

50376
1984
109

50376.
4984.
409.

N° D'ordre : 342

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR - INGENIEUR

par

Jean-Paul HAUTIER

Ingénieur CNAM



**SUR LA DESCRIPTION FONCTIONNELLE ET LA
SIMULATION NUMERIQUE D'UN ONDULEUR
A TRANSISTORS
APPLICATION AU CONTROLE DE LA DYNAMIQUE
D'UNE MACHINE ASYNCHRONE**



Soutenu le 21 Mai 1984 devant la commission d'examen

MM.	S. THELLIEZ	Président
	C. MAIZIERES	Rapporteur
	G. SEQUIER	Examineur
	J.M. TOULOTTE	Examineur
	B. TRANNOY	Examineur
	J.L. VAN ECK	Examineur
	G. MANESSE	Directeur du travail
	J. EVIN	Invité

A V A N T - P R O P O S

Le présent travail a été effectué dans le cadre du Laboratoire de Systèmes Electromécaniques de l'Université des Sciences et Techniques de LILLE dirigé par M. le Professeur MAIZIERES. Je le remercie vivement pour l'aide et le soutien moral indispensable qu'il m'a toujours accordés malgré ses nombreuses préoccupations. Je lui témoigne ici ma plus profonde gratitude.

Que ce mémoire soit pour moi l'occasion d'exprimer à nouveau ma plus grande reconnaissance à Monsieur G. MANESSE, Maître-Assistant à l'USTL, qui m'a constamment aidé et encouragé au cours de mes recherches. Ses idées et l'enthousiasme qu'il exprime furent indispensables à l'aboutissement de ce travail, fruit de nombreuses et fructueuses discussions entre nous.

Je remercie très vivement Monsieur THELLIEZ, Professeur au CNAM de Paris, de l'honneur qu'il me fait en présidant ce jury.

Monsieur le Professeur TRANNOY de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique et d'Hydraulique de Toulouse a accepté de juger ce mémoire. Qu'il trouve ici l'assurance de plus sincères remerciements.

Notre axe de recherche nous a conduit à quelques échanges d'idées avec le Laboratoire d'Electronique industrielle de l'Université Libre de Bruxelles. Je remercie chaleureusement Monsieur le Professeur VAN ECK de l'attention qu'il porte à mes travaux en participant à ce jury.

Mes plus vifs remerciements vont également à Monsieur le Professeur SEGUIER qui a bien voulu juger ce mémoire. Certains travaux effectués par l'équipe qu'il dirige m'ont été d'un précieux recours.

Je remercie très vivement Monsieur le Professeur TOULOTTE de l'intérêt qu'il montre pour ce travail en participant au jury. Les ouvrages qu'il a réalisés en collaboration avec Monsieur le Professeur THELLIEZ m'ont permis de mieux comprendre toutes les notions associées aux réseaux de Pétri.

Cette étude s'inscrit dans le cadre de liens étroits établis avec la Société Autinor-Logilift. Les qualités humaines et le dynamisme de son Président Directeur Général, Monsieur EVIN, ont permis une collaboration efficace. Je le remercie pour l'intérêt constant qu'il manifeste pour mes recherches.

Je n'oublie pas les nombreuses discussions avec Monsieur J. DEFRENNE, Maître-Assistant à l'IUT de Lille.

Je remercie Monsieur FRANCHAUD pour sa disponibilité constante et son efficacité technique.

Mes remerciements vont également à Madame LEMAIRE et à Monsieur HOUZE pour la réalisation matérielle de ce mémoire.

Enfin, je n'oublierais pas de citer Christel, mon épouse, pour son inaltérable patience face à l'indisponibilité fréquente causée par mes activités.

SOMMAIRE

<u>INTRODUCTION GENERALE</u>	1
<u>CHAPITRE 1</u>	6
DESCRIPTION FONCTIONNELLE DE L'ONDULEUR PAR RESEAU DE PETRI	
1. <u>Configurations de l'onduleur</u>	6
1.1. DETERMINATION DES CONNEXIONS POSSIBLES	6
1.2. PARTITIONNEMENT DES CONFIGURATIONS	8
1.2.1. Groupes et classes	8
1.2.2. Indice de permutation	
2. <u>Etats contrôlés de l'onduleur</u>	9
2.1. CLASSES DE COMMANDE	9
2.2. DESCRIPTION FONCTIONNELLE DE LA COMMANDE	11
3. <u>Codage des tensions de sortie de l'onduleur</u>	13
3.1. DEFINITION DU VECTEUR DE COMMANDE	13
3.2. GROUPE I	15
3.3. GROUPE II	15
4. <u>Analyse et description fonctionnelle de l'onduleur</u>	16
4.1. DESCRIPTION D'UNE SEQUENCE	16
4.1.1. Groupe I	16
4.1.2. Groupe II	18
4.2. GENERALISATION-GRAPHE DE FONCTIONNEMENT	
4.2.1. Structure des macroplaces	18
4.2.2. Réseau des macroplaces	20
5. <u>Conclusion</u>	21
<u>CHAPITRE 2</u>	22
MODELISATION DU MOTEUR	
1. <u>Position du problème</u>	22
2. <u>Remarques préliminaires-Hypothèses et notations</u>	23

3. <u>Equations générales</u>	24
4. <u>Alimentation triphasée du moteur asynchrone</u>	27
4.1. ENROULEMENTS STATORIQUES COUPLES EN TRIANGLE	28
4.2. ENROULEMENTS STATORIQUES ASSOCIES EN ETOILE	30
5. <u>Alimentation monophasée du moteur asynchrone</u>	32
5.1. ENROULEMENTS STATORIQUES COUPLES EN TRIANGLE	33
5.1.1. Matrices impédances	33
5.1.2. Définition d'une matrice de passage	35
5.2. ENROULEMENTS STATORIQUES ASSOCIES EN ETOILE	37
5.2.1. Matrices impédances	37
5.2.2. Matrice de passage	40
6. <u>Conclusion</u>	42
<u>CHAPITRE 3</u>	43
MODELE NUMERIQUE DE L'ENSEMBLE SOURCE - ONDULEUR - MACHINE	
1. <u>L'outil informatique</u>	44
2. <u>Principe du traitement</u>	44
2.1. ARCHITECTURE FONCTIONNELLE	44
2.2. PRIORITE DE LA COMMANDE	44
2.3. DESCRIPTION DU TRAITEMENT	45
2.3.1. Gestion du temps	45
2.3.2. Contraintes de continuité	45
2.4. TRANSCRIPTION DES RESEAUX DE SIMULATION	46
2.4.1. Méthode générale	46
2.4.2. Codage des graphes d'état	48
3. <u>Description du modèle numérique de l'onduleur</u>	48
3.1. INFLUENCE DU COUPLAGE DE LA CHARGE	48
3.2. EQUATIONS DE SIMULATION	49
3.2.1. Equations électriques	49
3.2.2. Equation mécanique	51
3.3. MULTIGRAPHE DE SIMULATION DE L'ONDULEUR	51
3.3.1. Graphe de simulation de la commande	51
3.3.2. Graphe de simulation du fonctionnement	54
4. <u>Modèle numérique de l'ensemble</u>	54
4.1. ANALYSE DE LA SOURCE DE TENSION VARIABLE	54
4.1.1. Structure générale	54
4.1.2. Description fonctionnelle	56

4.1.3. Equations de simulation	57
4.1.4. Multigraphe de simulation	58
4.2. ASSOCIATION DES GRAPHS DE SIMULATION	59
4.2.1. Implantation du parallélisme	59
4.2.2. Simulation globale	60
5. <u>Résultats et validation du modèle</u>	62
6. <u>Conclusion</u>	65
<u>CHAPITRE 4</u>	66
CHOIX D'UNE STRATEGIE DE COMMANDE DES TRANSISTORS VALIDATION EN REGIME PERMANENT	
1. <u>Position du problème</u>	67
2. <u>Mode d'obtention des formes d'onde</u>	67
2.1. PRINCIPE DU GENERATEUR ETUDIE	69
2.2. CARACTERISTIQUES DE LA COMMANDE DES TRANSISTORS	71
2.3. PROPRIETES DE L'ONDE DE TENSION	74
2.3.1. Valeur efficace	74
2.3.2. Calcul des harmoniques	74
3. <u>Optimisation des formes d'onde</u>	75
3.1. ANALYSE DES CONTRAINTES	75
3.2. CRITERE D'ATTENUATION DES HARMONIQUES	76
3.3. RESULTATS CARACTERISANT LA FORME D'ONDE	76
3.4. VALIDATION DU CRITERE PROPOSE	78
4. <u>Caractéristiques calculées</u>	80
4.1. PERFORMANCES ELECTROMECHANQUES	82
4.2. CONTRAINTES DANS LES COMPOSANTS	82
5. <u>Conclusion</u>	85
<u>CHAPITRE 5</u>	86
CONTROLE DE LA VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	
1. <u>Dispositif de contrôle</u>	87
1.1. ORGANISATION GENERALE	87
1.2. ARCHITECTURE	87
2. <u>Validation du modèle en régime dynamique</u>	89
3. <u>Etude du décollage</u>	89

3.1. POSITION DU PROBLEME	91
3.2. FREQUENCE DE DEMARRAGE	91
3.3. VITESSE DE VARIATION DE LA FREQUENCE	91
3.4. CHARGE ENTRAINEE	91
4. <u>Contrôle du système pour une charge donnée</u>	93
4.1. CONTRAINTES TECHNOLOGIQUES	93
4.2. PRINCIPE DE LA MISE EN VITESSE	93
4.3. SIMULATION DU CONTROLE	94
4.4. STRATEGIE DE REGULATION	95
5. <u>Contrôle du système pour une charge quelconque</u>	97
5.1. PRINCIPE DE LA MISE EN VITESSE	97
5.2. CARACTERISTIQUE DU MECANISME D'ADAPTATION	101
5.3. DESCRIPTION FONCTIONNELLE-RESULTATS	103
6. <u>Contrôle du ralentissement</u>	107
6.1 POSITION DU PROBLEME	107
6.2. MODIFICATION DE LA SOURCE DE TENSION CONTINUE	108
6.2.1. Structure	108
6.2.2. Description fonctionnelle-Equations	111
6.2.3. Résultats	113
7. <u>Conclusion</u>	117
 <u>CONCLUSION GENERALE</u>	 118
 <u>ANNEXE 1</u>	 120
MODELISATION DES MOTEURS A CAGE	
 <u>ANNEXE 2</u>	 122
IDENTIFICATION DES PARAMETRES D'UN MOTEUR A CAGE	
 <u>ANNEXE 3</u>	 124
PROGRAMMES DE SIMULATION	
 <u>ANNEXE 4</u>	 131
DESCRIPTION FONCTIONNELLE ADAPTEE DE LA COMMANDE DE L'ONDULEUR	
 <u>BIBLIOGRAPHIE</u>	

RAPPEL DES PRINCIPALES NOTATIONS
UTILISEES DANS LA REDACTION

(présentation dans l'ordre alphabétique)

C	: couple des forces électromagnétiques
C'	: condensateur de filtrage
C _n	: couple nominal de la machine étudiée
C _r	: couple de charge
C3, C4	: pointeurs de gestion des macroplaces du groupe II
f _n	: fréquence nominale d'utilisation de la machine
f _s	: fréquence de l'onduleur
f _s '	: = n ₁ f _s
G	: indice de permutation
H _m	: amplitude de l'harmonique de rang m d'une tension composée
i	: courant absorbé par l'onduleur
i _C	: courant circulant dans le condensateur de filtrage C'
i _L	: courant circulant dans l'inductance L du hacheur
i _i	: courant dans le fil de ligne i
IH _(i)	: indicateur binaire d'actualisation des grandeurs d'état
J	: moment d'inertie des masses tournantes
j _i	: courant dans l'enroulement statorique i
K	: signal de commande du hacheur
L	: inductance du hacheur
L _r	: inductance cyclique du rotor
L _s	: inductance cyclique du stator
M	: indicateur binaire du mode de fonctionnement de la machine
M	: mutuelle inductance cyclique entre stator et rotor
M'	: = $\sqrt{2/3} M$
n	: nombre d'impulsions latérales dans la commande de base des transistors
n ₀	: valeur courante du pointeur précisant le doublet (G,X)
n ₁	: nombre de doublets (G,X) définissant un type de commande
R	: résistance série de l'inductance L
R _r	: résistance d'une phase rotorique
R _s	: résistance d'une phase statorique

t : temps onduleur
t₁ : temps hacheur
t₂ : temps de scrutation hacheur
T : période de l'onduleur
T1 : période du hacheur
u, U : tension d'alimentation de l'onduleur
u_i : tension composée appliquée au stator de la machine
u_r : tension de référence de la source continue variable
v_i : tension appliquée aux bornes de l'enroulement statorique i
δ : rapport cyclique du hacheur
ρ : résidu harmonique de la tension composée
ρ_p : résidu harmonique partiel de la tension composée
Ω : vitesse du rotor
Δt : pas de calcul onduleur
Δt1 : pas de calcul hacheur

I N T R O D U C T I O N G E N E R A L E

Les équipements à vitesse variable utilisant des machines à courant alternatif se généralisent de plus en plus dans le domaine industriel et visent ainsi au remplacement à long terme des entraînements à courant continu. Cette évolution tient essentiellement aux progrès technologiques réalisés ces dernières années :

- par les composants de l'électronique de puissance, notamment les transistors avec l'accroissement constant de leurs performances [27],

- par la microinformatique qui conduit à une réduction sensible du coût de réalisation tout en permettant l'intégration de lois de commande sophistiquées.

Dans le choix des machines tournantes, il apparaît à l'heure actuelle une double orientation :

- Le moteur synchrone dans le domaine des fortes puissances [22],

- Le moteur asynchrone à cage pour les petites et moyennes puissances en raison de sa robustesse et de sa longévité, facteurs d'économie et de fiabilité.

Nous avons porté notre intérêt vers ce second point d'autant que des applications nouvelles apparaissent dans des domaines divers tels que le levage ou l'entraînement d'ascenseur.

A ce niveau il subsiste un choix pour la structure du convertisseur et de sa commande. Il s'agit en effet du problème du réglage de l'onduleur [30] qui peut s'opérer selon deux voies distinctes :

- La première est la commande en modulation de largeur d'impulsions (M L I ou P W M). Il existe diverses stratégies pour que l'onduleur réalise simultanément les fonctions variation de tension, variation de fréquence (réglage interne). La littérature est abondante à ce sujet [23][24] et des travaux récents ont permis d'aboutir à des résultats d'excellente qualité [25].

- La seconde nécessite un réglage externe de la tension d'alimentation de l'onduleur. Cette solution, apparemment plus onéreuse, se révèle efficace si le convertisseur doit être alimenté par des tensions de réseau différentes sans commutation électromécanique [26]. Cette structure permet également l'adjonction d'un dispositif d'évacuation de l'énergie lors des phases de ralentissement.

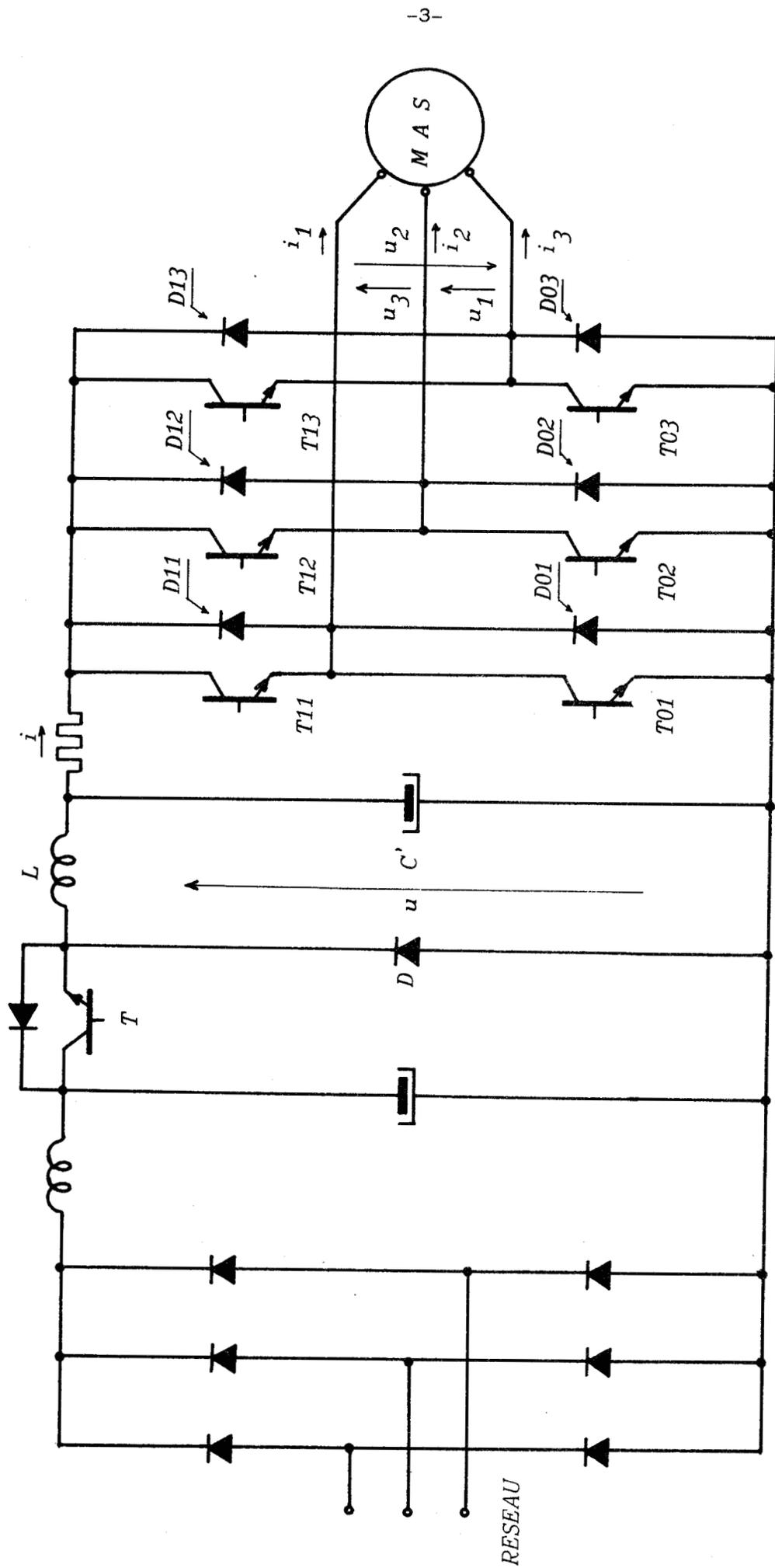
Dans ce travail, nous avons donc choisi d'étudier le comportement d'une machine asynchrone alimentée en tension par un groupe hacheur-onduleur à transistors. La structure, désormais classique, de cet ensemble est représentée à la page suivante.

Une source de tension continue réglable, réalisée à partir d'un pont redresseur à diodes et d'un hacheur, alimente l'onduleur. Celui-ci, constitué de six transistors et de six diodes rapides, impose les tensions alternatives aux bornes des enroulements de la charge.

L'inductance L limite la vitesse de croissance de l'intensité du courant dans le transistor T et assure le découplage entre l'onduleur et le hacheur. Le condensateur C limite le taux d'ondulation et permet la réversibilité de la source ainsi réalisée.

L'étude par voie analytique d'un tel système ne peut être menée sans hypothèses simplificatrices préalables. Dans ce cas, les résultats obtenus pourraient se révéler incomplets d'autant que nous souhaitons choisir les composants du convertisseur en tenant compte des contraintes imposées par la dynamique souhaitée.

Les possibilités offertes actuellement par la simulation numérique permettent d'aborder de façon globale l'association source-convertisseur-machine-charge.



SCHEMA DU DISPOSITIF DE PUISSANCE ETUDIE

Des travaux, réalisés ces dernières années [17][28], proposent des simulations générales d'ensembles convertisseur-machine capables de rendre compte efficacement de la dynamique d'un système. Ces modélisations reposent sur des méthodes d'analyse différentes comme la topologie constante [28] où les semi-conducteurs sont considérés comme des impédances de valeur différente selon leur état, la topologie variable [17] où le caractère binaire de ces composants est pris en compte.

Nous avons retenu ce dernier point sachant que les diverses configurations qui interviennent dans un convertisseur sont liées à l'état passant ou bloqué des semi-conducteurs qui le composent. La liste des configurations physiquement possibles et leur enchaînement prévisible peuvent être établis au moyen d'une description fonctionnelle par Grafset [1] ou par réseau de Pétri [3].

Ainsi, dans le chapitre 1, nous effectuons l'analyse topologique de l'onduleur puis nous en donnons une description structurée en définissant les notions de graphe de commande et de graphe de fonctionnement. Les résultats qui en découlent, montrent l'importance des grandeurs électriques pour le calcul des réceptivités.

Le chapitre 2, alors consacré à l'étude des divers modes d'alimentation du moteur, conduit à ne considérer, pour un couplage donné, que deux groupes d'équations régissant le fonctionnement de la machine asynchrone. Le formalisme introduit dans le précédent chapitre permet d'envisager facilement une simulation numérique.

Le chapitre 3 donne les principes retenus pour établir les graphes de traitement à partir de la description initiale. La définition d'une méthode générale de transcription et le choix d'un codage approprié conduisent au programme de simulation.

Le modèle numérique du convertisseur complet est obtenu en effectuant la description fonctionnelle de la source réglable et l'implantation du parallélisme lié aux deux systèmes ainsi couplés.

La validation de ce modèle en régime permanent permet d'étudier au chapitre 4 une séquence optimale de commande des transistors dans un contexte technologique préalablement défini. Les performances électromécaniques et les contraintes dans les composants sont obtenues à partir de la simulation.

Le chapitre 5 est réservé à l'étude de la dynamique du système. L'introduction d'un dispositif de contrôle de la vitesse conduit à présenter le programme de simulation globale. Une structure est proposée pour ce système de contrôle dont la stratégie permet de respecter dans tous les cas les limitations imposées par le convertisseur.

CHAPITRE I

DESCRIPTION FONCTIONNELLE DE L'ONDULEUR PAR RESEAU DE PETRI

Dans ce chapitre, nous analysons les diverses configurations de l'onduleur associé à sa charge. La structuration présentée s'applique à ce convertisseur indépendamment de la séquence de commande adoptée et de la nature du récepteur alimenté.

I - Configurations de l'onduleur

1.1. DETERMINATION DES CONNEXIONS POSSIBLES

La différence de potentiel continue U appliquée à l'entrée de l'onduleur est imposée aux enroulements de la charge par l'intermédiaire des semiconducteurs de puissance (figure 1.1).

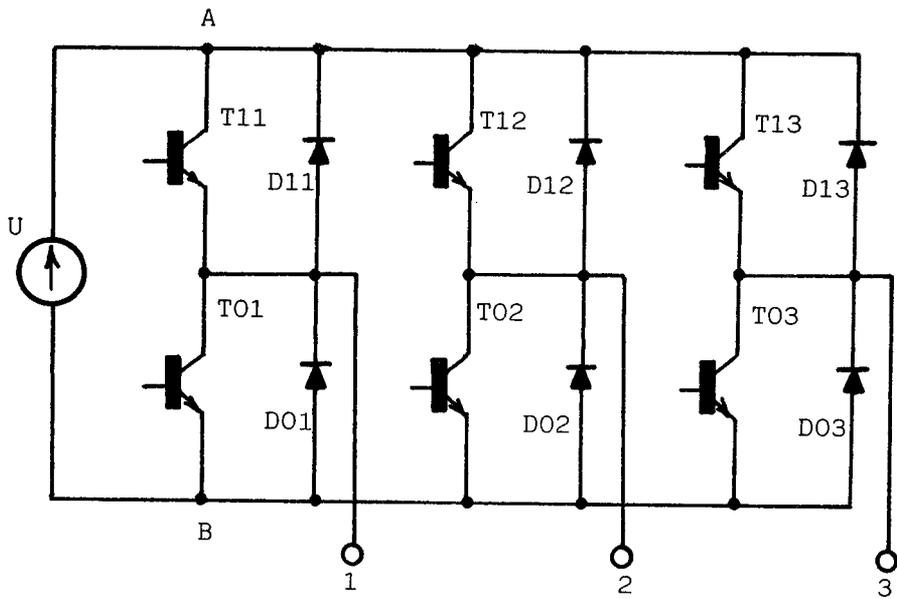


Figure 1.1

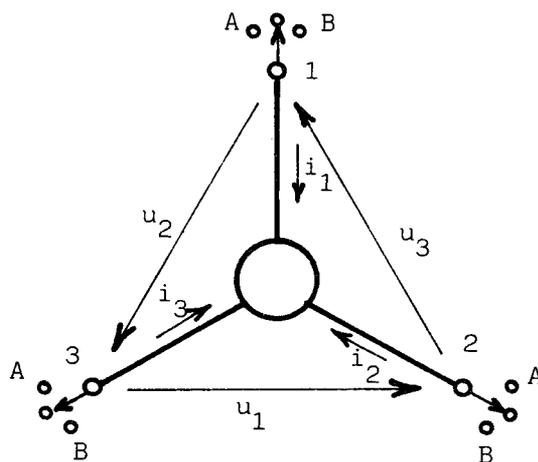
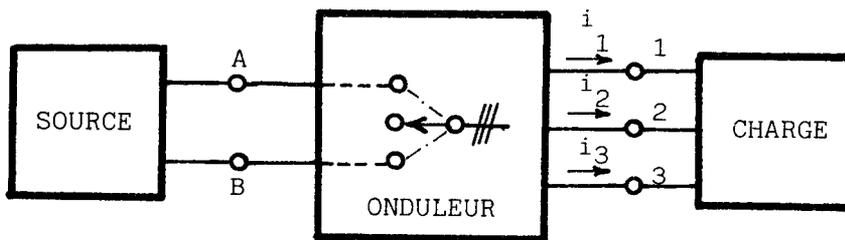


Figure 1.2

L'état passant ($i_D > 0$) ou bloqué ($v_D < 0$) d'une diode est lié à l'état électrique du récepteur alors qu'un ensemble diode - transistor conducteur se comporte comme un élément bidirectionnel.

Si les semi-conducteurs d'un bras sont symbolisés par un inverseur à trois positions, les schémas figure 1.2 montrent toutes les possibilités de connexions du récepteur à la source. Cette représentation élimine la mise en court-circuit des bornes A et B.

Ainsi, l'onduleur représenté de cette manière assure l'alimentation de la charge selon 3^3 soit 27 combinaisons. Nous ne considérons pas les états qui n'apparaissent jamais, correspondant à des ruptures de liaison avec l'alimentation. Par conséquent, le fonctionnement de l'onduleur qui, à un instant quelconque, présente deux ou trois transistors conducteurs est décrit par une succession de douze configurations possibles (figure 1.3) de connexions de la charge à la source.

L'enchaînement de ces configurations dépend alors de la séquence de commande des transistors.

1.2. PARTITIONNEMENT DES CONFIGURATIONS

1.2.1. Groupes et classes

La topologie précédente fait apparaître pour chacun des douze états contrôlés de l'onduleur la position des interrupteurs du schéma général. Elle révèle notamment deux groupes distincts I et II selon le nombre trois ou deux d'éléments bidirectionnels conducteurs pour l'état considéré.

Dans chaque groupe, il existe deux sous-groupes ou "classes" caractéristiques de l'état des liaisons avec la source.

a) Groupe I

- Classe 1 : deux liaisons bidirectionnelles au (-) de l'alimentation
une liaison bidirectionnelle au (+) de l'alimentation

- Classe 2 : deux liaisons bidirectionnelles au (+) de l'alimentation
une liaison bidirectionnelle au (-) de l'alimentation

b) Groupe II

- Classe 3 : une liaison bidirectionnelle au (+) de l'alimentation
une liaison bidirectionnelle au (-) de l'alimentation
une liaison unidirectionnelle (diode) ou une rupture de liaison
- Classe 4 : identique à la classe 3 mais avec inversion des liaisons bidirectionnelles.

Les diodes représentées figure 1.3 précisent les liaisons unidirectionnelles.

1.2.2. Indice de permutation

Dans chaque classe, une configuration quelconque se déduit d'une autre par permutation circulaire. Les matrices $[C(G)]$ de permutation des états (1) à (2) et (1) à (3) d'une même classe sont définies à partir des racines cubiques $[C(2)]$ et $[C(3)]$ de la matrice identité d'ordre 3 telles que :

$$[C(1)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad [C(2)] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad [C(3)] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} .$$

Ainsi l'indice de permutation $G(G \in \{1,2,3\})$ définit dans une classe X considérée ($X \in \{1,2,3,4\}$) les liaisons du récepteur à la source. Dans ces conditions, la configuration correspondante à $G = 1$ est choisie comme référence.

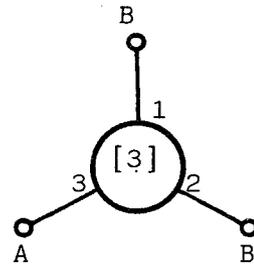
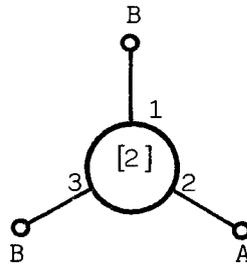
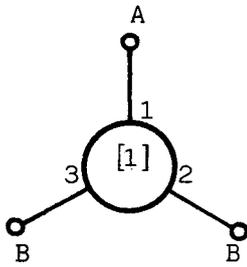
2 - Etats contrôlés de l'onduleur

2.1. CLASSES DE COMMANDE

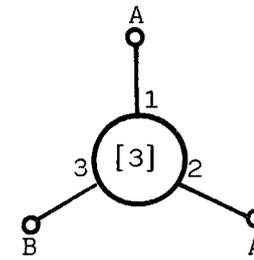
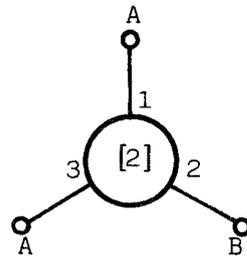
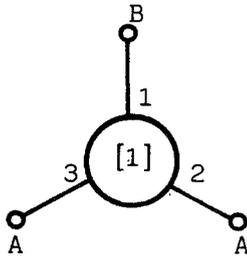
Le nombre de liaisons bidirectionnelles du récepteur à la source ainsi que la classe correspondante dépendent de la combinaison des transistors conducteurs.

GROUPE I

Classe 1

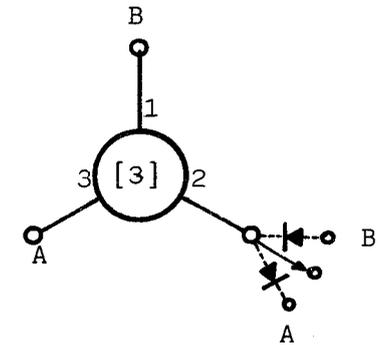
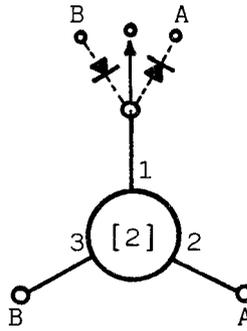
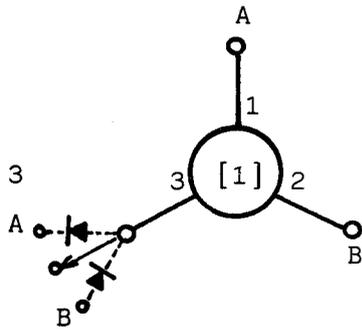


Classe 2



GROUPE II

Classe 3



Classe 4

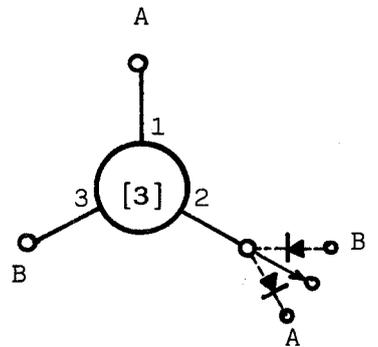
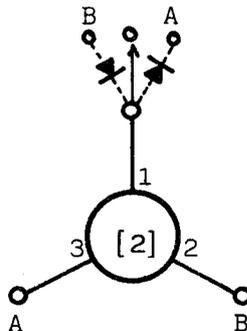
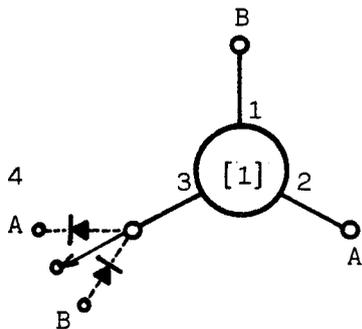
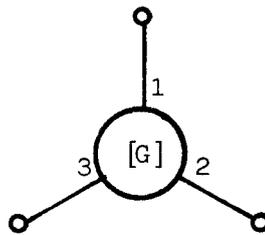


Figure 1.3



Si T_{ij} désigne un transistor passant, i représente l'indice de connexion ($i \in \{0,1\}$) et j l'indice de phase ($j \in \{1,2,3\}$). Les valeurs 0 et 1 attribuées à i correspondent respectivement aux liaisons bidirectionnelles établies avec le (-) et le (+) de l'alimentation.

Une correspondance existe entre les indices i et j et l'ensemble des configurations. Elle fait apparaître (tableau I) une relation biunivoque entre le groupe de transistors conducteurs d'une part, la classe de l'état contrôlé et l'indice de permutation d'autre part. Par conséquent, quatre classes de commande sont ainsi définies et le doublet (G,X) désigne une combinaison particulière de transistors conducteurs.

G \ X		GROUPE I		GROUPE II	
		1	2	3	4
1	T11-T02-T03	T01-T12-T13	T11-T02	T01-T12	
2	T12-T03-T01	T02-T13-T11	T12-T03	T02-T13	
3	T13-T01-T02	T03-T11-T12	T13-T01	T03-T11	

Tableau I

2.2. DESCRIPTION FONCTIONNELLE DE LA COMMANDE /1/

L'analyse qui précède montre que l'état contrôlé des éléments bidirectionnels est en fait fonction des indices G et X . L'évolution de ces indices ne dépend que de la séquence de commande, liée au temps par l'intermédiaire d'une horloge qui fixe la fréquence de l'onduleur.

La description des états contrôlés successifs s'effectue aisément au moyen d'un réseau de Pétri "sans conflit" /2/ (figure 1.4).

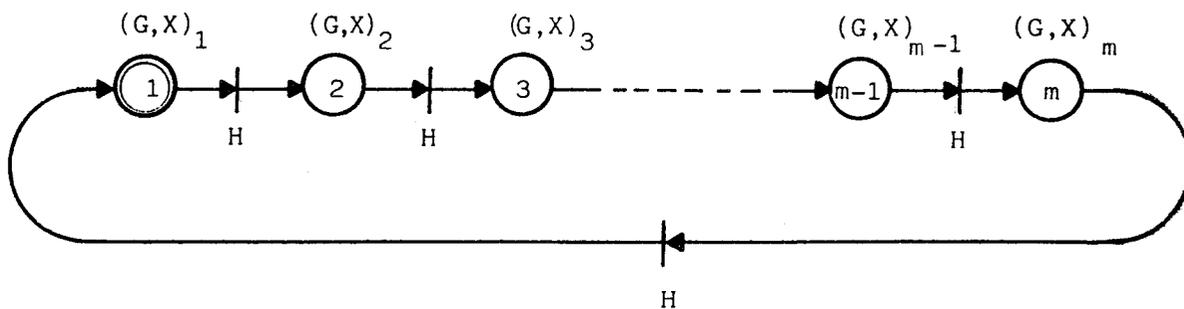


Figure 1.4

Le graphe obtenu associe pour toute séquence considérée, une place à chaque état contrôlé de l'onduleur. Un marqueur unique précise le doublet (G, X) qui représente l'action affectée à la place considérée. Les réceptivités sont satisfaites par les événements définis par l'horloge H .

Pratiquement, ce graphe peut être établi en considérant simultanément le diagramme des phases de conduction des transistors et les classes de commande associées. Le tableau I permet de déduire facilement le doublet (G, X) déterminé par ces phases de conduction.

La figure 1.5 décrit, à titre d'exemple, une commande à douze états contrôlés correspondant à un angle de conduction de 150 degrés. (figure 1.6)

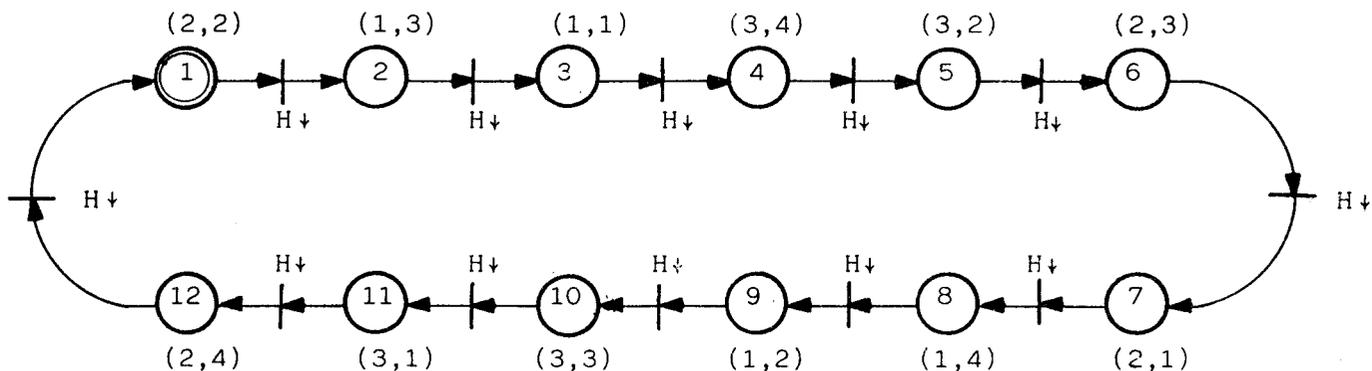


Figure 1.5

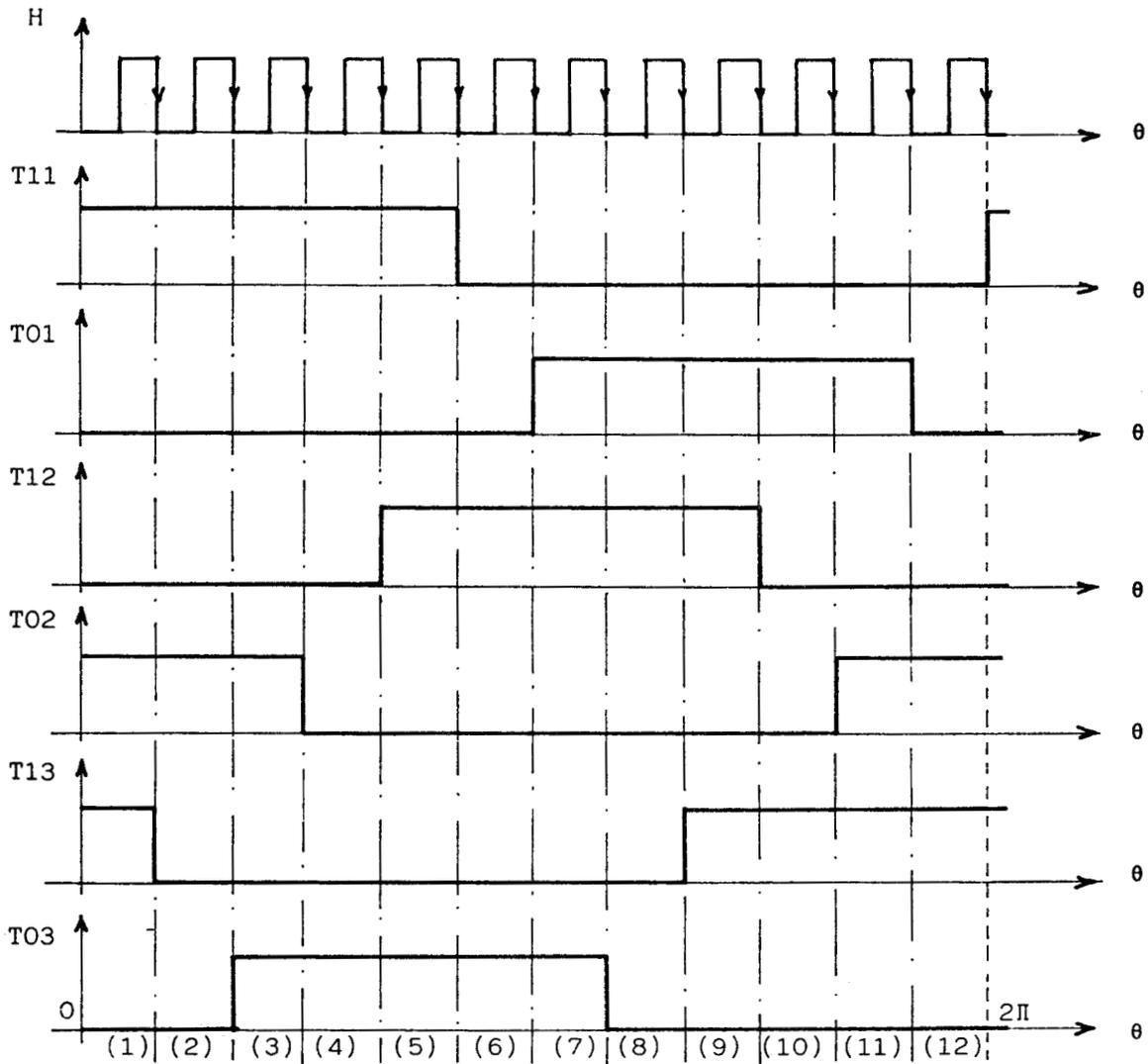


Figure 1.6

3 - Codage des tensions de sortie de l'onduleur

3.1 DEFINITIONS DU VECTEUR DE COMMANDE

Le vecteur $\underline{y} = [y_1, y_2, y_3]$ représente les tensions composées aux bornes du récepteur dans la configuration choisie comme référence ($G = 1$). Ces tensions, pour une autre configuration s'écrivent :

$$(1) \quad \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = [C(G)] \cdot \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix}$$

Il est également possible de les obtenir au moyen de la notation indicée suivante (figure 1.7) :

$$(2) \quad \begin{bmatrix} u_G \\ u_{G+1} \\ u_{G+2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{bmatrix}$$

L'équivalence des représentations (1) et (2) est satisfaite à condition que les indices G, G+1, G+2 soient donnés par les permutations du tableau II.

G	G+1	G+2
1	2	3
2	3	1
3	1	2

Tableau II

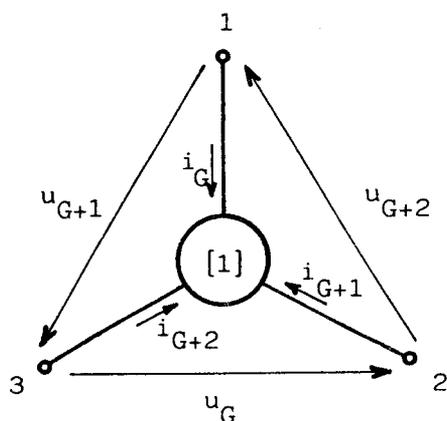


Figure 1.7

Afin de ne pas introduire de nouveaux indices au niveau des courants, nous utiliserons la notation (2) plus commode pour la suite de l'étude.

3.2. GROUPE I

Les trois tensions composées appliquées à la charge sont définies ; ce groupe est en effet caractérisé par un seul mode triphasé de fonctionnement du récepteur.

La connaissance de G est donc suffisante pour déterminer ces tensions. Le tableau III précise les composantes du vecteur \underline{y} pour les classes du groupe considéré.

\underline{y} \ X	1	2
y_1	0	0
y_2	-U	U
y_3	U	-U

Tableau III

3.3. GROUPE II

La commande définit une des tensions composées appliquées à la charge. La liaison unidirectionnelle (diode conductrice) qui détermine les deux autres tensions est fixée par le sens de circulation du courant dans le fil de phase correspondant.

Un courant positif ou négatif provoque respectivement une liaison aux bornes (-) et (+) de l'alimentation.

Ainsi, dans l'état de référence ($G = 1$), les transistors conducteurs sont donnés dans le groupe II du tableau I et le signe du courant i_3 détermine la liaison unidirectionnelle possible. Plus généralement, pour un indice de permutation G quelconque, le signe du courant i_{G+2} est pris en considération.

Une rupture de liaison (diodes précédentes bloquées) entraîne un mode de fonctionnement monophasé (*). La composante u_{G+2} reste définie par l'état de la commande ; les deux autres sont essentiellement liées à la nature de la charge.

Le tableau IV précise, pour les classes 3 et 4 les composantes du vecteur \underline{y} en fonction du sens du courant i_{G+2} .

X \underline{y}	Classe 3			Classe 4		
	$i_{G+2} > 0$	$i_{G+2} < 0$	$i_{G+2} = 0$	$i_{G+2} > 0$	$i_{G+2} < 0$	$i_{G+2} = 0$
y_1	0	-U	*	U	0	*
y_2	-U	0	*	0	U	*
y_3	U	U	U	-U	-U	-U

Tableau IV

4 - Analyse et description fonctionnelle de l'onduleur

L'étude précédente fait apparaître un découplage entre la commande fixée par le doublet (G,X) et le fonctionnement du système convertisseur-récepteur.

4.1. DESCRIPTION D'UNE SEQUENCE

4.1.1. Groupe I

Le seul mode d'alimentation triphasée du récepteur est décrit, au moyen d'un réseau de Pétri élémentaire. Les actions affectées à l'étape unique, conditionnées par les liaisons à la source, sont indépendantes de la charge. La figure 1.8 illustre l'état (G,X) = (1,1).

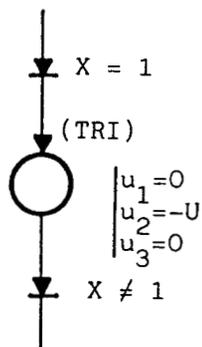
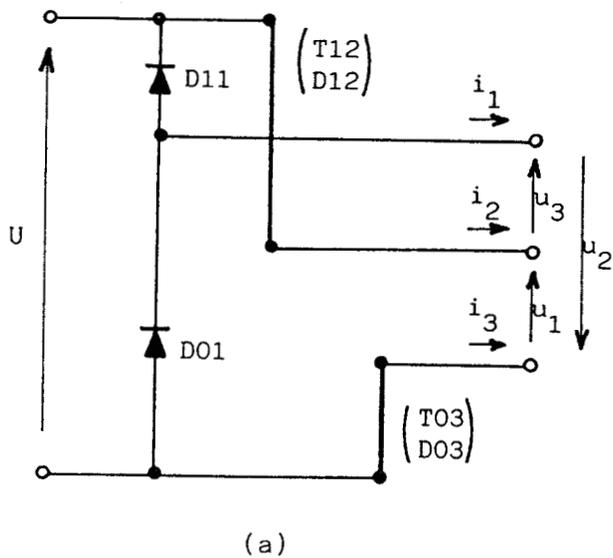
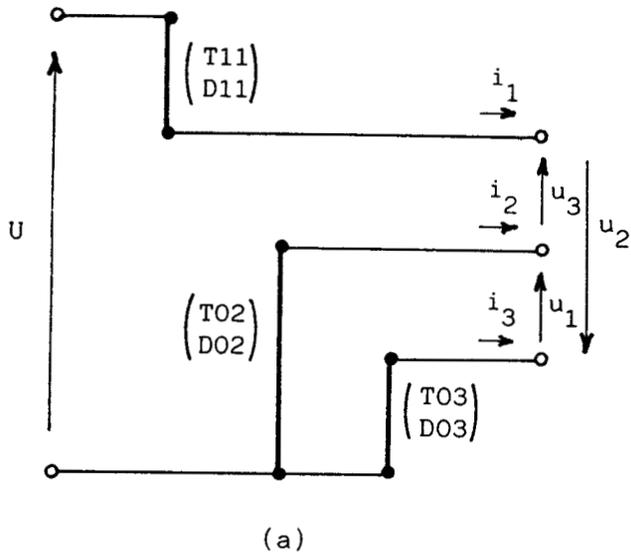


Figure 1.8

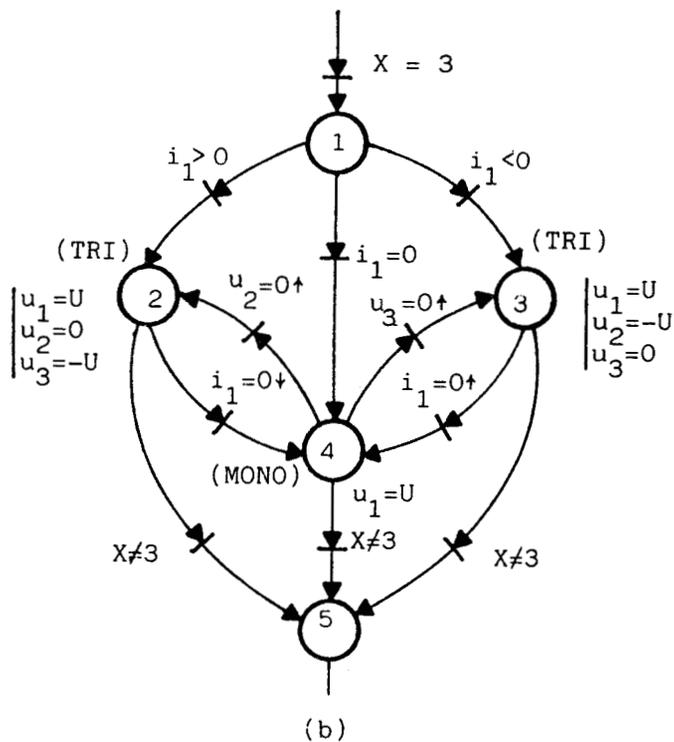


Figure 1.9

4.1.2. Groupe II

L'évolution des grandeurs électriques du récepteur conditionne le passage d'un mode de fonctionnement à l'autre et par conséquent les tensions de sortie au niveau de l'onduleur. Le caractère inductif de la charge conduit à énoncer les règles d'enchaînement suivantes :

- le blocage d'un transistor préalablement parcouru par un courant entraîne la mise en conduction de la diode dans la branche opposée.
- la conduction ou l'extinction d'une diode dans le bras correspondant aux transistors bloqués conduit respectivement à une alimentation triphasée ou monophasée du récepteur.

