

Ministère de L'Education Nationale

THESE

المدرسة الوطنية للتكنولوجيا
المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

-DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE-

Par:

M^{me} REKIOUA Née Djamila ZIANI
(Ingénieur E.N.P d'ALGER)

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE

MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION: MACHINES ELECTRIQUES

ETUDE ET MODELISATION DES MACHINES
SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS
ASSOCIEES A DES ONDULEURS DE TENSION

Soutenu publiquement le: 26 / 06 /1993 devant le jury:

Président: M.E. ZAIM

Directeur de thèse: A. BENSENOUCI

Examineurs: B. HEMICI
MO. MAHMOUDI
L. REFOUFI (I.N.E.L.E.C)

Invité: H.REZINE (E.N.I.T.A)

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de L'Education Nationale

THESE

المدرسة الوطنية للتكنولوجيا
BIBLIOTHEQUE المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER

-DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE-

Par:

M^{me} REKIOUA Née Djamilia ZIANI
(Ingénieur E.N.P d'ALGER)

POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE

MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

OPTION: MACHINES ELECTRIQUES

ETUDE ET MODELISATION DES MACHINES
SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS
ASSOCIEES A DES ONDULEURS DE TENSION

Soutèue publiquement le: 26 / 06 / 1993 devant le jury:

Président: M.E. ZAIM

Directeur de thèse: A. BENSENOUCI

Examineurs: B. HEMICI
MO. MAHMOUDI
L. REFOUFI (I.N.E.L.E.C)

Invité: H.REZINE (E.N.I.T.A)

🍷🍷🍷 REMERCIEMENTS 🍷🍷🍷

Mes remerciements vont tout d'abord à M^r: A. BENSENOUCI pour m'avoir guidé et m'avoir fait profiter de ces précieux conseils tout le long de ce travail.

A Toufik, mon cher et tendre époux qui a suivi la progression des mes travaux durant toutes ces années.

J'exprime également mes remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté de juger mon travail.

A toute ma famille et en particulier mon beau-père.

A tous ceux qui m'ont aidé pendant toute cette période, et plus particulièrement : M^{lles} N. KHALECHE , H. SAHRAOUI et M^{rs} H. KHERBACHI , C. TOUAZI et R. ALKAMA.



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

-PLAN GENERAL-

PLAN GENERAL-

INTRODUCTION GENERALE.....6

CHAPITRE II:

PRESENTATION DE LA MACHINES SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS ET DE SON ALIMENTATION.

INTRODUCTION.....	11
I-MACHINES SYNCHRONES AUTOPILOTEES:.....	12
I-1.Conditions théoriques de fonctionnement à vitesse variable.....	12
II DESCRIPTION DU SYSTEME GLOBAL:.....	13
II-1.Présentation générale du système.....	13
II-2.Machines à aimants permanents.....	14
II-2-1.Généralités.....	14
II-2-2.Caractéristiques des machines synchrones à aimants permanents.....	17
II-2-3.Structures des machines synchrones à aimants.....	18
II-2-3-1.Critère magnétique:.....	18
a-Structures sans pièces polaires.....	19
b-Structure avec pièces polaires.....	19
II-2-3-2.Critère mécanique.....	19
a-Frette homogène.....	20
b-Frette hétérogène.....	20
II-2-4.F.e.m des machines synchrones à aimants permanents:.....	22
a-Machines à f.e.m trapézoïdales:.....	22
b-Machines à f.e.m sinusoidales:.....	22
II-2-5.Avantages des machines synchrones à aimants permanents.....	25
II-2-6.Choix de la machine synchrone à aimants permanents à étudier.....	25
II-3.L'alimentation.....	26
II-3-1-Redresseur-filtre.....	28
II-3-2-Onduleur.....	29

a-Alimentation de deux phases.....	30
b-Alimentation de trois phases.....	30

CONCLUSION.....	32
-----------------	----

CHAPITRE III:

*MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS;
 MODELISATION ET METHODE DE SIMULATION*

INTRODUCTION.....	34
-------------------	----

I-METHODE DE MODELISATION EN VUE DE LA SIMULATION NUMERIQUE.....	34
---	----

I-1.Généralités.....	34
----------------------	----

I-2.Méthodes de modélisation des convertisseurs.....	35
--	----

I-2-1.1ere méthode.....	35
-------------------------	----

I-2-2.2eme méthode.....	35
-------------------------	----

I-3.Représentation des convertisseurs par des matrices de connexion.....	36
---	----

I-4.Méthode de modélisation des m.s.a.p.....	36
--	----

I-4-1.Modélisation des m.s.a.p.....	36
-------------------------------------	----

I-4-2.Transformation des variables.....	39
---	----

a-La transformation de Concordia.....	39
---------------------------------------	----

b-La transformation de Park.....	41
----------------------------------	----

II-MODELISATION DU SYSTEME GLOBAL.....	43
--	----

II-1.Modélisation de la source de tension.....	43
--	----

II-1-1.Filtre R-L-C.....	43
--------------------------	----

II-1-2.Pont redresseur.....	44
-----------------------------	----

a-Détermination des états logiques.....	45
---	----

b-Simulation.....	46
-------------------	----

II-2.Modélisation de l'onduleur.....	48
--------------------------------------	----

II-3.Modélisation de la commande.....	51
---------------------------------------	----

II-3-1.Modélisation du capteur de position.....	51
---	----

II-3-1.Modélisation de la commande à hystérésis.....	52
---	----

II-3-2.Modélisation de la commande par M.L.I.....	53
---	----

II-4.Modélisation de la m.s.a.p. dans le repère de Park, lié au rotor.....	56
---	----

II-4-1.Equations électriques.....	56
-----------------------------------	----

II-4-2.Equations électromagnétiques.....	59
--	----

III-METHODE DE SIMULATION.....60
 III-1.Notion de modèle.....60
 III-2.Organigramme de simulation.....62
 CONCLUSION.....64

CHAPITRE III :

ALIMENTATION EN TENSION D'UNE MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS

INTRODUCTION..... 66
 I ALIMENTATION PAR UN ONDULEUR DE TENSION...66
 I-1.Description du système global.....66
 I-2.Commande du type 180°.....67
 I-3.Commande du type 120°.....68

II-MACHINE SYNCHROME AUTOPILOTÉE A AIMANTS ALIMENTÉE EN TENSION AVEC UNE COMMANDE DU TYPE 180°..... 68
 II-1.Modélisation du système.....68
 II-1-1.Bloc "source".....69
 II-1-2.Bloc "machine".....70
 II-1-2-1.Modèle 1.....70
 II-1-3.Bloc "onduleur".....72
 II-1-4.Bloc "commande de l'onduleur".....75
 II-1-4-1.captur de position.....75
 II-1-4-2.commande à hystérésis.....74
 II-2.Résultats de la simulation.....74

III-MACHINE SYNCHROME AUTOPILOTÉE A AIMANTS ALIMENTÉE EN TENSION AVEC UNE COMMANDE DU TYPE 120°.....79
 III-1.Modélisation du système.....79
 III-1-1.Bloc "machine".....79
 III-1-1-1.Modèle 2.....79
 a-Modèle 2-1.....79
 b-Modèle 2-2.....82
 c-Modèle 2-3.....84

II-1-1-2.Modèle 3.....85
 III-1-2.Bloc "commande de l'onduleur".....86
 III-2.Résultats de la simulation.....86

CONCLUSION92

CHAPITRE IV :

*MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS
 ALIMENTÉES PAR MODULATION DE LARGEUR
 D'IMPULSION*

INTRODUCTION94

I-NOTION DE LARGEUR D'IMPULSION.....95
 I-1.La méthode de M.L.I par échantillonnage
 naturel (triangulo-sinusoidal).....95
 I-2.La méthode de M.L.I par échantillonnage
 régulier.....99
 I-2-1.M.L.I symétrique.....99
 I-2-2.M.L.I asymétrique.....101

II-MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS
 PERMANENTS ALIMENTÉES PAR M.L.I.....104
 II-1.Description du système104
 II-2.Modélisation du système.....105
 II-2-1.Bloc "détermination des tensions de
 références".....106
 II-2-2.Bloc "commande de l'onduleur".....107
 II-2-2-1.M.L.I à échantillonnage naturel.107
 II-2-2-2.M.L.I à échantillonnage régulier.109
 II-3.Résultats de la simulation.....112

CONCLUSION.....120

CONCLUSION GÉNÉRALE.....122

BIBLIOGRAPHIE.....124

ANNEXE132

-INTRODUCTION GENERALE-

-INTRODUCTION GENERALE-

L'étude des ensembles machines électriques, associées à des convertisseurs statiques, constituent des systèmes à intérêt croissant. Cependant, la résolution de leurs équations à l'aide du calcul analytique, est pratiquement impossible sans hypothèses simplificatrices importantes (idéalisations du fonctionnement des organes du système, hypothèse d'un comportement linéaire, etc....). Or, si l'on s'intéresse au comportement dynamique, ou au fonctionnement en boucle fermée, il n'est plus possible d'émettre de telles hypothèses. Ceci explique que la simulation numérique se soit imposée comme le seul moyen d'étude fine de tels systèmes [1].
il n'en reste que la simulation numérique nécessite:

- une modélisation individuelle des constituants physiques du système donné.
- la prise en compte des interactions de ces constituants.
- la détection et le traitement, dans le cas des associations machines tournantes électronique de puissance, des changements de modèles liés à l'état des semi-conducteurs.

Toute cette analyse, destinée à la mise en équations du système pour élaborer le programme de simulation, peut s'avérer, faute de méthode, inextricable, ou mener à des programmes longs et d'utilisation difficile, voire impossible pour un non informaticien. Dans notre travail, on applique une méthode de simulation, basée sur la modélisation en blocs distincts du système global, ce qui nous permet d'étudier des systèmes complexes.

Grâce au développement atteint dans l'électronique de puissance et dans la construction des machines synchrones à aimants permanents, on arrive à obtenir de bonnes performances

dynamiques à vitesse variable en utilisant ces dispositifs. Ces derniers commencent de plus en plus à remplacer les machines à courant continu dans de nombreuses applications, et plus particulièrement dans les servomoteurs [2], [3] et [4].

Notre travail consiste à étudier, par simulation numérique, des machines synchrones à aimants permanents à distribution sinusoïdale alimentées par des onduleurs de tension à transistors.

Pour cela on a procédé de la manière suivante:

Dans la première partie, après avoir passé en revue les conditions théoriques du fonctionnement à vitesse variable des machines synchrones autopilotées, nous passons à la description du système global à étudier. Nous détaillons plus particulièrement les machines synchrones à aimants permanents et l'avantage de leur utilisation par rapport aux machines synchrones à rotor bobiné. Puis leurs modes d'alimentation et les commandes qui leurs conviennent.

Dans la seconde partie, nous faisons une description générale des méthodes de modélisation adoptées pour la simulation numérique des machines associées à des convertisseurs statiques. Puis, nous passons à la modélisation en vue de la simulation numérique du système global, déjà décrit au premier chapitre, et à la méthode de simulation adoptée.

La troisième partie est consacrée à l'étude, par simulation numérique, de deux applications dans le cas d'une machine synchrone autopilotée alimentée par un onduleur de tension à commande 120° et 180° . Nous respecterons particulièrement la flexibilité du programme afin de l'adapter aux différents types de commandes de l'onduleur. A partir de l'analyse des résultats obtenus avec ces deux types de commande, nous pouvons mettre en évidence les performances dynamiques du système global étudié.

Nous consacrons la dernière partie aux lois de modulation de largeur d'impulsion (M.L.I.). Nous y proposons d'étudier, par simulation numérique, deux stratégies de M.L.I. Celles-ci ont été à la base de la majorité des réalisations pratiques, à savoir la M.L.I. à échantillonnage naturel et la M.L.I. à échantillonnage régulier symétrique [5], [6], [7] et [8]. Nous appliquons ces deux stratégies à

une machine synchrone à aimants permanents, alimentée à flux constant par un onduleur de tension.

CHAPITRE I :

**PRESENTATION DE LA
MACHINE SYNCHRONE A
AIMANTS PERMANENTS ET
DE SON ALIMENTATION.**

CHAPITRE I :

PRESENTATION DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS.

INTRODUCTION:

Le développement de nouvelles structures électromécaniques de conversion associant machines et convertisseurs statiques ont permis d'étendre le domaine d'application des machines électriques à vitesse variable.

Parmi les systèmes d'entraînement triphasés à convertisseurs, le moteur synchrone autopiloté est souvent utilisé dans le domaine de fortes puissances .

La commande de ces machines, pour ce fonctionnement autopiloté, utilisant ces dispositifs, qui sont du point de vue économique très intéressants, permet de faire le réglage de vitesse de ces machines.

Ces dernières doivent avoir des performances dynamiques élevées (fort couple, grande puissance, etc...). Pour cela des travaux approfondies sont effectués afin de mettre au point de nouveaux matériaux pouvant réaliser ce critère.

Les aimants permanents, procurent un certain nombre d'améliorations et d'avantages (inertie faible , couple élevé,...) aux machines synchrones, par rapport aux autres types de machines (courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone).

I-MACHINES SYNCHRONES AUTOPILOTEES:

La machine synchrone autopilotée est un dispositif à vitesse variable. Le réglage de cette vitesse, s'effectue de plus en plus par variation de la fréquence statorique. Celui-ci est réalisé avec succès par des convertisseurs statiques de fréquence opérant une double conversion en passant par un stade intermédiaire. Ce mode de fonctionnement a donné lieu à de nombreuses applications [9], [10], [11][12].

I-1 Condition théorique du fonctionnement à vitesse variable:

La caractéristique essentielle des machines synchrones est que leur vitesse de rotation est l'image exacte de la fréquence d'alimentation. De plus, ces machines imposent que leur angle interne δ soit étroitement contrôlé, de façon à éviter tout risque de décrochage [12] (Figure I-1)

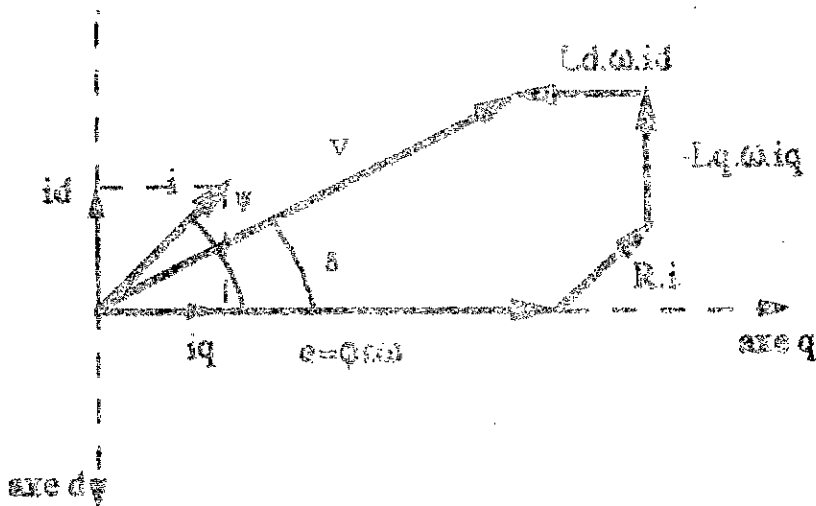


Figure I-1. Diagramme vectoriel simplifié de la machine synchrone en régime établi.

La machine synchrone autopilotée n'est autre qu'une machine synchrone classique. Nous montrons dans quelles conditions on peut l'utiliser à vitesse variable.

Du point de vue matériel, un capteur de position est solidaire au rotor. c'est un disque métallique qui remplacera l'ensemble: ballais-collecteur. Les problèmes mécaniques seront donc beaucoup plus simples, ce qui permet d'obtenir des machines synchrones autopilotées conçues pour de grandes vitesses.

L'alimentation se fait par convertisseurs statiques. La commande de ces derniers se fait de telle sorte à imposer certaines caractéristiques électriques désirées. Il faut alimenter les phases des enroulements statoriques dans un certain ordre en fonction de la position du capteur de position. Ce qui permet de déterminer l'ordre d'allumage des interrupteurs du convertisseur.

II- DESCRIPTION DU SYSTEME GLOBAL:

II-1 Présentation générale du système:

A partir des options de base (utilisation de transistors et commande par un capteur de position), on va préciser la structure du système global, dont la source d'énergie sera le réseau à 50 Hz.

Le choix d'une technologie à transistors de puissance implique pour le convertisseur directement lié à la machine une structure " onduleur de tension " caractérisé par :

- des interrupteurs de puissance bidirectionnels (transistors + diodes connectées en antiparallèle)
- un étage d'entrée du type " source de tension "

La fonction de ce type de convertisseur consiste donc en une modifications des tensions, aux bornes des différentes phases de la machine suivant la loi fixée en principe par la commande.
La Figure I-9 donne la structure générale du système global.

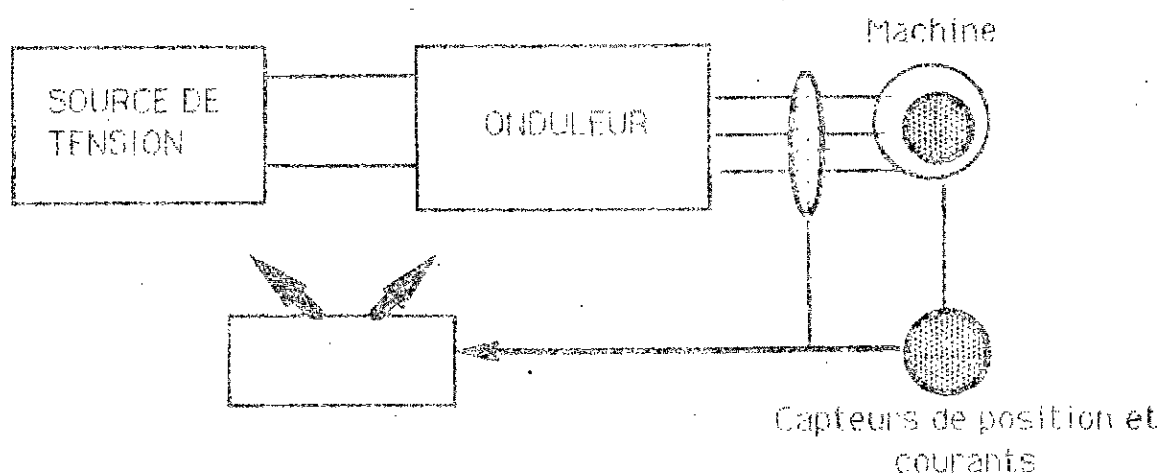


Figure I-9: structure du système global

Le capteur de position assure la séquence d'alimentation des phases de la machine afin d'assurer l'autopilotage

II-2. Machines à aimants permanents:

II-2-1. Généralités:

Les aimants permanents dans les circuits magnétiques, en particulier dans ceux des machines électriques, apportent beaucoup d'avantages à savoir, en premier lieu la possibilité d'obtenir une excitation sans pertes Joules, et en second lieu la possibilité de mieux localiser les flux magnétiques [13], [14].

Un troisième avantage est mis en évidence en étudiant les particularités d'un système d'excitation par aimants permanents, pour cela on compare deux circuits magnétiques élémentaires: l'un excité par un aimant d'épaisseur l_0 et d'aimantation M (Figure I-2-a), l'autre par une bobine ayant une section de cuivre $(a.b)$, traversée par une densité de courant i (Figure I-2-b).

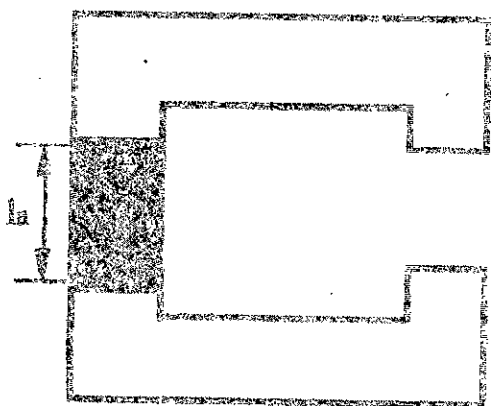


Figure I-2-a.

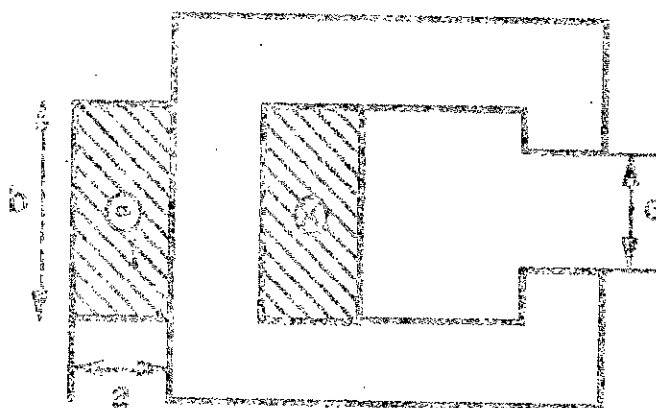


Figure I-2-b.

La première particularité concerne la réductance du circuit magnétique. En effet, remplacer une excitation par bobinage par une excitation par aimants permanents conduit à une augmentation de la réductance du circuit magnétique. En effet, la réductance du circuit avec courant (R_1) est simplement celle de l'air (perméabilité du fer infinie), alors que celle du circuit avec aimants (R_2) est très supérieure par rapport à celle de l'entrefer, en raison de l'épaisseur l_a des aimants [15].

La deuxième particularité importante de l'excitation par aimants permanents peut être mise en évidence en comparant les expressions des inductions dans l'entrefer des deux circuits magnétiques (Figures I-2-a et I-2-b).

Dans le modèle de la Figure I-1-a, l'induction B sur l'axe des aimants est sensiblement déterminée par [13]:

$$(e + l_a) . B \approx M . l_a$$

donc

$$B \approx \frac{M}{l + \frac{e}{l_a}} \quad (1-1)$$

où:

- e l'entrefer du circuit.
- l_a l'épaisseur de l'aimant.

Dans le cas d'une petite machine avec $e < l_a$, on peut tolérer un accroissement supplémentaire de l'entrefer e (équation I-1) sans que l'induction B change. Dans ce cas, cette dernière est de l'ordre:

$$B \cong M \quad (I-2)$$

Examinons à présent la situation analogue dans le second circuit où l'enroulement d'excitation est placé dans les encoches du rotor (Figure I-1-b). L'induction B' est alors donnée par [16]:

$$B' = \mu_0 \cdot i \frac{a \cdot b}{e} \quad (I-3)$$

où:

- a la largeur de la bobine.
- b la longueur de la bobine.

On note que les ampères-tours que l'on peut placer par pôle sont de l'ordre de $A \cdot \tau_p$, avec:

$$F = \frac{B'}{\mu_0} \cdot e = A \cdot \tau_p \quad (I-4)$$

où:

- F la force magnétomotrice représentant les ampères-tours (en A)
- τ_p le pas polaire (en cm)
- A une constante de construction de la machine (A/cm), et vaut:
A=200 A/cm pour une petite machine.

Dans le cas d'une petite machine, l'induction B' est de l'ordre:

$$B' \cong 10^{-2} \frac{\tau_p}{e} \quad (I-5)$$

En comparant les équations 1-2 et 1-5, dans le cas d'une petite machine avec: $e=1\text{ mm}$; $M=1\text{ T}$, on aura alors:

$$B' < B \quad \text{tant que} \quad \frac{g}{e} < 100. \quad (1-6)$$

Cela signifie que les dimensions du circuit magnétique, relatif à un pôle, ne doivent pas devenir trop importantes pour que les aimants gardent leur intérêt. Ceci conduit donc à les utiliser pour des machines de petites dimensions, ou bien des machines de taille plus importantes, mais comportant un plus grand nombre de pôles [16].

En plus de ce troisième avantage, relatif à l'encombrement, les systèmes d'excitation par aimants permanents présentent aussi l'avantage d'une plus grande souplesse au niveau du positionnement dans la structure magnétique. On peut ainsi envisager plusieurs structures du rotor dont nous allons examiner dans la suite de ce chapitre.

II-2-2. Caractéristiques des machines synchrones à aimants permanents:

Les caractéristiques des machines synchrones à aimants permanents, dépendent directement de la qualité de l'aimant utilisé. En effet la puissance électrique d'une machine synchrone à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie [12]. Certaines des caractéristiques des aimants les plus utilisées sont rassemblées dans le Tableau 1-1 [14].

	FERRITES	ALNICOS	SmCo5	SmCo17	NdFeB
induction rémanente $B_r(\text{T})$	0.39	1.28	0.90	1.07	1.22
champ coercitif $H_c(\text{A/m})$	230	50	700	720	900
perméabilité relative μ_r	1.01	3.00	1.02	1.05	1.05
$B_r \cdot H_c$ (AT/cm)	89.7	64	630	770.4	1098

Tableau 1-2. Performances des différents aimants

Les aimants permanents, du type terres rares (SmCO, NdFeB), qui ont une induction rémanente et un champ coercitif plus élevés que ceux des aimants à alliages métalliques (Ferrites, Alnicos) (Figure I-3), permettent une réduction importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance.

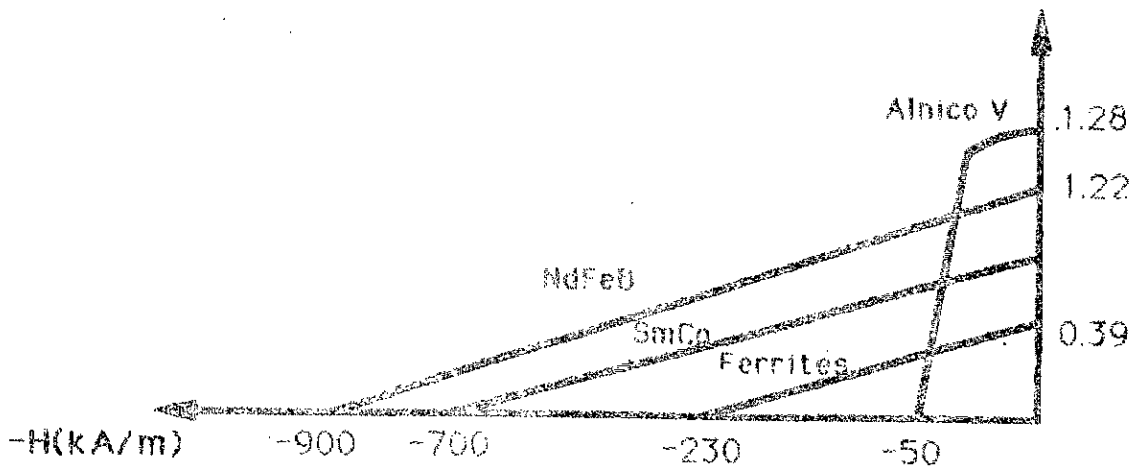


Figure I-3. Courbe de désaimantation des différents aimants

II-2-3 Structures des machines synchrones à aimants permanents:

Les structures rotoriques d'une machine à aimants permanents peuvent être classées en fonction de deux critères [16]:

- un critère magnétique: dû à la présence ou l'absence de pièces polaires magnétiques.
- un critère mécanique: dû à l'emplacement de la frette des aimants par rapport à l'entrefer.

II-2-3-1 Critère magnétique:

Les machines à aimants qui ont été réalisées et décrites dans la littérature sont soit équipées de pièces polaires, soit n'en possèdent pas [15],[16].

a-Structure sans pièces polaires

Dans cette structure, particulièrement simple, les aimants sont directement placés dans l'entrefer à la surface du rotor. Celui-ci étant sans pièces polaires donc à entrefer constant et l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer (Figure I-4) [12],[14],[16].

Dans les machines sans pièces polaires, la réaction d'induit est pratiquement inexistante. Comme la perméabilité des aimants est voisine de celle de l'air, l'effet de saillance peut être négligé dans ce type de machine [16].

En ce qui concerne les caractéristiques de l'induit d'une telle machine, deux propriétés sont à signaler, dues au fait que la perméabilité des aimants est voisine de μ_0 [15] :

1- du point de vue magnétique, le rotor vu de l'induit (stator) se comporte comme un rotor lisse, l'inductance de l'induit étant indépendante de sa position.

2- la valeur de cette inductance est beaucoup plus faible que celle d'une machine synchrone classique, car l'induit voit un entrefer équivalent égal à la somme de l'entrefer réel (mécanique) et de l'épaisseur de l'aimant [15].

b-Structures avec pièces polaires:

Le rotor possède des pièces polaires, ces derniers servent à la concentration du flux d'induction magnétique. Les aimantations des aimants sont orientés soit parallèlement (Figure I-5-a) soit perpendiculairement (Figure I-5-b) [12], [16] à l'entrefer, soit de manière complexe (Figure I-5-c) [12], [14], [16] où les aimantations des aimants peuvent être alternés entre les pôles.

II-2-3-2.Critère mécanique:

La qualité magnétique de certains aimants s'accompagne malheureusement de très mauvaises propriétés mécaniques qui sont liées à leurs modes de fabrication. La résistance de rupture à la traction est relativement faible et peu reproductible; en effet par exemple pour les aimants S_mCo , la résistance moyenne est $\sigma=3$ kg.mm⁻², et dans la pratique on évitera de dépasser $\sigma=2$ kg.mm⁻². Une telle contrainte est atteinte pour une vitesse périphérique de l'ordre de 35 m/s [16].

On est donc conduit à freiner ces rotors qui ne supportent plus qu'un effort de compression, et les vitesses sont considérablement augmentées. Elles ne sont plus limitées que par la résistance mécanique de la frette. Celle-ci peut être de types :

a-frette homogène:

La solution techniquement la plus simple consiste à utiliser, comme frette, un anneau homogène en matériau non magnétique (Figure I-6-a. (15)). On observe alors une augmentation de l'entrefer magnétique, conduisant ainsi à une diminution du flux utile des aimants.

b-frette hétérogène:

On peut aussi utiliser une frette alternativement magnétique et amagnétique (Figure I-6-b. (15)). Cette solution, plus difficile à mettre en oeuvre, conserve un entrefer magnétique égal à l'entrefer mécanique; toutefois, elle transforme la machine sans pièces polaires en une machine avec pièces polaires.

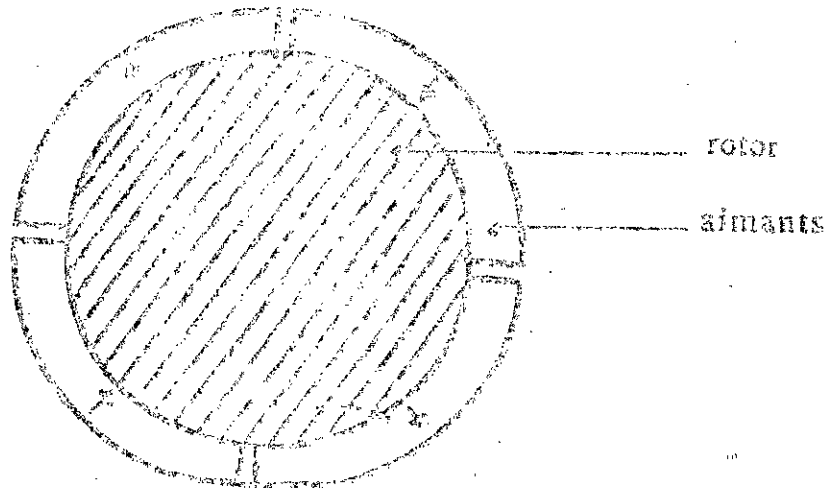


Figure 15f. Rotor sans pièces polaires.

