

50376
1989
237

50376
1989
237

THÈSE

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE FLANDRES ARTOIS

pour obtenir le titre de

DOCTEUR

Spécialité : Electronique

par

Philippe MARSEILLE

**Maître es Sciences
Agrégé de l'Université**



ETUDE FONCTIONNELLE DES STRATEGIES DE COMMANDE RAPPROCHEE D'UN CHANGEUR DE FREQUENCE TRIPHASE



Soutenu le 30 Octobre 1989 devant le Jury

Président :	C.	MAIZIERES
Rapporteurs :	M.	GRANDPIERRE
	R.	BAUSIERE
	F.	FOREST
Directeur du Travail :	J.P.	HAUTIER
Examineurs :	J.P.	VILAIN
	G.	MANESSE



*A mes Grands-pères,
A mon Epouse,*

AVANT-PROPOS

Les recherches qui ont fait l'objet de ce mémoire ont été effectuées au Laboratoire de Systèmes Electromécaniques de l'Université des Sciences et Techniques de LILLE FLANDRES ARTOIS, successivement dirigé par Messieurs les Professeurs C. MAIZIERES et G. MANESSE. Je tiens à leur témoigner ma profonde gratitude pour l'excellent accueil qu'ils m'ont réservé et les encouragements qu'ils m'ont apportés.

Je suis très heureux que Monsieur C. MAIZIERES, Professeur Emérite, ait voulu me faire l'honneur de présider ce jury.

Je remercie vivement Monsieur le Professeur M. GRANDPIERRE de l'Institut National Polytechnique de TOULOUSE, pour avoir accepté de juger ce mémoire et d'en être Rapporteur.

Mes remerciements vont également à Monsieur le Professeur R. BAUSIERE, Chef du Département Génie Electrique et Informatique Industrielle à l'IUT de BETHUNE, pour avoir accepté lui aussi d'être Rapporteur.

Ma reconnaissance va ensuite à Monsieur F. FOREST, Maître de Conférences à l'Ecole Normale Supérieure de CACHAN, pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à mon travail en acceptant d'en être Rapporteur.

Que ce mémoire soit pour moi l'occasion d'exprimer ma profonde gratitude à Monsieur HAUTIER, Maître Assistant Agrégé à l'Ecole Nationale Supérieure des Techniques Industrielles et des Mines de DOUAI, pour son soutien, les encouragements et les précieux conseils qu'il m'a prodigués. L'enthousiasme dont il a constamment fait preuve m'a permis de mener à bien cette étude.

Je remercie vivement Monsieur le Professeur J.P. VILAIN, de l'Université de COMPIEGNE, pour avoir accepté de participer à ce jury en examinant ce mémoire.

J'exprime mes plus vifs remerciements à Monsieur le Professeur G. MANESSE, du Conservatoire National des Arts et Métiers de PARIS pour la qualité de son enseignement et les nombreux conseils dont il m'a gratifié.

Je tiens à remercier Messieurs P. LIENART et F. LEPLUS, collègues de travail au Laboratoire de Systèmes Electromécaniques et plus particulièrement Monsieur J.J. FRANCHAUD pour l'aide et les conseils qu'ils m'ont apportés.

Enfin, je remercie très chaleureusement ma famille, mes parents et beaux-parents qui m'ont soutenu et encouragé tout au long de mes études.

J'exprime mes remerciements les plus sincères à Monsieur P. CABARET, mon beau-frère et ami qui a permis la réalisation matérielle de ce mémoire en s'y consacrant sans compter malgré ses nombreuses occupations.

Je ne saurais assez exprimer la profonde reconnaissance que j'adresse à mon épouse Laurence, pour sa patience, son soutien et son dévouement malgré mes absences répétées causées par ma double activité.

SOMMAIRE

	Page
INTRODUCTION GENERALE	1
<u>CHAPITRE PREMIER</u>	
ETUDE ANALYTIQUE DU CHANGEUR DE FREQUENCE TRIPHASE A NEUF I.B.T.C.	11
<u>1. STRUCTURE DU CONVERTISSEUR</u>	11
<u>2. SYNTHÈSE DIRECTE DES TENSIONS DE SORTIE</u>	12
2.1. Définitions des fonctions d'existence	12
2.2. Choix des fonctions d'existence	13
2.3. Analyse des résultats	17
<u>3. SYNTHÈSE INDIRECTE DES TENSIONS DE SORTIE</u>	19
3.1. Fonction Redresseur/Hacheur/Onduleur	19
3.1.1. Fonctions d'existence	21
3.1.2. Tensions de sortie constantes	22
3.1.3. Tensions de sortie variables	26
3.1.4. Etude des courants d'entrée	30
3.2. Fonction Redresseur/Onduleur à M.L.I.	33
3.2.1. Principe de la commande M.L.I.	34
3.2.2. Intérêt de la méthode du triangle	36
3.2.3. Tensions de sortie	39
3.2.4. Courants d'entrée	47
3.3. Fonction Redresseur/Onduleur à motif de tension variable	50
3.3.1. Principe de la méthode	50
<u>CONCLUSION</u>	52

CHAPITRE DEUXIEME

DESCRIPTION FONCTIONNELLE DES STRATEGIES DE COMMANDE APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE

54

1. ETUDE FONCTIONNELLE DES DIFFERENTES COMMANDES

54

1.1. Redressement - Fonctions d'existence $h_m(t)$

57

1.2. Onduleur à onde pleine - Fonctions d'existence $h'_m(t)$

59

2. LA FONCTION REDRESSEUR/HACHEUR/ONDULEUR

61

2.1. Tensions de sortie

61

2.2. Fonction de commande des interrupteurs

62

2.3. Courants d'entrée

66

3. LA FONCTION REDRESSEUR/ONDULEUR A M.L.I.

68

3.1. Tensions de sortie

68

3.2. Fonction de commande des interrupteurs

70

3.3. Courants d'entrée

71

4. LA FONCTION REDRESSEUR/ONDULEUR A MOTIF DE TENSION VARIABLE

73

4.1. Tensions de sortie

73

4.2. Fonction de commande des interrupteurs

81

4.3. Courants d'entrée

84

5. ETUDE COMPARATIVE DES FONCTIONS DE COMMANDE PROPOSEES

84

5.1. Etude du régime transitoire de mise en vitesse

86

5.2. Etude du régime permanent

91

5.2.1. Caractéristiques de réglage

91

5.2.2. Résultats de simulation

93

5.2.3. Etude des tensions de sortie

95

5.2.4. Etude des courants de sortie

100

5.2.5. Etude du couple

105

5.2.6. Etude des courants d'entrée

110

CONCLUSION

113

CHAPITRE TROISIEME

APPLICATION A LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE	121
--	-----

1. MODELISATION DU MOTEUR SYNCHRONE

1.1. Hypothèse	122
1.2. Modèle mathématique	122
1.2.1. Alimentation triphasée	123
1.2.2. Alimentation monophasée	126
1.3. Identification des paramètres	127

2. AUTOPILOTAGE DU MOTEUR SYNCHRONE PAR ONDULEUR DE TENSION

A TRANSISTORS

2.1. Présentation	128
2.2. Graphe de commande de l'onduleur	131
2.3. Implantation du modèle - Conclusion	131

3. AUTOPILOTAGE DU MOTEUR SYNCHRONE PAR LE CONVERTISSEUR DIRECT

3.1. Fonction Redresseur/Hacheur/Onduleur	134
3.2. Fonction Redresseur/Onduleur à M.L.I.	140
3.2.1. Elaboration des modulantes	140
3.2.2. Simulation de l'ensemble convertisseur-machine - Résultats	142
3.3. Fonction Redresseur/Hacheur compensé/Onduleur à M.L.I.	144
3.3.1. Présentation	144
3.3.2. Simulation de l'ensemble convertisseur-machine - Résultats	147

CONCLUSION

CHAPITRE QUATRIEME

DEFINITION - CHOIX ET OPTIMISATION DU FILTRE D'ENTREE	152
---	-----

1. ELEMENTS DE CHOIX D'UN FILTRE

1.1. Réduction des taux d'harmoniques	153
1.2. Schéma équivalent monophasé de l'installation	154
1.2.1. Comportement de l'ensemble vis-à-vis des courants	154
1.2.2. Comportement de l'ensemble vis-à-vis de la tension	155

1.3. Choix des éléments d'un filtre du second ordre	157
1.4. Application	162
1.4.1. Filtre R.L.C. monophasé	162
1.4.2. Résultats	168
<u>2. OPTIMISATION DU COUT DU FILTRE</u>	171
2.1. Equations matricielles	172
2.2. Résultats de la simulation	173
<u>3. OPTIMISATION DES COURANTS D'ENTREE</u>	179
Implantation d'une commande à M.L.I. sur le redresseur fictif	180
1. Description fonctionnelle de la commande	180
2. Résultats de la simulation - Comparaisons	183
<u>4. ASSOCIATION FILTRE D'ENTREE - CONVERTISSEUR DIRECT</u>	186
4.1. Equations de fonctionnement	186
4.2. Résultats de la simulation - Comparaisons	188
<u>CONCLUSION</u>	195
<u>CONCLUSION GENERALE</u>	197
ANNEXE 1	
Description du traitement informatique	200
ANNEXE 2	
Programme de simulation de la fonction Redresseur/Hacheur/Onduleur	205
ANNEXE 3	
Modélisation du moteur asynchrone	210
ANNEXE 4	
Méthode de résolution des équations d'état	219
<u>BIBLIOGRAPHIE</u>	225

PRINCIPALES NOTATIONS

f_d	: fréquence de découpage
f_i	: fréquence des grandeurs d'entrée
f_o	: fréquence des grandeurs de sortie
f_p	: fréquence de la porteuse M.L.I.
u_{i_m}	: tension composée d'entrée d'indice m
u_{o_m}	: tension composée de sortie d'indice m
v_{i_m}	: tension simple d'entrée de la phase m
v_{o_m}	: tension simple de sortie de la phase m
V_{i_m}, V_{o_m}	: valeur maximale de la tension simple d'entrée/de sortie
w_i, w_o	: pulsation des grandeurs d'entrée/ de sortie

Synthèse directe

h_{mn}	: fonctions d'existence d'un convertisseur direct reliant m phases de sortie à n phases d'entrée ($h_{mn} \in \{0,1\}$)
h_N, h_P	: fonction d'existence d'une onde du type négatif/positif ($h_N, h_P \in \{0,1\}$)
v_{oN}, v_{oP}	: tension simple de sortie du type négatif/positif
ξ	: déphasage entre la tension v_{i1} et la fonction d'existence h_{11} correspondante

Synthèse indirecte

α	: rapport cyclique du hacheur fictif ($0 < \alpha < 1$)
A_m	: indice de modulation
C	: variable associée au hacheur fictif ($C \in \{0,1\}$)
C_m	: variable associée au bras m de l'onduleur fictif ($m \in \{1,2,3\}$, $C_m \in \{1,-1\}$)

- h_m : fonction d'existence du redresseur fictif
 ($m \in \{1,2,3\}$, $h_m \in \{-1,0,1\}$)
- h'_m : fonction d'existence de l'onduleur fictif
 ($m \in \{1,2,3\}$, $h'_m \in \{-1,0,1\}$)
- h'' : fonction d'existence du hacheur fictif
 ($h'' \in \{0,1\}$)
- K_{mn} : Interrupteur Bidirectionnel Totalement Contrôlé (I.B.T.C.)
 reliant la phase de sortie m à la phase d'entrée n
 $K_{mn} \in \{0,1\}$
- K_m : nombre d'impulsions par période des tensions simples,
 par demi-période des tensions composées. (ordre de
 modulation)
- M : nombre d'impulsions par alternance des tensions simples
- M' : variable indiquant laquelle des trois lignes court-
 circuited les sorties dans la fonction redresseur/hacheur/
 onduleur ($M' \in \{1,2,3\}$)
- P,N : variable associée à la tension simple d'entrée la plus
 positive/négative ($P,N \in \{1,2,3\}$)
- P',N' : variable associée à la tension composée de référence
 la plus positive/négative ($P',N' \in \{1,2,3\}$)
- u_C : tension de consigne utilisée dans la fonction Redresseur/
 Onduleur à motif de tension variable
- $U_{i_{1,m}}, U_{o_{1,m}}$: valeur efficace du fondamental de la tension d'entrée/
 de sortie d'indice m
- u'_o : tension composée de sortie d'amplitude fixe
- v_{int} : valeur instantanée de la tension redressée fictive
 intermédiaire

INTRODUCTION GENERALE

Pour obtenir un système triphasé de tensions équilibré d'amplitude V_{o_m} et de fréquence f_o variables, à partir d'un système triphasé de tensions équilibré d'amplitude constante V_{i_m} et de fréquence fixe f_i , deux types de conversion sont possibles : /1//2//3/

* Une conversion directe de l'énergie du réseau en une énergie d'utilisation par l'intermédiaire d'un *convertisseur* statique unique (figure 1). Un groupement d'interrupteurs statiques relie *directement* une phase de sortie à une phase d'entrée et, par une commande adéquate, compose un système triphasé de tensions équilibré en découpant les tensions d'entrée . /4/

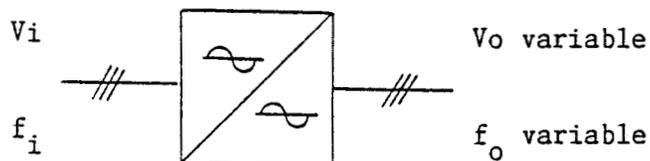


Figure 1
Structure directe

* Une conversion appelée indirecte car l'énergie subit une transformation intermédiaire qui n'existe pas réellement dans la première structure. Cette nouvelle structure nécessite deux convertisseurs statiques qui remplissent des fonctions opposées (figure 2).

Le premier convertisseur ou premier étage transforme l'énergie alternative en énergie continue stockée dans un "réservoir". Cette étape dans la transformation est matérialisée par un étage intermédiaire formé d'un condensateur ou d'une inductance. Le second convertisseur transforme l'énergie provisoirement stockée sous forme continue en énergie alternative ; mais l'amplitude et la fréquence des tensions de sortie peuvent être différentes de l'amplitude et de la fréquence des tensions d'entrée.

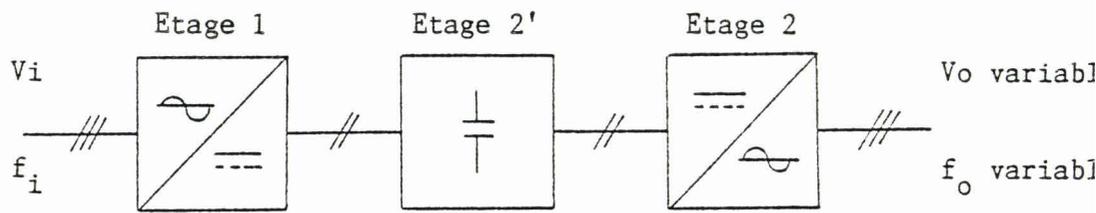


Figure 2
Structure indirecte

L'étage 1 peut être, par exemple, un montage redresseur PD3. Les six diodes du pont redresseur commutent naturellement en fonction des tensions du réseau d'alimentation pour fournir une tension redressée présentant six sommets de sinusoïde. Dans ce cas, l'étage 1 est unidirectionnel en courant et ne permet donc pas la récupération d'une énergie de ralentissement éventuelle. Ce type de fonctionnement n'est possible qu'avec des structures réversibles en tension et/ou en courant. /5//6/

Les formes d'onde des tensions de sortie, d'amplitude et de fréquence variables, sont obtenues par une séquence de fermeture appropriée des interrupteurs du second convertisseur formant l'étage 2. En reliant alternativement les bornes des phases de sortie à la borne positive

puis à la borne négative du condensateur, on obtient des tensions de sortie formées de créneaux rectangulaires ayant un fondamental dont l'amplitude dépend de l'amplitude de la tension continue et dont la fréquence dépend de la périodicité des connexions.

La fonction "amplitude variable" peut être obtenue en découpant ces créneaux de manière régulière. Ainsi, l'amplitude du fondamental varie en fonction de la largeur des impulsions qui forment maintenant les tensions de sortie.

Mais on constate que plus l'amplitude du fondamental décroît, plus la valeur relative des harmoniques de tension augmente ; aussi, pour réduire ces harmoniques, on peut adopter une commande plus élaborée telle que la modulation de largeur d'impulsions (M.L.I.).

Avec des angles de commande adaptés, et par conséquent, des impulsions judicieusement placées, on élimine les premiers harmoniques indésirables car très difficiles à filtrer.

Cette structure indirecte qui a fait et fait toujours l'objet de nombreuses études en vue de l'amélioration des commandes et des composants est l'association d'un redresseur, d'un filtre et d'un onduleur autonome.

Les deux fonctions réalisées par l'onduleur autonome, amplitude et fréquence variables, peuvent être dissociées pour réduire la complexité des commandes (figure 3). Il est possible de conserver une commande simple de l'onduleur autonome qui délivre maintenant des créneaux positifs et négatifs de 120 degrés de largeur (onduleur à ondes pleines), de période variable et d'amplitude définie par la tension du côté continu. La fonction "amplitude variable" est confiée à un nouveau convertisseur placé entre les étages 2' et 2b de la structure. Ce nouvel étage (étage 2a) est un convertisseur continu fixe-continu variable ou hacheur. Sa commande, très simple elle aussi, consiste à faire varier le rapport cyclique α , rapport du temps de fermeture de l'interrupteur et de la période de découpage.

Ainsi, l'amplitude de la tension continue appliquée à l'onduleur pleine onde est proportionnelle au rapport cyclique α .

L'ensemble hacheur-onduleur n'est réversible que si le hacheur est lui-même réversible.

La simplification de la commande est obtenue en divisant les tâches, d'où un accroissement du matériel nécessaire à sa mise en œuvre.

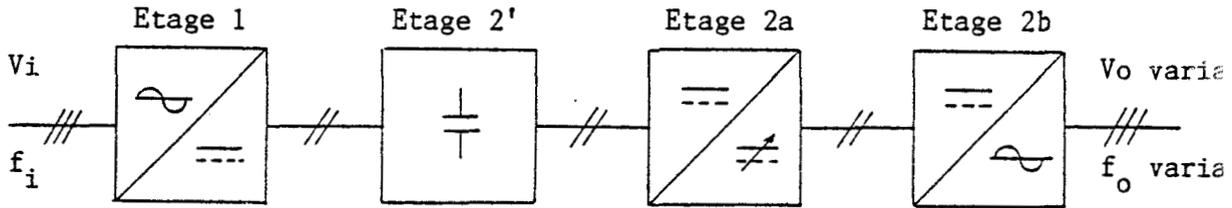


Figure 3
Structure indirecte

Eléments de choix d'une structure

Sources de tension et sources de courant

La conversion de l'énergie prélevée à un générateur en une énergie fournie à un récepteur nécessite le respect des principes de base de la théorie des circuits. Que cette conversion soit réalisée par un convertisseur unique (qui dans notre cas est un convertisseur direct) ou une association de convertisseurs (redresseur-onduleur par exemple), les règles de connexion des générateurs de tension ou courant aux récepteurs de tension ou courant imposent des contraintes supplémentaires.

Puisqu'un générateur de tension continue ou alternative trouve à ses bornes une tension continue ou alternative qui ne peut subir de discontinuité quel que soit le courant qui le traverse, un convertisseur ne peut le relier directement à un autre générateur de tension continue ou alternative de valeur différente, ou à un récepteur qui se comporte comme une source de tension de valeur différente (condensateur chargé à une tension différente, par exemple).

En appliquant le principe de dualité, un générateur de courant continu ou alternatif ne peut être directement relié à un autre générateur de courant de valeur différente, ou à un récepteur qui se comporte comme une source de courant (inductance parcourue par un courant différent, par exemple).

Théoriquement, le cas échéant, une surintensité de valeur infinie traverserait les générateur et récepteur de tension, une surtension infinie naîtrait aux bornes des générateur et récepteur de courant.

En conséquence, un convertisseur ne peut relier deux sources de même nature. Si le générateur est une source de tension, le récepteur doit être une source de courant et inversement. Cette règle suppose que l'on puisse modifier la nature d'une source.

Pour changer une source de tension en une source de courant, il suffit de mettre une inductance de valeur suffisamment importante en série avec la source de tension. Celle-ci "lisse" le courant en se chargeant et se déchargeant quand la tension varie.

Pour passer d'une source de courant à une source de tension, il suffit de placer en parallèle sur la première un condensateur de capacité suffisante pour absorber les variations de courant (figure 4).

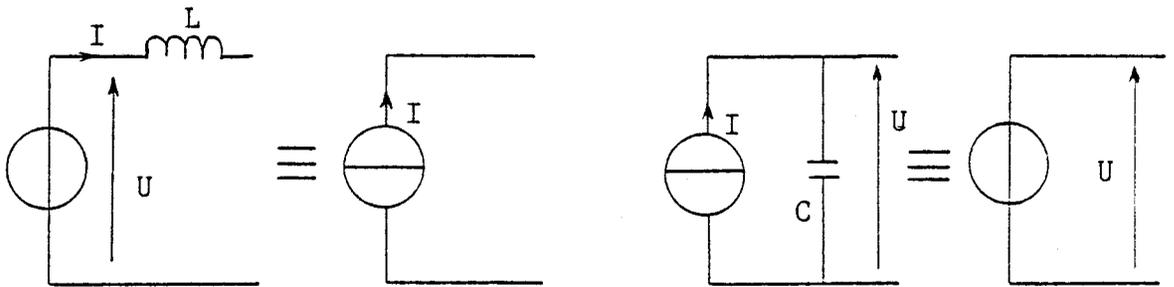


Figure 4

On constate, compte tenu des règles précédentes, que le choix d'une structure ne peut être fait qu'après avoir défini la nature des sources à relier. Seulement, l'identification des générateurs ou des récepteurs n'est pas toujours évidente puisqu'il n'existe ni source de tension parfaite ni source de courant parfaite.

Si l'on admet que le réseau est une source de tension, cela impose, en pratique, une structure bien définie du convertisseur dans son ensemble ainsi qu'une stratégie de commande adaptée.

Si la conversion est directe, le récepteur doit alors se comporter comme une source de courant. Dans le cas contraire, il faut en modifier la nature en plaçant une inductance de valeur suffisante dans chaque phase de sortie.

Dans la conversion indirecte, la nécessité du stockage intermédiaire s'explique eu égard à la nature des sources à relier. Plusieurs cas sont à envisager :

* les sources interconnectées sont de même nature (figure 5a,b) ;

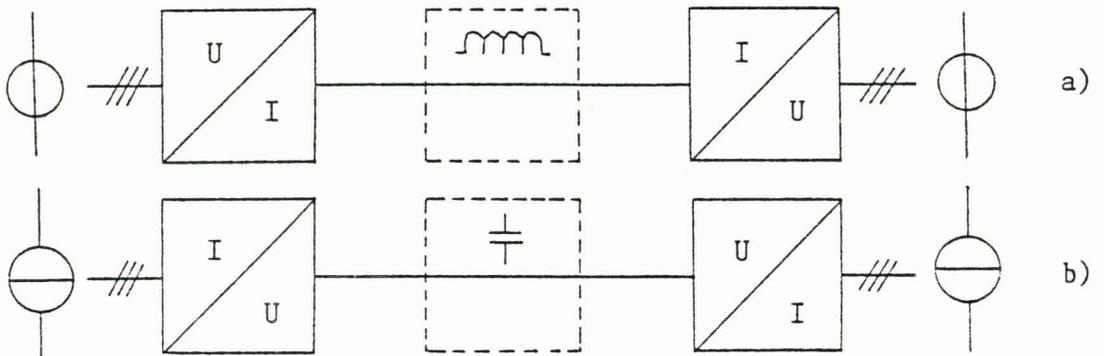


Figure 5

les éléments de stockage sont de nature opposée à celle des sources à relier.

Le premier convertisseur est un montage redresseur qui peut travailler en commutation naturelle ou en commutation forcée sachant que les énergies en présence au moment de la commutation forcée doivent être évacuées dans des circuits d'aide à la commutation (CALC).

Les choix possibles, pour le premier convertisseur, ne se limitent pas au montage PD3. Des études préalables ont été menées avec un convertisseur direct à six interrupteurs /5//7/ ou un redresseur synchrone /6/ par exemple.

Si le récepteur est une source de tension, le second convertisseur peut être un commutateur de courant. Par contre, s'il est assimilé à une source de courant, le second convertisseur peut être un onduleur de tension.

* les sources à interconnecter sont de nature différente (figure 6a,b) :
Les cascades présentées aux figures (2) et (3) se transforment comme suit:

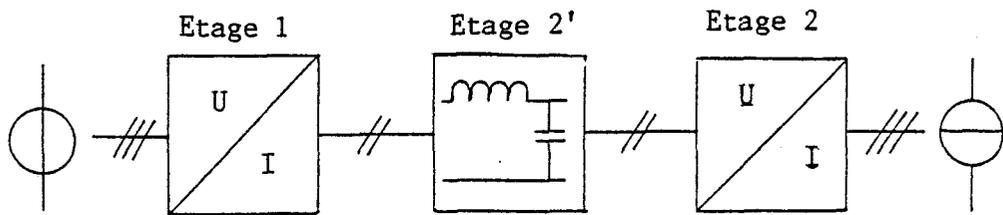


Figure 6a

l'élément de stockage se comporte comme un récepteur de courant pour le premier convertisseur et comme une source de tension pour le second ;

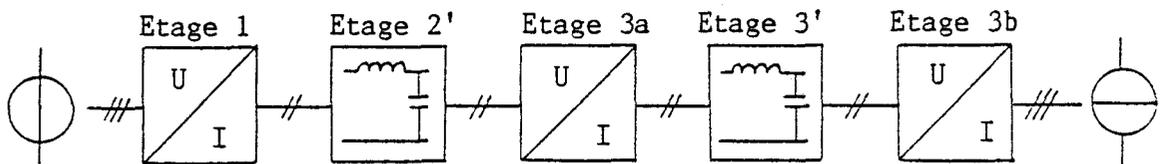


Figure 6b

la structure nécessite deux éléments de stockage (2' et 3'). Chacun d'eux doit présenter une source de courant pour le convertisseur situé en amont, et une source de tension pour le convertisseur situé en aval.

En conclusion, quelle que soit la nature des sources à relier, la conversion indirecte impose l'addition d'un ou plusieurs éléments de stockage de l'énergie, ce qui réduit considérablement les puissances volumique ($P_{vol} = P_{utile} / Volume$) et massique ($P_{massique} = P_{utile} / masse$) par rapport à la conversion directe dans les mêmes conditions.

Commutation naturelle ou forcée

En commutation naturelle, il est plus facile de mettre en œuvre des convertisseurs de puissance utile importante (diodes, thyristors). Les différents interrupteurs commutent à tension nulle et/ou courant nul de sorte que les puissances de commutation sont faibles et les courants d'entrée sont souvent moins chargés en harmoniques qu'en commutation forcée.

Mais l'alimentation d'une charge sous tension et fréquence variables par un convertisseur qui travaille en commutation naturelle comporte une restriction importante qui occulte souvent les avantages précités. En effet, les éléments semi-conducteurs ne peuvent se bloquer naturellement que si la charge est telle que le courant soit en avance sur la tension donc si le comportement est capacitif à la fréquence de travail (circuit résonnant, moteur synchrone par exemple). /8/

Dans le cas le plus général de l'alimentation d'un moteur asynchrone triphasé, la commutation forcée des interrupteurs du dernier étage d'une cascade de conversion ou d'un convertisseur direct s'impose.

La réduction des harmoniques des tensions de sortie est un critère de choix supplémentaire en faveur de la commutation forcée. En effet, les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs peuvent être définis de manière à réduire, voire annuler, les premiers harmoniques qui nécessiteraient des inductances trop volumineuses pour les filtrer efficacement.

L'avantage reconnu de la commutation naturelle, concernant le contenu harmonique des courants d'entrée, peut diriger le choix d'un changeur direct de fréquence vers le cycloconvertisseur.

Ce changeur de fréquence présente cependant une particularité importante due au principe même : la fréquence de sortie est toujours très inférieure à la fréquence d'entrée, ce qui signifie que l'onde de sortie peut être considérée continue, lentement variable. Ce convertisseur est composé de deux montages redresseurs associés en "tête-bêche", afin d'assurer la réversibilité en courant de l'ensemble. Le sens du courant impose, pour chaque pont, un fonctionnement en redresseur ou en onduleur.

Pour obtenir une fréquence de sortie supérieure à la fréquence d'entrée, il est possible d'utiliser un multiplicateur de fréquence. Des restrictions du même genre interviennent pour qu'il travaille en commutation naturelle. En effet /9/, pour obtenir une sortie triphasée et multiplier

la fréquence d'entrée par un nombre :

- impair k : il faut trois groupes de k tensions déphasées de $2\pi/3k$ et $3k$ couples de thyristors montés en anti-parallèle ;
- pair k : il faut $6k$ tensions de fréquence f déphasées entre elles de $\pi/3k$ et $6k$ thyristors.

En conclusion, un changeur de fréquence délivrant un système triphasé de tensions équilibré, d'amplitude variable, de fréquence continûment variable, supérieure ou inférieure à la fréquence des tensions d'entrée, ne peut utiliser la commutation naturelle.

Les cycloconvertisseurs et multiplicateurs de fréquence sont à proscrire car la plage de variation de la fréquence de sortie est trop étroite.

Compte tenu des développements qui précèdent, nous porterons notre étude sur un changeur direct de fréquence :

- alimenté par un système triphasé de tensions équilibré se comportant comme une *source de tension* triphasée idéale,
- délivrant en sortie un système triphasé de tensions d'amplitude et de fréquence continûment variables
- composé de neuf interrupteurs bidirectionnels totalement contrôlés (I.B.T.C.) travaillant donc en commutation forcée.

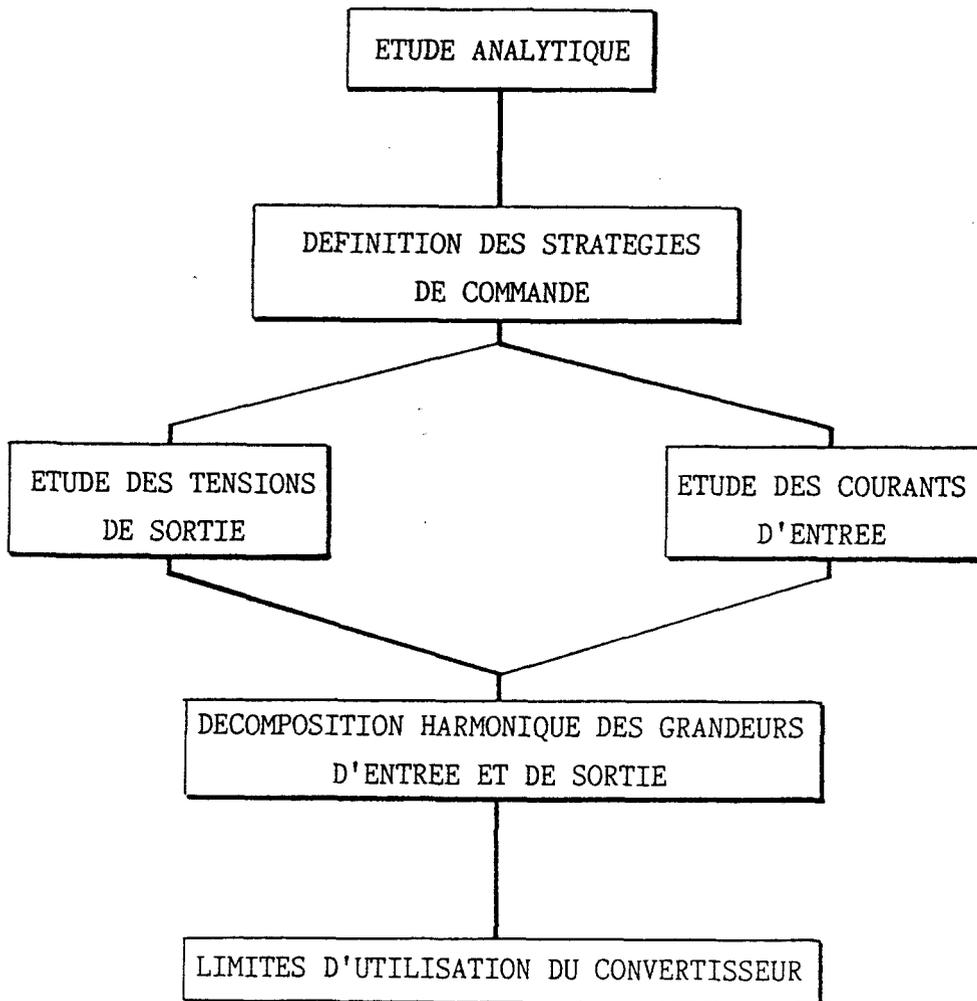
Nous allons nous attacher à montrer, d'une part, que ce convertisseur est pratiquement universel puisqu'il est capable de réaliser toutes les fonctions de conversion habituelles.

En effet, seule la commande impose à la fois la fonction spatiale et la fonction temporelle que l'on retrouve dans tout dispositif de conversion. Nous montrerons sur deux exemples d'application (moteurs asynchrone et synchrone), que le choix de cette commande n'est pas indépendant de l'utilisation et que, par conséquent, l'étude complète d'un tel convertisseur nécessite la connaissance de son environnement.

Enfin, nous aborderons un problème technologique qui prend une part de plus en plus importante dans le choix et la conception de ce convertisseur, à savoir la réduction des harmoniques indésirables introduits dans le réseau d'alimentation. La multiplication des convertisseurs statiques a conduit EDF à imposer des normes de pollution harmonique qui obligent les constructeurs à l'adjonction de filtres d'entrée.

Le dernier chapitre de notre étude consiste ainsi à optimiser de manière active et passive le coût et la dimension d'un filtre de manière à conserver l'avantage majeur de cette structure sans étage intermédiaire.

PREMIERE PARTIE



CHAPITRE PREMIER

ETUDE ANALYTIQUE DU CHANGEUR DE FREQUENCE TRIPHASE

A NEUF I.B.T.C.

1. STRUCTURE DU CONVERTISSEUR

Les convertisseurs directs sont composés de deux organes principaux :

* *le circuit de puissance* reliant n phases d'entrées à m phases de sorties par l'intermédiaire de $(m.n)$ interrupteurs bidirectionnels en courant. Dans le cas qui nous intéresse, nous avons $m=n=3$; le circuit de puissance est donc constitué de neuf interrupteurs qui relient les bornes de la sortie triphasée aux bornes de l'entrée, elle aussi triphasée.

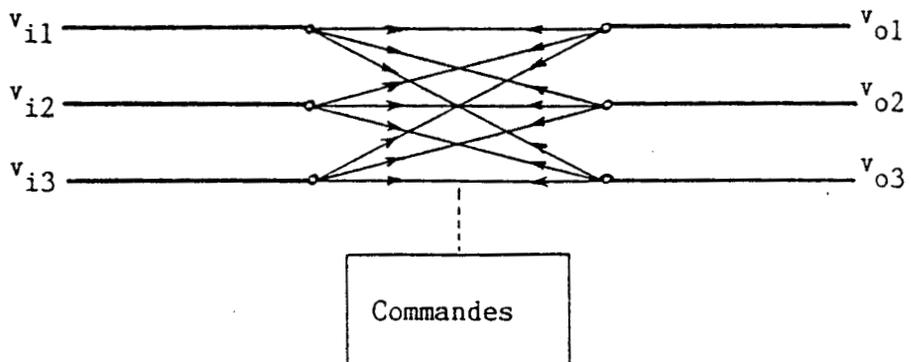


Figure 1.1

* le circuit de commande contrôlant les intervalles d'ouverture et de fermeture des (m.n) interrupteurs, qui déterminent ainsi la forme d'onde des trois tensions de sortie $v_{o1,2,3}$.

Celles-ci sont par conséquent formées de segments de sinusöide des tensions d'entrée $v_{i1,2,3}$ dont la largeur est déterminée par le temps de connexion d'une phase de sortie à une phase d'entrée.

2. SYNTHÈSE DIRECTE DES TENSIONS DE SORTIE

De ce qui précède on déduit une écriture mathématique d'une tension de sortie quelconque v_{o_m} prise à la borne m du convertisseur.

2.1. DEFINITIONS DES FONCTIONS D'EXISTENCE

$$v_{o_m}(t) = h_{m1}(t).v_{i1}(t) + h_{m2}(t).v_{i2}(t) + h_{m3}(t).v_{i3}(t) \quad (1.1)$$

h_{m1} , h_{m2} , h_{m3} sont appelées *fonctions d'existence*.

Les trois tensions de sortie v_{o1} , v_{o2} , v_{o3} s'écrivent donc

$$\begin{bmatrix} v_{o1}(t) \\ v_{o2}(t) \\ v_{o3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{i1}(t) \\ v_{i2}(t) \\ v_{i3}(t) \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

La fonction d'existence h_{ij} est à 1 quand la borne de sortie i est reliée à la borne d'entrée j ; sinon, elle est à 0.

Chaque fonction d'existence sera à 0 ou à 1 pendant un temps variable qui dépend de la tension de sortie v_o désirée, du rapport des amplitudes de sortie et d'entrée V_o/V_i , du rapport des fréquences de sortie et d'entrée f_o/f_i , et enfin du temps.

Donc, chaque fonction d'existence sera constituée d'une suite d'impulsions de largeur modulée par les paramètres qui viennent d'être énoncés. Le système d'équations (1.2) peut s'écrire plus simplement en utilisant la notation matricielle:

$$\begin{bmatrix} v_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_i(t) \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

avec $h(t)$, la matrice des fonctions d'existence qui détermine la relation entre les tensions de sortie et les tensions d'entrée. Puisque les tensions d'entrée forment un système de tensions triphasé équilibré, la matrice $v_i(t)$ s'écrit:

$$\begin{bmatrix} v_i(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{i_m} \cdot \sin(\omega_i t) \\ V_{i_m} \cdot \sin(\omega_i t - 2\pi/3) \\ V_{i_m} \cdot \sin(\omega_i t - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

La tension de sortie d'amplitude V_o et de fréquence f_o désirées détermine le motif des fonctions d'existence, motif qui doit être périodique. En conséquence, $h_{ij}(t)$ peut se décomposer en une série de Fourier.

2.2. CHOIX DES FONCTIONS D'EXISTENCE

Les tensions de sortie résultent du produit de la matrice d'existence $h(t)$ et de la matrice des tensions d'entrée $v_i(t)$ selon l'équation (1.3) et se présenteront donc sous la forme d'une nouvelle série de Fourier composée d'un fondamental de fréquence f_o désirée et d'une infinité de fréquences harmoniques indésirables.

Ces harmoniques seront une composition de la fréquence d'entrée f_i et de la fréquence de sortie désirée f_o .

Des études /10//11/ ont montré comment obtenir une forme d'onde de type positif et une autre de type négatif dans un changeur de fréquence simplifié à entrée triphasée et à sortie monophasée.

Dans ce cas, on a:

$$v_o(t) = \begin{bmatrix} h(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_i(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(t) \cdot h_{12}(t) \cdot h_{13}(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{i1}(t) \\ v_{i2}(t) \\ v_{i3}(t) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

avec la matrice sous forme exponentielle

$$\begin{bmatrix} v_i(t) \end{bmatrix} = V_i \cdot \frac{e^{j\omega_i t} - e^{-j\omega_i t}}{2 \cdot j} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ e^{-j2\pi/3} \\ e^{-j4\pi/3} \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

La matrice des fonctions d'existence sera bien sûr différente selon le type de forme d'onde désirée. Il est possible de l'exprimer directement sous la forme d'un développement en série de Fourier, déduit de la figure 1.2 a pour la forme d'onde de type positif, ou de la figure 1.2 b pour la forme d'onde de type négatif.

Dans le premier cas, la matrice notée $h_p(t)$ s'écrit:

$$\begin{bmatrix} h_p(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(t) \\ h_{12}(t) \\ h_{13}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 - \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin n2\pi/3}{n\pi} \cdot e^{jn(\omega_i t + \xi)} \\ 1/3 - \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin n2\pi/3}{n\pi} \cdot e^{jn(\omega_i t - 2\pi/3 + \xi)} \\ 1/3 - \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin n2\pi/3}{n\pi} \cdot e^{jn(\omega_i t - 4\pi/3 + \xi)} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

$$\begin{bmatrix} h_N(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}(t) \\ h_{12}(t) \\ h_{13}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin n2\pi/3}{n\pi} \cdot e^{jn(\omega_i t - \xi)} \\ 1/3 + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin n2\pi/3}{n\pi} \cdot e^{jn(\omega_i t - 2\pi/3 - \xi)} \\ 1/3 + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \frac{\sin n2\pi/3}{n\pi} \cdot e^{jn(\omega_i t - 4\pi/3 - \xi)} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

dans le second cas,

$\xi = \omega_i \cdot t_0$ est le déphasage entre la tension d'entrée v_{i1} et la fonction d'existence h_{11} de période T_i correspondante. ($-\pi/2 < \xi < +\pi/2$)

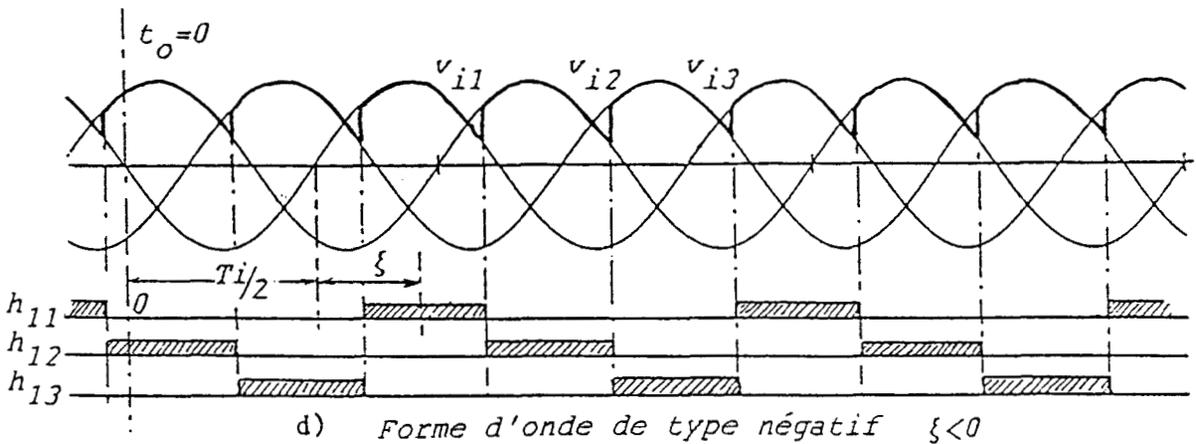
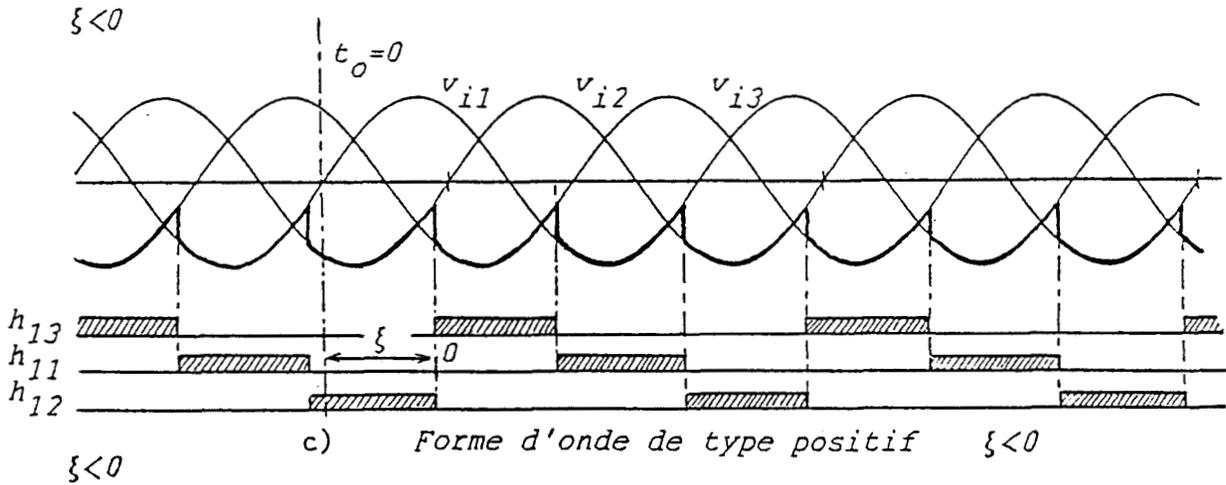
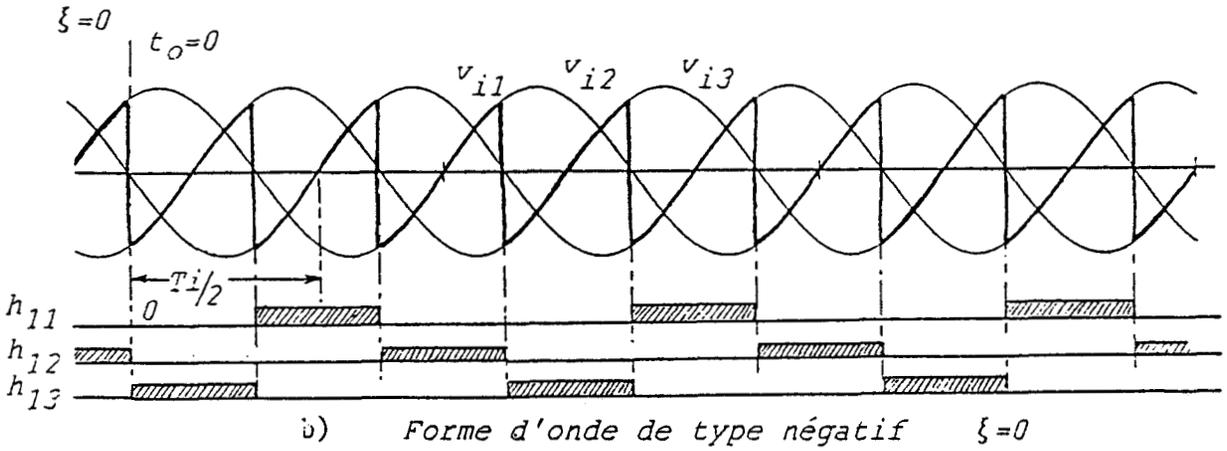
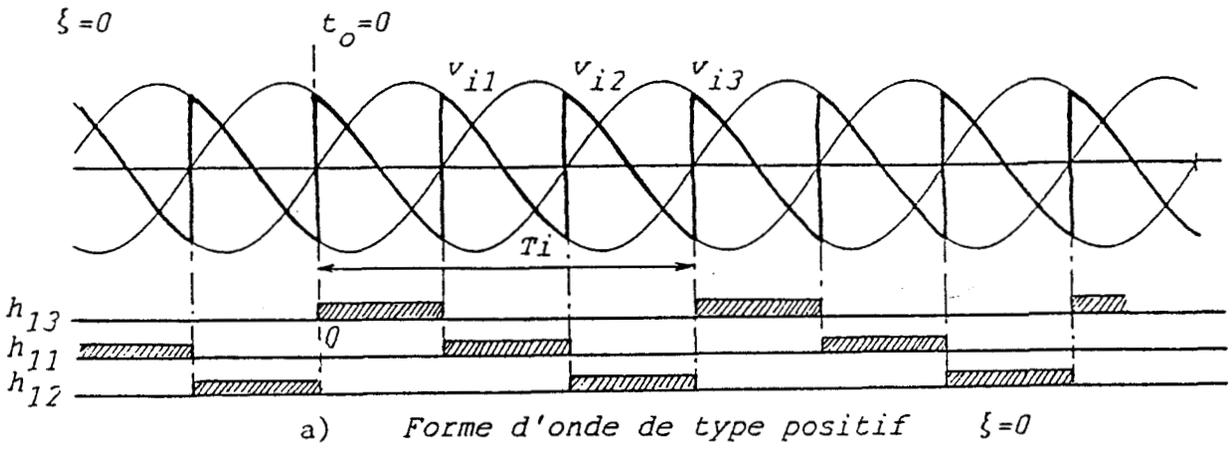
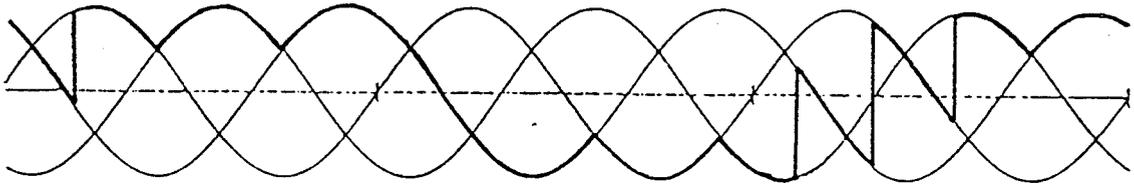
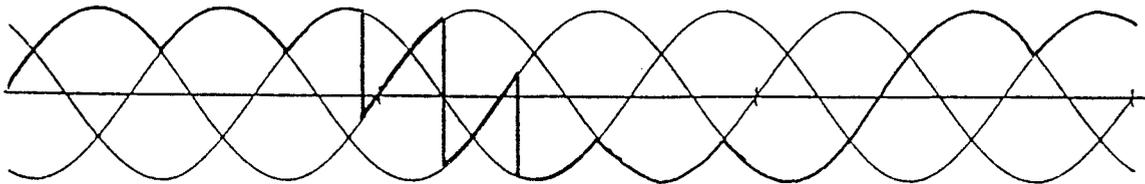


Figure 1.2 (a,b,c,d)

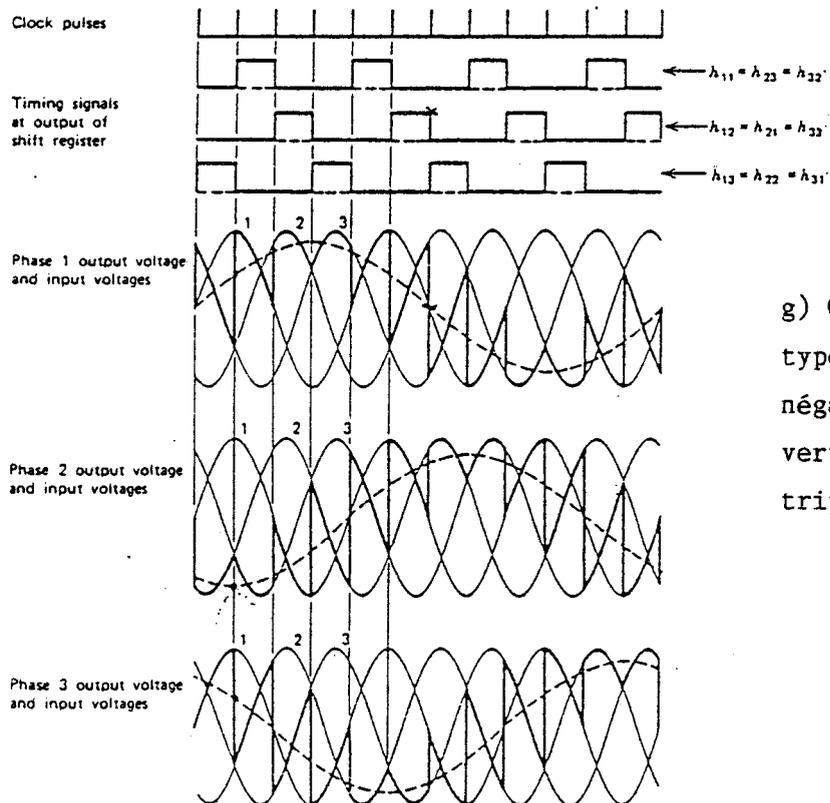
SYNTHESE DIRECTE OU MODE MULTIPLE



e) *Forme d'onde du type positif*
Loi de modulation périodique



f) *Forme d'onde de type négatif*
Loi de modulation périodique



g) *Combinaison des types positif et négatif dans un convertisseur à sortie triphasée /10/*

Si $\xi = 0$ * $v_{oP} = [h_P(t)] \cdot [v_i(t)]$ est une tension de type positif de valeur moyenne nulle
 * $v_{oN} = [h_N(t)] \cdot [v_i(t)]$ est une tension de type négatif de valeur moyenne nulle.

En regardant les figures 1.2 c à f , il est évident qu'en faisant varier ξ , la valeur moyenne de la tension de sortie varie dans le même sens. La tension de sortie de type positif s'écrit alors sous la forme d'une série de Fourier, et en notation simplifiée:

$$v_{oP} = [h_P(t)] \cdot [v_i(t)] = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} v_i \left[\sin \xi + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin [3kw_i t + (3k\pm 1) \xi]}{3k\pm 1} \right] \quad (1.9)$$

$$v_{oN} = [h_N(t)] \cdot [v_i(t)] = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} v_i \left[\sin \xi - \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{3k} \frac{\sin [3kw_i t - (3k\pm 1) \xi]}{3k\pm 1} \right] \quad (1.10)$$

Cette décomposition fait intervenir deux termes principaux, dont le premier est indépendant de w_i et par conséquent, capable de fournir la fréquence voulue f_o . Pour cela, l'angle ξ doit dépendre du temps de telle manière que $\sin \{ \xi(t) \}$ soit une fonction périodique de période T_o et de valeur moyenne nulle. Conditions faciles à réaliser si $\xi(t)$ est une fonction linéaire de période T_o par exemple. Alors, le second terme représente la somme des harmoniques contenus dans $v_o(t)$.

La tension de sortie de type positif est ainsi obtenue très facilement de même que sa décomposition spectrale. $\xi(t)$ est appelé *fonction de modulation*. On peut étudier différentes tensions de sortie élaborées à partir de fonctions de modulation plus complexes, puis en composant les tensions de type positif et de type négatif de manière à diminuer le contenu harmonique. (figure 1.2 g)

Malgré cela, les résultats obtenus ne sont pas toujours satisfaisants.

2.3. ANALYSE DES RESULTATS

Le principal désavantage de ce type de commande est la génération d'importants harmoniques dans les courants d'entrée et dans les tensions de sortie. L'ordre de ces harmoniques est généralement faible, ce qui les rend difficiles à filtrer et à éliminer. Ceci est particulièrement vrai dans des conditions de basse tension en sortie où l'amplitude de ces

harmoniques peut dépasser l'amplitude du fondamental voulu. En conséquence, l'avantage gagné sur la structure redresseur-onduleur par l'élimination du stockage intermédiaire, donc du filtre LC dans la branche continue, est souvent perdu du fait de la présence d'importants filtres alternatifs en entrée pour les courants et en sortie pour les tensions.

Dans certains cas de fonctionnement, la composition des fréquences d'entrée et de sortie peut générer des sous-harmoniques (d'ordre < 1) /10//12/ qui engendrent des couples parasites dans la machine alimentée par le convertisseur, couples capables d'endommager les parties mécaniques et électriques à long terme.

Pour résoudre ces problèmes, nous avons mis en œuvre des commandes de conception et de principe différents.

Les formes d'onde des tensions de sortie imaginées par BR. PELLÉ sont du type cycloconvertisseur, en ce sens que chaque tension de sortie est formée de segments des tensions d'entrée, et que l'enveloppe essaie de se rapprocher au plus près d'une sinusoïde. Pour approcher ce convertisseur "idéal", il faudrait une infinité de tensions d'entrée, donc augmenter l'indice de pulsation. En général, cet indice prend les valeurs 3 (triphase en entrée) ou 6 (hexaphase ou triphase avec un transformateur à 6 enroulements à point milieu).

Le but du changeur de fréquence est d'obtenir un fondamental de la tension de sortie de fréquence f_0 variable, donc, plutôt qu'essayer d'approximer une sinusoïde, on peut chercher une forme d'onde qui utilise au mieux les tensions d'entrée, qui ne génère pas trop d'harmoniques, et dont le fondamental a la fréquence f_0 désirée.

Cette forme d'onde est du type "onduleur", formée de créneaux rectangulaires alternatifs de largeur $2\pi/3$.

Le convertisseur, vu de la sortie, peut être comparé à un onduleur, avec les avantages que cela comporte, du point de vue commande. En effet, la fonction "amplitude variable" peut être encore une fois obtenue par un découpage approprié des créneaux de sortie.

Le but des paragraphes suivants est d'étudier trois types de commande faisant intervenir trois modes de découpage, d'en tirer une expression mathématique des tensions de sortie et des courants d'entrée afin de prévoir le contenu harmonique de chaque forme d'onde.

3. SYNTHÈSE INDIRECTE DES TENSIONS DE SORTIE

3.1. FONCTION REDRESSEUR / HACHEUR / ONDULEUR

Puisque la tension délivrée par le changeur de fréquence doit avoir les caractéristiques d'une tension de sortie d'onduleur, pourquoi ne pas considérer le convertisseur comme étant une structure indirecte fictive et élaborer une commande à partir de trois commandes élémentaires. (figure 1.3 a).

Mathématiquement, ces formes d'onde s'écrivent sous la forme de produits de fonctions. La tension continue v_{int} résulte du produit des trois tensions simples $v_{i_m}(t)$ ($m=1,2,3$) avec trois fonctions d'existence $h_1(t), h_2(t), h_3(t)$ telles que:

$$\begin{aligned} v_{int}(t) &= h_1(t) \cdot v_{i1}(t) + h_2(t) \cdot v_{i2}(t) + h_3(t) \cdot v_{i3}(t) \\ &= \sum_{m=1,2,3} h_m(t) \cdot v_{i_m}(t) \end{aligned} \quad (1.11)$$

$$\text{donc, } v_{int}(t) = \begin{bmatrix} h_1(t) \cdot h_2(t) \cdot h_3(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{i1}(t) \\ v_{i2}(t) \\ v_{i3}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h(t) \end{bmatrix}^t \cdot \begin{bmatrix} v_i(t) \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Les tensions de sortie de l'onduleur fictif s'écrivent:

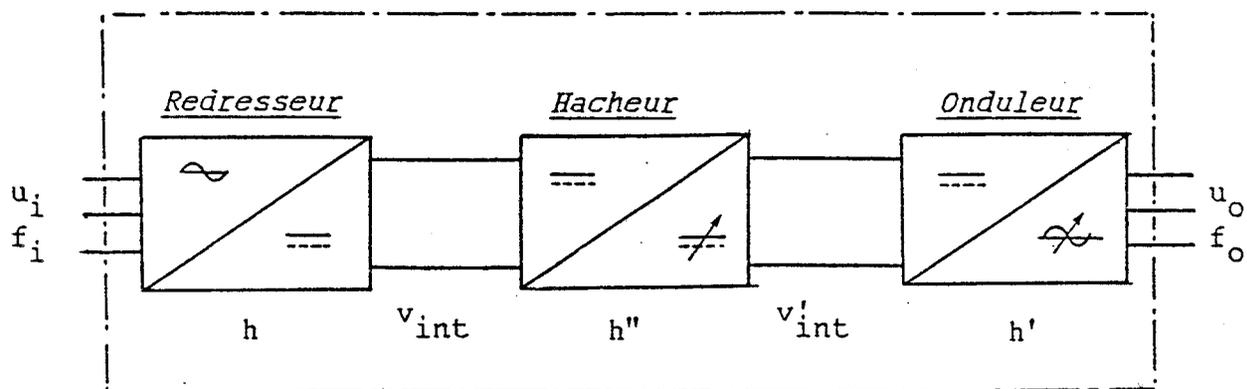
$$u'_{o_m}(t) = h'_m(t) \cdot v_{i_m}(t) \quad \text{avec } m=1,2,3 \quad (1.13)$$

$$\text{donc, } \begin{bmatrix} u'_o(t) \end{bmatrix} = v_{int}(t) \begin{bmatrix} h'(t) \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

h'_1, h'_2, h'_3 sont elles aussi trois fonctions d'existence identiques, décalées de $2\pi/3$ l'une par rapport à l'autre de sorte qu'à chaque instant, leur somme est nulle. Ainsi, la somme des tensions de sortie de l'onduleur est nulle à tout instant.

Les tensions de sortie du convertisseur $u_o(t)$ résultent là encore du produit des tensions $u'_{o1}, u'_{o2}, u'_{o3}$ et d'une fonction d'existence unique h'' caractérisant le hacheur fictif.

Nous allons, en premier lieu, étudier la transformation des tensions d'entrée simples $v_i(t)$, ou composées $u_i(t)$, en tensions de sortie simples $v'_o(t)$, ou composées $u'_o(t)$, sans préciser la forme des différentes fonctions d'existence $h_m(t), h'_m(t)$. Ainsi, cette étude plus générale pourra s'adapter à différentes stratégies de commande.



Convertisseur Direct

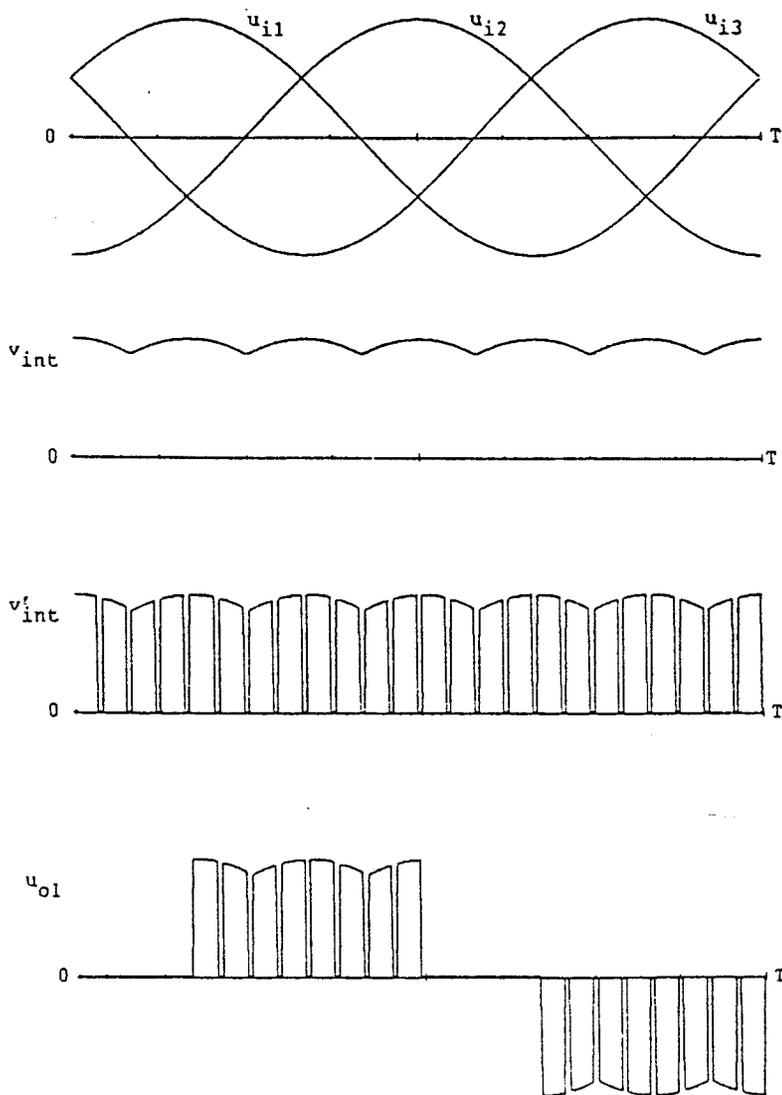


Figure 1.3 a

3.1.1. Fonctions d'existence

Le produit de deux matrices en $[\cos(w_i t)]$ donne un terme constant, qui, multiplié à une matrice en $[\cos(w_o t)]$ donne une nouvelle matrice en $[\cos w_o t]$; nous en déduisons que la première opération est équivalente à un redressement, et que la seconde est équivalente à une conversion continu-alternatif. (figure 1.3 b).

$$\begin{aligned}
 & B \begin{bmatrix} \cos w_o t \\ \cos(w_o t - 2\pi/3) \\ \cos(w_o t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot A \begin{bmatrix} \cos(w_i t), \cos(w_i t - 2\pi/3), \cos(w_i t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot C \begin{bmatrix} \cos w_i t \\ \cos(w_i t - 2\pi/3) \\ \cos(w_i t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \\
 &= B \begin{bmatrix} \cos w_o t \\ \cos(w_o t - 2\pi/3) \\ \cos(w_o t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \frac{3AC}{2} = \frac{3ABC}{2} \cdot \begin{bmatrix} \cos w_o t \\ \cos(w_o t - 2\pi/3) \\ \cos(w_o t + 2\pi/3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u'_{o1}(t) \\ u'_{o2}(t) \\ u'_{o3}(t) \end{bmatrix} \quad (1.15)
 \end{aligned}$$

La matrice $C[\cos w_i t]$ représente les tensions simples d'entrée $V_{i_m} \cdot [\cos w_i t]$. La matrice $A[\cos w_i t]^t$ représente les fonctions de connexion idéales qui, multipliées aux tensions d'entrée, donneraient des tensions dénuées d'harmoniques. En réalité, chaque fonction est composée de deux créneaux de polarité différente et peut se mettre sous la forme d'une série de Fourier du type:

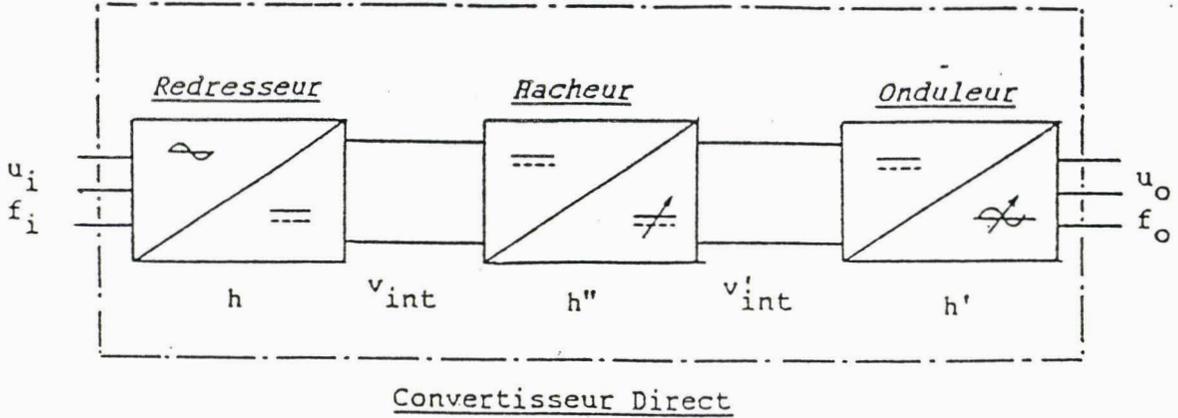
$$\sum_{n=1,3,5}^{\infty} A_n \begin{bmatrix} \cos(nw_i t), \cos(n(w_i t - 2\pi/3)), \cos(n(w_i t + 2\pi/3)) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_m(t) \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Enfin, la matrice $B[\cos w_o t]$ représente les fonctions de connexion idéales modélisant l'onduleur, qui en réalité s'écrivent également sous la forme d'une série de Fourier du type:

$$h'_m(t) = B_1 \begin{bmatrix} \cos w_o t \\ \cos(w_o t - 2\pi/3) \\ \cos(w_o t + 2\pi/3) \end{bmatrix} + \sum_{k=3,5,7}^{\infty} B_k \begin{bmatrix} \cos kw_o t \\ \cos k(w_o t - 2\pi/3) \\ \cos k(w_o t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

ETUDE DES TENSIONS DE SORTIE DU CONVERTISSEUR

COMMANDES IDEALES



Tension de sortie du redresseur fictif idéal :

$$\begin{aligned}
 v_{int}(t) &= h_1(t) \cdot v_{i1}(t) + h_2(t) \cdot v_{i2}(t) + h_3(t) \cdot v_{i3}(t) \\
 &= \sum_{m=1,2,3} h_m(t) \cdot v_{i_m}(t) \\
 \text{si } \begin{cases} v_{i_m}(t) = V_{i_m} \cos(\omega_i t - (m-1) 2\pi/3) \\ h_m(t) = \cos(\omega_i t - (m-1) 2\pi/3) \end{cases}
 \end{aligned}$$

$$v_{int}(t) = 3/2 V_{i_m} = \sqrt{3} U_{i_m} / 2 = C^{te}$$

Tension composée de sortie d'amplitude constante, de fréquence variable

$$\begin{aligned}
 u'_{o_m}(t) &= h'_m(t) \cdot v_{int}(t) \quad \text{avec } m=1,2,3 \\
 \text{si } h'_m(t) &= \cos(\omega_o t - (m-1) 2\pi/3)
 \end{aligned}$$

$$u'_{o_m}(t) = 3/2 V_{i_m} \cos(\omega_o t - (m-1) 2\pi/3)$$

Tension composée de sortie de fréquence et d'amplitude variables

$$\begin{aligned}
 u_{o_m}(t) &= h''(t) \cdot u'_{o_m}(t) \quad \text{avec } m=1,2 \text{ ou } 3 \\
 \text{si } h''(t) &= \alpha
 \end{aligned}$$

$$u_{o_m}(t) = 3/2 V_{i_m} \alpha \cos(\omega_o t - (m-1) 2\pi/3)$$

Figure 1.3 b

3.1.2. Tensions de sortie constantes /13/

Le produit de ces trois fonctions donne les tensions composées de sortie.

$$\begin{bmatrix} u'_{o1}(t) \\ u'_{o2}(t) \\ u'_{o3}(t) \end{bmatrix} = \frac{3A_1 B_1 V_{i_m}}{2} \begin{bmatrix} \cos w_o t \\ \cos(w_o t - 2\pi/3) \\ \cos(w_o t + 2\pi/3) \end{bmatrix} + \frac{3A_1 V_{i_m}}{2} \sum_{k=3,5,7}^{\infty} B_k \begin{bmatrix} \cos kw_o t \\ \cos k(w_o t - 2\pi/3) \\ \cos k(w_o t + 2\pi/3) \end{bmatrix}$$

$$+ \frac{3V_{i_m}}{2} \sum_{k=1,3,5,7}^{\infty} \sum_{n=6,12,18}^{\infty} B_k (A_{(n-1)} + A_{(n+1)}) \begin{bmatrix} \cos [(kw_o \pm nw_i)t] \\ \cos [(kw_o \pm nw_i)t - (k2\pi/3 \pm n2\pi/3)] \\ \cos [(kw_o \pm nw_i)t + (k2\pi/3 \pm n2\pi/3)] \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

Les tensions simples de sortie, fictives, s'obtiennent par différence des tensions composées, comme l'indique la figure 1.4, représentant le convertisseur à entrée et sortie triphasées.

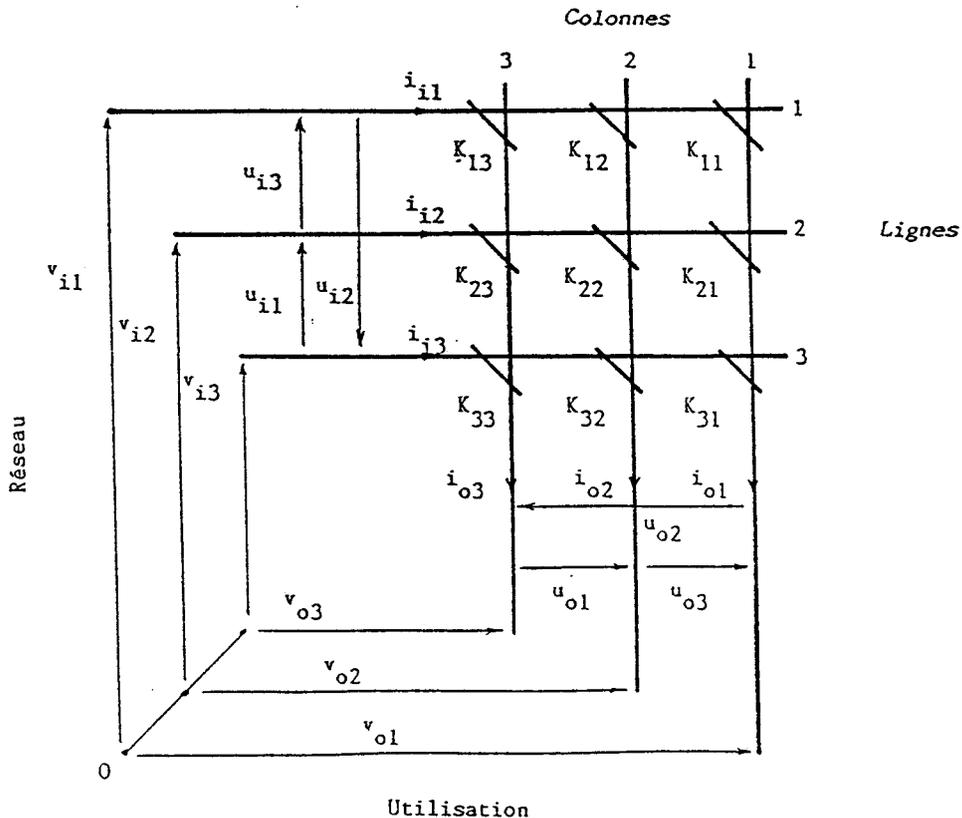


Figure 1.4

La figure 1.5 montre les différentes étapes dans l'élaboration des tensions de sortie et permet maintenant de préciser les équations des fonctions d'existence $h_m(t)$ et $h'_m(t)$. Les fonctions $h_m(t)$ qui jouent le rôle de redresseur fictif, s'écrivent en réalité :

$$h_m(t) = 4/\pi \cdot \sum_{n=1,5,7,\dots}^{\infty} \frac{\sin n \pi/3}{n} \cdot \cos n(\omega_1 t - (m-1) \cdot 2\pi/3) \quad (1.20)$$

m=1,2,3

L'amplitude du fondamental a pour valeur $A_1 = 4/\pi \cdot \sin \pi/3$.

Les fonctions $h'_m(t)$, qui jouent le rôle de l'onduleur fictif à ondes pleines s'écrivent:

$$h'_m(t) = 4/\pi \cdot \sum_{k=1,5,7,11,\dots}^{\infty} \frac{\sin k \pi/3}{k} \cdot \cos k(\omega_0 t - (m-1) \cdot 2\pi/3) \quad (1.21)$$

m=1,2,3

L'amplitude du fondamental a pour valeur $B_1 = 4/\pi \cdot \sin \pi/3$

D'où le rapport du fondamental des tensions de sortie $U_{o_{1,m}}$ et des tensions d'entrée $U_{i_{1,m}}$:

$$\frac{U_{o_{1,m}}}{U_{i_{1,m}}} = \frac{3A_1 \cdot B_1}{2} = \frac{3}{2} \cdot \left(\frac{2\sqrt{3}}{\pi}\right) \cdot \left(\frac{2\sqrt{3}}{\pi}\right) \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} = 1.052 \quad (1.22)$$

qui exprime la capacité du convertisseur à utiliser les tensions d'entrée de manière optimale. Un transformateur-élévateur est donc inutile dans ce cas.

On remarque que les tensions de sortie sont composées d'un terme fondamental, à la pulsation ω_0 choisie et introduite par $h'_m(t)$, et d'une suite d'harmoniques dont l'amplitude décroît en $(1/k)$ pour le second terme de l'équation (1.18), en $1/k \cdot n$ pour le troisième, et dont les fréquences appartiennent aux familles:

$$* k \cdot \omega_0 = (2p + 1) \cdot \omega_0 \quad \text{avec } k=1,5,7,11,\dots \quad (1.23)$$

et $\forall p \neq 1 + 2.l \quad (l=0,1,2,\dots)$

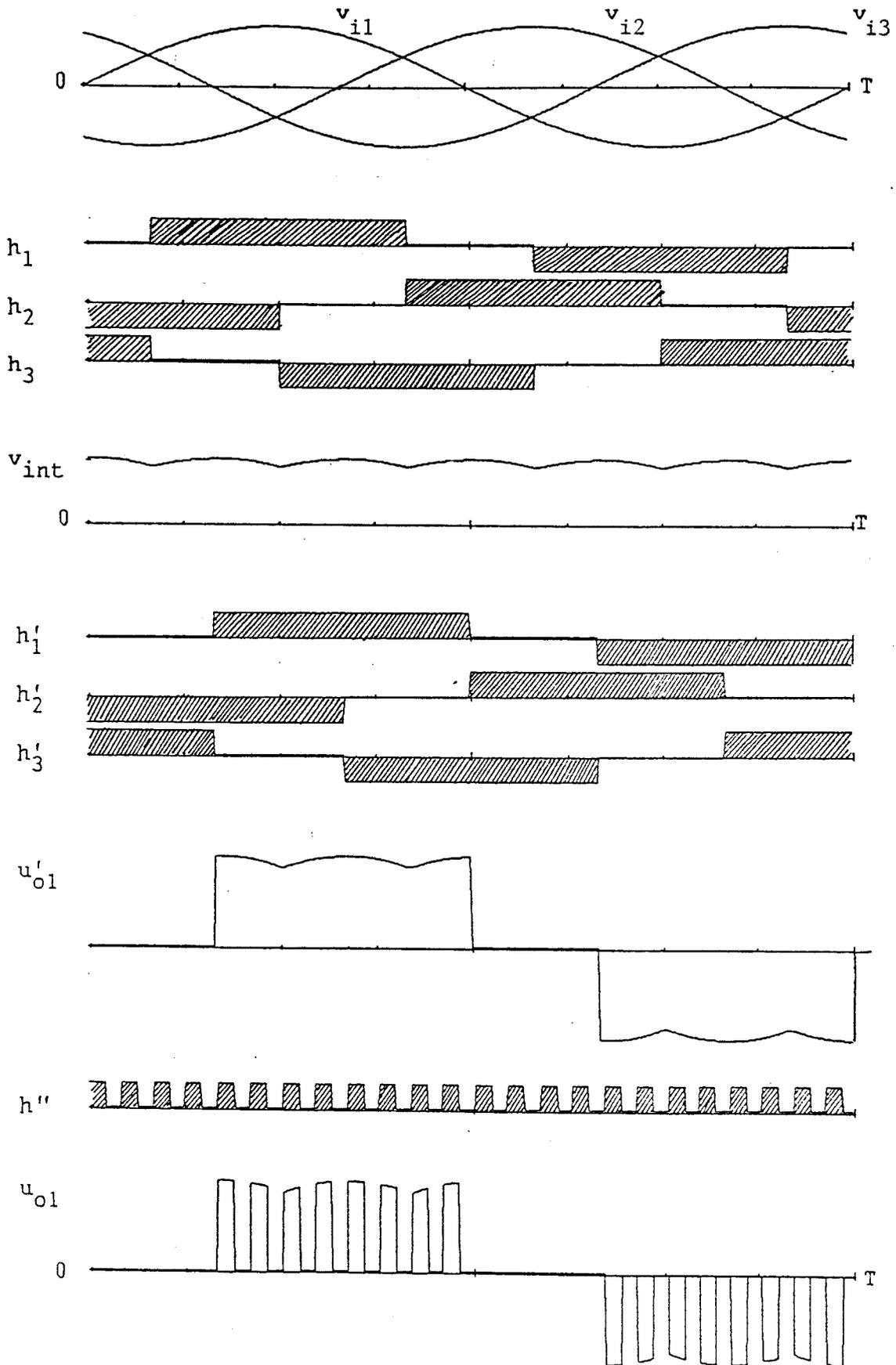


Figure 1.5 Représentation temporelle des fonctions d'existence et des tensions de sortie

$$* kw_0 \pm nw_i \quad \text{avec } n=6.q \quad (q=1,2,3\dots) \quad (1.24)$$

résultant des produits de cosinus qui se transforment en sommes.

3.1.3. Tensions de sortie variables

Le réglage de l'amplitude de la tension de sortie s'obtient en intégrant à la commande, un hacheur fictif, représenté par $h''(t)$, et de rapport cyclique $\alpha = tf / Td$ (tf : temps de fermeture; Td : période de découpage) variable.

Ces créneaux d'amplitude 1 et de largeur $\alpha.Td$ se décomposent en série de Fourier telle que:

$$h''(t) = \alpha + 2/\pi \sum_{q=0}^{\infty} \frac{\sin (2q+1)\alpha}{(2q+1)} \cos \left[(2q+1) w_d t \right] \quad (1.25)$$

d'où, avec w_d , la pulsation de découpage, et $\alpha = 0.5$, cas le plus défavorable pour l'ondulation du courant de sortie d'un hacheur:

$$h''(t) = 1/2 + 2/\pi \cdot \sum_{q=0}^{\infty} \frac{(-1)^q}{(2q+1)} \cos \left[(2q+1) w_d t \right] \quad (1.26)$$

Le produit des équations 1.18 et 1.25 donne le développement des tensions composées de sortie $u_{om}(t)$, d'amplitude variable en fonction de α puisque le premier terme s'écrit:

$$\frac{3.A_1 B_1}{2} \cdot V_{i_m} \cdot \alpha$$

La combinaison des harmoniques de 1.18 et 1.25 donne des pulsations du type:

$$* kw_0 = (2p + 1).w_0 \quad \text{pour le } 1^\circ \text{ terme avec } p=0,2,3,5,6,8\dots \quad (1.27)$$

et k impair $\neq 3$ et multiples de 3

$$* kw_0 \pm nw_i \quad \text{pour le } 2^\circ \text{ terme avec } n=6q \quad (q=1,2,3\dots) \quad (1.28)$$

$$* kw_0 \pm (2.l+1)w_d \quad \text{pour le } 3^\circ \text{ terme avec } l=0,1,2\dots \quad (1.29)$$

$$* kw_0 \pm nw_i \pm (2.l+1)w_d \quad \text{pour le } 4^\circ \text{ terme du développement.} \quad (1.30)$$

En fait, seul le troisième terme contribue réellement à l'augmentation du contenu harmonique par rapport à ce qu'il était avec des ondes pleines en sortie.

Les harmoniques qu'il génère se situent autour de la fréquence de découpage (f_d) du hacheur et des multiples de cette fréquence ; d'où l'intérêt d'augmenter f_d autant que les performances des interrupteurs le permettent pour faciliter le filtrage et réduire leurs effets sur la machine alimentée.

Les différentes étapes de la construction des tensions composées de sortie $u_{om}(t)$ sont reproduites aux figures 1.6a et 1.7a, obtenues par recombinaison des séries de Fourier et par produit des séries de Fourier. Les spectres harmoniques associés à chaque étape sont représentés aux figures 1.6b et 1.7b.