Analysons la commande définie par $(G,X) = (2,3)$, (figure 1.9a). L'évolution du système est décrite par le réseau de la figure 1.9b .

Les réceptivités associées à ce graphe découlent directement des règles précédentes. Le signe et la valeur du courant i_1 orientent le marqueur vers une place qui définit à la fois le mode de fonctionnement du récepteur et les composantes du vecteur de commande.

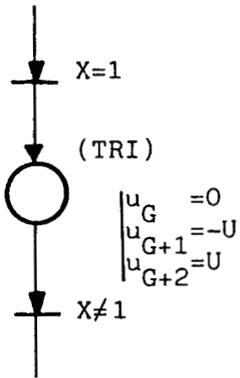
Lorsque seules deux phases sont alimentées, les tensions aux bornes des diodes D11 et D01 représentent les réceptivités des transitions du mode monophasé au mode triphasé.

Les sorties affectées aux étapes sont conditionnées à la fois par les liaisons bidirectionnelles liées à la commande et par la liaison unidirectionnelle liée à l'état électrique du récepteur.

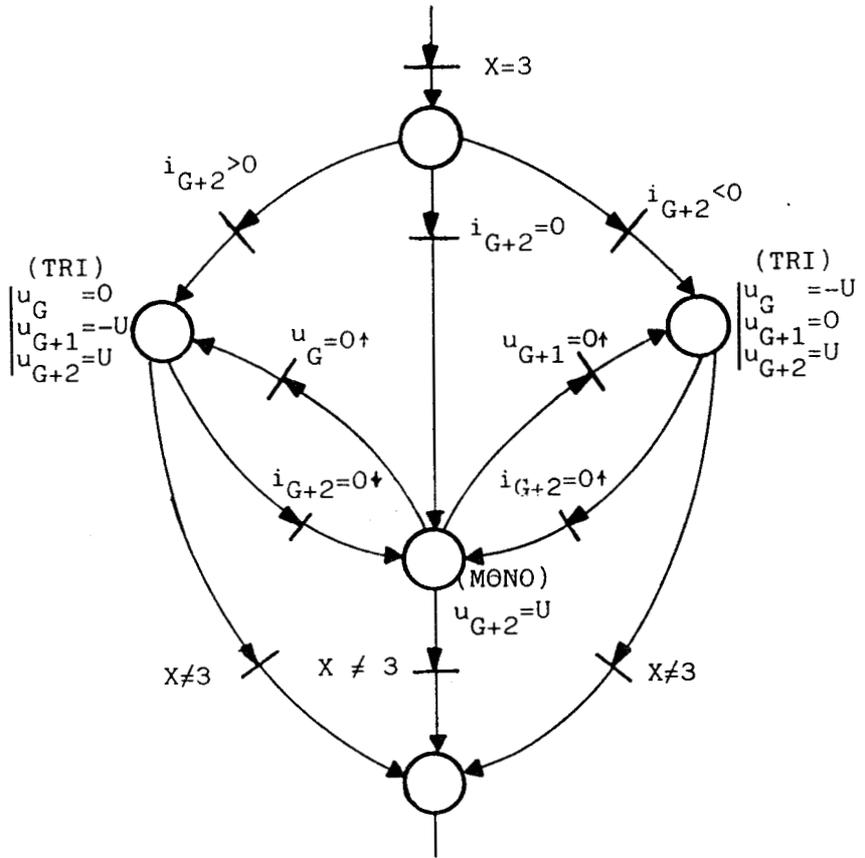
4.2. GENERALISATION-GRAPHE DE FONCTIONNEMENT

4.2.1. Structure des macroplaces

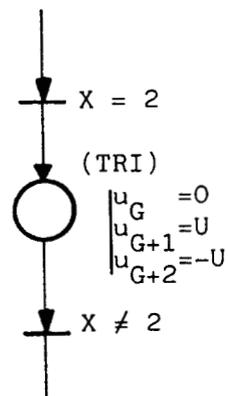
Un sous réseau peut décrire le fonctionnement pour chacune des configurations de l'onduleur associé à sa charge. Toutefois le formalisme



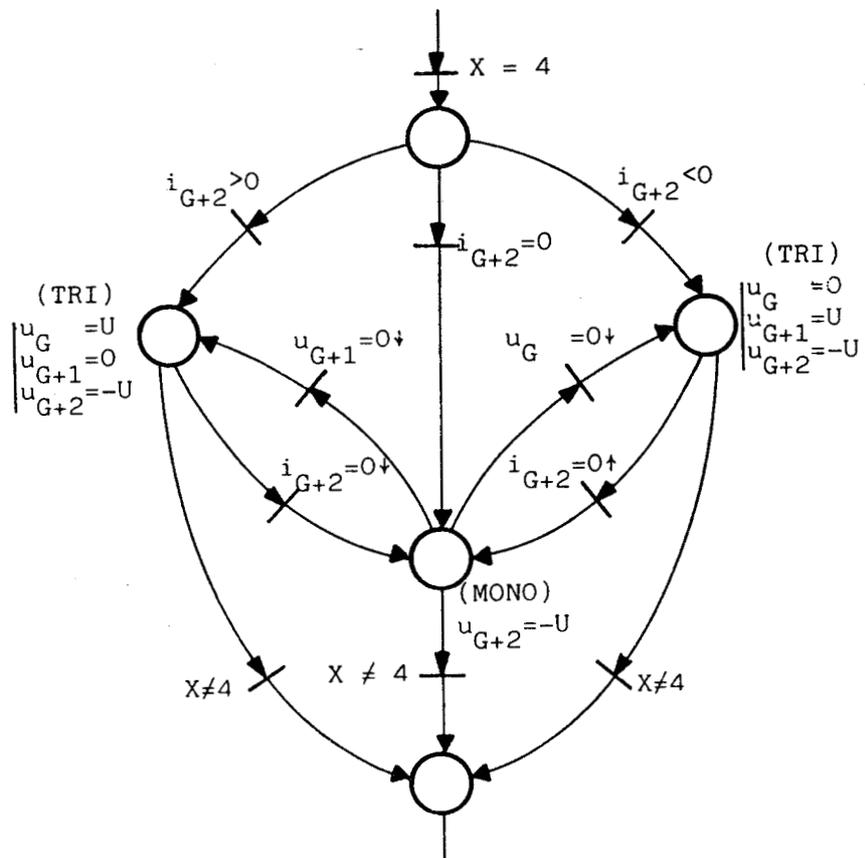
Classe 1



Classe 3



Classe 2



Classe 4

Figure 1.10

introduit au paragraphe 2 fait correspondre une macroplace à chaque valeur de X (figure 1.10).

Dans le groupe I, le seul mode triphasé d'alimentation du récepteur est décrit au moyen d'un réseau de Pétri élémentaire. Les actions, pour la place unique ainsi définie, sont indépendantes de la charge.

Dans le groupe II, les changements de mode d'alimentation sont liés à l'évolution des grandeurs électriques du récepteur.

Les réceptivités sont essentiellement affectées par l'indice de permutation G :

- le courant de la liaison unidirectionnelle fixant le mode de fonctionnement du récepteur (triphase si $i_{G+2} \neq 0$, monophasé si $i_{G+2} = 0$)
- les tensions u_G et u_{G+1} , imposées par le récepteur, conditionnant le retour au mode triphasé lorsqu'elles s'annulent par valeurs croissantes ou décroissantes (tableau V).

\underline{y}	Classe 3		Classe 4	
	$u_G = 0+$	$u_{G+1} = 0+$	$u_{G+1} = 0+$	$u_G = 0+$
y_1	0	-U	U	0
y_2	-U	0	0	U
y_3	U	U	-U	-U

Tableau V

Chaque macroplace définit ainsi un réseau associé à chaque classe de commande.

4.2.2. Réseau des macroplaces

Les transitions entre les macroplaces précédemment définies permettent d'aboutir aux réseaux complets représentés à la figure 1.11. Trois modes de fonctionnement apparaissent selon le nombre de transistors conducteurs à un instant donné.

Les modes (1) et (2) correspondent respectivement aux cas limites pour lesquels deux ou trois transistors sont toujours conducteurs. Les angles de conduction correspondant sont alors de 120 et 180 degrés, ce qui nécessite deux ordres d'extinction et de mise en conduction simultanés.

Le mode (3) est caractéristique d'une commande quelconque pour laquelle deux ou trois transistors sont rendus successivement conducteurs. Ce mode exclut ainsi toute simultanéité dans les ordres de mise en conduction et de blocage.

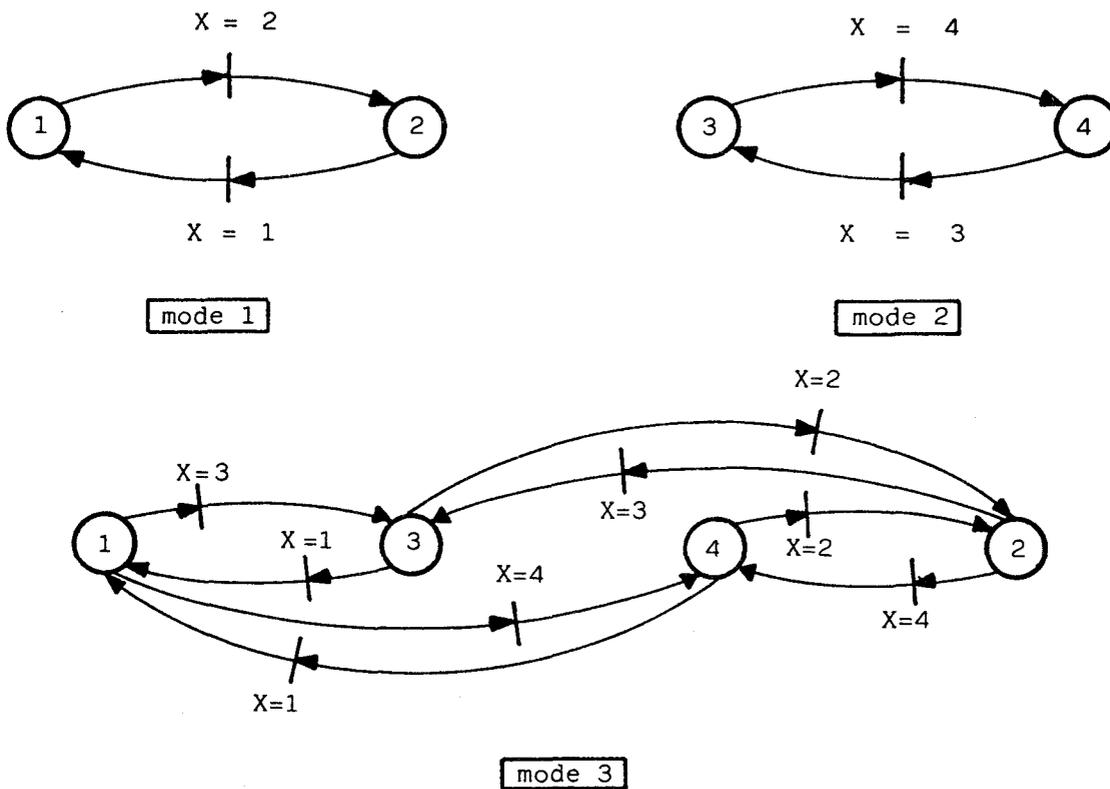


Figure 1.11

5 - CONCLUSION /3/

La structuration par réseaux de Pétri interdépendants permet de décrire séparément l'enchaînement des différentes phases et la séquence de commande. La description et le formalisme présentés (classes de commande et indice de permutation) sont particulièrement bien adaptés à une simulation numérique de l'onduleur. Il importe toutefois d'établir le modèle triphasé et monophasé traduisant les modes de fonctionnement de la charge alimentée.

CHAPITRE 2

MODELISATION DU MOTEUR

La description précédente nécessite une parfaite connaissance des équations statoriques régissant le fonctionnement de la machine alimentée. Dans ce chapitre nous définissons, pour les couplages usuels des enroulements du stator, un modèle matriciel qui tient compte de tous les modes d'alimentation du moteur asynchrone.

1 - Position du problème

La machine asynchrone, dont le fonctionnement est régi par un système d'équations différentielles d'ordre six à coefficients périodiques, a fait l'objet de nombreux travaux et publications /13/ /14/.

La plupart des études effectuées utilise des transformations par changement de variables qui permettent d'aboutir à une machine fictive représentée par un système d'équations à coefficients constants. Certains auteurs ont présenté des transformations orientées vers l'analyse /18/, alors que d'autres ont utilisé des transpositions adaptées au type d'alimentation de la machine /17/.

La transformation la plus classique est celle de Park /16/ qui remplace les enroulements polyphasés réels par des enroulements diphasés fictifs. La simplification obtenue est importante mais les grandeurs réelles ne sont pas toujours directement accessibles pour toutes les conditions d'alimentation de la machine.

L'évolution, en fonction du temps, de certaines grandeurs électriques statoriques conditionne le fonctionnement de l'ensemble convertisseur-machine. Il semble donc intéressant de proposer une transformation conservant au stator une structure triphasée et remplaçant le rotor par deux bobinages d'axes en quadrature.

2 - Remarques préliminaires - Hypothèses et notations

Dans toute l'étude nous considérons une machine isotrope à deux armatures triphasées. Nous admettons :

- une répartition spatiale sinusoidale des flux dans l'entrefer.
- l'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique.

La transformation qui est effectuée au rotor utilise les composantes de Park modifiées /13/ définies par la matrice orthogonale :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos p\theta & \cos (p\theta + \frac{2\Pi}{3}) & \cos (p\theta + \frac{2\Pi}{3}) \\ \sin p\theta & \sin (p\theta + \frac{2\Pi}{3}) & \sin (p\theta + \frac{2\Pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Les notations sont les suivantes :

- v_i : tension aux bornes d'un enroulement statorique ($i \in \{1,2,3\}$)
- j_i : courant dans un enroulement statorique ($i \in \{1,2,3\}$)
- u_i : tension composée entre deux fils de ligne
- i_i : courant dans un fil de ligne
- ϕ_{d,i_d} : flux et courant dans l'enroulement rotorique porté par l'axe d
- ϕ_{q,i_q} : flux et courant dans l'enroulement rotorique porté par l'axe q
- R_s : résistance d'une phase statorique
- l_s : inductance propre d'une phase statorique
- R_r : résistance d'une phase rotorique
- l_r : inductance propre d'une phase rotorique
- M_s : inductance mutuelle entre deux phases statoriques
- M_r : inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
- M_{rs} : valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor (axes magnétiques alignés)
- θ : angle géométrique entre un axe rotorique et un axe statorique de même indice
- p : nombre de paires de pôles
- $\Omega = \frac{d\theta}{dt}$: vitesse du rotor

On pose :

$$M_1 = M_{rs} \cos p\theta$$

$$M_2 = M_{rs} \cos \left(p\theta + \frac{2\Pi}{3} \right)$$

$$M_3 = M_{rs} \cos \left(p\theta - \frac{2\Pi}{3} \right)$$

3 - Equations générales

Les équations de fonctionnement de la machine réelle (figure 2.1) s'écrivent :

$$(1) \quad [V] = [R] [I] + \frac{d}{dt} [L] [I]$$

avec $[V]^t = [v_1, v_2, v_3, 0, 0, 0]$

et $[I]^t = [j_1, j_2, j_3, i_{r1}, i_{r2}, i_{r3}]$

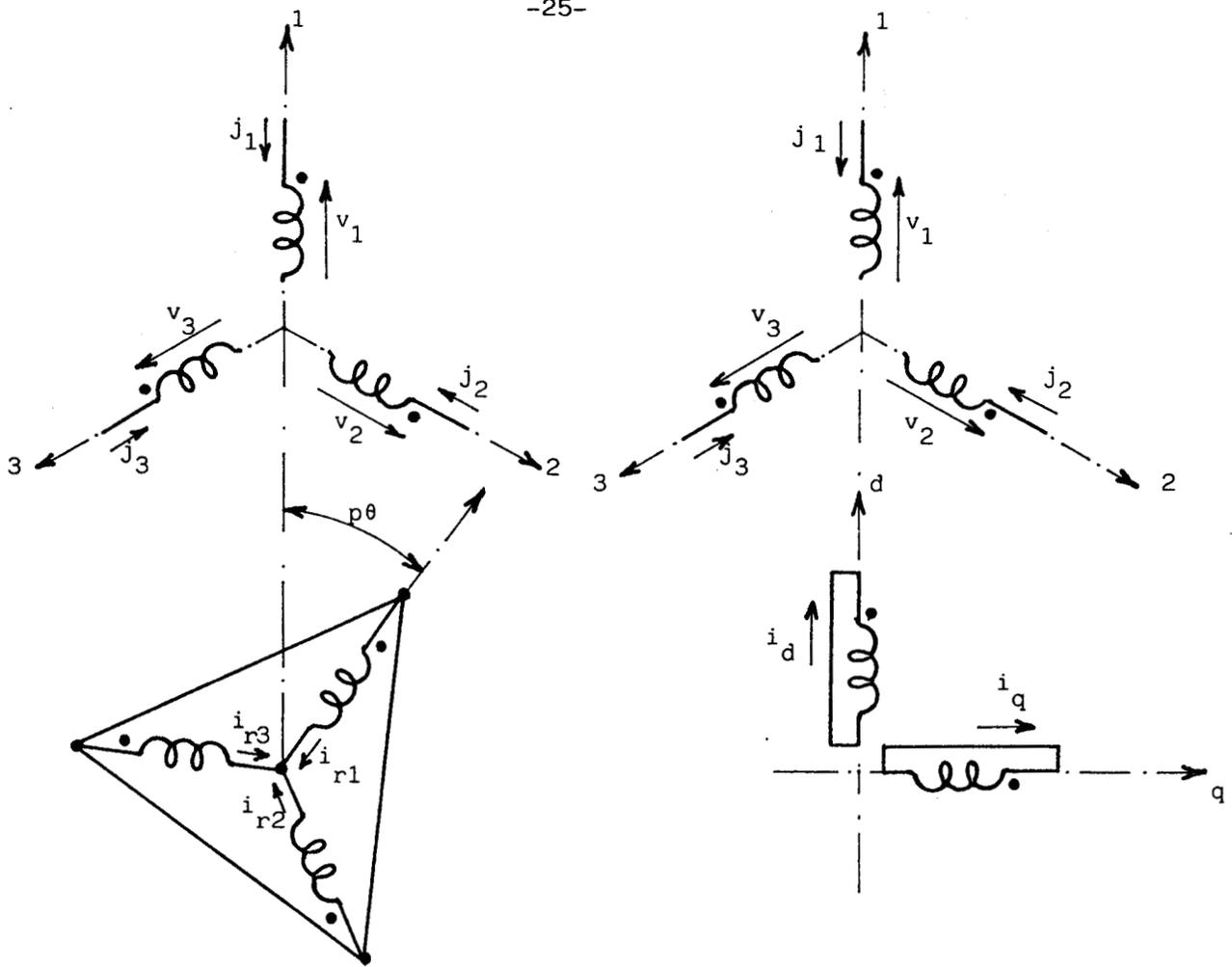


Figure 2.1

[R] et [L] représentent respectivement des matrices résistance et inductance d'expression :

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

et

$$[L] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & l_s & M_s & M_3 & M_1 & M_2 \\ M_s & M_s & l_s & M_2 & M_3 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & l_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

Nous considérons un référentiel lié au stator non modifié et nous appliquons la transformation de Park au rotor.

L'axe direct peut être choisi en coïncidence avec l'un quelconque des enroulements statoriques. Dans le cas de la figure 2.1, le fonctionnement de la machine équivalente est régi par l'équation matricielle :

$$(2) \quad [V'] = [Z'] [I']$$

où $[Z']$ représente la matrice impédance d'expression :

$$[Z'] = \{ [R'] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha] [L'] \} + [L'] \frac{d}{dt}$$

et

$$[V'] = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad [I'] = \begin{bmatrix} j_1 \\ j_2 \\ j_3 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} ; \quad [R'] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[\alpha] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} ; \quad [L'] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M' & 0 \\ M_s & l_s & M_s & -\frac{1}{2} M' & \frac{\sqrt{3}}{2} M' \\ M_s & M_s & l_s & -\frac{1}{2} M' & -\frac{\sqrt{3}}{2} M' \\ M' & -\frac{1}{2} M' & -\frac{1}{2} M' & L_r & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} M' & -\frac{\sqrt{3}}{2} M' & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

sachant que :

$$M' = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{rs} = \sqrt{\frac{2}{3}} M \quad , M : \text{mutuelle inductance cyclique entre stator et rotor}$$

$$L_r = l_r - M_r : \text{inductance cyclique du rotor.}$$

Expression générale du couple électromagnétique

Dans le formalisme de Park, la puissance mécanique a pour expression :

$$P_m = p \frac{d\theta}{dt} (\phi_q i_d - \phi_d i_q)$$

avec

$$\begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M' & -\frac{1}{2} M' & -\frac{1}{2} M' & L_r & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} M' & -\frac{\sqrt{3}}{2} M' & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad [j_1, j_2, j_3, i_d, i_q]$$

d'où l'expression du couple

$$C = pM' \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2} i_d (j_2 - j_3) - \frac{1}{2} i_q (2j_1 - j_2 - j_3) \right\}$$

4 - Alimentation triphasée du moteur asynchrone

Ce type d'alimentation correspond au premier mode de fonctionnement de la charge défini au chapitre 1.

Nous examinons pour les deux cas de couplage usuel des enroulements statoriques les possibilités de réduction de la matrice $[Z']$.

4.1. Enroulements statoriques couplés en triangle

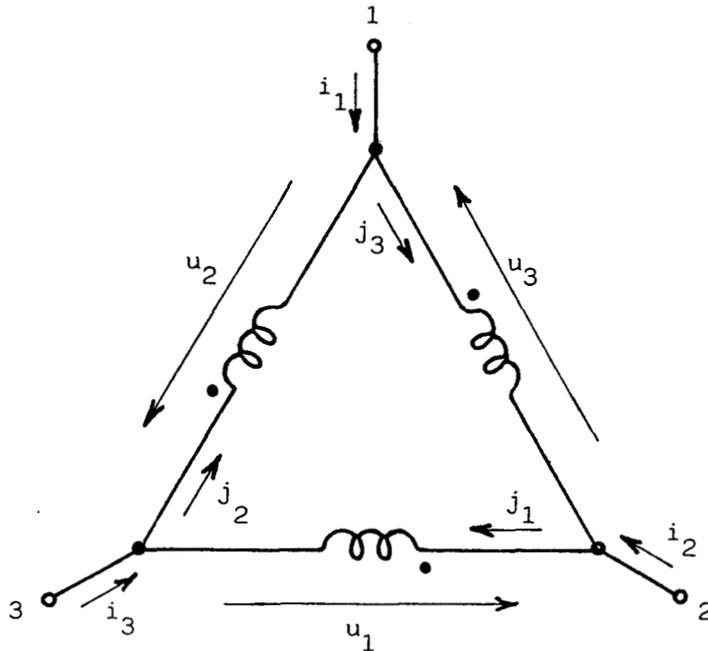


Figure 2.2

La symétrie des équations (1) régissant le fonctionnement de la machine réelle entraîne la relation suivante :

$$(3) \quad v_1 + v_2 + v_3 = (R_s + L_{so} \frac{d}{dt}) (j_1 + j_2 + j_3)$$

avec $L_{so} = l_s + 2 M_s$: inductance homopolaire du stator

Dans ce mode de couplage (figure 2.2), les tensions aux bornes des enroulements sont confondues avec les tensions composées. Il vient :

$$[u_1, u_2, u_3]^t = [v_1, v_2, v_3]^t$$

et d'après l'expression (3) si la somme des tensions est nulle, la somme des courants l'est aussi soit :

$$\begin{pmatrix}) \\ (\end{pmatrix} \begin{matrix} u_1 + u_2 + u_3 = 0 \\ j_1 + j_2 + j_3 = 0 \end{matrix}$$

Les dépendances linéaires qui existent entre les grandeurs statistiques permettent de réduire la matrice $[Z']$ de l'équation (2) à une matrice d'ordre 4, soit :

$$(4) \quad [V_T] = [Z_T][I_T]$$

avec :

$$[Z_T] = \{[R_T] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha_T][L_T]\} + [L_T] \frac{d}{dt}$$

et :

$$[V_T] = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad [I_T] = \begin{bmatrix} j_1 \\ j_2 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad [R_T] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[\alpha_T] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}, \quad [L_T] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M' & 0 \\ 0 & L_s & -\frac{1}{2}M' & \frac{\sqrt{3}}{2}M' \\ \frac{3}{2}M' & 0 & L_r & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2}M' & \sqrt{3}M' & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

et sachant que :

$$L_s = l_s - M_s : \text{inductance cyclique du stator.}$$

Ainsi les courants j_1, j_2, j_3, i_d et i_q peuvent être calculés à partir des tensions u_1 et u_2 . La matrice $[L_T]$ obtenue fait apparaître des inductances mutuelles non réciproques, conséquence de la transformation effectuée.

La suppression d'une composante statorique et le maintien de l'amplitude des courants réels conduisent à de nouveaux coefficients qui assurent la conservation du flux induit et de la puissance transmise au rotor.

Dans ces conditions le couple électromagnétique a pour expression :

$$C = p M' \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2} i_d (j_1 + 2 j_2) - \frac{1}{2} i_q (3 j_1) \right\}$$

4.2. Enroulements statoriques associés en étoile

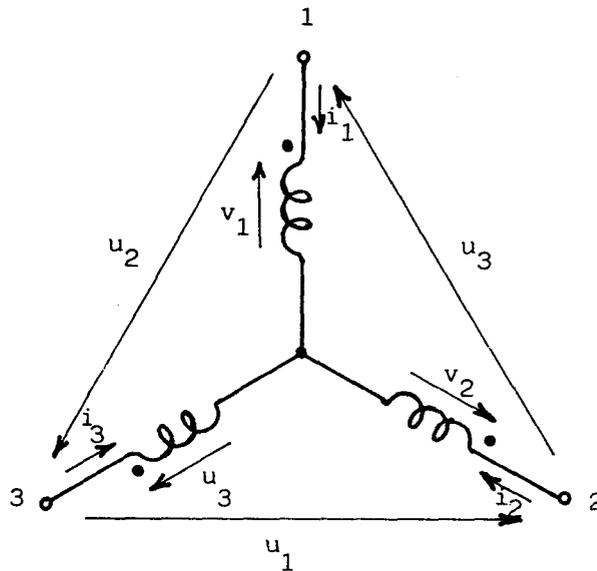


Figure 2.3

Dans ce mode d'association (figure 2.3), les courants en ligne sont confondus avec les courants dans les enroulements. Il vient :

$$[i_1, i_2, i_3]^t = [j_1, j_2, j_3]^t$$

et

$$\begin{cases} i_1 + i_2 + i_3 = 0 \\ u_1 + u_2 + u_3 = 0 \end{cases}$$

Les tensions composées peuvent se déduire des tensions par phase au moyen de la matrice de passage triangle-étoile soit :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad [P] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Le fonctionnement de la machine équivalente couplée en étoile est régi par l'équation matricielle :

$$(5) \quad [U] = [Z''] [I]$$

$$\text{avec} \quad [Z''] = [P] [Z'] = \{ [R''] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha] [L''] \} + [L''] \frac{d}{dt},$$

$$[R''] = [P] [R'] \quad , \quad [L''] = [P] [L']$$

soit

$$[R''] = \begin{bmatrix} 0 & R_s & -R_s & 0 & 0 \\ -R_s & 0 & R_s & 0 & 0 \\ R_s & -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} ; \quad [L''] = \begin{bmatrix} 0 & L_s & -L_s & 0 & \sqrt{3} M' \\ -L_s & 0 & L_s & -\frac{3}{2} M' & -\frac{\sqrt{3}}{2} M' \\ L_s & -L_s & 0 & \frac{3}{2} M' & -\frac{\sqrt{3}}{2} M' \\ M' & -\frac{1}{2} M' & -\frac{1}{2} M' & L_r & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} M' & -\frac{\sqrt{3}}{2} M' & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

Les composantes homopolaires de courant et de tension étant nulles, la relation (5) devient :

$$(6) \quad [v_E] = [Z_E] [I_E]$$

avec

$$[Z_E] = \{ [R_E] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha_E] [L_E] \} + [L_E] \frac{d}{dt}$$

et :

$$[V_E] = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad [I_E] = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad [R_E] = \begin{bmatrix} R_s & 2R_s & 0 & 0 \\ -2R_s & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[\alpha_E] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}, \quad [L_E] = \begin{bmatrix} L_s & 2L_s & 0 & \sqrt{3}M' \\ -2L_s & -L_s & -\frac{3}{2}M' & -\frac{\sqrt{3}}{2}M' \\ \frac{3}{2}M' & 0 & L_r & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2}M' & \sqrt{3}M' & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

Le groupe d'équations ainsi obtenu conduit à un modèle particulièrement intéressant pour l'étude du comportement du moteur asynchrone couplé en étoile et alimenté par un convertisseur statique.

Les courants dans les enroulements peuvent être calculés à partir des tensions composées, les tensions par phase étant essentiellement des grandeurs liées à l'état électromagnétique de la machine.

Le couple est exprimé en fonction des courants en ligne :

$$C = p M' \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2} i_d (i_1 + 2 i_2) - \frac{1}{2} i_q (3 i_1) \right\}$$

5 - Alimentation monophasée du moteur asynchrone

Ce type d'alimentation correspond au second mode de fonctionnement de la charge. Dans les deux cas de couplage, il apparaît des conditions supplémentaires sur les courants qui permettent de réduire à l'ordre 3 les matrices $[Z']$ et $[Z'']$.

5.1. Enroulements statoriques couplés en triangle

5.1.1. Matrices impédances

En admettant que le courant en ligne i_1 est nul, l'expression (3) impose entre les courants dans les enroulements les relations suivantes :

$$(7) \quad j_2 = j_3 = -\frac{j_1}{2}$$

La tension u_1 imposée à la machine devient la seule grandeur statorique indépendante et le vecteur d'entrée ne présente plus que trois composantes.

Nous développons l'expression (2) en y introduisant la nouvelle condition (7) sur les courants. Le fonctionnement de la machine équivalente est alors régi par l'équation matricielle suivante :

$$(8) \quad [V_{T1}] = [Z_{T1}] [I_{T1}]$$

avec

$$[Z_{T1}] = \{ [R_{TM}] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha_{TM}] [L_{T1}] \} + [L_{T1}] \frac{d}{dt}$$

et

$$[V_{T1}]^t = [u_1, 0, 0] \quad , \quad [I_{T1}]^t = [j_1, i_d, i_q] \quad ,$$

$$[R_{TM}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad , \quad [\alpha_{TM}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad , \quad [L_{T1}] = \begin{bmatrix} L_s & M' & 0 \\ \frac{3}{2} M' & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

Le couple électromagnétique s'écrit :

$$C = -\frac{3}{2} p M' i_q j_1$$

Les tensions u_2 et u_3 sont maintenant des tensions induites dépendantes de l'état électromagnétique de la machine. Le développement de l'équation matricielle (2) permet de décrire l'évolution de la tension u_2 soit :

$$u_2 = - \left(R_s + L_s \frac{d}{dt} \right) \frac{j_1}{2} - \frac{1}{2} M' \frac{di_d}{dt} + \frac{3}{2} M' \frac{di_q}{dt}$$

L'expression de la tension u_3 peut se déduire sachant que le couplage triangle annule la composante homopolaire des grandeurs statoriques. Il vient :

$$u_3 = - (u_1 + u_2)$$

La même transformation est effectuée si $i_2 = 0$. Dans ce cas, il vient : $j_1 = j_3 = - \frac{j_2}{2}$. Nous définissons une autre matrice impédance $[Z_{T2}]$ telle que :

$$(9) \quad [V_{T2}] = [Z_{T2}] [I_{T2}]$$

avec :

$$[Z_{T2}] = \{ [R_{TM}] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha_{TM}] [L_{T2}] \} + [L_{T2}] \frac{d}{dt}$$

et

$$[V_{T2}] = \begin{bmatrix} u_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad [I_{T2}] = \begin{bmatrix} j_2 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad [L_{T2}] = \begin{bmatrix} L_s & -\frac{1}{2}M' & \frac{\sqrt{3}}{2}M' \\ -\frac{3}{4}M' & L_r & 0 \\ \frac{3}{4}\sqrt{3}M' & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

De même si $i_3 = 0$, il vient : $j_1 = j_2 = - \frac{j_3}{2}$ et

$$(10) \quad [V_{T3}] = [Z_{T3}] [I_{T3}]$$

avec :

$$[Z_{T3}] = \{ [R_{TM}] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha_{TM}] [L_{T3}] \} + [L_{T3}] \frac{d}{dt}$$

et

$$[V_{T3}] = \begin{bmatrix} u_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad [I_{T3}] = \begin{bmatrix} j_3 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad [L_{T3}] = \begin{bmatrix} L_s & -\frac{1}{2}M' & -\frac{\sqrt{3}}{2}M' \\ -\frac{3}{4}M' & L_r & 0 \\ -\frac{3}{4}\sqrt{3}M' & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

L'équation matricielle obtenue est différente selon la phase alimentée. Malgré des inductances mutuelles non réciproques dues aux choix de la transformation effectuée, il est toutefois possible d'interpréter les groupes d'équations (8), (9), (10) au moyen des trois schémas de la figure 2.4.

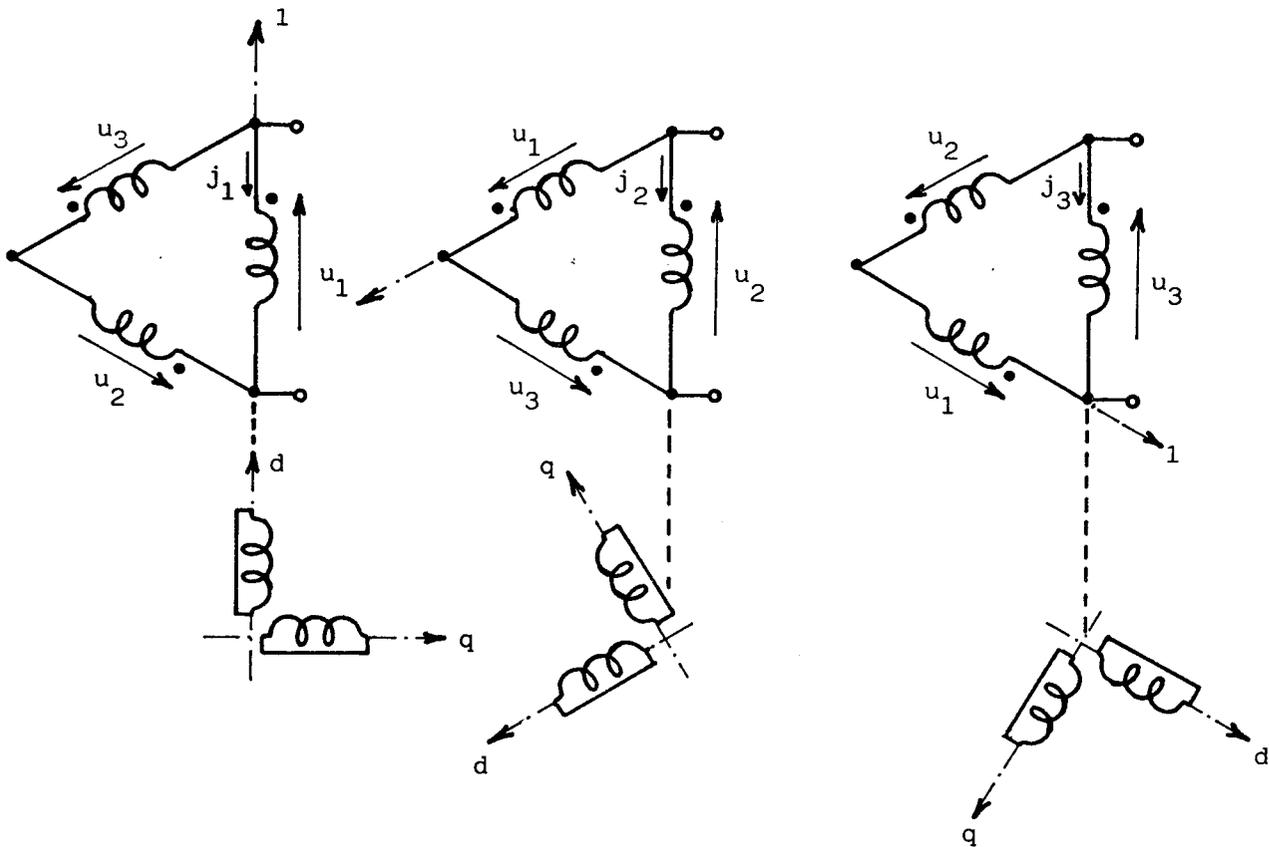


Figure 2.4

5.1.2. Définition d'une matrice de passage /15/

Dans l'analyse des trois cas d'alimentation par deux fils de phase nous avons conservé le même référentiel, l'axe d du rotor équivalent restant toujours en coincidence avec l'axe de l'enroulement statorique 1.

Nous examinons maintenant les conditions qui permettent d'accéder à un modèle unique défini par la matrice $[Z_{T1}]$ quels que soient les deux fils d'alimentation.

Physiquement il apparait trois impédances identiques si l'axe d est choisi en coïncidence avec celui de la bobine alimentée (figure 2.5). Ainsi dans les cas respectifs d'alimentation directe des enroulements statiques 2 ou 3, nous décalons le plan (d,q) d'un angle $\theta_r = +\frac{2\pi}{3}$ ou $\theta_r = -\frac{2\pi}{3}$.

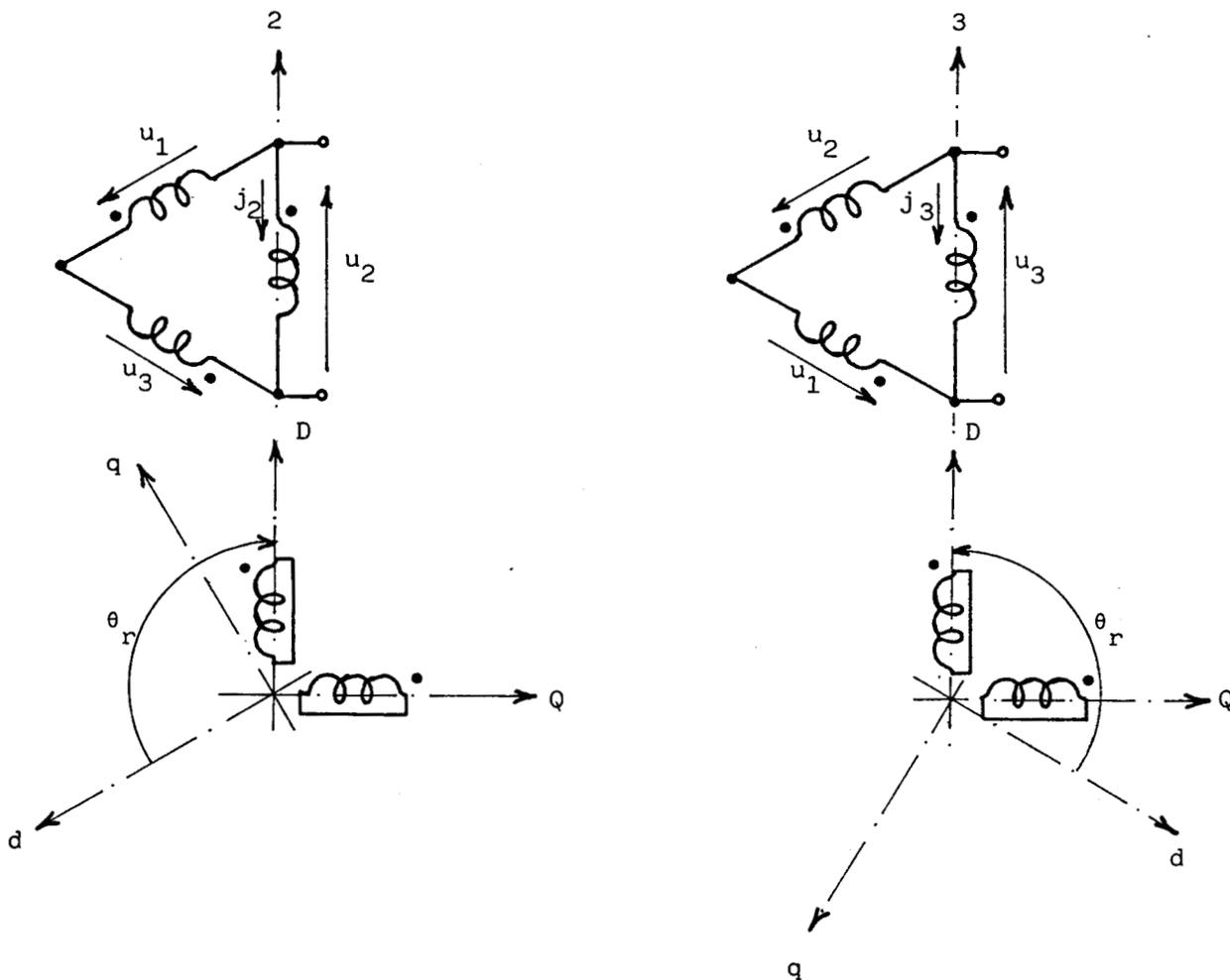


Figure 2.5

Les puissances mises en jeu sont conservées si les courants i_D et i_Q du nouveau système ont pour expression :

$$\begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} = [p(\theta_r)] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad \text{avec } [p(\theta_r)] = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

Le stator étant inchangé, il existe entre les grandeurs (i, D, Q) et les grandeurs (i, d, q) une relation :

$$[j_i, i_D, i_Q]^t = [P(\theta_r)] [j_i, i_d, i_q]^t \quad (i \in \{1, 2, 3\})$$

définie par la matrice de passage :

$$[P(\theta_r)] = \begin{bmatrix} 1 & & & \\ & p(\theta_r) & & \\ & & & \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ 0 & -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}$$

Si u_2 est la seule tension imposée à la machine, il vient :

$$[u_2, 0, 0]^t = [Z_{T2}] [j_2, i_d, i_q]^t$$

soit $[u_2, 0, 0]^t = [Z_{T1}] [j_2, i_D, i_Q]^t$

avec $[Z_{T1}] = [P(\frac{2\Pi}{3})] [Z_{T2}] [P(\frac{2\Pi}{3})]^{-1}$

De même

$$[Z_{T1}] = [P(-\frac{2\Pi}{3})] [Z_{T3}] [P(-\frac{2\Pi}{3})]^{-1}$$

Dans ces conditions, un changement préalable du référentiel permet de décrire le fonctionnement monophasé de la machine au moyen du seul groupe d'équations (8).

Ainsi, lors du passage d'un mode d'alimentation à l'autre, la matrice $[P(\theta_r)]$ assure l'initialisation des grandeurs associées aux modèles définis par les matrices $[Z_T]$ et $[Z_{T1}]$.

5.2. Enroulements statoriques associés en étoile

5.2.1. Matrices impédances

En supposant le courant en ligne i_1 nul, seule la tension u_1 est

imposée au stator. Le mode de couplage impose aux courants dans les enroulements les relations suivantes :

$$(11) \quad i_1 = 0 \quad \text{et} \quad i_3 = -i_2$$

En introduisant cette condition dans le développement de l'expression (5) nous obtenons l'équation matricielle de fonctionnement de la machine équivalente :

$$(12) \quad [V_{E1}] = [Z_{E1}] [I_{E1}]$$

avec

$$[Z_{E1}] = \{ [R_{EM}] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha_{EM}] [L_{E1}] \} + [L_{E1}] \frac{d}{dt}$$

et

$$[V_{E1}]^t = [u_1, 0, 0], \quad [I_{E1}]^t = [i_2, i_d, i_q]$$

$$[R_{EM}] = \begin{bmatrix} 2R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, \quad [\alpha_{EM}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}, \quad [L_{E1}] = \begin{bmatrix} 2L_s & 0 & \sqrt{3}M' \\ 0 & L_r & 0 \\ \sqrt{3}M' & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

Le couple électromagnétique s'écrit :

$$C = \sqrt{3} p M' i_d i_2$$

Les tensions par phase v_1, v_2, v_3 ainsi que les tensions composées u_2, u_3 sont des tensions induites pouvant être exprimées à partir des équations matricielles (2) et (5). Ainsi l'évolution de u_2 s'écrit :

$$u_2 = - (R_s + L_s \frac{d}{dt}) i_2 - \frac{3}{2} M' \frac{di_d}{dt} - \frac{\sqrt{3}}{2} M' \frac{di_q}{dt}$$

Les composantes homopolaires statoriques étant nulles, il vient :

$$u_3 = -(u_1 + u_2)$$

Les deux autres cas d'alimentation monophasée s'étudie en faisant intervenir les conditions respectives sur les courants au stator.

Si $i_2 = 0$, il vient :

$$(13) \quad [V_{E2}] = [Z_{E2}] [I_{E2}]$$

avec:

$$[Z_{E2}] = \{ [R_{EM}] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha_{EM}] [L_{E2}] \} + [L_{E2}] \frac{d}{dt}$$

et

$$[V_{E2}] = \begin{bmatrix} u_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad [I_{E2}] = \begin{bmatrix} i_3 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad [L_{E2}] = \begin{bmatrix} 2L_s & -\frac{3}{2}M' & \frac{\sqrt{3}}{2}M' \\ -\frac{3}{2}M' & L_r & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2}M' & 0 & L_r \end{bmatrix};$$

de même si $i_3 = 0$

$$(14) \quad [V_{E3}] = [Z_{E3}] [I_{E3}]$$

avec:

$$[Z_{E3}] = \{ [R_{EM}] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha_{EM}] [L_{E3}] \} + [L_{E3}] \frac{d}{dt}$$

et

$$[V_{E3}] = \begin{bmatrix} u_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad [I_{E3}] = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad [L_{E3}] = \begin{bmatrix} 2L_s & \frac{3}{2}M' & \frac{\sqrt{3}}{2}M' \\ \frac{3}{2}M' & L_r & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2}M' & 0 & L_r \end{bmatrix}.$$

Les matrices inductances obtenues sont symétriques, conséquence du courant nul dans un des enroulements statoriques.

Les groupes d'équations (12), (13) et (14) s'interprètent au moyen des schémas équivalents de la figure 2.6. Deux phases sont parcourues par le même courant et, dans chaque cas, le stator peut être représenté par un enroulement unique d'axe perpendiculaire à celui de la bobine non alimentée.

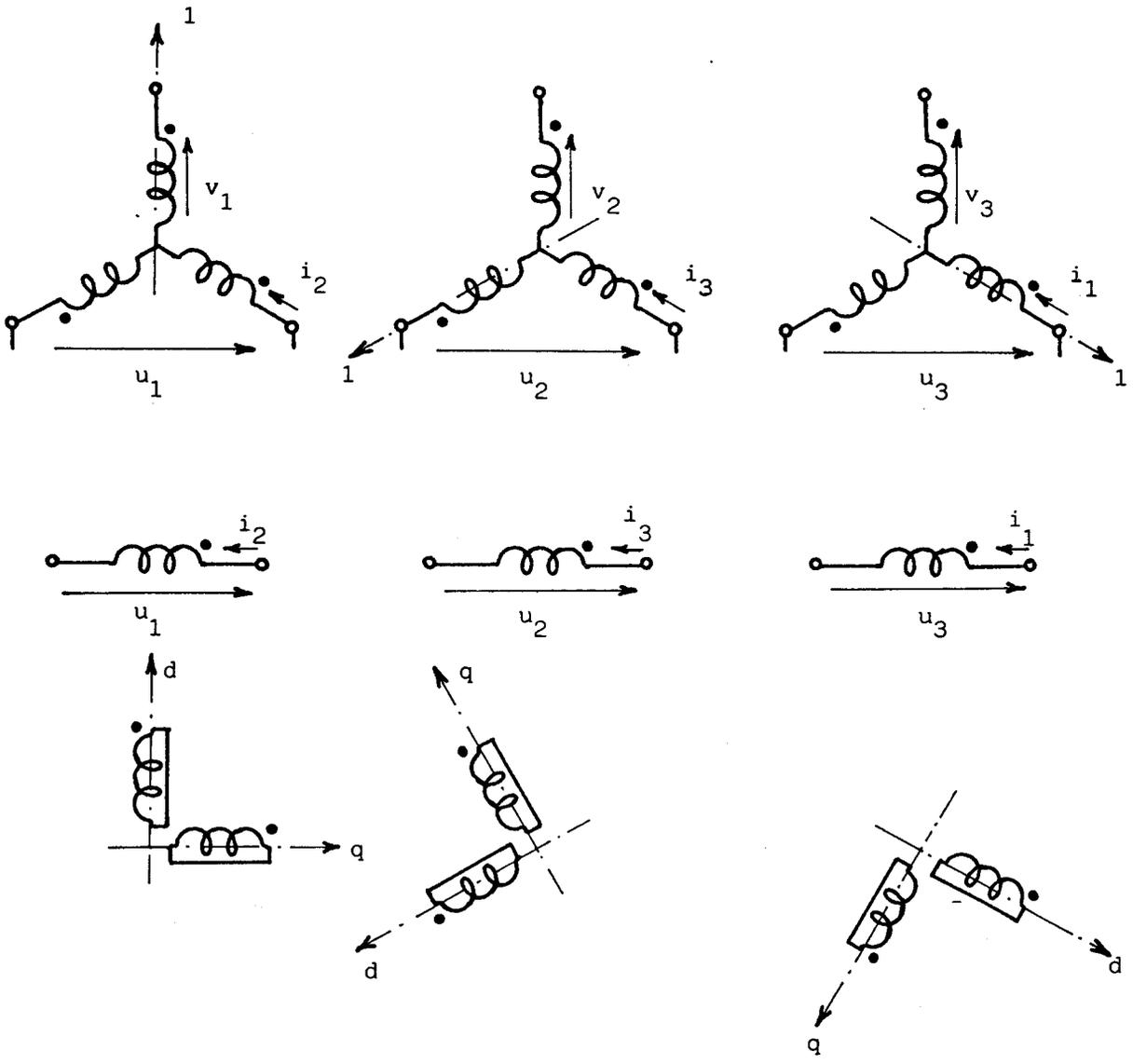


Figure 2.6

5.2.2. Matrice de passage

Comme dans l'étude du couplage triangle, trois schémas de structure identique sont obtenus en imposant préalablement au plan (d,q) un décalage angulaire fixé selon la tension composée connue (figure 2.7).

