



AVERTISSEMENT

Ce document est le fruit d'un long travail approuvé par le jury de soutenance et mis à disposition de l'ensemble de la communauté universitaire élargie.

Il est soumis à la propriété intellectuelle de l'auteur. Ceci implique une obligation de citation et de référencement lors de l'utilisation de ce document.

D'autre part, toute contrefaçon, plagiat, reproduction illicite encourt une poursuite pénale.

Contact : ddoc-theses-contact@univ-lorraine.fr

LIENS

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 122. 4

Code de la Propriété Intellectuelle. articles L 335.2- L 335.10

http://www.cfcopies.com/V2/leg/leg_droi.php

<http://www.culture.gouv.fr/culture/infos-pratiques/droits/protection.htm>

136 02 8704

[M]1991 REKIOUA, T.

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

91 INPL 067N

E.N.S.E.M.

THESE

présentée à:

L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

pour l'obtention du titre de:

DOCTORAT de l'I.N.P.L.

spécialité: Génie Electrique

par:

Toufik REKIOUA

Ingénieur: E.N.P. ALGER



CONTRIBUTION A LA MODELISATION ET A LA COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

Soutenue le 11 Juillet devant le jury composé de:

MM:

Président: M. IVANES

Examineurs: B. DAVAT

J. E. GUDEFIN

R. LE DOEUFF

J. P. LOUIS

F. MEIBODY TABAR

F. M. SARGOS

**** AVANT PROPOS ****

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy.

Je tiens à remercier et à exprimer ma gratitude à Monsieur le professeur R. LE DOEUFF, Directeur de notre laboratoire, qui a dirigé et orienté mon travail, je le remercie pour son aide constante et pour ses remarques bienveillantes.

Je remercie très vivement Monsieur M. IVANES, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Grenoble, de l'honneur qu'il me fait en présidant ce Jury.

J'exprime ma grande gratitude à Monsieur J. P. LOUIS, Professeur à l'Ecole Normale Supérieure de Cachan qui a accepté de juger mon travail et pour son aide constante qu'il m'a apporté durant mes stages au L.E.S.I.R.

Je remercie Monsieur F. M. SARGOS, Maître de conférences à l'Institut National Polytechnique de Lorraine pour l'aide qu'il m'a apporté en examinant de très près ce travail et qui a accepté de le juger.

Je suis très sensible à l'honneur que me fait Monsieur E. GUDEFIN, Professeur Emérite à l'Institut National Polytechnique de Lorraine, en siégeant dans mon jury. Son sens profond des relations humaines, ses conseils et ses suggestions m'ont beaucoup aidés; je tiens à le remercier et lui exprimer toute ma reconnaissance.

Je remercie Monsieur le Professeur B. DAVAT, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Lorraine, pour l'intérêt qu'il manifeste à ce travail en participant à ce jury.

Je tiens à remercier et à exprimer toute ma reconnaissance en vers Monsieur F. MEIBODY TABAR, Maître de conférences à l'Institut National Polytechnique de Lorraine pour son aide constante, son suivi amical et sa rigueur scientifique.

Le Travail présenté ici n'aurait pas été mené à bien sans la collaboration et l'amitié des collègues chercheurs et du corps enseignant de L'E.N.S.E.M. Je les remercie tous pour leurs encouragements et précieux conseils, en particuliers Messieurs A. REZZOUG et J. P. CARON.

Je remercie chaleureusement toute l'équipe du laboratoire L.E.S.I.R pour leur formidable hospitalité durant les stages que j'ai effectué; et plus particulièrement Messieurs D. FLIELLER et B. LE PIOUFLE.

Je remercie toute l'équipe technique du G.R.E.E.N. qui a collaboré à mon travail, Mesdames J. BIGEARD et C. CHAUVELLOT , et Messieurs F. TESSON, P. ROBERT et D. BRUSSON pour leur disponibilité et leur gentillesse.

J'exprime ma plus profonde gratitude à Djamila ZIANI pour son aide et son soutien moral.

A ma mère et mon père.

A mes soeurs et frères.

A tous mes amis intimes.

SOMMAIRE

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	6
-----------------------------	---

CHAPITRE I:

MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS; ALIMENTATION PAR ONDULEURS DE TENSION

INTRODUCTION.....	10
I. Machines synchrones autopilotées.....	11
II. Description des machines synchrones à aimants permanents....	11
III. Convertisseurs statiques.....	14
IV. Principe des différentes méthodes de contrôle du courant dans le cas d'un onduleur de tension.....	14
IV-1. Contrôle des courants par hystérésis.....	14
IV-1-1. Références de courants rectangulaires.....	15
IV-1-2. Références de courants sinusoïdales.....	17
IV-1-3. Limites et contraintes de ce type de commande.....	19
IV-2. Contrôle des courants par modulation de largeur d'impulsion (M.L.I).....	22
IV-2-1. M.L.I. à échantillonnage naturel.....	22
IV-2-2. M.L.I. à échantillonnage symétrique.....	23
IV-2-3. M.L.I. optimisée.....	24
IV-2-4. Contrôle des courant dans le repère (a,b,c)....	25
IV-2-5. Contrôle des courants dans le repère (d,q)....	25
CONCLUSION.....	26

CHAPITRE II

MODELISATION DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS ASSOCIEES A DES ONDULEURS DE TENSION.

INTRODUCTION.....	28
I. Transformation triphasé-diphasé.....	31

I-1. Transformation de CLARKE.....	31
I-2. Transformation de CONCORDIA.....	32
I-3. Transformation de PARK.....	33
II. Modélisation des machines synchrones à aimants permanents dans le repère de PARK lié au rotor.....	35
II-1. Equations électriques.....	35
II-2. Equation électromécaniques.....	38
II-3. Différents modes d'alimentation des machines synchrones à aimants permanents.....	40
II-3-1. Mode 1: alimentation en étoile ou en triangle....	40
II-3-2. Mode 2: alimentation de deux phases en étoile.....	40
II-3-2-a. Définition des composantes $[G_{1\gamma\beta}]$	40
II-3-2-b. Passage des composantes $[G_{1\gamma\beta}]$ aux composantes diphasées.....	41
II-3-2-c. Equations électriques dans le cas du mode 2.....	43
II-3-3. Mode 3: alimentation de deux phases en triangle.....	45
II-3-4. Mode 4: alimentation coupée.....	47
III. Lois de commande en couple.....	47
III-1. Comportement du couple en alimentation en courant.....	49
III-2. Comportement du couple en alimentation en tension.....	51
CONCLUSION.....	54