On remarque, en premier lieu, que l'ondulation de la tension redressée fictive $v_{int}(t)$ de fréquence $6nf_i$ n'a que peu d'influence sur les spectres de $u'_{om}(t)$ et $u_{om}(t)$, puisque son amplitude est faible devant la valeur de la composante continue.

On constate ensuite que la tension de sortie $u_{om}(t)$ est très dépendante de la fréquence de découpage f_d , ici choisie à 1200 Hz. L'amplitude des harmoniques dus au découpage est de l'ordre de 60% de l'amplitude du fondamental. On comprend maintenant la nécessité de les repousser vers les hautes fréquences en augmentant f_d .

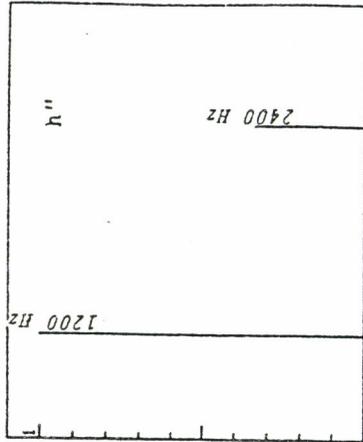
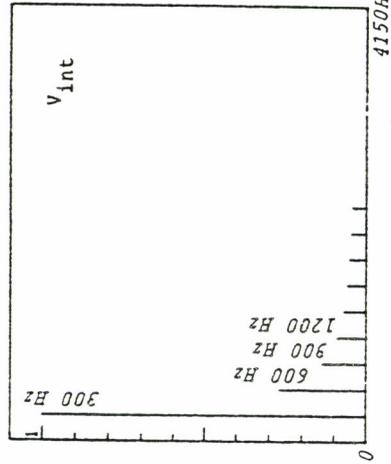
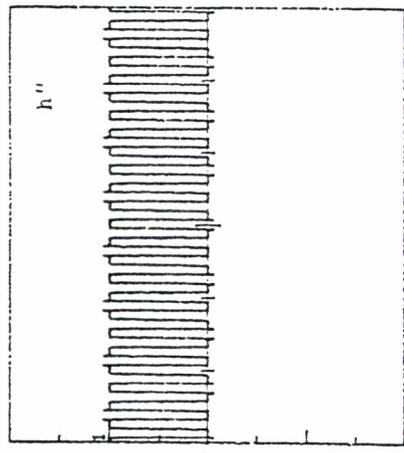
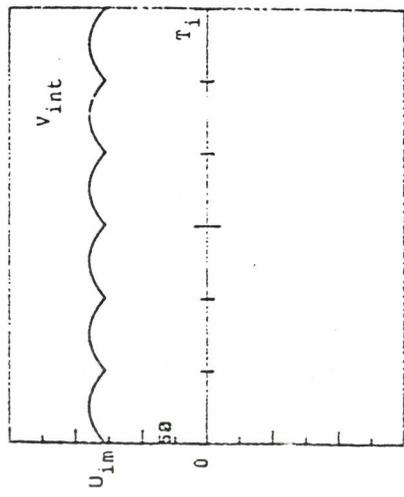
Ce hacheur direct de fréquence a cependant une limite supérieure en fréquence de sortie. Cette limite intervient quand des sous-harmoniques apparaissent dans le spectre des tensions de sortie. Les termes du développement susceptibles d'en générer sont le second - combinaison des fréquences d'entrée et de sortie - et le troisième - combinaison de la fréquence f_o avec la fréquence f_d .

La limite imposée par le troisième terme s'écrit:

$$(2.1 + 1).f_d - (2.p + 1).f_o < f_o \quad (1.31)$$

Si la fréquence maximale utile de $u_{cm}(t)$ est $7.f_o$ et puisque les premiers harmoniques générés par $h''(t)$ sont à la fréquence f_d , ($q = 0$) ; donc

$$f_d - 7f_o < f_o \quad f_o > f_d/8 \quad (1.32)$$

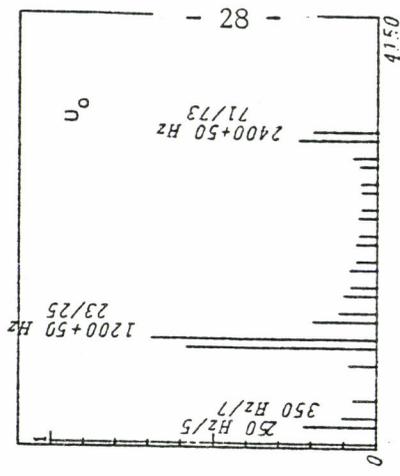
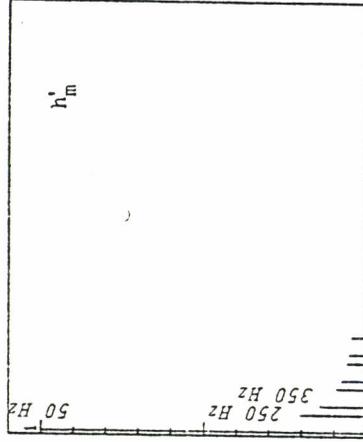
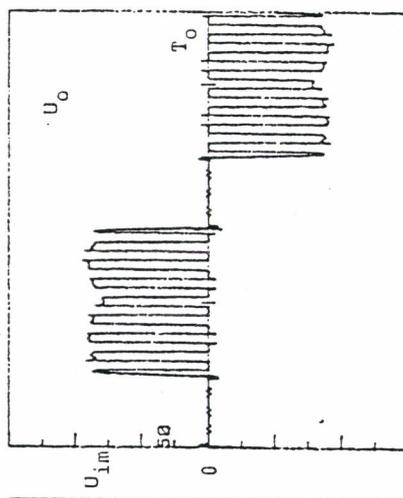
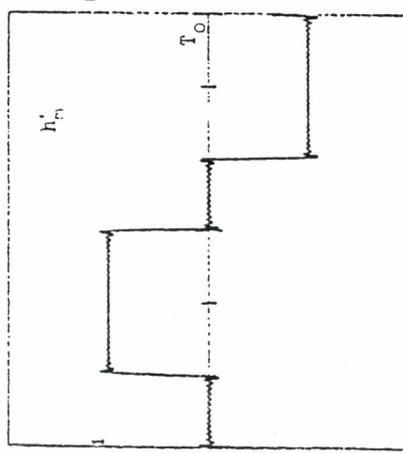


Tension redressée fictive

Fonction d'existence Hacheur

Spectre de l'ondulation

Spectre de h''(t)

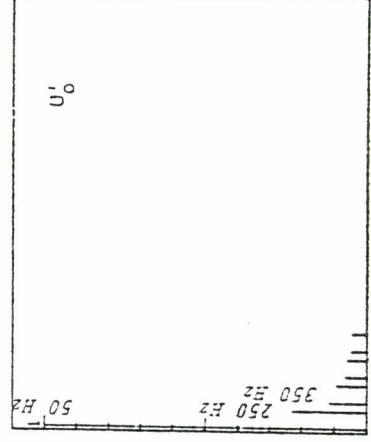
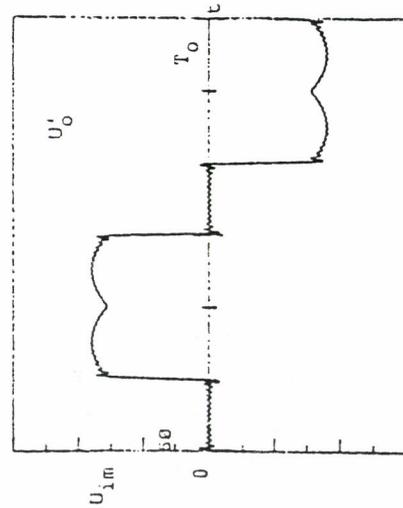


Fonction d'existence Onduleur

Tension composée de sortie

Spectre de h'_m(t)

Spectre de U'₀(t)



Reconstitution par produits des séries des fonctions intervenant dans l'élaboration des tensions de sortie U'₀(t)

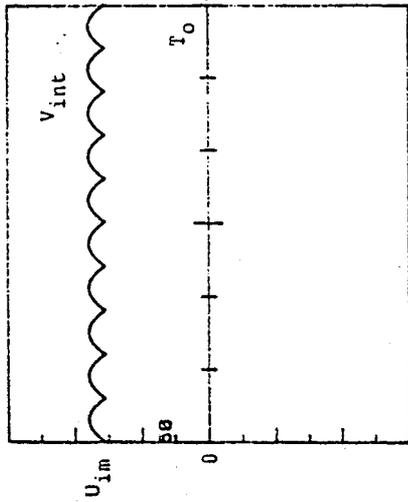
$F_0 = 50 \text{ Hz}$
 $F_d = 1200 \text{ Hz}$
 $T_1 = T_0$

Spectres des fonctions intervenant dans l'élaboration des tensions de sortie U'₀(t)

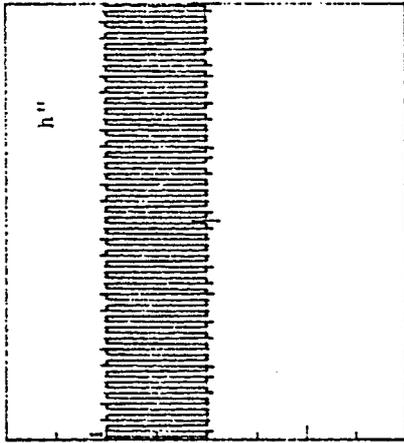
$F_0 = 50 \text{ Hz}$

Figure 1.6a

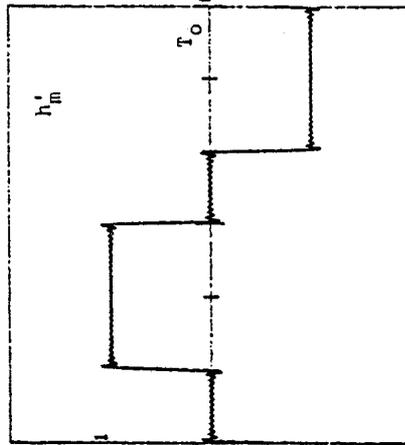
Figure 1.6b



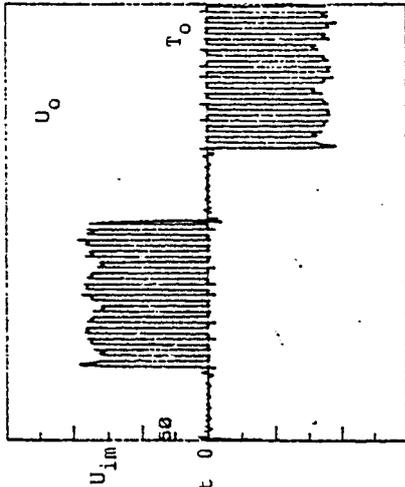
Tension redressée fictive



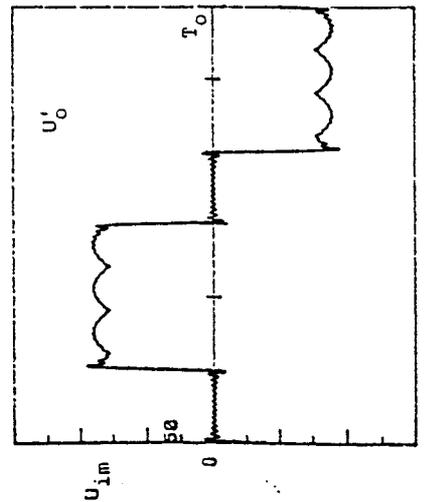
Fonction d'existence Hacheur



Fonction d'existence Onduleur



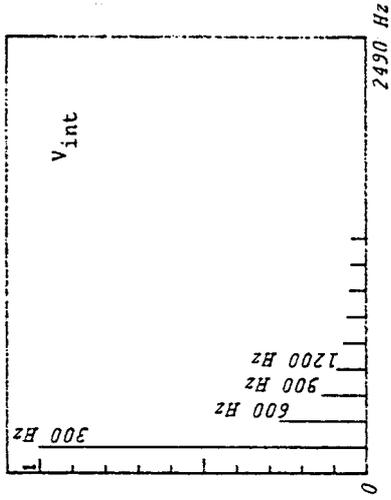
Tension composée de sortie



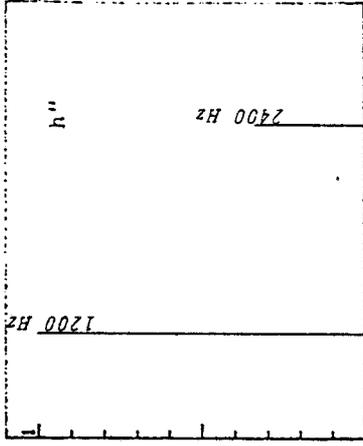
Reconstitution par produits
des séries des fonctions inter-
venant dans l'élaboration des
tensions de sortie $U_0(t)$

$F_0 = 30 \text{ Hz}$
 $F_D = 1200 \text{ Hz}$

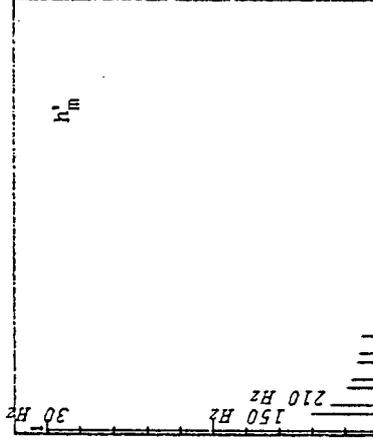
Figure 1.7a



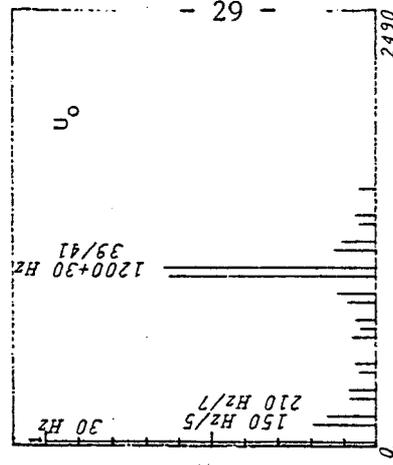
Spectre de l'ondulation



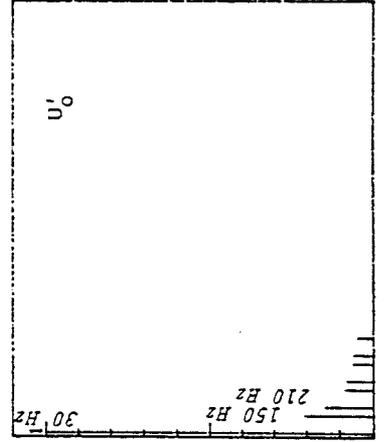
Spectre de $h''(t)$



Spectre de $h'_m(t)$



Spectre de $U_0(t)$



Spectre de $U'_0(t)$

Spectres des fonctions
intervenant dans l'élaboration
des tensions de sortie $U_0(t)$

$F_0 = 30 \text{ Hz}$

Figure 1.7b

si $f_d = 1200$ Hz, les premiers sous-harmoniques apparaissent pour $f_o > 150$ Hz.

Pour le second terme, la limite s'écrit:

$$6.q.f_i - (2p + 1) . f_o < f_o \quad (1.33)$$

$$\text{d'où} \quad f_o > 3.f_i \quad (1.34)$$

si la fréquence d'entrée $f_i = 50$ Hz, les premiers sous harmoniques apparaissent pour $f_o > 150$ Hz.

En définitive, la fréquence de sortie maximale du convertisseur doit être limitée à $3.f_i$.

Cette commande a cependant l'avantage d'utiliser au maximum les tensions puisque

$$0.05 < u_o/u_i < 1 \quad (1.35)$$

quand le rapport cyclique α du hacheur fictif varie

$$0.05 < \alpha < 0.95$$

3.1.4. Etude des courants d'entrée

A l'heure actuelle, l'étude des tensions de sortie d'un convertisseur ne peut plus suffire. L'utilisation croissante des convertisseurs statiques a poussé l'EDF à établir des normes quant à la pollution harmonique de son réseau de distribution.

Une étude complète d'un ensemble de conversion doit tenir compte des courants pris au réseau.

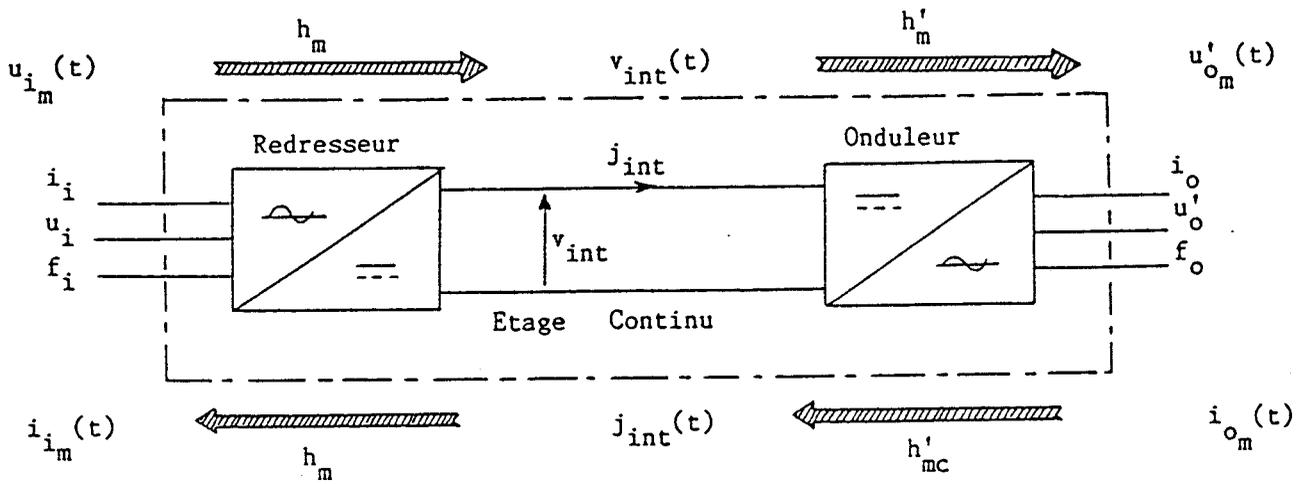
Les courants d'entrée du changeur de fréquence s'obtiennent en inversant la transformation décrite en 1.15 . Ainsi, compte tenu de la forme des fonctions d'existence $h_m(t)$ et $h'_m(t)$ ($m = 1, 2, 3$), les courants en ligne s'obtiennent par la transformation 1.36 avec I_{om} la valeur maximale du courant de sortie en ligne et ϕ le déphasage du courant $i_{om}(t)$ par rapport à la tension simple de sortie correspondante $v_{om}(t)$, déphasage dû à la charge.

Il est cependant nécessaire d'utiliser les fonctions d'existence $h'_{mc}(t)$ représentant plus précisément les connexions entre les sorties et l'étage intermédiaire fictif, réalisées par l'onduleur (figure 1.8).

TENSIONS COMPOSEE D'AMPLITUDE FIXE

$$u'_{o2}(t) = \frac{3A_1 B_1 V_{i_m}}{2} \cos(\omega_o t - 2\pi/3) + \frac{3A_1 V_{i_m}}{2} \sum_{k=3,5,7}^{\infty} B_k \cos \cdot k(\omega_o t - 2\pi/3)$$

$$+ \frac{3 \cdot V_{i_m}}{2} \sum_{k=1,3,5,7}^{\infty} \sum_{n=6,12,18}^{\infty} B_k (A_{(n-1)} + A_{(n+1)}) \cos \{ (k\omega_o \pm n\omega_i) t - (k2\pi/3 \pm n2\pi/3) \} \quad (1.36)$$



$$i_{i2}(t) = \frac{3}{2} \cdot A_1 B_1 I_{o_m} \cdot \cos(\omega_i t - 2\pi/3) + \frac{3}{2} \cdot B_1 I_{o_m} \sum_{n=3,5,7}^{\infty} A_n \cos(n(\omega_i t - 2\pi/3))$$

$$+ \frac{3I_{o_m}}{2} \sum_{k=5,11,17}^{\infty} B_k \sum_{n=1,3,5,7}^{\infty} A_n \cdot \cos((k+1)\omega_o t + \Phi) \cos(n(\omega_i t - 2\pi/3))$$

$$+ \frac{3I_{o_m}}{2} \sum_{k=7,13,19}^{\infty} B_k \sum_{n=1,3,5,7}^{\infty} A_n \cdot \cos((k-1)\omega_o t - \Phi) \cos(n(\omega_i t - 2\pi/3)) \quad (1.37)$$

COURANTS D'ENTREE

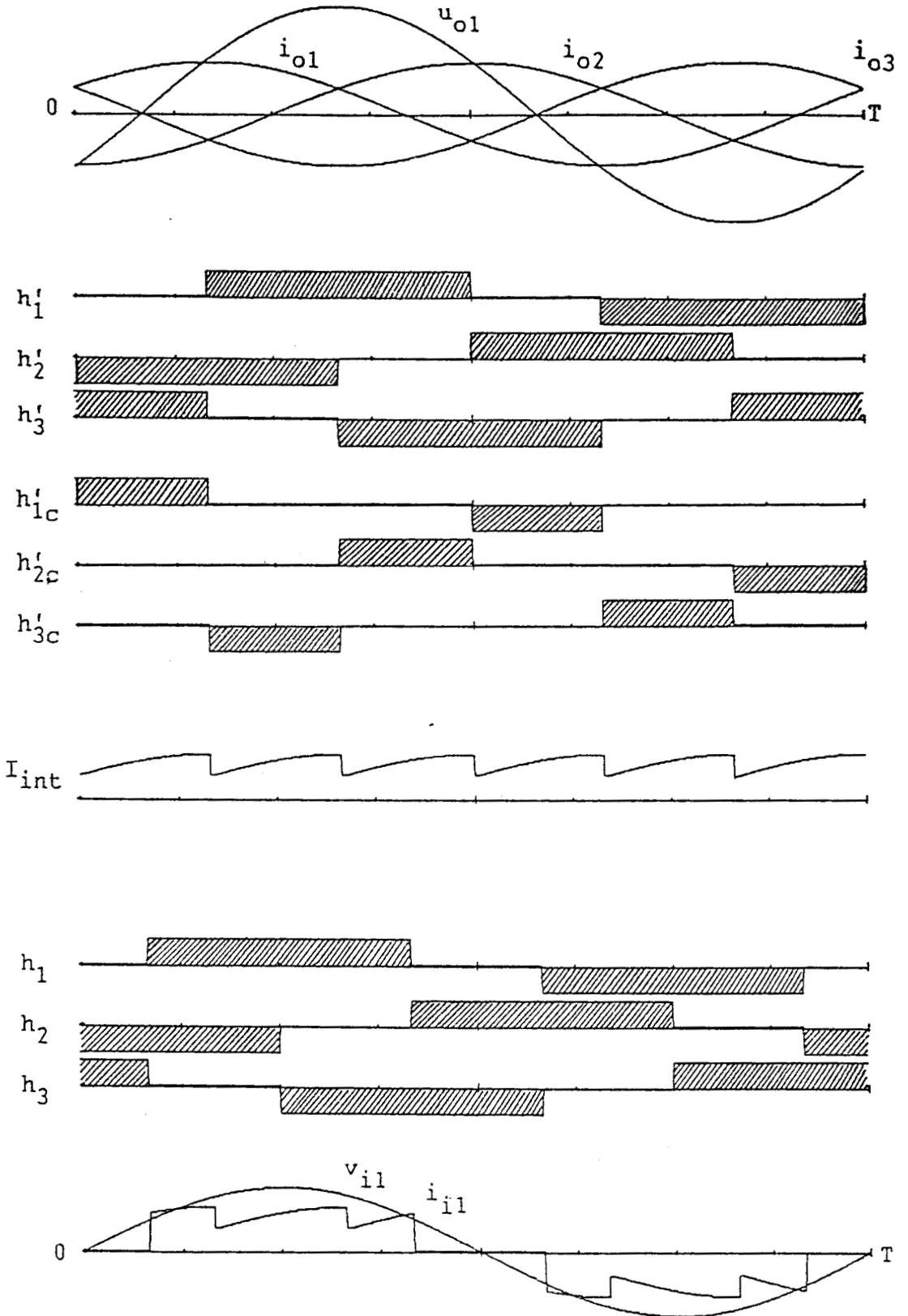


Figure 1.8 Représentation temporelle des fonctions d'existence et des courants d'entrée

Les fonctions d'existence $h_m(t)$ ne comportant pas d'harmoniques 3, les courants en ligne d'entrée en sont exempts. Les courants en ligne d'entrée ont leur fondamental à la pulsation d'entrée w_i quelle que soit w_o , la pulsation de sortie.

Les harmoniques sont une combinaison des pulsations d'entrée et de sortie.

Si l'on fait maintenant intervenir le découpage, c'est-à-dire la fonction d'existence $h''(t)$, au spectre précédent des courants d'entrée vont se superposer les combinaisons de la fréquence de découpage et de ses multiples avec la pulsation d'entrée w_i principalement. Le filtrage de ces harmoniques sera encore une fois d'autant plus efficace et moins coûteux que la fréquence de découpage sera élevée.

La figure 1.8 représente la forme d'onde des courants d'entrée avant découpage, et met en évidence la forme du courant continu dans l'étage intermédiaire fictif, ainsi que la phase du courant d'entrée en ligne par rapport à la tension simple d'entrée.

On constate que quelle que soit la pulsation de sortie w_o , le fondamental des courants d'entrée (de pulsation w_i) est en phase avec les tensions simples $v_{im}(t)$ correspondantes. La puissance réactive absorbée par le convertisseur est donc nulle puisque les harmoniques des courants d'entrée n'engendrent aucune puissance. En effet, seules deux grandeurs v et i de même pulsation créent une puissance active ou réactive.

3.2. FONCTION REDRESSEUR/ONDULEUR A MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS (MLI)

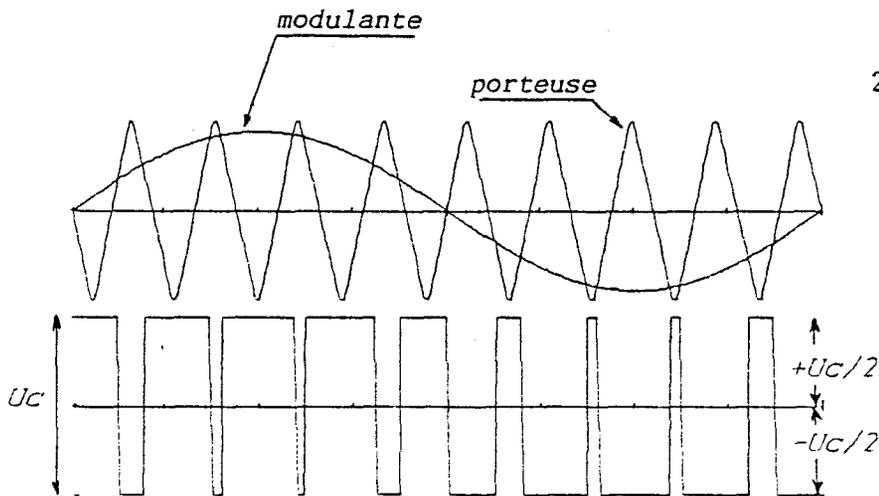
Dans les onduleurs à " pleines ondes ", les tensions de sortie formées de créneaux rectangulaires sont très riches en harmoniques. Il est possible de réduire le nombre et l'amplitude des harmoniques de rang faible en adoptant un découpage tel qu'il les neutralise ; les créneaux rectangulaires sont de largeur constante ($2\pi/3$), d'amplitude fixe, mais découpés de manière à faire varier la valeur efficace de la tension. Ainsi, à partir d'une source de tension fixe, on peut créer un système de tensions alternatives de fréquence et d'amplitude variables alors que la première solution nécessitait une source de tension variable pour régler l'amplitude des créneaux de sortie.

3.2.1. Principe de la commande MLI /14/

Le rendement d'un onduleur de tension est d'autant meilleur que la forme d'onde des tensions de sortie se rapproche d'une sinusoïde. Si le courant de sortie est sinusoïdal, de pulsation ω_0 , les puissances active et réactive sont données par le produit de l'intensité et du fondamental de la tension, lui aussi à la pulsation ω_0 . Les harmoniques de rang supérieur et inférieur au fondamental provoquent échauffement, saturation magnétique et couples parasites dans la machine alimentée par ce convertisseur, d'où l'intérêt d'une structure et d'une commande qui délivrent une tension la plus sinusoïdale possible ou une tension dont les harmoniques sont très réduits.

La tension de sortie u_s d'un onduleur MLI est une suite de créneaux d'amplitude fixe et de largeur variable, telle que, sur un intervalle de découpage, la valeur moyenne u_{s0} soit proche de la valeur moyenne de la sinusoïde dans ce même intervalle. La largeur des créneaux dans les intervalles de découpage successifs varie donc selon une loi sinusoïdale. On appelle *modulante* la sinusoïde de référence qui, utilisée dans une *loi de modulation*, donne une tension de sortie ayant un fondamental à son image.

Une loi de modulation couramment utilisée compare une sinusoïde (modulante) à un signal triangulaire (*porteuse*) dont la fréquence est multiple de la fréquence de la modulante comme le montre la figure 1.9, ci-dessous.



onde bipolaire
car variant entre
2 niveaux de tension
 $+ U_c/2$ et $- U_c/2$

figure 1.9

La tension de sortie v_{o1} est une onde bipolaire d'amplitude crête à crête égale à la tension U_c du côté continu ; ou d'amplitude $U_c/2$ par rapport à un point fictif 0 pris entre deux générateurs de tension $U_c/2$ mis en série.

La phase 1 est reliée à $U_c/2$ quand $\text{modul} > \text{porteuse}$.
La phase 1 est reliée à $-U_c/2$ quand $\text{modul} < \text{porteuse}$.

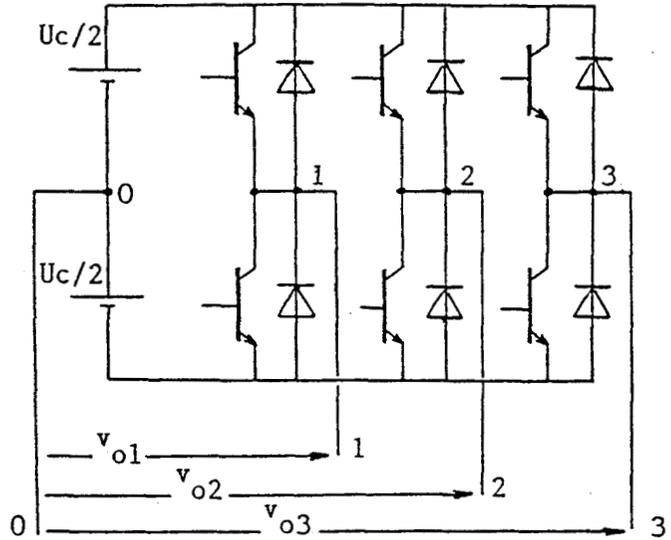


Figure 1.10

Pour obtenir un système de tensions triphasé, il suffit de comparer trois sinusoides de référence ou trois modulantes, formant elles-mêmes un système triphasé, à un signal triangulaire. Les trois tensions simples fictives v_{o1} , v_{o2} , v_{o3} prises par rapport au point fictif 0, sont trois ondes bipolaires d'amplitude crête à crête U_c , dont les fondamentaux sont déphasés l'un par rapport à l'autre de $2\pi/3$, étant à l'image des trois modulantes.

Les tensions composées u_{12} , u_{23} , u_{31} se déduisent des tensions simples par différences, telles que:

$$\begin{aligned} u_{12} &= u_{o3} = v_{o1} - v_{o2} \\ u_{23} &= u_{o1} = v_{o2} - v_{o3} \\ u_{31} &= u_{o2} = v_{o3} - v_{o1} \end{aligned} \quad (1.38)$$

On montre facilement que de la différence de deux ondes bipolaires d'amplitude $U_c/2$ vient une onde unipolaire d'amplitude U_c .

3.2.2. Intérêt de la méthode du triangle /15//16/

Il s'agit de définir la séquence optimale de commande des interrupteurs, séquence qui doit répondre à quelques règles que nous allons mettre en évidence.

La polarité des impulsions composant une tension de sortie u_{om} avec $m = 1,2,3$, doit être positive pendant toute l'alternance positive et négative pendant toute l'alternance négative de son fondamental.

Deux formes d'ondes correspondant à un fondamental de même amplitude et de même fréquence peuvent être obtenues à partir de deux séquences d'impulsions différentes. Une analyse harmonique confirmerait le fait intuitivement évident que la forme d'onde non conforme à la règle énoncée contient beaucoup plus d'harmoniques d'ordre élevé.

Pour qu'une onde de sortie ne contienne pas de sous harmoniques, il faut que la période de répétition de la séquence de commande corresponde à la période des signaux de référence. Donc, la fréquence de l'onde porteuse doit être multiple de la fréquence des modulantes. D'autre part, les trois ondes de sortie présentent des symétries qui doivent se retrouver dans les trois séquences de commande.

En effet, les trois fondamentaux u_{o1} , u_{o2} et u_{o3} peuvent se décomposer en six segments identiques durant lesquels:

- une tension est maximale, u_{o1} par exemple
- une tension passe par zéro, par valeur décroissante, u_{o3}
- une tension passe par zéro par valeur croissante, u_{o2} .

comme le montre la figure suivante

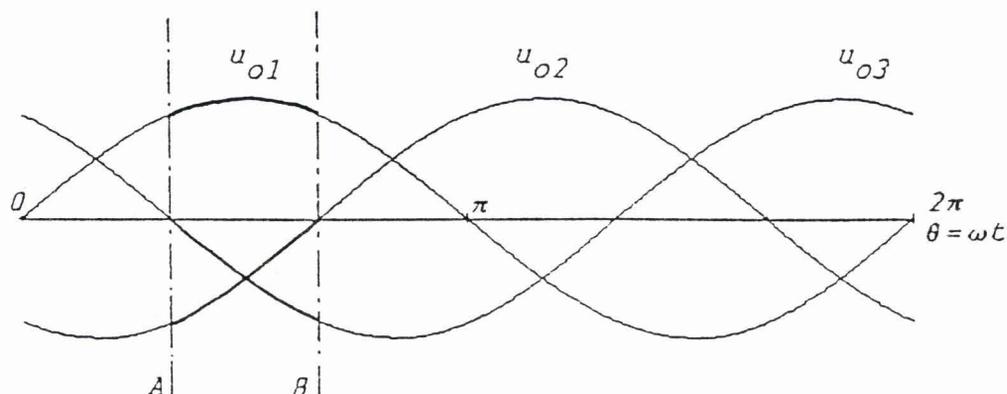


Figure 1.11

Une tension de sortie optimale est obtenue en choisissant une séquence de commande optimale des interrupteurs dans cet intervalle. Cette séquence doit se reproduire six fois par période moyennant une permutation correcte des indices des interrupteurs.

Dans le segment représenté entre les droites A et B (Fig. 1.11), la séquence de commande optimale est représentée ci-dessous:

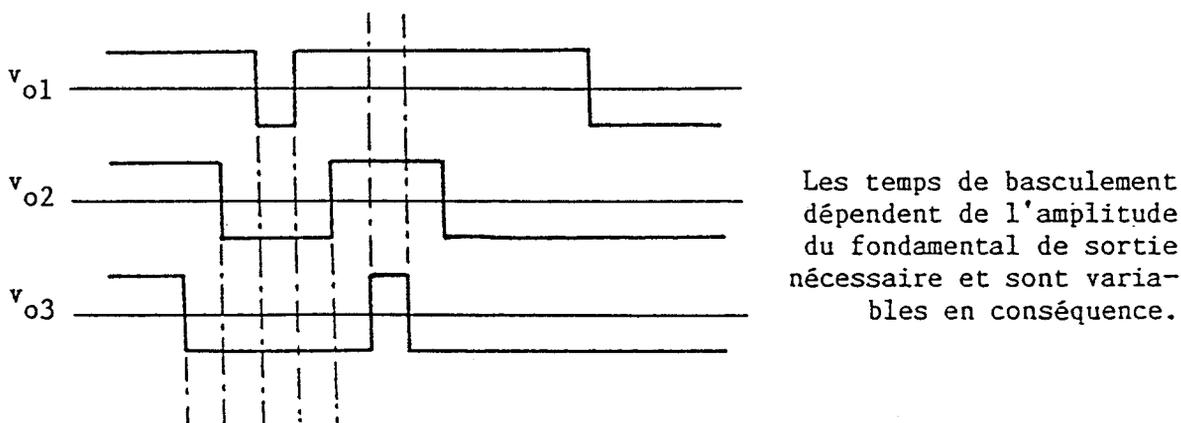


Figure 1.12

La séquence est imposée et se répète à travers les différents intervalles des tensions de sortie.

La méthode ou la loi de modulation couramment utilisée satisfait à la règle de séquençage optimum de manière inhérente et vient de l'interception d'une porteuse triangulaire et de trois modulantes sinusoidales déphasées l'une par rapport à l'autre de $2\pi/3$. Elle s'appelle méthode du triangle.

Celle-ci produit une forme d'onde en sortie qui a son fondamental de fréquence, d'amplitude et de phase identiques au signal de référence. Ainsi, les tensions simples fictives de sortie sont en phase avec

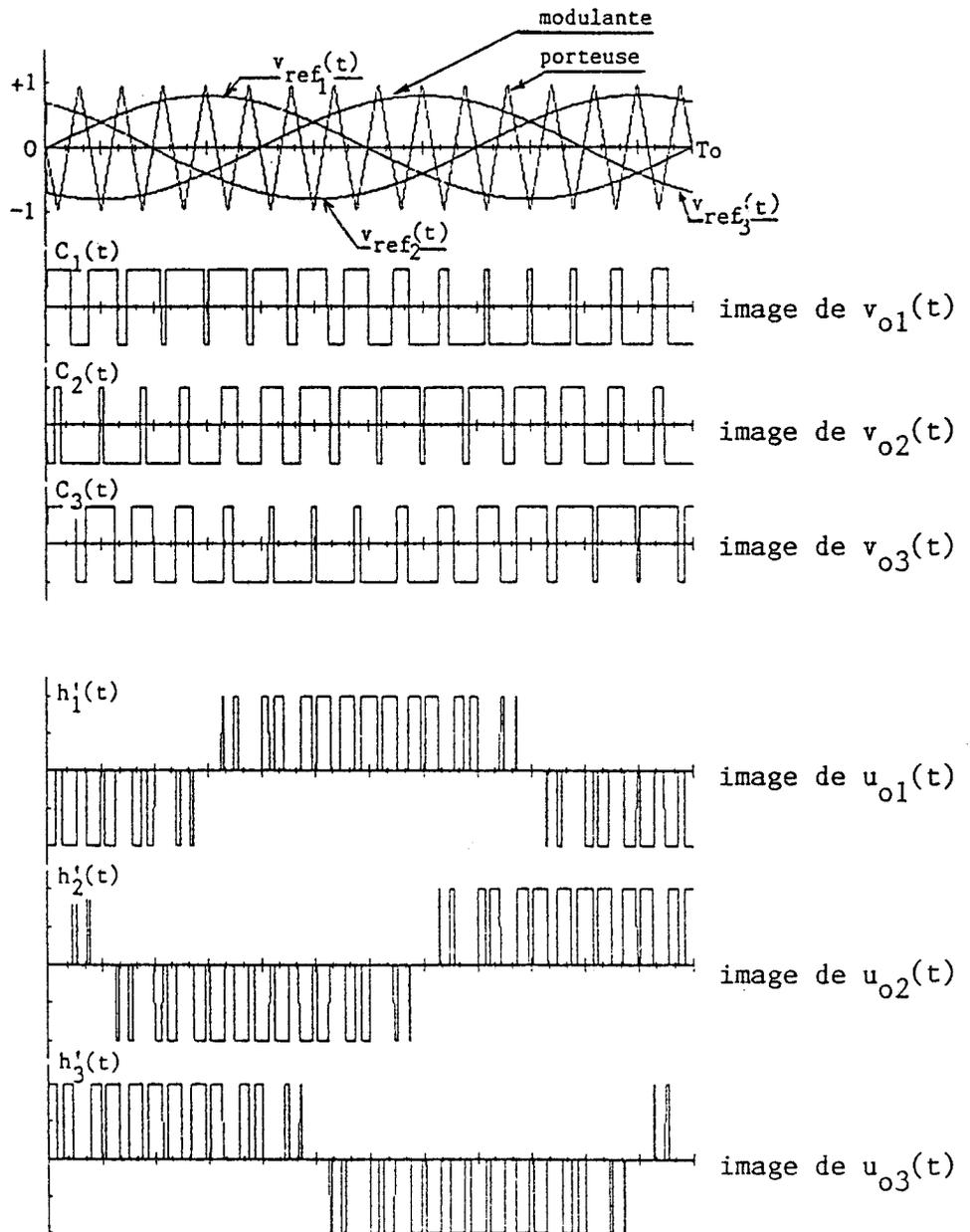
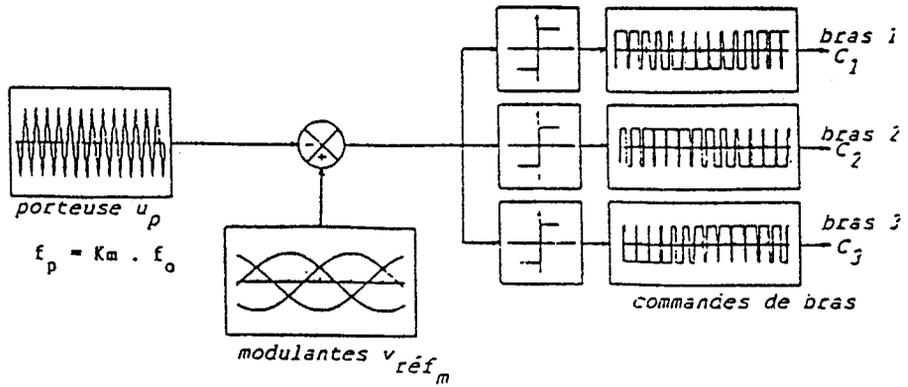


Figure 1.13

METHODE DU TRIANGLE

les trois modulantes. Les tensions composées s'obtiennent, nous l'avons dit, par différence entre ces tensions simples et sont en phase avec les tensions composées d'entrée. (figure 1.13).

3.2.3. Tensions de sortie

La mise en œuvre de ce procédé dans le changeur de fréquence direct utilise là encore la décomposition fictive du convertisseur en une cascade. Un redresseur imaginaire crée la tension continue intermédiaire d'amplitude constante, un onduleur triphasé fictif à commande MLI génère trois tensions composées d'amplitude et de fréquence variables. La tension continue $U_c/2$ résulte du produit de deux fonctions en sinus de même pulsation ω_i et a pour amplitude le maximum à chaque instant des tensions simples d'entrée $v_{i_m}(t)$ avec $m = 1, 2, 3$.

$$v_{int+}(t) = \begin{bmatrix} h_{1+}(t), h_{2+}(t), h_{3+}(t) \end{bmatrix} \cdot V_{i_m} \begin{bmatrix} \sin \omega_i t \\ \sin (\omega_i t - 2\pi/3) \\ \sin (\omega_i t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

$$\text{avec } h_{m+}(t) = \frac{1}{3} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n\pi/3}{n} \cdot \cos \left[n(\omega_i t - \pi/2 - (m-1) \cdot 2\pi/3) \right] \quad (1.40)$$

$n=1, 2, 3, 4, 5 \dots$

d'où

$$v_{int+}(t) = \frac{3\sqrt{3} \cdot V_{i_m}}{2\pi} \cdot \left[1 - 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{9n^2 - 1} \cdot \cos \left[3n (\omega_i t - \pi/2) \right] \right] \quad (1.41)$$

La tension continue - $U_c/2$ a pour amplitude le minimum à chaque instant des tensions simples d'entrée $v_{i_m}(t)$ ($m = 1, 2, 3$)

$$v_{int-}(t) = \begin{bmatrix} h_{1-}(t), h_{2-}(t), h_{3-}(t) \end{bmatrix} \cdot V_{i_m} \begin{bmatrix} \sin \omega_i t \\ \sin(\omega_i t - 2\pi/3) \\ \sin(\omega_i t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

d'où

$$v_{int-}(t) = - \frac{3\sqrt{3}.V_{i_m}}{2\pi} \cdot \left[1 - 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^n}{9n^2-1} \cdot \cos 3n(\omega_i t - \pi/6) \right] \quad (1.43)$$

C'est entre ces deux tensions ($v_{int+}(t)$ et $v_{int-}(t)$) que vont osciller les tensions simples fictives $v_{o_m}(t)$. Les intervalles pendant lesquels une tension $v_{c_m}(t)$ est égale à l'une ou l'autre des tensions continues fictives sont déterminés par la méthode du triangle explicitée précédemment.

En conséquence, les tensions $v_{o_m}(t)$ sont composées d'une suite d'impulsions dont la forme générale est représentée à la figure 1.14.

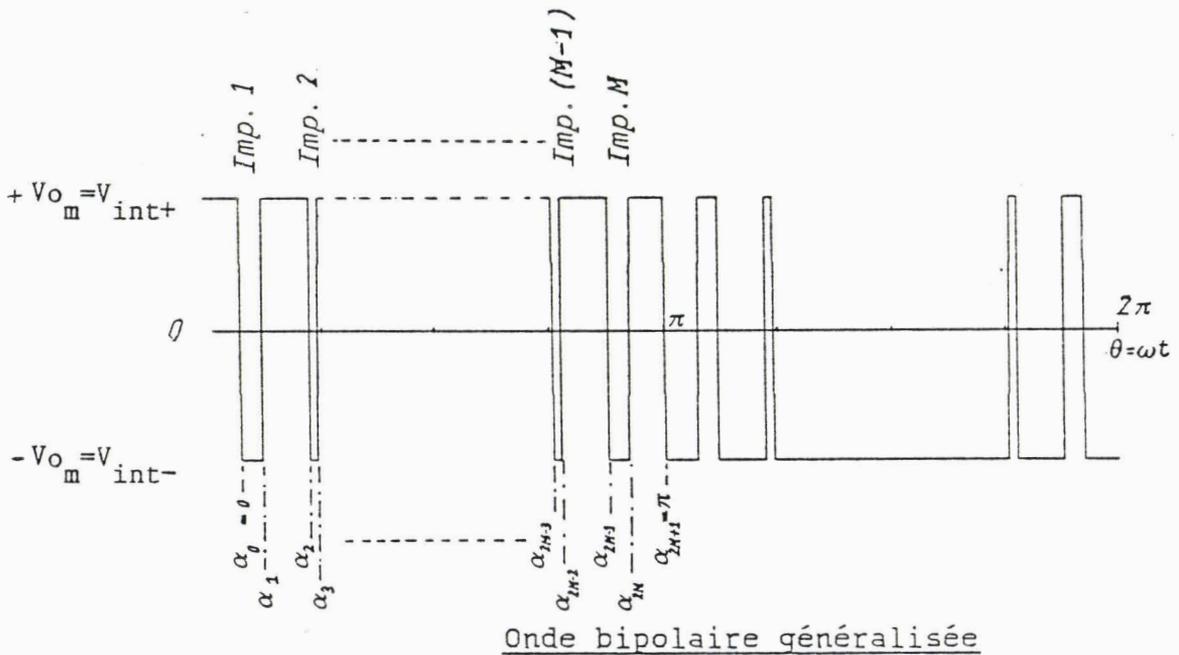


Figure 1.14

Remarque

. La tension $v_{int\pm}(t)$ a été supposée continue dans un souci de simplification des calculs.

C'est une onde qui comporte M impulsions par alternance, définies par les angles α_1 à α_{2M} . Le nombre de commutations par période est donc égal à $2.(2M+1) = 4M + 2$

Cette onde peut aussi se représenter par une série de Fourier résultant du produit de V_{o_m} et d'une fonction d'existence $h'_m(t)$.

$$v_{o_m}(t) = V_{o_m} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega_o t + b_n \sin n\omega_o t) \quad (1.44)$$

avec $V_{o_m} = U_c/2 \neq \frac{3\sqrt{3}.V_{i_m}}{2\pi}$

où, compte tenu des symétries de glissement ($f(\theta + \pi) = -f(\theta) \rightarrow b_n = 0$ pour n pair) et de la parité de la fonction ($v_{o_m}(t)$ impaire $\rightarrow a_n = 0$)

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \frac{v_{om}(t)}{U_c} \cdot \sin n\omega_o t \cdot d\omega_o t = \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{k=0}^{2M} (-1)^k \int_{\alpha_k}^{\alpha_{k-1}} \sin(n\omega_o t) \cdot d\omega_o t$$

$$b_n = \frac{4}{n\pi} \cdot \left[1 + \sum_{k=1}^{2M} (-1)^k \cdot \cos n\alpha_k \right] \tag{1.45}$$

En remarquant que $f(\theta) = f(\theta - \pi)$

$$\alpha_k = \pi - \alpha_{2M-k+1} \quad \text{pour } k=1, 2, \dots, M$$

$$\cos n\alpha_k = \cos n(\pi - \alpha_{2M-k+1})$$

$$\cos n\alpha_k = -\cos n\alpha_{2M-k+1} \quad \text{pour } n \text{ impair}$$

$$\text{d'où } b_n = \frac{4}{n\pi} \cdot \left[1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n\alpha_k \right]$$

$$\text{et } h'_m(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \cdot \left[1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cdot \cos n\alpha_k \right] \cdot \sin \left[n(\omega_o t - (m-1)2\pi/3) \right]$$

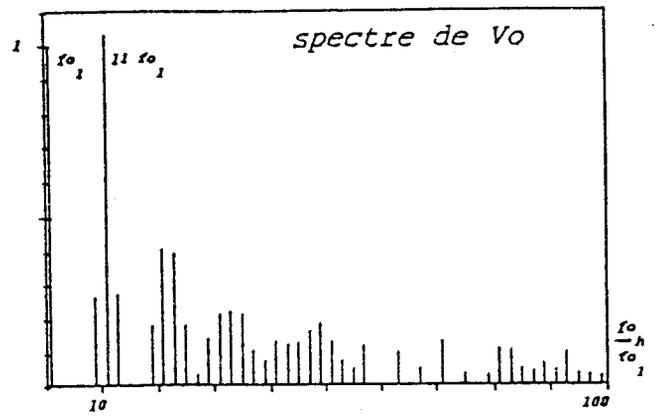
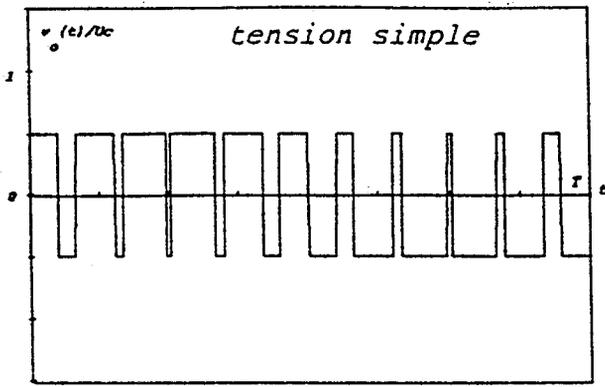
$$\tag{1.46}$$

les tensions simples $v_{o_m}(t)$ s'écrivent maintenant pour n impair

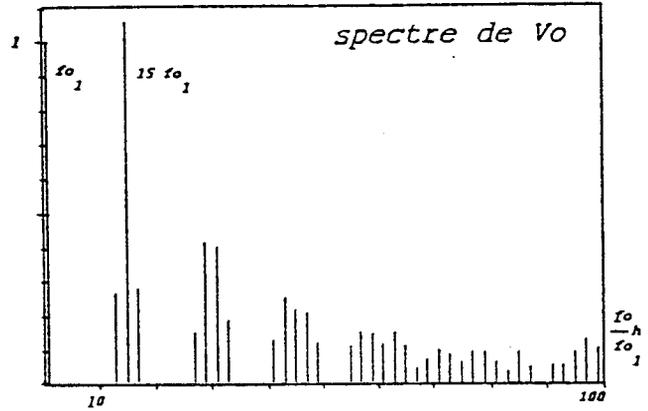
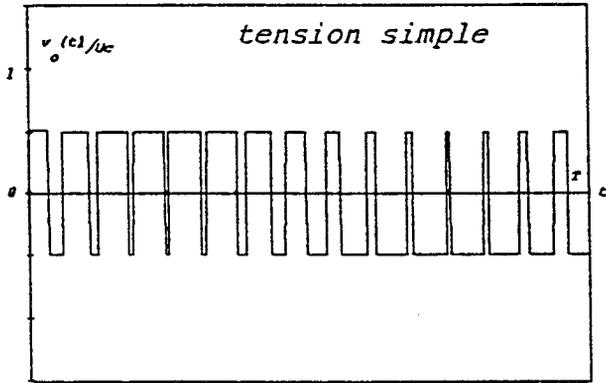
$$v_{o_m}(t) = \frac{4.V_{o_m}}{\pi} \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n\alpha_k \right] \sin \left[n(\omega_o t - (m-1)2\pi/3) \right]$$

$$\tag{1.47}$$

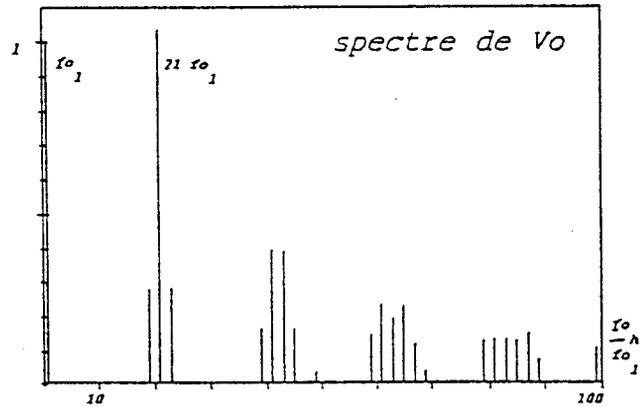
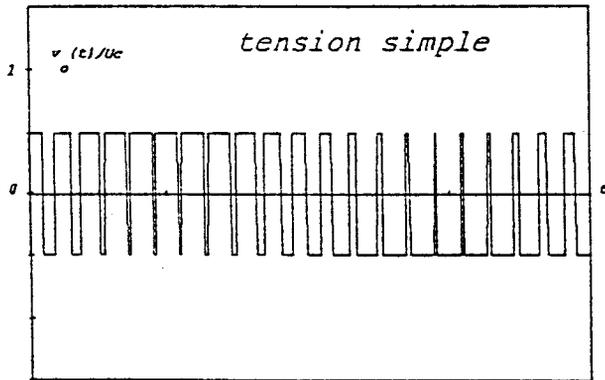
Les figures 1.15 a à d représentent $v_{o_m}(t)$ et les spectres de $v_{o_m}(t)$



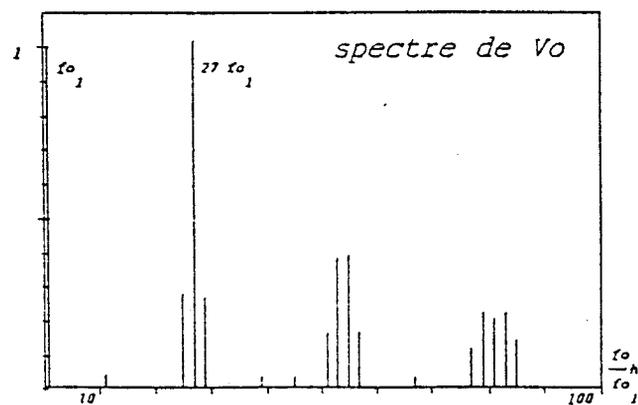
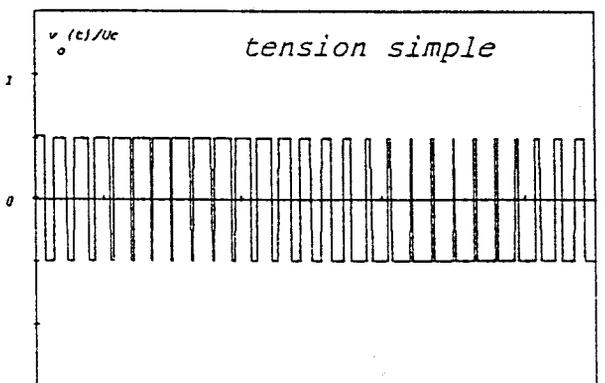
a) $Km = 11$



b) $Km = 15$



c) $Km = 21$



d) $Km = 27$

Figure 1.15

pour $M = 5, 7, 10, 13$ d'où un nombre d'impulsions par période égal à $K_m = 2.M + 1 \Rightarrow K_m = 11, 15, 21, 27$.

On constate que :

* plus le nombre M d'impulsions augmente, plus le nombre d'harmoniques de rang faible diminue.

M harmoniques peuvent être éliminés en résolvant les M équations du système non linéaire à M variables provenant des coefficients b_n . Ce système peut se représenter sous la forme:

$$f_n (\alpha_1, \alpha_2 \dots \alpha_M) = 0 \text{ avec } n = 1, 2 \dots M$$

Les angles α_k sont placés de telle manière que les coefficients de Fourier de $v_o(t)$ correspondants sont éliminés

$$b_n = 4/n\pi \cdot \left[1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cdot \cos n \alpha_k \right] \quad (1.48)$$

Patel et Hoft donnent un algorithme qui permet de trouver les M angles α_k annulant les M premiers coefficients b_n de la série. Cette méthode fait appel aux techniques numériques. Elle donne un ensemble de M valeurs des angles α_k qui doivent être connus très précisément, cela pour chaque valeur de la pulsation et de l'amplitude de la tension de sortie.

Cette méthode est donc lourde et difficile à mettre en œuvre. Par contre, nous constatons que la méthode du triangle qui, elle, est beaucoup plus facile d'emploi, donne des résultats très satisfaisants puisque les premiers harmoniques, même s'ils ne sont pas complètement éliminés, sont réduits dans de très fortes proportions. On en déduit que la commande élaborée avec cette méthode est bien optimale, comme nous l'avions prévu dans les précédents paragraphes.

* le nombre d'impulsions K_m par période définit une "fréquence de découpage $K_m \cdot f_o$ ", avec $f_o = \omega_o / 2\pi$, dont on retrouve la raie principale dans le spectre de $v_o(t)$. L'amplitude de cet harmonique est de l'ordre de l'amplitude du fondamental.

De plus, le spectre est composé des fréquences multiples de la fréquence de découpage $K_m.f_0$ du type

$$p.K_m.f_0 \pm 2nf_0 \text{ quand } p.K_m \text{ est impair } (p=1,2,3\dots n=1,2,3\dots) \quad (1.49)$$

$$p.K_m.f_0 \pm (2q+1)f_0 \text{ quand } p.K_m \text{ est pair } (p=1,2,3\dots q=0,1,2\dots) \quad (1.50)$$

provenant de la combinaison des modulantes de fréquence f_0 et de la porteuse de fréquence $K_m.f_0$ avec $K_m=2.M+1$ toujours impair.

* les harmoniques multiples de 3 ne sont pas éliminés, puisque les différents spectres se rapportent aux tensions simples $v_{o_m}(t)$.

Les tensions composées résultent de la différence de deux tensions simples, données par l'équation (1.47) pour différentes valeurs de m .

$$\begin{aligned} u_{o1}(t) &= v_{o2}(t) - v_{o3}(t) \\ u_{o2}(t) &= v_{o3}(t) - v_{o1}(t) \\ u_{o3}(t) &= v_{o1}(t) - v_{o2}(t) \end{aligned} \quad (1.51)$$

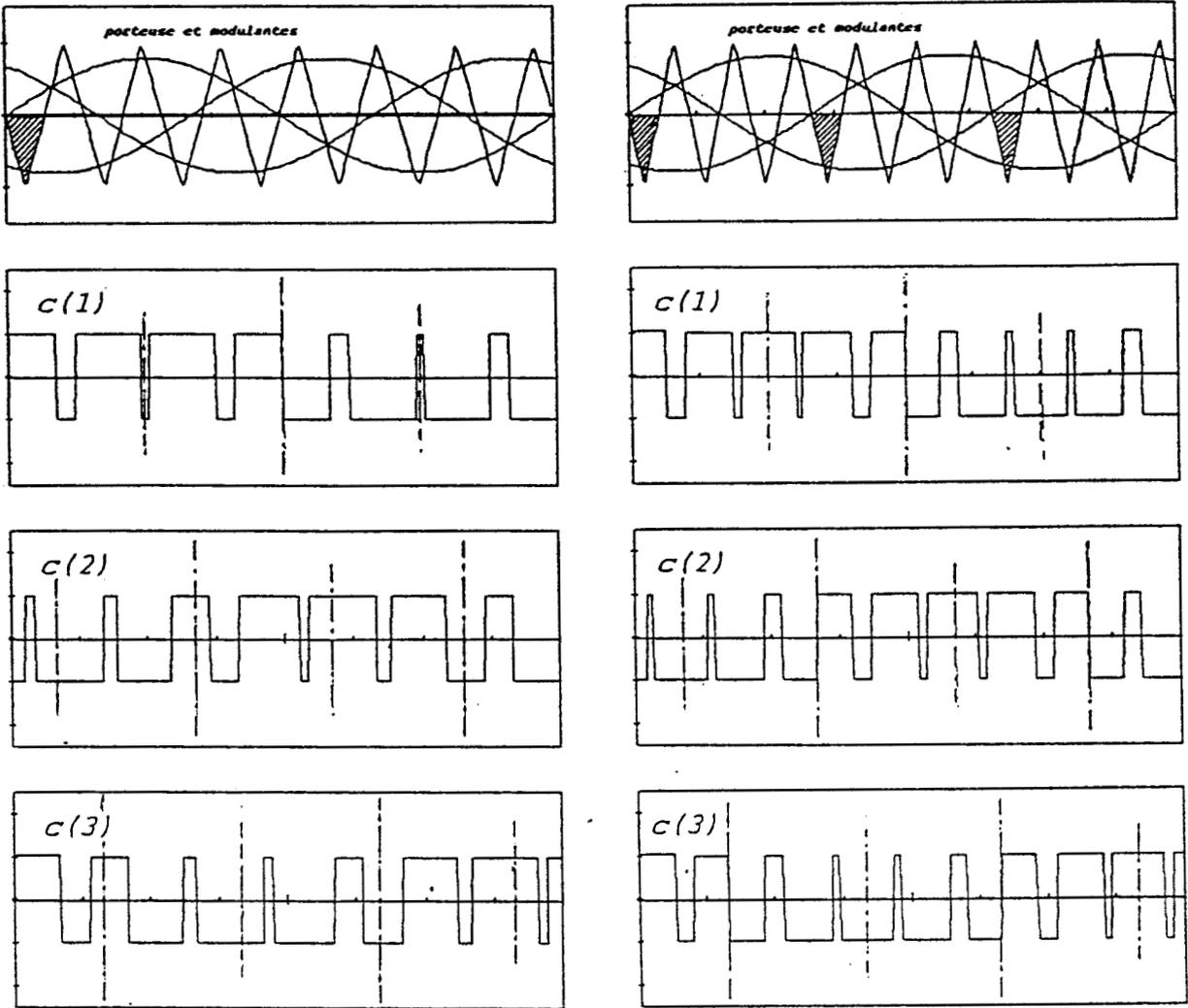
d'où la première tension composée pour n impair :

$$u_{o1}(t) = -\frac{8V_{o_m}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[1+2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cdot \cos n \alpha_k \right] \cdot \frac{\sin n2\pi/3}{n} \cdot \cos n\omega_0 t \quad (1.52)$$

Cette fois, les harmoniques 3 et multiples de 3 sont annulés par le terme $(\sin n2\pi/3)$. Les autres fréquences composant le spectre des $u_{o_m}(t)$ sont d'ordre impair et identiques aux composantes des $v_{o_m}(t)$ à un coefficient $2 \cdot \sin n2\pi/3$ près, c'est-à-dire $\sqrt{3}$. (figure 1.16)

Les figures 1.17 a à d représentent $u_{o_m}(t)$ et les spectres de $u_{o_m}(t)$ pour plusieurs valeurs de K_m ; les amplitudes sont rapportées au fondamental. Il est donc possible de passer du spectre harmonique de $v_{o_m}(t)$ à celui de $u_{o_m}(t)$ en annulant simplement les harmoniques 3 et multiples de 3 dans $v_{o_m}(t)$, si K_m est lui-même multiple de 3.

En conséquence, pour améliorer le contenu harmonique des tensions composées de sortie, il est nécessaire de choisir K_m impair et multiple de 3.



$K_m = 7$

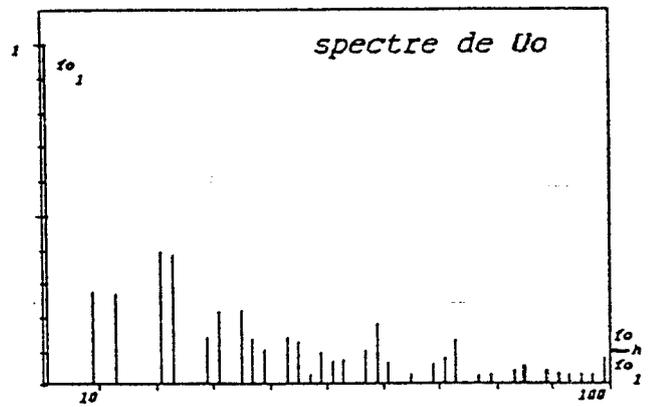
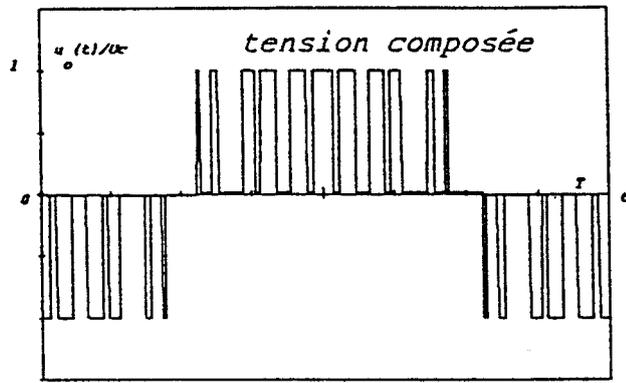
Figure 1.16

$K_m = 9$

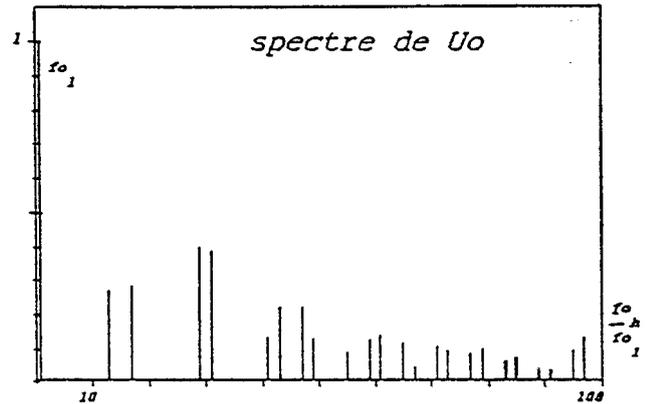
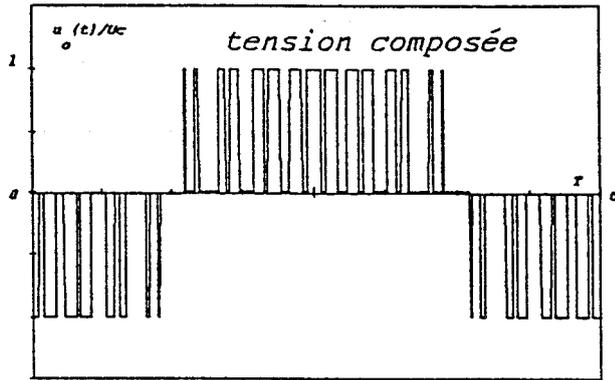
* Si K_m n'est pas multiple de 3, les tensions simples $v_{o_m}(t)$ ou les commandes $C_m(t)$ des bras de l'onduleur fictif (de la même forme au coefficient V_{o_m} près) ne sont plus des motifs identiques et décalés de $2\pi/3$ l'un par rapport à l'autre:

- C_1 garde ses symétries par rapport au quart et à la demi-période mais C_2 et C_3 les perdent,
- les harmoniques 3 et multiples de 3 restent dans les tensions composées puisqu'elles résultent de deux tensions simples de forme différente.

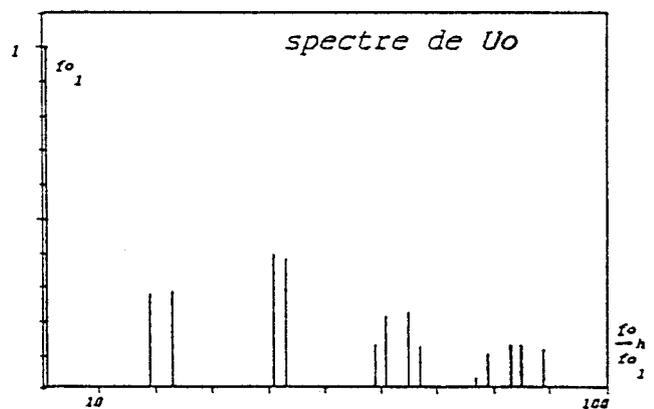
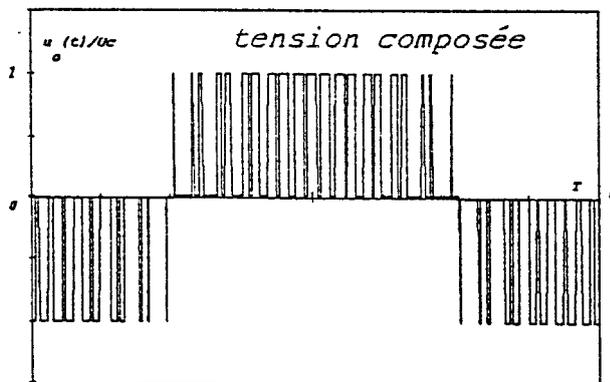
* L'harmonique dû au découpage ($f_d = K_m \cdot f_o$) est toujours éliminé quand on passe des tensions simples aux tensions composées, car les commandes sont complémentaires. On retrouve, en conséquence, des harmoniques de fréquences proches de $2 \cdot f_d$.



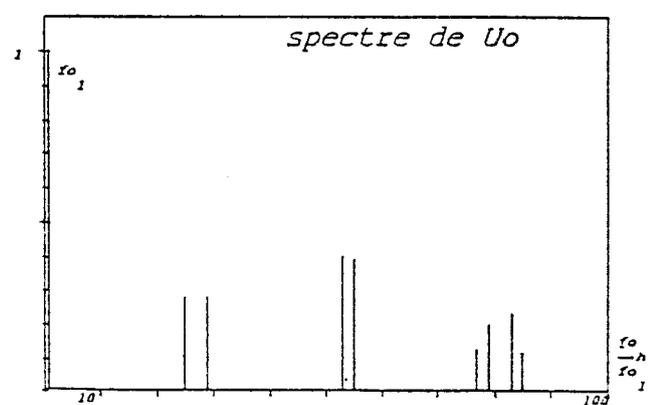
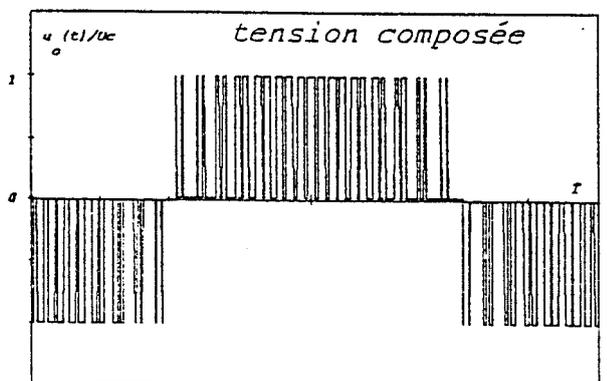
a) $K_m = 11$



b) $K_m = 15$



c) $K_m = 21$



d) $K_m = 27$

Figure 1.17

Comme nous l'avons fait pour la première commande (redresseur-hacheur-onduleur fictifs), montrons qu'il est possible d'utiliser une fois encore la transformation de base déjà énoncée.

En effet, les tensions composées de sortie résultent aussi du produit d'une tension redressée fictive v_{int} d'amplitude U_{i_m} et d'ordre 6, et des fonctions d'existence $h'_m(t)$, de la forme des tensions de sortie désirées qui, tirées de l'équation 1.52 s'écrivent:

$$h'_m(t) = -\frac{8}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left[1 + 2 \cdot \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \cdot \cos n\alpha_k \right] \cdot \frac{\sin n2\pi/3}{n} \cdot \cos \left[n(\omega_0 t - (m-1) \cdot 2\pi/3) \right] \quad (1.53)$$

La tension continue intermédiaire v_{int} s'obtient de la même façon par le produit de deux fonctions de même pulsation

$$v_{int}(t) = \begin{bmatrix} h_1(t), h_2(t), h_3(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{i1}(t) \\ v_{i2}(t) \\ v_{i3}(t) \end{bmatrix} \quad (1.54)$$

$$\text{avec } h_m(t) = \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{n=1,5,7..}^{\infty} \frac{\sin n\pi/3}{n} \cdot \cos n(\omega_1 t - (m-1) \cdot 2\pi/3) \quad (1.55)$$

d'où son expression en fonction des $A_n = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{\sin n\pi/3}{n}$

$$v_{int}(t) = \frac{3 \cdot V_{i_m}}{2} \left(A_1 + \sum_{n=6,12,18..}^{\infty} (A_{(n-1)} + A_{(n+1)}) \cdot \cos(n\omega_1 t) \right) \quad (1.56)$$

Les tensions composées de sortie sont donc:

$$u_{o_m}(t) = h'_m(t) \cdot v_{int}(t) \quad (1.57)$$

3.2.4. Courants d'entrée

L'emploi de la transformation inverse nous permet de construire les courants en ligne d'entrée $i_{i_m}(t)$ en fonction des courants en ligne de sortie $i_{o_m}(t)$. De plus, l'équation 1.57 trouvée dans le cadre de la première commande donne l'expression mathématique des courants d'entrée à condition de calculer la valeur des coefficients A_n et B_k associés aux fonctions $h_m(t)$ et $h'_{m_c}(t)$ respectivement, à partir des équations 1.53 et 1.55 ci-dessus.

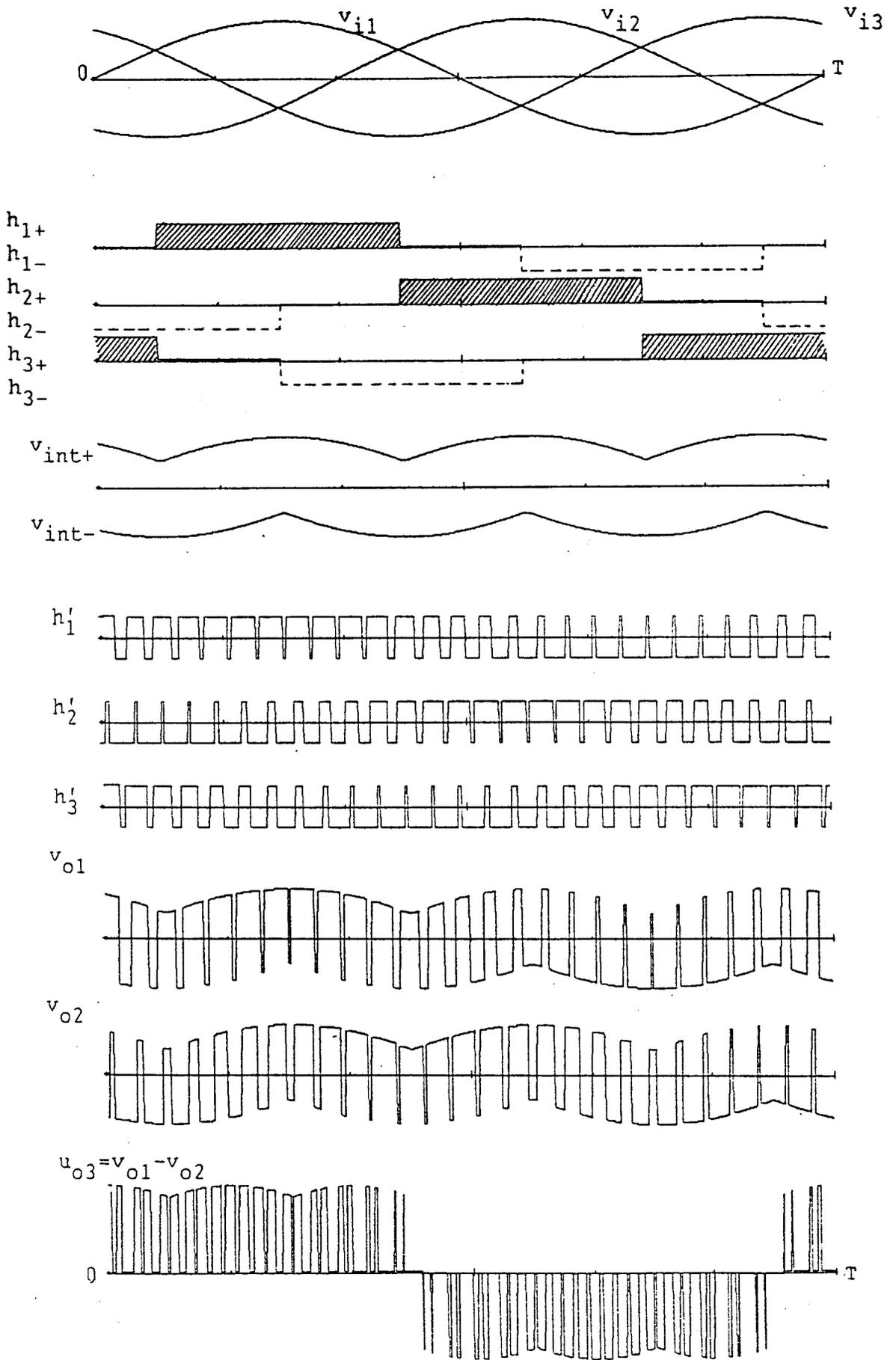
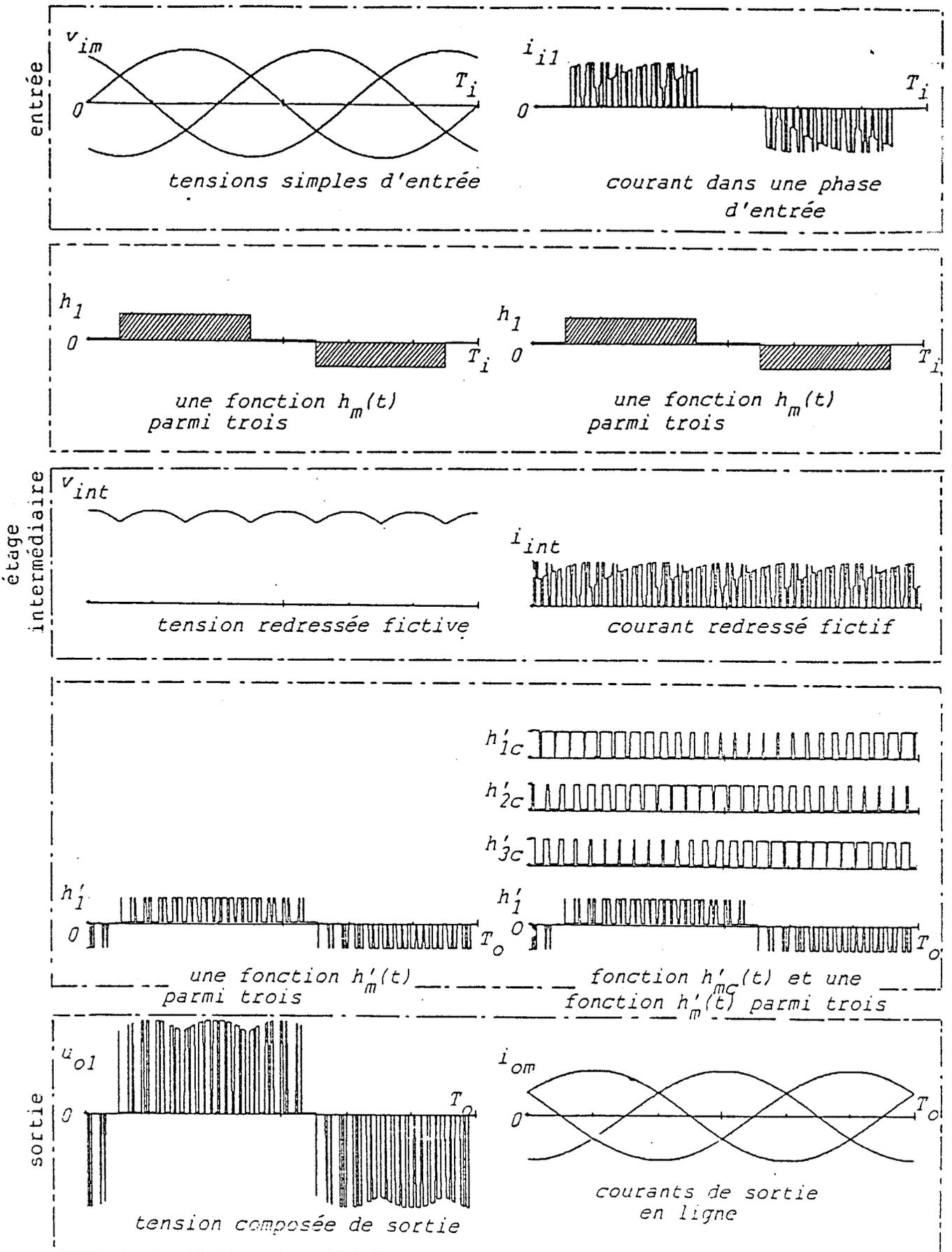


Figure 1.18



$$T_i = T_0$$

Figure 1.19

Les figures 1.18 et 1.19 représentent les deux procédés d'élaboration des tensions composées de sortie et des courants en ligne d'entrée, en faisant toutefois intervenir les tension et courant continus fictifs rappelant l'analogie des commandes des convertisseurs directs et indirects.