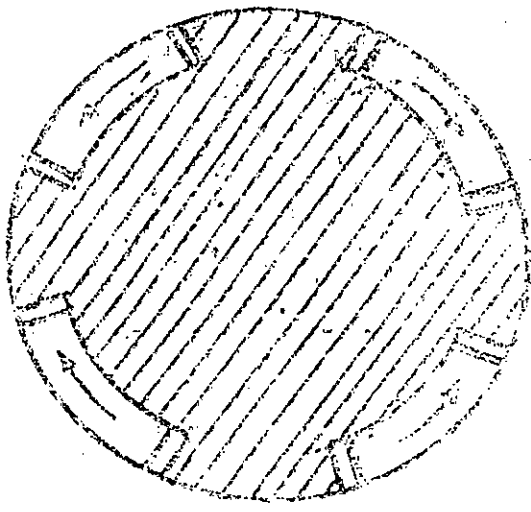


Figure 1.5-a

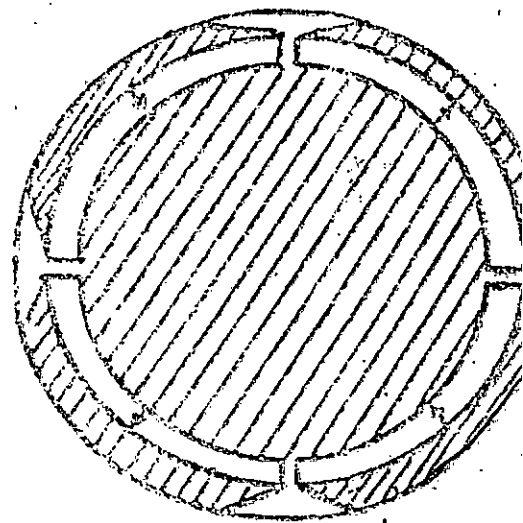


Figure 1.5-b

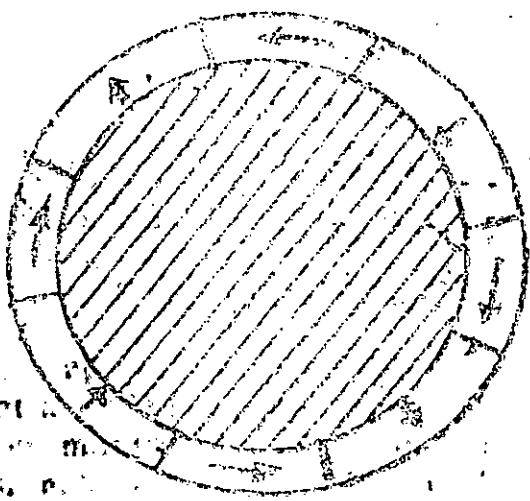


Figure 1.5-c

Figure 1-5. Rotor avec pièces rotaires.

II-2-5 Avantages des machines synchrones à aimants permanents:

Les machines synchrones à aimants permanents présentent, par rapport à tous les autres types de machines: à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone plusieurs avantages qu'on peut citer [17], [18]:

-Morphologie très souple, à savoir:

- un grand nombre de pôles.
- très grandes vitesses.

Et il faut ajouter:

- il n'y a pas de pertes résistives au rotor, ce qui facilite l'évacuation de la chaleur due aux pertes dans la machine: donc pas d'équipement de refroidissement au rotor.
- l'absence de bagues et balais réduit les problèmes de maintenance et permet à la machine de travailler dans une ambiance hostile.

En dehors de tous ces avantages, grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machines à aimants-électronique de puissance a trouvé de nombreuses applications dans des domaines très divers tels la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestiques,...)[18].

II-2-6 Choix de la machine à aimants permanents à étudier:

La machine étudiée pour notre travail est un moteur à distribution sinusoidale, qui ne comporte ni d'amortisseurs, ni de pièces polaires. Donc seuls les enroulements de l'induit sont parcourus par des courants. En raison de l'absence de pièces polaires, cette machine à une structure à pôles lisses.

11-3 L'alimentation:

L'alimentation est destinée à fournir un système de tension triphasé aux bornes des différentes phases de la machine, variables en amplitude et en fréquence, suivant la loi fixée par la commande. Ceci est obtenu par la mise en cascade d'un ondulateur de tension caractérisé par des interrupteurs bidirectionnels et d'un pont redresseur. On placera entre les deux un filtre RLC pour extraire la composante continue de la tension. La figure 1-11 donne la structure générale de l'alimentation.

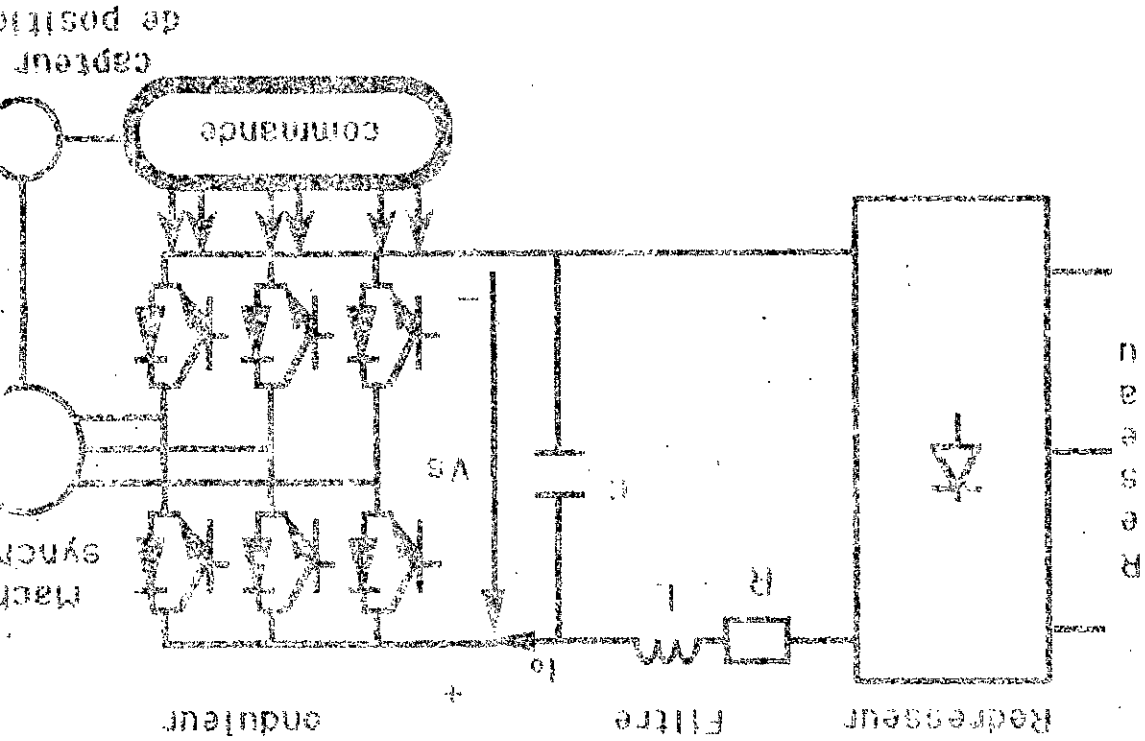


Figure 1-10. Structure générale de l'alimentation d'une machine synchrone autoexcitée

A partir de cette structure, la variation de vitesse de la machine peut être réalisée suivant deux principes généraux [19].

- 1- Par une réglage interne de l'ondulateur (commande interne). La tension V_s a l'entrée étant maintenue constante. Dans ce cas, le convertisseur d'entrée est un simple redresseur à diodes (Figure 1-11).

2- Soit par un réglage au niveau du convertisseur d'entrée (commande externe). L'onduleur fonctionnant alors en onde entiere. Le convertisseur est alors soit un redresseur controle, soit un redresseur a diodes associe a un hacheur (Figure 1-12).

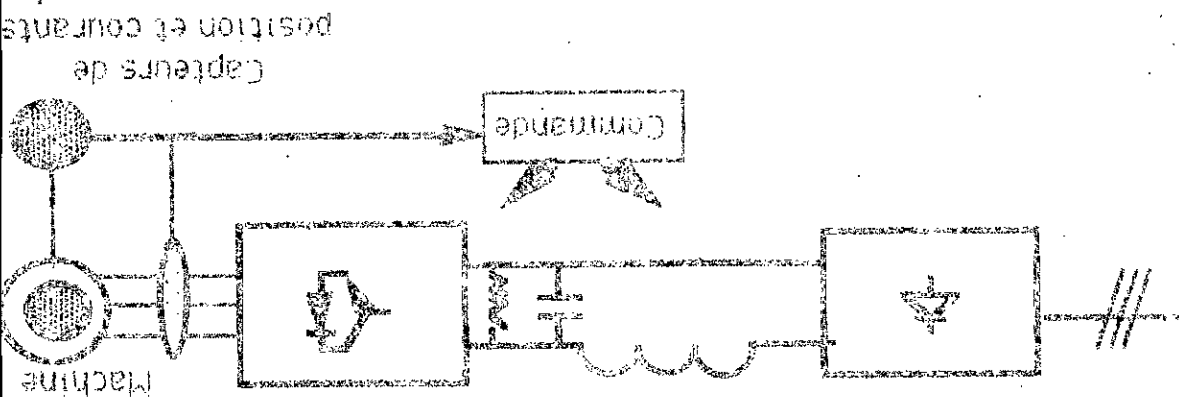


Figure 1-12: Commande interne

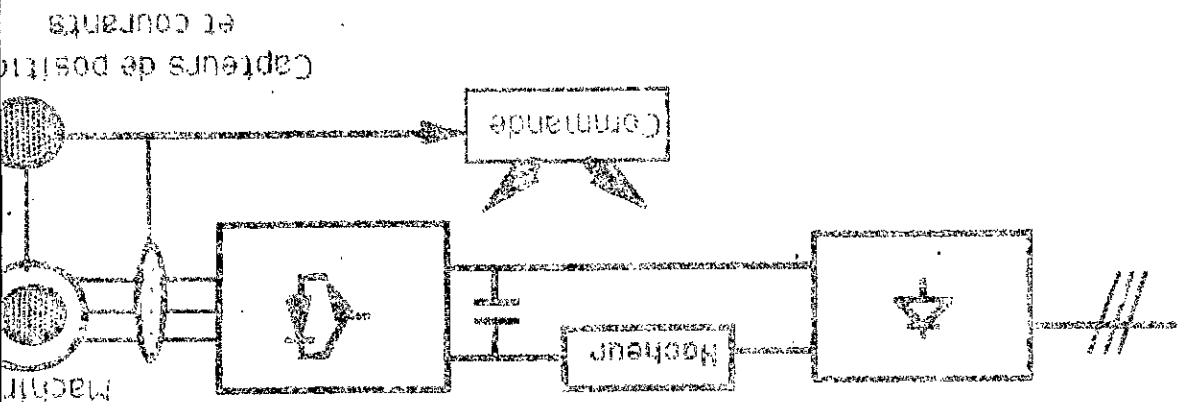


Figure 1-12: Commande externe

Dans les deux cas de commande, le contrôle direct du couple ne peut être obtenu que si nous contrôlons le courant dans la machine. Ceci nous amène à considérer un autre type de commande qui permet de contrôler le courant : c'est la commande à hystérésis [12], [19], [20].

Le principe de celle-ci, consiste à limiter le courant dans chaque phase de la machine autour d'une valeur de référence fixée. Lorsque le courant de phase dépasse une valeur fixée par la bande d'hystérésis, une commutation est imposée aux interrupteurs du bras de l'onduleur correspondant, de façon à le maintenir dans la bande d'hystérésis.

L'ondulation du courant est donc fixée par la largeur de la bande du comparateur à hystérésis. On a donc une comparaison permanente entre le courant réel et sa référence (Figure I-13).

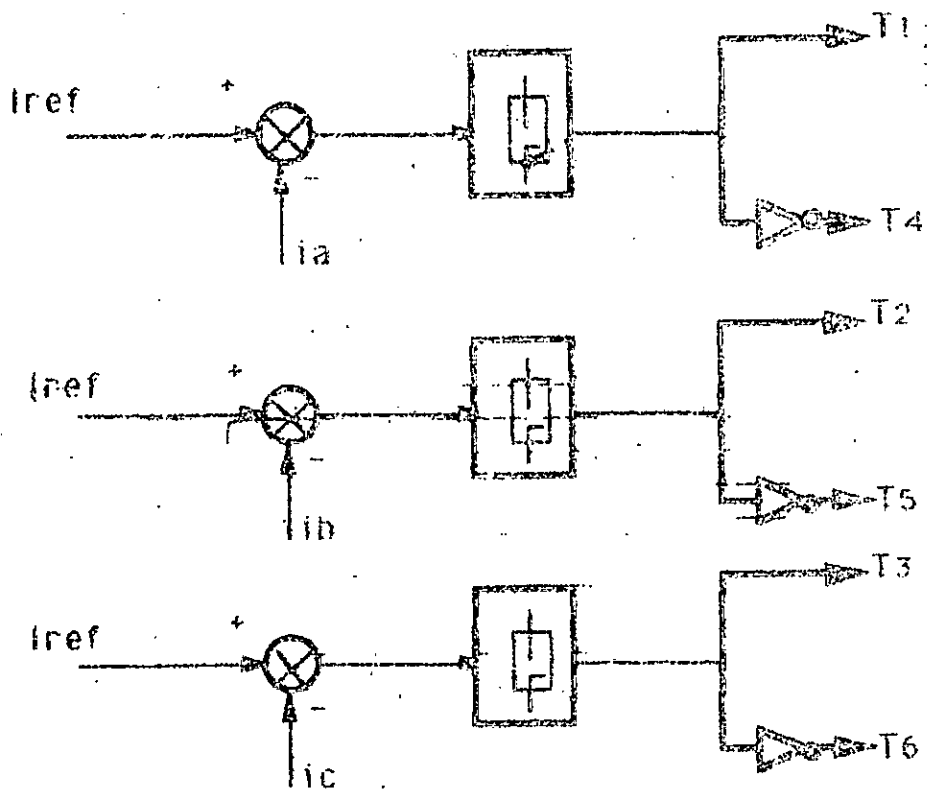


Figure I-13: Contrôle des courants par hystérésis

II-3-1 Redresseur-Filtre:

La tension continue alimentant l'onduleur est obtenue par redressement des tensions alternatives du réseau. Le redresseur est un pont de Grätz à diodes (Figure I-15), caractérisé par sa simplicité, son faible coût et surtout son bon facteur de puissance.

Pour la commande de cet onduleur, nous considérons les types d'alimentations suivants:

a- Alimentation de deux phases:

A tout instant, deux phases seulement sont parcourues par un courant. L'autopilotage consiste à définir les phases à alimenter en fonction de la zone dans laquelle se trouve le rotor.

Cette technique s'est imposée dans les applications de fortes puissances (propulsion de navire, traction électrique). Si les moteurs utilisées présentent une f.e.m. sinusoïdale, le couple présente des oscillations [19]. Par contre cette technique est intéressante dans des applications de robotique utilisant des moteurs à f.e.m. trapézoïdales, ce qui permet d'obtenir un couple pratiquement uniforme [19].

b- Alimentation de trois phases:

Cette technique est appliquée en robotique, où on emploie des moteurs à aimants à f.e.m. sinusoïdales, alimentés par un onduleur à modulation de largeur d'impulsion.

Contrairement au cas précédent, la position du rotor doit être connue à tout instant. En effet la forme des courants du stator doit être imposée comme une fonction sinusoïdale pour que l'autopilotage soit efficace et que le couple soit uniforme [12]. [19].

Avec ce type d'alimentation on peut avoir soit, une commande en pleine onde (Figure I-16-a) ou une commande à M.L.I. (Figure I-16-b) que nous détaillons dans les chapitres suivants.

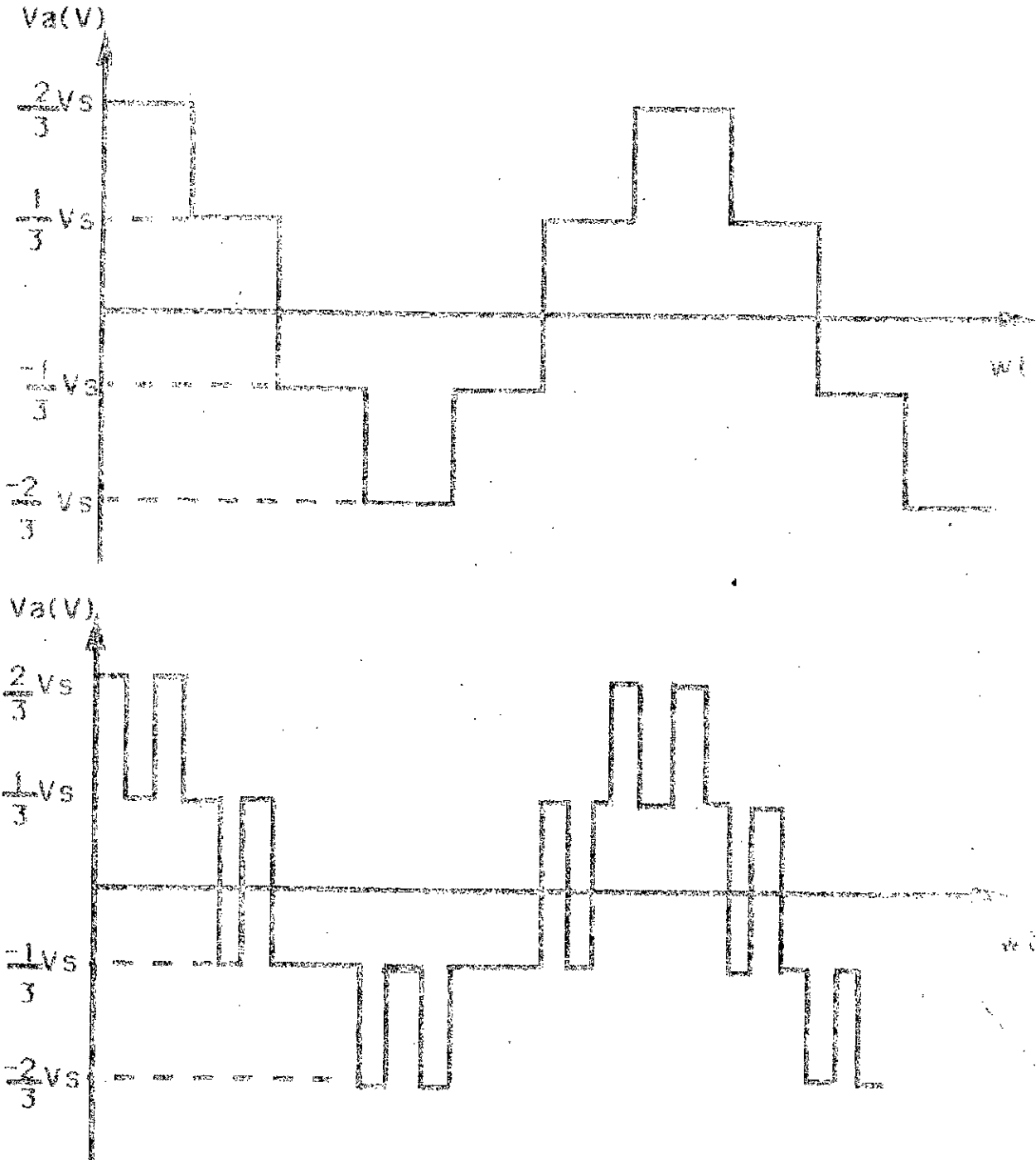


Figure I-16: Tension de sortie aux bornes de l'onduleur

a-onde pleine

b-onde modulée

CONCLUSION:

Les développements des aimants permanents ces dernières années, ont permis la réalisation des machines synchrones à aimants permanents de performances dynamiques élevées. Ce qui permet d'utiliser ce type de machines dans plusieurs applications et plus particulièrement comme servomoteurs en remplaçant de plus en plus les machines à courant continu.

Dans ce chapitre, nous avons défini la structure "machine-convertisseur-commande" qui apparait comme la mieux adaptée pour atteindre les performances exigées. Cette structure se compose d'une machine synchrone à aimants permanents, associée à un onduleur à transistors.

Parmi les différentes structures possibles de l'alimentation, nous avons choisi celle qui permet d'obtenir les meilleurs performances dynamiques. Le principe de la commande choisi, consiste à imposer aux courants de la machine de suivre des références fixées. La fréquence de ces derniers assure l'alimentation synchrone de la machine.

Dans ce qui suit, nous faisons la modélisation et la simulation numérique de cette structure "machine-convertisseur-commande" choisie à étudier.

CHAPITRE II:
MACHINES SYNCHRONES A
AIMANTS PERMANENTS;
MODELISATION ET
METHODE DE SIMULATION

CHAPITRE II:

MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS; MODELISATION ET METHODE DE SIMULATION

INTRODUCTION:

L'étude analytique des systèmes électromécaniques ne peut se faire qu'en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices .

Et la simulation numérique est devenu alors, le meilleur moyen pour décrire d'une manière très proche, le fonctionnement de l'ensemble convertisseur-commande-machine tournante [21].

En dehors de la modélisation des convertisseurs statiques, que nous présentons dans ce chapitre, l'un des problèmes principaux lors de l'écriture d'un programme de simulation d'ensembles convertisseurs-machines tournantes, est celui de la résolution numérique des équations de la machine. Celle-ci dépend chaque instant de la configuration du convertisseur de puissance [12].

Dans ce chapitre, nous présentons une méthode de simulation, basée sur la détermination à chaque instant du vecteur d'entrée, choisi selon le type d'alimentation du système physique à étudier. A chaque changement de ce vecteur il correspond un nouveau modèle défini par le comportement du convertisseur .

La méthode de modélisation du système global étudié a la particularité de décomposer le système complet en sous-systèmes, ou blocs séparés. Une telle structure modulaire nous permet de faciliter le développement des programmes de simulation .

I-METHODES DE MODELISATION EN VUE DE LA SIMULATION NUMERIQUE:

I-1.Généralités:

Les systèmes comprenant des convertisseurs statiques ont la particularité de contenir des éléments semi-conducteurs non linéaires, dont les changements d'état entraînent une modification des équations qui les régissent.

Le premier problème à résoudre pour simuler de tels systèmes est relatif à la modélisation des convertisseurs statiques, modélisation étroitement dépendante du modèle choisi pour les semi-conducteurs.

Le deuxième problème à résoudre pour la simulation d'une association convertisseur-machine-commande est celui de la résolution numérique des équations des machines électriques, résolution étroitement liée aux modèles pris pour ces machines.

I-2 Méthodes de modélisation des convertisseurs:

Les méthodes de modélisation des convertisseurs statiques peuvent être classées en deux catégories [21]:

a- 1^{ere} méthode:

Celle-ci est fondée sur la représentation des éléments semi-conducteurs par des impédances variables mais finies. Cette méthode présente les principaux avantages suivants:

- Elle est bien adaptée à l'écriture des programmes de simulation généraux destinés à la simulation de n'importe quel convertisseur statique.
- Aucune hypothèse restrictive sur les combinaisons possibles des semi-conducteurs passants ou bloqués n'est faite, tous les états des convertisseurs peuvent être envisagés.

Cependant, cette méthode présente l'inconvénient que la représentation des éléments semi-conducteurs bloqués par des résistances de grandes valeurs conduit à des constantes de temps très petites, donc à des temps de calcul très importantes.

b- 2^{eme} méthode:

Elle est fondée sur la modélisation des semi-conducteurs:

- à l'état bloqué, un semi-conducteur est considéré comme un interrupteur ouvert.
- à l'état passant, il est représenté comme un interrupteur parfait fermé.

Etant fondée sur la représentation de l'ensemble convertisseur-charge par un ensemble de schémas équivalents, cette méthode est bien adaptée à la simulation des machines tournantes associées aux convertisseurs statiques.

I-3. Représentation des convertisseurs statiques par des matrices de connexion:

La deuxième méthode de modélisation des convertisseurs statiques est bien adaptée pour le traitement des systèmes où la source, le convertisseur et la charge sont des parties distinctes connectées en cascade.

Dans ce cas, le convertisseur peut être considéré comme un ensemble à (j k) interrupteurs mono ou bidirectionnels, pouvant relier une source ayant "j" sorties à une charge ayant "k" entrées.

Le but des matrices de connexion est de pouvoir exprimer directement les grandeurs de la source en fonction des grandeurs de la charge et respectivement.

$$[A_s] = [M_c] \cdot [A_c] \quad (II-1)$$

$$[A_c] = [M'_c] \cdot [A_s] \quad (II-2)$$

où:

$[A_s]$ représente les vecteurs de courants ou de tension de la source.

$[A_c]$ représente les vecteurs de courants ou de tension de la charge.

$[M_c]$ et $[M'_c]$ sont les matrices de connexion de la source à la commande et de la commande à la source.

REMARQUE:

Il n'est pas tout le temps possible de définir les matrices de connexion [21]. La matrice de connexion $[M_c]$ existe si chaque entrée de la charge n'est reliée qu'à une seule branche conductrice du convertisseur.

I-4. Méthode de modélisation des m.s.a.p:

I-4-1. Modélisation des m.s.a.p:

On représente la machine synchrone à aimants permanents, comme désigné sur la Figure II-1. Nous faisons les hypothèses suivantes:

- la machine est équilibrée.
- les ampères-tours sont supposés distribués sinusoidalement le long de l'entrefer; les harmoniques d'espace sont négligés.

- nous ne considérons que les fonctionnements en moteur synchrone, alimenté au stator par un onduleur de tension.
- nous négligeons les amortisseurs.
- l'aimantation est rigide.

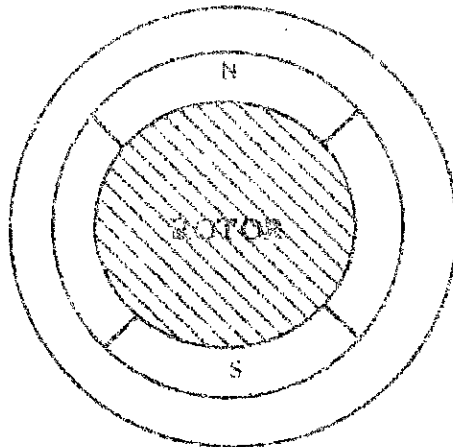


Figure II-1. Représentation de la machine synchrone à aimants permanents.

Les équations relatives au stator et au rotor, dans le cas général d'une machine synchrone à aimants sans amortisseurs comme indique sur la Figure II-1, sont [12]:

$$[v] = [R].[i] + \frac{d}{dt} [\Phi] \quad (II-3)$$

$$[\Phi] = [L_s].[i] + \Phi_r \quad (II-4)$$

où:

$$[v] = (v_a, v_b, v_c)^t$$

$$[i] = (i_a, i_b, i_c)^t$$

$$[R] = R_s [13]$$

$$[\Phi] = (\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c)^t$$

avec:

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \quad (II-5)$$

$$[\mathbf{L}_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

$$[\mathbf{L}_{s2}] = \{\mathbf{L}_{s2}\} \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

$$\theta = P \cdot \Theta \quad (\text{II-8})$$

où:

- $[\mathbf{L}_s]$ la matrice inductance.
- θ l'angle électrique.
- Θ l'angle mécanique.
- P le nombre de paire de pôles.
- Φ_f le flux dû aux aimants permanents.

Lors de l'étude du comportement d'un montage associant une machine polyphasée à un convertisseur statique, la résolution des équations différentielles de la machine pose quelques problèmes liés à sa mise en équation. En effet l'équation II-3 peut se mettre sous la forme matricielle suivante [21] :

$$[\mathbf{v}] = [\mathbf{L}_s] \frac{d}{dt} \cdot [\mathbf{i}] + \{[\mathbf{R}] + \omega \cdot \frac{d}{d\theta} [\mathbf{L}_s]\} \cdot [\mathbf{i}] \quad (\text{II-9})$$

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II-10})$$

Pour résoudre numériquement l'équation II-9, il faut préalablement la mettre sous la forme suivante:

$$\frac{d}{dt} \cdot [\mathbf{i}] = [\mathbf{L}_s]^{-1} \{[\mathbf{v}] - ([\mathbf{R}] + \omega \cdot \frac{d}{d\theta} [\mathbf{L}_s]) \cdot [\mathbf{i}]\} \quad (\text{II-11})$$

Il faut donc connaître $[L_s]^{-1}$; et c'est ce calcul qui constitue la principale difficulté pour la résolution de cette équation. En effet, si les grandeurs introduits dans l'équation (II-11) sont des courants et des tensions instantanés réels au stator et au rotor, la matrice $[L_s]$ est fonction de l'angle de position du rotor et donc du temps.

Il faut donc refaire à chaque fois le calcul de l'inversion et ceci trois fois par pas de calcul, si l'on utilise une méthode de Runge-Kutta d'ordre 4. Ces calculs sont assez longs et ne font que complexifier les programmes de simulation en augmentant sensiblement leur temps de résolution.

Ce problème est soulevé par de nombreux auteurs, dont certains préfèrent comme même faire l'inversion de la matrice, avec de grandes précautions afin d'obtenir des résultats précis; et dont d'autres [22] et [23] préfèrent plutôt éviter cette inversion, en reportant les équations relatives aux grandeurs statoriques et rotoriques à un même référentiel.

On obtient une matrice inductance constante que l'on inverse une seule fois. On utilise pour cela des changements de variables, du type de Park [24]. Pour les machines synchrones, le référentiel choisi doit être lié au rotor de la machine. C'est une méthode classique qui suppose évaluer les tensions dans le repère de Park (v_d, v_q) en fonction des tensions de phase (v_a, v_b, v_c) .

Cependant, l'utilisation de ces transformations classiques, que l'on va décrire ci-après, posent des problèmes dans le cas des machines associées à des convertisseurs statiques. En effet, une ou plusieurs des phases d'une machine alimentée par un convertisseur statique, peuvent être en circuit ouvert. La tension de la phase en l'air n'est plus imposée par la source, et n'est plus fonction que des courants dans les autres enroulements de la machine. Elle ne pourra donc être connue qu'après résolution des équations de la machine [21].

Dans notre travail, nous utilisons une méthode, permettant d'utiliser le modèle de Park, nommée "modèle de Park modifié", et qui sera présentée dans le chapitre suivant. Celle-ci permet de résoudre les équations du système d'une manière très simple.

I-4-2. Transformations de variables:

a-.La transformation de Concordia:

Considérons un système composé de trois grandeurs triphasées G_{123} , dépendant du temps. Il existe plusieurs transformations pour

faire correspondre au système triphasé deux grandeurs diphasées $G_{\alpha,\beta}$ et une grandeur homopolaire G_0 . Une des plus importantes est celle de Concordia.