CHAPITRE III

SIMULATION NUMERIQUE DE L'ENSEMBLE MACHINES- CONVERTISSEURS STATIQUES-COMMANDES

INTRODUCTION.....	56
I. Problèmes de simulation d'ensembles commande- convertisseurs statiques-machines tournantes.....	56
II. Méthode de simulation.....	57
II-1. Notion d'événements.....	58
II-2. Organigramme de simulation.....	59

III. Le logiciel G.A.S.P.E.....	62
III-1. Gestion de la simulation.....	62
III-1-1. Recherche de la date du premier événement.....	62
III-1-2. Recalage des variables analogiques.....	62
III-2. Mise à jour des variables.....	64
III-3. Calcul du pas.....	64
III-4. Le générateur de programme.....	64
III-5. Modes d' utilisation de G.A.S.P.E.....	67
IV. Exemple d'utilisation: machine synchrone autopilotée alimentée en tension avec limitation du courant.....	68
IV-1. Description du système physique.....	68
IV-2. Décomposition en blocs	70
IV-3. Modélisation des blocs.....	70
IV-3-1. Bloc source.....	70
IV-3-2. Bloc machine synchrone.....	70
IV-3-3. Bloc capteur de position.....	71
IV-3-4. Bloc régulation de courant.....	72
IV-3-5. Bloc onduleur.....	73
V. Génération et exploitation du programme.....	77
V-1. Elaboration du programme de simulation.....	77
V-2. Résultats de simulation.....	83
CONCLUSION.....	83

CHAPITRE IV

COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

INTRODUCTION.....	86
I. Principe de la commande vectorielle.....	87
I-1. Machines à pôles lisses.....	87
I-2. machines à pôles saillants.....	87
II. Contrôle du courant par hystérésis dans le repère de phases(a,b,c).....	88
II-1. Description du système global.....	91
II-2. Simulation du système.....	92
II-3. Résultats.....	94

III. Stratégie de contrôle de courant par M.L.I	98
III-1. Représentation sous forme d' équations d'états.....	99
III-2. Modélisation de l' onduleur à commande M.L.I	104
III-2-1. Principe de la M.L.I naturelle.....	105
III-2-2. Méthode de la M.L.I symétrique.....	106
III-2-3. Fonction de transfert	107
III-3. Contrôle des courants en composantes de Park.....	108
III-3-1. Choix de l'algorithme de commande.....	108
III-3-2. Calcul des régulateurs.....	111
III-3-3. Simulation du système global.....	113
III-3-4. Résultats de simulation	113
III-4. Contrôle des courants dans le repère (a,b,c).....	120
III-4-1. Découplage du contrôle des courants dans le repère (a,b,c).....	121
III-4-2. Détermination de la matrice de découplage dans le repère (a,b,c).....	122
III-4-3. Calcul des régulateurs.....	124
III-4-4. Description du système global.....	126
III-4-5. Résultats de simulation.....	130
CONCLUSION.....	130

CHAPITRE V

SENSIBILITE DE LA REGULATION DES COURANTS EN COMPOSANTES DE PARK AUX PARAMETRES ELECTRIQUES DE LA MACHINE.

INTRODUCTION.....	133
I. Influence des paramètres électriques.....	133
II. Influence de l'erreur due au capteur de vitesse	137
CONCLUSION.....	138
CONCLUSION GENERALE.....	140
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	143
Annexe .1	A1

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Le développement des nouvelles structures électromécaniques de conversion associant machines et convertisseurs statiques a permis d'étendre le domaine d'application des machines électriques. Des travaux récents sur l'électronique de puissance et la commande des machines ont apporté des améliorations importantes aux dispositifs d'entraînements des machines électriques à vitesses variables [5], [29], [51].

Les moteurs à courant continu ont été les premiers à bénéficier de ces recherches. Elles possèdent une grande souplesse de fonctionnement. Toutefois la présence d'un collecteur mécanique pose de nombreux problèmes: les machines à courant continu ne peuvent servir dans le domaine de grandes puissances, ni en milieux corrosifs et le collecteur nécessitent un entretien permanent. C'est pourquoi les machines à courants alternatifs remplacent de plus en plus les machines à courant continu à balais dans de nombreux domaines, dont les servomoteurs.

Les servomoteurs doivent avoir des performances dynamiques élevées. Pour cela des recherches approfondies sont effectuées dans divers laboratoires afin de mettre au point des matériaux nouveaux, comme par exemple les aimants permanents à base de terre rare. Ces derniers permettent d'obtenir des machines synchrones qui présentent par rapport aux autres types de machines - courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone - beaucoup d'avantages, entre autres une inertie faible et un couple massique élevé. Les machines pour lesquels les aimants sont placés dans l'entrefer permettent d'obtenir de faibles constantes de temps électriques et des machines silencieuses.

Les développements de la micro-informatique, des nouveaux semi-conducteurs de puissance (G.T.O, I.G.B.T, M.O.S,...), et l'apparition sur le marché des systèmes programmés à fort degré d'intégration ouvrent la voie au contrôle en temps réel des machines électriques.

Notre travail concerne l'étude théorique et la mise au point par simulation numérique de méthodes de commande vectorielle des

machines synchrones à aimants permanents alimentées par onduleur de tension.

Le premier chapitre est consacré à la description des différents types de machines synchrones à aimants permanents. Nous présentons également le principe des machines synchrones autopilotés et les différentes stratégies de contrôle des courants.

Dans le deuxième chapitre, nous étudions la modélisation des machines synchrones à aimants permanents associées à des convertisseurs statiques. Une étude comportementale du couple de la machine est abordée pour les deux types d'alimentation: en courant et en tension.

Le troisième chapitre porte sur la méthode de simulation au moyen du générateur de programmes GASPE . Nous donnons pour exemple d'utilisation de GASPE la simulation d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension avec limitation du courant de source.

Nous étudions dans le quatrième chapitre trois méthodes de contrôle direct du couple suivant le principe de la commande vectorielle. La première a trait à l'alimentation par hystérésis; les deux autres correspondent à une alimentation par M.L.I. avec contrôle des courants soit dans le repère de Park (d,q) lié au rotor, soit dans le repère de phase (a,b,c) lié au stator.

