisée, est de mise en oeuvre simple, mais en plus du fort taux d'harmoniques, surtout de bas rang, qu'elle présente, elle nécessite un étage supplémentaire pour la variation de l'amplitude de la tension continue d'alimentation.

Les progrès croissants dans le domaine de la micro-informatique et des semi-conducteurs de puissance, ont permis d'implémenter des stratégies de commande basées sur **la modulation en largeur d'impulsions (PWM)** qui sont plus performantes et plus complexes. Ces stratégies permettent de contrôler, simultanément, l'amplitude et la fréquence du fondamental de la tension de sortie, et de repousser vers les fréquences élevées les harmoniques indésirables. Selon la manière de déterminer les instants de commutation de l'onde PWM, deux importants groupes de stratégies ont dominé:

- **La PWM basée sur l'échantillonnage** [6, 7, 8, 9]:
qui est obtenue par comparaison d'un signal de référence avec un signal porteur.

- **La PWM optimale** [10, 11, 12, 13] : qui est obtenue par optimisation d'un critère de performance particulier. Cette approche nécessite des moyens de calcul puissants et des algorithmes de calcul numérique performants.

Et plus récentes que les premières, sont les **stratégies dites presque optimales** [16, 17], qui tentent de combiner les avantages de chacun de ces deux groupes et d'éviter leurs inconvénients.

Le présent travail consiste en la conception et la réalisation d'une carte de commande par microprocesseur, destinée à l'implémentation d'une stratégie PWM, choisie après l'étude de différentes stratégies, suivie de l'étude et de la réalisation d'un onduleur de tension triphasé à transistors. Le système ainsi constitué permet **la variation de la vitesse d'un moteur à induction fonctionnant à flux constant.**

Aussi, le rapport est structuré de la manière suivante :

Dans **le chapitre 1**, la variation de la vitesse des moteurs à courant continu et à induction est présentée, suivie d'une investigation sur différentes **stratégies de commande de l'onduleur de tension.**

L'étude par simulation du variateur de vitesse est effectuée dans les chapitres 2 et 3. **Le chapitre 2** traite de la simulation (formes d'onde, spectres des harmoniques) de quatre stratégies de commande. Dans **le chapitre 3**, une fois qu'un modèle de connaissance de l'association moteur à induction–onduleur est établi, il est utilisé pour étudier le comportement du moteur alimenté par onduleur de tension et soumis à deux stratégies de commande différentes.

Les chapitres 4 et 5 sont réservés à l'étude expérimentale. **Le chapitre 4** décrit la maquette expérimentale constituée par la carte de commande à base de microprocesseur, conçue et réalisée pour implémenter la stratégie PWM adoptée, et de l'onduleur à transistors. **Le chapitre 5** présente les résultats concernant les tests pratiques effectués sur la maquette.

chapitre 1 :

Stratégies de commande de la
vitesse du moteur asynchrone

INTRODUCTION

Les actionneurs électriques constituent un vaste domaine de recherche, impliquant différentes disciplines [3]. D'abord, on trouve l'organe d'action qui est le moteur, ensuite, le convertisseur statique qui fournit un signal d'alimentation de forme adéquate.

Dans le cas de la variation de la vitesse du moteur à induction, ce signal, de fréquence et d'amplitude variables, doit avoir une forme sinusoïdale. Il est obtenu par action sur les interrupteurs formant le convertisseur. La stratégie de commande définit la manière d'agir sur ces interrupteurs.

Après un bref rappel sur l'utilisation en vitesse variable des moteurs à courant continu et à induction, différentes stratégies de commande sont analysées dans ce chapitre. Ainsi, dans le cas de la commande statorique de la vitesse du moteur à induction, sont présentées la stratégie en créneau, les stratégies PWM basées sur la modulation sinusoïdale, les stratégies optimales et finalement les stratégies presque optimales.

1/ VARIATEUR DE VITESSE A MOTEUR A COURANT CONTINU [28]

1.1/ Présentation

Le moteur à courant continu a dominé le domaine des variateurs de vitesse pour les besoins industriels et les transports. Il est constitué de deux circuits électriques: l'inducteur et l'induit. Selon les connexions réalisées entre ces deux circuits, différents modes de branchement existent pour ce type de moteurs. Lorsqu'il n'y a aucun point commun entre eux, on dit que le moteur est à excitation séparée. Pour les variateurs de vitesse, ce dernier est le plus utilisé.

1.2/ Variation de la vitesse du moteur à courant continu

L'expression générale de la vitesse d'un moteur à courant continu est donnée par :

$$N = k \cdot \frac{(U_a - R_a \cdot I_a)}{\Phi} \quad (1.1)$$

où N : vitesse en tours par minute
U_a : tension d'alimentation de l'induit,
R_a : résistance d'induit,
I_a : courant d'induit,
Φ : flux,
k : constante.

D'après cette expression, le réglage de la vitesse s'obtient par trois méthodes.

1.2.1/ Réglage rhéostatique

Il est obtenu par variation de la résistance d'induit par un rhéostat, ses performances sont médiocres.

1.2.2/ Réglage par le flux

Le flux est produit par le courant d'excitation, le démarrage du moteur doit se faire à flux nominal, jusqu'à atteindre la vitesse nominale, ensuite, il sera possible de réduire le flux pour augmenter la vitesse. Ce réglage se fait à puissance constante, la vitesse étant supérieure à la vitesse nominale.

1.2.3/ Réglage par la tension d'induit

Ce type de réglage permet de travailler à couple constant dans une gamme allant de zéro à la vitesse nominale, cela grâce à la variation de la tension d'induit.

1.3/ Remarques

Ces actions nécessitent des convertisseurs qui permettent de varier:

- la tension continue d'alimentation,
- le courant d'excitation.

Pendant de nombreuses années on faisait appel au groupe Ward-Leonard [29] qui est souple mais très coûteux. Actuellement, les convertisseurs électroniques qui sont plus simples et moins chers remplacent avantageusement ce dispositif.

Sur le plan du contrôle, du fait du découplage du flux inducteur et du flux induit, les temps de réponses du couple et de la vitesse sont réduits et les performances obtenues sont excellentes [3]. Bien qu'il soit idéal du point de vue de la commande, le moteur à courant continu est en général volumineux et coûteux. La présence de balais et de collecteur nécessitant une maintenance régulière, limite sa fiabilité et lui interdit certains domaines d'application comme:

- les très hautes vitesses
- les atmosphères poussiéreuses ou explosives.

Ces inconvénients du moteur à courant continu nous incitent à chercher une autre alternative. Le moteur asynchrone se présente comme une solution intéressante à ce problème.

2/ VARIATEUR DE VITESSE A MOTEUR ASYNCHRONE [31]

2.1/ Présentation

Le moteur à induction triphasé est l'un des plus utilisés dans l'industrie. Il est caractérisé par sa robustesse, sa relative facilité de construction et son prix de revient très économique. Il se compose :

-d'une partie fixe, le stator, portant un bobinage triphasé, logé dans des encoches et relié à la source d'alimentation,

-d'une partie mobile, le rotor, qui peut être bobiné ou à cage d'écureuil. Le rotor à cage est formé d'un certain nombre de barres, une par encoche, reliées entre elles à chaque extrémité du rotor par des anneaux.

2.2/ Variation de la vitesse du moteur asynchrone

La vitesse angulaire du moteur asynchrone est donnée par l'expression suivante :

$$\Omega = \frac{(1-g) \omega}{q} \quad (1.2)$$

Ω : vitesse angulaire en radian/seconde

g : glissement,

q : nombre de paires de poles,

ω : pulsation de la tension statorique.

De cette relation nous pouvons déduire les grandeurs d'action directes (q et ω) et

indirecte (g) qui permettent de faire varier la vitesse.

Différentes méthodes de contrôle de la vitesse du moteur asynchrone, avec des degrés de complexité variés ont été proposées [2, 3, 4]. La nature de l'application dicte le choix d'une méthode particulière.

2.2.1/ Variation de q

q ne peut varier que de façon discrète, moteur à deux ou trois vitesses avec changement par échelon et sans convertisseur statique.

2.2.2/ Variation de ω

La variation de la fréquence de la tension d'alimentation nécessite un convertisseur statique de fréquence. C'est une méthode performante et très utilisée.

2.2.3/ Variation de g

L'action sur le glissement se fait par :

- variation de l'amplitude de l'alimentation statorique,
- dissipation ou récupération d'une partie de l'énergie électrique rotorique si le rotor est à bagues.

Dans notre travail, nous nous intéressons uniquement aux commandes statoriques du moteur à induction.

3/ COMMANDES STATORIQUES DU MOTEUR ASYNCHRONE

3.1/ Variation de la tension d'alimentation

En gardant la fréquence fixe et par variation de l'amplitude de la tension

d'alimentation, on obtient la variation de la vitesse du moteur asynchrone, par action indirecte sur le glissement g .

Les caractéristiques Couple-Vitesse d'un moteur à induction alimenté par une tension statorique variable en amplitude sont données à la figure 1.1.

Le moteur doit être conçu pour fonctionner avec un glissement élevé, donc avec une grande résistance rotorique, ce qui cause de fortes pertes cuivre dans la machine et altère le rendement qui est donné par :

$$\mu_r = 1-g \quad (1.3)$$

Une augmentation de g réduit le rendement et augmente la puissance dissipée par effet Joule (et éventuellement l'échauffement excessif du moteur). La profondeur de réglage se trouve réduite si la machine est conçue pour fonctionner à faible glissement.

Ce mode de contrôle de la vitesse est caractérisé par des performances statiques et dynamiques limitées, son principal avantage est d'utiliser un convertisseur simple et économique. Il trouve ses applications dans les ventilateurs et les pompes, ou, de façon générale, pour les charges dont le couple varie en fonction du carré de la vitesse. Un tel couple est représenté sur la figure 1.1, avec les caractéristiques Couple-Vitesse.

3.2/ Variation simultanée de la fréquence et de la tension d'alimentation

La variation de vitesse du moteur asynchrone s'obtient principalement par variation de la fréquence d'alimentation. La vitesse est en effet proportionnelle à cette fréquence.

Pour obtenir des caractéristiques électro-mécanique satisfaisante, il faut disposer de structures d'alimentation qui permettent de contrôler la fréquence et l'amplitude de la tension d'alimentation. La variation d'amplitude vient de la nécessité de contrôler le flux

magnétique.

De nombreuses structures d'alimentation faisant varier la fréquence et l'amplitude existent:

- a/ cycloconvertisseur,
- b/ redresseur commandé-onduleur(QSW),
- c/ hacheur-onduleur(QSW),
- d/ onduleur PWM.

Le cycloconvertisseur est un montage complexe et encombrant (18 ou 36 thyristors) et aux performances limitées. Il convient au fortes puissances et faibles vitesses [4].

Dans les structures à deux étages, cas b et c, le premier étage, le redresseur commandé ou le hacheur, fournit une tension continue variable. Cette tension alimente l'onduleur, qui la convertit en tension à fréquence variable. Dans ce cas l'onduleur est commandé en pleine onde (QSW). La tension alternative fournie par de telles structures est riche en harmoniques qui perturbent le fonctionnement du moteur. Elle entraîne une forte ondulation du couple, des pointes de courants importantes et des pertes supplémentaires, dues aux harmoniques, dans le moteur.

Dans la structure à un seul étage, cas d, le signal de sortie, variable en fréquence et en amplitude, reproduit un signal de commande modulé en largeur d'impulsion (PWM). Ceci nécessite des semi-conducteurs rapides dont la fréquence de commutation est supérieure à la fréquence de sortie. Cette structure présente l'avantage de déplacer les harmoniques indésirables vers les hautes fréquences, où leur effet sera moindre et le cas échéant, leur filtrage plus aisé.

3.3/ Remarques

- La commande par variation de la **fréquence** f seule est médiocre, car, pour les grandes charges, elle peut donner lieu à des glissements importants, donc à de fortes pertes.
- La commande par variation de l'**amplitude** U seule n'est pas efficace, puisqu'aux faibles valeurs de U le couple se détériore.
- pour une commande faisant varier U et f simultanément, il faut tenir compte du flux maximum admis avant saturation, flux qui est quasiment proportionnel au rapport U/f .
- l'**onduleur PWM**, constitué par un seul étage, permet de faire varier simultanément la **fréquence** f et l'**amplitude** U et cela par le biais de la stratégie de commande.

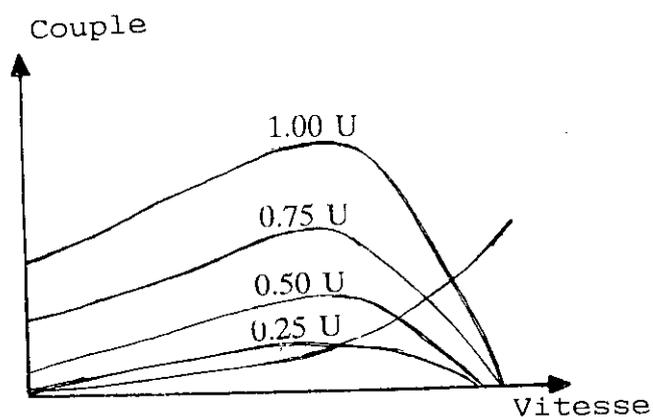


Fig1.1 Caractéristiques Couple-Vitesse d'un MAS
U : tension statorique d'alimentation

4/ ETUDE DES DIFFERENTES STRATEGIES DE COMMANDE

4.1/ LA STRATEGIE EN CRENEAU [30]

Pour cette stratégie, le signal de commande est actif pendant toute la durée de la demie-période. Elle est utilisée pour commander l'onduleur d'un convertisseur à deux étages, c'est à dire, pour la variation de la fréquence uniquement; la variation d'amplitude est obtenue à l'étage précédent.

4.1.2/ Remarques

- La simplicité de cette stratégie permet son implémentation par des circuits logiques cablés ou programmés. Néanmoins, le fait de commander la fréquence f et la tension U dans deux étages indépendants risque de poser un problème de synchronisation lorsqu'on veut imposer à U et f d'évoluer selon une loi particulière.

- Le signal de sortie est loin de reproduire le signal désiré, qui doit être sinusoïdal, et est très riche en harmoniques.

4.2/ LES STRATEGIES BASEES SUR LA MODULATION SINUSOIDALE

4.2.1/ Présentation [6, 7, 8, 9, 14]

c'est une technique basée sur la comparaison d'un signal de référence ou modulante avec une porteuse. La comparaison permet de déterminer les instants de commutation, et par conséquent, les largeurs des impulsions de l'onde PWM résultante. L'onde porteuse est un signal triangulaire symétrique. Le signal de référence est un signal sinusoïdal dans le cas de l'échantillonnage naturel. Par ailleurs, ce signal passe à travers un échantillonneur-bloqueur, dans le cas de l'échantillonnage régulier.

4.2.2/ Paramètres de la modulation

Deux paramètres essentiels interviennent dans le processus de modulation. Le premier, est le **ratio de fréquence P**, défini par :

$$P = \frac{\text{Fréquence porteuse}}{\text{Fréquence modulante}}$$

Le deuxième, est l'**indice de modulation M**, défini par :

$$M = \frac{\text{Amplitude de l'onde modulante}}{\text{Amplitude de l'onde porteuse}}$$

Généralement, l'amplitude de la porteuse est considérée comme étant égale à l'unité, et par conséquent, l'indice de modulation est confondu avec l'amplitude de la modulante. Ceci offre un avantage intéressant dans la mesure où l'amplitude du fondamental de l'onde de sortie peut être contrôlée à travers l'indice de modulation et donc par l'intermédiaire de l'amplitude du signal de commande.

4.2.3/ Modulation synchrone et modulation asynchrone

La fréquence modulante est nécessairement variable, la fréquence porteuse peut être modifiée ou gardée constante. De là est né le concept de modulation synchrone ou asynchrone. La modulation est dite synchrone si le ratio de fréquence **P** est maintenu constant quelle que soit la fréquence modulante; c'est à dire, les ondes modulante et porteuse s'allongent et se rétrécissent de la même façon. Sachant que **P** détermine le nombre de commutation par cycle, pour une modulation synchrone, ce nombre est constant. La modulation est dite asynchrone si les variations de la fréquence modulante n'influent pas sur la fréquence porteuse. Le nombre **P** est variable dans ce cas.

4.3/ LA MODULATION A ECHANTILLONNAGE NATUREL

4.3.1/ Présentation [6, 7]

Il s'agit d'une technique purement analogique, elle a été très utilisée dans le passé. Le signal modulant est sinusoïdal. Sa comparaison avec le signal porteur permet de déterminer les instants de commutation et par conséquent les largeurs des impulsions qui sont proportionnelles à l'amplitude de la modulante à l'instant où la commutation a lieu (Fig.1.2).

4.3.2/ Calcul des largeurs des impulsions

Nous nous référons aux figures 1.2.a et 1.2.c. La fonction triangle (porteuse) peut être décrite par :

$$y_1(t) = -\frac{4}{T_c}t + 1, \quad 0 \leq t \leq \frac{T_c}{2} \quad (1.4)$$

$$y_1(t) = \frac{4t}{T_c} - 3, \quad \frac{T_c}{2} \leq t \leq T_c \quad (1.5)$$

La fonction modulante est définie par :

$$y_2(t) = M \sin(\omega t) \quad (1.6)$$

T_c : période de la porteuse.

M : indice de modulation.

ω : pulsation de la modulante.

L'intersection des ondes $y_1(t)$ et $y_2(t)$ a lieu aux instants t_1 et t_2 , d'où

$$1 - \frac{4}{T_c} t_1 - M \sin(\omega t_1) = 0 \Rightarrow t_1 = \frac{T_c}{4} [1 - M \sin(\omega t_1)] \quad (1.7)$$

$$\frac{4}{T_c} t_2 - 3 - M \sin(\omega t_2) = 0 \Rightarrow t_2 = \frac{T_c}{4} [3 + M \sin(\omega t_2)] \quad (1.8)$$

La largeur de l'impulsion est donnée par :

$$W(t) = t_2 - t_1 = \frac{T_c}{2} \left[1 + \frac{M}{2} (\sin(\omega t_2) + \sin(\omega t_1)) \right] \quad (1.9)$$

4.3.3/ Remarques

Cette approche souffre de deux limites:

- les centres des impulsions dans l'onde PWM résultante ne sont pas équidistants ni uniformément espacés.

- il n'est pas possible de définir les largeurs des impulsions en utilisant des expressions analytiques simples. Elles peuvent être définies uniquement en utilisant des équations transcendantes.

- cette technique peut faire l'objet d'une implémentation analogique, caractérisée par sa simplicité, soumise néanmoins, aux inconvénients des techniques analogiques. Elle peut être implémentée numériquement (par microprocesseur), cela nécessite que la modulante soit calculée avec une précision donnée, pour différentes fréquences, et ses valeurs stockées en mémoire. Elles serviront par la suite à la comparaison avec la porteuse.

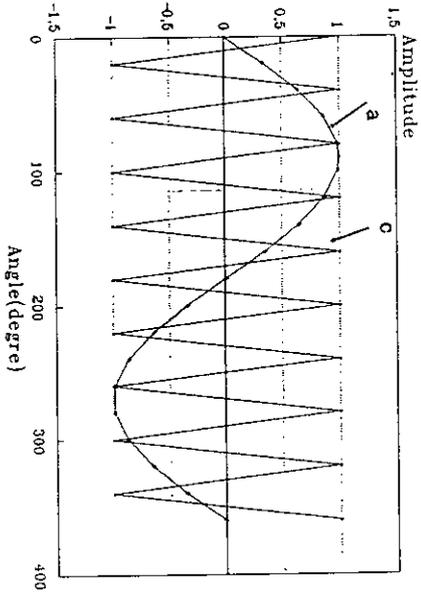


Fig1.2 a

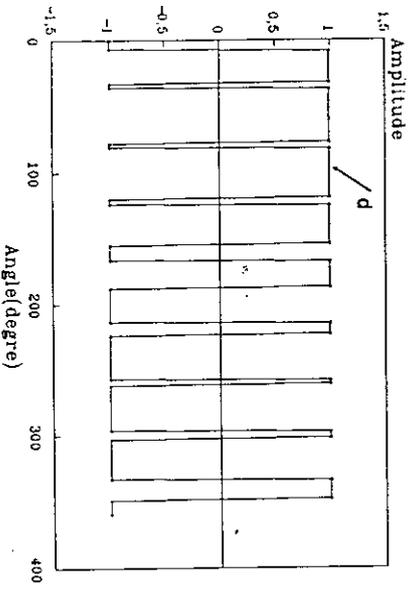


Fig1.2 b

Fig1.2 PWM à échantillonnage naturel (P=9)

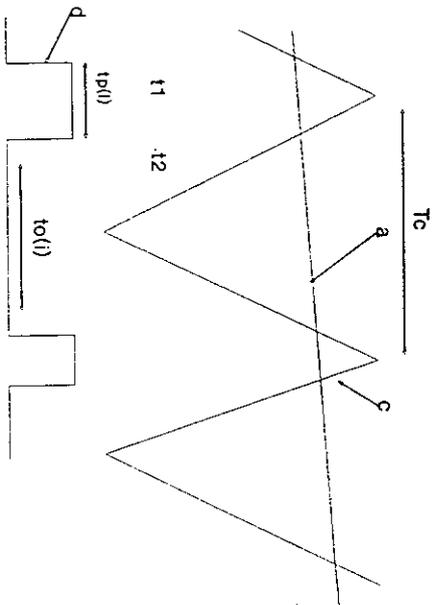


Fig1.2 c

- a:modulante sinusoidale
- c:porteuse
- d:signal PWM

4.4/ LA MODULATION PWM A ECHANTILLONNAGE REGULIER

4.4.1/Présentation [6, 7, 8, 9, 14]

Dans cette modulation, le signal de référence sinusoïdal passe à travers un échantillonneur-bloqueur. Un échantillon est pris et sa valeur est gardée constante durant la période d'échantillonnage. Ce procédé produit une version modulée en amplitude de l'onde modulante (PAM).

L'échantillonnage régulier est vu comme une combinaison de deux modulations :

- la première transforme le signal sinusoïdal en un signal constitué d'impulsions modulées en amplitude (PAM).
- la deuxième transforme le signal PAM en signal PWM (Fig1.3 et Fig1.4).

Les largeurs des impulsions sont proportionnelles à l'amplitude constante de la modulante aux instants d'échantillonnage régulièrement espacés.

L'une des caractéristiques essentielles de ce processus est que les valeurs échantillonnées et les positions d'échantillonnage peuvent être définies sans ambiguïté, tel que les impulsions produites soient prévisibles en largeur et en position.

4.5/ LA MODULATION A ECHANTILLONNAGE REGULIER

SYMETRIQUE

4.5.1/ Présentation

Dans cette modulation, un seul échantillon, dont la valeur est gardée constante durant une période de la porteuse, est utilisé pour déterminer la largeur de l'impulsion et donc les fronts avant et arrière de cette impulsion sont modulés de façons égales (Fig1.3.a et Fig1.3.d).

4.5.2/ Calcul des largeurs des impulsions

Pour ce calcul les figures 1.3.a et 1.3.d sont utilisées. La porteuse $y_1(t)$ est donnée par les équations I.5 et I.6, tandis que la modulante échantillonnée est donnée par :

$$y_2(t) = M \sin(\omega T_k) \quad (I.10)$$

L'intersection des ondes $y_1(t)$ et $y_2(T_k)$ a lieu aux instants t_1 et t_2 , d'où :

$$1 - \frac{4t_1}{T_c} - M \sin(\omega T_1) = 0 \Rightarrow t_1 = \frac{T_c}{4} [1 - M \sin(\omega T_1)] \quad (I.11)$$

et

$$4 \frac{t_2}{T_c} - 3 - M \sin(\omega T_1) = 0 \Rightarrow t_2 = \frac{T_c}{4} [3 + M \sin(\omega T_1)] \quad (I.12)$$

d'où la largeur de l'impulsion est :

$$W(t) = t_2 - t_1 = \frac{T_c}{2} [1 + M \sin(\omega T_1)] \quad (I.13)$$

A partir de cette équation nous pouvons établir une relation de récurrence donnant les états hauts $t_p(k)$ et les états bas $t_o(k)$. On trouve :

$$t_p(k+1) = \frac{T_c}{2} [1 + M \sin((4k+1) \frac{\omega T_c}{4})] \quad (I.14)$$

où $k=0, 1, \dots, P-1$ et

$$t_o(k) = \frac{T_c}{4} - \frac{1}{2} [t_p(k+1) + t_p(k)] \quad (I.15)$$

avec $k=1, \dots, P$ et $t_p(0) = T_c/2$

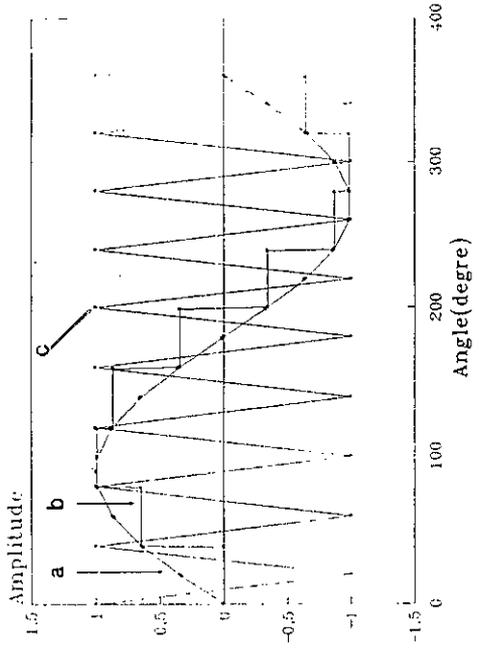


Fig1.3 a

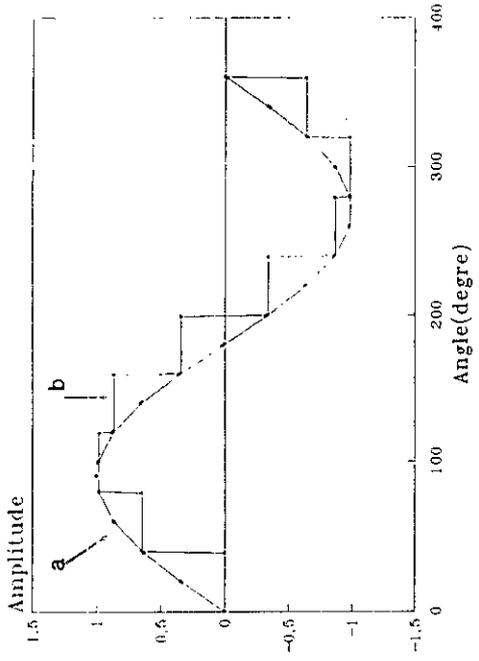


Fig1.3 b

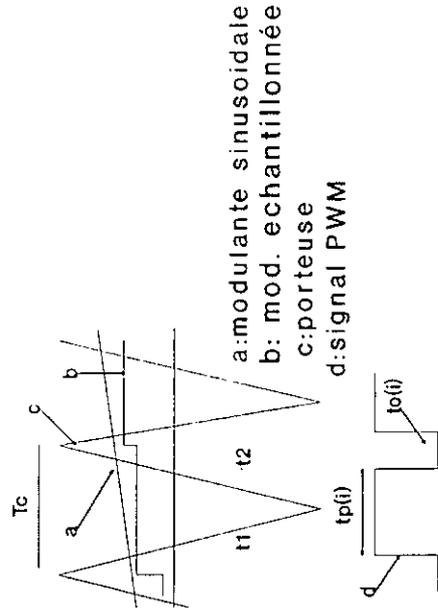


Fig1.3 c

Fig1.3 d

Fig1.3 PWM à échantillonnage régulier symétrique (P=9)

4.6/ LA MODULATION A ECHANTILLONNAGE REGULIER ASYMETRIQUE

4.6.1/ Présentation

Dans l'échantillonnage régulier asymétrique, l'échantillonneur est piloté par une horloge dont la fréquence est double de celle de la porteuse, et, par conséquent, le front avant et le front arrière de chaque impulsion sont déterminés en utilisant deux échantillons de la modulante, donc chacun de ces fronts est modulé différemment.

4.6.2/ Calcul des largeurs des impulsions

En utilisant les mêmes expressions que ci dessus, nous trouvons les relations suivantes:

$$1 - \frac{4t_1}{T_c} - M \sin(\omega T_1) = 0 \quad (\text{I.16})$$

$$\frac{4t_2}{T_c} - 3 - M \sin(\omega T_2) = 0 \quad (\text{I.17})$$

La largeur de l'impulsion est donnée par :

$$W(t) = t_2 - t_1 = \frac{T_c}{2} \left[1 + \frac{M}{2} (\sin(\omega T_1) + \sin(\omega T_2)) \right] \quad (\text{I.18})$$

Les durées des états hauts $t_p(k)$ et des états bas $t_o(k)$ peuvent être écrites de la manière suivante :

$$t_p(k+1) = \frac{T_c}{2} + \frac{T_c}{4} \left[\sin\left((4k+1)\frac{\omega T_c}{2}\right) + \sin\left((4k+3)\frac{\omega T_c}{2}\right) \right] \quad (\text{I.19})$$

avec $k = 0, \dots, P-1$

$$t_o(k+1) = \frac{T_c}{2} + \frac{T_c}{4} \left[\text{Sin}\left((4k-1)\frac{\omega T_c}{2}\right) + \text{Sin}\left((4k+1)\frac{\omega T_c}{2}\right) \right] \quad (1.20)$$

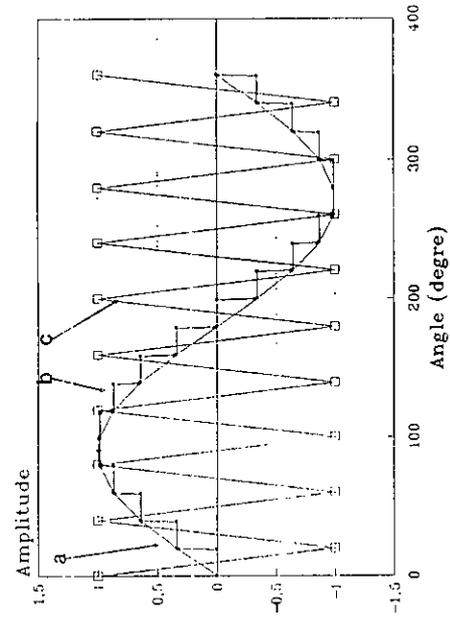
avec $k = 1, \dots, P-1$ et $t_o(0) = M.\text{Sin}(\omega.T_c/2)$

4.7/ Remarques

- ces techniques, de par leur nature numérique, se prêtent bien à la simulation sur ordinateur et à l'implémentation par microprocesseur.

- un nombre réduit d'échantillons est nécessaire pour décrire un cycle complet de la modulante, et les largeurs des impulsions sont définies par des équations simples.

- pour l'implémentation par microprocesseur, les équations sus-citées sont converties, à travers un timer par exemple, en signaux. Pour la simulation, elles permettent de calculer les spectres et de déterminer les formes des tensions de phase et de ligne.



22

Fig1.4 a

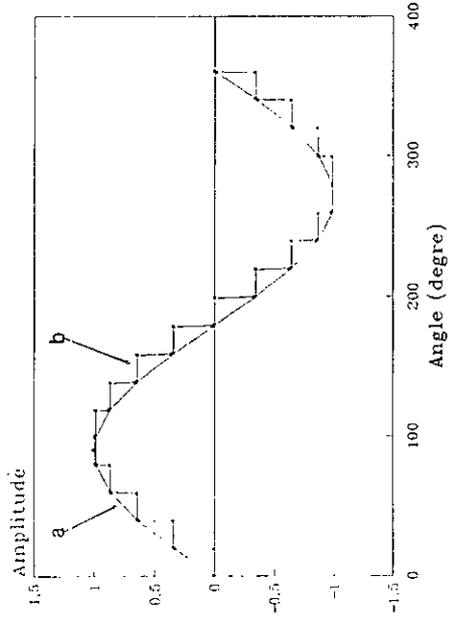


Fig1.4 b

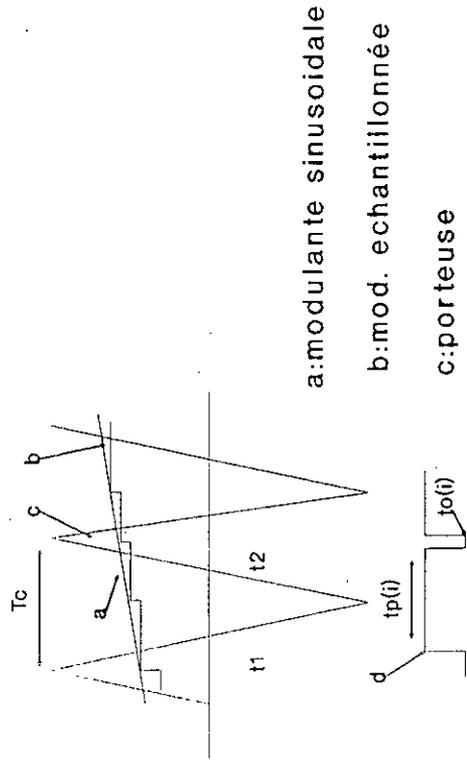


Fig1.4 d

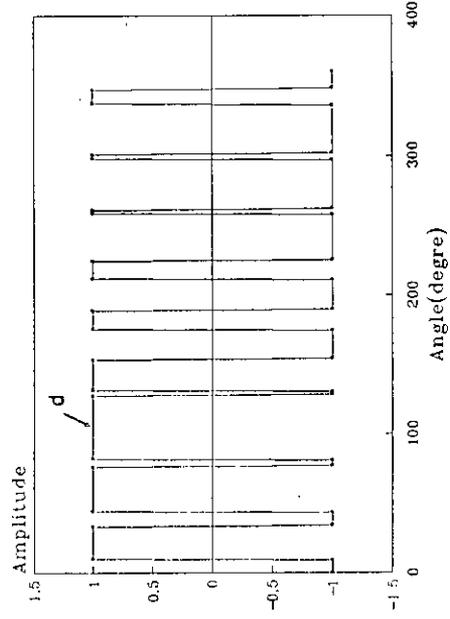


Fig1.4 c

a:modulante sinusoidale

b:mod. echantillonnée

c:porteuse

Fig1.4 d

Fig1.4 PWM à échantillonnage régulier asymétrique (P=9)

4.8/ LES STRATEGIES OPTIMALES

4.8.1/ Principe [10, 11, 12, 13, 14]

Le principe de génération d'une onde PWM optimale est de hacher un signal carré de commande N fois pour un quart de la période. Le reste du signal est obtenu par double symétrie (Fig1.5). Ces stratégies sont basées sur le calcul des angles de commutation.

La sélection de n'importe quelle forme de commutation PWM implique deux étapes distinctes, d'abord, le choix d'un critère de performance, reflétant un ou plusieurs facteurs, dus aux harmoniques, et qui décrit les pertes et les perturbations causées au moteur, ensuite, les angles de commutation dans l'onde PWM résultante sont ajustés jusqu'à ce que ce critère atteigne son niveau optimal.

Soit $g_1(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n)$ une fonction décrivant un indice de performance donné et soient $g_2(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n), \dots, g_N(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n)$ des fonctions décrivant les contraintes. Les angles de commutation doivent satisfaire les contraintes et optimiser le critère de performance g_1 .

Le problème est posé comme suit:

$$\begin{array}{l} \text{Optimiser} \quad g_1(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) \\ \text{avec} \quad \left\{ \begin{array}{l} g_2(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) = 0 \\ g_3(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) = 0 \\ \dots \\ g_N(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n) = 0 \end{array} \right. \end{array}$$

La solution à ce problème est trouvée lorsque les N angles sont déterminés. Un premier ensemble de solution $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n)$ est trouvé. Cet ensemble correspond à une fréquence donnée f. Pour couvrir toute une plage constituée de x fréquences différentes, comme cela doit être le cas des variateurs de vitesse, il faut trouver x ensembles de solutions (Fig1.6).

L'introduction de différents indices de performance a donné de bons résultats dans

plusieurs stratégies optimales. Certaines d'entre elles ont tendance à supprimer quelques harmoniques particuliers (surtout de bas ordre), d'autres tendent à minimiser la distorsion du courant, du couple, .. etc.

C'est grâce au microprocesseur que l'implémentation de stratégies optimales est devenue un sérieux concurrent pour les stratégies à échantillonnage.

4.8.2/ Modulation par élimination des harmoniques

La philosophie de la technique d'élimination des harmoniques de tension a été introduite par Turnbull [10] et Jackson [11] puis développée par Patel et Hoft [12, 13]. Cette technique consiste à découper une onde carrée à certains angles spécifiques afin d'éliminer les harmoniques indésirables et d'obtenir une composante fondamentale ayant une amplitude voulue. Dans certaines applications, les harmoniques de bas ordre qui sont difficiles à filtrer, doivent être éliminés.

4.8.2/ Structure des calculs

On utilise les propriétés du développement en serie de Fourier des fonctions (Annexe 1).

Pour une onde possédant une double symétrie, l'amplitude de l'harmonique de rang i est donnée par :

$$A_i = \frac{4}{i \pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^N (-1)^k \cos(i\alpha_k) \right] \quad (1.22)$$

Cette équation contient N variables (N angles de commutation).

Si le $i^{\text{ème}}$ harmonique doit être éliminé, alors une seule équation doit être résolue :

$$A_i = 0 ;$$

Lorsque N angles de commutation sont choisis, on peut éliminer N harmoniques. Si on veut contrôler l'amplitude du fondamental, alors il faut éliminer (N-1) harmoniques. Le problème est posé comme suit:

$$\begin{array}{l} A_1 = V ; \\ A_i = 0 \\ \dots \\ A_i = 0 \end{array} \left. \vphantom{\begin{array}{l} A_1 = V ; \\ A_i = 0 \\ \dots \\ A_i = 0 \end{array}} \right\} (N-1) \text{ équations}$$

Un premier ensemble de solution (α_j) est trouvé pour la valeur V_1 et une fréquence f_1 du fondamental. Pour une plage de fréquence ayant x valeurs discrètes de la fréquence et de l'amplitude, il faut reprendre la résolution du système et trouver x ensembles de solutions (α_j).

4.8.3/ Remarques

Cette méthode permet d'éliminer efficacement les harmoniques indésirables. Mais la détermination des angles de commutation pose de sérieux problèmes dès que N devient grand. La résolution des équations non linéaires et transcendantes nécessite l'utilisation de moyens adéquats (calculateurs puissants et méthodes numériques sophistiquées). Les méthodes numériques ne garantissent pas toujours l'existence de la solution, ni son unicité.

Pour l'implémentation de ce type de stratégie, il faut disposer d'une taille mémoire conséquente pour stocker les différents angles de commutation, il faut prévoir aussi une loi d'interpolation entre deux valeurs successives de l'amplitude du fondamental. De plus, afin d'assurer la sûreté du fonctionnement de l'onduleur, il faut réaliser une commande disjointe pour les deux interrupteurs du même bras. Il est alors indispensable de créer un certain retard de commutation nécessaire au bon fonctionnement des interrupteurs. Le motif initial sera donc modifié par ces contraintes. D'où la possibilité de modifier le spectre du signal obtenu.