3.3. FONCTION REDRESSEUR / ONDULEUR A MOTIF DE TENSION VARIABLE

3.3.1. Principe de la méthode

Pour garder les avantages de la tension de sortie du type "onduleur", on conserve la structure redresseur/onduleur à ondes pleines. Cette fois, la variation de l'amplitude des créneaux de sortie n'est plus la conséquence d'un découpage (hacheur ou modulation de largeur d'impulsions) mais d'une comparaison entre une tension de référence, image de la tension de sortie désirée, et les trois tensions composées d'entrée $u_{i_m}(t)$ ($m=1,2,3$) d'où le schéma-bloc suivant:

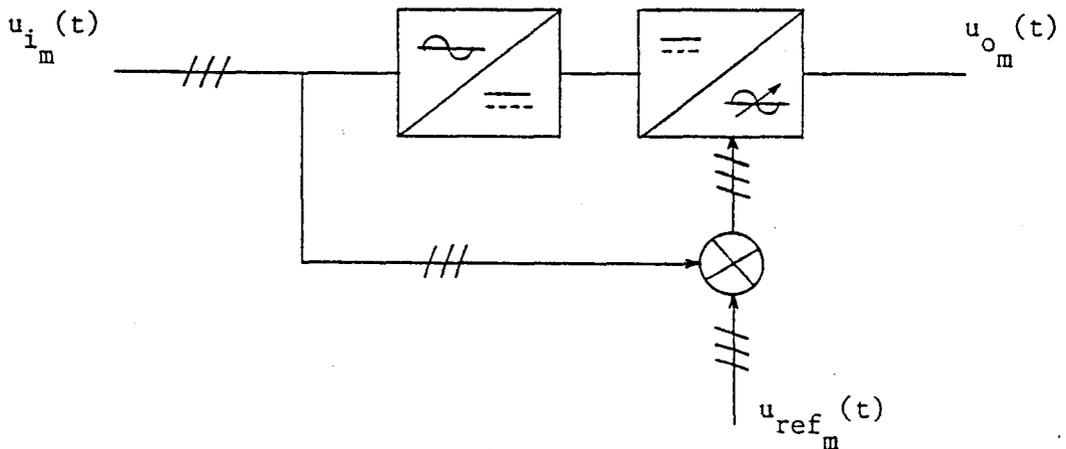


Figure 1.20

La précision sera maximale si le nombre de tensions composées d'entrée est infini. Ainsi, à chaque valeur de $u_{ref_m}(t)$ correspondra une tension

$u_{i_m}(t)$.

Mais, puisqu' à chaque instant, seules sept valeurs sont disponibles,

$\pm u_{i_m}(t)$ et 0 avec $m = 1, 2, 3$

Une meilleure précision sera obtenue, non pas en choisissant la tension $u_{i_m}(t)$ la plus proche de $u_{ref_m}(t)$, mais en encadrant $u_{ref_m}(t)$ par deux tensions / 5/:

$$\begin{aligned} v_1(t) &> u_{ref_m}(t) \\ v_2(t) &< u_{ref_m}(t) \end{aligned} \quad (1.58)$$

et en donnant à $u_{o_m}(t)$ la valeur v_1 pendant un temps t_f et v_2 pendant un temps t_o , tels que $t_f + t_o = Td$, intervalle de temps d'échantillonnage.

Au début de chaque intervalle Td , on détermine un rapport cyclique $\alpha = t_f / Td$, fonction des tensions v_1 , v_2 et $u_{ref_m}(t)$ pour que la valeur moyenne du $u_{o_m}(t)$ soit égale à la tension de référence, dans cet intervalle de temps Td .

$$Td \cdot u_{ref_m}(\tau) = t_f \cdot v_1(\tau) + t_o \cdot v_2(\tau) \quad (1.59)$$

$$\text{avec } Td = t_f + t_o$$

$$\text{d'où le rapport cyclique : } \alpha = \frac{t_f}{Td} = \frac{u_{ref_m}(\tau) - v_2(\tau)}{v_1(\tau) - v_2(\tau)} \quad (1.60)$$

$$\text{avec } v_1 < u_c < v_2$$

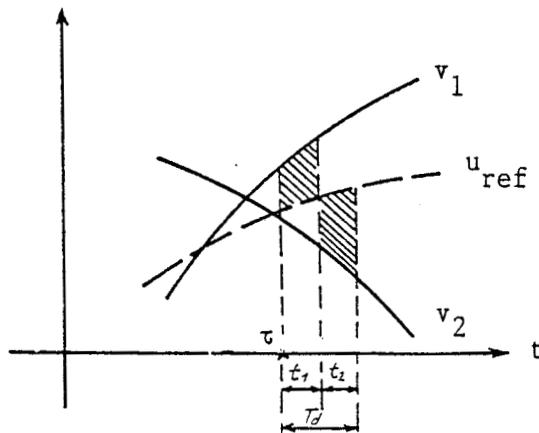


Figure 1.21

La sortie du convertisseur étant triphasée, l'élaboration des tensions de sortie nécessite trois tensions de référence $u_{o_m}(t)$ ($m=1,2,3$).

Une étude mathématique précise des tensions de sortie et courants d'entrée serait longue et fastidieuse, compte tenu du caractère variable du motif de découpage ; aussi limiterons nous l'étude mathématique à la description des tensions et courants en considérant un onduleur pleine onde. Nous avons vu précédemment que si le découpage est à fréquence fixe ($f_d = 1/T_d$), nous retrouvons dans les spectres harmoniques des combinaisons de celle-ci avec la fréquence d'entrée et de sortie dont la contribution la plus gênante se trouve autour de f_d .

L'équation 1.18 présentée dans la description de la première commande rappelle les différentes fréquences composant le spectre des tensions $u_{o_m}(t)$, alors que l'équation 1.36 donne le spectre des courants d'entrée si la commande de l'onduleur donne en sortie des créneaux de largeur $2\pi/3$ et d'amplitude U_{o_m} décalés de $2\pi/3$ l'un par rapport à l'autre (onduleur à ondes pleines).

Des résultats plus exacts et adaptés à ce type de commande seront obtenus par simulation du convertisseur et analyse de Fourier des différentes grandeurs.

CONCLUSION

Les études et décompositions mathématiques montrent le bien fondé de l'analogie convertisseur direct et indirect et, par conséquent, prouvent qu'il est possible de trouver une commande des interrupteurs réalisant les fonctions décrites dans les paragraphes qui précèdent.

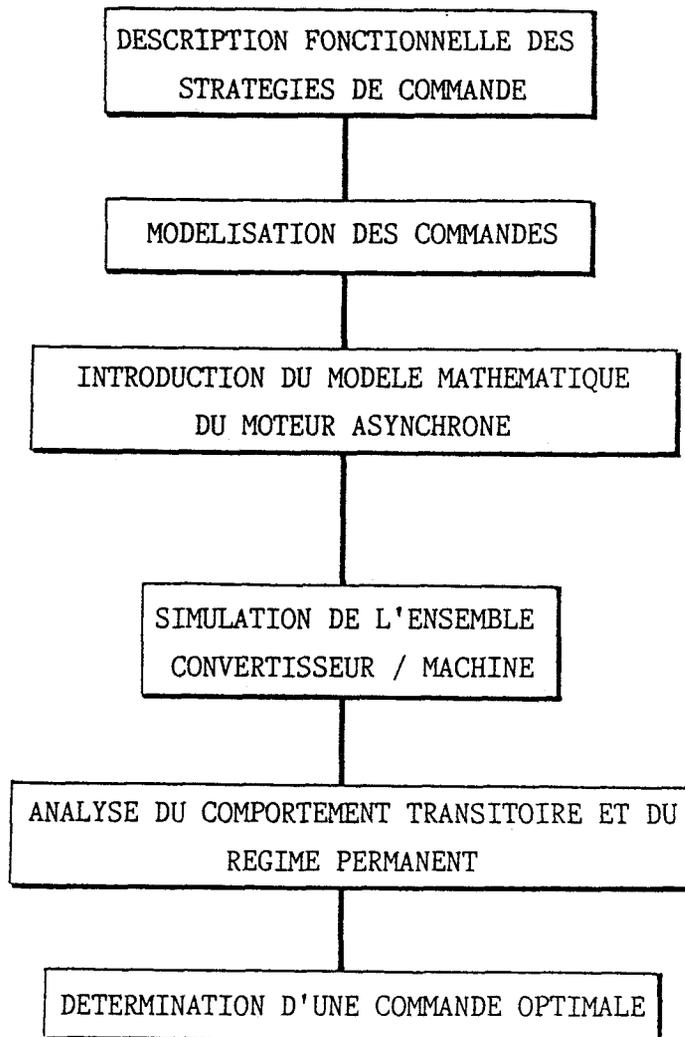
En effet, les fonctions d'existence ont permis de conduire la mise en équations des tensions et courants fictifs ou non, mais ont aussi pour rôle d'aider à la détermination des commandes de base des transistors des différents interrupteurs composant le changeur de fréquence.

L'étude mathématique laisse prévoir le comportement du convertisseur en fonction des variations de la fréquence de sortie ou de la variation de l'amplitude des tensions de sortie.

Des commandes plus élaborées sont toujours envisageables pour se rapprocher de la transformation idéale où les fonctions de connexion, redresseur et onduleur en particulier, seraient elles-mêmes idéales (équation 1.15). La seconde commande améliore la fonction de connexion de l'onduleur en éliminant les harmoniques gênants par un découpage approprié. Elle conserve cependant des fonctions d'existence en créneaux pour le redresseur fictif.

Dans le chapitre 4, nous montrons qu'il est possible d'améliorer sensiblement cette stratégie en introduisant, au niveau du redresseur fictif, des fonctions d'existence à modulation de largeur d'impulsions.

DEUXIEME PARTIE



CHAPITRE DEUXIEME

DESCRIPTION FONCTIONNELLE DES STRATEGIES DE COMMANDE

APPLICATION A LA MACHINE ASYNCHRONE

Il s'agit, dans ce chapitre, de concevoir un modèle numérique du convertisseur changeur de fréquence pour chacune des trois commandes étudiées précédemment. A l'aide de ces modèles obtenus à partir de réseaux de Pétri, nous allons confirmer les conclusions du premier chapitre et étudier le comportement du convertisseur tant au point de vue de la charge que de la source. /18//19//20/

1. ETUDE FONCTIONNELLE DES DIFFERENTES COMMANDES

Le chapitre précédent a montré comment les fonctions d'existence $h_m(t)$, $h'_m(t)$ et $h''(t)$ permettent, à partir d'un système triphasé de tensions, de générer un autre système de tensions également triphasé mais d'amplitude et de fréquence variables.

Chacune de ces fonctions réalise une conversion, ou constitue une étape différente selon sa position dans la cascade. Ainsi, les équations mathématiques ont une réalité physique (redresseur, onduleur ou encore hacheur) et même technologique puisque les fonctions d'existence qu'elles

décrivent, déterminent le séquençement des interrupteurs du convertisseur.

Ainsi, connaissant les fonctions $h_m(t)$, $h'_m(t)$ et $h''(t)$, il est donc possible de déterminer complètement le fonctionnement du changeur de fréquence ; tensions de sortie, courants d'entrée et interrupteurs commandés.

L'analyse fonctionnelle complète nécessite l'emploi d'un formalisme capable de décrire l'enchaînement des configurations qui vient apparaître dans le convertisseur.

La méthodologie consiste :

- à dénombrer les configurations,
- à leur attribuer un modèle électrique distinct,
- à définir les conditions de changement de configuration,
- à écrire un réseau de Pétri décrivant le fonctionnement dynamique du dispositif.

Rappel des notations

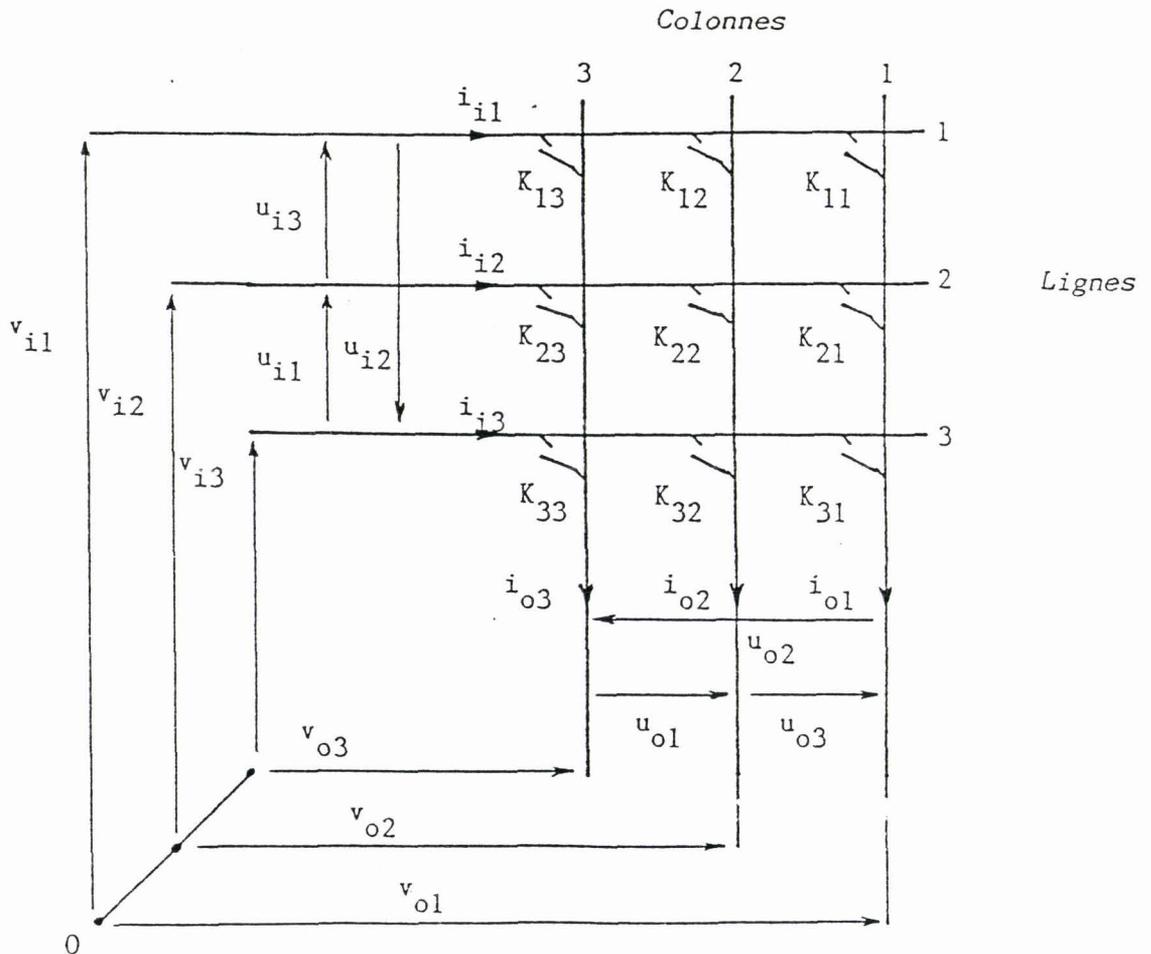


Figure 2.1

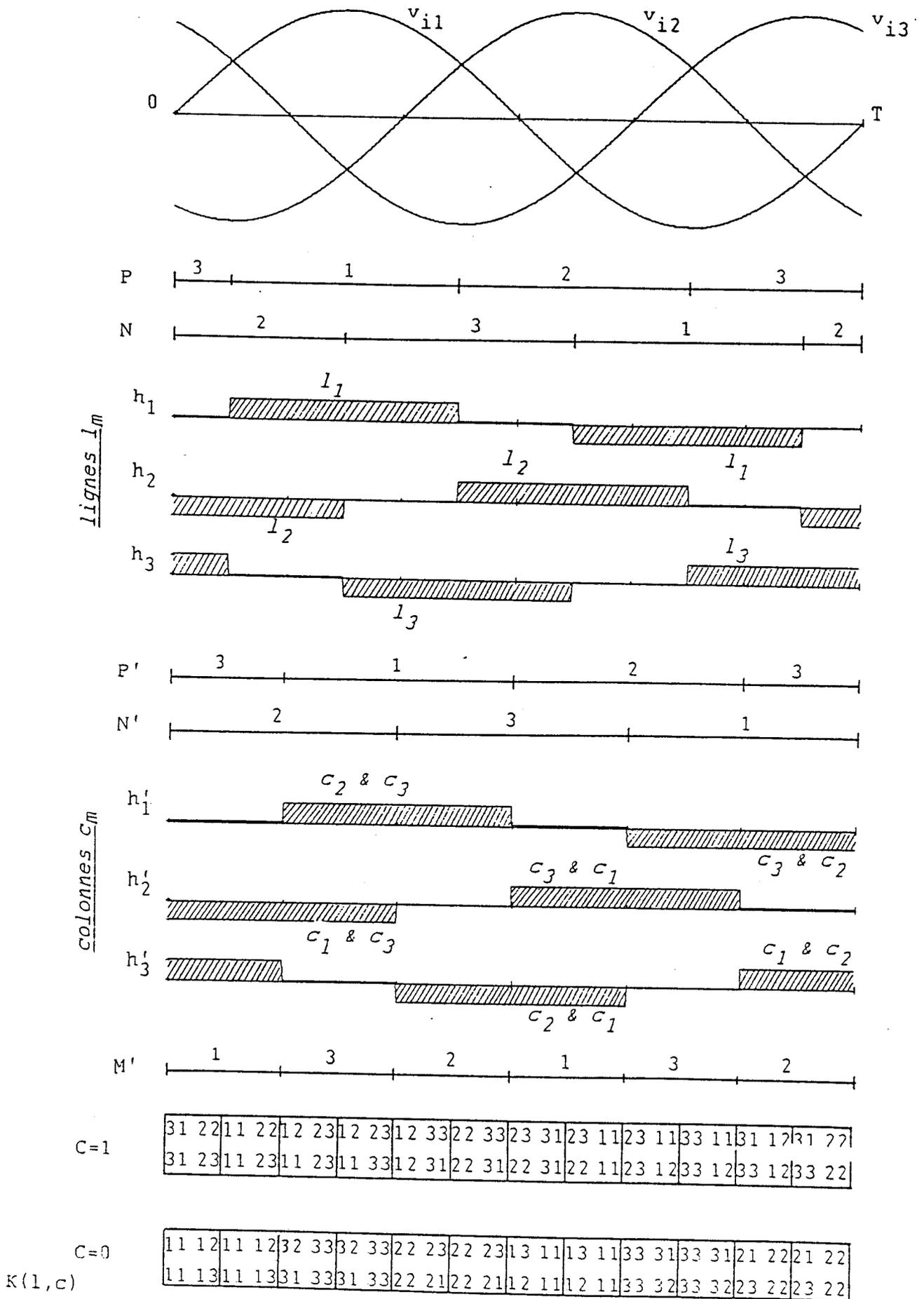


Figure 2.2 Fonctions d'existence- variables et interrupteurs commandés pour une période

$$f_i = f_0 = 50 \text{ Hz}$$

La figure 2.1 représente le convertisseur direct de fréquence avec les notations utilisées. A chaque intersection entre les trois phases d'entrée et les trois phases de sortie, on place un interrupteur K_{1c} qui l'identifie par les numéros de ligne et de colonne correspondant aux phases respectives d'entrée et de sortie.

1.1. REDRESSEMENT - FONCTIONS D'EXISTENCE $h_m(t)$ ($m=1,2,3$)

Compte tenu de la forme des fonctions $h_m(t)$ (figure 2.2) et de l'équation de la tension redressée intermédiaire

$$v_{int} = v_{i1} \cdot h_1 + v_{i2} \cdot h_2 + v_{i3} \cdot h_3 \quad (h_m \in \{1,0,-1\}) \quad (2.1)$$

il est évident que la tension continue v_{int} est la différence à chaque instant entre les tensions simples d'entrée d'amplitudes maximales et de signes opposés. En conséquence, les fonctions $h_m(t)$ indiquent les deux lignes de la " matrice " à connecter aux sorties ainsi que la durée des différentes connexions.

Ces remarques nous amènent à élaborer un graphe dont les actions décrivent l'évolution de variables P et N au cours d'une période des tensions d'entrée.

La variable P prend la valeur de l'indice de la tension simple d'entrée la plus positive à chaque instant ($P=1,2$ ou 3) alors que la variable N est l'indice de la tension simple d'entrée la plus négative ($N=1,2$ ou 3).

D'où la séquence représentée par la figure 2.3 .

Il est facile de réduire le graphe à 3 étapes dont les actions et transitions sont fonctions des variables P et N . La condition de passage d'une étape à une autre dépend des tensions simples indicées par les variables de l'étape de départ.

D'où le graphe réduit du redresseur triphasé fictif, représenté par la figure 2.4 .

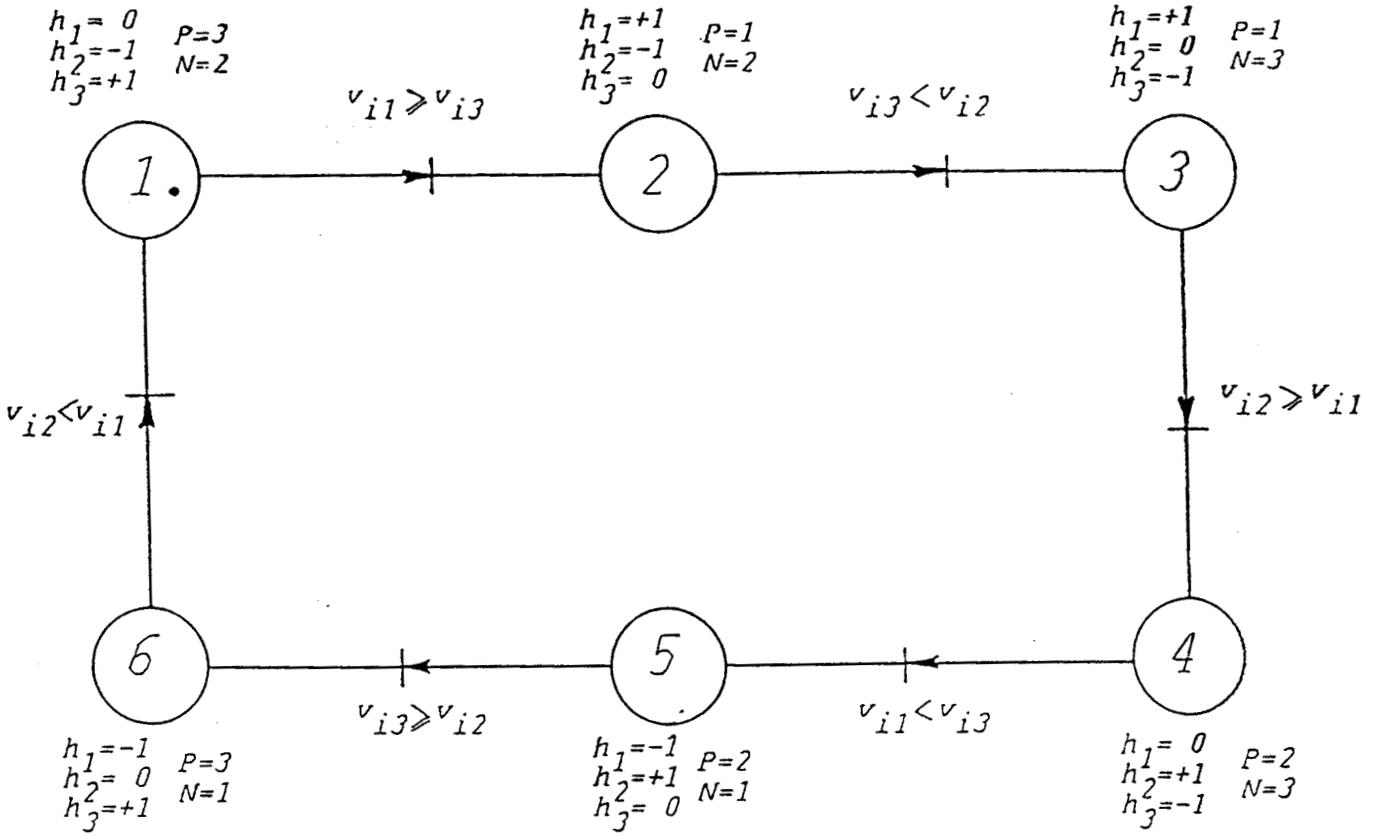
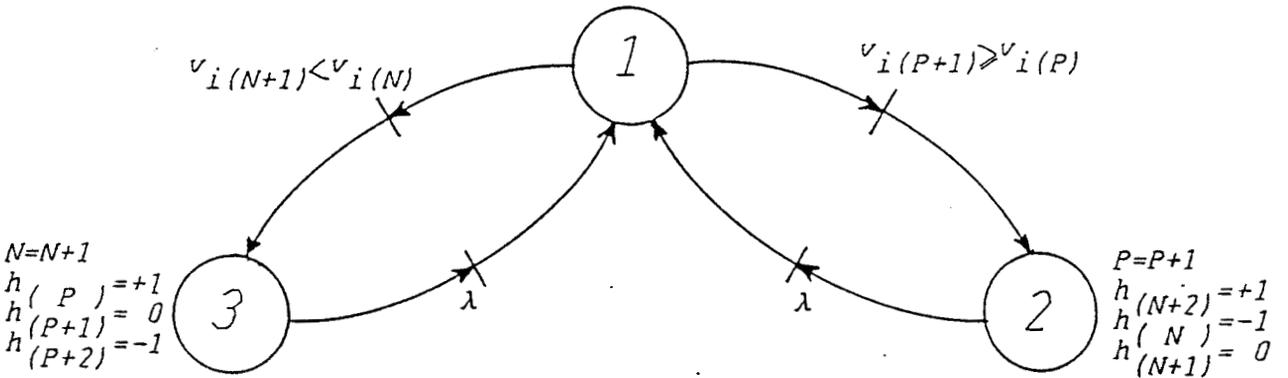


Figure 2.3 Graphe de la fonction Redresseur



Graphe réduit du Redresseur

Figure 2.4

La tension redressée fictive v_{int} composant la première étape de chaque commande est représentée figure 2.5 et s'écrit :

$$v_{int} = v_{iP} - v_{iN} \quad (2.2)$$

tension redressée d'ordre 6 et d'amplitude U_{im} .

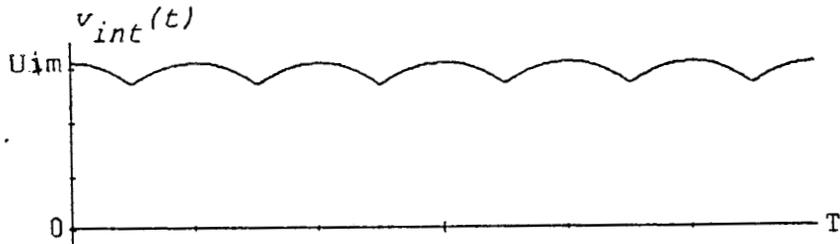


Figure 2.5 Tension redressée fictive $v_{int}(t)$

1.2. ONDULEUR A ONDE PLEINE - FONCTIONS D'EXISTENCE $h'_m(t)$ ($m=1,2,3$)

Les fonctions d'existence $h'_m(t)$ ont la même forme que $h_m(t)$ mais ont une phase qui peut être différente. Aussi, pour générer les variables logiques P' et N', trois sinusoïdes de référence $u_{ref_m}(t)$ indépendantes sont nécessaires.

Les fonctions d'existence $h'_m(t)$ s'en déduisent :

$$\begin{aligned} h'_m(t) &= 1 \text{ quand } u_{ref_m}(t) = \text{Max} (u_{ref_m}, u_{ref_{(m+1)}}, u_{ref_{(m+2)}}) \\ h'_m(t) &= -1 \text{ quand } u_{ref_m}(t) = \text{Min} (u_{ref_m}, u_{ref_{(m+1)}}, u_{ref_{(m+2)}}) \\ h'_m(t) &= 0 \text{ quand aucune des deux conditions n'est remplie.} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Les fonctions d'existence $h'_m(t)$ désignent les deux colonnes (m+1) et (m+2) de la "matrice" entre lesquelles se trouve la tension de sortie $u'_o_m(t)$.

Ces tensions composées d'amplitude fixe résultent du produit de la fonction $h'_m(t)$ correspondante et de la tension continue fictive v_{int} . Leur pulsation ω_0 est donc égale à la pulsation des fonctions d'existence $h'_m(t)$, elle-même égale à la pulsation des sinusoides de référence $u_{ref_m}(t)$. Ces dernières s'écrivent :

$$u_{ref_1}(t) = \sin(\omega_0 t + \theta)$$

$$u_{ref_2}(t) = \sin(\omega_0 t - 2\pi/3 + \theta) \quad (2.4)$$

$$u_{ref_3}(t) = \sin(\omega_0 t + 2\pi/3 + \theta)$$

ou plus généralement :

$$u_{ref_m}(t) = \sin(\omega_0 t - (m-1) \cdot 2\pi/3 + \theta) \quad (2.5)$$

La fonction d'existence $h'_m(t)$ est l'image de la tension composée de sortie $u_{o_m}(t)$ correspondante.

En créant les variables P' et N' , nous pouvons passer d'un graphe identique à celui de la figure 2.3 à un graphe simplifié (figure 2.6) obtenu en remplaçant les tensions d'entrée $v_{i_m}(t)$ par les tensions de référence $u_{ref_m}(t)$.

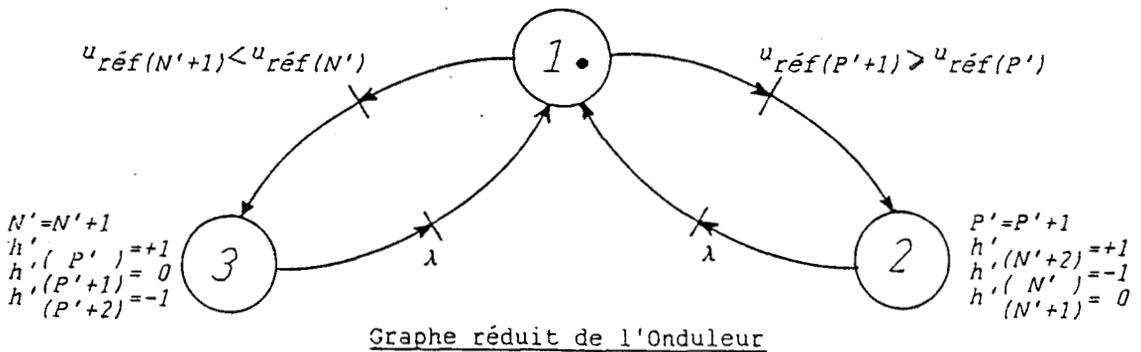


Figure 2.6

La tension composée $u_{o_m}(t)$ a pour expression :

$$u_{o_m} = h'_m (v_{iP} - v_{iN}) \quad (2.6)$$

L'implantation des fonctions redresseur et onduleur se réduit donc à deux graphes composés chacun de trois étapes, ce qui met en évidence la souplesse de la méthode de description.

Les graphes communs aux stratégies présentées étant donnés, nous allons leur adjoindre les blocs spécifiques à chacune de ces commandes afin d'étudier le comportement du convertisseur.

2. LA FONCTION REDRESSEUR / HACHEUR / ONDULEUR

2.1. TENSIONS DE SORTIE

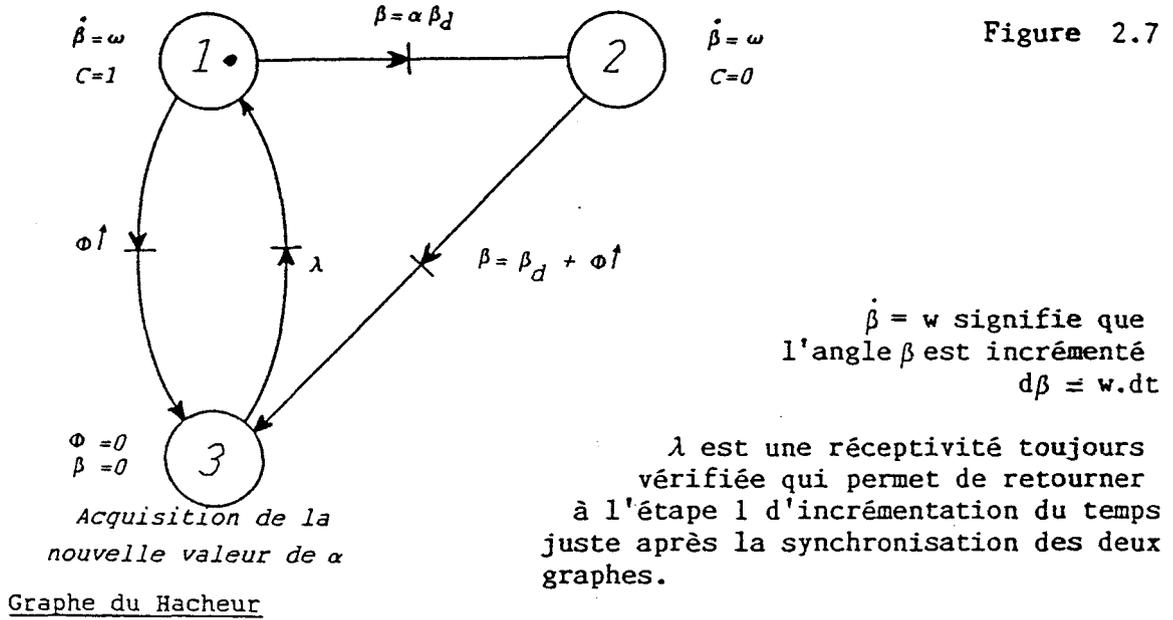
Les redresseur et onduleur à onde pleine étant modélisés, seul le hacheur reste à mettre sous forme de graphe de Pétri. Le découpage du hacheur fictif est matérialisé par la fonction d'existence $h''(t)$ à laquelle on associe une variable logique $C \in \{0,1\}$, et la grandeur de commande α du rapport cyclique ($0,05 < \alpha < 0,95$).

A la période de découpage T_d , on fait correspondre l'angle β_d , et la variable angulaire $\beta = \omega_d t$. ($0 \leq \beta \leq \beta_d$)

La période T_d doit être sous multiple de la période de la tension redressée v_{int} , d'ordre 6, sa fréquence est donc de $6.f_{réseau}$. La fréquence de découpage $f_d = 1/T_d$ du hacheur, elle-même multiple de $6.f_{réseau}$ s'écrit :

$$f_d = 6.n.f_{réseau} \quad \text{et} \quad \beta_d = \pi/3.n \quad (n \text{ entier}) \quad (2.7)$$

Pour s'affranchir des décalages dans le temps entre les commandes du redresseur et du hacheur, il est nécessaire d'introduire une variable supplémentaire ϕ de synchronisation / 5/ qui passe à 1 à chaque transition du graphe du redresseur et force le pointeur du graphe du hacheur à l'étape d'initialisation des variables et d'actualisation du rapport cyclique. D'où le graphe de la figure 2.7 :



C=1 quand l'interrupteur fictif du hacheur est fermé
sinon C=0

La tension composée de sortie $u_{om}(t)$ ($m=1,2,3$) a pour équation :

$$u_{om} = C \cdot h'_m \cdot (v_{iP} - v_{iN}) \quad (2.8)$$

2.2 FONCTION DE COMMANDE DES INTERRUPTEURS

Il est intéressant, à partir des différents graphes et différentes variables (P,N,P',N') qu'ils génèrent, d'en déduire une stratégie de commande des interrupteurs. Pour cela, et puisque nous avons clairement défini les sources d'entrée (tension) et de sortie (courant), il faut rappeler les contraintes qu'elles imposent sur la fermeture des interrupteurs :

- chaque colonne doit avoir à chaque instant un et un seul interrupteur fermé pour éviter de court-circuiter les entrées et assurer la continuité des courants de sortie

- on peut, par contre, fermer deux interrupteurs d'une même ligne pour imposer un palier de tension nul, sans discontinuité de courant de sortie.

Pour que la charge connectée à la sortie du changeur de fréquence soit correctement alimentée, il faut que la somme des tensions composées de sortie soit nulle à chaque instant, et que, par conséquent, trois des neuf interrupteurs soient fermés, de telle façon que les tensions s'écrivent sous la forme d'un terme générateur :

$$\left[u_{i_m} , -u_{i_m} , 0 \right] \quad (2.9)$$

ou
$$\left[0 , 0 , 0 \right] \quad (2.9')$$

avec $m=1,2,3$ et sachant qu'une permutation circulaire est effectuée sur les termes.

Les tensions de sortie s'inscrivent dans le terme (2.9) pendant le temps de fermeture $t_f = \alpha \cdot T_d$ de l'interrupteur du hacheur ($h^n(t)=1$). Deux interrupteurs d'une même ligne sont alors fermés, sélectionnés par les fonctions $h'_m(t)$ comme nous l'avons déjà démontré.

A l'instant t_0 :

- * la tension composée fictive de sortie, positive u'_{oP} , ($P' = 1,2$ ou 3) est définie par la fermeture des interrupteurs

$$K(P, (P'+1)) \quad \text{et} \quad K(N, (P'+2))$$

puisque la fonction d'existence $h'_m(t) = h'_{P'}(t)$ indique que la tension $u'_{om}(t) = u'_{oP}$, est disponible entre les colonnes $(m+1)$ et $(m+2)$ (modulo 3) avec $m=1,2$ ou 3 . Les lignes concernées (P et N) sont définies par les fonctions d'existence du redresseur : $h_m(t)$ (figure 2.2).

- * la tension composée de sortie négative u'_{oN} , ($N'=1,2$ ou 3) est définie par la fermeture des interrupteurs

$$K(P, (N'+2)) \quad \text{et} \quad K(N, (N'+1))$$

puisque $h'_m(t) = h'_{N'}(t)$ indique que la tension $u'_o(t) = u'_{oN}$, est disponible entre les colonnes $(m+2)$ et $(m+1)$.

Les lignes concernées étant les mêmes que précédemment (P et N).

Donc,

$$\begin{aligned} u'_{OP'}(t) &= v_{iP}(t) - v_{iN}(t) \\ u'_{ON'}(t) &= v_{iN}(t) - v_{iP}(t) \end{aligned} \quad (2.10)$$

Dans le groupe de quatre interrupteurs ainsi défini, seuls trois sont différents, l'un étant sélectionné deux fois. Enfin, deux des trois sont placés sur une même ligne et imposent un palier de tension nul sur la troisième tension composée de sortie.

* Les tensions de sortie sont nulles (2.9') pendant le temps d'ouverture $t_o = (1-\alpha) \cdot T_d$ de l'interrupteur du hacheur ($h''(t) = 0$) car

$$T_d = t_f + t_o \quad (2.11)$$

Dans ce cas, les deux interrupteurs d'une même ligne déjà sélectionnés restent fermés et les trois tensions de sortie nulles sont imposées quand le troisième interrupteur de cette ligne est fermé.

Exemple

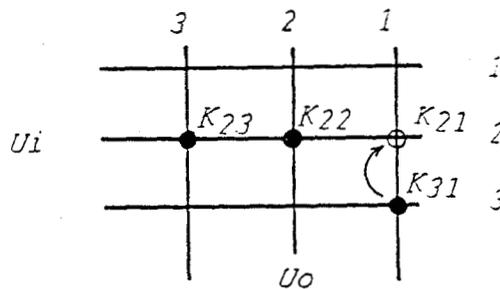


Figure 2.8

On introduit alors un nouvel indice M' , de valeur 1,2 ou 3, précisant laquelle des trois lignes court-circuite les sorties et donne ainsi

$$\begin{bmatrix} u_o \\ u_m \end{bmatrix} (t) = \begin{bmatrix} 0,0,0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

La colonne concernée est celle qui a été sélectionnée deux fois par les fonctions d'existence $h'_m(t)$, comme le montre la figure 2.2

En définitive, l'interrupteur commandé par le hacheur est :

$$K \left[M' , (6 - (N'+P')) \right]$$

L'élaboration de la variable M' reprend les trois tensions de référence $u_{réf1}$, $u_{réf2}$ et $u_{réf3}$ déjà utilisées pour la fonction onduleur .

Son évolution est décrite sur la figure 2.2 et le graphe associé est donc :

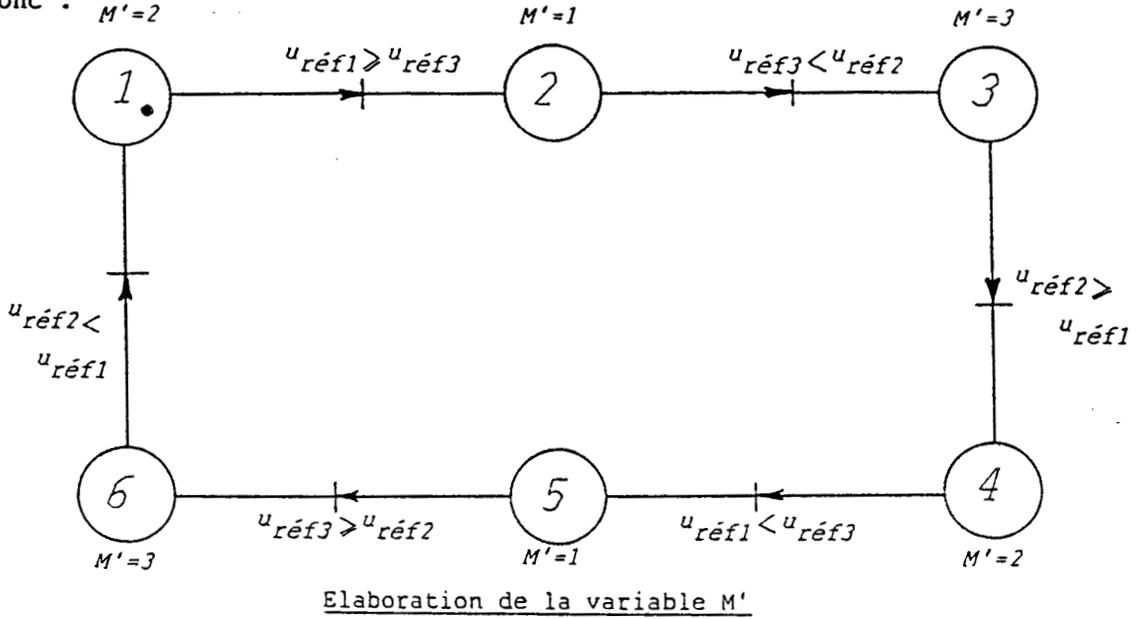


Figure 2.9

Qui devient encore une fois après réduction :

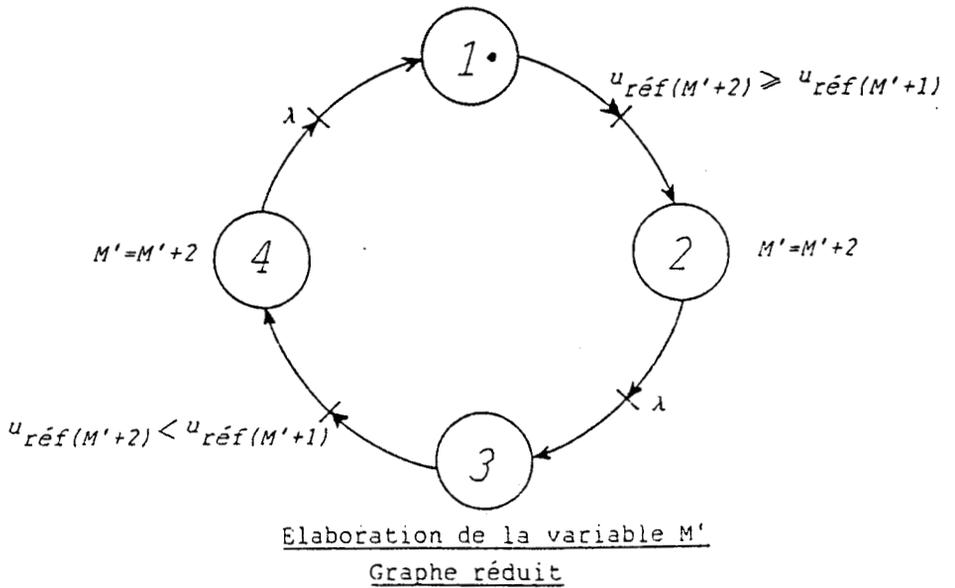


Figure 2.10

En résumé, les tensions de sortie $u_{o_m}(t)$ sont définies par les interrupteurs fermés :

$$\left. \begin{array}{l} K(P, P'+1) \quad \text{et} \quad K(N, P'+2) \\ K(P, N'+2) \quad \text{et} \quad K(N, N'+1) \end{array} \right\} \begin{array}{l} \text{si } C=1 \quad (h''(t)=1) \\ \\ \text{si } C=0 \quad (h''(t)=0) \end{array} \quad (2.13)$$

d'une manière plus concise :

$$\left. \begin{array}{l} K(C.P - (C-1).M', P'+1) = 1 \quad \text{et} \quad K(C.N - (C-1).M', P'+2) = 1 \\ K(C.P - (C-1).M', N'+2) = 1 \quad \text{et} \quad K(C.N - (C-1).M', N'+1) = 1 \end{array} \right\} \quad (2.14)$$

2.3. COURANTS D'ENTREE

Il est maintenant très facile de reconstituer la forme des différents courants d'entrée $i_{i1}(t)$, $i_{i2}(t)$, $i_{i3}(t)$ à partir des courants de sortie en ligne $i_{o1}(t)$, $i_{o2}(t)$, $i_{o3}(t)$, connaissant les séquences de commande des interrupteurs du convertisseur, sachant que :

- s'il n'y a qu'une liaison entre une ligne l et une colonne c ,

$$i_{il}(t) = i_{oc}(t)$$

- s'il y a liaisons entre une ligne l et deux colonnes c_1 et c_2 ,

$$i_{il}(t) = i_{oc_1}(t) + i_{oc_2}(t)$$

- s'il y a liaisons entre ligne et trois colonnes, et puisque la somme des courants de sortie est nulle à tout instant (la somme des tensions composées étant elle aussi nulle, quel que soit t),

$$i_{il}(t) = 0 \quad , \text{donc}$$

$$i_{il}(t) = K(l,1).i_{o1}(t) + K(l,2).i_{o2}(t) + K(l,3).i_{o3}(t) \quad (2.15)$$

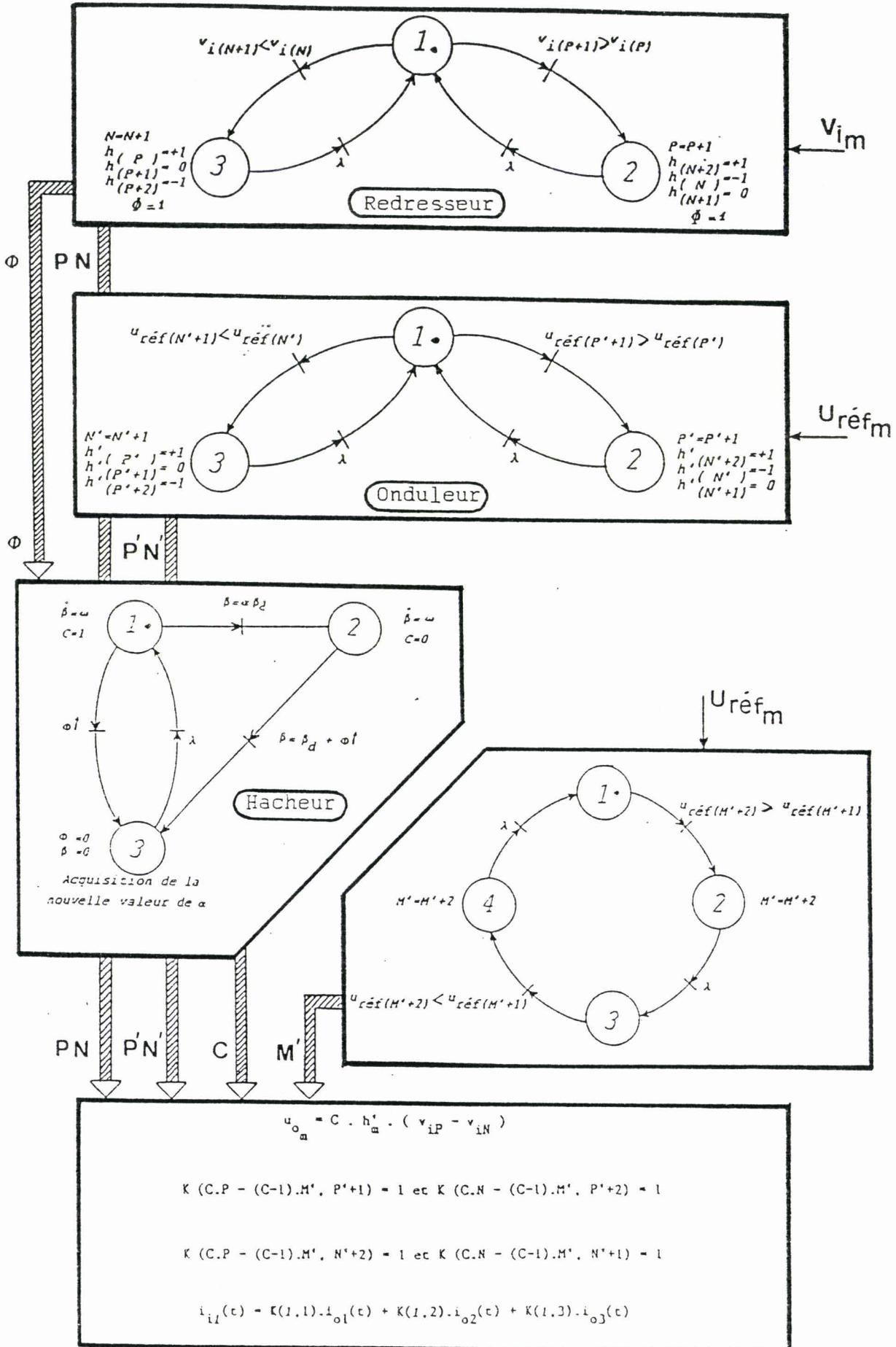


Figure 2.11

La figure 2.11 regroupe les graphes de commande du convertisseur et les équations qui le caractérisent.

3. LA FONCTION REDRESSEUR / ONDULEUR A MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSIONS

3.1. TENSIONS DE SORTIE

Nous avons vu dans le chapitre précédent que c'est à partir d'une tension fictive, délivrée par un redresseur triphasé fictif lui aussi, que l'onduleur à MLI génère les trois tensions de sortie $u_o(t)$, avec $m=1,2$ ou 3 . L'onduleur à MLI reste à modéliser sachant qu'il utilise la méthode de la modulation triangulaire pour déterminer les commandes des différents bras d'onduleur.

Le principe est rappelé ci-dessous :

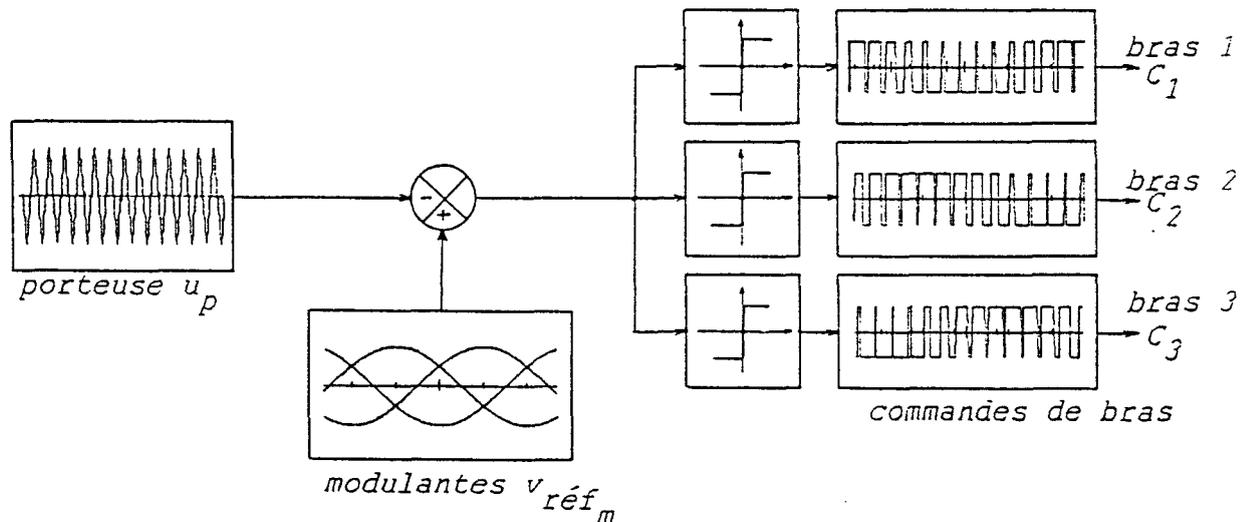


Figure 2.12

La porteuse $u_p(t)$ étant un signal triangulaire de fréquence f_p multiple de la fréquence de sortie f_o :

$$f_p = K_m \cdot f_o \quad (2.16)$$

avec $K_m = 2M + 1$: l'ordre de modulation
 M : nombre d'impulsions par quart de période

et qui peut être décrite par le développement en série de Fourier tel que :

$$u_p(t) = \frac{4}{\pi^2} \cdot A_p \sum_{p=0}^{\infty} \frac{1}{(2p+1)^2} \cdot \cos((2p+1)(\omega_p t + T_p/4)) \quad (2.17)$$

avec . A_p : valeur maximale de la porteuse
 . T_p : la période de la porteuse
 . ω_p : la pulsation de la porteuse , $\omega_p = K_m \cdot \omega_o$

Le graphe de commande s'en déduit très simplement :

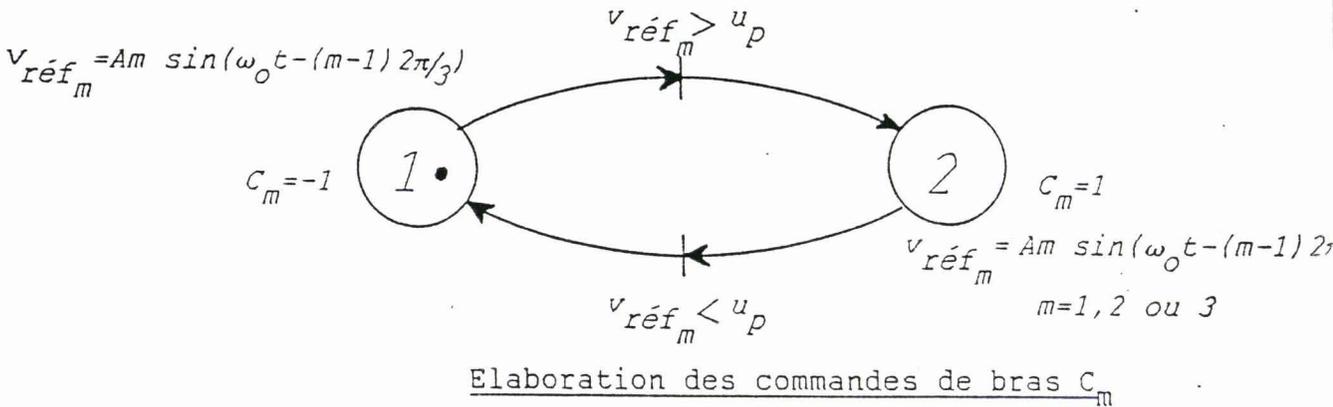


Figure 2.13

Les variables P et N du redresseur déduites du graphe de la figure 2.4 permettent d'exprimer la tension simple de sortie fictive $v_{o_m}(t)$ selon l'interrupteur du bras d'onduleur fictif commandé :

$$v_{o_m}(t) = v_{iP}(t) \quad \text{si } C_m = 1 \text{ (interrupteur du haut commandé)}$$

$$v_{o_m}(t) = v_{iN}(t) \quad \text{si } C_m = -1 \text{ (interrupteur du bas commandé)}$$

d'où la tension de sortie $u_{o_m}(t)$ avec les conventions rappelées à la figure 2.1 :

$$u_{o_m}(t) = v_{o_{(m+1)}}(t) - v_{o_{(m+2)}}(t) \quad (2.18)$$

Il est encore possible, nous l'avons déjà vu, de générer des fonctions d'existence $h'_m(t)$ qui, multipliées par la tension continue $v_{int}(t)$, donneraient directement les tensions composées de sortie $u_{o_m}(t)$:

$$h'_m(t) = 1/2 \cdot [C_{(m+1)}(t) - C_{(m+2)}(t)] \quad h'_m(t) \in \{-1, 0, 1\} \quad (2.19)$$

$$\text{et} \quad u_{o_m}(t) = h'_m(t) \cdot v_{int}(t) \quad (2.20)$$

3.2. FONCTION DE COMMANDE DES INTERRUPTEURS

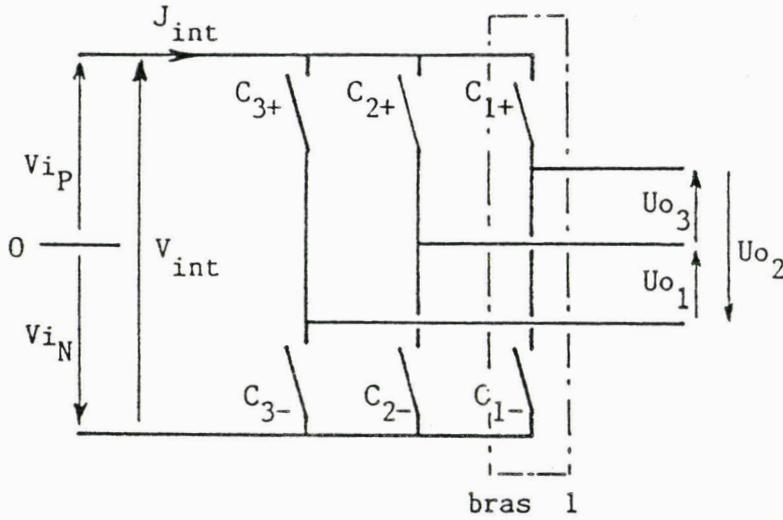
Les variables P et N, obtenues avec le graphe de la figure 2.4, indiquent les lignes (l) ou bornes d'entrée, qui doivent être reliées aux colonnes (c) ou bornes de sortie, pour que les tensions simples d'entrée, respectivement la plus positive et la plus négative, soient appliquées à la charge.

La connexion d'une borne de sortie m à l'entrée la plus positive (ligne P) ou la plus négative (ligne N), est une fonction de la variable C_m caractérisant l'onduleur, elle-même fonction du temps. Aussi, comme $C_m \in \{-1, +1\}$, et puisque chaque sortie est reliée à une entrée, quel que soit l'instant t considéré, on peut écrire que l'interrupteur fermé de la colonne m est :

$$K(I, c) = K \left[\frac{C_m + 1}{2} \cdot P - \frac{C_m - 1}{2} \cdot N, m \right] = 1 \quad (m=1, 2 \text{ ou } 3) \quad (2.21)$$

si pour la colonne $c=3$: $C_3 = -1$ $K(N, 3) = 1$

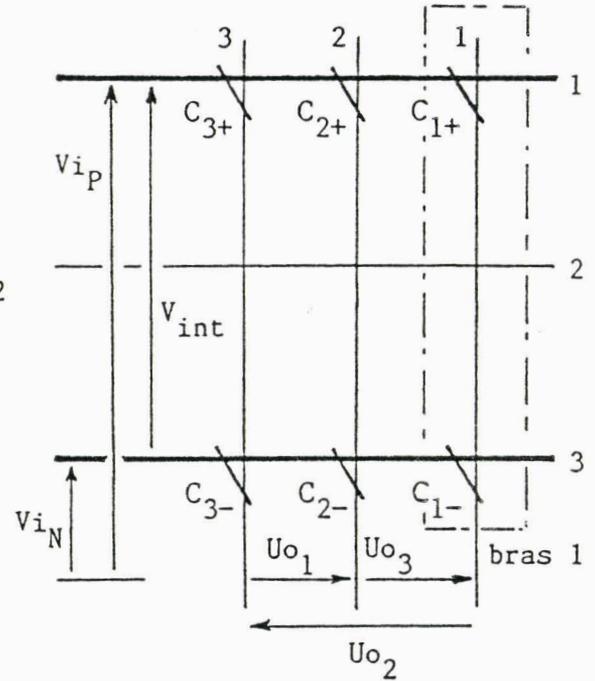
$C_3 = +1$ $K(P, 3) = 1$



Etat du convertisseur Direct
à un instant donné où :

$$(h_1, h_2, h_3) = (+1, 0, -1)$$

$$(P, N) = (1, 3)$$



Chaque configuration du convertisseur direct présente donc trois interrupteurs fermés :

$$\begin{aligned} K(I_1, 1) & \quad I_1 = \left(\frac{C_1 + 1}{2} \right) \cdot P - \left(\frac{C_1 - 1}{2} \right) \cdot N \\ K(I_2, 2) & \quad \text{avec} \quad I_2 = \left(\frac{C_2 + 1}{2} \right) \cdot P - \left(\frac{C_2 - 1}{2} \right) \cdot N \\ K(I_3, 3) & \quad I_3 = \left(\frac{C_3 + 1}{2} \right) \cdot P - \left(\frac{C_3 - 1}{2} \right) \cdot N \end{aligned} \quad (2.22)$$

3.3. COURANTS D'ENTREE

Ils s'obtiennent d'une manière identique à celle utilisée dans la première commande; à partir des interrupteurs fermés et des règles déjà énoncées.

La figure 2.14 résume la stratégie de commande du convertisseur.

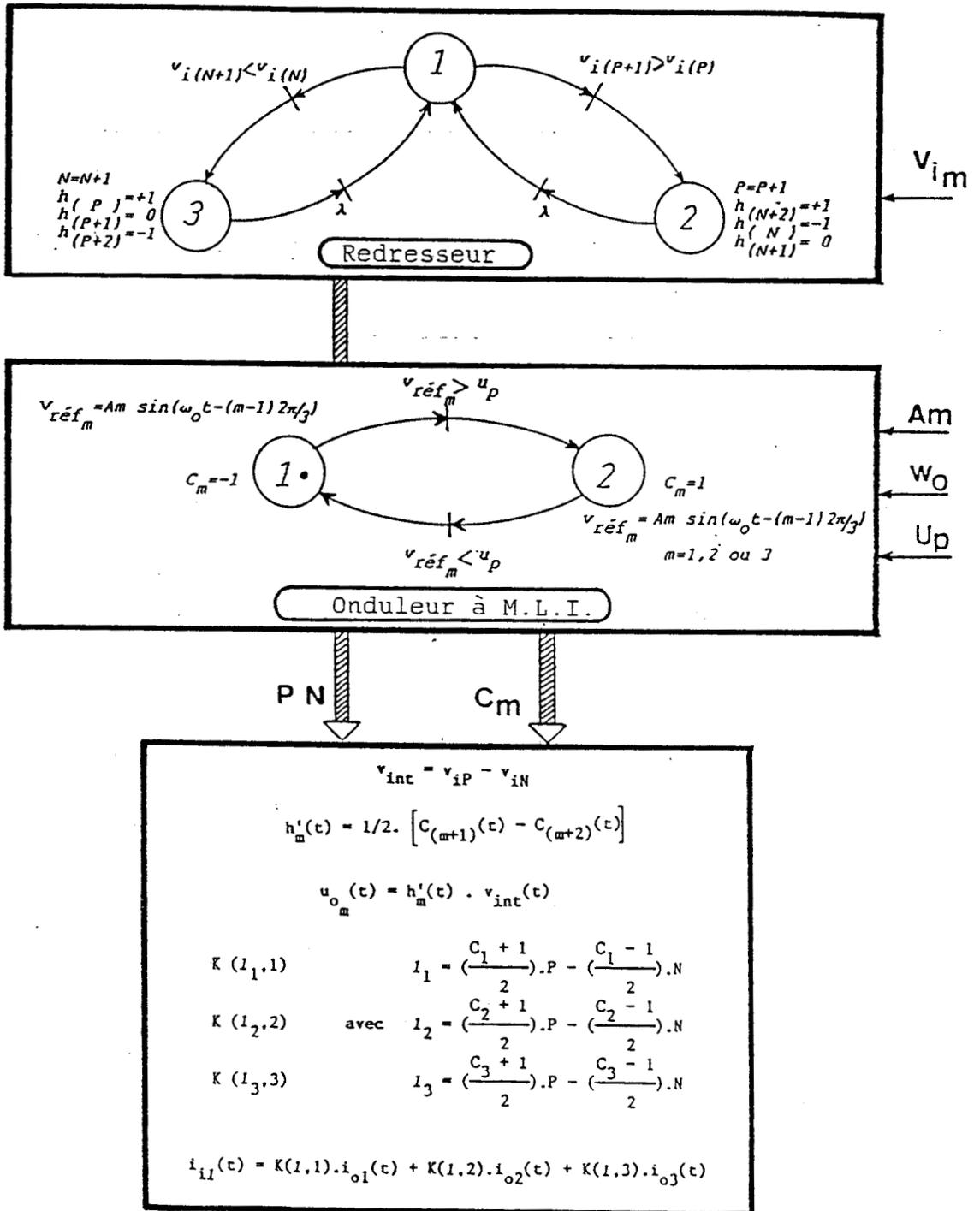


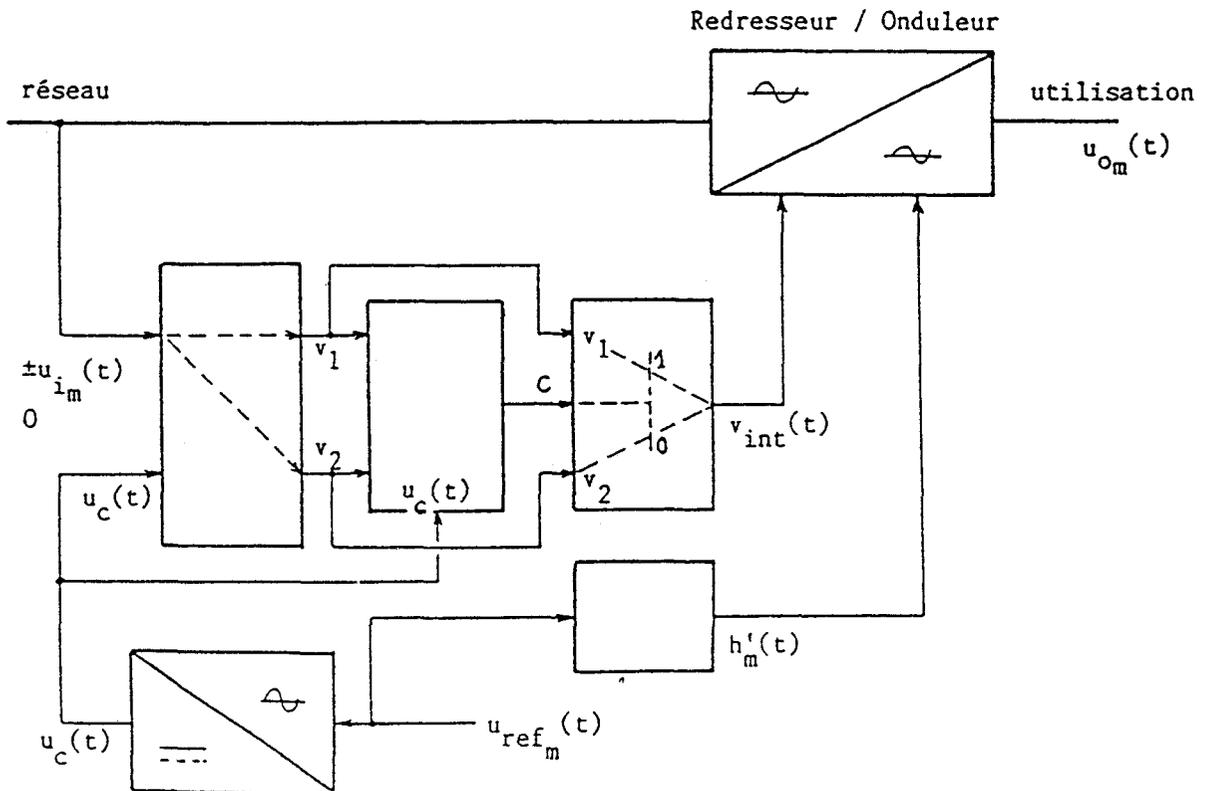
Figure 2.14

4. LA FONCTION REDRESSEUR/ONDULEUR A MOTIF DE TENSION VARIABLE

PRINCIPE

Les tensions de sortie restent formées de créneaux du type " onduleur ". Aussi, leur description nécessite en premier lieu un graphe de commande qui génère les fonctions d'existence $h'_m(t)$ ($h'_m(t) \in \{1,0,-1\}$), à partir des tensions de référence $u_{ref_m}(t)$, d'amplitude fixe et de fréquence f_o , image du fondamental des tensions de sortie désirées.

Chaque créneau est découpé en intervalles de largeur β_d , sous multiple de $\pi/3$. L'amplitude de la tension de sortie $u_{o_m}(t)$ dans cet intervalle dépend des tensions v_1 et v_2 égales aux tensions d'entrée $u_{i_m}(t)$ encadrant au plus près la référence $u_{ref_m}(t)$ puisque la valeur moyenne de $u_{o_m}(t)$ doit approcher la valeur moyenne de $u_{ref_m}(t)$. Pour cela, on introduit un hacheur dont le rapport cyclique α est calculé avec l'équation 1.62 utilisant les notations de la figure 1.2 associée.



SCHEMA SYNOPTIQUE DE FONCTIONNEMENT

4.1. TENSIONS DE SORTIE

De ce qui précède, on déduit que les deux graphes de base sont :

- le graphe de l'onduleur de la figure 2.6 pour obtenir $h'_m(t) \in \{0,1,-1\}$
- le graphe du hacheur identique à celui de la figure 2.7 à ceci près que la synchronisation se fait au passage par 0 par valeur croissante de chaque tension $u_{i_m}(t)$, et que la place 3 devient une macroplace permettant de déterminer les tensions v_1 et v_2 , ainsi que le rapport cyclique α .

La détermination des tensions immédiatement supérieure (v_1) et inférieure (v_2) à la consigne $u_{ref}(t)$ exige d'abord un classement des six tensions composées ($-u_{i1}, -u_{i2}, -u_{i3}, u_{i1}, u_{i2}, u_{i3}$) en fonction de leur amplitude. / 5/

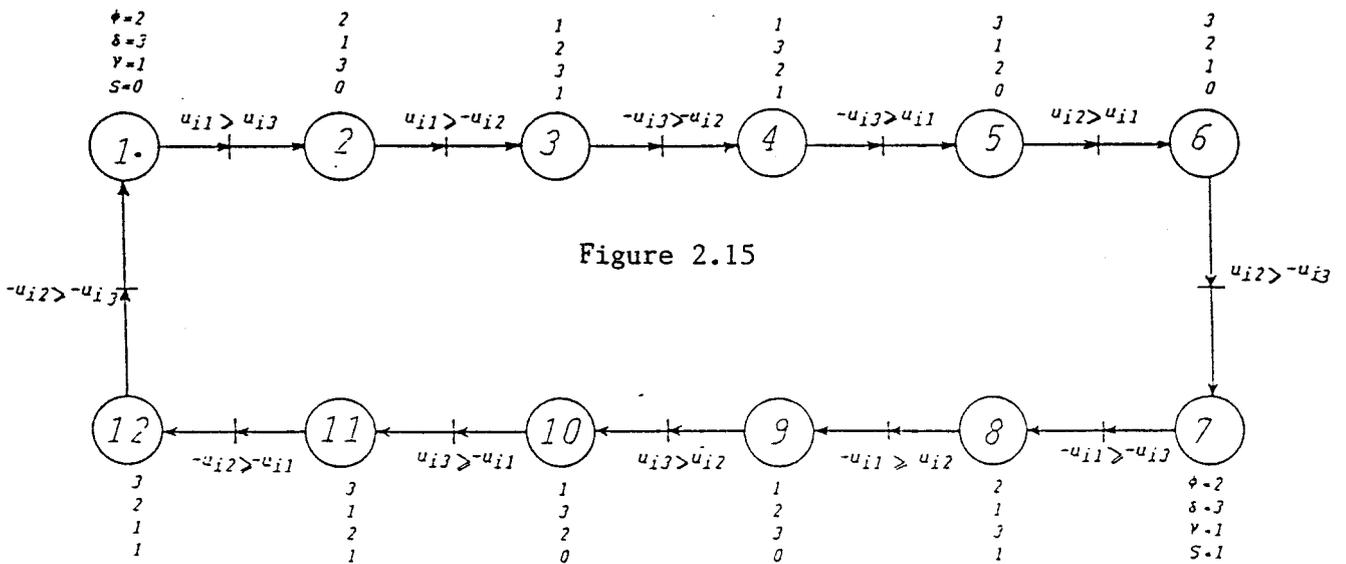
Elles seront placées par ordre d'amplitude décroissante avec la notation suivante :

$$-(1-2.S)u_\psi, +(1-2.S)u_\delta, +(1-2.S)u_\gamma, 0, -(1-2.S)u_\gamma, -(1-2.S)u_\delta, +(1-2.S)u_\psi \tag{2.23}$$

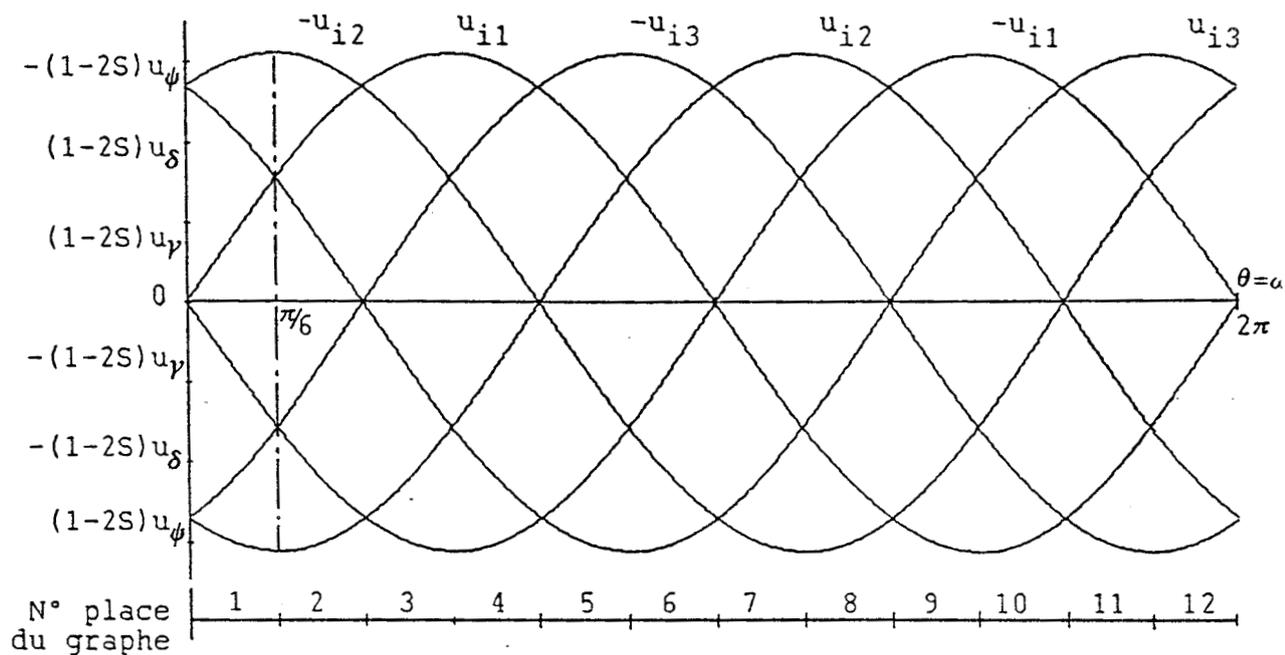
pour chaque intervalle de largeur $\pi/6$.

Les variables ψ, δ, γ et S sont obtenues à partir du graphe de classement de la figure 2.15 ($\psi, \delta, \gamma \in \{1,2,3\}$ et $S \in \{0,1\}$).

La figure 2.16 représente leur évolution sur une période des tensions d'entrée.



Graphes de classement des tensions composées d'entrée

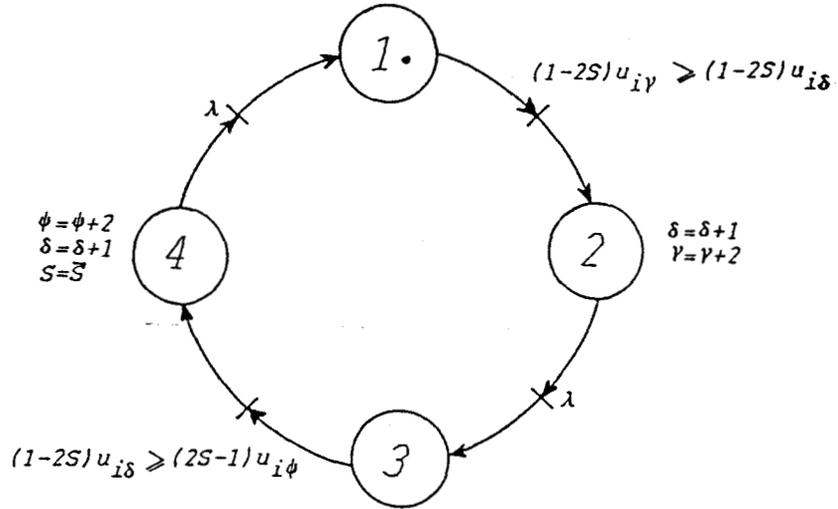


ψ	2	2	1	1	3	3	2	2	1	1	3	3
δ	3	1	2	3	1	2	3	1	2	3	1	2
γ	1	3	3	2	2	1	1	3	3	2	2	1
S	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1

Evolution des variables ψ δ γ , S pour une période des tensions composées d'entrée $u_{im}(t)$
Classement des tensions $u_{im}(t)$

Figure 2.16

Ce graphe à douze places peut passer à un graphe plus simple de quatre places, moyennant un indiçage adéquat des grandeurs intervenant dans les réceptivités, comme dans les actions.



Graphe de classement des tensions composées d'entrée

Graphe réduit

Figure 2.17

Les tensions de sortie doivent s'inscrire dans un terme générateur, fonction des tensions d'entrée.

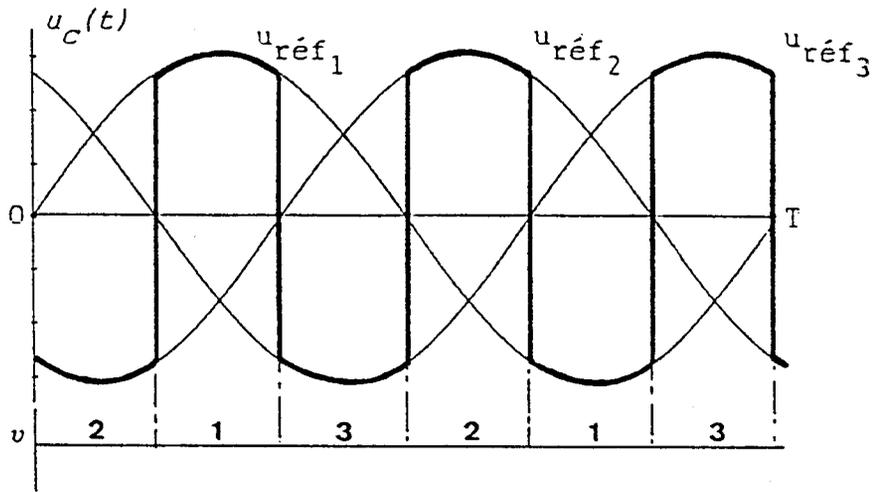
$$\begin{bmatrix} u_{o_1} \\ u_{o_2} \\ u_{o_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{i_m} \\ -u_{i_m} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (m=1,2 \text{ ou } 3) \quad (2.24)$$

afin que leur somme $(u_{o_1} + u_{o_2} + u_{o_3})$ soit nulle à chaque instant.

(Les crochets $[, ,]$ indiquent qu'il est possible de permuter les grandeurs qu'ils encadrent)

En conséquence, une seule tension d'entrée est sélectionnée à chaque fois. Cette sélection résulte donc de la comparaison d'une seule tension de référence $u_{réf}$ (qui devient la tension de consigne u_c) avec les trois tensions d'entrée u_{i_m} .

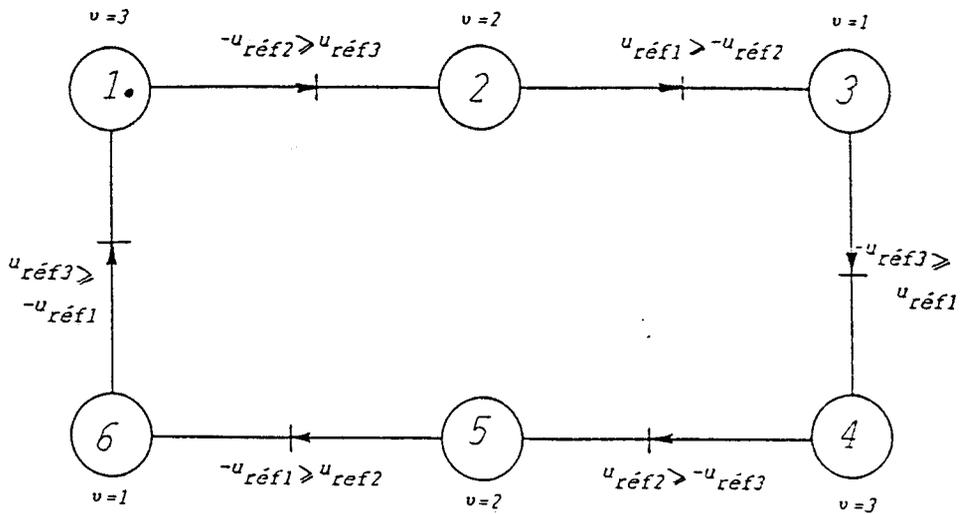
En définitive, $u_c(t)$ est égale à la tension de référence d'amplitude maximale ou minimale. La figure 2.18 en présente l'évolution au cours d'une période des tensions de référence $u_{réf_m}(t)$, de fréquence f_0 .