Dans le dernier chapitre, nous étudions la sensibilité de la régulation de courant à la précision de l'identification des paramètres électriques de la machine et des capteurs.

CHAPITRE I :

MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS
PERMANENTS; ALIMENTATION PAR ONDULEURS DE
TENSION

MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS ALIMENTATION PAR ONDULEURS DE TENSION

INTRODUCTION:

L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliages métalliques (Alnico), d'oxydes métalliques (ferrites durs anisotrope) ou de terres rares (SmCo, NdFeB) leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones. L'association de ces machines avec des convertisseurs statiques a trouvé de nombreuses applications, par exemple les machines synchrones autopilotées qui sont de plus en plus utilisées comme servomoteurs en remplacement des machines à courant continu.

Les avantages de l'association des machines synchrones à aimants permanents avec des convertisseurs statiques sont nombreux [7], [38] , [52].

1- suppression du système balais-collecteur, ce qui diminue les problèmes de maintenance.

2- suppression de la source de l'alimentation du rotor, d'où une absence de pertes Joules rotoriques et un refroidissement plus facile.

3- puissance massique plus élevée.

En premier lieu, nous présenterons dans ce chapitre le principe de l'autopilotage des machines synchrones, puis nous détaillerons quelques types de machines synchrones à aimants permanents; enfin nous mentionnerons les différentes stratégies de commandes en courant des onduleurs de tension alimentant ces machines en examinant brièvement les avantages et les inconvénients de chaque type de commande.

I. MACHINES SYNCHRONES AUTOPILOTÉES:

La structure générale de l'alimentation par convertisseur statique des machines synchrones à vitesse variable est donnée par la figure.I.1. Les interrupteurs utilisés dans ces convertisseurs (onduleurs, cycloconvertisseurs) sont commandés de manière à imposer une tension ou un courant alternatif dans les enroulements statoriques de la machine. Pour réaliser l'autopilotage, les interrupteurs du convertisseur sont commandés suivant une loi qui est fonction de la position du rotor , de manière à imposer le courant ou la tension en amplitude et en phase afin d'assurer un contrôle du couple [3], [16]. Plusieurs variantes de ce principe existent qui prennent en compte le type de machine et le type de convertisseurs [35],[36],[52].

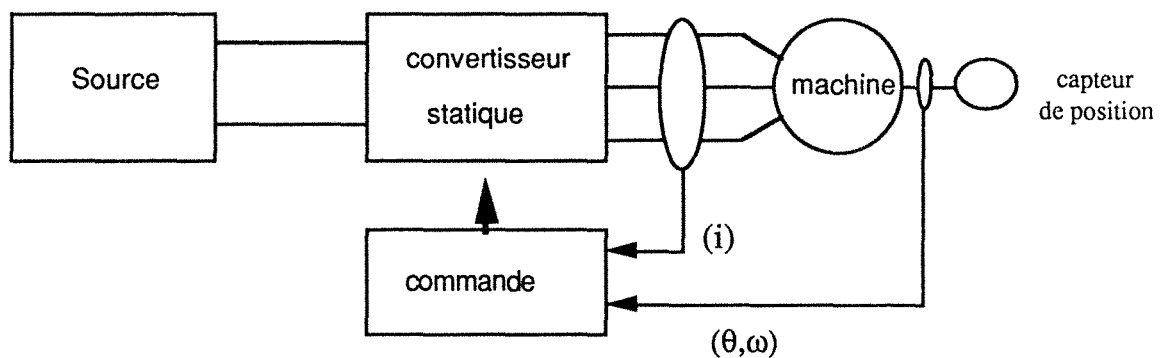


Figure I.1: Structure des machines synchrones autopilotées

II. DESCRIPTION DES MACHINES SYNCHRONES À AIMANTS PERMANENTS:

Les avantages procurés par les aimants permanents de type terre rare (Smco, NdFeB) qui ont une induction rémanente et un champ coercitif plus élevés que celui des aimants à alliages métalliques (figure I-2), permettent la réalisation des machines synchrones à aimants permanents très performantes. En effet la puissance électrique d'une machine à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant. Cette densité est cinq à six fois plus importante dans les aimants à

terre rare que dans les aimants à ferrites et trois fois plus importante que dans les aimants métalliques. Il est certain que l'utilisation de tels aimants entraînera une réduction importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance. Il en résultera de même un rapport couple-inertie élevé.

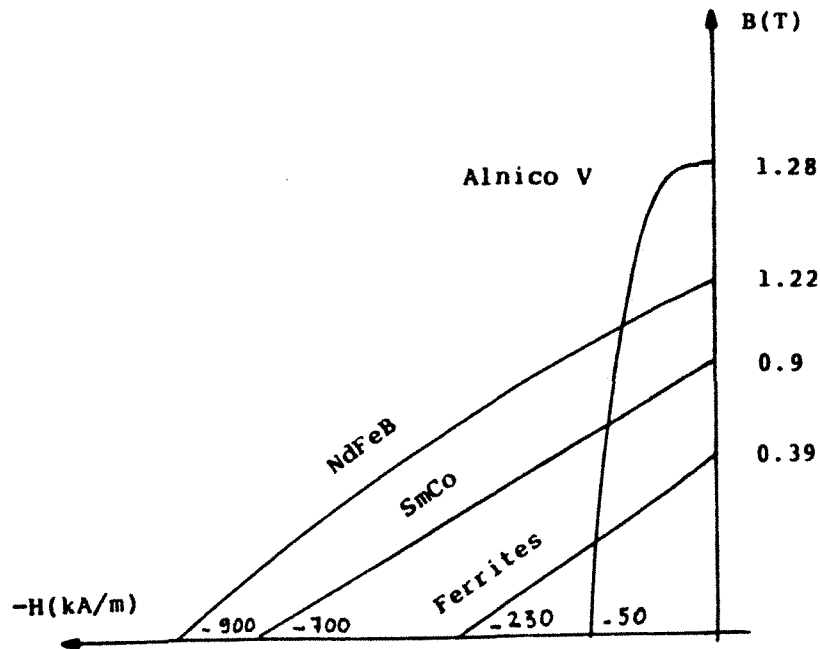


Figure I.2 : Caractéristiques des aimants permanents

Les rotors des machines synchrones à aimants peuvent être de deux types [2 , [7] :

1- rotor possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux d'induction. Les aimantations d'aimants peuvent être orientés parallèlement (figure I.3-a) ou perpendiculairement à l'entrefer (figure I.3-b). Ils peuvent également être alternés entre les pôles (figure I.3-c). Dans ce type de machines, l'inducteur est à pôles saillants. Contrairement aux machines classiques l'épaisseur de l'entrefer suivant l'axe direct peut être supérieur à celui en quadrature .