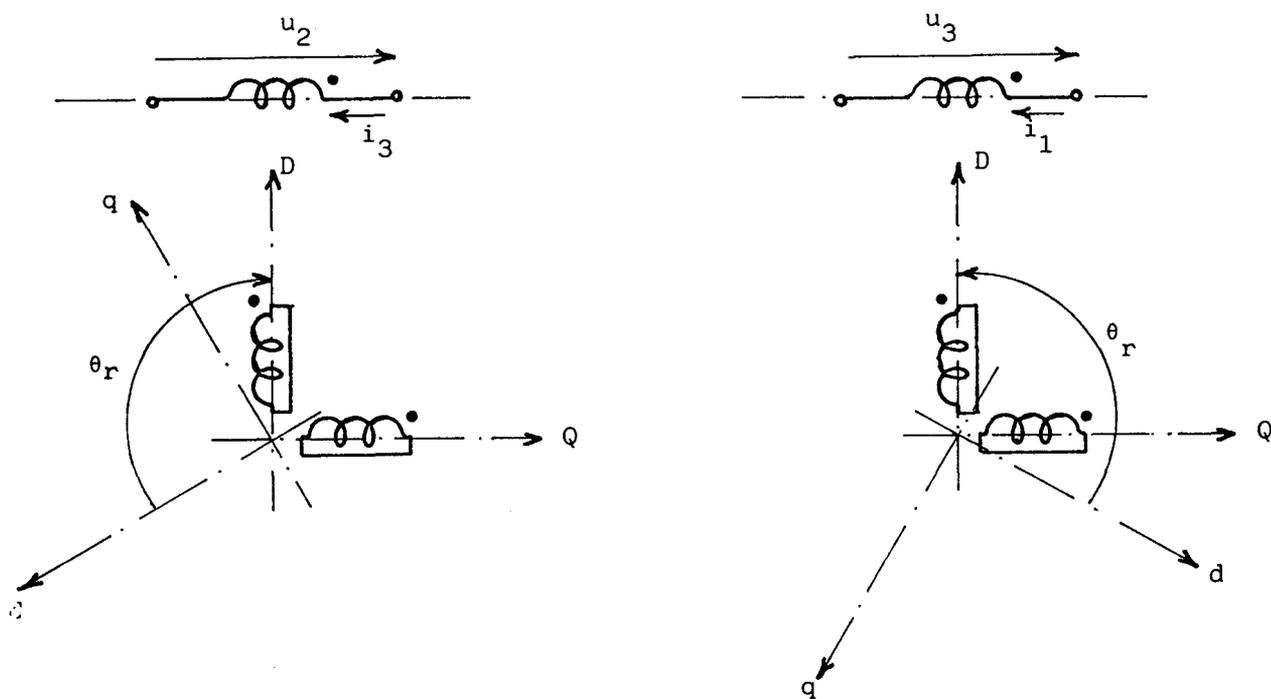


Figure 2.7

Le changement de référentiel qui en découle est déterminé par la matrice $P(\theta_r)$ établie en 5.1.2. Cette transformation permet d'envisager les trois cas de fonctionnement monophasé de la machine ayant ses phases statoriques associées en étoile au moyen d'un modèle unique défini par l'équation matricielle (12). Dans ces conditions, on obtient :

$$[Z_{E1}] = [P(\frac{2\pi}{3})] [Z_{E2}] [P(\frac{2\pi}{3})]^{-1}$$

et

$$[Z_{E1}] = [P(-\frac{2\pi}{3})] [Z_{E3}] [P(-\frac{2\pi}{3})]^{-1}$$

6 - CONCLUSION

Le traitement des équations de fonctionnement présentées suppose la connaissance de tous les paramètres. L'identification est possible directement pour une machine à bagues tandis que pour un moteur à cage il convient, en considérant que le rotor est équivalent à un enroulement triphasé /19/, d'effectuer un changement de variables dans les équations rotoriques (Annexe 1).

Quel que soit le type de la machine, la formulation proposée conduit, pour tous les modes d'alimentation, à ne considérer que deux modèles du moteur. La description fonctionnelle établie au chapitre précédent peut dans ces conditions structurer un programme de simulation numérique de l'ensemble onduleur-moteur asynchrone.

CHAPITRE 3

MODELE NUMERIQUE DE L'ENSEMBLE SOURCE - ONDULEUR - MACHINE

En logique industrielle les Grafsets et réseaux de Pétri sont aisément implantés sur machine informatique /2/ /4/ /5/. Dans cet esprit nous proposons une méthode d'exploitation directe de la description fonctionnelle précédemment établie.

Les règles générales d'implantation sont adaptées au formalisme choisi et aux contraintes de l'outil informatique utilisé. Elles conduisent au graphe de traitement ou de simulation dont la transcription systématique permet d'aboutir à un programme structuré de simulation de l'ensemble étudié.

La validité du modèle numérique ainsi établi est constatée en comparant les caractéristiques obtenues au niveau de la machine à celles relevées expérimentalement pour des angles de conduction des transistors de 120 et 150 degrés.

I - L'outil informatique

La simulation est envisagée sur un calculateur universel complété des périphériques indispensables (traceur et imprimante).

Très souple d'emploi (écran graphique) et très puissant sur le plan calcul, cette machine fonctionne en langage Basic. Outre les commandes classiques, l'utilisateur dispose de certaines instructions de Basic complet /6/ telles que REPEAT ... UNTIL, LOOP ... END LOOP, etc ...

Notons également qu'un ensemble de lignes de programmes peut être affecté par une étiquette facilitant ainsi la reconnaissance des fonctions réalisées.

2 - Principes du traitement /20/

2.1. ARCHITECTURE FONCTIONNELLE

Les grandeurs régissant le fonctionnement d'un système sont des fonctions simultanées du temps ; dans la réalité leurs valeurs sont prises en compte à tout instant.

Cet asynchronisme naturel ne peut pas être transposé au niveau du calculateur qui, par essence, réalise le synchronisme vis à vis de l'acquisition des variables d'entrée et de sortie.

Ainsi à chaque pas de calcul, il convient :

- *d'élaborer la commande en exploitant le marquage du graphe correspondant,*
- *de tester les conditions d'évolution du graphe de fonctionnement à partir de la commande actualisée et des grandeurs d'état connues.*
- *de traiter la configuration désignée par le marquage ainsi défini.*

Il apparaît donc un second niveau de synchronisme vis à vis du traitement numérique. Ces considérations conduisent à l'architecture du flot des données représentée par la figure 3.1.

2.2. PRIORITE DE LA COMMANDE

La description fonctionnelle fait apparaître deux types de transitions au niveau des réceptivités du graphe de fonctionnement. Les premières correspondent aux commutations contrôlées provoquées par la commande (tran-

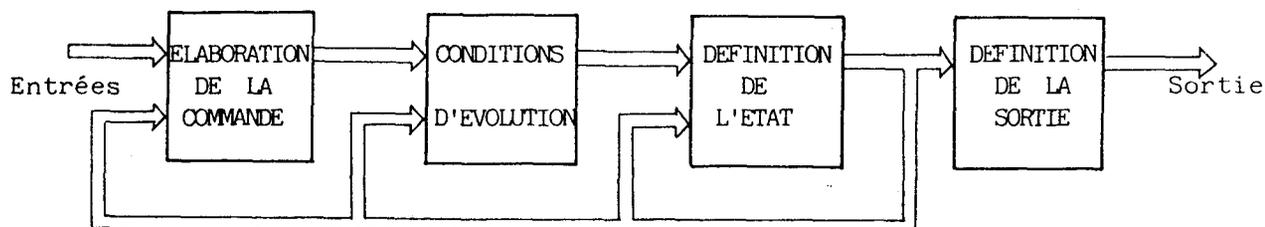


Figure 3.1

sitions entre macroplaces), les secondes sont liées à l'état généralisé du système donc définies par les commutations naturelles (évolution dans les réseaux des classes 3 et 4).

En cas de simultanéité de franchissement de transitions de nature différente, le conflit est éliminé en raison de la nature prioritaire de la commande. Ce choix, implicite dans la représentation, est explicité au niveau de l'algorithme de traitement.

2.3. DESCRIPTION DU TRAITEMENT

2.3.1. Gestion du temps

Une variable t incrémentée à chaque pas de calcul définit le temps sur un horizon arbitraire. Les temporisations (événements définis par l'horloge H) sont alors obtenues au moyen de tests de comparaison.

La variable t est remise à zéro lorsque sa valeur numérique atteint la limite de définition.

2.3.2. Contraintes de continuité

Lorsque le marquage du graphe de fonctionnement conduit à un changement de configuration, il convient d'assurer la continuité de l'état du système en actualisant les variables correspondantes dans la nouvelle structure. Cette tâche d'actualisation est alors associée à une place supplémentaire qui précède la nouvelle configuration.

Si la modification est imposée par la commande, ce traitement peut être reporté sur le graphe correspondant afin d'éviter toute surcharge dans la représentation du fonctionnement.

Un indicateur binaire (IH) positionné dans la place d'actualisation gèle l'évolution du temps dans le graphe non concerné (figure 3.2).

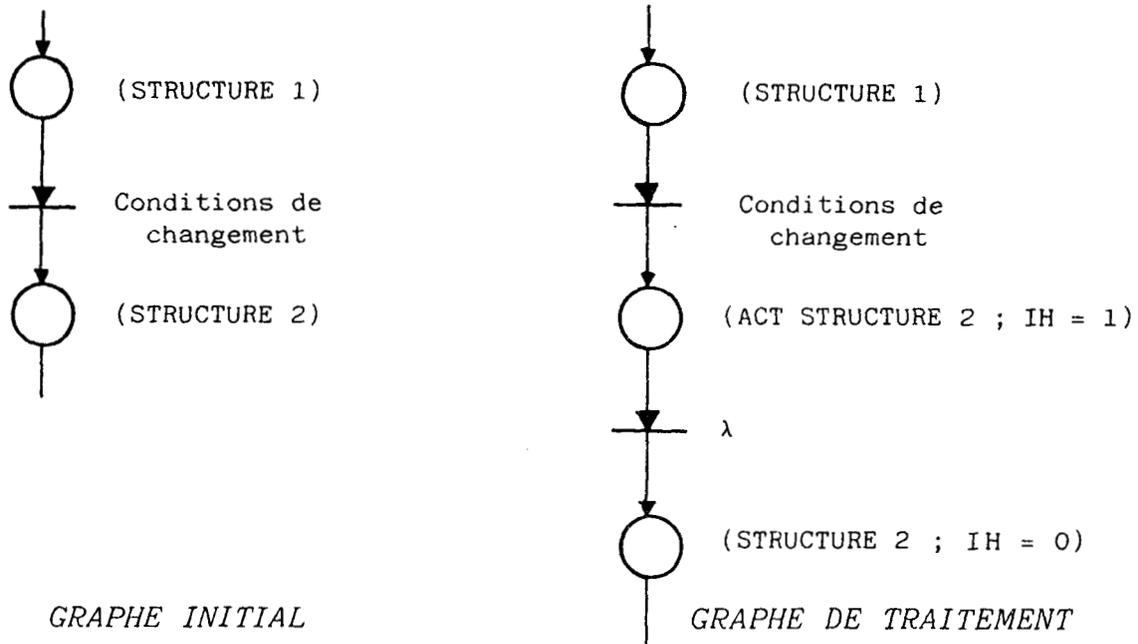


Figure 3.2

La description initiale ainsi modifiée conduit au multigraphe de TRAITEMENT ou de SIMULATION.

2.4. TRANSCRIPTION DES RESEAUX DE SIMULATION

2.4.1 Méthode générale

Les considérations précédentes conduisent à l'organigramme général de traitement séparant la gestion du temps de celle des réseaux de simulation (figure 3.3).

Le test effectué sur T_0 fixe la périodicité du traitement. IH1 et IH2 sont les indicateurs d'actualisation respectivement positionnés au niveau des traitements de la commande et du fonctionnement.

L'implantation d'un graphe consiste à traiter d'abord l'intégralité des réceptivités pour effectuer ensuite les tâches associées au marquage ainsi déterminé.

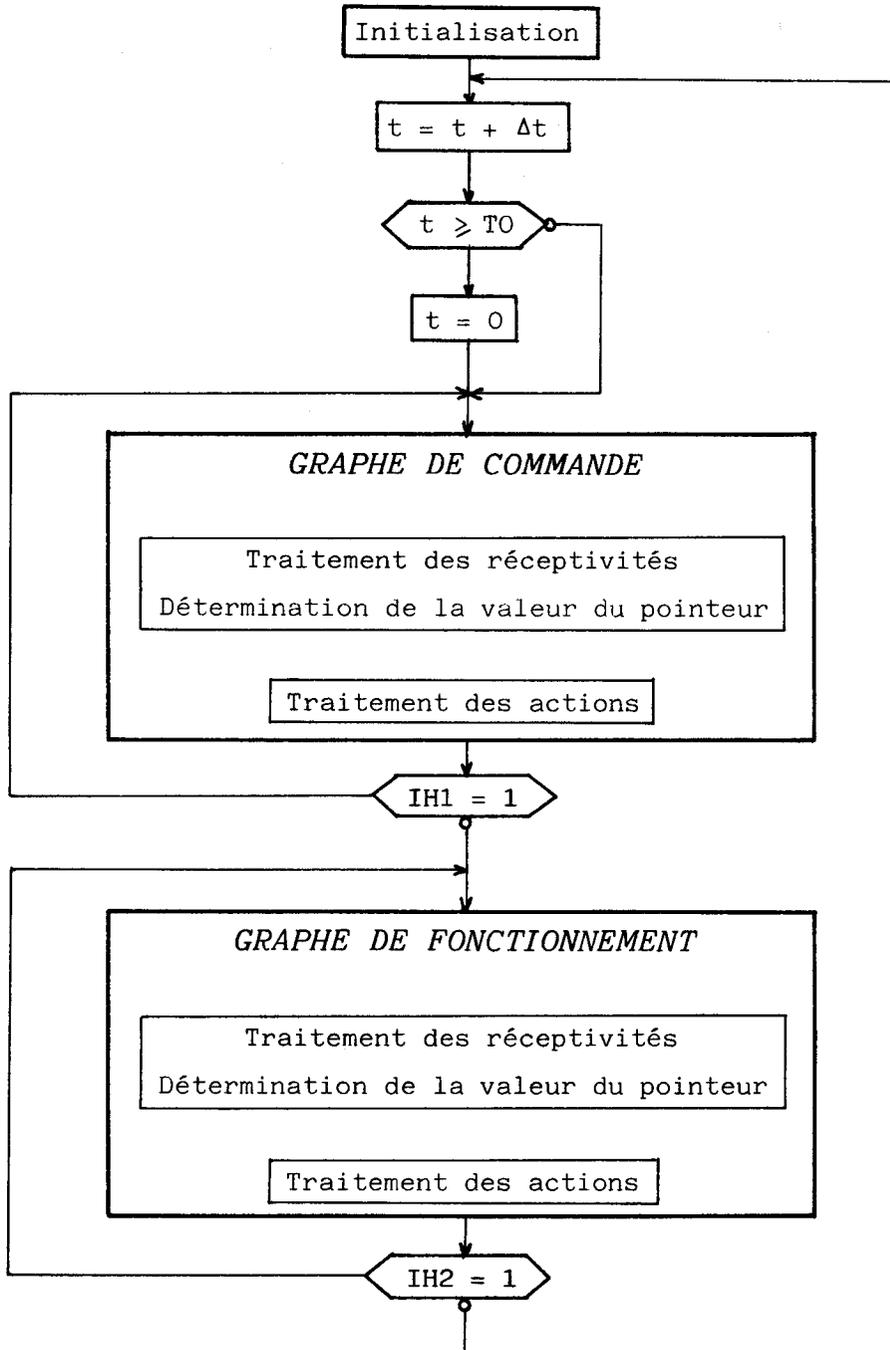


Figure 3.3

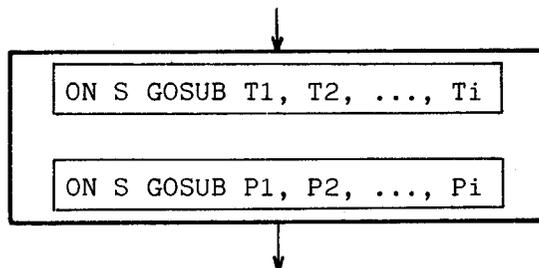


Figure 3.4

2.4.2. Codage des graphes d'état

A chaque place correspondent deux sous-programmes :

- le premier regroupe les conditions de franchissement de toutes ses transitions de sorties,

- le second spécifie l'ensemble des tâches qui lui sont affectées.

Pour chaque graphe, un pointeur désigne dans les deux listes ainsi édifiées le traitement à exécuter en fonction du marquage.

L'instruction ON < sélecteur > GOSUB < SP, > gère l'accès à chaque sous-programme au moyen d'un sélecteur positionné en fonction de la place active. L'instruction IF < réceptivité vraie > THEN < sélecteur = valeur numérique > assure le codage des transitions et désigne ainsi le nouveau marquage.

La figure 3.4. représente le traitement principal d'un graphe constitué de i places (P_i) et de i groupes de transitions (T_i).

3 - Description du modèle numérique de l'onduleur

3.1. INFLUENCE DU COUPLAGE DE LA CHARGE

La description initiale présentée au chapitre 1 fixe les tensions composées aux bornes de la charge et les courants dans les trois conducteurs de ligne.

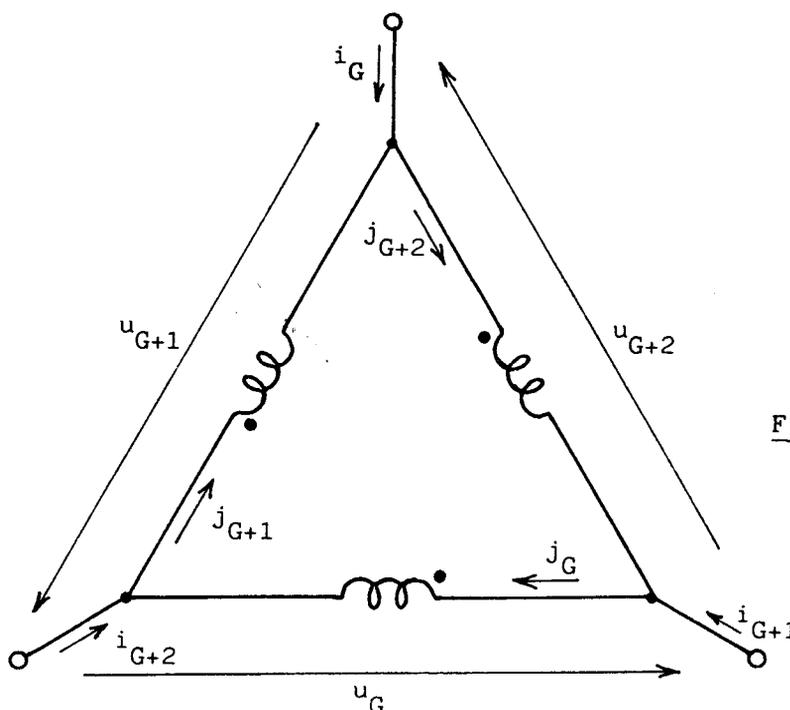


Figure 3.5

La transformation décrite au chapitre 2 regroupe des équations liant les tensions aux courants dans les enroulements statoriques pour tous les modes d'alimentation de la machine.

Ainsi pour une association en ETOILE, la description établie s'utilise directement. L'extension au cas des enroulements couplés en TRIANGLE s'effectue en modifiant dans le groupe II (chap.1-4) les réceptivités des transitions affectées par les courants. L'adaptation est assurée par la matrice de passage triangle-étoile suivante :

$$\begin{bmatrix} i_G \\ i_{G+1} \\ i_{G+2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} j_G \\ j_{G+1} \\ j_{G+2} \end{bmatrix}$$

Le vecteur $[j_G, j_{G+1}, j_{G+2}]^t$ représente les courants dans chacune des phases du stator (figure 3.5).

3.2. EQUATIONS DE SIMULATION

3.2.1. Equations électriques

Les résultats établis au chapitre précédent conduisent à ne considérer pour un couplage donné que deux modèles du moteur caractérisés par un système d'équations régissant l'évolution des tensions et des courants (tableau I).

Couplage	Modèle	Equations
TRIANGLE	TRI	$[V_T] = \{ [R_T] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha_T] [L_T] \} [I_T] + [L_T] \frac{d}{dt} [I_T]$
	MONO	$[V_{T1}] = \{ [R_{TM}] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha_{TM}] [L_{T1}] \} [I_{T1}] + [L_{T1}] \frac{d}{dt} [I_{T1}]$
ETOILE	TRI	$[V_E] = \{ [R_E] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha_E] [L_E] \} [I_E] + [L_E] \frac{d}{dt} [I_E]$
	MONO	$[V_{E1}] = \{ [R_{E1}] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha_{EM}] [L_{E1}] \} [I_{E1}] + [L_{E1}] \frac{d}{dt} [I_{E1}]$

Tableau I

La description fonctionnelle précise la tension composée u_{G+2} dans le cas du mode d'alimentation par deux fils de phase ; le choix d'un modèle monophasé unique défini par les matrices $[Z_{T1}]$ ou $[Z_{E1}]$ impose une relation biunivoque entre l'angle de rotation θ_r et l'indice de permutation G (tableau II).

G	θ_r
1	$-\frac{2\pi}{3}$
2	0
3	$+\frac{2\pi}{3}$

Tableau II

Lors du changement du mode d'alimentation, les matrices $[P(\theta_r)]$ et $[P(\theta_r)]^{-1}$ (chap.2) assurent respectivement l'actualisation des grandeurs dans les structures monophasées et triphasées. Ces tâches (ACT 1 et ACT 2) sont alors accomplies par les équations données dans le tableau III

Couplage	Passage	Equations d'actualisation
Triangle	TRI → MONO (ACT 1)	$[I_{T1}] = [P(\theta_r)] [I_{T(G+2)}]$
	MONO → TRI (ACT 2)	$[I_{T(G+2)}] = [P(\theta_r)]^{-1} [I_{T1}]$
Etoile	TRI → MONO (ACT 1)	$[I_{E1}] = [P(\theta_r)] [I_{E(G+2)}]$
	MONO → TRI (ACT 2)	$[I_{E(G+2)}] = [P(\theta_r)]^{-1} [I_{E1}]$

Tableau III

avec $[I_{T(G+2)}] = [j_{G+2}, i_d, i_q]^t$ et $[I_{E(G+2)}] = [i_g, i_d, i_q]^t$.

3.2.2. Equation mécanique

Le couple des forces électromagnétiques C équilibre le couple de la charge mécanique C_m tel que :

$$C = C_m$$

avec

$$C_m = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_f + C_r(\Omega)$$

et

J : le moment d'inertie ramené à l'arbre

f : les frottements visqueux

C_f : le couple des frottements secs

$C_r(\Omega)$: le couple de charge

Dans la simulation, les groupes d'équations différentielles sont résolus par la méthode de Runge-Kutta /7/.

3.3. MULTIGRAPHE DE SIMULATION DE L'ONDULEUR

La méthode proposée au paragraphe 2 est maintenant appliquée à la description fonctionnelle initiale de l'onduleur et de sa commande.

Les tâches d'actualisation consécutives aux commutations naturelles sont incluses dans les macroplaces qui définissent les graphes associés aux classes 3 et 4 (chap.1) . Lorsque les conditions de franchissement sont satisfaites dans le réseau des macroplaces, ces tâches, alors consécutives aux commutations contrôlées, sont reportées au niveau de la commande.

3.3.1. Grphe de simulation de la commande

La nature cyclique du graphe de commande ainsi que le caractère répétitif des tâches à effectuer conduit à choisir un horizon de définition du temps égal à T/n_1 .

Un indicateur binaire (M) positionné au niveau des places affectées par le mode de fonctionnement monophasé ($M = 1$) conditionne l'actualisation des grandeurs triphasées lors d'un changement de classe.

Les pointeurs (C3) et (C4) de gestion des macroplaces (classes 3 et 4) sont réinitialisés à chaque commutation contrôlée.

Le graphe de la figure 3.6a représente alors la transcription du graphe initial.

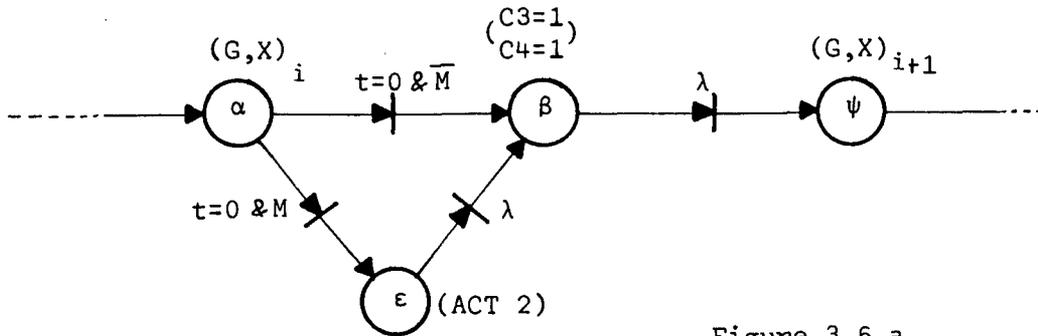
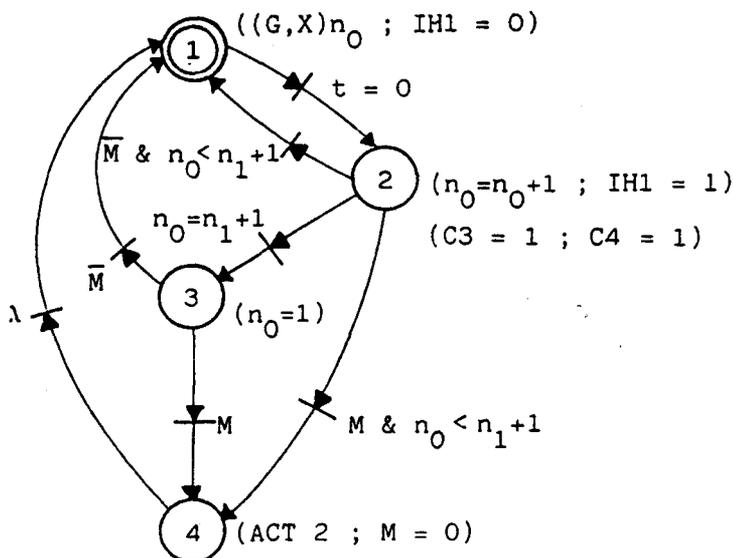


Figure 3.6.a

Afin d'éviter une transposition informatique trop importante, les n_1 doublets (G,X) représentant les états contrôlés successifs et distincts sont déterminés par un programme auxiliaire puis rangés dans une table. La gestion de cette table est effectuée au moyen d'un pointeur dont la valeur n_0 précise les différentes configurations.

Dans ces conditions le traitement de la commande est décrit par le graphe de la figure 3.6b.



Places	Commentaires
1	Lecture de la table
2	Incrémentation du pointeur
3	Initialisation du pointeur
4	Actualisation du modèle triphasé

Figure 3.6.b

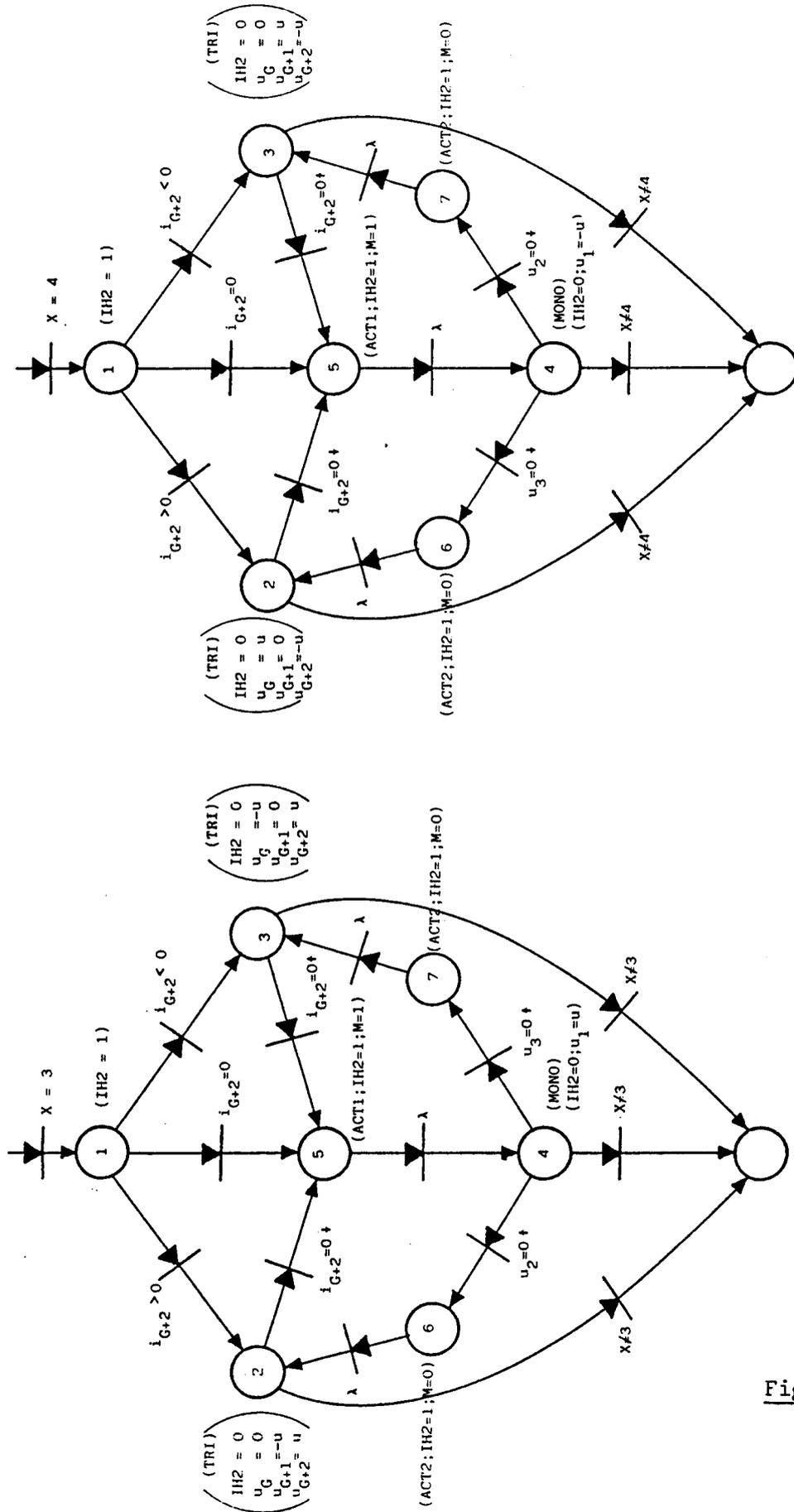


Figure 3.7

3.3.2. Graphe de simulation du fonctionnement

Un graphe de simulation est affecté à chaque macroplace désignée par la sortie X du graphe de commande :

- la description initiale n'est pas modifiée pour les classes 1 et 2.

- pour les classes 3 et 4, l'introduction des tâches d'actualisation conduit aux graphes de la figure 3.7 gérés par les pointeurs C3 et C4.

Lorsque le marquage du graphe de commande désigne l'une des macroplaces associées aux classes 3 et 4, il convient d'effectuer un test sur le courant de phase correspondant aux transistors bloqués afin de définir les tâches à y effectuer. Les pointeurs de gestion de ces graphes (C3 et C4) sont alors réinitialisés par la commande au moment du changement de classe.

L'indicateur du mode d'alimentation (M) est positionné au niveau des tâches d'actualisation (ACT1 ET ACT2).

4 - Modèle numérique de l'ensemble

La tension u à l'entrée de l'onduleur est élaborée par le hacheur lui-même alimenté à partir d'un montage à diodes en pont de Graëtz. Cette chaîne de conversion alternatif-alternatif assure l'adaptation de la machine aux régimes souhaités (couple , vitesse).

Il importe donc d'établir préalablement les graphes de simulation de la source puis de les associer à ceux de l'onduleur afin d'aboutir au modèle numérique global de l'ensemble.

4.1. ANALYSE DE LA SOURCE DE TENSION VARIABLE

4.1.1. Structure générale

Le pont redresseur à six diodes et le filtre situé en amont du transistor sont assimilés à une source idéale de tension de force électromotrice constante E (figures 3.8 et 3.9a).

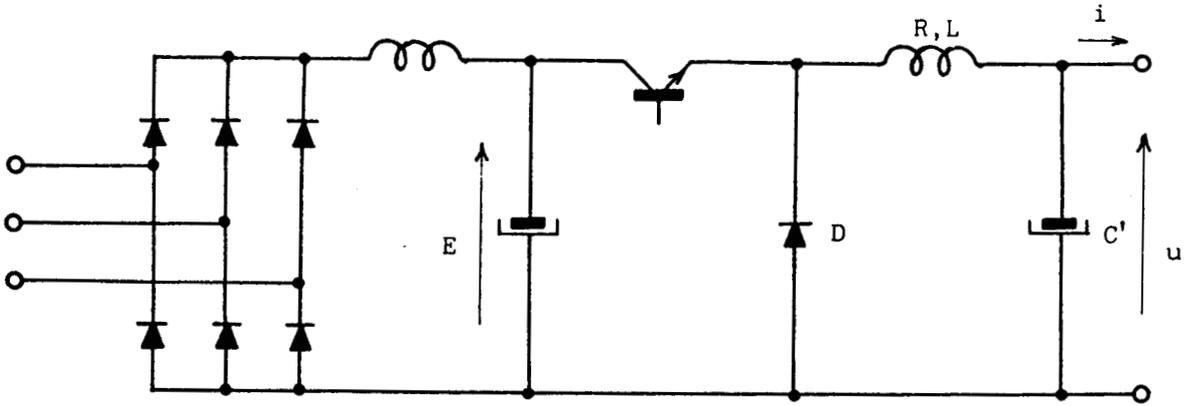


Figure 3.8

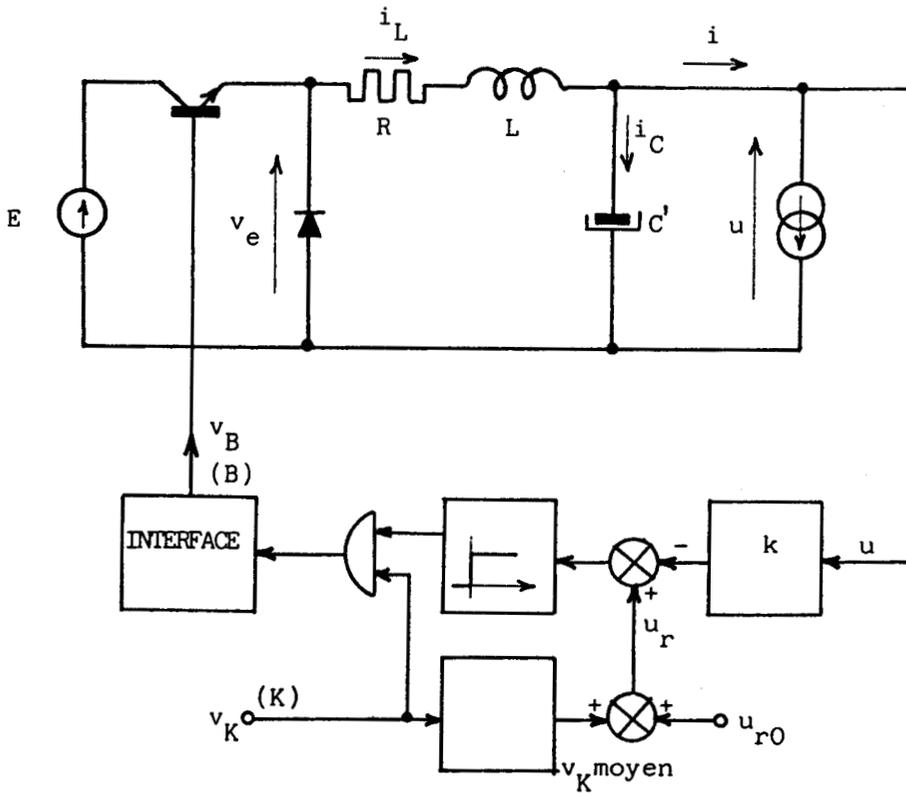


Figure 3.9a

Le hacheur, de type série, fournit à l'entrée de la cellule de filtrage (L,C') un signal de fréquence constante $f_1 = \frac{1}{T_1}$ et de rapport cyclique δ ; la valeur de δ est proportionnelle à la fréquence d'alimentation de la machine.

Cette structure, de conception simple, fonctionne en boucle ouverte; la tension aux bornes du condensateur dépend donc du rapport cyclique

et de la charge symbolisée par la source de courant i . Pour assurer un flux constant dans le moteur, un dispositif limiteur de tension assure l'extinction du transistor dès que :

$$ku > u_r$$

et sachant que :

- k est le coefficient caractéristique du capteur de tension
- u_r est une tension de référence proportionnelle à δ donc à la valeur moyenne de la fonction caractéristique $v_K(t)$ du signal de commande K (figure 3.9b).

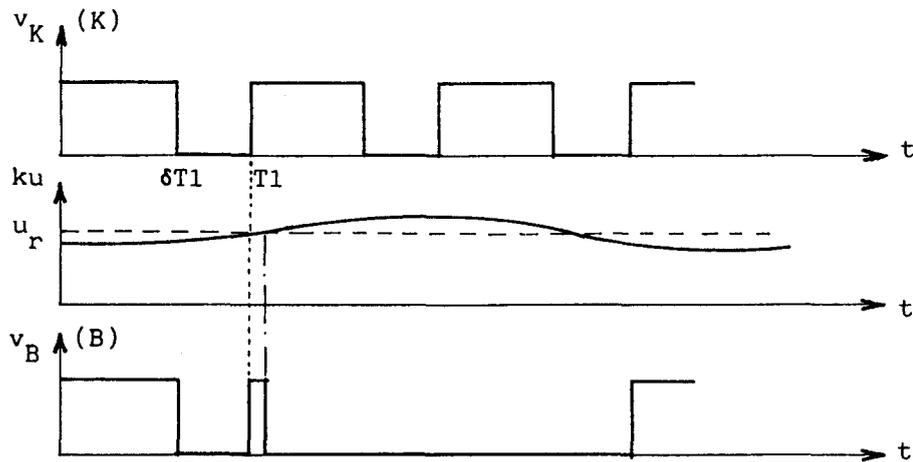


Figure 3.9b

Par conséquent, le signal logique d'activation de la base du transistor s'écrit :

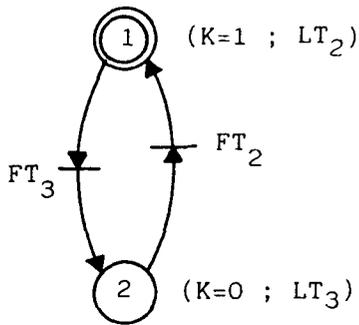
$$B = (ku < u_r) \& K$$

avec $u_r = \delta k E + u_{r0}$ et u_{r0} : référence de compensation

4.1.2. Description fonctionnelle

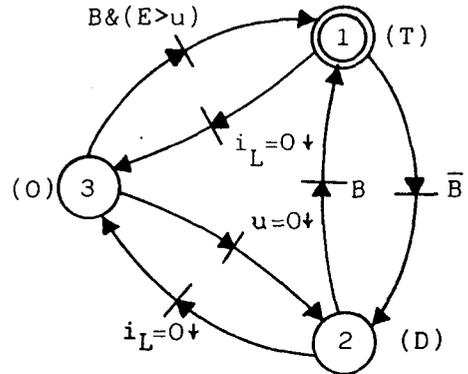
L'hypothèse précédente effectuée au niveau de la source d'alimentation continue permet de négliger le phénomène d'empiètement.

Le graphe de commande décrit l'évolution du signal K au moyen de deux temporisations $T2$ et $T3$ de durées respectives $\delta T1$ et $(1-\delta)T1$ (figure 3.10



LT_i : lancement de la temporisation i
 FT_i : fin de la temporisation i

(Commande)



(Fonctionnement)

Figure 3.10

Dans le graphe de fonctionnement une configuration liée à l'état des semi-conducteurs est associée à chaque place :

- (T) : transistor conducteur
- (D) : diode passante
- (O) : les deux semi-conducteurs sont bloqués.

La position du marqueur de ce réseau dépend à la fois des grandeurs électriques du système (tension de sortie u et courant dans l'inductance i_L) et de la place marquée dans le graphe de commande.

4.1.3. Equations de simulation

Dans les places 1 et 2, il n'y a pas de changement de structure et en choisissant comme variables d'état u et i_L, le fonctionnement du système est décrit par un seul modèle (MODSOURCE 1) caractérisé par l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{u} \\ i_L \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} u \\ i_L \end{bmatrix} + [B] \begin{bmatrix} v_e \\ i \end{bmatrix}$$

avec

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{C'} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \quad : \text{matrice d'évolution ,}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C'} \\ \frac{1}{L} & 0 \end{bmatrix} \quad : \text{matrice d'application de la commande}$$

Le tableau IV précise la grandeur v_e définie par le marquage du graphe de fonctionnement.

L'équation correspondant au modèle affecté à la place 3 (MODSOURCE 2) s'écrit :

$$\dot{u} = \frac{i}{C}$$

Lors du passage d'une configuration à l'autre, il est nécessaire d'assurer la continuité de l'état du système en actualisant les grandeurs correspondantes à partir des valeurs finales de la place précédemment marquée (tableau V).

Places	v_e
1	E
2	0
3	-

Tableau IV

Passage	Actualisation
MODSOURCE 1 MODSOURCE 2 (ACT 12)	Initialiser u
MODSOURCE 2 MODSOURCE 1 (ACT 21)	Initialiser $i_L = 0$

Tableau V

4.1.4 Multigraphe de simulation.

L'horizon de définition du temps est choisi égal à la période T1 du hacheur.

Le graphe de traitement de la commande est obtenu en introduisant des tests de comparaison associés aux temporisations T2 et T3 (figure 3.11.a).

Des places supplémentaires affectées par les tâches d'actualisation conduisent au graphe de simulation du fonctionnement (figure 3.11.b).

REMARQUE : Dans ce cas le changement de structure n'entraîne pas de modification du vecteur d'état. Il n'était donc pas indispensable de coder les tâches d'actualisation qui, réduites à une simple recopie, sont réalisées de façon implicite.

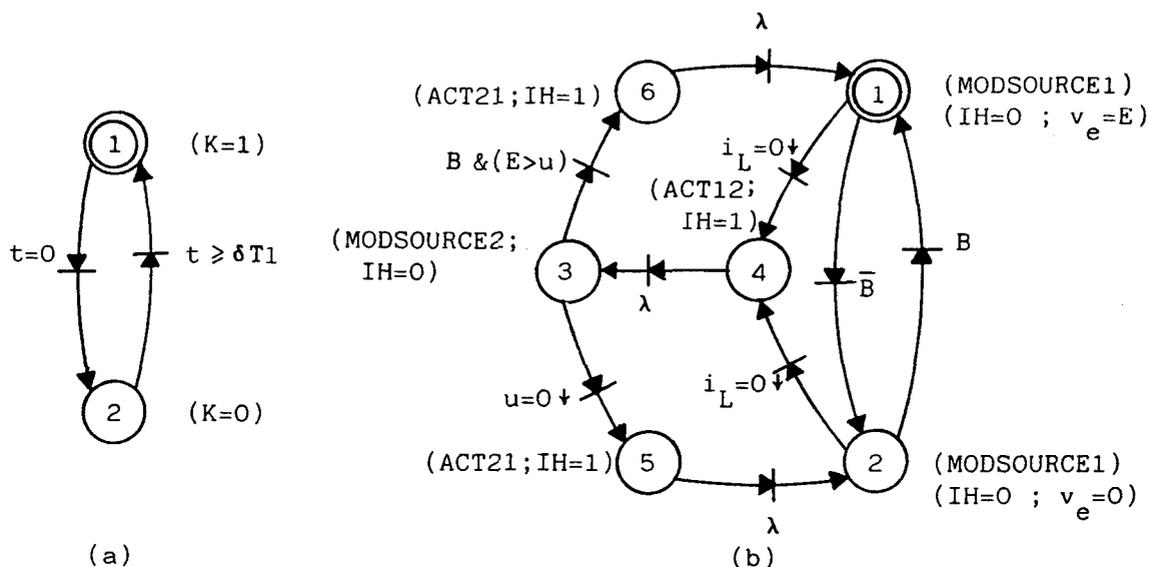


Figure 3.11

4.2. ASSOCIATION DES GRAPHES DE SIMULATION

4.2.1. Implantation du parallélisme

Le hacheur et l'onduleur constituent deux systèmes couplés à évolutions simultanées.

Les grandeurs d'entrée, distinctes, sont la fréquence $f_s' = \frac{n_1}{T}$ pour l'onduleur, la tension de référence u_r pour le hacheur. La tension u et le courant i représentent les grandeurs de couplage.

Il convient, pour l'implantation de ce parallélisme, d'introduire trois variables pour la gestion du temps :

- temps onduleur t , incrément : $\Delta t = \frac{T}{x n_1}$ (x entier), horizon : $\frac{T}{n_1}$
- temps hacheur t_1 , incrément : $\Delta t_1 = \frac{T_1}{x_1}$ (x_1 entier), horizon : T_1
- temps de scrutation hacheur t_2 , incrément Δt_1 , horizon Δt

Le cycle de traitement se déroule de la manière suivante :

A la fin de l'intervalle défini par Δt , il est nécessaire de disposer de la tension d'alimentation de l'onduleur. Le temps t_2 permet d'effectuer le traitement du hacheur sur l'horizon Δt et assure de cette manière la synchronisation des échanges entre les deux systèmes.

Le réseau de Pétri de la figure 3.12 précise l'organisation générale du temps et des traitements.

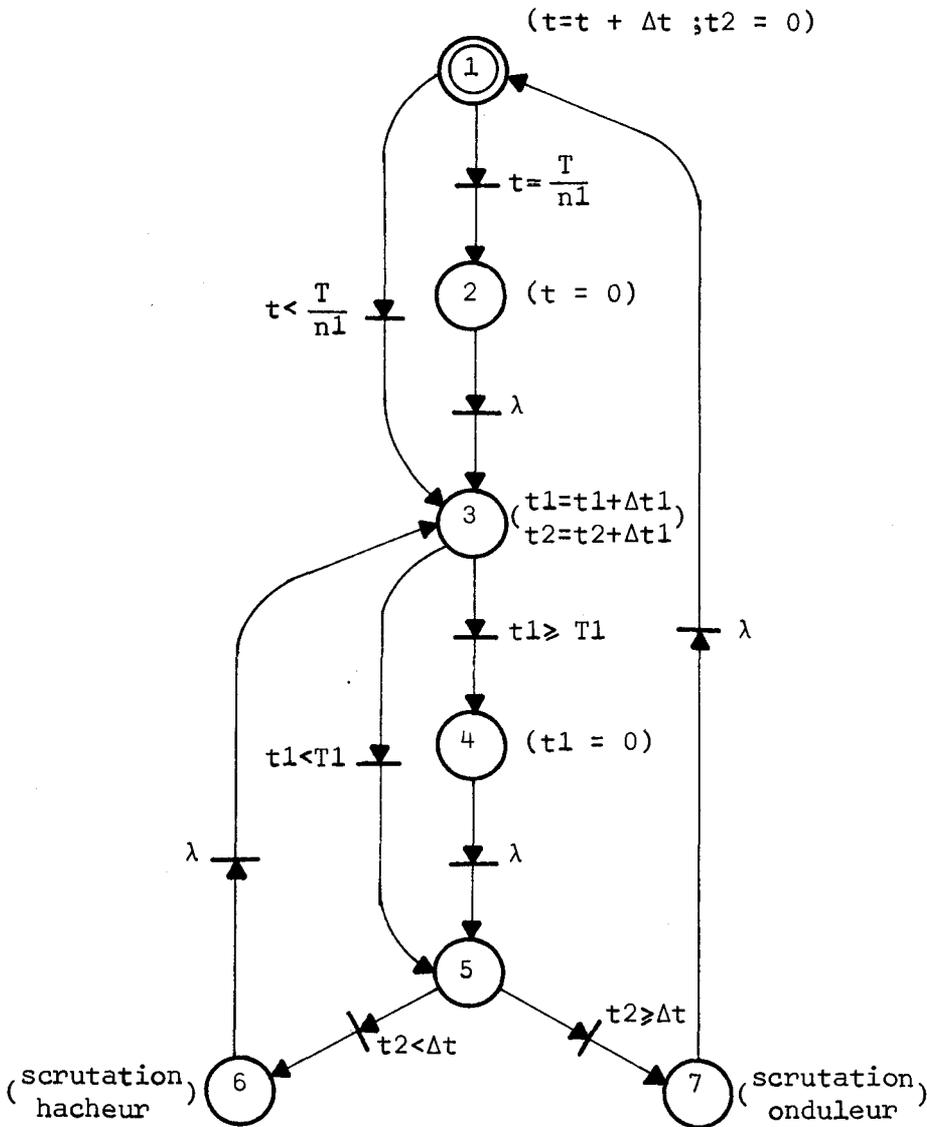


Figure 3.12

4.2.2. Simulation globale

La structure découlant de la méthode générale de transcription des réseaux de simulation se retrouve dans le programme correspondant au modèle numérique global (figure 3.13a). Dans l'organigramme présenté, le traitement du hacheur (figure 3.13b) lui-même conforme à la méthode générale précède la détermination des grandeurs relatives à l'onduleur.