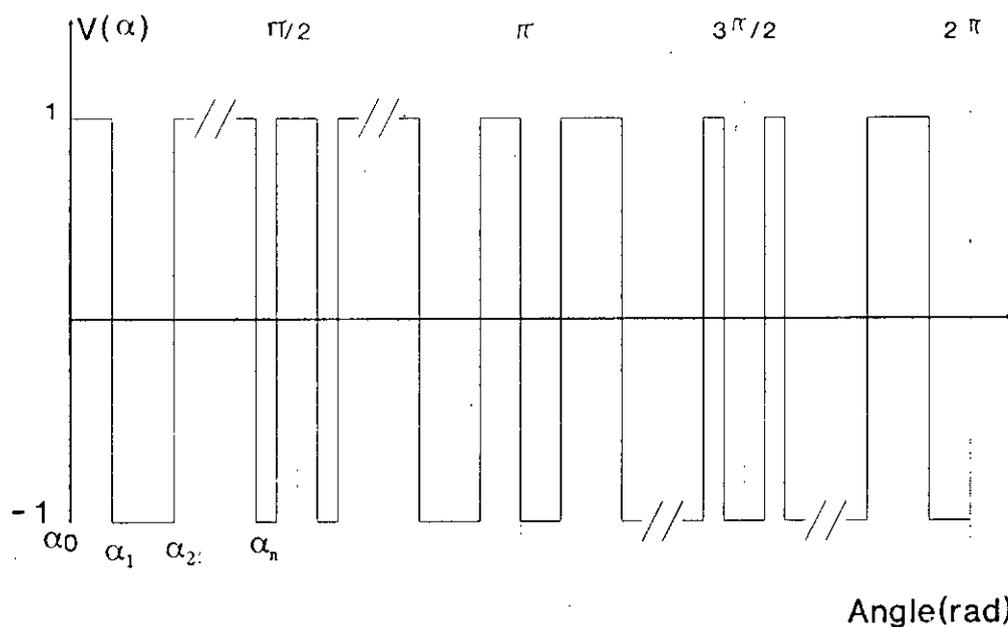


Fig1.5 Signal PWM disposant d'une double symétrie

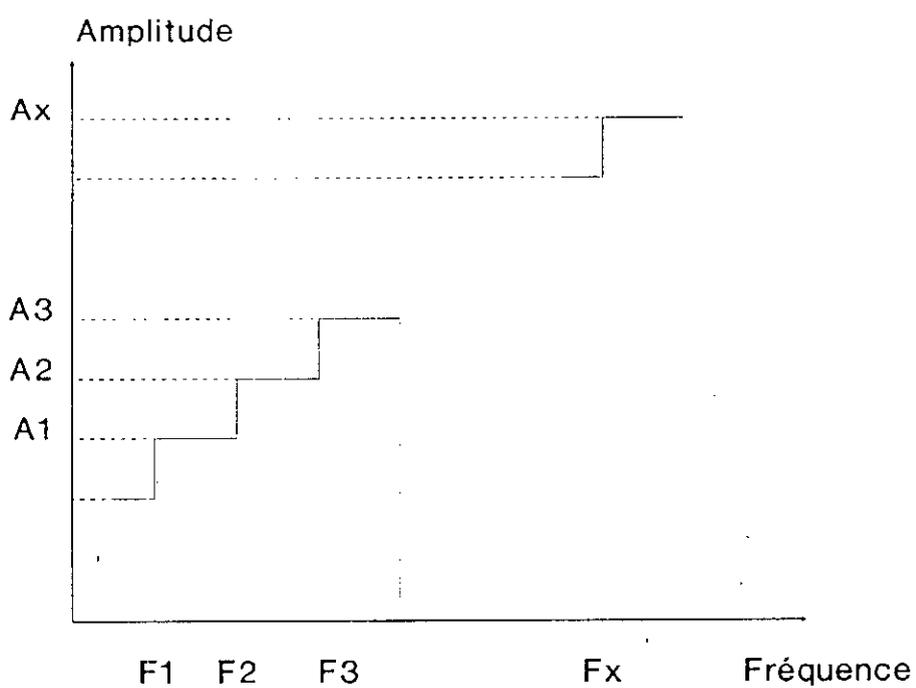


Fig1.6 Discrétisation de la plage de fréquence

4.9/ LES STRATEGIES PRESQU'OPTIMALES

4.9.1/ Principe [16, 17]

Le but des stratégies presqu'optimales est d'allier la simplicité et l'efficacité d'implémentation par microprocesseur des stratégies basées sur l'échantillonnage aux performances des stratégies optimales et d'éviter leurs inconvénients.

Deux approches importantes ont été proposées. La première [16], est inspirée des stratégies optimales, pour lesquelles, la variation des angles de commutation en fonction de l'amplitude du fondamental est donnée par la figure 1.7. La seconde se base sur un processus d'échantillonnage analogue à celui des techniques de modulations sinusoïdales et pour lequel le signal modulant a été modifié [17].

4.9.2/ Première approche

Pour les stratégies optimales, la variation des angles de commutation en fonction de l'amplitude du fondamental A_1 est donnée par la figure 1.7. Pour chaque valeur de l'amplitude du fondamental correspond une fréquence et un ensemble d'angles de commutation ($\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_N$). Le but de cette technique est de déterminer, en temps réel, les N angles de commutation. Ceci peut se faire si les équations des trajectoires des angles de commutation (Fig.1.7) sont déterminés.

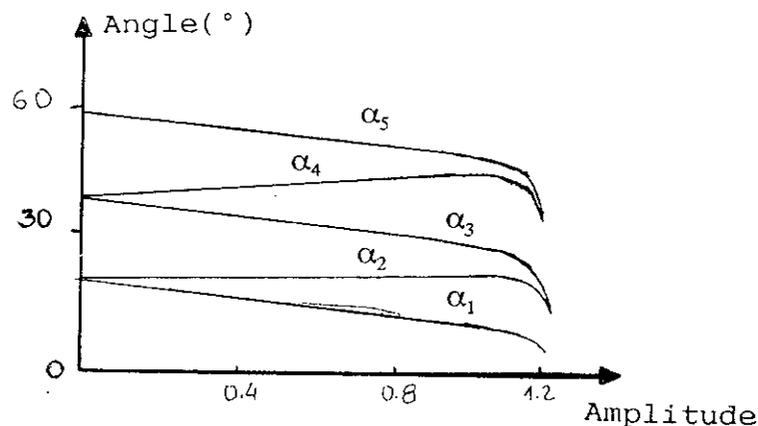


Fig1.7 Variation des angles de commutation en fonction de l'amplitude du fondamental (N=5)

4.9.2.1/ Calcul des angles de commutation

Dans [16], il est proposé un algorithme généralisé pour décrire les trajectoires des angles de commutation. Cet algorithme permet de calculer les différents angles de commutation. Ces angles sont une approximation de ceux obtenus par résolution numérique, et sont calculés pour toute valeur de l'amplitude et de la fréquence du fondamental et quelque soit le nombre d'impulsions par cycle.

4.9.2.2/ Remarques

L'algorithme est basé sur quatre équations principales, faisant intervenir des multiplications et des divisions. Son implémentation nécessite un microprocesseur puissant possédant l'instruction de multiplication. Le microprocesseur calcule, en temps réel, les valeurs des angles de commutation et les stocke dans une table de données en mémoire. La table est réactualisée à chaque demande.

4.9.3/ Deuxième approche : LA STRATEGIE SUBOPTIMALE

4.9.3.1/ Présentation [17]

La stratégie suboptimale est basée sur un processus d'échantillonnage qui fait intervenir un signal porteur et un signal modulant. La porteuse est triangulaire symétrique et il faut déterminer l'expression de la modulante.

La saturation est l'un des problèmes rencontrés lors de l'implémentation des stratégies basées sur l'échantillonnage. Elle se traduit par une réduction des largeurs des impulsions conduisant à leur élimination ou à l'impossibilité de les implémenter. Dans un système triphasé, les composantes homopolaires sont soit éliminées soit sans effet sur le système. L'idée d'injecter le troisième harmonique dans le signal de commande pour éviter la saturation, a été reportée et utilisée par Grant [15]. Midoun [17] a utilisé une autre approche pour montrer la validité de cette solution et a calculé l'amplitude adéquate de ce

3^{ème} harmonique. Il a aussi montré que cette solution permet de réduire la distorsion du courant harmonique total (THD).

Pour déterminer la loi de commande suboptimale, Midoun s'est imposé trois contraintes:

- Stratégie basée sur l'échantillonnage régulier asymétrique,
- Onde PWM disposant d'une double symétrie,
- Critère de performance : THD.

L'utilisation de l'échantillonnage régulier permet d'implémenter la stratégie suboptimale de la même manière que les stratégies sinusoïdales, il suffit d'apporter les modifications appropriées aux valeurs échantillonnées stockées en mémoire.

Lorsque l'onde PWM dispose d'une double symétrie :

- Symétrie paire par rapport à l'axe $\pi/2$,
- Symétrie impaire par rapport à l'axe π

alors les coefficients de son développement en série de Fourier

$$A_n = 0 \text{ pour } n \text{ pair,}$$

$$\text{et } B_n = 0 \text{ quelque soit } n.$$

La forme du critère de performance influe sur les performances du système, étant donné que les angles de commutation sont déterminés pour optimiser ce critère. Un critère largement utilisé est le THD. il a été montré que la minimisation de la distorsion du courant harmonique par rapport aux pertes cuivre donne des résultats voisin de l'optimum pour tous les autres types de pertes [18]. le THD est défini comme suit :

$$THD = \frac{(\sum_{n=5} I_n^2)^{0.5}}{I_1} \quad (1.24)$$

avec

$$I_n = \frac{A_n}{n \omega l} \quad (I.25)$$

Ceci suppose une charge inductive aux fréquences de travail.

4.9.3.2/ Calcul des largeurs des impulsions

Une bonne approximation du signal modulant, en respectant les contraintes du paragraphe précédent, est donnée par l'injection du troisième harmonique dans le signal de commande, dont l'expression devient :

$$g(t) = M (\sin(\omega t) + 0.25 \sin(3\omega t)) - M F(t) \quad (I.26)$$

Le signal porteur est triangulaire symétrique et est décrit par les équations 5 et 6. Dans le cas de l'onde échantillonnée deux fois par période; les δ_k sont donnés (Fig.1.8) par :

$$\delta_k = \frac{T_c}{4} (1 - M F(T_k)) \quad (I.27)$$

$$\delta_{k+1} = \frac{T_c}{4} (1 + M F(T_{k+1})) \quad (I.28)$$

avec $k = 0, 2, 4, \dots$

Les largeurs des impulsions sont données par :

$$t_p(k) = \frac{T_c}{2} + \delta_{2k-1} - \delta_{2k-2} \quad (I.29)$$

pour les états hauts, et pour les états bas :

$$t_o(k) = \frac{T_c}{2} + \delta_{2k} - \delta_{2k-1} \quad (\text{I.30})$$

en remplaçant δ_k par son expression, nous obtenons

$$t_p(k) = \frac{T_c}{2} + M \frac{T_c}{4} [F(T_{2k-2}) + F(T_{2k-1})] \quad (\text{I.31})$$

et

$$t_o(k) = \frac{T_c}{2} - M \frac{T_c}{4} [F(T_{2k}) + F(T_{2k-1})] \quad (\text{I.32})$$

pour $k = 1, 2, \dots$

avec

$$F(T_k) = [\text{Sin}(\omega t) + 0.25 \text{Sin}(3\omega t)]_{t=T_k} \quad (\text{I.33})$$

4.9.3.4/ Remarques

– la stratégie suboptimale est décrite par des équations simples qui ne font pas intervenir des fonctions transcendantes.

– l'implémentation par microprocesseur et la simulation de cette stratégie peut se faire de manière analogue à celle des stratégies basées sur l'échantillonnage régulier déjà citées.

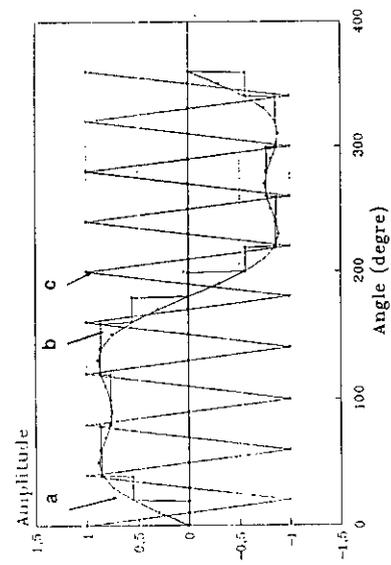


Fig1.8 a

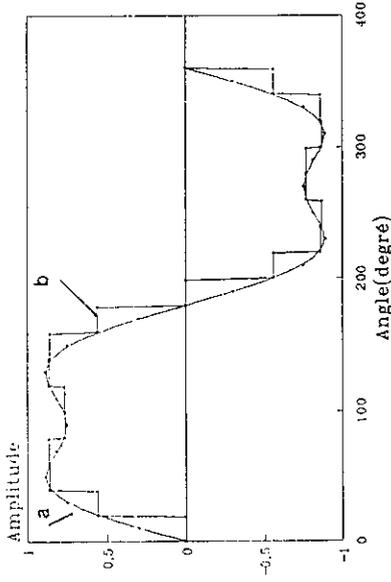


Fig1.8 b

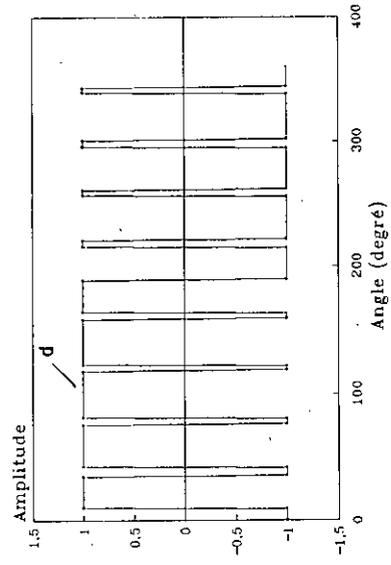
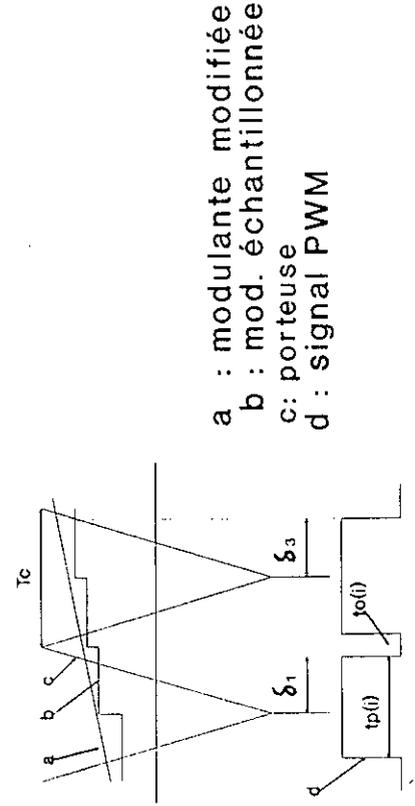


Fig1.8 c



a : modulante modifiée
 b : mod. échantillonnée
 c : porteuse
 d : signal PWM

Fig1.8 d

Fig1.8: Stratégie Suboptimale (P=9)

CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à la présentation de l'interêt de la solution qu'offre le moteur à induction dans le domaine des variateurs de vitesse. Parmi les différents types d'alimentation de puissance permettant de réaliser la variation de la vitesse de ce moteur, on opte pour l'onduleur PWM. Différentes stratégies de commande PWM, avec des degrés de complexité variés existent. Les principaux groupes ont été analysés.

Les stratégies basées sur la modulation sinusoïdale à échantillonnage régulier offrent l'avantage d'une formulation mathématique simple, qui ne fait pas intervenir de fonctions transcendantes. Ceci permet leur simulation sur ordinateur et leur implémentation par microprocesseur de manière aisée.

La simulation de ces stratégies fait l'objet du prochain chapitre.

Chapitre 2

Simulation de quelques
stratégies de commande

INTRODUCTION

Dans ce chapitre, est présentée la simulation de quelques stratégies PWM basées sur la modulation sinusoïdale à échantillonnage régulier ainsi que la stratégie en créneau. La simulation permet de tracer les formes des signaux de phase et de ligne, de calculer les coefficients du développement en série de Fourier et de tracer leurs spectres respectifs. Pour les stratégies PWM, la simulation peut se faire pour un ratio de fréquence P et une fréquence modulante f quelconques.

1/ Description

Un signal de commande peut être décrit de différentes manières. Nous avons opté pour les équations donnant les durées des états hauts $t_p(k)$ celles des états bas $t_o(k)$ pour décrire nos signaux de commande. Cela découle de la représentation, en fonction du temps, que nous avons adoptée. L'utilisation de ces équations est mieux appropriée pour l'implémentation par microprocesseur. Pour la simulation, dans le cas du calcul et du dessin des formes d'onde de phase et de ligne, l'utilisation des angles de commutation auxquels sont associés des niveaux hauts (représentés par +1) et des niveaux bas (représentés par -1), qui sont une autre manière de décrire le signal de commande, est plus appropriée. Par contre, pour le calcul des spectres de phase et de ligne, ces angles deviennent nécessaires. Les équations I.14, I.15, I.19, I.20, I.31 et I.32, données au chapitre 1 sont utilisées.

La figure 2.1 donne l'organigramme général illustrant les différentes étapes de simulation d'une stratégie de commande.

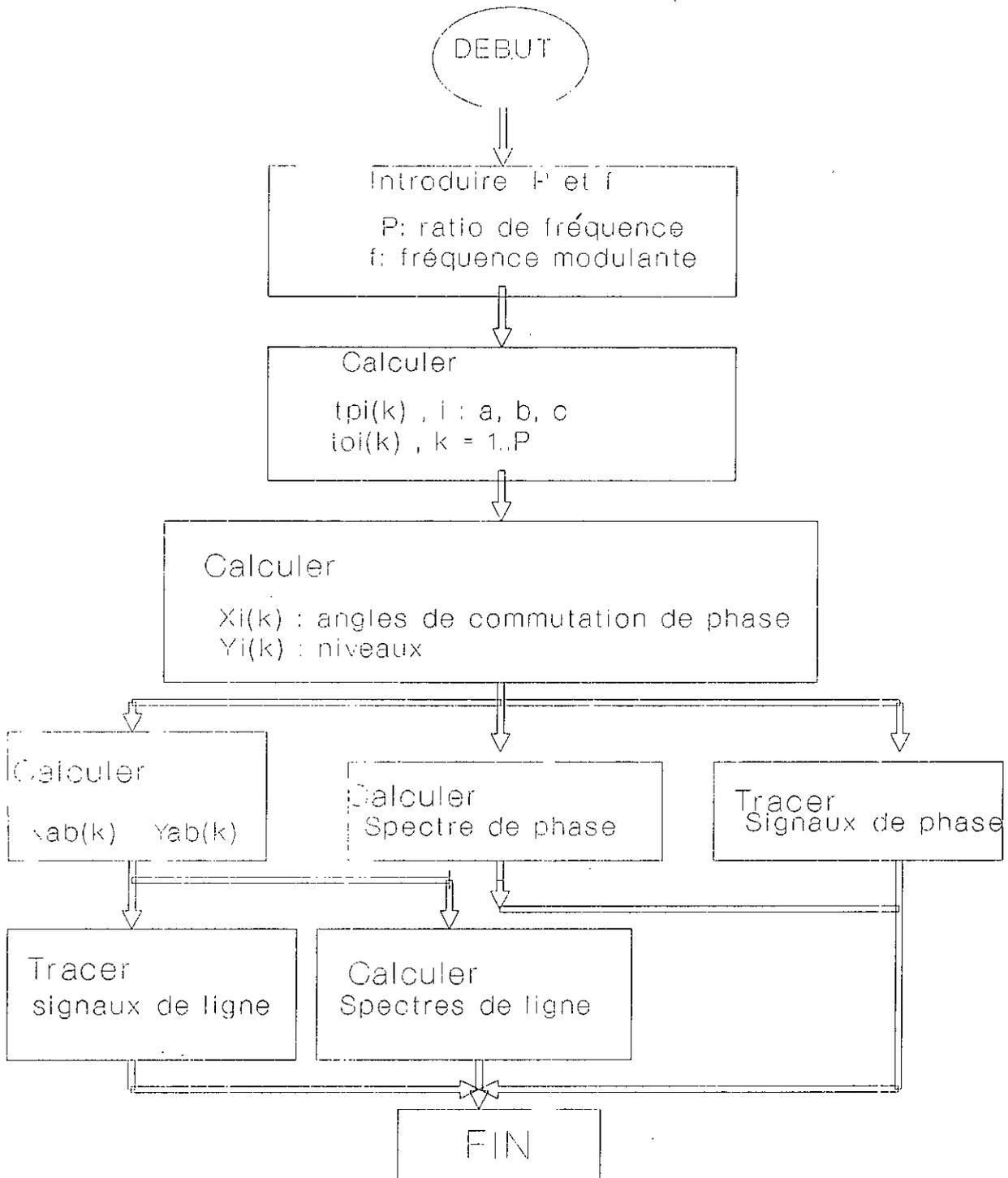


Fig2.1 Simulation d'une stratégie

2/ Simulation des stratégies PWM [21]

2.1/ Description

Les équations donnant les durées des états hauts $t_p(k)$ et celles des états bas $t_o(k)$ sont calculées pour une fréquence f et un ratio de fréquence P donnés. Pour chacune des stratégies simulées, existe une procédure propre permettant d'effectuer ce calcul. Pour le calcul des angles de commutation et des niveaux associés, une procédure unique est utilisée pour les trois stratégies, avec une légère modification pour la stratégie suboptimale.

Les figures 2.2 et 2.3 donnent les organigrammes décrivant le calcul des angles de commutation et les niveaux; pour les tensions de phase (Fig.2.2) et pour les tensions de ligne (Fig.2.3).

2.2/ Analyse spectrale

Le signal de commande est nécessairement périodique, de période 2Π , il est donc décomposable en série de Fourier.

Soit $f(\omega t)$ la fonction décrivant ce signal, elle peut s'écrire:

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \cos(n\omega t) + B_n \sin(n\omega t)] \quad (\text{II.1})$$

où

$$A_n = \frac{1}{\Pi} \int_0^{2\Pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (\text{II.2})$$

et

$$B_n = \frac{1}{\Pi} \int_0^{2\Pi} f(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (\text{II.3})$$

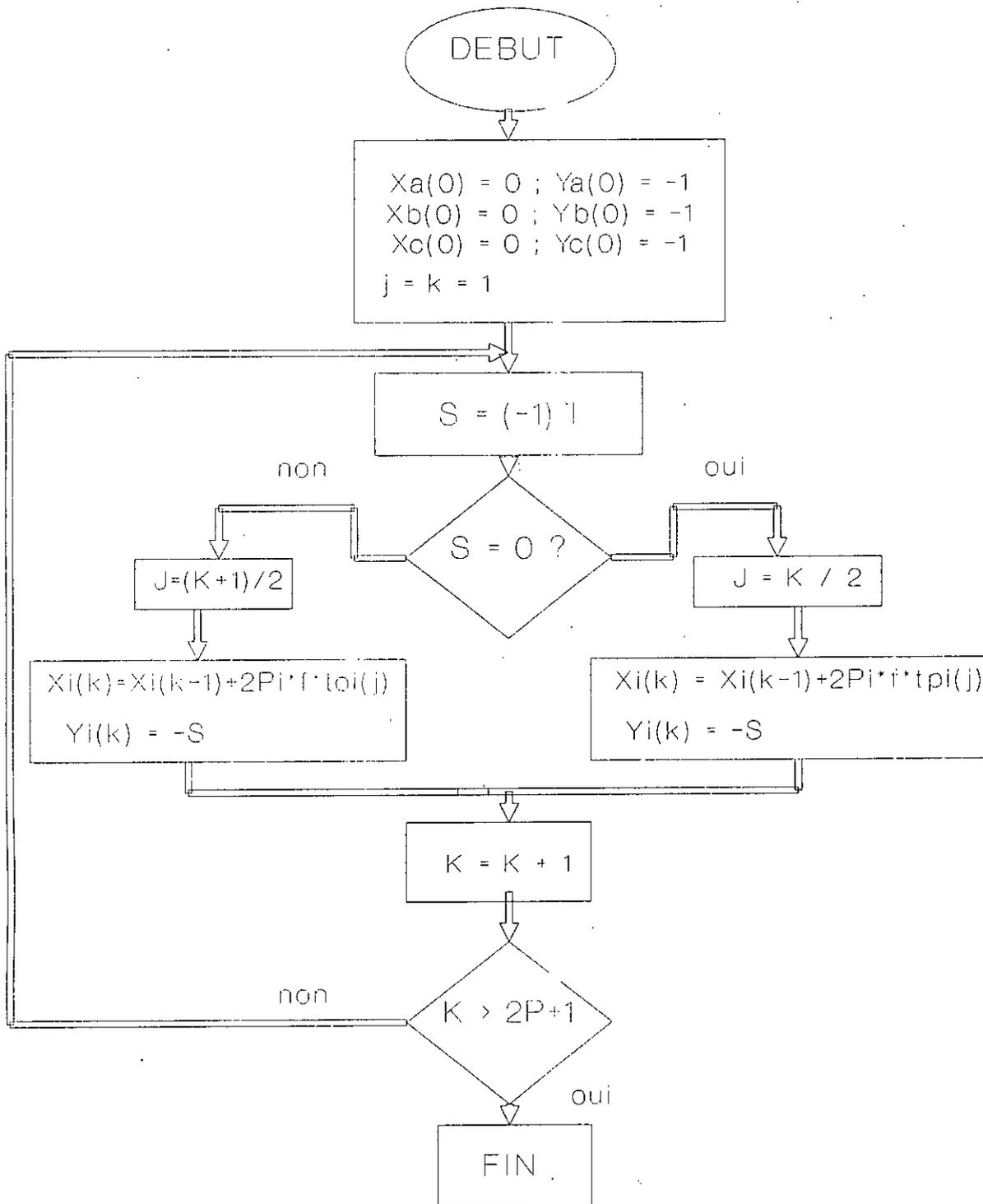


Fig2.2 Calcul des angles de commutation et des niveaux pour les signaux de phase

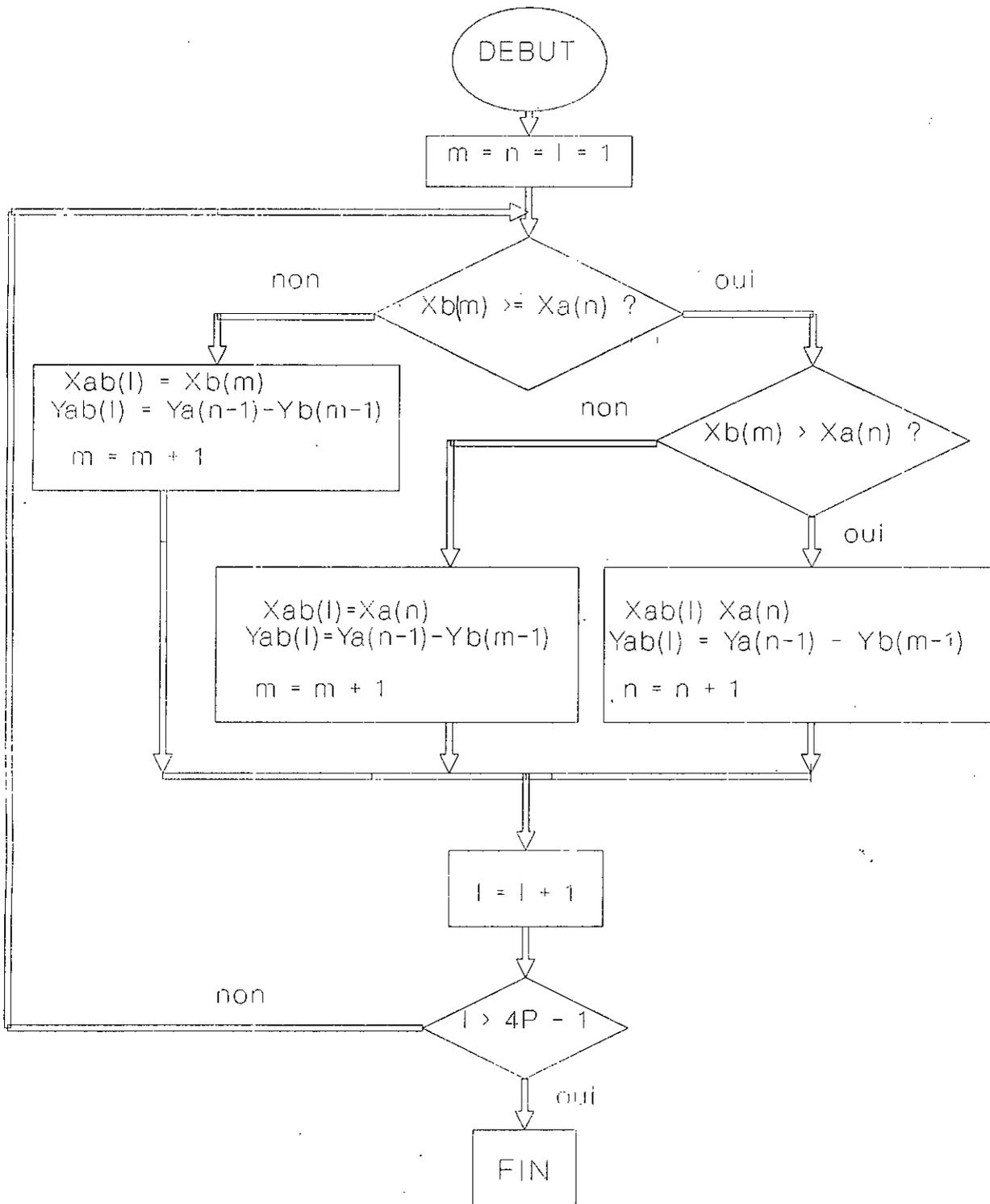


Fig2.3 Calcul des angles de commutation et des niveaux pour les signaux de ligne

2.2.1/ Spectre de phase

Les coefficients de Fourier A_n et B_n pour les tensions de phase sont donnés par (Annexe 1) :

$$A_n = \frac{2}{n \Pi} \sum_{i=1}^{2P} (-1)^{i+1} \sin(n\alpha_i) \quad (\text{II.4})$$

$$B_n = \frac{2}{n \Pi} \sum_{i=1}^{2P} (-1)^i \cos(n\alpha_i) \quad (\text{II.5})$$

où α_i est le i ème angle de commutation (Annexe 1).

L'amplitude de l'harmonique de rang n est donnée par :

$$H_n = (A_n^2 + B_n^2)^{0.5} \quad (\text{II.6})$$

Pour le calcul des harmoniques de phase, l'organigramme donné par la figure 2.4 est utilisé.

2.2.2/ Spectre de ligne

Pour les tensions de ligne, les coefficients de la série de Fourier sont donnés par (Annexe 1) :

$$a_n = \frac{1}{n \Pi} \sum_{i=0}^{4P-2} Y_{ab}(i+1) [\sin(n\alpha_{i+1}) - \sin(n\alpha_i)] \quad (\text{II.7})$$

$$b_n = \frac{1}{n \Pi} \sum_{i=0}^{4P-2} Y_{ab}(i+1) [\cos(n\alpha_i) - \cos(n\alpha_{i+1})] \quad (\text{II.8})$$

L'organigramme donné à la figure 2.5 permet le calcul des harmoniques de ligne.

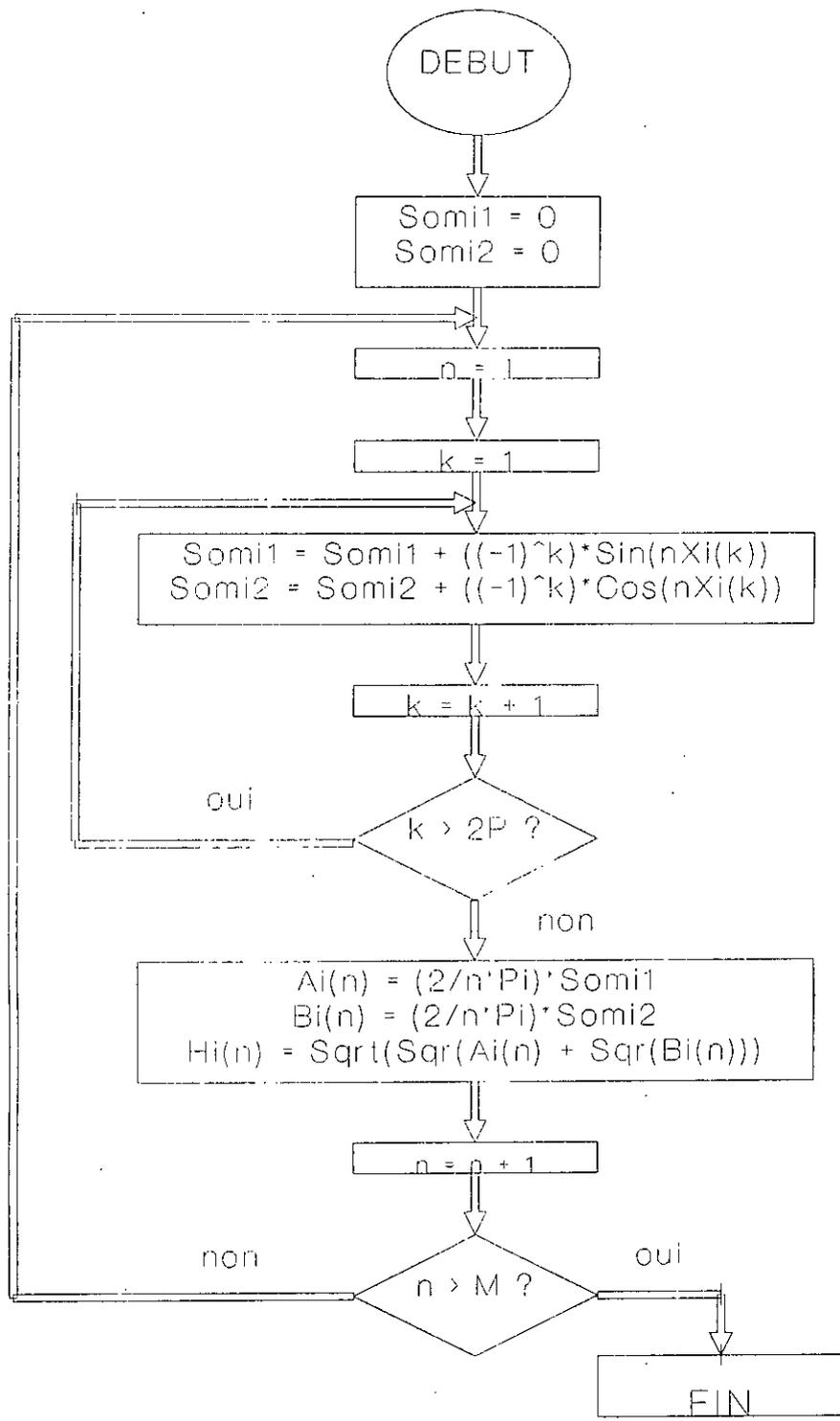


Fig2.4 Calcul des coefficients de Fourier (Phase)

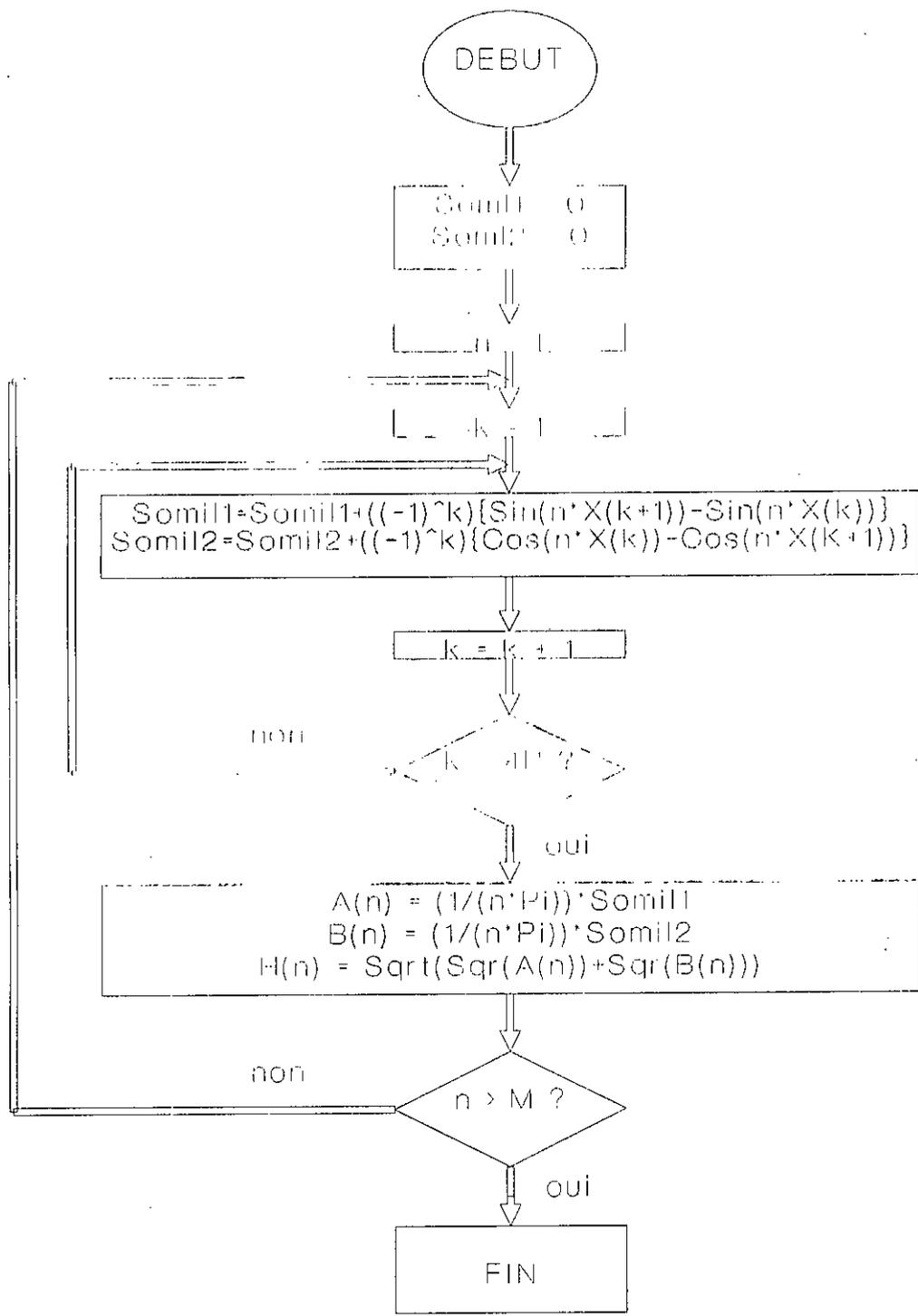


Fig2.5 Calcul des coefficients de Fourier (ligne)

2.3/ Résultats et commentaires

La simulation a été effectuée pour trois stratégies PWM basées sur la modulation sinusoïdale :

- La stratégie à échantillonnage régulier symétrique;
- La stratégie à échantillonnage régulier asymétrique;
- La stratégie suboptimale.

Les résultats de la simulation sont donnés pour un ratio de fréquence P égal à 27 et deux valeurs de la fréquence modulante, f égale à 5 Hz et à 40 Hz respectivement. Ils concernent les formes d'onde des tensions de phase et de ligne et leurs spectres respectifs. La simulation pourra se faire pour toute autre valeur de P et de f .

Pour ces stratégies, la porteuse, ses multiples et leurs bandes latérales sont les harmoniques dominants dans les spectres de phase et de ligne. Pour les basses fréquences ceci peut être gênant pour le moteur, qui risque de s'accrocher sur une fréquence harmonique si elle se trouve dans sa plage de travail, au lieu de s'accrocher sur le fondamental. Même si cela ne se produit pas, la présence de ces harmoniques, et par voie de conséquence, de leurs couples résultants, peut freiner le moteur ou l'empêcher de tourner de manière régulière, étant soumis à des couples opposés.

La figure 2.6 (voir page 46) donne l'évolution, en fonction de la fréquence, du fondamental et des harmoniques les plus significatifs de la tension de ligne, pour les trois stratégies (Figures 2.6.a, 2.6.b et 2.6.c). Le fondamental évolue linéairement, comme cela a été imposé. Les harmoniques ont une amplitude relativement importante, comparée à celle du fondamental, pour les basses fréquences, puis elle décroît. On a représenté aussi, l'évolution de l'amplitude du fondamental de chacune des trois stratégies, sur le même graphe (Fig.2.6.d). Ces fondamentaux sont très proches, quoique celui de la stratégie suboptimale soit légèrement inférieur aux deux autres.

Dans le spectre de phase, pour la stratégie suboptimale, est présent l'harmonique

trois avec une amplitude qui est le quart de celle du fondamental, ce qui est conforme avec le signal de commande injecté (Fig.2.7.a, voir page 47).

Pour f égale à 5 Hz, l'harmonique 27 (qui est la porteuse) possède l'amplitude la plus élevée et cela pour les trois stratégies (Figures 2.7.a, 2.8.a et 2.9.a, voir pages 47, 48 et 49).

Pour f égale à 40 Hz, le fondamental a une amplitude légèrement supérieure à celle de la porteuse pour la stratégie suboptimale (Fig.2.10.a, voir page 50) , et légèrement inférieure pour les deux autres stratégies (Fig.2.11.a et Fig.2.12.a, voir pages 51 et 52). Cela est dû au fait que la porteuse garde une amplitude constante, pour toute la plage de la fréquence (0 à 50 Hz), alors que le fondamental évolue linéairement.