2- rotor sans pièces polaires, dans lequel l'aimantation des aimants est radiale au niveau de l'entrefer (figure I.3-d). Comme la

perméabilité des aimants est voisine de celle de l'air, l'effet de saillance peut être négligé dans ce type de machine .

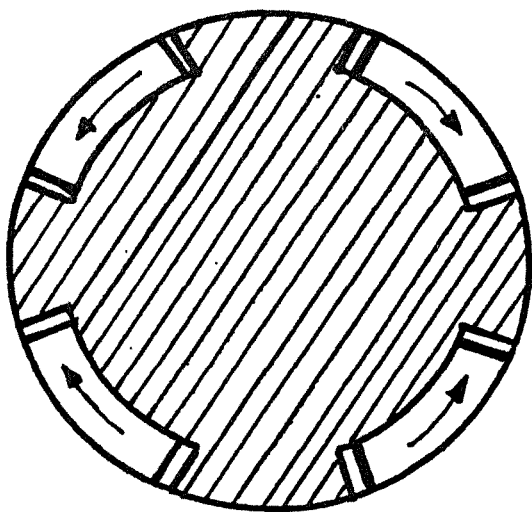


Figure I. 3-a

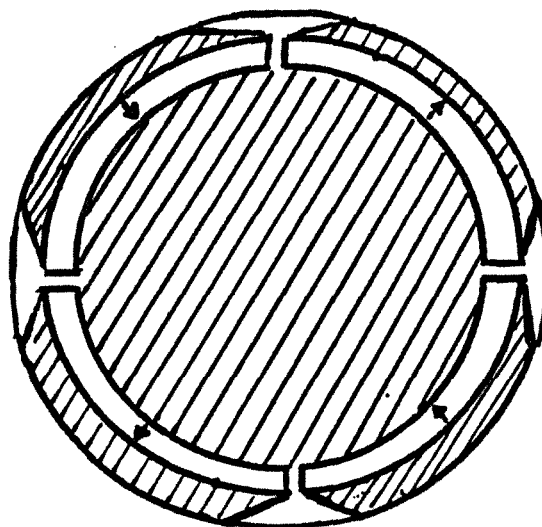


Figure I. 3-b

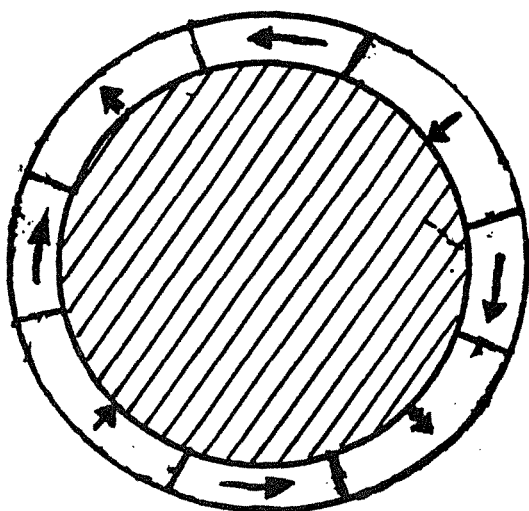


Figure I. 3-c

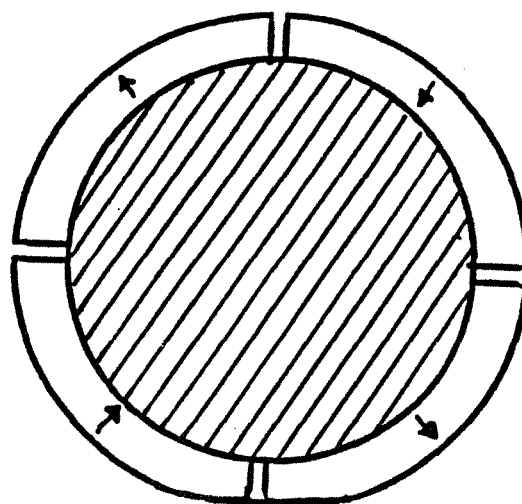


Figure I. 3-d

Figure I.3: Différentes structures des rotors des machines à aimants

III. CONVERTISSEURS STATIQUES:

Comme nous avons vu précédemment, le principe d'alimentation par convertisseurs statiques consiste à imposer des tensions ou des courants variables en amplitude et en phase en fonction des caractéristiques électromécaniques désirées [30], [31], [32], [52]. Il existe essentiellement deux types de convertisseurs statiques qui permettent de réaliser ces deux opérations: les cycloconvertisseurs et les onduleurs [4], [6], [10], [17], [25], [34]. Nos travaux ont été restreints au cas de l'alimentation par onduleur.

Dans les paragraphes suivants nous étudierons les différentes stratégies de commande qui peuvent être mises en oeuvre pour de tels variateurs de manière à assurer un contrôle direct du courant dans les enroulements de la machine.

IV. PRINCIPE DES DIFFÉRENTES MÉTHODES DE CONTROLE DU COURANT DANS LE CAS D'UN ONDULEUR DE TENSION:

En fonction de la position du rotor et des grandeurs électromécaniques désirées, le dispositif de commande assure l'autopilotage et impose des courants dans les phases de la machine aussi proches que possible de leurs références. Deux stratégies peuvent être mise en oeuvre [8] , [9], [12], [13], [14]:

- 1- le contrôle des courants par hystérésis
- 2- le contrôle des courants par modulation de largeur d'impulsions de la tension (M.L.I).