Tension de consigne en fonction du temps et variable v associée

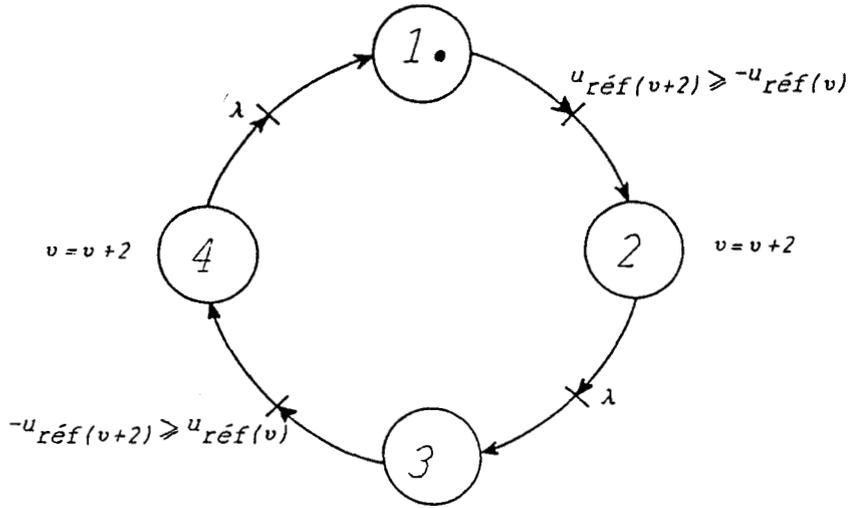
Figure 2.18

d'où le graphe qui permettra l'élaboration de la variable v .



Elaboration de la variable v

Figure 2.19



Elaboration de la variable v
Graphe réduit

Figure 2.20

L'équation de la tension de consigne s'écrit alors :

$$u_C(t) = u_{ref_v}(t) \quad (2.25)$$

Si la tension $u_C(t)$ était continue, il suffirait d'en faire le produit avec les fonctions d'existence de l'onduleur ($h'_1(t)$, $h'_2(t)$, $h'_3(t)$) pour obtenir une tension de sortie en créneaux. A partir de cette hypothèse, il est possible d'élaborer facilement les tensions de sortie $u_{o_m}(t)$; en effet, la valeur absolue de $u_C(t)$ est comparée aux trois tensions d'entrée $u_{i_m}(t)$ et le résultat de la comparaison donne les deux tensions d'entrée qui encadrent au plus près $u_C(t)$ ainsi que la valeur du rapport cyclique α permettant l'obtention d'une tension dont la valeur moyenne est proche de celle de $|u_C(t)|$ sur l'intervalle de découpage. Cette tension multipliée par les fonctions d'existence de l'onduleur, $h'_m(t)$, donne la tension de sortie $u_{o_m}(t)$, qui s'écrit :

$$u_{o_m}(t) = h'_m(t) \cdot (v_1 \cdot C - (C-1) \cdot v_2) \quad (2.26)$$

- avec $u_{om}(t)$ la tension composée de sortie (amplitude et fréquence variables en fonction des tensions $u_{refm}(t)$,
- $h'_m(t)$ les fonctions d'existence de l'onduleur dont la fréquence f_o dépend des $u_{refm}(t)$; $h'_m(t) \in \{-1,0,1\}$
- v_1, v_2 les tensions d'entrée qui encadrent $u_c(t)$
- C la variable du hacheur dont l'évolution est conditionnée par le rapport cyclique α . $C \in \{0,1\}$

La figure 2.21 donne le graphe du hacheur identique à celui déjà utilisé dans la première commande (figure 2.7) à ceci près que la place 3 est en fait une macroplace (tableau 2.1 associé) dont l'action est la détermination des grandeurs v_1 , v_2 et α , le hacheur étant cette fois synchronisé sur les transitions du graphe 2.17.

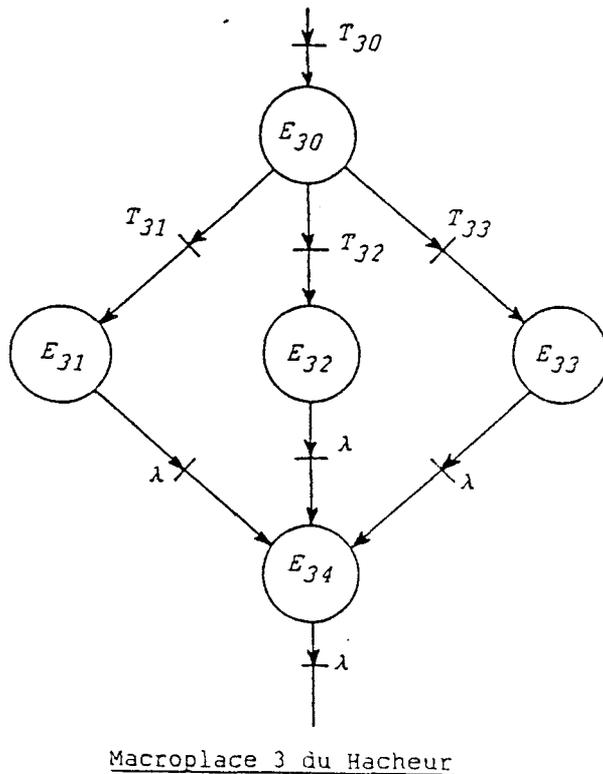


Figure 2.21

<u>TRANSITIONS</u>		<u>PLACES</u>	
T ₃₀	$\phi' + (\beta = \beta_d)$	E ₃₀	$\beta = 0, \phi' = 0$
T ₃₁	$-(1-2S)u_\psi > u_C > (1-2S)u_\delta$	E ₃₁	$G_1 = \psi$ $G_2 = \delta$ $S_1 = S$ $S_2 = S$ $C_1 = 1$ $C_2 = 1$
T ₃₂	$+(1-2S)u_\delta > u_C > (1-2S)u_\gamma$	E ₃₂	$G_1 = \delta$ $G_2 = \gamma$ $S_1 = S$ $S_2 = S$ $C_1 = 1$ $C_2 = 1$
T ₃₃	$(1-2S)u_\gamma > u_C > 0$	E ₃₃	$G_1 = \gamma$ $G_2 = /$ $S_1 = S$ $S_2 = /$ $C_1 = 1$ $C_2 = 0$
		E ₃₄	$v_1 = C_1(1-2S_1) \cdot u_{iG_1}$ $v_2 = C_2(1-2S_2) \cdot u_{iG_2}$ $\alpha = \frac{u_C(\tau) - v_2(\tau)}{v_1(\tau) - v_2(\tau)}$ <p>avec τ l'instant correspondant au début de l'intervalle de découpage</p> β_d / w_d

Tableau 2.1

4.2. FONCTION DE COMMANDE DES INTERRUPTEURS

A partir des variables intervenant dans les graphes, on peut définir un système d'équations logiques dont les variables de sortie sont les lignes et colonnes des différents interrupteurs fermés.

Les lignes ou bornes d'entrée à connecter aux colonnes ou bornes de sortie dépendent de la tension composée d'entrée sélectionnée dans la macroplace 3 du graphe du hacheur. Les variables qui interviennent sont :

G_1, S_1, C_1 : donnant $v_1 = C_1 \cdot (1 - 2 \cdot S_1) \cdot u_{i_{G_1}}$ pendant l'intervalle de temps $\alpha \cdot T_d$ (α , rapport cyclique du hacheur; T_d , période de découpage),

G_2, S_2, C_2 : donnant $v_2 = C_2 \cdot (1 - 2 \cdot S_2) \cdot u_{i_{G_2}}$ pendant l'intervalle $(1 - \alpha) \cdot T_d$

les lignes sélectionnées sont, pour obtenir v_1

$$\begin{aligned} \text{si } v_1 = +u_{i_1} & \quad (G_1 = 1, S_1 = 0, C_1 = 1) \\ & \quad l_1 = 2 = G_1 + S_1 + 1 \end{aligned} \quad (2.27)$$

$$l_2 = 3 = G_1 - S_1 + 2 \quad (2.28)$$

$$\text{si } v_1 = -u_{i_1} \quad (G_1 = 1, S_1 = 1, C_1 = 1)$$

$$l_1 = 3 = G_1 + S_1 + 1$$

$$l_2 = 2 = G_1 - S_1 + 2$$

$$\text{si } v_1 = 0 \quad (\quad , \quad , C_1 = 0)$$

$$l = G_1 \quad \text{une seule ligne est sélectionnée}$$

les lignes sélectionnées pour obtenir v_2 s'obtiennent comme précédemment en remplaçant G_1 , S_1 , C_1 par G_2 , S_2 et C_2 .

L'identification des colonnes à connecter aux lignes se fait à partir des fonctions d'existence $h'_m(t)$ de l'onduleur. Les variables P' et N' tirées du graphe de la figure 2.6 sont telles que si, par exemple,

$P'=1$, les colonnes $c_1=2$ et $c_2=3$ sont sélectionnées,

$N'=1$, les colonnes $c_1=3$ et $c_2=2$ le sont également.

Sous une forme plus générale :

$$c_1 = P'+1, c_2 = P'+2 \quad \text{pour } h'_m(t) = 1 \quad P' = m \quad (2.29)$$

$$c_1 = N'+2, c_2 = N'+1 \quad \text{pour } h'_m(t) = -1 \quad N' = m \quad (2.30)$$

En définitive, les trois interrupteurs $K(l,c)$ fermés sont donnés par quatre équations :

$$\left. \begin{array}{l} K(G_1 + S_1 + 1, P'+1) = 1 \text{ et } K(G_1 - S_1 + 2, P'+2) = 1 \\ K(G_1 + S_1 + 1, N'+2) = 1 \text{ et } K(G_1 - S_1 + 2, N'+1) = 1 \end{array} \right\} \text{ pendant } \alpha.Td \quad (2.31)$$

Les interrupteurs fermés pendant $(1-\alpha).Td$ sont obtenus en remplaçant les variables G_1, S_1 par G_2, S_2 .

D'où l'écriture généralisée des interrupteurs commandés :

$K(G_i + C_i(S_i+1), P'+1)$	$K(G_i + C_i(2-S_i), P'+2)$	(2.32)
$K(G_i + C_i(S_i+1), N'+2)$	$K(G_i + C_i(2-S_i), N'+1)$	

avec $i = 1$ pendant αTd

$i = 2$ pendant $(1-\alpha)Td$

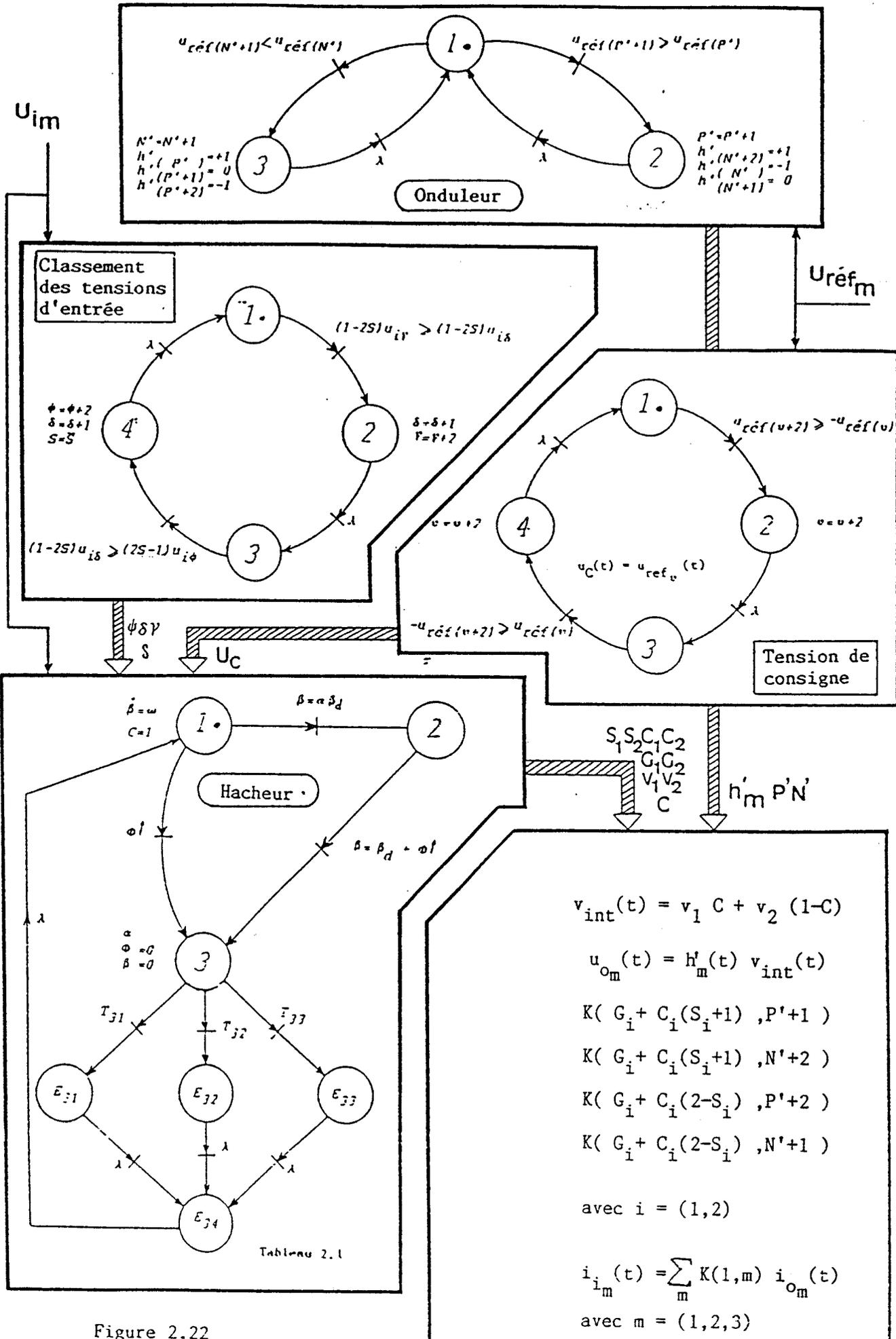


Figure 2.22

4.3. COURANTS D'ENTREE

Comme précédemment, nous reconstituons les courants d'entrée à partir des interrupteurs fermés et des courants de sortie:

$$i_{i_m}(t) = K(m,1).i_{o1} + K(m,2).i_{o2} + K(m,3).i_{o3}$$

La figure 2.22 rappelle la description fonctionnelle globale et les équations caractéristiques de la commande ainsi proposée.

L'annexe 1 présente la méthode d'implantation des graphes sur calculateur. /21//22/ Un programme de simulation est donné en exemple dans l'annexe 2.

5. ETUDE COMPARATIVE DES FONCTIONS DE COMMANDE PROPOSEES

Après la présentation des trois techniques d'élaboration des tensions de sortie d'un changeur de fréquence, il convient maintenant de fixer le choix de la stratégie à retenir selon l'utilisation prévue du convertisseur.

L'une des contraintes les plus sévères se retrouve lors de l'utilisation des moteurs asynchrones triphasés en variation de vitesse suivant une loi : $U_o / f_o = \text{Constante}$.

Nous savons d'une part que les réglages de l'amplitude et de la fréquence des tensions de sortie sont obtenus à partir d'un découpage des tensions d'entrée, que d'autre part, la qualité de ces tensions décroît au fur et à mesure que leur fréquence et amplitude s'éloignent de celle des tensions d'entrée.

Il est alors nécessaire d'étudier le comportement de la machine (couple moteur, vitesse réelle) pour différents régimes de fonctionnement (couple résistant, vitesse de synchronisme...) transitoires et permanents et ceci pour chacune des commandes possibles du convertisseur.

A cela, viennent s'ajouter d'autres critères de comparaison tels que:

- valeur efficace du fondamental des tensions de sortie en fonction des paramètres de réglage,
- valeur efficace des tensions de sortie,
- amplitude des harmoniques de rang faible,
- taux harmonique , etc.

pour plusieurs valeurs de la fréquence de sortie f_o et, dans ces conditions donc, il importe d'établir un modèle traduisant le fonctionnement de la charge.

La machine asynchrone est caractérisée par un système d'équations différentielles d'ordre 6 à coefficients périodiques. L'implantation sur ordinateur de ces équations sous forme matricielle augmente considérablement les temps de calcul puisqu'à chaque scrutation du programme, l'ensemble des matrices est à redéfinir en fonction de la position du rotor.

La transformation de Park permet de s'affranchir de ce problème en remplaçant les enroulements polyphasés réels par des enroulements diphasés fictifs. Ainsi, on aboutit à une machine fictive représentée par un système d'équations à coefficients constants./23//24/

Cette transformation génère des grandeurs fictives comme les courants i_d , i_q dans les enroulements diphasés d'axes d et q perpendiculaires.

Le stator étant alimenté par un système triphasé de tensions, il est intéressant de ne proposer la transformation qu'au rotor, gardant ainsi

une machine dont le stator est triphasé et dont les courants statoriques sont directement accessibles.

L'annexe 3 présente la modélisation du moteur asynchrone utilisant la transformation de Park et faisant intervenir des grandeurs mesurables, dans le cas d'une alimentation triphasée du stator, couplé en triangle.

Les équations de fonctionnement de la machine dans d'autres modes d'alimentation (monophasé, apparement déconnecté) et de couplage ont été présentées dans de précédents travaux./25//26//27/

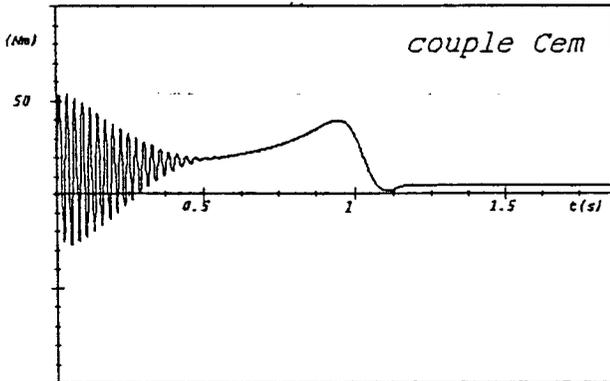
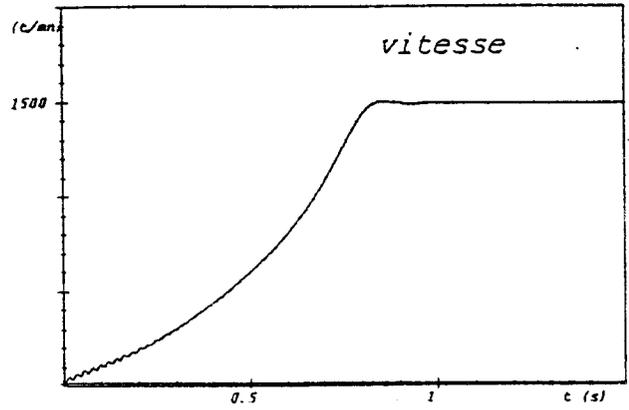
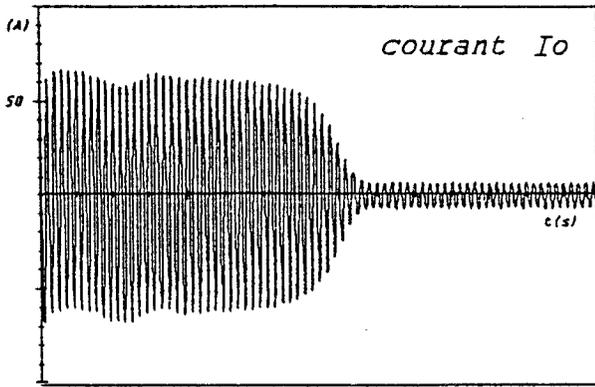
La machine étudiée a pour principaux paramètres:

- . machine asynchrone triphasée tétrapolaire à cage de 3 KW
- . couple nominal : $C_n = 20 \text{ Nm}$
- . tension nominale par phase $U_n=220\text{V}$, de fréquence 50 Hz
- . résistance d'une phase statorique : $R_S = 1,4 \Omega$ (à 25 degrés)
- . inductance cyclique statorique.....: $L_S = 0,24 \text{ H}$
- . constante de temps rotorique.....: $L_r/R_r = 1/5 \text{ s}$
- . rapport.....: $M'^2/L_r = 0,143 \text{ H}$

5.1. ETUDE DU REGIME TRANSITOIRE DE MISE EN VITESSE

Les figures 2.23 à 2.26 représentent le couple électromagnétique C_{em} , la vitesse N_m et le courant dans une phase statorique lors d'un démarrage sous tension et fréquence nominales, un couple $C_R = C_{nom}/4$, pour les différents modes d'alimentation du stator:

- système triphasé de tensions sinusoïdales (figure 2.23)
- système triphasé de tensions généré par le convertisseur dont la séquence de commande est :
 - . une fonction redresseur/hacheur/onduleur à onde pleine (figure 2.24)
La fréquence de découpage fixée par le hacheur est $f_d = 1200\text{Hz}$, relativement et volontairement faible afin de réduire les difficultés de commutation des interrupteurs en forte puissance, par exemple.
 - . une fonction redresseur/onduleur à MLI (figure 2.25) dont la fréquence de découpage est comprise entre 1000Hz et 1500Hz pour les mêmes raisons que précédemment.

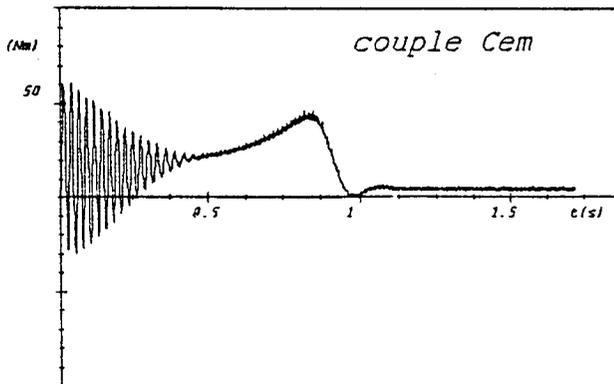
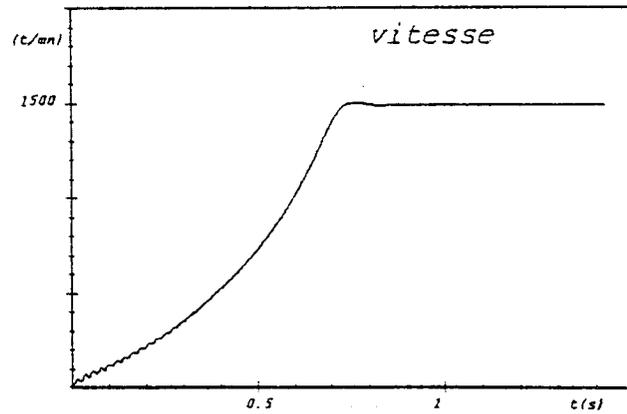
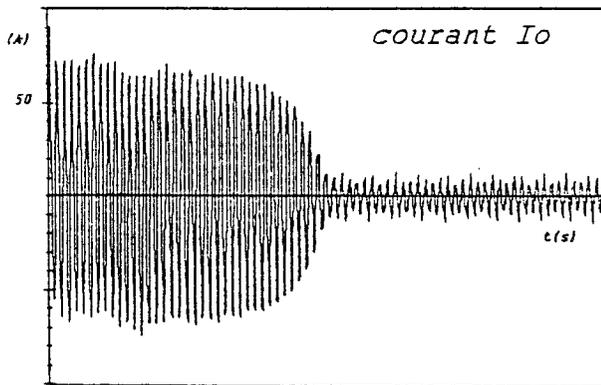


Alimentation directe sous tensions sinusoidales :

$U_n = 220 \text{ V}$ $F_o = 50 \text{ Hz}$

$C_r = 5 \text{ Nm}$

Figure 2.23

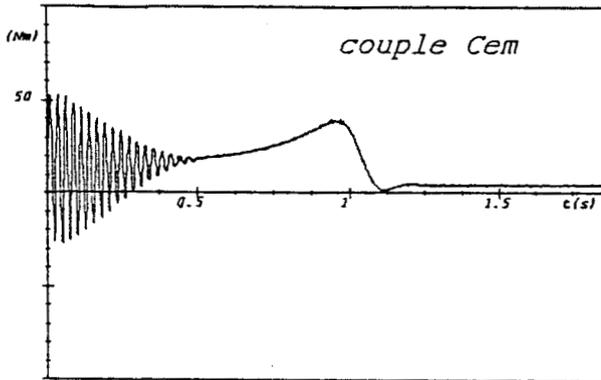
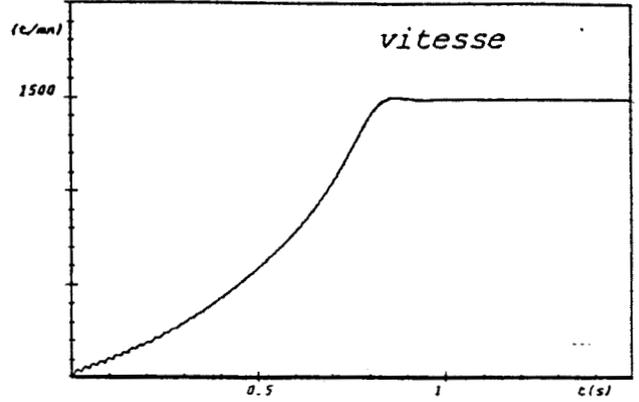
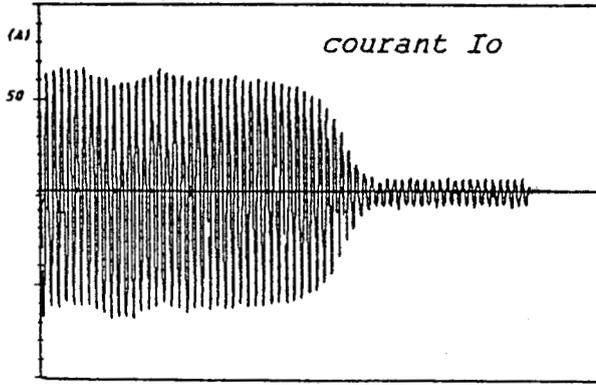


Fonction Redresseur/Hacheur/Onduleur

$U_{o1} = 220 \text{ V}$ $F_o = 50 \text{ Hz}$

$C_r = 5 \text{ Nm}$

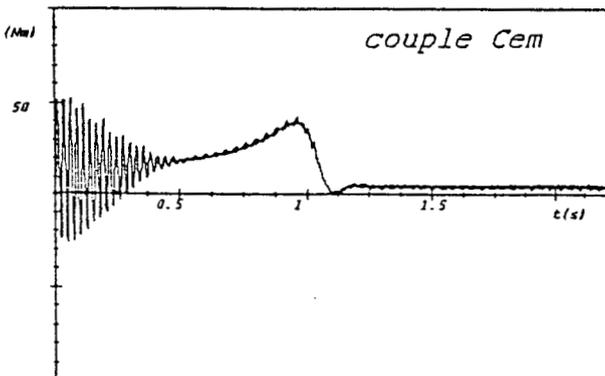
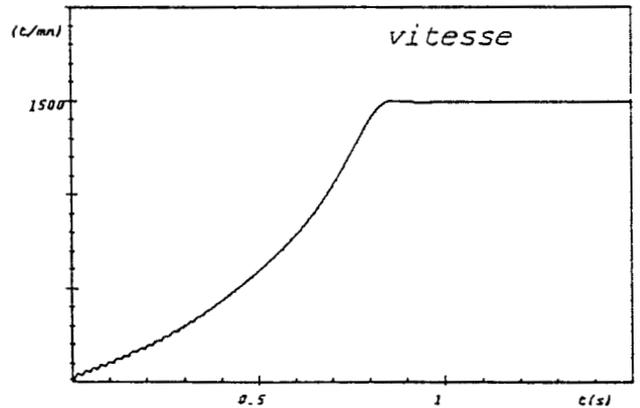
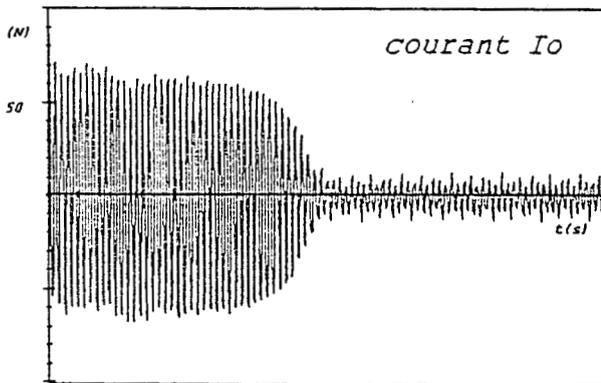
Figure 2.24



Fonction
Redresseur/Onduleur à M.L.I.

$U_{o1} = 220 \text{ V}$ $F_o = 50 \text{ Hz}$
 $C_r = 5 \text{ Nm}$

Figure 2.25



Fonction Redresseur/onduleur
à motif de tension variable :

$U_{o1} = 220 \text{ V}$ $F_o = 50 \text{ Hz}$
 $C_r = 5 \text{ Nm}$

Figure 2.26

- . une fonction onduleur à motif de tension variable (figure 2.26) avec $f_d = 1200$ Hz

L'étude du démarrage sous pleine tension, à la fréquence nominale, n'a pour but que de permettre la comparaison des régimes transitoires de la machine soumise à plusieurs types d'alimentation. Un démarrage réel se ferait selon une rampe de fréquence de consigne, donc de tension, et avec une boucle de limitation de courant pour éviter la détérioration du convertisseur.

Nous constatons que les différents temps de démarrage sont très proches de la période prise comme référence (alimentation directe par le réseau $t_{\text{dém}} \approx 0,9s$ pour $C_R = C_{\text{nom}}/4 = 5$ Nm (figure 2.23)).

En effet, quelle que soit la commande, le fondamental des tensions d'alimentation de la machine est fixé toujours égal à la tension nominale U_n .

Dans la première stratégie de commande (fonction redresseur/hacheur/onduleur), le rapport cyclique α du hacheur fictif est fixé à 0,95.

La seconde stratégie (fonction redresseur/onduleur à MLI) utilise un coefficient de modulation $A_m = 1,8$, d'où une surmodulation qui permet d'augmenter la valeur de l'amplitude du fondamental.

La troisième enfin, (fonction onduleur à motif de tension variable) fournit des tensions de sortie en créneaux où n'apparaît pratiquement aucun découpage.

En conséquence, les spectres de ces différentes formes d'onde sont proches du spectre de la tension de sortie d'un onduleur à onde pleine. Seule la commande à MLI élimine les harmoniques 5 et 7. Les premiers harmoniques qui se retrouvent dans le spectre des tensions de sortie sont de rang élevé (> 11) de sorte que leurs effets sont peu sensibles sur les courants et le couple puisque la réactance correspondante de la charge est de valeur élevée pour ces différentes fréquences.

Par conséquent, il est naturel que les formes d'onde représentées sur la figure 2.28 soient très proches de celles obtenues dans le cas de l'alimentation directe de la machine par le réseau. La faible ondulation qui leur est superposée n'est due qu'au découpage.

En revanche, les courbes données sur les figures 2.27 et 2.29 sont plus proches des résultats obtenus dans le cas d'un démarrage du moteur

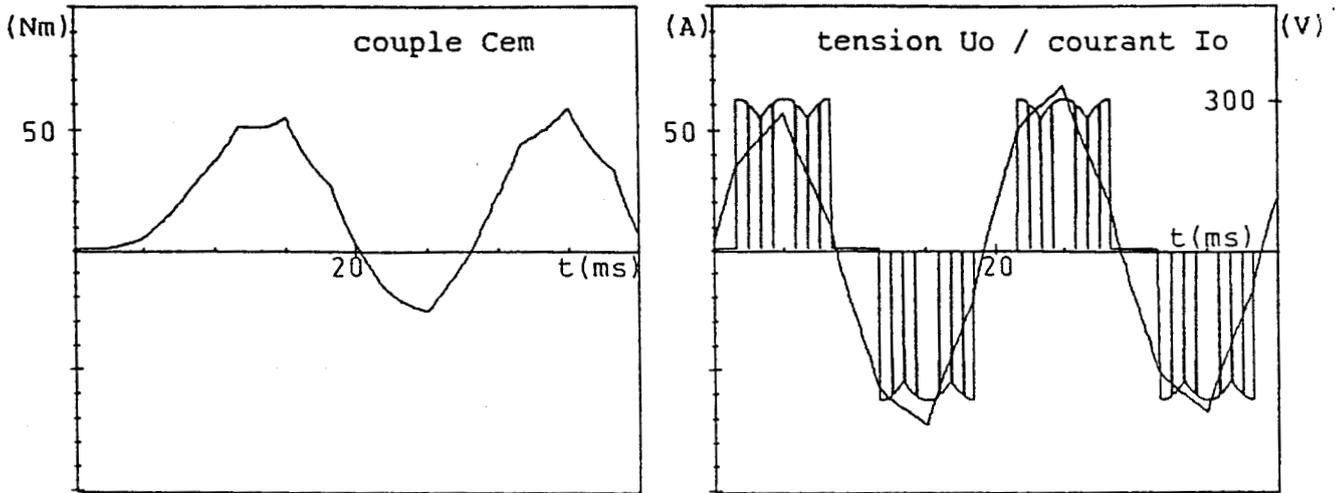


Figure 2.27 Fonction Redresseur/Hacheur/Onduleur

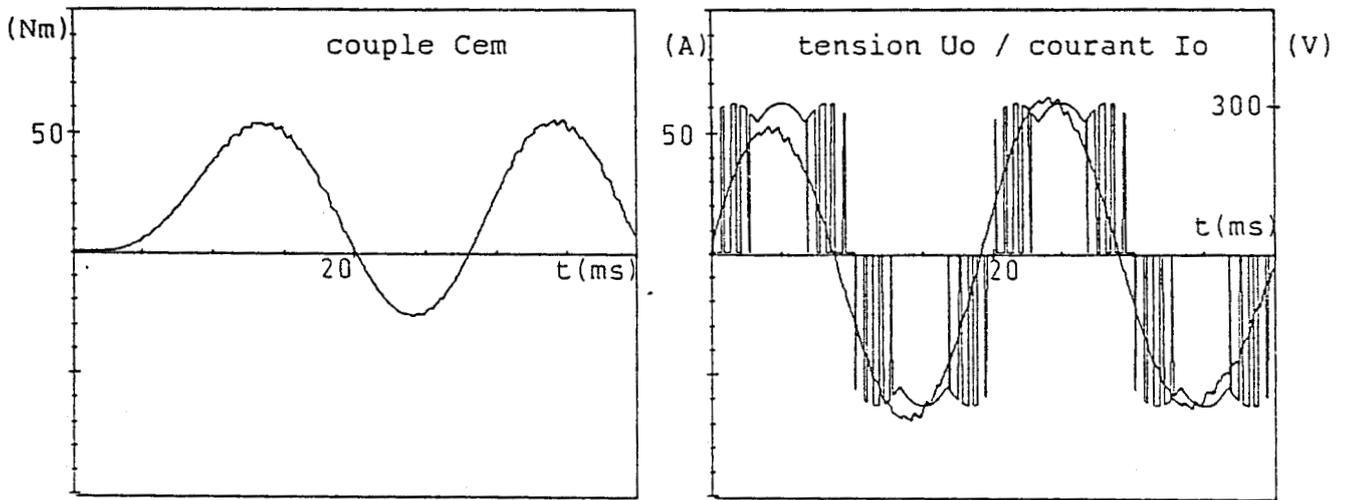


Figure 2.28 Fonction Redresseur/Onduleur à M.L.I.

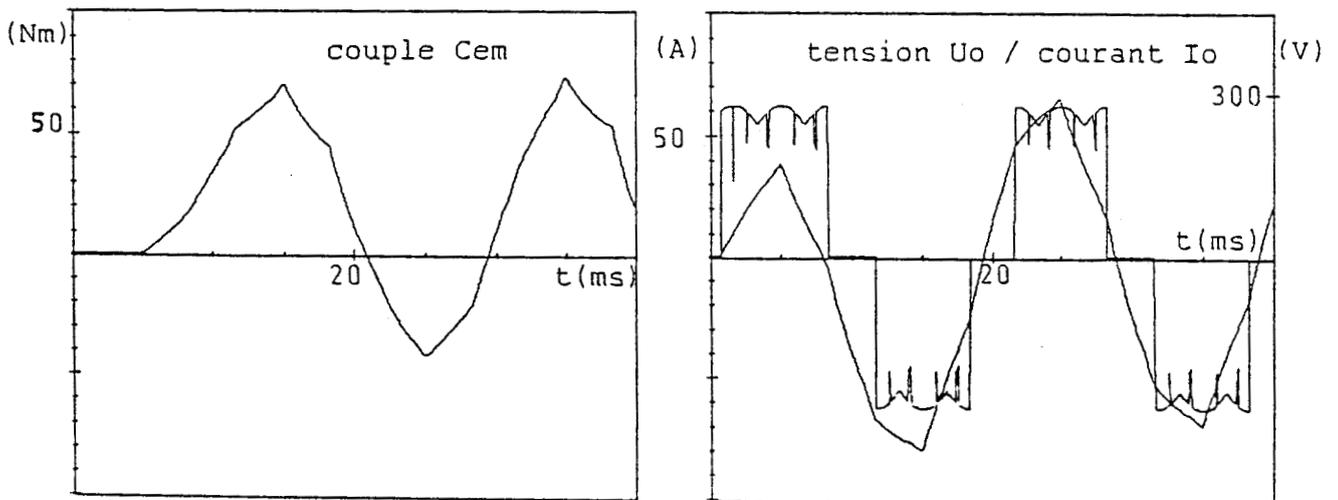


Figure 2.29 Fonction Redresseur/Onduleur à motif de tension variable

alimenté par des créneaux de tension.

5.2. ETUDE DU REGIME PERMANENT

5.2.1. Caractéristiques de réglage

L'alimentation d'une machine asynchrone s'effectuant à flux constant, il convient de choisir une loi tension/fréquence en rapport avec les paramètres de cette machine et du réseau d'alimentation.

Dans ces conditions, nous déterminons préalablement les caractéristiques permettant, à partir du choix de la fréquence de sortie, de trouver la valeur de la grandeur de réglage conduisant à la tension correspondante (figure 2.30).

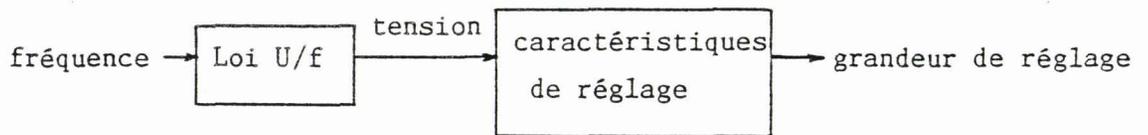


Figure 2.30

Les figures 2.31, 2.32 et 2.33 donnent l'évolution des valeurs efficaces des termes fondamentaux en fonction des variables de réglage qui sont :

α : rapport cyclique du hacheur de la fonction redresseur/
hacheur/onduleur (1)

A_m : indice de modulation de la fonction redresseur/
onduleur à M.L.I. (2)

U_{ref} : tension de référence de la fonction redresseur/
onduleur à motif de tension variable (3)

N.B. Les chiffres entre parenthèses servent à repérer la nature de la commande dans la suite du texte.

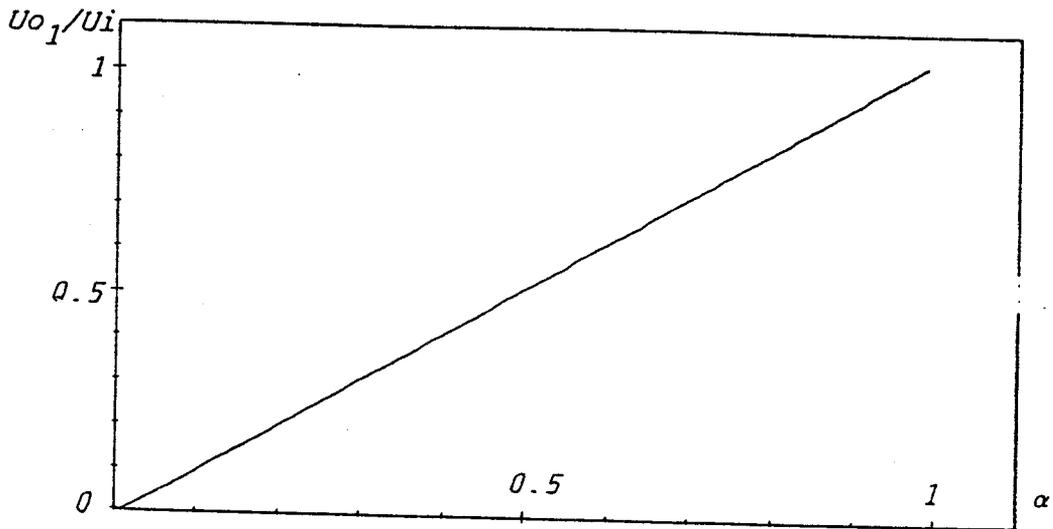


Fig. 2.31 Fondamental de la tension de sortie
en fonction du rapport cyclique α

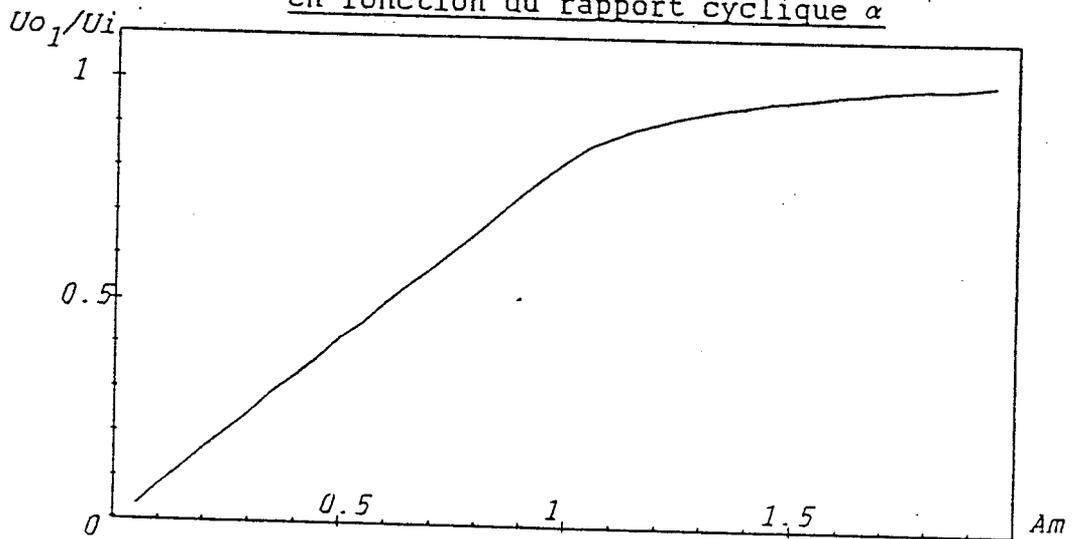


Fig. 2.32 Fondamental de la tension de sortie
en fonction du taux de modulation A_m

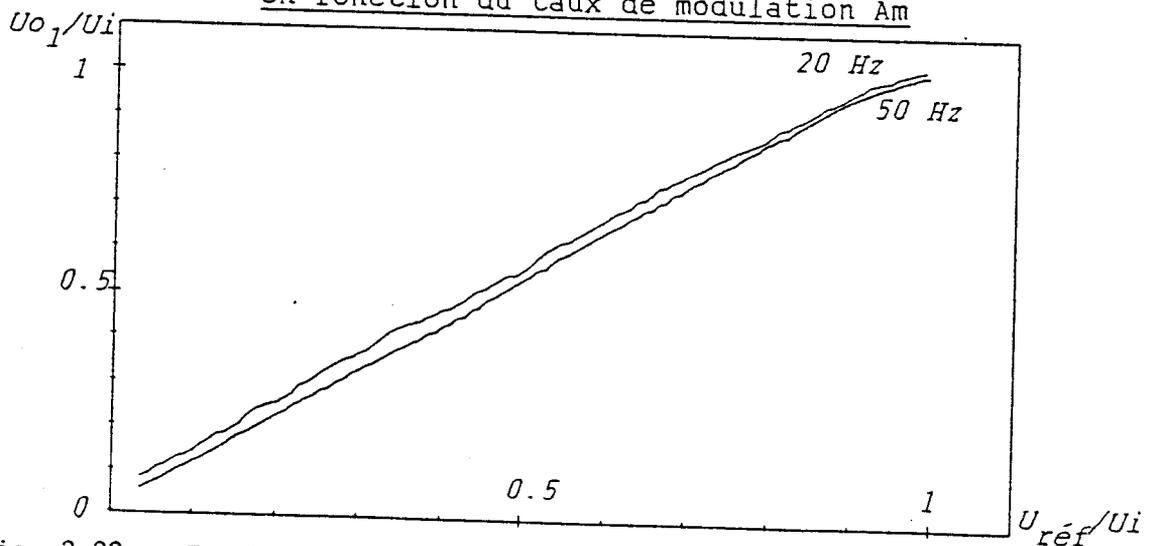


Fig. 2.33 Fondamental de la tension de sortie
en fonction de la tension de référence

Les caractéristiques relatives aux fonctions (1) et (2) sont indépendantes de la fréquence contrairement à celle relative à la fonction (3). La première ne nécessite pas d'explication particulière ; la seconde résulte d'une modulation choisie synchrone alors que la troisième est essentiellement due à l'asynchronisme et à la complexité même de la stratégie.

5.2.2. Résultats de simulation

Les essais sont réalisés à flux constant pour deux fréquences : $f_o = 50$ Hz, $U_o = 220$ V (essais repérés A) et $f_o = 20$ Hz, $U_o = 88$ V (essais repérés B) lorsque la machine est chargée par son couple nominal ($C_R = 20$ Nm).

Pour ces essais, nous choisissons une fréquence de découpage faible, sachant que les performances de l'ensemble pourraient être améliorées si la technologie employée pour les interrupteurs statiques le permettait.

Remarque : Dans le cas de la commande à M.L.I., un rapport K_m existe entre la fréquence de découpage et la fréquence du fondamental. Le nombre d'impulsions par période K_m est choisi impair et multiple de trois pour les raisons énoncées dans le chapitre précédent. Une valeur trop élevée de celui-ci conduirait à une fréquence de découpage ($f_d = K_m.f_o$) importante et limiterait ainsi le domaine d'utilisation du convertisseur aux très faibles puissances. Dans ces conditions , le rapport K_m doit être variable et une solution consiste à choisir des valeurs discrètes adaptées à la fréquence d'utilisation et qui permettent de rester entre les limites imposées de la fréquence de modulation (figure 2.34).

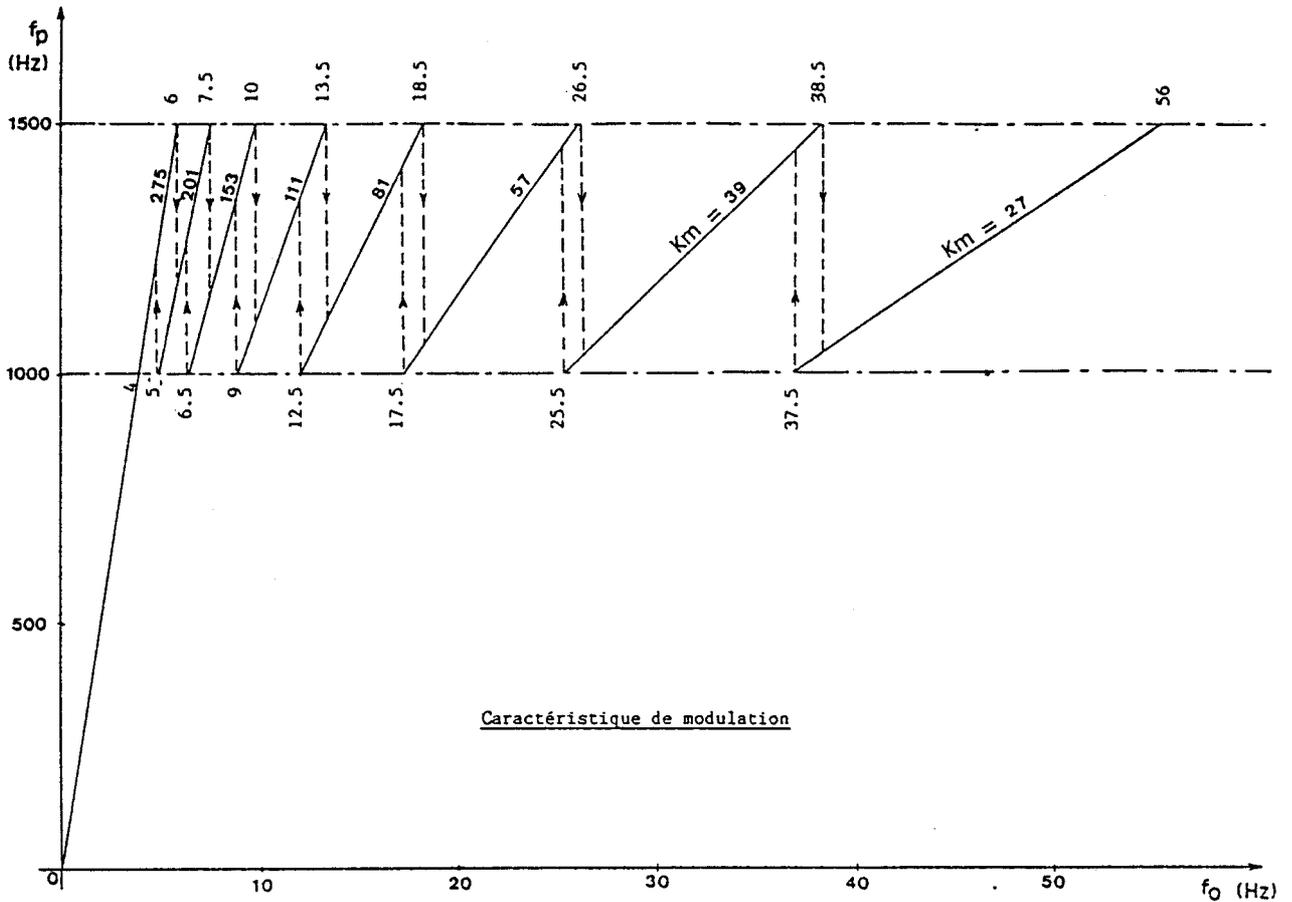


Figure 2.34

Les planches pages 115 à 120 présentent les essais A et B de la manière suivante :

- tension composée de sortie U_o et son spectre (a)
 - courant de sortie en ligne I_o et son spectre (b)
 - couple moteur et le spectre de l'ondulation (c)
 - courant d'entrée en ligne I_i et son spectre (d)
- pour chacune des fonctions de commande (1), (2) et (3).

La première observation montre la supériorité évidente de la fonction de commande (2) qui a la propriété d'éliminer les harmoniques de rang bas. Les autres modes de commande aboutissent à des formes d'onde et des contenus harmoniques de faible rang sensiblement identiques à ceux produits par un onduleur pleine onde . Les parties supérieures des spectres sont induites par le découpage nécessaire au réglage de la valeur efficace des tensions générées. Notons que ces harmoniques de rang élevé n'ont que peu d'influence sur les courants de sortie,

donc sur le couple en raison de l'impédance élevée présentée par la machine à ces fréquences.

Nous procédons maintenant à une analyse précise de ces essais afin d'évaluer, pour chacune des fonctions de commande, les performances de la conversion ainsi que les conséquences sur l'environnement que représente ici le réseau d'alimentation.

5.2.3. Etude des tensions de sortie /28/

Des grandeurs caractéristiques comme la valeur efficace de l'onde de tension de sortie :

$$U_o = \sqrt{U_{o_1}^2 + U_{o_5}^2 + U_{o_7}^2 + \dots + U_{o_h}^2} \quad (2.33)$$

et le taux harmonique en tension :

$$Th_u = \frac{\sqrt{U_{o_5}^2 + U_{o_7}^2 + \dots + U_{o_h}^2}}{U_{o_1}} \quad (2.34)$$

permettent de prévoir les échauffements et la saturation de la machine.

* Au fonctionnement nominal, premier régime ici étudié, la forme des tensions de sortie peut se réduire à des créneaux de largeur $2\pi/3$. C'est le cas des tensions obtenues à partir des stratégies de commande repérées (1) et (3), dont l'amplitude des harmoniques s'écrit : (planches 1Aa et 3Aa)

$$U_{o_h} = \frac{\pm 1}{h} \cdot U_{o_1} \quad (h = 6p \pm 1) \quad (2.35)$$

avec U_{o_1} l'amplitude du fondamental, $U_{o_1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot U_c \neq 1.1 U_c$

U_c l'amplitude des créneaux composant $u_{o_m}(t)$

$p = 1, 2, 3, 4, \dots$ ($U_{o_5} = -U_{o_1}/5$, $U_{o_7} = +U_{o_1}/7$)

La structure ne comportant pas de filtre intermédiaire, l'ondulation de la tension redressée fictive v_{int} composée d'harmoniques de fréquence

$6.n.f_i$ (f_i : fréquence du réseau et $n=1,2,3\dots$ d'où $6nf_i=300,600,1200\text{Hz}$) se retrouve dans la tension de sortie en augmentant légèrement les fréquences voisines.

En effet, si $f_o=50$ Hz, l'ondulation possède des harmoniques d'ordre (6,12,18...) qui contribuent à l'augmentation des harmoniques d'ordre (5,7,...11,13,...17,19) puisqu'ils sont pairs et ne peuvent eux-mêmes apparaître dans le spectre des $u_{o_m}(t)$ ($m=1,2,3$)

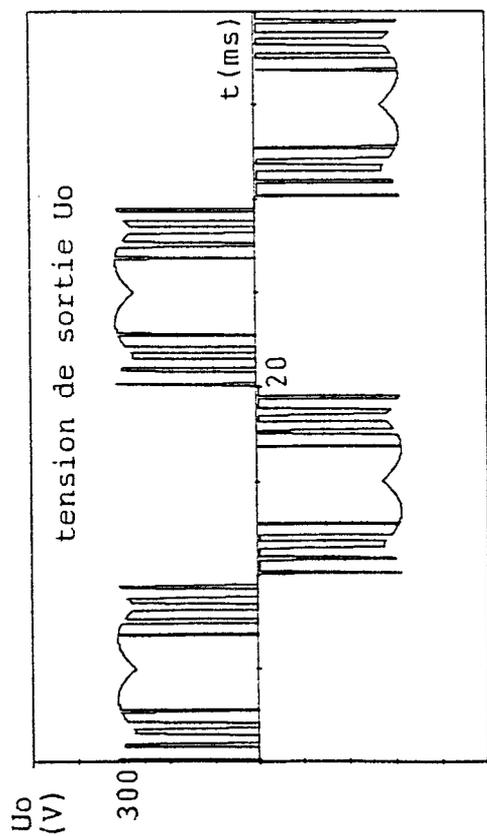
La stratégie de commande à M.L.I. repérée (2) élimine les premiers harmoniques, cela malgré la surmodulation (amplitude de la modulante A_m supérieure à l'amplitude de la porteuse A_p prise égale à l'unité) car il reste quelques impulsions latérales, d'autant plus nombreuses que le rapport K_m est élevé (planche 2Aa).

Avec $K_m=27$, $A_m=1,8$ et $f_o=50$ Hz, les premiers harmoniques significatifs sont d'ordre 23,25,29,31 (voisins de l'ordre de la fréquence de découpage) et l'ondulation de la grandeur redressée fictive peut de nouveau apparaître dans les tensions de sortie. Pour réduire ses effets au régime nominal ($U_o=220\text{V}$ et $f_o=50$ Hz), il est nécessaire de la centrer sur les créneaux de $u_{o_m}(t)$, comme le prouvent les figures 2.35 et 2.36. L'ondulation de la tension redressée fictive suffit à recréer les harmoniques 5 et 7 (les plus néfastes car de rang faible) qu'éliminait la modulation de largeur d'impulsions. L'amplitude de l'harmonique de rang h de la tension $u_{o_m}(t)$, après centrage, est ici rappelée :

$$U_{o_h} = -\frac{8V_o_m}{\pi} \left(1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos h \alpha_k\right) \frac{\sin h 2\pi/3}{h} \quad (2.36)$$

Les harmoniques dus au découpage se retrouvent en sortie quelle que soit la structure puisqu'ils sont inhérents au procédé de modulation d'impulsions.

* A vitesse réduite, donc fréquence et amplitude du fondamental des tensions de sortie réduites ($f_o=20$ Hz, $U_o \neq 90\text{V}$), le spectre des tensions $u_{o_m}(t)$ garderait sensiblement la même allure si les harmoniques dus au découpage et à l'ondulation de l'amplitude des impulsions n'intervenaient pas .



$U_{o1} = 220 \text{ V}$ $Th = 0.4706$

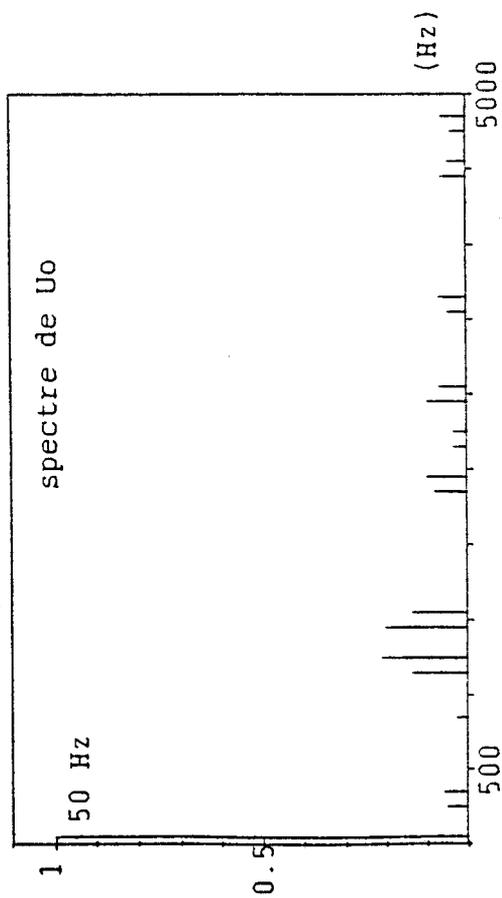
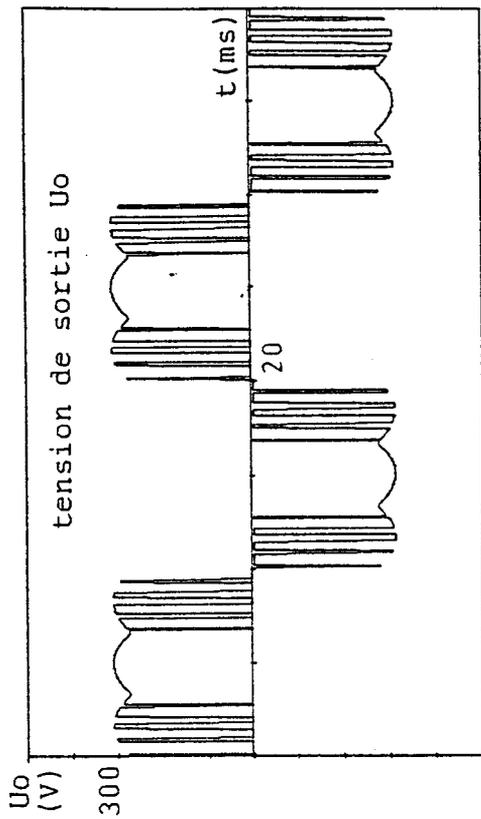


Figure 2.35



$U_{o1} = 220 \text{ V}$ $Th = 0.4777$

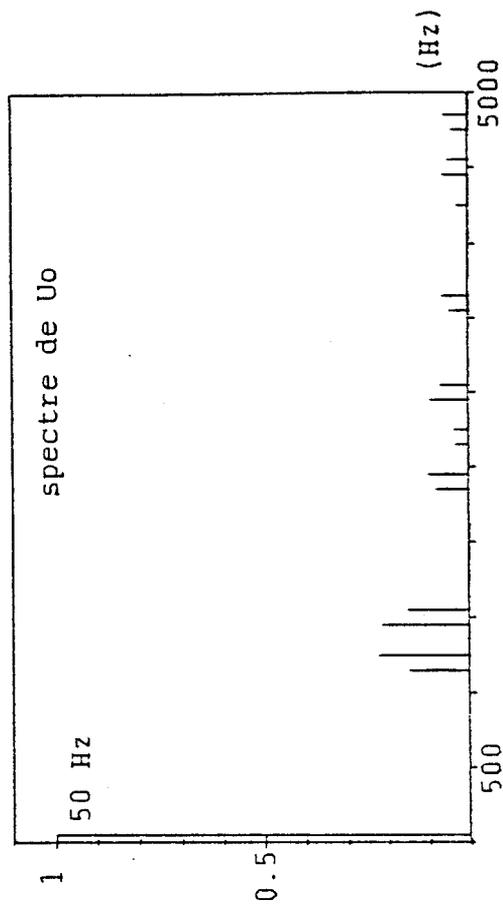


Figure 2.36

En ce qui concerne la première commande (planche 1Ba), l'obtention de ce régime nécessite un rapport cyclique $\alpha = 0,4$ pour le hacheur fictif. Sans découpage, l'onde pleine de sortie conserve un taux harmonique constant et voisin de 0,3. Avec découpage, le taux harmonique est fonction du rapport cyclique ; il passe donc de 0,3 à environ 1,7 quand α varie de 0,95 à 0,4 (Figure 2.37).

En conséquence, la réduction de l'amplitude du fondamental par découpage régulier des ondes pleines de sortie diminue notablement la qualité de l'onde délivrée par le convertisseur.

Les équations donnant l'amplitude des harmoniques en fonction de α viennent du produit des équations 1.21 et 1.25 obtenu en négligeant l'ondulation de la tension redressée fictive.

Le premier terme correspond à une onde pleine dont l'amplitude est fonction de α ; les harmoniques ont pour valeur crête :

$$U_{o_h} = \frac{\pm 1}{h} U_{o_1} \cdot \alpha \quad (h = 6p \pm 1) \quad (2.37)$$

avec U_{o_1} : amplitude du fondamental
 α : rapport cyclique
 $p = 1, 2, 3, 4, \dots$

Le second terme fait intervenir les harmoniques dus au découpage, composés avec la fréquence de sortie :

$$U_{o_{hk}} = U_{o_h} \cdot \left(\frac{4}{\pi} \frac{\sin(k \alpha \cdot \pi)}{k} \right) \quad h = 6p \pm 1 \text{ et } k = 2q + 1 \quad (2.38)$$

avec U_{o_h} : l'amplitude des harmoniques de rang h trouvée dans le premier terme
 $q = 0, 1, 2, 3, \dots$

Les figures 2.38 et 2.39 montrent la variation de l'amplitude des différentes composantes dues au découpage, et la variation de la valeur efficace totale en fonction du rapport cyclique α .

En particulier, elles mettent en évidence le fait que pour certaines valeurs du rapport cyclique, l'amplitude des harmoniques dus au découpage devient supérieure à celle du fondamental.

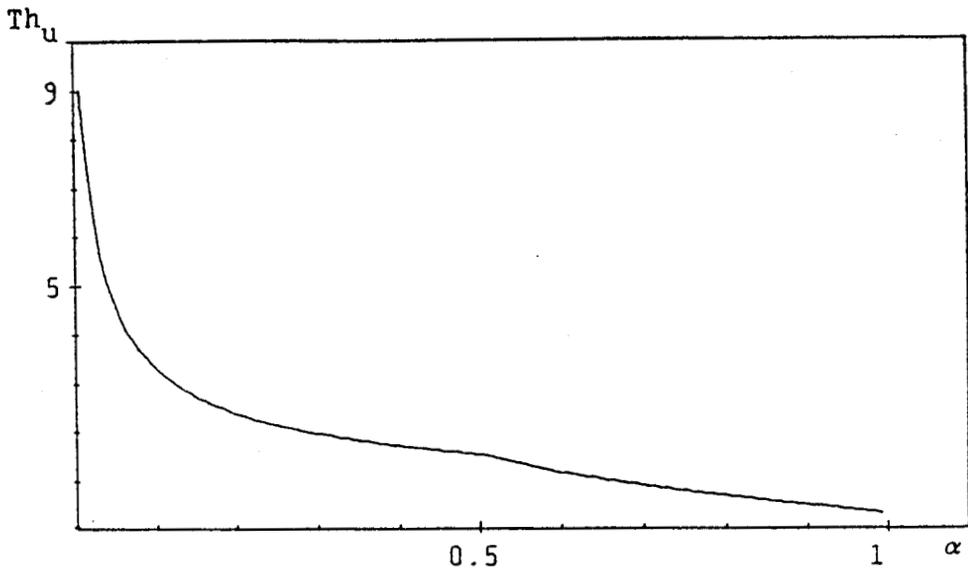


Fig. 2.37 Taux harmonique en fonction de α

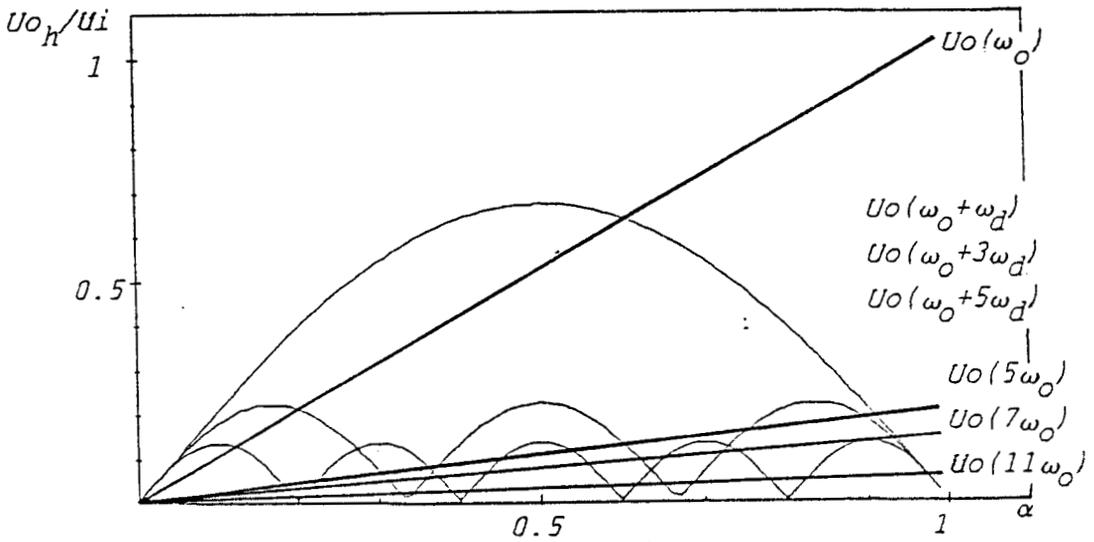


Fig. 2.38 Amplitude des harmoniques en fonction de α

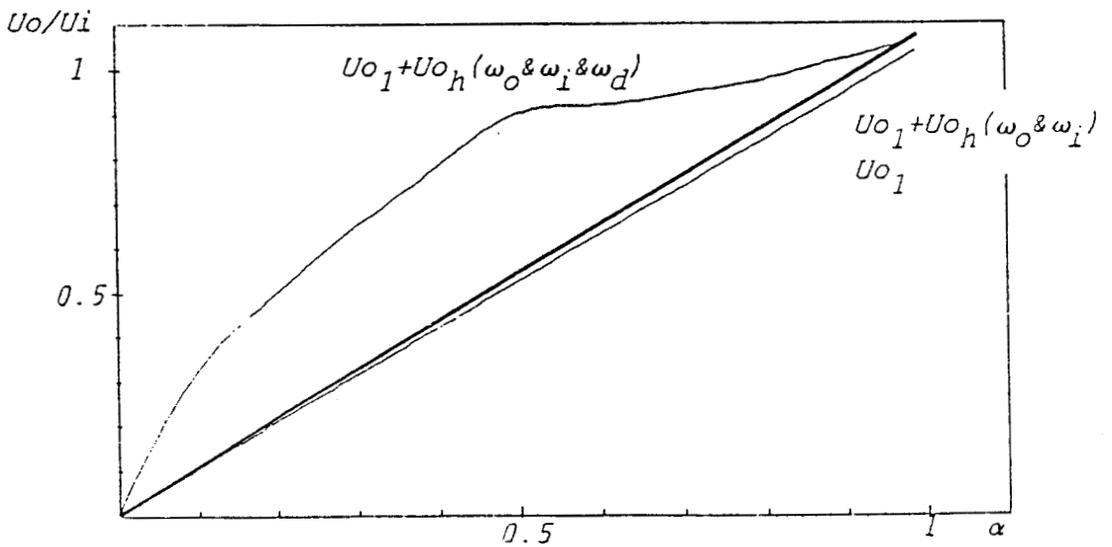


Fig 2.39 Tension de sortie U_o en fonction de α

Les caractéristiques en traits gras représentent ces mêmes variations quand le hacheur d'une structure indirecte est suivi d'un filtre.

La tension de sortie délivrée par le convertisseur commandé selon la seconde stratégie, repérée (2) (planche 2Ba), a un spectre dont les harmoniques conservent la même expression que précédemment. La qualité de cette onde peut être évaluée de manière plus concrète en traçant les courbes de variation du taux harmonique, de la valeur efficace totale en fonction de l'indice de modulation A_m/A_p (figures 2.40 et 2.41).

Elles montrent en effet que le taux harmonique passe de 0,4 environ (proche du taux harmonique d'une onde pleine puisqu'il y a surmodulation) à 1,3 environ pour un rapport égal à 0,5. D'où la supériorité de cette stratégie sur la première.

La stratégie repérée (3) se rapproche, nous l'avons vu, de la première puisqu'il s'agit là encore d'une onde de tension formée de créneaux. Dans ce cas, nous retrouvons les harmoniques d'une onde pleine, c'est-à-dire :

$$U_{o_h} = \frac{\pm 1}{h} \cdot U_{o_1} \quad (2.39)$$

auxquels vont s'ajouter les harmoniques liés au découpage.

La valeur moyenne de la tension sur un créneau n'est plus obtenue par découpage régulier mais en modulant le rapport cyclique du hacheur fictif selon la valeur du fondamental désirée (planche 3Ba). Nous obtenons alors un taux harmonique bien inférieur aux précédents, passant de 0,33 (régime nominal) à environ 0,8 quand la tension de référence relative passe de 1 à 0,38 (figures 2.42 et 2.43).

5.2.4. Etude des courants de sortie

La charge étant fortement inductive, la valeur des courants stationnaires est fonction de la réactance présentée par la charge à la pulsation de l'harmonique considéré.

Ainsi, le courant harmonique d'ordre h s'écrit :

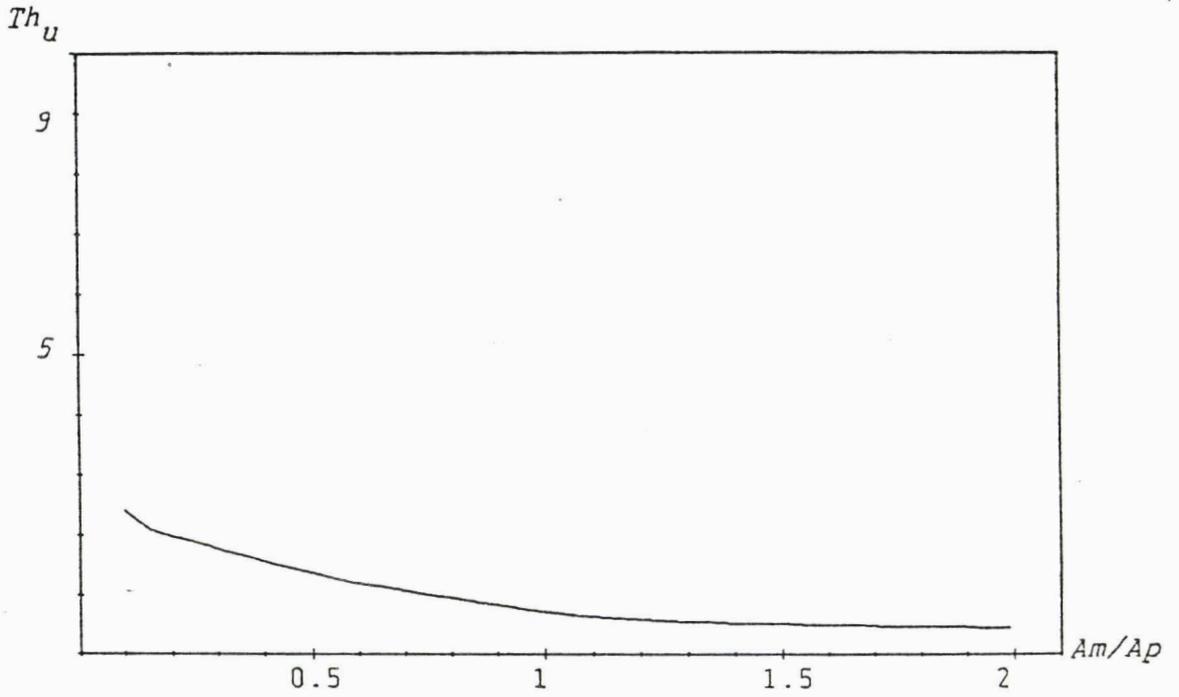


Figure 2.40 Taux harmonique de U_o en fonction du rapport de modulation Am/Ap : $K_m = 57$

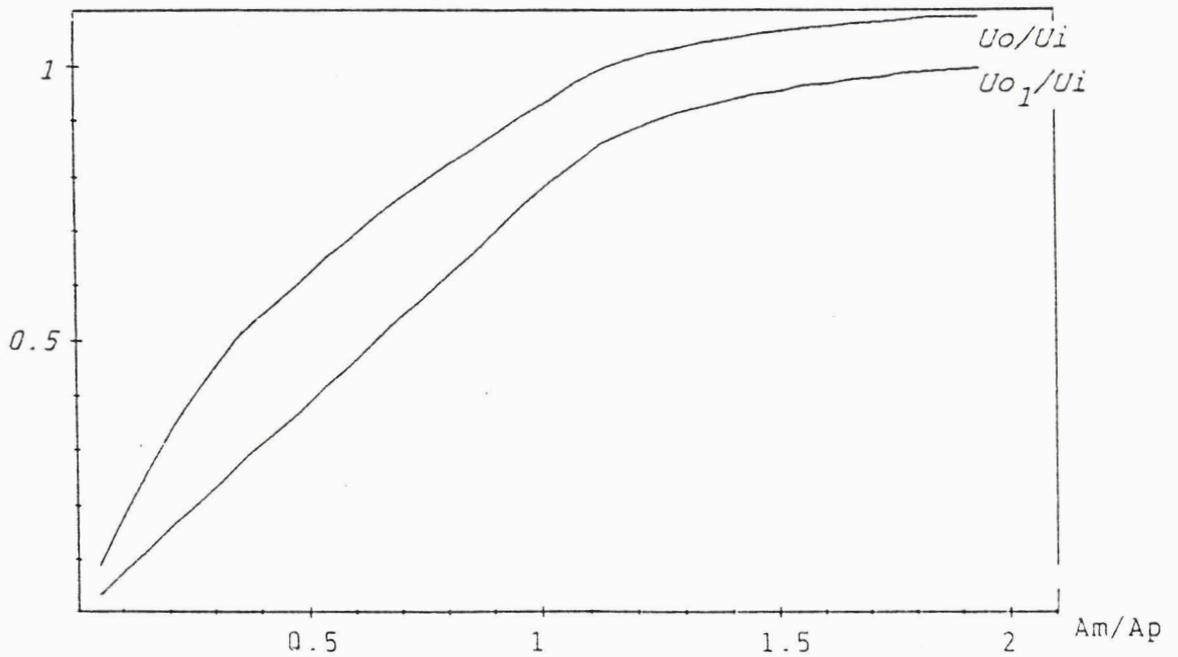


Figure 2.41 Tension de sortie U_o en fonction de Am/Ap
 $K_m = 57$

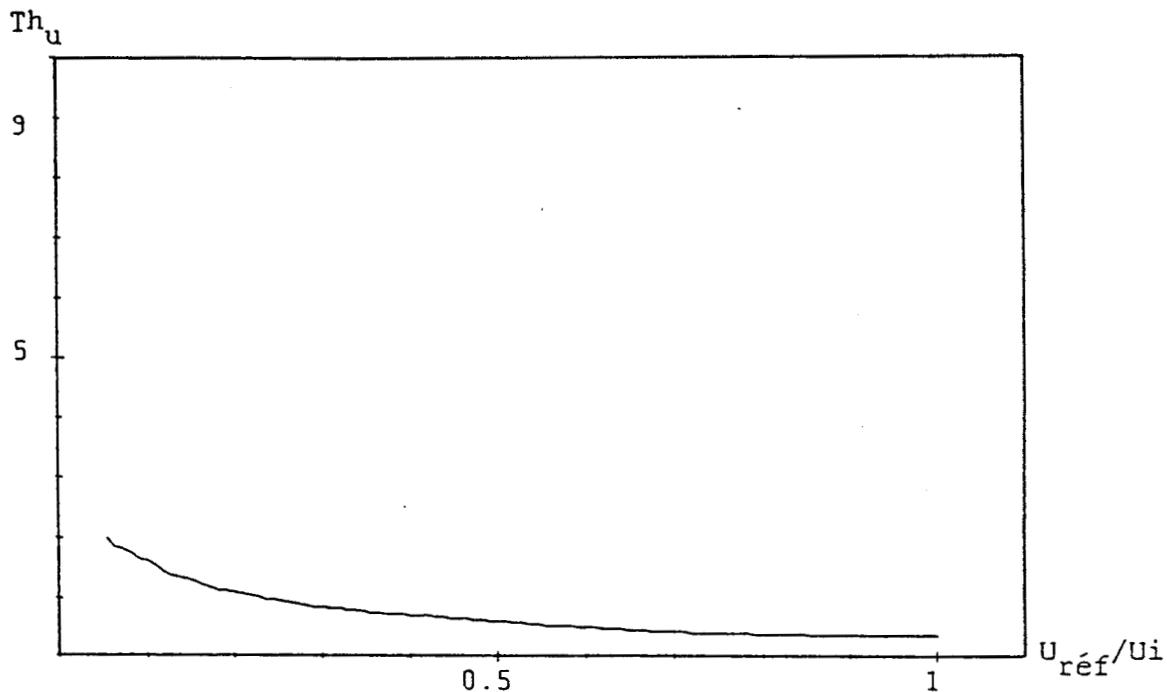


Fig. 2.42 Taux harmonique de U_o en fonction de $U_{réf}/U_i$
Fo= 20 Hz

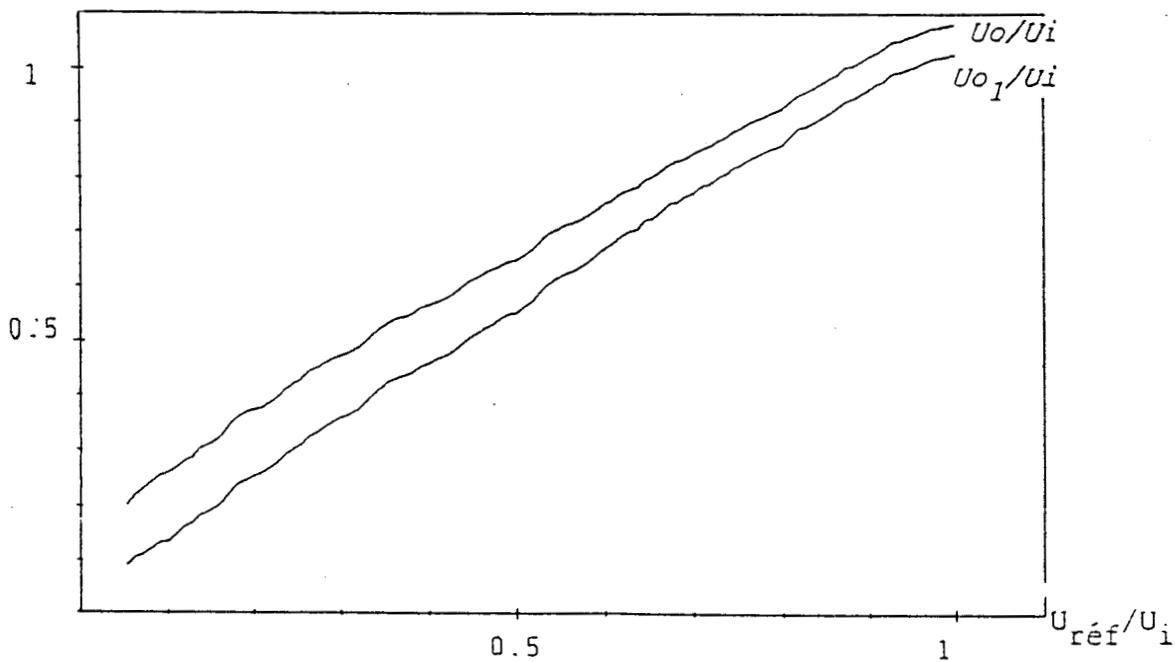


Fig. 2.43 Tension de sortie U_o en fonction du rapport $U_{réf}/U_i$
Fo= 20 Hz

$$I_{o_h} = \frac{U_{o_h}}{l \cdot h \cdot w_o} \quad h=6p \pm 1 \quad (2.40)$$

avec U_{o_h} : l'amplitude de l'harmonique h de la tension de sortie
 w_o : la pulsation de sortie
 l : l'inductance d'une phase statorique

* Au régime de fonctionnement nominal (planches 1Ab,3Ab)
 les commandes (1) et (3) génèrent des formes d'onde de tension pleines
 et créent ainsi des harmoniques de courant :

$$I_{o_h} = \frac{U_{o_h}}{l w_o h} = \frac{\pm 1 \cdot U_{o_1}/h}{l w_o h} = \frac{\pm 1}{h^2} \cdot \frac{U_{o_1}}{l w_o} = \frac{\pm 1}{h^2} \cdot I_{o_d} \quad (2.41)$$

où I_{o_d} représente le courant de démarrage de moteur sous la tension U_{o_1} à la pulsation w_o . Leur module s'écrit :

$$I_{o_h} = \frac{I_{o_d}}{h^2} \quad (h=6p \pm 1 \text{ et } p=1,2,3,4\dots) \quad (2.42)$$

d'où, pour les harmoniques 5 et 7,

$$\left. \begin{array}{l} I_{o_5} = I_{o_d} / 25 \\ I_{o_7} = I_{o_d} / 49 \end{array} \right\} I_5 + I_7 \approx 6 \% \cdot I_{o_d}$$

En considérant un courant de démarrage $I_{o_d} = 5 \cdot I_{o_{1 \text{ nom}}}$, la somme
 des deux premiers harmoniques non nuls devient :

$$I_{o_5} + I_{o_7} \approx 30 \% \cdot I_{o_{1 \text{ nom}}}$$

$I_{o_{1\text{nom}}}$ étant l'amplitude du fondamental du courant en régime nominal.