Les signaux de phase sont donnés par les figures 2.7.b, 2.8.b et 2.9.b (voir pages 47, 48 et 49) pour une fréquence de 5 Hz, tandis que pour 40 Hz, ils sont donnés par les figures 2.10.b, 2.11.b et 2.12.b (voir pages 50, 51 et 52).

Dans le spectre de ligne, et pour f égale à 5 Hz, l'amplitude du fondamental est pratiquement égale à celle de la porteuse, pour les trois stratégies (Figures 2.7.c, 2.8.c et 2.9.c, voir pages 47, 48 et 49). Pour f égale à 40 Hz, l'amplitude du fondamental est nettement supérieure à celles des autres harmoniques quelque soit leur rang et cela pour les trois stratégies (Figures 2.10.c, 2.11.c et 2.12.c, voir pages 50,51 et 52).

Pour la fréquence de 5 Hz, les signaux de lignes sont donnés par les figures 2.7.d, 2.8.d et 2.9.d (voir pages 47, 48 et 49) alors que pour 40 Hz, ils sont donnés par 2.10.d 2.11.d et 2.12.d (voir pages 50,51 et 52).

L'un des avantages de la stratégie suboptimale est de permettre d'éviter la saturation ou du moins de la reculer, ce qui permet d'atteindre des fréquences modulantes plus élevées ou des indices de modulation supérieur à l'unité. Le tableau 2.1 donne, pour un ratio de fréquence P égal à 27, les durées des impulsions les plus courtes et cela pour les trois stratégies. ainsi, pour une impulsion de durée minimale de 41 μ S,

la stratégie suboptimale atteint une fréquence de 50 Hz, qui représente la borne supérieure de la plage de fréquence, alors que pour les deux autres stratégies cette fréquence est de 45 Hz seulement. Si on prend une durée plus grande, 60 μ S par exemple, la stratégie suboptimale est à 48 Hz alors que les deux autres sont à 43 Hz. Le tableau ci-dessous résume cette situation.

Stratégie	Durée minimale	Fréquence
Suboptimale	41.5 μ s	50 Hz
Echant. rég. symétrique	41.2 μ s	45 Hz
Echant. rég. asymétrique	42.4 μ s	45 Hz
Suboptimale	57 μ s	48 Hz
Echant. rég. symétrique	60 μ s	43 Hz
Echant. rég. asymétrique	61.5 μ s	43 Hz

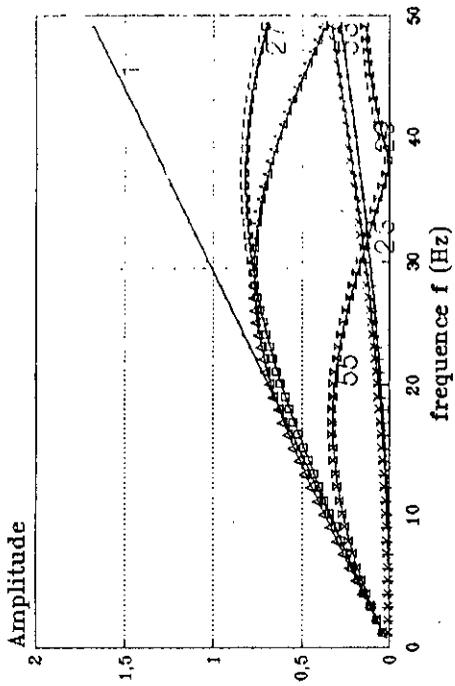


Fig2.6a Evolution de l'amplitude des harmoniques (Loi Suboptimale , P=27)

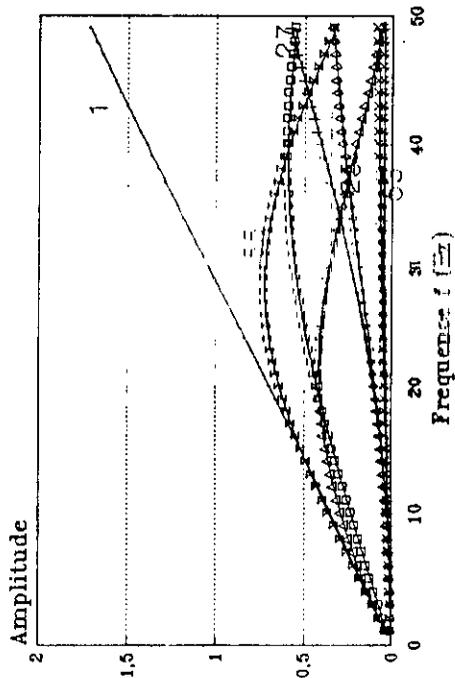


Fig2.6b Evolution de l'amplitude des harmoniques (Ech. rég. sym. P=27)

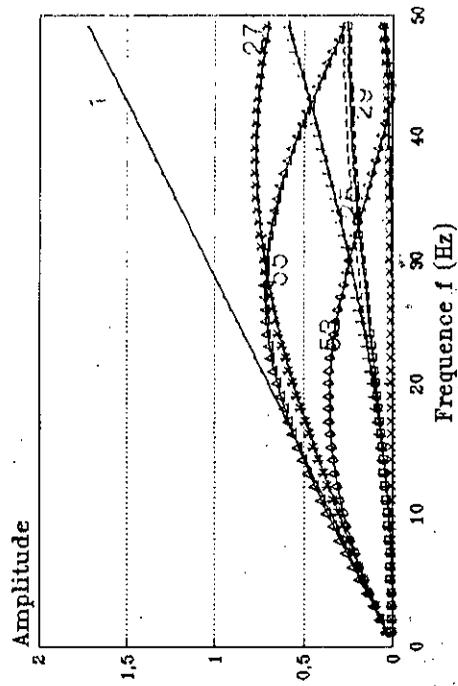


Fig2.6c Evolution de l'amplitude des harmoniques (Ech. rég. asym. P=27)

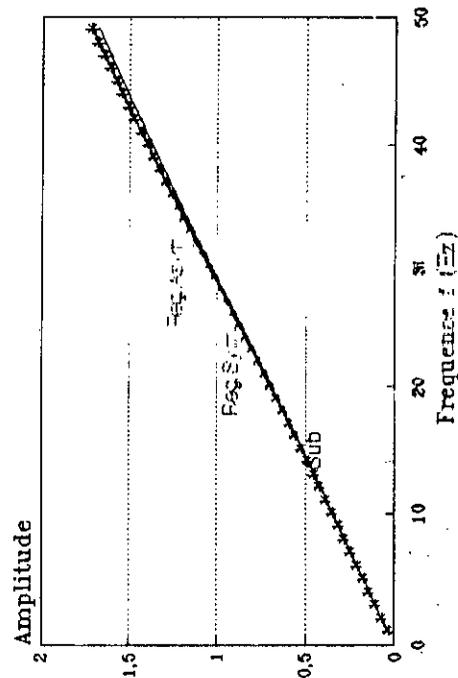


Fig2.6d Evolution de l'amplitude des fondamentaux (trois Stratégies PWM)

Fig2.6 Evolution des harmoniques (P=27)

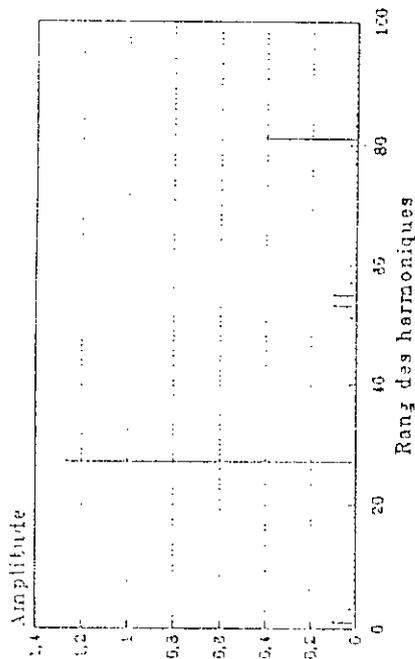


Fig2.7a Spectre de phase
Loi Suboptimale (P=27, f=5)

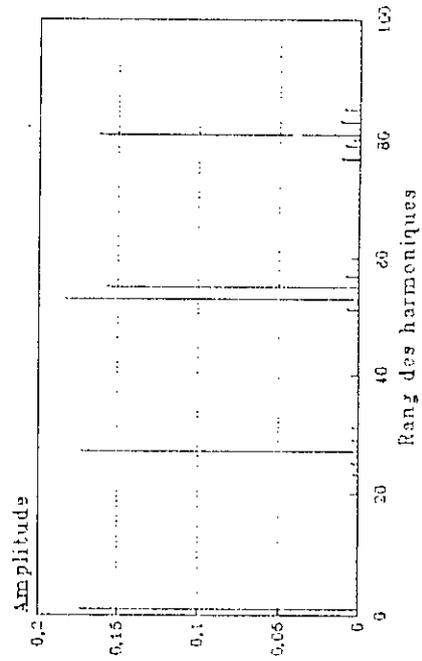


Fig2.7c Spectre de ligne
Loi Suboptimale (P=27, f=5)

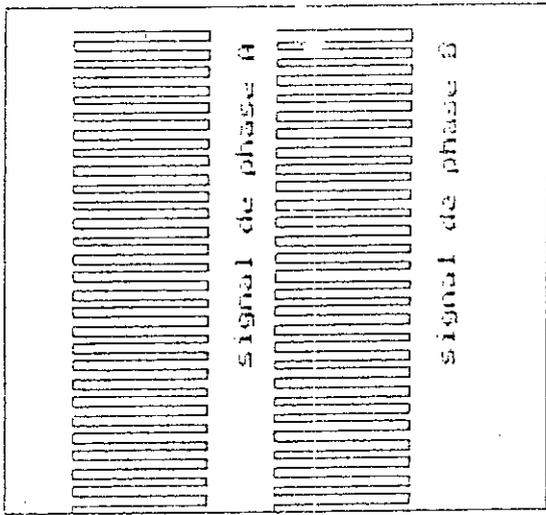


Fig2.7 b

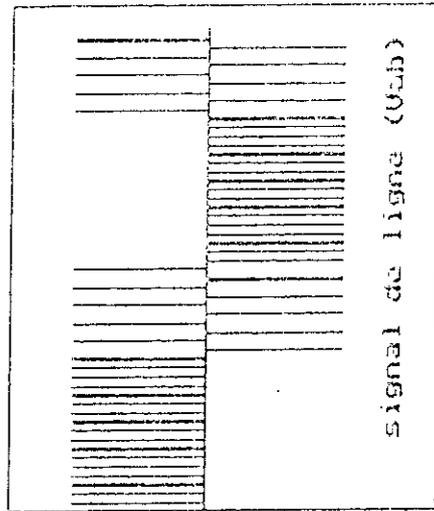


Fig2.7 d

Fig2.7 Simulation de la stratégie suboptimale (P=27, f=5 Hz)

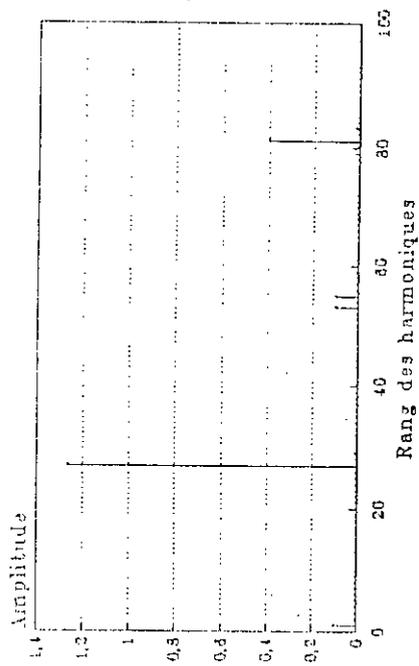


Fig2.9a Spectre de phase
Echant. rég. asymétrique ($P=27$, $f=5$)

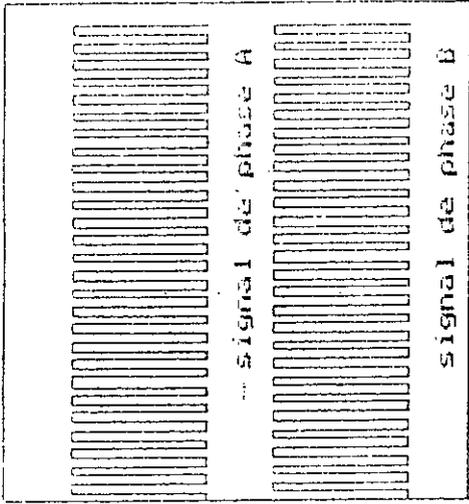


Fig2.9 b

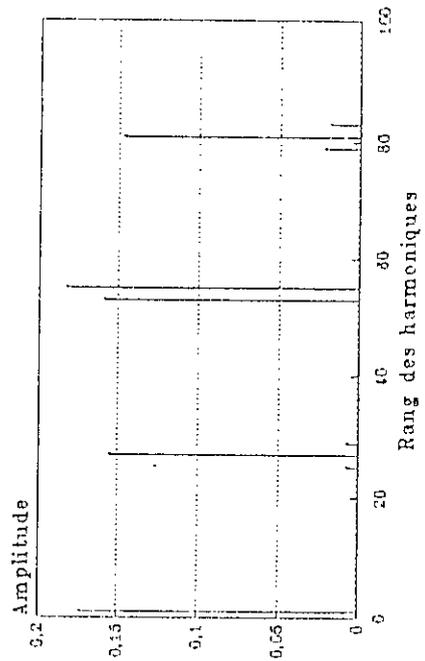


Fig2.9c Spectre de ligne
Echant. rég. asymétrique ($P=27$, $f=5$)

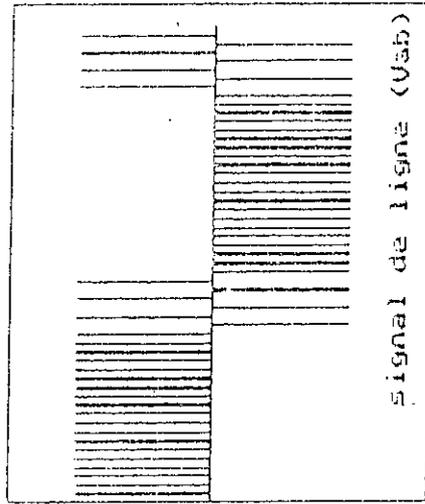


Fig2.9 d

Fig2.9 Simulation de la stratégie à échant. rég. asymétrique
($P=27$, $f=5$ Hz)

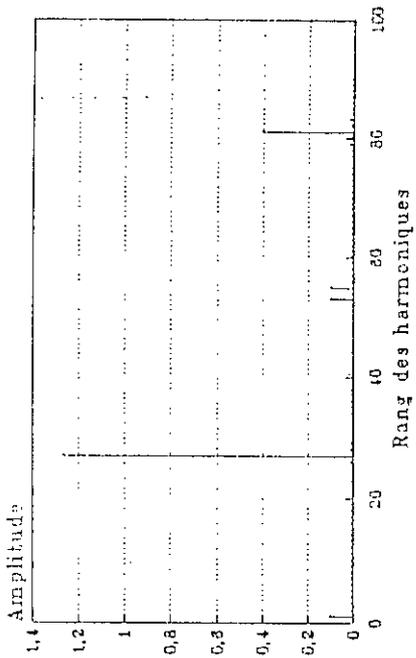


Fig2.8a Spectre de phase
Echant. rég. symétrique (P=27 , f=5)

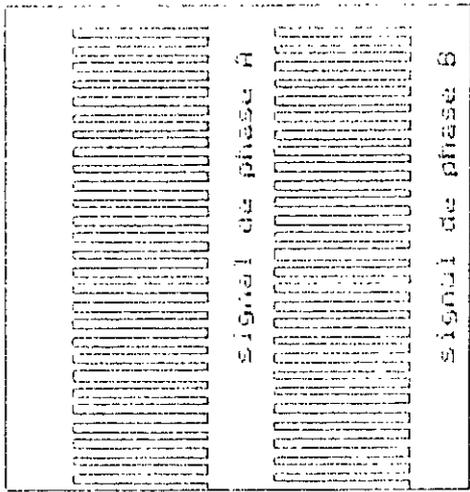


Fig2.8 b

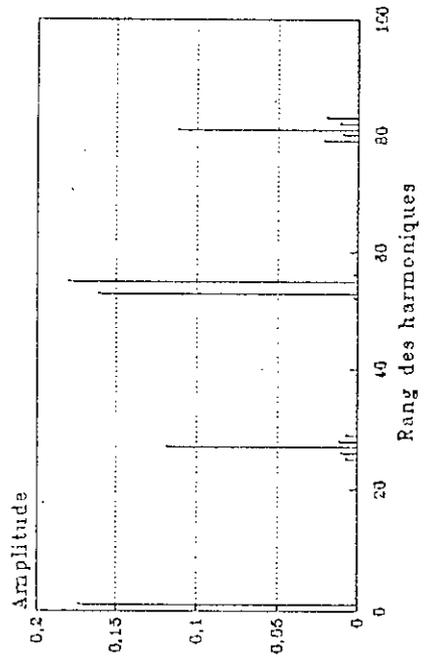


Fig2.8c Spectre de ligne
Echant. rég. symétrique (P=27 , f=5)

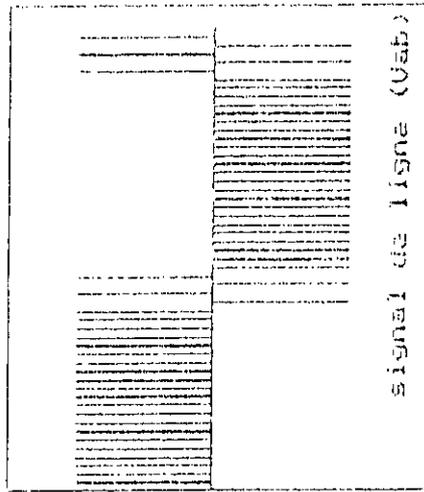


Fig2.8 d

Fig2.8 Simulation de la stratégie à échant. rég. symétrique
(P=27 , f=6 Hz)

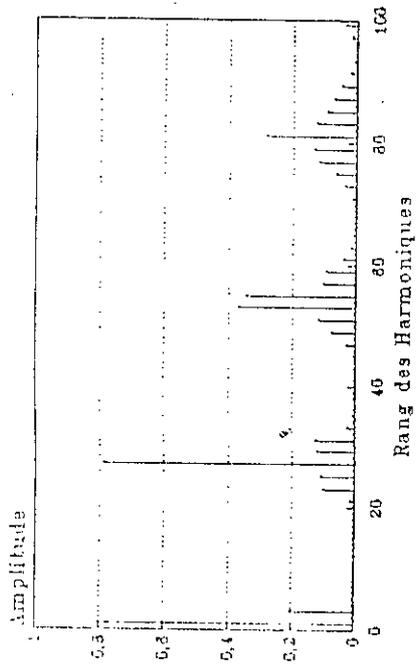


Fig 2.10a Spectre de phase
Loi Suboptimale (P=27 , f=40)

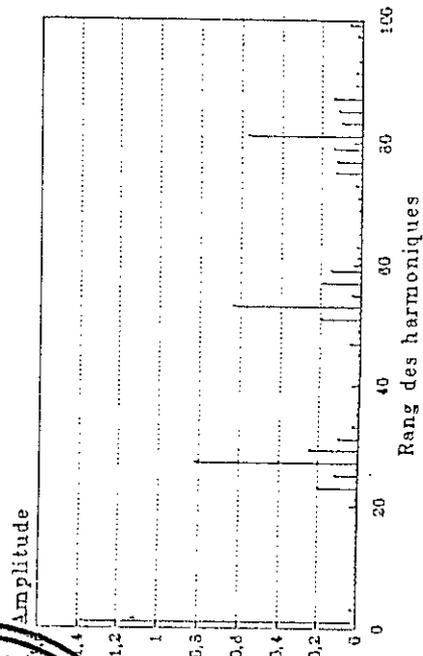


Fig2.10c Spectre de ligne
Loi Suboptimale (P=27 , f=40)

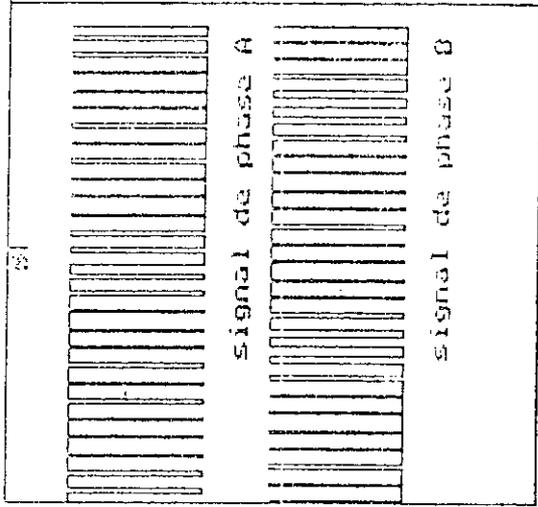


Fig2.10 b

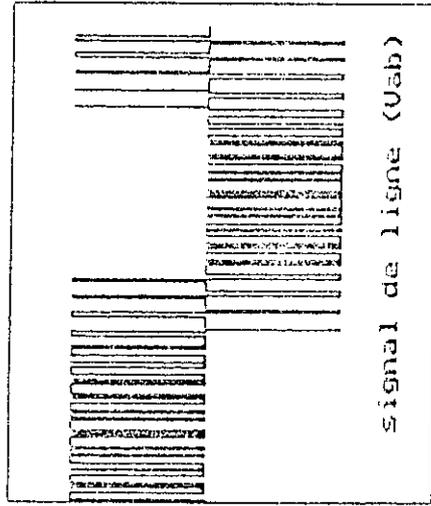


Fig2.10 d

Fig2.10 Simulation de la stratégie suboptimale (P=27, f=40)



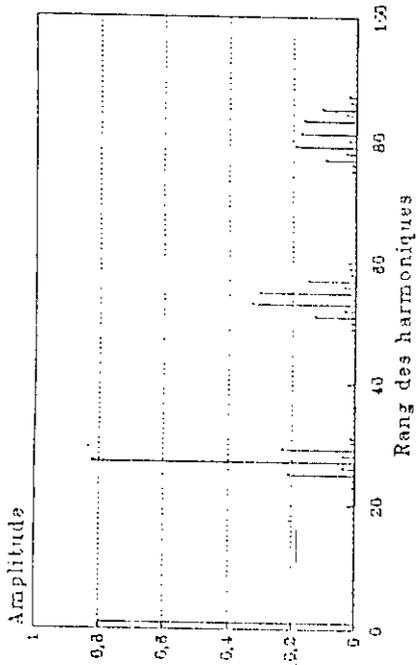


Fig2.11a. Spectre de phase
Echant. rég. symétrique (P=27, f=40)

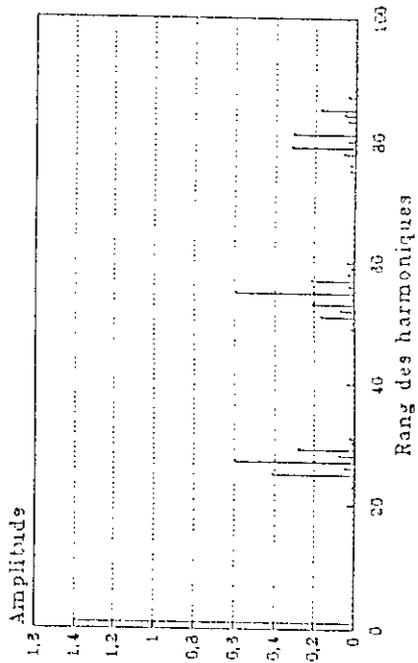


Fig2.11c. Spectre de ligne
Echant. rég. symétrique (P=27, f=40)

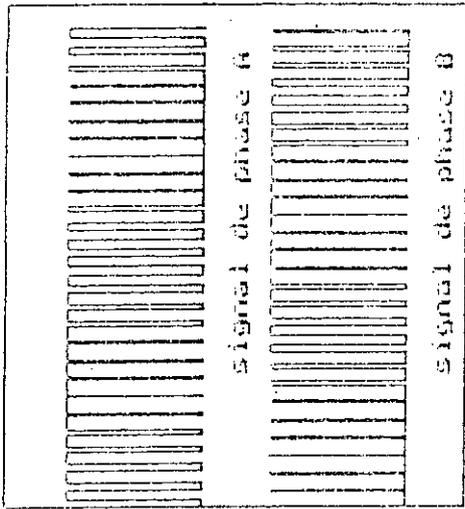


Fig2.11 b

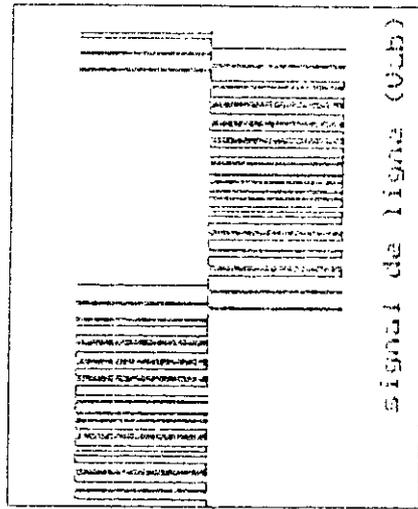


Fig2.11 d

Fig2.11 Simulation de la stratégie à échant. rég. symétrique
(P=27, f=40 Hz)

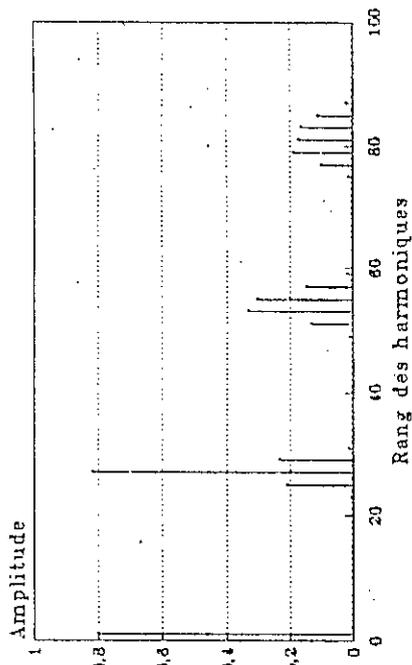


Fig2.12a Spectre de phase
Echant. rég. asymétrique (P=27, f=40)

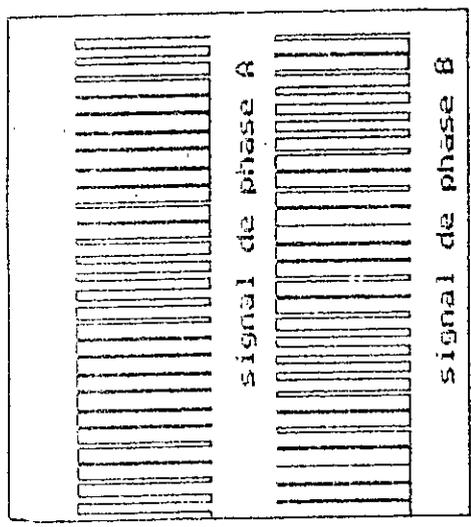


Fig2.12 b.

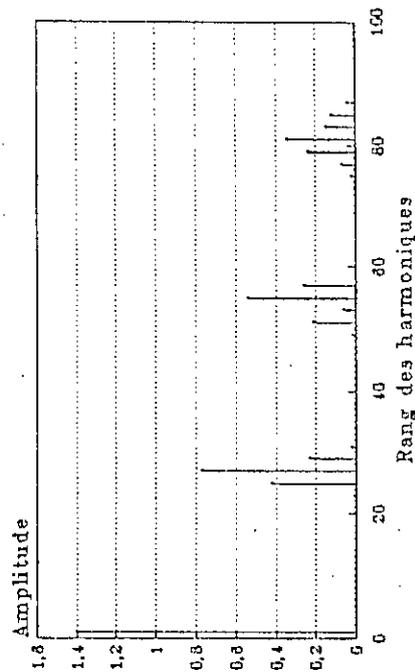


Fig2.12c Spectre de ligne
Echant. rég. Asymétrique (P=27, f=40)

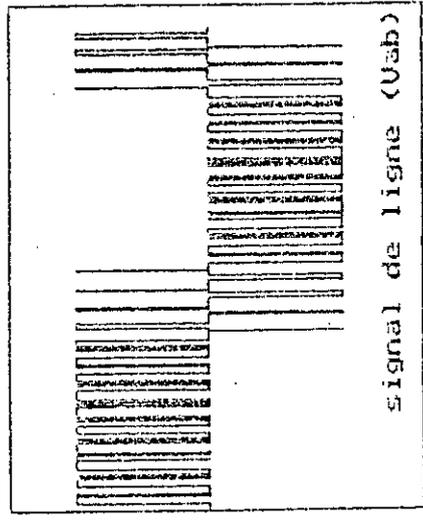


Fig2.12 d
Simulation de la stratégie à échant. rég.asymétrique
(P=27, f=40 Hz)

3/ Simulation de la stratégie en créneau

3.1/ Description

Pour cette stratégie, l'onduleur fait varier la fréquence uniquement, le signal de commande à la même forme pour toute les fréquences. Les durées des états hauts et des états bas, exprimées en fonction de la fréquence, sont utilisées.

L'organigramme de la figure 2.1 (voir page 36)reste valable pour la simulation de cette stratégie.

3.2/ Analyse spectrale

La forme de ce signal, relativement peu compliquée, permet d'obtenir son développement en série de Fourier de manière aisée. Ce signal présente une symétrie.

3.2.1/ Spectre de phase

Les coefficients A_n et B_n du développement en série de Fourier, pour le spectre de phase sont donnée par (Annexel)

$$A_n = 0 \quad \text{pour } n \text{ impair}$$

$$B_n = 1/n\pi$$

$$\text{et } A_n = B_n = 0 \quad \text{pour } n \text{ pair}$$

L'amplitude de l'harmonique de rang n est confondu avec B_n , on a

$$H_n = B_n = 1/n\pi \quad \text{pour } n \text{ impair}$$

3.2.2/ Spectre de ligne

Pour la tension de ligne, le développement en série de Fourier donne :

$$A_n = -\frac{1}{n\pi} \sin\left(n\frac{\pi}{2}\right) \cos\left(7n\frac{\pi}{2}\right) \quad (\text{II.11})$$

$$B_n = \frac{1}{n \Pi} [1 - \sin(7n \frac{\Pi}{6}) \cos(n \frac{\Pi}{2})] \quad (\text{II.12})$$

or

$$H_n = (A_n^2 + B_n^2)^{0.5}$$

d'où finalement

$$H_n = \frac{1}{n \Pi} [(1 - 2 \sin(n \frac{\Pi}{2}) \sin(7n \frac{\Pi}{6}) + (\sin(n \frac{\Pi}{2}))^2]^{0.5} (\text{II.13})$$

pour n impair

3.3/ Résultats et commentaires

La tension de phase est très riche en harmoniques dont l'amplitude est inversement proportionnelles au rang. Tous les harmoniques impairs sont présents (Fig.2.13b)

La tension de ligne, du fait de la composition des phases, est moins polluée; les harmoniques pairs ou multiples de trois sont éliminés. Le fondamental a l'amplitude la plus élevée. Les harmoniques de bas ordre, 5, 7, 11, .., sont présents dans le signal de ligne (Fig.2.13d) Ce sont les harmoniques les plus gênants (pics de courant, couples pulsatoires, ..).

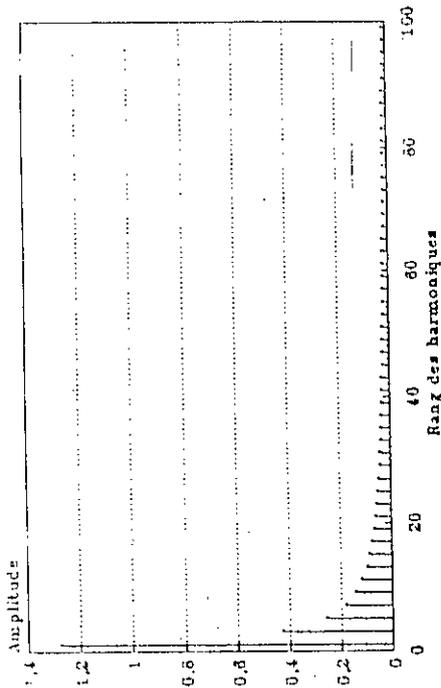


Fig2.13a Spectre de phase
loi en créneau

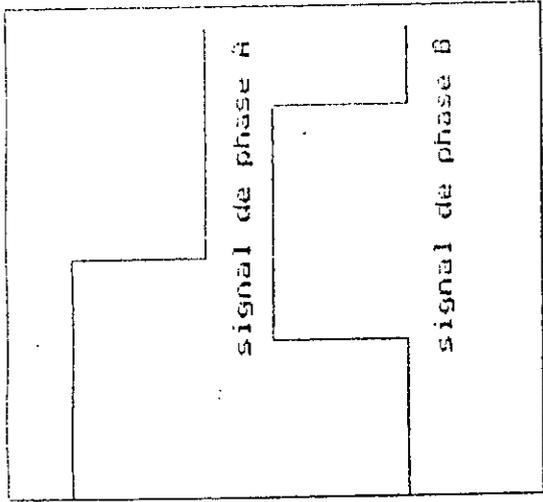


Fig2.13 b

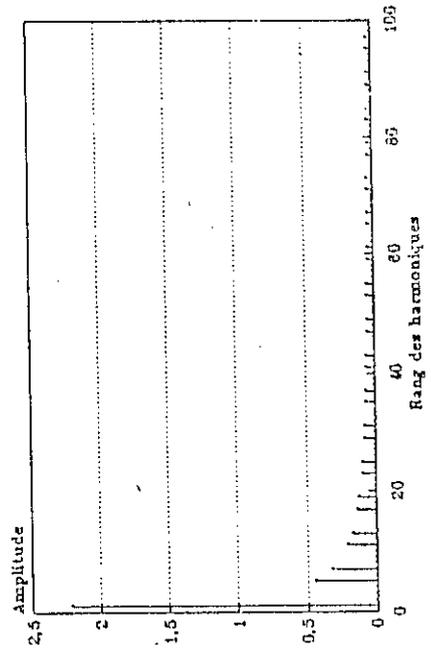


Fig2.13c Spectre de ligne
Loi en créneau

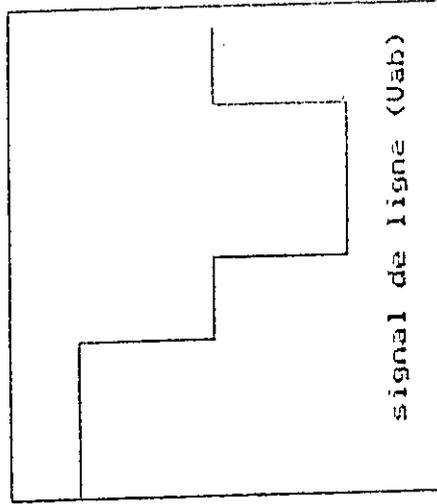


Fig2.13 d

Fig2.13 Simulation de la stratégie en créneau

Conclusion

Un logiciel de simulation des stratégies de commande a été mis au point. Il est écrit en langage PASCAL sur IBM PC et compatibles. Grâce à cet outil, la simulation des trois stratégies PWM, à échantillonnage régulier symétrique et asymétrique et suboptimale, a été effectuée pour P égale à 27 et pour deux valeurs de la fréquence modulante f , 5 Hz et 40 Hz. Les résultats concernant les spectres de phase et de ligne sont donnés. Ils ont permis de simuler l'évolution comparée de quelques harmoniques de ligne les plus importants avec le fondamental, pour chaque stratégie, ainsi que l'évolution des fondamentaux des trois stratégies. Les mêmes spectres de phase et de ligne sont donnés pour la stratégie en créneau.

Les stratégies PWM comparées à la stratégie en créneau, présentent des spectres plus intéressants. Ceux-ci sont moins pollués par les harmoniques, surtout de bas ordre, qui sont les plus gênants. La stratégie suboptimale présente un avantage supplémentaire par rapport aux deux autres stratégies PWM, en effet elle possède la largeur d'impulsion minimale la plus grande. Elle a été retenue pour une implémentation par microprocesseur. Elle est utilisée lors de la simulation de l'ensemble moteur à induction-onduleur qui fait l'objet du prochain chapitre.

Chapitre 3

Modélisation et Simulation de
l'association
moteur asynchrone-onduleur

INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à l'étude de l'association moteur asynchrone-onduleur. A l'aide de la transformation triphasé-diphasé, les équations électriques qui régissent le fonctionnement du moteur sont déterminées dans le repère de Park. L'équation de la vitesse, qui traduit la conversion électromécanique de l'énergie est donnée pour compléter la représentation.

L'onduleur d'alimentation est modélisé dans le cas idéal, cas dans lequel les interrupteurs sont considérés comme parfaits.

Le modèle de l'ensemble moteur asynchrone-onduleur est ainsi établi, il permet l'étude par simulation de cette association.

1/ MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE [26,27]

1.1/ Description – Hypothèses simplificatrices.

La machine asynchrone dont nous allons étudier la mise en équation correspond à la structure de principe représentée par la figure 3.1 (voir page 63), dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation, dans l'hypothèse bipolaire. Il sera toujours possible, par une transformation convenable, de passer à une machine q -polaires (q étant pair).

Les armatures magnétiques du rotor et du stator sont toutes deux cylindriques et munies chacune d'un enroulement triphasé. Dans le cas du moteur à cage, il est possible de considérer un bobinage triphasé équivalent, et de là son étude pourra se ramener à celle du moteur bobiné.

Pour l'écriture du modèle de la machine, certaines hypothèses simplificatrices sont faites :

- Le moteur est symétrique et à entrefer constant.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- L'effet de peau est négligeable.

1.2/ Equations électriques

Les six enroulements " a_s ", " b_s ", " c_s ", " a_r ", " b_r " et " c_r " obéissent aux équations électriques suivantes:

$$\begin{vmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{vmatrix} = d/dt \begin{vmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{vmatrix} \quad (III.1)$$

$$\begin{vmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{vmatrix} = d/dt \begin{vmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{vmatrix} \quad (III.2)$$

1.3/ Modèle de Park [19]

En respectant les hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, il est possible de réaliser la transformation diphasée de Park avec un système d'axe perpendiculaires d-q quelconque (Fig 3.1, voir page 63).

Le modèle mathématiques généralisé peut être décrit de la façon suivante:

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \dot{\Psi} \phi_{sq}$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} - \dot{\Psi} \phi_{sd} \quad (\text{III.3})$$

$$V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - (\dot{\Psi} - \dot{\Theta}_e) \phi_{rq}$$

$$V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} - (\dot{\Psi} - \dot{\Theta}_e) \phi_{rd}$$

avec

$\Psi = \omega_s t$, $\Psi' = \omega_s$: pulsation des courants statoriques.

ω_s : vitesse du champ tournant statorique.

$\Theta = \Theta_{e0} + \omega_e t$, $\Theta'_e = \omega_e$: vitesse de rotation électrique.

Θ_e : position angulaire électrique.

$\Psi' - \Theta'_e = \omega_s - \omega_e = \omega_r$: pulsation des courants rotoriques.