IV.1- CONTROLE DES COURANTS PAR HYSTÉRÉSIS:

Le principe de cette méthode de contrôle des courants par hystérésis est basé sur la commande des interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase du moteur soit limitées dans une bande encadrant les références des courants. Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les références de courants; la sortie des comparateurs est reliée à la logique de commande de l'onduleur de manière à imposer une commutation des interrupteurs lorsque le courant s'écarte de la valeur d'hystérésis de sa référence. Les références de courant sont rectangulaires dans le cas des moteurs à f.e.m trapézoïdale; elles sont de préférence sinusoïdales dans le cas des moteurs à f.e.m sinusoïdales [52].

IV.1.1- Références de courant rectangulaires:

La figure I.4.a représente le schéma global d'une machine synchrone à aimants permanents autopilotée avec des références de courant rectangulaires. Un capteur de position (généralement du type absolu à trois pistes) lié au rotor fournit trois signaux décalés de $\frac{2\pi}{3}$ (figure I.4.b). Ceux-ci servent à aiguiller le courant dans les trois phases de la machine . Ils permettent ainsi de déterminer l'ordre d'allumage des interrupteurs de l'onduleur (figure I.4.c), la commande à 120° de l'onduleur étant réalisée à l'aide d'une logique câblée ou programmée à partir des équations logiques [44]. La figure I-4.d représente l'allure des variations du courant dans une phase du moteur.