Cette transformation notée (T_3) est définie par [12]:

$$[T_3] = [[T_{31}] \quad [T_{32}]] \quad (11-12)$$

$$[G_{123}] = [T_{31}] \cdot [G_0] + [T_{32}] \cdot [G_{\alpha\beta}] \quad (11-13)$$

avec :

$$[T_{31}] = \sqrt{\frac{1}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$$

$$[T_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

La transformation de Concordia présente les propriétés suivantes:

- elle est orthogonale :

$$[T_3]^t = [T_3]^{-1} \quad (11-14)$$

$$[T_{31}]^t \cdot [T_{31}] = [1] \quad (11-15)$$

$$[T_{32}]^t \cdot [T_{32}] = [1] \quad (11-16)$$

$$[T_{32}]^t \cdot [T_{31}] = [0] \quad (11-17)$$

$$[T_{31}]^t \cdot [T_{32}] = [0] \quad (11-18)$$

- elle est normée et conserve donc la puissance:

$$v_1 \cdot i_1 + v_2 \cdot i_2 + v_3 \cdot i_3 = v_0 \cdot i_0 + v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \quad (11-19)$$

b-La transformation de Park:

Le passage aux composantes de Park est donné par une matrice de rotation:

$$[G_{\alpha\beta}] = [P(\theta)].[G_{dq}] \quad (11-20)$$

avec:

$$[P(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}$$

Donc le passage des composantes triphasées aux composantes de Park se fait suivant le schéma représenté par la Figure II-3.

$$[G_{dq}] = [P(-\theta)].[T_{32}]^t. [G_{123}] \quad (11-21)$$

Le passage des composantes de Park aux composantes triphasées est représenté par la Figure II-2.

$$[G_{123}] = [T_{32}].[P(\theta)].[G_{dq}] \quad (11-22)$$

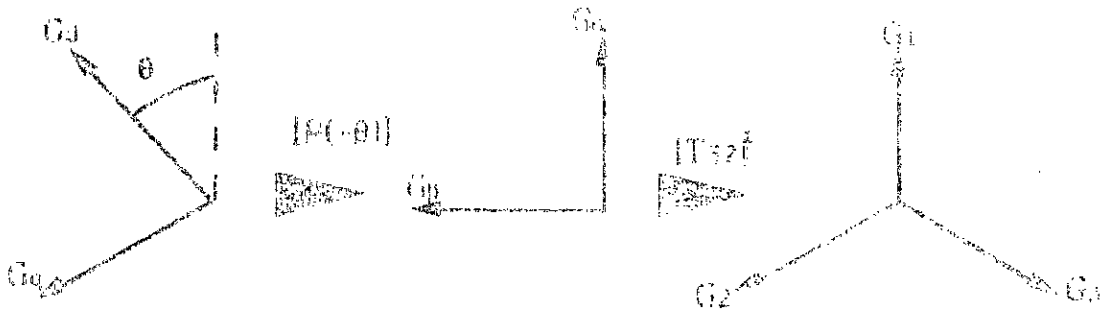


Figure II.13 : Passage des composantes de Park aux composantes triphasées

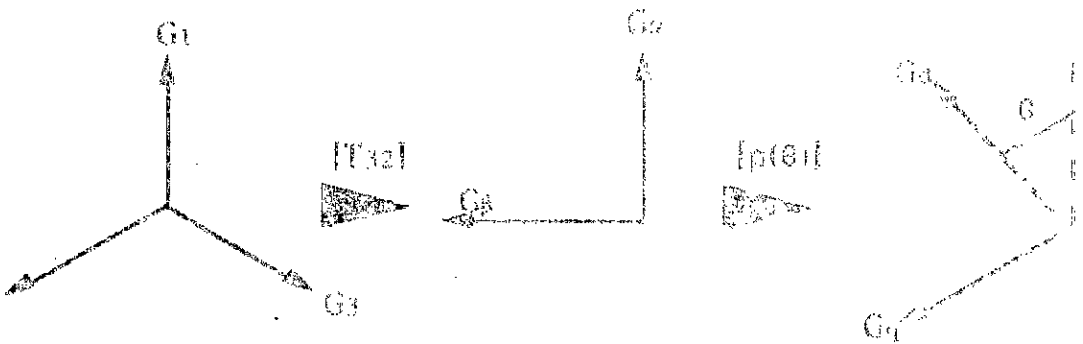


Figure II.14 : Passage des composantes triphasées aux composantes de Park

II - MODELISATION DU SYSTEME GLOBAL:

Le système physique global à simuler est indiqué sur la Figure I-4 (Chapitre I). Néanmoins une rapide analyse, nous permet de le représenter sous une forme modulaire (Figure II-4) [27]:

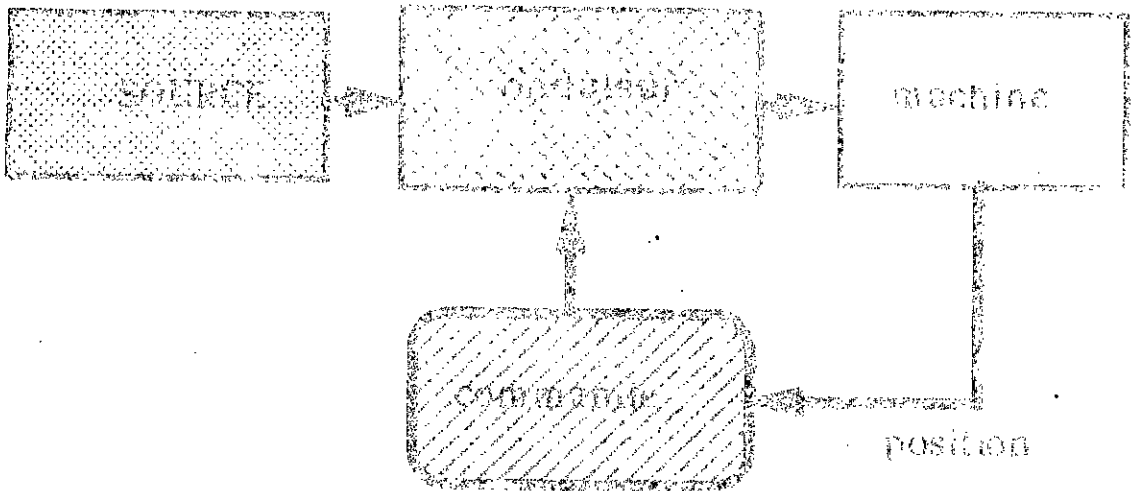


Figure II-4. Schema de principe du système

II-1. Modélisation de la source de tension:

La tension continue alimentant l'onduleur, est obtenue par redressement de la tension alternative du réseau. Le redresseur est un pont de Graetz, qui peut être à la base de thyristors ou de diodes. On se limite à un pont à diodes.

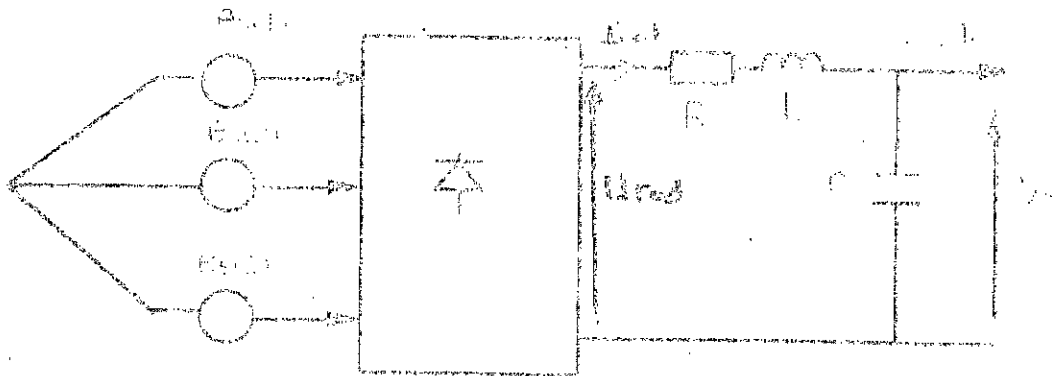


Figure II-5. La source de tension continue

II-1-1. Filtre R-L-C:

Le filtre R-L-C permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension V_2 sensiblement constante et un courant d'entrée I_0 légèrement ondulé. La capacité tampon C qui absorbe le courant de récupération, supprime les brusques variations de la tension V_2 .

durant les intervalles de commutation. La sél. L, permet de rendre sensiblement constant le courant I_{red} pris à la source.

Les grandeurs i_a , I_{red} , V_a et U_{c-p} représentant respectivement le courant d'entrée dans l'inductance, le courant redressé, la tension aux bornes de la capacité et la tension redressée sont liées par les équations du filtre suivantes:

$$U_{red} = R \cdot I_{red} + L \cdot \frac{dI_{red}}{dt} + V_c \quad (11-23)$$

avec:

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \cdot (I_{red} - i_a) \quad (11-24)$$

où:

R, L et C sont les paramètres du filtre.

La fréquence propre du filtre est donnée par:

$$\omega_f = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (11-25)$$

Les paramètres du filtre R, L et C sont choisis pour que la fréquence propre soit suffisamment loin de la fréquence de fonctionnement du moteur.

11-1-2 Pont redresseur:

On représente le pont redresseur par le schéma ci-dessous:

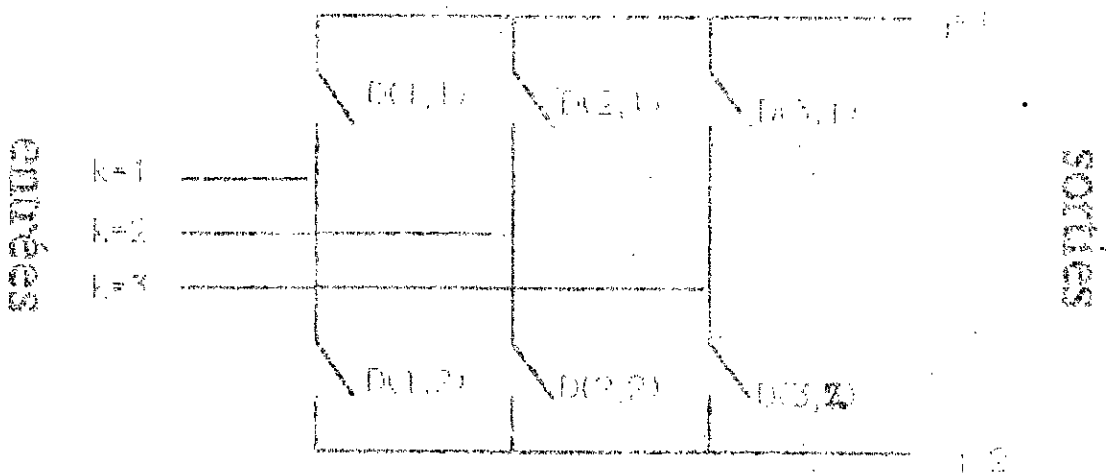


Figure 11-6. Schéma de fonctionnement du pont redresseur à diodes.

Tel qu'il est représenté, le pont redresseur a trois entrées (k=1, k=2, k=3) et deux sorties (j=1 et j=2). La diode D(k,j) relie l'entrée k à la sortie j, par exemple la diode D(3,2) relie l'entée k=3 à la sortie j=2. Nous supposons que les diodes sont modélisées par des interrupteurs parfaits, ainsi une:

- * Diode ouverte: correspond à l'état bloqué.
- * Diode fermée: correspond à l'état conducteur.

On peut donc modéliser le pont redresseur par une matrice de connexion [Mc] de dimension (3,2) tel que:

$$[Mc] = \begin{bmatrix} D(1,1) & D(1,2) \\ D(2,1) & D(2,2) \\ D(3,1) & D(3,2) \end{bmatrix} \quad (11-26)$$

Chaque élément de la matrice [Mc] représente l'état logique de la diode ("0"--> diode bloquée; "1"--> diode fermée).

a-Détermination des états logiques:

Le calcul des états logiques de la matrice de connexion dépendent du signe de la tension aux bornes de chaque diode. Ce qui revient à définir des variables logiques liées aux signes des tensions:

$$\text{pos}(k,j) = \begin{cases} 1 & \text{si } U_{ca}(k,j) > 0 \\ 0 & \text{si } U_{ca}(k,j) < 0 \end{cases} \quad (11-27)$$

ou:

$U_{ca}(k,j)$ la tension entre la cathode et l'anode.

Avec les conditions qu'une diode est conductrice si:

- * la tension entre cathode et anode est positive.
- * le courant ne s'annule pas quand la tension est negative.

On a aussi:

$$\text{inul}(k,j) = \begin{cases} 1 & \text{si le courant traversant } D(k,j) \text{ est } \neq 0 \\ 0 & \text{si le courant traversant } D(k,j) \text{ est } = 0 \end{cases} \quad (11-28)$$

On peut écrire l'équation logique de chaque diode à l'instant de calcul:

$$D_{\Delta x}(k,j) = D_x(k,j) \cdot \text{pos}_{\Delta x}(k,j) + D_x(k,j) \cdot \text{pos}_{\Delta x}(k,j) \cdot \text{inul}_{\Delta x}(k,j) \quad (11-29)$$

où:

$D_x(k,j)$ représente l'état de la diode $D(k,j)$ à l'instant t_x .

$D_{\Delta x}(k,j)$ représente l'état de la diode $D(k,j)$ à l'instant $t_x + \Delta x$.

$\text{pos}_{\Delta x}(k,j)$ représente l'état de la tension $U_{ca}(k,j)$ à l'instant $t_x + \Delta x$.

$\text{inul}_{\Delta x}(k,j)$ représente l'état inverse du courant traversant la diode $D(k,j)$ à l'instant $t_x + \Delta x$.

Connaissant la matrice de connexion $[Mc]$, la tension redressée s'écrit de la manière suivante :

$$U_{red} = \sum_{k=1}^3 (Mc(k,1) - Mc(k,2)) \cdot e_s(k) \quad (11-30)$$

avec:

$$e_s(k) = E_{sm} \cdot \sin[100 \cdot \pi \cdot t - 2 \cdot (k-1) \cdot \pi / 3] \quad (11-31)$$

où:

E_{sm} l'amplitude maximale de la tension $e_s(k)$, ($k=1, 2, 3$)

Le courant redressé I_{red} étant déterminé par l'équation du filtre :

$$\frac{dI_{red}}{dt} = [U_{red} - R \cdot I_{red} - V_s] \cdot \frac{1}{L} \quad (11-32)$$

Et les courants d'entrée $I_s(k)$ du pont sont exprimés par:

$$I_s(k) = [D(k,1) - D(k,2)] \cdot I_{red} \quad (11-33)$$

b-Simulation:

Le mode de conduction des diodes du pont redresseur se résume par le fait qu'à chaque intervalle de conduction, deux diodes conduisent simultanément. L'organigramme de simulation numérique du pont redresseur est représenté par la figure II-7.

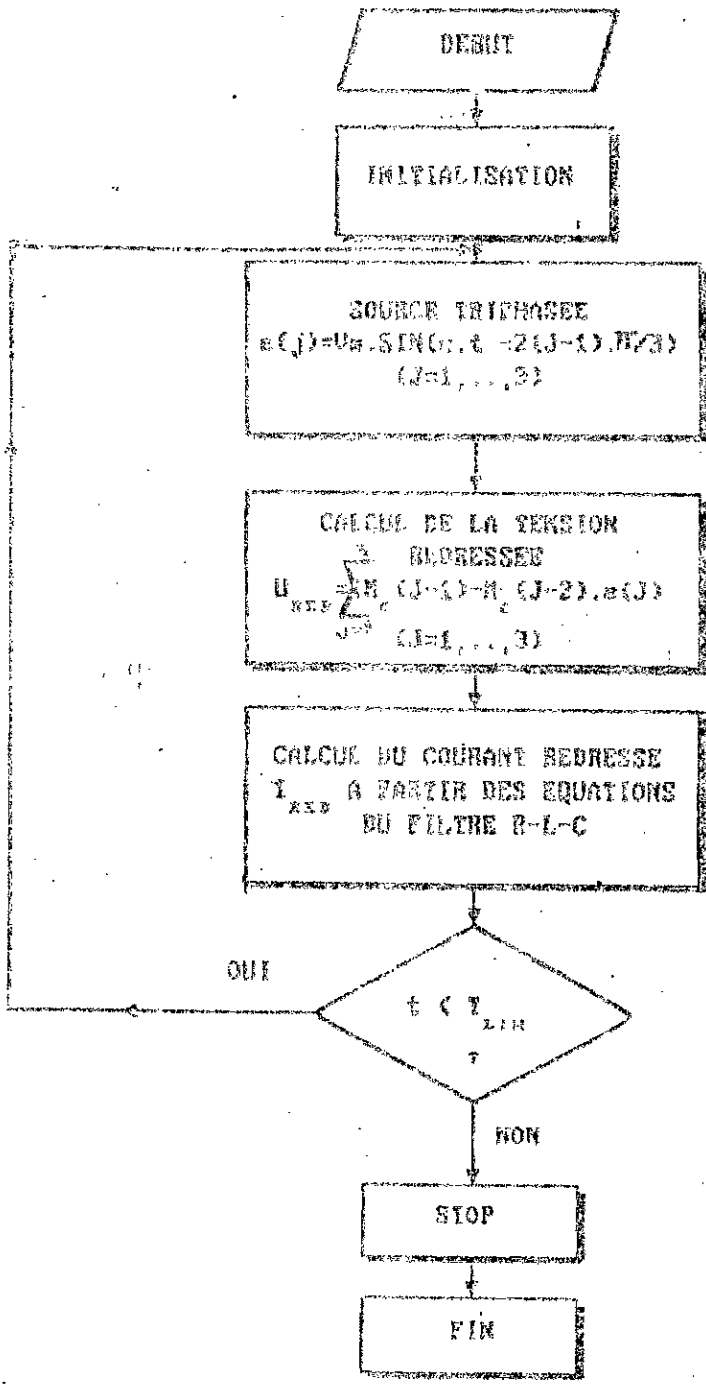


Figure (1-7). Organigramme de simulation numerique du pont redresseur

II-2. Modélisation de l'onduleur:

Le convertisseur est un onduleur composé de six transistors (T_1, \dots, T_6) associés à des diodes (D_1, \dots, D_6). Le circuit se présente de la façon suivante (Figure II-8):

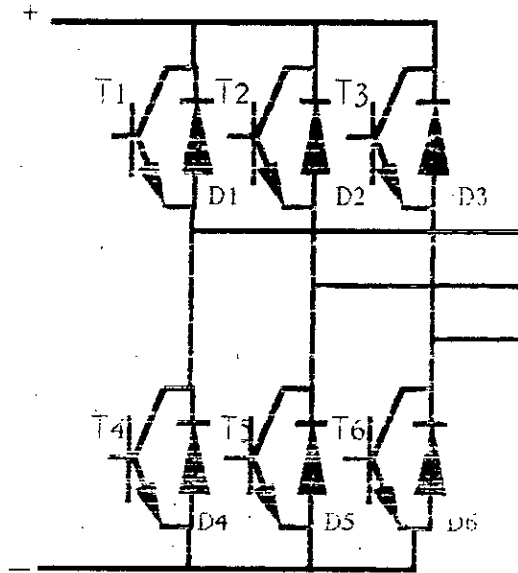


Figure II-8. Représentation de l'onduleur

Un tel circuit est modélisé par une matrice de connexion $[T]$, représentant les états des ses composants en les associant aux variables logiques "un" ou "zéro", selon qu'ils soient conducteurs ou non:

$$\left\{ \begin{array}{l} T_i=1 \text{ si le transistor } T_i \text{ est passant,} \\ T_i=0 \text{ sinon} \\ (i=1, \dots, 6) \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} D_i=1 \text{ si la diode } D_i \text{ est passante,} \\ D_i=0 \text{ sinon} \\ (i=1, \dots, 6) \end{array} \right.$$

Afin de simplifier l'étude, nous définissons un interrupteur équivalent Te_i constitué d'un transistor T_i et une diode en antiparallèle D_i (Figure II-9) et on aura les équations logiques suivantes [12] et [28]:

$$Te_i = T_i \text{ "+" } D_i \quad (II-34)$$

$$Te_{i+3} = T_{i+3} \text{ "+" } D_{i+3} \quad (II-35)$$

NE : " " représente un- l'opéra à l'ouls con- typale.

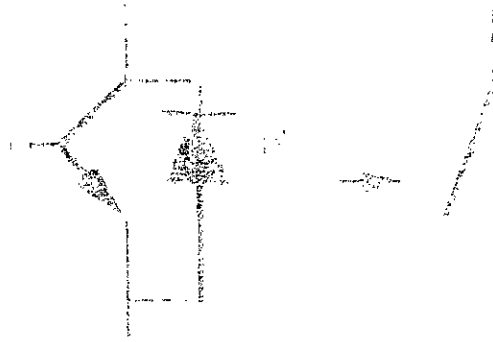


Figure II-7. Interrupteur é courants

Le circuit représenté sur la figure II-8, est :

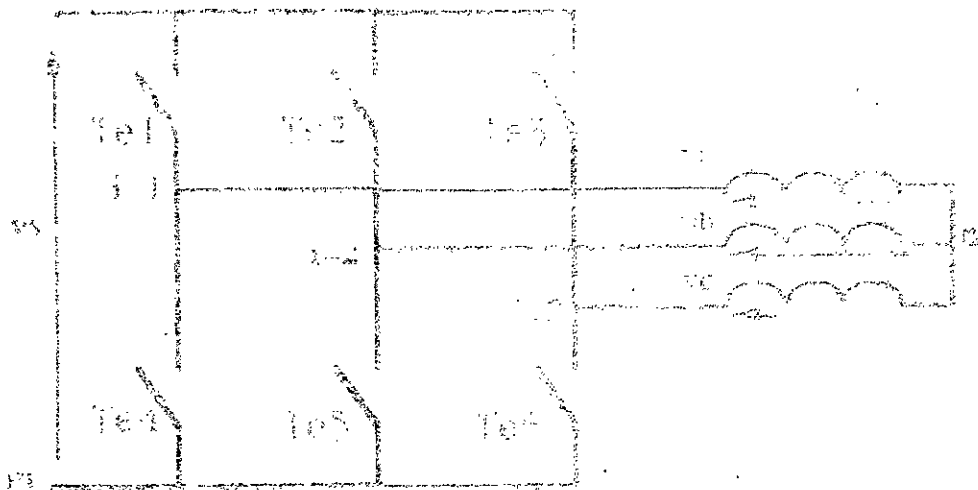


Figure II-10. Représentation équivalente du commutateur et de la machine

Connaissant l'état de chaque interrupteur commutateur, on définit la matrice de connexion $[U]$, telle que [12] [13]

$$[U] = \begin{bmatrix} Te1 & Te4 \\ Te2 & Te5 \\ Te3 & Te6 \end{bmatrix} \quad (11) \quad (14)$$

Donc les tensions imposées dans chaque bras de l'inducteur sont données par la forme matricielle suivante.

$$\begin{bmatrix} v_{im1} \\ v_{im2} \\ v_{im3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{e1} & T_{e4} \\ T_{e2} & T_{e5} \\ T_{e3} & T_{e6} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II-37)$$

Les tensions imposees aux bornes des phases du moteur sont donnees par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} v_{im1} &= v_{a0} + v_{m0} \\ v_{im2} &= v_{b0} + v_{m0} \\ v_{im3} &= v_{c0} + v_{m0} \end{aligned} \quad (II-38)$$

Dans le cas ou les trois phases conduisent, avec la condition d'equilibre que (par rapport au neutre o) :

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (II-39)$$

$$v_{im1} + v_{im2} + v_{im3} = 3 \cdot v_{m0} \quad (II-40)$$

Donc :

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{2}{3} \cdot v_{im1} - \frac{1}{3} \cdot (v_{im2} + v_{im3}) \\ v_b &= \frac{2}{3} \cdot v_{im2} - \frac{1}{3} \cdot (v_{im3} + v_{im1}) \\ v_c &= \frac{2}{3} \cdot v_{im3} - \frac{1}{3} \cdot (v_{im1} + v_{im2}) \end{aligned} \quad (II-41)$$

Nous exprimons ces equations ci-dessus par le systeme matriciel suivant [26] :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{im1} \\ v_{im2} \\ v_{im3} \end{bmatrix} \quad (II-42)$$

11-3. Modélisation de la commande:

11-3-1. Modélisation du capteur de position:

Le capteur est constitué d'un disque divisé en six secteurs et d'un compteur qui s'incrémente à chaque changement de secteur. Ce changement dépend de la position du rotor, et modifiera la matrice de connexion. Donc le capteur est modélisé de telle manière à déterminer l'état logique représentant le secteur choisi par le rotor [12] et [29].

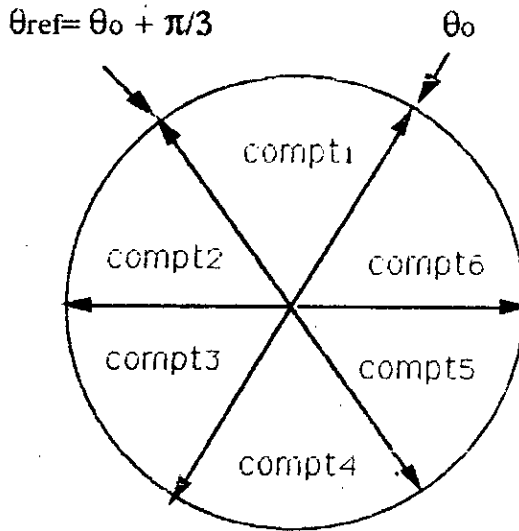


Figure 11-11. Capteur de position.

Nous pouvons écrire:

$$\theta_{ref} = \theta_0 + \pi/3 \quad (11-43)$$

$$\theta_1 = \theta_{tx} - \theta_{ref} \quad (11-44)$$

$$\theta_2 = \theta_{tx+\Delta x} - \theta_{ref} \quad (11-45)$$

avec:

- θ_{ref} position de référence.
- θ_0 position initiale.
- θ_{tx} position à l'instant t_x .
- $\theta_{tx+\Delta x}$ position à l'instant $t_x + \Delta x$.

Il y aura changement de secteur si la condition suivante est vérifiée [28]:

$$(\theta_1 \cdot \theta_2) < 0 \quad (11-46)$$

et le compteur s'incrémente:

$$\text{compt}_i = \text{compt}_i + 1 \quad (11-47)$$

$i = 1, 2, \dots, 6$

11-3-2. Modélisation de la commande à hysteresis:

Pour mieux comprendre le principe de contrôle du courant total par hysteresis, on considère que les deux phases a et c conduisent (Figure 11-12).

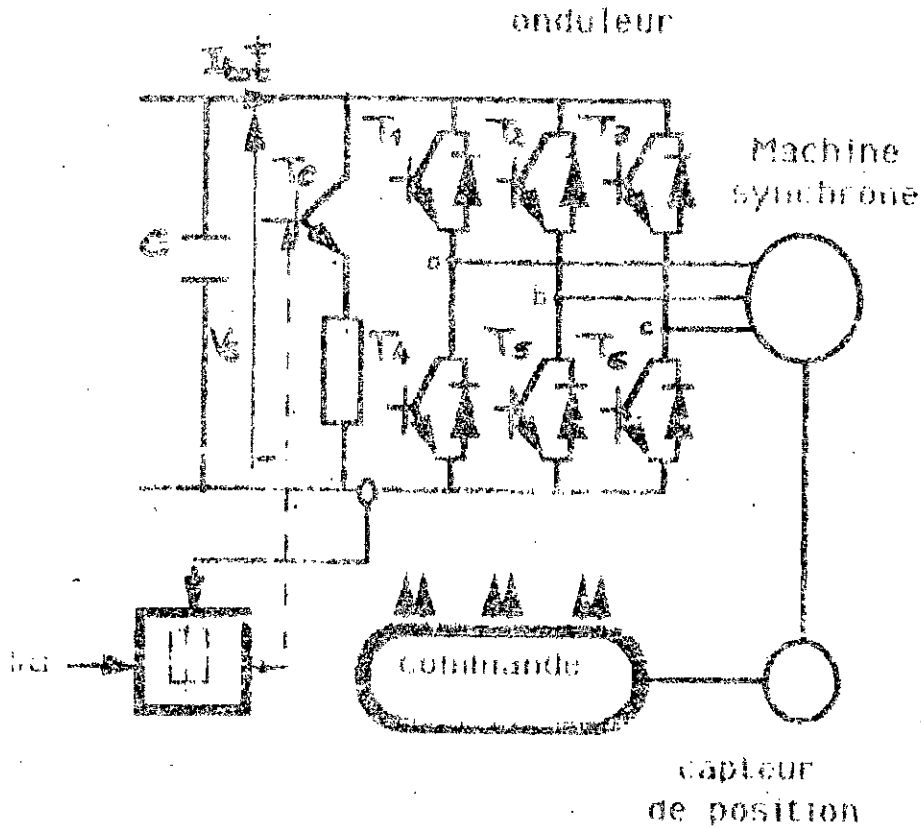


Figure 11-12 Commande a hysteresis

Les deux interrupteurs T_1 et T_6 sont donc conducteurs. Lorsque l'interrupteur T_c est ouvert, la tension V_s est appliquée aux bornes de l'onduleur et le courant total i_{tot} croit. Par contre, si l'interrupteur T_c est conducteur, la tension V_s aux bornes de l'onduleur s'annule et le courant i_{tot} décroît.

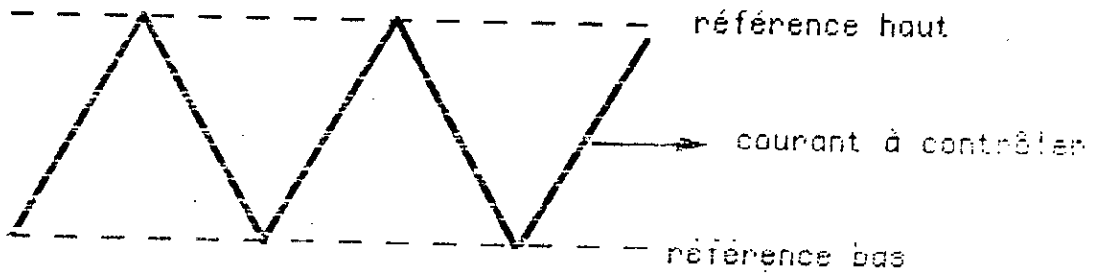


Figure 11- 13. Définition des références

On définit alors au régulateur une référence de courant, telle que:

$$I_{ref\ haut} = I_{ref} + d_i \quad 11-48$$

$$I_{ref\ bas} = I_{ref} - d_i \quad 11-49$$

où:

- $I_{ref\ haut}$ le courant de référence maximale.
- $I_{ref\ bas}$ le courant de référence minimale.
- d_i la bande d'hystérésis.

La commande est liée à la condition suivante:

si $I_{tot} > I_{ref\ haut}$ on ferme l'interrupteur T_c

si $I_{tot} < I_{ref\ bas}$ on ouvre l'interrupteur T_c

où:

I_{tot} le courant total à contrôler.

Ce courant I_{tot} oscille entre deux valeurs maximales.

11-3-3. Modélisation de la commande par M.L.I.

Les lois de modulation de largeur d'impulsion (M.L.I.) sont nombreuses. La méthode classique compare trois tensions de références sinusoïdales, ou modulatrices, à un signal triangulaire, ou porteuse. Les modulatrices de fréquence f_m sont décalées de $2\pi/3$ l'une par rapport à l'autre:

$$V_{ref}(i) = V_{ref\ max} \sin(2\pi f_m t - (i-1) 2\pi/3) \quad (11-50)$$

avec.

$$i = 1, 2, 3$$

V_{refmax} valeur maximale de la tension de reference.

Le signal triangulaire de fréquence f_p supérieure a f_m est formée d'une succession de segments de droite dans le temps, alternativement positive et négative:

droite a pente negative: pour $t \in [0, \frac{T_p}{2}]$

$$v_p(t) = 2 \cdot V_p \left(-2 \frac{t}{T_p} + \frac{1}{2} \right) \quad (11-51)$$

-droite a pente positive: pour $t \in [\frac{T_p}{2}, T_p]$

$$v_p(t) = 2 \cdot V_p \left(2 \cdot \frac{t}{T_p} - \frac{3}{2} \right) \quad (11-52)$$

ou:

V_p l'amplitude de la porteuse.
 T_p la période de la porteuse.