Le listing correspondant à ces organigrammes et le codage des variables sont donnés dans l'annexe 3.

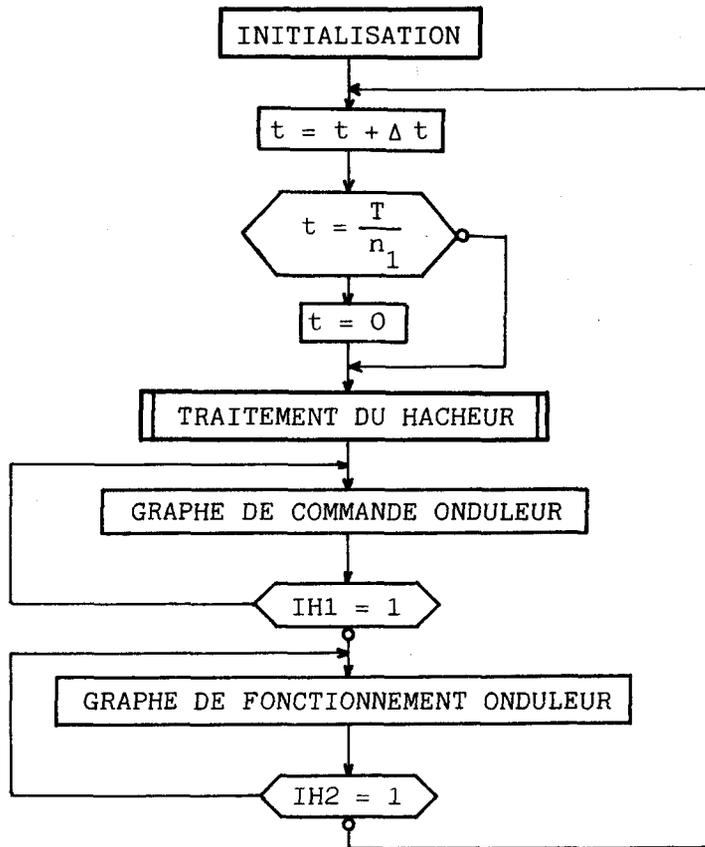


Figure 3.13.a

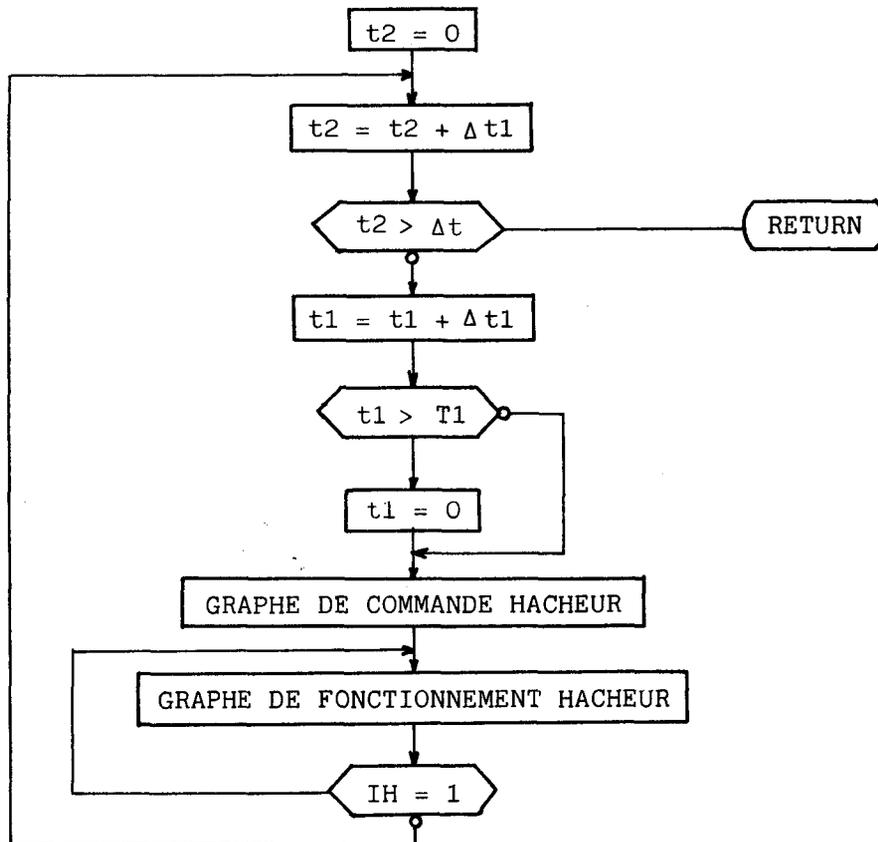


Figure 3.13.b

5. Résultats et validation du modèle /8/

Les résultats présentés portent sur une machine tétrapolaire à cage de 4 CV et caractéristiques principales (Annexe 2) :

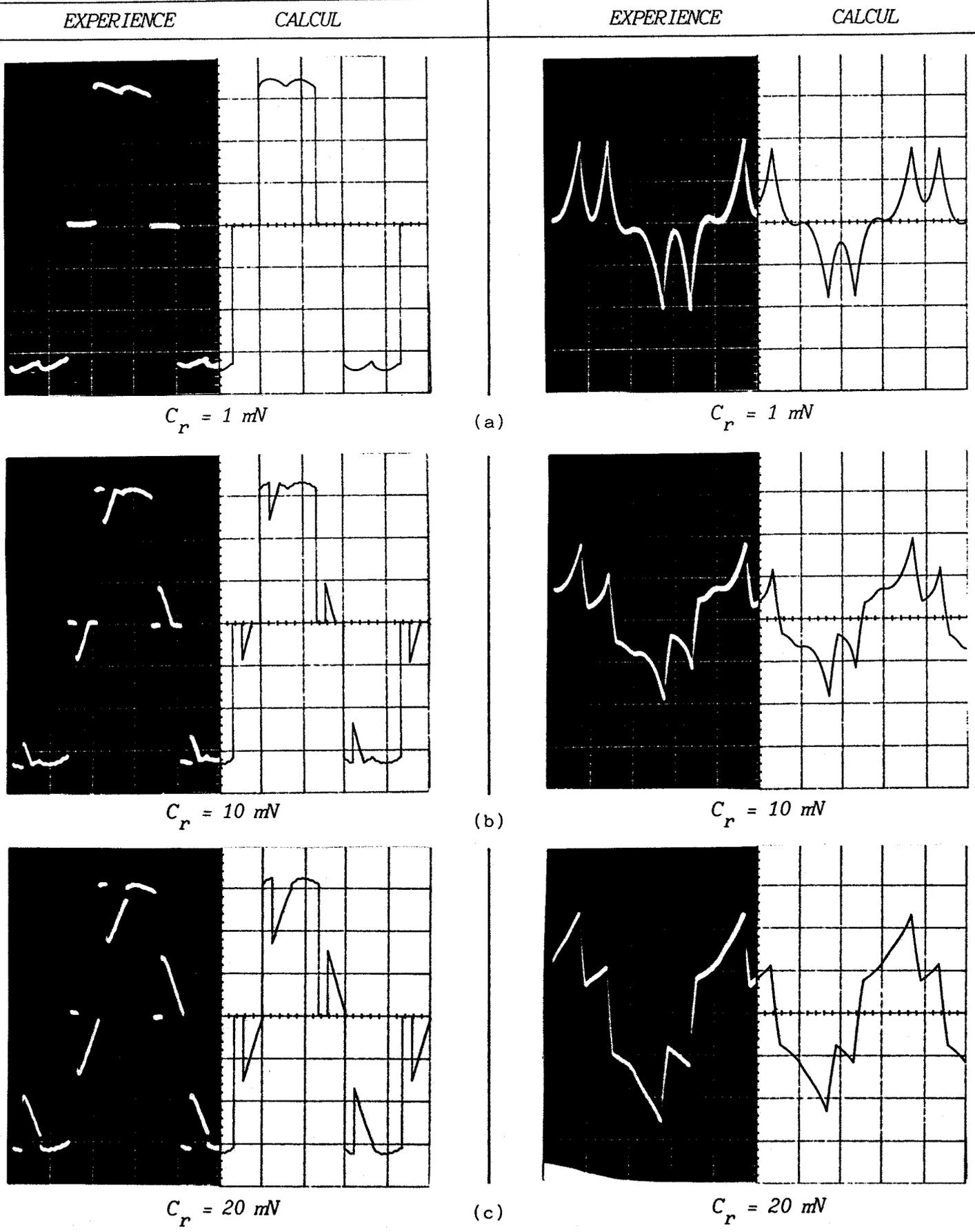
- . couple nominal : C_n : 20 mN
- . tension nominale par phase : $U_n = 220$ V de fréquence 50 Hz
- . $R_s = 1,4 \Omega$ (à 25 degrés)
- . $L_s = 0,24$ H
- . $\frac{R_r}{L_r} = 5 \text{ s}^{-1}$
- . $\frac{M^2}{L_r} = 0,143$ H

Les figures 3.14(a), 3.14(b) et 3.14(c) montrent les formes d'onde expérimentales et calculées des tensions et courants par enroulement à la fréquence 25 Hz pour un angle de conduction des transistors de 120 degrés ($C' = 3\ 000 \mu\text{F}$, $L = 8$ mH).

De la même manière les relevés des figures 3.15(a) et 3.15(b) sont obtenus pour un angle de conduction de 150 degrés. La figure 3.16 donne alors l'évolution du courant i fourni par le hacheur.

Il apparaît entre les résultats expérimentaux et calculés une concordance très satisfaisante dans l'évolution des grandeurs électriques considérées. Le seul écart notable s'observe sur le courant à vide ; il s'explique d'une part par l'importance relative du courant magnétisant dans le moteur pour ce régime et, d'autre part, par une meilleure efficacité du limiteur de tension dans le modèle numérique.

L'enchaînement des phases de fonctionnement du système réel est effectivement conforme à celui prévu par la description fonctionnelle donnée au chapitre 1. Les changements de mode d'alimentation du stator (triphasé \longleftrightarrow monophasé) sont notamment reconnaissables aux déformations de l'onde de tension apparaissant en charge.



Echelles: 50V/div;10 ms/div

(120degrés)

Echelles:5A/div;10 ms/div

Figure 3.14

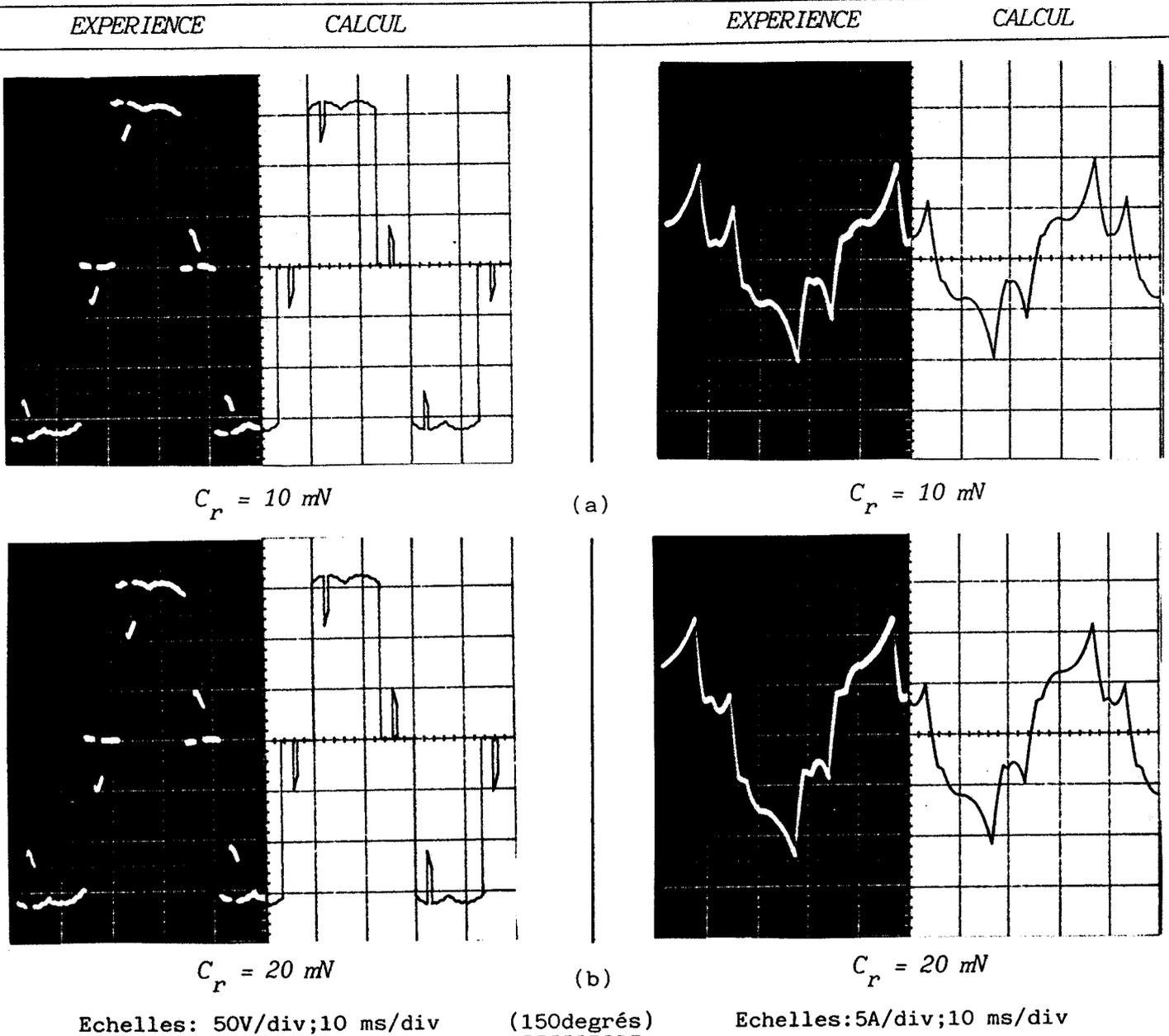


Figure 3.15

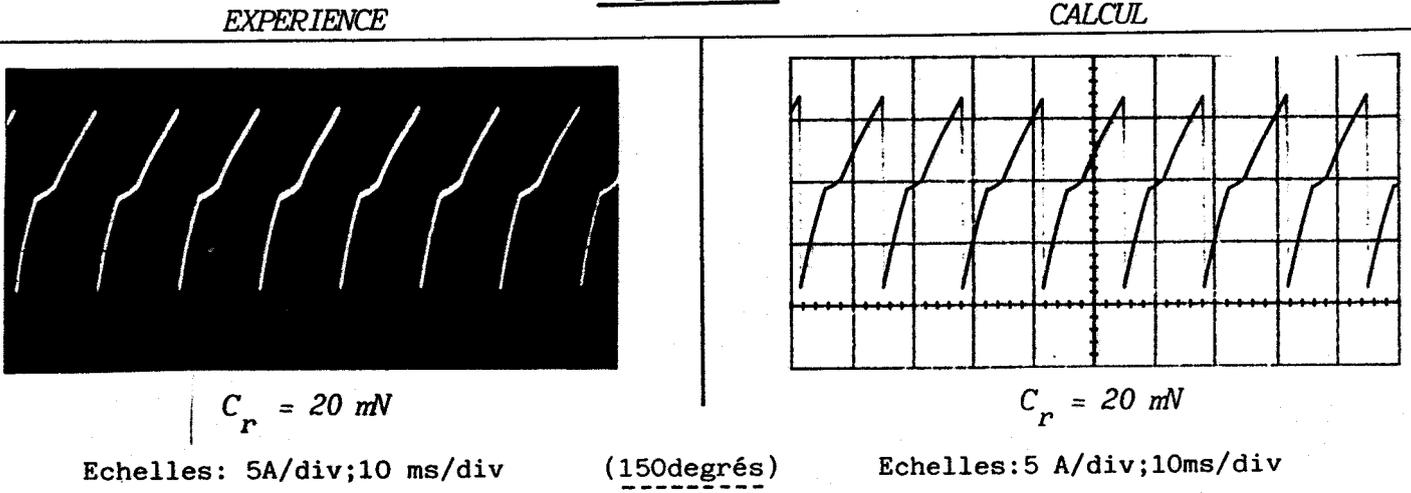


Figure 3.16

6. Conclusion

La méthode d'implantation proposée est ici parfaitement adaptée au langage de description fonctionnelle choisi.

Le traitement séparé de la commande et du fonctionnement, allié à la souplesse de la transcription, permet d'envisager l'introduction de séquences de commande plus complexes de façon à optimiser globalement le comportement du groupe convertisseur-machine considéré.

C H A P I T R E 4

CHOIX D'UNE STRATEGIE DE COMMANDE DES TRANSISTORS VALIDATION EN REGIME PERMANENT

Dans ce chapitre nous examinons d'abord le mode d'obtention des formes d'onde pour la structure de l'onduleur considéré.

Face aux contraintes technologiques, un critère conduisant à une séquence optimale de commande des transistors est ensuite défini puis validé par des résultats expérimentaux et calculés.

A partir du modèle de simulation, nous analysons enfin les performances du système étudié ainsi que toutes les grandeurs caractéristiques des composants de l'ensemble de conversion.

I. Position du problème

Le modèle numérique permet d'accéder facilement à la grandeur la plus déterminante pour l'utilisation à savoir le couple. Ainsi, dans le cas des commandes classiques, les ondulations de celui-ci sont particulièrement gênantes surtout aux basses vitesses. L'effet de filtrage de la charge mécanique est alors inopérant et les vibrations engendrées par la machine sont nuisibles aux organes constituant la chaîne cinématique. Pour un angle de conduction des transistors de 170 degrés correspondant pratiquement à la "pleine onde", la figure 4.1 montre l'évolution du couple de la machine étudiée à la fréquence $f_s = 4$ Hz, le couple résistant C_r étant fixé à 1,5 mN.

La figure 4.2 donne dans les mêmes conditions le spectre en fréquence du rapport C/C_n .

La figure 4.3 donne le spectre de la tension et du courant par phase ; elle montre ainsi l'importance des harmoniques.

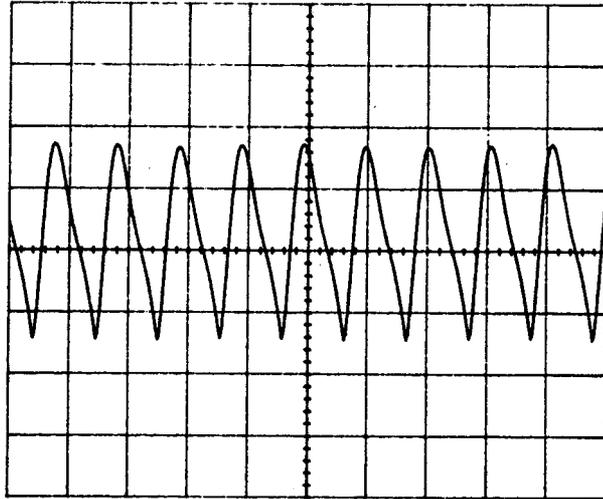
Des travaux antérieurs /9//18//31/ ont prouvé qu'il était possible d'éliminer certains harmoniques générés par un onduleur en tension en introduisant des commutations supplémentaires dans la forme d'onde. Nous nous proposons donc d'améliorer les caractéristiques de l'ensemble convertisseur-moteur par une stratégie de commande des transistors. Celle-ci conduit à l'atténuation de l'effet des harmoniques de courant d'une part, à la réduction des ondulations du couple d'autre part.

2. Mode d'obtention des formes d'onde /12/

Dans la plupart des publications nous rencontrons trois types essentiels de forme d'onde :

- des ondes à deux paliers réalisées au moyen d'un onduleur en pont alimenté par deux sources en série / 9/. Leur point milieu figure alors le neutre du générateur ainsi constitué.

- des ondes à trois paliers pouvant être obtenues au moyen d'un groupement d'onduleurs monophasés / 9/.



Ech : 25 ms/div, 5 mV/div.

Figure 4.1

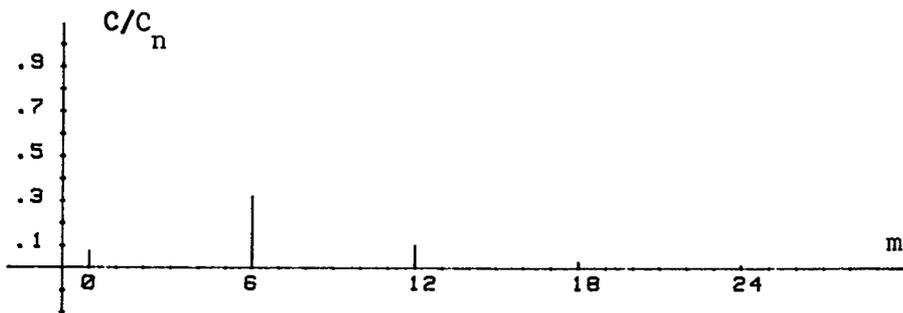


Figure 4.2

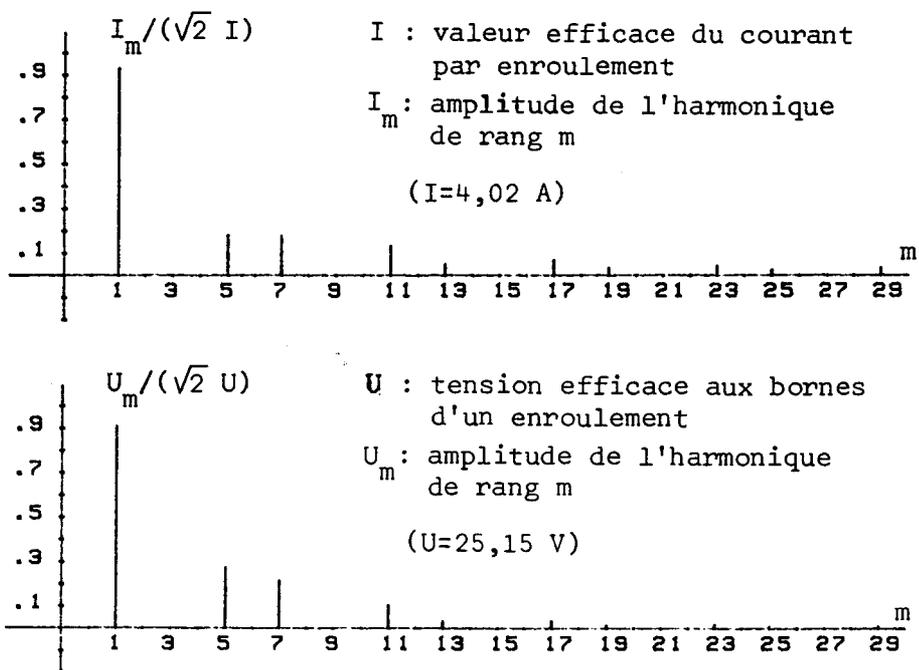


Figure 4.3

- des ondes à cinq paliers élaborées au moyen d'un onduleur à 12 interrupteurs /10/.

A partir de ces structures particulières, les auteurs précisent les caractéristiques de l'onde de tension indépendamment de la charge alimentée. Les résultats qui en découlent ne peuvent donc s'appliquer directement à notre problème d'autant que ces montages nécessitent parfois, pour la connexion de la charge, un nombre de conducteurs supérieur à trois.

2.1. PRINCIPE DU GENERATEUR ETUDIE

La structure que nous considérons utilise un pont onduleur à trois bras alimenté par une source unique. Nous choisissons d'élaborer des ondes de tension tristables à faible taux d'harmoniques (figure 4.4). Le nombre et la position des impulsions latérales sont fixés en fonction de la qualité de l'onde souhaitée.

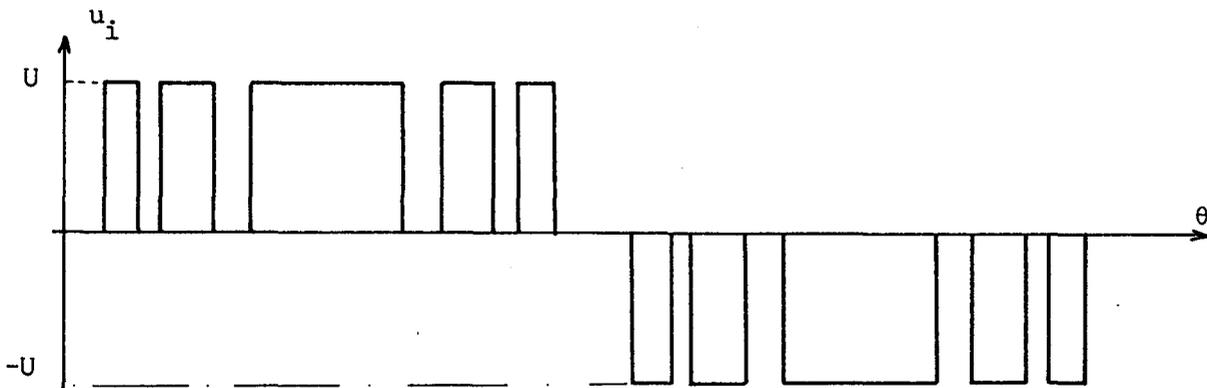


Figure 4.4

Les transistors d'un même bras sont commandés de façon symétrique de sorte que la séquence appliquée à l'élément supérieur (T_{1i}) se retrouve décalée de 180 degrés sur l'élément inférieur (T_{0i}). Les séquences relatives aux bras successifs se déduisent l'une de l'autre par une translation de 120 degrés (figure 4.5).

Si la machine est suffisamment réactive, elle se comporte comme un générateur de courant pendant les commutations. La continuité du courant entraîne la mise en conduction d'une diode lors du blocage du transistor situé dans la branche opposée.

Si le transistor en parallèle sur chaque diode est rendu conducteur avant l'extinction de celle-ci, l'absence de rupture de liaison avec la source qui en résulte conduit à un mode de fonctionnement toujours triphasé du récepteur. (Les zones hachurées sur la figure correspondent à l'empiètement possible de la commande de base d'un transistor en parallèle sur une diode conductrice).

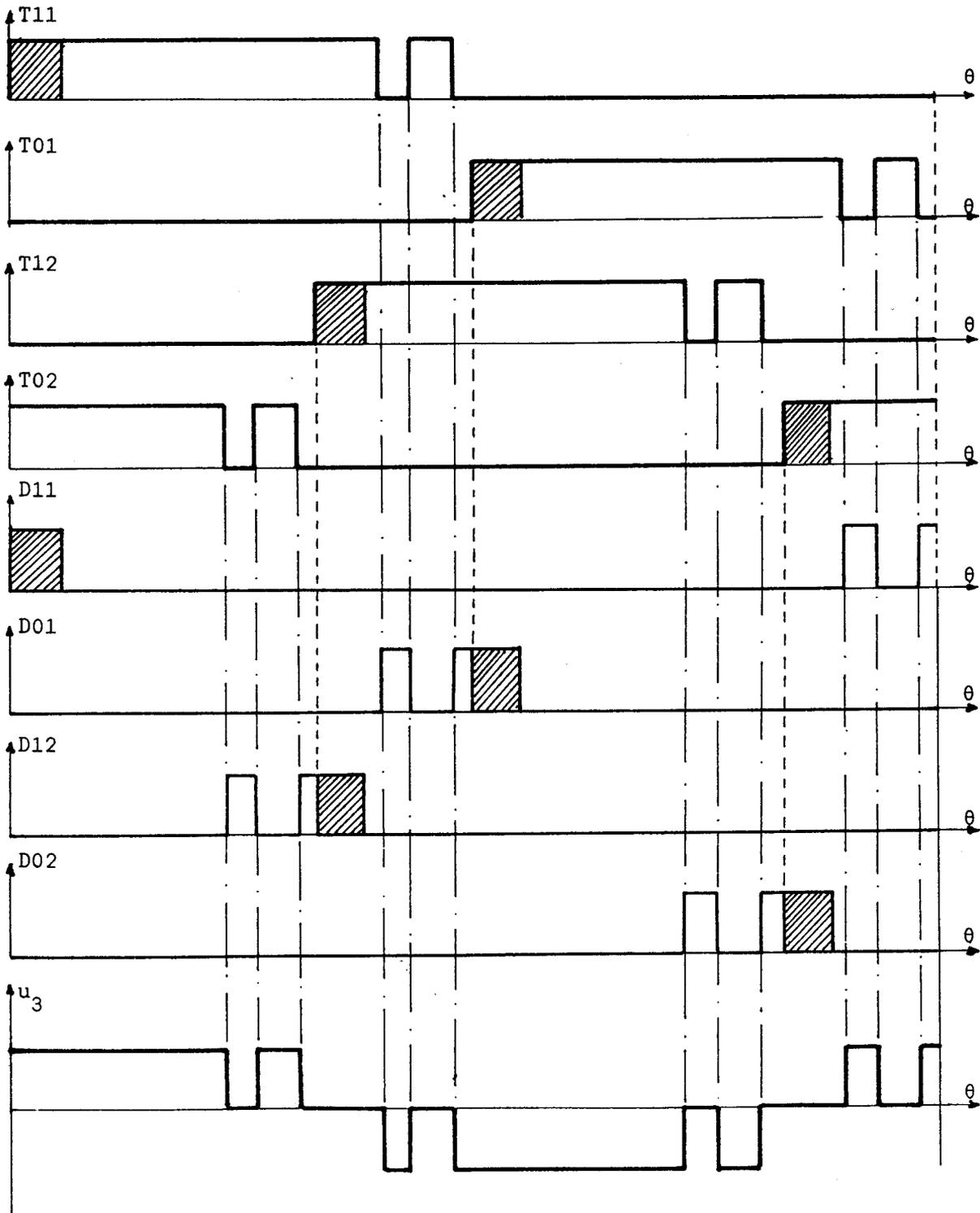


Figure 4.5

L'hypothèse de continuité du courant et la stratégie de commande ainsi définie imposent à chaque élément bidirectionnel (transistor-diode) un angle total de conduction égal à 180 degrés par période.

2.2. CARACTERISTIQUES DE LA COMMANDE DES TRANSISTORS

L'élaboration d'une onde de tension composée à impulsion latérale unique est alors conditionnée par les phases de commande des transistors et de conduction des diodes.

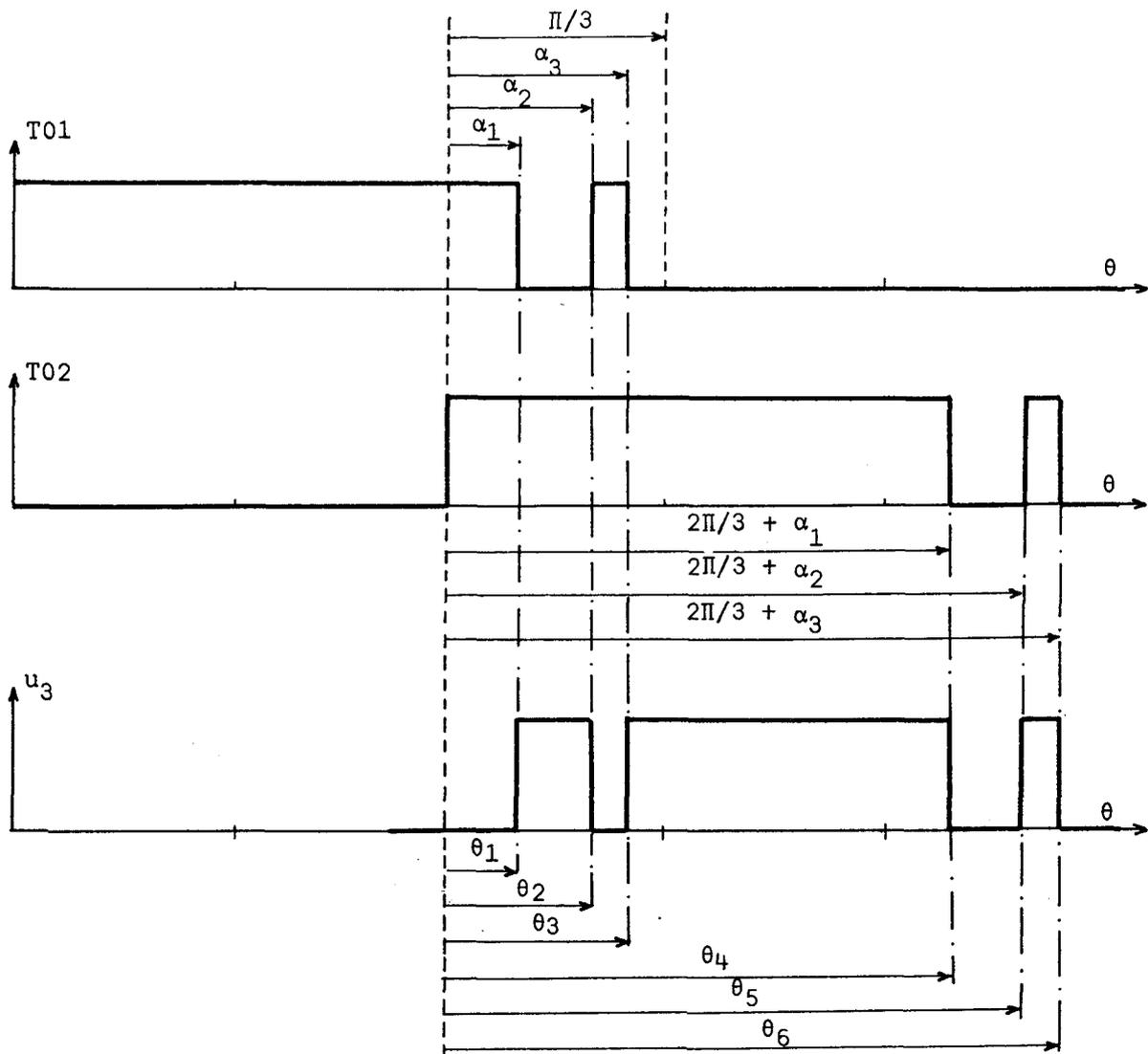


Figure 4.6

La construction précédente fait apparaître une onde de tension dissymétrique, conséquence d'un choix incorrect des angles de commutation dans la séquence. Nous examinons maintenant les caractéristiques d'une commande qui mène à une tension composée ne présentant que des harmoniques impairs, par exemple en sinus /29/.

L'origine des angles est fixé au début de l'alternance positive et correspond à la mise en conduction de T02 (figure 4.6). Les conditions de symétrie conduisent aux relations suivantes :

$$\theta_1 + \theta_6 = \theta_2 + \theta_5 = \theta_3 + \theta_4 = \Pi$$

Du fait que :

$$\begin{aligned} \theta_1 &= \alpha_1, \quad \theta_2 = \alpha_2, \quad \theta_3 = \alpha_3 \text{ et} \\ \theta_4 &= \alpha_1 + \frac{2\Pi}{3}, \quad \theta_5 = \alpha_2 + \frac{2\Pi}{3}, \quad \theta_6 = \alpha_3 + \frac{2\Pi}{3}, \end{aligned}$$

il en découle :

$\alpha_1 + \alpha_3 = \frac{\Pi}{3}$ $\alpha_2 = \frac{\Pi}{6}$
--

Ces résultats se généralisent dans l'élaboration d'une onde à n impulsions latérales. La figure 4.7 montre qu'il y a alors 2n+1 angles de commutation pour la commande des bases.

Dans ces conditions :

$$\theta_1 + \theta_{4n+2} = \theta_2 + \theta_{4n+1} = \dots = \theta_i + \theta_{4n+3-i} = \theta_{2n+1} + \theta_{2n+2} = \Pi, \quad (1)$$

or
$$\theta_1 = \alpha_1, \quad \theta_2 = \alpha_2, \quad \dots \quad \theta_i = \alpha_i, \quad \theta_{2n+1} = \alpha_{2n+1}$$

et
$$\theta_{2n+2} = \alpha_1 + \frac{2\Pi}{3}, \quad \theta_{2n+3} = \alpha_2 + \frac{2\Pi}{3}, \quad \dots,$$

$$\theta_{4n+3-i} = \alpha_{2n+2-i} + \frac{2\Pi}{3}, \quad \theta_{4n+2} = \alpha_{2n+1} + \frac{2\Pi}{3}. \quad (2)$$

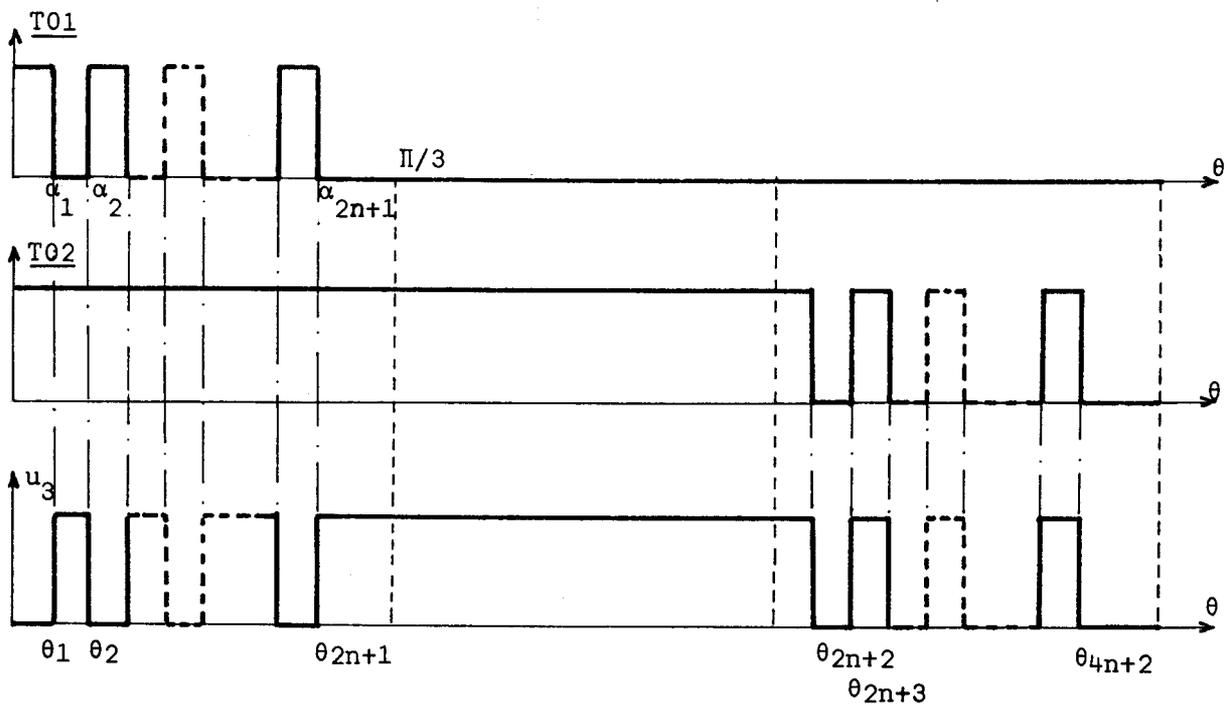


Figure 4.7

En exprimant dans les relations (1) θ_{4n+3-i} obtenu à partir de (2), nous obtenons :

$$\alpha_i + \alpha_{2n+2-i} = \frac{\pi}{3} \quad (3)$$

$$i \in (1, 2, \dots, n+1)$$

$$\text{et } \alpha_{n+1} = \frac{\pi}{6} \quad (4)$$

Pour un nombre de phases donné les angles de commutation déterminant la position des impulsions latérales sont disposés symétriquement par rapport à $\frac{\pi}{6}$ radians.

Il y a donc pour une onde à n impulsions latérales n valeurs de α à déterminer de sorte que les $2n+1$ angles de commutation vérifient la relation (3).

2.3. PROPRIETES DE L'ONDE DE TENSION

2.3.1. Valeur efficace

La valeur efficace a pour expression :

$$U_3^2 = \frac{4}{2\pi} \left(\sum_{k=0}^{n+1} \int_{\theta_{2k+1}}^{\theta_{2k+2}} U^2 d\theta + \int_{\theta_{2n+1}}^{\frac{\pi}{2}} U^2 d\theta \right)$$

$$\text{soit } U_3^2 = \frac{2U^2}{\pi} \left(\sum_{k=0}^{n-1} (\theta_{2k+2} - \theta_{2k+1}) + \frac{\pi}{2} - \theta_{2n+1} \right)$$

Sachant que $\theta_i = \alpha_i$ pour $i \in (1, 2, \dots, 2n+1)$, la relation (3) impose :

$$\theta_1 + \theta_{2n+1} = \theta_2 + \theta_{2n} = \dots = 2\theta_{n+1}$$

$$\text{si } n \text{ est pair } \quad U_3 = \frac{2U^2}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \theta_{n+1} \right)$$

$$\text{si } n \text{ est impair } \quad U_3 = \frac{2U^2}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} + \theta_{n+1} - (\theta_n + \theta_{n+2}) \right)$$

Dans les deux cas il vient :

$$\boxed{U_3 = \sqrt{\frac{2}{3}} U} \quad (5)$$

Nous en déduisons une première propriété de l'onde de tension :
sa valeur efficace est indépendante du nombre d'impulsions latérales

2.3.2. Calcul des harmoniques

L'harmonique de rang m a pour expression :

$$H_m = \frac{4U}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin m\theta d\theta + \dots + \int_{\theta_{2k+1}}^{\theta_{2k+2}} \sin m\theta d\theta + \int_{\theta_{2n+1}}^{\frac{\pi}{2}} \sin m\theta d\theta$$

$$\text{soit } H_m = \frac{4U}{m\pi} \left((\cos m\theta_1 + \cos m\theta_{2n+1}) - (\cos m\theta_2 + \cos m\theta_{2n}) \right. \\ \left. + \dots + (\cos m\theta_i + \cos m\theta_{2n+2-i}) + (-1)^n \cos m\theta_{n+1} \right)$$

En remplaçant les sommes de cosinus par des produits et en introduisant les relations de symétrie (3) et (4) il vient :

$$H_m = \frac{4}{m\pi} \cos m \frac{\pi}{6} \left(2 \sum_{i=1}^n (-1)^{i+1} \cos \left(\theta_i - \frac{\pi}{6} \right) + (-1)^n \right) \quad (6)$$

Les harmoniques considérés sont de rang impair de sorte que $m = 2k+1$ et $\cos m \frac{\pi}{6} = 0$ pour $m = 3(2k+1)$. Ainsi les harmoniques d'ordre trois sont nuls et nous en déduisons une seconde propriété de la tension composée :

trois formes d'onde déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ ayant n impulsions latérales définies par les conditions de symétrie (3) forment un système triphasé équilibré.

3. Optimisation des formes d'onde

L'expression (6) montre que le nombre de degrés de liberté dans le choix de θ_i est égal au nombre d'impulsions latérales de la tension composée. Il serait donc naturel de rechercher les angles θ_i permettant d'éliminer les n premiers harmoniques autres que le fondamental.

3.1. ANALYSE DES CONTRAINTES

Pour des raisons technologiques les commandes de base sont définies au moyen de 360 points par période.

Bien qu'aucune considération ne s'oppose à priori au choix d'une onde possédant de nombreuses impulsions latérales, notons d'abord que la nature transcendante des équations à résoudre n'entraîne pas nécessairement une convergence de résultats vers des valeurs entières de θ_i . Il est donc inutile de les résoudre avec une très grande précision du fait de la quantification adoptée.

Des premiers résultats montrent ensuite que l'amplitude du fondamental varie assez peu ; la valeur efficace de l'onde étant constante, l'atténuation des premiers harmoniques entraîne l'augmentation des suivants. Cet inconvénient peut être atténué au prix d'un nombre important d'impulsions latérales qu'il est illusoire de prévoir face au quantum angulaire choisi (1 degré).

La dichotomie qui apparait ainsi entre la définition de l'onde et le nombre de commutations nous conduit finalement à minimiser l'effet de n premiers harmoniques par rapport à celui du fondamental plutôt que de les éliminer totalement.

3.2. CRITERE D'ATTENUATION DES HARMONIQUES

Le critère général choisi pour l'atténuation des harmoniques est constitué :

- par la limitation du coefficient $\beta_m = 100 \frac{H_m}{H_1}$ pour les n premiers harmoniques d'une onde à n impulsions latérales.

- par un indice de qualité Q de l'onde de tension lui-même défini à partir d'un critère quadratique de sorte que :

$$Q = \frac{100}{H_1} \sqrt{\sum_m \frac{H_m^2}{m}} \quad \text{pour } m = 5, 7, 11, 13, 17, 19$$

Dans la définition de cet indice, le terme $\frac{H_m^2}{m}$ rend prépondérant l'influence des premiers harmoniques. Nous ne considérons que les composantes jusqu'au rang 19 en raison des contraintes précitées et de l'effet limité des harmoniques de rang supérieur.

Ce critère, défini a priori, est validé a posteriori par les résultats obtenus au niveau de la machine et du convertisseur.

L'optimisation des formes d'onde consiste donc à fixer les bornes supérieures β_0 de β_m d'une part, Q_0 de Q d'autre part. La recherche des angles α_i est décrite par l'organigramme de principe de la figure 4.8. La détermination des instants de commutation est aisée en raison de la symétrie angulaire par rapport à 30 degrés (§2.2).

3.3. RESULTATS CARACTERISANT LA FORME D'ONDE

Les valeurs de β_0 et Q_0 , d'abord fixées arbitrairement, sont réduites jusqu'à l'obtention du plus petit nombre possible de combinaisons d'angles.

Le tableau I précise les résultats qui en découlent pour $n=1, 2, 3$ et 4 et les compare à ceux correspondant à la "pleine onde" ($n=0$).

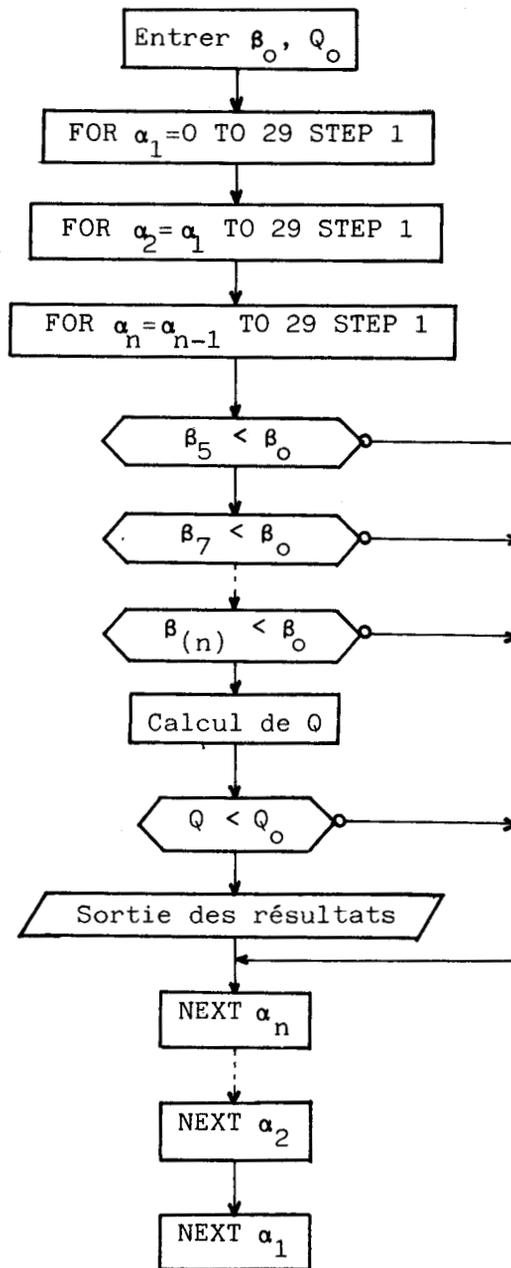


Figure 4.8

Le résidu harmonique $\rho /18/$ est plus important quand la tension composée présente des impulsions latérales. Si $n > 2$, celui-ci est sensiblement constant et ses composantes sont d'un rang d'autant plus élevé qu'il y a d'angles de commutation comme le montrent les spectres des figures 4.9. Or pour des composantes de rang suffisamment élevé, l'impédance de la machine est peu différente du produit de l'inductance de fuite

n	β_0	Q_0	α_1 α_2 α_3 α_4 (degrés)	β_5	β_7	β_{11}	β_{13}	β_{17}	β_{19}	$H_1/\sqrt{2}U_3$ (%)	ρ (%)	ρ_P (%)
0	-	-	- - - -	20	14,3	9,1	7,7	5,9	5,3	95,5	29,6	27,1
1	6	10	20. - - -	5,89	4,66	15,8	18,1	18,0	16,1	92,6	37,7	32,3
2	3,5	9	12.17. - -	3,25	2,11	6,63	14,42	22,7	20,3	91	41,4	31,4
3	3	6	8.11.23. -	2,71	1,83	2,49	2,42	10,1	18,3	90,6	42,3	19,4
3	3	6	9.12.23. -	2,54	2,85	0,9	1,99	7,11	15,02	90,7	42,1	15,6
4	3	5	3. 5.17.22.	1,0	2,1	0,6	1,2	1,4	5,9	89,5	44,6	5,9
4	3	5	4. 6.17.22.	0,6	3,0	0,9	0,3	0,8	4,5	89,6	44,6	5
4	3	5	4. 6.18.23.	1,6	2,2	0,3	2,3	5,7	0,9	89,9	43,8	6,1
4	3	5	5. 7.19.24.	2,4	2,1	0,8	2,8	8,9	6,8	90,3	42,9	10,8
4	3	5	6. 8.19.24.	2,1	2,9	1,1	1,8	7,3	6,7	90,4	42,7	9,7

Tableau 1

totale au primaire par la pulsation correspondante /11/. Leur effet devient donc négligeable et le résidu harmonique partiel $\rho_P = \frac{1}{U_3} \sqrt{\sum_m H_m^2}$ pour $m=5 \dots, 19$ permet de mieux apprécier la qualité de la forme d'onde pour l'application concernée.

La légère diminution du fondamental peut être palliée par une augmentation de la tension d'alimentation de l'onduleur.