Les tensions V_{sd} et V_{sq} s'expriment, en fonction du système triphasé alimentant le moteur, par :

$$\begin{vmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} +\text{Cos}\Psi & +\text{Cos}(\Psi-2\Pi/3) & +\text{Cos}(\Psi-4\Pi/3) \\ -\text{Sin}\Psi & -\text{Sin}(\Psi-2\Pi/3) & -\text{Sin}(\Psi-4\Pi/3) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{vmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Les expressions des différents flux sont :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s I_{sd} + m I_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s I_{sq} + m I_{rq} \end{cases} \quad \begin{cases} \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + m I_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + m I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

En injectant les équations III.5 et III.6 dans le système III.3 et tenant compte du fait que le rotor est en court-circuit ($V_{rd} = V_{rq} = 0$); on peut présenter le modèle de la machine avec comme variable les courants statoriques et rotoriques. Ce modèle écrit sous forme matricielle donne

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \cdot d/dt & L_s \cdot \omega_s & m \cdot d/dt & -m \cdot \omega_s \\ L_s \cdot \omega_s & R_s + L_s \cdot d/dt & m \cdot \omega_s & m \cdot d/dt \\ m \cdot d/dt & m \cdot \omega_r & R_r + L_r \cdot d/dt & L_r \cdot \omega_r \\ -m \cdot \omega_r & m \cdot d/dt & -L_r \cdot \omega_r & R_r + L_r \cdot d/dt \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix}$$

On transforme ce système sous la forme d'une équation d'état :

$$\frac{d}{dt} X = A X + B V \quad (\text{III.7})$$

On prend comme vecteur d'état le vecteur des courants $[I]$ et le vecteur de tension $[V]$ comme vecteur de commande d'où:

$$\frac{d[I]}{dt} = A \cdot [I] + B \cdot [V] \quad (\text{III.8})$$

$$[I]^t = [I_{sd} \ I_{sq} \ I_{rd} \ I_{rq}] \quad (\text{III.9})$$

$$[V]^t = [V_{sd} \ V_{sq}] \quad (\text{III.10})$$

Ainsi, on obtient :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s L_r - m^2} \begin{bmatrix} -L_r \cdot R_s & \omega_r \cdot m^2 & m \cdot R_s & \omega_r \cdot L_r \cdot m \\ -\omega_r \cdot m^2 & -L_r \cdot R_s & -\omega_r \cdot L_r \cdot m & m \cdot R_r \\ m \cdot R_s & -\omega_r \cdot L_s \cdot m & -L_s \cdot R_r & -\omega_r \cdot L_s \cdot L_r \\ \omega_r \cdot L_s \cdot m & m \cdot R_s & \omega_r \cdot L_s \cdot L_r & -L_s \cdot R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \\ -m & 0 \\ 0 & -m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

La matrice [V] qui est la matrice de commande, sera déterminée par la modélisation de l'onduleur et de la stratégie de commande adoptée.

1.4/ Equation mécanique

La partie mécanique qui intervient dans la mise en équation du système est représentée par l'équation de la vitesse angulaire. Cette vitesse est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_{em} - \Gamma_r \quad (\text{III.12})$$

Γ_r : couple résistant, constitué par le couple de charge T_r et le couple de frottement T_f .

Le couple électromagnétique fourni par la machine s'exprime comme :

$$\Gamma_{em} = qm(I_{rd} I_{sq} - I_{rq} I_{sd}) \quad (\text{III.13})$$

L'équation III.12 devient :

$$\frac{d\Omega}{dt} = q \frac{m}{J} (I_{rd} I_{sq} - I_{rq} I_{sd}) - \left(\frac{T_r + T_f}{J} \right) \Omega \quad (\text{III.14})$$

2/ MODELISATION DE L'ONDULEUR

2.1/ Introduction

Le montage donné à la figure 3.2 (voir page 63) représente un onduleur de tension triphasé. Il est composé de six interrupteurs aux bornes desquels sont montées, en antiparallèle, des diodes de récupération.

Les signaux logiques de commande C_i et C_i' ($i=a,b,c$) fixent les états des interrupteurs, supposés parfaits (pas de temps morts à la commutation) et à commandes complémentaires ($C_a = \overline{C_a'}$, $C_b = \overline{C_b'}$, $C_c = \overline{C_c'}$). Ils sont définis comme suit :

$$C_i = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur est fermé.} \\ 0 & \text{si l'interrupteur est ouvert.} \end{cases}$$

Les relations qui lient la tension continue E, à l'entrée de l'onduleur, aux tensions de ligne délivrées par ce dernier sont :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= E.(C_a - C_b) \\ V_{bc} &= E.(C_b - C_c) \\ V_{ca} &= E.(C_c - C_a) \end{aligned} \quad (III.15)$$

Tandis que le courant à l'entrée de l'onduleur est donné par :

$$i_0 = C_a.i_a + C_b.i_b + C_c.i_c \quad (III.16)$$

2.2/ Mise en équation

Le cas de l'onduleur de tension alimentant un moteur triphasé couplé en étoile est envisagé (Fig.3.2). Le système étant triphasé équilibré :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (III.17)$$

L'expression des tensions simples aux bornes du moteur (Fig 3.2) en fonction de la tension d'entrée de l'onduleur E et des commandes C_i ($i=a,b,c$) est la suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = (E/3) \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix} \quad (III.18)$$

L'étude du moteur se fait dans un repère lié au stator. L'application de la transformation de Park $P(\Psi = 0)$ aux tensions V_{an} , V_{bn} et V_{cn} permet de déterminer V_{sd} et V_{sq}

$$[V] = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = P(0) \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (III.19)$$

Il est plus intéressant d'exprimer la matrice $[V]$ à l'aide des signaux de commande C_a , C_b , et C_c , d'où:

$$[V] = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = 2/3 \cdot E \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_a \\ C_b \\ C_c \end{bmatrix} \quad (III.20)$$

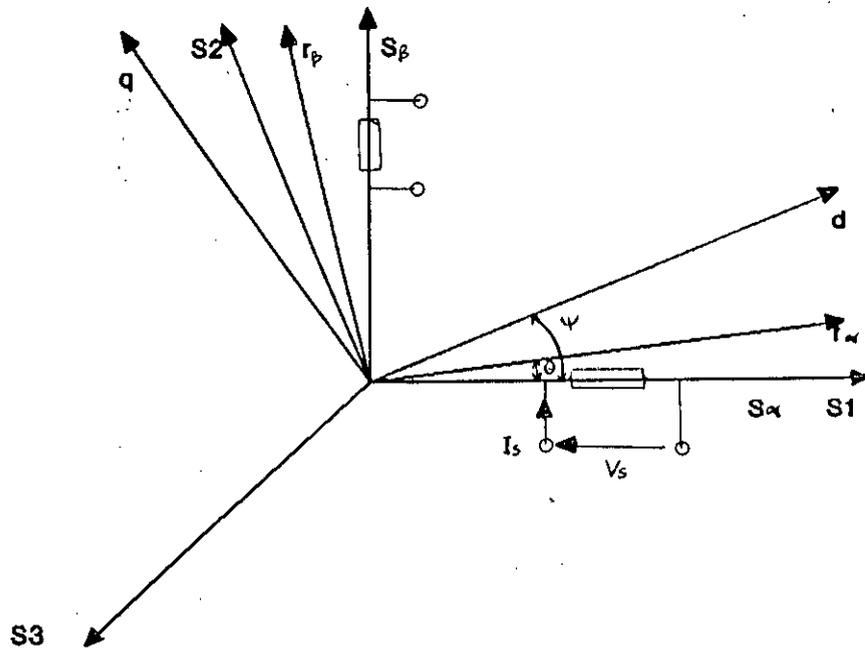


Fig3.1 Transformation triphasé-diphassé
(Transformation de Park)

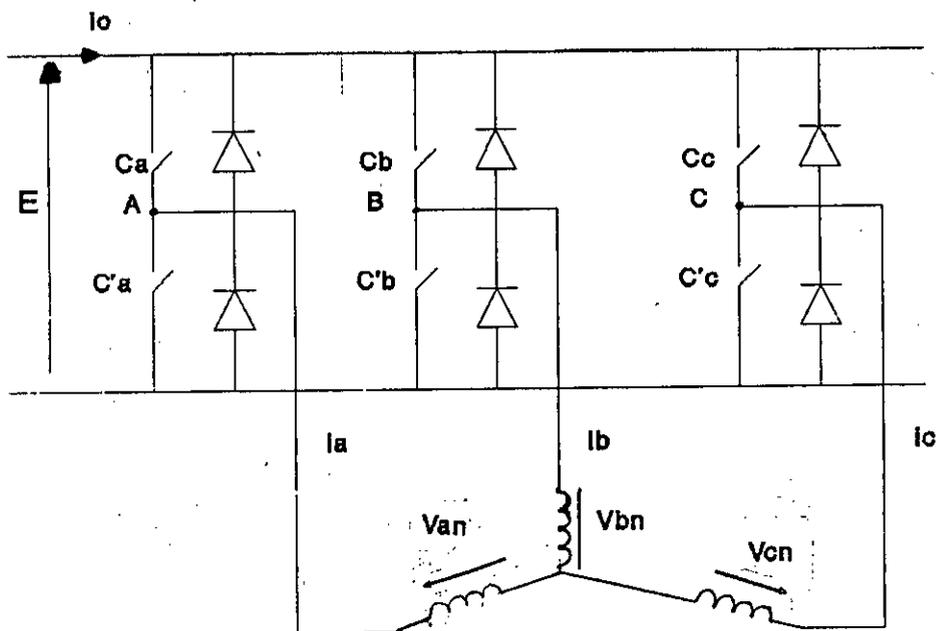


Fig3.2 Onduleur avec charge

3/ MODELE DE L'ENSEMBLE MOTEUR ASYNCHRONE- ONDULEUR

Le modèle électrique représentant l'association moteur asynchrone-onduleur écrit dans un repère lié au stator est donné par l'équation d'état :

$$\frac{d[I]}{dt} = A. [I] + B. [U] \quad (\text{III.21})$$

avec

$$[I] = [I_{sd} \ I_{sq} \ I_{rd} \ I_{rq}] \quad (\text{III.22})$$

$$[U] = [C_a \ C_b \ C_c] \quad (\text{III.23})$$

où

$$A = \frac{1}{L_s \cdot L_r - M^2} \begin{bmatrix} -L_s \cdot R_s & m^2 \cdot q \cdot \Omega & m \cdot R_s & m \cdot L_r \cdot q \cdot \Omega \\ -m^2 \cdot q \cdot \Omega & -L_s \cdot R_s & m \cdot L_r \cdot q \cdot \Omega & m \cdot R_s \\ m \cdot R_s & m \cdot L_s \cdot q \cdot \Omega & -L_s \cdot R_r & -L_s \cdot L_r \cdot q \cdot \Omega \\ m \cdot L_s \cdot q \cdot \Omega & m \cdot R_s & -L_s \cdot L_r \cdot q \cdot \Omega & -L_s \cdot R_r \end{bmatrix}$$

et

$$B = \frac{E \cdot 2/3}{L_s \cdot L_r - m^2} \begin{bmatrix} L_r & -1/2 \cdot L_r & -1/2 \cdot L_r \\ 0 & \sqrt{3}/2 \cdot L_r & -\sqrt{3}/2 \cdot L_r \\ -m & 1/2 \cdot m & 1/2 \cdot m \\ 0 & -\sqrt{3}/2 \cdot m & \sqrt{3}/2 \cdot m \end{bmatrix}$$

A cette représentation électrique, s'ajoute l'équation mécanique donnant la vitesse angulaire Ω (Equation III.14).

Finalement, le modèle de connaissance de l'association moteur asynchrone - onduleur est donné par le système d'équations formé par III.14 et III.21.

4/ SIMULATION

4.1/ Principe

L'étude de l'association onduleur – moteur asynchrone a permis de déterminer un modèle de connaissance constitué par les équations III.14 et III.21. Il s'agit d'un système d'équations différentielles du premier ordre, non linéaires et à coefficients constants. Différentes méthodes de résolution pour ce type de système existent [22]. Une intégration numérique par la méthode de Runge-Kutta a été retenue.

4.2/ La méthode de Runge-Kutta [36, 37, 38, 39]

Le but de la méthode de Runge-Kutta est d'obtenir une solution numérique approchée d'une équation, ou d'un système d'équations, différentielles ordinaires, tel que:

$$\frac{dY_j(t)}{dt} = F_j(t, Y_1(t), Y_2(t), \dots, Y_n(t)) \quad ; \quad j=1, \dots, n \quad (\text{III.25})$$

avec les conditions initiales:

$$Y_j(t_0) = Y_{j0}$$

Nous cherchons à déterminer les valeurs $Y_j (t_0 + DT)$. Où DT est un accroissement de la variable indépendante t . La méthode de Runge-Kutta est un algorithme établi pour approcher la somme de la série de Taylor, mais à l'opposé de cette somme formelle, cette méthode ne fait pas appel à la définition explicite, non plus qu'au calcul des dérivées d'ordre supérieure à 1. On obtient la formule approchée à l'aide de plusieurs évaluations des dérivées premières. Dans la méthode classique d'ordre 4, il faut réaliser quatre évaluations des dérivées premières pour obtenir une valeur approchée à l'ordre DT^4 de la somme de la série de Taylor [37]. L'approche théorique de la méthode permet d'aboutir à un système d'équations à deux degrés de liberté (les démonstrations sont données par [37, 38]). L'une des solutions de ce système est celle donnée par l'algorithme classique d'ordre 4 de Runge-Kutta.

La méthode de Runge-Kutta est convergente et stable, elle donne de très bons résultats numériques [36]. Cette méthode s'amorce seule, c'est à dire qu'il suffit de connaître les valeurs des fonctions en un seul point pour pouvoir déterminer les valeurs aux points suivants.

4.3/ L'algorithme de Runge-Kutta d'ordre 4

C'est un algorithme itératif qui nécessite la connaissance des valeurs initiales des variables. Les valeurs des variables au pas $i+1$ sont déterminées en utilisant celles du pas i , moyennant le calcul de quatre termes intermédiaires k_1 , k_2 , k_3 et k_4 . Réécrivons le système (III.22) sous la forme suivante :

$$\frac{dY_j}{dt} = F_j(t, Y_1, Y_2, Y_3, Y_4, Y_5) \quad ; \quad j=1, \dots, 5 \quad (\text{III.26})$$

L'utilisation de l'algorithme de Runge-Kutta d'ordre 4 permet d'écrire:

$$Y_j(i+1) = Y_j(i) + \frac{1}{6}(k_{1j} + 2.k_{2j} + 2.k_{3j} + k_{4j}) \quad (\text{III.27})$$

où

$$k_{1j} = DT.F_j(t, Y_1(i), Y_2(i), Y_3(i), Y_4(i), Y_5(i)) \quad (\text{III.28a})$$

$$k_{2j} = DT.F_j\left(t + \frac{DT}{2}, y_1(i) + \frac{k_{11}}{2}, y_2(i) + \frac{k_{12}}{2}, y_3(i) + \frac{k_{13}}{2}, y_4 + \frac{k_{14}}{2}, y_5(i) + \frac{k_{15}}{2}\right) \quad (\text{III.28b})$$

$$k_{3j} = DT.F_j\left(t + \frac{DT}{2}, y_1(i) + \frac{k_{21}}{2}, y_2(i) + \frac{k_{22}}{2}, y_3(i) + \frac{k_{23}}{2}, y_4 + \frac{k_{24}}{2}, y_5(i) + \frac{k_{25}}{2}\right) \quad (\text{III.28c})$$

$$k_{4j} = DT.F_j\left(t + DT, y_1(i) + \frac{k_{31}}{2}, y_2(i) + \frac{k_{32}}{2}, y_3(i) + \frac{k_{33}}{2}, y_4 + \frac{k_{34}}{2}, y_5(i) + \frac{k_{35}}{2}\right) \quad (\text{III.28d})$$

4.4/ Organigramme général

La simulation nécessite la connaissance des paramètres de la machine, de la condition d'arrêt, dans notre cas il s'agit de la borne supérieure d'intégration Tf , et du pas d'intégration DT .

Le pas d'intégration est un paramètre important, il influe sur la précision de la méthode. Généralement, il est choisi petit et les résultats du calcul sont alors stockés tous les $T1$ ($T1 = n*DT$, n entier).

L'onduleur peut être commandé avec différentes lois de commande. Le comportement du moteur pourra être étudié, par simulation, pour ces différentes lois. En fonction de la loi de commande choisie, et à chaque pas d'intégration, les états adéquats des interrupteurs (ouverts ou fermés) sont déterminés, permettant ainsi de calculer la tension appliquée à la machine. La figure 3.3 donne l'organigramme de simulation de l'ensemble moteur asynchrone-convertisseur.

3.5/ PROGRAMME

Un programme, écrit en langage Pascal, a été mis au point. Il offre la possibilité de simuler le comportement de l'ensemble moteur asynchrone - onduleur pour différentes lois de commande.

La machine est représentée, dans un repère diphasé, par un système d'équations différentielles qui sont intégrés numériquement par l'algorithme de Runge-Kutta d'ordre 4. Les résultats de la simulation (courants de phase, courant à l'entrée de l'onduleur, vitesse angulaire, couple, ..etc) sont stockés dans des fichiers pour une exploitation ultérieure.

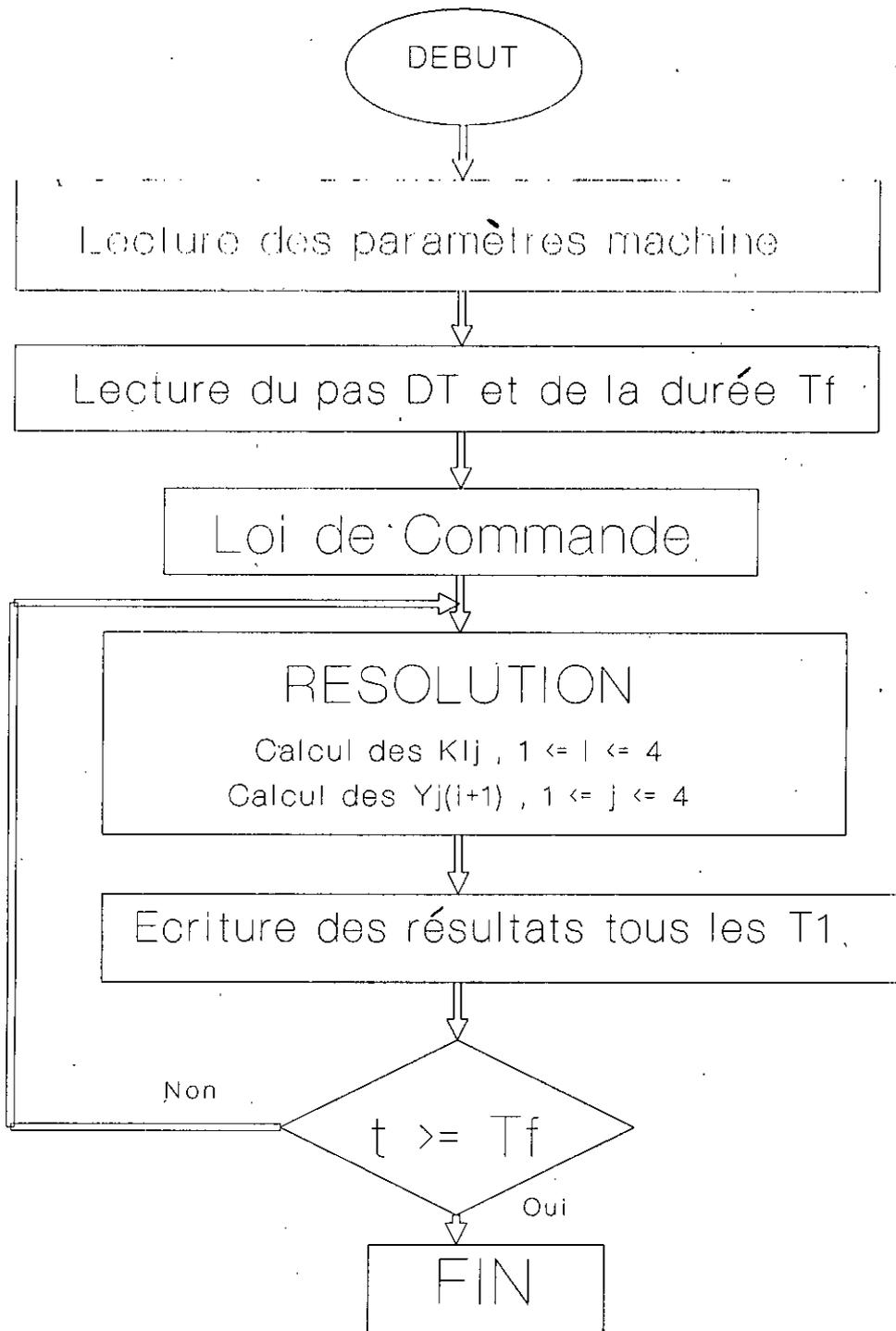


Fig3.3 Simulation de l'association Onduleur-MAS

Ce programme est interactif et offre à l'utilisateur un certain nombre de facilités.
Les procédures suivantes sont mises en oeuvre

-Procédure INITMACH

Elle permet d'introduire les paramètres de machine à étudier : R_s, L_s, R_r, L_r, M et le moment d'inertie J .

-Procédure Loi de commande

Elle permet de déterminer le vecteur de commande constitué par C_a, C_b et C_c à chaque pas d'intégration et pour la loi de commande choisie.

-Procédure CALCUL

Elle permet de réaliser l'implémentation de l'algorithme de Runge-Kutta d'ordre 4 donné par les équations III.27 et III.28. Cette implémentation est faite pour le système d'équations différentielles constitué par les équations III.14 et III.21. Les résultats de l'intégration numérique sont stockés dans des fichiers.

4.6/ Remarques

L'utilisation de la méthode de Runge-Kutta pose deux problèmes:

- le premier concerne le temps d'exécution (ou de calcul),
- le second est relatif à la précision des résultats numériques obtenus.

Ces deux problèmes sont liés et dépendent, tous les deux, du pas d'intégration DT .

La puissance du micro-ordinateur utilisé (fréquence d'horloge, type de microprocesseur dont il est équipé, ... etc) a une très grande influence. Plus il est puissant, plus le temps de calcul est court.

La précision des résultats numériques, dépend et de l'algorithme utilisé et du langage de programmation. Pour Turbo Pascal, le type Real est codé sur six octets dont cinq pour la mantisse. Ceci autorise une précision de dix chiffres significatifs. La méthode de Runge-Kutta d'ordre 4 est stable et convergente, moyennant un pas approprié [36]. Elle donne une valeur approchée à l'ordre DT^4 de la somme de la série de Taylor. Ceci montre que plus le pas est petit, plus la précision est meilleure. D'un autre côté, si le pas est trop petit, le temps d'exécution est long. Donc le choix du pas d'intégration est primordial. On a opté pour un pas qui assure la convergence et la stabilité au détriment du temps de calcul.

5/ RESULTATS ET COMMENTAIRES

La simulation de l'ensemble machine asynchrone-onduleur a été effectuée avec deux stratégies de commande, la stratégie dite en créneau et la stratégie suboptimale. Les résultats donnés de la page 72 à la page 74 illustrent les régimes transitoire et permanent, pour une fréquence de travail de 50 Hz. Les caractéristiques de la machine sont données en annexe 4.

5.1/ Simulation de l'association avec la stratégie en Créneau

La figure 3.4 (voir page 72) donne les résultats relatifs aux régimes transitoire et permanent. Pendant la phase de démarrage, le courant absorbé par la machine est important (Fig 3.4a et Fig 3.4b), alors que le couple présente une grande amplitude et des oscillations (Fig 3.4c). La vitesse angulaire croit jusqu'à atteindre la valeur nominale (Fig 3.4 d).

Le régime permanent est illustré par la figure 3.5 (voir page 73), le courant à phase $I_a(t)$ présente des pics très prononcés (Fig 3.5c), cela est dû à la nature inductive de la charge, qui est alimentée par des créneaux de tension (Fig 3.5a, Fig 3.5b). Le courant à l'entrée de l'onduleur est haché, et contient des parties négatives (Fig 3.5d). Le couple électromagnétique est pulsatoire (Fig 3.5e). Les effets néfastes de la

présence des harmoniques de bas rang dans le signal de commande apparaissent clairement dans ces résultats.

5.2/ Simulation de l'association avec la stratégie Suboptimale

Les figures 3.6 et 3.7 (voir pages 74 et 75) illustrent le comportement de l'association commandée par la stratégie suboptimale.

Les figures 3.6a et 3.6b donnent les courants à l'entrée de l'onduleur et de la phase A, intégrés sur un intervalle qui englobe les régimes transitoire et permanent. Ces figures montrent qu'un très fort courant est consommé par le moteur pendant la phase transitoire de démarrage. La figure 3.6b montre des pics de courants dont l'amplitude est presque six (06) fois celle du régime permanent. Cela s'explique par le fait qu'il faut fournir beaucoup d'énergie, sous forme de courant, pour vaincre l'inertie représentée par la masse du rotor. Ceci a une importance particulière, dans le sens où il faut que l'onduleur soit capable de fournir ce courant de démarrage, il est alors nécessaire de surdimensionner les interrupteurs, ou bien effectuer un démarrage graduel. La figure 3.6c montre le couple électromagnétique, qui présente des oscillations au démarrage puis il se stabilise. Les figures 3.6a, 3.6b et 3.6c montrent l'intérêt et la nécessité du démarrage graduel. La vitesse angulaire croît régulièrement jusqu'à atteindre la vitesse nominale, où elle devient pratiquement constante (Fig 3.6d).

La figure 3.7 (voir page 75) permet de mieux voir ce qui se produit en régime permanent. Le courant de phase $I_a(t)$ a une forme très proche de la sinusoïde bien qu'ils présentent des petites variations, dues à la commutation (Fig 3.7c). Le courant $I_0(t)$, à l'entrée de l'onduleur est très fortement haché, et présente des pics négatifs (Fig 3.7d). Ces pics négatifs correspondent à la récupération et démontrent l'intérêt des diodes placées en parallèle avec les interrupteurs (Fig 3.2, page 63). Ce courant nécessite un filtrage adéquat qui sera d'autant plus difficile que le filtre est soumis à une fréquence variable du côté de la machine. Les figures 3.7a et 3.7b donnent les tensions de ligne V_{ab} et V_{ca} , reconstituées à partir du vecteur de commande, formé par C_a , C_b et C_c . La tension d'alimentation E est supposée constante.

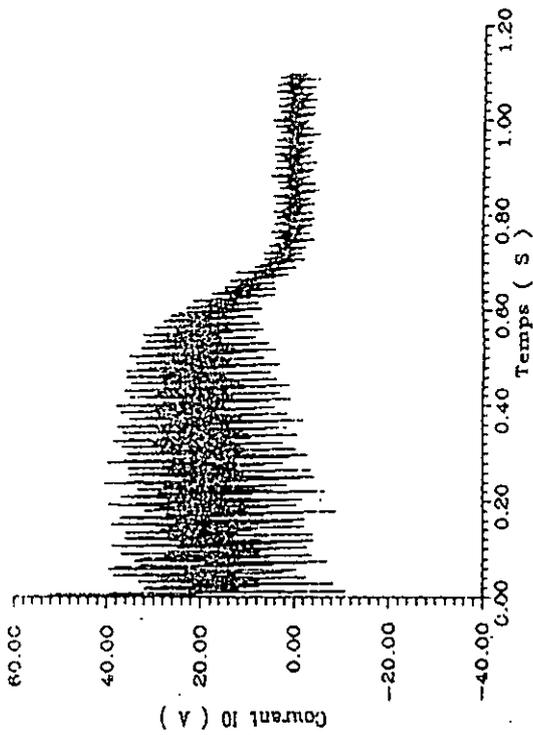


Fig3.4a : Courant I_0

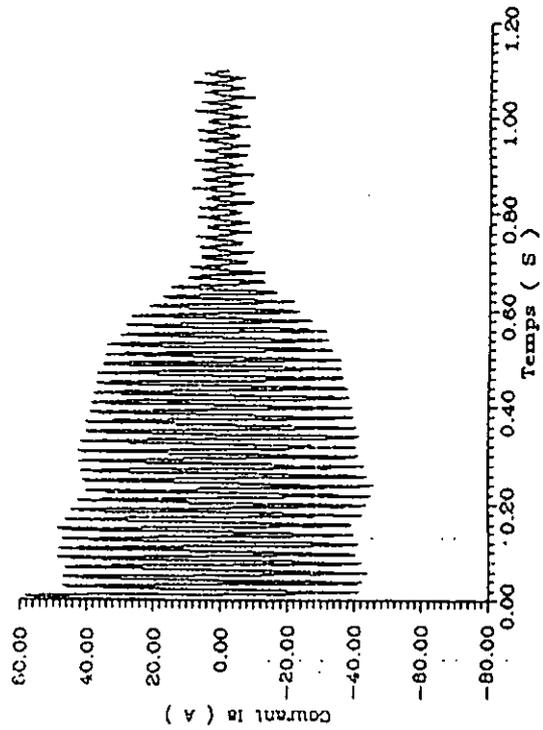


Fig3.4b : Courant I_a

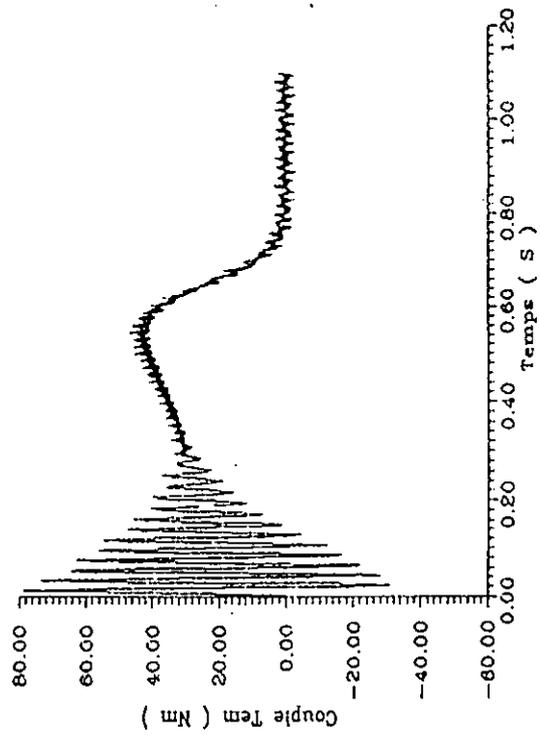


Fig3.4c: Couple électromagnétique

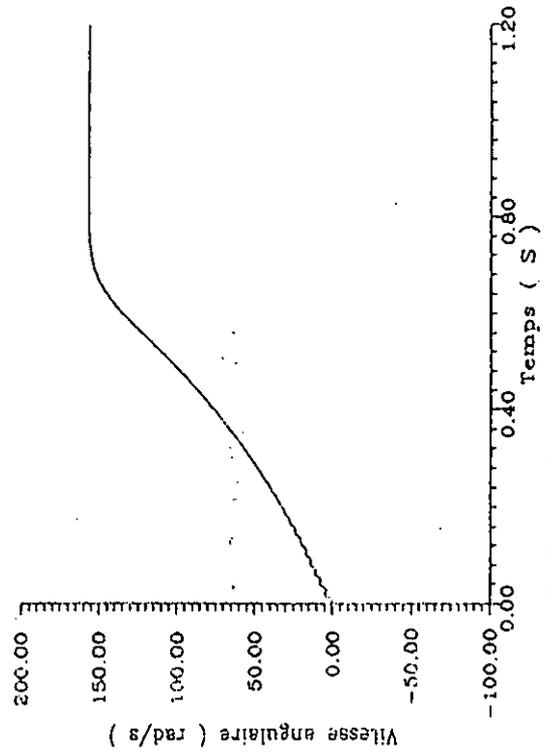


Fig3.4d : Vitesse angulaire

Fig 3.4 : Simulation de la stratégie en créneau
(Régimes transitoire et permanent, $f=50$ Hz)

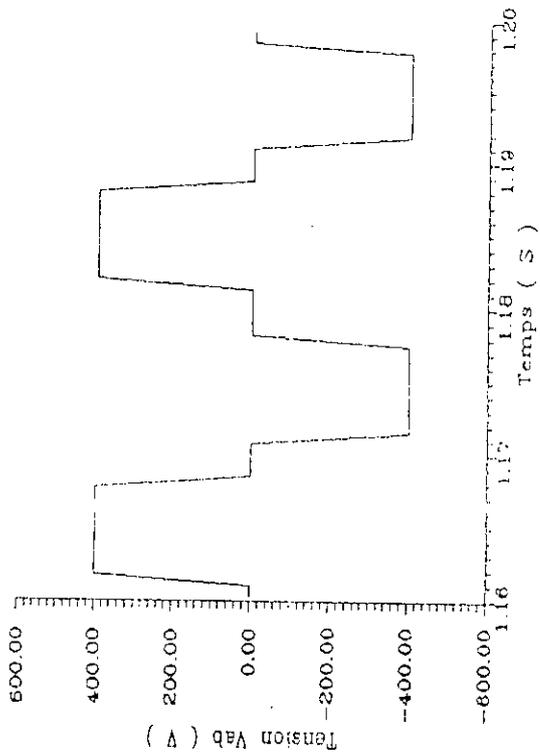


Fig3.5a : Tension de ligne

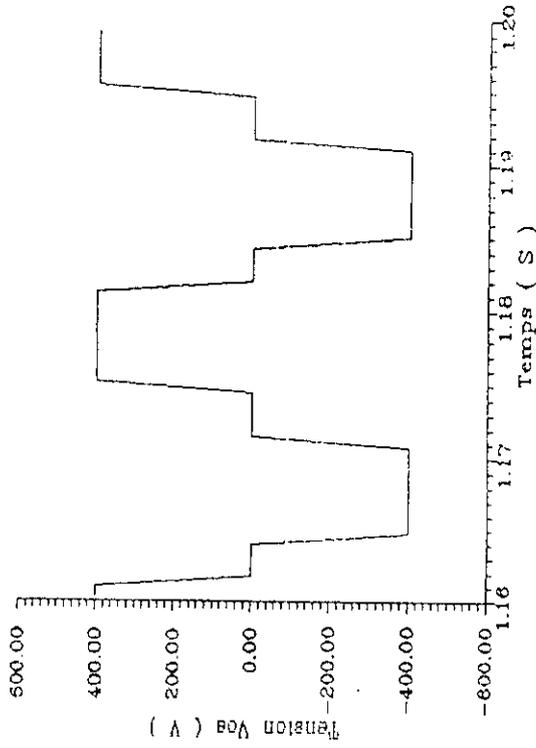


Fig3.5b : Tension de ligne V_{ca}

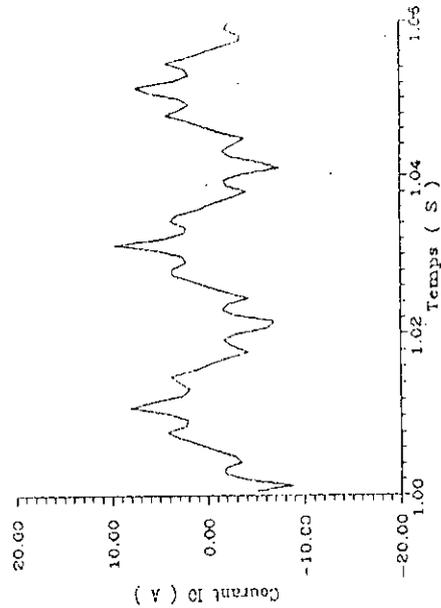


Fig3.5c : Courant $I_a(t)$

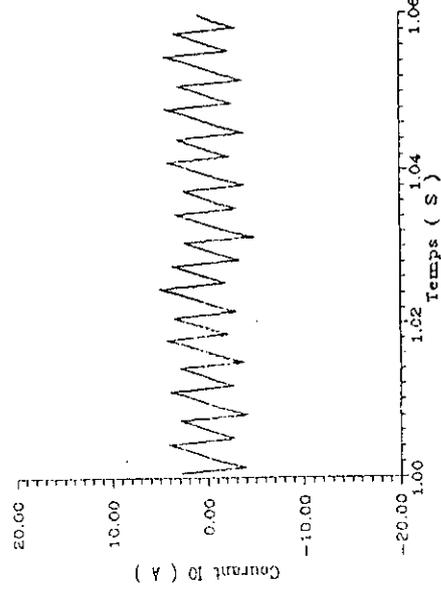


Fig3.5d : Courant $I_o(t)$

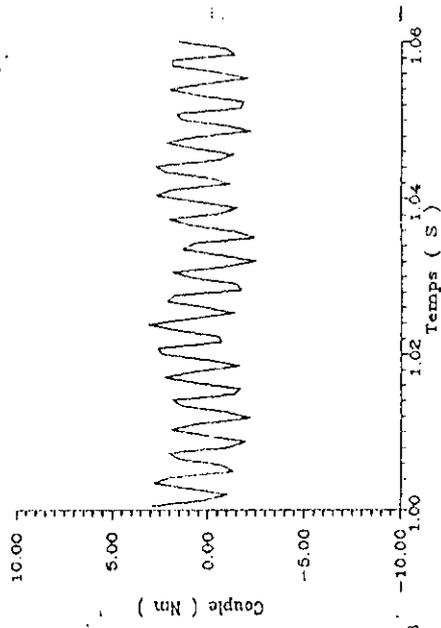


Fig3.5e: Couple électromagnétique

Fig 3.5 : Simulation de la stratégie en créneau
(Régime permanent , $f=50$ Hz)

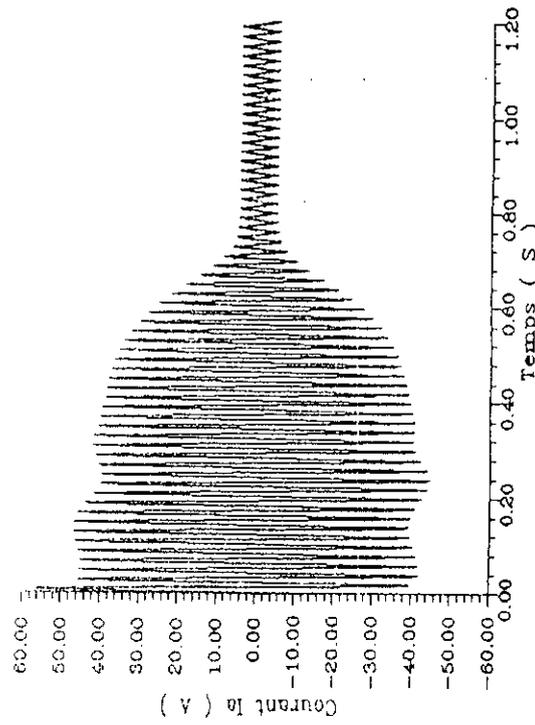
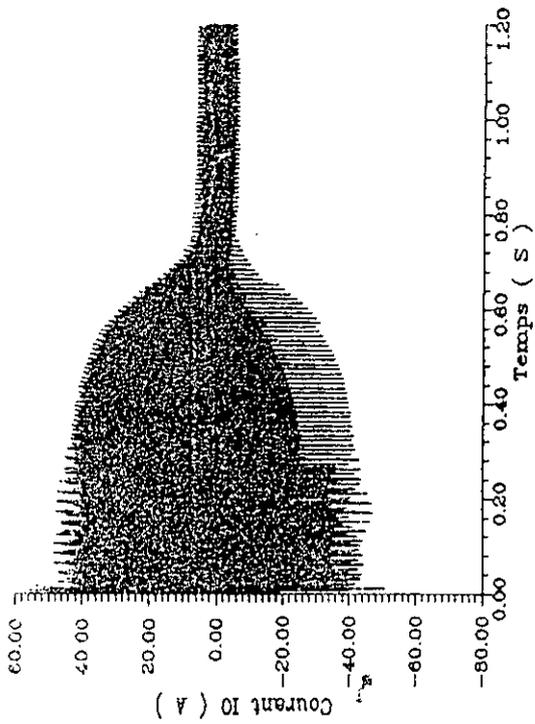


Fig3.6a : Courant I_0

Fig3.6b : Courant I_a

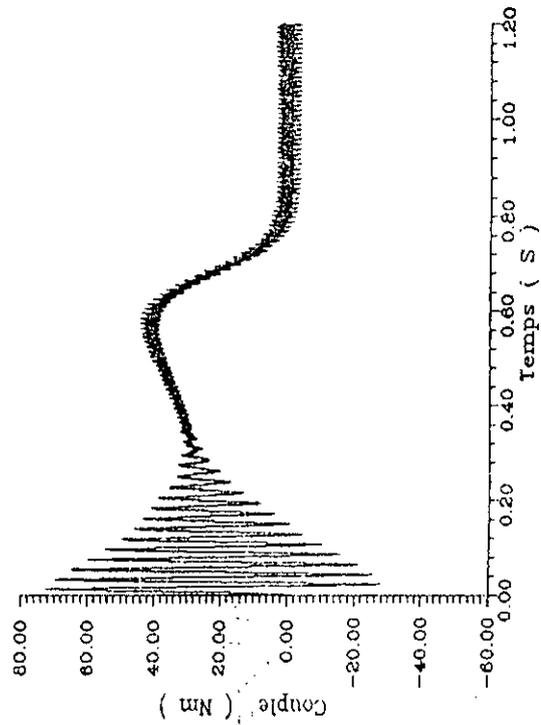


Fig3.6c: Couple électromagnétique

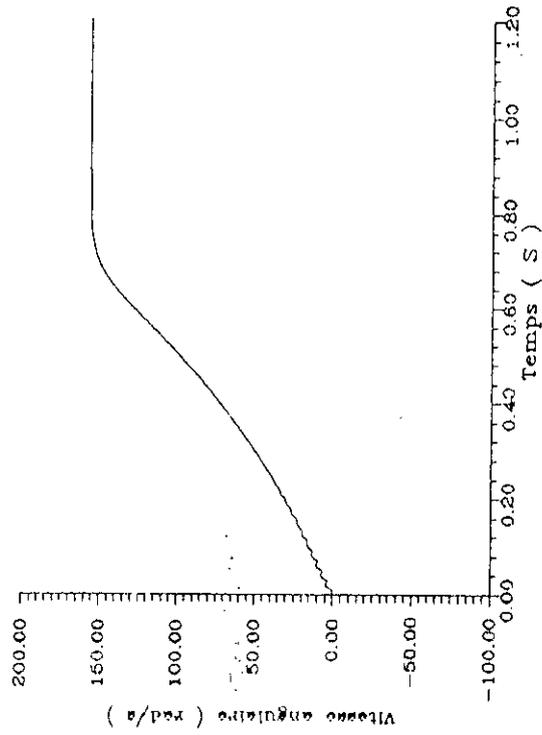


Fig3.6d : Vitesse angulaire

Fig 3.6 : Simulation de la stratégie Suboptimale
(Régimes transitoire et permanent, P=27, f=50 hz)