A chaque intersection de la porteuse et de l'une des modulatrices, un comparateur change d'état et donne les ordres de commutation aux bras de l'onduleur pour amorcer ou bloquer un interrupteur (Figure 11-14).

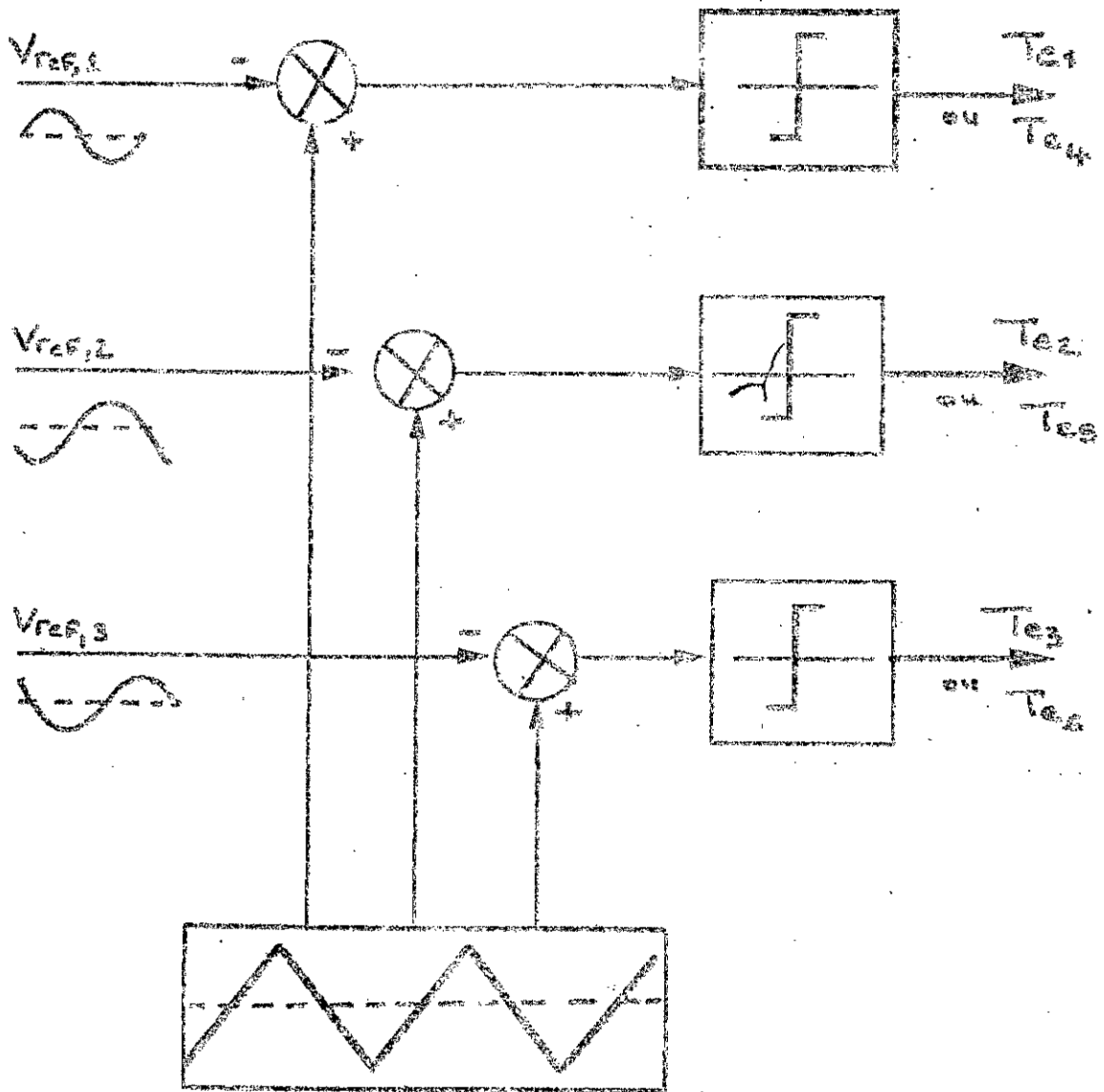


Figure II-14 Principe de la commande M.L.I classique

II-5. Modélisation de la machine synchrone à aimants dans le repère de Park, lié au rotor:

II-5-1. Equations électriques:

Les équations générales des tensions d'une machine synchrone à aimants permanents, selon la convention moteur, s'obtiennent en écrivant que la tension appliquée à chacun des trois enroulements est la somme de la chute ohmique et de la chute inductive, dues au flux total qui le traverse. Elles sont données par [25], [29]:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{II-53})$$

Le système matriciel II-53 peut être remplacé simplement par l'équation suivante:

$$[v_{a,b,c}] = [R_s] \cdot [i_{a,b,c}] + p \cdot [\Phi_{a,b,c}] \quad (\text{II-54})$$

où:

$[R_s]$ représente la résistance de chaque circuit statorique et tel que:

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$[i_{a,b,c}]$ représente les courants de chaque circuit statorique et tel que:

$$[i_{a,b,c}] = [i_a \ i_b \ i_c]^t$$

$[\Phi_{a,b,c}]$ représente les flux statoriques de chaque circuit et, est défini dans notre cas où nous considérons que la machine est à pôles lisses par :

$$[\Phi_{a,b,c}] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_0 & M_0 \\ M_0 & L_{s0} & M_0 \\ M_0 & M_0 & L_{s0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \Phi_f \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - \frac{2.PI}{3}) \\ \sin(\theta + \frac{2.PI}{3}) \end{bmatrix}$$

avec:

- L_{s0} inductance des selfs de chaque enroulement statorique.
- M_0 inductance mutuelle des enroulements statoriques.
- θ angle électrique.

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système d'équations II-53 aux équations dans le repère d,q lié au rotor se fait en utilisant la transformation de Park :

$$[v_{dq}] = [P(-\theta)].[T_{32}]^t.[v_{abc}] \quad (II-55)$$

avec:

$$[T_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} ; \quad [P(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix}$$

En faisant un calcul élémentaire sur l'équation II-55, nous obtenons les expressions des tensions données par le système suivant [25] et [27]:

$$\begin{cases} v_d = R_s.i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega.\Phi_q \\ v_q = R_s.i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega.\Phi_d \end{cases} \quad (II-56)$$

avec:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt}$$

Les flux sont donnés dans le système (a,b,c) par :

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{cs} & 0 & 0 \\ 0 & L_{cs} & 0 \\ 0 & 0 & L_{cs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \Phi_f \begin{bmatrix} \sin(\theta) \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (II-57)$$

avec:

L_{cs} inductance cyclique principale, telle que:
 $L_{cs} = L_{s0} - M_0$

Nous passons au système (d,q):

$$[\Phi_{dq}] = [P(-\theta)] \cdot [T_{32}]^t \cdot [\Phi_{abc}]$$

Après calculs, nous obtenons:

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d i_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (II-58)$$

Nous remplaçons dans le système II-56 et nous obtenons:

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d - L_q \omega i_q + L_d \frac{di_d}{dt} \\ v_q = R_s i_q + L_d \omega i_d + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega \Phi_f \end{cases} \quad (II-59)$$

Nous posons:

$$v'_q = v_q - \omega \Phi_f \quad (II-60)$$

D'où le système II-59 s'écrit sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -L_q \cdot \omega \\ L_d \cdot \omega & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (11-61)$$

avec:

- Φ_f le flux à vide dûe aux aimants.
- R_s la résistance d'une phase statorique.
- L_d l'inductance suivant l'axe d, telle que:

$$L_d = L_{cs} + \frac{3}{2} \cdot L_{s2}$$
- L_q l'inductance suivant l'axe q, telle que:

$$L_q = L_{cs} - \frac{3}{2} \cdot L_{s2}$$
- ω pulsation des tensions et des courants triphasés.

II-5-2. Equations électromagnétiques:

L'équation mécanique est donnée par [30], [31]:

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} = (C_{em} - C_r) \quad (11-62)$$

avec:

- Ω vitesse mécanique, tel que:

$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

- C_r couple résistant qui peut se mettre sous la forme:

$$C_r = C_{r0} + f_1 \cdot \omega + \dots \quad (11-63)$$

où:

- ω vitesse électrique.
- C_{r0} couple constant de charge.
- f_1 coefficient de frottement visqueux.
- J moment d'inertie.
- C_{em} couple électromagnétique
- P nombre de paire de pôles

Dans le système (a,b,c), la puissance instantanée absorbée par la machine est donnée par:

$$P_{ins} = [v_{a,b,c}] \cdot [i_{a,b,c}] \quad (II-64)$$

Nous passons au système (d,q), et nous obtenons:

$$P_{ins} = [v_d \cdot i_d + v_q \cdot i_q]$$

soit:

$$P_{ins} = R_s \cdot (i_d^2 + i_q^2) + L_d \cdot i_d \cdot \frac{di_d}{dt} + L_q \cdot i_q \cdot \frac{di_q}{dt} + \omega \cdot (\Phi_d \cdot i_q - \Phi_q \cdot i_d) \quad (II-65)$$

Cette puissance, formée de trois termes, est décomposée en:

- * $R_s \cdot (i_d^2 + i_q^2)$ traduit les pertes joules au stator.
- * $L_d \cdot i_d \cdot \frac{di_d}{dt} + L_q \cdot i_q \cdot \frac{di_q}{dt}$ traduit la variation d'énergie électromagnétique dans la machine.
- * $\omega \cdot (\Phi_d \cdot i_q - \Phi_q \cdot i_d)$ traduit la puissance transmise du stator au rotor.

On en déduit le couple électromagnétique [12]:

$$C_{em} = P \cdot [\Phi_d \cdot i_q - \Phi_q \cdot i_d] = [\Phi_f \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q] \quad (II-66)$$

où:

- $\Phi_f \cdot i_q$ couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses.
- $(L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q$ couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.

III-METHODE DE SIMULATION:

III-1. Notion de modèle:

Simuler de façon numérique un système physique, consiste à résoudre le système d'équations régissant son fonctionnement. En général, nous pouvons mettre ce système d'équations sous la forme d'état suivante [12], [21]:

$$\frac{d}{dt}[\mathbf{x}] = [\mathbf{A}].[\mathbf{x}] + [\mathbf{B}].[\mathbf{u}] \quad (\text{II-67})$$

où:

[x]: est le vecteur de variables d'état du système. Il représente un ensemble de variables, en fonction desquelles toutes les autres peuvent être exprimées. Ces variables peuvent être des courants ou des tensions, selon le type d'alimentation.

[A], [B]: sont des matrices de dimensions variables, qui changent en fonction du vecteur [x] choisi, c'est à dire en fonction de l'alimentation et de la commande.

[u]: est le vecteur d'entrée, composé de grandeurs imposées par l'environnement du système. Il représente des tensions dans le cas d'une alimentation en tension.

La méthode de simulation que nous avons utilisé consiste d'une part à déterminer le vecteur d'état **[x]**, variable selon le type d'alimentation choisi (courant ou tension), et d'autre part, à détecter les changements du vecteur d'entrée **[u]**, et ceci durant tout l'enchaînement de la simulation.

En effet, durant le fonctionnement normal d'une machine associée à un convertisseur statique, une des phases peut être en l'air alors un nouveau mode de fonctionnement s'établit qui correspond à de nouveaux modèles. Donc à chaque changement de modèle correspondra un nouveau vecteur d'entrée **[u]**.

Dans le cas d'un onduleur de tension alimentant une charge triphasée, trois cas sont possibles:

- trois phases sont alimentées: ce mode de fonctionnement correspond au **modèle 1**.
- deux phases sont alimentées: ce mode de fonctionnement correspond au **modèle 2**.
- aucune phase n'est alimentée: ce mode correspond à l'initialisation, c'est le **modèle 3**.

Nous détaillerons ces différents modèles, en fonction de l'alimentation et de la commande, au chapitre suivant.

III-2. Organigramme de simulation:

La résolution des équations du système à simuler (Equation II-67), se fait pas à pas, et le déroulement d'un pas de calcul est le suivant:

A l'initialisation ($t=t_0$) on a:

- le système d'équations d'état du modèle
- le pas de calcul ΔX .
- les valeurs initiales $[x_0]$ des variables d'état .
- un algorithme de résolution numérique.

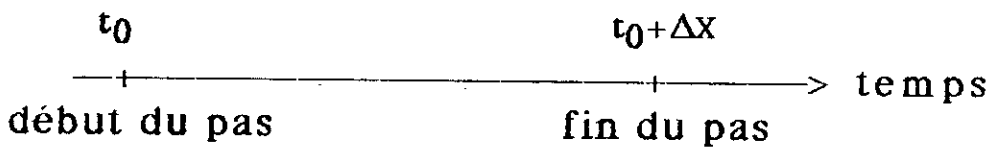


Figure II-15. Simulation sur un pas de calcul

Nous faisons la simulation sur un pas de calcul, puis nous déterminons le vecteur d'état $[x]$ pour l'instant d'après $t=t_0 + \Delta X$ par les tests suivants:

- y'a-t-il changement du vecteur d'état $[x]$?
 - * si oui -----détermination du nouveau modèle.
 - * si non -----on continue la simulation avec le même modèle.

Nous pouvons dès à présent dégager la marche à suivre pour simuler le système étudié:

- analyse de ce système: consiste à partir de l'étude du fonctionnement du système global à déterminer les différents modèles régissant son fonctionnement.
- modélisation de chaque modèle.
- élaboration d'un algorithme de résolution des équations régissant chaque modèle.

Maintenant, nous pouvons proposer un organigramme général, permettant de résoudre tout programme de simulation des ensembles machine-convertisseur-commande, donné sur la Figure II-16.

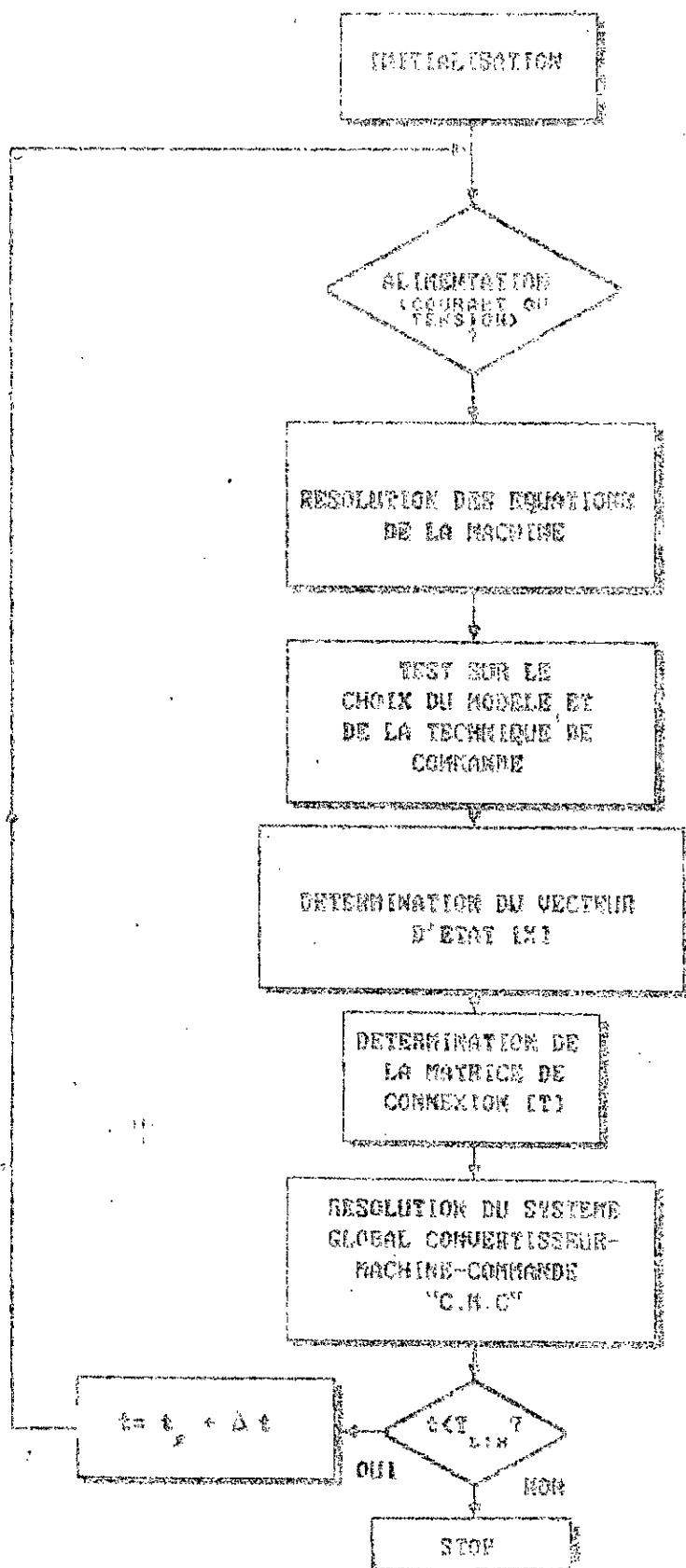


Figure II. 16. Organigramme de simulation numérique du système étudié

CONCLUSION:

La méthode de simulation que nous proposons est basée sur la détection de changement de modèle, qui avec la précision et la rapidité actuelle des calculateurs, nous permet l'étude fine des systèmes assez complexes. En appliquant cette méthode dans les chapitres suivants, nous étudierons par simulation numérique plusieurs commandes d'un onduleur de tension associé à une machine synchrone à aimants permanents.

La modélisation de la machine triphasée dans le repère de Park permet l'obtention d'un modèle simple et une simplification de la loi de commande. Aussi la modélisation de l'onduleur par une matrice de connexion nous permet de simplifier la modélisation du système en tenant compte de toutes les configurations de l'alimentation possibles.

CHAPITRE III:

**ALIMENTATION EN
TENSION D'UNE MACHINE
SYNCHRONE A AIMANTS
PERMANENTS**

CHAPITRE III :

ALIMENTATION EN TENSION D'UNE MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS

INTRODUCTION:

On étudie dans ce chapitre la simulation numérique de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à commande 120° et 180° .

Partant du système global, et pour chaque bloc, nous définissons les grandeurs d'entrée et de sortie, et nous donnons les équations adaptées à la résolution.

Nous tenons particulièrement à construire un programme de simulation très flexible, en procédant à la simulation du système global module par module. Ce qui nous permet de simuler plusieurs types de commandes de l'onduleur par simple modification du bloc commande de l'onduleur.

I-ALIMENTATIONS PAR UN ONDULEUR DE TENSION:

I-1. Description du système global:

L'ensemble machine-onduleur-commande est représenté par la Figure III-1. La machine synchrone à aimants permanents a une distribution de f.e.m sinusoidale. Le système est muni d'un capteur de position du type absolu à trois pistes [12] et d'un régulateur à hystérésis du courant total absorbé par la machine. La logique de commande fournit les impulsions de commande des interrupteurs suivant la position du rotor.

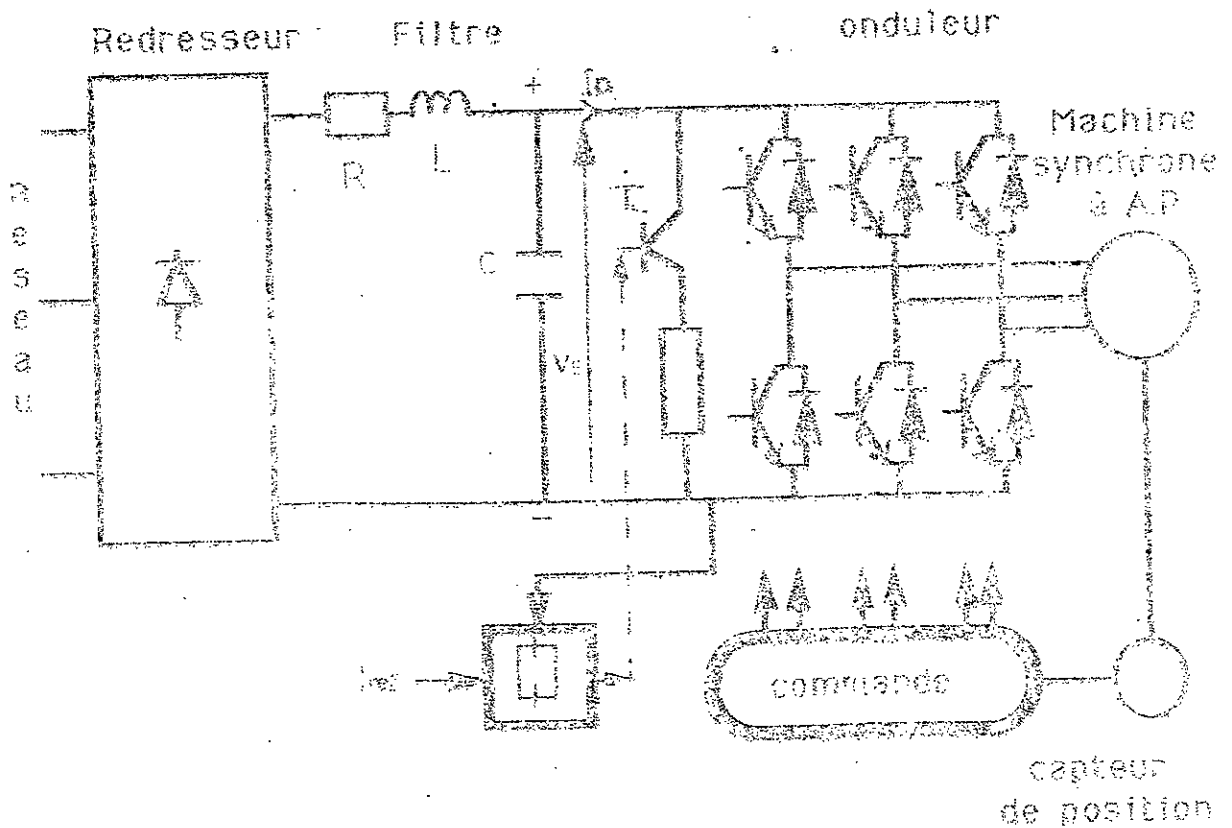


Figure III-1. Représentation du système global.

I-2. Commandes du type 180°:

Chaque interrupteur de l'onduleur est commandé en fonction de la position du rotor de manière qu'il conduit sur une demi-période électrique, ce qui correspond à un angle électrique de 180°. La forme de la tension alternative obtenue aux bornes de la machine sera donc toujours imposée par la commande. La Figure III-2 illustre, pour ce type de commande, l'état de conduction des interrupteurs en fonction de la position du rotor

0°	60°	120°	180°	240°	300°	360°
Te1	Te1	Te1	Te4	Te4	Te4	Te4
Te5	Te5	Te2	Te2	Te2	Te2	Te5
Te3	Te6	Te6	Te6	Te3	Te3	Te3

Figure III-2. Conduction des interrupteurs a-commande du type 180°

1-3 Commande du type 120°:

Dans ce cas, chaque interrupteur de l'onduleur est commandé pendant 120° en fonction de la position, dans le but d'obtenir aussi une tension alternative aux bornes de la machine en fonction de la position du rotor. Contrairement à la commande 180°, la tension n'est pas toujours imposée aux bornes de la machine car une phase peut être non alimentée. La Figure III-3 donne l'état de conduction des interrupteurs en fonction de la position du rotor pour ce type de commande.

0°	60°	120°	180°	240°	300°	360°
Te1	Te1	Te2	Te2	Te3	Te3	
Te5	Te6	Te5	Te4	Te4	Te5	

Figure III-3. Conduction des interrupteurs
-commande du type 120°

II - MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE A AIMANTS ALIMENTEE EN TENSION AVEC UNE COMMANDE DE TYPE 180°:

II-1 Modélisation du système:

Comme il a été mentionné au deuxième chapitre, la modélisation de l'ensemble "machine-convertisseur-commande" est basée sur le concept de décomposition en blocs. Ceci nous permet de développer un programme facile à exploiter pour plusieurs applications par réutilisation des modules en modifiant tout simplement les variables d'entrée et de sortie. Nous procédons de la manière suivante:

- Division du système global en sous-systèmes qu'on appelle "blocs" [19], [26].
- Modélisation de chaque bloc en le caractérisant par ses paramètres internes, ses variables d'entrées et de sorties.

La décomposition du système global en blocs est liée directement à la fonction physique du bloc, d'où nous distinguons:

- bloc "source";
- bloc "machine";
- bloc "onduleur";
- bloc "commande de l'onduleur".

où:

$$[P(-\theta)] = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} ; \quad [T_{32}]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

D'où:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_{q'} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -L_q \cdot \omega \\ L_d \cdot \omega & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{III-8})$$

avec:

$$v_{q'} = v_q - \omega \cdot \Phi_f \quad (\text{III-9})$$

Ce système matriciel III-7 est récrit sous la forme d'état suivante:

$$\frac{d}{dt} [x] = [A] \cdot [x] + [B] \cdot [u] \quad (\text{III-10})$$

Et nous obtenons:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + [B] \begin{bmatrix} v_d \\ v_{q'} \end{bmatrix} \quad (\text{III-11})$$

où:

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q \cdot \omega}{L_q} \\ \frac{L_d \cdot \omega}{L_q} & \frac{-R_s}{L_d} \end{bmatrix} ; \quad [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$$

Le système III-11 est résolu par l'algorithme de Runge-Kutta d'ordre 4. Avec l'hypothèse que la dynamique de la vitesse est lente par rapport à celle du courant [19], on détermine les courants i_d et i_q , puis le couple C_{em} (chapitre II équation II-66), la vitesse ω et la position θ (chapitre II équation II-62).

II-1-3. Bloc "onduleur":

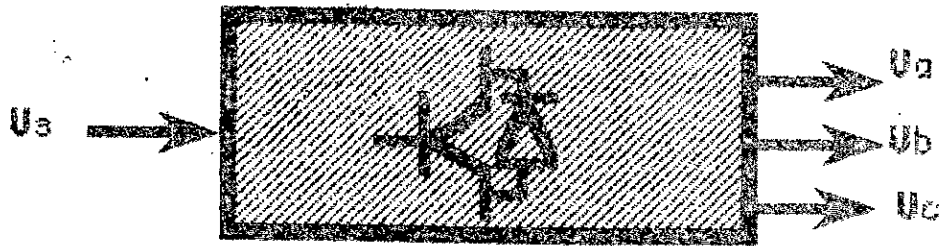


Figure III-7: Bloc onduleur.

La source V_s est connectée aux phases statoriques à travers l'onduleur, composé de six interrupteurs bidirectionnels afin d'assurer la continuité du courant de chaque phase lors des différentes commutations.

Les interrupteurs de chaque bras ne se ferment pas simultanément (exemple T_{e1} et T_{e4}) sous peine de provoquer un court-circuit de la source de tension continue. La commande de ces interrupteurs doit donc être réalisée de façon complémentaire, et les tensions imposées à la sortie de l'onduleur sont définies par:

- * $v_{im1} = V_s$ si l'interrupteur T_{e1} est fermé et T_{e4} ouvert.
 $v_{im1} = 0$ si l'interrupteur T_{e1} est ouvert et T_{e4} fermé.
- * $v_{im2} = V_s$ si l'interrupteur T_{e2} est fermé et T_{e5} ouvert.
 $v_{im2} = 0$ si l'interrupteur T_{e2} est ouvert et T_{e5} fermé.
- * $v_{im3} = V_s$ si l'interrupteur T_{e3} est fermé et T_{e6} ouvert.
 $v_{im3} = 0$ si l'interrupteur T_{e3} est ouvert et T_{e6} fermé.

A partir de ceci, nous déduisons l'expression des tensions aux bornes de chaque phase de la machine, en fonction des tensions imposées à chaque bras de l'onduleur :

$$\begin{aligned}
 v_a &= \frac{1}{3} \cdot [2 \cdot v_{im1} - v_{im2} - v_{im3}] \\
 v_b &= \frac{1}{3} \cdot [-v_{im1} + 2 \cdot v_{im2} - v_{im3}] \\
 v_c &= \frac{1}{3} \cdot [-v_{im1} - v_{im2} + 2 \cdot v_{im3}]
 \end{aligned}
 \tag{III-12}$$

II-1-4. Bloc "commande de l'onduleur":

II-1-4-1. Bloc "capteur de position":

Dans ce bloc, les secteurs électriques sont déterminés à partir de la position mécanique du rotor (Figure III-8). Si on définit les secteurs électriques par des variables entières, chaque secteur sera donc déterminé par l'équation suivante:

$$\text{compt} = \text{partie entière du rapport} (\text{angle électrique} / 60^\circ) + 1 \quad (\text{III-13})$$

avec : compt: numéro du secteur.

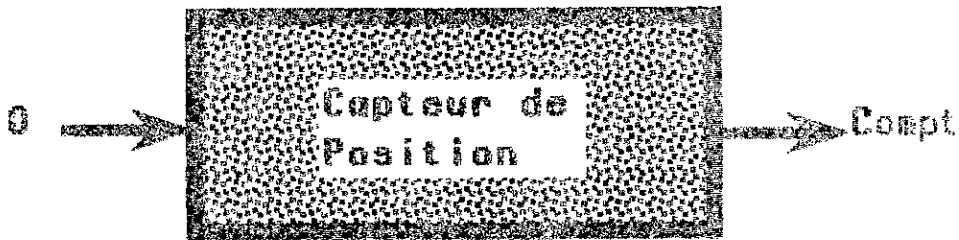


Figure III-8. Bloc capteur de position

A partir de l'équation III-13, on peut constater que le numéro du secteur compt change chaque 60°. Le changement d'un secteur à un autre comme nous l'avons vu au chapitre II précédent, sera donc détecté lorsque la position du rotor dépasse la référence, qui correspond à la frontière délimitée par un secteur. La logique de commande de l'onduleur en fonction des secteurs est donnée par la table suivante:

<u>secteur</u>	<u>Etat des interrupteurs de l'onduleur</u>					
comp	Te1	Te2	Te3	Te4	Te5	Te6
1	1	0	0	0	1	1
2	1	1	0	0	0	1
3	0	1	0	1	0	1
4	0	1	1	1	0	0
5	0	0	1	1	1	0
6	1	0	1	0	1	0

Table III-1. Logique de commande 180° de l'onduleur.

II-1-4-2. Commande à hystérésis:

Comme nous l'avons vu au chapitre précédent, le principe de contrôle du courant par hystérésis consiste à maintenir le courant dans une bande fixée autour d'une référence. Dans notre cas, ce principe est utilisé pour la régulation du courant total absorbé I_{tot} par la machine [12], [31] et [34].

- si $I_{tot} > I_{ref} \pm di$ on ouvre l'interrupteur T_c .
- si $I_{tot} < I_{ref} \pm di$ on ferme l'interrupteur T_c .