3.4. VALIDATION DU CRITERE PROPOSE

Nous choisissons parmi les résultats précédents une onde à 4 impulsions latérales ayant le plus faible résidu harmonique partiel.

Dans les fonctionnements à vide et en charge, le découpage des tensions (figure 4.10.a) conduit, pour les courants dans les enroulements statoriques, à une forme d'onde quasi sinusoïdale (figure 4.10.b). L'hypothèse de continuité du courant est justifiée par le fait que la forme de tension observée est indépendante du couple de charge de la machine.

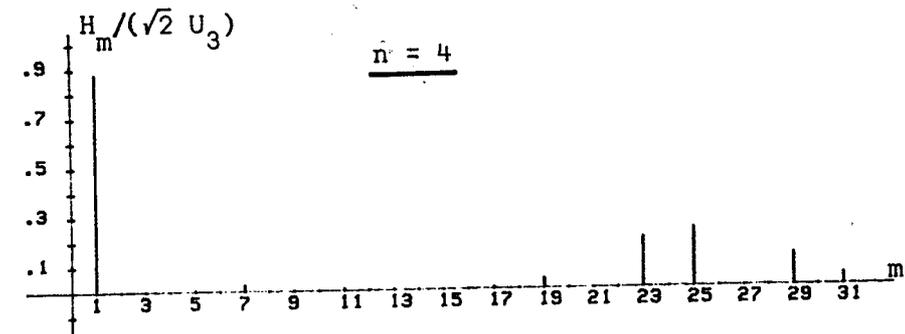
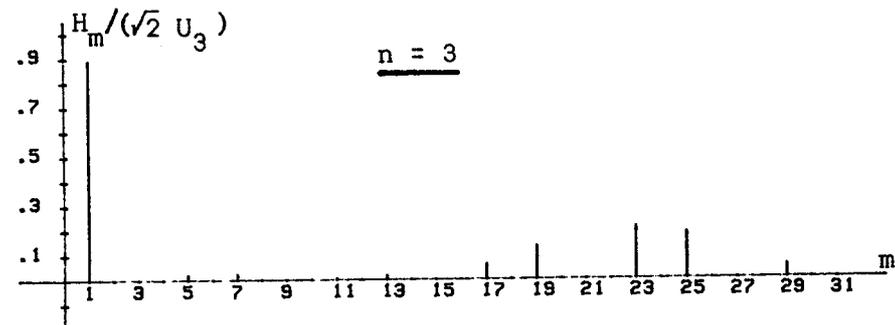
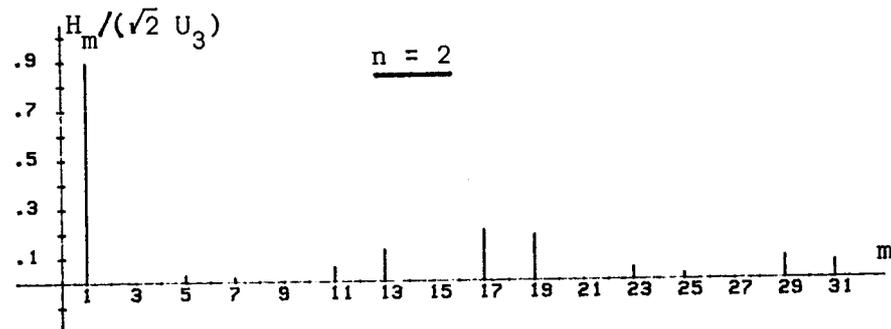
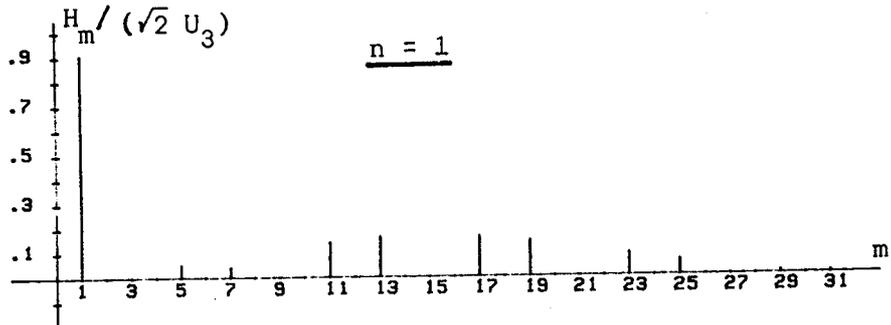
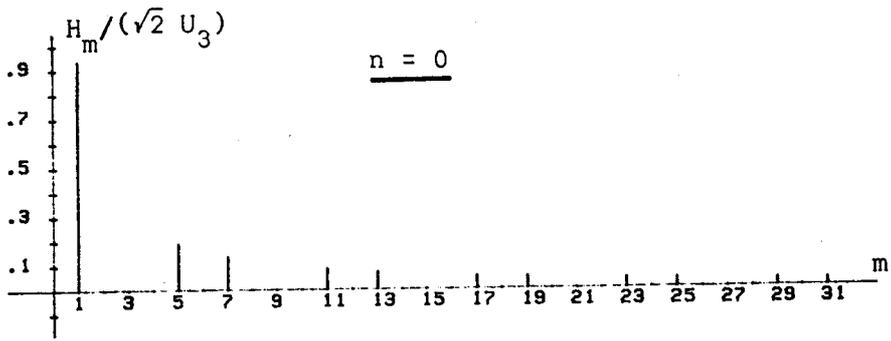


Figure 4.9

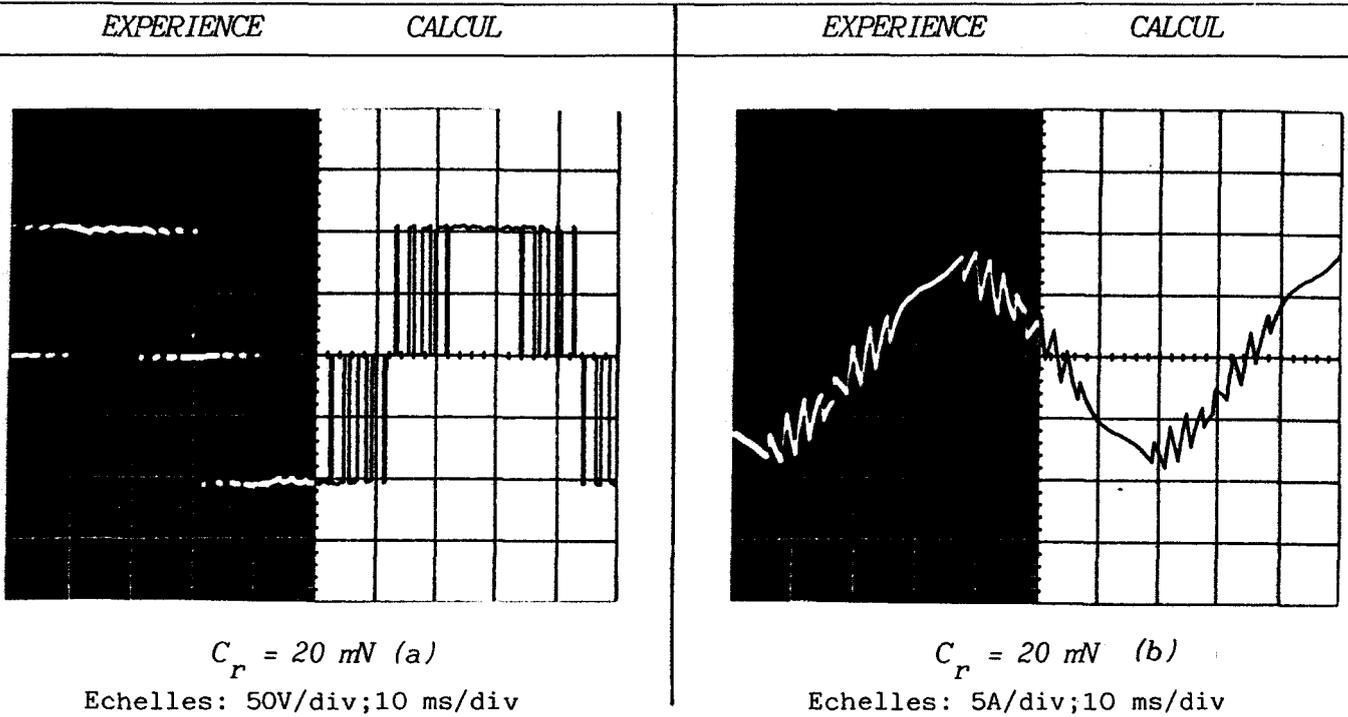


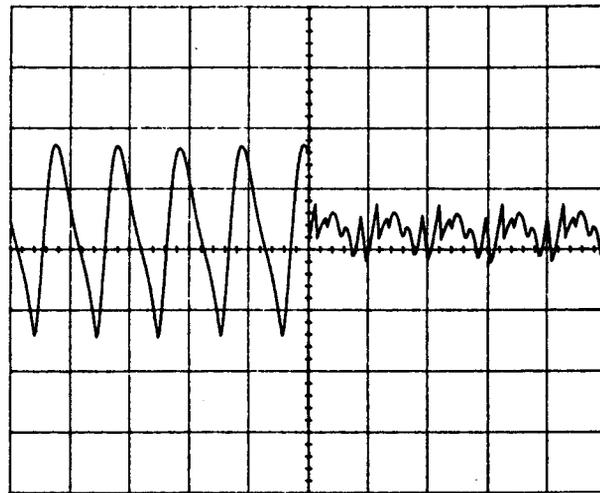
Figure 4.10

Le calcul fait apparaître une diminution sensible de l'amplitude du couple pulsatoire. En effet, pour les mêmes conditions de fréquence (4 Hz) et de charge ($C_r = 1,5 \text{ mN}$), la figure 4.11 permet de comparer les cas de la "pleine onde" d'une part ($n=0$) et de l'onde optimisée choisie d'autre part ($n=4$).

La figure 4.12 précise alors le spectre des grandeurs correspondantes. Ainsi l'objectif visé, notamment la réduction des harmoniques de courant et de couple, est atteint. Le critère précédemment défini, justifié par les résultats de la simulation, est confirmé expérimentalement.

4. Caractéristiques calculées

La stratégie de commande conditionne d'une part les performances électromécaniques vues par l'utilisateur en régime permanent et, d'autre part, les contraintes supportées par les composants du convertisseur.



$n = 0$ $n = 4$
 Ech : 25 ms/div, 5 mN/div.

Figure 4.11

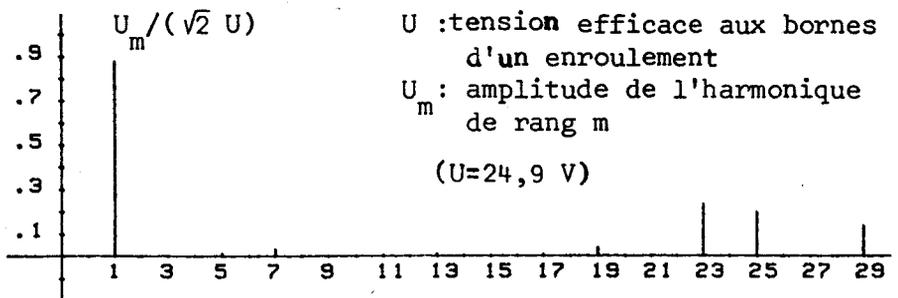
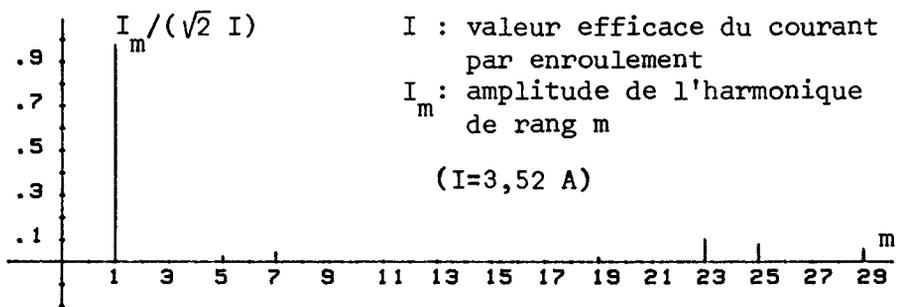
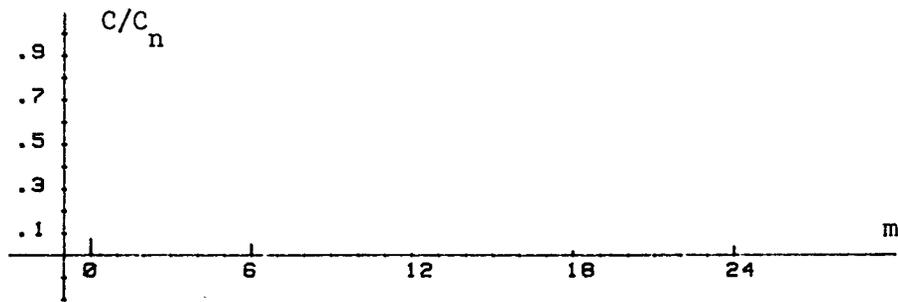


Figure 4.12

4.1. PERFORMANCES ELECTROMECHANQUES

Les grandeurs intéressantes sont :

- le rendement du convertisseur permettant une appréciation globale du bilan énergétique dans un régime de fonctionnement continu ou intermittent.
- la qualité du couple moteur, déterminante pour la longévité de la chaîne cinématique complète (rotor, réducteurs, paliers, etc...).

Les hypothèses simplificatrices formulées pour les semiconducteurs (interrupteurs idéaux) et pour la machine (circuit magnétique parfait) nous contraignent à ne considérer que les pertes Joule dans les enroulements. De cette manière, seul l'effet des harmoniques de courant est pris en compte.

Les rendements calculés à fréquence variable (charge fixe : $C_r = C_n/2$) et à charge variable (fréquence statorique fixe : $f_s = f_n/2$) sont pratiquement insensibles à la forme d'onde dans les plages d'utilisation courante (figures 4.13 et 4.15).

Pour apprécier quantitativement la qualité du couple nous définissons le résidu harmonique de sa forme d'onde :

$$\rho_c = \frac{\sqrt{C^2 - C_o^2}}{C_o}$$

avec C_o : couple moyen et C : couple efficace.

Les courbes des figures 4.14 et 4.16 montrent l'intérêt de la présence des impulsions latérales choisies.

4.2. CONTRAINTES DANS LES COMPOSANTS

Pour tous les composants passifs, le modèle de simulation peut fournir les grandeurs moyennes, efficaces et de crête des tensions et courants. Nous donnons à titre d'exemple et dans les mêmes conditions que

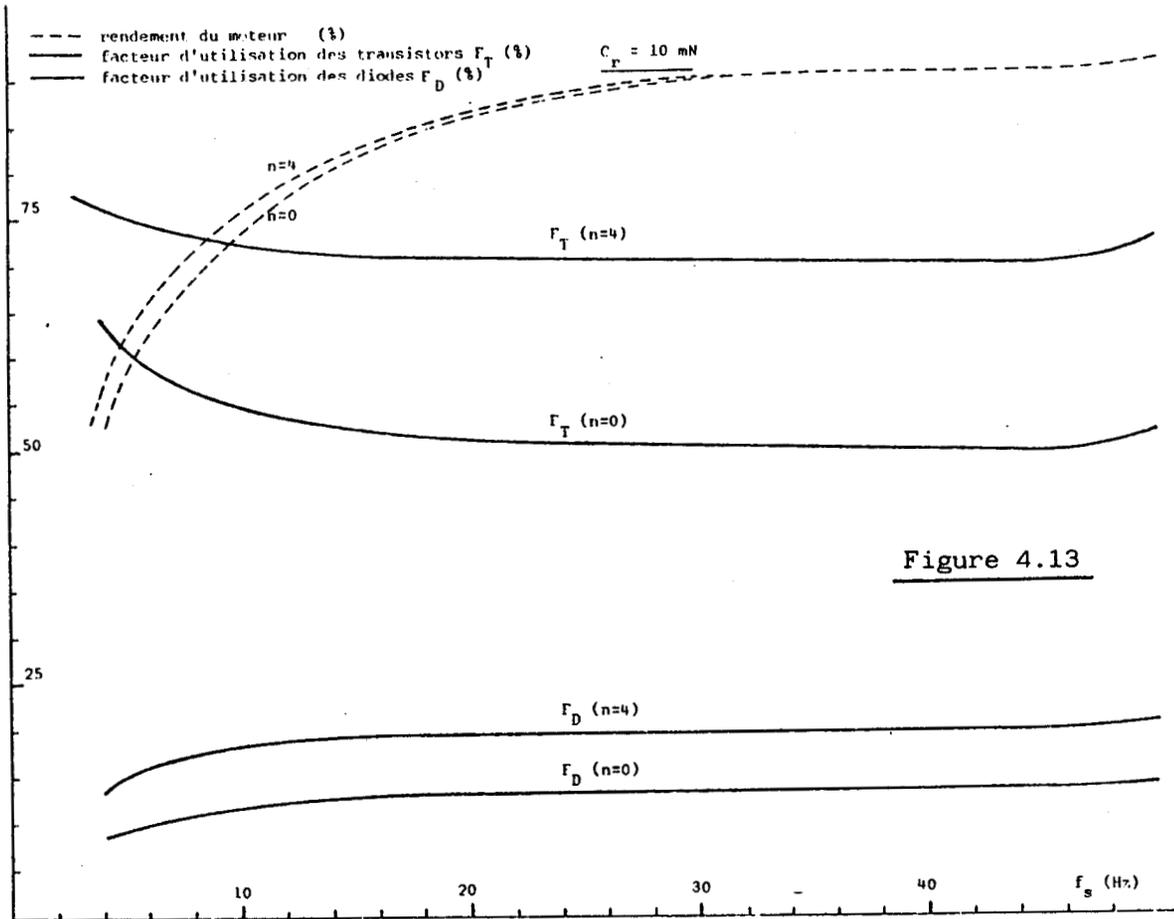


Figure 4.13

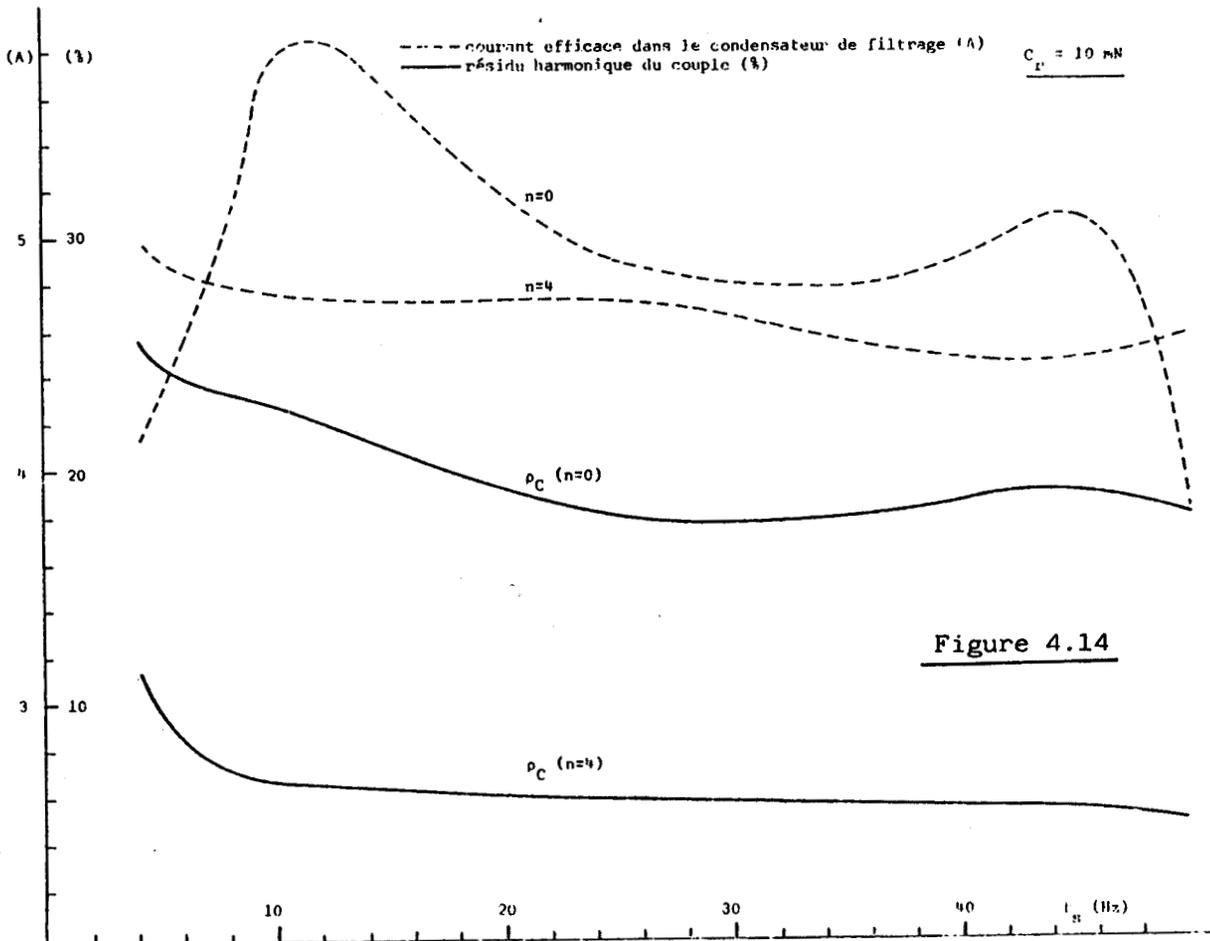


Figure 4.14

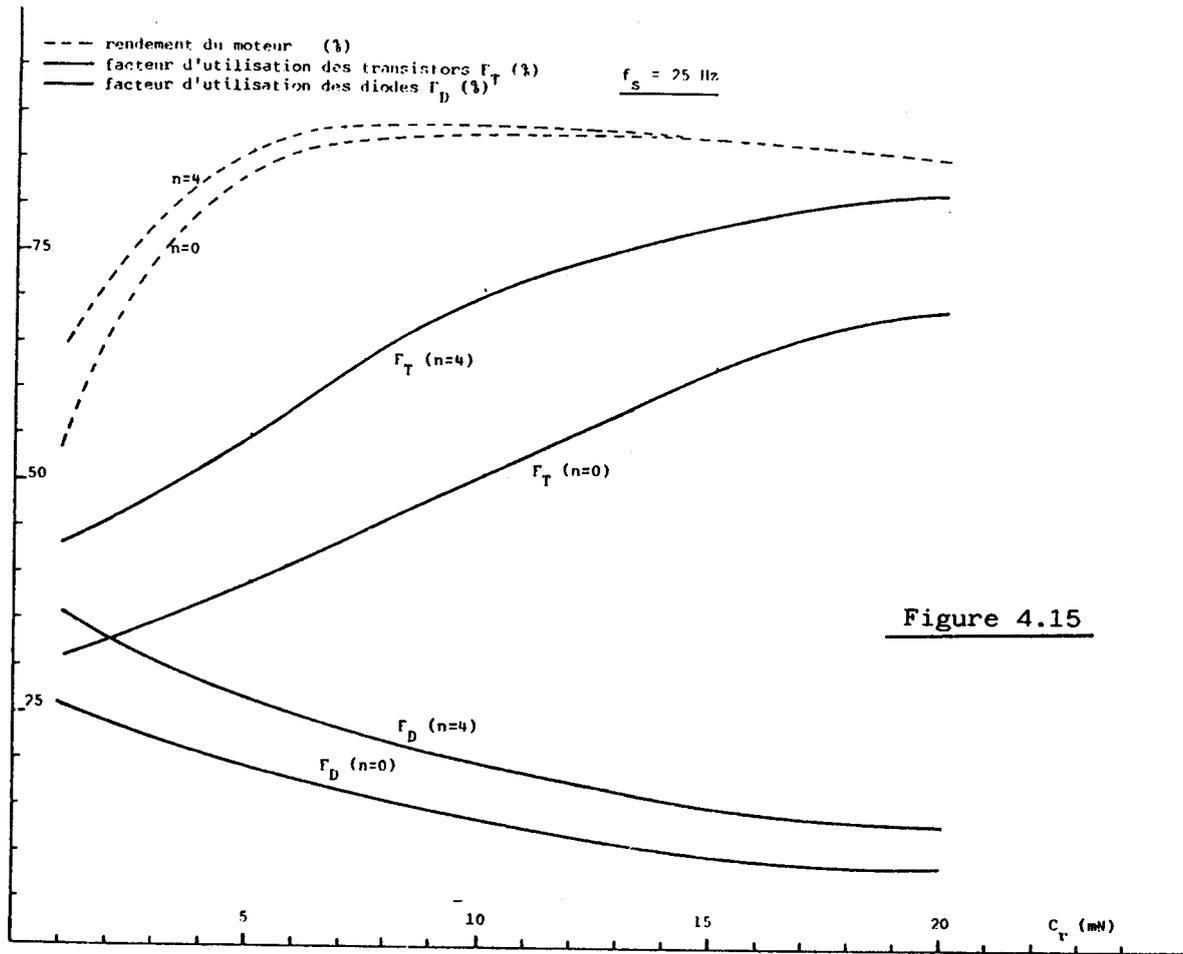


Figure 4.15

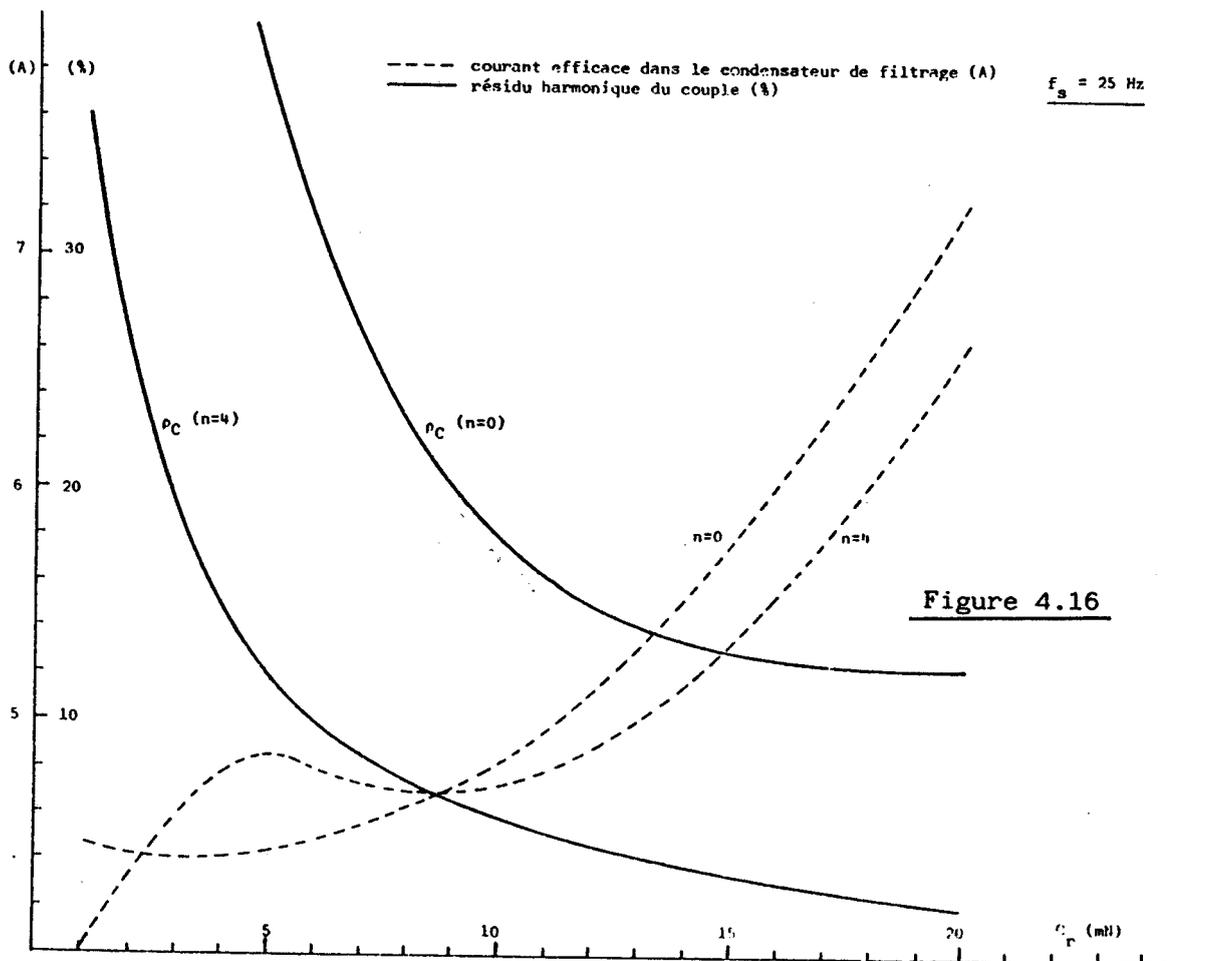


Figure 4.16

précédemment le courant efficace dans le condensateur de filtrage (figures 4.14 et 4.16).

Pour les semiconducteurs, nous définissons un coefficient d'utilisation relatif rapporté à un onduleur commandé de manière idéale (courant sinusoïdal dans une charge purement résistive). Le courant moyen dans un transistor s'écrit alors : $I_O = I_M / \Pi$ (I_M : courant de crête).

Sachant que (I_O/I_M) désigne le rapport de la valeur moyenne à la valeur de crête dans les conditions d'un courant non sinusoïdal dans une charge quelconque, les facteurs d'utilisation d'un transistor et d'une diode s'écrivent respectivement :

$$F_T = \Pi (I_O/I_M)_T$$

$$F_D = \Pi (I_O/I_M)_D$$

Ces paramètres permettent d'apprécier l'efficacité de la stratégie de commande quand l'objectif est d'obtenir le maximum de puissance en sortie de l'onduleur pour un type de transistor donné. Les courbes des figures 4.13 et 4.15 tracées dans le cas de l'onde optimale et de la "pleine onde" témoignent de la diminution du courant de crête (notamment dans les transistors) pour une même puissance fournie.

5. Conclusion

Le modèle de simulation numérique donne toutes les grandeurs physiques relatives à la machine et au convertisseur. L'exploitation de ce modèle permet d'aboutir à une stratégie de commande optimale des transistors en régime permanent.

Il convient maintenant d'analyser en régime dynamique le comportement du système ainsi défini de façon à lui associer dans le respect des contraintes technologiques un dispositif de régulation adapté.

CHAPITRE 5

CONTROLE DE LA VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Nous nous proposons maintenant de valider en régime dynamique le modèle numérique précédemment établi pour lui associer ensuite un système de contrôle de la vitesse intégrant les contraintes technologiques d'un produit industriel.

Dans un premier temps, nous examinons la procédure de commande qui conduit la machine à un régime de fonctionnement donné.

La définition du système de contrôle complet dépend de la nature de la charge qui peut être connue ou indéterminée. Selon le cas, diverses stratégies de mise en vitesse sont alors proposées en tenant compte des limitations dues au convertisseur.

L'observation des conditions de ralentissement nous amène enfin à envisager des modifications au niveau de la source de tension variable et du système de contrôle.

1. Dispositif de contrôle

1.1 ORGANISATION GENERALE /12/

Le contrôle est effectué par un microcalculateur spécialisé qui élabore les séquences de conduction des transistors de l'onduleur et le signal de commande du hacheur à partir des informations de consigne, de vitesse, de courant et de sens de rotation (figure 5.1).

La valeur de crête de l'intensité i absorbée par l'onduleur constitue une borne supérieure du courant dans ses composants. Cette remarque permet d'envisager une protection centralisée des transistors au moyen d'un capteur de courant unique.

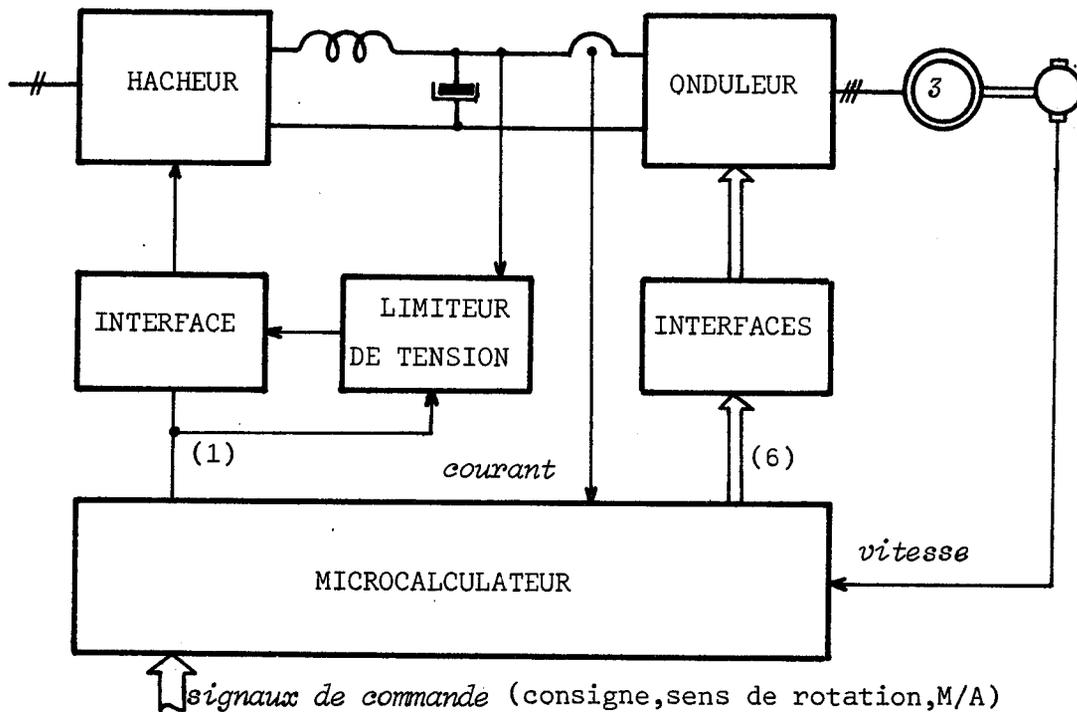


Figure 5.1

1.2 ARCHITECTURE

Le microcalculateur est constitué d'un microprocesseur "mono-chip" Intel 8748 (IC1) associé à un boîtier de trois diviseurs programmables 8254 (IC2) et à trois convertisseurs analogiques-numériques (IC6, IC7, IC8) (figure 5.2).

Deux diviseurs sont affectés à la commande du hacheur; le troisième élabore le signal d'horloge CLK de fréquence égale à 360 fois celle de l'onduleur ($f_{CLK} = 360 f_s = f_s'$)

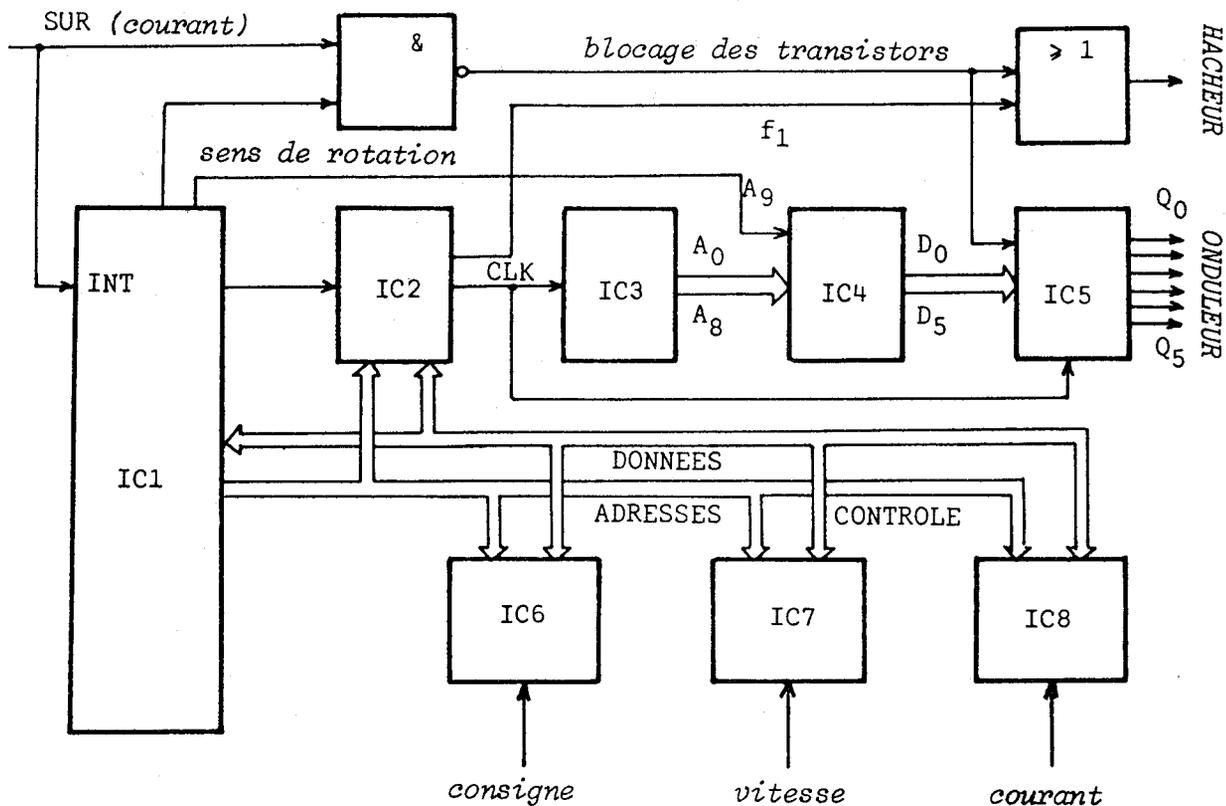


Figure 5.2

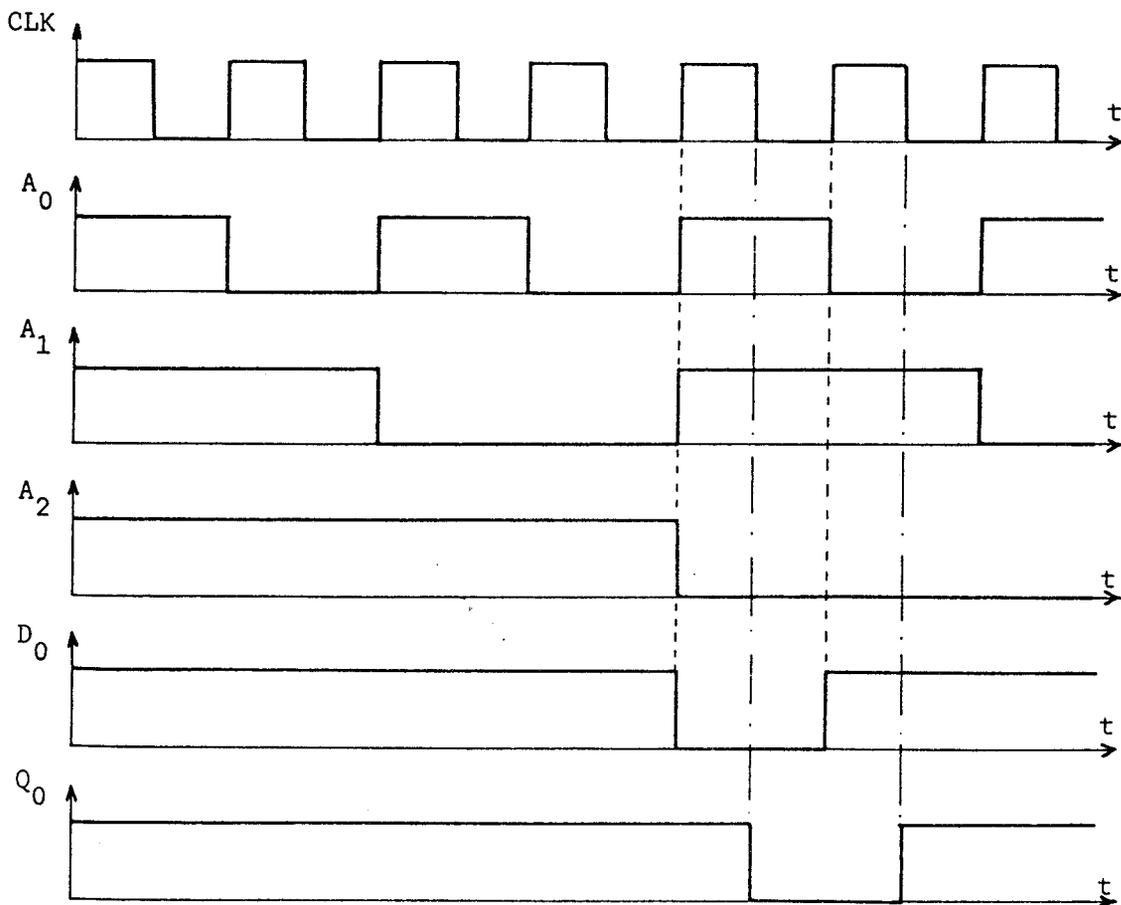


Figure 5.3

La séquence d'allumage des transistors de l'onduleur obtenue par voie numérique, est implantée dans une mémoire (IC4) scrutée par le compteur auxiliaire (IC3). Pour éviter les aléas lors des changements d'adresse, un retard d'une demi-période du signal CLK est introduit au moyen de six bascules D (IC5). La figure 5.3 précise les chronogrammes correspondant à ce séquenceur particulier.

Le signal de surintensité (SUR) force les sorties Q_i à l'état "zéro" et provoque au niveau du microprocesseur un saut vers un programme d'interruption qui confirme les ordres de blocage des transistors pendant un temps suffisant. De cette manière, une protection instantanée est réalisée et toutes dispositions utiles peuvent être prises au niveau du logiciel.

Le rapport cyclique du signal hacheur et la fréquence de l'onduleur sont déterminés à partir de l'horloge du microprocesseur et de la grandeur de réglage f_s quantifiée et calculée en fonction des informations de consigne et de mesure.

2. Validation du modèle en régime dynamique

Pour valider le modèle en régime dynamique, nous envisageons une mise en vitesse de la machine lorsque la fréquence varie de 2 à 52 Hz. Dans cet essai la charge présente les caractéristiques suivantes :

$$J = 9 \cdot 10^{-2} \text{ kg m}^2, f = 12 \cdot 10^{-2} \text{ mN/rad/s}, C_r = 1 \text{ mN}.$$

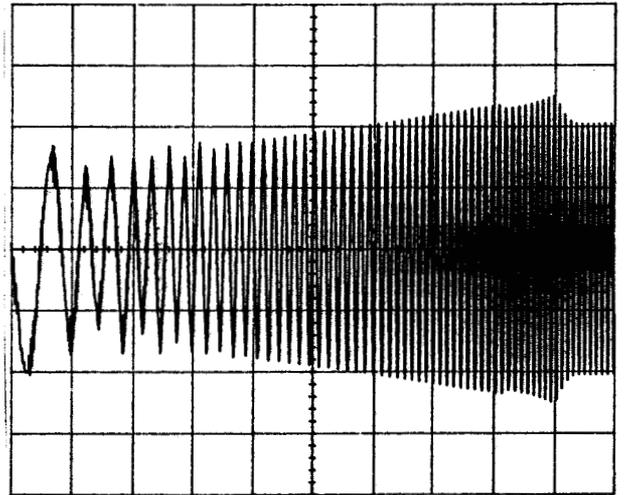
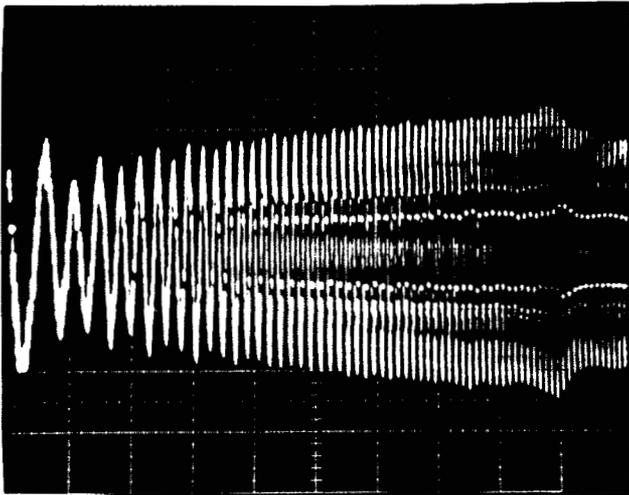
Les résultats expérimentaux et calculés pour le courant statique et la vitesse (figures 5.4 et 5.5) sont pratiquement superposables de sorte que le modèle utilisé peut être mis en oeuvre pour prédéterminer le comportement dynamique de l'ensemble tant en boucle ouverte qu'en boucle fermée.

3. Etude du décollage

Le démarrage de la machine nécessite un apport d'énergie qui prend essentiellement deux formes particulières, l'une magnétique pour l'établissement du flux, l'autre cinétique pour la mise en mouvement du rotor.

EXPERIENCE

CALCUL



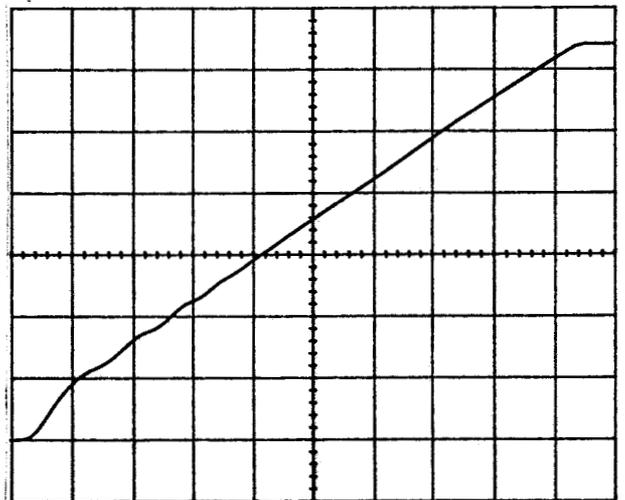
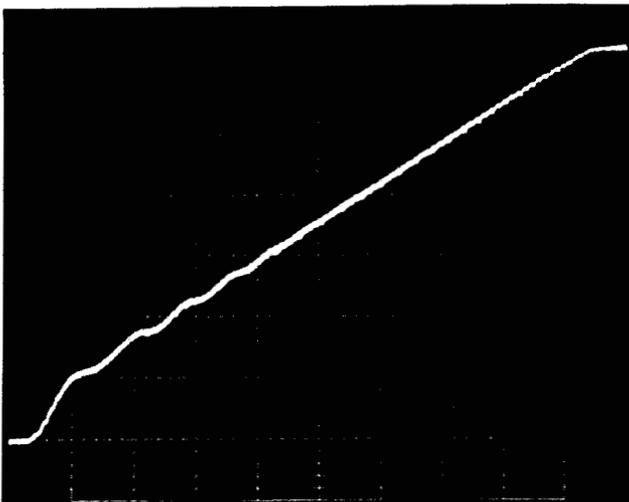
COURANT STATORIQUE

ECHELLES : 5 A/div ; 200 ms/div

Figure 5.4

EXPERIENCE

CALCUL



VITESSE DU ROTOR

ECHELLES : 230 tr/min/div ; 200 ms/div

Figure 5.5

3.1. POSITION DU PROBLEME

Le transfert d'énergie s'effectue ici par l'intermédiaire d'un convertisseur limité par les caractéristiques maximales admissibles de ses composants. Les transistors choisis dans cette application acceptent un courant maximal de 30A et il convient de tirer les conséquences de cette contrainte sur les conditions de décollage.

3.2. FREQUENCE DE DEMARRAGE (f_s min)

A partir de conditions initiales nulles, les transistors du convertisseur sont débloqués à la fréquence f_s min pour une charge constituée d'un couple constant $C_r = C_n/2 = 10$ mN et un moment d'inertie $J = 10^{-2}$ kg.m². La figure 5.6 précise pour plusieurs valeurs de f_s min l'évolution de la vitesse Ω et du courant en ligne i_1 et montre qu'une fréquence minimale très basse n'est pas nécessaire. Pour ces essais la fréquence statorique augmente linéairement avec une pente de 25 Hz/s.

3.3. VITESSE DE VARIATION DE LA FREQUENCE

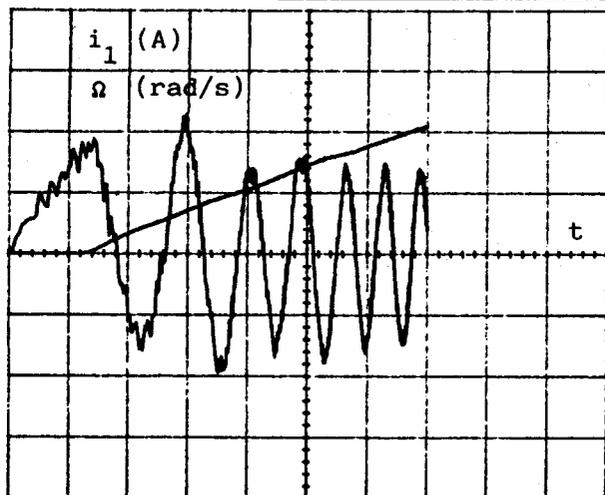
A partir d'une fréquence minimale de 1 Hz et dans les mêmes conditions de charge, la figure 5.7 permet de comparer l'intensité du courant en ligne pour des pentes de 50 et 10 Hz/s. Dans ce dernier cas, le décollage est obtenu sans aucune surintensité et le régime transitoire correspondant n'a pas d'influence sur le choix des semi-conducteurs.

3.4. CHARGE ENTRAINEE

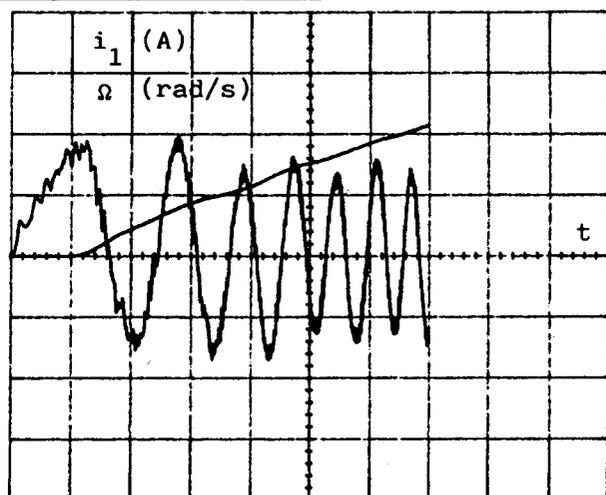
Pour la même commande en fréquence (f_s min = 1 Hz, df_s min/dt = 25 Hz/s), la figure 5.8 donne l'évolution des grandeurs face à une augmentation du couple résistant (moment d'inertie J et couple C_r).