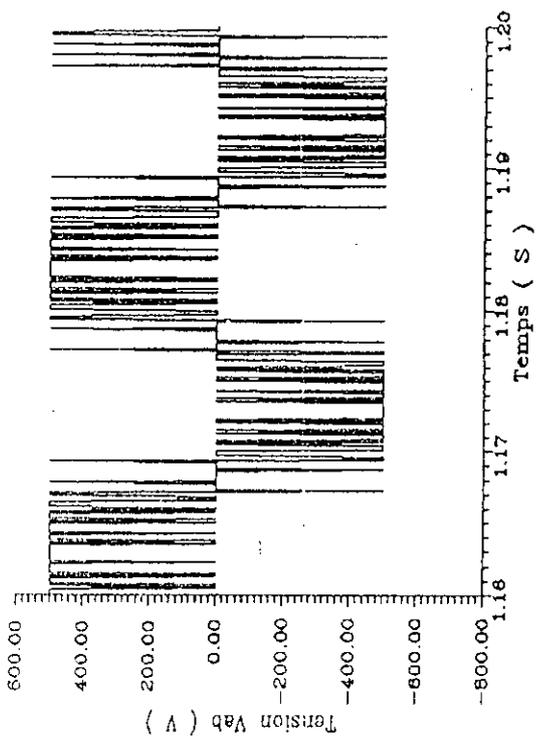


Fig3.7a : Tension de ligne V_{ab}

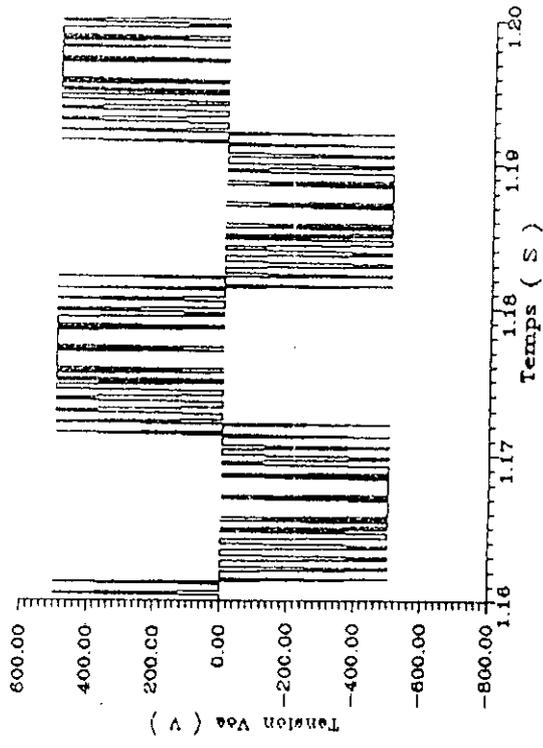


Fig3.7b : Tension de ligne V_{ca}

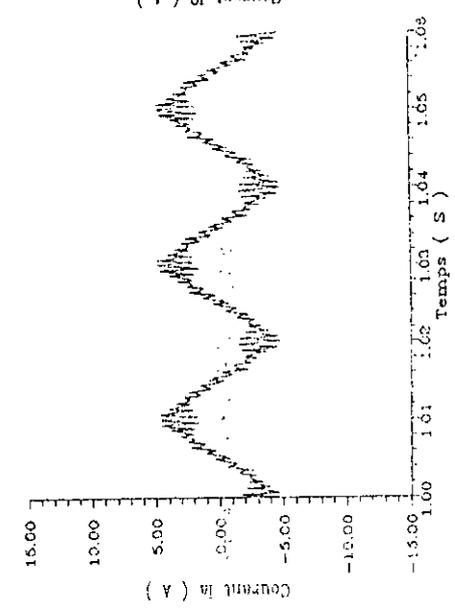


Fig3.7c : Courant $I_a(t)$

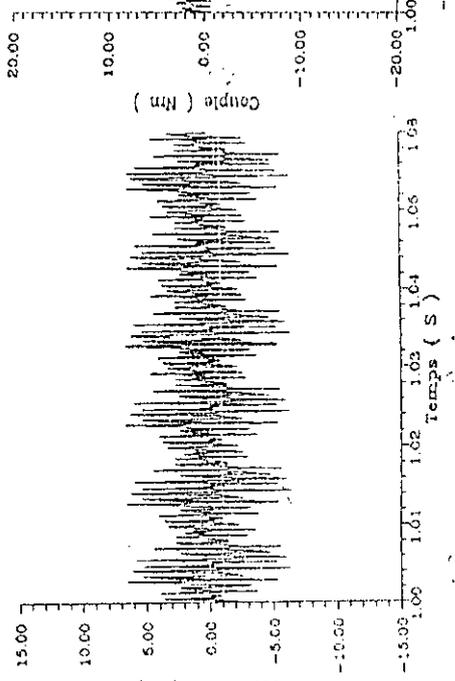


Fig3.7d : Courant $I_o(t)$

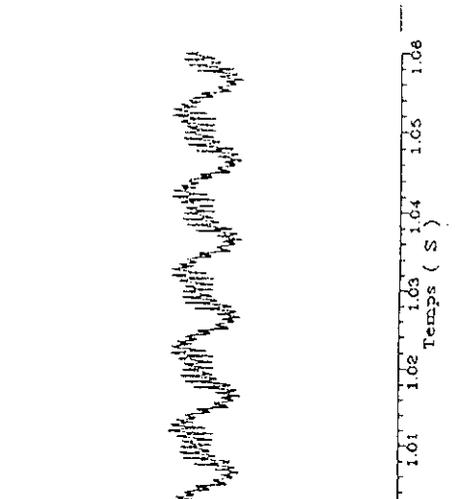


Fig3.7e: Couple électromagnétique

Fig 3.6 : Simulation de la stratégie Suboptimale (Régimes transitoire et permanent, P=27, f=50 hz)

CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à la présentation de l'association moteur à induction – onduleur. Le moteur à induction est décrit à l'aide du modèle de Park en tenant compte de certaines hypothèses simplificatrices. L'association moteur–onduleur a été étudiée. Pour l'onduleur d'alimentation, un simple gain a été retenu, en effet, les interrupteurs actifs sont considérés comme parfaits : les chutes de tension à leurs bornes ainsi que les temps morts dus à la commutation ont été négligés. La résolution des équations différentielles régissant le fonctionnement de cette association a été effectuée à l'aide de l'algorithme de Runge–Kutta d'ordre 4. Un programme de simulation, écrit en langage Pascal, a été mis au point.

La simulation a permis de comparer le comportement de l'ensemble moteur à induction–onduleur, commandé par deux stratégies différentes : la stratégie suboptimale et la stratégie en créneau. Les résultats obtenus avec la stratégie suboptimale sont meilleures, en particulier, les courants de phase ne présentent pas de pics et ont une allure sinusoïdale tandis que le couple est plus régulier. Ceci montre l'intérêt de cette stratégie, dont l'implémentation fait l'objet du prochain chapitre.

Chapitre 4

Réalisation de la maquette
expérimentale

INTRODUCTION

Dans ce chapitre est abordée la réalisation de la maquette expérimentale. Elle est constituée de deux parties; la première est consacrée à l'électronique de commande, la seconde à l'électronique de puissance.

En ce qui concerne la première partie, l'implémentation à base de microprocesseur de la stratégie suboptimale est effectuée. Le principe de la solution retenue est discuté, puis, la carte de commande qui a été conçue et réalisée pour implémenter cette stratégie est décrite. Pour la deuxième partie, on s'intéresse à l'étude et la réalisation du convertisseur alternatif-alternatif. Celui-ci est un maillon très important dans la chaîne du variateur de vitesse.

1/ CONCEPTION ET REALISATION DE LA CARTE A MICROPROCESSEUR

1.1/Principe

Parmi les différentes méthodes qui existent pour générer le signal de commande PWM, voici le principe de celle que nous avons retenu et qui est basée sur l'utilisation de la configuration microprocesseur-mémoire-timer

Les différentes valeurs de $t_p(k)$ et $t_o(k)$ nécessaires pour décrire un cycle de l'onde PWM, sont converties convenablement et stockées dans une table de données en mémoire. Trois pointeurs, relatifs chacun à une phase, sont positionnés dans cette table et permettent de la parcourir séquentiellement. Un timer constitué de trois décompteurs, dont chacun est réservé à une phase, est utilisé. Chacun des décompteurs est chargé par une valeur adéquate, qui provient de la table de données. Une horloge pilote le décomptage, lorsque le contenu de l'un des décompteurs atteint zéro, sa sortie change d'état. Ce signal est utilisé pour provoquer une interruption. Le microprocesseur acquitte l'interruption en chargeant la valeur suivante, lue dans la table de données, dans le décompteur considéré et met à jour le port de sortie. Lorsqu'une nouvelle fréquence est demandée, une nouvelle table est préparée tout en continuant à générer le signal PWM à partir de l'ancienne table. Une fois remplie, la nouvelle table prend la place de l'ancienne. La figure 4.1 donne le schéma de génération de l'onde PWM par cette méthode.

1.2/Implémentation de la stratégie suboptimale

Pour implémenter la stratégie suboptimale, nous avons adopté une structure analogue a celle de la figure 4.1. Avant d'aborder les aspects matériels et logiciels qui permettent de matérialiser cette stratégie, discutons la manière utilisée pour former la table de données en mémoire, qui est l'une des tâches principales dans le processus de génération du signal PWM.

Les équations donnant les durées des états hauts et bas sont:

$$t_p(k) = \frac{T_c}{2} + M \frac{T_c}{4} [F(T_{2k-2}) + F(T_{2k-1})] \quad (\text{IV.1})$$

$$t_o(k) = \frac{T_c}{2} - M \frac{T_c}{4} [F(T_{2k}) + F(T_{2k-1})] \quad (\text{IV.2})$$

Chacune de ces deux équations contient deux multiplications. Deux solutions sont possibles :

-faire appel à un multiplieur intégré externe. Cette solution est onéreuse et complique la réalisation.

-effectuer l'opération de multiplication par programme. Lorsque le jeu d'instruction du microprocesseur ne contient pas d'instruction de multiplication, il devient nécessaire d'écrire un programme pour la réaliser. Cependant, les contraintes de génération en temps réel ne peuvent tolérer qu'un temps de retard très réduit. Le système perd de son efficacité et cette solution est à écarter.

Ces contraintes nous ont conduit à chercher une structure matérielle et logicielle, permettant d'implémenter ces équations, tout en évitant les multiplications.

Dans l'hypothèse de commande à flux constant, et en remplaçant $F(T_k)$, T_c et M par leurs valeurs respectives, les équations IV.1 et IV.2 s'écrivent:

$$t_p(k) = \frac{1}{2Pf} + \frac{0.02}{4P} [\text{Sin}(2(k-1)\frac{\Pi}{P}) + \text{Sin}((2k-1)\frac{\Pi}{P}) + 0.25(\text{Sin}(6(k-1)\frac{\Pi}{P}) + \text{Sin}(3(2k-1)\frac{\Pi}{P}))] \quad (\text{IV.3})$$

et

$$t_o(k) = \frac{1}{2Pf} - \frac{0.02}{4P} [\text{Sin}(2k\frac{\Pi}{P}) + \text{Sin}(2k-1)\frac{\Pi}{P}) + 0.25(\text{Sin}(6k\frac{\Pi}{P}) + \text{Sin}(3(2k-1)\frac{\Pi}{P}))] \quad (\text{IV.4})$$

Ces équations peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$t_p(k) = A(f) + B(k) \quad (IV.5)$$

$$t_o(k) = A(f) - C(k) \quad (IV.6)$$

avec

$$A(f) = 1/2Pf \quad (IV.7)$$

et

$$B(k) = \frac{0.02}{4P} \left[\text{Sin}\left(2(k-1)\frac{\Pi}{P}\right) + \text{Sin}\left((2k-1)\frac{\Pi}{P}\right) + 0.25\left(\text{Sin}\left(6(k-1)\frac{\Pi}{P}\right) + \text{Sin}\left(3(2k-1)\frac{\Pi}{P}\right)\right) \right] \quad (IV.8)$$

$$C(k) = \frac{0.02}{4P} \left[\text{Sin}\left(2k\frac{\Pi}{P}\right) + \text{Sin}\left((2k-1)\frac{\Pi}{P}\right) + 0.25\left(\text{Sin}\left(6k\frac{\Pi}{P}\right) + \text{Sin}\left(3(2k-1)\frac{\Pi}{P}\right)\right) \right] \quad (IV.9)$$

Pour un ratio de fréquence P fixé, seule A(f) dépend de f alors que B(k) et C(k) dépendent uniquement de k.

Les valeurs de A(f) sont calculées pour une plage de fréquence allant de zéro à la valeur nominale avec un pas donné. Chaque valeur de A(f) sera stockée sur deux octets dans une table, appelée TAB1, en mémoire. Pour un pas de 0.5 Hz et une fréquence nominale de 50 Hz, TAB1 nécessite 200 octets.

k étant un nombre entier compris entre 1 et P, le nombre de valeurs possibles pour B(k) et C(k) est donc limité à 2P valeurs. Chaque valeur de B(k) ou de C(k) sera stockée sur deux octets dans une table, nommée TAB2, en mémoire. TAB2 nécessite un espace de 4P octets.

Pour répondre à une demande de l'opérateur, correspondant à une fréquence f particulière, les différentes valeurs de $t_p(k)$ et $t_o(k)$ nécessaires pour décrire un cycle du signal de commande seront reconstruites à partir de TAB1 et TAB2 et stockées dans une table TAB3 en mémoire vive (RAM). Trois pointeurs sont positionnés dans TAB3, qui sera parcourue séquentiellement par le microprocesseur, utilisé en mode interruptible, pour générer le signal PWM triphasé. Pour TAB3 deux tables sont, en réalité, nécessaires, TAB3a et TAB3b. Ceci est dû au fait que lorsqu'une nouvelle fréquence est

introduite , la table en cours d'utilisation reste valide jusqu' à la formation complète de la nouvelle table.

1.3/Remarques

-Avec cette méthode, il sera possible d'implémenter toutes les stratégies basées sur l'échantillonnage précédemment analysées.

-Pour implémenter la loi suboptimale, qui dispose d'une double symétrie, il suffit de calculer $(P+1)/4$ valeurs de $B(k)$ et $C(k)$ et de les stocker dans TAB2. Ceci réduit l'espace mémoire utilisé par TAB2 et le temps nécessaire pour réactualiser TAB3.

-Pour piloter un onduleur triphasé, la carte de commande doit générer six signaux ($A, \bar{A}, B, \bar{B}, C$ et \bar{C}) qui sont complémentaires deux à deux et lors de la commutation des signaux d'un même bras, un temps mort doit être inclus pour éviter de court-circuiter la source continue. Pour réaliser ce temps mort pour la phase A, la solution retenue consiste à multiplier, à l'aide d'une logique câblée, les signaux A et \bar{A} avec un signal généré, à travers le port parallèle, par la routine d'interruption correspondante. Il en sera fait de même pour les phases B et C.

2/ REALISATION MATERIELLE DE LA CARTE DE COMMANDE

2.1/ Description

La carte conçue et réalisée (Fig.4.2) est batie autour du microprocesseur 8085 d'Intel. Ce microprocesseur possède un bus de données de huit bits, un bus d'adresses de seize bits, dont les bits de poids faible sont multiplexés avec le bus de données, et un bus de contrôle regroupant l'ensemble des signaux de dialogue avec la périphérie. A noter aussi que le 8085 possède cinq niveaux d'interruption hiérarchisés. Un latch 74100 permet de reconstituer le bus d'adresses en le séparant du bus de données. Ce latch est piloté par le signal ALE issu du microprocesseur.

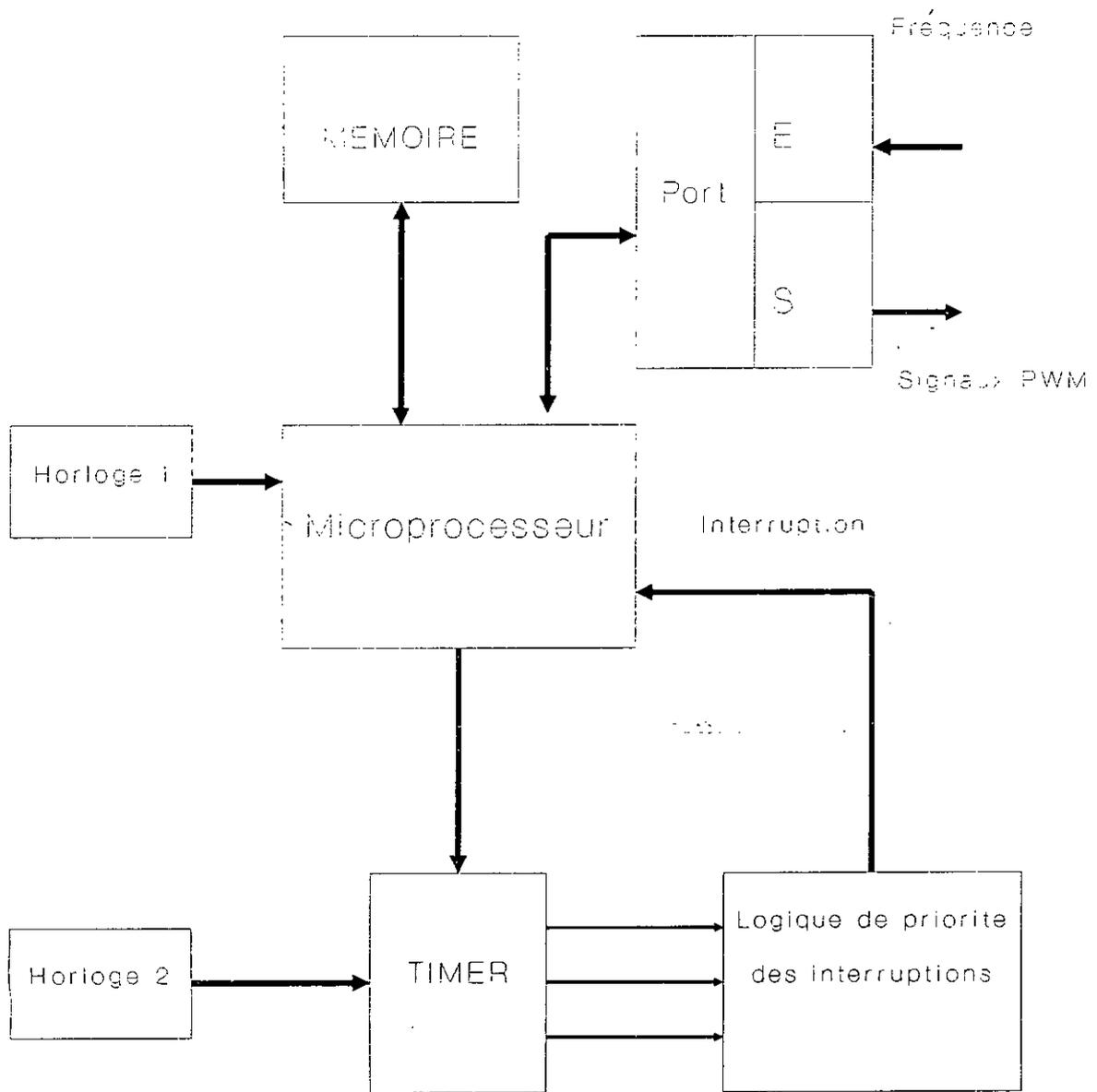


Fig4.1 Schéma synoptique de la carte de commande

Trois lignes d'adresses A15, A14 et A13 passent à travers un décodeur 3 vers 8; pour fournir huit signaux de sélection de boîtiers, permettant ainsi de diviser l'espace mémoire total en huit bancs de huit Kilo-octets. Quatre de ces signaux sont utilisés pour la sélection d'une **EPROM 2716**, d'une **RAM 9128**, d'un **timer 8253** et d'un port d'entrée/sortie **PPI 8255**. Les signaux restants sont laissés pour d'éventuelles extensions.

EPROM 2716 : mémoire morte programmable de deux Kilo-octets, elle contient le programme de gestion de la carte et les tables de données. Les adresses allant de 0000H à 07FFH lui sont réservées. Le tableau 1 montre l'occupation de cette mémoire par le programme et les tables de données.

RAM 9128 : mémoire vive de deux Kilo-octets, elle est destinée à recevoir les tables de données modifiables et la pile. Certains emplacements sont réservés comme zone de travail. Elle occupe l'espace mémoire entre 4000H et 47FFH.

PPI 8255 : port parallèle, il contient trois ports d'entrée/sortie à huit bits chacun et un registre de commande. Différents modes de programmation sont possibles. Le mode zéro est choisi.

Timer 8253 : temporisateur programmable, constitué de trois décompteurs programmables à seize bits et d'un registre de commande. Différents mode d'utilisation sont possibles. Le mode zéro est retenu.

Le tableau 1 donne l'organisation de l'EPROM tandis que le tableau 2 donne les adresses des différents registres du PPI et du timer.

On reconstitue à partir des signaux de contrôle IO/M, RD et WR emis par le microprocesseur, les quatre signaux de contrôle suivants :

- Lecture et écriture mémoire,
- Lecture et écriture périphérique.

Le microprocesseur dispose d'un oscillateur interne pilotée par un quartz. La

fréquence du quartz doit être double de celle de travail du microprocesseur. Cette fréquence est disponible sur la broche 37 du microprocesseur pour une utilisation externe. Elle sert à piloter le timer.

2.2/ Réalisation de la carte version 1

Le schéma de la figure 4.2 a été réalisé. Les signaux de commande PWM sont générés à travers le port de sortie (PPI 8255). Le quartz utilisé oscille à une fréquence de 4.43 Mhz. L'horloge interne du microprocesseur élabore un signal à 2.21 Mhz qui le pilote. Ce même signal sert à piloter le timer.

A partir de la table de données en RAM, les décompteurs du timer sont chargés. Lorsque l'un d'eux atteint zéro, sa sortie change d'état. Ce signal est utilisé pour provoquer une interruption. La routine d'interruption permet au microprocesseur d'inverser les signaux de commande de la phase correspondante, à travers le port de sortie, et de charger dans le décompteur concerné la valeur suivante, lue dans la table de données.

Cette configuration présente un inconvénient majeur qui est le suivant : pour une fréquence donnée f , le cycle de l'onde PWM générée s'allonge. Ce phénomène est plus net pour les fréquences élevées. A titre d'exemple, pour une fréquence affichée de 50 Hz (20 mS), le signal observé a une période de 25 mS, soit 40 Hz. La raison de cette allongement du cycle est due aux temps d'exécution des différentes routines d'interruption. En effet, durant un cycle, le sous-programme d'interruption est exécuté 54 fois ($P = 27$) pour une phase. Ce temps s'ajoute au cycle normal de l'onde.

Pour palier à ce défaut, les solutions suivantes sont proposées:

- augmenter la fréquence de travail du microprocesseur,
- optimiser les sous-programmes d'interruption de manière à réduire leurs durées d'exécution.
- utiliser les signaux d'interruption pour configurer les signaux de phase, sans passer par le port de sortie.

0000	Initialisation du système
0040	Programme principal
0178	
0200	SP7
0251	
0255	SP6
02A8	
02AA	SP5
02FB	
0400	TAB 1
0435	
0500	TAB 2
0507	
0600	IAB 1
0840	
C7FF	

Tableau1:Organisation de l'EPROM

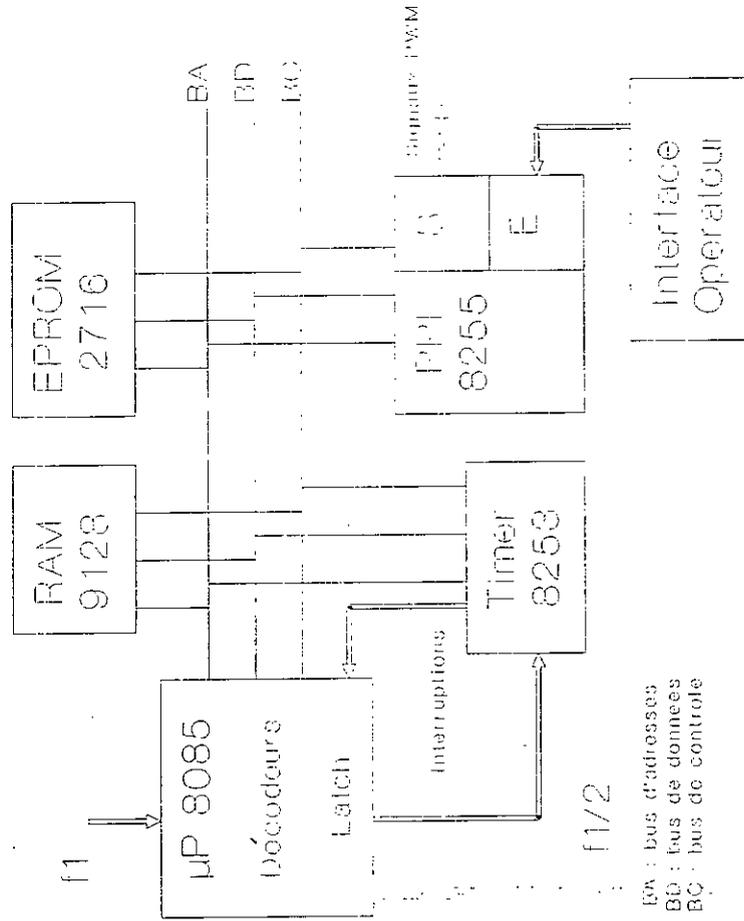


Fig4.2:Synoptique de la carte de commande: Version1

Tableau2:Adresses du PPI et du Timer

Composant	Registre	Adresse
PPI 8255	Registre de commande	83
	Port A	80
	Port B	81
Timer 8253	Port C	82
	Registre de commande	A3
	Compt 0	A0
	Compt 1	A1
	Compt 2	A2

Ces solutions ont été retenues pour la réalisation de la version 2 de la carte de commande. D'autres solutions existent telles que :

- utiliser un microprocesseur plus puissant.
- utiliser une structure de la carte capable de réduire le nombre des interruptions.

2.3/ Réalisation de la carte version 2

Pour améliorer les performances de la carte , il a été jugé utile de faire appel à la logique câblée, qui est plus rapide, tout en gardant les avantages de la logique programmée. Le principe exposé pour la réalisation de la version 1 a été gardé. Des modifications sont apportées au niveau de :

- la fréquence de travail du microprocesseur,
- la génération des signaux de commande,
- le traitement des signaux issus des trois décompteurs du timer.

Pour cette version, le schéma synoptique de la figure 4.3 a été adopté. Les signaux issus du timer sont envoyés sur les lignes d'interruption du microprocesseur et sur les entrées du circuit logique. La fréquence du quartz étant passée à 8 Mhz, celle de travail du microprocesseur est à 4 Mhz. Il est alors nécessaire de la diviser par deux pour piloter le timer 8253, qui ne peut pas travailler à une fréquence supérieure à 2.5 Mhz.

Le circuit logique (Fig.4.3) reçoit sur ses entrées trois signaux issus du timer et trois signaux générés par le microprocesseur à travers le PPI 8255. Chacun d'eux est relatif à une phase et est activé par le sous programme d'interruption correspondant. En sortie, il génère les six signaux de commande, qui sont complémentaires deux à deux et pour les quels un temps mort est inclus. Ce circuit logique reçoit, toujours à travers le PPI, un signal d'initialisation qui permet de mettre à zéro les signaux de commande (A, \bar{A} , B, \bar{B} , C, \bar{C}).

2.4/ Interface opérateur

Le rôle de l'interface opérateur est de permettre la communication entre le système conçu et l'opérateur. Ce dernier transmet la fréquence de travail désirée, et par l'intermédiaire de commutateurs, il fait progresser, s'arrêter ou diminuer celle-ci. La valeur de la fréquence est lue sur trois afficheurs sept segments et sa variation se fait par pas de 0.5 Hz entre 00.0 et 60.0 Hz. L'opérateur peut sélectionner la progression ou la diminution par un commutateur, il peut aussi, à travers un bouton de marche / arrêt, figer la valeur affichée.

Le schéma synoptique de cette carte est donné à la figure 4.4.

Pour réaliser cette carte, nous avons utilisé trois compteurs / décompteurs décimaux CD 4029, dont deux sont reliés en cascade pour travailler entre 00 et 99 et sont réservés à la partie entière de la fréquence. Le troisième compteur est réservé à la partie fractionnaire. Leurs sorties sont reliées à trois afficheurs à sept segments (TIL 309).

Une horloge à base de NE 555 pilote les compteurs et une circuiterie logique permet de :

- envoyer l'horloge adéquate aux compteurs.
- inhiber le comptage à une valeur de 60.0 et le décomptage à 00.0.

Cette carte est reliée au microprocesseur à travers le port d'entrée / sortie. Huit bits sont nécessaires pour la partie entière et un bit pour la partie fractionnaire de la fréquence. Au début de chaque séance de travail, un signal d'initialisation est émis par le microprocesseur, à travers le port A, en direction de l'interface opérateur.

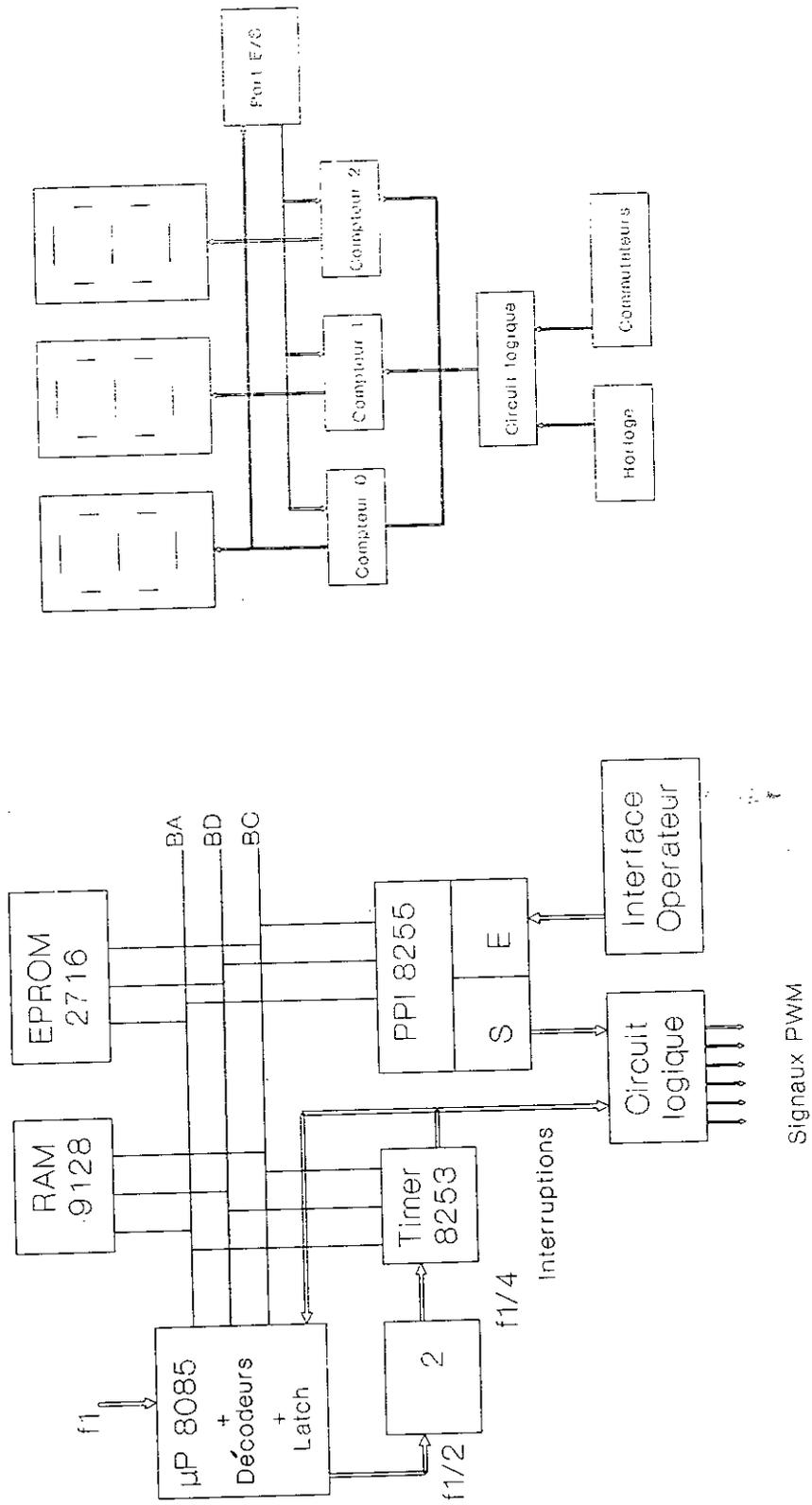


Fig4.4 Interface Opérateur

Fig4.3 Synoptique de la carte de commande version2

3/ REALISATION LOGICIELLE DE LA CARTE DE COMMANDE

3.1/ Description

Pour générer l'onde PWM correspondant à la stratégie suboptimale disposant d'une double symétrie, il faut calculer les durées des états hauts $t_p(k)$ et des états bas $t_o(k)$ et cela pour la moitié du cycle de cette onde. Ce calcul est fait à partir des tables de données TAB1 et TAB2 en EPROM. Le résultat est stocké dans l'une de deux tables, TAB3a ou TAB3b, en RAM.

Un programme en langage assembleur a été développé, il est constitué du programme principal et de sous-programmes relatifs aux interruptions. L'organigramme donné à la figure 4.5 illustre les différentes étapes de déroulement de ce programme.

La tâche du programme principal consiste à :

- **initialiser** le système
- **lire** la fréquence introduite par l'opérateur
- **former** la table de données en RAM, qui contient les $t_p(k)$ et les $t_o(k)$ correspondants à la fréquence lue.
- **générer** les six signaux de commande PWM grâce aux interruptions du timer.
- **scrûter** le port d'entrée, lorsqu'une nouvelle fréquence est introduite, une nouvelle table de données est formée, tout en continuant à générer l'onde PWM à la fréquence précédente. Passer à l'utilisation de la nouvelle table lorsque cette dernière est complètement formée. Un indicateur permet de guider le microprocesseur vers la génération des signaux de commande à partir de la table adéquate.

Le programme principal gère aussi les interruptions et active les sous-programmes correspondants. Les sous-programmes SP7, SP6 et SP5 relatifs respectivement aux interruptions RST7.5, RST6.5 et RST5.5 génèrent les signaux relatifs aux phases A, B et C. Lorsqu'ils sont sollicités, ils chargent la valeur suivante, lue dans la table de données, dans le décompteur correspondant du timer et activent les signaux nécessaires pour générer le temps mort.

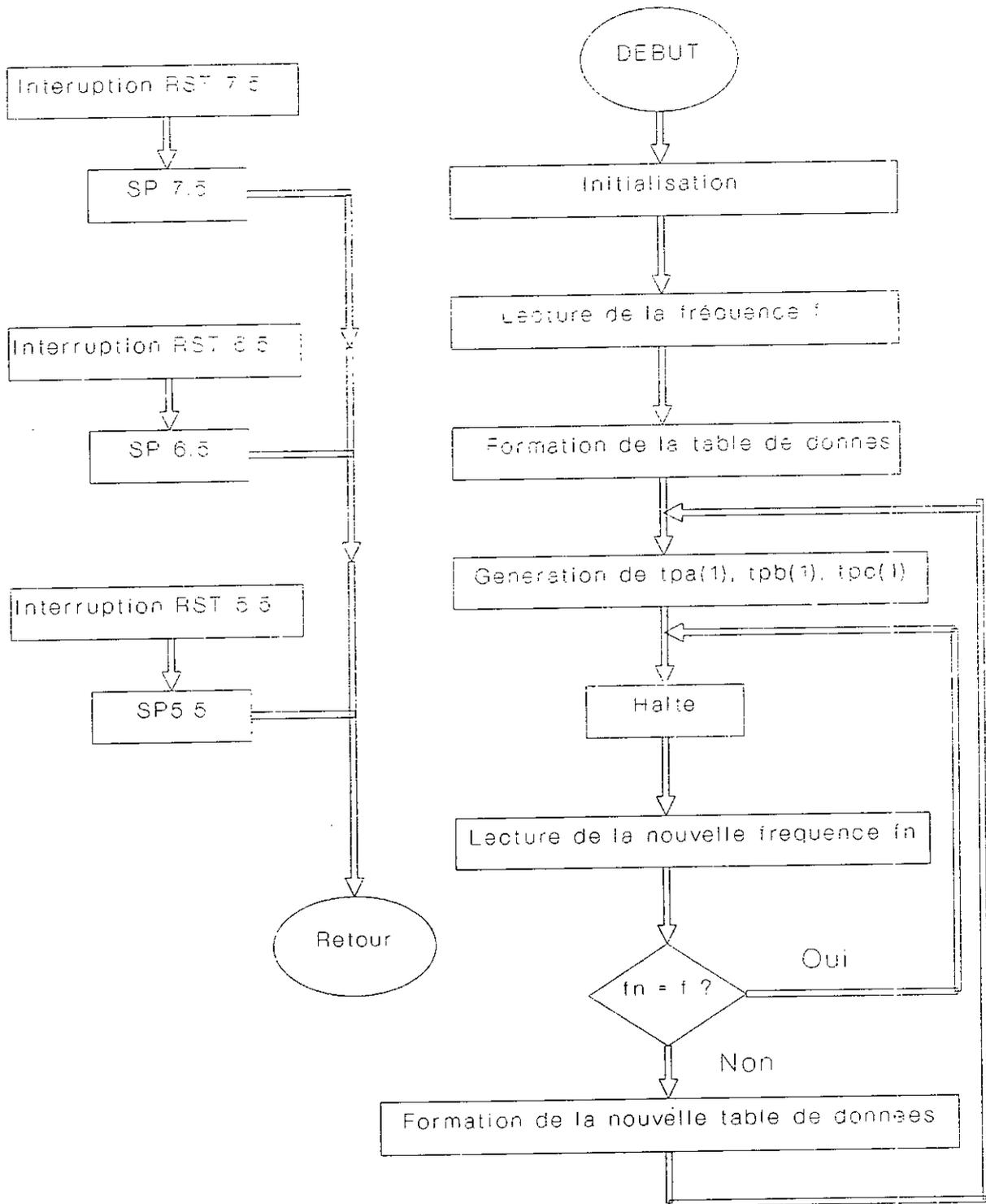


Fig4.6 Organigramme Principal (Assembleur)

3.2/ Initialisation

Elle consiste à configurer correctement l'ensemble des circuits constituant la carte de commande. Le timer 8253 est programmé en mode zéro, c'est à dire trois décompteurs à 16 bits. Le port d'entrée/sortie PPI 8255 est configuré en mode d'entrée/sortie de base (mode zéro). Le port A est programmé en sortie et les ports B et C en entrée. Le pointeur de pile est chargé par une adresse adéquate se trouvant en RAM. Certaines cases mémoire sont réservées comme zone de travail du microprocesseur et sont donc initialisées. Une mise à zéro des afficheurs de l'interface opérateur et des six signaux de commande (A, \bar{A} , B, \bar{B} , C, \bar{C}) est effectuée.