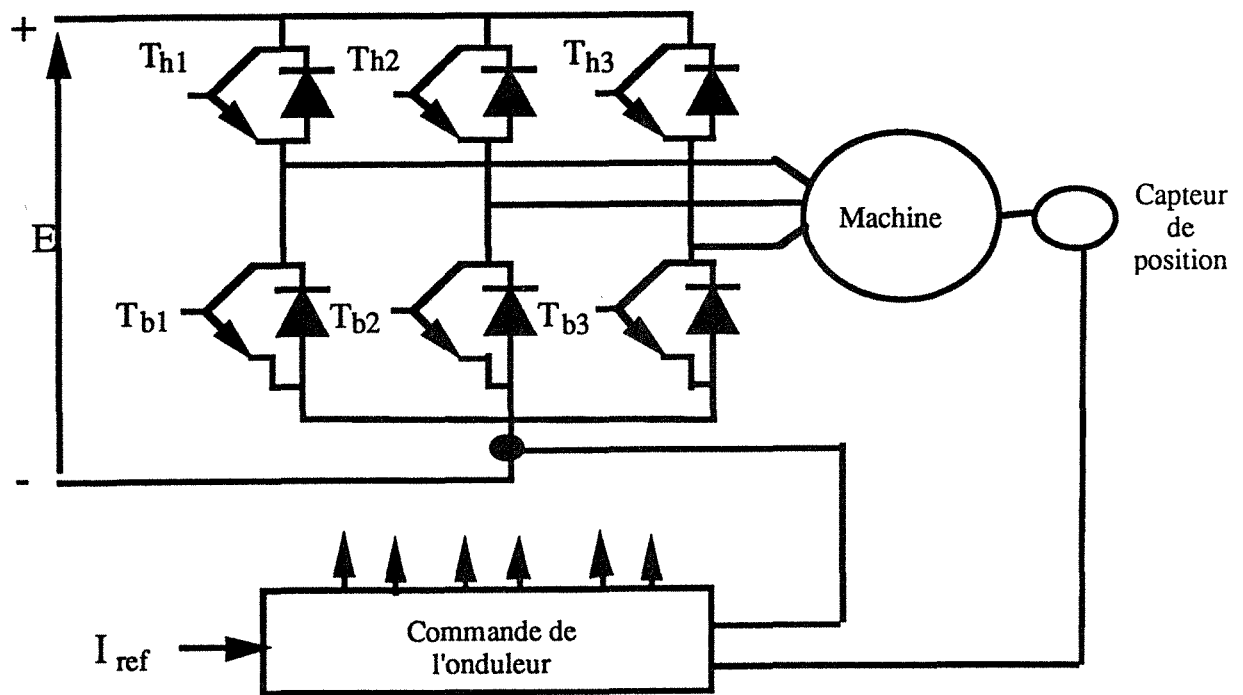


Fig.I.4.a : Alimentation avec des références de courant rectangulaires

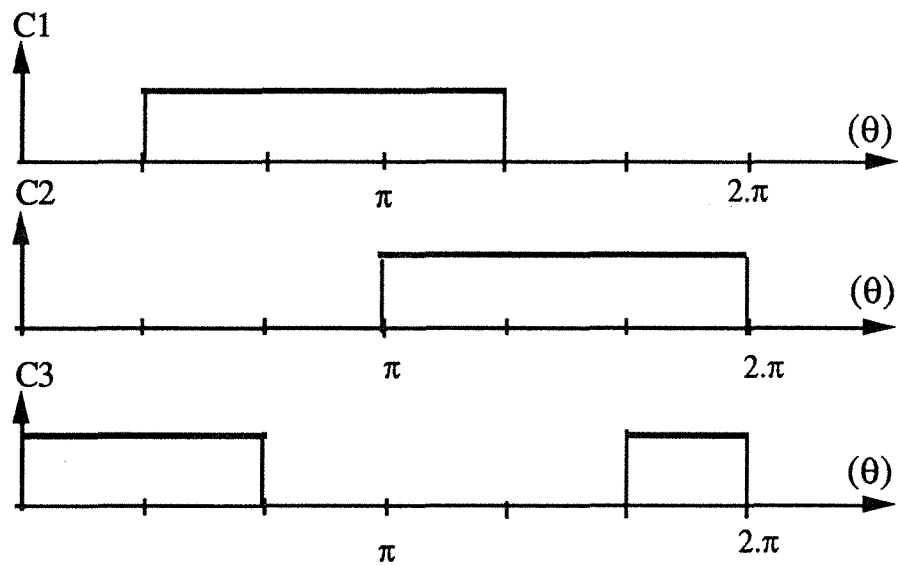


Figure I.4.b: Signaux du capteur de position pour une période

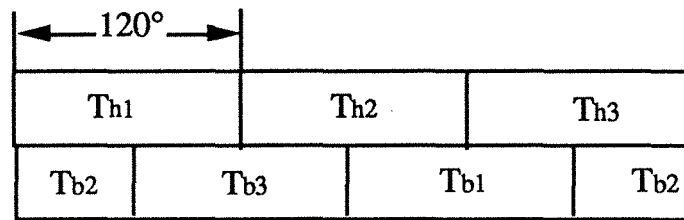


Figure I.4.c: Commande des interrupteurs

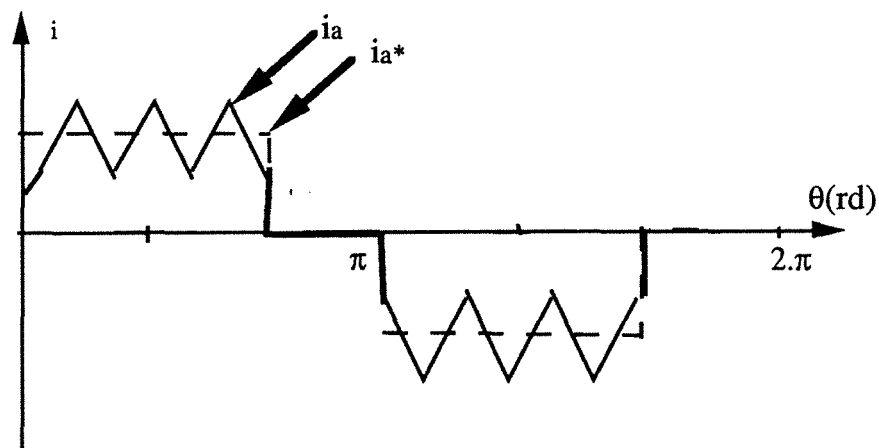


Fig. I.4.d: Forme du courant dans le cas de l'alimentation avec des références rectangulaires

V.1.2- Alimentation avec des références de courants sinusoïdales:

Dans ce cas, chaque courant de phase est comparé à sa référence sinusoïdale à l'aide d'un comparateur à hystérésis dont la sortie est liée au circuit de commande des interrupteurs (figure I.5.a); les ondulations du courant sont fixées par la valeur de la bande d'hystérésis. Dans cette méthode la tension est toujours imposée aux bornes de la machine La figure I.5.b donne l'allure de la variation du courant de phase du moteur.

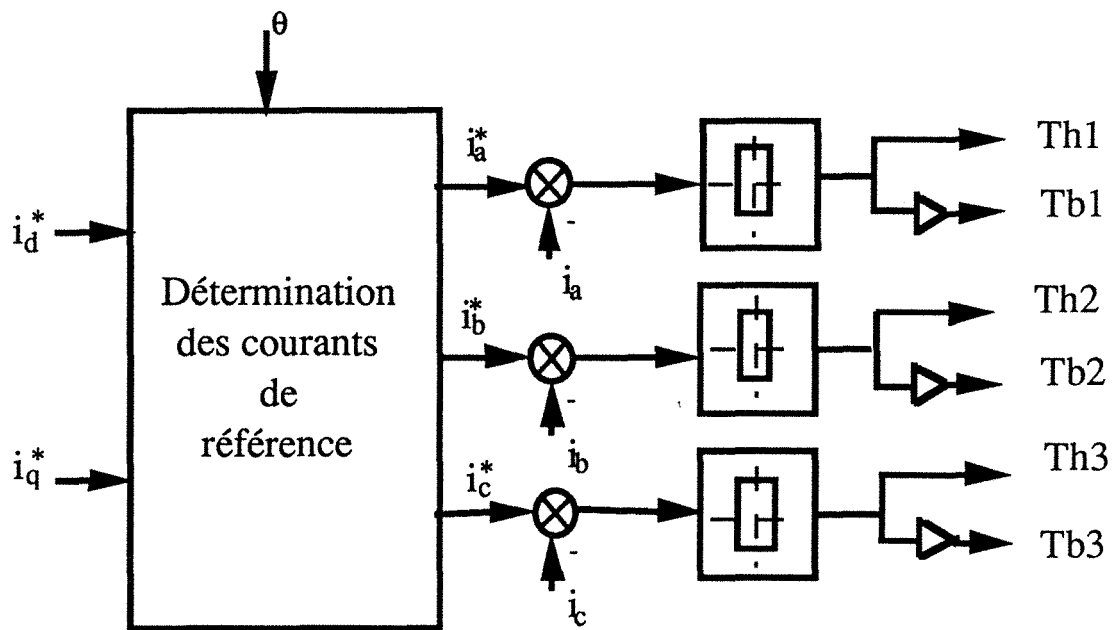


Figure I.5.a: contrôle des courants sinusoïdaux par hystérésis

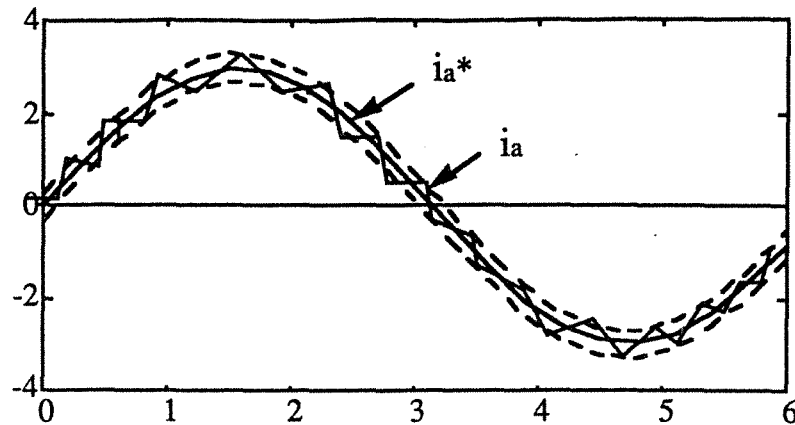


Figure I.5.b: Allure du courant dans le cas de l'alimentation avec des références sinusoïdales

IV.1.3 Limites et contraintes de ce type de commande:

La méthode de contrôle des courants par hystérésis est actuellement la plus utilisée dans l'industrie [20]. Elle ne nécessite pas de connaître la valeur des paramètres internes de la machine, mais présente l'inconvénient d'une variation aléatoire de la fréquence de commutation des interrupteurs suivant les conditions de fonctionnement.