Ces résultats montrent que si les conditions de charge les plus sévères sont préalablement connues, la prédétermination des paramètres de décollage et de mise en vitesse peut être effectuée en respectant le courant maximal admissible dans les transistors.

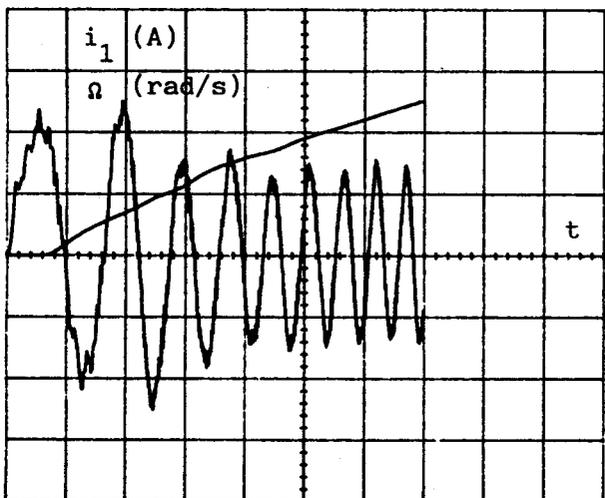
ECHELLES DES FIGURES : 10 A, 25 rad/s, 100 ms/div



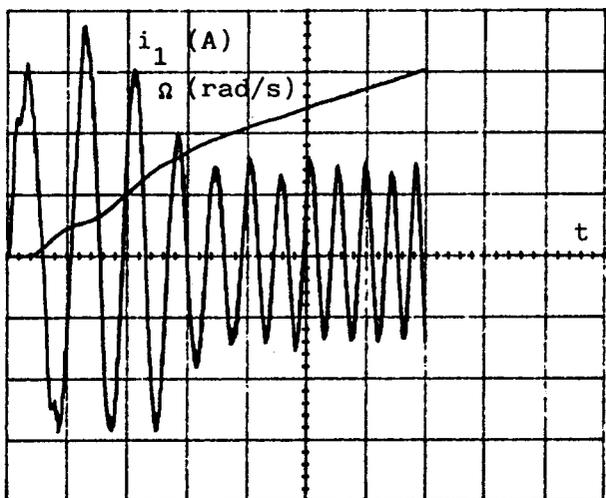
f_s min = 0,5 Hz



f_s min = 1 Hz

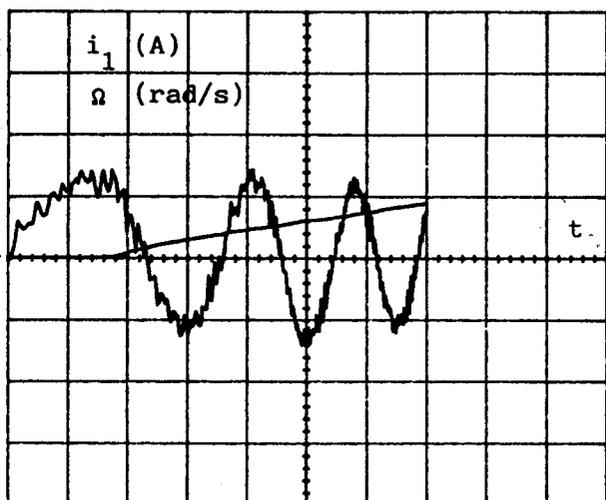


f_s min = 4 Hz

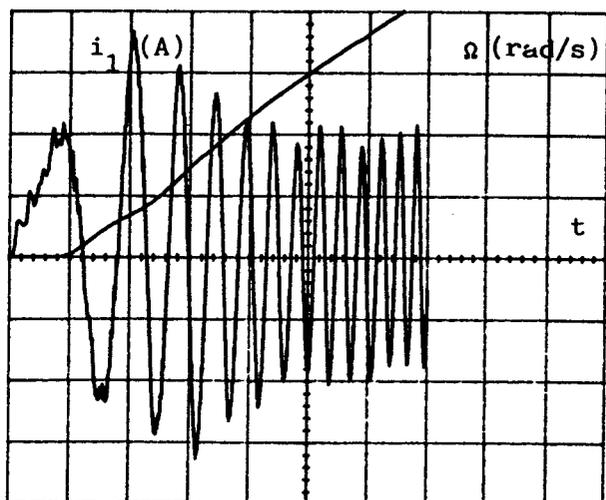


f_s min = 8 Hz

Figure 5.6



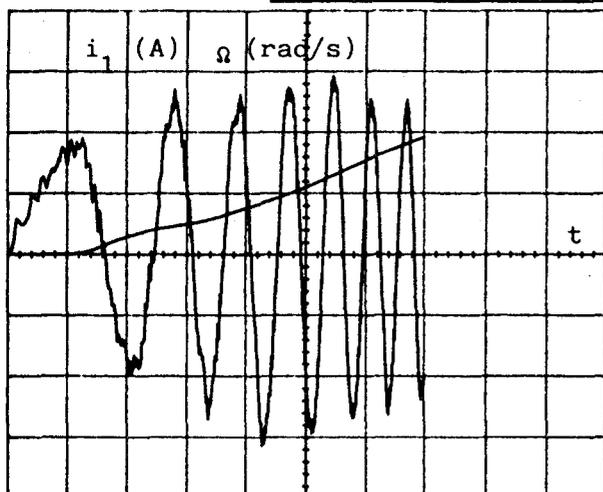
$df_s/dt = 10$ Hz/s



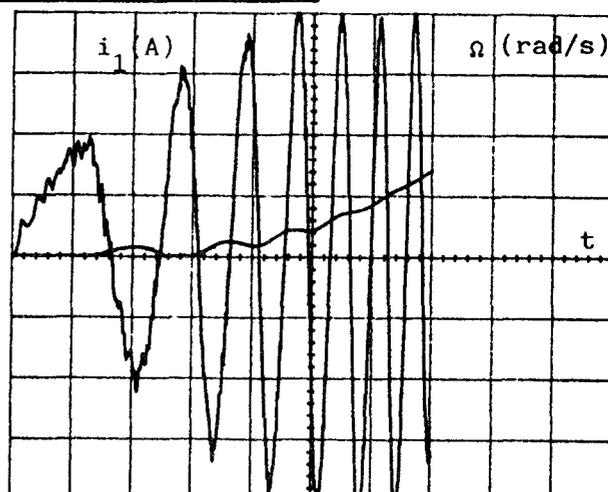
$df_s/dt = 50$ Hz/s

Figure 5.7

ECHELLES DES FIGURES : 10 A, 25 rad/s, 100 ms/div



$J = 18 \cdot 10^{-2} \text{ kg.m}^2$
 $C_r = 10 \text{ mN}$



$J = 9 \cdot 10^{-2} \text{ kg.m}^2$
 $C_r = 20 \text{ mN}$

Figure 5.8

Ainsi, il est possible d'envisager une commande en vitesse de la machine indépendamment de l'intensité du courant dans les semiconducteurs.

4. Contrôle du système pour une charge donnée

4.1. CONTRAINTES TECHNOLOGIQUES

L'étude sur le modèle de simulation doit être menée en introduisant la quantification des grandeurs représentées par des octets dans le système microinformatique.

Pour rendre compte de la nature numérique du dispositif de contrôle, un échantillonneur-bloqueur de période $T_e = 500 \mu\text{s}$ est introduit au niveau du programme de simulation numérique.

4.2. PRINCIPE DE LA MISE EN VITESSE

La méthode désormais classique consiste à transposer sous forme numérique les algorithmes des régulations analogiques /21/.

Face aux caractéristiques du dispositif microinformatique choisi, nous avons préféré mettre en oeuvre un principe de contrôle non linéaire à commutations permettant d'exploiter les résultats obtenus en boucle ouverte.

Les équations de régulation suivantes :

- . élaboration de l'écart : $\epsilon_n = (\Omega_0 - \Omega)_n$
- . caractéristique non linéaire : $w_n = f(\epsilon_n)$
- . algorithme d'intégration numérique : $f_{s\ n+1} = f_{s\ n} + w_n$

conduisent au schéma fonctionnel de la figure 5.9.

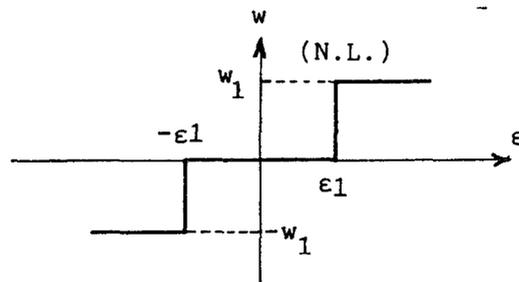
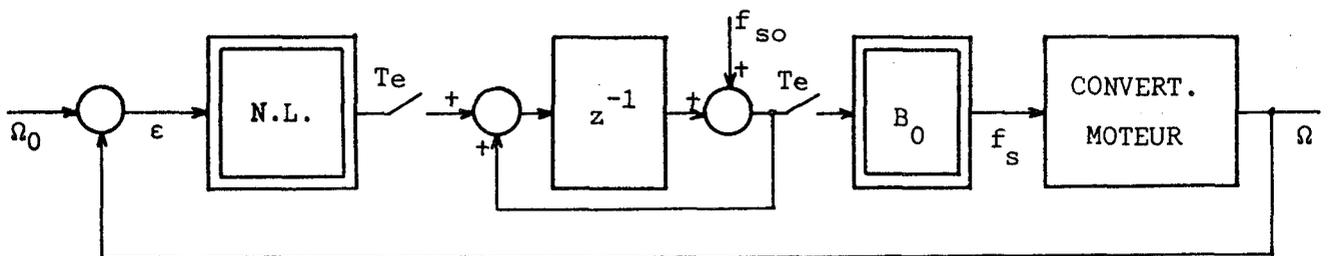
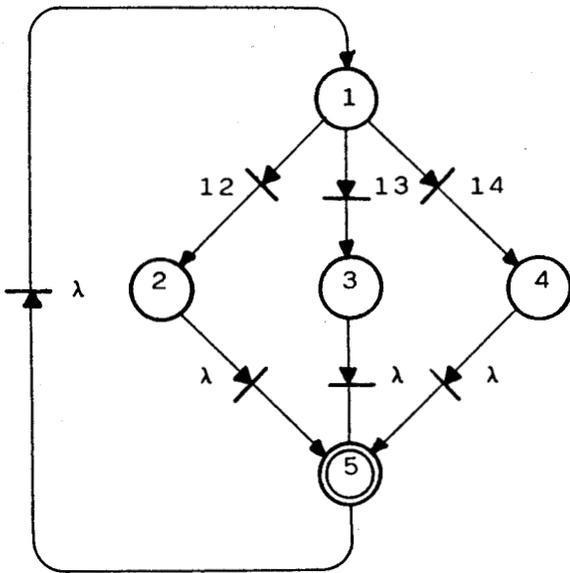


Figure 5.9

4.3. SIMULATION DU CONTROLE

Le fonctionnement du système de contrôle peut être représenté par le réseau de Pétri de la figure 5.10. Le graphe de traitement s'en déduit directement par l'introduction de l'indicateur binaire (IH3) qui gèle l'évolution du temps pendant l'actualisation de la grandeur de réglage.

L'implantation du contrôle s'effectue en suivant les principes de transcription des graphes de simulation énoncés au chapitre 3. L'horizon de définition du temps est ici la période d'échantillonnage T_e et l'insertion du sous-programme de régulation (figure 5.11.a) conduit à l'organigramme de simulation globale de l'ensemble étudié. La figure 5.11.b précise alors la solution adoptée pour rendre compte des évolutions simultanées de l'onduleur, du hacheur et du système de contrôle.



TRANSITIONS	PLACES : ACTIONS
12 : $\epsilon_n > \epsilon_1$	1 : $\epsilon_n = (\Omega_0 - \Omega)_n ; IH3=1$
13 : $-\epsilon_1 < \epsilon_n < \epsilon_1$	2 : $f_{sn+1} = f_{sn} + w_1$
14 : $\epsilon_n < -\epsilon_1$	3 : $f_{sn+1} = f_{sn}$
	4 : $f_{sn+1} = f_{sn} - w_1$
	5 : $IH3 = 0$

Figure 5.10

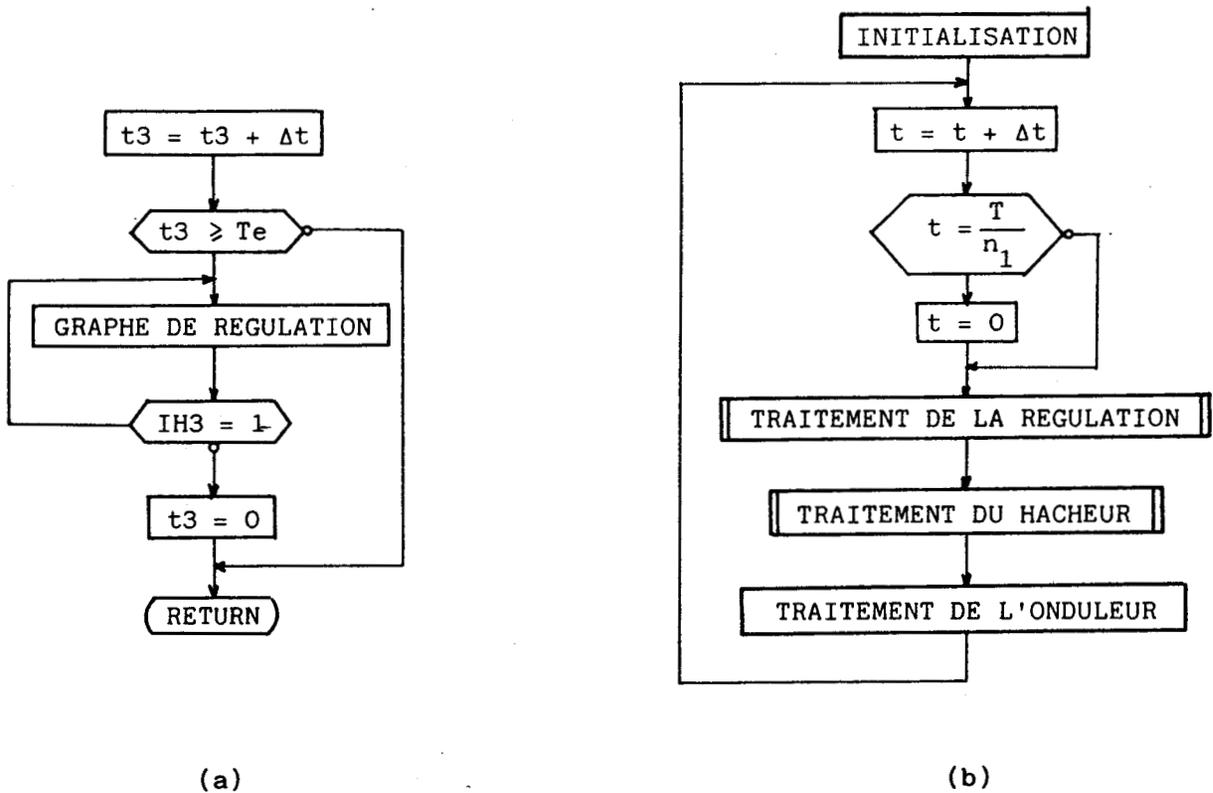


Figure 5.11

4.4. STRATEGIE DE REGULATION

La figure 5.12.a montre la réponse du courant et de la vitesse lorsque le système est soumis à un échelon de consigne $\Omega_0 = 74$ rad/s avec une pente de variation de la fréquence statorique $df_s/dt = 25$ Hz/s.

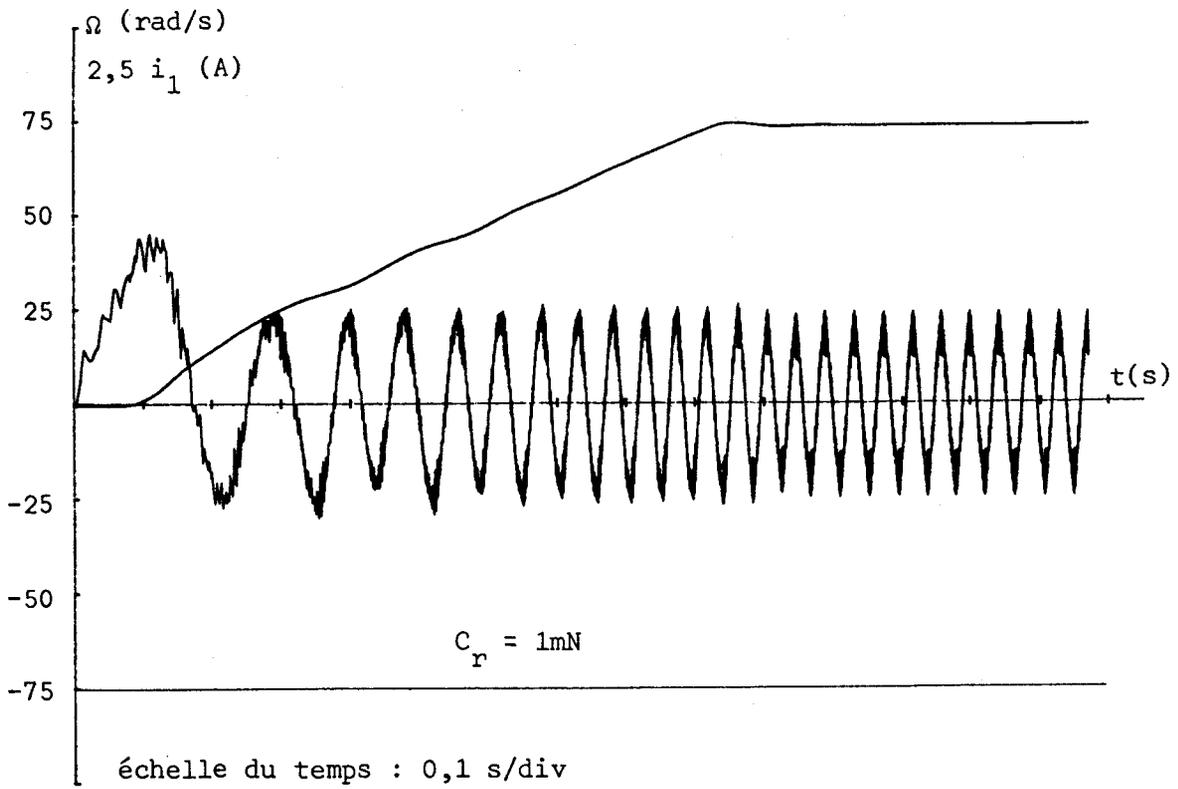


Figure 5.12.a

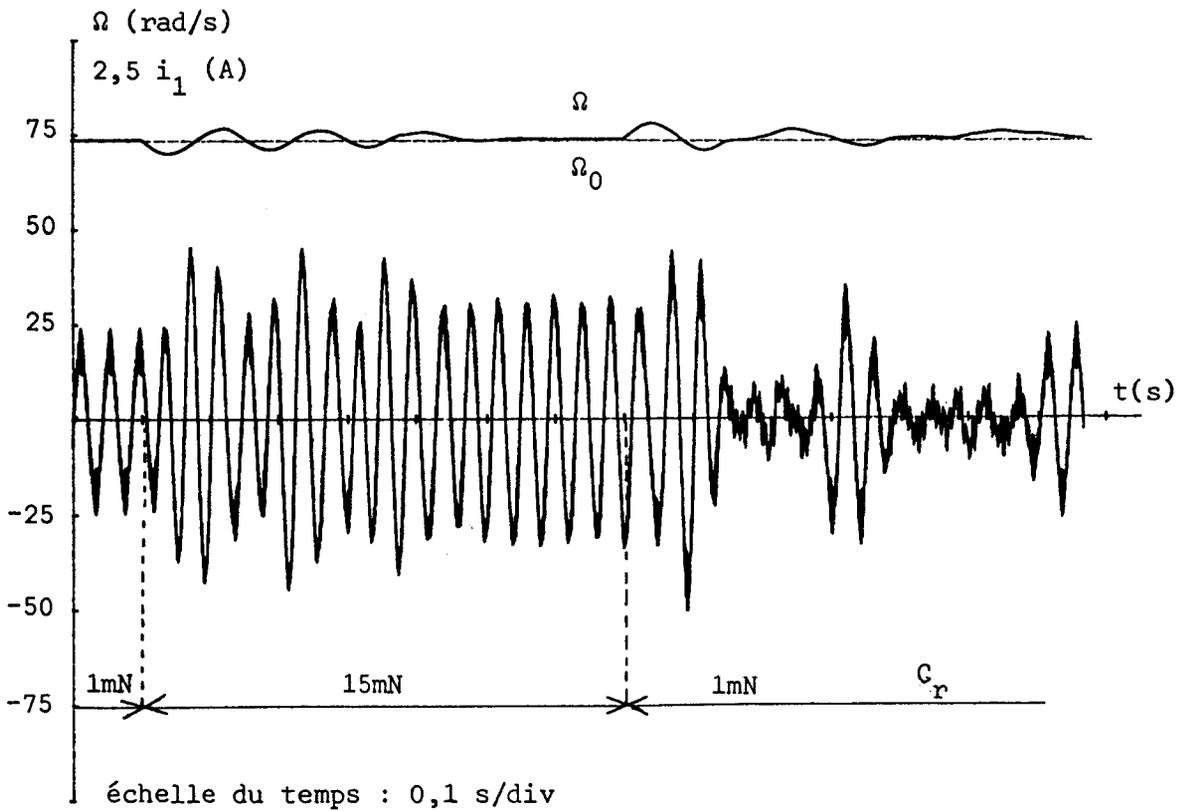


Figure 5.12.b

Le seuil ϵ_1 est fixé à deux fois la valeur du pas de quantification soit $2 (157/255) = 1,232$ rad/s et la charge est constituée pour cet essai d'une inertie $J = 9 \cdot 10^{-2}$ kg.m² et d'un couple constant $C_r = 1$ mN.

La réponse à un échelon de charge de 14 mN montre les imperfections du système ainsi commandé (figure 5.12.b).

La stabilité et la précision sont améliorées en modifiant la caractéristique non linéaire $w_n = f(\epsilon_n)$ de façon à réduire la vitesse d'approche de la référence visée (figure 5.13). Le seuil ϵ_1 est fixé à $157/255 = 0,616$ rad/s et ϵ_2 est choisi égal à $10 \epsilon_1$. Aux niveaux w_1 et w_2 correspondent des taux d'intégration respectifs df_s/dt de 8 et 25 Hz/s. Le graphe de la figure 5.14 précise la modification apportée dans le fonctionnement du système de contrôle.

Les résultats obtenus sur la figure 5.15 donnent l'évolution de la vitesse, du courant (a) et du couple (b) en réponse au même échelon que précédemment.

L'amélioration est surtout sensible dans le fonctionnement en régulation lorsqu'en régime permanent le moteur est soumis à une variation de charge de 14 mN (figure 5.16.a, b et c). La précision, de l'ordre de 0,8 % dans ce régime, est optimale compte tenu de la quantification inhérente au dispositif de contrôle.

5. Contrôle du système pour une charge quelconque

5.1. PRINCIPE DE LA MISE EN VITESSE

Lorsque les conditions de charge du moteur varient, la stabilité et la précision de la régulation autour d'un point de fonctionnement ne sont pas remis en cause. Par contre, lors de la mise en vitesse, une surcharge entraîne le dépassement des limites précédemment définies. Des essais montrent, par exemple, que le courant maximal admissible est atteint pour un couple résistant de 15 mN ($J = 9 \cdot 10^{-2}$ kg.m²) lorsque le taux d'intégration df_s/dt de la fréquence statorique reste fixé à 25 Hz/s.

Nous nous proposons, dans ces conditions, de définir une loi de mise en vitesse qui maintienne le courant i fourni à l'onduleur au maximum admissible.

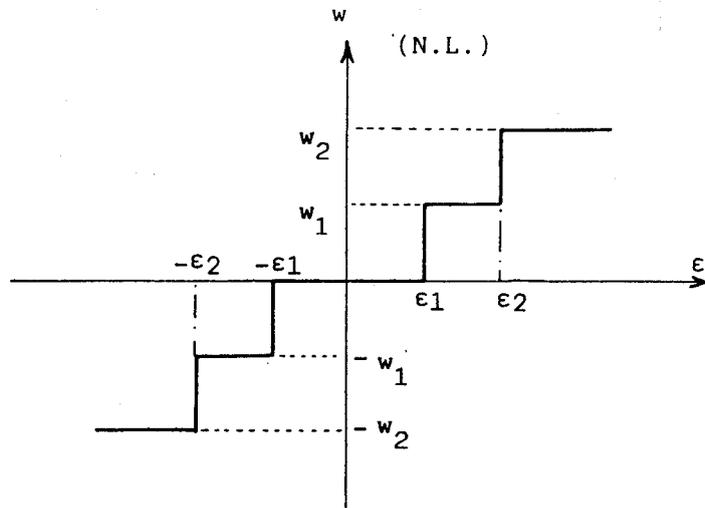
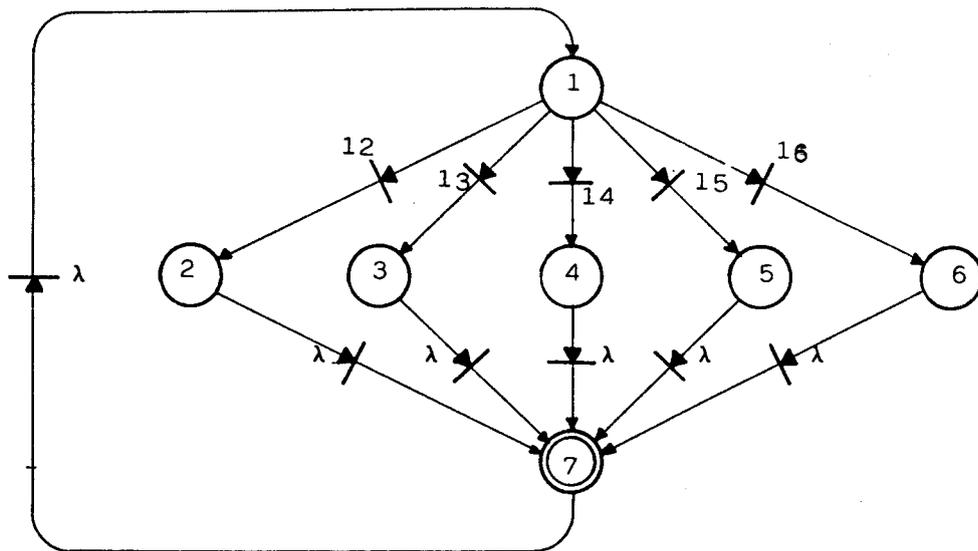


Figure 5.13



TRANSITIONS	PLACES : ACTIONS
12 : $\epsilon_n > \epsilon_2$	1 : $\epsilon_n = (\Omega_0 - \Omega)_n ; IH3=1$ 6 : $f_{S_{n+1}} = f_{S_n} - w_2$
13 : $\epsilon_1 < \epsilon_n < \epsilon_2$	2 : $f_{S_{n+1}} = f_{S_n} + w_2$ 7 : $IH3 = 0$
14 : $-\epsilon_1 < \epsilon_n < \epsilon_1$	3 : $f_{S_{n+1}} = f_{S_n} + w_1$
15 : $-\epsilon_2 < \epsilon_n < -\epsilon_1$	4 : $f_{S_{n+1}} = f_{S_n}$
16 : $\epsilon_n < -\epsilon_2$	5 : $f_{S_{n+1}} = f_{S_n} - w_1$

Figure 5.14

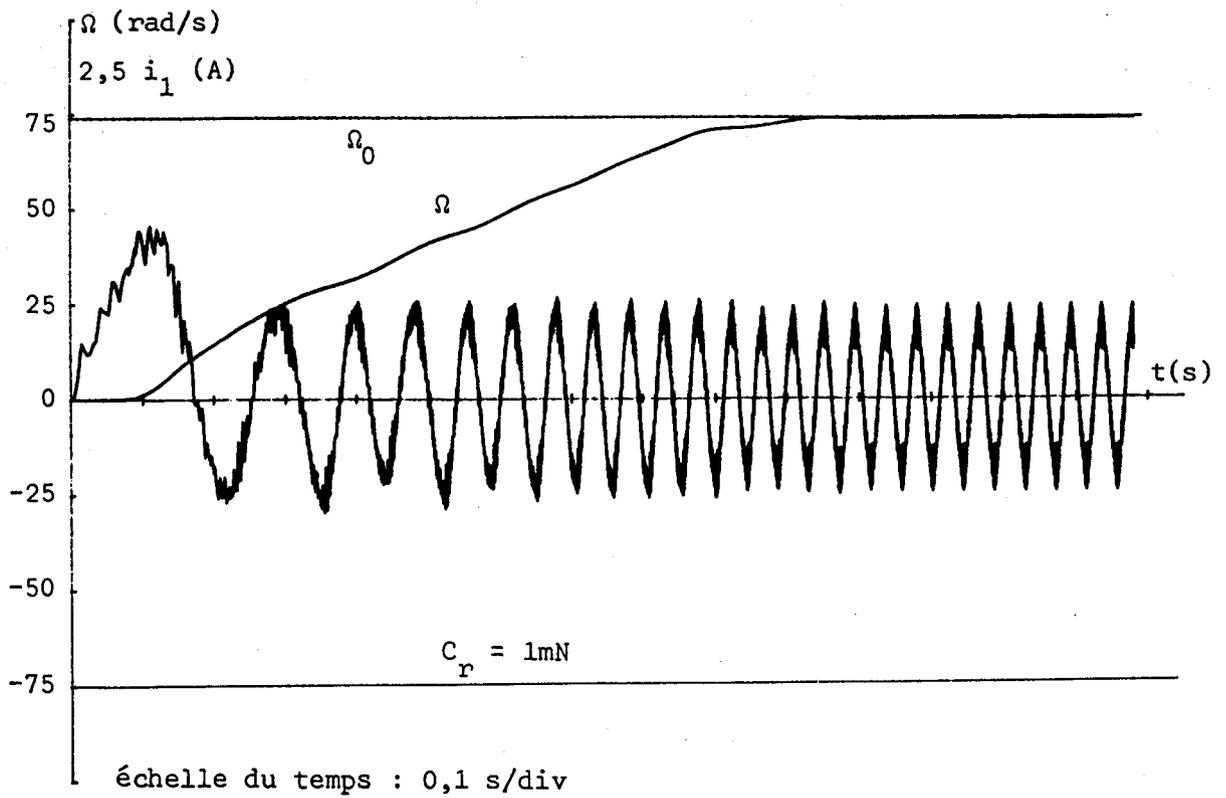


Figure 5.15.a

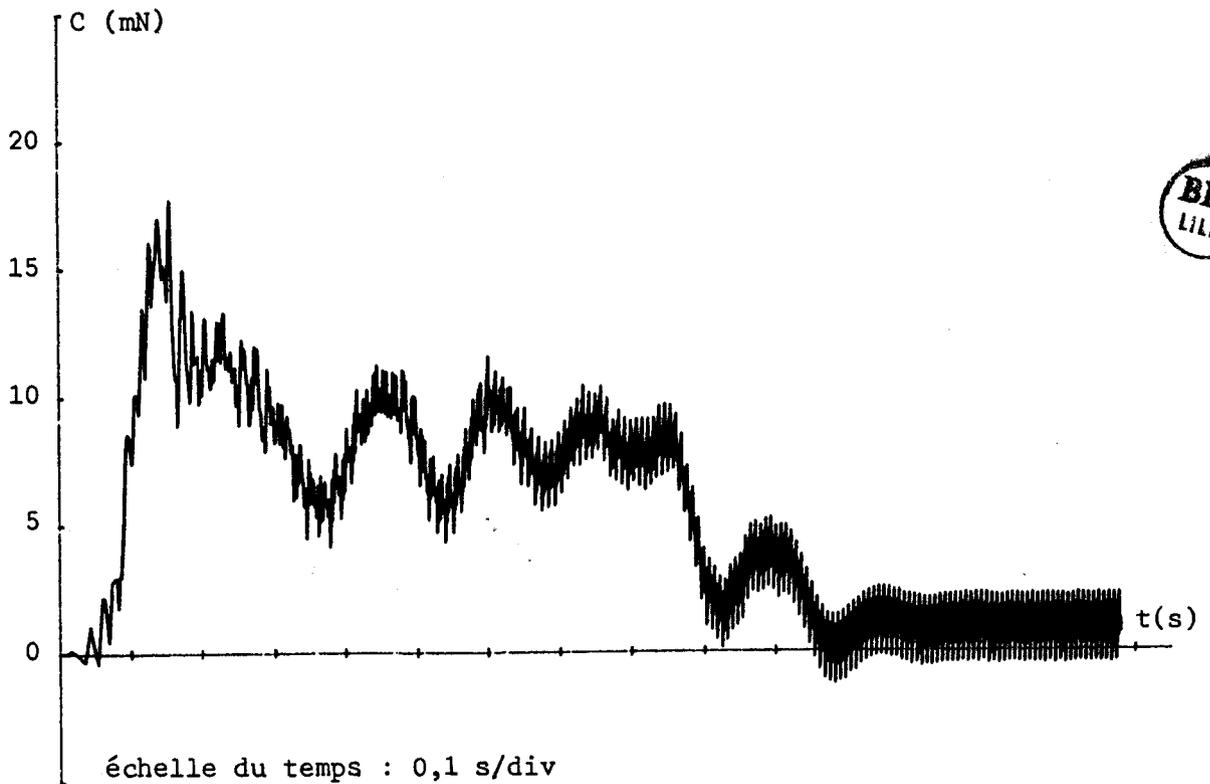


Figure 5.15.b

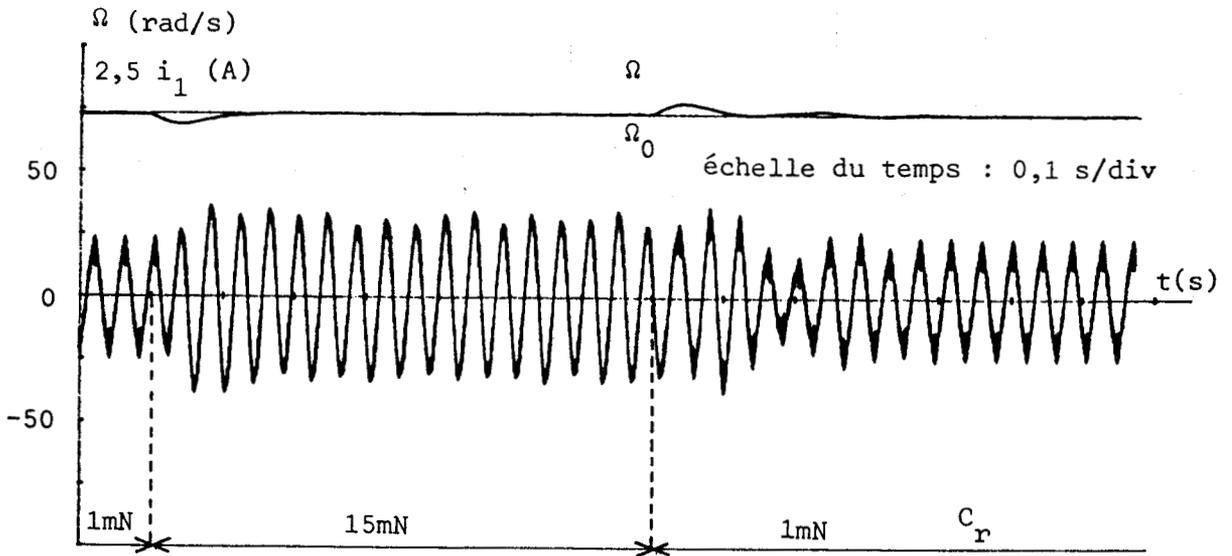


Figure 5.16.a

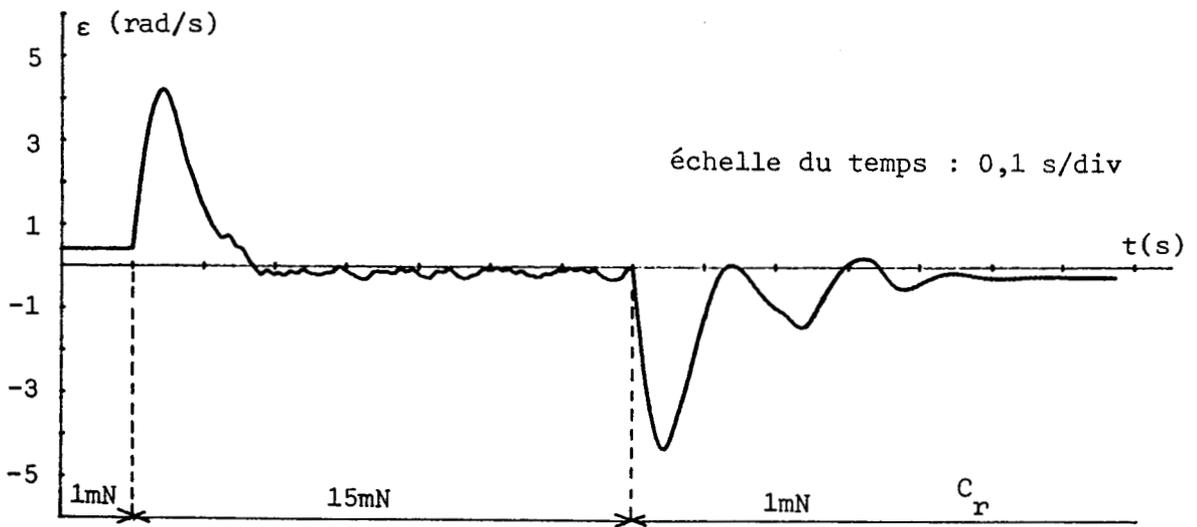


Figure 5.16.b

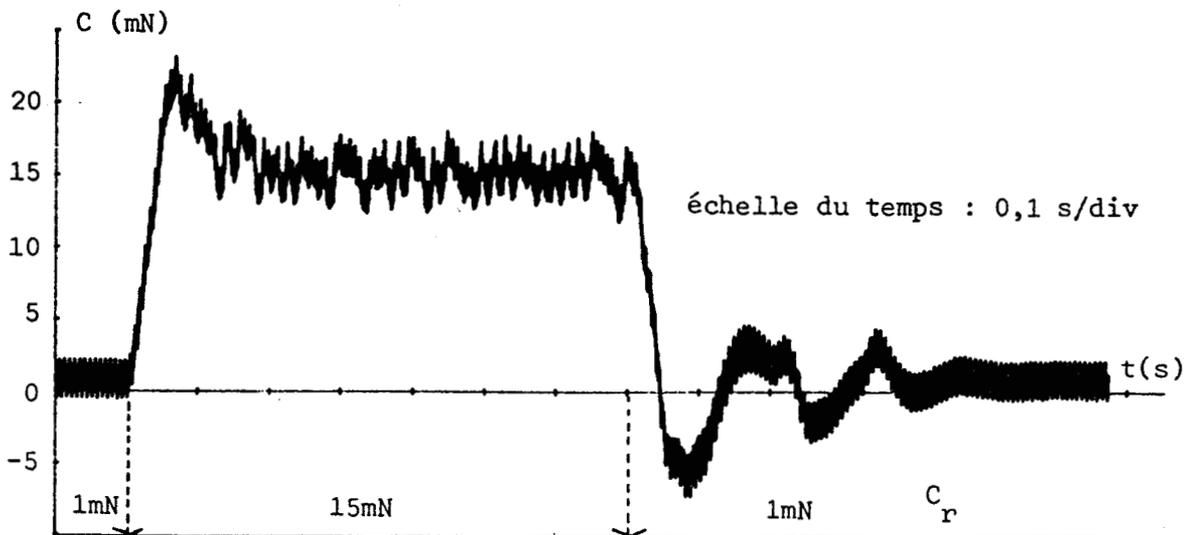


Figure 5.16.c

Une structure permettant d'adapter la pente de la grandeur de réglage est maintenant envisagée (figure 5.17).

La caractéristique non linéaire du système de contrôle ne modifie pas la stratégie de régulation précédente (figure 5.18).

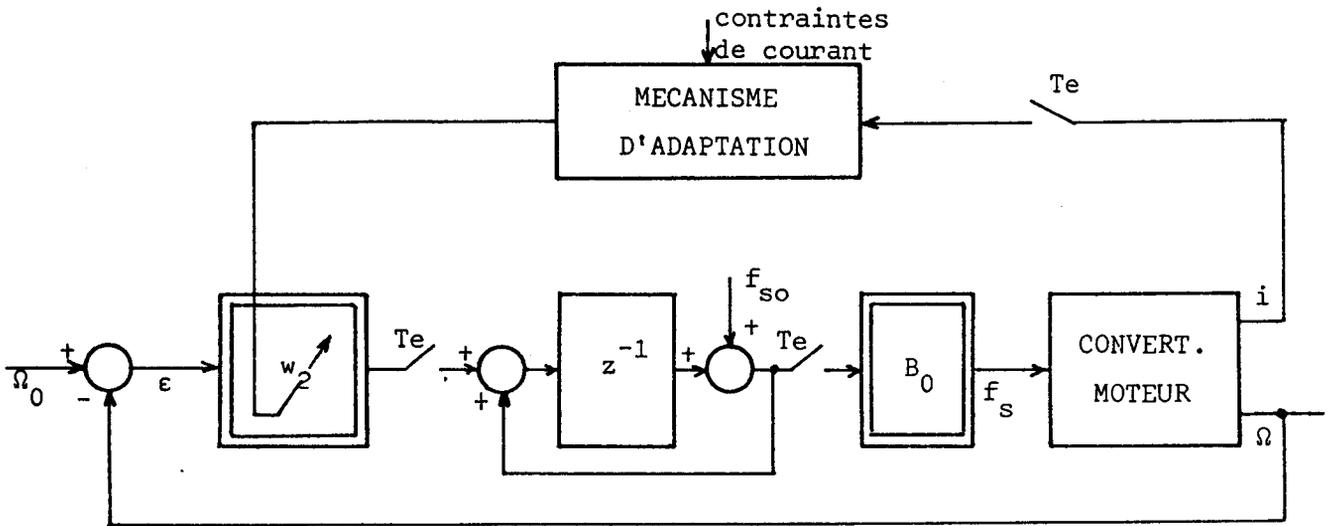


Figure 5.17

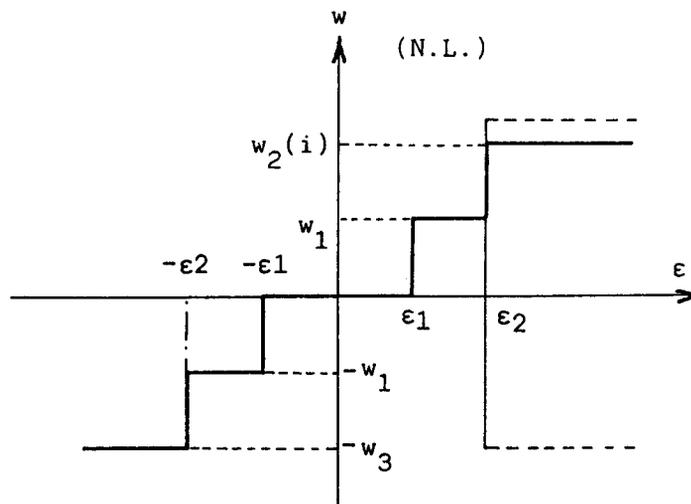


Figure 5.18

5.2. CARACTERISTIQUE DU MECANISME D'ADAPTATION

Lorsque le courant i augmente, il est nécessaire de modifier le niveau w_2 de façon à diminuer la vitesse d'évolution de la grandeur de réglage f_s .

Une fonction $w_2(i)$ de la forme :

$$w_2(i) = w_{20} \left(\frac{i_1}{|i| + i_0} - 1 \right)$$

permet d'aboutir à ce résultat.

Cette loi ne convient pas quand le courant dépasse le seuil $i_1 - i_0$. En effet, le gain correspondant devient insuffisant et cet inconvénient est pallié en adoptant pour $|i| > i_1 - i_0$ la fonction suivante:

$$w_2(i) = w_{21} \left(1 - \frac{|i|}{i_1 - i_0} \right)$$

Le choix des paramètres est déterminé par simulation en suivant la procédure décrite par l'organigramme de la figure 5.19 avec Δi : l'écart minimal imposé entre la valeur instantanée de crête i_p et la valeur maximale admissible i_M fixée à 30 A.

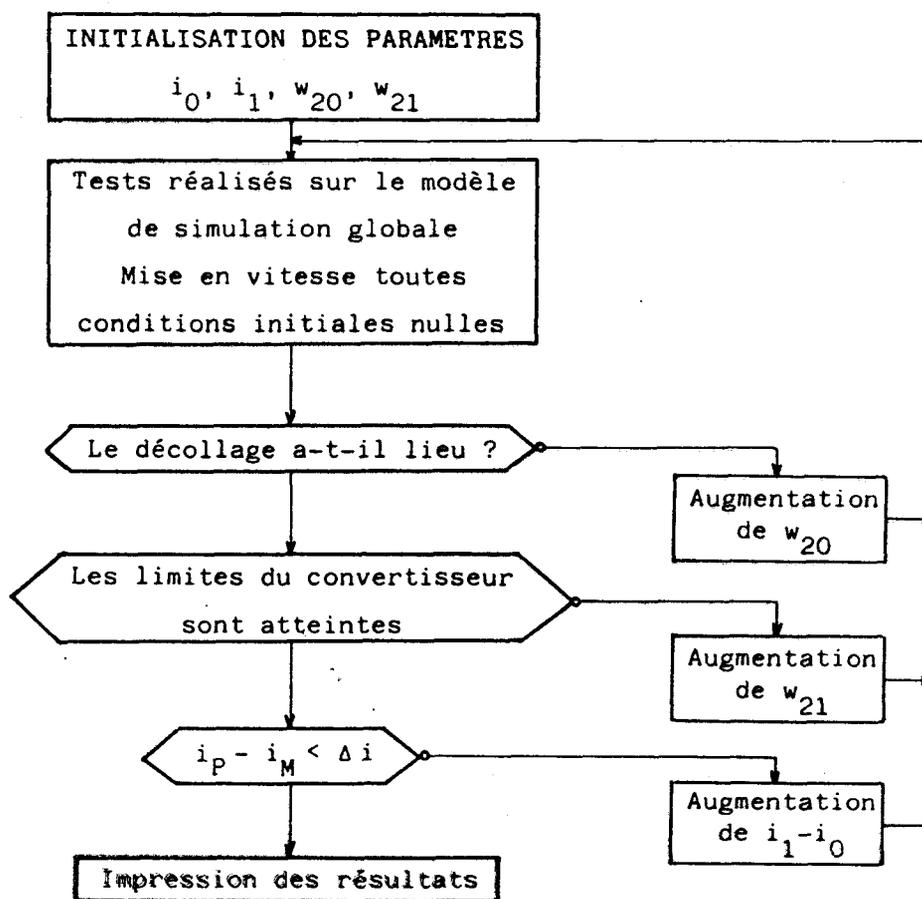


Figure 5.19

Le mécanisme d'adaptation se réduit à la non linéarité représentée à la figure 5.20 pour laquelle :

$$\begin{aligned}i_0 &= 2 \text{ A} \\i_1 &= 27 \text{ A} \\w_{20} &= 26 \cdot 10^{-3} \text{ Hz} \\w_{21} &= 0,6 \text{ Hz}\end{aligned}$$

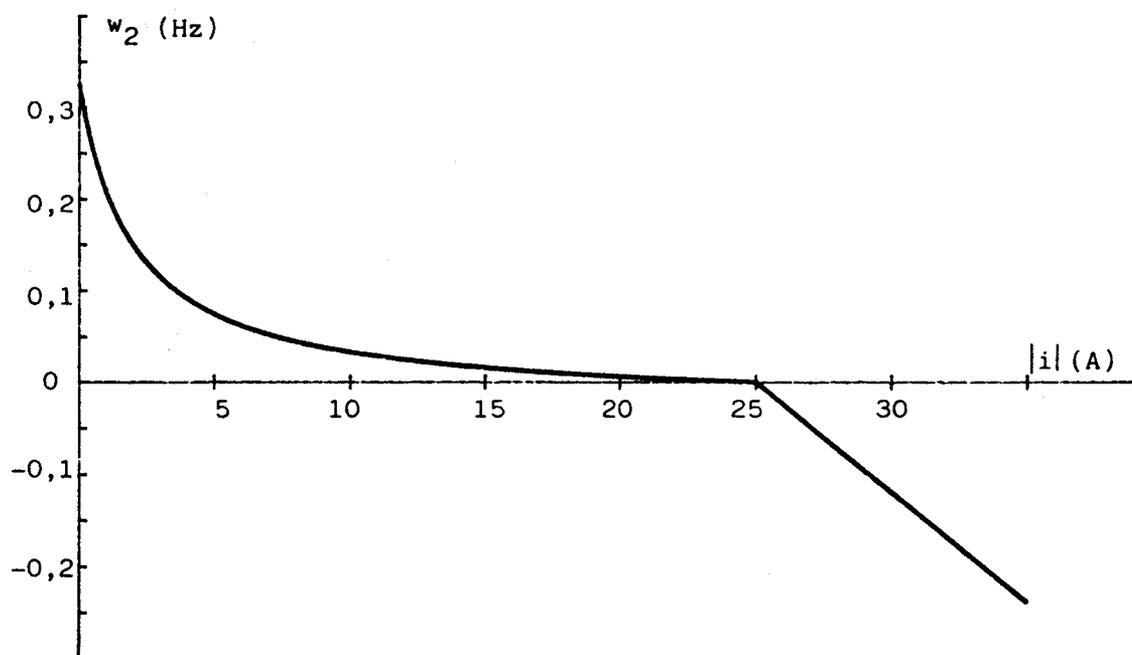


Figure 5.20

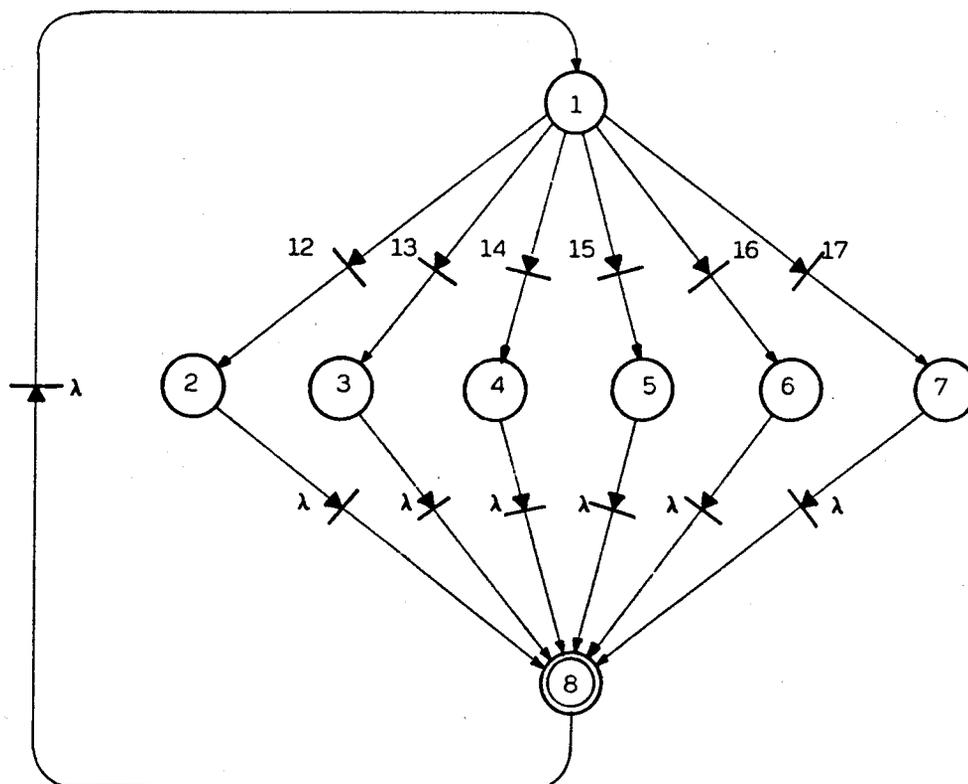
REMARQUE : Cette caractéristique n'est utilisable que pour la période d'échantillonnage choisie $T_e = 0,5$ ms. Il convient donc lors de la mise en oeuvre, de réaliser cette condition pour le cycle de scrutation du dispositif de contrôle.