3.3/ Lecture de la fréquence

La lecture de la fréquence permet de générer l'onde PWM voulue par l'opérateur. Elle se fait par scrutation des ports B et C du PPI. Elle servira à déterminer la position en TAB1, dans laquelle est stockée la valeur correspondante de A(f). l'adresse cherchée est formée de deux octets. l'octet poids fort est fixe et la lecture de la fréquence permet de déterminer l'octet poids faible. La valeur de l'octet poids faible est définie par Pos :

$Pos = 4f - 2$, si la fréquence lue est entière.

$Pos = 4f$, sinon

Le port B fournit la partie entière de la fréquence, codée en hexadécimal sur huit bits. Il faut la convertir en son équivalent décimal. Diverses solutions existent. On a opté pour la conversion en utilisant une table de données, appelée TAB4, qui se trouve en mémoire EPROM. Cette méthode offre l'avantage de la rapidité.

Le port C permet de savoir si la fréquence lue contient une partie fractionnaire. Pour cela un seul bit de ce port suffit.

On a imposé à la fréquence d'évoluer entre 0 et 50 Hz, ainsi l'onde générée aura une fréquence de 50 Hz même si la valeur lue est supérieure à cette limite. Une fois la

fréquence lue et l'adresse calculée, on passe à la formation de la table de données, TAB3a ou TAB3b, située en RAM, qui sera utilisée pour générer l'onde PWM.

3.4/ Formation de la table de données

La formation de la table de données en RAM se fait en utilisant les valeurs stockées dans TAB1 et TAB2. TAB1 contient les valeurs de $A(f)$ donnée par l'équation VI.7, et TAB2 celles de $B(k)$ et de $C(k)$ données par les équations IV.8 et IV.9. TAB2 est organisée de la manière suivante :

$B(1), C(1), B(2), C(2), \dots, B(7), C(7), B(6), \dots, C(1), B(1).$

et cela, pour utiliser les propriétés de symétrie dont dispose la loi suboptimale.

L'addition ou la soustraction des valeurs de TAB1 et de celles de TAB2 permet de former l'une des tables TAB3a ou TAB3b en RAM. Les trois paires de registres dont dispose le 8085 sont utilisées comme pointeurs dans ces tables. La figure 4.6 résume l'organisation de ces tables.

3.5/ Sous-programme d'interruption

Les sous-programmes relatifs aux interruptions RST7.5, RST6.5 et RST5.5 sont identiques. Chacun d'eux est associé à une phase et permet de générer la paire de signaux de commande correspondants.

Pour générer une phase, la paire de registre HL est utilisée comme pointeur dans la table de données, TAB3a ou TAB3b selon l'état d'un indicateur testé à chaque appel du sous-programme, et permet d'y accéder de manière séquentielle. La valeur pointée est lue par le microprocesseur et est transférée dans le décompteur correspondant du timer. Le sous-programme a aussi pour tâche l'activation d'un signal, généré à travers le port A, qui, traité de manière convenable par une logique externe, permet de créer le temps mort de commutation. La figure 4.7 donne l'organigramme relatif au sous-programme de l'interruption RST7.5.

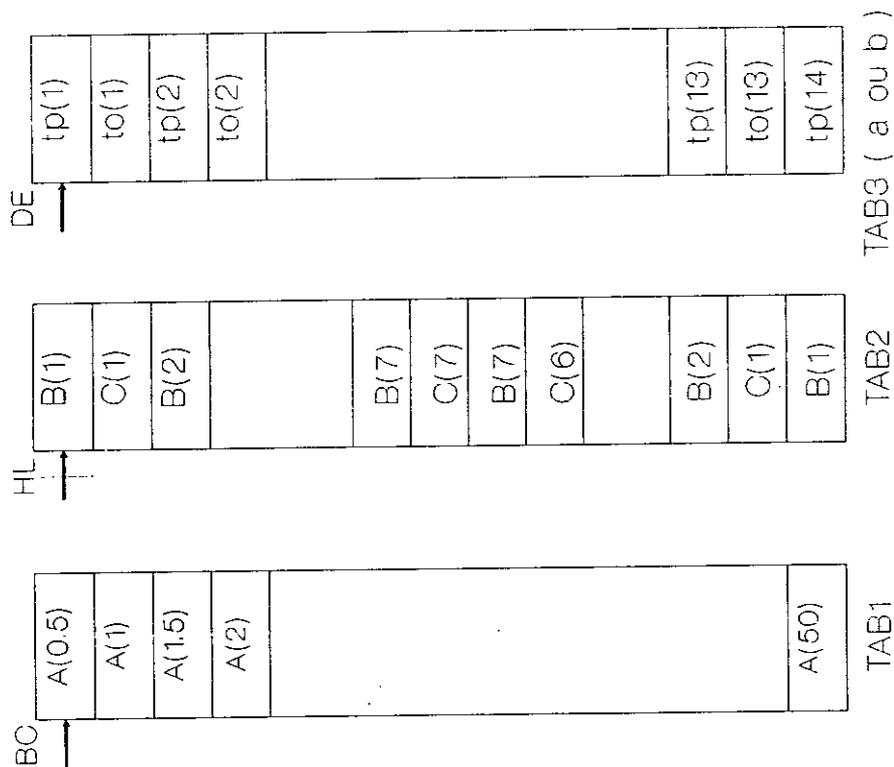


Fig4.6 Organisation des tables de données

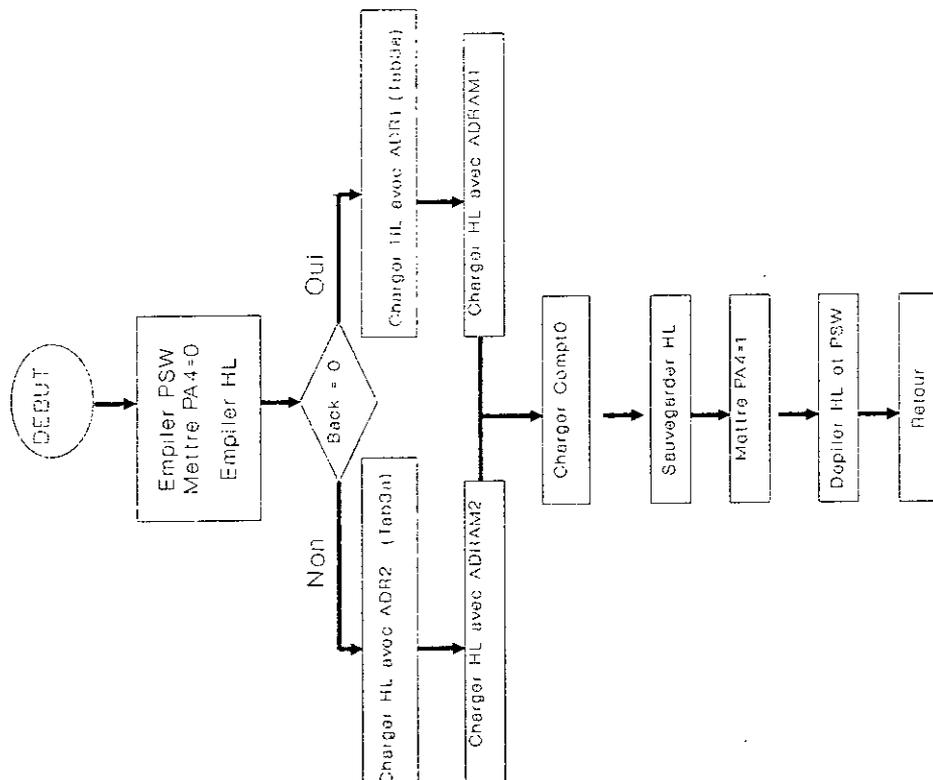


Fig4.7 : Organigramme du sous programme d'interruption RST 7.5

peut présenter une ondulation importante. L'amplitude de l'ondulation et sa forme dépendent aussi bien de la stratégie de commande adoptée que des conditions de fonctionnement. La tension qui doit être aussi proche que possible de celle d'une source idéale, présente des fluctuations.

Le filtre peut influencer sur la dynamique de l'ensemble onduleur - machine, pour cela, certains travaux en tiennent compte lors de la simulation [24].

Dans [25] a été présentée une procédure qui permet de dimensionner le filtre moyennant un compromis entre les différents paramètres, aux exigences contradictoires, du système.

Nous avons pris un condensateur C de 2000 μF , constitué par la mise en parallèle de 4 condensateurs de 500 μF et une bobine d'inductance (mesurée) de 18.8 mH. Le filtre ainsi constitué est un court-circuit à la fréquence $6 \cdot f_s$.

4.3/ Conversion continu-alternatif : Onduleur [31, 32, 33, 34, 35]

4.3.1/ Principe

Un onduleur est un convertisseur statique continu-alternatif. L'énergie électrique est acquise à partir d'une source continue et est transmise, de manière contrôlée, vers une charge à travers des interrupteurs permettant ainsi d'obtenir une grandeur alternative.

Dans les variateurs de vitesse, cette charge est représentée par un moteur alternatif, alimenté en tension ou en courant. L'alimentation doit se faire à amplitude et fréquence variables.

La figure 4.9 donne le schéma de principe d'un onduleur de tension triphasé constitué par six interrupteurs (dans ce cas des transistors) aux bornes des quels sont montées en antiparallèle des diodes. Ces diodes servent à assurer la continuité du courant dans la charge supposée inductive.

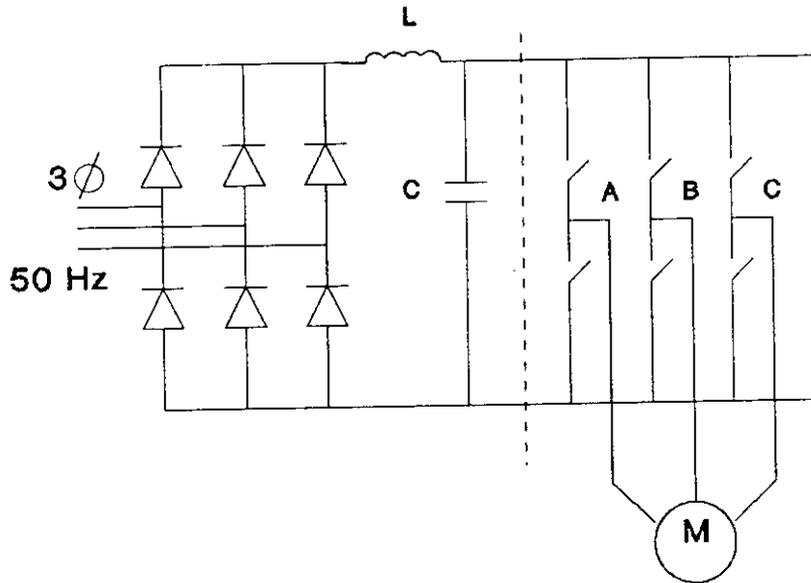


Fig4.8 : Schéma de l'alimentation de puissance

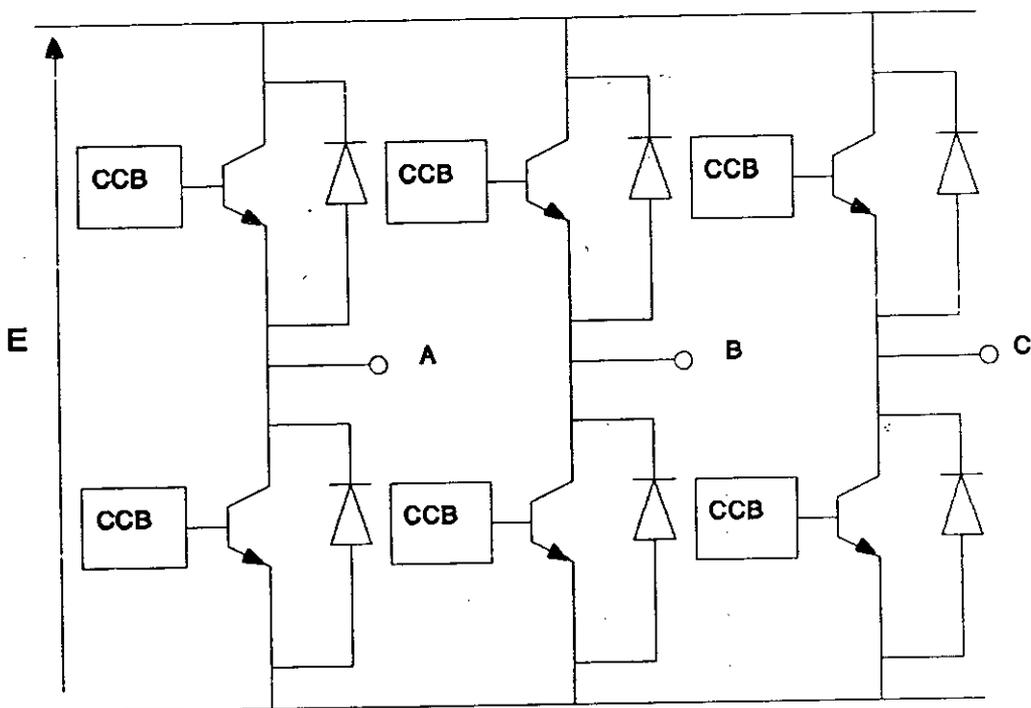


Fig4.9 Onduleur de tension
CCB : carte de commande de base

4.3.2/ Interrupteur de puissance

L'interrupteur de puissance est l'élément clef dans la conception de l'onduleur. L'application, notamment la fréquence de commutation et la puissance mise en jeux, dicte le choix d'une configuration, d'un type particulier d'interrupteur et le type de commande.

Les progrès réalisés dans le domaine des semi-conducteurs, surtout, l'amélioration du temps de commutation, des tensions supportées par l'interrupteur ainsi que le courant qui le traverse, ont permis de mettre à la disposition du concepteur un large choix de composants. Ce sont les progrès réalisés dans le domaine de la fabrication des circuits intégrés qui ont le plus favorisé la technologie des composants semi-conducteurs de puissance dont l'évolution (amélioration des performances) et la diversification (nouveaux composants) ont été importantes [22, 23].

La référence [22] présente une étude détaillée sur les composants de puissance et résume dans un tableau, l'ensemble des caractéristiques qui peuvent servir comme base de comparaison pour le choix d'un composant.

Pour notre part, nous avons opté pour le transistor de puissance, vu la commande PWM que nous avons retenue et la gamme de puissance de la charge.

4.3.3/ Le transistor de puissance

En électronique de puissance, on ne considère que le fonctionnement du transistor en régime de commutation, c'est à dire le transistor est soit bloqué, soit saturé. Quatre limites sont à prendre en considération :

- limites en courant,
- limites en tension,
- limites en second claquage,
- limites en température.

Ces limites permettent de déterminer l'aire de sécurité de fonctionnement du composant.

Lorsque le transistor est saturé, il est traversé par un courant et la tension à ses bornes, $V_{ce\ sat}$, est faible. Quand il est bloqué, il n'est parcouru que par un courant de fuite, qui est faible, et est soumis à une tension V_{ce} élevée. Lors de la commutation, courant et tension peuvent exister en même temps, d'où risque de destruction du transistor.

Les paramètres importants qui interviennent dans le choix d'un transistor sont le courant de collecteur I_c , admissible en régime saturé, la tension V_{ce} supportée par le transistor bloqué, ces paramètres sont en relation directe avec la puissance fournie à la charge, et les temps de commutation qui sont liés à la fréquence maximale que peut atteindre l'onduleur. Ces paramètres sont fournis par le fabricant.

En régime de saturation, le gain en courant du transistor de puissance, $\beta = I_c / I_b$, est faible (de l'ordre de 5 à 10). Ceci nécessite, parfois, d'utiliser le montage Darlington, dont le gain β est plus important et où le courant de base fourni par le transistor pilote au transistor de puissance est puisé de la source continue de haute tension.

Le transistor est un interrupteur commandable à l'ouverture et à la fermeture. Sa commande se fait par la base.

4.3.4/ Commande de base

La commande de base doit fournir un courant de base suffisant à la saturation du transistor lors de la fermeture, et extraire un courant lors de l'ouverture (ce courant est constitué par les charges stockées). La figure 4.10a donne la forme du courant qui doit être fourni par la commande de base pour obtenir un fonctionnement correct du transistor comme interrupteur:

- il faut fournir un courant I_{bsat} pendant la phase de conduction.
- pendant la phase transitoire de mise en conduction, le courant de base doit avoir un $d(i_b)/dt$ très grand avec dépassement de la valeur de I_{bsat} . Ceci permet une fermeture rapide.
- pendant la phase transitoire de blocage, les deux jonctions doivent s'ouvrir simultanément et donc la forme du courant de base doit être adaptée. L'application d'une

tension négative à la base permet d'extraire rapidement les charges stockées et assure une meilleure tenue en tension du composant.

La figure 4.10b donne le schéma de la commande de base adoptée. En entrée, se trouve l'optocoupleur qui assure l'isolation galvanique entre la partie commande logique (TTL) et la partie puissance. En sortie, un étage push-pull à transistor fournit des signaux amplifiés en courant et en tension. Lorsqu'un signal logique haut est appliqué à l'entrée de l'optocoupleur, les transistors T1, T2 et T3 sont saturés alors que T4 est bloqué. Un courant de base est alors fourni au transistor de puissance, permettant sa mise en conduction. Pour diminuer le temps de mise en conduction, le circuit constitué par R8, R9 et C2 est placé à la sortie de l'étage push-pull. Si un signal de bas niveau se trouve à l'entrée de l'optocoupleur, les transistors T1, T2 et T3 sont bloqués tandis que T4 est saturé. Une tension négative est appliquée à la base du transistor de puissance, et permet d'évacuer les charges stockées à travers le courant collecteur de T4. Ce courant est limité par la résistance bobinée R7.

Cette carte est alimentée avec deux tensions continue l'une positive (+8 V) et l'autre négative (-5 V).

4.3.5/ Le circuit d'aide à la commutation: CALC

Le transistor de puissance n'est pas vulnérable dans les états de saturation (passage du courant seul) ou de blocage (application d'une tension seule). Par contre, lors de la commutation, c'est à dire le passage d'un état vers l'autre, il est traversé par un courant en présence d'une tension, ce qui entraîne des pertes importantes et risque de porter le point de fonctionnement hors de l'aire de sécurité.

Le rôle des réseaux d'aide à la commutation (CALC) est de limiter la variation du courant, $d(i_c)/dt$ lors de la fermeture, et la variation de tension $d(v_{ce})/dt$ lors de l'ouverture, pour permettre au transistor une commutation sans danger.

La limitation du courant est obtenue à l'aide d'une bobine montée en série avec l'interrupteur, celle de la tension à l'aide d'un condensateur monté en parallèle avec

l'interrupteur.

Dans notre cas, la nature inductive de la charge permet de se passer CALC à la fermeture.

4.3.6/ Alimentations stabilisées

Une tension continue stabilisée est nécessaire pour alimenter la carte de commande de base. En effet, celle-ci reçoit les signaux TTL issus de la carte de commande logique et doit les amplifier, surtout en courant, avant d'attaquer les transistors de puissance.

Une alimentation stabilisée classique a été adoptée, où la régulation se fait par un régulateur intégré (Fig.4.11). Cette alimentation fournit deux tensions (+8 V) et (-5 V).

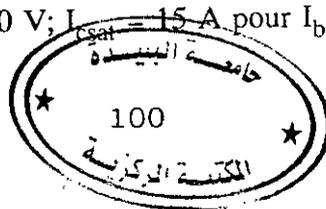
A noter que pour un onduleur triphasé, il faut au moins quatre alimentations stabilisées indépendantes et cela afin d'éviter le court-circuit de la charge et la destruction des interrupteurs. Il faut alors utiliser le concept de masses flottantes, d'où l'emploi d'autant d'alimentation. Nous avons utilisé quatre alimentations stabilisées, dont trois sont identiques et serviront à alimenter les étages de préamplification des interrupteurs de haut (Fig.4.9). La quatrième est dimensionnée pour fournir plus de courant, pour alimenter les étages préamplificateurs des interrupteurs de bas (Fig.4.9).

4.3.7/ Dimensionnement des transistors

L'alimentation de puissance doit fournir une tension de 500 V, le courant par phase doit être de l'ordre de 7 A, donc le courant I_{max} est de l'ordre de 10 A. La fréquence maximale de commutation est : $F = f \cdot P = 50 \cdot 27 = 1350$ Hz.

Le transistor à choisir doit être rapide, avoir un I_{csat} supérieur à 12.5 A et un V_{cex} supérieur à 500 V. Le BUV 48 A convient, en effet ses caractéristiques sont :

$$V_{ccsus} = 450 \text{ V}; V_{cex} = 1000 \text{ V}; I_{csat} = 15 \text{ A pour } I_b = 4 \text{ A.}$$



4/ REALISATION DU CONVERTISSEUR ALTERNATIF-ALTERNATIF

4.1/ Principe

Le schéma de principe de l'alimentation de puissance est donné à la figure 4.8. Il s'agit d'un convertisseur alternatif - alternatif à deux étages. Le premier étage est consacré à la conversion alternatif - continu et est constitué du pont redresseur suivi du filtre. Le deuxième est l'étage de conversion continu-alternatif, constitué par l'onduleur.

4.2/ Conversion alternatif-continu

4.2.1/ Redressement

Il s'agit de redresser le secteur triphasé, pour cela un pont triphasé double (PD3) est utilisé (Fig.4.8). L'avantage du PD3 est de fournir une tension redressée dont la valeur moyenne est la plus élevée et dont l'ondulation est la plus faible, comparativement aux autres montages redresseurs (P3 ou PD2). Le développement en série de Fourier de la tension redressée fournie par le PD3 donne une valeur moyenne V_{moy} et des harmoniques. Le premier harmonique est à la fréquence $6f_s$ où f_s est la fréquence du secteur.

$$V_{moy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max} ; \text{ avec } V_{max} : \text{ amplitude maximale de la tension de phase}$$

En contrepartie, les diodes doivent supporter une tension inverse plus importante, égales à $2 V_{max}$.

Des diodes SKN 100/12 sont utilisées pour réaliser ce pont.

4.2.2/ Filtrage

Le filtrage de la tension fournie par le PD3 est réalisé à l'aide d'un filtre LC. L'inductance L est nécessaire pour lisser le courant, le condensateur C permet de limiter les variations de la tension.

Ce filtre est soumis à une fréquence variable du côté de la machine ce qui pose certains problèmes pour sa réalisation. Ainsi, le courant fourni à l'entrée de l'onduleur

$t_f = 0.4 \mu\text{S}$ (temps d'ouverture); $t_s = 4 \mu\text{S}$ (temps de stockage).

Le montage Darlington et la commande à V_{bc} négative sont nécessaires. Le transistor pilote doit avoir des caractéristiques analogues à celles du transistor de puissance. Le BU426A est choisi, ses caractéristiques sont :

$V_{ccsus} = 400 \text{ V}$; $V_{ceX} = 900 \text{ V}$; $I_{csat} = 6 \text{ A}$ pour $I_b = 2 \text{ A}$.

$t_f = 0.15 \mu\text{S}$ (temps d'ouverture); $t_s = 2 \mu\text{S}$ (temps de stockage).

La paire de transistors complémentaires de l'étage push-pull de la commande de base, le BD139 et le BD140 dont le I_{csat} est de 1.5 A, sont suffisants pour commander le BU 426A.

Les diodes de roue libre et du CALC doivent avoir les mêmes caractéristiques en courant et en tension que le transistor de puissance et surtout être très rapides.

Le CALC utilisé sert lors de l'ouverture du transistor. Le choix des valeurs de R_c et C_c est soumis à certaines contraintes, la constante de temps $R_c C_c$ doit être inférieure à t_{min} , la plus courte durée d'impulsion, pour que le condensateur ait le temps de se décharger avant la prochaine impulsion. Un facteur de 3 est utilisé ($3 R_c C_c \leq t_{min} = 41.5 \mu\text{S}$). C_c est choisi de manière qu'au bout d'un temps t_f sa charge ne soit pas totale et que la tension à ses bornes n'a pas encore atteint la valeur de la tension d'alimentation. Les valeurs suivantes sont prises

$C_c = 0.1 \mu\text{F}$ et $R_c = 100 \Omega$.

4.3.8/ Schéma de l'interrupteur

La figure 4.12 donne le schéma électrique de l'interrupteur adopté. Il est constitué de deux transistors T_d et T_p , montés en Darlington. La diode D_{rl} assure la continuité du courant lors du blocage du transistor de puissance. La diode D_c est utilisée pour équilibrer la répartition des courants entre les transistors T_d et T_p . La diode D_c , la résistance R_c et le condensateur C_c assurent la fonction du CALC.

Pour l'onduleur triphasé six interrupteurs sont nécessaires, le schéma complet est donné en annexe 3.

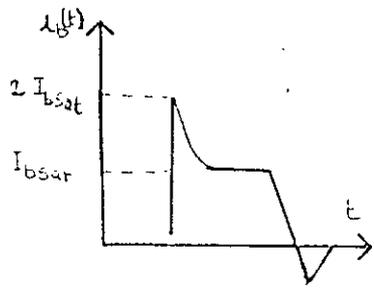


Fig4.10a Forme du courant $i_b(t)$

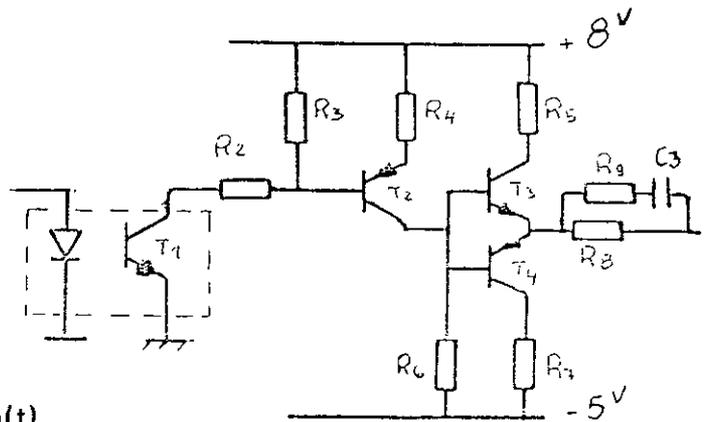


Fig4.10b Schéma de la commande de base

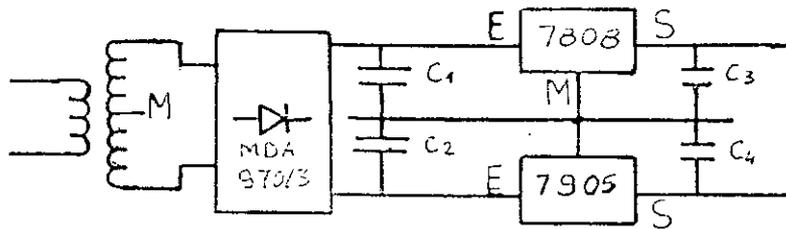


Fig4.11 Schéma de l'alimentation stabilisée

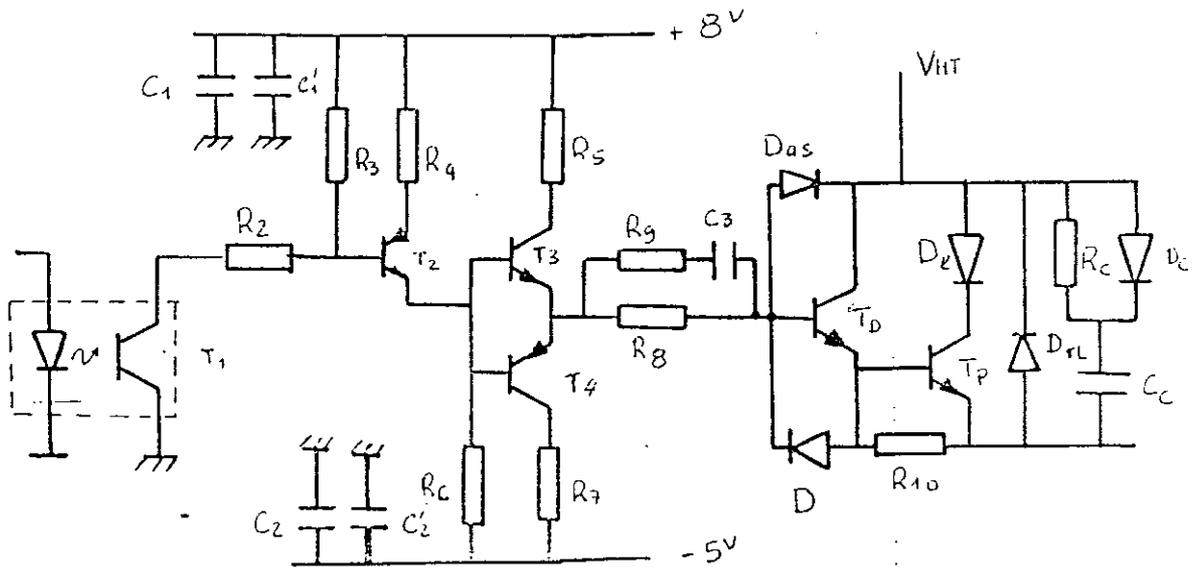


Fig4.12 Schéma de l'interrupteur complet

CONCLUSION

Ce chapitre a été consacré à la réalisation de la carte de commande et de l'alimentation de puissance. Dans un premier temps, l'implémentation par microprocesseur de la stratégie suboptimale a été abordée. L'utilisation de la configuration microprocesseur - mémoire - timer permet d'implémenter efficacement cette stratégie. Ensuite, le convertisseur statique, formé de deux parties, l'une consacrée à la conversion alternatif - continu, l'autre à l'onduleur a été étudiée et réalisée.

L'étude expérimentale du variateur de vitesse fait l'objet du prochain chapitre.

Chapitre 5

~~Vérification expérimentale~~

INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à la vérification expérimentale de la maquette réalisée. La carte de commande à base de microprocesseur est testée. Pour l'aspect logiciel, les durées d'exécution de certaines parties vitales du programme sont évaluées. Pour l'aspect matériel, les signaux PWM générés par cette carte sont donnés pour deux valeurs de la fréquence, 5 Hz et 40 Hz, respectivement et pour un ratio de fréquence P égal à 27. Ensuite, est présentée, l'amplification de ces signaux par la carte de commande de base. Un interrupteur de puissance est testé en charge et les formes des signaux obtenus dans deux cas, charge R et charge R-L, sont donnés. Finalement, les essais de l'association carte de commande-onduleur-moteur asynchrone, qui constitue le variateur de vitesse, sont effectués.

1/ TEST DE LA CARTE DE COMMANDE

1.1/ Déroulement du programme

Les plus importantes tâches logicielles que la carte doit réaliser sont les suivantes:

-**La génération des signaux PWM triphasés.** Cette tâche se traduit par l'exécution des sous-programmes d'interruption SP7, SP6 et SP5. Le microprocesseur, pour ne pas déformer les signaux générés, doit exécuter chacun de ces sous-programmes en un temps minimal. La durée d'exécution de l'un d'eux est de $231 T$, où T est le cycle machine de base. Cela se produit dans le cas le plus défavorable, c'est à dire, lorsque, pour les instructions, telles que celles de saut, dont les durées d'exécution peuvent être différentes, la durée maximale est considérée. Dans notre cas le microprocesseur est piloté par une horloge de 8 MHz et le cycle de base est alors de $0.25 \mu S$. La durée d'exécution de l'un de ces sous programmes est de $57.75 \mu S$.

-**La formation d'une table de données en RAM.** Cette tâche est effectuée lorsqu'un changement, de la fréquence voulue par l'opérateur, est détecté. Elle nécessite $2478 T$, soit $619.5 \mu S$ et cela toujours dans le cas le plus défavorable.

Il faut noter que :

-**Les sous-programmes SP7, SP6 et SP5 sont identiques.** Ceci permet de générer des signaux de commande aussi fidèles que possible et de là, garder la symétrie du système triphasé.

-Lors de la formation de la table de données en RAM, la table en cours d'utilisation reste valide. Le changement est effectué lorsque la nouvelle table est entièrement remplie.

1.2/ Génération des signaux de commande

Les photos F1 et F2 (voir page 108) donnent les **signaux de commande (TTL)** générés par la carte à microprocesseur. Ils correspondent à la phase A (en haut) et à la phase B (en bas) et sont pris simultanément. Pour la photo F1, ils ont une fréquence égale à 5 Hz et elle est égale à 40 Hz pour F2. Ces signaux sont identiques et déphasés. Le déphasage est plus net pour F2. Ceci permet de dire que la carte à microprocesseur fonctionne correctement et pour toute la plage de la fréquence (0 à 50 Hz).

2/ TEST DE LA CARTE DE COMMANDE DE BASE

Le rôle de la carte de commande de base est de fournir les signaux adéquats pour attaquer l'interrupteur de puissance. Ce sont les signaux générés par la carte de commande, amplifiés à +8 Volts (pour fermer l'interrupteur) et à -5 Volts (pour l'ouvrir). Les photos F3 et F4 (voir page 109) donnent les signaux fournis par cette carte, pour 5 Hz et 40 Hz respectivement.

Ces photos montrent le bon fonctionnement de la préamplification (carte de commande de base). Le trait continu horizontal sur F3 et F4 indique le zéro Volt, pris comme référence, pour montrer les niveaux positif (+8 V) et négatif (-5 V).

3/ TEST DE L'INTERRUPTEUR

3.1/ Test sur charge R

L'interrupteur a été testé avec une charge R, il a très bien fonctionné. Ses transistors, qui sont montés en Darlington, ont répondu correctement à la commande PWM qui leur est appliquée. Les photos F5 et F6 (voir page 110), prises pour une charge R (résistance bobinée de puissance de valeur 84Ω) et une tension continue d'alimentation d'environ 200 V et pour deux valeurs de la fréquence modulante (f égale à 5 Hz pour F5 et f égale à 40 Hz pour F6) illustrent le bon fonctionnement de cet interrupteur. Aux bornes de la charge,

la valeur moyenne mesurée de la tension est de 107 V alors que le courant est de 1.2 A.

Ces photos montrent des pics de tension qui se produisent lors de la commutation et sont plus prononcés lors de la fermeture. Ces pics proviennent des différentes inductances parasites du montage et peuvent être dangereux si leur amplitude dépasse la valeur tolérée par les transistors.

3.2/ Test sur charge R-L

Une bobine d'inductance L de 0.4 H et de résistance 10 Ω est placée en série avec la charge R précédente.

Les photos F7 et F8 (voir page 111) donnent la forme du signal obtenu aux bornes de cette charge R-L. Ces photos montrent l'influence de la bobine sur la création des pics de tension, très prononcés dans ce cas.

4/ TEST DE LA SOURCE CONTINUE D'ALIMENTATION

La source continue d'alimentation formée d'un pont redresseur suivi d'un filtre LC a été testée dans le cas d'une charge R.

La photo F9 (voir page 112) montre la tension continue délivrée par cette source. Cette tension est lisse, mais en réalité, elle présente des fluctuations. Pour mettre en évidence les ondulations, la photo F10 (voir page 112) a été prise avec l'oscilloscope branché en mode alternatif, pour éliminer la composante continue. Les ondulations, bien que présentes, ont une faible amplitude. Ces ondulations sont causées par la charge-décharge du condensateur C.

Pour la charge R de 84 Ω , les valeurs mesurées sont un courant de 3.8 A, qui la traverse, alors que la tension entre phases, à l'entrée du pont redresseur, est de 300 V.