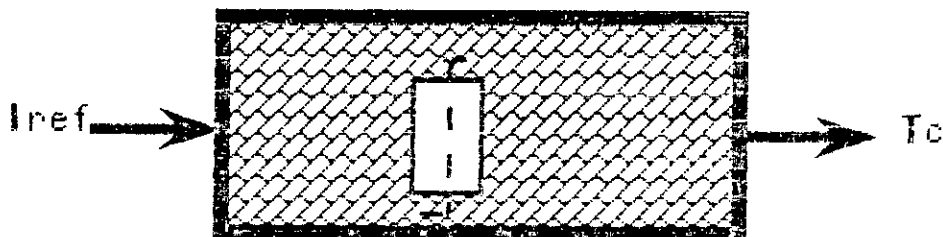


Figure III-9. Bloc commande à hystérésis

II-2. Résultats de la simulation:

L'organigramme général permettant la simulation du système global selon la commande 180° est représenté sur la Figure III-10

La Figure III-11-a illustre la réponse de la vitesse dans le cas d'un démarrage à un couple de charge de 0.05 N.m. On peut constater sur la Figure III-11-b, que le couple de démarrage est très important par rapport au couple de charge, ce qui a permis d'obtenir une réponse dynamique rapide avec un temps de réponse $T_{rep}=0.5$ s, comparable à la constante électromécanique du système T_{em} qui est de l'ordre de 0.5 s (voir annexe).

Le courant et la tension de phase sont représentés sur la Figure III-12-(a,b) du démarrage jusqu'au régime établi. On remarque que le courant n'est pas limité au démarrage car on n'a pas utilisé le régulateur à hystérésis. Grâce au régulateur à hystérésis, on limite le courant absorbé par le moteur à $(2A \pm 10\%)$, la tension et le courant sont représentés sur les (Figure III-12-(c,d)).

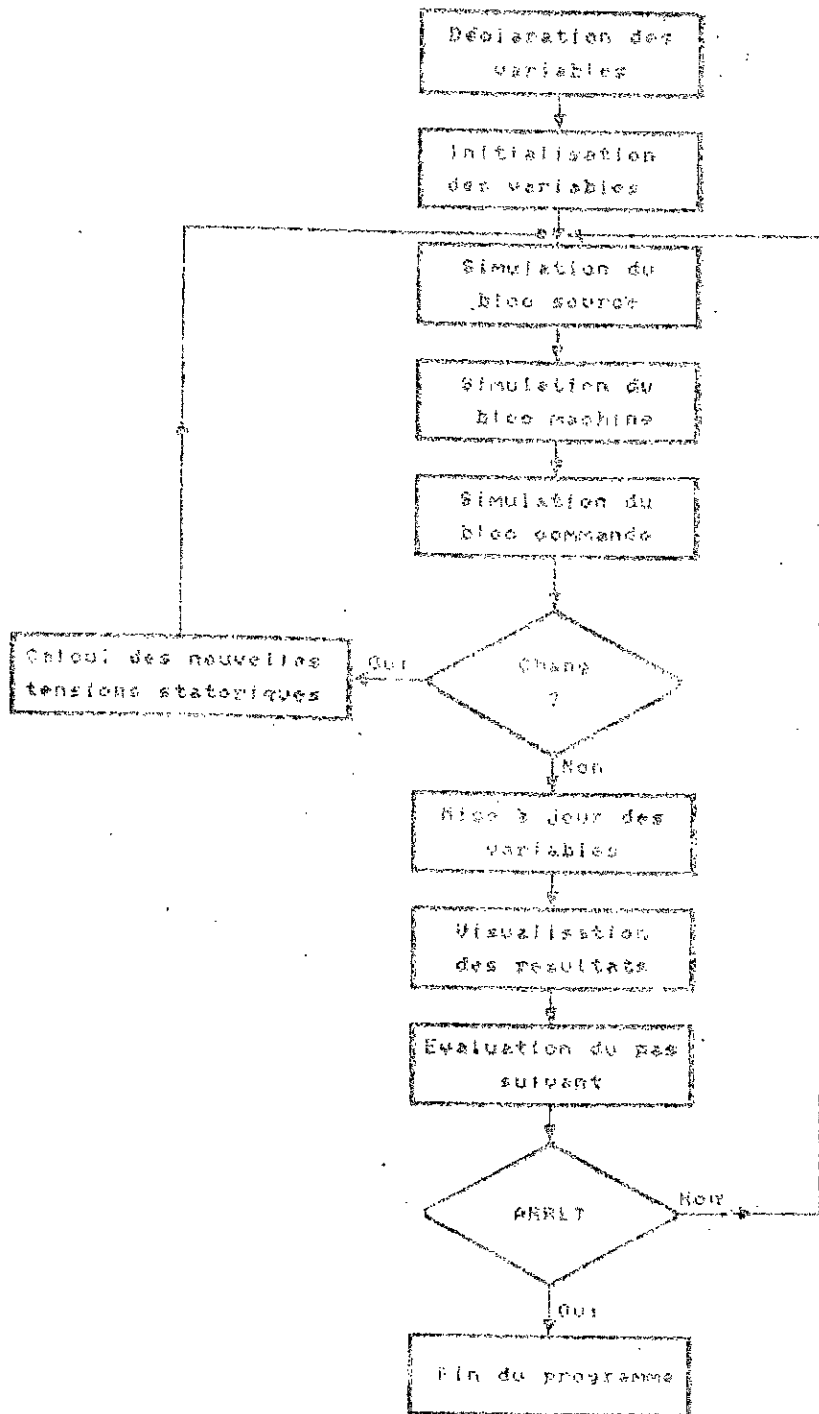


Figure III-10. Organigramme général de la commande 180°

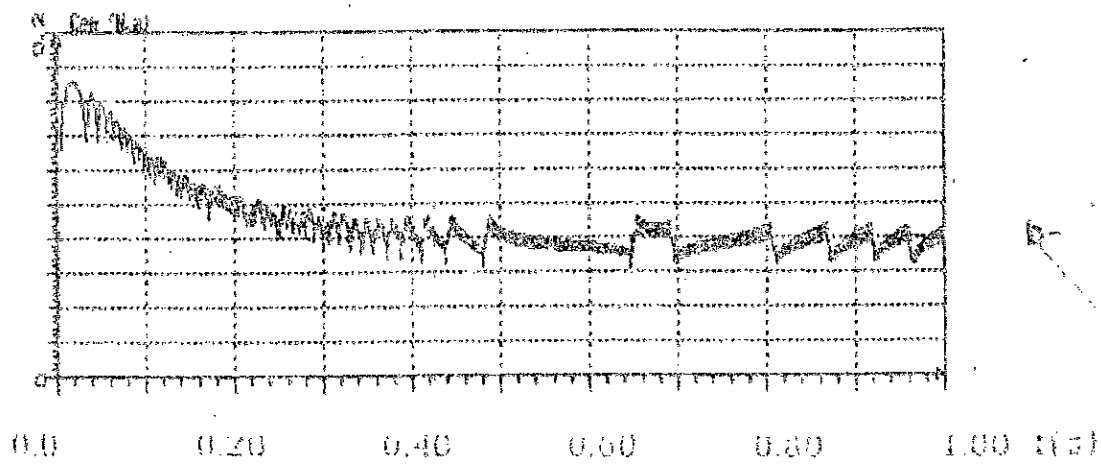
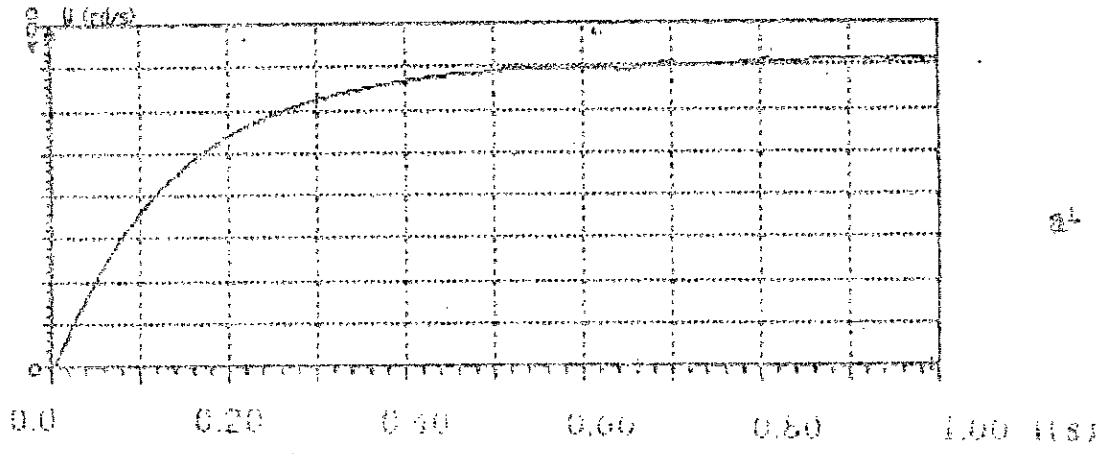


Figure III-11. Réponses du système durant le démarrage
à un couple de charge de 0.05 N.m
-commande 180°-
a-vitesse. b-couple

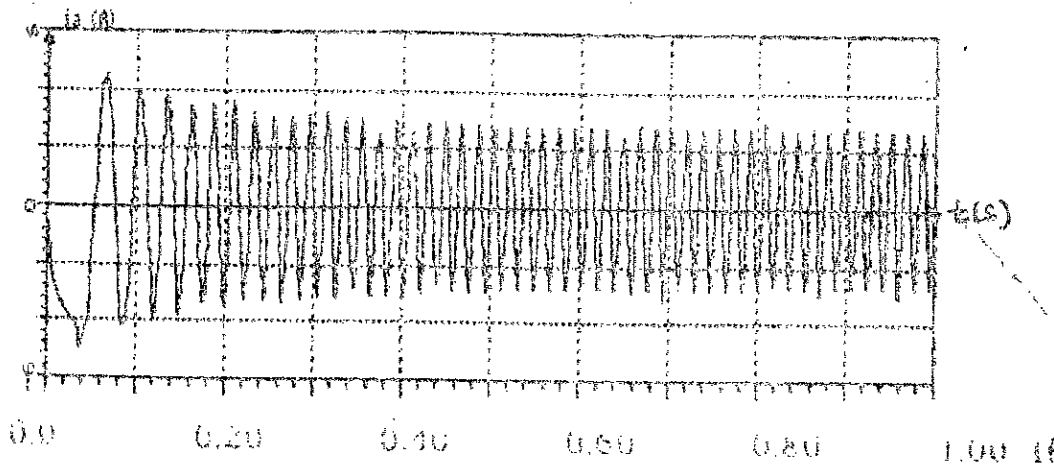
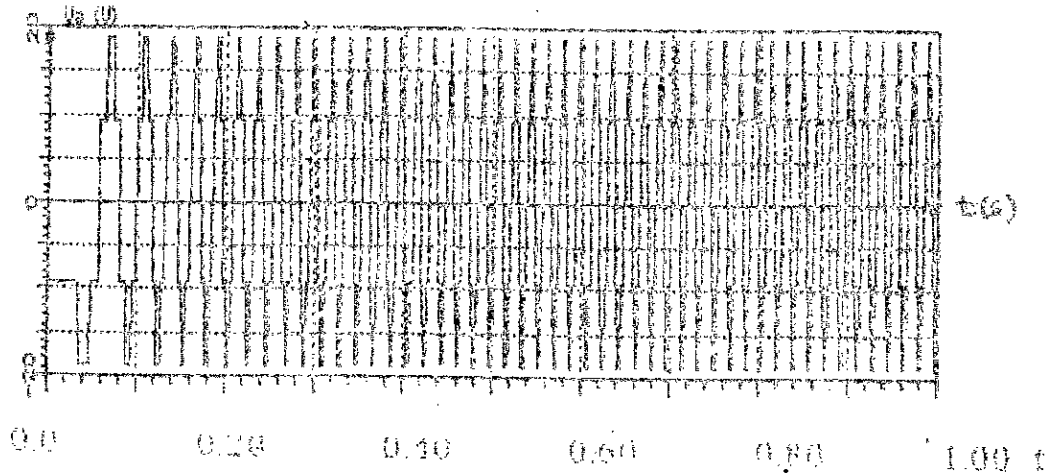
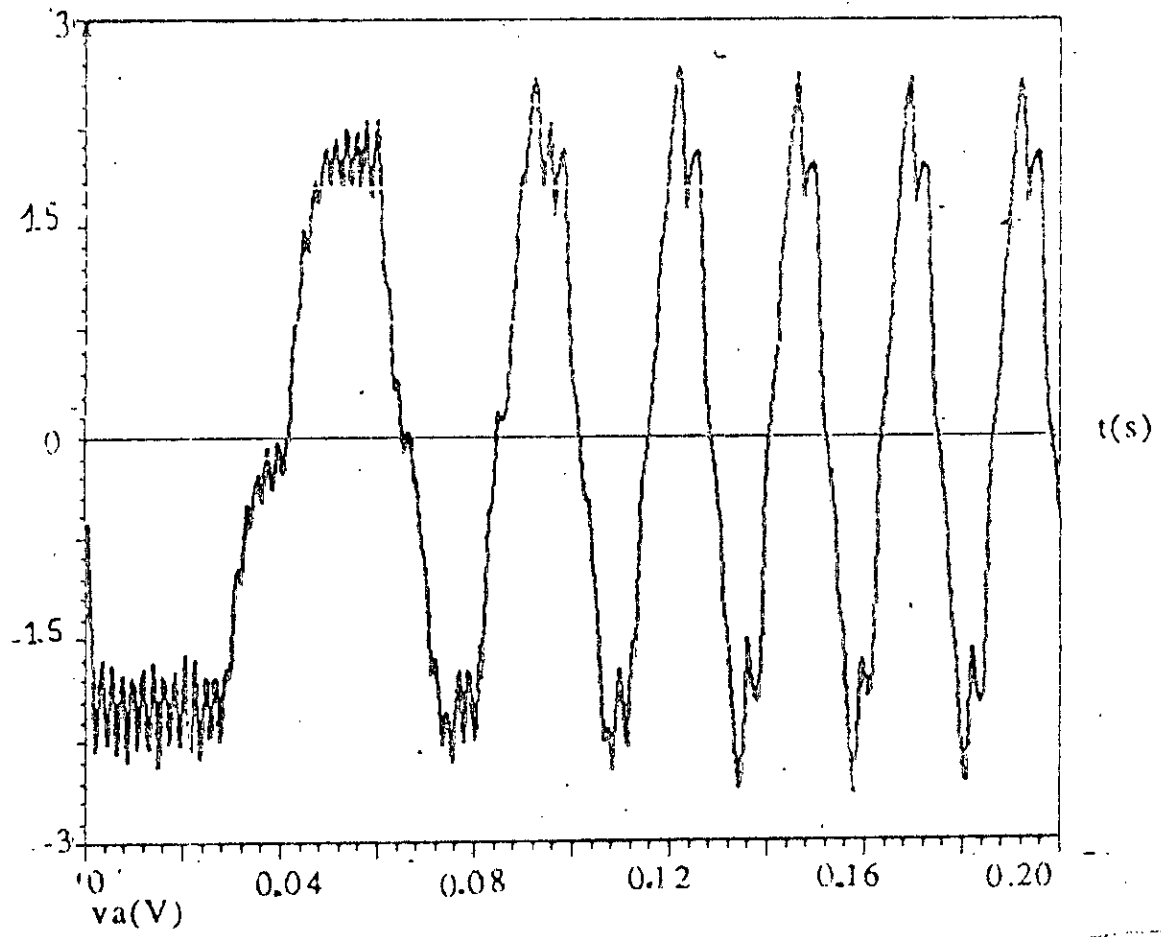
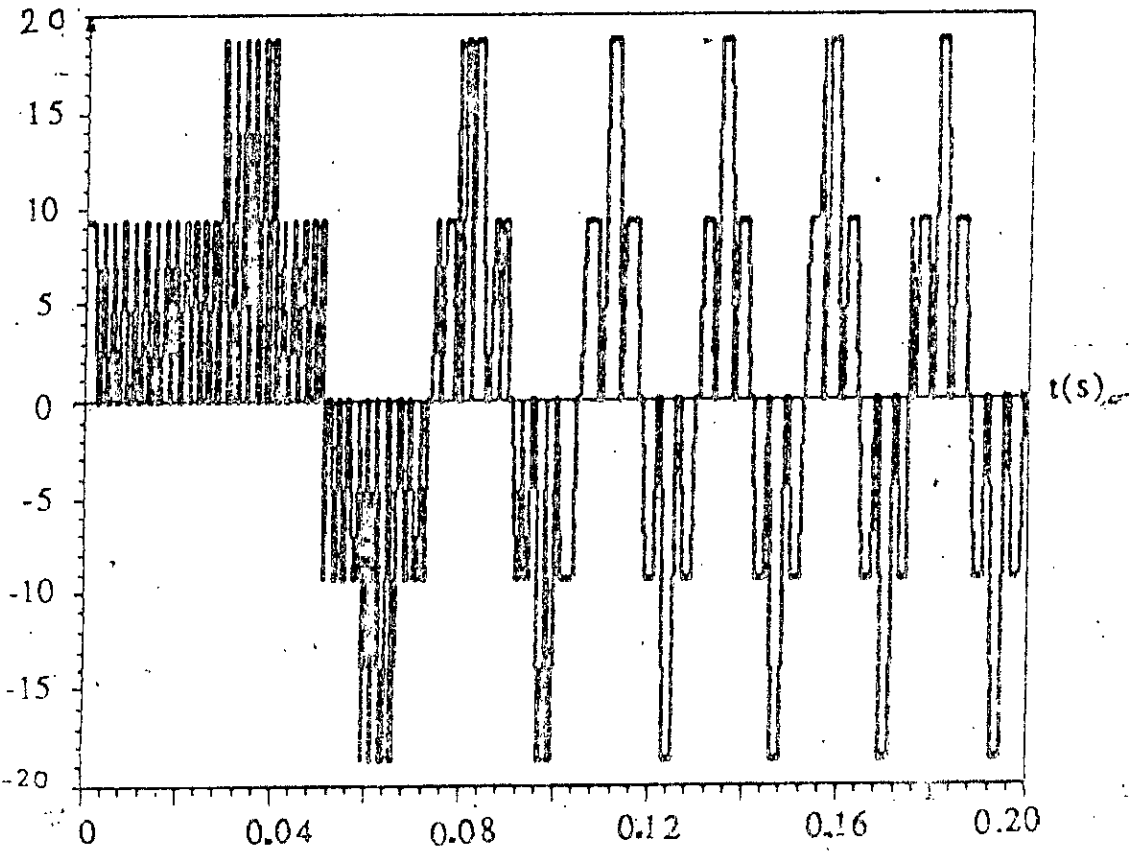


Figure III-12. Réponses du système durant le démarrage
à un couple de charge de 0.05 N.m
commande 180°
a-tension de phase. b-courant de phase.



c -



d -

Figure III-12 Tension et courant avec regulation du courant -commande 180°-

c-tension de phase. d-courant de phase.

III-MACHINE SYNCHRONES AUTOPILOTEE A AIMANTS ALIMENTEE EN TENSION AVEC UNE COMMANDE DE TYPE 120°:

III-1. Modélisation du système:

Comme une des trois phases statoriques est en circuit ouvert, la tension à ses bornes de cette phase n'est plus imposée par la source et n'est alors plus fonction que des courants dans les enroulements.

Elle ne pourra être connue qu'après résolution des équations de la machine; nous ne pouvons donc pas utiliser le modèle de Park.

Pour cela, nous proposons une méthode qui permet de déterminer la tension aux bornes de la phase en l'air en fonction de la charge [28]. Ce nouveau mode de fonctionnement définit le modèle 2.

La modélisation du système avec une commande 120°, basée sur le concept de la décomposition en blocs, étant la même qu'avec une commande 180°, où seuls les blocs "commande de l'onduleur" et "machine" changeront. Ce qui nous a permis de réutiliser les autres blocs.

III-1-1. Bloc "machine":

En tenant compte de chaque configuration de l'onduleur, où dans chaque cas seuls deux interrupteurs conduisent, nous définissons le modèle 2:

III-1-1-1 Modèle 2:

Ce modèle correspond à trois cas différents, selon les phases conductrices :

a-Modèle 2-1:

La phase a n'est plus alimentée (Figure III-13), la tension v_a n'est plus une grandeur que l'on peut imposer par la commande de l'onduleur, mais découle du fonctionnement sur deux phases du moteur.

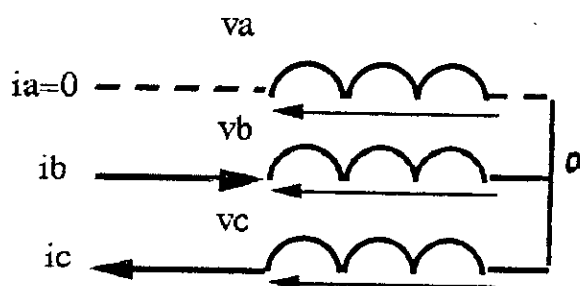


Figure III-13 Phase a non alimentée.

on a:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{III-14})$$

$$i_a = 0 ; \quad i_b \neq 0 ; \quad i_c \neq 0 \quad (\text{III-15})$$

Nous représentons i_a , i_b et i_c par un vecteur courant i inconnu à déterminer et tel que:

$$i = i_b = -i_c \quad (\text{III-16})$$

et

$$v_s = v_b - v_c \quad (\text{III-17})$$

Nous obtenons:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix} \cdot i \quad (\text{III-18})$$

On pose:

$$[C_1] = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (\text{III-19})$$

On aura:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [C_1] \cdot i \quad (\text{III-20})$$

et

$$v_s = [C_1]^t \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-21})$$

En reportant ces expressions dans les équations de la machine:

$$[v_3] = [R_s].[i_3] + \frac{d}{dt} [\Phi_3] \quad (III-22)$$

$$[\Phi_3] = [L_s].[i_3] + [\Phi_f] \quad (III-23)$$

avec:

$$[v_3] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad [i_3] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad [\Phi_3] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}$$

On obtient:

$$[v_s] = [C_1]^t \cdot \left[[R_s].[C_1].i + \frac{d}{dt} \{ [L_s].[C_1].i + [\Phi_f] \} \right] \quad (III-24)$$

Nous mettons cette équation sous la forme:

$$\frac{di}{dt} = A_1 \cdot i + B_1 \quad (III-25)$$

avec:

$$A_1 = \frac{-2.R_s - 6.L_{s1}.\omega \sin(2.\theta)}{2.L_{cs} - 3.L_{s1}.\cos(2.\theta)} = \frac{-2.R_s - 2.(L_d - L_q).\omega \sin(2.\theta)}{(L_d + L_q) - (L_d - L_q).\cos(2.\theta)}$$

$$B_1 = \frac{V_s - \sqrt{2}.\Phi_f.\omega \cos(2.\theta)}{2.L_{cs} - 3.L_{s1}.\cos(2.\theta)} = \frac{V_s - \sqrt{2}.\Phi_f.\omega \cos(2.\theta)}{(L_d + L_q) - (L_d - L_q).\cos(2.\theta)}$$

où:

L_{cs} l'inductance cyclique principale, telle que:

$$L_{cs} = L_{so} - M_0 \quad (III-26)$$

L_d l'inductance d'axe directe, telle que:

$$L_d = L_{cs} + \frac{3}{2} . L_{s2} \quad (III-27)$$

L_q l'inductance d'axe en quadrature, telle que:

$$L_q = L_{cs} - \frac{3}{2} . L_{s2} \quad (III-28)$$

La résolution de l'équation III-25 se fait à l'aide d'un algorithme numérique. Nous avons choisi, dans notre cas, la méthode de Runge-Kutta d'ordre 4.

Une fois que i est déterminé, nous pouvons déduire les courants de phase (i_a, i_b, i_c) grâce à la matrice $[C_1]$ (équation III-18), ainsi que les flux (Φ_a, Φ_b, Φ_c) (équation III-23). Les tensions aux bornes des phases (v_a, v_b, v_c) sont fonction des courants dans les enroulements (équation III-22). Les courants suivant les axes direct et en quadrature, sont déterminés par transformation de Park:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = [p(-\theta)] \cdot [T_{32}]^t \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-29})$$

Nous calculons ensuite le couple C_{em} (§II équation II-60), la vitesse ω et la position θ en utilisant les équations électromagnétiques (§II équation II-62).

b-Modèle 2-2:

Ce modèle correspond au cas où c'est la phase b qui n'est plus alimentée (Figure III-14).

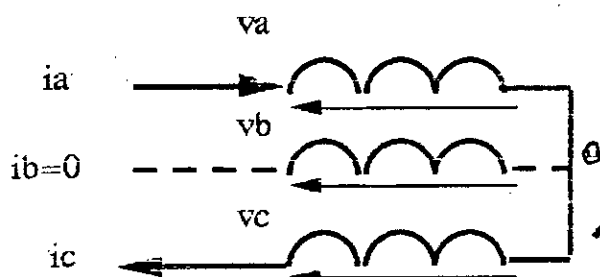


Figure III-14. Phase b non alimentée.

Nous allons appliquer la même démarche que pour le modèle 2-1 avec cette fois-ci:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{III-30})$$

$$i_a \neq 0; \quad i_b = 0; \quad i_c \neq 0 \quad (\text{III-31})$$

et:

$$i = i_a = -i_c \quad (III-32)$$

$$V_s = V_a - V_c \quad (III-33)$$

Nous obtenons:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [C_2]. i \quad (III-34)$$

et

$$V_s = [C_2]^t. \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (III-35)$$

avec:

$$[C_2] = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix} \quad (III-36)$$

On obtient:

$$\frac{di}{dt} = A_2. i + B_2 \quad (III-38)$$

avec:

$$A_2 = \frac{-2.R_s - 6.L_{s1}.\omega.\sin(2.\theta - 2.\pi/3)}{2.L_{cs} - 3.L_{s1}.\cos(2.\theta - 2.\pi/3)} = \frac{-2.R_s - 2.(L_d - L_q).\omega.\sin(2.\theta - 2.\pi/3)}{(L_d + L_q) - (L_d - L_q).\cos(2.\theta - 2.\pi/3)}$$

$$B_2 = \frac{V_s - \sqrt{2}.\Phi_f.\omega.\cos(2.\theta - 2.\pi/3)}{2.L_{cs} - 3.L_{s1}.\cos(2.\theta - 2.\pi/3)} = \frac{V_s - \sqrt{2}.\Phi_f.\omega.\cos(2.\theta - 2.\pi/3)}{(L_d + L_q) - (L_d - L_q).\cos(2.\theta - 2.\pi/3)}$$

Connaissant i , nous suivent la même démarche que précédemment dans le modèle 2-i.

c-Modèle 2-3:

Dans ce cas c'est la phase c qui n'est alimentée (Figure III-15).

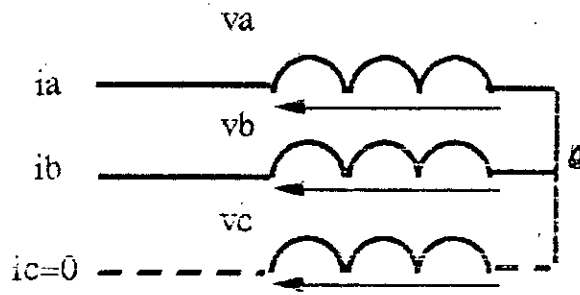


Figure III-15: Phase c non alimentée.

Nous appliquons le même raisonnement, avec:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (III-39)$$

$$i_a \neq 0; \quad i_b \neq 0; \quad i_c = 0 \quad (III-40)$$

et:

$$i = i_a = -i_b \quad (III-41)$$

$$V_s = V_a - V_b \quad (III-42)$$

Nous obtenons:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [C_3] \cdot i \quad (III-43)$$

et:

$$V_s = [C_3]^t \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (III-44)$$

avec:

$$[C_3] = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III-45)$$

On obtient:

$$\frac{di}{dt} = A_3 \cdot i + B_3 \quad (III-46)$$

avec:

$$A_3 = \frac{-2.R_s - 6.L_{s1} \cdot \omega \cdot \sin(2\theta + 2\pi/3)}{2.L_{cs} - 3.L_{s1} \cdot \cos(2\theta + 2\pi/3)} = \frac{-2.R_s - 2.(L_d - L_q) \cdot \omega \cdot \sin(2\theta + 2\pi/3)}{(L_d + L_q) - (L_d - L_q) \cdot \cos(2\theta + 2\pi/3)}$$

$$B_3 = \frac{V_s - \sqrt{2} \cdot \Phi_f \cdot \omega \cdot \cos(2\theta + 2\pi/3)}{2.L_{cs} - 3.L_{s1} \cdot \cos(2\theta + 2\pi/3)} = \frac{V_s - \sqrt{2} \cdot \Phi_f \cdot \omega \cdot \cos(2\theta + 2\pi/3)}{(L_d + L_q) - (L_d - L_q) \cdot \cos(2\theta + 2\pi/3)}$$

Connaissant i , nous suivant la même démarche que précédemment.

III-2-1-2. Modèle 3:

Ce modèle est un cas particulier du modèle 1 et du modèle 2. Dans ce cas, aucune phase n'est alimentée et tous les courants sont nuls.

Nous avons:

$$i_a = i_b = i_c = 0 \quad (III-47)$$

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (III-48)$$

Donc:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot i \quad (III-49)$$

Les tensions induites aux bornes des phases statoriques sont alors:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-50})$$

III-1-2. Bloc "commande de l'onduleur":

Dans ce cas, les deux interrupteurs d'un bras de l'onduleur s'amorcent et se désamorcent tous les 120°. Pour ce type de commande à 120°, on a toujours deux interrupteurs conducteurs. Le capteur de position est modélisé de la même manière que dans la commande 180°. Et tous les 60° nous avons un changement de configuration de l'onduleur suivant la séquence définie sur la Table III-2.

secteur	Etat des interrupteurs de l'onduleur					
comp	Te1	Te2	Te3	Te4	Te5	Te6
1	1	0	0	0	1	0
2	1	0	0	0	0	1
3	0	1	0	0	0	1
4	0	1	0	1	0	0
5	0	0	1	1	0	0
6	0	0	1	0	1	0

Table III-2. Logique de commande 120° de l'onduleur

III-2. Résultats de la simulation:

L'organigramme général de simulation permettant la simulation du système global selon la commande 120° est représenté sur la Figure III-16. On constate, d'après la Figures III-17-a illustrant la réponse de la vitesse dans le cas d'un démarrage à un couple de charge de 0.05 N.m, et la Figure III-17-b représentant le couple électromagnétique, que la réponse dynamique de la commande 120° est comparable à celle de la 180°, avec un temps de réponse de 0.5 s. Dans ce cas de commande, les oscillations du couple (Figure III-18-e) ont un taux d'oscillation d'environ $\tau=44\%$.

Le courant et la tension de phase sont représentés sur la Figure III-18-(a,b) du démarrage jusqu'au régime établi. On remarque que le courant n'est pas limité au démarrage car on n'a pas utilisé le régulateur à hystérésis. Grâce au régulateur à hystérésis, on limite le courant absorbé par le moteur à $(2A + 10\%)$, la tension et le courant sont représentés sur les (Figure III-18-(c,d)).