5.3. DESCRIPTION FONCTIONNELLE-RESULTATS

L'introduction dans le système des non linéarités précédemment définies conduit au graphe de traitement de la figure 5.21.

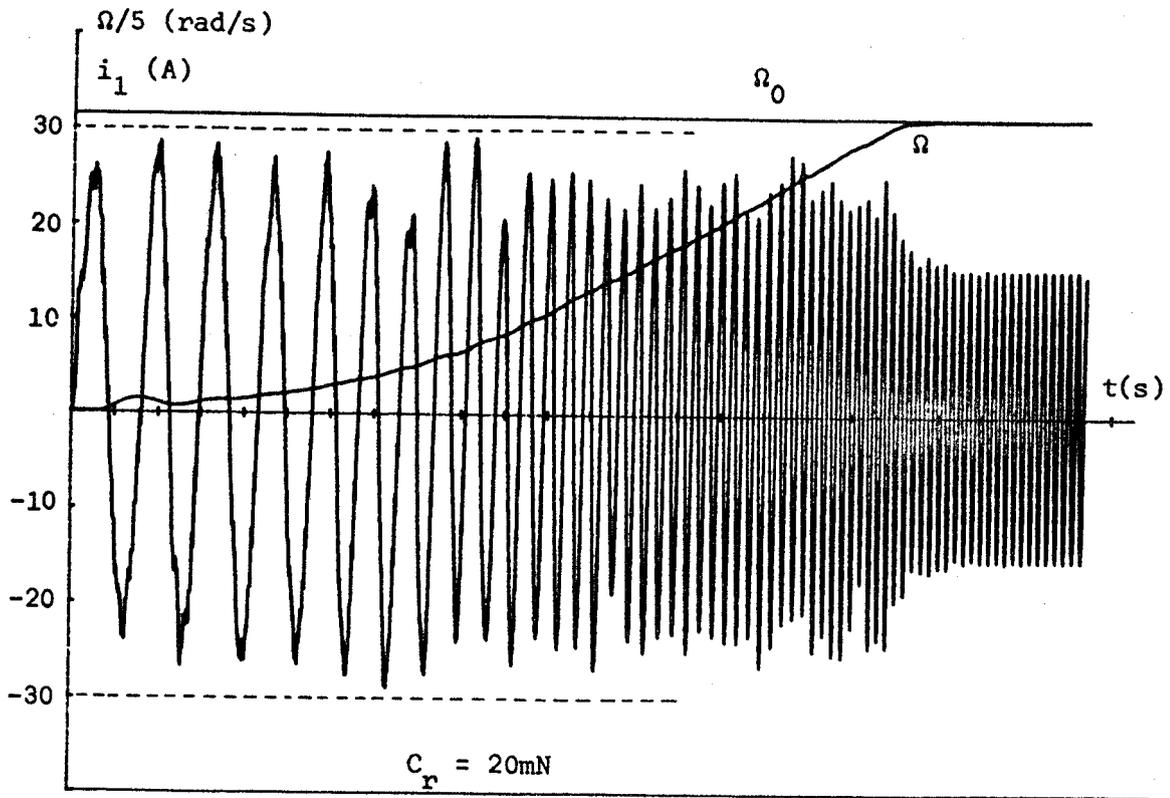
La figure 5.22 montre, pour la charge nominale, les formes d'onde du courant, de la vitesse (a) et du couple (b). La figure 5.23 précise dans ces conditions l'évolution de la fréquence statorique.

L'adaptation à la charge apparaît sur les enregistrements des figures 5.24 et 5.25 respectivement réalisés pour $C_r = 1 \text{ mN}$, $J = 9 \cdot 10^{-2} \text{ kg.m}^2$ et $C_r = 10 \text{ mN}$, $J = 18 \cdot 10^{-2} \text{ kg.m}^2$. Ces résultats confirment l'efficacité du dispositif.



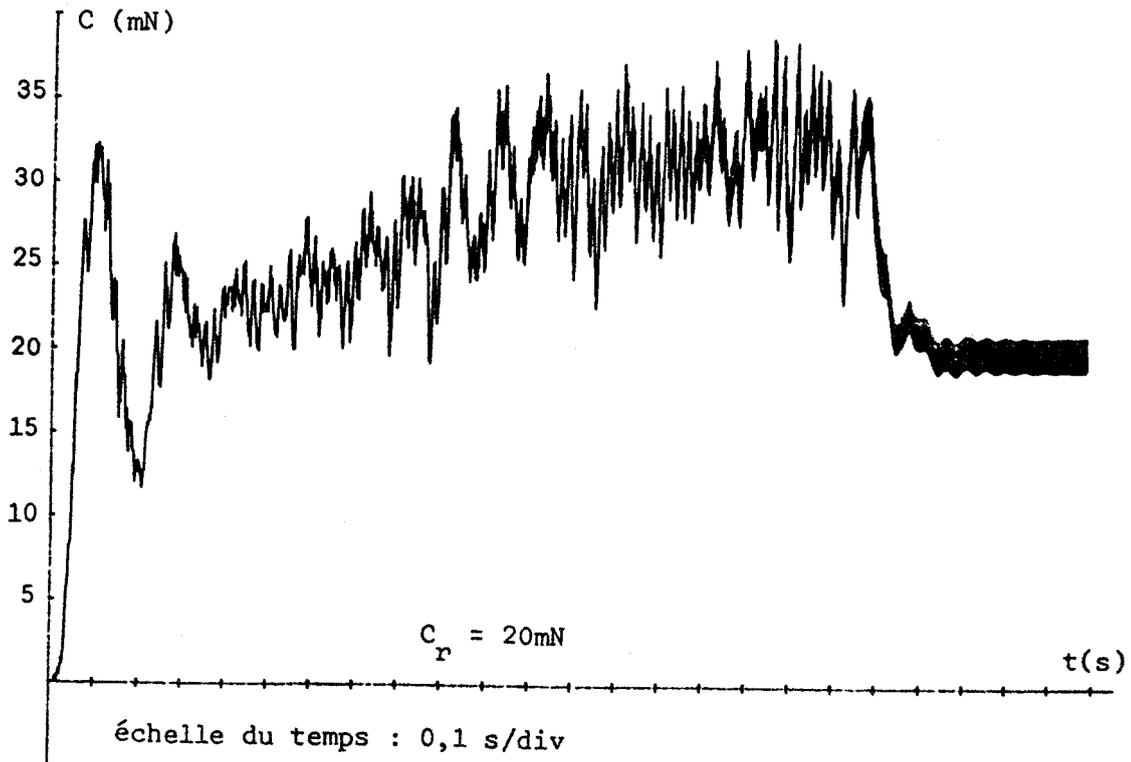
TRANSITIONS	PLACES : ACTIONS
	1 : $\epsilon_n = (\Omega_0 - \Omega)_n$; IH3=1
12 : $(\epsilon_n > \epsilon_2) \& (i > 25)$	2 : $f_{s,n+1} = f_{s,n} + w_2 (i > 25)$
13 : $(\epsilon_n < \epsilon_2) \& (i \leq 25)$	3 : $f_{s,n+1} = f_{s,n} + w_2 (i \leq 25)$
14 : $\epsilon_1 < \epsilon_n < \epsilon_2$	4 : $f_{s,n+1} = f_{s,n} + w_1$
15 : $-\epsilon_1 < \epsilon_n < \epsilon_1$	5 : $f_{s,n+1} = f_{s,n}$
16 : $-\epsilon_2 < \epsilon_n < -\epsilon_1$	6 : $f_{s,n+1} = f_{s,n} - w_1$
17 : $\epsilon_n < -\epsilon_2$	7 : $f_{s,n+1} = f_{s,n} - w_3$
	8 : IH3 = 0

Figure 5.21



échelle du temps : 0,1 s/div

Figure 5.22.a



échelle du temps : 0,1 s/div

Figure 5.22.b

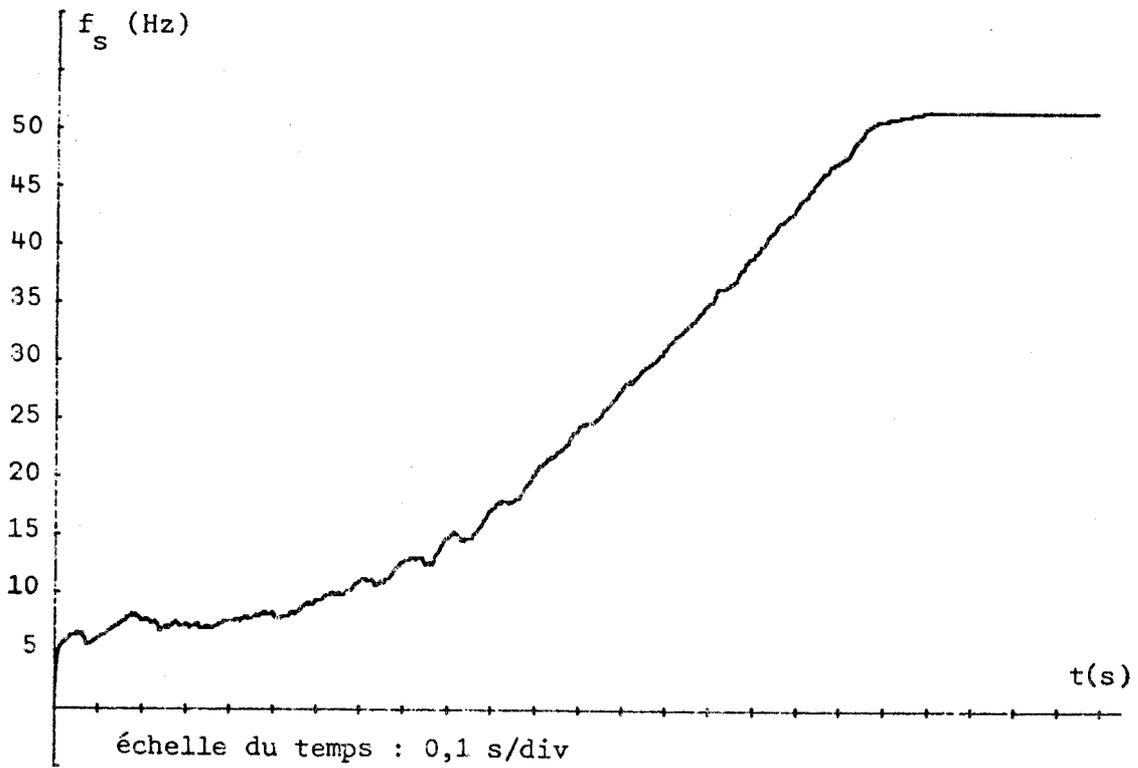


Figure 5.23

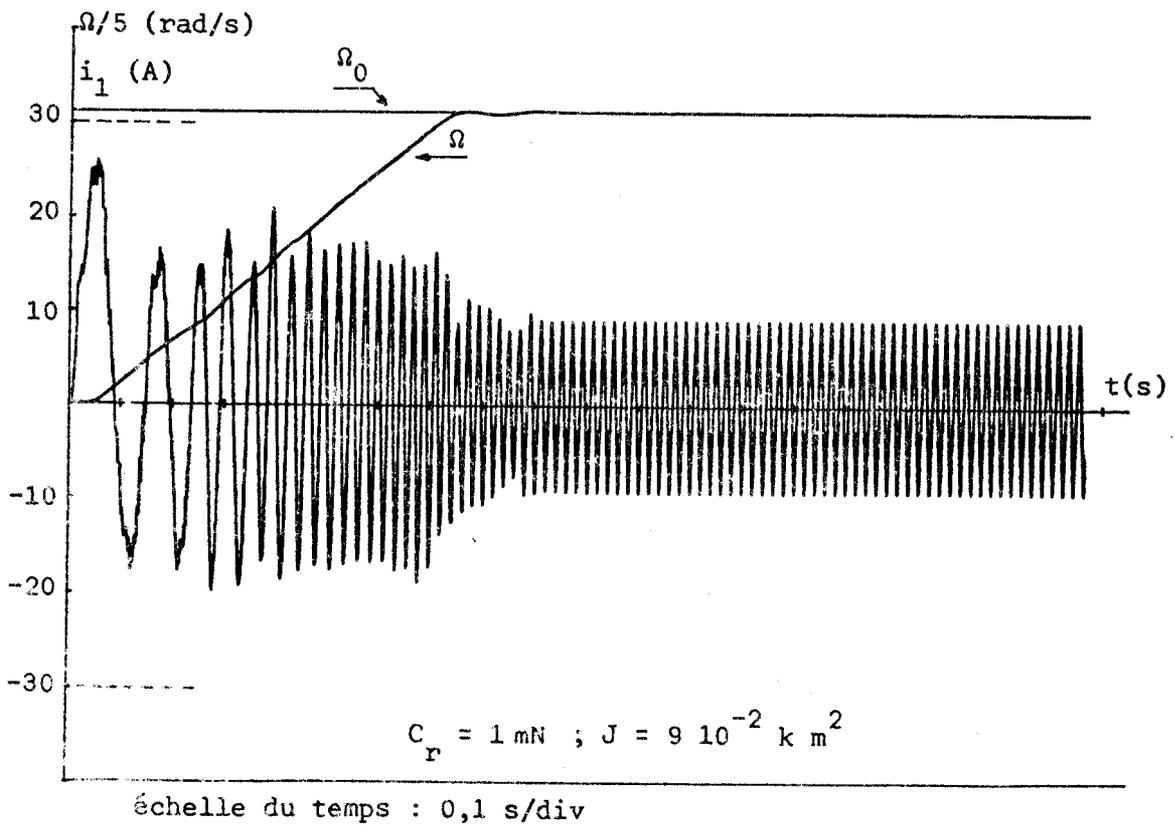


Figure 5.24

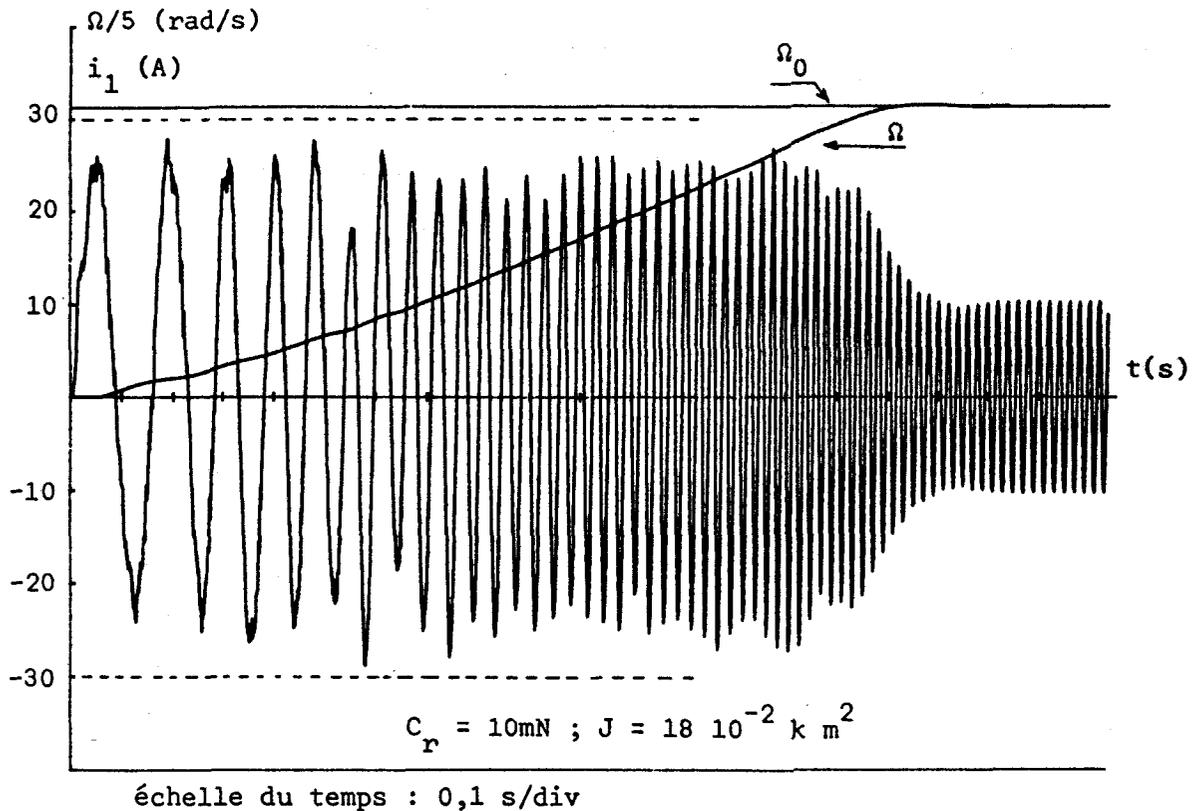


Figure 5.25

6. Contrôle du ralentissement

6.1. POSITION DU PROBLEME

L'énergie accumulée dans les masses tournantes ne peut, lors d'un freinage, être restituée au réseau du fait de l'irréversibilité naturelle de la source continue.

Les caractéristiques de la charge sont déterminantes pour le mode de ralentissement de la machine. Il apparaît trois cas selon le signe de l'équation mécanique correspondante :

. $J \frac{d\Omega}{dt} + C_r(\Omega) + C_s + f \Omega > 0$: fonctionnement en moteur

. $J \frac{d\Omega}{dt} + C_r(\Omega) + C_s + f \Omega = 0$: décélération sans conversion

électromécanique

. $J \frac{d\Omega}{dt} + C_r(\Omega) + C_s + f \Omega < 0$: fonctionnement en génératrice

hypersynchrone.

Les deux premiers modes ne soulèvent aucune difficulté particulière. Dans le troisième cas l'énergie électrique fournie par la machine est transférée dans le condensateur de filtrage.

Les résultats de la figure 5.26 rendent compte de l'évolution du courant en ligne et de la vitesse (a) pour un taux de décélération de 50 Hz/s. L'accroissement de la tension d'alimentation de l'onduleur (b) provoque l'arrêt du hacheur série : $i_L = 0$. Une surexcitation magnétique, due à la variation du rapport u/f_s , conduit alors à une augmentation notable des pertes Joule, donc au ralentissement de la machine.

Le courant, dépassant le maximum admissible, peut être diminué en réduisant le taux de décélération par exemple à 25 Hz/s (figure 5.27.a et b).

Pour obtenir un ralentissement rapide sans détérioration du rapport u/f_s , il convient, au vu de ces résultats, de contrôler la valeur de u et de dissiper l'énergie cinétique dans un organe extérieur à la machine.

6.2. MODIFICATION DE LA SOURCE DE TENSION CONTINUE

6.2.1. Structure

La figure 5.28 donne le schéma de la source continue pour laquelle les éléments de la figure 3.9.a sont conservés. Un interrupteur statique T_f contrôle la tension u pendant le ralentissement de sorte que l'énergie cinétique est essentiellement dissipée dans R_f .

Cette nouvelle structure n'entraîne pas de changement dans le fonctionnement en moteur (T_f bloqué). Par contre, une augmentation de tension au delà de u_{f1} provoque la mise en conduction de T_f (figure 5.29). La présence de l'hystérésis dans ce contrôle permet d'ajuster à une valeur optimale la fréquence d'oscillation du système asservi.

Le choix des grandeurs u_r , u_{f0} et u_{f1} exclut le fonctionnement simultané de T et T_f .

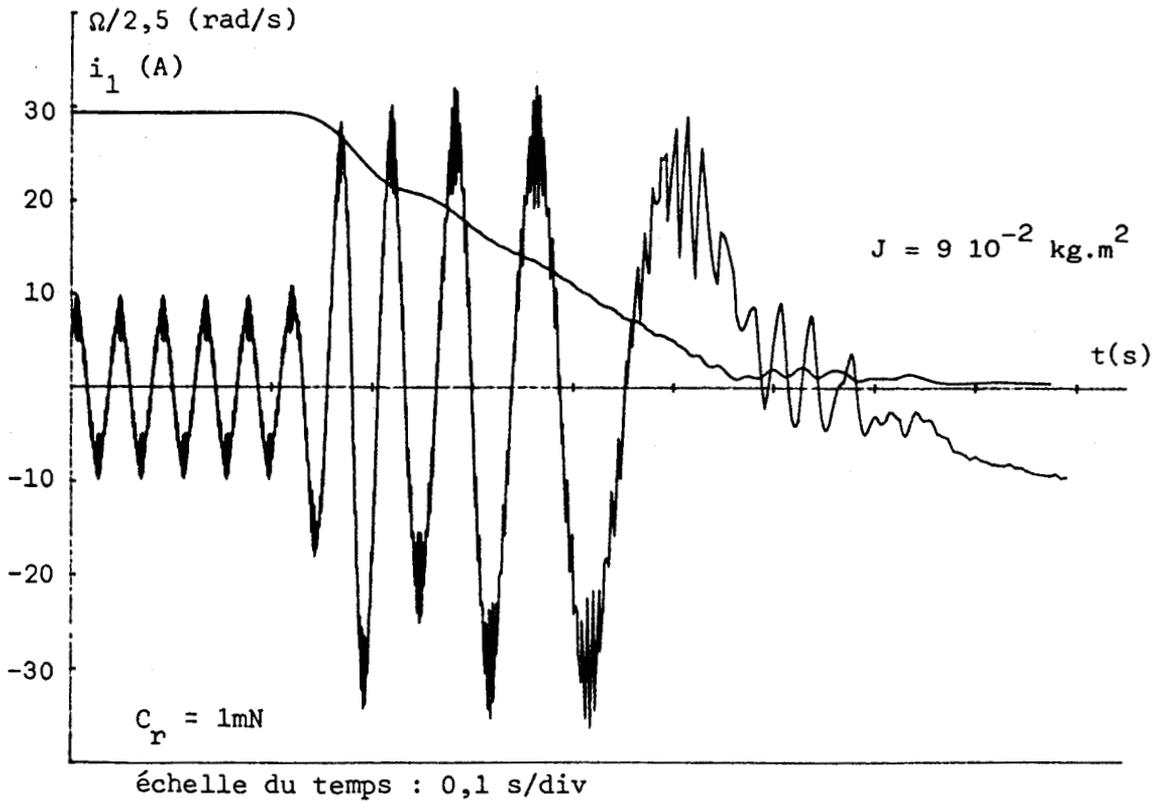


Figure 5.26.a

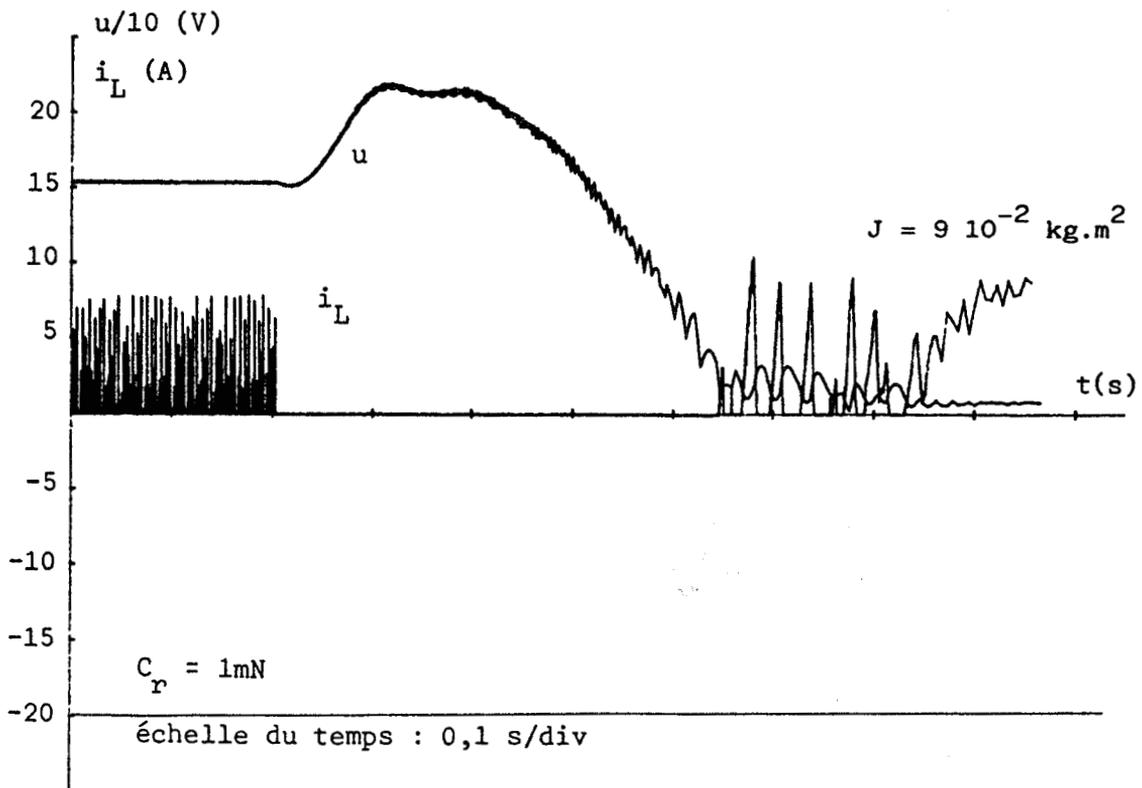


Figure 5.26.b

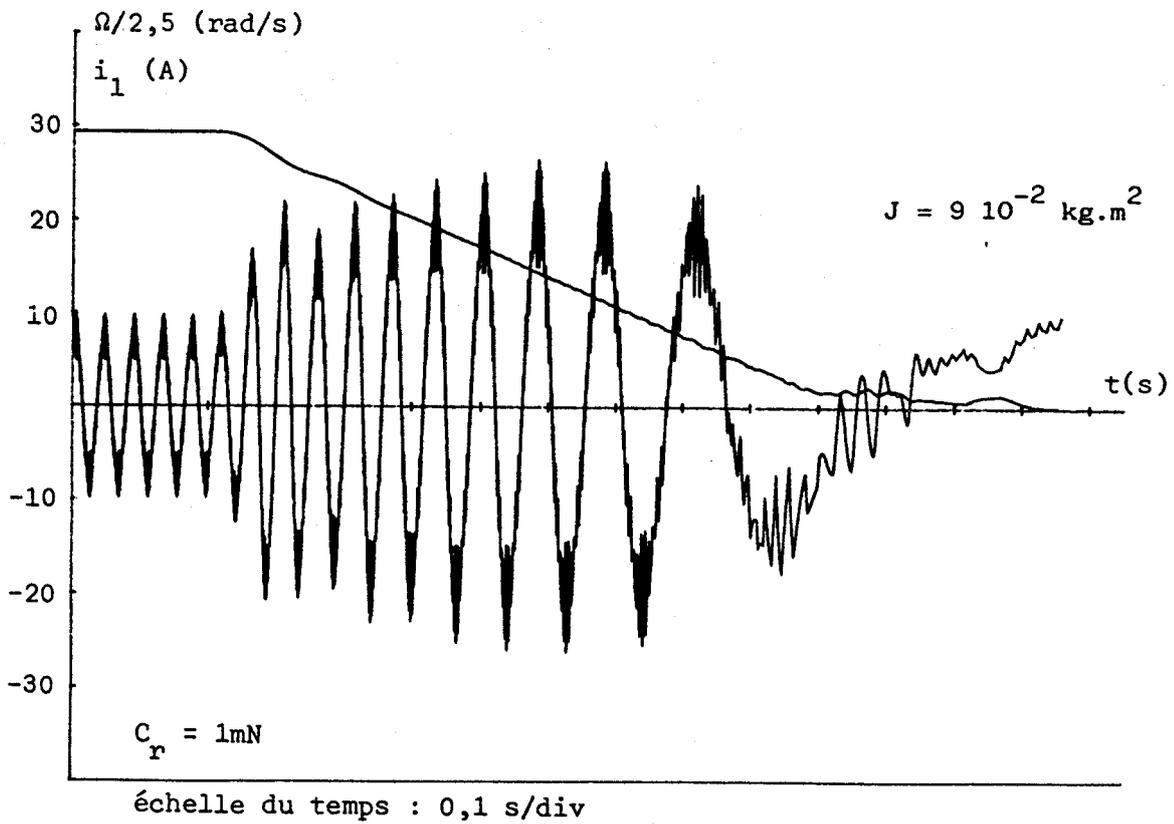


Figure 5.27.a

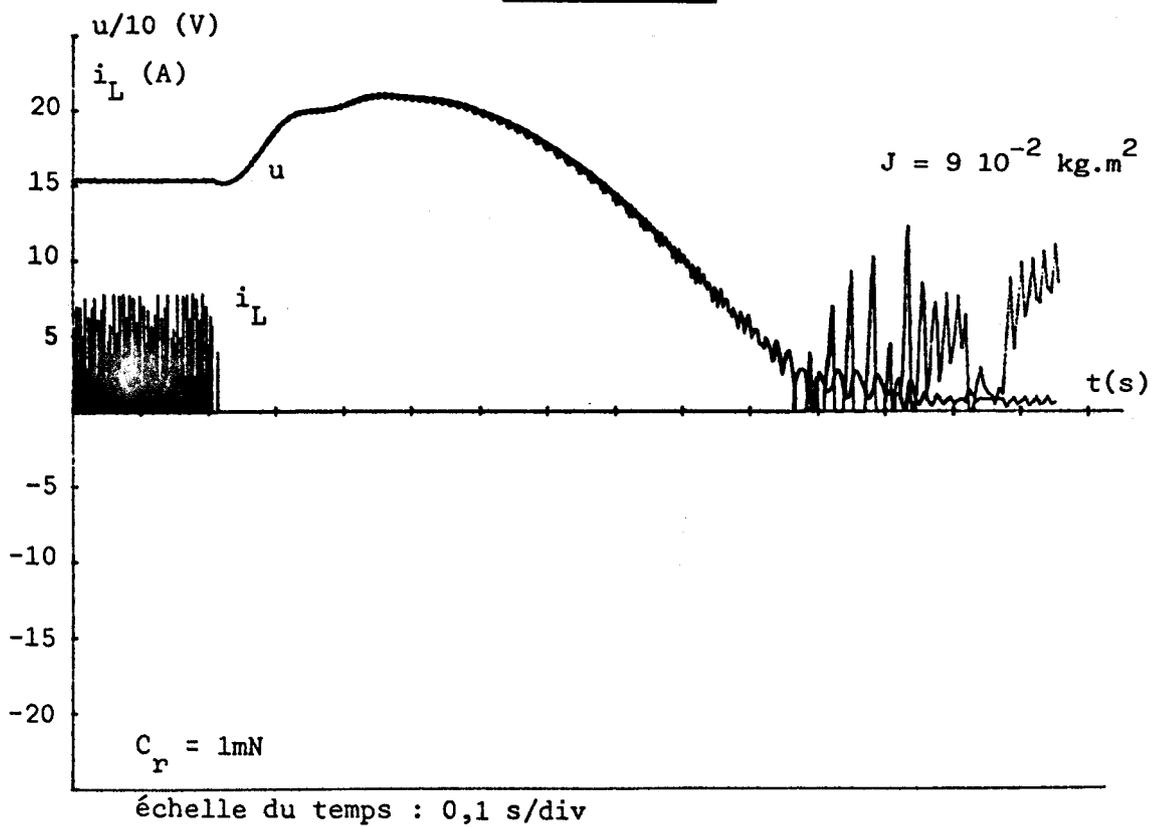


Figure 5.27.b

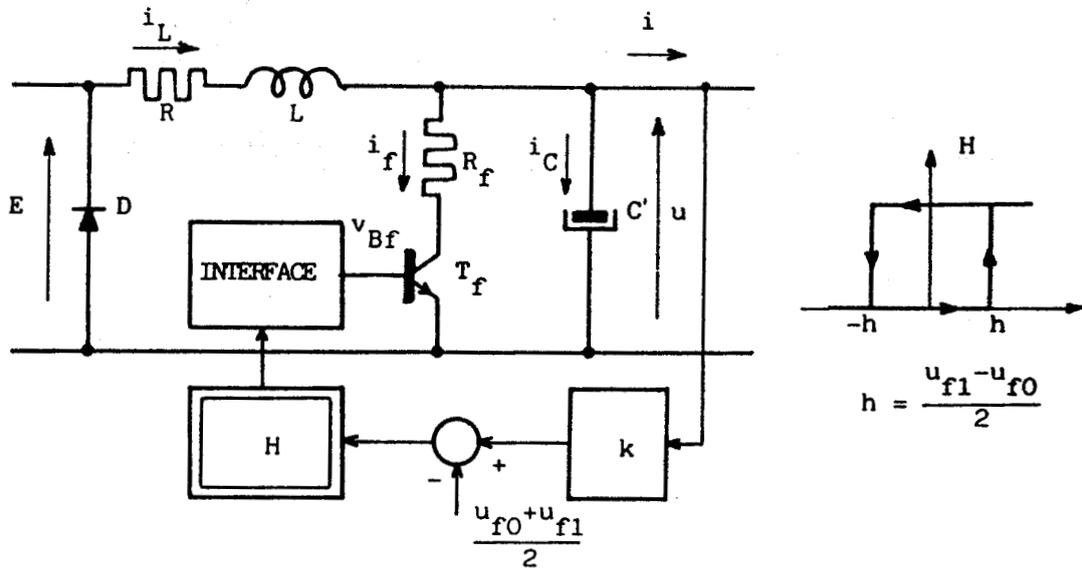


Figure 5.28

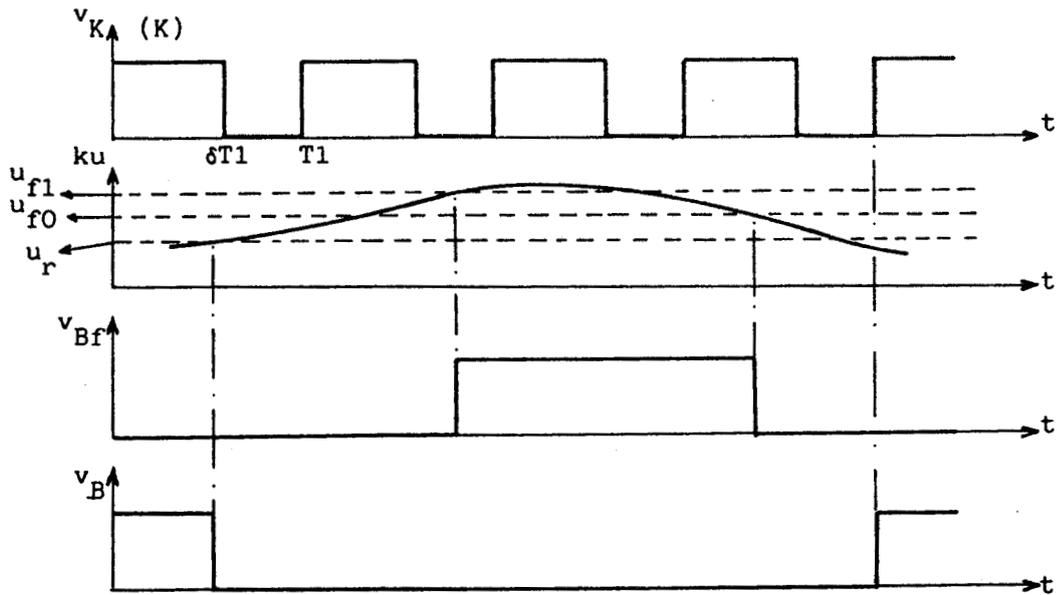


Figure 5.29

6.2.2. Description fonctionnelle-Equations

Le graphe de commande décrivant l'évolution du signal K est inchangé (Figure 3.10).

Le graphe de fonctionnement de la source modifiée est donné à la figure 5.30. Les places 4 et 5, associées aux nouvelles configurations possibles :

- . (T_f, D) : transistor de freinage et diode passants
- . (T_f) : transistor de freinage seul,

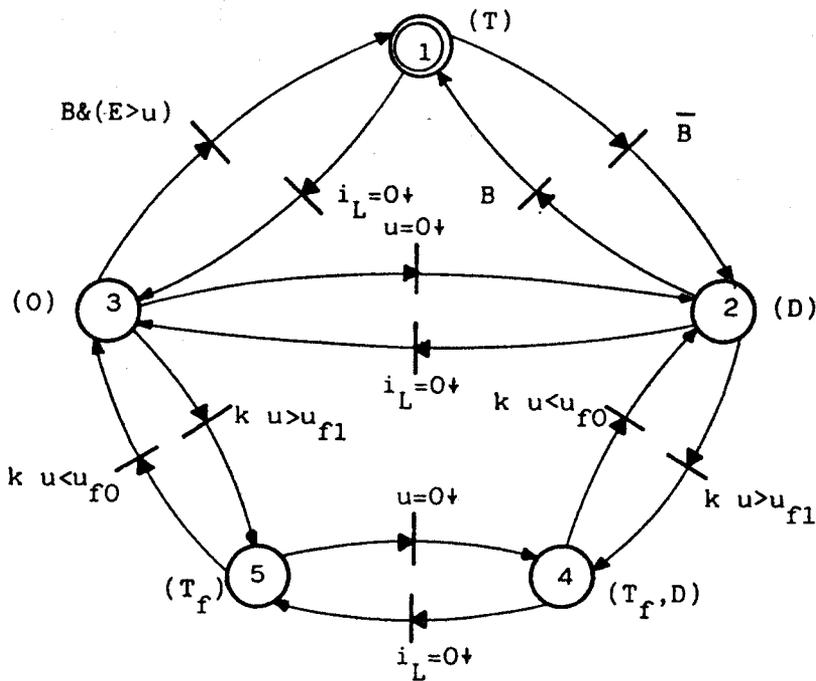


Figure 5.30

complètent le graphe précédemment établi à la figure 3.10. Celles-ci définissent respectivement deux systèmes d'équations :

Place 4 :

$$\begin{bmatrix} \overset{\circ}{u} \\ i_L \end{bmatrix} = [A'] \begin{bmatrix} u \\ i_L \end{bmatrix} + [B'] i$$

avec :

$$[A'] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_f C'} & \frac{1}{C'} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [B'] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C'} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Place 5 :

$$\overset{\circ}{u} = -\frac{1}{R_f C'} u - \frac{1}{C'} i$$

L'établissement du graphe de traitement et du programme correspondant s'effectuent en suivant les procédures données aux paragraphes 4.1.4 et 4.2 du chapitre 3. (Annexe 3)

6.2.3. Résultats

La figure 5.31.a reprend l'évolution des grandeurs précisées à la figure 5.26.a dans les mêmes conditions (pente de décélération : 50 Hz/s) et montre que le courant en ligne reste dans les limites admissibles.

Les formes d'onde obtenues pour la tension u et le courant i_f dans la résistance de freinage témoignent de l'efficacité du dispositif (figure 5.31.b).

Pour le dimensionnement de la résistance R_f , nous pouvons admettre une variation linéaire de la tension u et une conduction continue du transistor T_f pendant le ralentissement. En négligeant les pertes mécaniques, il vient :

$$\frac{1}{2} J \Omega_m^2 < \frac{U_m^2}{3R_f} t_r$$

avec :

- . Ω_m : vitesse initiale
- . U_m : tension initiale
- . t_r : temps de ralentissement total

Nous en déduisons une borne supérieure de R_f pour le temps de ralentissement minimum souhaité soit :

$$R_f < \frac{2}{3} \frac{t_r}{J} \left(\frac{U_m}{\Omega_m} \right)^2 ,$$

la borne inférieure étant imposée par les caractéristiques maximales admissibles du transistor T_f .

La puissance moyenne dissipée dans R_f est alors :

$$P < \frac{1}{2} \frac{J \Omega_m^2}{t_r}$$

Dans ce cas particulier nous obtenons pour $t_r = 1s$ et $\Omega_m = 157$ rad/s :

$$R_f < 28,9 \Omega \text{ et } P < 1109 \text{ W.}$$

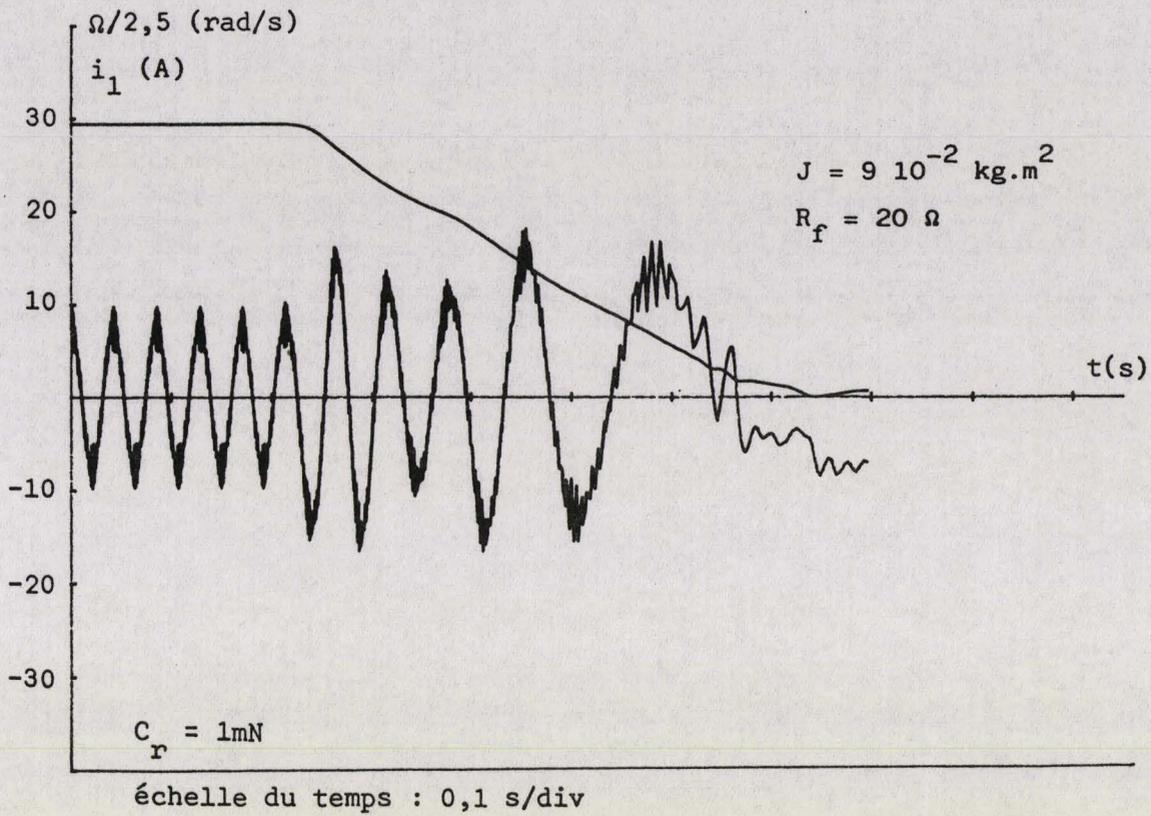


Figure 5.31.a

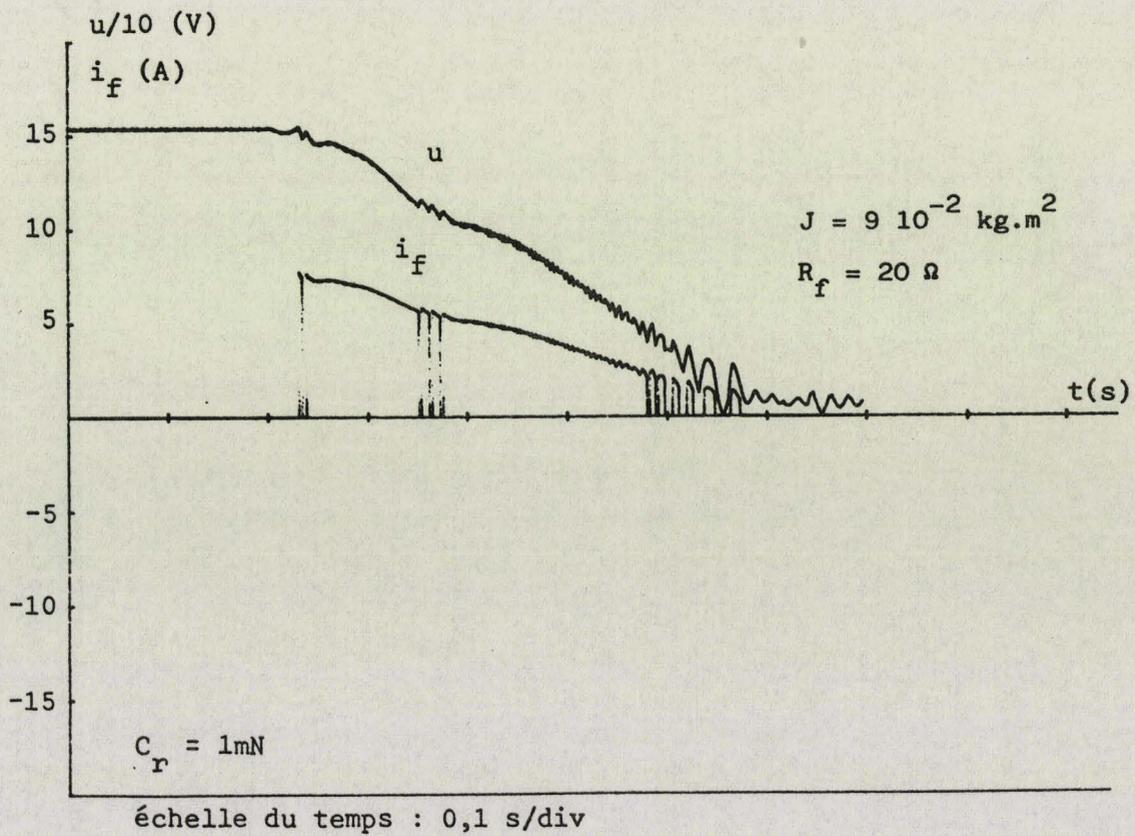


Figure 5.31.b

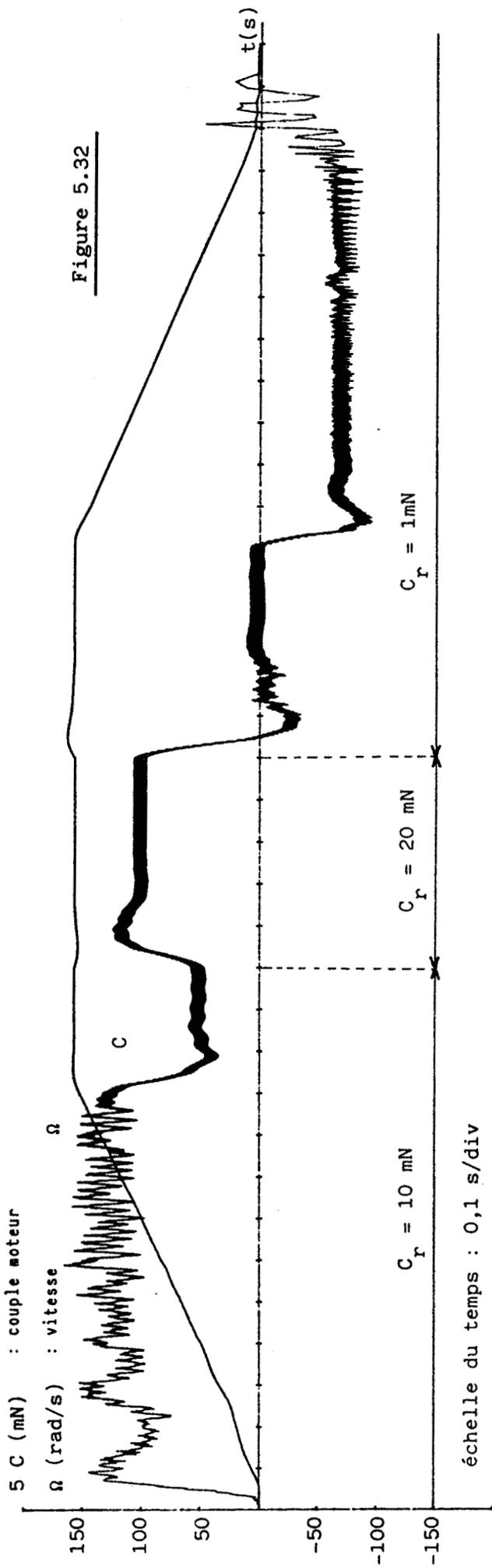
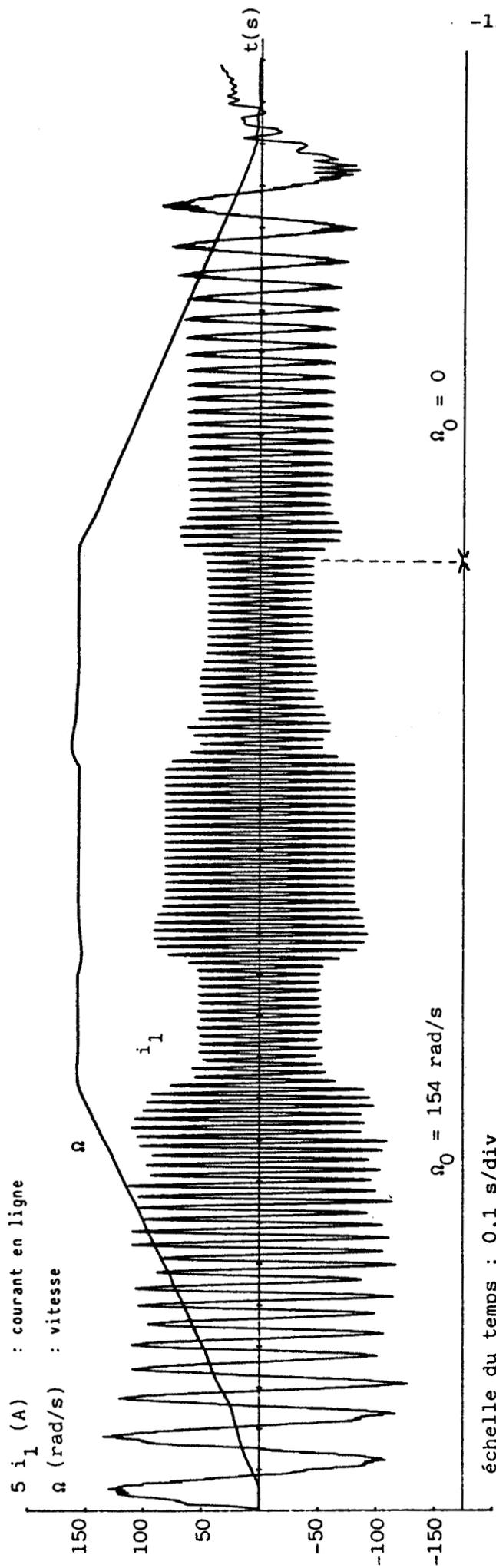
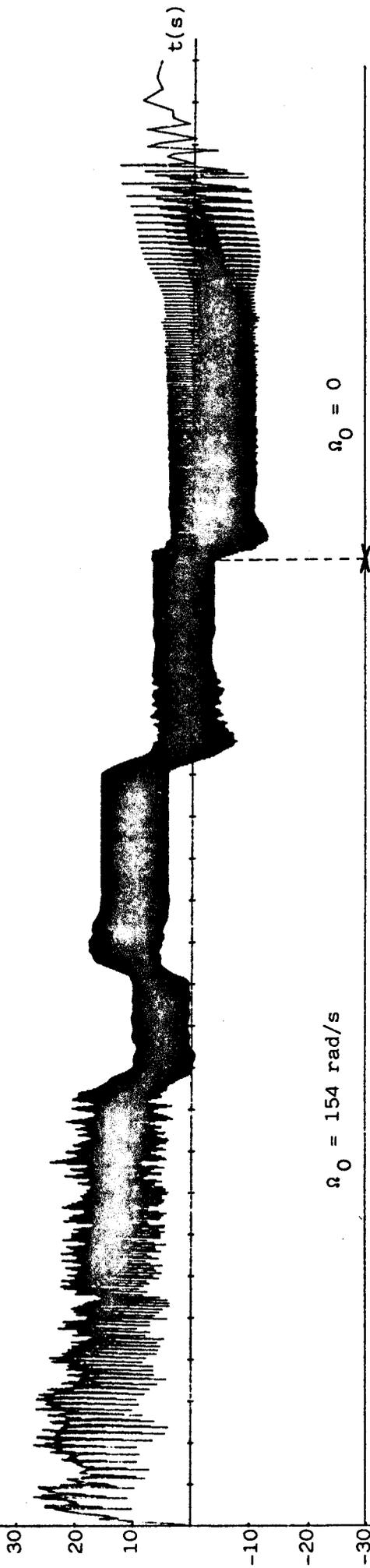