On en déduit la valeur du résidu :

$$I_R = \sqrt{I_{o_5}^2 + I_{o_7}^2 + \dots + I_{o_h}^2} \approx 0,046 \cdot I_{o_d} \approx 0,23 \cdot I_{o_{1\text{nom}}} \quad (2.43)$$

correspondant en quelque sorte à un taux harmonique pondéré, car :

$$Th_{\text{pond}} = \sqrt{(U_{o_5}/5)^2 + (U_{o_7}/7)^2 + \dots + (U_{o_h}/h)^2} / U_{o_1} \approx 0,046 \quad (2.44)$$

La commande (2) (planche 2Ab) ne génère pas d'harmonique de tensions inférieur à 23 (figure 2.35). De sorte que les courants harmoniques créés sont alors filtrés par les inductances. On montre alors que le taux harmonique pondéré a pour valeur :

$$Th_{\text{pond}} = \frac{1}{U_{o_1}} \sqrt{\frac{U_{o_{23}}^2}{23} + \frac{U_{o_{25}}^2}{25} + \frac{U_{o_{29}}^2}{29} + \frac{U_{o_{31}}^2}{31} + \dots + \frac{U_{o_h}^2}{h}} \quad (2.45)$$

$$Th_{\text{pond}} \approx 0,014$$

donc réduit d'environ un tiers par rapport au taux des précédentes commandes.

* Dans le deuxième régime de fonctionnement ($f_o = 20$ Hz, $U_o \neq 90$ V), nous ne constatons que peu de changements.

En effet, les premiers harmoniques de $u_{om}(t)$ gardent leur amplitude indépendamment des valeurs de la fréquence f_o pour les commandes repérées (1) et (3). Par contre, les harmoniques de rang élevé (environ 60), dus au découpage, d'amplitude proche de celle du fondamental, augmentent sensiblement la valeur du résidu ou du taux harmonique pondéré. Le résultat se traduit par des formes d'ondes de courant identiques à celles du régime de fonctionnement précédent mais auxquelles se superpose une oscillation de fréquence égale à la fréquence ou un multiple de la fréquence de découpage.

La stratégie de commande à M.L.I. ne modifie pas la valeur du taux harmonique quand le nombre d'impulsions augmente. La méthode utilisée

pour la génération des commandes à M.L.I. continue d'éliminer, ou de " rejeter " les premiers harmoniques vers les fréquences hautes. En conséquence, et au vu de la planche 2Ba, la forme d'onde des courants de sortie reste d'allure sinusoïdale à laquelle s'ajoute une oscillation à deux fois la fréquence de découpage (planche 2Bb).

En conclusion, nous constatons que le taux harmonique pondéré, facile à calculer à partir des harmoniques de tension, donne une bonne approximation de la qualité d'une onde. En effet, le résidu en courant est alors d'autant plus faible et l'onde de courant d'autant plus sinusoïdale.

5.2.5. Etude du couple

Le couple du moteur asynchrone est proportionnel au flux statorique et à l'amplitude des courants statoriques I_s notés I_o dans le cas de l'alimentation du stator par le changeur de fréquence. Ainsi, en régime permanent, le couple a pour expression :

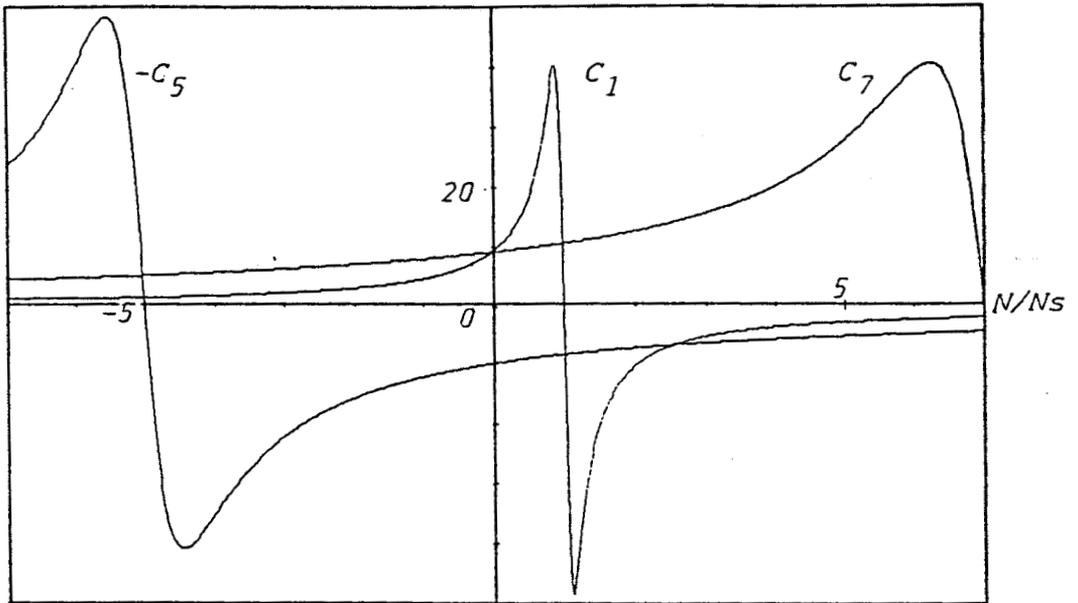
$$C = K. \Phi. I_o = \frac{3.V_o^2}{\Omega_o} \cdot \frac{R.g}{R^2 + N^2.g^2.w_o^2} \quad (2.46)$$

avec R : résistance rotorique ramenée au stator
 N : inductance totale de fuites ramenée au stator
 g : glissement
 Ω_o : vitesse de synchronisme angulaire du champ due au fondamental de U_o
 w_o : pulsation du fondamental des courants statoriques
 V_o : tension simple appliquée au stator

Deux types de couple contribuent à l'augmentation ou à la diminution du couple moteur total :

* *les couples propres /14/ créés par des flux et courants de fréquence identiques.*

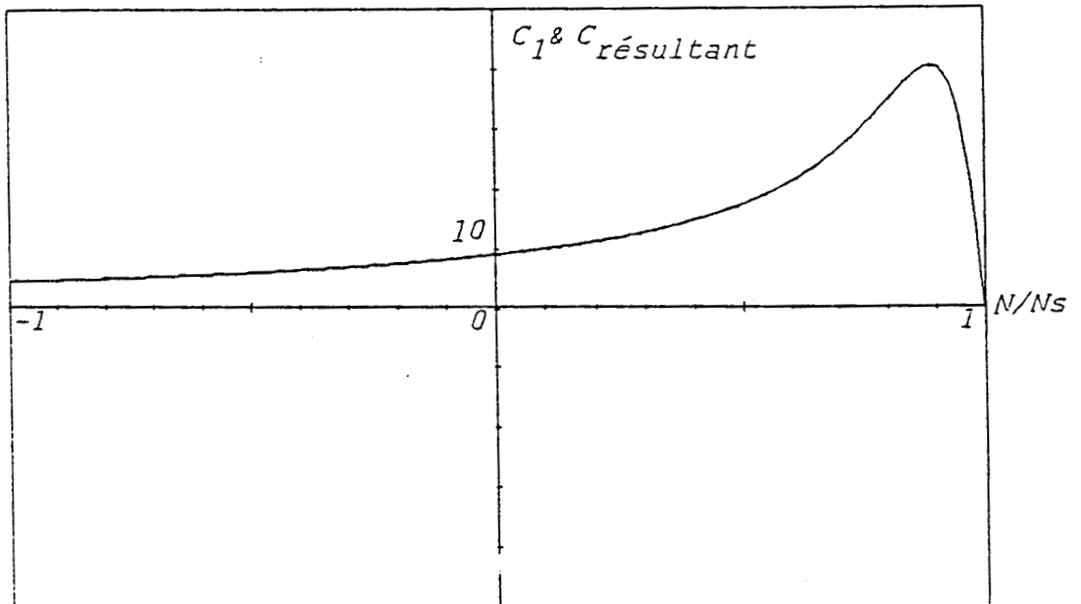
- Le fondamental des tensions et courants crée un flux statori-



Couples harmoniques et fondamental TOUS calculés
sous la tension nominale

glissements correspondants : g_1
 $g_5 = 1/5(6-g_1)$
 $g_7 = 1/7(6-g_1)$

Figure 2.44



Couple fondamental et couple résultant

Figure 2.45

que Φ_{S1} , tournant à la vitesse $\Omega_{o1} = \omega_{o1}/p$ (p étant le nombre de paires de pôles), d'où le couple principal :

$$C_1 = K \cdot \Phi_1 \cdot I_{o1} = \frac{3 \cdot V_{o1}^2}{\Omega_{o1}} \cdot \frac{R \cdot g_1}{R^2 + N^2 \cdot g_1^2 \cdot \omega_o^2} \quad (2.47)$$

- L'harmonique de rang h crée un flux statorique Φ_{Sh} tournant à la vitesse angulaire $\Omega_{oh} = \omega_o h / p$ ou à la vitesse ($\Omega_{oh} \pm \Omega_{o1}$) par rapport à la vitesse de synchronisme Ω_{o1} ; le signe $+$ ou $-$ étant fonction de la phase de l'harmonique h par rapport au fondamental.

La figure 2.44 donne l'allure des couples créés par le fondamental et les deux premiers harmoniques non nuls, dans les mêmes conditions du rapport V_{oh} / Ω_{oh} .

L'amplitude effective des harmoniques des tensions composées (équation 2.35)

$$U_{oh} = V_{oh} \cdot \sqrt{3} = \frac{U_{o1}}{h} \quad (h=5,7,11,13\dots)$$

permet de calculer la valeur de chaque harmonique de couple, et d'en déduire le couple résultant (figure 2.45)

$$C \# C_1 - C_5 + C_7 + \dots$$

qui peut encore s'écrire :

$$C \# C_1$$

puisque le rang de chaque harmonique intervient au carré au dénominateur de la formule du couple.

Les couples propres peuvent donc être négligés.

* *les couples pulsatoires* : Les flux des harmoniques 5 et 7 (Φ_{S5}, Φ_{S7}) tournent à $6 \cdot \Omega_o$ par rapport au champ tournant ou flux principal

Φ_{S1} imposé par le fondamental de la tension :

Φ_{S1} et Φ_{S7} ont le même signe

Φ_{S1} et Φ_{S5} sont de signes opposés.

Un couple pulsatoire dû aux harmoniques 5 et 7 présente une fréquence égale à six fois la fréquence du fondamental des tensions, ainsi qu'une amplitude fonction du module des harmoniques de courant :

$$C_6 = C_5 - C_7 = K \cdot \Phi_{S1} (I_{O5} - I_{O7}) \neq K \cdot \Phi_{S1} \cdot \frac{I_{O_d}}{50} \quad (2.48)$$

ou, si $I_{O_d} \neq 5 \cdot I_{O_{1nom}}$

$$C_6 \neq 10\% \cdot C_1$$

indépendant de la charge.

Cette relation est valable pour les machines asynchrones alimentées par un convertisseur délivrant des formes d'onde de tension rectangulaires (planche 4A) où aucun découpage n'intervient dans le réglage du fondamental (stratégies repérées (1) et (3) et planches 1Ac, 3Ac associées puisque, dans ces régimes de fonctionnement, les rapports cycliques sont à leur valeur maximale).

La méthode ne se limite pas au couple pulsatoire C_6 ; les doublets (11,13), (17,19) ... génèrent d'autres couples pulsatoires ($C_{12}, C_{18}, C_{24} \dots$) de fréquences multiples de six, dont l'amplitude peut être déduite des spectres des courants statoriques, ou directement des spectres des tensions :

$$\text{Si } U_{O_h} = a \cdot U_{O_1} \text{ et } I_{O_d} = k I_1$$

$$I_{O_h} = \frac{U_{O_h}}{1w_h} = \frac{a \cdot U_{O_1}}{1w_1 h} = \frac{a}{h} \cdot I_{O_d} = \frac{a}{h} \cdot k I_1$$

le couple de l'harmonique h s'écrit

$$C_h = k \cdot \Phi_{S1} \cdot \frac{a}{h} \cdot k \cdot I_1 = \frac{a \cdot k}{h} \cdot C_1 \quad (2.49)$$

et le couple pulsatoire :

$$C_h \simeq C_{h-1} - C_{h+1}$$

avec a : l'amplitude relative de l'harmonique h de la tension de sortie

k : le rapport entre courant de démarrage et courant nominal.

En régime de fonctionnement nominal (50 Hz), seuls les premiers couples pulsatoires influent sur la forme d'onde du couple électromagnétique total.

Lorsque l'onde de tension est formée d'impulsions, la fréquence de découpage et ses multiples créent des harmoniques de courant qui provoquent l'apparition de couples pulsatoires de fréquence élevée, donc, peu nuisibles aux parties mécaniques. La commande (2), planche 2A, illustre ce qui précède. En effet, la fréquence de découpage est d'ordre 27 et nous retrouvons dans les spectres des tensions et courants statoriques les raies latérales 23, 25 et 29, 31. Celles-ci forment deux doublets qui engendrent deux couples pulsatoires (C_{24} et C_{30}), d'amplitude relativement faible (inférieure à 2% du couple nominal $C_{1_{nom}}$).

Sous tension réduite (90V, 20 Hz), les harmoniques de tension atteignent une valeur proche de celle du fondamental. Les flux créés ne sont plus négligeables devant le flux principal et les couples propres à chacun de ces harmoniques (où là, l'amplitude de l'harmonique de tension intervient au carré) interviennent dans la forme d'onde du couple. Les conséquences restent encore une fois peu importantes puisque ces couples oscillent à des fréquences élevées (fréquence de découpage (planches 1Bc et 3Bc) ou fréquence double de la fréquence de découpage (planche 2Bc)) et ont une amplitude faible compte tenu de l'ordre de ces harmoniques :

$$\text{Si } C_h = K \cdot \Phi_{Sh} \cdot I_{o_h} \tag{2.50}$$

$$\text{avec } \Phi_{Sh} = k' \cdot U_{o_h} \neq k' \cdot U_{o_1}$$

$$I_{o_h} = \frac{U_{o_h}}{I_{w_{o_h}}} \neq \frac{U_{o_1}}{I_{w_{o_1}}} = \frac{1}{h} \cdot I_{o_d} \neq \frac{5}{h} \cdot I_{o_{1_{\text{nom}}}}$$

$$I_{o_d} \neq 5 \cdot I_{o_{1_{\text{nom}}}}$$

Les harmoniques de rang 113 et 115 (planche 2BA) sont les raies latérales de l'harmonique 114, dont la fréquence est double de la fréquence de découpage ($f_d = 1140 \text{ Hz} \rightarrow \text{rang } 57 \text{ car } f_o = 20 \text{ Hz}$). Ils engendrent un couple :

$$C_{114} \neq \frac{5}{114} \cdot C_1 \simeq 4,4\% C_1 \quad (\text{planche 2Bc})$$

Du point de vue de l'utilisation, il est évident que les inconvénients sont dus essentiellement à la présence du couple pulsatoire C_6 , notamment pour les faibles charges.

En effet, l'amplitude du couple fondamental est alors du même ordre de grandeur que celle de ce couple parasite, de sorte que la nature oscillatoire du couple moteur est susceptible d'endommager certains éléments de la chaîne cinématique entraînée. Dans ces conditions, une solution consisterait à réduire le flux, donc la tension d'alimentation, mais la stratégie optimale est sans doute l'élimination quasi-totale des harmoniques de rang 5 et 7 présents dans les courants de sortie comme dans le cas de la commande à M.L.I.

5.2.6. Etude des courants d'entrée.

Nous avons examiné jusqu'ici les caractéristiques de chacune des stratégies de commande, du point de vue électromécanique. Il convient maintenant d'étudier leur incidence sur le réseau d'alimentation afin de conclure au meilleur choix à adopter.

Les planches 1Ad, 1Bd, 2Ad, 2Bd, 3Ad et 3Bd représentent ces courants.

Il est d'usage d'utiliser le taux harmonique en courant pour évaluer la qualité des grandeurs d'entrée.

Il s'écrit :

$$Th_i = \frac{I_{i_1}}{\sqrt{I_{i_1}^2 + \sum_h I_{i_h}^2}} \quad (2.51)$$

L'onde de courant est d'autant meilleure que le taux harmonique en courant Th_i est proche de 1.

* Pour une fréquence de sortie f_o de 50 Hz, au régime nominal, nous retrouvons des taux harmoniques pratiquement identiques puisque le découpage est presque absent des ondes de tension. En effet, les valeurs calculées sont respectivement 0,89 , 0,90 et 0,90 pour les commandes (1), (2) et (3).

* Quand l'amplitude des harmoniques de découpage augmente (donc, quand U_{o_1} et f_o diminuent), la qualité des ondes de sortie diminue ainsi que celle des courants d'entrée. En effet, les différents taux harmoniques en courant deviennent respectivement : 0,58 , 0,56 et 0,39 pour les commandes (1), (2) et (3).

La stratégie de commande à motif de tension variable apparaît cette fois comme étant la moins performante. Les interrupteurs fonctionnant en commutation " libre ", les motifs ne sont pas toujours périodiques ; ce qui explique le spectre très " fourni " des courants d'entrée.

Les autres commandes ((1) et (2)) créent des motifs qui se répètent toutes les cinq périodes du réseau si la fréquence de sortie f_o est de 20 Hz. L'étude harmonique étant réalisée sur une ou deux périodes (limitation imposée par le nombre de points à stocker et à traiter), les spectres contiennent des harmoniques qui résultent de la composition des fréquences d'entrée f_i , de la fréquence de sortie f_o et de la fréquence de découpage f_d . Ils s'écrivent

$$nf_i \pm k.f_o \pm h.f_d \quad (n,k \text{ et } h \text{ entiers}) \quad (2.52)$$

et pris par rapport à f_i , deviennent :

$$n \pm k. f_o/f_i \pm h. f_d/f_i$$

avec $f_o/f_i = 2/5 = 0,4$

$$f_d/f_i = 1200/50 = 24$$

Si la comparaison s'arrêtait à celle des taux harmoniques, les commandes (1) (fonction redresseur/hacheur/onduleur) et (2) (fonction redresseur/onduleur à M.L.I) seraient aussi performantes l'une que l'autre du point de vue des courants d'entrée.

Lorsqu'il s'agit de dimensionner un filtre d'entrée, il est intéressant de connaître la position par rapport au fondamental des harmoniques à éliminer et le taux harmonique Th_i ne nous donne pas de renseignements suffisants.

Le calcul et la comparaison des taux harmoniques pondérés ou des résidus en courant permettent de classer plus efficacement les ondes de courant selon leur qualité et par conséquent, les stratégies de commande.

On constate, au vu des planches 1Bd et 2Bd, que les harmoniques dus au découpage se trouvent aux environs de f_d pour la première stratégie, de $2.f_d$ pour la seconde. Les harmoniques de rang faible restent sensiblement identiques dans les deux cas. Le calcul des taux harmoniques pondérés avantagerait donc la commande à M.L.I.

Les courants d'entrée du changeur de fréquence direct sont identiques aux courants obtenus à l'entrée d'un convertisseur indirect pour les régimes de fonctionnement qui ne font intervenir aucun découpage des formes d'onde et à condition d'avoir les fréquences d'entrée et de sortie identiques. Les harmoniques trouvés dans les courants d'entrée sont ceux d'un créneau de courant de largeur $2\pi/3$ et qui, par conséquent, s'écrivent :

$$I_{i_h} = \frac{\pm 1 \cdot I_o}{h} \quad \text{avec } h = 6p \pm 1 \quad (2.53)$$

Si la fréquence f_o varie, les harmoniques trouvés en entrée du convertisseur direct sont une combinaison de f_o , f_i et f_d , alors que les

courants d'entrée de la structure indirecte restent inchangés. En effet, sans filtre intermédiaire, les réseaux d'entrée et de sortie " communiquent " directement et interfèrent donc l'un sur l'autre. Pour pallier cet inconvénient, un filtre doit donc être placé en entrée du changeur direct de fréquence afin de réduire à une valeur acceptable l'injection dans le réseau des courants harmoniques ainsi générés. Celui-ci peut être de taille réduite si l'on envisage la mise en œuvre d'une structure dotée de semi-conducteurs permettant une fréquence de découpage élevée.

CONCLUSION

La description mathématique des stratégies de commande employées constitue un complément d'étude ; son emploi se limite à la décomposition spectrale des tensions de sortie et courants d'entrée, variable en fonction des paramètres de la charge, de la fréquence f_0 , etc.

La description fonctionnelle utilisant la représentation par réseaux de Pétri, facilite l'écriture d'un modèle de simulation de l'ensemble convertisseur-charge et de sa commande. La souplesse et l'adaptabilité qui en résultent, en font un outil de simulation très intéressant. En effet, chaque fonction de commande est représentée par un graphe et l'ensemble de la stratégie est une association de ces graphes qui deviennent alors inter-dépendants. On transforme ainsi une fonction de commande complexe en une suite de fonctions élémentaires qui nous amènent naturellement :

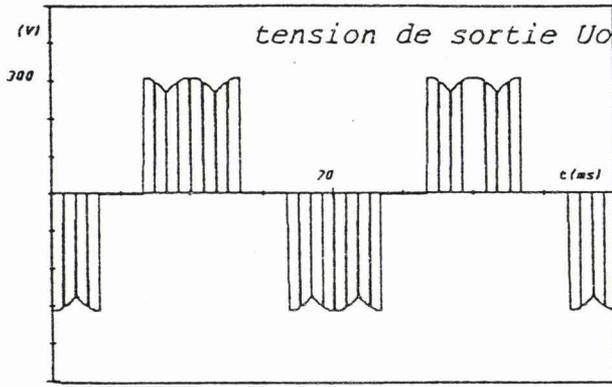
- à retrouver les analogies entre structure directe et indirecte,
- à utiliser des commandes performantes et bien connues de ces dernières.

A partir de la description des fonctions de commande des interrupteurs du convertisseur, il est possible de réaliser un changeur de fréquence dont la stratégie de commande soit programmable. Le séquencement des interrupteurs découle directement des fonctions d'existence définies $h_m(t)$, $h'_m(t)$ et $h''(t)$ elles-mêmes obtenues en temps réel à partir des tensions d'entrée et de référence.

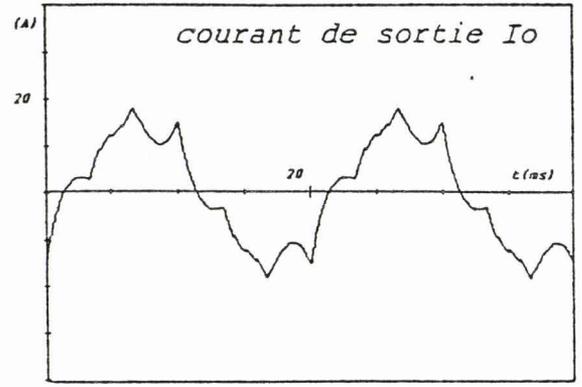
Nous constatons, après comparaison des différents spectres, que la description fonctionnelle corrobore les résultats de la description mathématique.

La stratégie de commande à retenir pour des applications telles que la variation de vitesse des machines asynchrones, est donc la seconde, réalisant la fonction Redresseur/Onduleur à M.L.I . Ses propriétés de réduction ou d'élimination des premiers harmoniques de tension font travailler la machine dans des conditions optimales du flux et du couple. Les harmoniques de tension de rang élevé n'ont en fait aucune conséquence sur les flux traversant la machine, ni sur le couple mécanique.

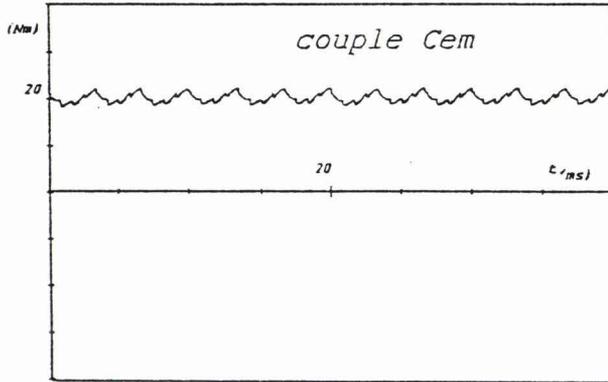
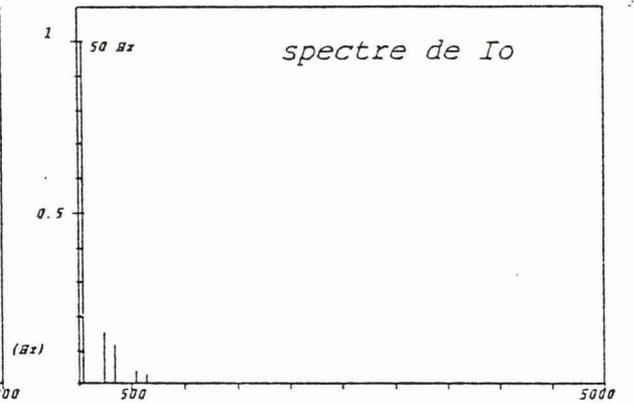
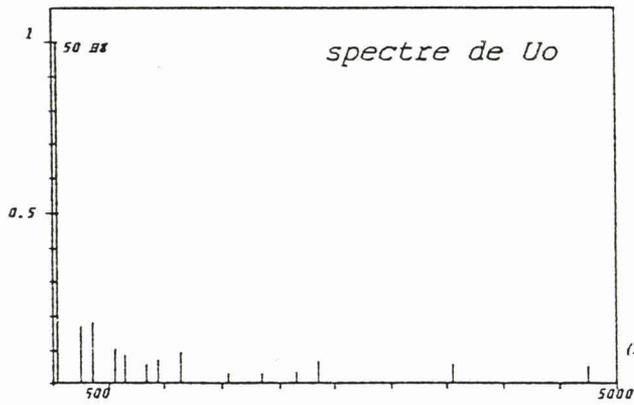
Les courants d'entrée, dont le taux harmonique pondéré est dans ce cas le meilleur, sont alors plus faciles à filtrer. Les dimensions du filtre d'entrée peuvent donc être optimisées pour conserver les avantages de la structure directe sur les structures utilisant un filtrage intermédiaire.



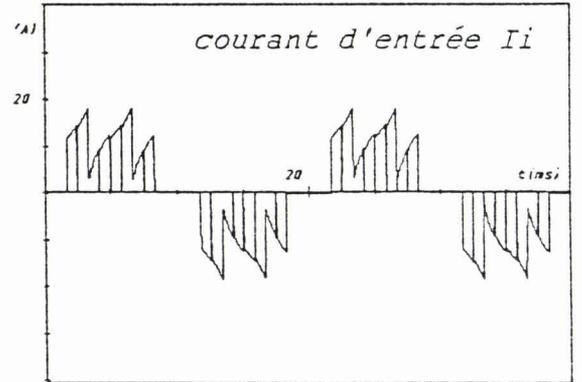
(a) $U_{o1} = 220 \text{ V}$



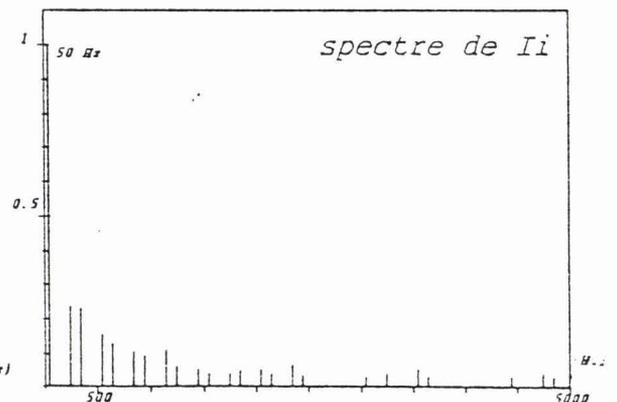
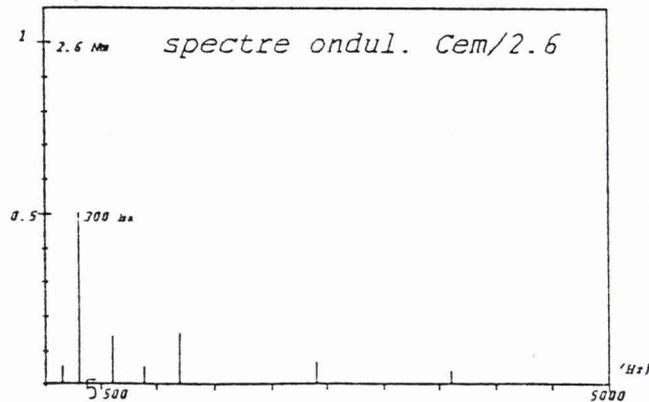
(b) $I_{o1} = 10.55 \text{ A}$



(c)



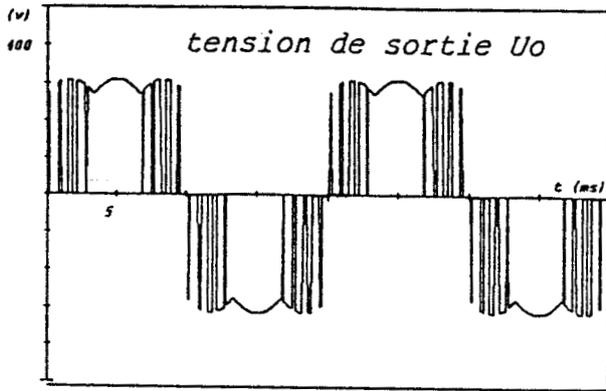
(d) $I_{i1} = 8.76 \text{ A}$



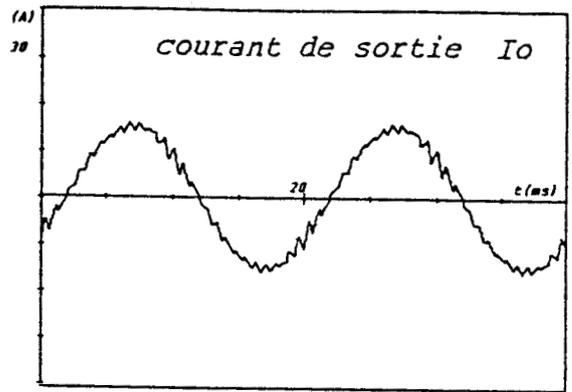
Fonction Redresseur/Hacheur/Onduleur

Fo=50 Hz

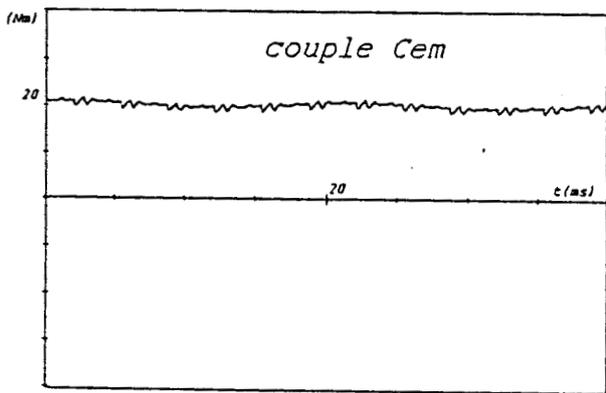
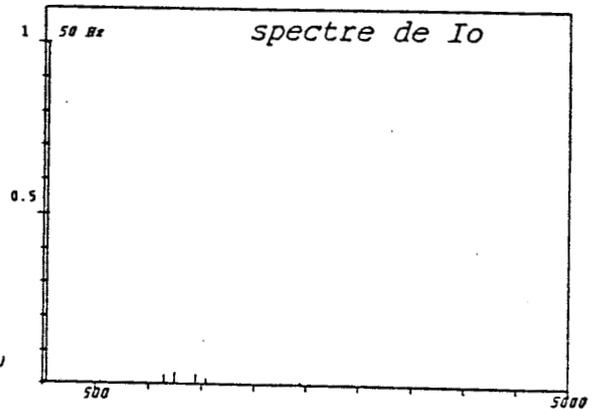
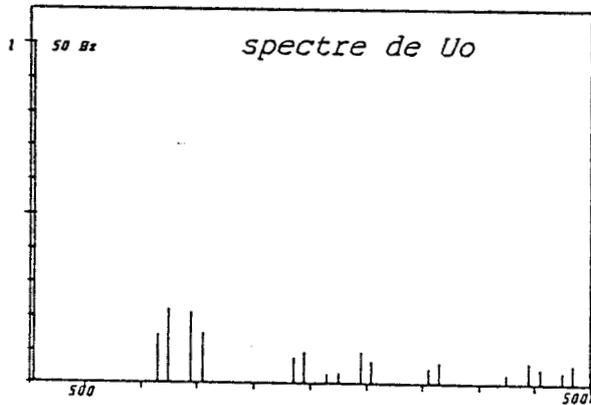
Cr=20 Nm



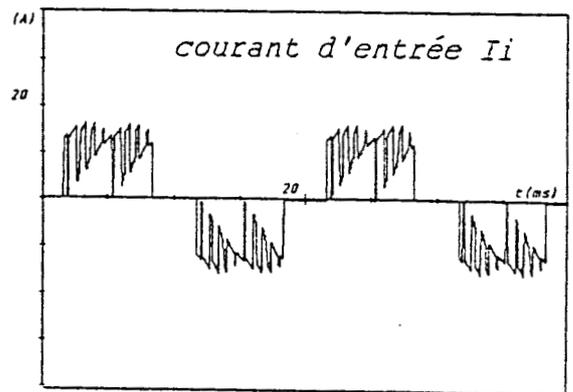
(a) $U_{o1} = 220 \text{ V}$



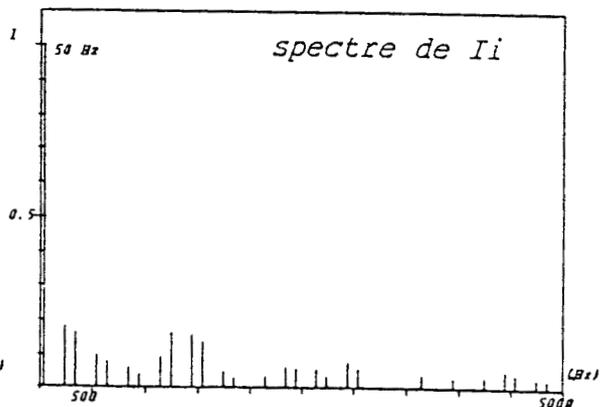
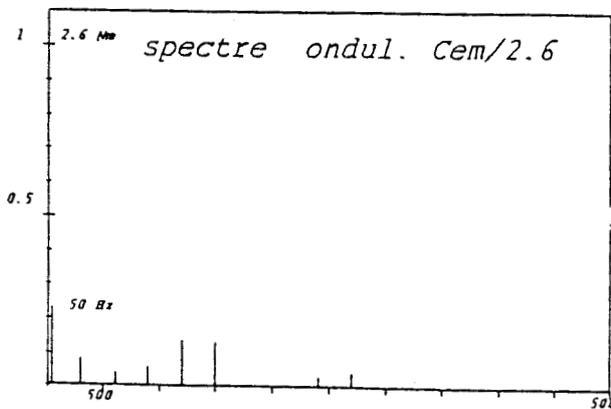
(b) $I_{o1} = 10,66 \text{ A}$



(c)

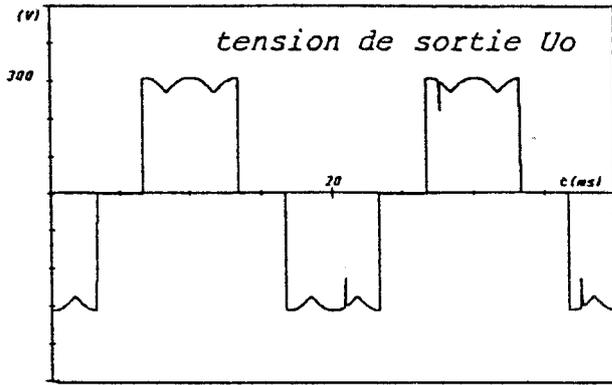


(d) $I_{i1} = 8,70 \text{ A}$

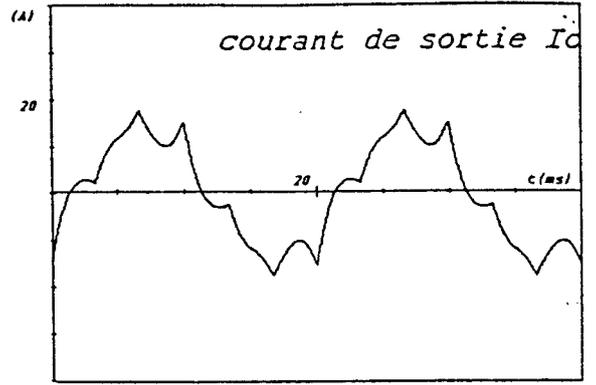


Fonction Redresseur/Onduleur à M.L.I.

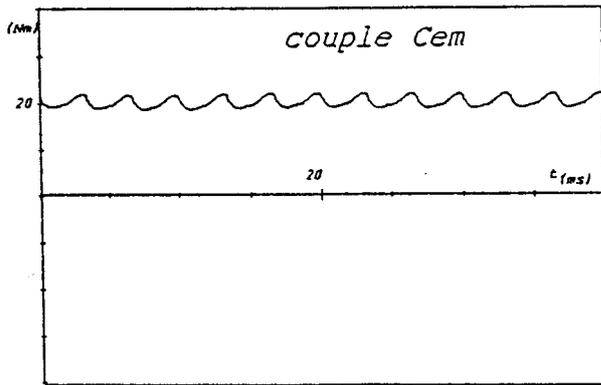
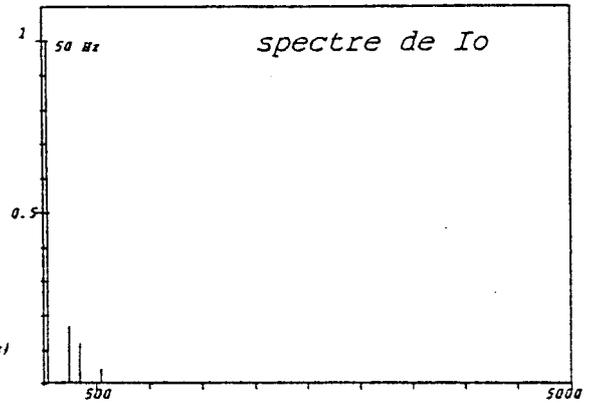
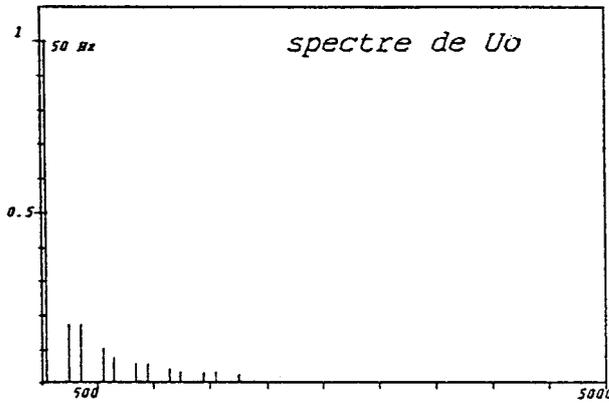
Fo = 50 Hz Cr = 20 Nm



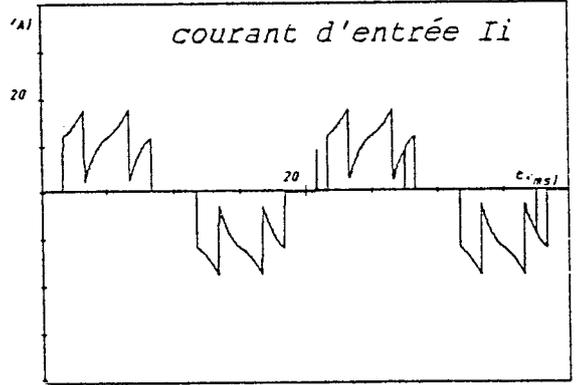
(a) $U_{o1} = 220 \text{ V}$



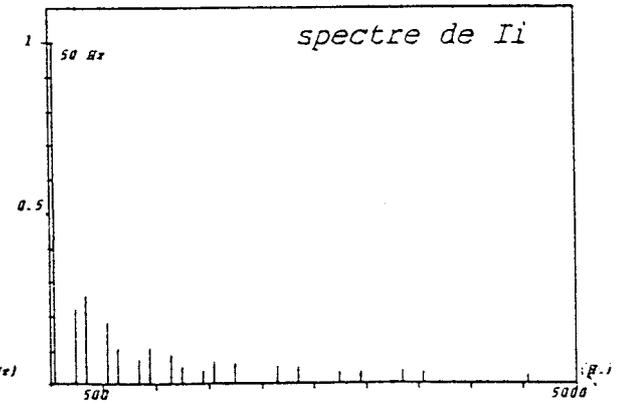
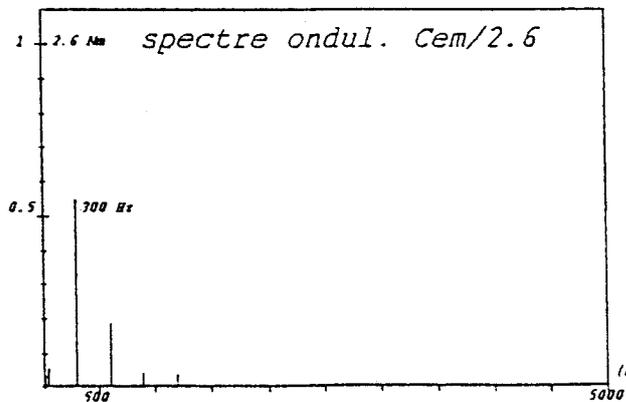
(b) $I_{o1} = 10.22 \text{ A}$



(c)

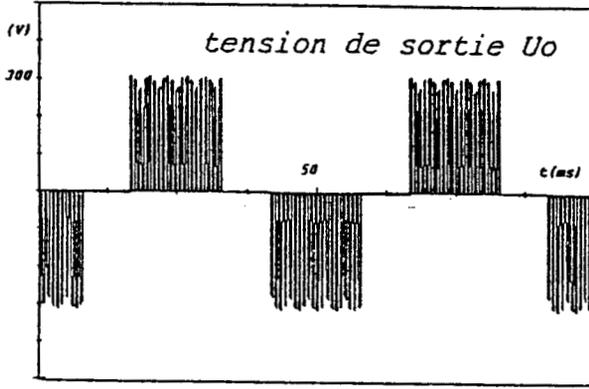


(d) $I_{i1} = 8.70 \text{ A}$

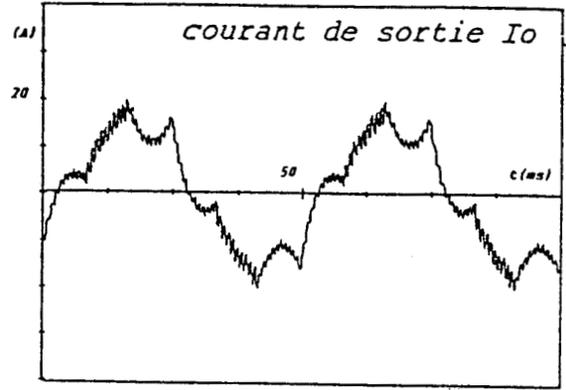


Fonction Redresseur/Onduleur à motif de tension variable

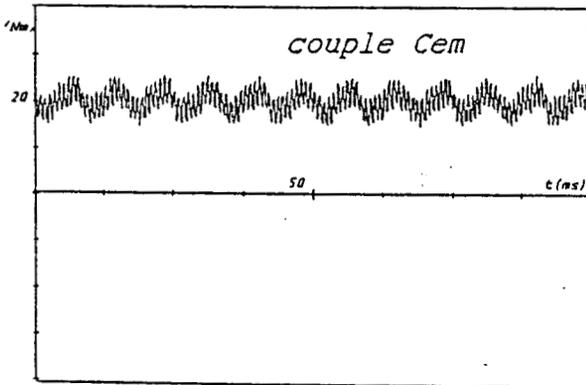
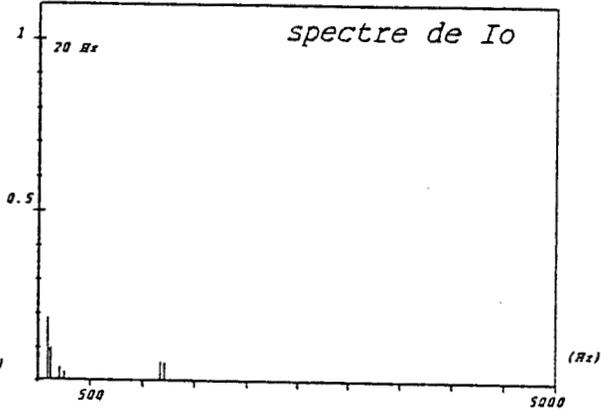
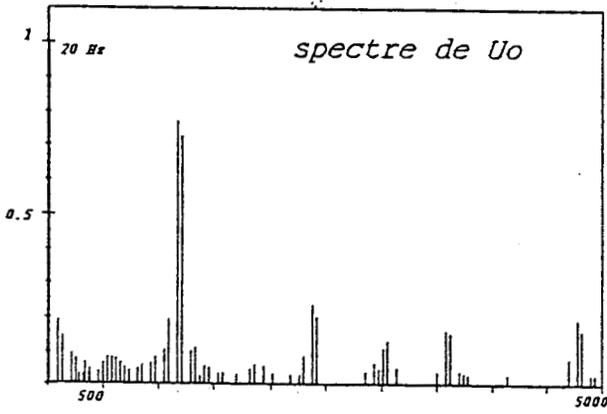
$F_0 = 50 \text{ Hz}$ $C_r = 20 \text{ Nm}$



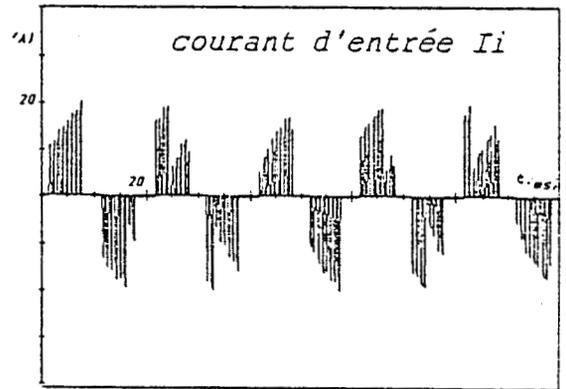
(a) $U_{o1} = 90 \text{ V}$



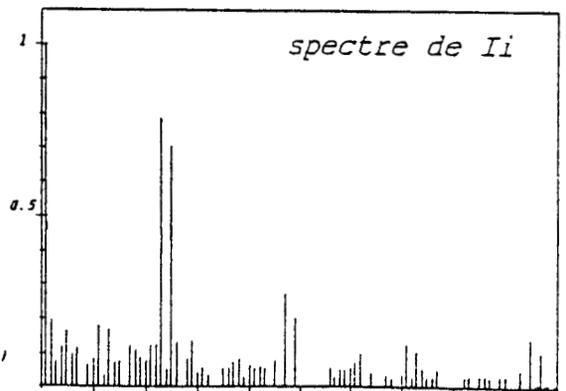
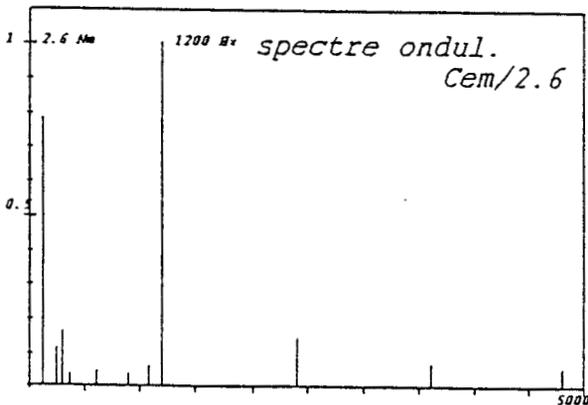
(b) $I_{o1} = 10.72 \text{ A}$



(c)



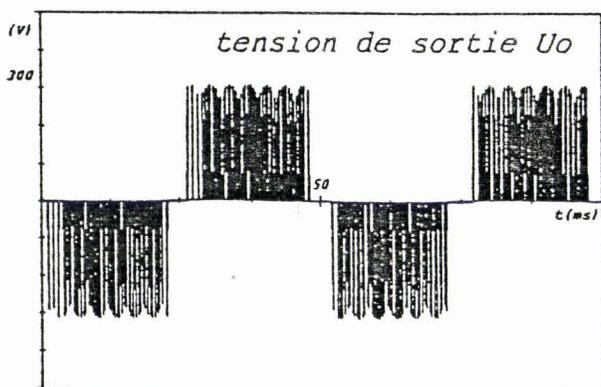
(d) $I_{i1} = 4.14 \text{ A}$



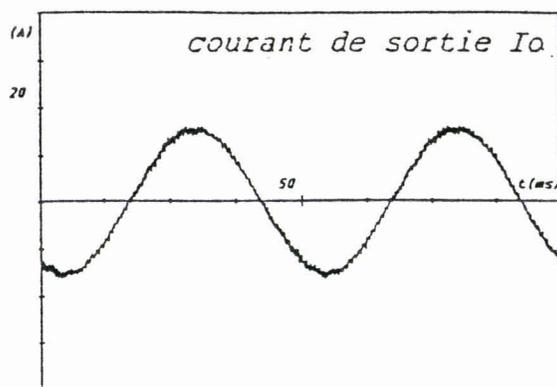
Fonction Redresseur/Hacheur/Onduleur

Fo=20 Hz

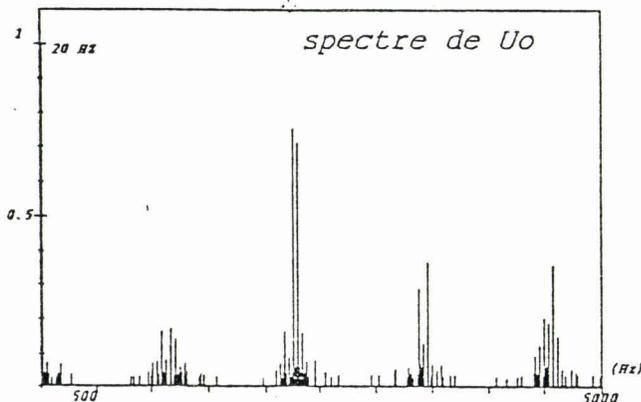
Cr=20 Nm



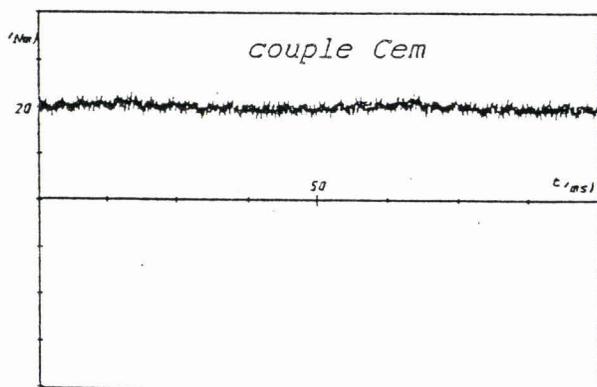
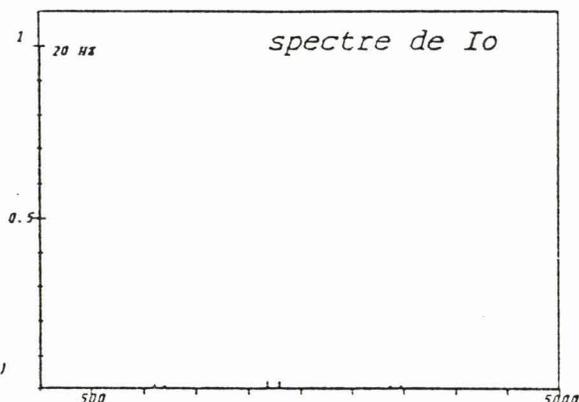
(a) $U_{o1} = 90 \text{ V}$



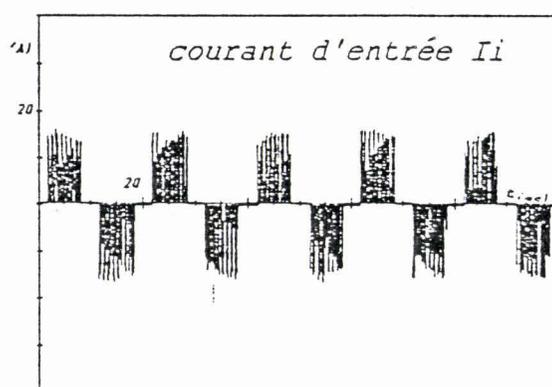
(b) $I_{o1} = 10.76 \text{ A}$



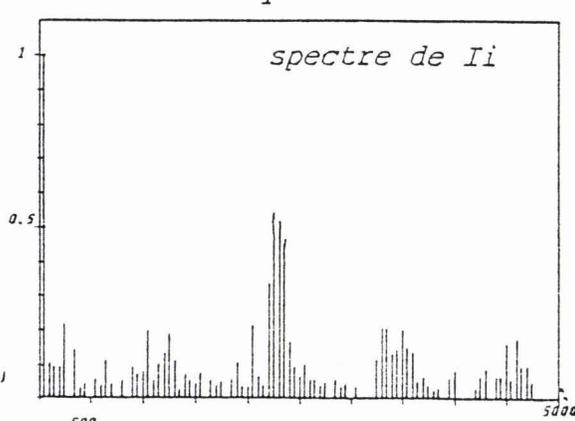
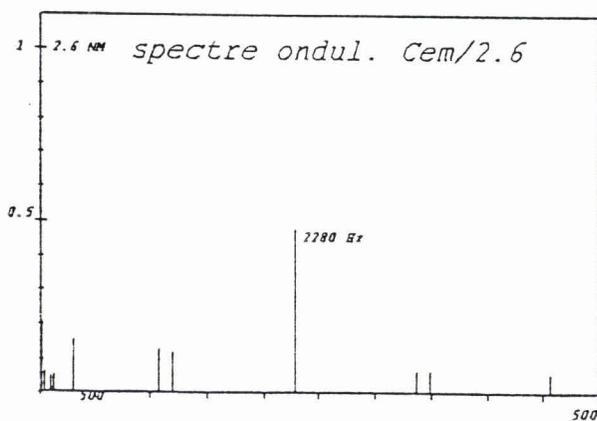
(c)



(c)

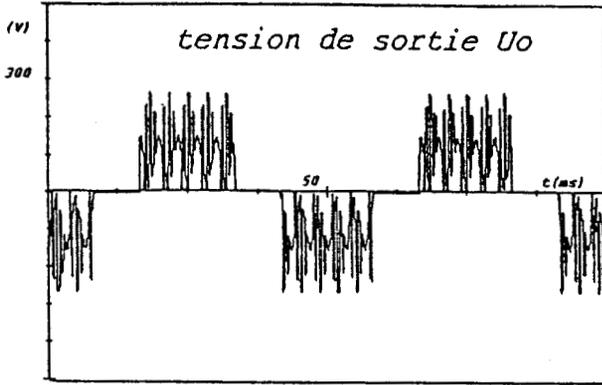


(d) $I_{i1} = 3.63 \text{ A}$

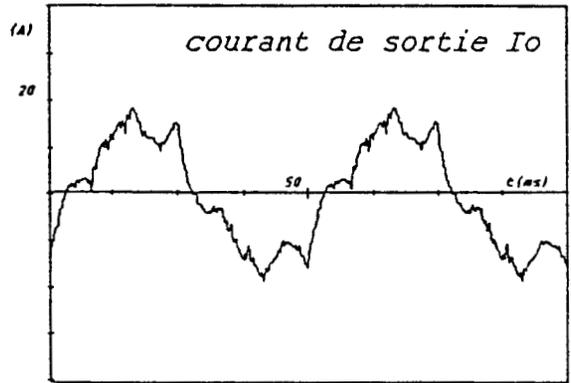


Fonction Redresseur/Onduleur à M.L.I.

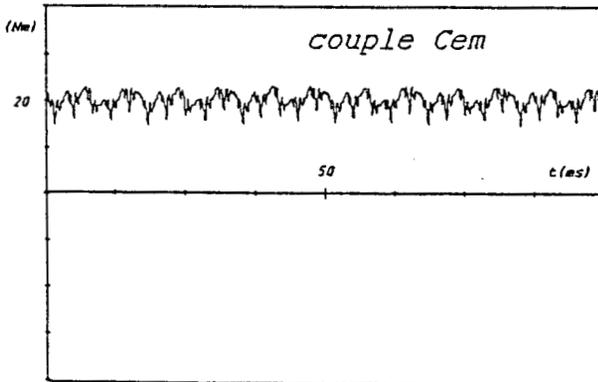
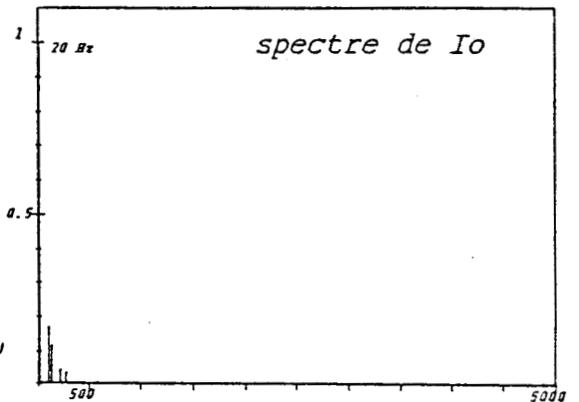
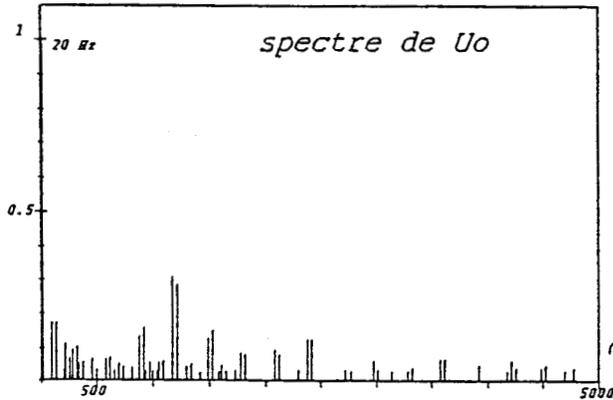
Fo = 20 Hz Cr = 20 Nm



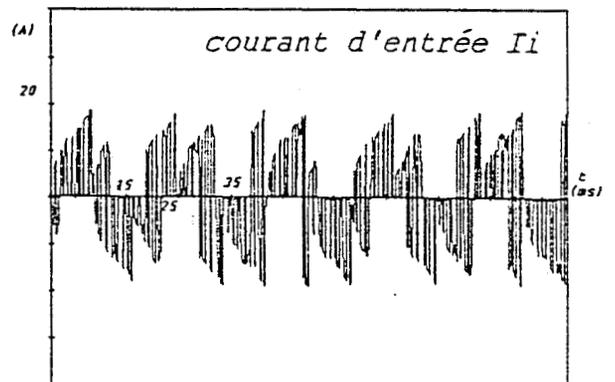
(a) $U_{o1} = 90 \text{ V}$



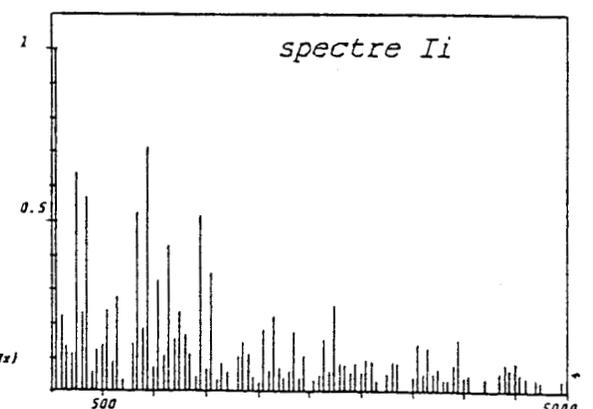
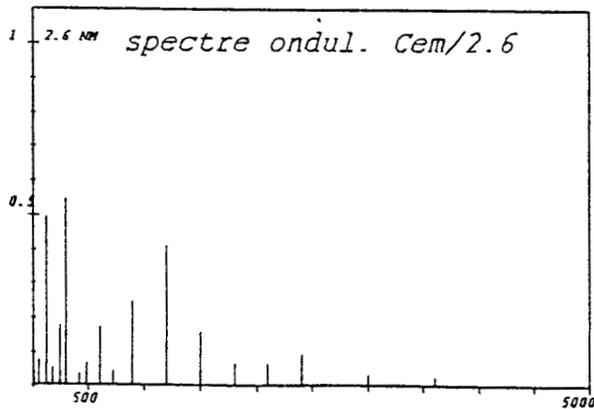
(b) $I_{o1} = 10.64 \text{ A}$



(c)



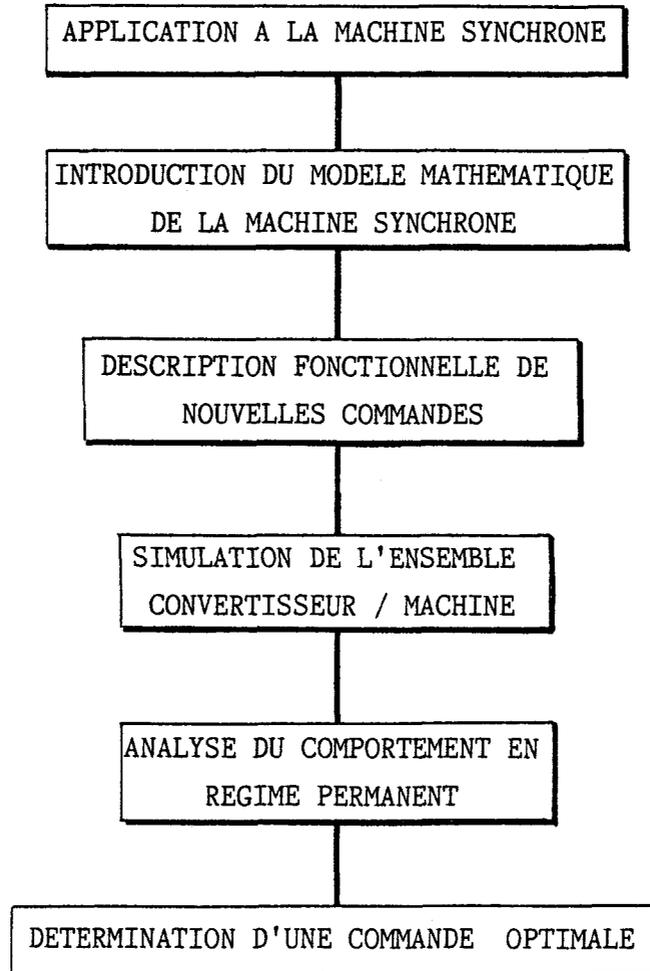
(d) $I_{i1} = 4.07 \text{ A}$



Fonction Redresseur/Onduleur à motif
de tension variable

$F_o = 20 \text{ Hz}$ $C_r = 20 \text{ Nm}$

TROISIEME PARTIE



CHAPITRE TROISIEME

APPLICATION A LA MACHINE

SYNCHRONE AUTOPILOTEE

L'objectif de ce chapitre est d'effectuer la synthèse d'une commande du convertisseur direct à neuf interrupteurs permettant le fonctionnement de la machine synchrone en moteur autopiloté.

La machine, alimentée par un générateur de tension, se comporte comme un moteur à courant continu sans balais, l'ensemble convertisseur-machine bénéficiant alors de la souplesse d'utilisation de celui-ci - réglage de la vitesse par la tension d'alimentation, fonctionnement à couple constant ou à puissance constante - sans en avoir les inconvénients - entretien du collecteur et des balais, échauffement du rotor, inertie importante.

L'étude du modèle de la machine synchrone a déjà été menée par B. WATTRELOS dans un mémoire d'Ingénieur /29/ et a fait l'objet d'une publication /30/.

Pour faciliter la lecture et la compréhension de ce chapitre, il me semble intéressant de rappeler la description mathématique de la machine.

1. MODELISATION DU MOTEUR SYNCHRONE

1.1. HYPOTHESE

Les études précédentes utilisent en général des transformations basées sur l'absence de saturation des parties magnétiques et la répartition spatiale trapézoïdale du flux dans l'entrefer.

La machine synchrone à pôles saillants et cages d'amortisseurs que nous étudions est, de plus, à répartition spatiale trapézoïdale de l'induction. La prise en compte de ces phénomènes nous oblige à utiliser une description mathématique directe avec, comme seule hypothèse, la non-saturation.

1.2. MODELE MATHEMATIQUE

La machine étudiée a la structure de principe représentée figure 3.1a qui, après application des conventions habituelles en supposant que l'ensemble des amortisseurs peut être représenté par deux enroulements en court-circuit, devient la structure équivalente de la figure 3.1b.

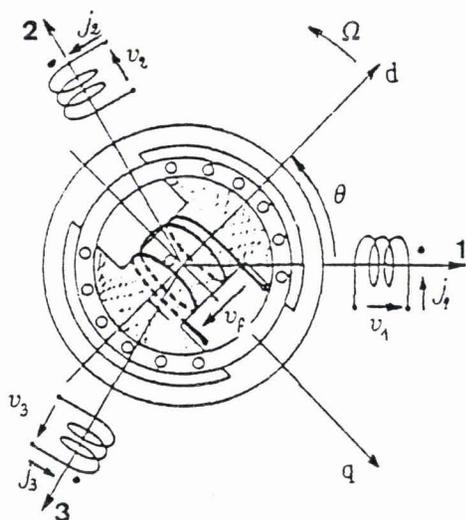


Figure 3.1a : Structure de principe

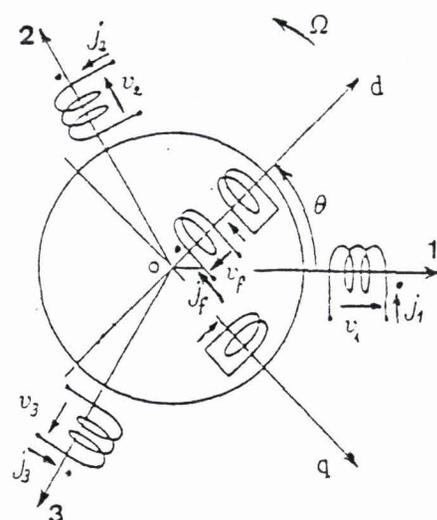


Figure 3.1b : Représentation conventionnel

1.2.1. Alimentation triphasée.

Dans ces conditions, le fonctionnement d'une machine synchrone est régi par les équations matricielles suivantes :

$$[V] = [R] \cdot [J] + \frac{d}{dt} \cdot [\Phi] \quad (3.1)$$

avec

$$\begin{aligned}
 [V] &= [v_1, v_2, v_3, v_f, 0, 0] \\
 [R] &= \text{Diagonale } (R_k) \\
 [\Phi] &= [\phi_1, \phi_2, \phi_3, \phi_f, \phi_d, \phi_q] \\
 [J] &= [j_1, j_2, j_3, j_f, j_d, j_q]
 \end{aligned}$$

où v_k , j_k , R_k et ϕ_k désignent respectivement la tension, le courant, la résistance et le flux total pour l'enroulement k ($k \in \{1, 2, 3, f, d, q\}$).

Compte tenu des hypothèses, les flux sont liés aux courants par les relations linéaires :

$$[\Phi] = [L] \cdot [J] \quad (3.2)$$

avec

$$[L] = \begin{bmatrix}
 L_1 & M_{12} & M_{13} & M_{1f} & M_{1d} & M_{1q} \\
 M_{12} & L_2 & M_{23} & M_{2f} & M_{2d} & M_{2q} \\
 M_{13} & M_{23} & L_3 & M_{3f} & M_{3d} & M_{3q} \\
 M_{1f} & M_{2f} & M_{3f} & L_f & M_{fd} & 0 \\
 M_{1d} & M_{2d} & M_{3d} & M_{fd} & L_d & 0 \\
 M_{1q} & M_{2q} & M_{3q} & 0 & 0 & L_q
 \end{bmatrix}$$

Les paramètres intervenant dans la matrice inductance $[L]$ sont des fonctions de la position θ_e du rotor du fait de son anisotropie.

Ainsi, les inductances propres s'écrivent :

$$\begin{aligned} L_1 &= L_{01} + L_{12} \cdot \cos(2 \cdot \theta_e) \\ L_2 &= L_{01} + L_{12} \cdot \cos(2 \cdot (\theta_e - 2\pi/3)) \\ L_3 &= L_{01} + L_{12} \cdot \cos(2 \cdot (\theta_e - 4\pi/3)) \\ L_f, L_d, L_q &\equiv \text{constantes} \end{aligned}$$

les inductances mutuelles utilisent la forme générale :

$$M_{ij} = -K_{ij} \cdot \sqrt{L_i \cdot L_j} \quad \text{avec } i \in \{1, 2, 3, f, d, q\}$$

qui deviennent, pour la machine considérée :

$$\begin{aligned} M_{12} &= -K_{ab} \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} = M_{21} \\ M_{13} &= -K_{ab} \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_3} = M_{31} \\ M_{23} &= -K_{ab} \cdot \sqrt{L_2 \cdot L_3} = M_{32} \end{aligned}$$

La répartition spatiale du flux nécessite une modélisation expérimentale adaptée pour définir la forme des mutuelles entre stator et inducteur. Le relevé de la tension induite aux bornes d'une phase statorique lorsque le moteur est entraîné à vitesse constante Ω_0 conduit, après intégration, aux équations des mutuelles par intervalles :

$$\begin{aligned} M_{1f} &= K_o \left(\frac{3}{2\pi} \cdot \theta_e^2 - \frac{\pi}{3} \right) \quad \text{pour } \theta_e \in [0, \pi/3] \\ M_{1f} &= K_o \left(\theta_e - \frac{\pi}{2} \right) \quad \text{pour } \theta_e \in [\pi/3, \pi/2] \end{aligned}$$

Les équations de M_{1f} sur le reste de la période, les mutuelles M_{2f} et M_{3f} se déduisent des premières par symétries.

Enfin, les mutuelles M_{id} et M_{iq} ($i \in \{1, 2, 3, f\}$) s'écrivent

$$M_{id} = - K_{id} \sqrt{L_i \cdot L_d} \quad \text{avec } K_{id} = K_d \cdot \cos (\theta_e - (i-1) \cdot 2\pi/3)$$

$$i \in \{ 1, 2, 3 \}$$

$$M_{iq} = + K_{iq} \sqrt{L_i \cdot L_q} \quad \text{avec } K_{iq} = K_q \cdot \sin (\theta_e - (i-1) \cdot 2\pi/3)$$

$$i \in \{ 1, 2, 3 \}$$

$$M_{fd} = - K_{fd} \sqrt{L_f \cdot L_d}$$

$$M_{fq} = 0$$

Lorsque la machine est couplée en triangle, les tensions composées d'alimentation triphasée sont directement appliquées aux bornes des enroulements statoriques et la nature variable des paramètres induit, pour l'équation matricielle (3.1), le développement suivant :

$$[V] = [R] \cdot [J] + [L] \left(\frac{d}{dt} [J] \right) + [J] \frac{d \theta_e}{dt} \left(\frac{d}{d \theta_e} [L] \right) \quad (3.3)$$

ou encore, pour une machine à p paires de pôles,

$$[V] = [R] \cdot [J] + [L] \left(\frac{d}{dt} [J] \right) + p \cdot \Omega [J] \cdot \left(\frac{d}{d \theta_e} [L] \right) \quad (3.4)$$

avec Ω , la vitesse angulaire de rotation.

Le couple électromagnétique d'un système linéaire à excitations multiples a pour expression générale /31/ :

$$C = 1/2 \cdot [J]^t \cdot \left(\frac{d}{dt} [L] \right) \cdot [J] \quad (3.5)$$

il peut s'écrire plus simplement, en négligeant l'effet des amortisseurs:

$$C = \left(\frac{d}{dt} (M_{1f}) \cdot j_1 + \frac{d}{dt} (M_{2f}) \cdot j_2 + \frac{d}{dt} (M_{3f}) \cdot j_3 \right) \cdot j_f \quad (3.6)$$

Ce couple équilibre le couple de la charge C_m tel que :

$$C = C_m \quad \text{avec } C_m = J \frac{d \Omega}{dt} + f \cdot \Omega + C_R (\Omega)$$

et J : le moment d'inertie ramené à l'arbre,
 f : le coefficient de frottement visqueux,
 $C_R(\Omega)$: le couple de charge.

1.2.2. Alimentation monophasée

Dans ce cas (figure 3.2), seule une tension statorique est imposée et, si la rupture de liaison apparaît pour le fil "1", il vient $j_2=j_3$, relation permettant de réduire à l'ordre 5 le système différentiel (3.4).

$$[V_M] = [R_M] \cdot [J_M] + [L_M] \left(\frac{d}{dt} [J_M] \right) + p \Omega [J_M] \left(\frac{d}{d \theta_e} [L_M] \right) \quad (3.7)$$

avec $[V_M] = [v_1, -v_1, v_f, 0, 0]^t$

et $[J_M] = [j_1, j_2, j_f, j_d, j_q]^t$

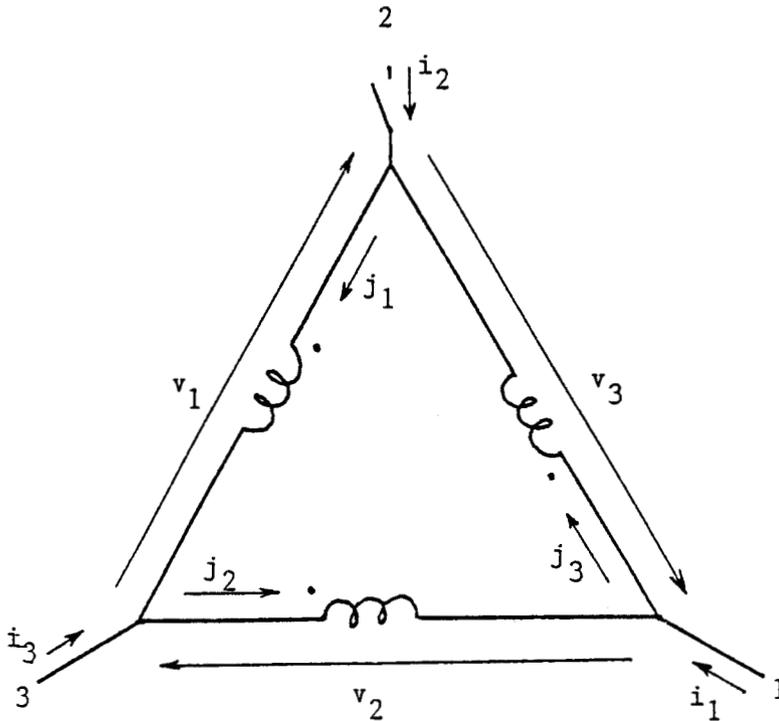


Figure 3.2

Alimentation monophasée des enroulements statoriques

Si la rupture de liaison se situe dans l'un des deux autres fils de ligne, la même structure de modèle monophasé apparaît en effectuant préalablement une rotation des indices dans l'équation matricielle triphasée.

1.3. IDENTIFICATION DES PARAMETRES

Les essais ont été effectués sur une machine synchrone tétrapolaire de 2 KVA (tension nominale : 220V). Ils ont permis la détermination des grandeurs intervenant dans le modèle précédemment établi, telles que résistances des enroulements et coefficients de couplage entre les enroulements. Ainsi, nous obtenons :

* la valeur des résistances des enroulements :

$$R_1 = R_2 = R_3 = 1,1 \Omega$$

$$R_f = 50 \Omega$$

$$R_d = R_q \text{ évaluées à } 0,1 \Omega$$

* la valeur des inductances propres :

$$L_0 = 33\text{mH} \text{ et } L_{12} = 3 \text{ mH}$$

$$L_f = 25 \text{ H}$$

$$L_d = 10^{-3} \cdot R_d \neq 0,1 \text{ mH}$$

$$L_q = 2 \cdot 10^{-3} \cdot R_q \neq 0,2 \text{ mH}$$

* la valeur des coefficients de couplage :

$$K_{a,b} = 0,48$$

$$K_0 = 0,81$$

$$K_d = 0,88$$

$$K_q = 0,70$$

$$K_{fd} = 0,80$$

$$K_{fq} = 0$$

les parties entraînées ont pour caractéristiques :

$$J = 0,25 \text{ m}^2 \cdot \text{Kg}$$

$$f = 0,007 \text{ Nm/rad/s}$$

$$C_R(\Omega) = 0 \text{ à } 10 \text{ Nm}$$

2. AUTOPILOTAGE DU MOTEUR SYNCHROME PAR ONDULEUR DE TENSION A TRANSISTORS

2.1. PRESENTATION

Le moteur à courant continu est à induit tournant et inducteur fixe. Le collecteur permet l'inversion du courant dans les bobines de l'induit pour assurer une direction fixe au flux créé par la bobine fictive d'induit. Le collecteur étant solidaire du rotor, la fréquence des courants rotoriques f est liée à la vitesse de rotation N de la machine et s'adapte automatiquement de sorte que la relation $f = p.N$ soit toujours vérifiée (p étant le nombre de paires de pôles).

La machine synchrone est à induit fixe et inducteur tournant. La position du flux d'induit dépend de l'alimentation du stator. L'auto-pilotage consiste à adapter la position du flux statorique à celle du flux rotorique. L'onduleur de tension a la fonction d'un collecteur statique et délivre des tensions dont la fréquence est liée à la vitesse N du rotor par la relation $f = p.N$.

La figure 3.3 montre (dans le cas d'un courant induit constant) le détail d'une commutation conduisant alors à une forme optimale de l'onde du couple (figure 3.4)./32/

Remarque: Dans le cas de l'alimentation en tension, le courant est obtenu constant dans l'hypothèse où les inductances sont négligeables.

Les instants de commutation de l'onduleur sont définis par un capteur de position calé sur l'arbre du moteur.

La séquence de commande de l'onduleur est telle qu'on applique à chaque phase statorique une onde de tension en créneaux de largeur égale, dans le cas qui nous concerne, à 60 degrés électriques, synchronisée sur la force contre-électromotrice trapézoïdale de même indice (figure 3.5).

Dans ces conditions, le courant appelé par l'onduleur est constant et on montre qu'alors, l'ondulation du couple électromagnétique est minimale (figure 3.4).

$$C = k \cdot \Phi_s \cdot \Phi_r \cdot \sin(\beta)$$

$$\text{avec } 60^\circ \leq \beta \leq 120^\circ$$

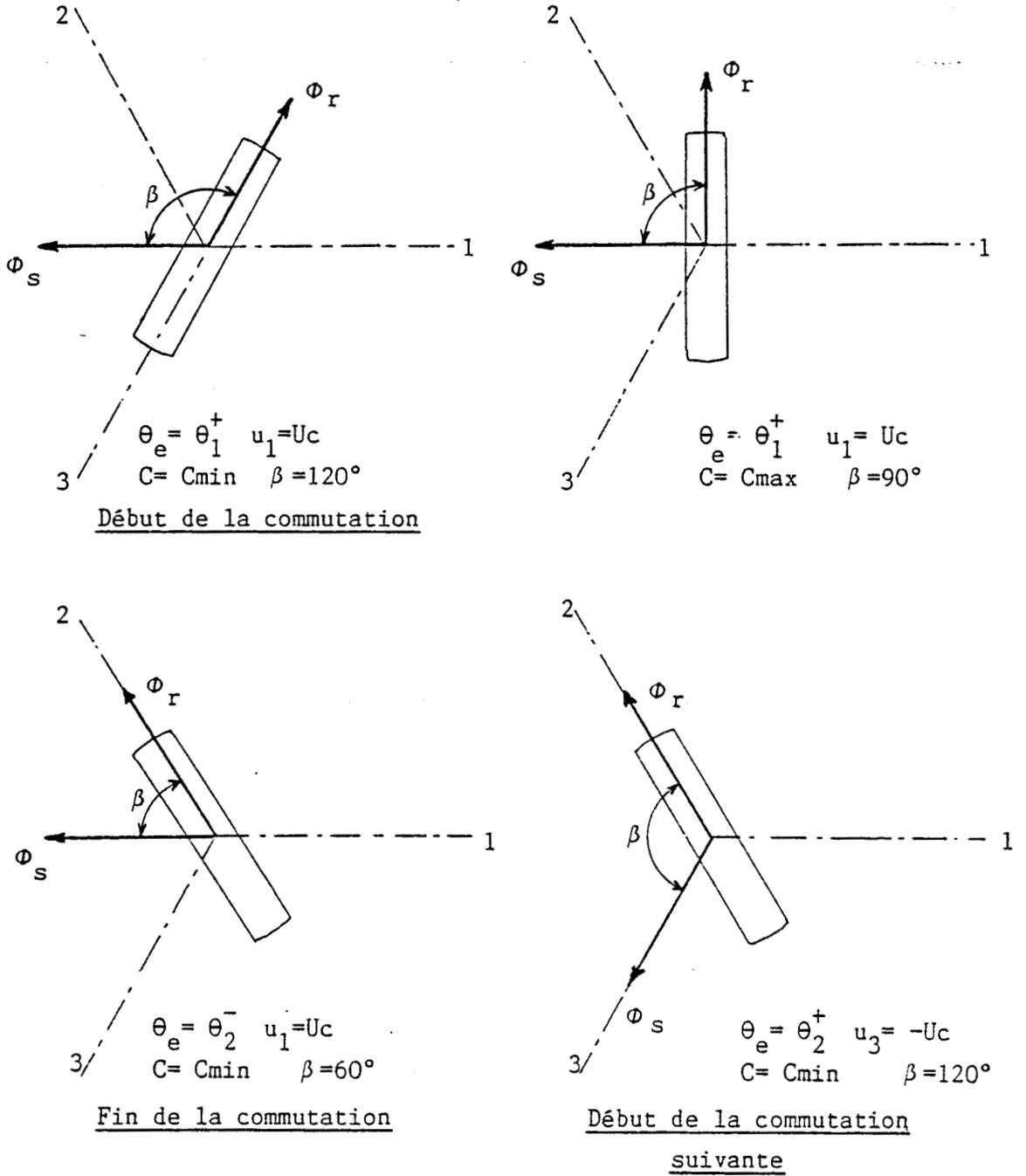


Figure 3.3
Etude d'une commutation

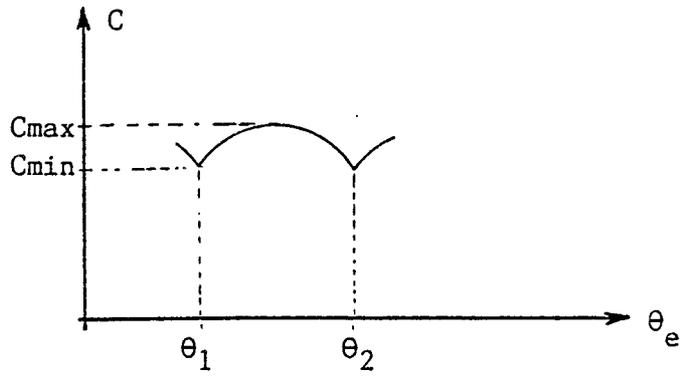


Figure 3.4 : Allure théorique du couple

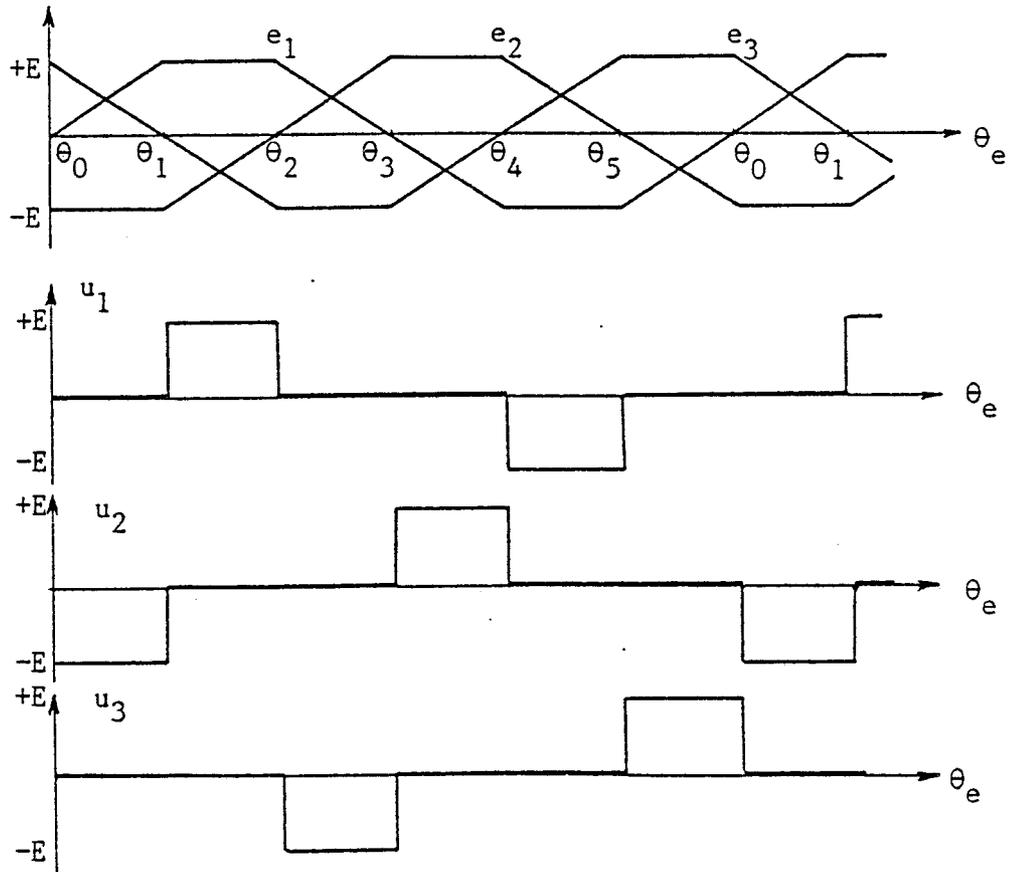


Figure 3.5

2.2. GRAPHE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR

L'étude et la description des états contrôlés de l'onduleur aboutissant à l'élaboration des tensions de sortie ont déjà été menées, /33//26/ et n'entrent pas dans l'objectif de ce travail.