Afin d'établir les limites de fonctionnement de l'onduleur pour ce type de commande, nous développons les équations d'un hacheur, muni d'une commande de courant à hystérésis et alimentant un moteur à courant continu. Dans l'hypothèse où la vitesse est constante sur une période de hachage (figure I.6):

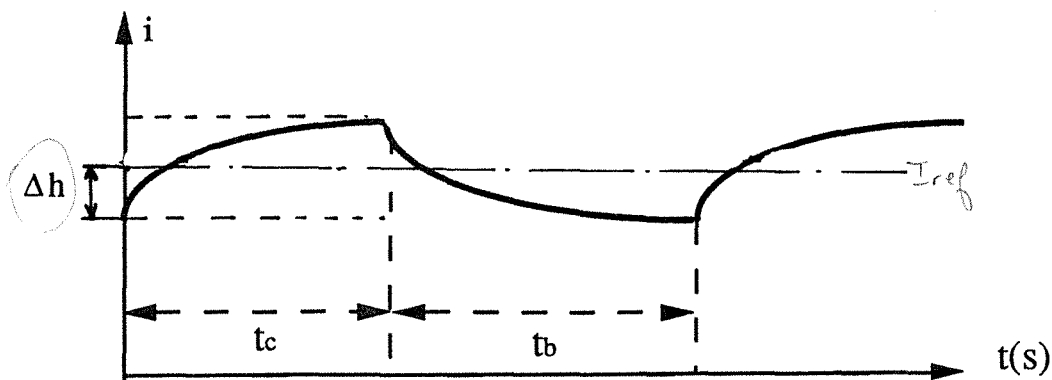


Figure I.6

$$\text{montée en courant: } U_c = e + R.i + L.\frac{di}{dt} \quad \text{I-1}$$

$$\text{descente en courant: } 0 = e + R.i + L.\frac{di}{dt} \quad \text{I-2}$$

Pour les conditions aux limites suivantes:

$$t=0, I = I_{ref} - \Delta h$$

on a:

$$i(t) = \frac{(U_c - e)}{R} \cdot (1 - e^{-t/T_e}) + (I_{ref} - \Delta h) \cdot e^{-t/T_e} \quad \text{I-3}$$

$$\text{avec } T_e = \frac{L}{R}$$

$$t = t_c, I = I_{ref} + \Delta h$$

$$t_c = T_e \cdot \log \frac{\frac{(U_c - e)}{R} - (I_{ref} - \Delta h)}{\frac{(U_c - e)}{R} - (I_{ref} + \Delta h)} \quad \text{I-4}$$

En écrivant les mêmes conditions aux limites pour la descente du courant, il vient:

$$t_b = T_e \cdot \log \left[\frac{\frac{e}{R} + (I_{ref} + \Delta h)}{\frac{e}{R} - (I_{ref} - \Delta h)} \right] \quad \text{I-5}$$

La fréquence de hachage est donnée par:

$$\frac{1}{f_c} = t_b + t_c = T_e \cdot \log \frac{\left[\frac{U_c - e}{R} - (I_{ref} - \Delta h) \right] \cdot \left[\frac{e}{R} + (I_{ref} + \Delta h) \right]}{\left[\frac{U_c - e}{R} - (I_{ref} + \Delta h) \right] \cdot \left[\frac{e}{R} - (I_{ref} - \Delta h) \right]} \quad \text{I-6}$$

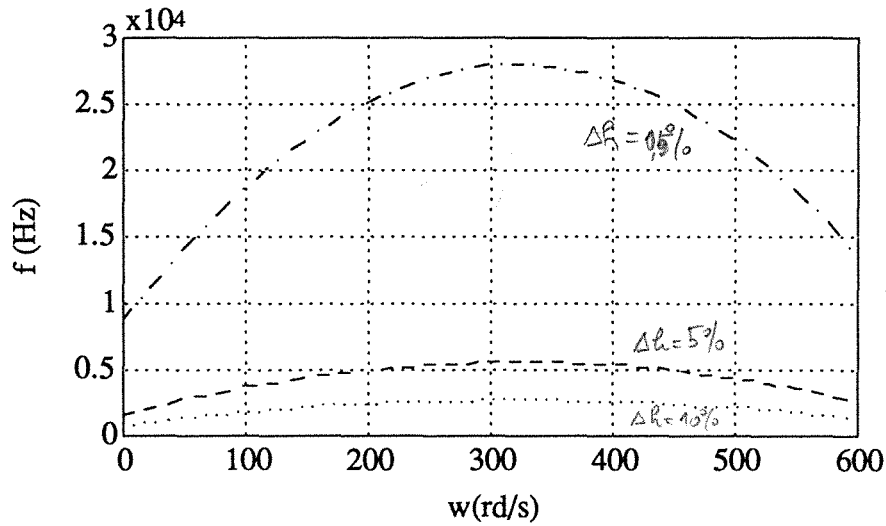


Figure I.7.a: Fréquence de commutation en fonction de " Δh "

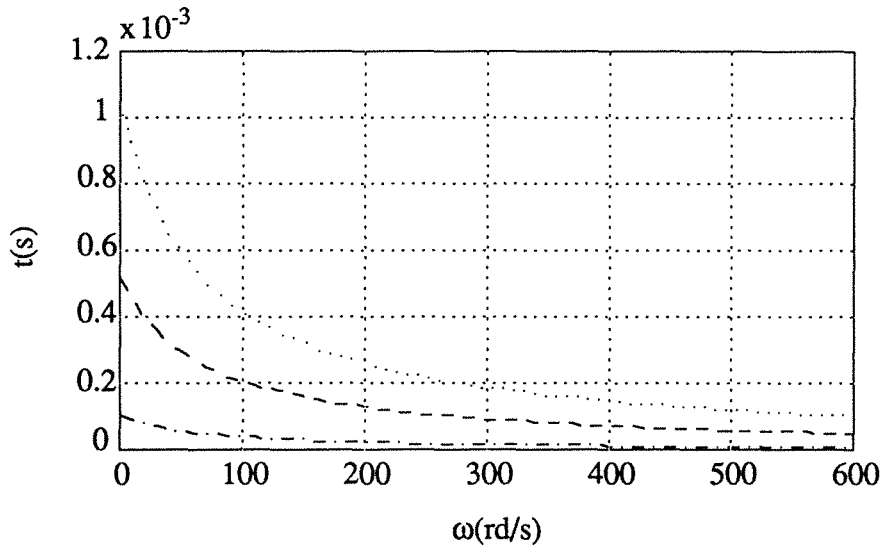


Figure I.7.b: Temps du blocage (t_b) en fonction de " Δh "