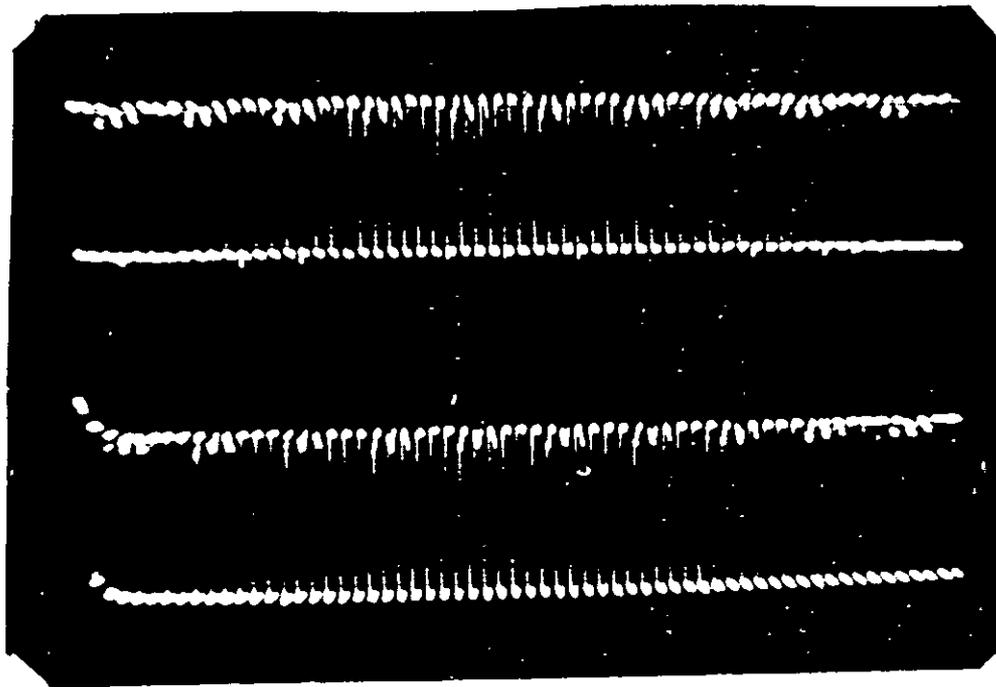


Photo F1 Signaux des phases A et B
 $f = 5 \text{ Hz}$

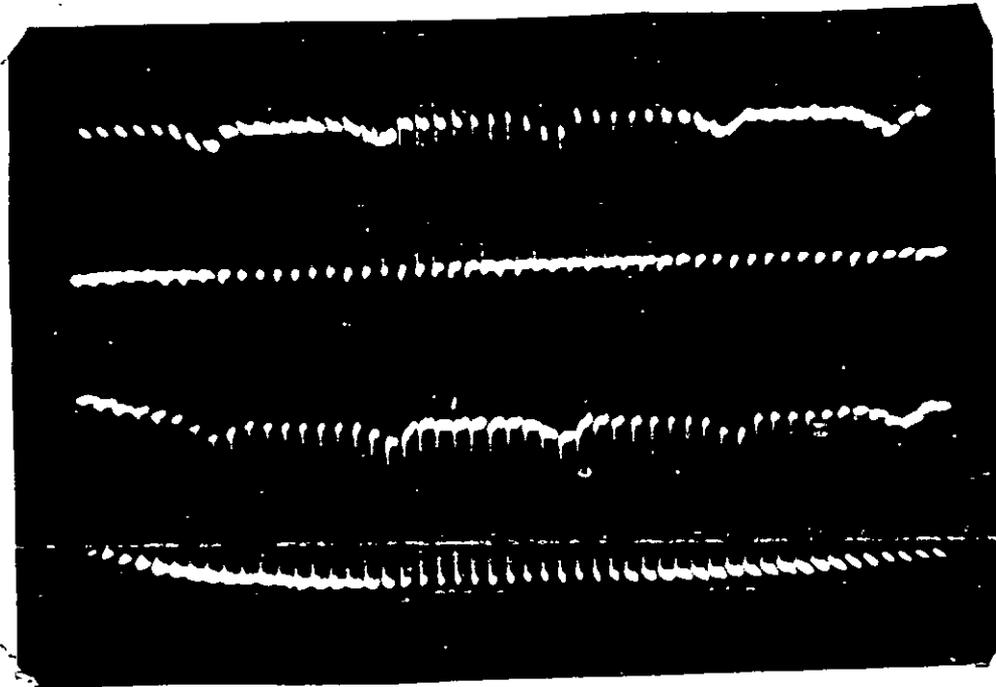


Photo F2 Signaux des phases A et B
 $f = 40 \text{ Hz}$

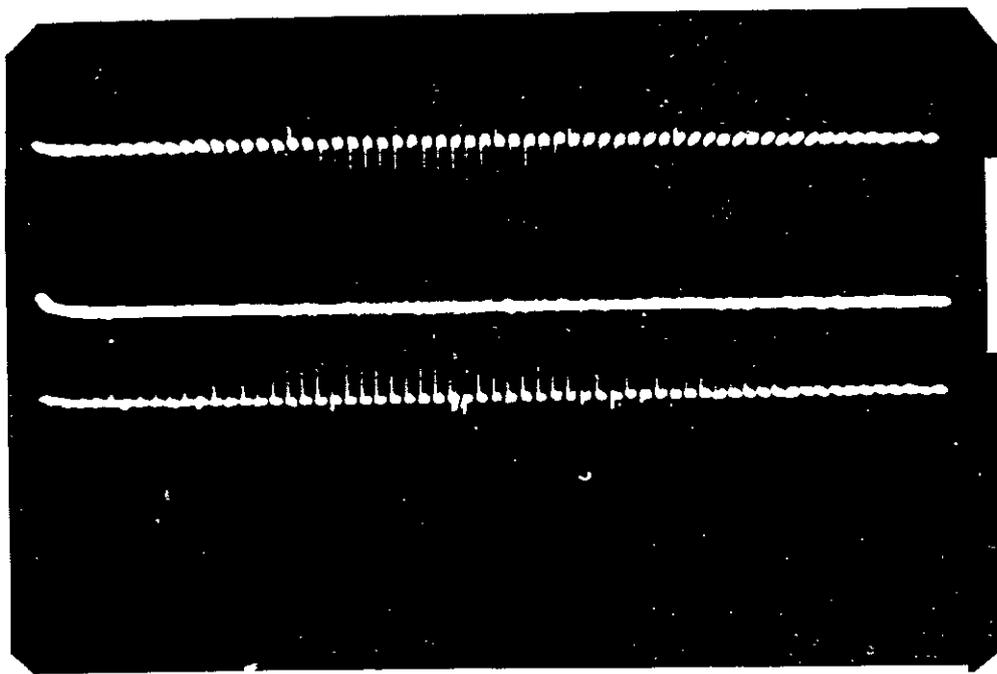


Photo F3 Signal fourni par la CCB

$f = 5 \text{ Hz}$, CCB:carte de commande de base

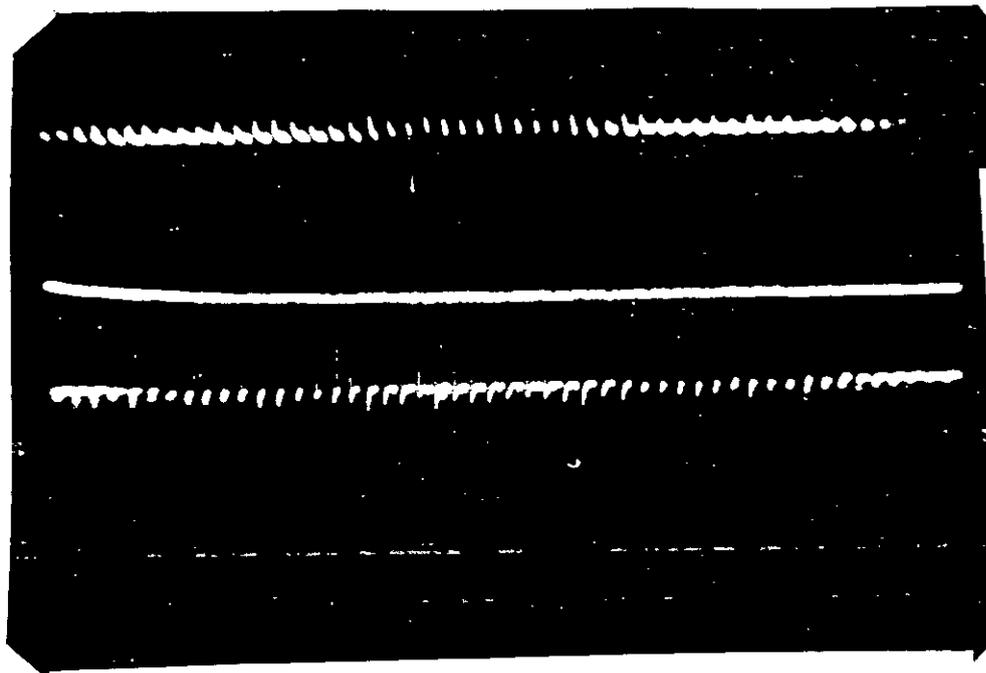
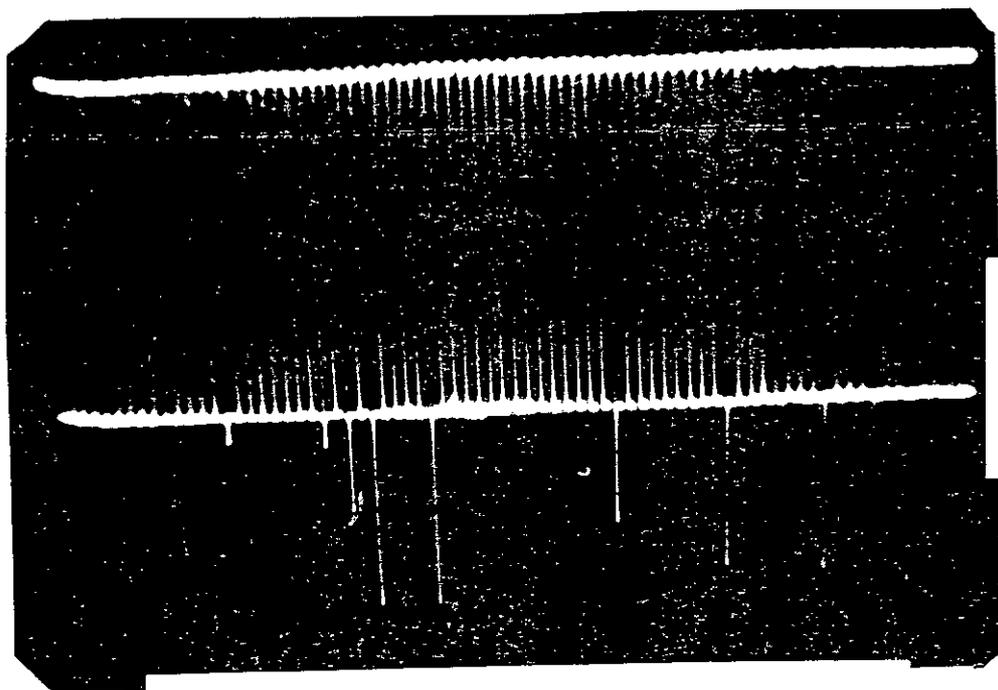


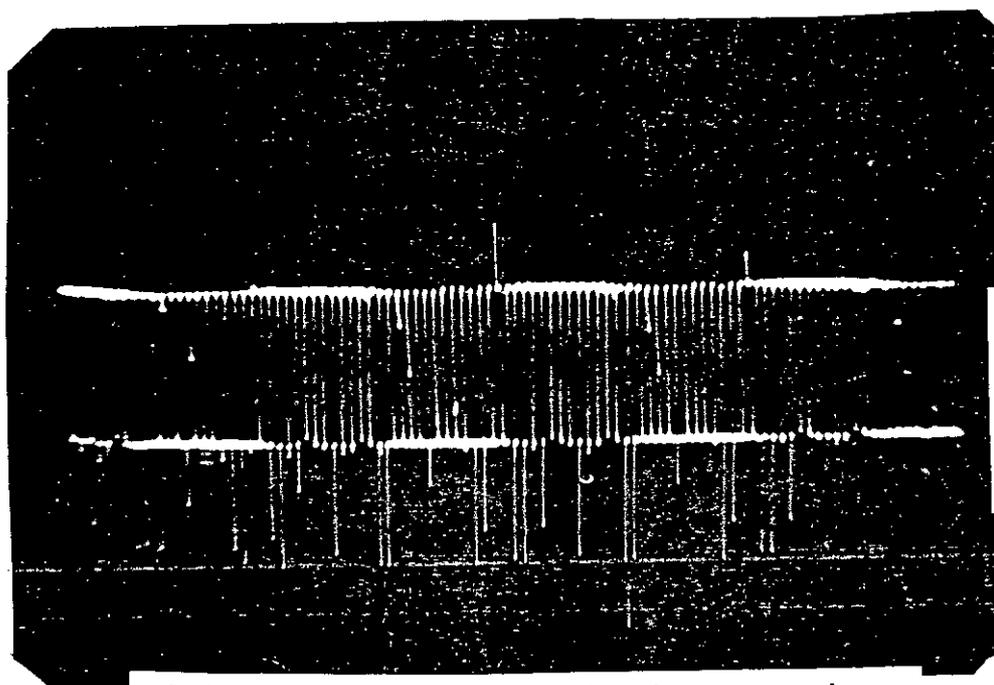
Photo F4 Signal fourni par la CCB

$f = 40 \text{ Hz}$



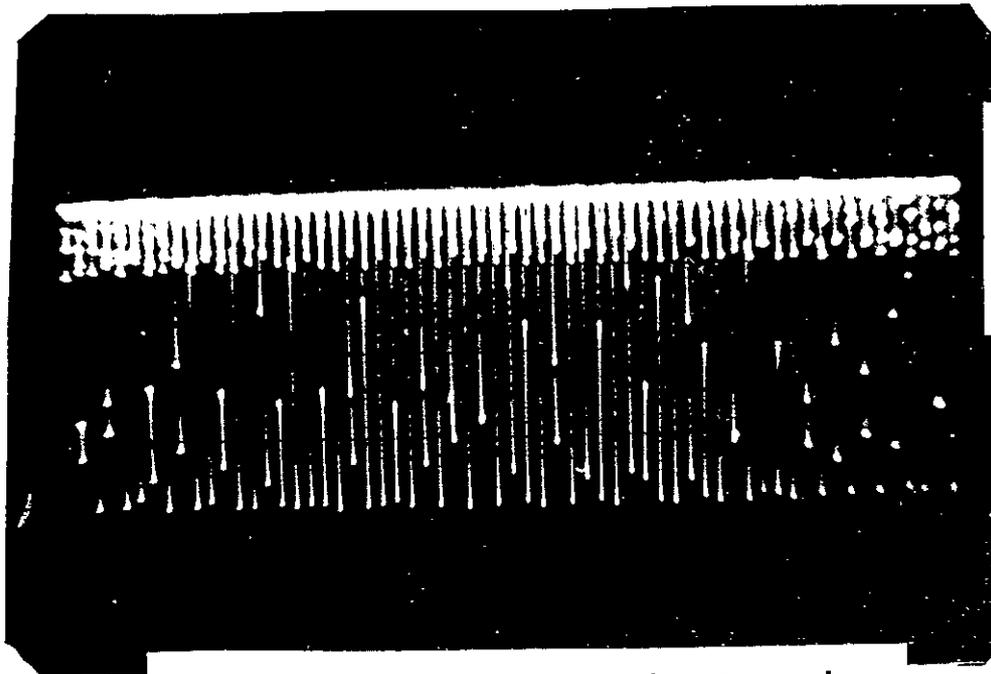
Phot F5 Forme de la tension

Charge R , $f = 5 \text{ Hz}$



Phot F6 Forme de la tension

Charge R , $f = 40 \text{ Hz}$



Phot F7 Forme de la tension

Charge R-L , $f = 5\text{ Hz}$

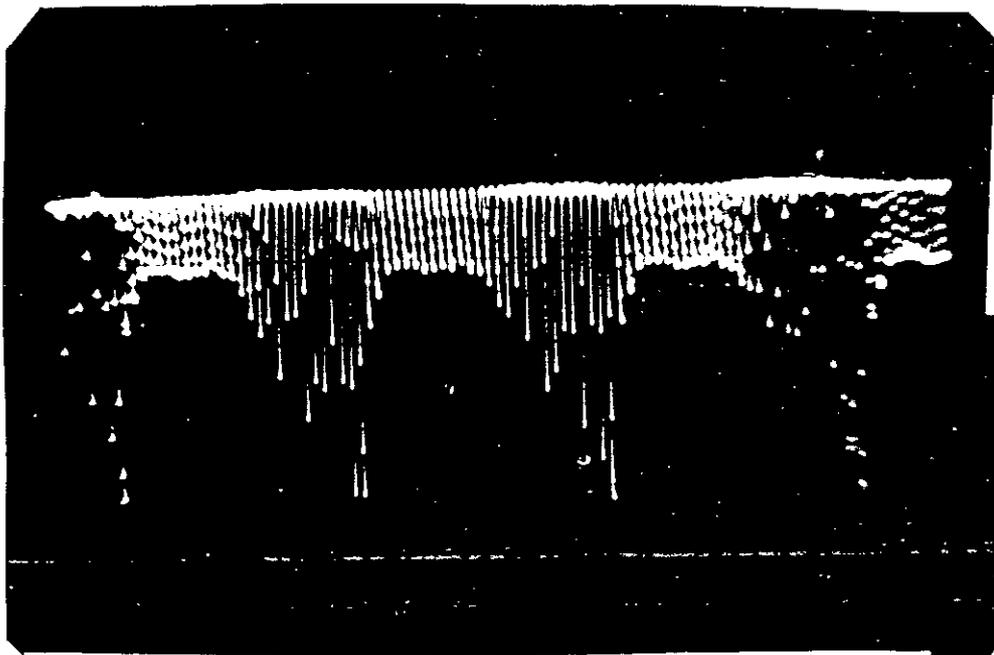


Photo F8 Forme de la tension

Charge R-L , $f = 40\text{ Hz}$

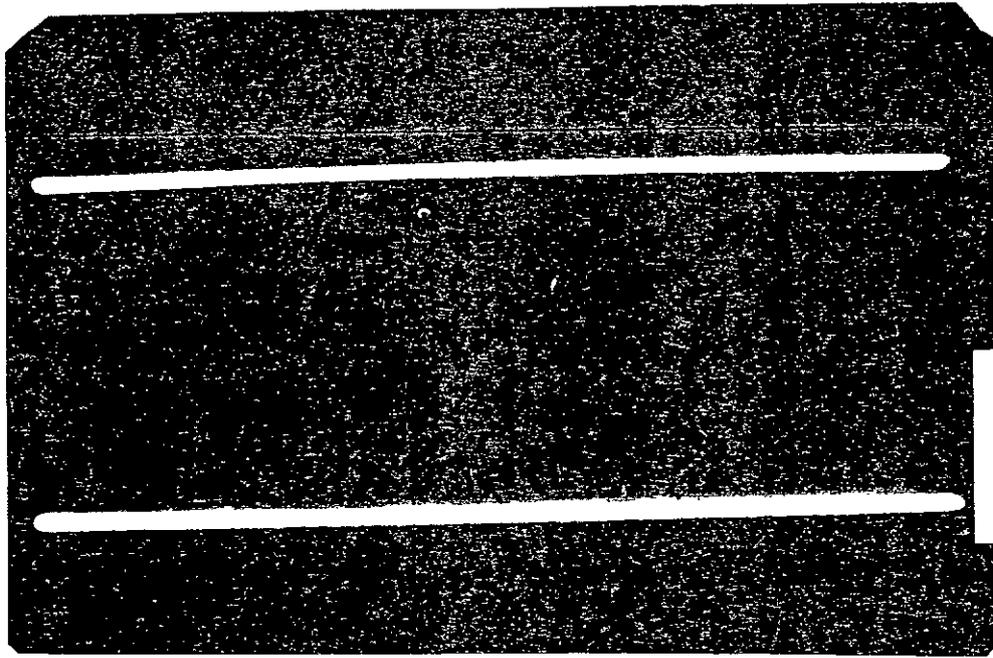


Photo F9 Tension continue d'alimentation

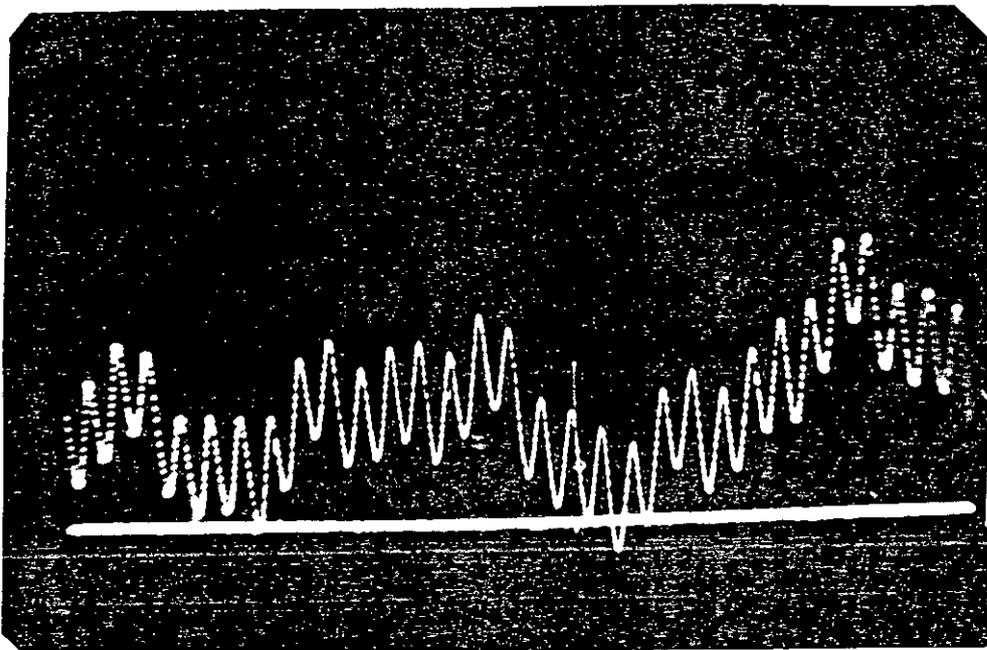


Photo F10 ondulation de la source continue

5/ Test de l'onduleur chargé par un moteur asynchrone

La maquette expérimentale complète (carte à microprocesseur et onduleur chargé par un moteur asynchrone) est testée. Les essais ont été effectués pour toute la plage de la fréquence. Les relevés du courant à l'entrée de l'onduleur et du courant et de la tension de ligne ont été réalisés. Les relevés des courants se font par l'intermédiaire de shunts placés en série. Aux bornes du shunt une tension est relevée qui est l'image du courant à visualiser. La photo F11 donne la tension de ligne aux bornes du moteur. La photo F12 montre le courant de ligne et la photo F13 visualise le courant à l'entrée de l'onduleur. Ces photos illustrent le fonctionnement de la maquette pour une fréquence affichée de 40 Hz.

La tension de ligne (F11) est formée d'impulsions de largeurs variables et contient des pics , dus aux différentes inductances parasites du montage. Le courant de ligne a une allure sinusoïdale (F12). Le courant à l'entrée de l'onduleur est haché et présente des parties négatives (F13). Ces résultats sont conformes à ceux donnés par la simulation (chapitre 3). Les caractéristiques du moteur utilisé sont données en annexe 4.

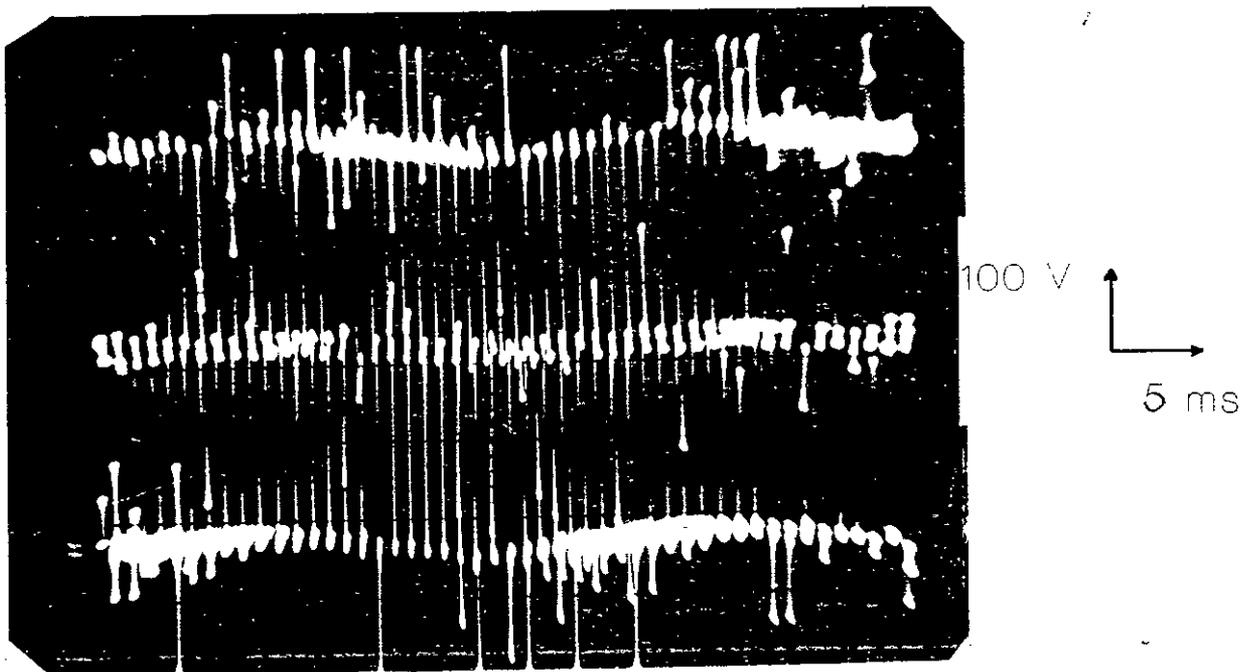


PHOTO F11 TENSION DE LIGNE
AUX BORNES DU MOTEUR, $f=40$ Hz

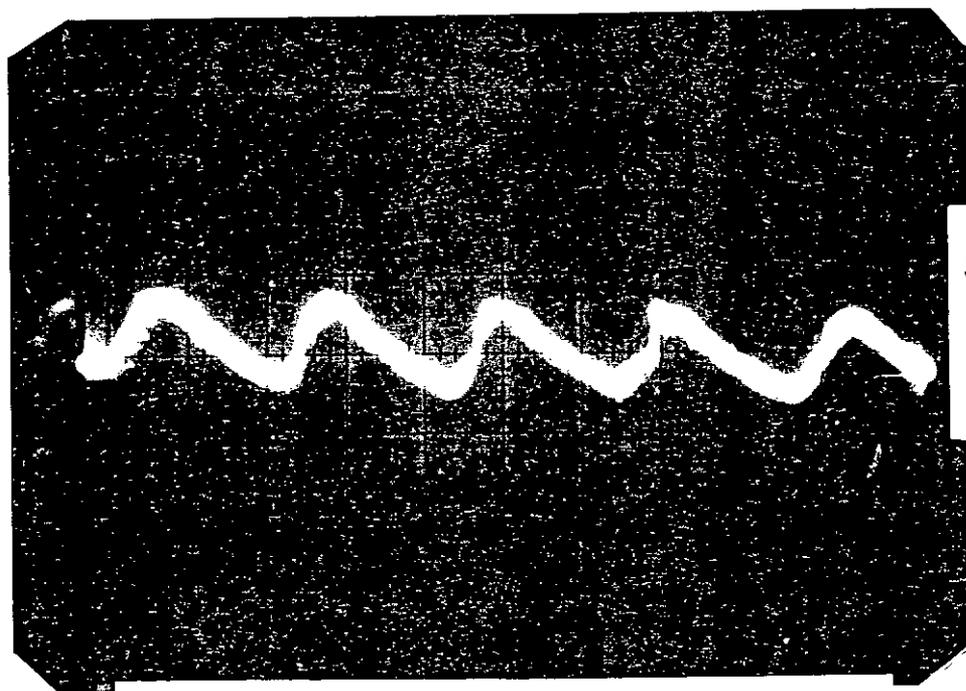


PHOTO F12 COURANT DE LIGNE
 $f = 40\text{Hz}$

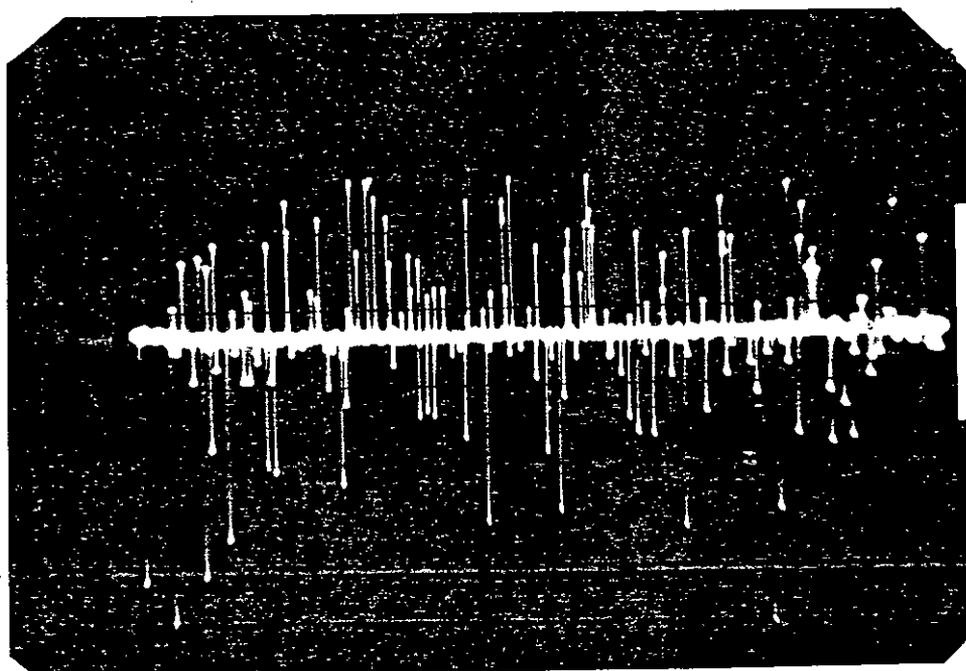


PHOTO F13* COURANT à L'ENTREE DE L'ONDULEUR
 $f=40\text{ Hz}$

CONCLUSION

Dans ce chapitre, les essais expérimentaux effectués sur la maquette réalisée, ont été présentés. Ces tests concernent, en premier lieu, la carte de commande à base de microprocesseur, l'étage de préamplification constitué par la carte de commande de base et finalement l'interrupteur de puissance. Ces étages ayant correctement fonctionné, l'étape suivante, a été le test de l'onduleur chargé par un moteur asynchrone. Les résultats obtenus sont conformes à ceux donnés par la simulation. Le bon fonctionnement de l'ensemble a été illustré par des photos.

CONCLUSION GENERALE

Le moteur à induction, grâce à ses qualités (robustesse, absence de collecteur mécanique, prix de revient, ...), présente une solution intéressante dans le domaine des variateurs de vitesse. Alimenté par convertisseur statique, il peut concurrencer avantageusement les autres types de moteurs. Bien que sa commande pose des difficultés, les progrès réalisés dans le domaine des microprocesseurs et des semi-conducteurs de puissance, permettent d'implémenter des algorithmes de commande performants.

Nous avons analysé différentes stratégies de commande, et celles basées sur la modulation en largeur des impulsions à échantillonnage régulier présentent quelques avantages:

- les largeurs des impulsions sont décrites par des équations simples.
- possibilité d'une implémentation efficace par microprocesseur
- dans le signal de sortie, les harmoniques significatifs sont la porteuse et ses bandes

latérales

Ceci nous a conduit à simuler certaines de ces stratégies. La stratégie suboptimale, jugée intéressante, a été retenue. Ensuite nous avons simulé le comportement du moteur avec la stratégie en créneau et la stratégie suboptimale. Nous avons pu voir, à travers les résultats obtenus, que pour cette dernière les courants ne présentent pas de pics et s'approchent de la sinusoïde et que le couple est moins pulsatoire.

Pour les stratégies à échantillonnage régulier, le ratio de fréquence P est un paramètre important. En effet, c'est P qui détermine le nombre de commutation par cycle, donc les pertes par commutation dans les interrupteurs de puissance, ainsi que la valeur de la fréquence porteuse et donc le rang des harmoniques significatifs présents dans le signal

de sortie. P doit résulter d'un compromis entre ces contraintes.

Nous avons conçu et réalisé une carte à base du microprocesseur 8085 pour implémenter la stratégie suboptimale dans le cas où P est égal à 27. Il est évident qu'elle peut fonctionner pour toute autre valeur de P et pour toute stratégie décrite par les équations donnant les largeurs des impulsions, en particulier, les stratégies basées sur la modulation sinusoïdale à échantillonnage régulier. Nous avons également étudié et réalisé un onduleur de tension triphasé à transistors. Des tests ont été effectués, d'abord sur la carte de commande et sur un interrupteur destiné à cet onduleur dans deux cas, avec charge R et avec charge $R-L$, ensuite sur l'onduleur chargé par une machine asynchrone.

Les résultats obtenus lors des tests pratiques sont conformes avec ceux de la simulation. La commande en boucle ouverte et à flux constant, de la vitesse du moteur à induction a pu être efficacement implémentée par microprocesseur.

Certaines améliorations peuvent être apportées au travail présenté, tel que :

- l'utilisation d'un P variable. P sera grand pour les basses fréquences et petit pour les fréquences élevées.
- l'utilisation d'un microprocesseur plus puissant et plus rapide.
- une boucle de retour peut être envisagée pour réaliser l'autopilotage.

Le moteur à induction alimenté par convertisseur statique est décrit par un modèle couplé et non-linéaire et ses paramètres varient, dans de larges proportions, au cours du fonctionnement, et pour des applications où de hautes performances sont exigées, d'autres concepts de commande, telles que la commande vectorielle, la commande par mode de glissement, ...etc, qui sont plus performantes mais aussi plus exigeantes en matériel peuvent être mises en oeuvre. Ceci ouvre des perspectives très intéressantes pour le moteur à induction dans le domaine des actionneurs électriques.

BIBLIOGRAPHIE

- 1/ **B.K. BOSE**
" Adjustable-speed AC drives: A technology status review ".
Proceedings of the IEEE, Vol 70, N°2, February 1982.
- 2/ **W. LEONHARD**
" Adjustable-speed AC drives ".
Proceedings of the IEEE, Vol 76, N°4, April 1988.
- 3/ **P.C. SEN**
" Electric motor drives and control: Past, Present an Futur ".
IEEE Trans.Ind.Electronics Vol 37, N°6, Dec 1990.
- 4/ **B.K. BOSE**
" Power electronics : an emerging technology ".
IEEE Trans.Ind.Electronics Vol 36, N°3, August 1989.
- 5/ **R. CHAUPRADE et F. MILSANT**
" Commande des moteurs à courant alternatif "
pp 97-98; Dunod 1988
- 6/ **S.R. BOWES and B.M. BIRD**
" Novel approach to the analysis and synthesis of modulation processes in power
convertor ".
IEE Proc., Vol 122, N°5, May 1975.
- 7/ **S.R. BOWES**
" New sinusoidal pulse width-modulated inverter ".
IEE Proc., Vol 122, N°11, Nov 1975.
- 8/ **S.R. BOWES and M.J. MOUNT**
" Microprocessor control of PWM inverter ".
IEE Proc., Vol 128, Pt B, N°6, Nov 1981.
- 9/ **S.R. BOWES and R.R. CLEMENTS**
" Computer-aided design of PWM inverter system ".
IEE Proc., Vol 128, Pt B, N°6, Nov 1981 .
- 10/ **F.G. TURNBULL**
" Selected harmonic reduction in static DC-AC inverter ".
IEEE Transaction - Com 85 , 1964.
- 11/ **S.P. JAKSON**
" Multiple pulse modulation in static inverter reduces selected output harmonics
and provides smooth ajustement of fundamental ".
IEEE Trans.Ind. & General Application; Vol 14 1-A 6,N°4, 1970

- 12/ **H.S. PATEL and R.G. HOFT**
 " Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part 1 : Harmonic elimination ".
 IEEE Trans.Ind.App. Vol 1-A 9, N°3, 1973.
- 13/ **H.S. PATEL and R.G. HOFT**
 " Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters. Part 2 : Voltage control techniques ".
 IEEE Trans.Ind.App. Vol 1-A 10, N°5, 1974
- 14/ **D. AKHRIB**
 " Microprocessor implementation of PWM switching strategies ".
 PhD thesis, Loughborough University of Technology, 1986.
- 15/ **D.A. GRANT, J.A. HOULDSWORTH and K.N. LOWER**
 " A new high quality PWM AC drives ".
 IEEE Trans.Ind.App. Vol 1-A 19, N°2, March/April 1983
- 16/ **J.A. TAUFIQ, B. MELLIT and C.G. GOODMAN**
 " Novel algorithm for generating near optimal PWM waveforms for AC traction drives".
 IEE Proc.Vol 133, Pt B, N°2, March 1986.
- 17/ **S.R. BOWES and A. MIDOUN**
 " Suboptimal switching strategie for microprocessor controlled PWM inverters drives".
 IEE Proc.Vol 132, Pt B, N°3, May 1986
- 18/ **M.G. EGAN and J.M.D. MURPHY**
 " A comparison of PWM strategies for inverter fed induction motors ".
 IEEE Conference record of IAS, 1982.
- 19/ **M. PIETERZAK**
 " Algorithme de commande d'un variateur électrique asynchrone ".
 Thèse de Docteur es-Science, INP Toulouse 1988.
- 20/ **M. BELMECHRI et A. JABER encadré par D. AKHRIB et A. FERDJOUNI**
 " Etude et simulation de quatre techniques de génération d'onde PWM ".
 Projet de fin d'étude d'ingénieur, Institut d'Electronique, Université de Blida, 1991.
- 21/ **R. LE DOEUFF et al**
 " La simulation numériques des ensembles convertisseur-machine-commande ".
 Rapport GRECO 1990
- 22/ **D.Y. CHEN**
 " Power semiconductors: fast, tough and compact ".
 IEEE Spectrum september 1987.

- 23/ **P.L. HOWER**
 " Power semiconductor devices : an overview ".
 Proceedings of the IEEE, Vol 76, N°4, April 1988.
- 24/ **I. SLAMA-BELKHODJA et M. BENREJEB**
 " Sur le dimensionnement du filtre d'un ensemble convertisseur statique-moteur asynchrone ".
 10^{ème} J.T.E.A Tunis, 1984.
- 25/**K.RAJASHEKARA,V.RAJAGOPALAN,A.SEVIGNY and J. VITHAYATHIL**
 " DC link filter design considerations in three phase voltage source inverter fed induction motor drives system ".
 IEEE Trans.Ind. App. Vol 1A-23, N°4, July/August 87
- 26/ **J. LESSENNE, F. NOTELET et G. SEGUIER**
 " Introduction à l'électrotechnique approfondie ".
 pp 163-170; Techniques et documentation 1981
- 27 / **J. CHATELAIN**
 " Electrotechnique ".
 pp 225-233 ; Dunod 1987.
- 28/ **R. CHAUPRADE**
 " Commande des moteurs à courant continu ".
 pp 21-32 ; Dunod 1988.
- 29/ **A. SANDER**
 " Les variateurs de vitesse pour moteurs à courant continu ".
 RGE Tome 85, N°10, Oct 1976.
- 30/ **COLLECTIF**
 " Hacheurs et onduleurs autonomes ".
 Cours de l'ENSEEIH de Toulouse, pp B-20.6-B-20.11 ; 1980
- 31/ **R. CHAUPRADE et F. MILSANT**
 " Commande des moteurs à courant alternatif ".
 pp 127-134 ; Dunod 1988.
- 32/ **F. BRICHANT**
 " Les onduleurs autonomes ".
 pp 23-33 ; Dunod 1982.
- 33/ **F. FOREST et J. FERRIEUX**
 " Les alimentations à découpage ".
 pp 125-191 ; Masson 1987.