Rappelons que les configurations de l'onduleur, fonctions de la commande utilisée pour l'alimentation du moteur et de la valeur des inductances de la charge, font intervenir :

- deux transistors et une diode : alimentation triphasée (système d'équations 3.4)

ou :

- deux transistors : alimentation monophasée (système d'équations 3.7 avec un indiçage adéquat).

2.3. IMPLANTATION DU MODELE - CONCLUSION

La nature non linéaire de la machine est prise en compte en réactualisant la valeur de ses paramètres tous les degrés, à partir d'un tableau qui la définit sur une période électrique (360 valeurs des éléments de couplage inducteur - induit).

La validation du modèle complet (convertisseur - machine), effectuée dans les travaux pré-cités, permet d'envisager son emploi avec d'autres commandes et d'autres types de convertisseurs.

La figure 3.6 montre la tension u et le courant j dans la phase 1, le courant en ligne i , le courant inducteur j_f , le couple C et la vitesse N_m du rotor pour un couple de charge de 5 Nm.

Ces courbes mettent en évidence le caractère peu inductif du moteur synchrone. En effet, chaque commutation est accompagnée d'une brusque variation du courant j dans un enroulement statorique.

Dans notre cas d'alimentation en tension, le courant dans une phase dépend essentiellement de l'impédance variable que représente l'inductance de fuites équivalente, elle-même liée à la position du rotor. La complexité du phénomène ne peut être intégrée qu'avec le modèle et il apparaît, pour la forme d'onde du couple, une différence notable entre les figures 3.4 et 3.6. Cette différence peut être imputée à l'hypothèse du courant constant fixée lors de la présentation simplifiée du paragraphe 2.1.

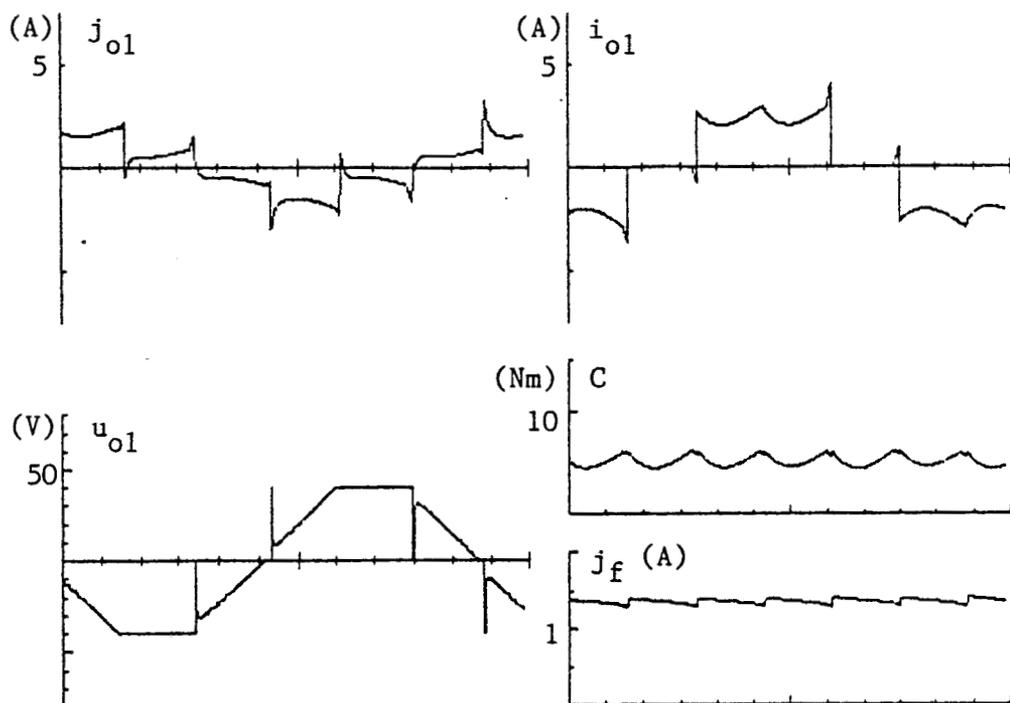


Figure 3.6a: Tensions et fem en phase
Autopilotage par onduleur de tension à transistors

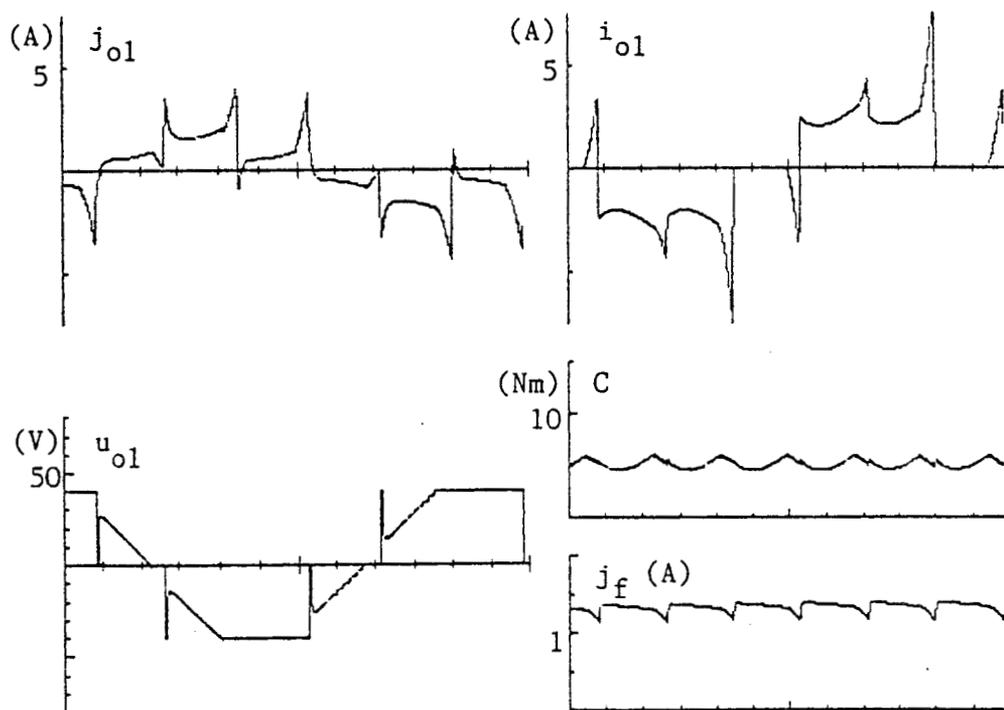


Figure 3.6b: Commutation avancée de 10 degrés

3. AUTOPILOTAGE DU MOTEUR SYNCHRONE PAR LE CONVERTISSEUR DIRECT

L'alimentation triphasée ou monophasée de la machine est conditionnée dans le cas d'un onduleur à transistors, par les courants de sortie en ligne. Leur valeur et leur sens à chaque changement de la commande déterminent le mode d'alimentation du stator puisque la description d'une séquence de fonctionnement est basée sur le fait que le blocage d'un transistor préalablement parcouru par un courant entraîne la mise en conduction de la diode dans la branche opposée (commutation tripôle).

L'étude des commutations montre que le mode triphasé d'alimentation du stator n'intervient que lors des phases d'accélération et de décélération de la machine. En régime permanent, les faibles valeurs de l'inductance de fuite statorique et du courant en ligne tendent à faire disparaître ces phases de fonctionnement de sorte que seul le mode monophasé subsiste.

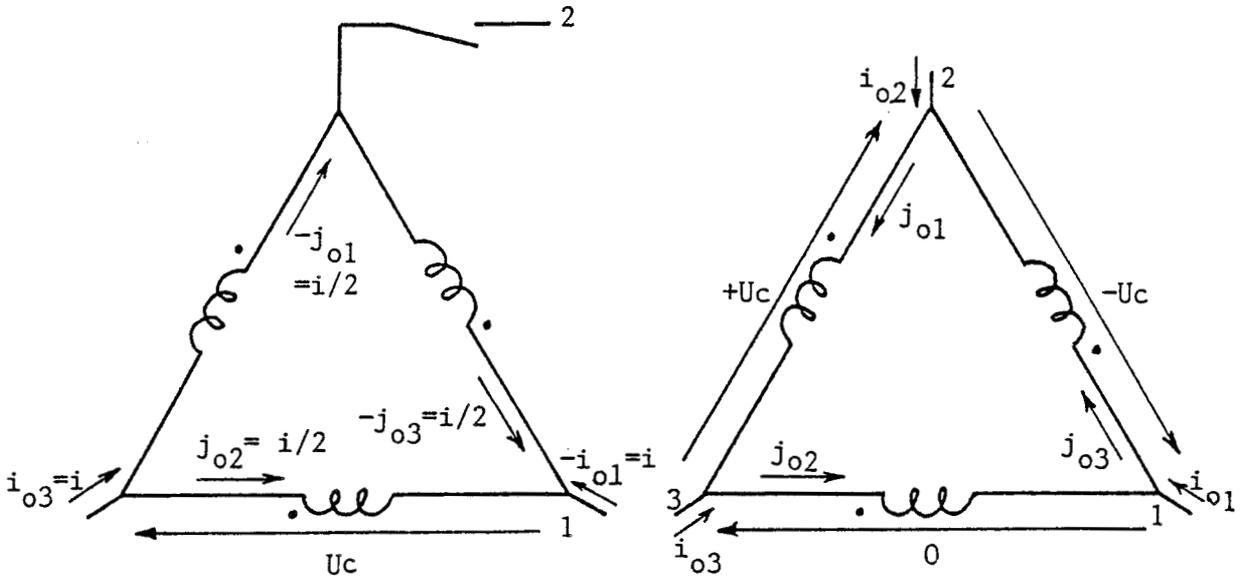
Le convertisseur direct crée, à chaque instant, trois liaisons bidirectionnelles en courant et en tension.

Le stator est donc soumis à un mode unique d'alimentation : le mode triphasé équilibré ; les tensions u_1 , u_2 , u_3 appliquées aux enroulements appartiennent donc au triplet $[V_{int}, -V_{int}, 0]$ avec V_{int} , la tension continue fictive élaborée par la commande du convertisseur direct.

Dans ces conditions, le modèle mathématique régissant le fonctionnement de la machine synchrone se réduit au système d'équations 3.4 .

La figure 3.7 montre simplement la différence fondamentale dans le fonctionnement qu'impose le convertisseur choisi.

Il s'agit maintenant, compte tenu du fait que le convertisseur direct nous oblige à une alimentation triphasée du stator, de trouver une stratégie de commande qui permette le fonctionnement autopiloté de la machine tout en minimisant les oscillations du couple.



Autopilotage par onduleur
de tension à transistors
(mode monophasé dominant)

Autopilotage par le convertisseur
direct à neuf I.B.T.C.
(mode triphasé dominant)

Figure 3.7

3.1. FONCTION REDRESSEUR/HACHEUR/ONDULEUR

Le couple de la machine autopilotée est optimum si l'on applique aux bornes de chaque enroulement un créneau de tension d'amplitude et de largeur égales à celles des plats des fem trapézoïdales. La mise en œuvre de ce convertisseur impose un temps de commande égal à une demi-période du signal qu'il soit pleine onde ou M.L.I. Dans le premier cas, il résulte, pour les tensions de sortie, une forme d'onde en créneaux de largeur 120 degrés qui nécessiterait d'avoir à notre disposition une machine délivrant des fem dont le plat serait de

120 degrés de largeur (figure 3.8)./34/

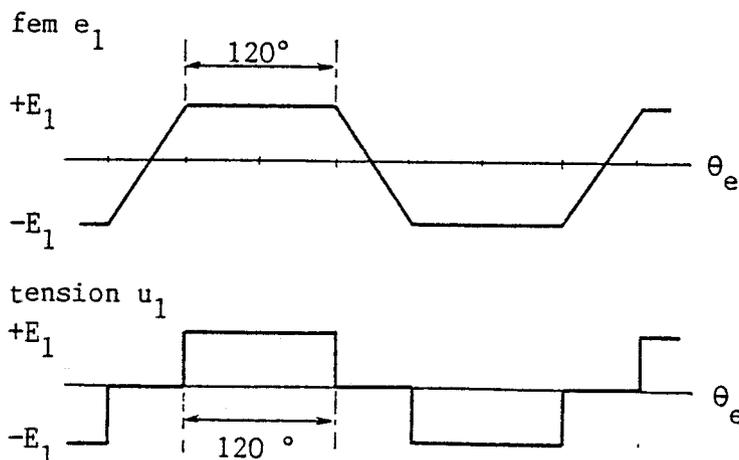


Figure 3.8

Dans le cas contraire, où les fem présentent un plat de 60 degrés, plusieurs types d'alimentation sont possibles suivant la valeur de Ψ , déphasage entre les fondamentaux de e et u (figure 3.9).

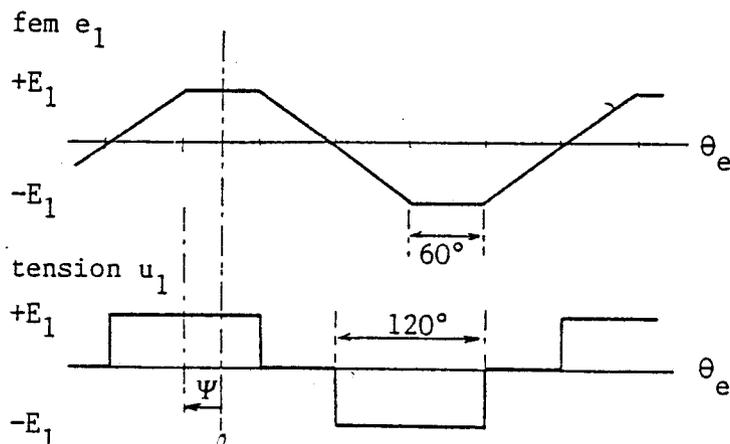


Figure 3.9

La simulation de l'ensemble convertisseur-machine commandé selon cette stratégie et pour plusieurs valeurs de l'angle Ψ , permet de conclure à la valeur optimale qui minimise les variations du couple autour de sa valeur moyenne. Les figures 3.10 a,b,c présentent les formes d'onde du couple électromagnétique C , du courant inducteur j_f , du courant j_{o1} dans la phase 1 et le courant en ligne i_{o1} pour trois valeurs de l'angle Ψ : -30, 0, +30 degrés.

Ces essais ont été menés dans les conditions suivantes :

* Réseau d'alimentation :

- tension simple maximale d'entrée $V_{i_m} = 127 \cdot \sqrt{2}$ V

* Convertisseur direct :

- rapport cyclique α du hacheur fictif fixé à 0,09 ce qui conduit à une vitesse variant de 90 tr/mn à 260 tr/mn selon la valeur de Ψ ,

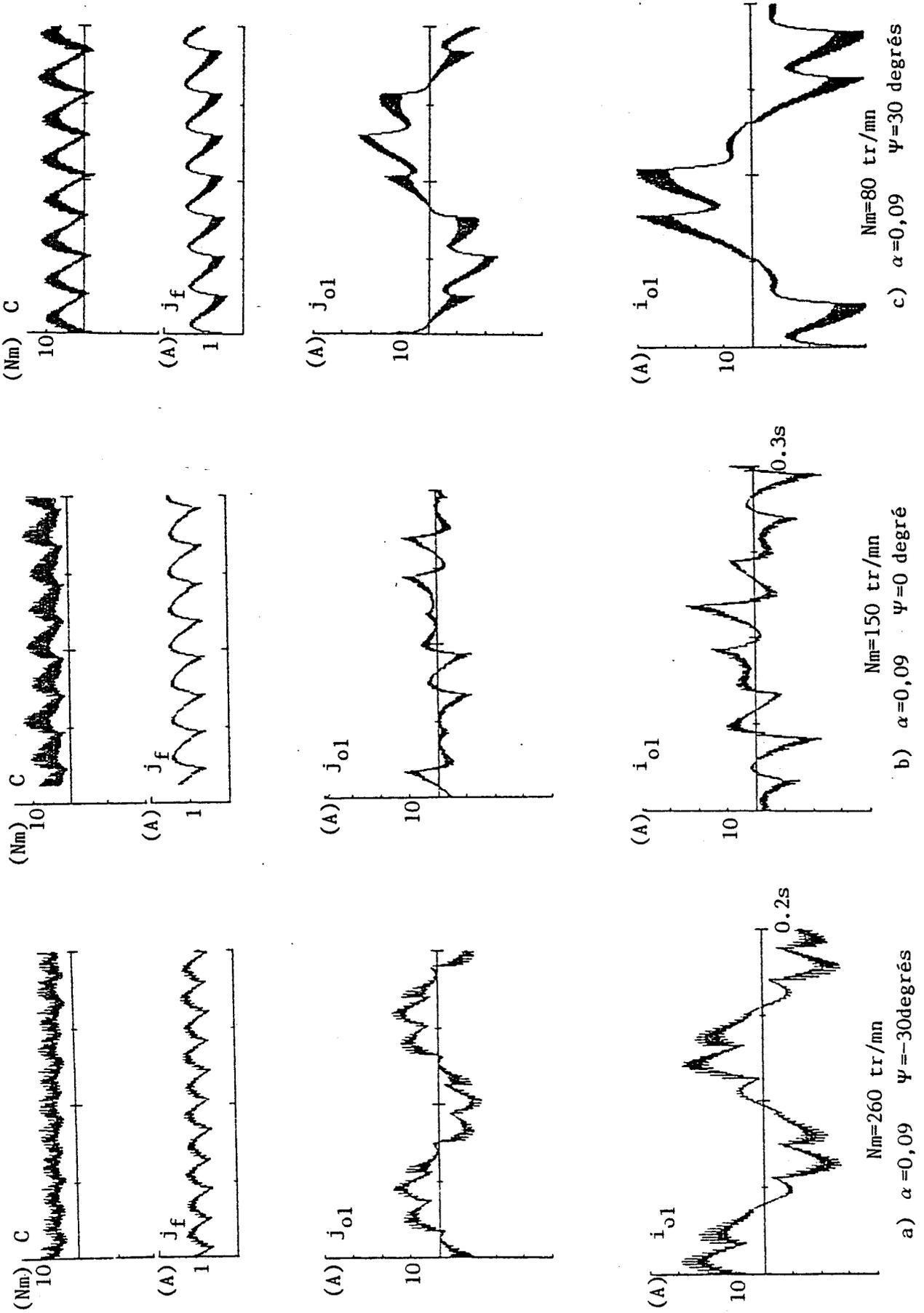


Figure 3.10abc Fonction Redresseur/Hacheur/Onduleur

- fréquence de découpage du hacheur : $f_d \neq 1200$ Hz.

* Machine synchrone :

- couplage triangle,
- couple de charge égal à 5 Nm,
- inducteur alimenté par une source de tension d'amplitude 60V faisant circuler, à l'arrêt, le courant nominal $j_f=1,2A$.

Les figures 3.11a,b représentent les mêmes grandeurs que les figures 3.10a,b, respectivement pour $\Psi=-30$ et 0 degrés, et pour un rapport cyclique $\alpha=0,15$.

Dans le cas d'une conversion électromécanique, la commande optimale est celle qui minimise l'ondulation du couple. Il convient donc, selon ce critère et au vu des figures 3.10 et 3.11, de prendre pour valeur optimale de Ψ , l'angle -30 degrés.

Cependant, ces courbes mettent en évidence la non linéarité de la caractéristique de vitesse en fonction du rapport cyclique, pour cette valeur de Ψ .

Pour $\Psi=0$ degré, la vitesse passe de 150 tr/mn à 200 tr/mn quand α varie de 0,09 à 0,15. Au contraire, pour les mêmes valeurs du rapport cyclique du hacheur, elle varie de 260 tr/mn à 650 tr/mn si $\Psi=-30$ degrés. Les couplages magnétiques entre les enroulements sont tels que, dans ce cas, la valeur moyenne du courant inducteur varie de 0,9A à 0,7A, faisant varier le flux inducteur, donc la vitesse de rotation, dans les mêmes proportions.

Enfin, pour pallier cet inconvénient, nous avons maintenu le courant d'excitation j_f à sa valeur nominale en alimentant l'inducteur par un générateur de courant (figure 3.12) dans le cas où $\Psi=-30$ degrés et $\alpha=0,15$. Il en résulte une augmentation sensible de l'ondulation du couple qui laisse à penser que cette solution, par rapport à la précédente, est de moins bonne qualité sur le plan de la conversion électromécanique. Il semblerait donc que les oscillations du courant inducteur soient profitables à la forme d'onde du couple.

En conséquence, il convient d'écarter cette stratégie de commande qui consistait à appliquer un créneau de tension d'amplitude variable et de largeur 120 degrés, aux bornes d'un enroulement siège de fem trapézoïdales dont le plat est inférieur à 120 degrés.

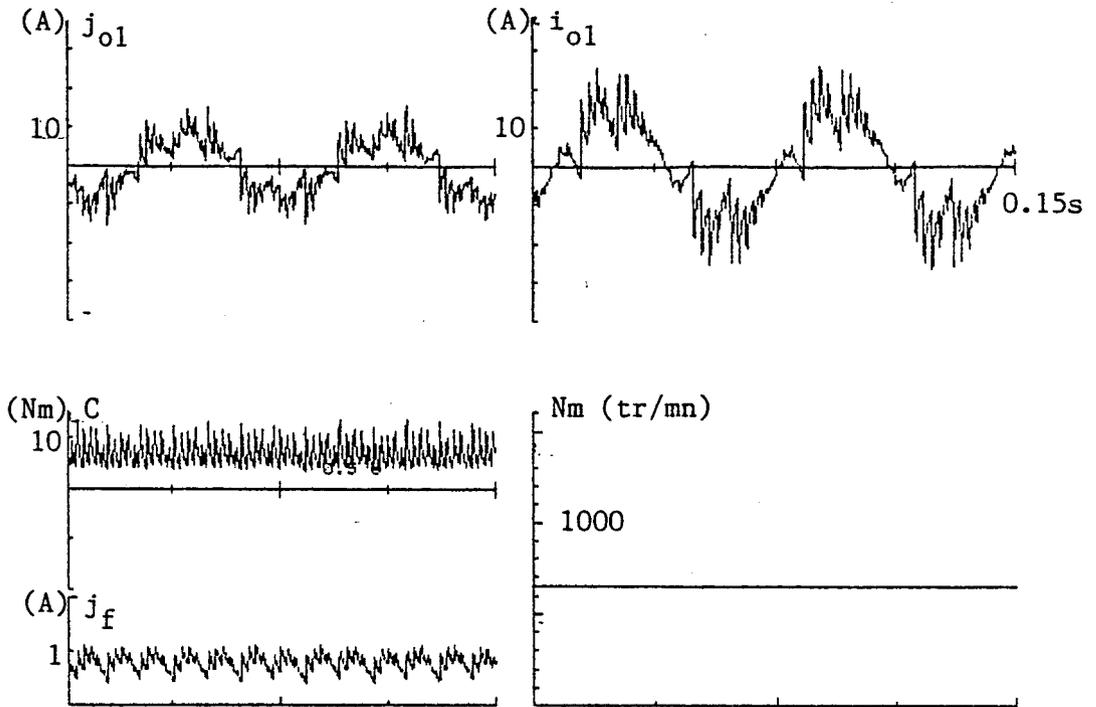


Figure 3.11a : $\alpha=0,15$ $\Psi=-30$ degrés

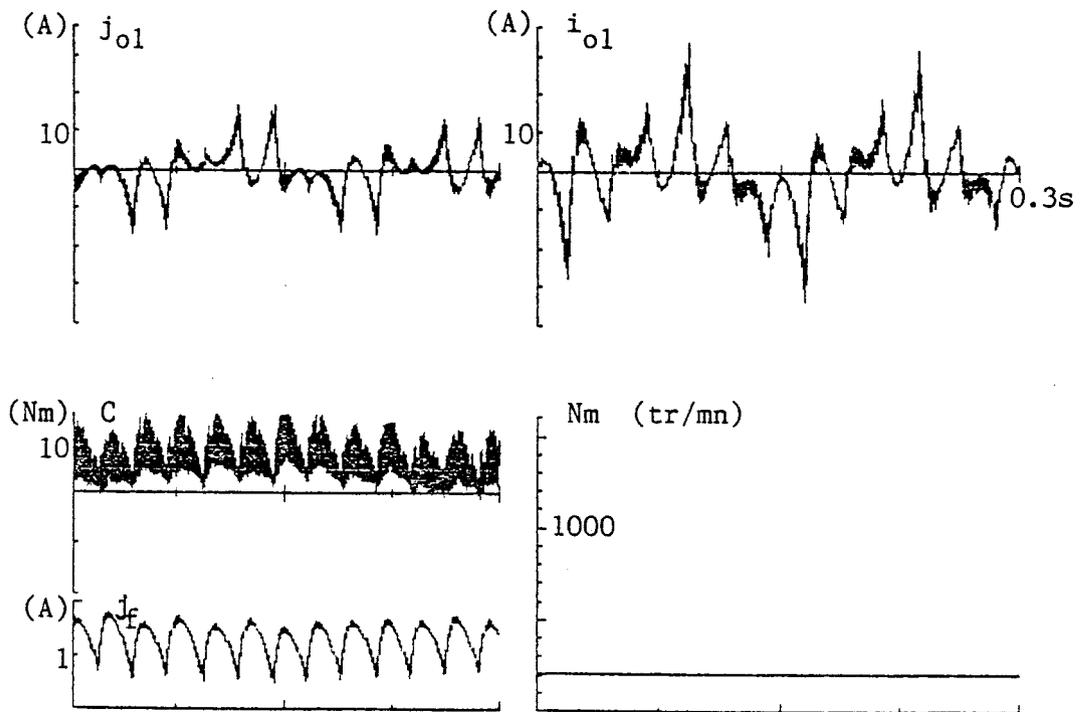


Figure 3.11b : $\alpha=0,15$ $\Psi=0$ degré

En effet, le convertisseur ne remplit plus le rôle d'un véritable collecteur statique comme c'était le cas avec l'onduleur à transistors /29/.

En revanche, il permet, dans le même esprit, de superposer à la fonction d'autopilotage (spatiale) une fonction de commande, de telle sorte que la distribution temporelle des tensions appliquées à la machine soit de même forme que celle des fem.

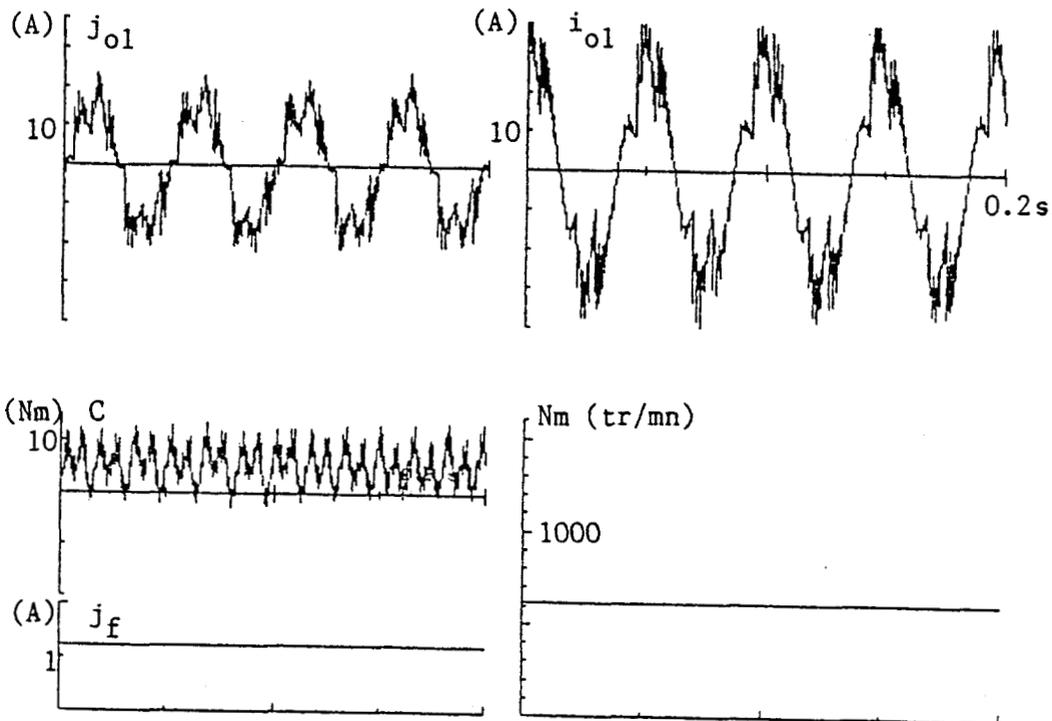


Figure 3.12 : essai à courant d'excitation j_f constant.

$$\alpha = 0,15$$

$$\psi = -30 \text{ degrés}$$

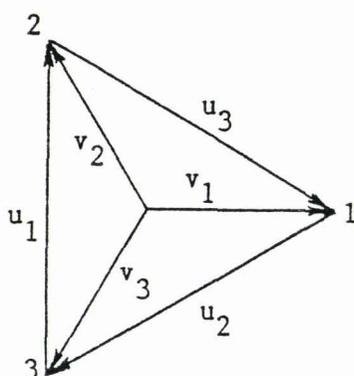
3.2. FONCTION REDRESSEUR/ONDULEUR A M.L.I.

Cette solution consiste à appliquer au stator de la machine un système triphasé équilibré de tensions dont le fondamental a une forme identique à celle des fem.

Il suffit de générer trois modulantes (m_1, m_2, m_3), images du fondamental des tensions simples de sortie désirées, dont la forme est telle que la différence de deux d'entre elles donne une tension de forme trapézoïdale représentant le fondamental des tensions appliquées aux enroulements statoriques.

La fréquence des modulantes est fonction de la vitesse du rotor ; l'amplitude dépend de la vitesse désirée.

3.2.1. Elaboration des modulantes



Le système est équilibré, donc :

$$u_1 + u_2 + u_3 = 0$$

$$\begin{cases} u_1 = v_2 - v_3 \\ u_2 = v_3 - v_1 \\ u_3 = v_1 - v_2 \end{cases} \quad \begin{cases} v_1 = (u_3 - u_2)/3 \\ v_2 = (u_1 - u_3)/3 \\ v_3 = (u_2 - u_1)/3 \end{cases}$$

La figure 3.13a représente les fem trapézoïdales au point de fonctionnement nominal.

Les modulantes sont obtenues en faisant la différence de deux signaux trapézoïdaux et en divisant par trois (figure 3.13b).

On vérifie à la figure 3.13c que la différence de deux modulantes donne l'image du fondamental des tensions composées qui doivent être synchronisées par rapport aux fem induites au stator.

La figure 3.14 précise les formes d'onde des tensions composées u_{o1}, u_{o2}, u_{o3} appliquées aux bornes des enroulements de la machine, pour un taux de modulation $Am = 0,6$ et pour $Km = 15$, nombre d'impulsions par demi-période, ce qui impose, compte tenu de la fréquence f_o du fondamental des tensions u_o , une fréquence de découpage égale à $Km.f_o$.

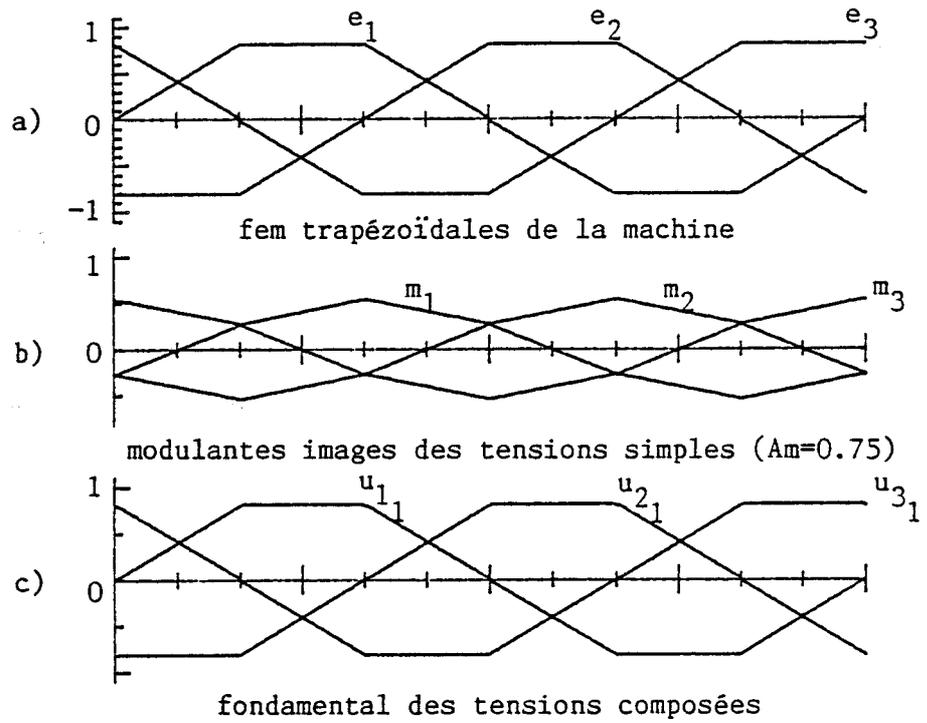


Figure 3.15

Elaboration des modulantés

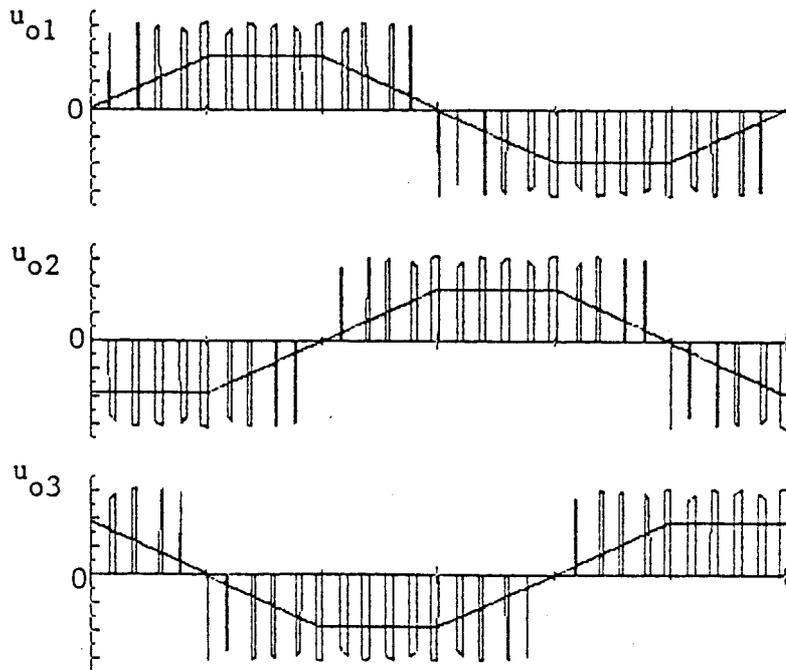


Figure 3.14

Tensions aux bornes des enroulements

3.2.2. Simulation de l'ensemble convertisseur-machine. Résultats.

La commande et son implantation ayant été déjà décrites dans le chapitre 2, nous n'exposons ici que les résultats de la simulation dans le but de les comparer à ceux des paragraphes précédents.

Le réseau d'alimentation et la machine synchrone gardent les mêmes paramètres. L'onduleur à M.L.I. fictif travaille avec une fréquence de découpage f_d proche de 1200 Hz.

La fréquence f_o des tensions de sortie u_{o1} , u_{o2} , u_{o3} est liée à la fréquence de rotation Nm de la machine ($f_o = p.Nm$ avec p le nombre de paires de pôles) ; le paramètre Km varie de manière discrète pour conserver une fréquence de découpage d'environ 1200 Hz.

Les figures 3.15 à 3.16 représentent :

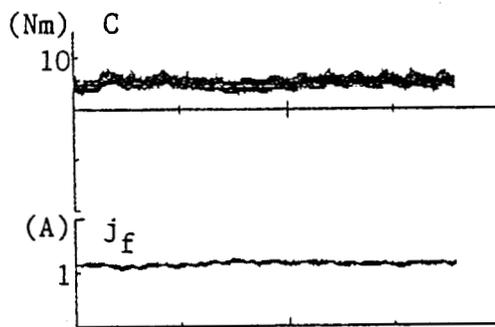
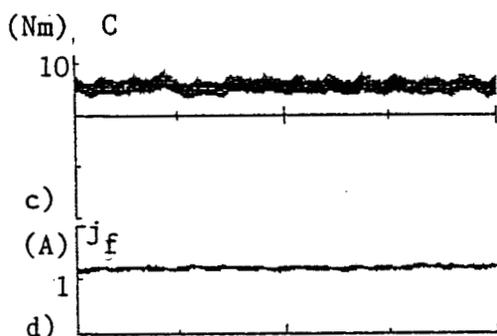
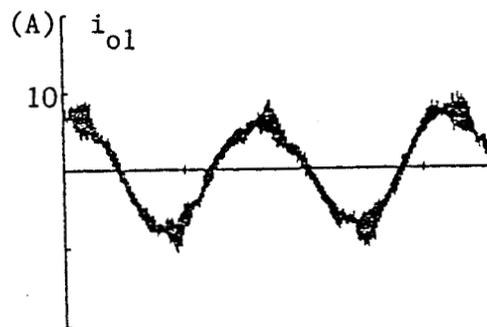
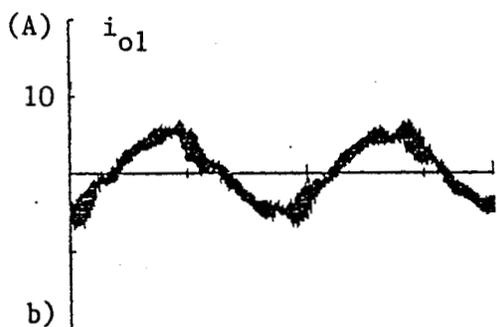
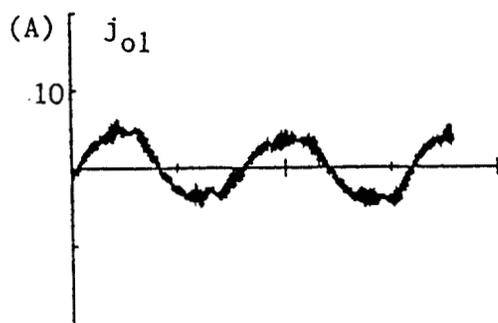
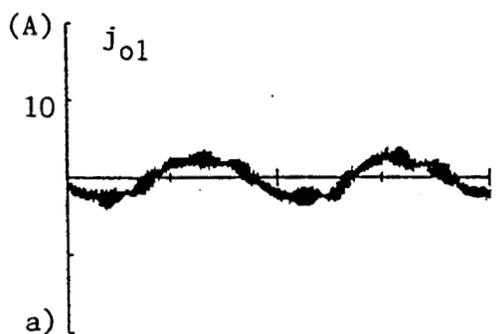
- le courant dans un enroulement j_{o1} (a),
- le courant en ligne j_{o1} (b),
- le couple C du moteur synchrone (c),
- le courant d'excitation j_f ,

pour deux valeurs du taux de modulation ($A_m = 0,2$ et $0,4$) et pour $Km = 159$. Dans ces conditions et compte tenu des inductances de fuite de la machine, la fréquence de découpage provoque des oscillations importantes et très visibles, tant sur les courants que sur le couple électromagnétique. Ces oscillations de fréquence élevée ne sont pas gênantes dans la mesure où les constantes mécaniques sont importantes.

L'ondulation du couple de fréquence basse est par contre beaucoup plus faible que celle obtenue avec la stratégie de commande précédente. On peut considérer que son amplitude est identique, que la machine soit alimentée par l'onduleur de tension (figure 3.6) ou par le convertisseur direct commandé selon cette stratégie. Les courants dans les enroulements ont un fondamental de forme trapézoïdale ; leur déphasage par rapport aux f_{em} , de forme identique, reste constant ; leur amplitude est de l'ordre de l'amplitude des courants de la figure 3.6 .

Puisque la différence de deux ondes trapézoïdales décalées de 120° l'une par rapport à l'autre donne une onde de forme quasi-sinusoidale, les courants en ligne ont un fondamental quasi-sinusoidal, ce qui facilite le filtrage en entrée du convertisseur.

Nous constatons enfin, que le courant d'excitation j_f est nettement moins perturbé que précédemment avec cette commande.



Fonction Redresseur/Onduleur à M.L.I.

Figure 3.15

$A_m=0,2$ $K_m=159$
 $N_m=120$ tr/mn

Figure 3.16

$A_m=0,4$ $K_m=159$
 $N_m=250$ tr/mn

En conclusion, cette stratégie de commande triphasée du moteur syn-
 chrone est tout à fait satisfaisante et démontre bien l'adaptabilité du
 convertisseur direct à neuf interrupteurs à de nombreuses commandes et
 applications industrielles puisqu'il est capable de remplacer (souvent
 avantageusement du point de vue des formes d'onde et des taux harmo-
 niques) la structure indirecte conventionnelle dans de nombreux domaines.

Nous allons cependant envisager une amélioration possible des performances du système en modifiant quelque peu la commande ainsi proposée.

3.3.FONCTION REDRESSEUR/HACHEUR COMPENSE/ONDULEUR A M.L.I.

3.3.1. Présentation

Le but de cette nouvelle stratégie est de réduire ou éliminer l'harmoine de fréquence 300 Hz présent dans l'onde de couple de la machine. En effet, cette ondulation de fréquence sextuple de la fréquence du réseau provient de la première opération réalisée par le convertisseur. Le redresseur fictif fournit à l'onduleur une tension continue formée de six calottes de sinusoïdes. Cette ondulation se retrouve dans les tensions de sortie puisqu'il n'y a aucun filtrage intermédiaire.

L'idée, présentée dans de précédents travaux et publications /35// 5/, est d'intercaler entre le redresseur et l'onduleur à M.L.I. un hacheur.

La fréquence des tensions de sortie est réglée par l'onduleur dont le taux de modulation A_m est fixe. L'amplitude des tensions de sortie varie en agissant sur le rapport cyclique α du hacheur (figure 3.17), ce qui règle la vitesse de rotation de la machine autopilotée.

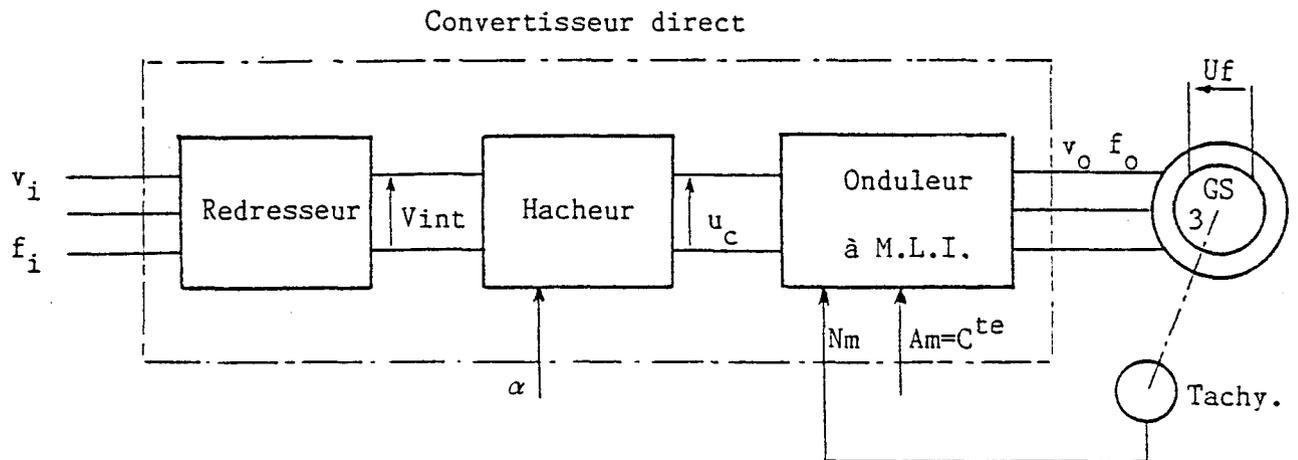


Figure 3.17

Pour un rapport cyclique constant, la valeur moyenne u_{c_k} , sur l'intervalle de découpage k , de la tension u_c est représentée à la figure 3.18a.

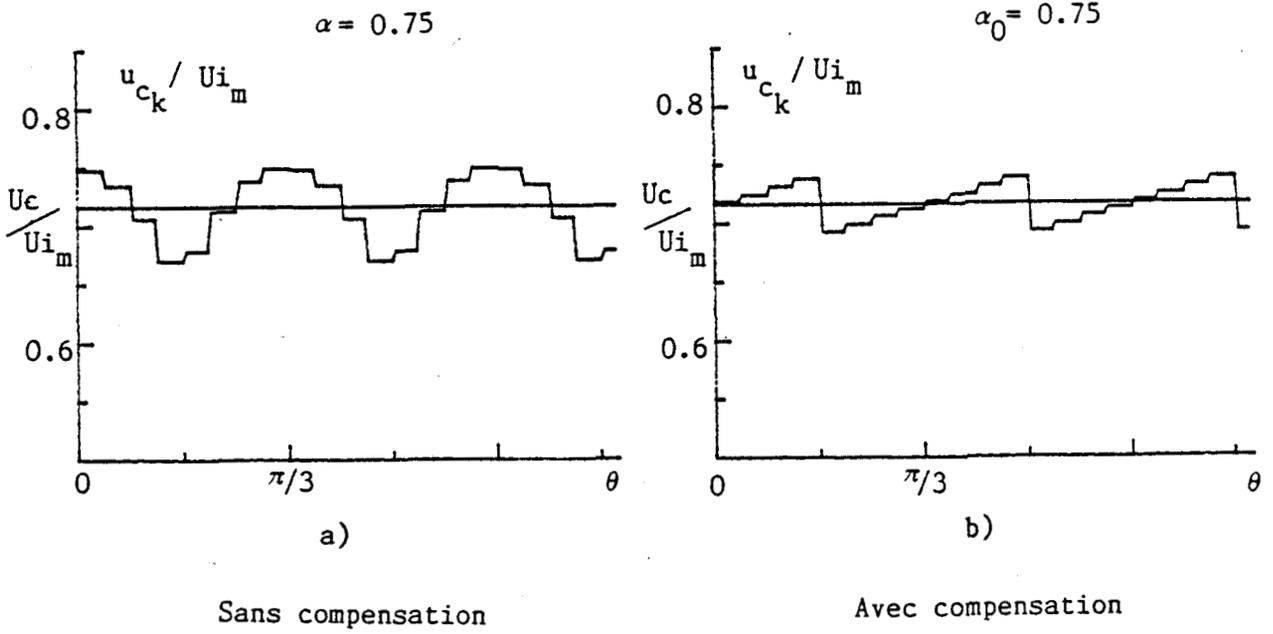


Figure 3.18

Il est possible, connaissant à chaque instant la tension d'entrée à commuter, d'obtenir une tension de valeur moyenne u_{c_k} pratiquement constante sur toute la période en agissant sur le rapport cyclique du hacheur (figure 3.18b). La linéarisation de la caractéristique du hacheur conduit à une loi de compensation du rapport cyclique dont l'expression est :

$$\alpha = \alpha_0 \cdot \frac{3}{\pi \cdot \sin(\theta_{k+1/2} + \pi/3)} \quad (3.8)$$

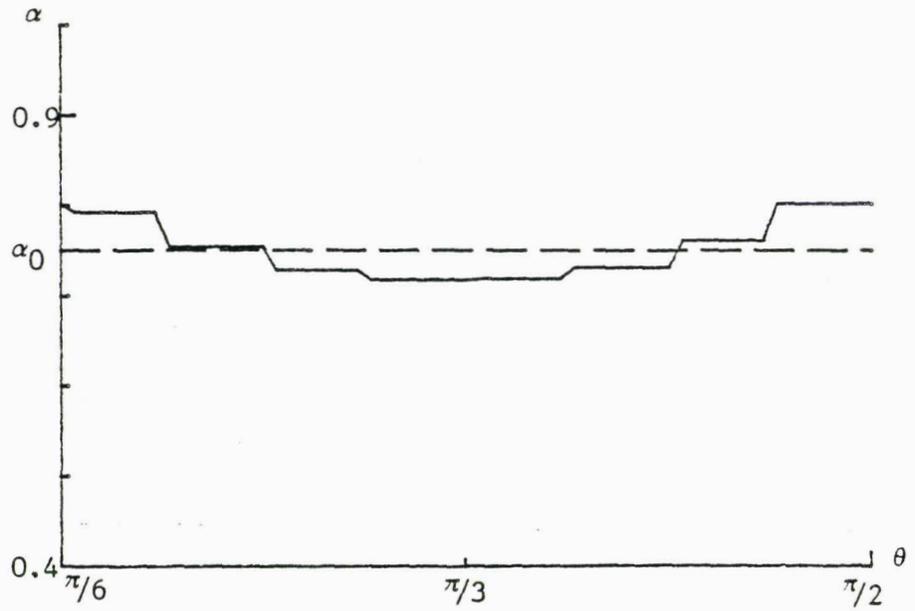
pour une commande bipolaire disymétrique (u_c prenant la valeur de la tension d'entrée ou zéro).

Dans cette équation, α_0 est la consigne fixée par l'utilisateur ; α est la grandeur de commande élaborée par le bloc de linéarisation.

La figure 3.19 représente l'évolution de α sur l'intervalle $[\pi/6, \pi/2]$ pour $\alpha_0 = 0.75$.

$U_m \cdot \sin(\theta_{k+1/2} + \pi/3)$ est la valeur de la tension d'entrée au milieu de l'intervalle de découpage.

Les résultats et avantages incontestables de cette compensation du rapport cyclique sont présentés dans les travaux pré-cités.



Variations du rapport cyclique compensé
autour de la consigne $\alpha_0 = 0.75$

Figure 3.19

La figure 3.20 représente les tensions composées appliquées à la machine, issues de la structure fictive de la figure 3.17.

Pour nous permettre de comparer les formes d'onde avec celles de la figure 3.14, nous choisissons les paramètres suivants :

- Taux de modulation : $A_m = 0,98$
- Rapport cyclique : $\alpha_0 = 0,6$
- Nombre d'impulsions par demi-période : $K_m = 15$

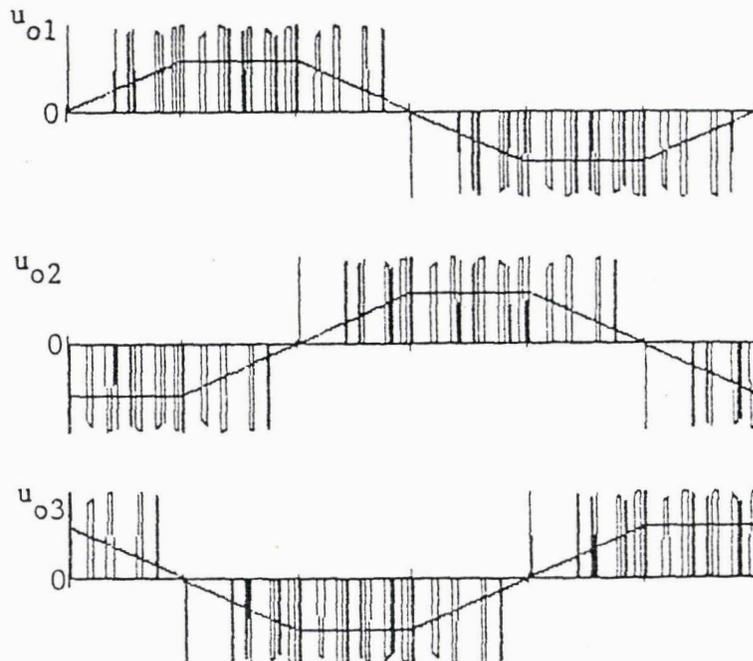


Figure 3.20

3.3.2. Simulation de l'ensemble convertisseur-machine . Résultats .

L'implantation de cette nouvelle commande ne soulève aucune difficulté puisque tous les blocs fonctionnels ont déjà été décrits (Chap.2, §2).

Nous y associons donc :

- un bloc redresseur

- un bloc hacheur où la place 3 réactualise la valeur de α en tenant compte de la formule 3.8
- un bloc onduleur dont les modulantes sont celles calculées dans les précédents paragraphes.

Les figures 3.21 et 3.22 présentent de nouveau les courants j_{o1} , i_{o1} , j_f et le couple pour deux valeurs du rapport cyclique ($\alpha_0 = 0,2$ et $\alpha_0 = 0,4$), pour un taux de modulation $Am = 0,98$ et un nombre d'impulsions par demi-période de $u_o(t)$, $Km = 159$. La fréquence de découpage du hacheur fictif est fixée à 4800 Hz.

Au vu de ces résultats, nous ne pouvons conclure au réel intérêt de cette compensation puisque d'une part, les courants ont une forme pratiquement identique et que, d'autre part, le couple électromagnétique est plus perturbé que lors des essais présentés aux figures 3.15 et 3.16.

Le fait d'éliminer la fréquence harmonique 300 Hz par un second découpage de la tension redressée fictive V_{int} , introduit des harmoniques indésirables dans les tensions de sortie $u_{om}(t)$ ($m=1,2$ ou 3). En effet, ces dernières grandeurs étant issues de trois produits de fonctions successifs, au lieu de deux dans le cas de la précédente stratégie, les harmoniques qui en résultent sont une composition des trois fréquences intervenant dans ces opérations.

Les figures 3.23, 3.24 et 3.25 représentent respectivement :

- le spectre d'une onde trapézoïdale d'amplitude égale à $0,4.U_c$ (U_c tension continue constante) ;

Figure 3.23a : harmoniques de fréquence comprise entre 0 et 5 kHz. Amplitudes ramenées à celle du fondamental.

Figure 3.23b : harmoniques de fréquence comprise entre 0 et 1,5 kHz. Amplitudes ramenées à 5% de celle du fondamental.

- le spectre d'une onde dont le "fondamental" est de forme trapézoïdale, issue de la fonction Redresseur/Onduleur à M.L.I. pour $Am = 0,4$ et $Km = 75$ (d'où $f_d = Km.f_o \neq 1200$ Hz). Les 3.24a et b utilisent les mêmes échelles que précédemment.

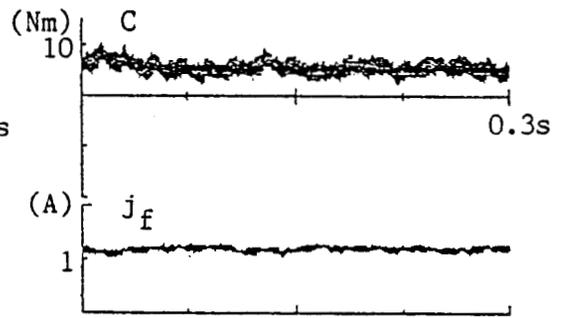
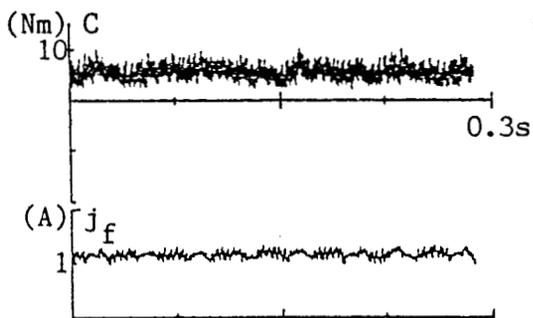
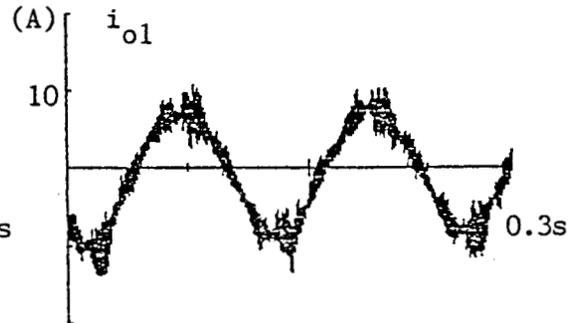
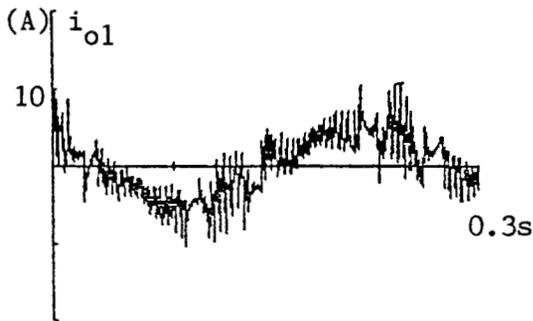
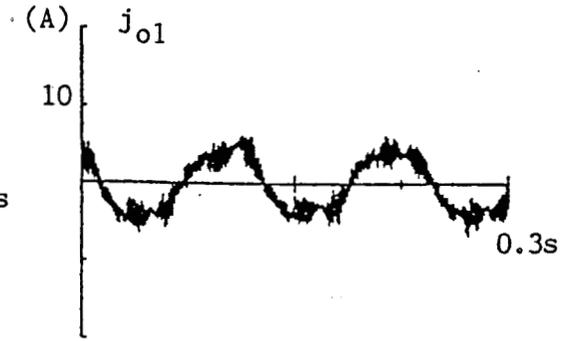
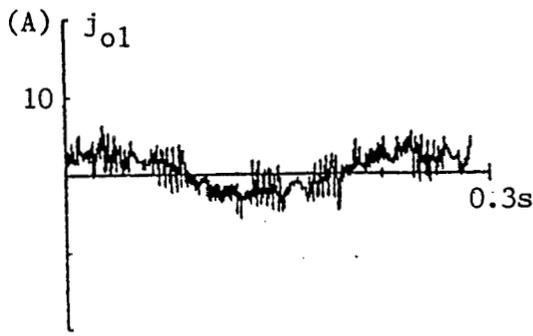


Figure 3.21

Figure 3.22

$A_m = 0,98$ $K_m = 159$
 $\alpha_0 = 0,2$ $f_d = 4800 \text{ Hz}$
 $N_m = 120 \text{ tr/mn}$

$A_m = 0,98$ $K_m = 159$
 $\alpha_0 = 0,4$ $f_d = 4800 \text{ Hz}$
 $N_m = 260 \text{ tr/mn}$

Fonction Redresseur/Hacheur compensé/Onduleur à M.L.I.

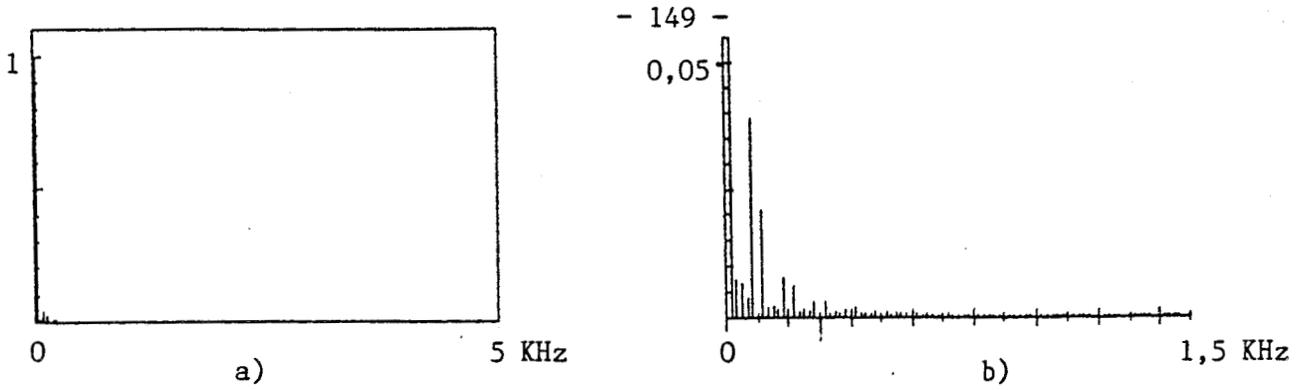


Figure 3.23

Valeur eff. du fondam.	: 93.94 V
Valeur eff. du signal	: 94.04 V
Taux harmon.	: .998

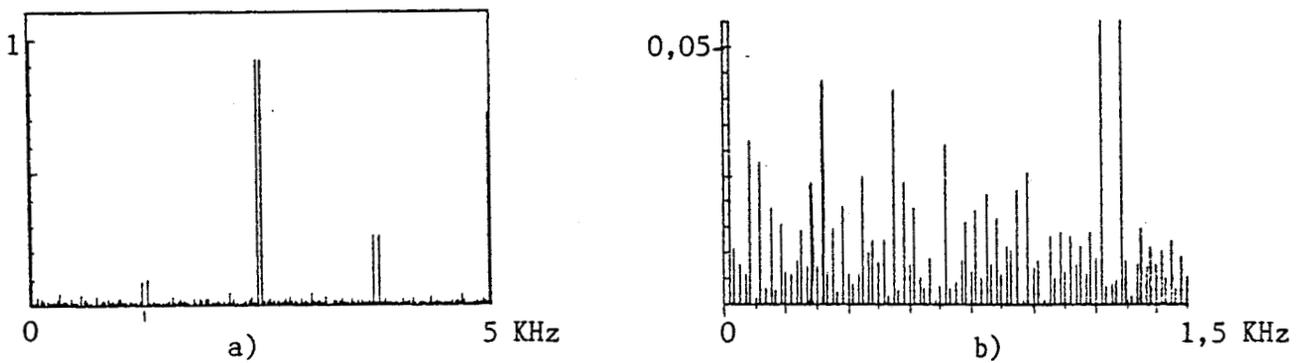


Figure 3.24

Valeur eff. du fondam.	: 45.07 V
Valeur eff. du signal	: 109.72 V
Taux harmon.	: .410

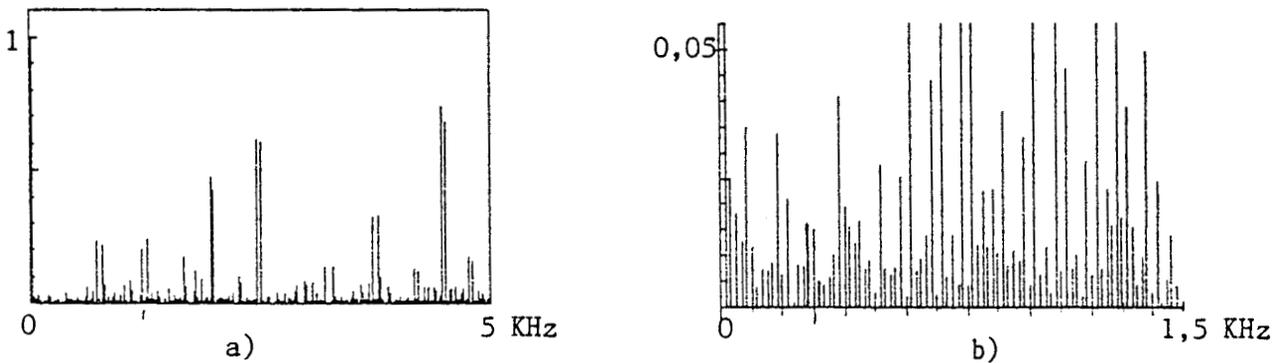


Figure 3.25

Valeur eff. du fondam.	: 45.34 V
Valeur eff. du signal	: 109.92 V
Taux harmon.	: .412

Comparaison des spectres des tensions de forme trapézoïdale obtenues par différentes stratégies.

- 3.23 : trapèze idéal.
- 3.24 : fonction Redresseur/Onduleur à M.L.I.
- 3.25 : fonction Redresseur/Hacheur compensé/Onduleur à M.L.I.

- le spectre d'une onde dont le "fondamental" est de forme trapézoïdale, issue de la fonction Redresseur/Hacheur compensé/Onduleur à M.L.I. pour $\alpha_0=0,4$, $f_{d_{hach}}=4800$ Hz, $A_m=0,98$ et $K_m=75$. Les repères sont identiques.

La nature peu inductive de la machine synchrone nous oblige à tenir compte de tous les harmoniques composant les tensions d'alimentation du stator. Chaque fréquence parasite conduit à une oscillation des courants donc du couple électromagnétique.

La compensation du rapport cyclique du hacheur agit correctement sur les fréquences $(6n \pm 1)f_i$ puisqu'elles passent de 4,5 à 1,5%.

En revanche, les harmoniques de rang bas engendrés par les découpages successifs de la tension continue fictive sont susceptibles de créer des battements du courant, donc du couple électromagnétique.

Ces résultats nous amènent à penser que l'alimentation de la machine synchrone par le convertisseur direct ne peut être améliorée qu'à condition de n'agir que sur la commande de l'onduleur à M.L.I. En effet, nous pourrions envisager l'élimination de l'harmonique de fréquence 300Hz par compensation de la largeur de chaque impulsion générée par la M.L.I. en fonction de la position de cette impulsion dans une période de la tension redressée fictive V_{int} .

CONCLUSION

Après avoir rappelé la méthode d'analyse et le modèle mathématique de la machine synchrone à entrefer variable et amortisseurs, nous avons montré, dans ce chapitre, que l'autopilotage de la machine par le convertisseur direct était possible.

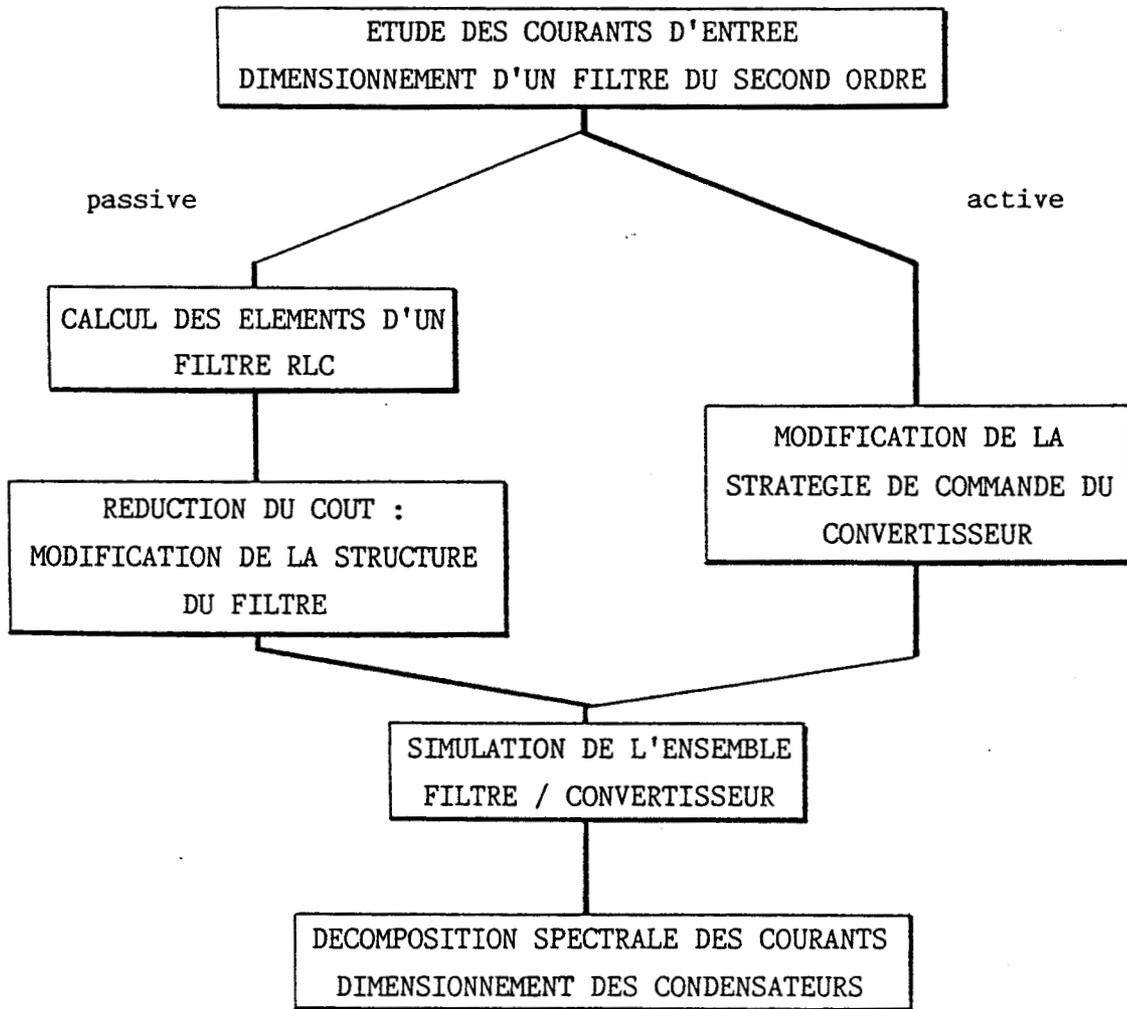
Malgré la complexité de la machine, nous arrivons à un modèle de simulation qui constitue une bonne approche sans toutefois être d'une lourdeur excessive. Les résultats obtenus avec celui-ci nous permettent donc de supposer fiables les simulations qui ont suivi.

Dans un premier temps, nous avons alimenté la machine par des créneaux de largeur 120 degrés et d'amplitude moyenne variable, mais les résultats ne sont pas satisfaisants dans la mesure où l'onde de couple possède une ondulation importante. Cette solution n'est donc envisageable qu'avec des machines dont le plat des fem trapézoïdales est de largeur 120°.

Dans un deuxième temps, compte tenu de la forme de ces fem, et puisque l'alimentation doit être triphasée, nous appliquons aux enroulements statoriques des tensions dont le fondamental est l'image des fem. L'ondulation du couple est alors très réduite et la stratégie de commande peut être retenue puisqu'elle répond au critère de choix.

Enfin, une troisième stratégie est envisagée, mais ce qui serait peut-être appréciable pour l'alimentation d'une machine asynchrone ne l'est pas pour la machine synchrone ici étudiée.

QUATRIEME PARTIE



CHAPITRE QUATRIEME

DEFINITION, CHOIX ET OPTIMISATION

DU FILTRE D'ENTREE

L'inconvénient majeur des convertisseurs directs est la génération de courants harmoniques importants au réseau. Nous envisageons une solution possible pour pallier ce problème qui consiste à utiliser un filtre triphasé de taille réduite en entrée, accompagné d'une stratégie de commande améliorée du convertisseur dans le but d'optimiser les performances et le coût de l'ensemble.

1. ELEMENTS DE CHOIX D'UN FILTRE

1.1. REDUCTION DES TAUX D'HARMONIQUES

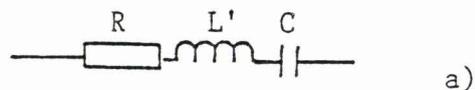
Lorsque des perturbations générées par une installation sur le réseau d'alimentation deviennent inacceptables, il convient de les réduire efficacement, dans des proportions fixées par des normes industrielles ou grand public (NF, VDE, CEI, FCC...). Elles considèrent qu'il n'apparaît pas de perturbation dans une installation tant que le taux de distorsion ne dépasse pas 5%. De 5% à 10%, des difficultés peuvent apparaître, et, au delà de 10%, les problèmes doivent être pris en compte./36/

Deux types de solutions sont envisageables :

- éviter la création d'harmoniques de courants en utilisant le couplage dodécaphasé sur les transformateurs placés entre le réseau et l'utilisation. Cette disposition élimine les harmoniques $12n \pm 1$ ($n=1,2,3\dots$) et réduit notablement les harmoniques intermédiaires de rang bas (5,7...17,19...);

- éliminer les harmoniques en les absorbant avec des filtres qui présentent une impédance faible à la fréquence de rang n concernée. On distingue deux types de filtres :

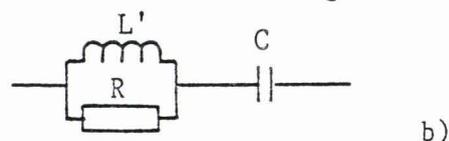
* Filtre résonnant



Facteur de qualité $Q = L' \omega_n / R$ à la fréquence de rang n

Figure 4.1

* Filtre du deuxième ordre amorti



Facteur de qualité $Q = R / L' \omega_n$ à la fréquence de rang n

L'élimination de chaque harmonique nécessite un filtre accordé sur la fréquence correspondante.

Une solution industrielle consiste à utiliser un filtre d'ordre 2 amorti dont les performances réduites sont compensées par une économie d'éléments réactifs et un nombre limité ou nul de prises d'accord. Pour conserver l'un des avantages de la structure directe sur la structure indirecte (absence de filtre intermédiaire), il convient de réduire au maximum les dimensions et le coût du filtre triphasé d'entrée.

Dans ces conditions, nous mettons en œuvre un filtre du second ordre - RLC série - dont l'inductance parasite et inévitable du réseau d'alimentation en forme la partie inductive.

1.2. SCHEMA EQUIVALENT MONOPHASE DE L'INSTALLATION

1.2.1. Comportement de l'ensemble vis-à-vis des courants

Les équipements munis d'électronique de puissance ne sont pas des sources de tensions harmoniques mais des sources de courants qui produisent des tensions selon les caractéristiques du réseau auquel ils sont raccordés.

Le récepteur se comporte donc comme un générateur de courants harmoniques provoquant des distorsions sur le réseau (Figure 4.2). Celui-ci se réduit à une inductance L_r pour ces harmoniques de rang h .

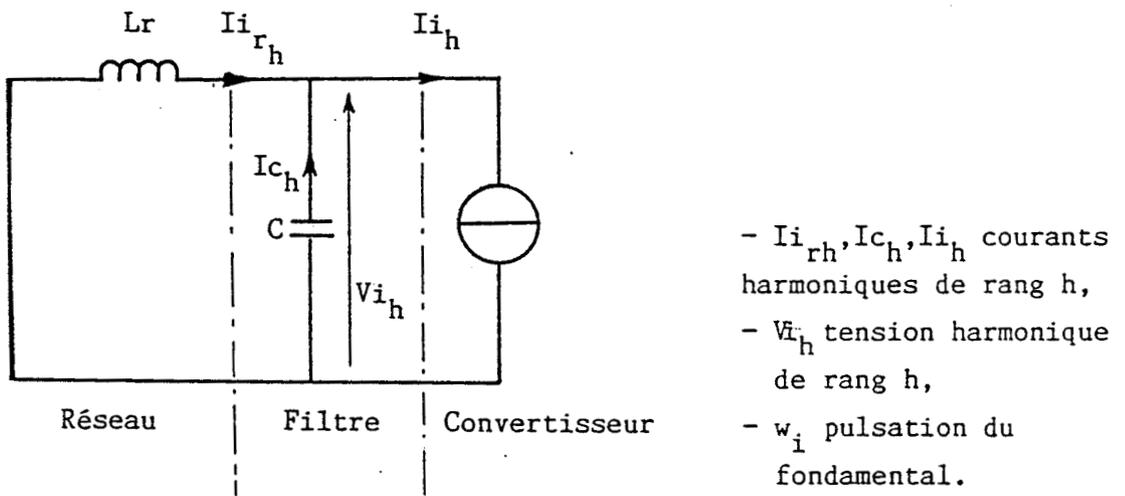


Figure 4.2. Schéma équivalent monophasé de l'ensemble réseau-filtre-convertisseur pour les courants

Pour l'harmonique de pulsation $h \cdot \omega_i$

$$\underline{I}_{i_{rh}} = - \underline{V}_{i_h} / jLr h \omega_i \quad \text{et} \quad \underline{I}_{i_h} = \underline{I}_{i_{rh}} + \underline{I}_{c_h}$$

$$= - \underline{V}_{i_h} \left(\frac{1}{jLr h \omega_i} + jC \omega_i h \right)$$

d'où le rapport :

$$\frac{\underline{I}_{i_{rh}}}{\underline{I}_{i_h}} = \frac{1}{jLrhw_i \left(\frac{1}{jLrw_i h} + jCw_i h \right)} = \frac{1}{1 - LrCw_i^2 h^2}$$

Comme la pulsation de résonance w_r du circuit L.C. s'écrit :

$$w_r = \frac{1}{\sqrt{LrC}} \quad , \quad \text{en posant } x = w_r/w_i = \frac{1}{\sqrt{LrCw_i^2}} \quad , \quad \text{l'équation précédente}$$

devient :

$$\frac{\underline{I}_{i_{rh}}}{\underline{I}_{i_h}} = \frac{1}{1 - \frac{h^2}{x^2}} \quad \text{en module} \quad \frac{I_{i_{rh}}}{I_{i_h}} = \frac{1}{\left| 1 - \frac{h^2}{x^2} \right|} \quad (4.1)$$

Les harmoniques de courant $\underline{I}_{i_{rh}}$ s'affaiblissent au fur et à mesure que le rang h augmente.

1.2.2. Comportement de l'ensemble vis-à-vis de la tension

Les chapitres précédents montrent que le fondamental des courants d'entrée I_{i_1} du convertisseur (sans filtre) est en phase avec la tension simple d'entrée V_i correspondante, jusqu'ici supposée parfaitement sinusoïdale. Dans ces conditions, on peut admettre que la charge est considérée comme une résistance R en ce qui concerne ce fondamental (figure 4.3).

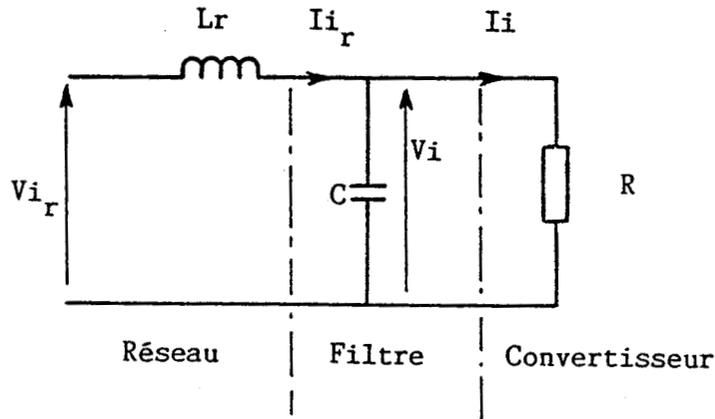


Figure 4.3 Schéma équivalent monophasé de l'ensemble réseau-filtre-convertisseur pour le fondamental

Puisque $v_{i_r} = V_{i_r} \cdot \sin w_i t$

$$\underline{V}_{i_1} = \frac{\underline{V}_{i_r}}{1 + jLr w_i (G + jCw_i)} = \frac{\underline{V}_{i_r}}{1 - LrCw_i^2 + jLrGw_i}$$

On pose $x = w_r / w_i = 1 / \sqrt{LrCw_i^2}$

$$\frac{\underline{V}_{i_1}}{\underline{V}_{i_r}} = \frac{1}{1 - \frac{1}{x^2} + jLrGw_i} \quad \text{d'où} \quad \left| \frac{V_{i_1}}{V_{i_r}} \right| = \frac{1}{\sqrt{(1 - \frac{1}{x^2}) + (LrGw_i)^2}}$$

Si l'on peut négliger $LrGw_i$ devant $(1 - \frac{1}{x^2})$ en dehors de la résonance, alors :

$$\frac{V_{i_1}}{V_{i_r}} \neq \frac{1}{\left| 1 - \frac{1}{x^2} \right|} \quad (4.2)$$

L'amplitude du fondamental de la tension d'entrée V_{i_1} du convertisseur se rapproche de l'amplitude de la tension du réseau V_{i_r} si la pulsation de résonance w_r du filtre s'éloigne de la pulsation w_i des tensions d'alimentation V_{i_r} .