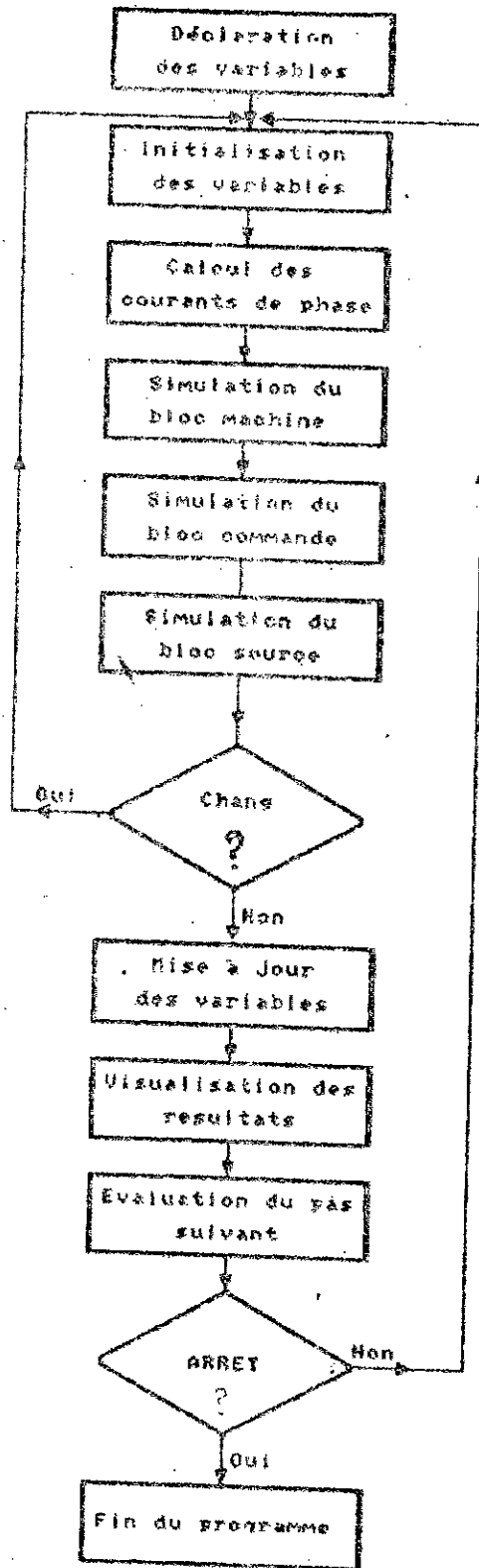


Figure III-16. Organigramme général de la commande 120

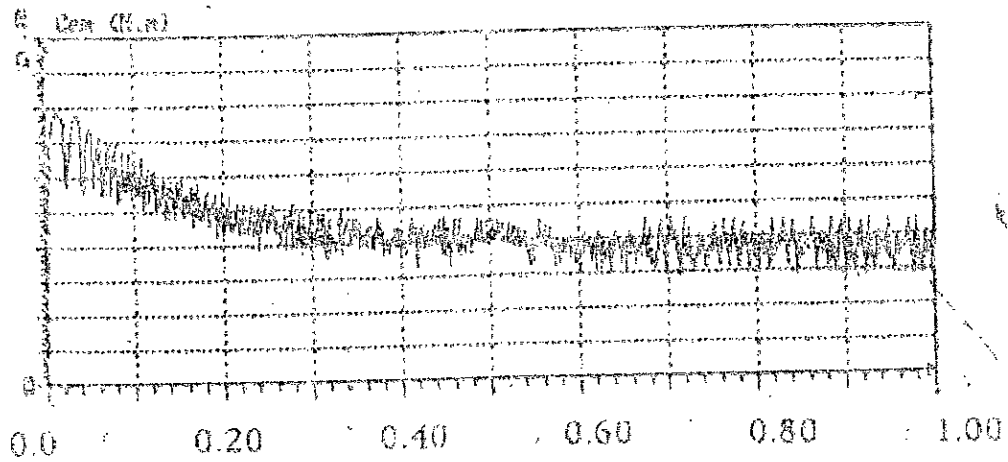
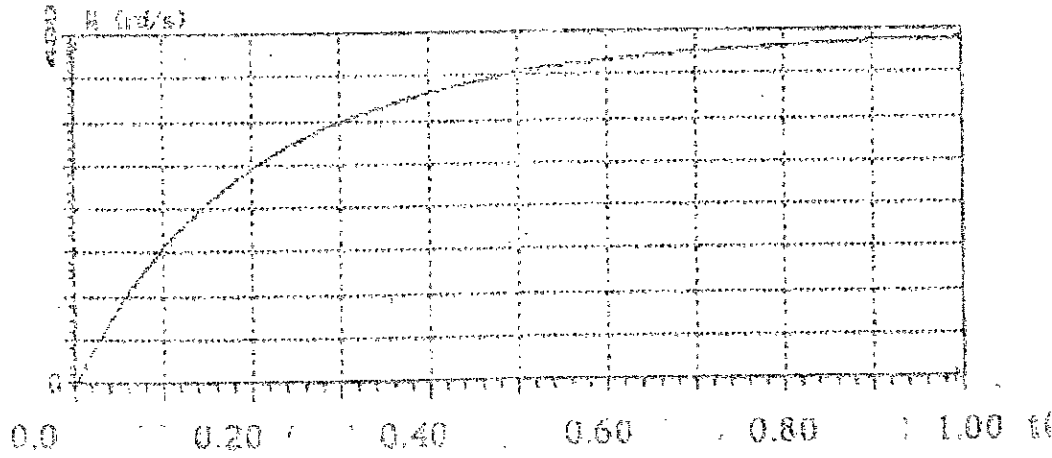


Figure III-17. Réponses du système durant le démarrage
à un couple de charge de 0.05 N.m
-commande i_{20}^* -
a-vitesse. b-couple

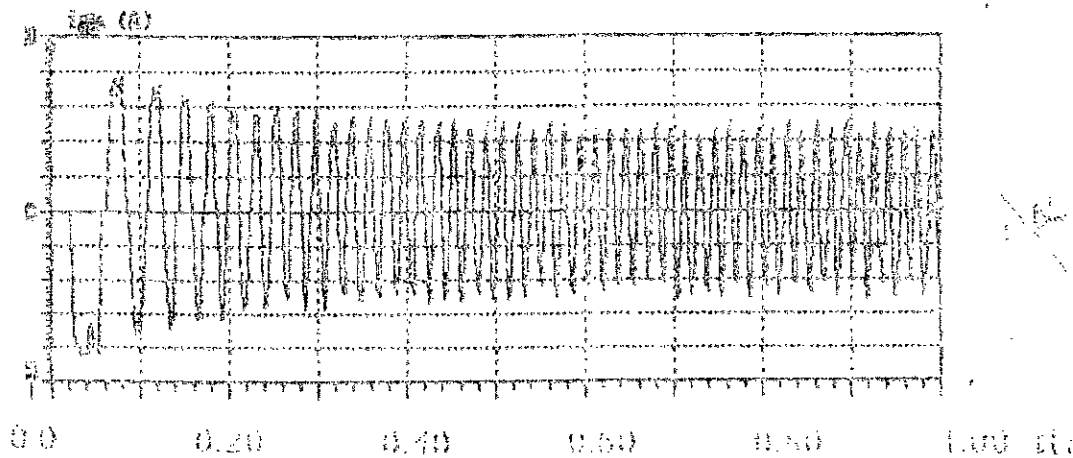
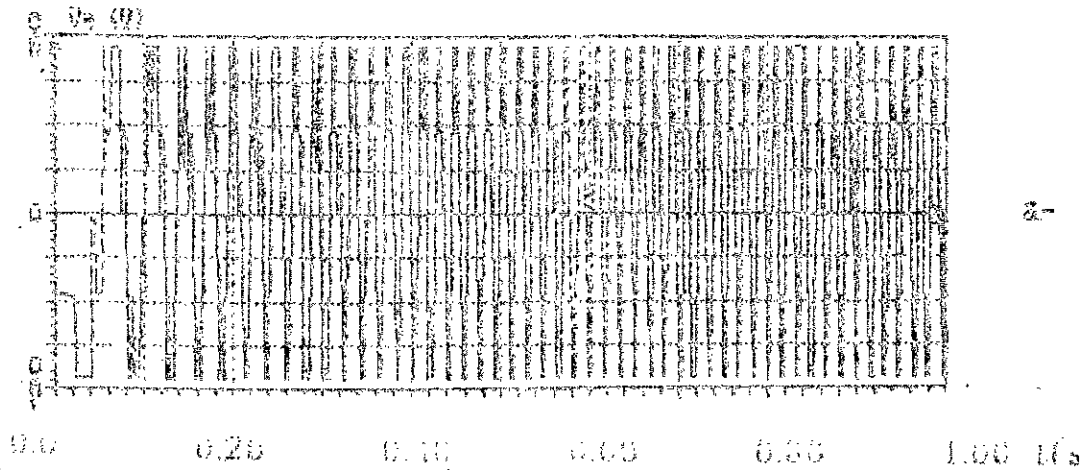


Figure III-18. Réponses du système durant le démarrage
à un couple de charge de 0.05 N.m
commande 120°
a-tension de phase b-courant de phase.

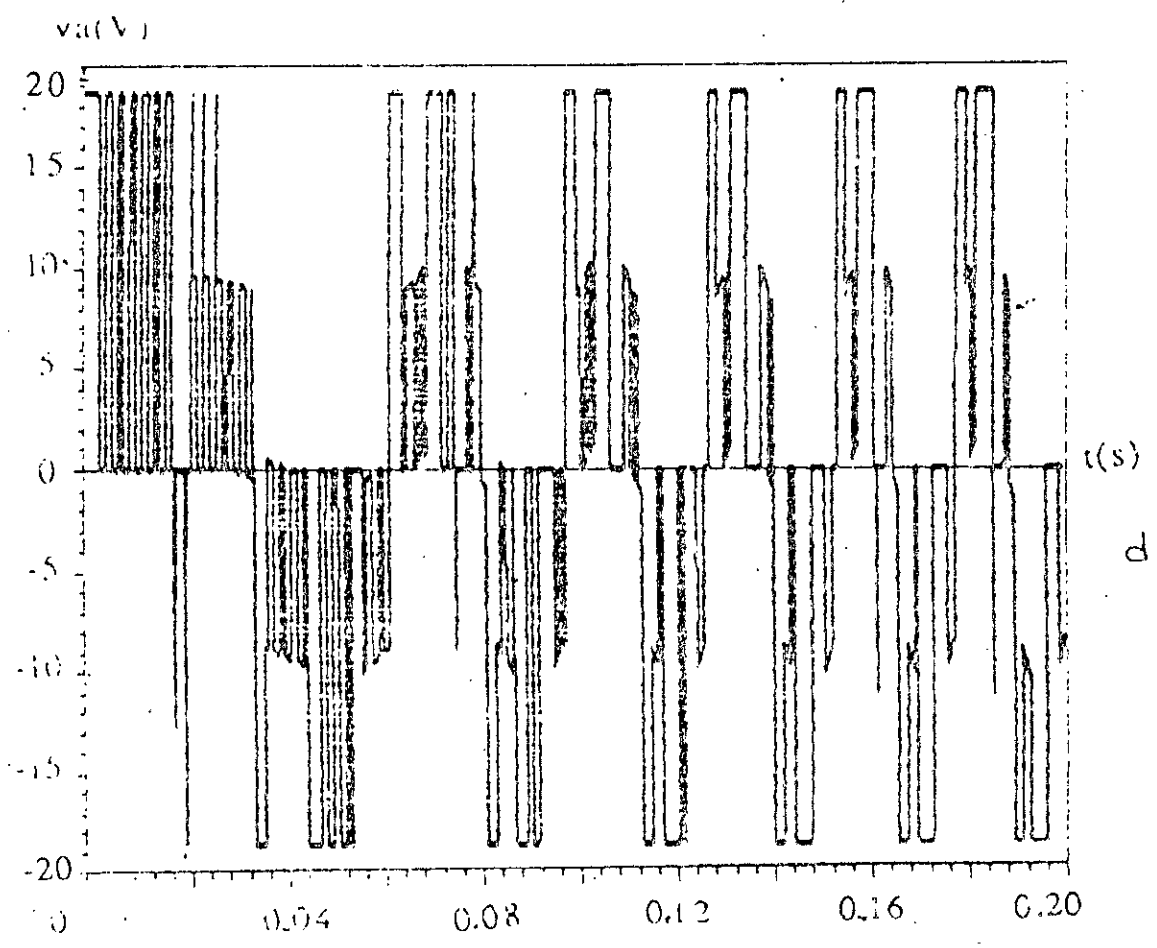
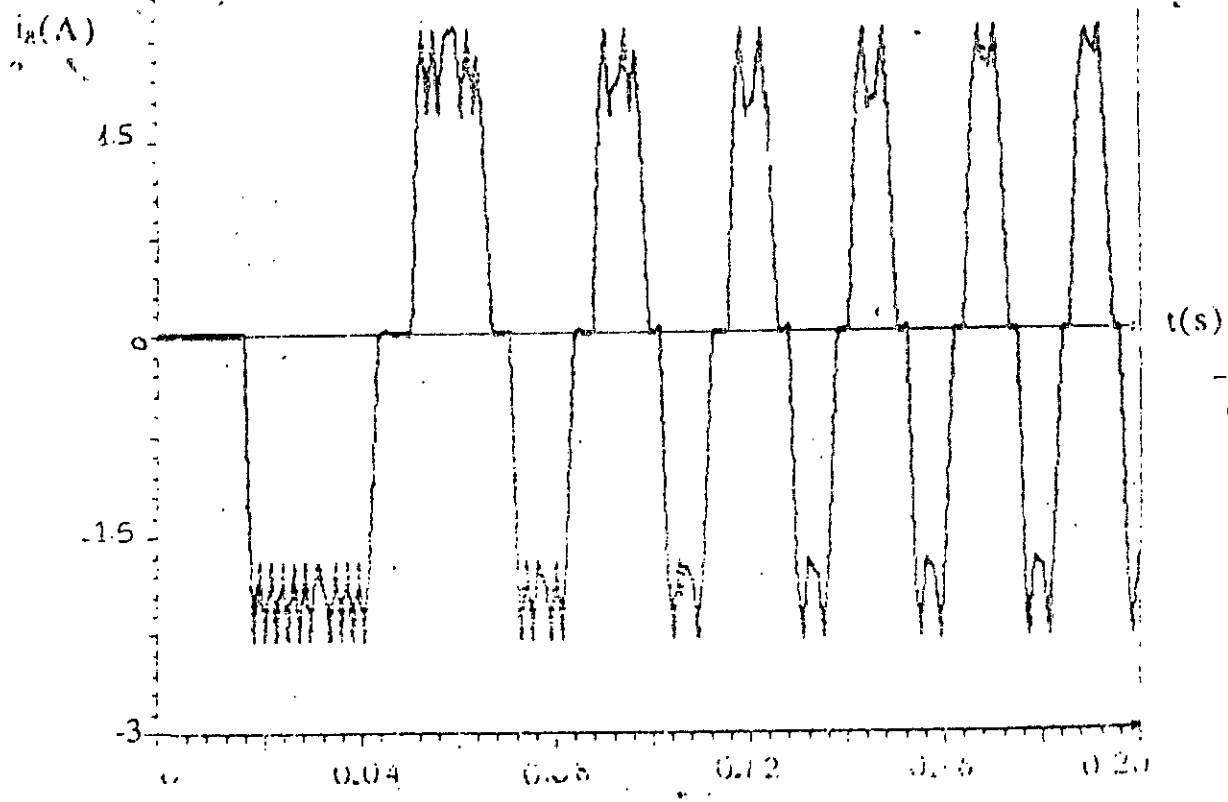


Figure III-18. Tension et courant avec régulation du courant
-commande 120° -
c-tension de phase d-courant de phase

CONCLUSION:

Nous avons présenté dans ce chapitre, une simulation complète de deux types de commande, la 120° et la 180° , pour l'alimentation d'une machine synchrone à aimants permanents autopilotée.

La méthode de simulation que nous avons utilisée, basée sur la décomposition du système global en sous-systèmes séparés bloc par bloc (source-commande-machine), nous a facilité la modélisation du système global et nous permet d'obtenir un programme modulaire, ce qui rend facile le passage d'une application à une autre en réutilisant les modules déjà existants. De plus, cette méthode permet d'étudier le système en régime transitoire et permanent.

Dans les deux types de commande, on peut constater que les réponses du système en vitesse sont comparables, avec un même temps de réponse. La différence entre les deux commandes, réside dans le taux d'ondulation du couple, qui est plus faible dans la commande 180° . Cependant, cette valeur reste importante. Afin de la diminuer, il faut alimenter la machine par des courants sinusoidaux, en utilisant la méthode de modulation de largeur d'impulsion (M.L.I), que nous étudions au chapitre suivant.

CHAPITRE IV:

**MACHINES SYNCHRONES A
AIMANTS PERMANENTS
ALIMENTEES PAR
MODULATION DE LARGEUR
D'IMPULSION**

CHAPITRE IV:

MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS ALIMENTEES PAR MODULATION DE LARGEUR D'IMPULSION

INTRODUCTION:

Les récents progrès technologiques dans les domaines des semi-conducteurs ont conduit à des interrupteurs statiques de grande puissance fonctionnant à grande fréquence de commutation (exemple les transistors de puissance, ...).

Cette évolution a ouvert un large domaine d'applications aux techniques de modulation de largeur d'impulsion (M.L.I) dans le contrôle de la tension de sortie des convertisseurs statiques utilisant ces nouveaux interrupteurs.

L'emploi de ces techniques de M.L.I, est particulièrement intéressant dans le cas d'onduleurs triphasés associés à des machines à courants alternatifs, rendant ainsi possible le contrôle en amplitude et en fréquence des tensions de sortie de l'onduleur.

La méthode de modulation de largeur d'impulsion, consiste donc à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit le plus proche de la référence sinusoidale [40].

Les lois de modulation sont très nombreuses dans la littérature [36], [37], et [38]. Nous proposons d'étudier deux stratégies de M.L.I, qui ont été à la base de la majorité des réalisations pratiques, à savoir, la M.L.I à échantillonnage naturel et la M.L.I à échantillonnage régulier. Nous appliquons ces deux stratégies pour alimenter à flux constant une machine synchrone à aimants permanents.

I-NOTION DE LARGEUR D'IMPULSION:

I-1. La méthode de M.L.I par échantillonnage naturel (triangulo-sinusoidale):

Parmi les nombreuses lois de commande permettant d'élaborer une onde M.L.I, la technologie la plus utilisée et la plus simple consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoidal (modulatrice) [39], [40] et [41]. L'intersection de ces deux signaux définit les instants de commande des interrupteurs. Sur la Figure IV-6, nous présentons en détail la définition d'une impulsion de commande suivant cette technique [32], [42].

L'expression de l'onde triangulaire $V_p(t)$, formée d'une succession de droites, alternativement positives et négatives est donnée par:

- droite à pente négative: pour $t \in [0, \frac{T_p}{2}]$

$$v_p(t) = 2 \cdot V_p \left(-2 \frac{t}{T_p} + \frac{1}{2} \right) \quad (IV-1)$$

- droite à pente positive: pour $t \in [\frac{T_p}{2}, T_p]$

$$v_p(t) = 2 \cdot V_p \left(2 \cdot \frac{t}{T_p} - \frac{3}{2} \right) \quad (IV-2)$$

où:

V_p amplitude de la porteuse,
 T_p période de la porteuse.

L'expression des ondes sinusoidales sont:

$$\begin{aligned}v_{ref,1} &= V_{ref} \cdot \sin(\omega_{ref} \cdot t) \\v_{ref,2} &= V_{ref} \cdot \sin(\omega_{ref} \cdot t - 2 \cdot \pi / 3) \\v_{ref,3} &= V_{ref} \cdot \sin(\omega_{ref} \cdot t + 2 \cdot \pi / 3)\end{aligned}\tag{IV-3}$$

où:

V_{ref} amplitude des modulatrices,
 f_{ref} fréquence des modulatrices, telle que:

$$\omega_{ref} = 2 \cdot \pi f_{ref}$$

La comparaison entre une des sinusoides modulantes et la porteuse triangulaire (positive ou négative), permet de définir les instants de commande des interrupteurs t_1 et t_2 par:

$$2 \cdot V_p \cdot \left(-2 \frac{t_1}{T_p} + \frac{1}{2}\right) = V_{ref} \cdot \sin(\omega_{ref} \cdot t_1)\tag{IV-4}$$

$$2 \cdot V_p \cdot \left(2 \cdot \frac{t_2}{T_p} - \frac{3}{2}\right) = V_{ref} \cdot \sin(\omega_{ref} \cdot t_2)\tag{IV-5}$$

En additionnant les équations IV-4 et IV-5, on obtient:

$$2 \cdot V_p \cdot \left(2 \frac{t_2 - t_1}{T_p} - 1\right) = V_{ref} \cdot [\sin(\omega_{ref} \cdot t_1) + \sin(\omega_{ref} \cdot t_2)]\tag{IV-6}$$

La largeur d'impulsion est donnée par [11] et [26]:

$$\tau(k) = t_2 - t_1\tag{IV-7}$$

où:

k représente le nombre de crêtes de porteuse ($k=0, 1, 2, \dots$)

D'où:

$$\tau(k) = \frac{T_p}{4 \cdot V_p} \cdot V_{ref} \cdot [\sin(2 \cdot \pi \cdot f_{ref} \cdot t_1) + \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{ref} \cdot t_2)] + \frac{T_p}{2}$$

(IV-8)

Il est important de remarquer dans l'équation IV-8 que la largeur d'impulsion est proportionnelle aux valeurs de la tension modulante V_{ref} aux instants d'échantillonnage t_1 et t_2 . Ces instants étant définis de manière naturelle par la comparaison de deux ondes, il n'existe donc pas de période d'échantillonnage bien définie, d'où le qualitatif d'échantillonnage naturel.

Cette méthode est fréquemment utilisée par des techniques analogiques ou numériques. Cependant elle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse T_p .

Ainsi les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple. Et l'équation IV-8 peut être résolue par des techniques numériques dont le temps de calcul est généralement non négligeable [42].

Cette technique est donc inadaptée à la réalisation des commandes en temps réel par micro-processeurs. En fait l'application de cette méthode est limitée à des faibles fréquences de la porteuse triangulaire [42].

II-2. La méthode de M.L.I par échantillonnage régulier:

II-2-1. M.L.I échantillonnée régulière symétrique:

Contrairement à la M.L.I naturelle décrite ci-dessus, dans cette technique l'échantillonnage des tensions de référence se fait à des instants périodiquement espacés. C'est à dire seulement aux crêtes de la porteuse (à $t=k.T_p$, $k=0, 1, 2, 3, \dots$). Nous présentons ce principe d'échantillonnage sur la Figure IV-2 [27], [43].

L'onde modulante est échantillonnée à chaque sommet positif de l'onde triangulaire. Cette valeur est maintenue constante pendant toute une période [33]. Cette procédure produit une onde en paliers qui est une approximation de la référence sinusoïdale modulée en amplitude.

Cette dernière est ensuite comparée à la porteuse triangulaire, déterminant ainsi les impulsions de commande de l'onduleur. Cette comparaison peut être décrite analytiquement de la même façon que pour la méthode de M.L.I naturelle. En effet, si nous reprenons les équations IV-1 et IV-2, nous pouvons écrire:

$$2.V_p.(-2 \frac{t_1}{T_p} + \frac{1}{2}) = V_{ref}.sin(K.T_p) \quad (IV-9)$$

$$2.V_p.(2 \frac{t_2}{T_p} - \frac{3}{2}) = V_{ref}.sin(K.T_p) \quad (IV-10)$$

En additionnant les équations IV-9 et IV-10, on obtient:

$$2.V_{ref}.sin(K.T_p) = V_{pm} \cdot [\frac{2}{T_p} \cdot (t_2 - t_1) - 1] \quad (IV-11)$$

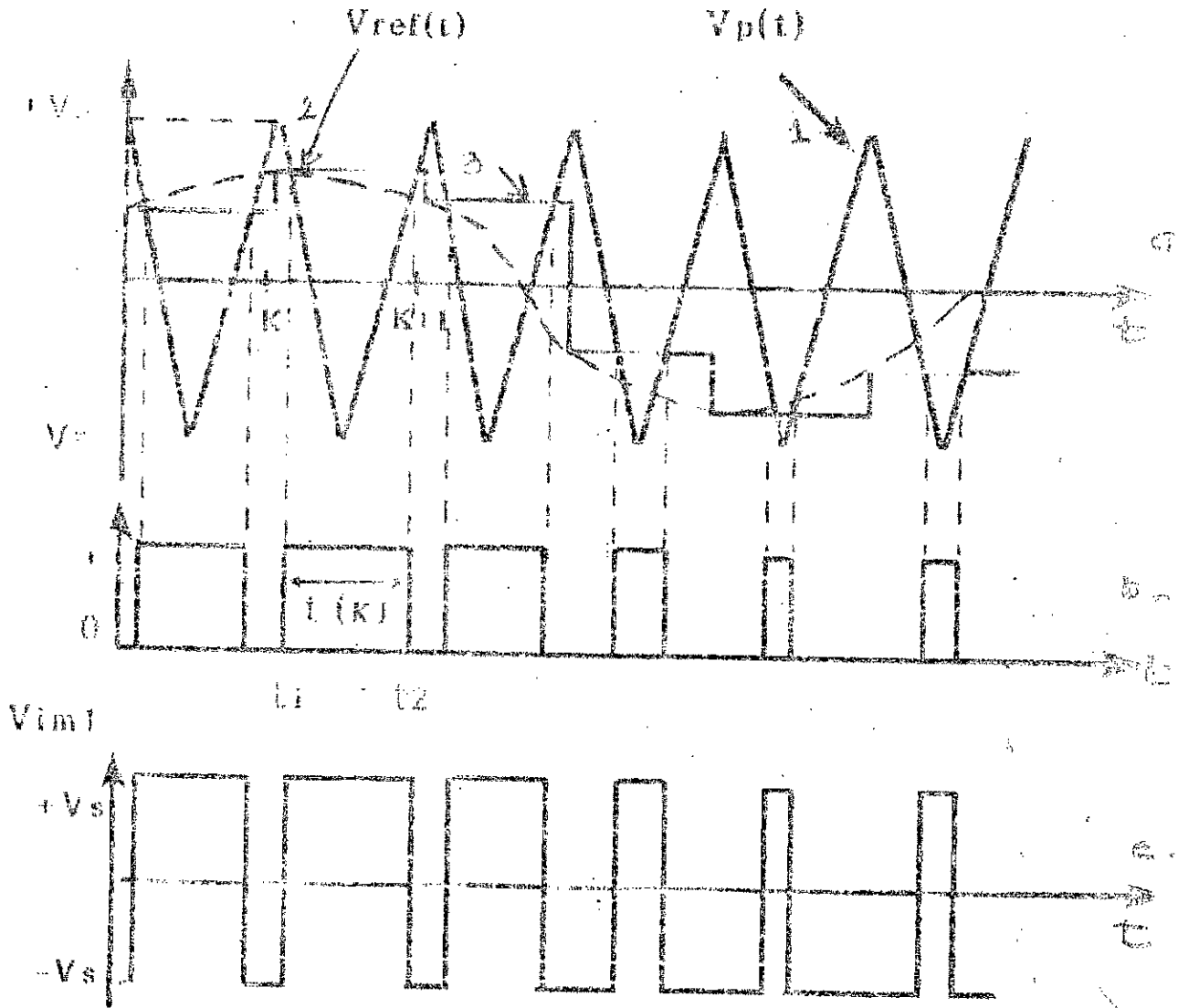


Figure IV-2 Technique de MLI par échantillonnage régulier symétrique.

- a- courbe 1: porteuse triangulaire $v_p(t)$
- courbe 2: référence sinusoïdale de la phase i

$$v_{ref,i} = V_{ref} \cdot \sin(\omega_s t + (i-1) \cdot 2\pi/3)$$
- courbe 3: version échantillonnée de l'onde modulante $v_{ref}(k)$
- b-impulsions de commande de la phase i, $u(k)$
- c-tension de sortie pour la phase i, $v_{im,i}(t)$

La largeur d'impulsion est donnée par [5]:

$$\tau(k) = T_p - t_1 \quad (IV-12)$$

D'où

$$\tau(k) = \frac{T_p}{2} \cdot \frac{V_{ref}}{V_p} \cdot |\sin(k \cdot T_p)| + \frac{T_p}{2} \quad (IV-13)$$

A partir de la Figure IV-2, nous vérifions que, comme les instants d'échantillonnage sont régulièrement espacés. Aussi, d'après l'équation IV-13, on note que la largeur d'impulsion est directement proportionnelle à l'amplitude de la modulatrice échantillonnée sur la période de la porteuse correspondante T_p .

Dans ce cas la détermination des instants de commutation fait appel à des équations analytiques simples. En conséquence, cette méthode de modulation est facilement réalisable en temps réel par des micro-processeurs [12], [42]

Par les équations IV-9 et IV-10, nous vérifions que les deux transitions de l'impulsion de commande dépendent de la même valeur échantillonnée à l'instant t_k . Par conséquence l'impulsion générée est symétrique par rapport au centre de la période et la méthode est dénommée M.L.I régulière symétrique.

11-2-2. M.L.I échantillonnée régulière asymétrique:

Nous pouvons de cette même technique de M.L.I échantillonnée effectuer deux échantillonnages de la tension de référence sinusoidale par période de l'onde triangulaire T_p .

Nous obtenons une autre technique, qui est représentée sur la Figure IV-3, où l'onde modulante est échantillonnée aux instants

$k \cdot T_p$ et $(k + \frac{1}{2}) \cdot T_p$. Par conséquence, la version modulée en amplitude de la tension de référence a deux fois de plus de paliers [42].

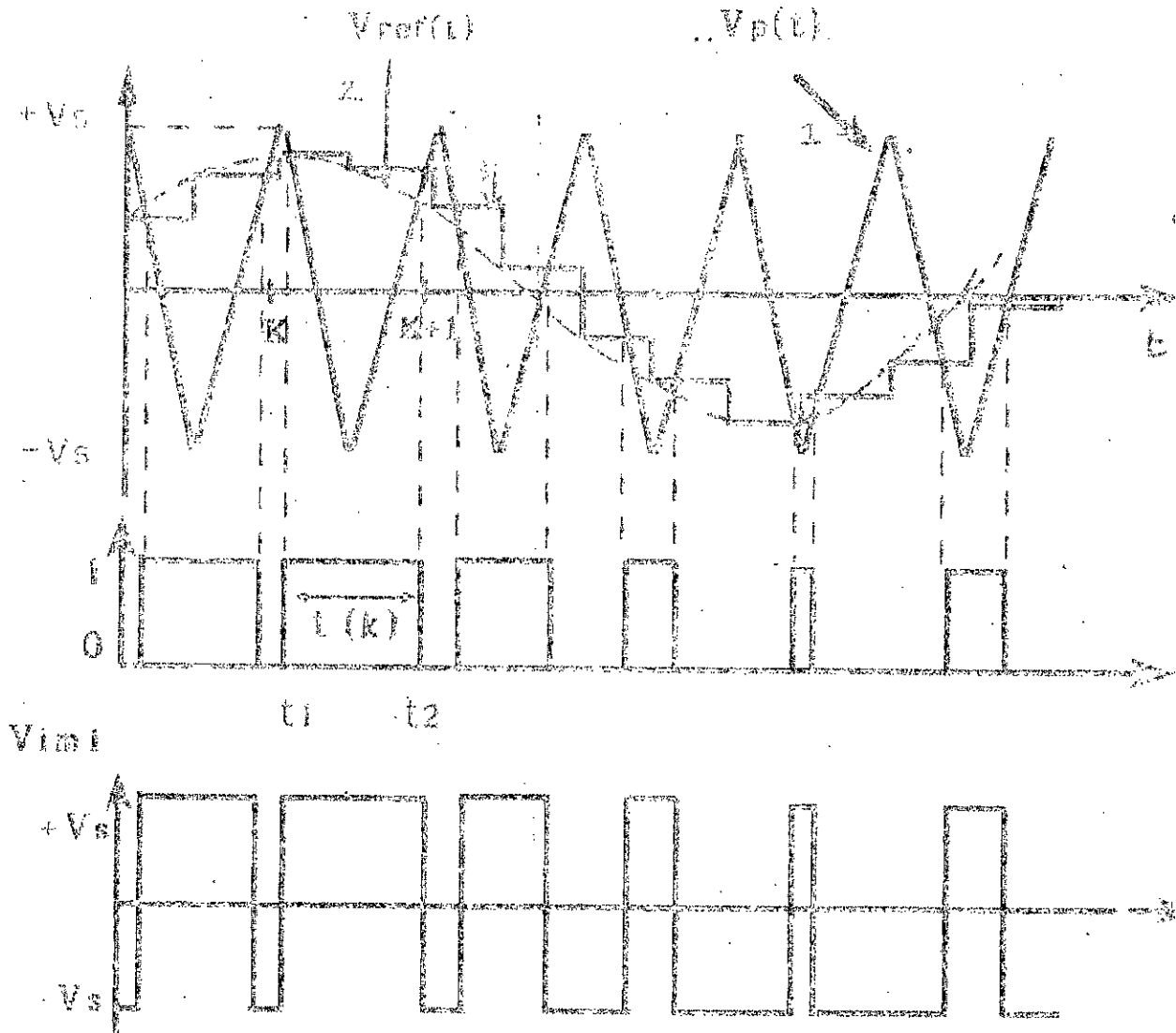


Figure IV-3. Technique de MLI par échantillonnage régulier asymétrique.