Figure 5.32

i (A) : courant absorbé par l'onduleur



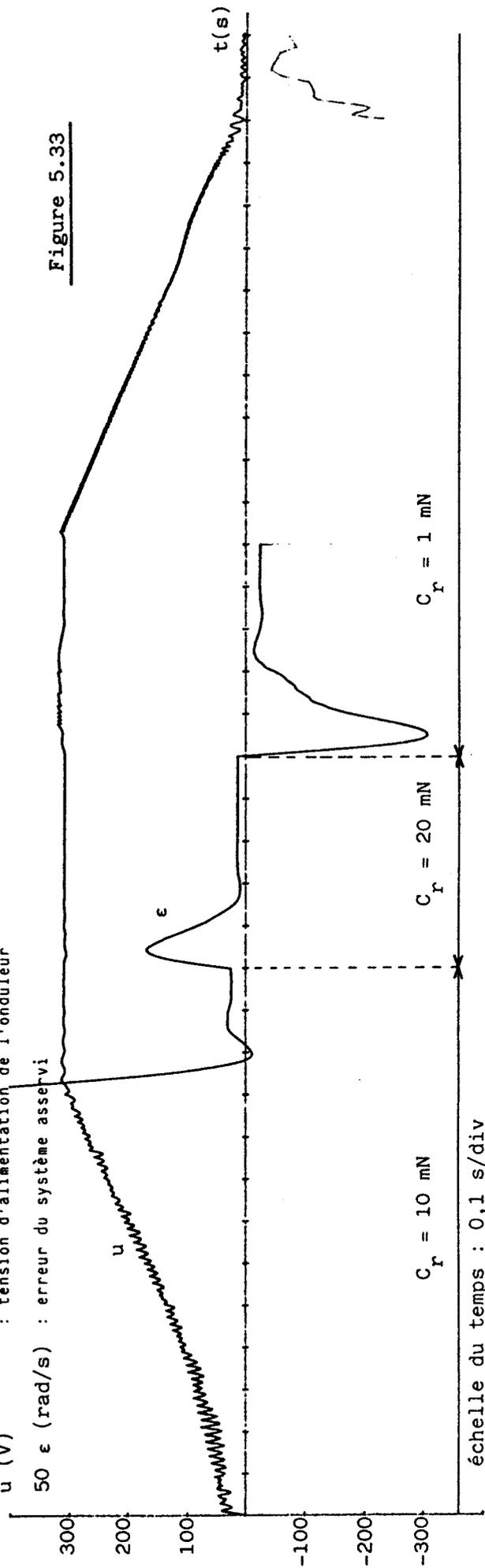
$\Omega_0 = 154 \text{ rad/s}$

$\Omega_0 = 0$

échelle du temps : 0,1 s/div

u (V) : tension d'alimentation de l'onduleur

50 ϵ (rad/s) : erreur du système asservi



$C_r = 10 \text{ mN}$

$C_r = 20 \text{ mN}$

$C_r = 1 \text{ mN}$

échelle du temps : 0,1 s/div

Figure 5.33

7. Conclusion

Le modèle de simulation numérique de l'ensemble convertisseur-moteur, validé en régime dynamique, permet de concevoir une stratégie de contrôle adaptée à une architecture matérielle préalablement définie.

La démarche suivie dans cette conception consiste à décrire les organes nouveaux en conservant la méthodologie énoncée dans les chapitres précédents.

L'exploitation du modèle de simulation globale ainsi obtenu conduit à la détermination rapide des principaux paramètres du système.

Les résultats (figures 5.32 et 5.33), calculés pour divers régimes de fonctionnement du système complet (mise en vitesse, échelons de charge et ralentissement) montrent qu'un utilisateur, dans les conditions les plus sévères, respecte toujours les limites imposées par le convertisseur.

C O N C L U S I O N G E N E R A L E

La méthode de description fonctionnelle proposée au chapitre 1 rend compte de la nature des dialogues entre l'onduleur, sa commande et la machine.

Le formalisme employé constitue un outil d'analyse puissant qui renforce en l'explicitant la compréhension des phénomènes physiques. Il impose de s'interroger sur toutes les conditions d'évolution possibles à partir des configurations définies par la structure du système.

Cette formulation ne peut conduire à un programme de simulation du convertisseur étudié que si les règles suivantes sont respectées :

. les grandeurs permettant l'interprétation des graphes de description doivent être explicitées dans la modélisation numérique des parties analogiques,

. les évolutions simultanées des sous-systèmes considérés sont traduites par un ensemble de graphes d'état interdépendants.

L'outil de description choisi complété d'un codage simple conduit à une structuration logicielle transparente et flexible. Le multigraphe permet l'écriture du programme de simulation globale indépendamment de la complexité du système grâce à la facilité d'implantation des parallélismes.

Les règles liées aux conditions de transcription des graphes décrivant l'ensemble hacheur-onduleur-moteur asynchrone et dispositif de contrôle sont mises en oeuvre dans les chapitres 2, 3 et 5.

Les performances sans cesse croissantes des calculateurs placent au second plan les problèmes de rapidité d'exécution liés à la valeur du pas de calcul. Le choix délibéré d'un pas suffisamment petit se justifie ici par l'aspect systématique de la programmation proposée.

Le modèle ainsi obtenu, validé tant en régime permanent que transitoire, a permis d'aboutir dans l'étude menée au chapitre 4 à une onde de tension optimale dans un contexte technologique précis. Les résultats proposés donnent à un utilisateur des éléments nécessaires au choix des composants.

De la même façon, le chapitre 5 traite de la dynamique de l'ensemble incluant un dispositif de contrôle microinformatique. La définition d'une loi de commande adaptée est réalisée en tenant compte des limitations dues aux composants. Dans cette étude une modification de la structure de la source a notamment été introduite par simple substitution du sous-programme correspondant.

Ce travail s'inscrit parmi les méthodes modernes d'analyse et d'étude des convertisseurs statiques placés dans leur environnement. Il représente un alliage de concepts classiques, de formalismes nouveaux et de technologie de pointe; il pose ainsi les bases d'un outil de conception assistée par ordinateur.

ANNEXE 1

MODELISATION DES MOTEURS A CAGE

Nous définissons pour les enroulements du rotor équivalent les changements de variables suivants :

$$i_d' = \frac{L_r}{M'} i_d \quad \text{et} \quad i_q' = \frac{L_r}{M'} i_q$$

Nous exprimons dans les résultats du chapitre 2 les courants i_d et i_q en fonction des courants i_d' et i_q' . Les groupes d'équations obtenus présentent des coefficients mesurables dans le cas d'un moteur à cage (Annexe 2).

A.1.1. Alimentation triphasée du moteur

•COUPLAGE TRIANGLE

$$[Z_T] = \{ [R_T] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha_T] [L_T] \} + [L_T] \frac{d}{dt}$$

$$[R_T] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} ; [L_T] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & \frac{M'^2}{L_r} & 0 \\ 0 & L_s & -\frac{1}{2} \frac{M'^2}{L_r} & \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{M'^2}{L_r} \\ \frac{3}{2} & 0 & 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \sqrt{3} & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$C = p \frac{M'^2}{L_r} \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2} i_d' (j_1 + 2j_2) - \frac{1}{2} i_q' (3j_1) \right\}$$

•COUPLAGE ETOILE

$$[Z_E] = \{ [R_E] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha_E] [L_E] \} + [L_E] \frac{d}{dt}$$

$$[R_E] = \begin{bmatrix} R_s & 2R_s & 0 & 0 \\ -2R_s & -R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} ; [L_E] = \begin{bmatrix} L_s & 2L_s & 0 & \sqrt{3} \frac{M'^2}{L_r} \\ -2L_s & -L_s & -\frac{3}{2} \frac{M'^2}{L_r} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{M'^2}{L_r} \\ \frac{3}{2} & 0 & 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \sqrt{3} & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$C = p \frac{M'^2}{L_r} \left\{ \frac{\sqrt{3}}{2} i_d' (i_1 + 2 i_2) - \frac{1}{2} i_q' (3 i_1) \right\}$$

A.1.2. Alimentation monophasée du moteur

Nous ne considérons que les groupes d'équations correspondant à $[Z_{T1}]$ et $[Z_{E1}]$ en raison de la matrice de passage définie au paragraphe 5.1.2 du chapitre 2.

.COUPLAGE TRIANGLE

$$[Z_{T1}] = \{ [R_{TM}] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha_{TM}] [L_{T1}] \} + [L_{T1}] \frac{d}{dt}$$

$$[R_{TM}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}; \quad [L_{T1}] = \begin{bmatrix} L_s & \frac{M'^2}{L_r} & 0 \\ \frac{3}{2} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$C = -\frac{3}{2} p \frac{M'^2}{L_r} i_q' j_1$$

.COUPLAGE ETOILE

$$[Z_{E1}] = \{ [R_{EM}] + p \frac{d\theta}{dt} [\alpha_{EM}] [L_{E1}] \} + [L_{E1}] \frac{d}{dt}$$

$$[R_{EM}] = \begin{bmatrix} 2R_s & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}; \quad [L_{E1}] = \begin{bmatrix} 2L_s & 0 & \sqrt{3} \frac{M'^2}{L_r} \\ 0 & 1 & 0 \\ \sqrt{3} & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$C = \sqrt{3} p \frac{M'^2}{L_r} i_d' i_2$$

Pour ce mode d'alimentation, les expressions des tensions induites dépendantes de l'état électromagnétique de la machine s'obtiennent sans difficulté.

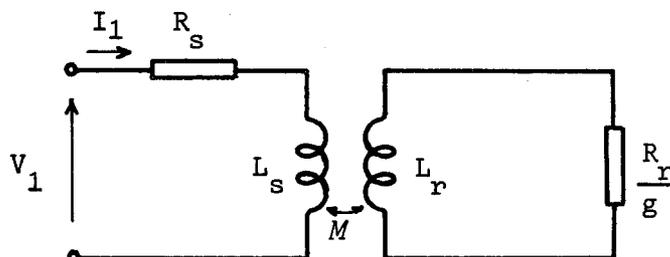
ANNEXE 2

IDENTIFICATION DES PARAMETRES
D'UN MOTEUR A CAGE

Des essais effectués en régime permanent sinusoïdal permettent d'identifier les paramètres d'un moteur à cage (Annexe 1) nécessaires à la simulation.

A.2.1. Principe

Chaque phase de la machine peut être représentée par le schéma équivalent suivant :



Au synchronisme l'impédance d'une phase a pour expression :

$$z = R_s + j L_s \omega$$

Pour un glissement g donné l'impédance équivalente devient :

$$z' = R_s' + j L_s' \omega$$

En posant $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ et en explicitant z' à partir du schéma équivalent il vient :

$$\frac{R_r}{L_r} = g \frac{L_s - L_s'}{R_s' - R_s} = \frac{1}{\tau_r}$$

$$\frac{M'^2}{L_r} = \frac{2}{3} \left(1 + \frac{1}{\tau_r^2 g^2 \omega^2} \right) (L_s - L_s')$$

A.2.2. Mesures

•MESURE DE R_s

La résistance R_s d'un enroulement statorique est déterminée par un essai en courant continu.

•MESURE DE L_s

La mesure de l'impédance apparente d'un enroulement statorique est effec-

tuée lorsque le moteur est entraîné à la vitesse de synchronisme; dans ces conditions il vient :

$$L_s = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{V_1^2}{I_1^2} - R_s^2}$$

.ESSAI A VIDE

Un essai à vide permet de déterminer les pertes dans la machine (pertes fer + pertes mécaniques).

.ESSAI EN CHARGE

Les puissances active et réactive absorbées par la machine ainsi que le glissement g sont mesurés lors d'un essai en charge. Les paramètres de l'impédance équivalente s'écrivent :

$$R_s' = \frac{P - \text{pertes}}{3 I_1^2}$$

$$L_s' = \frac{Q}{3 I_1^2 \omega}$$

REMARQUE : Ces essais sont effectués pour la valeur nominale du flux (tension et fréquence) qui est en fait la condition de fonctionnement de la machine alimentée par l'onduleur.

ANNEXE 3

PROGRAMMES DE SIMULATION

Le programme de simulation est ici présenté sous une forme simplifiée qui facilite la lecture.

Ainsi, la résolution des parties analogiques, l'élaboration des doublets (G,X) et l'exploitation des résultats ne figurent pas dans les listings présentés.

1. PROGRAMME DE SIMULATION DE L'ENSEMBLE HACHEUR-ONDULEUR-MOTEUR

Conformément aux organigrammes généraux donnés au chapitre 3, le programme principal est constitué de la gestion du temps d'une part, d'appels de sous-programmes d'autre part.

. Le sous-programme "Hacheur" est la traduction fidèle de ses graphes de traitement.

. Le sous-programme "Comonduleur" représente le codage de la description proposée à l'annexe 4.

. Le sous-programme "Fonctonduleur" illustre l'accès combinatoire à l'une des macroplaces "Classel, Classe2, Classe3, Classe4" définissant le traitement correspondant.

. Les sous-programmes :

. "Tri" et "Mono" donnent les valeurs des courants et du couple à l'instant considéré,

. "Vitesse" correspond à la résolution de l'équation mécanique,

. "Actual1" et "Actual2" assurent la continuité de l'état du système lors des changements de structure.

2. SOUS-PROGRAMME DE SIMULATION DU CONTROLE

Ce sous-programme s'intercale entre la gestion du temps et le traitement hacheur comme le précise l'organigramme donné au chapitre 5.

Le graphe de régulation général établi dans ce chapitre est traduit directement. Les niveaux w_i du régulateur sont représentés par le produit $T_e (df_g/dt)$.

Le pas de calcul P variable est remis à jour de sorte que les différentes grandeurs sont toujours définies sur 1800 points par période de l'onduleur.

3. SOUS-PROGRAMME MODIFIE DE LA SOURCE DE TENSION VARIABLE

Ce sous-programme se substitue au traitement précédent situé à la ligne 820 du programme de simulation globale.

N.B. : Sur chaque listing figure le transcodage entre les variables de la simulation et celles utilisées dans la rédaction.

```

10 REM *****
20 REM PRINCIPE DU PROGRAMME DE SIMULATION DE
30 REM L'ENSEMBLE
40 REM HACHEUR-ONDULEUR-MOTEUR ASYNCHRONE
50 REM par J.P. HAUTIER (1984)
60 REM
70 REM *****
80 REM CODAGE DES PRINCIPALES GRANDEURS
90 REM *****
100 REM T : temps onduleur..... t
110 REM T0: periode du hacheur..... T1
120 REM T1: temps hacheur..... t1
130 REM T2: temps de scrutation du hacheur..... t2
140 REM P: pas de calcul onduleur..... At
150 REM P1: pas de calcul hacheur..... At1
160 REM Z : inhibiteur du temps (hacheur)..... IH
170 REM Z1: inhibiteur du temps (commande onduleur)..... IH1
180 REM Z2: inhibiteur du temps (fonctionnement onduleur)..... IH2
190 REM(G,X):doublet representant la configuration..... (G,X)
200 REM K: selecteur commande onduleur.....
210 REM X: selecteur des macroplaces onduleur.....
220 REM C3: selecteur classe 3..... C3
230 REM C4: selecteur classe 4..... C4
240 REM E : selecteur commande hacheur.....
250 REM H : selecteur fonctionnement hacheur.....
260 REM M : indicateur du mode d'alimentation (M=0:triphase)..... M
270 REM N0: pointeur de la table des (G,X)..... n0
280 REM N1: nombre de doublets (G,X)..... n1
290 REM V2(*): tension composee statorique..... u1
300 REM I2(*): courant statorique (triphase)..... i1
310 REM V1(1.1): tension statorique (monophasé)..... u1
320 REM I1(1.1): courant statorique (monophasé)..... j1
330 REM J0 : courant absorbe par l'onduleur..... i
340 REM J1 : courant dans l'inductance L..... iL
350 REM U3 : tension de référence (hacheur)..... u_r/k
360 REM U4 : tension continue d'alimentation..... E
370 REM K2 : signal de commande (hacheur)..... K
380 REM D : rapport cyclique du hacheur..... s
390 REM U : tension d'alimentation de l'onduleur..... u
400 REM F : fréquence du signal CLK (onduleur)..... CLK = f_s
410 REM V : vitesse moteur..... n
420 REM W : pulsation des courants..... p0
430 REM
440 REM les enroulements statoriques sont couplés en triangle
450 REM *****
460 REM ELABORATION DE LA TABLE DES DOUBLETS (G,X)
470 GOSUB Foradonde
480 REM
490 REM *****
500 REM - INITIALISATION
510 REM *****
520 U4=310
530 F=4*360
540 P=1/5*F
550 P1=2.E-6
560 D=F/(50*360)+.045
570 U3=310*(F/(50*360))+15
580 V=12
590 W=2*V
600 DATA 2,1,1,1,1
610 READ K,C3,C4,E,H

```

```

620 T=-1
630 REM
640 REM *****
650 REM PROGRAMME PRINCIPAL
660 REM *****
670 REM GESTION GLOBALE DU TEMPS
680 REM *****
690 LOOP
700 T=T+1
710 IF T=5 THEN T=0
720 GOSUB Hacheur
730 GOSUB Commandondu
740 IF Z1=1 THEN 730
750 GOSUB Fonctionondu
760 IF Z2=1 THEN 750
770 GOSUB Exploitation
780 END LOOP
790 REM
800 REM *****
810 Hacheur: !
820 REM S D U S - PROGRAMME HACHEUR
830 REM *****
840 T2=0
850 LOOP
860 T2=T2+P1
870 EXIT IF T2>=P
880 T1=T1+P1
890 IF T1>=T0 THEN T1=0
900 REM graphe de commande hacheur
910 REM *****
920 ON E GOSUB Tkh1,Tkh2
930 ON E GOSUB Pkh1,Pkh2
940 REM graphe de fonctionnement hacheur
950 REM *****
960 ON H GOSUB Tfh1,Tfh2,Tf3,Tf4,Tf5,Tf6
970 ON H GOSUB Pfh1,Pfh2,Pf3,Pf4,Pf5,Pf6
980 IF Z=1 THEN 960
990 END LOOP
1000 RETURN
1010 REM *****
1020 REM places et transitions de
1030 REM commande hacheur
1040 REM *****
1050 Tkh1:IF T2>=D*T0 THEN E=2
1060 RETURN
1070 Tkh2:IF T2=0 THEN E=1
1080 RETURN
1090 Pkh1:K2=1
1100 RETURN
1110 Pkh2:K2=0
1120 RETURN
1130 REM *****
1140 REM places et transitions du
1150 REM fonctionnement hacheur
1160 REM *****
1170 Tfh1:IF K2=0 AND U>U3 THEN H=2
1180 IF J1<0 THEN H=4
1190 RETURN
1200 Tfh2:IF K2=1 OR U<U3 THEN H=1
1210 IF J1<0 THEN H=4

```

```

1220 RETURN
1230 Tfh3:IF K2=1 AND U<U3 AND U4>U THEN H=6
1240 IF U<0 THEN H=5
1250 RETURN
1260 Tfh4:H=3
1270 RETURN
1280 Tfh5:H=2
1290 RETURN
1300 Tfh6:H=1
1310 RETURN
1320 Pfh1:U1=U4
1330 GOSUB Modsource1
1340 Z=0
1350 RETURN
1360 Pfh2:U1=0
1370 GOSUB Modsource
1380 Z=0
1390 RETURN
1400 Pfh3:GOSUB Modsource2
1410 Z=0
1420 RETURN
1430 Pfh4:REM ACT12
1440 Z=1
1450 RETURN
1460 Pfh5:REM ACT21
1470 Z=1
1480 RETURN
1490 Pfh6:REM ACT21
1500 Z=1
1510 RETURN
1520 REM *****
1530 REM EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT DU HACHEUR
1540 REM *****
1550 Modsource1:
1560 REM calcul de la tension U
1570 REM calcul des courants
1580 RETURN
1590 Modsource2:
1600 REM calcul de la tension U
1610 RETURN
1620 REM
1630 REM *****
1640 Comonduleur:
1650 REM GRAPHE DE COMMANDE - O N D U L E U R
1660 REM *****
1670 ON K GOSUB Tk1,Tk2,Tk3,Tk4,Tk5,Tk6
1680 ON K GOSUB Pk1,Pk2,Pk3,Pk4,Pk5,Pk6
1690 IF Z1=1 THEN 1670
1700 REM transitions de la commande
1710 REM *****
1720 Tk1:IF M=1 AND X0<>X THEN K=5
1730 IF X0=X THEN K=2
1740 IF M=0 AND X0<>X THEN K=6
1750 RETURN
1760 Tk2:IF T=0 THEN K=3
1770 RETURN
1780 Tk3:IF N0=N1+1 THEN K=4
1790 IF N0<N1+1 THEN K=1
1800 RETURN
1810 Tk4:K=1
1820 RETURN

```

```

1830 Tk5:K=2
1840 RETURN
1850 Tk6:K=2
1860 RETURN
1870 REM places de la commande
1880 REM *****
1890 Pk1:Z1=1
1900 GO=INT(N(N0))
1910 X0=INT(10.1*(N(N0)-GO))
1920 RETURN
1930 Pk2:Z1=0
1940 X=X0
1950 G=GO
1960 G1=G+1
1970 IF G1=4 THEN G1=1
1980 G2=G1+1
1990 IF G2=4 THEN G2=1
2000 RETURN
2010 Pk3:N0=N0+1
2020 RETURN
2030 Pk4:N0=1
2040 RETURN
2050 Pk5:GOSUB Actual2
2060 C3=1
2070 C4=1
2080 RETURN
2090 Pk6:C3=1
2100 C4=1
2110 RETURN
2120 REM
2130 REM *****
2140 Fonctonduleur:
2150 REM GRAPHE DE FONCTIONNEMENT-O N D U L E U R
2160 REM *****
2170 ON X GOSUB Classe1,Classe2,Classe3,Classe4
2180 IF Z2=1 THEN 2170
2190 RETURN
2200 Classe1:
2210 REM *****
2220 V2(G)=0
2230 V2(G1)--U
2240 V2(G2)=U
2250 GOSUB Tri
2260 J0=I2(G2)-I2(G1)
2270 RETURN
2280 Classe2:
2290 REM *****
2300 V2(G)=0
2310 V2(G1)=U
2320 V2(G2)--U
2330 GOSUB Tri
2340 J0=I2(G1)-I2(G2)
2350 RETURN
2360 Classe3:
2370 REM *****
2380 ON C3 GOSUB T31,T32,T33,T34,T35,T36,T37
2390 ON C3 GOSUB P31,P32,P33,P34,P35,P36,P37
2400 RETURN
2410 REM transitions classe 3
2420 REM *****
2430 T31:IF I2(G1)-I2(G)>0 THEN C3=2

```

```

2440 IF I2(G1)-I2(G)<0 THEN C3=3
2450 IF I2(G1)-I2(G)=0 THEN C3=4
2460 RETURN
2470 T32:IF I2(G1)-I2(G)<=0 THEN C3=4
2480 RETURN
2490 T33:IF I2(G1)-I2(G)>=0 THEN C3=4
2500 RETURN
2510 T34:C3=7
2520 RETURN
2530 T35:C3=2
2540 RETURN
2550 T36:C3=3
2560 RETURN
2570 T37:IF V4(3)>.6 THEN C3=6
2580 IF V4(2)>.6 THEN C3=5
2590 RETURN
2600 REM actions classe 3
2610 REM *****
2620 P31:Z2=1
2630 RETURN
2640 P32:Z2=0
2650 V2(G)=0
2660 V2(G1)--U
2670 V2(G2)=U
2680 GOSUB Tri
2690 J0=I2(G2)-I2(G1)
2700 RETURN
2710 P33:Z2=0
2720 V2(G)--U
2730 V2(G1)=0
2740 V2(G2)=U
2750 GOSUB Tri
2760 J0=I2(G2)-I2(G)
2770 RETURN
2780 P34:Z2=1
2790 GOSUB Act1
2800 RETURN
2810 P35:Z2=1
2820 GOSUB Act2
2830 RETURN
2840 P36:Z2=1
2850 GOSUB Act2
2860 RETURN
2870 P37:Z2=0
2880 V1(1,1)=U
2890 GOSUB Mono
2900 J0=1.5*I1(1,1)
2910 RETURN
2920 Classe4:1
2930 REM *****
2940 ON C4 GOSUB T41,T42,T43,T44,T45,T46,T47
2950 ON C4 GOSUB P41,P42,P43,P44,P45,P46,P47
2960 RETURN
2970 REM transitions classe 4
2980 REM *****
2990 T41:IF I2(G1)-I2(G)>0 THEN C4=2
3000 IF I2(G1)-I2(G)<0 THEN C4=3
3010 IF I2(G1)-I2(G)=0 THEN C4=4
3020 RETURN
3030 T42:IF I2(G1)-I2(G)<=0 THEN C4=4
3040 RETURN

```

```

3050 T43:IF I2(G1)-I2(G)>=0 THEN C4=4
3060 RETURN
3070 T44:C4=7
3080 RETURN
3090 T45:C4=2
3100 RETURN
3110 T46:C4=3
3120 RETURN
3130 T47:IF V4(3)<=.6 THEN C4=5
3140 IF V4(2)<=.6 THEN C4=6
3150 RETURN
3160 REM actions classe 4
3170 REM *****
3180 P41:Z2=1
3190 RETURN
3200 P42:Z2=0
3210 V2(G)=U
3220 V2(G1)=0
3230 V2(G2)--U
3240 GOSUB Tri
3250 J0=I2(G)-I2(G2)
3260 RETURN
3270 P43:Z2=0
3280 V2(G)=0
3290 V2(G1)=U
3300 V2(G2)--U
3310 GOSUB Tri
3320 J0=I2(G1)-I2(G2)
3330 RETURN
3340 P44:Z2=1
3350 GOSUB Act1
3360 RETURN
3370 P45:Z2=1
3380 GOSUB Act2
3390 RETURN
3400 P46:Z2=1
3410 GOSUB Act2
3420 RETURN
3430 P47:Z2=0
3440 V1(1,1)--U
3450 GOSUB Mono
3460 J0=-1.5*I1(1,1)
3470 RETURN
3480 REM
3490 REM *****
3500 Tri:1
3510 REM EQUATIONS DU MODE TRIPHASE
3520 REM calcul des courants et du couple
3530 RETURN
3540 REM *****
3550 Mono:1
3560 REM EQUATIONS DU MODE MONOPHASE
3570 REM calcul des courants et du couple
3580 RETURN
3590 REM *****
3600 Vitesse:1
3610 REM EQUATION MECANIQUE
3620 REM calcul de la vitesse
3630 RETURN
3640 REM *****
3650 Actual1:1

```

```

3660 REM ACTUALISATION DU MODE MONOPHASE
3670 RETURN
3680 REM *****
3690 Actual2: !
3700 REM ACTUALISATION DU MODE TRIPHASE
3710 RETURN
3720 REM *****
3730 Exploitation: !
3740 REM TRACES DE COURBES - RESULTATS
3750 RETURN
3760 REM *****
3770 Formdonda: !
3780 REM ELABORATION DES DOUBLETS (G.X)
3790 REM ce sous-programme définit les doublets (G.X)
3800 REM à partir des configurations
3810 RETURN
3820 REM *****
3830 END

```

```

650 REM *****
660 REM PRINCIPE DU SOUS-PROGRAMME MODIFIE
670 REM DE LA SOURCE DE TENSION VARIABLE
680 REM (ADJONCTION DU RALENTISSEMENT)
690 REM
700 REM REMARQUE
710 REM *****
720 REM dans ce programme seuls les éléments
730 REM supplémentaires indispensables à
740 REM l'implantation sont donnés
750 REM *****
760 REM TRANSCODAGE DES PRINCIPALES GRANDEURS
770 REM *****
780 REM U8: tension u1..... u1
790 REM U8-5: tension u0..... u0
800 REM *****
810 Hacheur: !
820 REM S O U S - P R O G R A M M E H A C H E U R
830 REM *****
840 T2=0
850 LOOP
860 T2=T2+P1
870 EXIT IF T2>=P
880 T1=T1+P1
890 IF T1>=T0 THEN T1=0
900 REM graphe de commande hacheur
910 REM *****
920 ON E GOSUB Tkh1,Tkh2
930 ON E GOSUB Pkh1,Pkh2
940 REM graphe de fonctionnement hacheur
950 REM *****
960 ON H GOSUB Tfh1,Tfh2,Tfh3,Tfh4,Tfh5,Tfh6
970 ON H GOSUB Pfh1,Pfh2,Pfh3,Pfh4,Pfh5,Pfh6
980 IF Z=1 THEN 960
990 END LOOP
1000 RETURN
1010 REM
1020 REM *****
1030 REM places et transitions de la
1040 REM commande hacheur

```

```

1050 REM *****
1060 Tkh1: IF T2>=0=T0 THEN E=2
1070 RETURN
1080 Tkh2: IF T2=0 THEN E=1
1090 RETURN
1100 Pkh1: K2=1
1110 RETURN
1120 Pkh2: K2=0
1130 RETURN
1140 REM
1150 REM *****
1160 REM places et transitions du
1170 REM fonctionnement hacheur
1180 REM *****
1190 Tfh1: IF K2=0 OR U>U3 THEN H=2
1200 IF J1<0 THEN H=3
1210 RETURN
1220 Tfh2: IF K2=1 AND U<U3 THEN H=1
1230 IF J1<0 THEN H=3
1240 IF U>U8 THEN H=4
1250 RETURN
1260 Tfh3: IF K2=1 AND U<U3 AND U4>U THEN H=1
1270 IF U<0 THEN H=2
1280 IF U>U8 THEN H=5
1290 RETURN
1300 Tfh4: IF U<(U8-5) THEN H=2
1310 IF J1<=0 THEN H=5
1320 RETURN
1330 Tfh5: IF U<0 THEN H=4
1340 IF U<(U8-5) THEN H=3
1350 RETURN
1360 Pfh1: U1=U4
1370 GOSUB Mods1
1380 RETURN
1390 Pfh2: U1=0
1400 GOSUB Mods1
1410 RETURN
1420 Pfh3: GOSUB Mods2
1430 RETURN
1440 Pfh4: GOSUB Mods3
1450 RETURN
1460 Pfh5: GOSUB Mods4
1470 RETURN
1480 REM *****
1490 REM EQUATIONS DE FONCTIONNEMENT DU HACHEUR
1500 REM *****
1510 Mods1: !
1520 REM calcul de la tension U
1530 REM calcul des courants
1540 RETURN
1550 Mods2: !
1560 REM calcul de la tension U
1570 RETURN
1580 Mods3: !
1590 REM calcul de la tension U
1600 REM calcul des courants
1610 RETURN
1620 Mods4: !
1630 REM calcul de la tension U
1640 RETURN
1650 REM S U I T E D U P R O G R A M M E

```

```

350 REM *****
360 REM PRINCIPE DU SOUS-PROGRAMME DE SIMULATION
370 REM DU CONTROLE
380 REM
390 REM REMARQUE
400 REM *****
410 REM
420 REM dans ce programme seuls les éléments
430 REM supplémentaires indispensables à
440 REM l'implantation du contrôle sont donnés
450 REM *****
460 REM TRANSCODAGE DES PRINCIPALES GRANDEURS
470 REM *****
480 REM T3: temps régulation et période
490 REM d'échantillonnage..... Te
500 REM 0 : sélecteur du graphe de régulation.....
510 REM Z3: inhibiteur du temps (contrôle)..... IH3
520 REM J9: valeur absolue du courant instantané
530 REM absorbé par l'onduleur..... |i|
540 REM E0: erreur de l'asservissement..... e
550 REM E1: seuil bas du régulateur..... e1
560 REM E2: seuil haut du régulateur..... e2
570 REM K4: pente de la fréquence statorique..... df/dt
580 REM F4: fréquence onduleur non quantifiée..... fs
590 REM *****
600 REM INITIALISATION
610 REM *****
620 REM [ initialisation du sélecteur ]
630 O=8
640 REM *****
650 REM PROGRAMME PRINCIPAL
660 REM *****
670 LOOP
680 T=T+1
690 IF T=5 THEN T=0
700 GOSUB Regulation
710 GOSUB Hacheur
720 GOSUB Comonduleur
730 IF Z1=1 THEN 720
740 GOSUB Fonctonduleur
750 IF Z1=1 THEN 740
760 GOSUB Exploitation
770 END LOOP
780 REM *****
790 Regulation: !
800 REM GRAPHE DE REGULATION
810 REM *****
820 LOOP
830 T3=T3+P
840 EXIT IF T3<=5.E-4
850 ON O GOSUB Fk1,Fk2,Fk3,Fk4,Fk5,Fk6,Fk7,Fk8
860 ON O GOSUB Fp1,Fp2,Fp3,Fp4,Fp5,Fp6,Fp7,Fp8
870 IF Z3=1 THEN 850
880 END LOOP
890 RETURN
900 REM *****
910 REM transitions du contrôle
920 REM *****
930 Fk1: IF E0<=E1 AND E0>=-E1 THEN O=7
940 IF E0>E2 AND J9>25 THEN O=2
950 IF E0>E2 AND J9<=25 THEN O=3

```

```

960 IF E0<=-E2 THEN O=4
970 IF E0>E1 AND E0<=E2 THEN O=5
980 IF E0<=E1 AND E0>=-E2 THEN O=6
990 RETURN
1000 Fk2: O=8
1010 RETURN
1020 Fk3: O=8
1030 RETURN
1040 Fk4: O=8
1050 RETURN
1060 Fk5: O=8
1070 RETURN
1080 Fk6: O=8
1090 RETURN
1100 Fk7: O=8
1110 RETURN
1120 Fk8: O=1
1130 RETURN
1140 REM *****
1150 REM places du contrôle
1160 REM *****
1170 Fp1: Z3=1
1180 W1=INT((255/157)*V)
1190 E0=W0-W1
1200 RETURN
1210 Fp2: K4=1200*(1-(J9/25))
1220 RETURN
1230 Fp3: K4=1400*(1/(J9+2))-1/27)
1240 RETURN
1250 Fp4: K4=-50
1260 RETURN
1270 Fp5: K4=8
1280 RETURN
1290 Fp6: K4=-8
1300 RETURN
1310 Fp7: K4=0
1320 RETURN
1330 Fp8: F4=F4+K4*T3
1340 Z3=0
1350 REM calcul de la fréquence de l'onduleur
1360 REM calcul du rapport cyclique du hacheur
1370 REM calcul de la tension de référence
1380 REM détermination du nouveau pas de calcul
1390 RETURN
1400 REM S U I T E D U P R O G R A M M E
1410 REM - - - - -

```

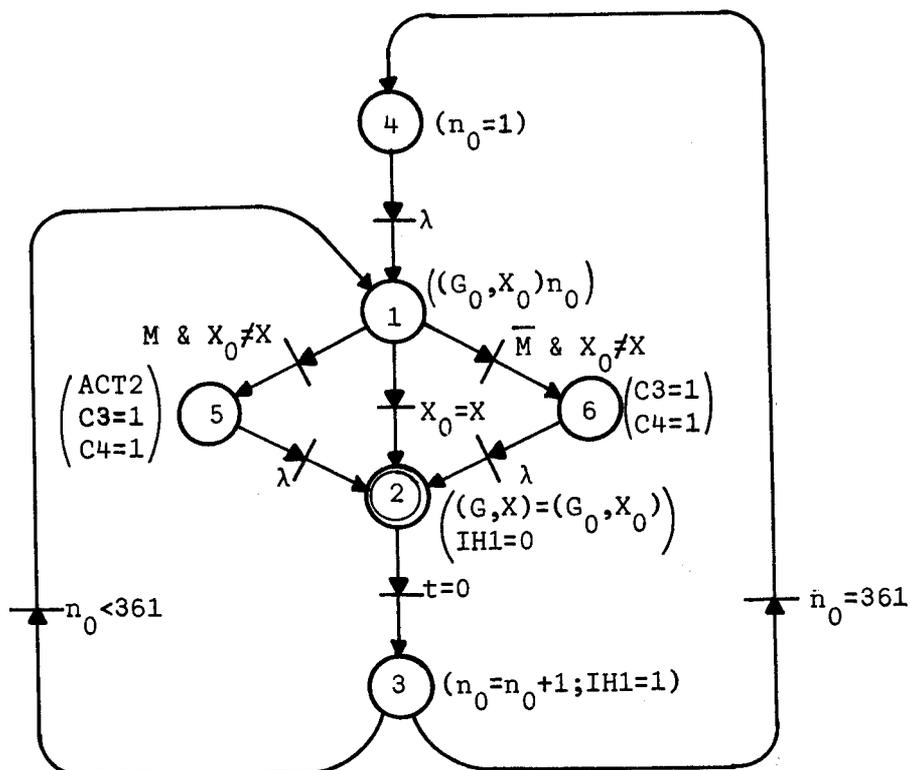
ANNEXE 4

DESCRIPTION FONCTIONNELLE ADAPTEE
DE LA COMMANDE DE L'ONDULEUR

La quantification choisie nécessite 360 doublets (G,X) pour définir l'onde de tension utilisée aux chapitres 4 et 5.

Deux états contrôlés consécutifs ne sont pas nécessairement distincts et il convient de modifier la description fonctionnelle de la commande donnée au paragraphe 3.3.1 du chapitre 3.

Le graphe de traitement adapté est représenté ci-dessous et conserve les mêmes notations que celui de la figure 3.6.b.



Le doublet (G_0, X_0) représente les valeurs de (G, X) avant le test sur le mode de fonctionnement de la machine. Ainsi l'actualisation du modèle triphasé n'a lieu que s'il y a changement de classe .

PLACES	COMMENTAIRES
1	Lecture de la table
2	Chargement des valeurs du doublet (G,X)
3	Incrémentation du pointeur de la table
4	Initialisation du pointeur
5	Actualisation du modèle triphasé et initialisation des pointeurs de gestion des macroplaces 3 et 4
6	Initialisation des pointeurs de gestion des macroplaces 3 et 4

ACTIONS ASSOCIEES AUX PLACES DU GRAPHE

BIBLIOGRAPHIE

- /1/ : G. MANESSE et C. MAIZIERES
Sur la description fonctionnelle des convertisseurs statiques
Application aux montages redresseurs
C.R. Acad. Sc. Paris, t. 295, Série II, p. 963-966 (1982)
- /2/ : J.M. TOULOTTE et S. THELLIEZ
Grafcet et logique industrielle programmée
Ed. EYROLLES - 1980
- /3/ : J.P. HAUTIER, G. MANESSE et C. MAIZIERES
Sur la description fonctionnelle, par réseau de Pétri,
d'un onduleur en tension à transistors
C.R. Acad. Sc. Paris, t. 297, Série II, p. 565-568 (1983)
- /4/ : S. THELLIEZ et J.M. TOULOTTE
Applications industrielles du Grafcet
Ed. EYROLLES - 1983
- /5/ : H. GHESTEM
Sur la description et la programmation de manoeuvres
d'ascenseur - Thèse Docteur-Ingénieur - LILLE (1979)
- /6/ : J.P. LAMOITIER
Le langage BASIC et la nouvelle norme
Ed. EYROLLES
- /7/ : Jon M. SMITH
Méthodes numériques pour calculateur de poche
Ed. EYROLLES - 1978
- /8/ : J.P. HAUTIER, G. MANESSE et C. MAIZIERES
Description fonctionnelle et modélisation numérique d'un
onduleur à transistor alimentant un moteur asynchrone
Congrès IASTED - Lugano (Juin 1983)

- /9/ : **Hasmukh S. PATEL and Richard G. HOFT**
Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters
Part. I - Harmonic Elimination
Adjustable Speed A.C. Drive Systems - IEEE Press
Ed. Bimal K. BOSE
- /10/: **Akira NABAE, Isao TAKAHASHI and Hirofumi AKAGI**
A new neutral Point-Clamped PWM Inverter
IEEE - Vol. IA - 17 - N°5 (Sept. Oct. 1981)
- /11/: **J.P. SIX**
Etude du moteur asynchrone en vue de son utilisation dans les équipements à vitesse variable
Thèse Docteur-Ingénieur - LILLE (1974)
- /12/: **J.P. HAUTIER et G. MANESSE**
Sur la commande par microprocesseur d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à transistor
Congrès A.I.M. sur l'utilisation des semi-conducteurs de puissance en électrotechnique - LIEGE (Oct. 1983)
- /13/: **J. LESENNE, F. NOTELET et G. SEGUIER**
Introduction à l'électrotechnique approfondie
Technique et Documentation - 1981
- /14/: **P. BARRET**
Régimes transitoires des machines tournantes électriques
Ed. EYROLLES - 1982
- /15/: **E. DESTOBBELEER et J.P. HAUTIER**
Modèle numérique d'un moteur asynchrone alimenté par un cycloconvertisseur
Congrès MECO - GRENOBLE (Juin 1979)
- /16/: **J.P. HAUTIER**
La machine électrique généralisée
Cours IDN (1976-1981) - Cours CNAM (Cycle C)

- /17/: R. LE DOEUFF
Contribution à la modélisation et à la simulation
d'ensembles convertisseurs statiques - machines tournantes
Thèse Docteur es Sciences - INPL NANCY (1981)
- /18/: J. LESENNE
Contribution à l'étude des composantes relatives et à leur
emploi pour l'étude analytique du moteur asynchrone alimenté
par des montages à redresseurs
Thèse Docteur es Sciences - LILLE (1978)
- /19/: M. BOULIER
Comportement du moteur asynchrone triphasé à cage commandé
par contacteur statique
Thèse 3° cycle - LILLE (1977)
- /20/: J.P. HAUTIER et G. MANESSE
A Petri net computation structure for transistor inverter
and induction motor
Congrès IMACS - LIEGE (Mai 1984)
- /21/: J.F. AUBRY
Les microprocesseurs dans la régulation des moteurs à
courant continu - Etude de quelques réalisations
Journées d'études SEE - RGE (Oct. 1983)
- /22/: R. CHAUPRADE
Procédé moderne d'entraînements à vitesse variable par
moteurs électriques autopilotés de grande puissance
RGE - Tome 87 - N°10 (Oct. 1978)
- /23/: Giuseppe S.BUJA and Giovanni B. INDRI
Optimal pulsewidth modulation for feeding AC motors
IEEE Vol.IA - 13 - N°1 (Janv. Févr. 1977)
- /24/: K.S. RAJASHEKARA and J. VITHAYATHIL
Microprocessor based sinusoidal PWM inverter by DMA transfer
IEEE - Vol. IE - 29 -N°1 (Févr. 1982)

- /25/: **P. MATHYS**
Méthodes numériques de modulation pour convertisseurs
statiques associés à des machines asynchrones
Thèse Docteur en Sciences Appliquées
Université Libre de Bruxelles (Janv. 1984)
- /26/: **J.C. BELMONTE et P. BOURGEOIS**
Les convertisseurs statiques pour matériel roulant : évolution
récente et expérience acquise
Techniques CEM - N° 117 - (Nov. 1983)
- /27/: **D. HARTMAN, K. OWYANG and J. DRISCOLL**
High current Darlington Transistors
Electronic Engineering (Aout 1982)
- /28/: **B. DAVAT**
Etude, Mise au point et Applications d'une méthode de
simulation globale de convertisseurs statiques
connectés à des charges électriques complexes
Thèse Docteur-Ingénieur - TOULOUSE (1979)
- /29/: **G. SEQUIER**
L'électronique de puissance
Dunod Technique (1979)
- /30/: **H. FOCH**
Alimentation en tension d'une machine asynchrone
d'induction à fréquence variable
RGE - Tome 87 - N°4 (Avr. 1978)
- /31/: **M. BINET**
Convertisseur continu-400 Hz à forte puissance massique
RGE - Tome 87 - N°4 (Avr. 1978)
-



Le travail présenté décrit le comportement d'une machine asynchrone alimentée en tension par un ensemble hacheur-onduleur à transistors associé à un dispositif de contrôle. L'optimisation et les performances du système envisagé sont obtenues à partir d'un modèle de simulation globale.

L'auteur effectue d'abord la description fonctionnelle du convertisseur en utilisant le formalisme des réseaux de Pétri.

Il propose ensuite une méthode de transcription des graphes obtenus qui, complétée par un codage approprié, conduit à une structuration logicielle transparente et flexible.

La validité du modèle numérique ainsi établi, vérifiée tant en régime permanent que transitoire, permet de définir, dans un contexte technologique précis, une séquence de commande optimale des transistors de puissance.

Enfin l'auteur procède, à l'aide de ce modèle, à l'étude d'une stratégie de contrôle adaptée à une architecture microinformatique préalablement définie. Les lois établies assurent au système une dynamique qui respecte, dans tous les cas envisagés, les limitations imposées par le convertisseur.

Mots-clés : onduleur, transistor puissance, machine asynchrone, réseau Pétri, simulation numérique, dynamique processus.