1.3. CHOIX DES ELEMENTS D'UN FILTRE DU SECOND ORDRE

A partir des équations (4.1) et (4.2), nous traçons les courbes de gain $I_{i_{rh}} / I_{i_h}$ et V_{i_1} / V_{i_r} respectivement en fonction des grandeurs relatives $h.w_i / w_r$ et w_i / w_r (figure 4.4 a/b)

Si le premier harmonique non négligeable des courants d'entrée est d'ordre n , la condition sur la pulsation de résonance du circuit L.C s'écrit :

$$w_i < w_r < n.w_i \quad (4.3)$$

ou $1 < x < n$

Cette condition est d'autant plus facile à réaliser que n est grand.

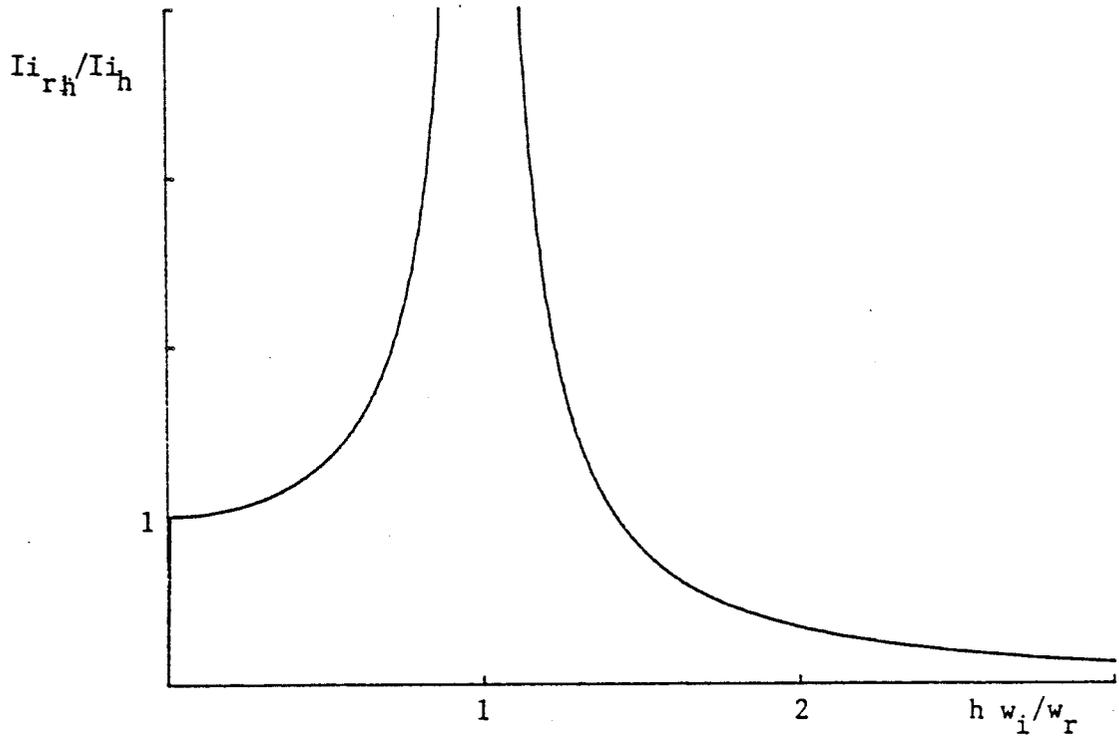
L'affaiblissement A du premier harmonique de courant (rang n) constitue un des critères de choix des éléments du filtre ./37//38/

$$\frac{I_{i_{rn}}}{I_{i_n}} = \frac{1}{A} \quad \text{et} \quad \frac{I_{i_{rn}}}{I_{i_n}} = \frac{1}{\left| 1 - (n^2/x^2) \right|}$$

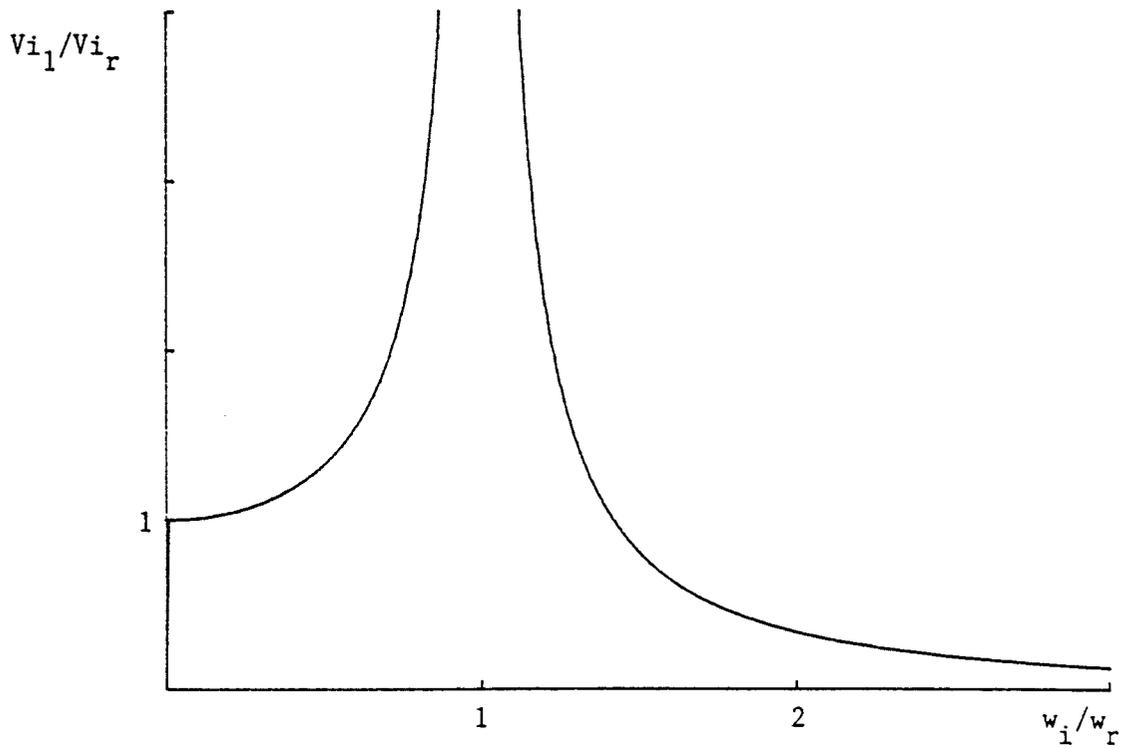
d'où $x = \frac{n}{\sqrt{1+A}} = \frac{w_r}{w_i} = \frac{1}{\sqrt{LrCw_i^2}}$

Pour obtenir un affaiblissement supérieur ou égal à A , il faut satisfaire la nouvelle condition :

$$LrCw_i^2 \geq \frac{1+A}{n^2} \quad (4.4)$$



a) Atténuation des harmoniques du courant appelé au réseau en fonction de la pulsation de résonance du filtre



b) Amplitude du fondamental de la tension d'entrée en fonction de la pulsation de résonance du filtre

Figure 4.4 a,b

Remarque : L'utilisation de batteries de condensateurs pour la compensation de l'énergie réactive fixe, en règle générale, la valeur de la puissance réactive nécessaire donc la valeur de la capacité. Cette capacité est répartie entre les différents filtres, s'ils existent, et les inductances associées sont calculées en fonction des accords souhaités.

Dans le cas qui nous intéresse, la démarche est opposée, puisque les inductances sont imposées par le réseau d'alimentation. Les capacités sont donc calculées pour accorder le filtre à la pulsation ω_r souhaitée. Celles-ci surcompensent l'installation puisque le convertisseur, nous l'avons vu, n'absorbe pas de puissance réactive.

Il y a donc lieu de limiter la valeur des capacités pour que le facteur de puissance à l'entrée de l'ensemble ne devienne trop inférieur à l'unité — le courant étant alors en avance sur la tension.

Le réseau de courbes de la figure 4.5 représente l'atténuation A de l'harmonique de courant de rang h en fonction du rapport ω_r/ω_i (équation 4.4). Il permet de choisir la pulsation de résonance en fonction de l'atténuation désirée du premier harmonique restant. Le rapport ω_r/ω_i doit satisfaire l'inégalité (4.3).

Pour s'assurer que le filtre n'atténue pas trop le fondamental de la tension d'entrée V_{i_r} du convertisseur, nous traçons dans le même repère la courbe V_{i_1}/V_{i_r} d'équation (4.2).

Par conséquent, la pulsation de résonance du filtre doit être choisie de telle façon que le rapport V_{i_1}/V_{i_r} soit proche de 1.

Il est également nécessaire que la fréquence de coupure du filtre soit très supérieure à la fréquence des tensions d'alimentation pour que la capacité du condensateur soit la plus faible possible afin de ne pas créer trop de puissance réactive.

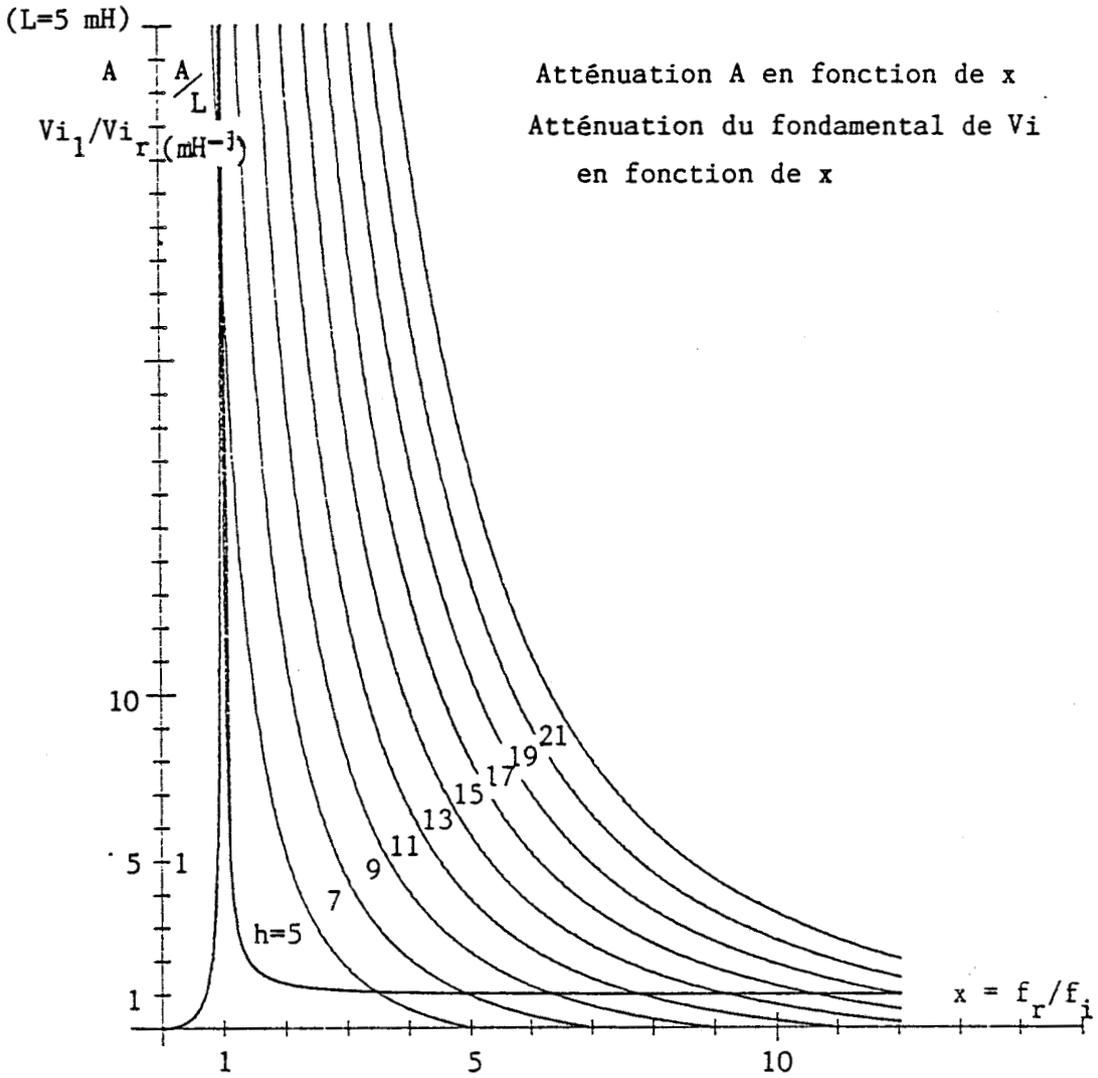


Figure 4.5

Le réseau de courbes de la figure 4.6 permet de choisir la valeur du condensateur en fixant préalablement l'atténuation A désirée pour l'harmonique de rang h, l'inductance L_r du réseau étant connue.

Le tableau 4.1 donne les résultats obtenus dans le cas où le courant d'entrée du convertisseur est une onde rectangulaire bipolaire symétrique. Dans cet exemple, on choisit d'atténuer le courant appelé au réseau pour l'harmonique de rang 5, dans le rapport 5 ; à partir des courbes 4.5, on obtient alors l'atténuation des harmoniques de rang supérieur.

h	5	7	9	11	13	15	////////
I_{i_h}/I_{i_r}	20	14	11	9	7,6	6,6 (%)	$Th_i=95,8$
A	5	12	21	30	> 30		////////
$i_{rh}/I_{i_{r1}}$	4	1,2	0,5	0,3	< 0,25	(%)	$Th_{ir}=99,9$

Tableau 4.1

La valeur de L_r étant de 5 mH, on déduit à partir des courbes de la figure 4.6 la valeur de C soit 500 μF . Il est certain que ce choix, comme le prouvent les valeurs données par le tableau 4.1, garantit un courant appelé au réseau quasi-sinusoidal.

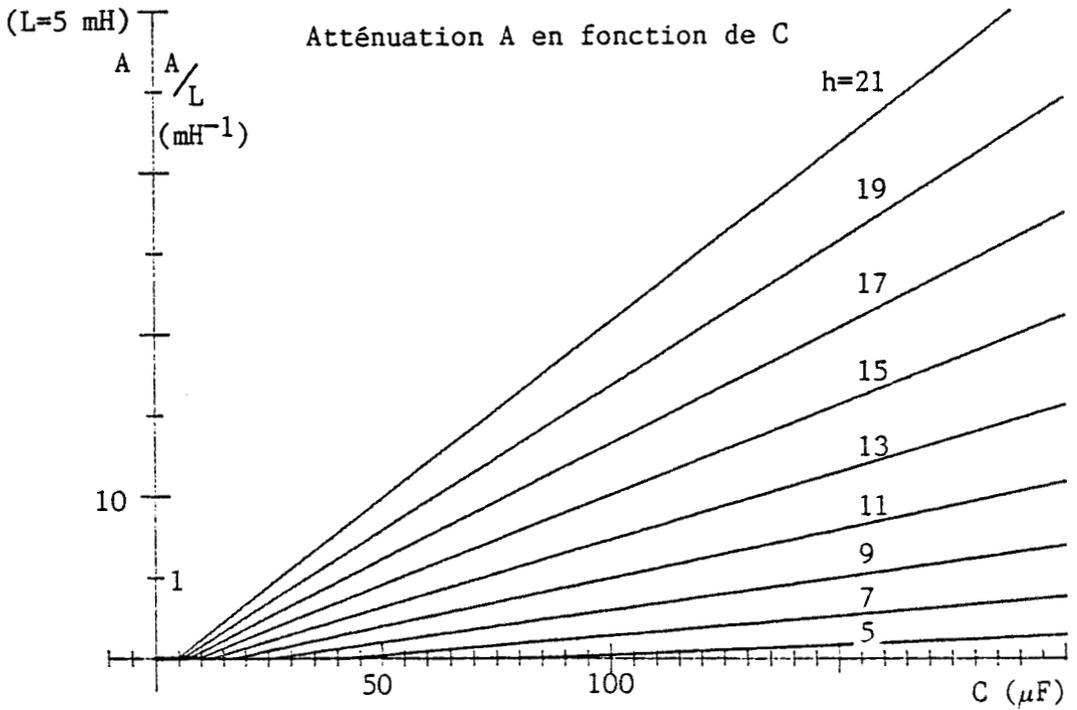
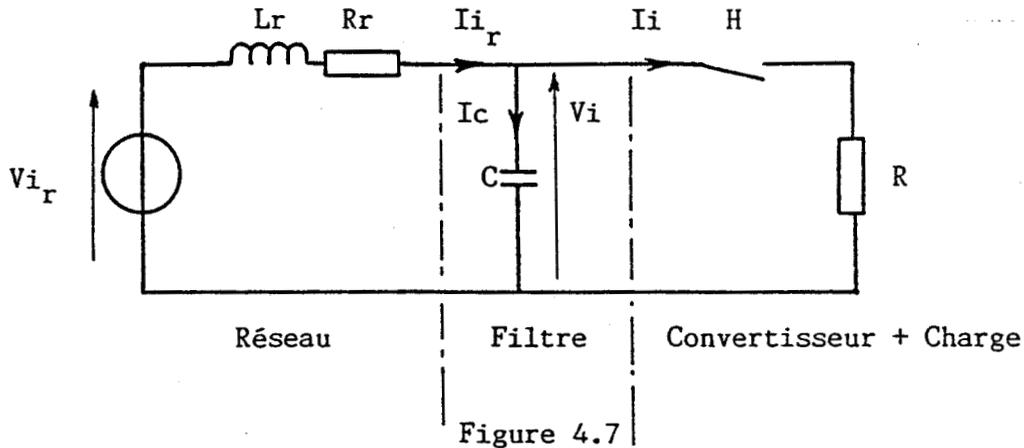


Figure 4.6

1.4. APPLICATION

1.4.1. Filtre R.L.C. monophasé

Pour étudier le comportement d'un filtre LC et les conséquences sur son environnement, nous utilisons un modèle monophasé de l'ensemble (figure 4.7).



Le convertisseur travaillant en commutation forcée, avec une source de tension en entrée, il est possible de le modéliser par un interrupteur totalement contrôlé, et commutant à une fréquence de découpage $f_d = 1000$ Hz par exemple.

a) Equations de fonctionnement

Le système étudié est à topologie variable et il existe deux configurations possibles suivant que l'interrupteur H est ouvert ou fermé. Le fonctionnement est donc régi par deux systèmes d'équations d'état distincts.

Interrupteur H fermé

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{i_r} \\ v_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_r/L_r & -1/L_r \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{i_r} \\ v_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_r \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{i_r} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Interrupteur H ouvert

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{i_r} \\ v_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Rr/Lr & -1/Lr \\ 1/C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{i_r} \\ v_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/Lr \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{i_r} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

La résolution numérique directe de ces équations mises sous la forme générale

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot U \quad (4.7)$$

exige l'inversion de la matrice A.

Pour éviter cette opération (d'ailleurs impossible en cas de singularité) et dans l'objectif de minimiser le temps de calcul, on la met sous la forme suivante : /39/

$$\dot{X}^* = A^* \cdot X^* \quad (4.8)$$

qui a pour solution directe

$$X_{(N+1)}^* = e^{A^* \cdot \Delta t} \cdot X_{(N)}^* \quad (4.9)$$

L'annexe 4 précise la méthode conduisant à cette transformation qui aboutit, dans l'application, aux résultats suivants:

Interrupteur H fermé

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{i_r} \\ v_i \\ V_{i_{r_m}} \cdot \cos w_i t \\ V_{i_{r_m}} \cdot \sin w_i t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Rr/Lr & -1/Lr & 0 & 1/Lr \\ 1/C & -1/RC & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -w_i \\ 0 & 0 & w_i & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{i_r} \\ v_i \\ V_{i_{r_m}} \cdot \cos w_i t \\ V_{i_{r_m}} \cdot \sin w_i t \end{bmatrix}$$

(4.10)

Interrupteur H ouvert

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{i_r} \\ v_i \\ V_{i_{r_m}} \cdot \cos w_i t \\ V_{i_{r_m}} \cdot \sin w_i t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Rr/Lr & -1/Lr & 0 & 1/Lr \\ 1/C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -w_i \\ 0 & 0 & w_i & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{i_r} \\ v_i \\ V_{i_{r_m}} \cdot \cos w_i t \\ V_{i_{r_m}} \cdot \sin w_i t \end{bmatrix}$$

(4.11)

b) Applications et résultats de simulation

L'interrupteur H a une fréquence de hâchage $f_d = 1000$ Hz. Les premiers harmoniques non nuls sont autour de f_d , donc d'ordre 19 et 21 puisque la fréquence de la tension d'alimentation est $f_i = 50$ Hz.

Si l'on désire les atténuer dans un rapport égal à 10 environ, on trouve le rapport $f_r/f_i = 6$, déduit de la figure 4.5.

Supposons : $L_r = 5 \text{ mH}$ inductance d'une phase du réseau
 $R_r = 5 \Omega$ résistance d'une phase du réseau
 $R = V_{\text{nom}} / I_{\text{nom}} = 127/3 \approx 40 \Omega$. Résistance équivalente
à la charge au point nominal.
 $V_{i_r} = 127 \text{ V}$ valeur efficace de la tension d'alimentation

la figure 4.6 donne $C = 60 \mu\text{F}$.

Nous regroupons les résultats et courbes obtenus dans ces conditions à la figure 4.8.

Les mêmes essais sont réalisés avec un condensateur de capacité $C=20 \mu\text{F}$ (figure 4.9). L'atténuation des harmoniques 19 et 21 n'est plus que d'environ 2,5 à 3,5.

c) Conclusion

Cette méthode s'utilise très simplement à condition de connaître la valeur approchée de l'impédance présentée par le réseau au point où l'on raccorde l'installation.

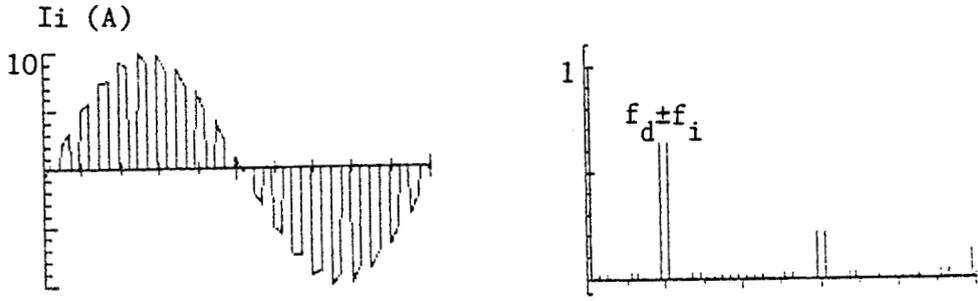
Des essais sont bien sûr nécessaires pour corroborer les résultats de la simulation.

Cependant, aucune hypothèse n'a été faite sur la qualité du condensateur. L'ensemble réseau-filtre doit se comporter comme une source de tension alimentant le convertisseur ce qui implique que le courant I_i doit pouvoir subir des discontinuités importantes. Or, I_{i_r} est une grandeur d'état et ne peut par conséquent en subir. Comme :

$$I_i = I_{i_r} - I_c$$

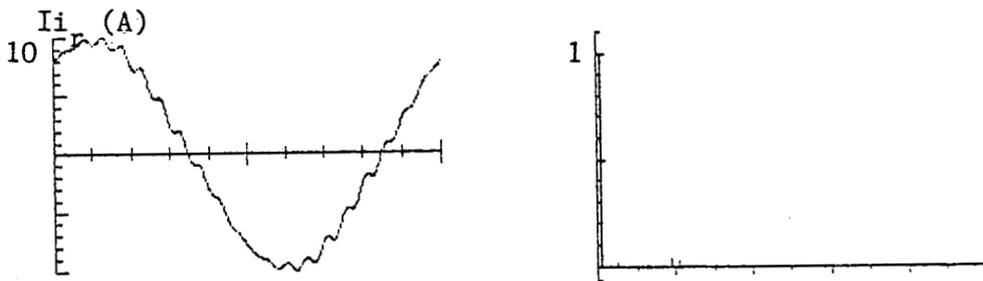
c'est le condensateur C qui, étant un réservoir d'énergie, supporte ces discontinuités avec des $(di/dt)_{\text{max}}$ qui peuvent atteindre couramment $100 \text{ A} / \mu\text{s}$.

La qualité et la technologie du condensateur, la qualité des connexions s'avèrent donc très importantes lors de la conception du filtre.



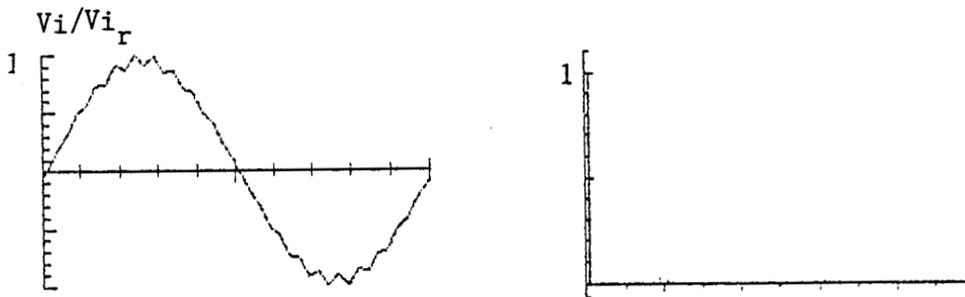
Valeur efficace du fondamental $I_{i1} = 1,45A$

Valeur efficace du signal $I_i = 2,05A$



Valeur efficace du fondamental $I_{i_{r1}} = 2,72A$

Valeur efficace du signal $I_{i_r} = 2,73 A$



Valeur efficace du fondamental $V_{i1} = 122,58V$

Valeur efficace du signal $V_i = 122,64V$

$$L_r = 5 \text{ mH}$$

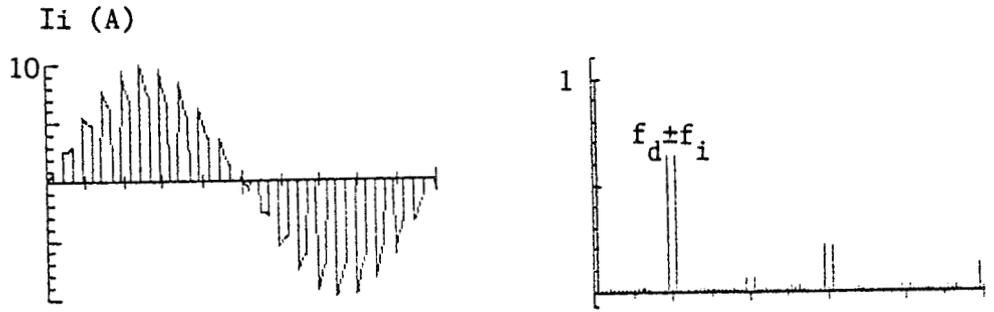
$$C = 60 \text{ } \mu\text{F}$$

$$f_d = 1000 \text{ Hz}$$

$$R_r = 5 \text{ } \Omega$$

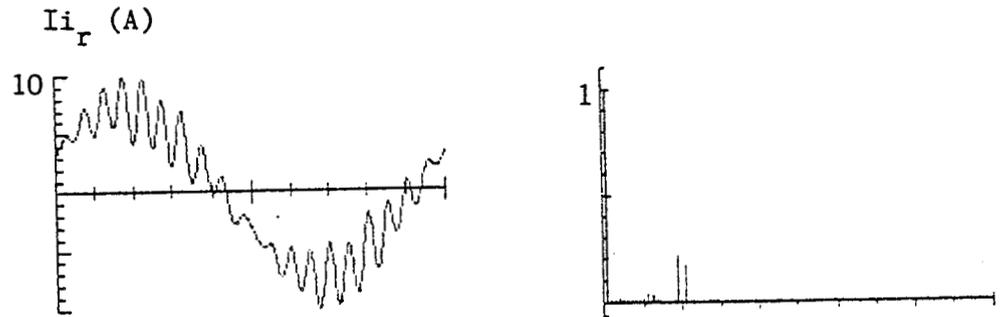
$$V_{i_{r_m}} = 127 \sqrt{2} \text{ V}$$

Figure 4.8



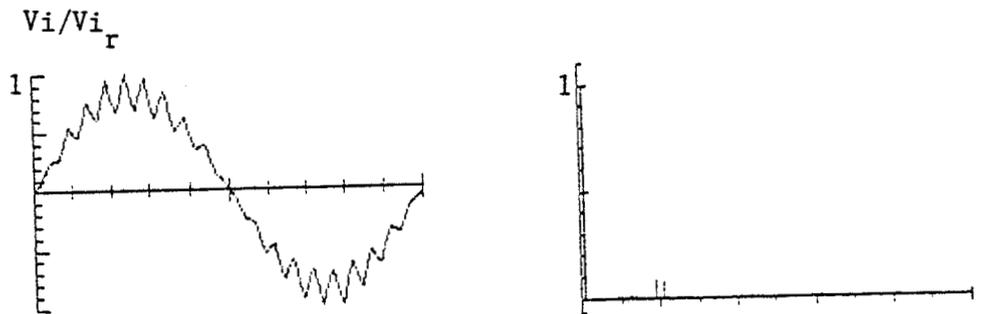
Valeur efficace du fondamental $I_{i1} = 1,39A$

Valeur efficace du signal $I_i = 1,98A$



Valeur efficace du fondamental $I_{i_r1} = 1,59A$

Valeur efficace du signal $I_{i_r} = 1,65A$



Valeur efficace du fondamental $V_{i1} = 120,90V$

Valeur efficace du signal $V_i = 121,70V$

$$L_r = 5 \text{ mH}$$

$$C = 20 \text{ } \mu\text{F}$$

$$f_d = 1000 \text{ Hz}$$

$$R_r = 5 \text{ } \Omega$$

$$V_{i_{r_m}} = 127 \sqrt{2} \text{ V}$$

Figure 4.9

1.4.2. Filtre LC monophasé. modélisation du condensateur

Reprenons le filtre précédent en tenant compte de l'inductance parasite L_c composée de l'inductance série du condensateur et des inductances dues aux connexions. Le schéma de la figure 4.7 devient :

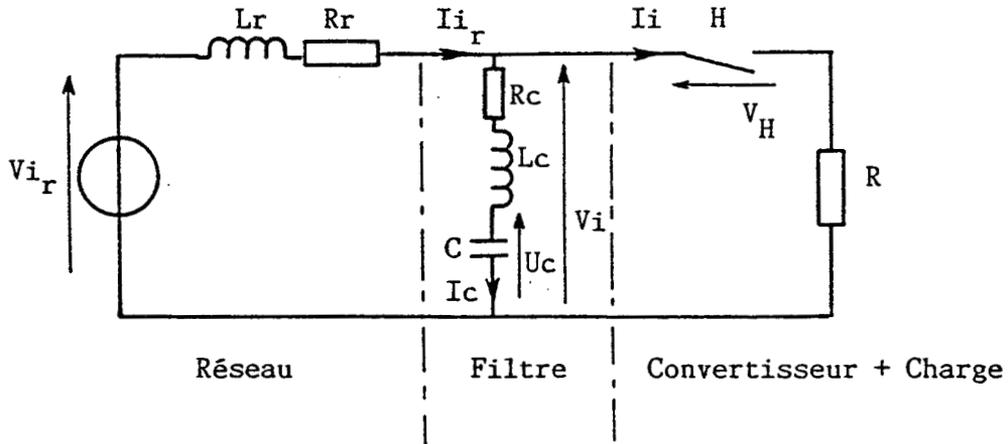


Figure 4.10

Les nouvelles variables d'état sont :

- . I_{i_r} le courant dans l'inductance L_r
- . I_c le courant dans l'inductance L_c
- . U_c la tension aux bornes du condensateur

Les matrices A^* relatives à chacune des deux configurations possibles du système sont :

$$A^* = \begin{bmatrix} -\frac{R_r+R}{L_r} & \frac{R}{L_r} & 0 & 0 & 1/L_r \\ R/L_c & -\frac{R+R_c}{L_c} & -1/L_c & 0 & 0 \\ 0 & 1/C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_i \\ 0 & 0 & 0 & \omega_i & 0 \end{bmatrix} \quad \text{avec } X^* = \begin{bmatrix} i_{i_r} \\ i_c \\ u_c \\ V_{i_r_m} \cdot \cos \omega_i t \\ V_{i_r_m} \cdot \sin \omega_i t \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Interrupteur H ouvert

$$A^* = \begin{bmatrix} -\frac{R_r+R_c}{L_r+L_c} & 0 & -\frac{1}{L_r+L_c} & 0 & \frac{1}{L_r+L_c} \\ 0 & -\frac{R_r+R_c}{L_r+L_c} & -\frac{1}{L_r+L_c} & 0 & \frac{1}{L_r+L_c} \\ 1/C & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_i \\ 0 & 0 & 0 & \omega_i & 0 \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Les résultats de la simulation avec les mêmes valeurs de L_r , R_r , C , R , $V_{i_r_m}$, f_d et pour :

- . $L_c = 5 \mu\text{H}$ inductance parasite du condensateur
- . $R_c = 1 \Omega$ résistance parasite du condensateur
- . $(di/dt)_{\max} \neq 100\text{A}/\mu\text{s}$

sont présentés à la figure 4.11.

Les brusques variations du courant dues à la fermeture et à l'ouverture de l'interrupteur H créent des surtensions qui se superposent à la tension d'entrée du convertisseur.

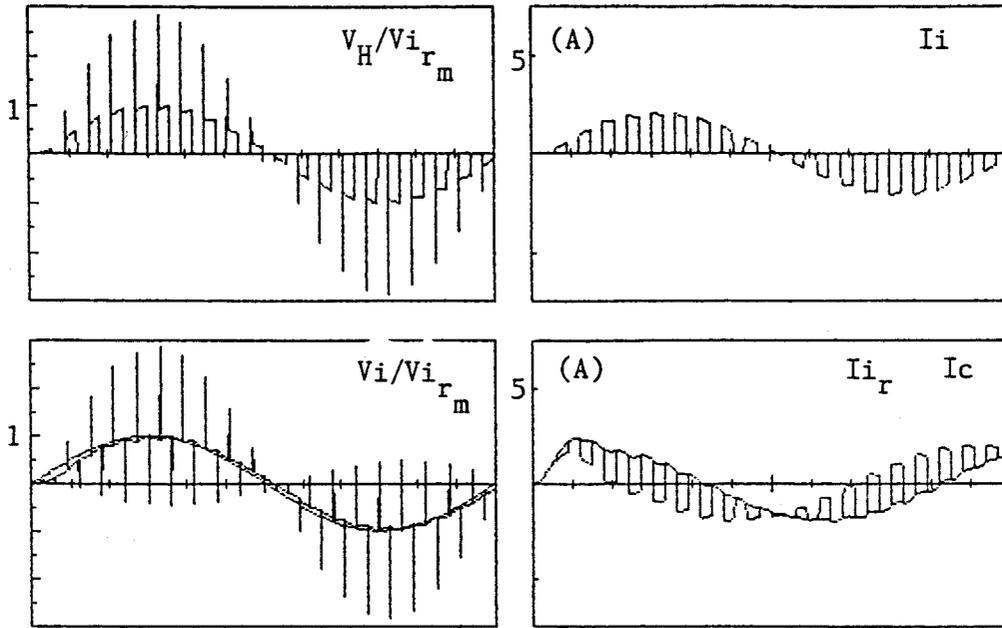


Figure 4.11

Dans ces conditions, la tension V_H aux bornes de H prend des valeurs prohibitives (de l'ordre de 2 à 3 $V_{i_{r_m}}$) qui peuvent entraîner la destruction des semi-conducteurs et limiter la durée de vie du condensateur.

D'où la nécessité d'une attention particulière au choix du condensateur, au montage des composants et à la qualité des connexions.

Les condensateurs généralement employés en électronique de puissance sont des *condensateurs de commutation* (diélectrique en polypropylène métallisé). Les connexions internes sont étudiées pour véhiculer de forts courants aux fréquences élevées (faible résistance série, très faible inductance série (< 10 nH)).

Ces condensateurs de qualité sont relativement onéreux. Leur coût augmente proportionnellement à la valeur de la capacité.

Pour réduire le coût de l'ensemble, nous pouvons agir soit sur la loi de commande du convertisseur pour augmenter le rang du premier harmonique non négligeable et ainsi réduire la valeur de la capacité, soit sur la structure du filtre et conserver un condensateur de filtrage de qualité moyenne.

2. OPTIMISATION DU COUT DU FILTRE

Il s'agit de lui permettre de recouvrer le comportement d'une source de tension, tout en conservant un condensateur de filtrage peu coûteux.

L'inductance série L_c parasite interdit des di/dt importants, inévitables en commutation forcée ; il suffit donc de placer en parallèle sur le premier, un second condensateur de commutation de faible capacité dont le rôle est d'assurer les discontinuités du courant d'entrée I_i . Son dimensionnement n'est alors fonction que du courant impulsionnel maximal admissible $(I \cdot t)_{\max}$.

La structure étudiée devient :

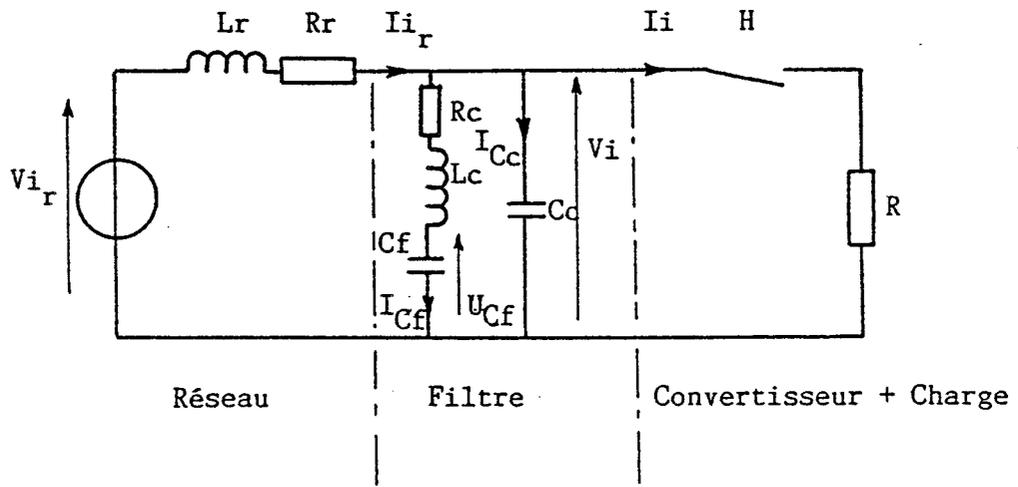


Figure 4.12

Une nouvelle variable d'état intervient et le vecteur d'état X est composé de :

- . I_{i_r} courant dans l'inductance L_r
- . I_{C_f} courant dans l'inductance parasite L_c du condensateur de filtrage C_f
- . U_{C_f} tension aux bornes du condensateur C_f
- . V_i tension aux bornes du condensateur de commutation C_c

2.1. EQUATIONS MATRICIELLES

Interrupteur H fermé

$$A^* = \begin{bmatrix} -R_r/L_r & 0 & 0 & -1/L_r & 0 & 1/L_r \\ 0 & -R_c/L_c & -1/L_c & 1/L_c & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_f & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_c & -1/C_c & 0 & -1/R_c C_c & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_i \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_i & 0 \end{bmatrix}$$

$$X^* = \begin{bmatrix} i_{i_r} \\ i_{C_f} \\ u_{C_f} \\ v_i \\ V_{i_r m} \cdot \cos \omega_i t \\ V_{i_r m} \cdot \sin \omega_i t \end{bmatrix}$$

(4.14)

Interrupteur H ouvert

$$A^* = \begin{bmatrix} -R_r/L_r & 0 & 0 & -1/L_r & 0 & 1/L_r \\ 0 & -R_c/L_c & -1/L_c & 1/L_c & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_f & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_c & -1/C_c & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\omega_i \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega_i & 0 \end{bmatrix}$$

(4.15)

2.2. RESULTATS DE LA SIMULATION

Les essais présentés aux figures 4.13 et 4.14 ont été menés avec les valeurs suivantes :

- . grandeurs propres au réseau : $R_r = 5\Omega$ $L_r = 5\text{mH}$ $V_{i_r} = 127\text{V}$ $f_i = 50\text{Hz}$
- . capacité de filtrage : $R_c = 1\Omega$ $L_c = 5\mu\text{H}$ $C_f = 60\mu\text{F}$ et $20\mu\text{F}$
- . capacité de commutation : $C_c = 3\mu\text{F}$

sachant que la fréquence de découpage est de 1000Hz.

Les deux valeurs de la capacité de filtrage semblent convenir dans ce cas. En effet, la condition

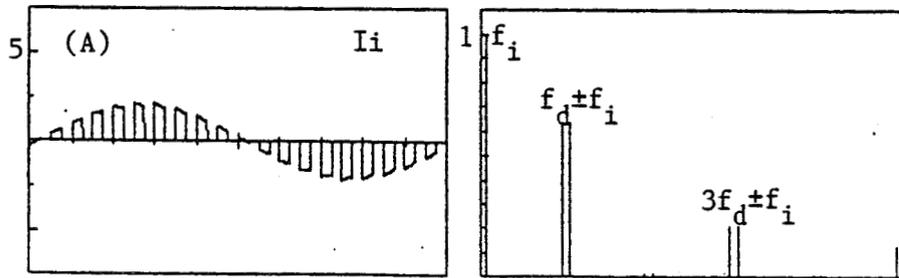
$$\omega_i < \omega_r < n \cdot \omega_i$$

reste vérifiée à la fois pour $C_f = 60\mu\text{F}$ et pour $C_f = 20\mu\text{F}$, comme en témoignent les courbes de gain respectives (figures 4.13b et 4.14b).

Dans les applications, la valeur à choisir pour C_f dépend évidemment du taux de pollution harmonique que l'on admet au réseau ainsi que de la qualité de l'onde alimentant le montage. Toutefois, il est important de noter que des filtres supplémentaires peuvent être nécessaires pour les circuits de synchronisation de la commande.

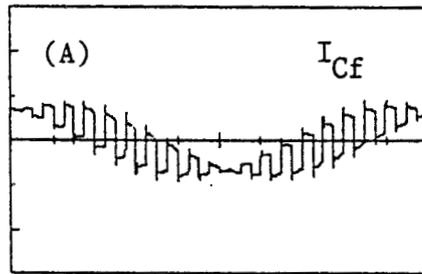
Enfin, les figures 4.13 à 4.16 mettent bien en évidence le rôle de la capacité de commutation et les problèmes qui apparaissent éventuellement quand elle est mal dimensionnée.

Les figures 4.17 a et b montrent que l'association des deux circuits réactifs peut être équivalente, dans une zone de fréquence, à un circuit du second ordre peu amorti si la valeur de la résistance série R_c est trop faible. Les échanges d'énergie qui ont alors lieu entre les deux branches provoquent des oscillations à la fréquence de résonance du pseudo second ordre, facile à identifier en traçant le diagramme de Bode associé au filtre (figure 4.17b) et en l'occurrence ici égale à 40 KHz environ.

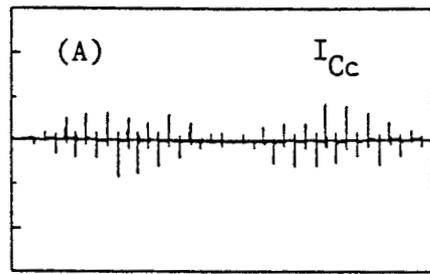


Courant d'entrée et son spectre

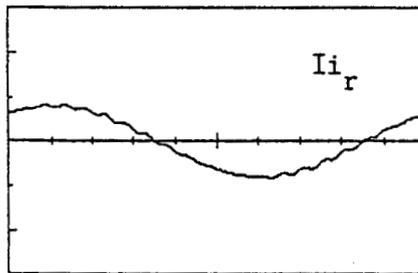
Valeur eff. du fondam. : 1.43 A
 Valeur eff. du signal : 2.03 A
 Taux harmon. en COURANT : .706



Courant I_{Cf}

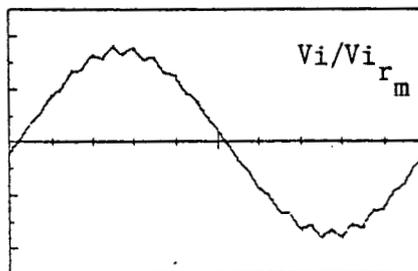
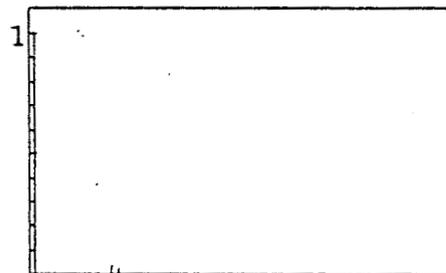


Courant I_{Cc}



Courant appelé au réseau et son spectre

Valeur eff. du fondam. : 2.84 A
 Valeur eff. du signal : 2.84 A
 Taux harmon. en COURANT : .999



Tension d'entrée et son spectre

Valeur eff. du fondam. : 122.56 V
 Valeur eff. du signal : 122.62 V
 Taux harmon. en TENSION : .031

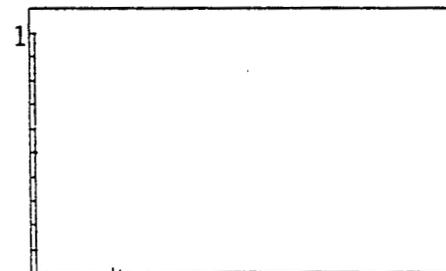
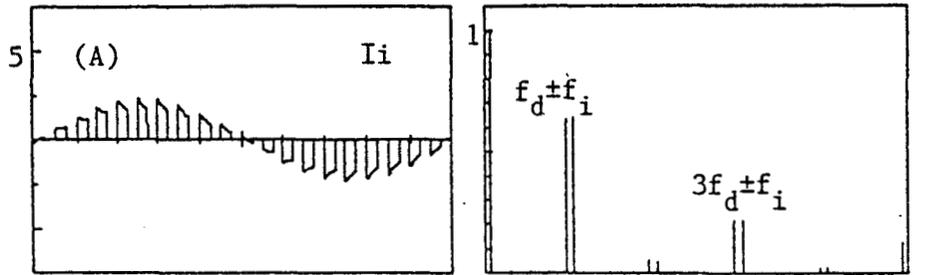


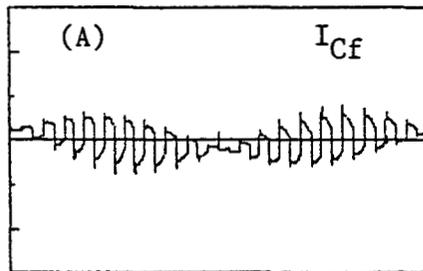
Figure 4.13a

$C_f = 60 \mu F$ - $C_c = 3 \mu F$ - $L_r = 5 \text{ mH}$ - $V_{i_r} = 127 \text{ V}$ - $R = 42 \Omega$ - $f_d = 1000 \text{ Hz}$
 $L_c = 5 \mu H$ - $R_r = 5 \Omega$ - $R_c = 1 \Omega$

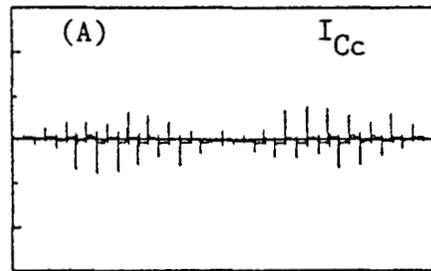


Courant d'entrée
et son spectre

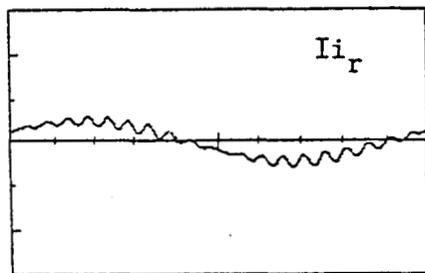
Valeur eff. du fondam. : 1.40 A
Valeur eff. du signal : 1.99 A
Taux harmon. en COURANT : .704



Courant I_{Cf}

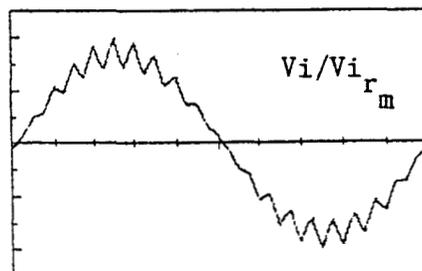


Courant I_{Cc}



Courant appelé au
réseau et son spectre

Valeur eff. du fondam. : 1.65 A
Valeur eff. du signal : 1.69 A
Taux harmon. en COURANT : .977



Tension d'entrée
et son spectre

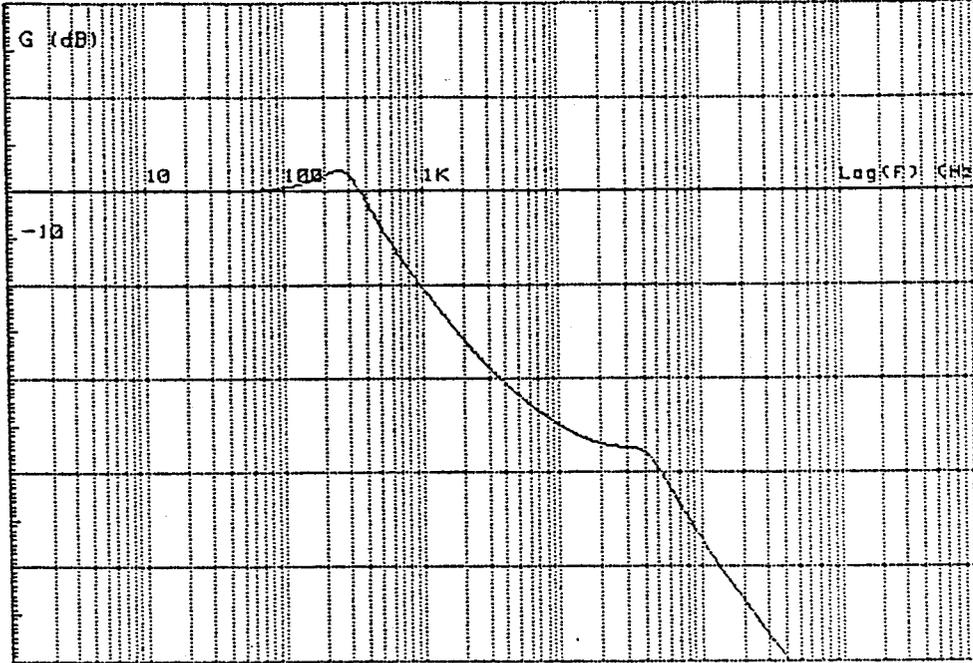
Valeur eff. du fondam. : 121.13 V
Valeur eff. du signal : 121.66 V
Taux harmon. en TENSION : .093

Figure 4.14a

$C_f = 20 \mu F$ - $C_c = 3 \mu F$ - $L_r = 5 \text{ mH}$ - $V_{i_r} = 127 \text{ V}$ - $R = 42 \Omega$ - $f_d = 1000 \text{ Hz}$
 $L_c = 5 \mu H$ - $R_r = 5 \Omega$ - $R_c = 1 \Omega$

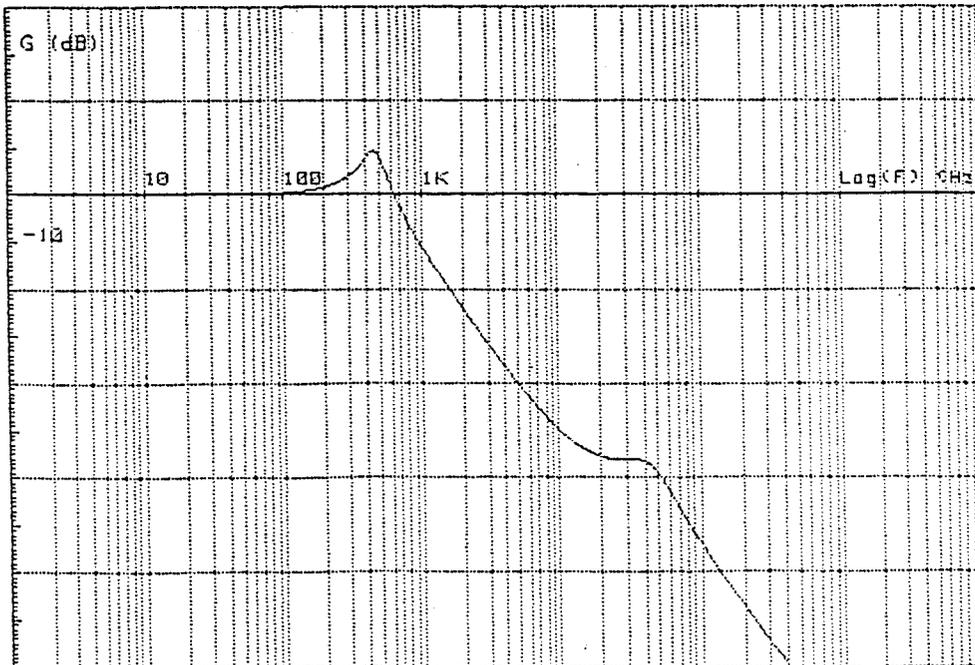
Résistance Rc = 1 Ω
Résistance Rr = 5 Ω
Inductance Lc = 5 μH
Inductance Lr = .005 H
Capacité Cf = 60 μF
Capacité Cc = 3 μF

Figure 4.13b



Résistance Rc = 1 Ω
Résistance Rr = 5 Ω
Inductance Lc = 5 μH
Inductance Lr = .005 H
Capacité Cf = 20 μF
Capacité Cc = 3 μF

Figure 4.14b



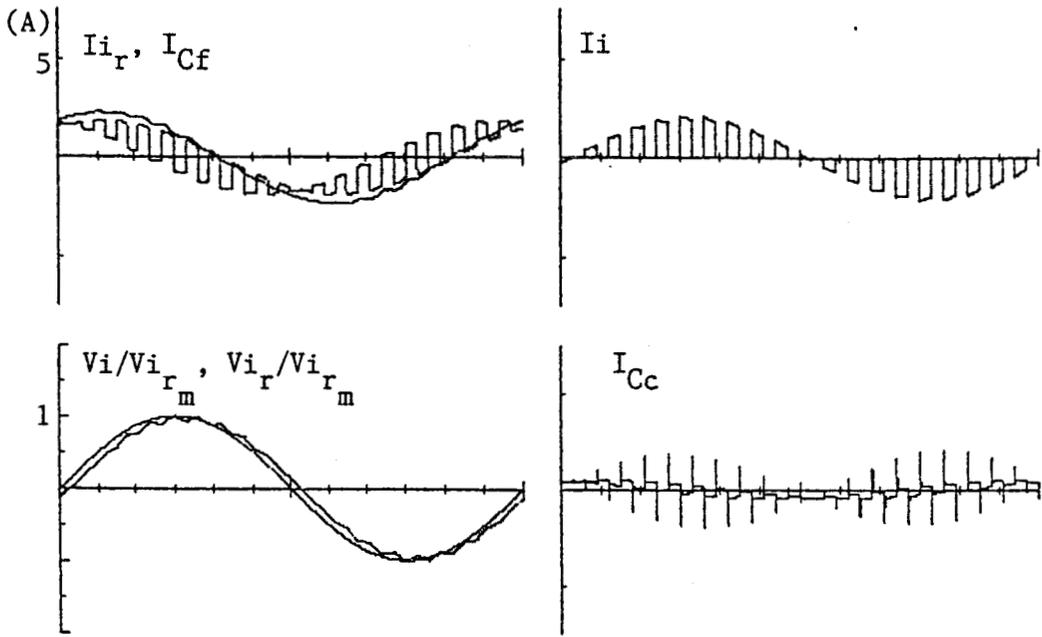


Figure 4.15

Le condensateur de filtrage ne change pas ($C_f=60 \mu\text{F}$). Le condensateur de commutation ($C_c=15 \mu\text{F}$) est de valeur trop élevée puisqu'il contribue au filtrage.

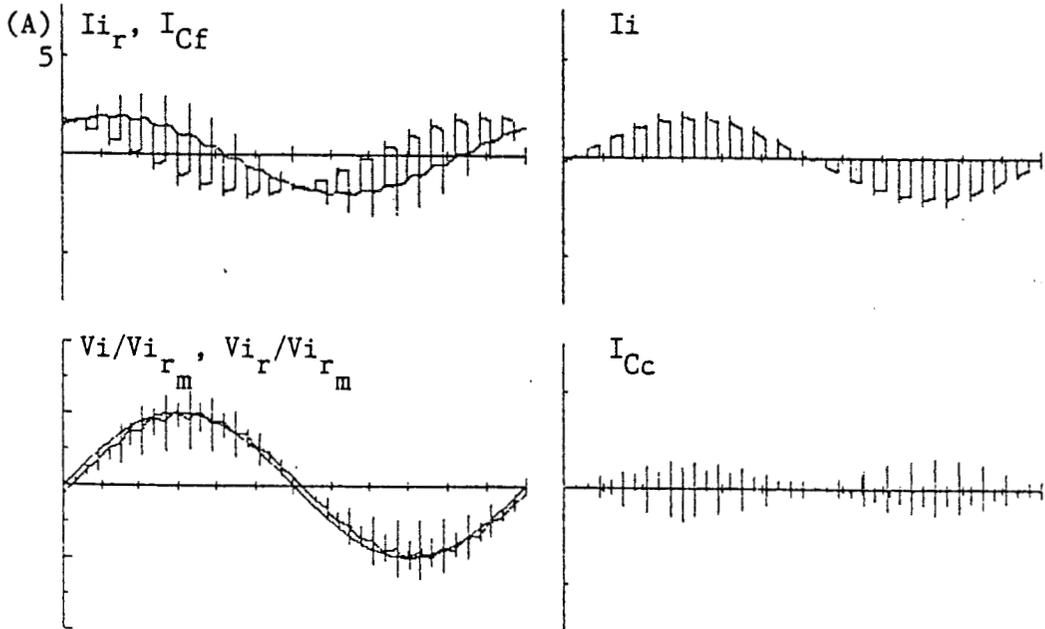


Figure 4.16

Le condensateur de filtrage reste de valeur égale à $60 \mu\text{F}$. Le condensateur de commutation ($C_c=0,01 \mu\text{F}$) est sous-dimensionné puisqu'il n'assure plus des di/dt suffisants (apparition de surtensions) ; au contraire, le condensateur C_f doit le charger.

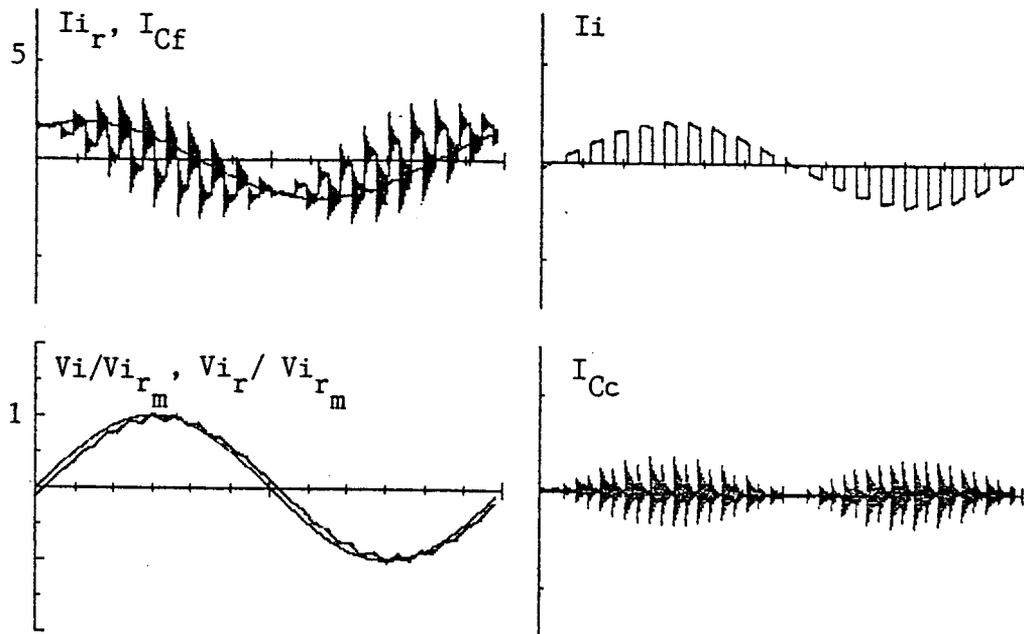


Figure 4.17a

Résistance R_c = $.03 \Omega$
 Résistance R_r = 5Ω
 Inductance L_c = $5 \mu H$
 Inductance L_r = $.005 H$
 Capacité C_f = $60 \mu F$
 Capacité C_c = $3 \mu F$

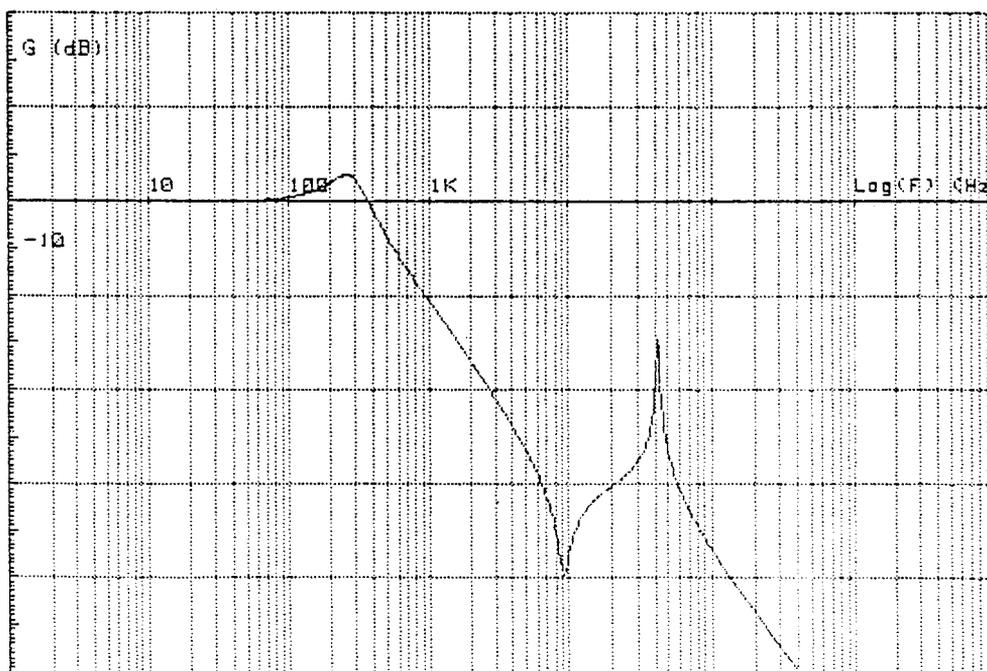


Figure 4.17b

3. OPTIMISATION DES COURANTS D'ENTREE

L'étude du filtre a montré que la valeur de la capacité est liée à l'ordre n du premier harmonique non nul du courant d'entrée. Pour réduire cette valeur, la condition $w_r \ll n.w_i$ doit être satisfaite.

Les commandes étudiées dans les chapitres précédents visaient à optimiser les tensions composées de sortie. Le critère de choix final portait sur la pollution du réseau et la solution retenue répondait aux deux conditions.

Les figures 4.18 a et b rappellent les spectres des courants d'entrée du convertisseur commandé selon la stratégie Redresseur/Onduleur à M.L.I. (planches 2A et 2B).

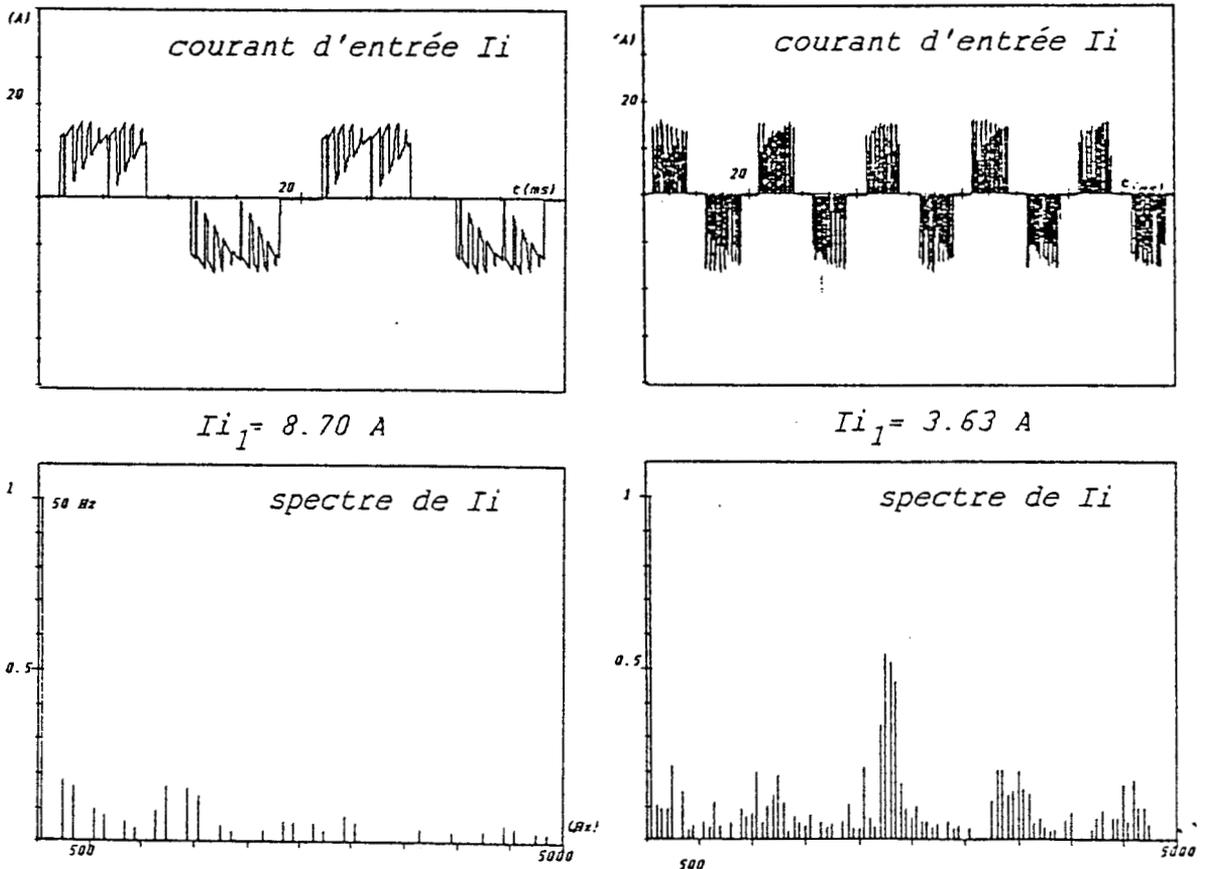


Figure 4.18

Fonction Redresseur/Onduleur à M.L.I.

a) $F_o = 50$ Hz - b) $F_o = 20$ Hz

Nous constatons que malgré cela, les spectres des courants d'entrée pour les deux fréquences de sortie considérées sont très chargés en harmoniques. Leur élimination par un filtre d'entrée seul s'avère impossible, surtout en basse fréquence. Il convient donc d'optimiser la forme de ces courants d'entrée en agissant sur la stratégie de commande.

3.1. Implantation d'une commande à M.L.I. sur le redresseur fictif

Les formules de transformation idéales (équations 1.15, chapitre premier, §3.1.1.) des grandeurs d'entrée fixes ($f_i = 50\text{Hz} = C^{te}$ et $V_{i_m} = C^{te}$) en grandeurs de sortie variables (f_o et V_{o_m} variables) montrent que si l'on parvient à réaliser des fonctions de connexion qui se rapprochent des fonctions $[B. \cos(\omega_i t)]$ et $[C. \cos(\omega_o t)]$ idéales, les tensions de sortie et courants d'entrée sont pratiquement dénués d'harmoniques.

Pour ce faire, nous avons utilisé la modulation de largeur d'impulsions (M.L.I.) sur l'onduleur fictif et les résultats sont très satisfaisants.

Utilisons de la même manière la M.L.I. sur le redresseur fictif.

3.1.1. Description fonctionnelle de la commande

L'opération mathématique du redresseur consistait jusqu'ici à faire :

$$v_{int}(t) = h_1(t).v_{i1}(t) + h_2(t).v_{i2}(t) + h_3(t).v_{i3}(t) \quad (4.16)$$

- $v_{int}(t)$ étant la tension redressée fictive de l'étage intermédiaire
- $h_m(t)$ les fonctions d'existence en créneaux de largeur $2\pi/3$, déphasées de $2\pi/3$ l'une par rapport à l'autre. ($m=1,2,3$) (fig 1.5)
- $v_{i_m}(t)$ les tensions simples d'entrée.

Remarque Les harmoniques 5,7,11,13 des fonctions $h_m(t)$ en créneaux se retrouvent dans les spectres des courants $i_i(t)$.

Les courants d'entrée $i_i(t)$ viennent de l'opération :

$$i_{i_m}(t) = h_m(t).j_{int}(t) \quad (4.17)$$

$$\text{et } j_{int}(t) = h'_{1c}(t).i_{o1}(t) + h'_{2c}(t).i_{o2}(t) + h'_{3c}(t).i_{o3}(t) \quad (4.18)$$

avec $j_{int}(t)$ le courant redressé fictif traversant l'étage intermédiaire fictif,
 $h'_{mc}(t)$ les fonctions de connexion de l'onduleur fictif avec l'étage intermédiaire (cf Chapitre Premier),
 $i_o(t)$ le courant parcourant la phase m de sortie.
 $i_{i_m}(t)$ le courant parcourant la phase m d'entrée

Il suffit maintenant de remplacer les fonctions $h'_m(t)$ en créneaux par des fonctions d'existence $h_m(t)$ obtenues par la méthode du triangle. Elle utilise une porteuse de fréquence $f'_p = K_{m_r} \cdot f_i$ (K_{m_r} : ordre de modulation du redresseur) et un système de tensions triphasé, images des tensions simples d'entrée mais décalées de $\pi/2$ par rapport aux tensions simples réelles.

Les modulantes, après comparaison avec la porteuse, génèrent trois formes d'ondes bipolaires symétriques en impulsions $Cr_m(t)$, dont les fondamentaux sont l'image des modulantes.

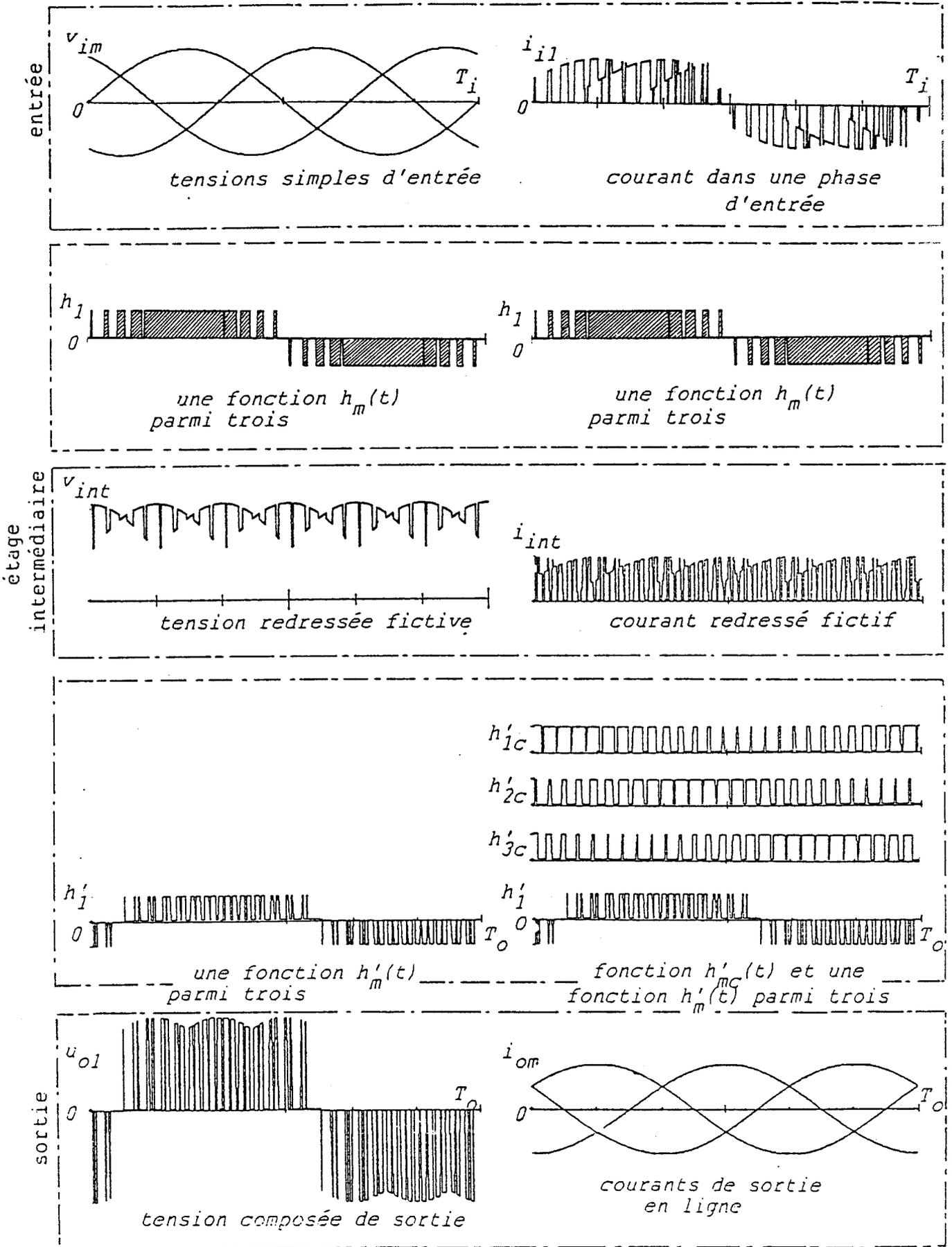
Les fonctions d'existence $h_m(t)$ s'en déduisent par différences et sont donc déphasées de $\pi/6$ par rapport aux modulantes.

$$\begin{aligned} h_1(t) &= \frac{1}{2} (Cr_2(t) - Cr_3(t)) \\ h_2(t) &= \frac{1}{2} (Cr_3(t) - Cr_1(t)) \\ h_3(t) &= \frac{1}{2} (Cr_1(t) - Cr_2(t)) \end{aligned} \quad (4.19)$$

Les déphasages successifs sont tels que les fonctions $h_m(t)$ soient en phase avec les tensions simples $v_{i_m}(t)$.

La figure 4.19 résume l'ensemble de la stratégie de commande et met en évidence les diverses formes d'onde, fictives ou non.

Les réseaux de Pétri à deux places associés à la commande sont évidents. Ils reprennent en partie la figure 2.6



$$T_i = T_o$$

Figure 4.19

3.1.2. Résultats de la simulation. Comparaisons

Pour mener une étude comparative rapide, nous imposons une forme d'onde sinusoïdale aux courants de sortie $i_o^m(t)$ du convertisseur. Le facteur de puissance de la charge est pris du même ordre de grandeur que celui du moteur asynchrone au régime de fonctionnement nominal. L'onduleur fictif est toujours commandé selon la loi $U/f = C^{te}$, de telle sorte que pour les deux points étudiés :

$$* f_o = 50 \text{ Hz} \quad \text{---} \quad K_{m_o} = 25 \quad \text{et} \quad A_{m_o} = 1,8$$

$$* f_o = 20 \text{ Hz} \quad \text{---} \quad K_{m_o} = 57 \quad \text{et} \quad A_{m_o} = 0,5$$

La tension de sortie nominale peut être atteinte dans ces conditions car la tension d'entrée de l'onduleur fictif $v_{int}(t)$ est d'amplitude constante et maximale. Le redresseur fictif doit donc être commandé de telle façon que $v_{int}(t)$ reste d'amplitude identique. Ceci impose la valeur permanente des paramètres de modulation du redresseur ; et puisque

$$* f_i = 50 \text{ Hz} = C^{te}, \text{ on prend } K_{m_r} = 27 \text{ et } A_{m_r} = 1,8 .$$

Les figures 4.20 (A.B) et 4.21 (A.B) comparent pour les deux régimes envisagés ($f_o = 50 \text{ Hz}$ (A) puis 20 Hz (B)) et les deux fonctions de commande étudiées (Redresseur/Onduleur à M.L.I. (figure 4.20) et Redresseur à M.L.I./ Onduleur à M.L.I. (figure 4.21)), les tensions composées de sortie $u_{o1}(t)$, les tensions redressées fictives $v_{int}(t)$ et les courants d'entrée $i_{i1}(t)$.

Les spectres associés à ces courants mettent bien en évidence l'effet positif de la modulation des fonctions de connexion $h_m(t)$ du redresseur. Au régime de fonctionnement le plus généralement utilisé ($f_o = 50 \text{ Hz}$), la nouvelle stratégie est particulièrement intéressante puisque le rang du premier harmonique non négligeable passe de 5 à 17. Les tensions composées ne sont pratiquement pas affectées par la nouvelle stratégie de commande du redresseur ; le découpage de la tension fictive $v_{int}(t)$ se retrouve sur la forme d'onde de $u_o(t)$, mais la valeur efficace U_o reste inchangée (figures 4.20A et 4.21A).