- a- courbe 1: porteuse triangulaire $v_p(t)$
- courbe 2: référence sinusoïdale de la phase i
 $v_{ref,i} = V_{ref} \cdot \sin(\omega \cdot t - (i-1) \cdot 2\pi/3)$
- courbe 3: version échantillonnée de l'onde modulante $v_{ref}(k)$
- b-impulsions de commande de la phase i , $\tau(k)$
- c-tension de sortie pour la phase i , $v_{im}(t)$

La largeur de l'impulsion de commande est dans ce cas définie par les équations d'égalité suivantes:

$$2.V_p.(-2 \frac{t_1}{T_p} + \frac{1}{2}) = V_{ref}.sin(k.T_p) \quad (IV-14)$$

$$2.V_p.(2 \frac{t_2}{T_p} - \frac{3}{2}) = V_{ref}.sin(k.T_p + \frac{T_p}{2}) \quad (IV-15)$$

En additionnant les équations IV-14 et IV-15, on obtient:

$$V_{ref}.[sin(k.T_p) + sin(k.T_p + \frac{T_p}{2})] = V_{pm}.[\frac{2}{T_p}.(t_2 - t_1) - 1] \quad (IV-16)$$

La largeur d'impulsion est donnée par [11]:

$$\tau(k) = t_2 - t_1 \quad (IV-17)$$

D'où:

$$\tau(k) = \frac{T_p}{2.V_{pm}}.[V_{ref}.sin(k.T_p) + V_{ref}.sin(k.T_p + \frac{T_p}{2}) + 1] \quad (IV-18)$$

Avec ce type de fonctionnement chaque transition de l'impulsion de commande est définie, à partir d'une valeur différente du signal échantillonné, comme le montre les équations IV-14 et IV-15. La méthode est donc dénommée M.L.I régulière asymétrique [42].

II- MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENT ALIMENTÉES PAR M.L.I

II-1. Description du système:

La commande M.L.I a pour avantages, par rapport à la commande 180°, d'une part de réduire le taux d'harmoniques, d'autre part de régler la valeur efficace et la fréquence de la tension aux bornes de la machine.

Comme au chapitre précédent, le système global est composé d'un moteur synchrone à aimants permanents alimenté par un onduleur de tension à transistors (Figure IV-4). Afin de fonctionner à flux constant dans la machine, on va utiliser la loi de commande à flux constant, ce qui revient à maintenir le rapport $\frac{V}{\omega} = \text{constant}$ [46].

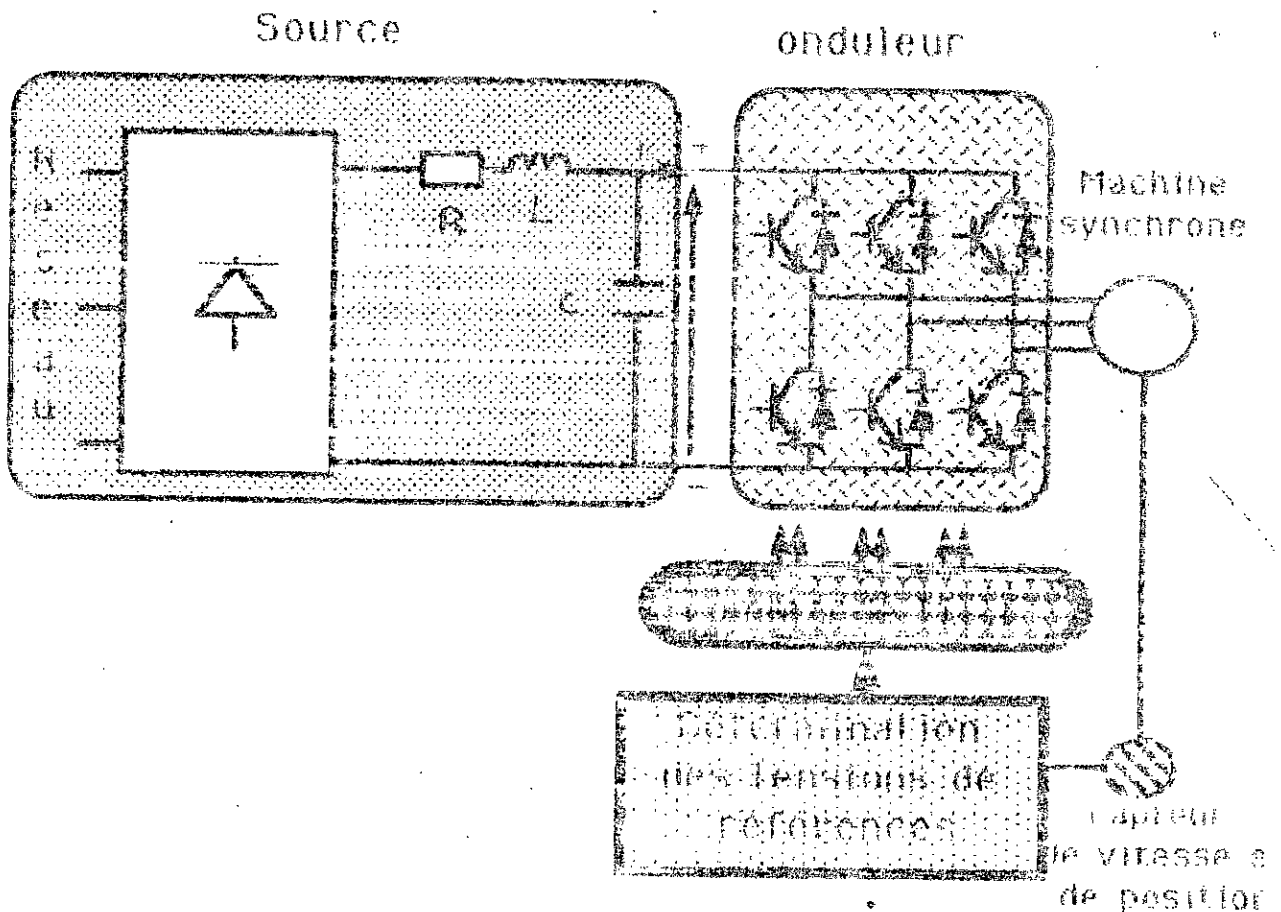


Figure IV-4 Représentation du système.

Le système global est muni donc d'un capteur de position et d'un capteur de vitesse permettant de déterminer les tensions de références à imposer aux bornes de la machine.

III-2. Modélisation du système:

L'étude et la simulation de la commande par M.L.I. se fait dans le même esprit que la commande à 120° et 180°. Donc la modélisation de l'ensemble machine-onduleur-commande sera basée sur la décomposition en blocs [12], [27], [28].

Dans ce cas on peut distinguer les blocs suivants:

- bloc "source";
- bloc "machine";
- bloc "onduleur";
- bloc "détermination des tensions de références";
- bloc "commande de l'onduleur".

Ces derniers sont représentés sur le schéma fonctionnel suivant [36]:

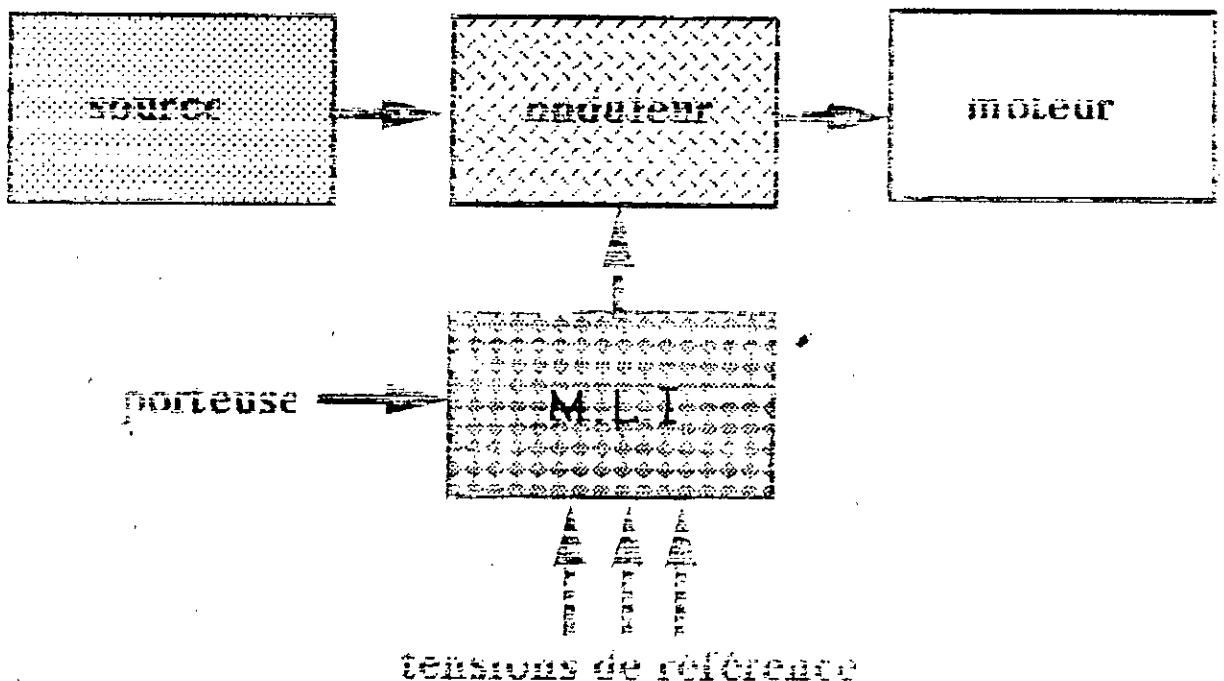


Figure IV-5. Schéma fonctionnel d'une commande à M.L.I.

Dans ce cas de commande à M.L.I on a toujours trois phases qui conduisent. Le modèle de Park(d,q) lié au rotor est donc le mieux adapté. Pour l'onduleur, il est toujours modélisé par une matrice de connexion.

Donc seuls les blocs "commande de l'onduleur" et "détermination de tensions de références" sont à déterminer et avec l'avantage de la méthode de modélisation que nous avons utilisé, nous pouvons réutiliser les blocs déjà étudiés dans la commande 180°. Les nouveaux blocs à introduire sont les suivants:

III-2-1 Bloc "Détermination des tensions de références"

En régime permanent, l'amplitude de la tension de référence est égale à la force contre électromotrice "f.c.e.m." plus un terme qui représente les pertes joules, donc:

$$V_{ref} = \Phi_f \cdot \omega + R \cdot I_0 \quad (IV-19)$$

avec:

I_0 est le courant qui correspond au couple de charge

On peut maintenir le flux constant en agissant sur $\frac{(V_{ref} - R \cdot I_0)}{\omega}$

Une approximation légitime consiste à maintenir le rapport $\frac{V_{ref}}{\omega} = Cte$.

Dans ce cas, les tensions aux bornes de la machine doivent être contrôlées pour qu'elles soient en phase avec la force contre électromotrice. Elles sont déterminées par les relations suivantes:

$$v_a^* = V_{ref} \cdot \sin(\omega t)$$

$$v_b^* = V_{ref} \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3) \quad (IV-27)$$

$$v_c^* = V_{ref} \cdot \sin(\omega t + 2\pi/3)$$

III-2-2. Bloc "commande de l'onduleur":

Nous étudions deux stratégies de M.L.I, que nous modélisons séparément.

III-2-2-1. M.L.I à échantillonnage naturel:

A chaque intersection de la porteuse et de l'une des modultrices, un comparateur donne des ordres de commutation aux trois bras de l'onduleur. On définit alors pour chaque bras ($i=1, 2, 3$) deux cas d'intersection [26] et [27]. Afin d'évaluer les séquences d'allumage et d'extinction des interrupteurs, nous proposons d'étudier le cas du premier bras ($i=1$), pour cela supposons qu'il y a intersection de la porteuse v_p avec la modultrice $v_{ref,1}$ on aura les possibilités suivantes:

1-si la pente de la porteuse est négative

alors:

1er cas: allumage de l'interrupteur Te_1
extinction de l'interrupteur Te_4 .

2-si la pente de la porteuse est positive

alors:

2eme cas: allumage de l'interrupteur Te_4
extinction de l'interrupteur Te_1

Pour chaque phase, l'algorithme est le même. Nous représentons sur la Figure IV-6 un organigramme général pouvant déterminer les différents cas des trois phases.

Suivant le cas sélectionné, on détermine l'amorçage ou le blocage des interrupteurs ce qui peut modifier la matrice de connexion [T].

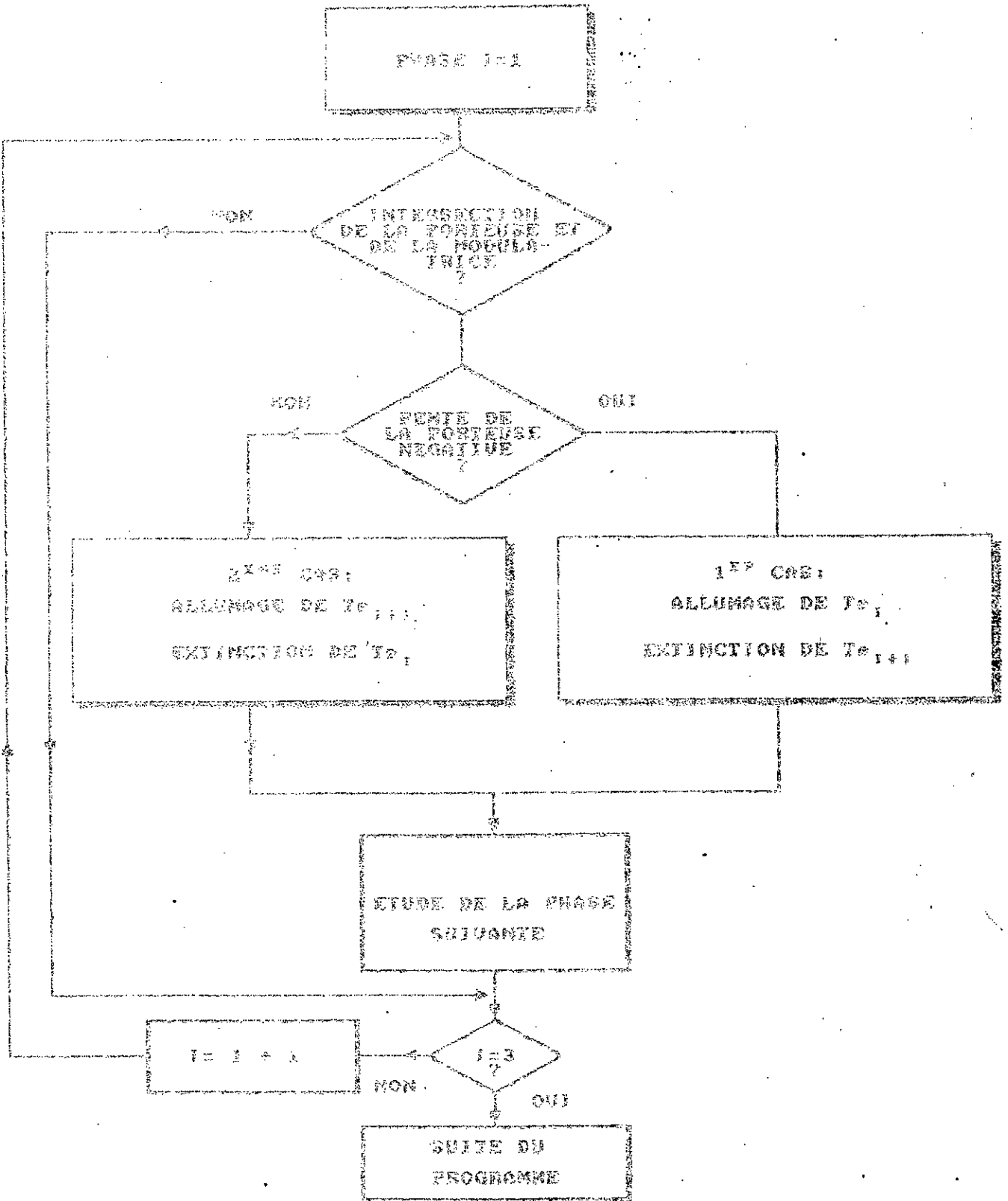


Figure IV-6. Organigramme général représentant les différents cas d'intersection d'une porteuse et d'une modulatrice dans le cas d'une M.L.I naturelle.

11-2-2-2. M.L.I à échantillonnage régulier
symétrique.

Nous avons vu que dans cette technique, l'échantillonnage des tensions de référence se fait à des instants périodiquement espacés, c'est à dire seulement aux crêtes de la porteuse (à $t=k.T_p$, $k=0, 1, 2, 3, \dots$). On aura un événement d'échantillonnage si [33] et [47]:

$$(t_{x+\Delta x} - h.T_p) \cdot (t_x - h.T_p) < 0 \quad (IV-21)$$

avec:

t_x début du temps de simulation
 $t_{x+\Delta x}$ fin du temps de simulation
 Δx pas d'intégration, tel que:
 $\Delta x = t_{x+\Delta x} - t_x$
 h un entier qui s'incrémente avec le temps, et tel que:
 $h = \text{int}(t_{dx}/T_p)$

où:

$\text{int}(\cdot)$ représente la partie entière de l'argument entre parenthèses.

Dans ce type de stratégie, les instants de conduction sont déterminés à chaque instant d'échantillonnage de la tension de référence. Donc, pour chaque modulatrice, et pour chaque période d'échantillonnage T_p , deux instants t_1 et t_2 de commutation sont déterminés en fonction de la largeur d'impulsion $\tau_i(k)$ [47]:

$$t_1 = \frac{h.T_p - \tau_i(k)}{2} \quad (IV-22)$$

$$t_2 = t_1(h) + \tau_i(k) \quad (IV-23)$$

avec:

i le nombre de phases (i=1, 2, 3)

Ces instants t_1 et t_2 nous permettent de définir pour chaque phase deux événements d'échantillonnage. Nous affectons ensuite des variables logiques r_c déterminant l'état de conduction des interrupteurs.

Nous proposons d'étudier la phase 1 (i=1), la procédure de modélisation est la suivante:

1-si la condition $[(t_{x+\Delta x} - h.T_p).(t_x - h.T_p) < 0]$ est vérifiée.

alors: $r_c(1) = 1$

1er cas: allumage de l'interrupteur Te_1
extinction de l'interrupteur Te_4 .

2-si la condition $[(t_{x+\Delta x} - h.T_p).(t_x - h.T_p) < 0]$ n'est pas vérifiée.

alors: $r_c(1) = 0$

2eme cas: allumage de l'interrupteur Te_4
extinction de l'interrupteur Te_1 .

Pour chaque phase, l'algorithme est le même. Nous représentons sur la Figure IV-7 un organigramme général pouvant déterminer les différents cas des trois phases.

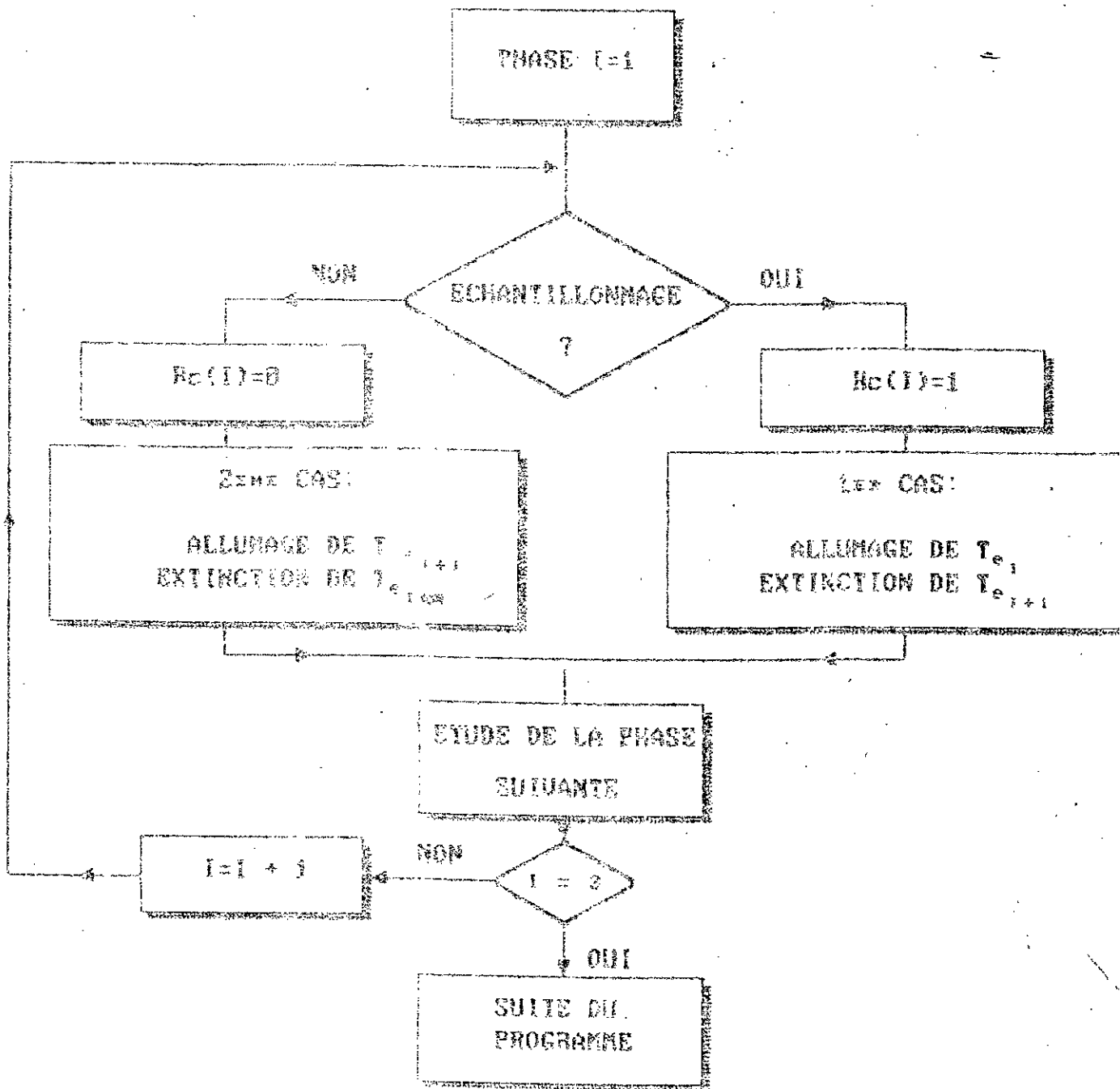


Figure IV-7. Organigramme général représentant les différents cas d'événements d'échantillonnage cas d'une M.F.I régulière-

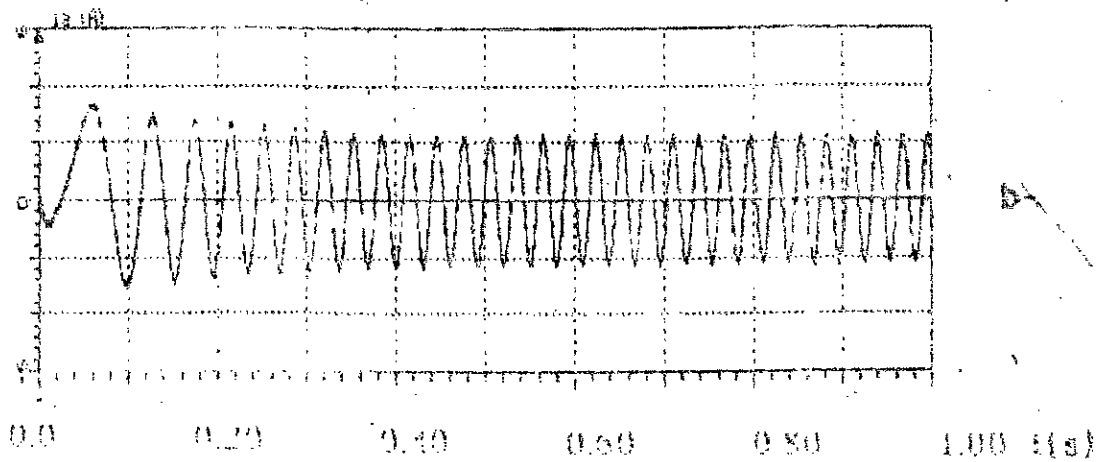
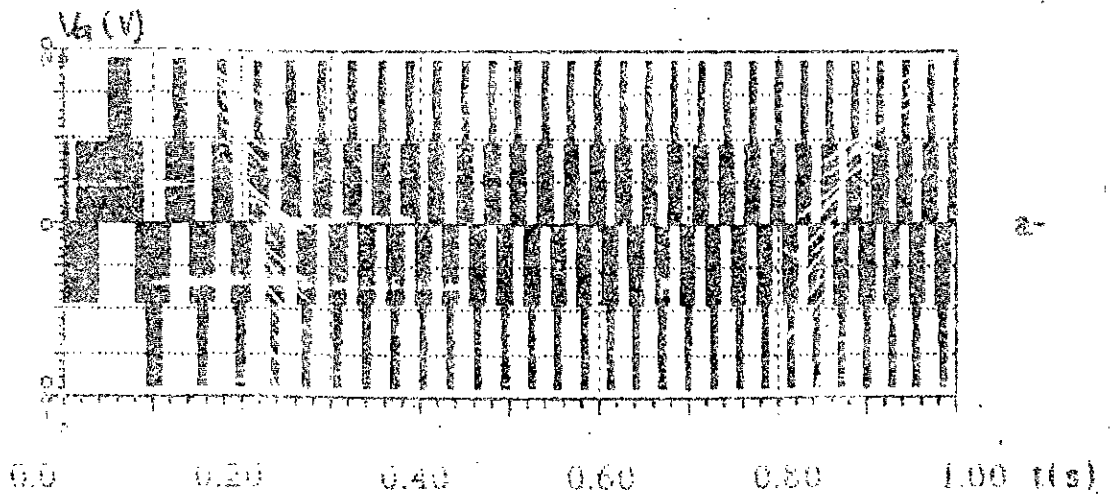


Figure IV-10. Réponse du système durant le démarrage
 M.L.I à échantillonnage naturel
 a- tension de phase
 b- courant de phase

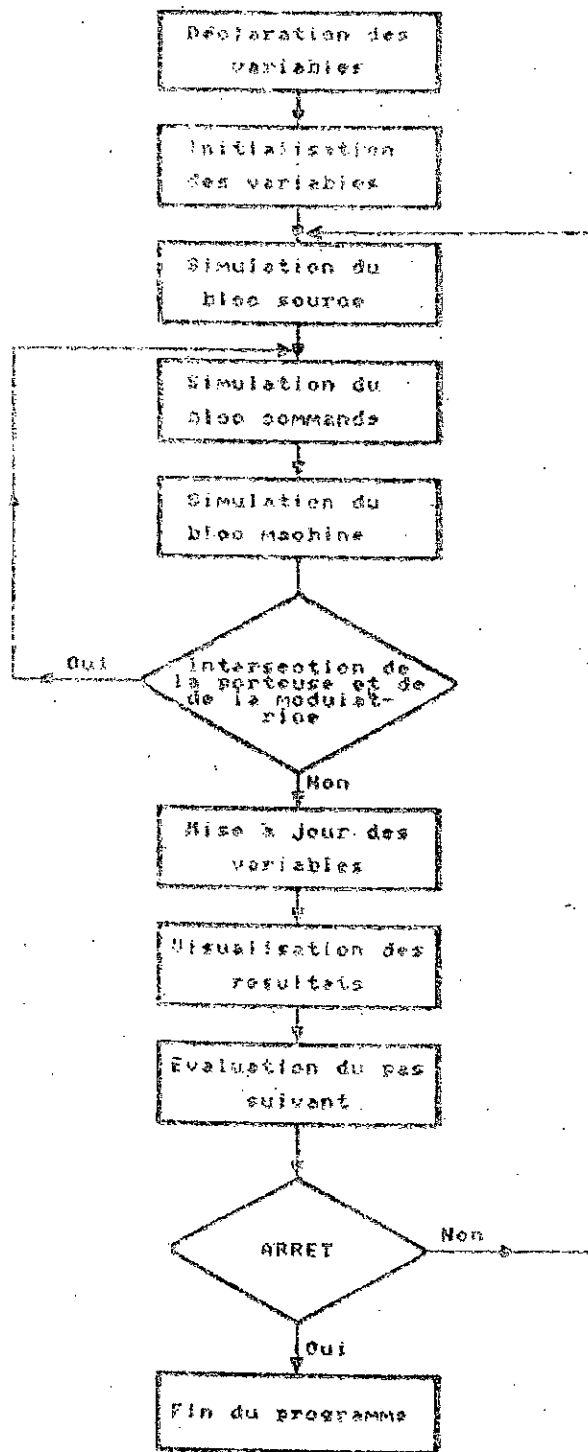


Figure IV-8 Organigramme général de la commande M.L.I

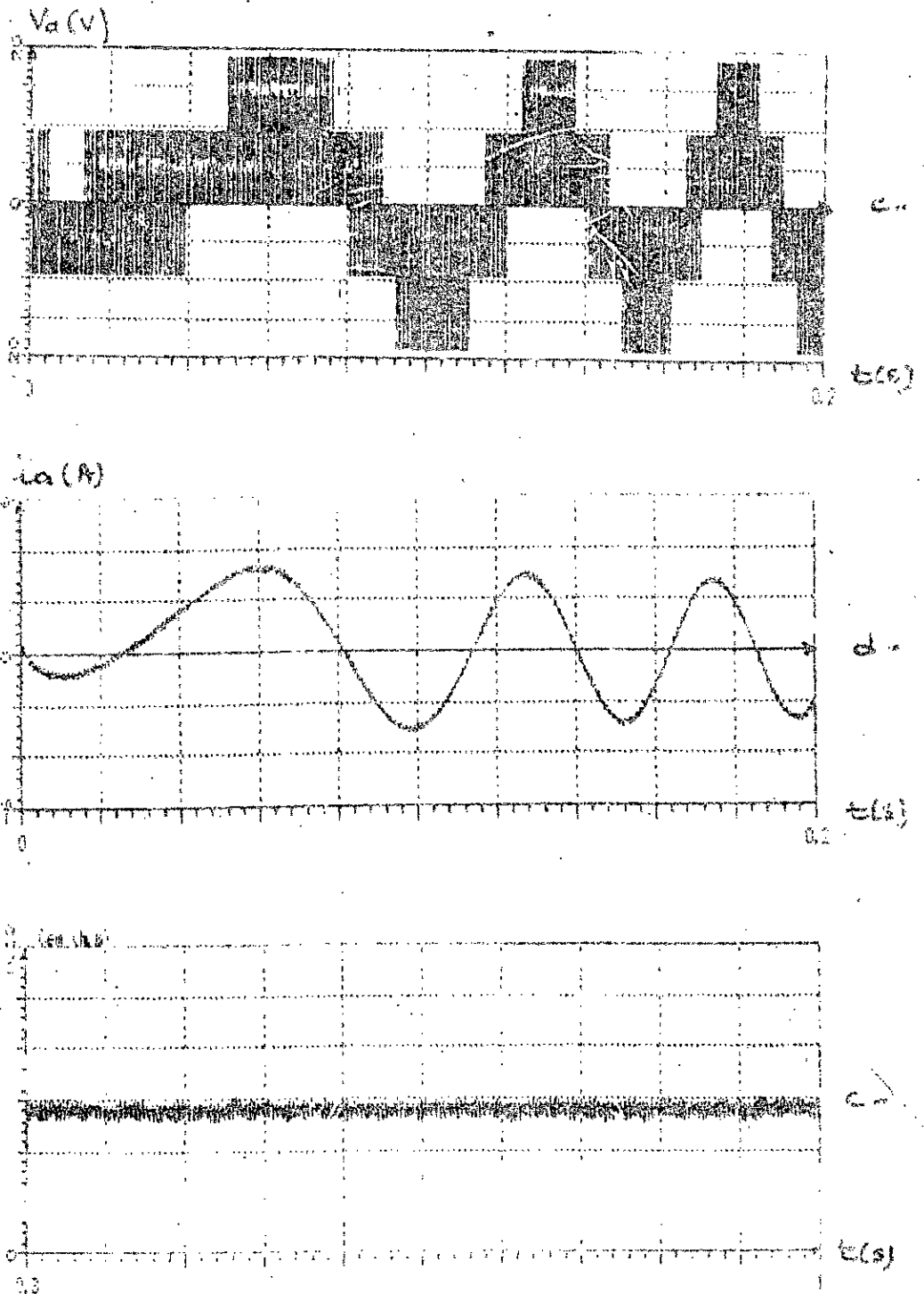


Figure IV-10. Réponse du système (suite)
M.L.I à échantillonnage naturel
c- tension de phase d- courant de phase
e-ondulations du couple