- 34/ **G. SEGUIER et F. LABRIQUE**
" Les convertisseurs de l'électronique de puissance ".
Vol 4 : La conversion continu-alternatif
pp 139-150 ; Technique et documentation 1987.
- 35/ **TEXAS INSTRUMENTS**
" The power Semiconductor data book for design engineers ".
Second european edition 1983.
- 36/ **M. SIBONY et J.CL. MARDON**
" Approximations et équations différentielles ".
pp V43-V47 ; Hermann 1984.
- 37/ **A. RALSTON and S.H. WILF**
" Mathematical methods for digital computers ".
pp 110-120 ; John Willey and Sons, 1965
- 38/ **R. ZURMUHL**
" Numerical analysis for engineers and physicists ".
pp 437-445 ; Springer Verlag, 1976
- 39/ **A. RALSTON and P.H. RABINOWITZ**
" A first course in numerical analysis ".
pp 208-224 ; Mc Graw Hill, 1985

ANNEXES

ANNEXE1 : DEVELOPPEMENT EN SERIE DE FOURIER

1/ CALCUL DES COEFFICIENTS DE FOURIER POUR LE SIGNAL DE PHASE

Un signal PWM ayant P impulsion se décompose en série de Fourier comme suit:

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} [A_n \cos(n\omega t) + B_n \sin(n\omega t)] \quad (1)$$

avec

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \quad (2)$$

et

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad (3)$$

Posons $\alpha = \omega.t$, f s'écrit alors

$$f(\alpha) = \begin{cases} +1 & \alpha_{2i} \leq \alpha \leq \alpha_{2i+1} \\ -1 & \alpha_{2i+1} \leq \alpha \leq \alpha_{2i+2} \end{cases} \quad (4)$$

L'amplitude du n^{ieme} harmonique est donnée par

$$H_n = (A_n^2 + B_n^2)^{0.5} \quad (5)$$

où

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cos(n\omega t) d(\omega t)$$

$$A_n = \frac{1}{\pi} \sum_{i=0}^{2P-1} (-1)^i \int_{\alpha_i}^{\alpha_{i+1}} \cos(n\alpha) d\alpha \quad (6)$$

$$A_n = \frac{1}{\pi} \sum_{i=0}^{2P-1} (-1)^i \frac{1}{n} \sin(n\alpha) \Big|_{\alpha_i}^{\alpha_{i+1}} \quad (7)$$

Finalement avec $\alpha_0 = 0$ et $\alpha_{2P} = 2\pi$, on peut écrire A_n comme :

$$A_n = \frac{2}{n\pi} \sum_{i=1}^{2P} (-1)^{i+1} \text{Sin}(n\alpha_i) \quad (8)$$

Pour B_n nous avons:

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \text{Sin}(n\omega t) d(\omega t)$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \sum_{i=0}^{2P-1} (-1)^i \int_{\alpha_i}^{\alpha_{i+1}} \text{Sin}(n\alpha) d\alpha \quad (9)$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \sum_{i=0}^{2P-1} (-1)^i \left(\frac{-1}{n} \text{Cos}(n\alpha) \Big|_{\alpha_i}^{\alpha_{i+1}} \right) \quad (10)$$

Finalement avec $\alpha_0 = 0$ et $\alpha_{2P} = 2\pi$, B_n peut s'écrire comme :

$$B_n = \frac{2}{n\pi} \sum_{i=1}^{2P} (-1)^i \text{Cos}(n\alpha_i) \quad (11)$$

REMARQUE

Dans le cas de l'onde PWM disposant d'une double symétrie, c'est à dire une symétrie paire par rapport à l'axe $\pi/2$ et impaire par rapport à l'axe π , on obtient :

$$B_n = 0$$

$$A_n = \frac{4}{n\pi} \left[1 + 2 \sum_{i=1}^N (-1)^i \text{Cos}(n\alpha_i) \right] \quad (12)$$

2/ CALCUL DES COEFFICIENTS DE FOURIER POUR LE SIGNAL DE LIGNE

Pour ce calcul la même approche est utilisée

$$A_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \text{Cos}(n\omega t) d(\omega t)$$

$$A_n = \frac{1}{\pi} \sum_{i=0}^{4P-2} [Y_{ab}(i+1) \int_{\alpha_i}^{\alpha_{i+1}} \text{Cos}(n\alpha) d\alpha] \quad (13)$$

Après calcul, on trouve :

$$A_n = \frac{1}{n\pi} \sum_{i=0}^{4P-2} Y_{ab}(i+1) [\text{Sin}(n\alpha_{i+1}) - \text{Sin}(n\alpha_i)] \quad (14)$$

et pour B_n :

$$B_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \text{Sin}(n\omega t) d(\omega t)$$

$$B_n = \frac{1}{\pi} \sum_{i=0}^{4P-2} [Y_{ab}(i+1) \int_{\alpha_i}^{\alpha_{i+1}} \text{Sin}(n\alpha) d\alpha] \quad (15)$$

Finalement B_n peut s'écrire comme

$$B_n = \frac{1}{n\pi} \sum_{i=0}^{4P-2} Y_{ab}(i+1) [\text{Cos}(n\alpha_i) - \text{Cos}(n\alpha_{i+1})] \quad (16)$$

avec $N = P+1/4$

ANNEXE 2: PROGRAMME SIMULATION MACHINE;
PROGRAM SIMACH;

Uses Crt,graph;

Const

Rs=1.12; Ls=0.17 ; Rr=0.11 ; Lr=0.015 ; M=0.048 ;

Jl=0.135 ; Tr=0.15 ; Tf=0.00182 ; E=500 ;

(* Paramètres MACHINE *)

Type Tab = Array[1..100] of real;

Var

Y1, Y2, Y3, Y4, Y5, K1, K2, K3, K4, K5, Z1, Z2, Z3, Z4, Z5,

Ia, Ib, Ic, I0, Tem, w, t, DT, Tsup, V1, V2, a : real;

Tpa, Toa, tpb, tob, tpc, toc : tab;

P, J, Ja, Jb, Jc, Ca, Cb, Cc : integer;

Machine :Text;

I :LongInt ;

Procedure LOISDECOMMANDE ;

(* Détermination de Ca, Cb et Cc *)

Var

tempsa, tempsb, tempsc :real ;

Label Fin1 ,Fin2,Fin3;

Begin (* début de la procedure loisdecommande *)

If t=0 Then

Begin

Tempsa:=0; Ja:=1;

Tempsb:=0; Jb:=1;

Tempsc:=0; jc:=1;

End;

If (t-Tpa[ja]-Tempsa)<=0

Then Begin

Ca:=1;

Goto Fin1;

End

Else Begin

If (t-Toa[ja]-Tpa[ja]-Tempsa)<=0

Then Begin

Ca:=0;

Goto Fin1 ;

End

Else Begin

Ca:=1;

Tempsa:=Tempsa + Tpa[ja]+Toa[ja] ;

```

        ja:=ja+1; If ja=P+1 Then ja:=1;
        Goto Fin1 ;
    End ;
End ;    (*fin de determination de Ca *)
Fin1: If (t-Tpb[jb]-Tempsb)<=0
Then    Begin
        Cb:=1;
        Goto Fin2;
    End
Else    Begin
    If (t-Tob[jb]-Tpb[j]-Tempsb)<=0
    Then    Begin
            Cb:=0;
            Goto Fin2 ;
        End
    Else    Begin
            Cb:=1;
            Tempsb:=Tempsb + Tpb[jb]+Tob[jb] ;
            jb:=jb+1;If jb=P+1 Then jb:=1;
            Goto Fin2 ;
        End ;
    End ;    (*fin de détermination de Cb *)
Fin2: If (t-Tpc[jc]-Tempsc)<=0
Then    Begin
        Cc:=1;
        Goto Fin3;
    End
Else    Begin
    If (t-Toc[jc]-Tpc[jc]-Tempsc)<=0
    Then    Begin
            Cc:=0;
            Goto Fin3 ;
        End
    Else    Begin
            Cc:=1;
            Tempsc:=Tempsc + Tpc[jc]+Toc[jc] ;
            jc:=jc+1;If jc=P+1 Then jc:=1;
            Goto Fin3 ;
        End ;
    End ;    (*fin de détermination de Cc *)
Fin3: V1:=E*(Ca-(Cb+Cc)/2)*Sqrt(2/3) ;
      V2:=E*((Cb-Cc)/2)*Sqrt(2) ;
End;
(* fin de la procédure loisdecommande *)

```

PROCEDURE FONCTION;

(* Détermination des Largeurs des impulsions *)

```

Const kk=0.02; fi1=2*pi/3; fi2=4*pi/3;
var
  f, PP,AA,ff :Real ;
  Begin      (*Calcul des Tp et To *)
    Write('Introduire p = ');readln(p);
    Write('introduire f = ');readln(f);
    AA:=1/(2*p*f); PP:=pi/p; ff:=1/f; ff:=1/f;
    For j:=1 to p
      Do      Begin
        Tpa[j]:=(AA+(kk/(4*p))*(sin(2*(j-1)*pp)+Sin((2*j-1)*pp)+
          0.25*(sin(6*(j-1)*pp)+sin(3*(2*j-1)*pp)))));
        Toa[j]:=(AA-(kk/(4*p))*(sin(2*j*pp)+sin((2*j-1)*pp)+
          0.25*(sin(6*j*pp)+sin(3*(2*j-1)*pp)))));

        Tpb[j]:=(AA+(kk/(4*p))*(sin(2*(j-1)*pp+fi1)+sin((2*j-1)*pp+fi1)+
          0.25*(sin(6*(j-1)*pp+3*fi1)+sin(3*((2*j-1)*pp+fi1)))));
        Tob[j]:=(AA-(kk/(4*p))*(sin(2*j*pp+fi1)+sin((2*j-1)*pp+fi1)+
          0.25*(sin(6*j*pp+3*fi1)+sin(3*((2*j-1)*pp+fi1)))));

        Tpc[j]:=(AA+(kk/(4*p))*(sin(2*(j-1)*pp+fi1)+sin((2*j-1)*pp+fi2)+
          0.25*(sin(6*(j-1)*pp+3*fi2)+sin(3*((2*j-1)*pp+fi2)))));
        Toc[j]:=(AA-(kk/(4*p))*(sin(2*j*pp+fi2)+sin((2*j-1)*pp+fi2)+
          0.25*(sin(6*j*pp+3*fi2)+sin(3*((2*j-1)*pp+fi2)))));
      End;
    End;
  End;      (* Fin de la procédure FONCTION*)

```

PROCEDURE CALCUL(var Y1,Y2,Y3,Y4,Y5:real);

(* Implémentation de l'algorithme RK4 *)

```

Var
  B,C,D,E,F :real ;
FUNCTION F1(Y1,Y2,Y3,Y4,Y5:real):real;
  Begin
    F1:= a*(Lr*(V1-Rs*Y1) + M*(Y5*(M*Y2+Lr*Y4)+Rr*Y3)) ;
  End ;
FUNCTION F2(Y1,Y2,Y3,Y4,Y5:real):real ;
  Begin
    F2:= a*(Lr*(V2-Rs*Y2) - M*(Y5*(M*Y1+Lr*Y3)-Rr*Y4)) ;
  End ;
FUNCTION F3(Y1,Y2,Y3,Y4,Y5:real):real;
  Begin
    F3:= a*(-M*(V1-Rs*Y1) - Ls*(Y5*(M*Y2+Lr*Y4)+Rr*Y3)) ;
  End ;

```

```

End ;
FUNCTION F4(Y1,Y2,Y3,Y4,Y5:real):real ;
  Begin
    F4:= a*(-M*(V2-Rs*Y2) + Ls*(Y5*(M*Y1+Lr*Y3)-Rr*Y4)) ;
  End ;
FUNCTION F5(Y1,Y2,Y3,Y4,Y5:real):real ;
  Begin
    F5:= M*(Y2*Y3 - Y1*Y4)/JI - Y5*(Tr+Tf)/JI ;
  End ;
PROCEDURE Kcalcul(Y1,Y2,Y3,Y4,Y5 :real) ;
  Begin
    K1:=DT*F1(Y1,Y2,Y3,Y4,Y5) ;
    K2:=DT*F2(Y1,Y2,Y3,Y4,Y5) ;
    K3:=DT*F3(Y1,Y2,Y3,Y4,Y5) ;
    K4:=DT*F4(Y1,Y2,Y3,Y4,Y5) ;
    K5:=DT*F5(Y1,Y2,Y3,Y4,Y5) ;
  End ;

Begin (* DEBUT PROCEDURE CALCUL(y1,y2,y3,y4,y5) *)

B:=0; C:=0; D:=0; E:=0; F:=0 ; Z1:=0;Z2:=0;Z3:=0;Z4:=0;Z5:=0 ;
B:=Y1; C:=Y2;D:=Y3;E:=Y4;F:=Y5; K1:=0;K2:=0;K3:=0;K4:=0;K5:=0;

LoisdeCommande;
Kcalcul(y1,y2,y3,y4,y5); (* calcul des K1j *)
Y1:=B+0.5*K1; Z1:=k1;Y2:=C+0.5*K2; Z2:=k2;Y3:=D+0.5*K3; Z3:=k3;
Y4:=E+0.5*K4; Z4:=k4; Y5:=F+0.5*K5; Z5:=k5;
t:=t+0.5*DT;

LoisdeCommande;
Kcalcul(y1,y2,y3,y4,y5); (* calcul des K2j *)
Y1:=B+(K1/2); Z1:=Z1+2*K1; Y2:=C+0.5*K2; Z2:=Z2+2*K2;
Y3:=D+0.5*K3; Z3:=Z3+2*K3; Y4:=E+0.5*K4; Z4:=Z4+2*K4;
Y5:=F+0.5*K5; Z5:=Z5+2*K5;

Kcalcul(y1,y2,y3,y4,y5) ; (* calcul des K3j *)
Y1:=B+K1; Y2:=C+K2; Y3:=D+K3; Y4:=E+K4; Y5:=F+K5;
Z1:=Z1+2*K1; Z2:=Z2+2*K2; Z3:=Z3+2*K3; Z4:=Z4+2*K4; Z5:=Z5+2*K5;
t:=t+0.5*DT;

LoisdeCommande;
Kcalcul(y1,y2,y3,y4,y5) ; (* calcul des K4j *)
Z1:=Z1+K1; Z2:=Z2+K2; Z3:=Z3+K3; Z4:=Z4+K4; Z5:=Z5+K5;

```

```

      (* détermination des valeurs relatives au pas i+1 *)
      Y1:=B+(Z1/6); Y2:=C+(Z2/6); Y3:=D+(Z3/6); Y4:=E+(Z4/6); Y5:=F+(Z5/6);
      Ia:=Sqrt(2/3)*Y1;
      Ib:=Sqrt(2/3)*(-0.5*Y1+0.5*Y2*Sqrt(3)) ;
      Ic:=-Sqrt(2/3)*(0.5*Y1+0.5*Y2*Sqrt(3)) ;
      I0:=Sqrt(2/3)*((Ca-0.5*(Cb+Cc))*Y1+0.5*(Cb-Cc)*Y2*Sqrt(3));
      Tem:=M*(Y2*Y3-Y1*Y4);
      Reset(machine); (* Ecriture dans le fichier MACHINE *)
      Append(machine);
      Writeln(machine,t,' ',Ia,' ',Ib,' ',I0,' ',Tem,' ',w,' ');
      End;          (* fin de la procédure CALCUL *)

```

```

BEGIN          (* Programme principal *)

  ClrScr;
  Assign(Machine,'machine.dat'); Rewrite(machine);
  Fonction;
  Duree;
  Write('Introduire la duree de simulation en (S)');Readln(Tsup);
  a:=1/(Ls*Lr-Sqr(M)) ;
  Y1:=0 ; Y2:=0 ; Y3:=0 ; Y4:=0 ; Y5:=0 ;
  Write('quel est le PAS D'INTEGRATION en (S) . DT = ');Readln(DT);
  t:=0 ;
  While t <= Tsup
  Do Begin
    Calcul(Y1,Y2,Y3,Y4,Y5);
  End;
End.          (* Fin du programme principal *)

```

ANNEXE 3 : PROGRAMME ASSEMBLEUR

* Etiquette	* Instruction	* Adresse	* Code Op	* Commentaire
*		*	*	*
*	MVI A , 8B	* 0000	* 3E	* Initialisation
*	*	* 0001	* 8b	*
*	OUT 83	* 0002	* d3	*
*	*	* 0003	* 83	*
*	MVI A , BC	* 0004	* 3E	*
*	*	* 0005	* bC	*
*	OUT PORT A	* 0006	* d3	*
*	*	* 0007	* 80	*
*	MVI A , 01	* 0008	* 3E	*
*	*	* 0009	* 01	*
*	STA INDFREQ	* 000A	* 32	*
*	*	* 000B	* 70	*
*	*	* 000C	* 40	*
*	XRA A	* 000D	* AF	*
*	STA BACK	* 000E	* 32	*
*	*	* 000F	* 75	*
*	*	* 0010	* 40	*
*	MVI A , 30	* 0011	* 3E	*
*	*	* 0012	* 30	*
*	OUT A3	* 0013	* d3	*
*	*	* 0014	* A3	*
*	MVI A , 70	* 0015	* 3E	*
*	*	* 0016	* 70	*
*	OUT A3	* 0017	* d3	*
*	*	* 0018	* A3	*
*	MVI A , b0	* 0019	* 3E	*
*	*	* 001A	* b0	*
*	OUT A3	* 001B	* d3	*
*	*	* 001C	* A3	*
*	LXI SP ,45FF	* 001D	* 31	*
*	*	* 001E	* FF	*
*	*	* 001F	* 45	*
*	JMP 0040	* 0020	* C3	*
*	*	* 0021	* 40	*
*	*	* 0022	* 00	*
*	*	*	*	*
*	JMP SP5	* 002C	* C3	* saut au s/prg
*	*	* 002D	* AA	* RST 5.5
*	*	* 002E	* 02	*
*	*	*	*	*
*	JMP SP6	* 0034	* C3	* saut au s/prg
*	*	* 0035	* 55	* RST 6.5
*	*	* 0036	* 02	*
*	*	*	*	*
*	JMP SP7	* 003C	* C3	* saut au s/prg
*	*	* 003D	* 00	* RST 7.5
*	*	* 003E	* 02	*
*	*	*	*	*

```

*      * XRA      A      *      0040  *      AF      *
*      * STA      RAMFREQ1 *      0041  *      32      *
*      *          *      0042  *      80      *
*      *          *      0043  *      40      *
*      * STA      RAMFREQ2 *      0044  *      32      *
*      *          *      0045  *      81      *
*      *          *      0046  *      40      *
*      * STA      IND50    *      0047  *      32      *
*      *          *      0048  *      70      *
*      *          *      0049  *      40      *
*      * MVI      A , 3C   *      004A  *      3E      *
*      *          *      004B  *      3C      *
*      * OUT      PORT A   *      004C  *      d3      *
*      *          *      004D  *      80      *
*      * LXI      B , 5000 *      004E  *      01      *
*      *          *      004F  *      00      *
*      *          *      0050  *      50      *
* ENTREE : * IN      PORT B   *      0051  *      db      * Lecture de la
*          *          *      0052  *      81      * frequence
*          * CMP      B     *      0053  *      b8      *
*          * JNC     OVER   *      0054  *      d2      *
*          *          *      0055  *      9F      *
*          *          *      0056  *      00      *
* INTER  : * CMP      C     *      0057  *      b9      *
*          * JZ      NUL    *      0058  *      CA      *
*          *          *      0059  *      7F      *
*          *          *      005A  *      00      *
*          * STA      RAMFREQ1 *      005B  *      32      *
*          *          *      005C  *      80      *
*          *          *      005D  *      40      *
*          * MOV      L , A   *      005E  *      6F      *
*          * MVI      H , 06  *      005F  *      26      *
*          *          *      0060  *      06      *
*          * MOV      M , B   *      0061  *      46      *
*          * IN      PORT C   *      0062  *      db      *
*          *          *      0063  *      82      *
*          * ANI      01     *      0064  *      E6      *
*          *          *      0065  *      01      *
*          * CPI      00     *      0066  *      FE      *
*          *          *      0067  *      00      *
*          * JZ      NFRAC   *      0068  *      CA      *
*          *          *      0069  *      74      *
*          *          *      006A  *      00      *
*          * STA      RAMFREQ2 *      006B  *      32      *
*          *          *      006C  *      81      *
*          *          *      006D  *      40      *
*          * MOV      A , B   *      006E  *      78      *
*          * ADD      A     *      006F  *      87      *
*          * ADD      A     *      0070  *      87      *
*          * JMP      ADRESS  *      0071  *      C3      *
*          *          *      0072  *      Ad      *
*          *          *      0073  *      00      *

```

```

* NFRAC      : * STA   RAMFREQ1 * 0074 * 32 *
*            *            * 0075 * 80 *
*            *            * 0076 * 40 *
*            * MOV    A , B   * 0077 * 78 *
*            * ADD    A       * 0078 * 87 *
*            * ADD    A       * 0079 * 87 *
*            * SUI    02      * 007A * d6 *
*            *            * 007B * 02 *
*            * JMP    ADRESS  * 007C * C3 *
*            *            * 007D * Ad *
*            *            * 007E * 00 *
* NUL        : * XRA    A       * 007F * AF *
*            * STA    RAMFREQ1 * 0080 * 32 *
*            *            * 0081 * 80 *
*            *            * 0082 * 40 *
*            * IN     PORT C   * 0083 * db *
*            *            * 0084 * 82 *
*            * ANI    01      * 0085 * E6 *
*            *            * 0086 * 01 *
*            * CPI    00      * 0087 * FE *
*            *            * 0088 * 00 *
*            * JZ     ZERO     * 0089 * CA *
*            *            * 008A * 93 *
*            *            * 008B * 00 *
*            * STA    RAMFREQ2 * 008C * 32 *
*            *            * 008D * 81 *
*            *            * 008E * 40 *
*            * XRA    A       * 008F * AF *
*            * JMP    ADRESS  * 0090 * C3 *
*            *            * 0091 * Ad *
*            *            * 0092 * 00 *
* ZERO      : * DI     * 0093 * F3 *
*            * XRA    A       * 0094 * AF *
*            * STA    RAMFREQ2 * 0095 * 32 *
*            *            * 0096 * 81 *
*            *            * 0097 * 40 *
*            * MVI    A , 3C   * 0098 * 3E *
*            *            * 0099 * 3C *
*            * OUT    PORT A   * 009A * d3 *
*            *            * 009B * 80 *
*            * JMP    ENTREE   * 009C * C3 *
*            *            * 009D * 51 *
*            *            * 009E * 00 *
* OVER      : * XRA    A       * 009F * AF *
*            * STA    RAMFREQ2 * 00A0 * 32 *
*            *            * 00A1 * 81 *
*            *            * 00A2 * 40 *
*            * MVI    A , 01   * 00A3 * 3E *
*            *            * 00A4 * 01 *
*            * STA    IND50    * 00A5 * 32 *
*            *            * 00A6 * 7A *
*            *            * 00A7 * 40 *

```

```

*      * MVI   A , C6      *      00A8 *      3E      *
*      *      *      *      00A9 *      C6      *
*      * STA   RAMFREQ1    *      00AA *      32      *
*      *      *      *      00AB *      80      *
*      *      *      *      00AC *      40      *
*      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *
*      *      *      *      *      *      *
* ADRESS : * MOV   C , A      *      00AD *      4F      *
*      * MVI   B , 05      *      00AE *      06      *
*      *      *      *      00AF *      05      *
*      * LXI   H,ADROM1    *      00B0 *      21      *
*      *      *      *      00B1 *      00      *
*      *      *      *      00B2 *      04      *
*      * LDA   INDFREQ     *      00B3 *      3A      *
*      *      *      *      00B4 *      70      *
*      *      *      *      00B5 *      40      *
*      * CPI   00          *      00B6 *      FE      *
*      *      *      *      00B7 *      00      *
*      * JZ   FOREGROUND   *      00B8 *      CA      *
*      *      *      *      00B9 *      C1      *
*      *      *      *      00BA *      00      *
*      * LXI   H,ADRAM1    *      00BB *      11      *
*      *      *      *      00BC *      00      *
*      *      *      *      00BD *      40      *
*      * JMP   SUITE       *      00BE *      C3      *
*      *      *      *      00BF *      C4      *
*      *      *      *      00C0 *      00      *
* FOREGROUND: * LXI   D,ADRAM2  *      00C1 *      11      *
*      *      *      *      00C2 *      00      *
*      *      *      *      00C3 *      41      *
* SUITE : * LDAX  B          *      00C4 *      0A      *
*      * ADD   M          *      00C5 *      86      *
*      * STAX  D          *      00C6 *      12      *
*      * INX   B          *      00C7 *      03      *
*      * INX   D          *      00C8 *      13      *
*      * INX   H          *      00C9 *      23      *
*      * LDAX  B          *      00CA *      0A      *
*      * ADC   M          *      00CB *      8E      *
*      * STAX  D          *      00CC *      12      *
*      * DCX   B          *      00CD *      0B      *
*      * INX   D          *      00CE *      13      *
*      * INX   H          *      00CF *      23      *
*      * LDAX  B          *      00D0 *      0A      *
*      * SUB   M          *      00D1 *      96      *
*      * STAX  D          *      00D2 *      12      *
*      * INX   B          *      00D3 *      03      *
*      * INX   D          *      00D4 *      13      *
*      * INX   H          *      00D5 *      23      *
*      * LDAX  B          *      00D6 *      0A      *
*      * SBB   M          *      00D7 *      9E      *
*      * STAX  D          *      00D8 *      12      *

```

* Fin de la
* lecture de
* la frequence

*	DCX	B	*	00D9	*	0B	*	
*	INX	D	*	00DA	*	13	*	
*	INX	H	*	00DB	*	23	*	
*	MVI	A , 38	*	00DC	*	3E	*	
*			*	00DD	*	38	*	
*	CMP	E	*	00DE	*	Bb	*	
*	JNZ	SUITE	*	00DF	*	C2	*	
*			*	00E0	*	C4	*	
*			*	00E1	*	00	*	
*	LDA	INDFREQ	*	00E2	*	3A	*	
*			*	00E3	*	70	*	
*			*	00E4	*	40	*	
*	CPI	00	*	00E5	*	FE	*	
*			*	00E6	*	00	*	
*	JZ	FORTAB4	*	00E7	*	CA	*	
*			*	00E8	*	09	*	
*			*	00E9	*	01	*	
*	LXI	H , 4001	*	00EA	*	21	*	
*			*	00EB	*	01	*	
*			*	00EC	*	40	*	
*	LXI	B , 4025	*	00ED	*	01	*	
*			*	00EE	*	25	*	
*			*	00EF	*	40	*	
*	LXI	D , 4013	*	00F0	*	11	*	
*			*	00F1	*	13	*	
*			*	00F2	*	40	*	
*	SHLD	ADR1	*	00F3	*	22	*	
*			*	00F4	*	50	*	
*			*	00F5	*	40	*	
*	XCHG		*	00F6	*	EB	*	
*	SHLD	ADR2	*	00F7	*	22	*	
*			*	00F8	*	55	*	
*			*	00F9	*	40	*	
*	XCHG		*	00FA	*	22	*	
*	PUSH	H	*	00FB	*	E5	*	
*	MOV	H , B	*	00FC	*	60	*	
*	MOV	L , C	*	00FD	*	69	*	
*	SHLD	ADR3	*	00FE	*	22	*	
*			*	00FF	*	59	*	
*			*	0100	*	40	*	
*	POP	H	*	0101	*	E1	*	
*	DCX	B	*	0102	*	0B	*	
*	DCX	D	*	0103	*	1B	*	
*	DCX	H	*	0104	*	2B	*	
*	DI		*	0105	*	F3	*	
*	JMP	GENERATION*	*	0106	*	C3	*	
*			*	0107	*	25	*	
*			*	0108	*	01	*	
*	FORTAB4 :	LXI	H , 4101	*	0109	*	21	*
*				*	010A	*	01	*
*				*	010B	*	41	*
*		LXI	B , 4125	*	010C	*	01	*

*		*	0140	*	40	*
*		*	0141	*	2F	*
*		*	0142	*	E6	*
*		*	0143	*	01	*
*		*	0144	*	32	*
*		*	0145	*	75	*
*		*	0146	*	40	*
*		*	0147	*	3E	*
*		*	0148	*	7C	*
*		*	0149	*	D3	*
*		*	014A	*	80	*
*		*	014B	*	3E	*
*		*	014C	*	08	*
*		*	014D	*	30	*
*		*	014E	*	FB	*
*		*	014F	*	76	*
*	STOP :	*	0150	*	3A	*
*		*	0151	*	80	*
*		*	0152	*	40	*
*		*	0153	*	47	*
*		*	0154	*	3A	*
*		*	0155	*	81	*
*		*	0156	*	40	*
*		*	0157	*	4F	*
*		*	0158	*	DB	*
*		*	0159	*	81	*
*		*	015A	*	B8	*
*		*	015B	*	C2	*
*		*	015C	*	68	*
*		*	015D	*	01	*
*		*	015E	*	DB	*
*		*	015F	*	82	*
*		*	0160	*	E6	*
*		*	0161	*	01	*
*		*	0162	*	B9	*
*		*	0163	*	CA	*
*		*	0164	*	4F	*
*		*	0165	*	01	*
*		*	0166	*	DB	*
*		*	0167	*	81	*
*	TEST :	*	0168	*	FE	*
*		*	0169	*	50	*
*		*	016A	*	DA	*
*		*	016B	*	81	*
*		*	016C	*	01	*
*		*	016D	*	3A	*
*		*	016E	*	7A	*
*		*	016F	*	40	*
*		*	0170	*	FE	*
*		*	0171	*	01	*
*		*	0172	*	CA	*
*		*	0173	*	4F	*

SOUS-PROGRAMME D'INTERRUPTION RST 7.5

* Etiquette	* Instruction	* Adresse	* Code Op	* Commentaire
*		*	*	*
*	* PUSH PSW	* 0200	* F5	*
*	* MVI A , 6C	* 0201	* 3E	*
*	*	* 0202	* 6C	*
*	* OUT PORTA	* 0203	* D3	*
*	*	* 0204	* 80	*
*	* PUSH H	* 0205	* E5	*
*	* LDA BACK	* 0206	* 3A	*
*	*	* 0207	* 75	*
*	*	* 0208	* 40	*
*	* CPI 00	* 0209	* FE	*
*	*	* 020A	* 00	*
*	* JZ FORETABA	* 020B	* CA	*
*	*	* 020C	* 2D	*
*	*	* 020D	* 02	*
*	* LHLD ADR1	* 020E	* 2A	*
*	*	* 020F	* 50	*
*	*	* 0210	* 40	*
*	* INX H	* 0211	* 23	*
*	* MVI A , 36	* 0212	* 3E	*
*	*	* 0213	* 36	*
*	* CMP L	* 0214	* BD	*
*	* JNZ PHASEA	* 0215	* C2	*
*	*	* 0216	* 1B	*
*	*	* 0217	* 02	*
*	* LXI H,ADRAM1	* 0218	* 21	*
*	*	* 0219	* 00	*
*	*	* 021A	* 40	*
* PHASEA :	* MOV A , M	* 021B	* 7E	*
*	* OUT COMPTO	* 021C	* D3	*
*	*	* 021D	* A0	*
*	* INX H	* 021E	* 23	*
*	* MOV A , M	* 021F	* 7E	*
*	* OUT COMPTO	* 0220	* D3	*
*	*	* 0221	* A0	*
*	* SHLD ADR1	* 0222	* 22	*
*	*	* 0223	* 50	*
*	*	* 0224	* 40	*
*	* MVI A , 7C	* 0225	* 3E	*
*	*	* 0226	* 7C	*
*	* OUT PORTA	* 0227	* D3	*
*	*	* 0228	* 80	*
*	* POP H	* 0229	* E1	*
*	* POP PSW	* 022A	* F1	*
*	* EI	* 022B	* FB	*
*	* RET	* 022C	* C9	*
* FORETABA :	* LHLD ADR21	* 022D	* 2A	*
*	*	* 022E	* 60	*
*	*	* 022F	* 40	*

*		* INX	H	*	0230	*	23	*
*		* MVI	A , 36	*	0231	*	3E	*
*		*		*	0232	*	36	*
*		* CMP	L	*	0233	*	BD	*
*		* JNZ	PHASEA2	*	0234	*	C2	*
*		*		*	0235	*	3A	*
*		*		*	0236	*	02	*
*		* LXI	H, ADAM2	*	0237	*	21	*
*		*		*	0238	*	00	*
*		*		*	0239	*	41	*
*	PHASEA2 :	* MOV	A , M	*	023A	*	7E	*
*		* OUT	COMPT0	*	023B	*	D3	*
*		*		*	023C	*	A0	*
*		* INX	H	*	023D	*	23	*
*		* MOV	A , M	*	023E	*	7E	*
*		* OUT	COMPT0	*	023F	*	D3	*
*		*		*	0240	*	A0	*
*		* SHLD	ADR21	*	0241	*	22	*
*		*		*	0242	*	60	*
*		*		*	0243	*	40	*
*		* MVI	A , 7C	*	0244	*	3E	*
*		*		*	0245	*	7C	*
*		* OUT	PORTA	*	0246	*	D3	*
*		*		*	0247	*	80	*
*		* POP	H	*	0248	*	E1	*
*		* POP	PSW	*	0249	*	F1	*
*		* EI		*	024A	*	FB	*
*		* RET		*	024B	*	C9	*

SOUS-PROGRAMME D'INTERRUPTION RST 6.5

* Etiquette	* Instruction	* Adresse	* Code Op	* Commentaire
*		*	*	*
*	PUSH PSW	* 0255	* F5	*
*	MVI A , 74	* 0256	* 3E	*
*		* 0257	* 74	*
*	OUT PORTA	* 0258	* D3	*
*		* 0259	* 80	*
*	PUSH H	* 025A	* E5	*
*	LDA BACK	* 025B	* 3A	*
*		* 025C	* 75	*
*		* 025D	* 40	*
*	CPI 00	* 025E	* FE	*
*		* 025F	* 00	*
*	JZ FORETABB	* 0260	* CA	*
*		* 0261	* 82	*
*		* 0262	* 02	*
*	LHLD ADR2	* 0263	* 2A	*
*		* 0264	* 55	*
*		* 0265	* 40	*
*	INX H	* 0266	* 23	*
*	MVI A , 36	* 0267	* 3E	*
*		* 0268	* 36	*
*	CMP L	* 0269	* BD	*
*	JNZ PHASEB	* 026A	* C2	*
*		* 026B	* 70	*
*		* 026C	* 02	*
*	LXI H,ADRAM1	* 026D	* 21	*
*		* 026E	* 00	*
*		* 026F	* 40	*
* PHASEB :	MOV A , M	* 0270	* 7E	*
*	OUT COMPT1	* 0271	* D3	*
*		* 0272	* A1	*
*	INX H	* 0273	* 23	*
*	MOV A , M	* 0274	* 7E	*
*	OUT COMPT1	* 0275	* D3	*
*		* 0276	* A1	*
*	SHLD ADR2	* 0277	* 22	*
*		* 0278	* 55	*
*		* 0279	* 40	*
*	MVI A , 7C	* 027A	* 3E	*
*		* 027B	* 7C	*
*	OUT PORTA	* 027C	* D3	*
*		* 027D	* 80	*
*	POP H	* 027E	* E1	*
*	POP PSW	* 027F	* F1	*
*	EI	* 0280	* FB	*
*	RET	* 0281	* C9	*
* FORETABB:	LHLD ADR22	* 0282	* 2A	*
*		* 0283	* 65	*
*		* 0284	* 40	*

*	INX	H	*	0285	*	23	*
*	MVI	A , 36	*	0286	*	3E	*
*			*	0287	*	36	*
*	CMP	L	*	0288	*	BD	*
*	JNZ	PHASEB2	*	0289	*	C2	*
*			*	028A	*	8F	*
*			*	028B	*	02	*
*	LXI	H,ADRAM2	*	020C	*	21	*
*			*	028D	*	00	*
*			*	028E	*	41	*
*	PHASEB2 :	MOV	*	028F	*	7E	*
*		A , M	*	0290	*	D3	*
*		OUT	*	0291	*	A1	*
*		COMPT1	*	0292	*	23	*
*			*	0293	*	7E	*
*	INX	H	*	0294	*	D3	*
*	MOV	A , M	*	0295	*	A1	*
*	OUT	COMPT1	*	0296	*	22	*
*			*	0297	*	65	*
*	SHLD	ADR22	*	0298	*	40	*
*			*	0299	*	3E	*
*	MVI	A , 7C	*	029A	*	7C	*
*			*	029B	*	D3	*
*	OUT	PORTA	*	029C	*	80	*
*			*	029D	*	E1	*
*	POP	H	*	029E	*	F1	*
*	POP	PSW	*	029F	*	FB	*
*	EI		*	02A0	*	C9	*
*	RET		*				

SOUS-PROGRAMME D'INTERRUPTION RST 5.5

* Etiquette	* Instruction	* Adresse	* Code Op	* Commentaire
*	PUSH PSW	* 02AA	* F5	*
*	MVI A , 78	* 02AB	* 3E	*
*		* 02AC	* 78	*
*	OUT PORTA	* 02AD	* D3	*
*		* 02AE	* 80	*
*	PUSH H	* 02AF	* E5	*
*	LDA BACK	* 02B0	* 3A	*
*		* 02B1	* 75	*
*		* 02B2	* 40	*
*	CPI 00	* 02B3	* FE	*
*		* 02B4	* 00	*
*	JZ FORETABC	* 02B5	* CA	*
*		* 02B6	* D7	*
*		* 02B7	* 02	*
*	LHLD ADR3	* 02B8	* 2A	*
*		* 02B9	* 59	*
*		* 02BA	* 40	*
*	INX H	* 02BB	* 23	*
*	MVI A , 36	* 02BC	* 3E	*
*		* 02BD	* 36	*
*	CMP L	* 02BE	* BD	*
*	JNZ PHASEC	* 02BF	* C2	*
*		* 02C0	* C5	*
*		* 02C1	* 02	*
*	LXI H, ADRAM1	* 02C2	* 21	*
*		* 02C3	* 00	*
*		* 02C4	* 40	*
* PHASEC :	MOV A , M	* 02C5	* 7E	*
*	OUT COMPT2	* 02C6	* D3	*
*		* 02C7	* A2	*
*	INX H	* 02C8	* 23	*
*	MOV A , M	* 02C9	* 7E	*
*	OUT COMPT2	* 02CA	* D3	*
*		* 02CB	* A2	*
*	SHLD ADR3	* 02CC	* 22	*
*		* 02CD	* 59	*
*		* 02CE	* 40	*
*	MVI A , 7C	* 02CF	* 3E	*
*		* 02D0	* 7C	*
*	OUT PORTA	* 02D1	* D3	*
*		* 02D2	* 80	*
*	POP H	* 02D3	* E1	*
*	POP PSW	* 02D4	* F1	*
*	EI	* 02D5	* FB	*
*	RET	* 02D6	* C9	*
* FORETABC:	LHLD ADR23	* 02D7	* 2A	*
*		* 02D8	* 69	*
*		* 02D9	* 40	*

*		* INX	H	*	02DA	*	23	*
*		* MVI	A , 36	*	02DB	*	3E	*
*		*		*	02DC	*	36	*
*		* CMP	L	*	02DD	*	BD	*
*		* JNZ	PHASEC2	*	02DE	*	C2	*
*		*		*	02DF	*	E4	*
*		*		*	02E0	*	02	*
*		* LXI	H,ADRAM2	*	02E1	*	21	*
*		*		*	02E2	*	00	*
*		*		*	02E3	*	41	*
*	PHASEC2 :	* MOV	A , M	*	02E4	*	7E	*
*		* OUT	COMPT2	*	02E5	*	D3	*
*		*		*	02E6	*	A2	*
*		* INX	H	*	02E7	*	23	*
*		* MOV	A , M	*	02E8	*	7E	*
*		* OUT	COMPT1	*	02E9	*	D3	*
*		*		*	02EA	*	A2	*
*		* SHLD	ADR22	*	02EB	*	22	*
*		*		*	02EC	*	69	*
*		*		*	02ED	*	40	*
*		* MVI	A , 7C	*	02EE	*	3E	*
*		*		*	02EF	*	7C	*
*		* OUT	PORTA	*	02F0	*	D3	*
*		*		*	02F1	*	80	*
*		* POP	H	*	02F2	*	E1	*
*		* POP	PSW	*	02F3	*	F1	*
*		* EI		*	02F4	*	FB	*
*		* RET		*	02F5	*	C9	*

ANNEXE 4 : Caractéristiques des moteurs utilisés

Moteur utilisé en simulation

Résistance d'une phase statorique	: $R_s = 1.12 \Omega$
Résistance d'une phase rotorique	: $R_r = 0.11 \Omega$
Inductance cyclique statorique	: $L_s = 0.17 \text{ H}$
Inductance cyclique rotorique	: $L_r = 0.015 \text{ H}$
Inductance mutuelle cyclique	: $m = 0.048 \text{ H}$
Inertie des masses tournantes	: $J = 0.135 \text{ Nm/rds}^{-2}$
nombre de paire de pôles	: $q = 2$
Frottements	: $T_f = 0.00182 \text{ Nm/rd s}^{-1}$
Fréquence	: $f = 50 \text{ Hz}$

Moteur utilisé lors des tests pratiques

Fréquence	: 50 Hz
Vitesse	: 1400 tours / mn
nombre de paire de pôles	: $q = 2$
rendement	: 76 %
Puissance nominale	: 1.5 kW
montage étoile	: 6.2 A / 220 V
montage triangle	: 3.6 A / 380 V

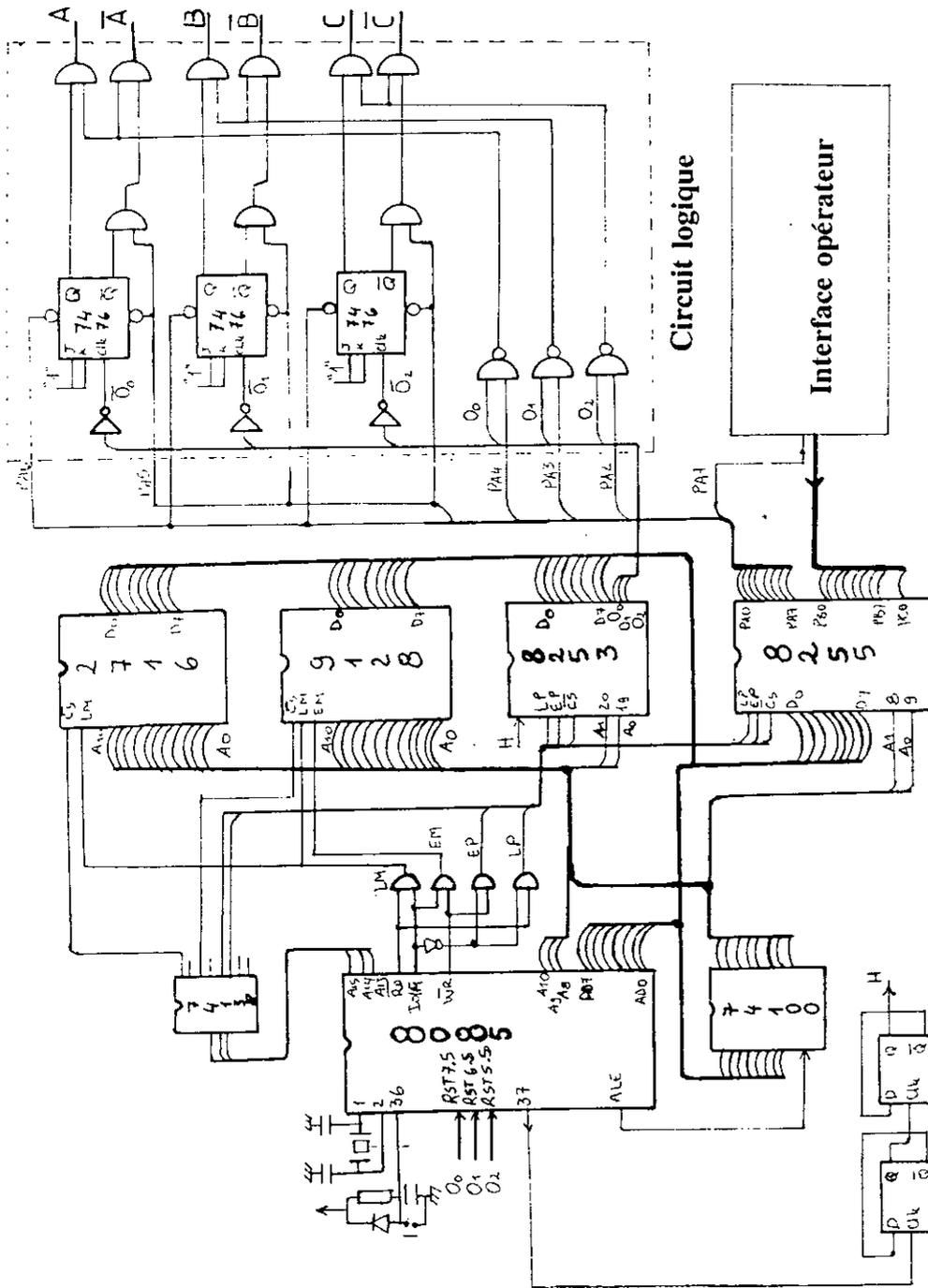


Schéma électrique de la carte à microprocesseur