Quand la fréquence f_o et l'indice de modulation A_{m_o} de l'onduleur diminuent, les interférences entre la sortie et le réseau d'alimentation

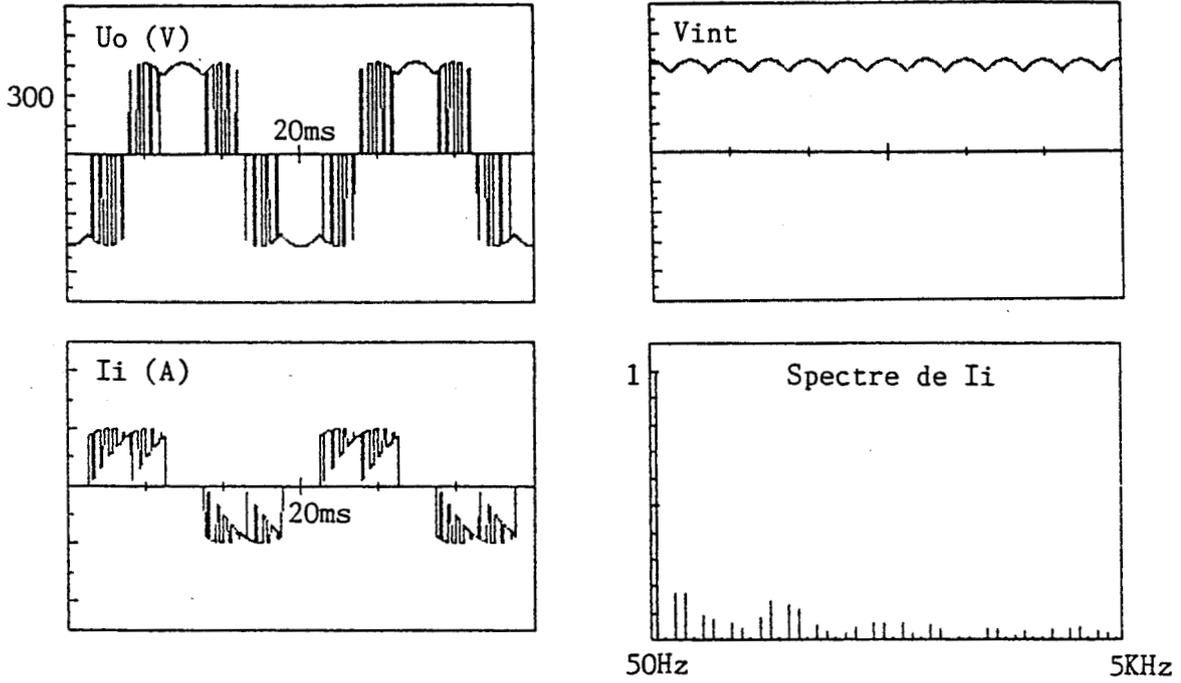


Figure 4.20A

Fonction Redresseur/Onduleur à M.L.I.

$$f_o = 50 \text{ Hz} \quad K_{m_o} = 27 \quad A_{m_o} = 1,8$$

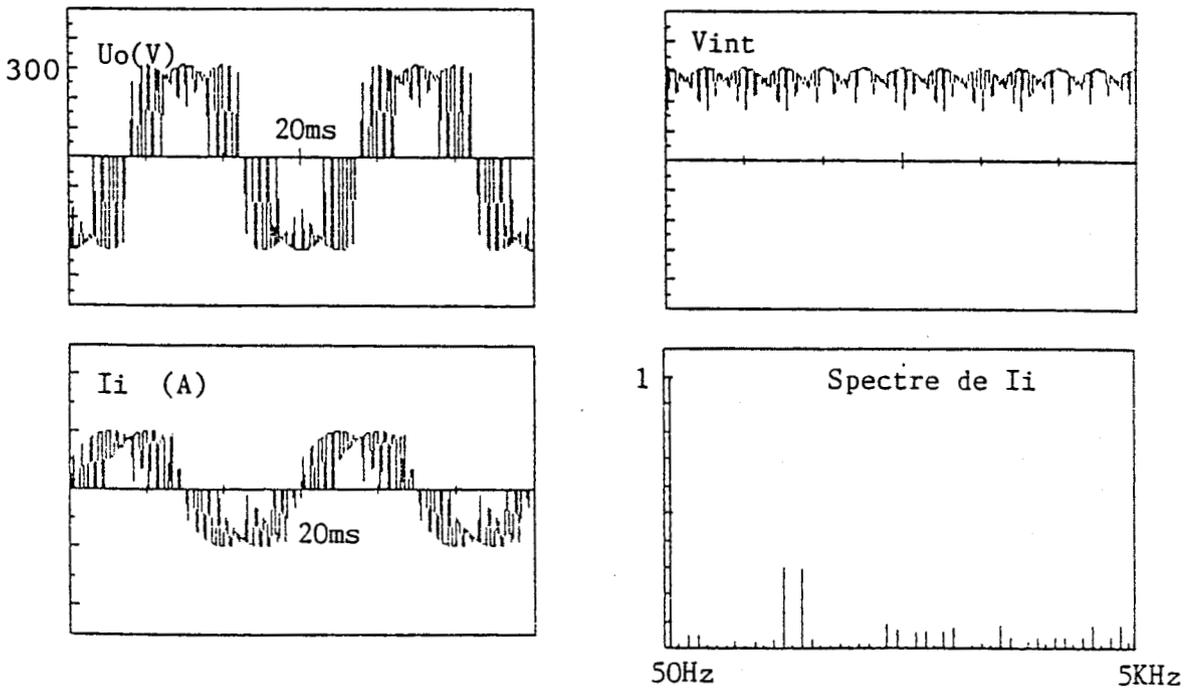


Figure 4.21A

Fonction Redresseur à M.L.I./Onduleur à M.L.I.

$$f_o = 50 \text{ Hz} \quad K_{m_o} = 27 \quad A_{m_o} = 1,8$$

$$K_{m_r} = 27 \quad A_{m_r} = 1,8$$

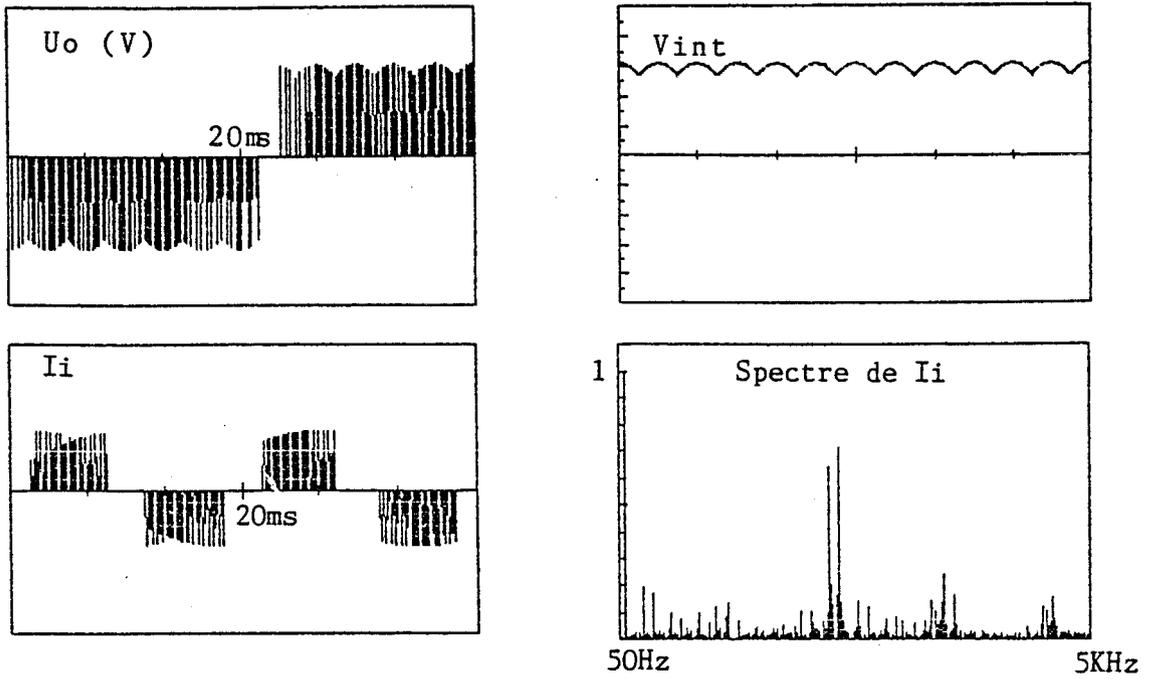


Figure 4.20B

Fonction Redresseur /Onduleur à M.L.I.

$$f_o = 20 \text{ Hz} \quad K_{m_o} = 57 \quad A_{m_o} = 0,5$$

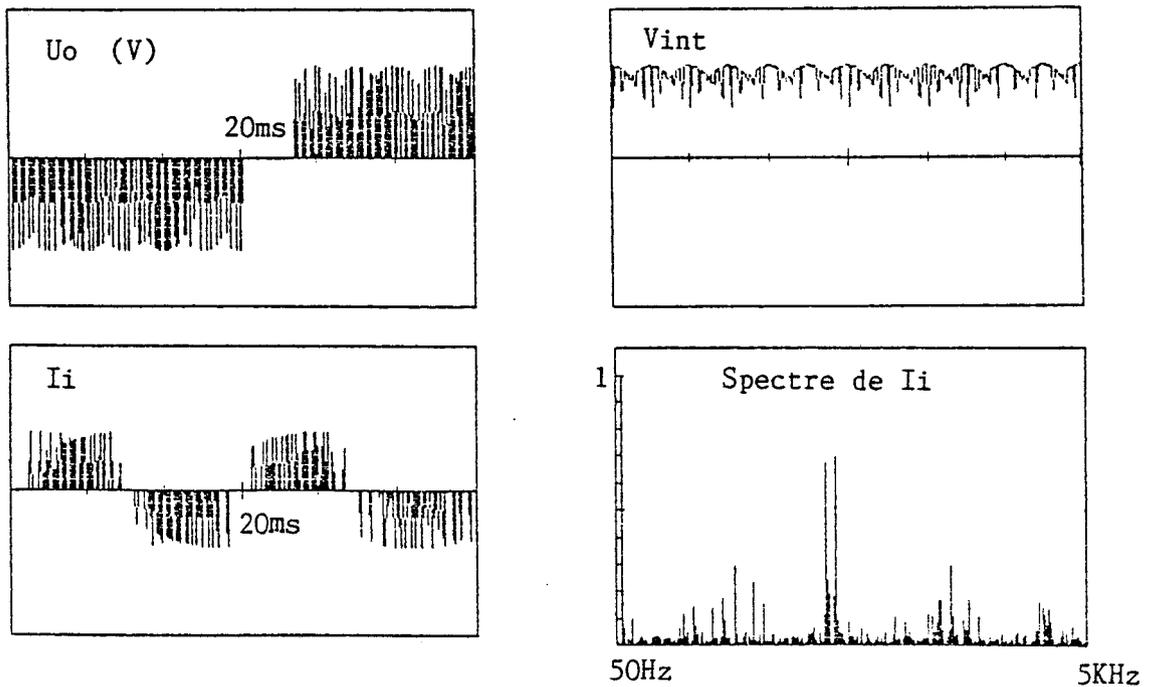


Figure 4.21B

Fonction Redresseur à M.L.I./Onduleur à M.L.I.

$$f_o = 20 \text{ Hz}, \quad K_{m_o} = 57 \quad A_{m_o} = 0,5$$

$$K_{m_r} = 27 \quad A_{m_r} = 1,8$$

perturbent les grandeurs d'entrée $i_{i_m}(t)$ et de sortie $u_{o_m}(t)$.

Dans ce cas, même si la modulation des fonctions $h_m(t)$ du redresseur n'annule pas les premiers harmoniques des courants d'entrée, elle les réduit ou les repousse vers les fréquences plus élevées, ce qui en facilite le filtrage (figures 4.20B et 4.21B).

4. ASSOCIATION FILTRE D'ENTREE - CONVERTISSEUR DIRECT

Il s'agit maintenant d'adapter le filtre étudié dans les premiers paragraphes au filtrage des courants d'entrée I_i du convertisseur.

La fonction de transfert du filtre $T(p)$ est telle que

$$T(p) = \frac{V_i(p)}{V_{i_r}(p)} \quad \text{ou} \quad T(p) = \frac{I_{i_r}(p)}{I_i(p)} \quad (4.20)$$

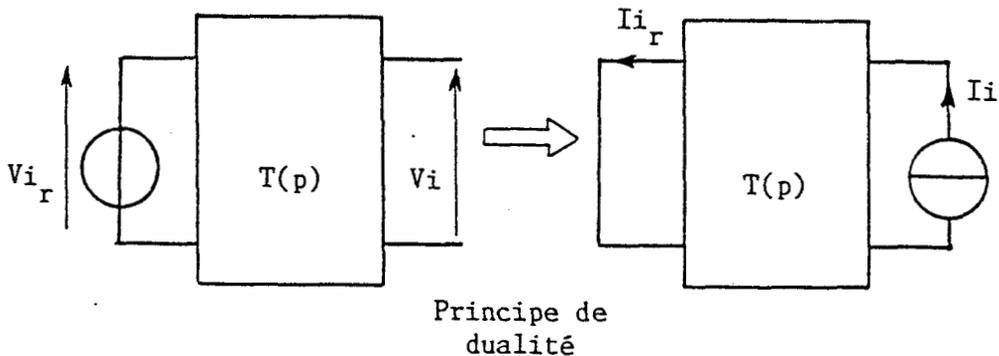


Figure 4.22

En conséquence, connaissant la forme d'onde des courants I_i (figures 4.20 et 4.21) et la fonction de transfert $T(p)$, il suffit de mettre le système sous forme d'équations d'état.

4.1. Equations de fonctionnement

Par souci de simplification, nous étudions un filtre monophasé, sachant que le comportement sera identique en triphasé. Seule la valeur des condensateurs peut en être affectée s'ils sont couplés en triangle.

Dans ce cas :

$$C_{f\Delta} = \frac{1}{3} \cdot C_{fY}$$

puisque en triangle, la tension aux bornes d'un condensateur est $\sqrt{3}$ fois plus importante qu'en étoile.

Le schéma étudié est donc représenté ci-dessous :

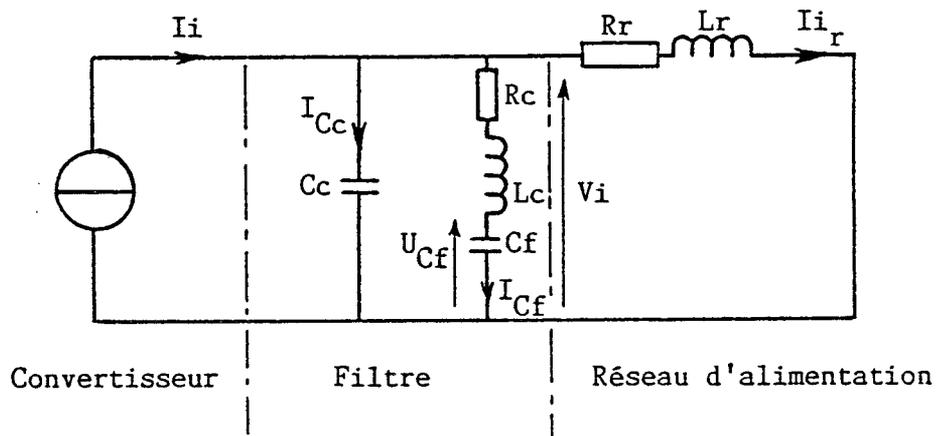


Figure 4.23

Les variables d'état restent les grandeurs i_{i_r} , i_{Cf} , u_{Cf} et v_i . La variable de commande n'est plus la tension v_{i_r} mais le courant i_i . Les équations d'état s'écrivent sous la forme matricielle :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{i_r} \\ i_{Cf} \\ u_{Cf} \\ v_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_r/L_r & 0 & 0 & 1/L_r \\ 0 & -R_c/L_r & -1/L_c & 1/L_c \\ 0 & 1/C_f & 0 & 0 \\ -1/C_c & -1/C_c & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{i_r} \\ i_{Cf} \\ u_{Cf} \\ v_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1/C_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_i \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot U$$

$$\text{avec } i_i(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_{i_h} \cdot \sin(h\omega_i t) \quad (4.23)$$

La forme du courant d'entrée n'étant pas une fonction élémentaire, nous ne pouvons réduire le système à une équation matricielle telle qu'en 4.9.

La solution s'écrit donc

$$X_{(N+1)} = e^{A \cdot \Delta t} \cdot X_{(N)} + A^{-1} \cdot (e^{A \cdot \Delta t} - Id) \cdot B \cdot U \quad (4.24)$$

4.2. RESULTATS DE LA SIMULATION. COMPARAISONS

Les essais sont menés :

- pour les deux régimes de fonctionnement (A et B) déjà étudiés,
- pour les deux fonctions de commande (Redresseur/Onduleur à M.L.I. (figure 4.20) et Redresseur à M.L.I./Onduleur à M.L.I. (figure 4.21),
- pour deux valeurs du condensateur de filtrage ($C_f=60 \mu F$ et $20 \mu F$).

Le critère de comparaison utilisé est le taux harmonique en courant dont nous rappelons la définition :

$$Th_i = \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{h=1} I_h^2}} \quad \text{avec } \begin{array}{l} I_h \text{ le courant harmonique d'ordre } h \\ I_1 \text{ le fondamental du courant} \end{array} \quad (4.25)$$

A titre indicatif, la figure 4.24 donne le spectre harmonique d'une onde rectangulaire de largeur $2\pi/3$, d'amplitude unité et le taux harmonique en courant correspondant (0,955) sachant que pour une onde sinusoïdale $Th_i = 1$.

Décomposition spectrale d'une onde rectangulaire

Valeur eff. du fondam. : .78 A
Valeur eff. du signal : .81 A
Taux harmon. en COURANT : .955

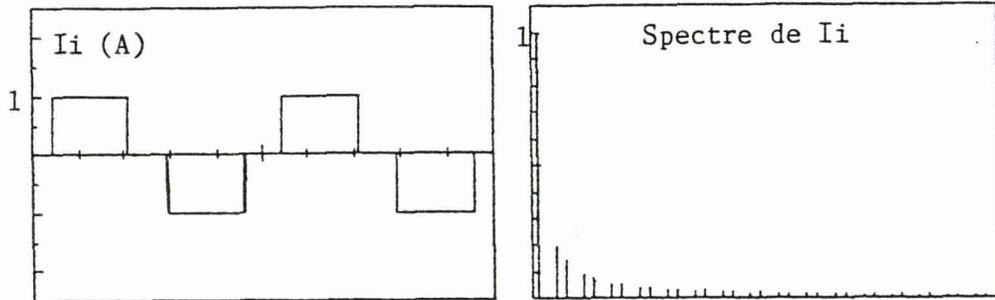
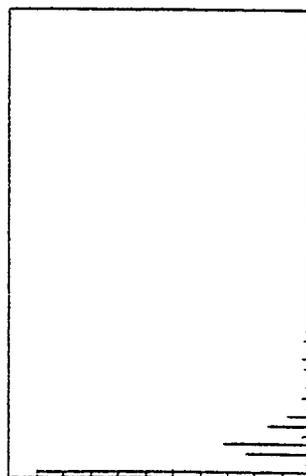
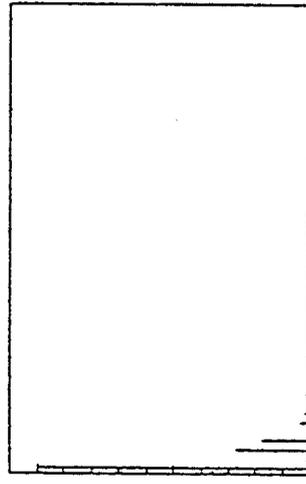
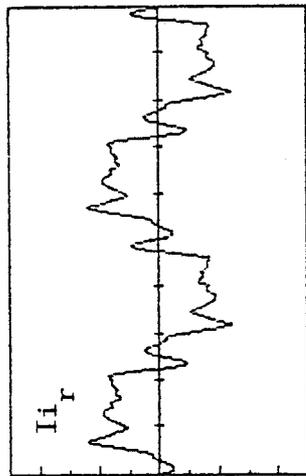
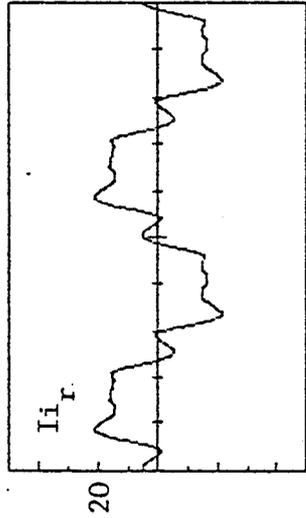
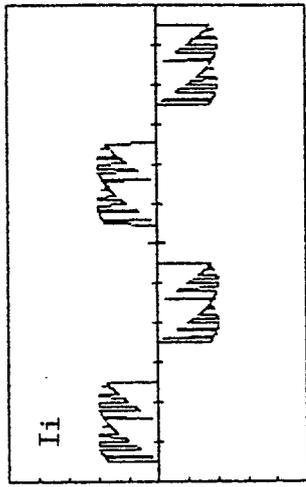


Figure 4.24

La comparaison des résultats peut être maintenant menée en considérant que, dans tous les cas de connexion d'un convertisseur au réseau, la valeur du taux harmonique doit être supérieure à 0,955.

Par conséquent, l'application présente nécessite toujours l'emploi d'un filtre indépendamment de la stratégie de commande retenue pour le redresseur fictif.

- * Les figures 4.25 (A.B) et (a.b) relatives à la fonction Redresseur/ Onduleur à M.L.I., montrent que la capacité de filtrage doit être supérieure à $60 \mu\text{F}$ pour que Th_1 soit dans les limites imposées.
- * Les 4.26 (A.B) et (a.b) relatives à la nouvelle stratégie de commande montrent qu'au contraire une valeur de $20 \mu\text{F}$ permet encore au taux harmonique Th_1 de répondre au critère, et ce quelle que soit la fréquence f_0 comprise entre 20 Hz et 50 Hz.



Valeur eff. du fondam. : 12.37 A
 Valeur eff. du signal : 13.47 A
 Taux harmon. en COURANT : .918

Valeur eff. du fondam. : 12.55 A
 Valeur eff. du signal : 13.19 A
 Taux harmon. en COURANT : .951

Valeur eff. du fondam. : 12.24 A
 Valeur eff. du signal : 13.34 A
 Taux harmon. en COURANT : .917

a) Courant I_{i_r}
 $C_f = 20 \mu F$

b) Courant I_{i_r}
 $C_f = 60 \mu F$

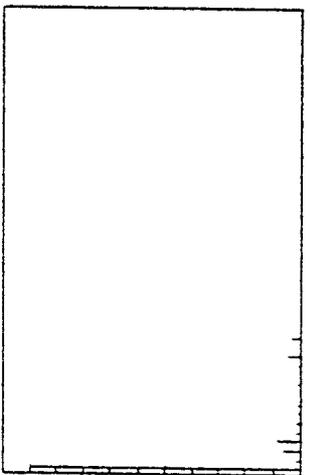
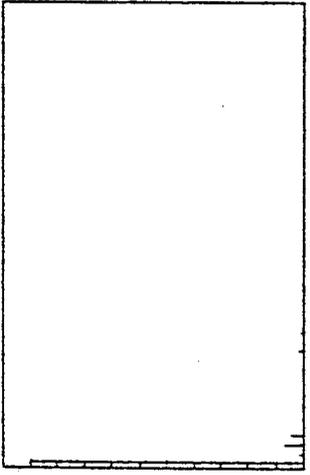
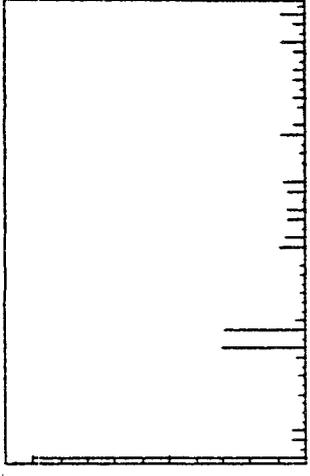
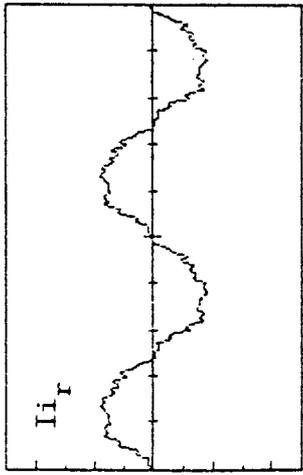
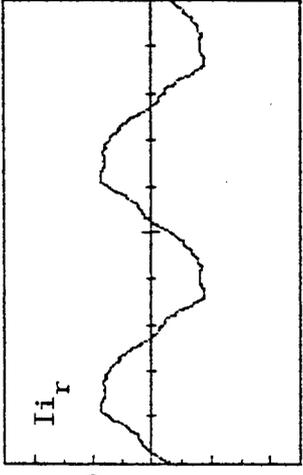
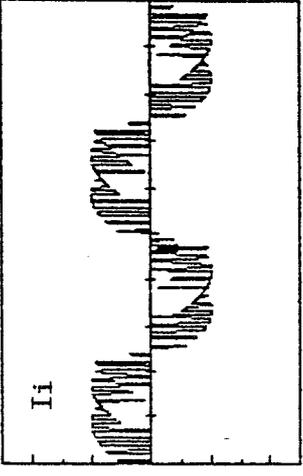
c) Courant I_i

Figure 4.25A

Fonction Redresseur/Onduleur à M.L.I.

$f_i = 50 \text{ Hz}$

$f_o = 50 \text{ Hz}$ $K_m = 27$
 $A_{m_o} = 1,8$



Valeur eff. du fondam. : 11.76A
 Valeur eff. du signal : 13.32A
 Taux harmon. en COURANT : .883

Valeur eff. du fondam. : 12.06A
 Valeur eff. du signal : 12.10A
 Taux harmon. en COURANT : .996

Valeur eff. du fondam. : 11.89A
 Valeur eff. du signal : 11.98A
 Taux harmon. en COURANT : .992

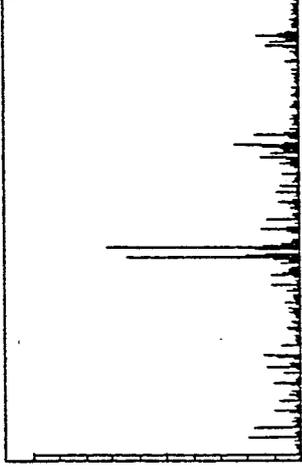
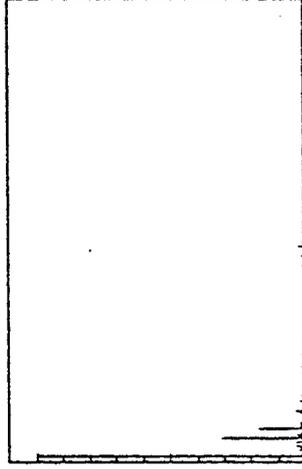
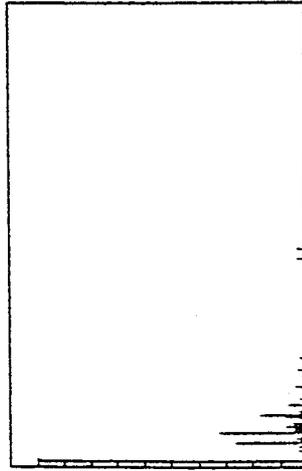
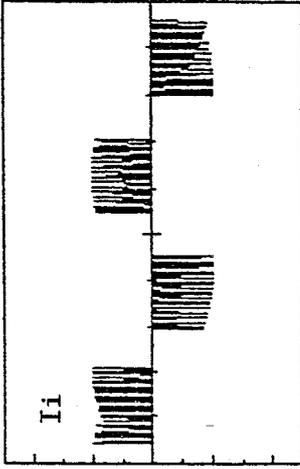
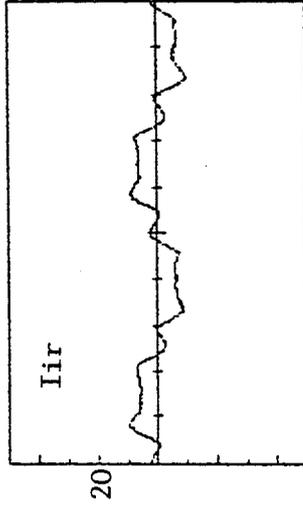
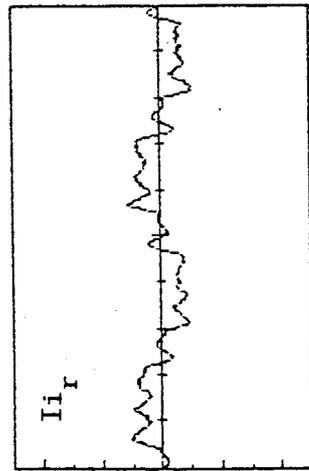
c) Courant Ii

b) Courant Ii_r
 Cf= 60 μF

a) Courant Ii_r
 Cf=20 μF

Redresseur à M.L.I./Onduleur à M.L.I. $f_i=50\text{Hz}$ $f_o=50\text{Hz}$ $K_m=27$ $K_m=27$
 $A_{m_r}=1,8$ $A_{m_o}=1,8$

Figure 4.26A



50Hz

5KHz

Valeur eff. du fondam. : 5.12 A
 Valeur eff. du signal : 5.71 A
 Taux harmon. en COURANT : .896

Valeur eff. du fondam. : 5.19 A
 Valeur eff. du signal : 5.54 A
 Taux harmon. en COURANT : .937

Valeur eff. du fondam. : 5.07 A
 Valeur eff. du signal : 8.61 A
 Taux harmon. en COURANT : .588

a) Courant I_{i_r}
 $C_f = 20 \mu F$

c) Courant I_{i_r}
 $C_f = 60 \mu F$

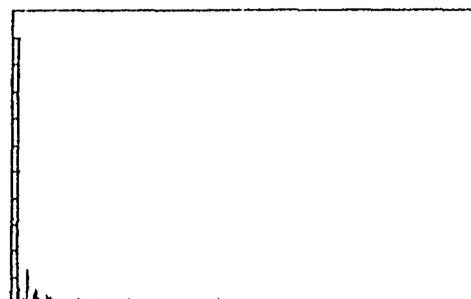
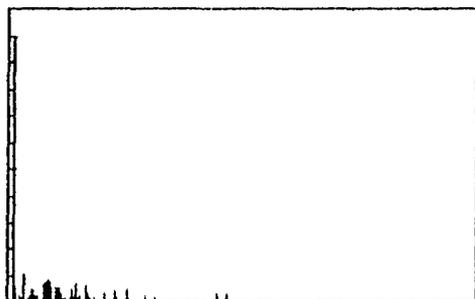
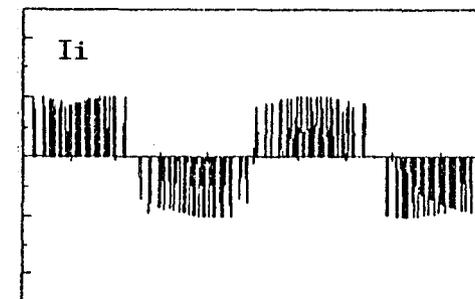
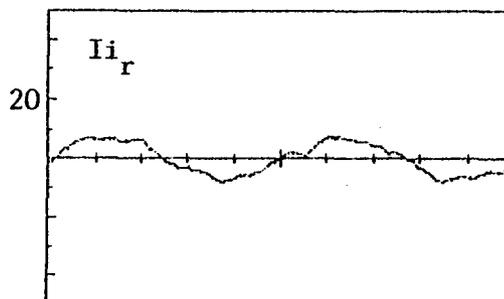
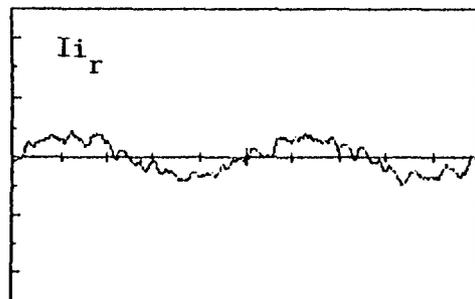
c) Courant I_i

Figure 4.25B

Fonction Redresseur/Onduleur à M.L.I.

$f_i = 50\text{Hz}$

$f_o = 20\text{Hz}$ $K_m = 57$
 $A_{m_o} = 0,5$



50Hz

5KHz

Valeur eff. du fondam. : 4.82 A
 Valeur eff. du signal : 5.02 A
 Taux harmon. en COURANT : .960

Valeur eff. du fondam. : 4.89 A
 Valeur eff. du signal : 4.97 A
 Taux harmon. en COURANT : .984

Valeur eff. du fondam. : 4.77 A
 Valeur eff. du signal : 8.60 A
 Taux harmon. en COURANT : .555

a) Courant I_{i_r}
 $C_f = 20 \mu F_r$

b) Courant I_{i_r}
 $C_f = 60 \mu F_r$

c) Courant I_i

Figure 4.26B

Fonction Redresseur à M.L.I./Onduleur à M.L.I.

$f_i = 50\text{Hz}$ $K_{m_r} = 27$ $f_o = 20\text{Hz}$ $K_{m_o} = 57$
 $A_{m_r} = 1,8$ $A_{m_o} = 0,5$

Remarque sur le dimensionnement de Cf: /40/

Les condensateurs de filtrage de tensions alternatives ou les condensateurs de commutation sont choisis en tenant compte des paramètres suivants :

- Courant efficace maximum admissible ($I_{\text{eff}_{\text{max}}}$) : valeur maximale que peut supporter le condensateur si les conditions thermiques le permettent.
- Courant impulsionnel admissible $I^2.t_{\text{max}}$: les connexions internes avec le film métallisé ne peuvent supporter qu'une certaine quantité d'énergie par impulsion.
- Tension nominale efficace U_{eff} : tension de tenue en continu $U_{\text{dc}} \dots$

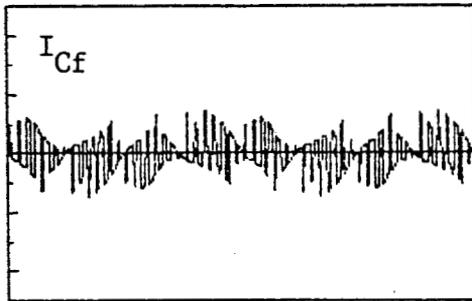
Il convient donc de faire :

- un calcul de la valeur efficace du courant dans le condensateur adapté à chaque cas,
- un calcul d'échauffement qui dépend de la résistance thermique R_{th} , des pertes actives P et de la température maximale θ_{max} "au cœur" du condensateur.

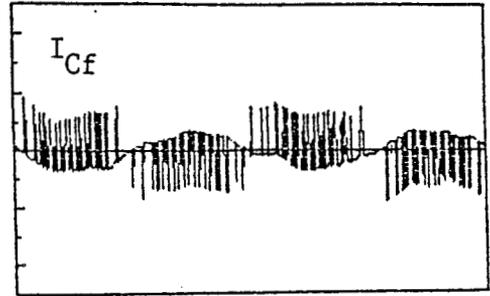
(avec $P = Q \cdot \text{tg } \delta$ (Q puissance réactive et δ angle de pertes du condensateur).

Le dimensionnement analytique n'est possible qu'au prix d'hypothèses simplificatrices. La solution la plus efficace est sans doute l'exploitation des résultats de la simulation qui permet l'accès facile aux grandeurs nécessaires.

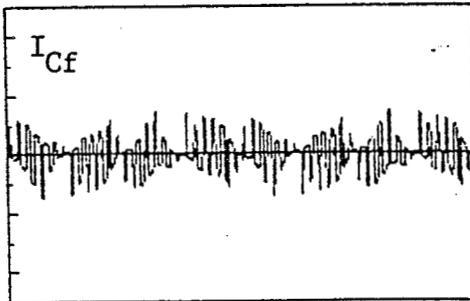
Pour l'application qui nous intéresse, nous pouvons remarquer que le condensateur de filtrage Cf est d'autant plus sollicité que la fréquence de sortie f_o diminue (figures 4.26 (a.b) pour Cf = 60 μF et 4.26 (c.d) pour Cf = 20 μF).



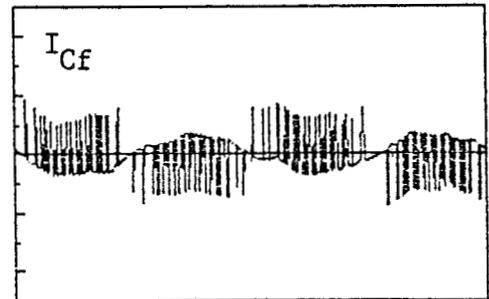
Valeur eff. du signal : 6.29A
a) $f_0=50\text{Hz}$ $C_f=60\ \mu\text{F}$



Valeur eff. du signal : 6.98A
b) $f_0=20\ \text{Hz}$ $C_f=60\ \mu\text{F}$



Valeur eff. du signal : 5.94A
c) $f_0=50\ \text{Hz}$ $C_f=20\ \mu\text{F}$



Valeur eff. du signal : 6.96A
d) $f_0=20\ \text{Hz}$ $C_f=20\ \mu\text{F}$

Figure 4.26

Fonction Redresseur à M.L.I./Onduleur à M.L.I.
Courant dans le condensateur C_f

CONCLUSION

Ce chapitre a mis en évidence le fait que l'optimisation du coût d'un filtre ne pouvait être effective qu'en agissant à la fois :

- sur la partie passive du filtre - utilisation de condensateurs de différentes technologies, mise à profit des inductances du réseau, couplage triangle des éléments réactifs,
- sur la partie active de l'installation - action sur la commande du redresseur fictif.

Cette seconde méthode de réduction de la taille du filtre d'entrée montre, dans ce cas, un intérêt supplémentaire de la commutation forcée.

En effet, si les courants d'entrée d'un convertisseur travaillant en commutation naturelle présentent un taux harmonique inacceptable (cas rencontré avec un montage PD3 en forte puissance, par exemple), les solutions habituelles nécessitent la mise en œuvre de filtres importants ou des compensateurs d'harmoniques utilisant des interrupteurs statiques.

C'est la raison pour laquelle nous rencontrons de plus en plus des montages redresseurs dont les éléments sont totalement ou partiellement contrôlés.

CONCLUSION GENERALE

Il est indiscutable, qu'à l'heure actuelle, la simulation prend une part de plus en plus importante au sein de l'étude et la réalisation d'un projet industriel. Elle rend plus facile l'accès aux grandeurs propres au système étudié et permet d'accéder à des phénomènes difficiles à appréhender autrement que par des expérimentations lourdes et coûteuses.

Ce premier aspect de l'exploitation de la simulation exige la connaissance complète du système et la mise en œuvre pour les parties opératives de modèles mathématiques aussi fidèles que possible. Une application courante dans le cas de l'étude d'une association convertisseur-machine consiste entre autres à adapter les éléments semi-conducteurs du convertisseur à la puissance de la machine alimentée, à prévoir le comportement de l'ensemble en présence de perturbations ou pendant une phase de fonctionnement transitoire.

Dans le cas d'un convertisseur statique, la simulation présente un second objectif, à savoir l'amélioration ou la mise au point de nouvelles stratégies de commande. Le convertisseur direct à neuf interrupteurs représente un domaine où la simulation s'avère particulièrement efficace.

En effet, de par la nature totalement contrôlée des connexions "entrée-sortie" réalisées, il peut générer maintes fonctions de conversion étant donné le grand nombre de commandes qui lui sont applicables.

Le chapitre premier est une illustration de ce qui précède puisque nous avons présenté tout d'abord une stratégie de commande dont les résultats font l'objet d'une controverse.

Nous avons ensuite proposé trois autres commandes visant à améliorer les performances du système, dont l'originalité consiste à appliquer à un convertisseur unique les stratégies de plusieurs fonctions de conversion élémentaires.

A cet effet, des fonctions de connexion furent mises en évidence afin de permettre la synthèse et l'analyse mathématiques de ces stratégies, grâce à une représentation à la fois spatiale et temporelle.

La simulation du fonctionnement du convertisseur suppose la mise en œuvre d'une représentation adaptée, c'est pourquoi le deuxième chapitre est consacré à la représentation fonctionnelle par réseaux de Pétri. Chaque fonction de commande fut dès lors représentée par plusieurs graphes dont les places indiquent les interrupteurs fermés et actions associées, et les transitions, les instants de commutation. Ces réseaux pourront aisément constituer les graphes de décision implantés directement en mémoire sur la carte de commande du convertisseur, d'où l'intérêt de cette représentation.

Connaissant le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée, il nous a été donné de dégager les avantages et inconvénients de chacune des trois commandes synthétisées. Les analyses spectrales des tensions de sortie, des courants d'entrée du convertisseur et du couple moteur ont montré la supériorité de la fonction de commande Redresseur/Onduleur à M.L.I.

Le troisième chapitre constitue une autre application du convertisseur, à savoir l'autopilotage d'un moteur synchrone.

Après avoir rappelé le modèle mathématique de la machine synchrone et les résultats en moteur autopiloté par onduleur de tension, nous avons mis en œuvre une stratégie adaptée à la forme trapézoïdale et particulière des fem.

L'exploitation des stratégies précédentes n'étant pas envisageable dans la mesure où les couples moteurs et les courants ne répondent pas

simultanément aux critères de choix, nous avons adopté une commande à M.L.I. capable de générer des tensions de sortie dont le fondamental est de même forme que les fem de la machine. Ensuite, dans une perspective d'amélioration des performances, nous avons proposé une troisième fonction de commande - fonction Redresseur/Hacheur compensé/Onduleur à M.L.I. Les résultats ne furent pas ceux escomptés, au vu des perturbations du couple de la machine dues aux battements engendrés par les différentes fréquences de découpage.

Enfin, dans le dernier chapitre, nous élaborons une méthode de choix et d'optimisation du filtre réseau nécessaire à la réduction des harmoniques dans les courants d'entrée. Nous avons mis en évidence que la réduction de la taille du filtre peut s'effectuer de deux façons différentes, compte tenu du spectre des courants appelés au réseau d'alimentation.

La première, passive, modifie quelque peu la structure du filtre, la seconde, active, joue sur la stratégie de commande du changeur de fréquence. Ainsi, l'utilisation de la M.L.I. dans le redresseur fictif influe directement sur la forme et le contenu harmonique des courants d'entrée. La simulation nous a alors permis de calculer et de dimensionner les éléments réactifs du filtre.

C'est à des fins pratiques que ce chapitre fut consacré à l'un des nombreux problèmes technologiques que constitue le filtrage. Par ailleurs, nous avons toujours considéré les interrupteurs comme parfaits.

Or, afin de perfectionner le modèle du convertisseur et éventuellement prévenir les problèmes de réalisation, il serait intéressant, voire nécessaire, de prendre en considération les imperfections des éléments semi-conducteurs et d'essayer de résoudre les difficultés liées à l'évacuation des énergies de commutation./41/

A l'heure où nous rédigeons ce mémoire, des travaux menés dans la perspective de faciliter la mise en œuvre de montages à I.B.T.C. devraient prouver l'intérêt industriel d'une telle structure rendue programmable grâce aux algorithmes développés au cours de notre étude.

ANNEXE 1

DESCRIPTION DU TRAITEMENT INFORMATIQUE

GESTION DU TEMPS

Une variable, incrémentée à chaque boucle de calcul, définit le temps sur un horizon arbitraire. Multipliée par des pulsations d'entrée w_i et de sortie w_o , on obtient deux variables angulaires, de période 2π , associées aux tensions d'entrée et de sortie respectivement.

GESTION DES GRAPHERS DE COMMANDE

Chacune des trois commandes est composée de sous-graphes (redresseur, hacheur, onduleur, etc) traités séparément et selon la hiérarchie décrite dans les pages qui précèdent. L'ensemble constitue le graphe de commande du convertisseur. Il élabore les commandes des différents interrupteurs et génère ainsi une séquence répétitive appelée "stratégie de commande".

Un graphe est un ensemble de places reliées entre elles par des transitions ou réceptivités qui permettent le passage d'une étape à une autre à condition d'être validées.

CODAGE DES TRANSITIONS

L'ensemble des transitions de sortie d'une place est défini par un sous-programme "transition". A chaque pas de calcul, l'appel de ces sous-programmes liés aux places actives, ou marquées, constitue le test des conditions d'évolution du graphe.

CODAGE DES PLACES

A chaque place du graphe est associé un sous-programme regroupant les actions spécifiques à la place. Dans un graphe de commande, elles consistent à positionner à 0 ou à 1 l'état logique de l'interrupteur considéré.

Dans le traitement d'un graphe, le marquage d'une place consiste à exécuter toutes les actions associées par appel du sous-programme correspondant.

POINTEUR DE GRAPHE

A chaque sous-graphe de commande, on associe un pointeur de graphe qui désigne le sous-programme à traiter dans la liste des sous-programmes

de transitions ou d'actions. La valeur numérique de ce pointeur est définie par la réceptivité active dans les sous-programmes de transition.

GESTION DU GRAPHE DE FONCTIONNEMENT

Celui-ci est chargé de décrire le fonctionnement de la machine étudiée. Les équations de modélisation de la charge sont les actions associées aux sous-programmes des places marquées.

Les sous-programmes de transitions désignent les actions à effectuer, donc le modèle à traiter. Chaque transition peut dépendre à la fois des commandes des interrupteurs définies par la place marquée dans le graphe de commande, et de l'état électrique du récepteur, défini par la place marquée dans le graphe de fonctionnement au pas de calcul précédent.

Dans ce cas, les deux graphes sont construits de la même manière, mais le premier (commande) a son évolution liée au temps tandis que le second (fonctionnement) dépend du premier. Le graphe de commande est donc "maître", il sera traité en premier et interviendra dans les réceptivités du graphe de fonctionnement, traité en second, donc "esclave".

Le changeur de fréquence, ici étudié, impose aux bornes de la charge trois tensions puisque, quel que soit l'instant considéré, les trois bornes de sortie sont reliées aux trois bornes d'entrée. De sorte qu'un modèle unique suffit à décrire le récepteur, ce qui réduit le graphe de fonctionnement à une seule place.

TRAITEMENT INFORMATIQUE

L'implantation des graphes sur calculateur se réalise très simplement à partir des instructions en langage BASIC :

```
ON < Pointeur >      GOSUB < Sous-programme transitions >  
ON < Pointeur >      GOSUB < Sous-programme actions >
```

Le pointeur gère l'accès au sous-programme correspondant où il peut éventuellement être réactualisé :

```
IF < condition >     THEN  <actualisation pointeur >  
                       ELSE  <pas de changement >
```

La figure 1 représente l'organigramme de traitement des différents graphes.

CONCLUSION

La décomposition des différentes tâches - graphe de commande et graphe de fonctionnement permet de simplifier le traitement numérique et de traiter plusieurs actions simultanément. Le langage BASIC se prête bien à l'implantation sur calculateurs des réseaux de Pétri, ou graphes de simulation.

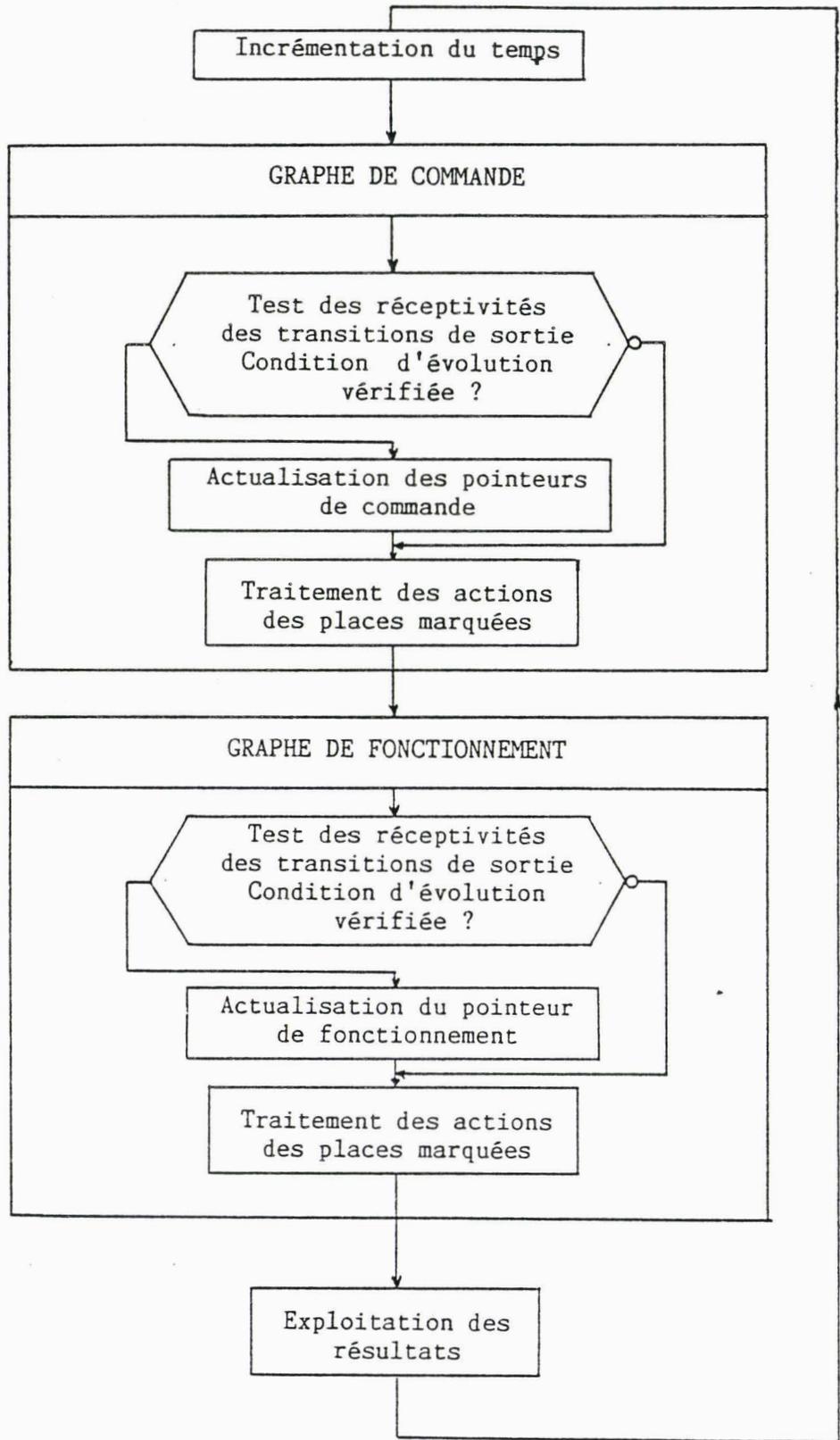


Figure 1

ANNEXE 2

PROGRAMME DE SIMULATION DE LA FONCTION
REDRESSEUR/HACHEUR/ONDULEUR

```
10  |*****|
20  |      CONVERTISSEUR DIRECT A NEUF I.B.T.C.
30  |      FONCTION REDRESSEUR / HACHEUR / ONDULEUR
40  |      Débit sur charge R,L
50  |***** P. MARSEILLE *****|
60  |***** Laboratoire des Systèmes Electromécaniques *****|
70  |***** U.S.T.L.F.A. 1989 *****|
80  |***** HP 9856C *****|
90  |*****|
100 DEG
110 OPTION BASE 1
120 Imprimante=1
130 |***** INITIALISATION
140 DIM Ui(3),Vi(3),Uref(3),Uo(3),Jo(3),I(3)
150 INTEGER H_(3),H(3),G1_(3),G2_(3)
160 INTEGER Sr,Sh,So,C,P,N,P_,N_,Sync,Jc
170 Sync=1
180 Sr=1
190 H(1)=0
200 H(2)=-1
210 H(3)=1
220 P=3
230 N=2
240 Sh=1
250 C=1
260 So=1
270 H_(1)=0
280 H_(2)=-1
290 H_(3)=1
300 P_=3
310 N_=2
320 G1_(1)=2
330 G1_(2)=3
340 G1_(3)=1
350 G2_(1)=3
360 G2_(2)=1
370 G2_(3)=2
380 |*****|
390 | ENTREE DES PARAMETRES
400 |*****|
410 READ R,L,Vi_,Fi,Fo,Fd,D
420 DATA 50, 50E-3,127,50,30,1200,.4
430 Wi=360*Fi      ! degrés
440 Wo=360*Fo      ! degrés
450 Wd=360*Fd      ! degrés
460 Td=1/Fd
470 Echu=350
480 Echi=30
490 Echt=720
```

```
500 Vim=Vi_*SQR(2)
510 GOSUB T_axes
520 Dt=.00005
530 Da=Dt*Wi
540 Dah=Dt*Wd
550 B0=360
560 !@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@
570 ! PROGRAMME PRINCIPAL
580 !@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@
590 Incrementation: !
600 Tt=Tt+Dt
610 Tt_=Tt_+Dt
620 A=Wi*Tt
630 IF Tt_>Echt/Wi THEN
640 Tt_=0
650 Echt0=A
660 IF Imprimante=701 THEN DUMP GRAPHICS
670 GOSUB T_axes
680 END IF
690 ! ----- TENSIONS D'ENTREE -----
700 FOR Jc=1 TO 3
710 Vi(Jc)=Vim*SIN(Wi*Tt-(Jc-1)*120)
720 Uref(Jc)=SIN(Wo*Tt-(Jc-1)*120)
730 NEXT Jc
740 B=B+Dah ! INCREM. HACHEUR
750 ! ----- REDRESSEUR -----
760 B_redresseur: !
770 ON Sr GOSUB Tr11,Tr12,Tr13
780 ON Sr GOSUB Er11,Er12,Er13
790 ! ----- HACHEUR -----
800 B_hacheur: !
810 ON Sh GOSUB Th1,Th2,Th3
820 ON Sh GOSUB Eh1,Eh2,Eh3
830 IF Sh=3 THEN B_hacheur
840 ! ----- ONDULEUR -----
850 B_onduleur: !
860 ON So GOSUB To11,To12,To13
870 ON So GOSUB Eo11,Eo12,Eo13
880 ! ----- TENSION REDRESSEE FICTIVE -----
890 Vint=Vi(P)-Vi(N)
900 ! ----- TENSIONS DE SORTIE -----
910 FOR Jc=1 TO 3
920 Uo(Jc)=C*H_(Jc)*Vint
930 NEXT Jc
940 ! ----- COURANTS DE SORTIE -----
950 FOR Jc=1 TO 3
960 Jo(Jc)=Jo(Jc)+Dt*(Uo(Jc)-R*Jo(Jc))/L
970 NEXT Jc
980 I(1)=Jo(2)-Jo(3)
990 I(2)=Jo(3)-Jo(1)
1000 I(3)=Jo(1)-Jo(2)
1010 ! -----
1020 GOSUB Exploitation
1030 GOTO Incrementation
1040 !*****SSPG REDRESSEUR*
1050 Tr11: !
1060 IF Vi(GI_(P))>Vi(P) THEN
1070 Sr=2
1080 Sync=i
1090 END IF
```

```
1100      IF Vi(G1_(N))<Vi(N) THEN
1110                                     Sr=3
1120                                     Sync=1
1130                                     END IF
1140      RETURN
1150 Tr12:!
1160      Sr=1
1170      RETURN
1180 Tr13:!
1190      Sr=1
1200      RETURN
1210 Er11:!
1220      RETURN
1230 Er12:!
1240      P=G1_(P)
1250      H(G2_(N))=1
1260      H(N)=-1
1270      H(G1_(N))=0
1280      RETURN
1290 Er13:!
1300      N=G1_(N)
1310      H(P)=1
1320      H(G1_(P))=0
1330      H(G2_(P))=-1
1340      RETURN
1350 !*****SSPG HACHEUR ***
1360 Th1:!
1370      IF B>=0*B0 THEN Sh=2
1380      IF Sync=1 THEN Sh=3
1390      RETURN
1400 Th2: !
1410      IF B>=B0 OR Sync=1 THEN Sh=3
1420      RETURN
1430 Th3: !
1440      Sh=1
1450      RETURN
1460 Eh1:!
1470      C=1
1480      RETURN
1490 Eh2:!
1500      C=0
1510      RETURN
1520 Eh3:!
1530      B=0
1540      Sync=0
1550      ! Réglage éventuel du rapport cyclique
1560      RETURN
1570 !*****SSPG ONDULEUR **
1580 To11:!
1590      IF Uref(G1_(P_))>Uref(P_) THEN So=2
1600      IF Uref(G1_(N_))<Uref(N_) THEN So=3
1610      RETURN
1620 To12:!
1630      So=1
1640      RETURN
1650 To13:!
1660      So=1
1670      RETURN
1680 Eo11:!
1690      RETURN
```

```
1700 Eo12:!  
1710     P_=G1_(P_)  
1720     H_(G2_(N_))=1  
1730     H_(N_)=-1  
1740     H_(G1_(N_))=0  
1750     RETURN  
1760 Eo13:!  
1770     N_=G1_(N_)  
1780     H_(P_)=1  
1790     H_(G1_(P_))=0  
1800     H_(G2_(P_))=-1  
1810     RETURN  
1820 !*****  
1830 T_axes:!  
1840     GCLEAR  
1850     GRAPHICS ON  
1860     PEN 1  
1870     VIEWPORT 10,100,50,90  
1880     WINDOW Echt0,Echt+Echt0,-Echu,Echu  
1890     AXES 30,50,Echt0,0,2,2,2  
1900     VIEWPORT 10,100,10,40  
1910     WINDOW Echt0,Echt+Echt0,-Echi,Echi  
1920     AXES 30,5,Echt0,0,2,2,2  
1930     RETURN  
1940 !*****  
1950 Exploitation: !  
1960     VIEWPORT 10,100,50,90  
1970     WINDOW Echt0,Echt+Echt0,-Echu,Echu  
1980     PEN 4  
1990     MOVE A0,Uo10  
2000     DRAW A,Uo(1)  
2010     VIEWPORT 10,100,10,40  
2020     WINDOW Echt0,Echt+Echt0,-Echi,Echi  
2030     PEN 2  
2040     MOVE A0,Io10  
2050     DRAW A,I(1)  
2060     A0=A  
2070     Uo10=Uo(1)  
2080     Io10=I(1)  
2090     RETURN  
2100 !*****  
2110     END
```

ANNEXE 3

MODELISATION DU MOTEUR ASYNCHRONE

Le recours au calcul matriciel permet de simplifier la résolution par ordinateur dès que la mise en équation du système conduit à des expressions trop volumineuses.

1. EQUATIONS GENERALES

1.1. Introduction

Pour clarifier les figures suivantes, l'induit (stator) et l'inducteur (rotor) du moteur asynchrone triphasé à cage sont à une seule paire de pôles.

La généralisation des équations à une machine multipolaire est possible en multipliant par p l'angle géométrique entre les axes des enroulements primaires et secondaires correspondants.

1.2. Notations

On considère une machine bipolaire triphasée dont les enroulements statoriques sont couplés en triangle.

Les notations sont les suivantes :

- θ : l'angle géométrique entre l'axe de l'enroulement primaire 1 et l'axe de l'enroulement secondaire 1
- R_s : la résistance d'une phase statorique
- R_r : la résistance d'une phase rotorique
- l_s : l'inductance propre d'une phase statorique
- l_r : l'inductance propre d'une phase rotorique
- M_s : l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques
- M_r : l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
- M_{rs} : l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique
- L_s : inductance cyclique d'une phase statorique (fuites comprises)
- L_r : inductance cyclique d'une phase rotorique (fuites comprises)
- M : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor
- v_i, j_i : les tensions et courants dans la phase i du stator ($i= 1,2,3$)
- i_i : les courants en ligne au stator ($i= 1,2,3$)
- i_{ri} : le courant dans la phase i du rotor avec $i= 1,2,3$

On pose : $M_1 = M_{rs} \cdot \cos \theta$

$M_2 = M_{rs} \cdot \cos (\theta - 2\pi / 3)$

$M_3 = M_{rs} \cdot \cos (\theta - 4\pi / 3)$

1.3. Mise en équations de la machine réelle

La loi générale des circuits magnétiques permet d'écrire les équations mises sous forme matricielle :

$$[V] = [R] [I] + d [\Phi] / dt \tag{1}$$

$$[V] = [R] [I] + d [L] / dt \cdot [I]$$

avec $[V]^t = [v_1, v_2, v_3, 0, 0, 0]$

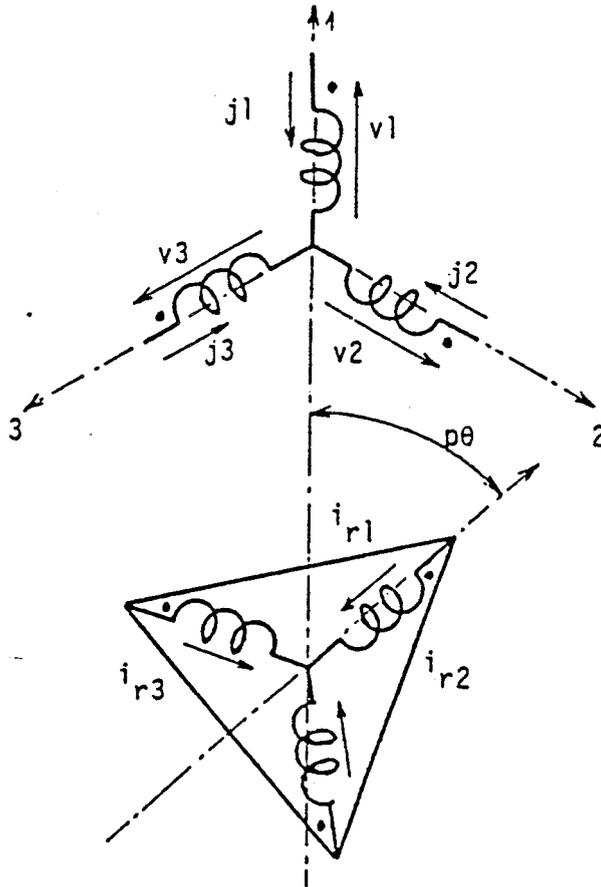
$$[I]^t = [j_1, j_2, j_3, i_{r1}, i_{r2}, i_{r3}]$$

donc

$$R = \begin{vmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{vmatrix} \quad L = \begin{vmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & l_s & M_s & M_3 & M_1 & M_2 \\ M_s & M_s & l_s & M_2 & M_3 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & l_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{vmatrix}$$

L'équation matricielle obtenue utilise une matrice inductance où apparaissent des fonctions sinusoïdales de la position du rotor, a priori inconnue.

Il est usuel d'utiliser la transformation dite transformation de Park qui, à l'inverse d'autres types, présente l'avantage d'avoir une matrice des tensions égale aux tensions de phase en régime permanent, et une matrice unique de transformation pour les courants, les tensions et les flux.



2. EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE EQUIVALENTE

2.1. Hypothèses

Deux conditions sont à respecter pour utiliser la transformation de Park :

- la machine est non-saturée, les pertes par courant de Foucault et Hystérésis sont négligées,
- tout courant parcourant un bobinage crée un champ à répartition spatiale sinusoidale dans l'entrefer.

2.2 Application au moteur asynchrone triphasé

Le stator est alimenté par un réseau "trois-fils", nous n'appliquerons donc la transformation qu'au rotor.

Les équations de fonctionnement de la machine réelle multipolaire (1) deviennent après transformation :

$$[v'] = [R'] [I'] + p \frac{d\theta}{dt} [L'] [I'] + [L'] \frac{d}{dt} [I'] \quad (2)$$

avec

$$[v']^t = [v_1, v_2, v_3, 0, 0, 0]$$

$$[I']^t = [j_1, j_2, j_3, i_{rd}, i_{rq}]$$

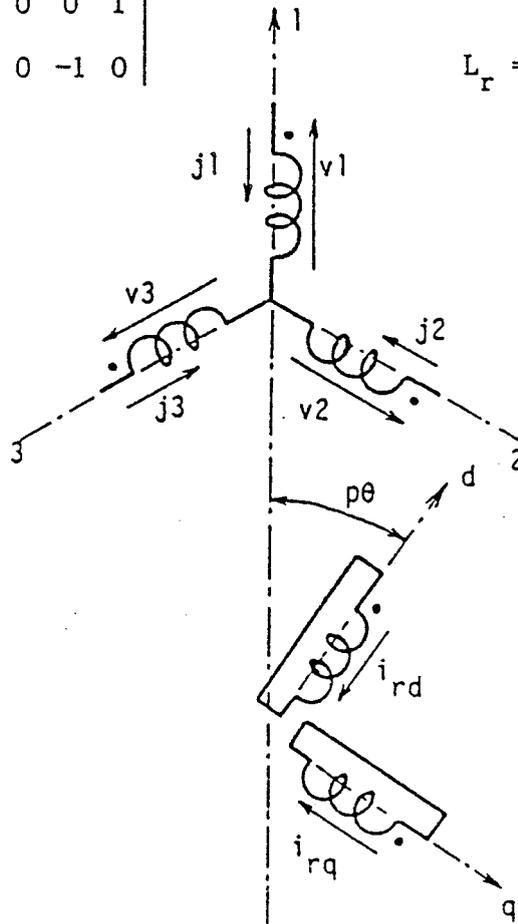
$$[R'] = \begin{vmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{vmatrix}$$

$$[L'] = \begin{vmatrix} l_s & M_s & M_s & M' & 0 \\ M_s & l_s & M_s & -\frac{1}{2}M' & \frac{\sqrt{3}}{2}M' \\ M_s & M_s & l_s & -\frac{1}{2}M' & -\frac{\sqrt{3}}{2}M' \\ M' & -\frac{1}{2}M' & -\frac{1}{2}M' & L_r & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2}M' & -\frac{\sqrt{3}}{2}M' & 0 & L_r \end{vmatrix}$$

$$[\alpha'] = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{vmatrix}$$

avec $M' = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{rs} = \sqrt{\frac{2}{3}} M$

$$L_r = l_r - M_r$$



La puissance mécanique s'écrit :

$$P_m = p \frac{d\theta}{dt} (\Phi_q \cdot i_{rd} - \Phi_d i_{rq})$$

donc le couple électromagnétique, déduit de la formule de la puissance mécanique et de la matrice des flux équivalents, est :

$$C = p M' (\frac{\sqrt{3}}{2}(j_1 + 2j_2) \cdot i_{rd} - \frac{1}{2}(3j_1) \cdot i_{rq})$$

Sachant que la vitesse angulaire du rotor par rapport au stator est

$$\Omega = \frac{d\theta}{dt}$$

3. ALIMENTATION TRIPHASEE DU STATOR

Les développements qui suivent se rapportent à un stator couplé en triangle. Les équations du système couplé en étoile se déduisent des premières par une matrice de passage P telle que :

$$[U'] = [P] [V']$$

$$\text{avec } \begin{cases} [U']^t = [u_1, u_2, u_3, 0, 0] \\ [V']^t = [v_1, v_2, v_3, 0, 0] \\ [I'']^t = [i_1, i_2, i_3, i_{rd}, i_{rq}] \end{cases}$$

et

$$[P] = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

d'où les équations de fonctionnement en étoile :

$$\begin{aligned} [R''] &= [P] [R'] & [L''] &= [P] [L'] \\ [U] &= [R''] [I''] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha] [L''] [I''] + [L''] \frac{d}{dt} [I''] \end{aligned}$$

Le couplage triangle élimine la composante homopolaire possible

$$\text{puisque } \sum_{i=1}^3 u_i = 0 \quad \text{donc} \quad \sum_{i=1}^3 j_i = 0$$

Les matrices peuvent alors passer de l'ordre 5 à l'ordre 4 car

$$\begin{aligned} u_3 &= -(u_1 + u_2) \\ j_3 &= -(j_1 + j_2) \end{aligned}$$

$$[V_T] = [Z_T][I_T] \quad \text{et} \quad [Z_T] = [R_T] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha_T] + [L_T] \frac{d}{dt}$$

$$[V_T]^t = [u_1, u_2, 0, 0] \quad [I_T]^t = [j_1, j_2, i_{rd}, i_{rq}]$$

$$[R_T] = \begin{vmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{vmatrix} \quad [L_T] = \begin{vmatrix} L_s & 0 & M' & 0 \\ 0 & L_s & -\frac{1}{2}M' & \frac{\sqrt{3}}{2}M' \\ \frac{3}{2}M' & 0 & L_r & 0 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2}M' & 3M' & 0 & L_r \end{vmatrix}$$

$$\text{sachant que } L_s = l_s - M_s$$

L'expression du couple électromagnétique ne change pas puisque le courant parcourant la troisième phase n'intervient pas.

Les coefficients intervenant dans la matrice impédance ne sont pas directement mesurables dans le cas du moteur à cage. Aussi, nous définissons pour les enroulements du rotor équivalent les changements de variables suivants :

$$i_{rd'} = \frac{L_r}{M'} \cdot i_{rd} \quad \text{et} \quad i_{rq'} = \frac{L_r}{M'} i_{rq}$$

Les matrices deviennent :

$$[V_T]^t = [u_1, u_2, 0, 0] \quad [I_T]^t = [j_1, j_2, i_{rd'}, i_{rq'}]$$

$$[R_T] = \begin{vmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_r}{L_r} \end{vmatrix} \quad [L_T] = \begin{vmatrix} L_s & 0 & \frac{M'^2}{L_r} & 0 \\ 0 & L_s & -1/2 \frac{M'^2}{L_r} & \sqrt{3}/2 \frac{M'^2}{L_r} \\ \frac{3}{2} & 0 & 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \sqrt{3} & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

et le couple électromagnétique :

$$C = p \frac{M'^2}{L_r} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} (j_1 + 2j_2) i_{rd'} - \frac{1}{2} (3j_1) \cdot i_{rq'} \right)$$

4. EQUATIONS MECANQUES

4.1. Description

En régime transitoire, le couple moteur s'écrit :

$$C_m = J \frac{d\Omega}{dt} + C_p + C_u(\Omega)$$

Le couple de perte C_p peut être l'addition de trois termes :

- le premier, indépendant de la vitesse est un couple de frottement sec noté : C_{f_r}
- le second terme dépend de la vitesse Ω ; c'est un couple de frottement visqueux noté f
- le troisième, proportionnel au carré de la vitesse, est un couple de frottement fluide, négligé dans le cas qui nous intéresse.

4.2. Caractéristiques du moteur

Le moteur utilisé dans le programme de simulation possède les caractéristiques suivantes :

- tension nominale par phase : 220 V
- Puissance utile : 3 kW
- Couple nominal : 20 Nm
- tétrapolaire.

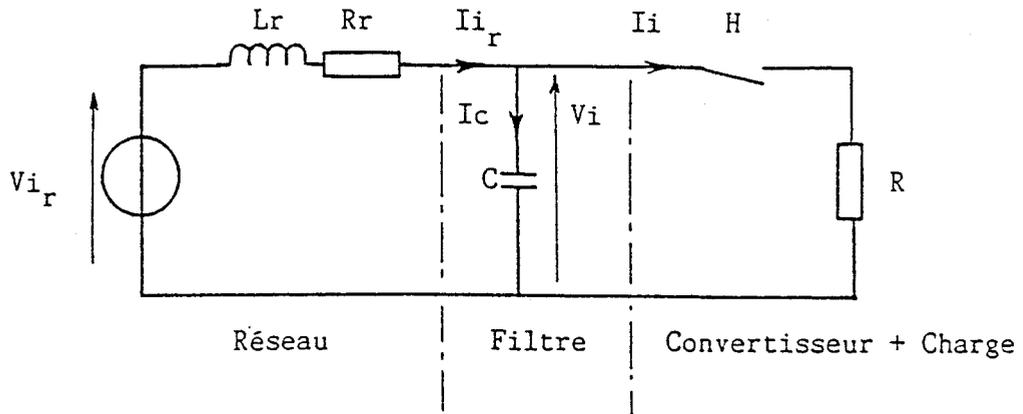
Des essais ont permis de déterminer la valeur des différentes grandeurs :

- Résistance d'un enroulement statorique : $R_s = 1,4 \Omega$
- Inductance d'une phase statorique : $L_s = 0,24 \text{ H}$
- $R_r/L_r = 5 \text{ s}^{-1}$
- $M'^2/L_r = 0,143 \text{ H}$
- Moment d'inertie des parties tournantes : $J = 9.10^{-2} \text{ kgm}^2$

ANNEXE 4

METHODE DE RESOLUTION
DES EQUATIONS D'ETAT

Nous reprenons ici l'étude du filtre RLC monophasé présenté au paragraphe 1.4 du Chapitre 4.



Pour étudier le comportement d'un filtre LC et les conséquences sur son environnement, nous utilisons un modèle monophasé de l'ensemble

Le convertisseur travaillant en commutation forcée, avec une source de tension en entrée, il est possible de le modéliser par un interrupteur totalement contrôlé, et commutant à une fréquence de découpage $f_d = 1000$ Hz par exemple.

Le système étudié est à topologie variable et il existe deux configurations possibles suivant que l'interrupteur H est ouvert ou fermé. Le fonctionnement est donc régi par deux systèmes d'équations d'état distincts.

Les équations de fonctionnement du montage sont, pour les deux configurations du circuit :

Interrupteur H fermé

$$v_{i_r} - v_i = Rr.i_{i_r} + Lr. \frac{di_{i_r}}{dt}$$
$$v_i = R.i_i \tag{1}$$

$$i_C = C. \frac{d v_i}{dt} = i_{i_r} - i_i = i_{i_r} - \frac{v_i}{R}$$

Interrupteur H ouvert

$$v_{i_r} - v_i = Rr.i_{i_r} + Lr. \frac{di_{i_r}}{dt}$$
$$i_C = C. \frac{d v_i}{dt} = i_{i_r} \tag{2}$$

a) Méthode de résolution des équations

Nous choisissons la résolution des équations par exponentielles de matrice .

Les systèmes d'équations à résoudre sont mis sous forme d'état. Les variables d'état du système sont regroupées dans un vecteur noté X et le système d'équations devient, sous forme matricielle :

$$\dot{X} = A . X + B . U$$

$$Y = C . X + D . U$$

avec X, le vecteur d'état

U, le vecteur de commande contenant les variables d'entrée du système,

Y, le vecteur de sortie contenant les variables dont on désire observer l'évolution,

A,B,C,D, matrices tirées des équations (1) et (2).

La solution du système $\dot{X} = A.X + B.U$ est :

$$X_{(N+1)} = e^{A \Delta t} . X_{(N)} + A^{-1} . (e^{A \Delta t} - I_d) . B.U \quad (3)$$

Pour éviter d'avoir à inverser la matrice A qui parfois, peut poser un problème (déterminant nul), on écrit le système sous la forme : /39/

$$\dot{X}^* = A^* . X^*$$

qui a pour solution

$$X_{(N+1)}^* = e^{A^* \Delta t} . X_N^*$$

Pour cela, on pose :

$$U = C . V$$

et

$$\dot{V} = D . V$$

Il vient :

$$\dot{X} = A.X + B.C.V$$

$$\dot{V} = D.V$$

En posant :

$$\begin{bmatrix} X^* \\ V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X \\ V \end{bmatrix} \quad \text{on obtient} \quad \begin{bmatrix} \dot{X}^* \\ \dot{V} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & BC \\ 0 & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \\ V \end{bmatrix}$$

ou encore, après identification avec (3) :

$$\dot{X}^* = A^* . X^* \quad \text{avec} \quad [A^*] = \begin{bmatrix} A & BC \\ 0 & D \end{bmatrix}$$

Par exemple, on a, si $\theta = \omega t$:

$$[V] = \begin{bmatrix} V_m \cos \theta \\ V_m \sin \theta \end{bmatrix} \quad \text{alors,} \quad [\dot{V}] = \begin{bmatrix} -\omega V_m \sin \theta \\ \omega V_m \cos \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_m \cos \theta \\ V_m \sin \theta \end{bmatrix}$$

d'où la matrice D, puisque $\dot{V} = D.V$

$$[D] = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix}$$

D'autre part, puisque $U = C.V$, si $[U] = [V_m \sin \theta]$, nous obtenons :

$$[V_m \sin \theta] = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} V_m \cos \theta \\ V_m \sin \theta \end{bmatrix}$$

d'où la matrice $[C] = [0, 1]$

L'exponentielle de la matrice A est calculée à l'aide d'un développement en série entière. La précision de la méthode est liée à celle du calcul de l'exponentielle donc à l'ordre du développement. Il est déterminé par des essais successifs jusqu'à ce que les coefficients de la matrice gardent un nombre donné de décimales constant.

Donc,

$$e^{A \Delta t} = I_d + A(\Delta t) + \frac{A(\Delta t)^2}{2!} + \frac{A(\Delta t)^3}{3!} + \dots + \frac{A(\Delta t)^n}{n!}$$

$$e^{A\Delta t} = I_d + A \Delta t \left(\frac{A\Delta t}{2} \cdot \left(\frac{A\Delta t}{3} \cdot \left(\dots \cdot \frac{A\Delta t}{(n-1)} \left(I_d + \frac{A\Delta t}{n} \right) \right) \right) \right)$$

Pour diminuer le temps de calcul sans perdre la précision sur les conditions initiales à chaque changement de configuration, nous utilisons un pas réduit au moment d'une commutation et un pas normal, plus important entre deux changements de topologie. Cette méthode est possible car les instants de commutation sont connus.

b) Réduction des équations

- H fermé

A partir du système d'équations (1) :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{i_r} \\ v_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Rr/Lr & -1/Lr \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{i_r} \\ v_i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/Lr \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{i_r} \end{bmatrix}$$

$$\dot{X} = A X + B U$$

$$\begin{bmatrix} -V_{i_{r_m}} \cdot w_i \cdot \sin w_i t \\ V_{i_{r_m}} \cdot w_i \cdot \cos w_i t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -w_i \\ w_i & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{i_{r_m}} \cdot \cos w_i t \\ V_{i_{r_m}} \cdot \sin w_i t \end{bmatrix}$$

$$\dot{V} = D V$$

$$[V_{i_{r_m}} \cdot \sin w_i t] = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} V_{i_{r_m}} \cdot \cos w_i t \\ V_{i_{r_m}} \cdot \sin w_i t \end{bmatrix}$$

$$U = C V$$

d'où le système matriciel, quand H est fermé :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{i_r} \\ v_i \\ V_{i_{r_m}} \cdot \cos w_i t \\ V_{i_{r_m}} \cdot \sin w_i t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -Rr/Lr & -1/Lr & 0 & 1/Lr \\ 1/C & -1/RC & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -w_i \\ 0 & 0 & w_i & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{i_r} \\ v_i \\ V_{i_{r_m}} \cdot \cos w_i t \\ V_{i_{r_m}} \cdot \sin w_i t \end{bmatrix}$$

$$\dot{X}^* = A^* X^*$$

- H ouvert

Le système d'équations (2) donne de la même manière la matrice A^*

$$\begin{bmatrix} -Rr/Lr & -1/Lr & 0 & 1/Lr \\ 1/C & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -w_i \\ 0 & 0 & w_i & 0 \end{bmatrix}$$

le vecteur d'état X^* est identique.

BIBLIOGRAPHIE

- /1/ : T. WIDODO
Etude des convertisseurs statiques de puissance
Thèse de Docteur-Ingénieur - Toulouse - 1981
- /2/ : B. ESCAUD et P. MARTY
Introduction à l'étude des structures des convertisseurs statiques,
Première Partie.
Electronique Industrielle - N° 53 - Septembre 1983
- /3/ : J. DU PARC
Comment choisir une structure de convertisseur.
Electronique de Puissance - N° 12, 13, 14 - Novembre 1985 -
Février 1986 - Mai 1986
- /4/ : A. PERIN
Contribution à l'étude des convertisseurs directs de fréquence
à transistors de puissance.
Thèse de Docteur-Ingénieur - Toulouse - 1984
- /5/ : B. SEURE
Sur un convertisseur direct réversible à transistors pour
l'alimentation d'un moteur asynchrone diphasé.
Thèse de Docteur de 3° Cycle - Lille - 1986
- /6/ : P. LIENART
Sur la commande rapprochée d'une cascade réversible de deux
convertisseurs statiques : Modélisation et Réalisation.
Thèse de Docteur de 3° Cycle - Lille - 1989
- /7/ : Y. LIBERT
Sur un ensemble changeur de fréquence réversible pour l'alimen-
tation d'une machine asynchrone triphasée.
Mémoire d'Ingénieur C.N.A.M - Lille 1987
- /8/ : G. SEGUIER
L'électronique de puissance.
Dunod Technique

- /9/ : C. ROMBAUT, G. SEGUIER et R. BAUSIERE
*Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Volume 2.
La conversion alternatif-alternatif.*
Technique et Documentation - Lavoisier
- /10/ : L. GYUGYI, B.R. PELLY
*Static power frequency changers
Theory, Performance and Application.*
A WILER-INTERSCIENCE PUBLICATION - 1976
- /11/ : G.J. BERG . P.K. DAS
A new three Phase Static Variable frequency changer.
I.E.E.E. Transaction on Industry Applications - September/
October 1973
- /12/ : P.D. ZIOGAS, Y.G. KANG, V. STEFANOVIC
*Rectifier-Inverter Frequency Changer with suppressed DC link
components.*
I.E.E.E. Transaction on Industry Applications - November/
December 1986
- /13/ : P.D. ZIOGAS, Y.G. KANG, V. STEFANOVIC
*Optimum system design of a three phase Rectifier-Inverter type
of Frequency Changer.*
I.E.E.E. Transaction on Industry Applications - September/
October 1985
- /14/ : R. CHAUPRADE, F. MILSANT
Commande électronique des machines à courant alternatif.
Eyrolles - 1980
- /15/ : J. ZUBEK, A. ABONDANTI
P.W.M. inverter motor drives with improved modulation.
I.E.E.E. Transaction on Industry Applications - November/
December 1975
- /16/ : S.R. BOWES, A.MIDOUN
*Suboptimal switching strategies for microprocessor controlled
P.W.M. inverter drives.*
I.E.E. Proc. Pt B - Electr. Power Applic. - May 1985
- /17/ : H. PATEL, G. HOFT
*Generalized techniques of harmonic elimination and voltage
control in thyristor inverters.*
I.E.E.E. Transaction on Industry Applications - May/June 1973

/18/ : G. MANESSE

Sur une analyse fonctionnelle des groupements d'interrupteurs statiques. Extension à la modélisation des convertisseurs dans leur environnement de contrôle et de puissance.

Thèse de Docteur d'Etat - Lille - 1987

/19/ : G. MANESSE, J.P. HAUTIER, J.M. TOULOTTE

Conception simultanée des parties opératives et commande des ensembles de conversion électromécanique. Méthode de conception D.E.S.I.G.N. (Description et Simulation de systèmes d'Interrupteurs par Graphes Normalisés).

Convention Automatique Productique - Paris - Mai 1986

/20/ : J. BLADOU

Formalisation d'extension du Grafcet. Macro-Etape et Forçage.

Electronique Industrielle - N° 128 - 1987

/21/ : G. MANESSE, Ch. MAZIERES

Sur la description fonctionnelle des convertisseurs statiques. Application aux montages redresseurs.

C.R. Acad. Sc. - Paris - t.295, Série II, p. 963-966, Novembre 1982

/22/ : PISKOUNOV

Calcul différentiel et intégral.

Edition de Moscou

/23/ : J.P. HAUTIER

Systèmes de contrôle du ralentissement d'un moteur asynchrone.

Mémoire C.N.A.M. - Lille - 1975

/24/ : P. VANDEPLANQUE

Introduction aux régimes transitoires des machines tournantes à courant alternatif par les équations de PARK.

Cours polycopié

/25/ : Ph. MARSEILLE

Modèle numérique pour l'étude du comportement transitoire des onduleurs à transistors.

Rapport de D.E.A. - Lille - 1987

/26/ : J.P. HAUTIER

Sur la description fonctionnelle et la simulation numérique d'un onduleur à transistors. Application au contrôle de la dynamique d'une machine asynchrone.

Thèse de Docteur-Ingénieur - Lille - 1984

- /27/ : P. DUMON
Sur la conduite d'un entraînement d'ascenseur par machine asynchrone et onduleur à transistors.
Thèse de Docteur-Ingénieur - Lille - 1987
- /28/ : A. WIART
Association d'onduleurs et de machines asynchrones. Les onduleurs et leurs applications.
R.G.E. - Tome 84, N° 11 - Novembre 1975
- /29/ : B. WATTRELOS
Sur la modélisation et le contrôle d'une machine synchrone autopilotée alimentée par onduleur de tension.
Mémoire d'Ingénieur C.N.A.M. - Lille - 1987
- /30/ : J.P. HAUTIER, B. WATTRELOS
Synthèse rapide d'un système de conduite pour onduleur et moteur synchrone autopiloté.
E.P.E. - p. 215-219 - 1988
- /31/ : J. LESENNE, F. NOTELET et G. SEGUIER
Introduction à l'électrotechnique approfondie.
Technique et Documentation - 1981
- /32/ : J.P. CARON
Machine synchrone autopilotée.
Cours de C.N.A.M. - Lille
- /33/ : J.P. HAUTIER, G. MANESSE et Ch. MAIZIERES
Sur la description par réseau de Pétri d'un onduleur en tension à transistors.

C.R. Académie des Sciences - Paris - t.297, Série II, 565 -
Octobre 1983
- /34/ : Ch. MENU
Machines synchrones à fem trapézoïdales - Autopilotage et commande de couple numériques - Etude et simulation de différentes stratégies de contrôle.
Thèse de Docteur-Ingénieur - Grenoble - 1989
- /35/ : J.P. HAUTIER, G. MANESSE
Description par réseau de Pétri et décomposition fonctionnelle d'un convertisseur réversible.
C.R. Acad. Sc. - Paris - t.300, Série II, N° 20 - 1985

/36/ : P. SGARZI, S. THEOLEYRE

Optimisation des installations de compensation en présence d'harmoniques.

R.G.E. N° 6 - Juin 1988

/37/ : J. BONAL

Etude comparative des moyens d'améliorer le facteur de puissance des locomotives monophasées.

Thèse de Docteur-Ingénieur - Lille - 1984

/38/ : E. DESTOBBELEER

Emploi de la modulation de largeur d'impulsions dans les redresseurs monophasés.

Thèse de Docteur de 3° Cycle - Lille - 1986

/39/ : F. LEPLUS

Modèle numérique pour l'étude des régimes troublés dans les montages redresseurs.

Rapport de D.E.A. - Lille - 1987

/40/ : *Condensateurs pour électronique de puissance. Fascicule 3. Commutation. Section B.*

L.C.C. THOMSON composants.

/41/ : Ch. ROEKENS

Sur l'alimentation d'un servo moteur à courant continu par convertisseur direct réversible à fréquence de commutation ultrasonore.

Mémoire d'Ingénieur C.N.A.M. - Lille - 1989