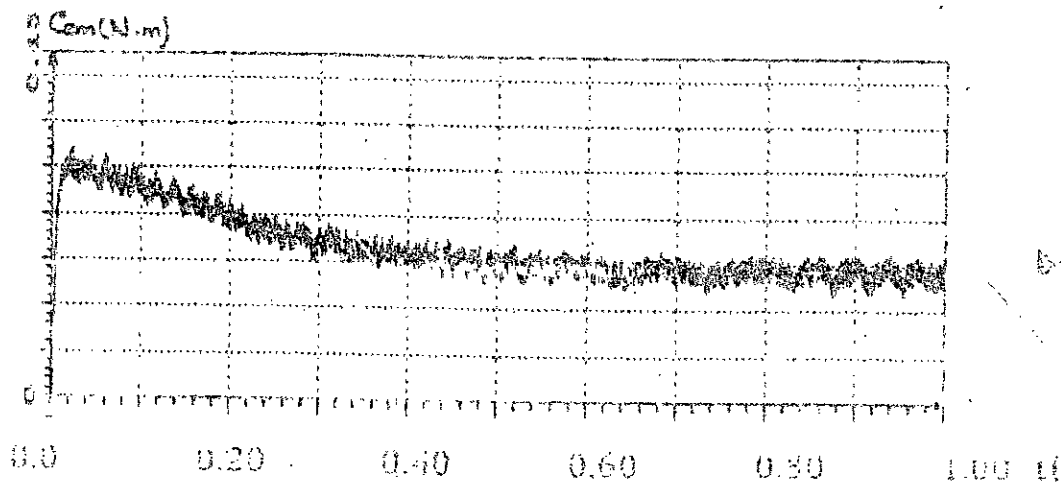
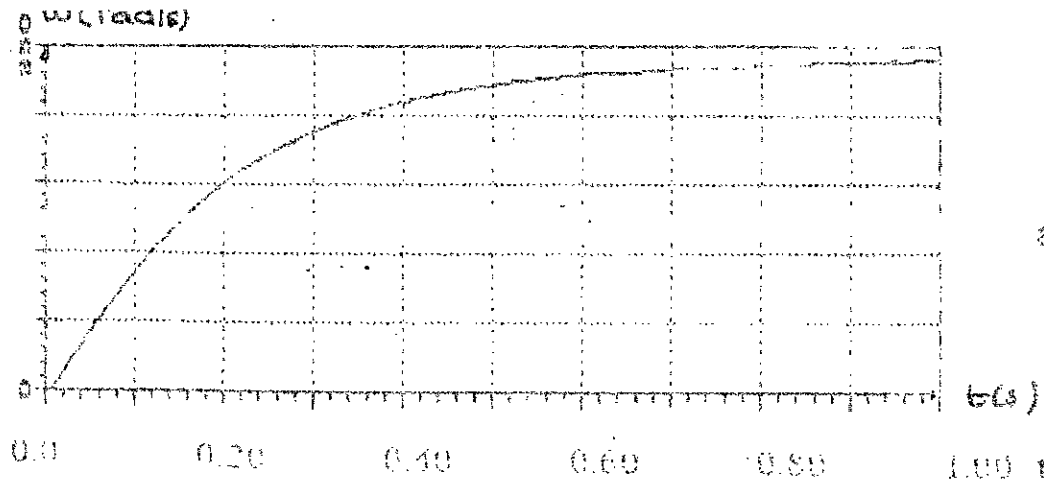


Figure IV 12: Réponse du système durant le démarrage
M.I.1 à échantillonnage régulier
a- vitesse b- couple

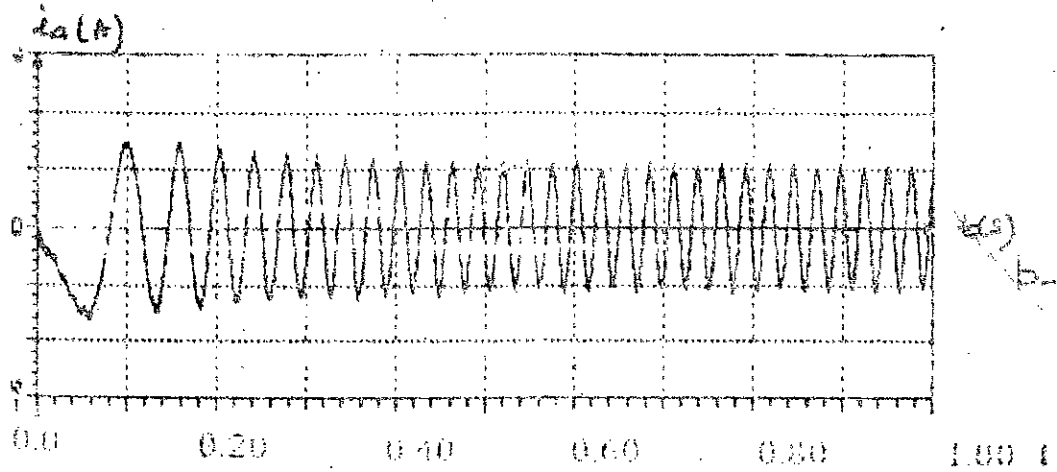
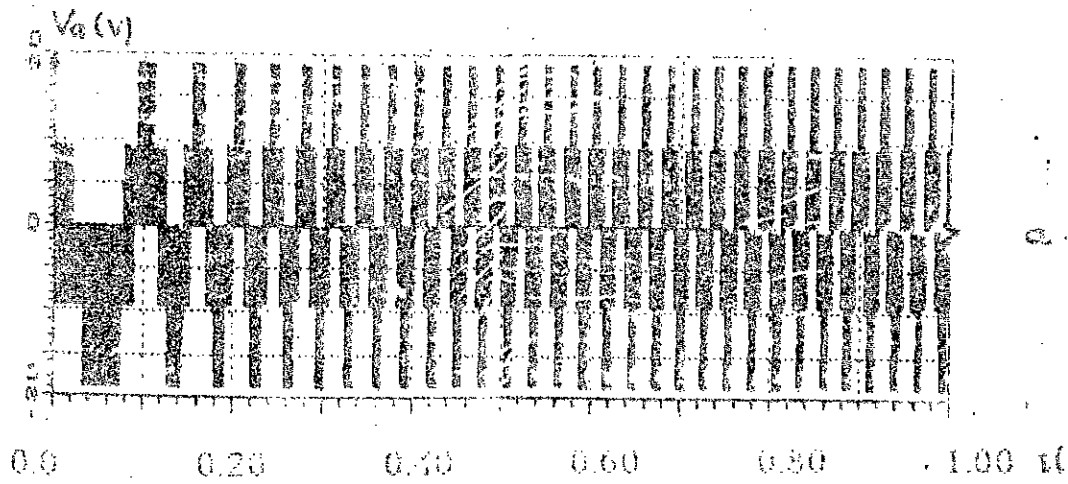


Figure IV-13: Réponse du système durant le démarrage
M.L.I à échantillonnage régulier
a- tension de phase
b- courant de phase

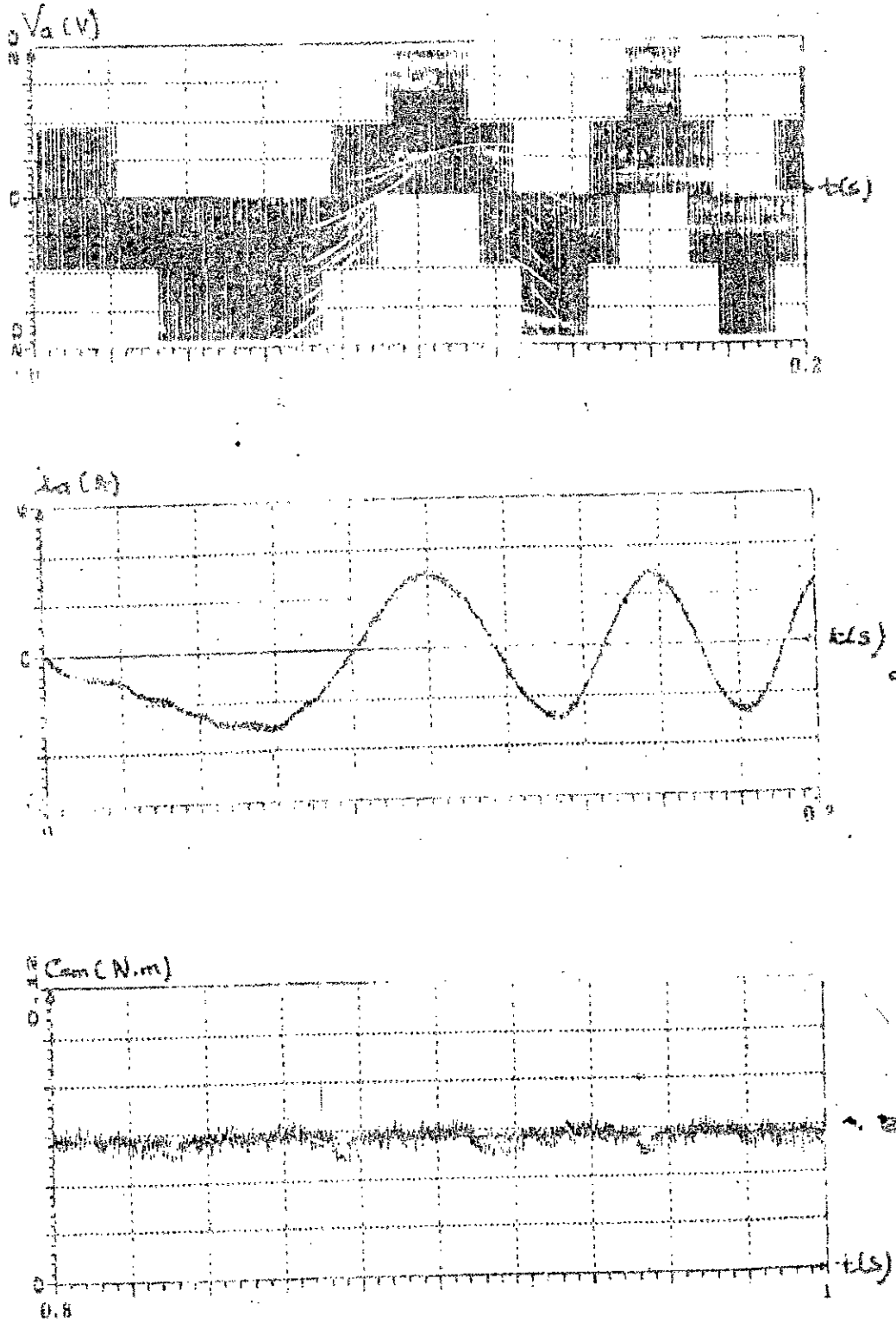


Figure IV-13. Réponse du système
M.L.I à échantillonnage régulier
c- tension de phase d- courant de phase
e- ondulations du couple

II-4. Résultats de la simulation.

L'organigramme général de simulation permettant la simulation du système global selon la commande M.L.I. est représenté sur la Figure IV-8 . Les résultats de simulation durant le démarrage et en régime permanent ont été représentés pour les deux stratégies de modulation.

Dans le cas de la M.L.I à échantillonnage naturel, la Figure IV-9-a donne la réponse de la vitesse pour un couple de charge de 0.05 N.m. Le démarrage est effectué à courant non limité à flux constant avec un temps de réponse de 0.5(s) Ceci est montré sur l'allure du couple électromagnétique sur la Figure IV-9-b. Nous notons, ainsi les oscillations du couple (Figure IV-10-e) avec un taux d'oscillation d'environ $\tau = 7 \%$. Le courant et la tension de phase sont représentés sur la Figure IV-10-(a,b) du démarrage jusqu'au régime établi. Le courant de phase est très proche de la forme sinusoïdale. Aussi, la tension de phase est, dans ce cas, très hachée avec une fréquence de 1 KHZ. Pour la fréquence de la tension et du courant, elle atteint une valeur de 25 hz à $t=0.2$ s (Figure IV-10-(c,d)), ce qui correspond à une vitesse de 160 rad/s (Figure IV-9-a)

Dans le cas de la M.L.I à échantillonnage régulier, la réponse de la vitesse, pour un couple de charge de 0.05 N.m, est représentée sur la Figure IV-11-a. Dans ce cas aussi le démarrage est effectué à flux constant à courant non limité avec un temps de réponse de 0.5(s) et le couple est donné par la Figure IV-11-b. Le taux d'oscillation, note sur les oscillations du couple (Figure IV-12-e) est de $\tau = 10 \%$. Le courant et la tension de phase sont représentés sur la Figure IV-12-(a,b) du démarrage jusqu'au régime établi, et ils ont la même allure que dans la première stratégie, mais présente plus d'harmonique car l'approximation de la sinusoïde est faite en escaliers. Pour la fréquence de la tension et du courant elle atteint une valeur de 25 hz à $t=0.2$ (s) (Figure IV-12-(c,d)), ce qui correspond à une vitesse de 160 rad/s (Figure IV-11-a)

CONCLUSION:

Nous avons présenté, dans ce chapitre, deux stratégies de modulation de largeur d'impulsion (M.L.I) alimentant chacune d'elles une machine synchrone à aimants permanents à partir d'un onduleur de tension à transistors.

La méthode de modélisation que nous avons utilisée, nous a permis de simuler ces deux techniques appliquées au moteur synchrone à aimants permanents en mettant en oeuvre les blocs introduits dans les commandes 120° et 180° .

Nous notons que dans ce type de commande à M.L.I, les ondulations du couple sont moindres par rapport aux autres commandes étudiées (commande 120° et 180°). Dans le cas de la M.L.I naturelle, le taux d'ondulation est plus petit par rapport à celui de la M.L.I à échantillonnage régulier, ce qui est normal, car l'approximation de la sinusoïde est faite en escaliers, mais à grande fréquence (1 KHZ dans notre cas). Les performances dynamiques du système dans les deux stratégies de M.L.I sont comparables.

- CONCLUSION GENERALE -

Dans le travail présenté dans ce mémoire, nous nous sommes efforcés de réaliser, une synthèse sur la commande des ensembles convertisseurs-machines électriques. Plus particulièrement ceux mettant en oeuvre les machines synchrones à aimants permanents à distribution sinusoïdale. Dans les diverses configurations envisagées nous avons procédé à une simulation aussi complète que possible.

Comme nous l'avons montré au chapitre I, la machine synchrone à aimants permanents apparaît aujourd'hui, comme une option importante pour le remplacement de la machine à courant continu, dans des applications de type servomécanismes de positionnement à hautes performances. Par rapport aux machines synchrones à rotor bobiné, la machine synchrone à aimants permanents présente l'avantage d'avoir une excitation sans pertes Joules, et la possibilité de mieux localiser les flux magnétiques [13].*

Une grande partie de notre travail consacrée à la méthode de modélisation en vue de la simulation numérique, a été présentée au chapitre II. Elle nous a permis de procéder à la modélisation du système global d'une manière simple, en décomposant le système complet en sous-systèmes ou en blocs séparés. Nous obtenons ainsi une structure modulaire qui facilite le développement des programmes de simulation en permettant leur réutilisation totale ou partielle.

La modélisation de la machine triphasée en composantes de Park nous a permis l'obtention d'un modèle simple et une simplification de la synthèse de la loi de commande.

La représentation de l'onduleur par une matrice de connexion nous a aussi permis d'effectuer la modélisation du système en tenant compte de toutes les configurations possibles de l'alimentation [2].

Les résultats de simulation numérique obtenus à partir des deux types de commande (120° et 180°), appliqués à la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension, ont été comparés. Il en découle que la commande 120° est intéressante dans des applications de robotique utilisant des moteurs à aimants permanents à f.e.m trapézoïdales et non sinusoïdales. Nous obtenons ainsi un couple pratiquement uniforme.

Deux stratégies de modulation de largeur d'impulsion (M.L.I.) appliquées à la machine synchrone à aimants permanents alimentée à partir d'un onduleur de tension à transistors, ont été étudiées par simulation numérique. Grâce à la méthode de modélisation que nous avons utilisée, nous avons pu mettre en oeuvre les blocs déjà imaginés dans les commandes 120° et 180° .

Il est évident que notre étude ne peut couvrir tous les aspects de l'ensemble convertisseur-machine-commande. Par conséquent, il serait intéressant d'introduire des boucles de régulation. En perspective pour ces travaux, c'est d'appliquer cette méthode pour l'étude et la simulation des commandes des systèmes assez complexes, à savoir la "commande en boucles fermées des machines synchrones et asynchrones".

WELLS FARGO BANK

- 111- J.P. LOUIS, C BERGMAN
"Commande numérique des ensembles convertisseurs-
machines: essai de synthèse".
GRECO, Lyon, France, 14-15 Juin 1990, pp. 1-13.
- 121- P.C. KRAUSE, R.R. NUCERA, R.F. KREFTA
"Analysis of a permanent magnet synchronous machine
supplied from 180° inverter with phase control"
IEEE, Transactions on Energie Conversion, Vol. EC-2, N°3,
September 1987, pp. 423-431.
- 131- B.K. BOSE, P.M. SZCZERNY.
"A microcomputer based control and simulation of an advance
IPM synchronous machine drive system for electric vehicle
propulsion"
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-35, N° 4,
Novembre 1988.
- 141- ARMIN MEYER, S. HANS.
"Le moteur synchrone à convertisseur de courant utilise
comme système d'entraînement à vitesse variable".
Revue Brown Boveri 4/5, 1982, pp. 151-156.
- 151- M. BOOST, P. DZ. IOGAS.
"State of the art P.W.M techniques: a critical evaluation".
IEEE, Transactions on Industrial applications, 1986.
- 161- MARLEN VARNOVISKY.
"Development and comparative analysis of a pulse-width
modulation strategy".
Transactions on Industrial electronics, Vol. IE-31 N°3, August
1984, pp. 272-277.
- 171- T. REKIOUA, V. RAMAROMISA, F.T. MEIBODY, R. LE.DOEUFF.
"Etude par simulation numérique de la commande M.L.I pour
les machines à courants alternatifs".
1er Colloque sur l'Electrotechnique et l'Automatique,
Alger, Algerie, 8-9 Mai 1990.

- [8]- M. MIRKAZEMI MOUND, T.C. GREEN, B. WILLIAMS
"Use of basic technology in the design of two novel P.W.M
générateurs".
Fourth International Conférence on Power Electronics and
Variable Speed Drive, July 1990, pp. 347-352.
- [9]- R. NUCERA.
"Computation of steady state performance of an electronically
commutated motor".
Master Thesis, School of Electrical Engineering, Purdue
University, West Lafayette, INDIANA, U.S.A, 1985.
- [10]- L. NEZLI
"Etude par simulation numérique du fonctionnement d'une
machine synchrone autopilotée"
Thèse de Magister en Electrotechnique, E.N.P. Alger, Algerie,
1986.
- [11]- R. REKKAB
"Etude et réalisation de la commande d'une machine
synchrone autopilotée"
Thèse de Magister en Electrotechnique, E.N.P. Alger,
Algerie, 1990.
- [12]- T. REKIOUA
"Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle
des machines synchrones à aimants permanents"
Doctorat d'INPL, Nancy, France, 1991.
- [13]- B. LAPORTE, PH. MANFEE
"Machines à aimants : de la conception aux prototypes".
Univerdustrie 91, Nancy, France, Mai 1991.
- [14]- C. BERENGER
"Contribution à l'étude d'une machine synchrone autopilotée à
aimants permanents et à enroulement dans l'entrefer".
Doctorat d'I.N.P.L., Nancy, France, Décembre 1989

[115]-M. LAJOIE-MAZENC

"Utilisation des aimants permanents dans les machines à commutation électronique."

Journées d'Etude S.E.E. R.G.E. N° 10, octobre 1984, pp. 605-612

[116]-P. BRISSONNEAU, I. BRUGEL, A. KIENER, D. LEBOUIC,
J.P. YONNET

"Nouvelles structures de moteurs à aimants permanents"

R.G.E. N° 10, Octobre 1984, pp. 632-641

[117]-N. GILBERT

"A la recherche des économies de coûts industriels: le moteur à aimants permanents"

Journées S.E.E. Grenoble, France, 1990, pp. 1/7-7/7.

[118]-A. GUERAUD, P. POURLLANGE, G. CREMET

"Evolution des performances et nouvelles applications des machines à aimants permanents"

R.G.E. N° 4, Avril 1991, pp. 70-75

[119]-M. GRANDPIERRE.

"Commande numérique des machines à commutation électronique-Automate de commande rapprochée (A.C.R.I)"

Thèse de Docteur es-sciences I.N.P de Toulouse, France, 1987.

[120]-K. CARLSON, A.A. LAVAKES, M. LAJOIE-MAZENC

"Operating analysis and simulation of a brushless D.C machine with a 120° hysteresis current controlled voltage inverter"

E.P.E. Aachen, R.F.A., 1989, pp. 1597-1511.

[121]-R. LE DOUEFF

"Contribution à la modélisation et à la simulation d'ensembles convertisseurs statiques- machines tournantes".

Thèse de Docteur es Sciences, E.N.S.E.M-INPL, Nancy, France, 1981.

- [22] E.J. GUDEFIN
"Cours d'Electrotechnique"
Professe à l'E.N.S.I.E.M, Nancy, France
- [23] J. LESENNE - F. NOTELET - G. SEQUIER
Introduction à l'Electrotechnique approfondie
Technique et Documentation, Paris 1981.
- [24] E. LAFORTE
"Machines synchrones a pôles saillants"
Cours à l'ENSIEM-INPL, Nancy, France, non publie, 1990.
- [25] P.C. KRAUSE
Analysis of electric machinery
Edition McGraw Hill, INC, New York, 1986.
- [26] G.A. KALIFMAN, A.B. PLUNKETT
"Steady state performance of voltage source inverter-
synchronous machine drive systems"
IEEE Transactions on Industry applications, Vol. IA 20 N°4,
July/August 1984, pp. 753-762.
- [27] D. ZIANI, A. BENSENOUCI
"Modélisation des machines synchrones a aimants alimentées
par un onduleur P.W.M."
3^{ème} Colloque Maghrébin sur les Modeles Numériques de
l'Ingénieur, Tunis, Tunisie, 26-29 Novembre 1991.
- [28] T. Rekioua and all
"Commande Vectorielle d'une machine synchrone a aimants
permanents".
4^{ème} Colloque Maghrébin sur les Modeles Numériques de
l'Ingénieur, Alger, Algerie, 22-24 Novembre 1993
(a apparaitre).

[29]-P. PILLAY.

"Modelling of a permanent magnet motor drives". IEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 35, N° 4, Novembre 1988.

[30]-J.M BOUYADJIS

"Etude par simulation numérique de la régulation d'une machine synchrone alimentée par un onduleur de tension à G.T.O"
Rapport de stage 3A ELT, E.N.S.E.M-I.N.P.L, Nancy, France, 1990.

[31]-T. REKIOUA, F. MEIBODY TABAR, J.P. CARON, R. LE DOEUFF.

"Study and comparaison of two different methods of current control of a permanent magnet synchronous motor".
3^{eme} International Symposium I.M.A.C.S-TC1' 90, E.N.S.E.M.- Nancy, France, 19-21 Septembre 1990, pp. 157-163.

[32]-D. ZIANI, A. BENSENOUCI.

"Modélisation des machines synchrones à aimants permanents alimentées par un onduleur M.L.I (P.W.M.)"
A.M.S.E Periodicals-Modelling, Measurements and Control, A, Vol. 44, N°2, France, 1992, pp. 1-24.

[33]-D. ZIANI, A. BENSENOUCI,

"Etude et modélisation par simulation numérique d'un moteur synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur du type M.L.I à échantillonnage régulier."
1^{eres} journées d'électronique de puissance, 20-21 Mai 1991, E.N.P, Alger, Algerie.

[34]-T. REKIOUA, F. MEIBODY TABAR, R. LE DOEUFF, A. ACHOUR.

"Speed control of permanent magnet synchronous motor"
P.E.M'90, 6th conférence on Power Electronic and Motion Control, 1-3 octobre 1990, Budapest, Hongrie, pp. 822-826.

[35]-G.SEGUIER

"La modulation de largeur d'impulsion dans les onduleurs de tension "

S.E.E., 28 Novembre 1990.

[36]- P.D. ZIOGAS, E.P. WIECHMAN.

"An analysis and design approach for static power converters based on digital simulation".

Digital Techniques in Simulation, Communication and Control, Etavier Science Publisher BV, I.M.A.C.S, North Holland, 1985.

[37]- G. SRIDHARA.RAO, S .VADIVEL, M. SOUMDARAJAN.

"An efficient method of P.W.M waveform generation using microprocessors".

Canadian Electrical Engineering Journal, Vol. II, N° 4, 1986.

[38]- HASMUK.S. PATEL, R.G. HOFT.

"Generalised techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverter-Part I: harmonic elimination".

I.E.E.E Transactions on Industry applications, Vol. IA-9, N°3, May/July 1973.

[39]-E.P. WIEXHMAN, P.D. ZIOGAS, V.R. STEFANOVIC.

"Generalized function model for three phase P.W.M inverter/rectifier convertors"

I.E.E.E, Transactions on Industrial Applications, Vol. IA-23, March/April 1987.

[40]-E.P. WIEXHMAN, P.D. ZIOGAS, V.R. STEFANOVIC.

"A novel bilateral power conversion scheme for variable frequency static power supplies"

I.E.E.E, Transactions on Industry applications, 1984.

[41]-LEE.J. PENKOWSKY, K.E. PRUZINSKY

"Fundamentals of P.W.M power current".

I.E.E.E, Transactions on Industry applications, Vol.IA-8, N°5 Sept/Oct 1972, pp. 584-592.

[42]- P. SEIXAS.

"Commande numerique d'une machine synchrone autopilotée-
Méthode algebrique de modulation de largeur d'impulsion-
Algorithme de commande en état de régulation de courants".
Thèse de Doctorat, U.C.L. Louvain, France, 1988.

[43]-F.L. VACHÉ

"Etude de commande de la machine synchrone à aimants
permanents en vue de l'augmentation du facteur de
puissance."

Mémoire de Licence en sciences appliquées-Université
catholique de Louvain, Belgique, 1990.

[44]-D. ZIANI, A. BENSENOUCI

"Description et modelisation des machines synchrones à
aimants permanents"

1eres journées d'electrotechnique, 29-30 mai 1990, E.N.P,
Alger, Algeria.

[45]-J.L. XU.

"Modelisation generale d'une machine synchrone autopilotée."
Rapport de D.E.A, E.N.S.E.M-I.N.P.L, Nancy(France), 1990.

[46]-V. RAMAROMISA.

"Simulation d'un onduleur triphasé à modulation de largeur
d'impulsion".

Rapport de stage, D.E.A, M.A.E, E.N.S.E.M., Nancy, France, 1987.

[47]-T. REKIOUA, F. MEIBODY TABAR, R. LE DOEUFF.

"Modelling and Digital Simulation of two Current Control
Methods for a Permanent Magnet Synchronous Motor
supplied by P.W.M-V.S.I"

E.P.E Firenze, Italie, september 1991, pp. 475-462.

ANNEXE

PARAMETRES DE LA MACHINE

La machine utilisée pour la simulation est une machine synchrone à aimants permanents du type SmCo à distribution sinusoïdale, dont les paramètres sont les suivants [9] et [25]:

<u>La tension nominale:</u>	$U_n=28$ (V)
<u>La puissance nominale:</u>	$P_n=100$ (W)
<u>La résistance statorique:</u>	$R_s=3.4$ (Ω)
<u>Les inductances L_d et L_q:</u>	$L_d=L_q= 0.0121$ (H)
<u>Le flux dû à l'aimant permanent:</u>	$\Phi_f=0.013$ (V.s/rad)
<u>Le moment d'inertie:</u>	$J=0.0001$ (N.m.s ² /rad)
<u>Le coefficient de frottement visqueux:</u>	$f=0.00005$ (N.s/rad)
<u>Le couple résistant:</u>	$C_r=0.05$ N.m
<u>Le nombre de paires de pôles:</u>	$p=2$
<u>La constante électrique:</u>	$T_e=3.55$ ms
<u>La constante électromécanique:</u>	$T_{em}=0.5$ s

CONDITIONS DE SIMULATION:

Pas de simulation $\Delta t = 0.01$

Temps de $\Delta t = 0.01$

Algorithme de résolution Runge-Kutta d'ordre 4