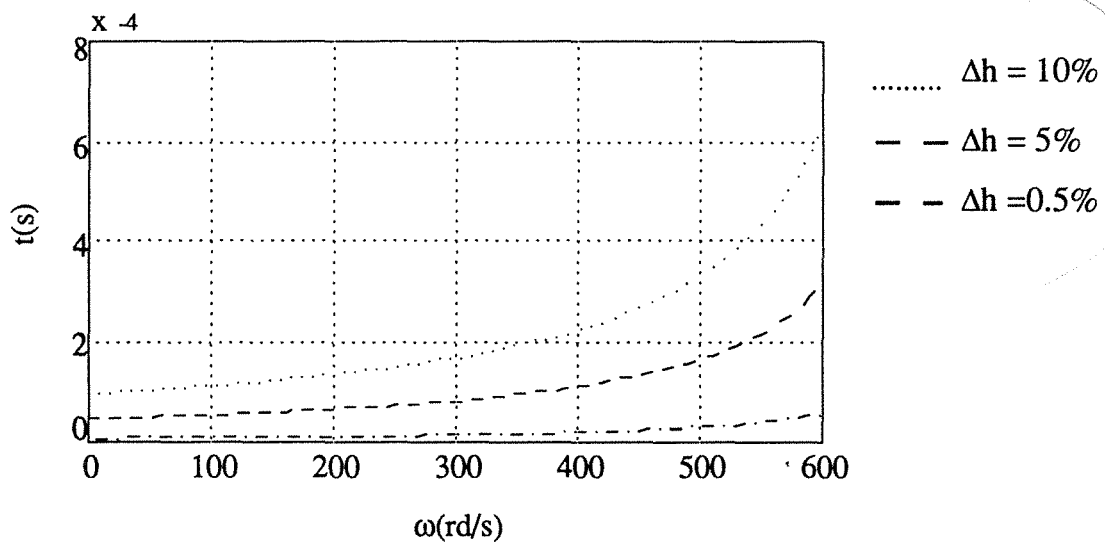


Figure I.7.c: Temps de conduction (t_c) en fonction " Δh "

On constate donc que le contrôle des courants par hystérésis est caractérisé par une fréquence de modulation variable. Cette variation sera d'autant plus élevée que la valeur d'hystérésis sera faible (figure I.7-a).

Pour les faibles vitesses, on constate que le temps de conduction des interrupteurs est faible, et tend vers zéro avec la diminution de la bande d'hystérésis (figure I.7-b). Par contre, pour les vitesses élevées, c'est le temps de blocage des interrupteurs qui devient très faible et tend vers zéro lorsque la valeur d'hystérésis diminue (figure I.7-c).

Le choix de la valeur minimale d'hystérésis sera donc lié aux possibilités de commutation des interrupteurs de l'onduleur et sera fonction en particulier de leur temps de mise en conduction (t_{on}) et de leur temps de blocage (t_{off}).

Notons que les valeurs choisies pour tracer ces courbes sont du même ordre que celles qui interviennent dans notre étude.

IV.2 CONTROLE DES COURANTS PAR M.L.I:

La méthode de contrôle des courants par modulation de largeur d'impulsion (MLI) à partir d'une source de tension continue constante consiste 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 de tension sinusoïdale [6] , [9], [46]. La figure I.8 illustre le principe de la commande en M.L.I . Les instants des impulsions de commande des interrupteurs sont déterminés par l'intersection du signal de la tension de référence appelée " modulatrice " avec un signal triangulaire de haute fréquence appelé " porteuse ". Dans le cas de la M.L.I. triphasée le principe de modulation est le suivant:

- la porteuse est commune pour les trois phases.
- la modulatrice est propre à chaque phase.

Il existe plusieurs méthodes de modulation, qui sont les suivantes :

IV.2.1: M.L.I. à échantillonnage naturel:

Parmi les nombreuses lois de commande permettant d'élaborer une onde MLI, la technique la plus utilisée et la plus simple, appelé aussi "triangulo-sinusoïdale", consiste à comparer le signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdal (modulatrice).

L'intersection de ces deux signaux définit les instants de commutation des interrupteurs. (figure 9.a)

L'amplitude du fondamental de l'onde MLI est déterminée par le rapport des amplitudes de la porteuse et de la modulatrice. Ce rapport est appelé taux de modulation. D'une manière générale, si l'on nomme F_p la fréquence porteuse et F_m la fréquence de la modulatrice, on a :

$$F_m = n F_p \quad \text{avec } n \text{ entier}$$

I-7

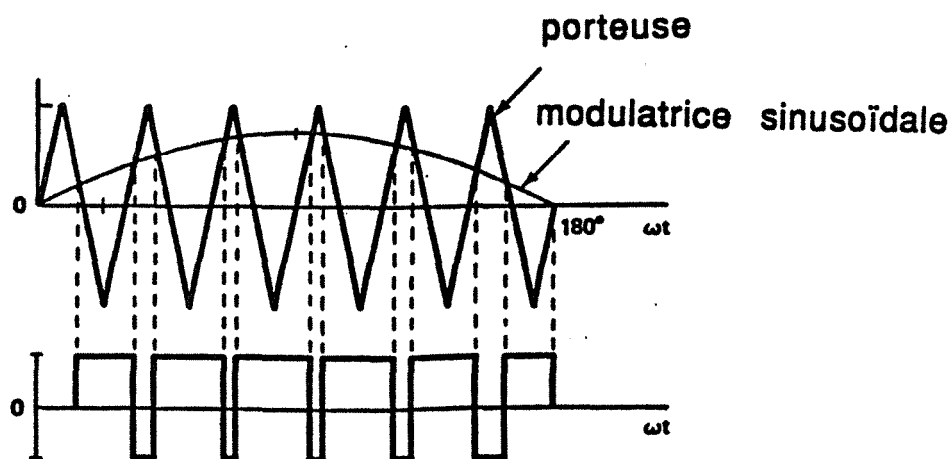


Figure 9-a : MLI à échantillonnage naturel

Cette modulation présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple, cela rend délicate la mise en oeuvre dans les applications numériques.

IV.2.2: M.L.I symétrique:

Les instants de commutation sont déterminés par l'intersection de la porteuse et de la modulatrice échantillonnée et constante sur la période de la porteuse [6] ,[46]. (figure 9-b).

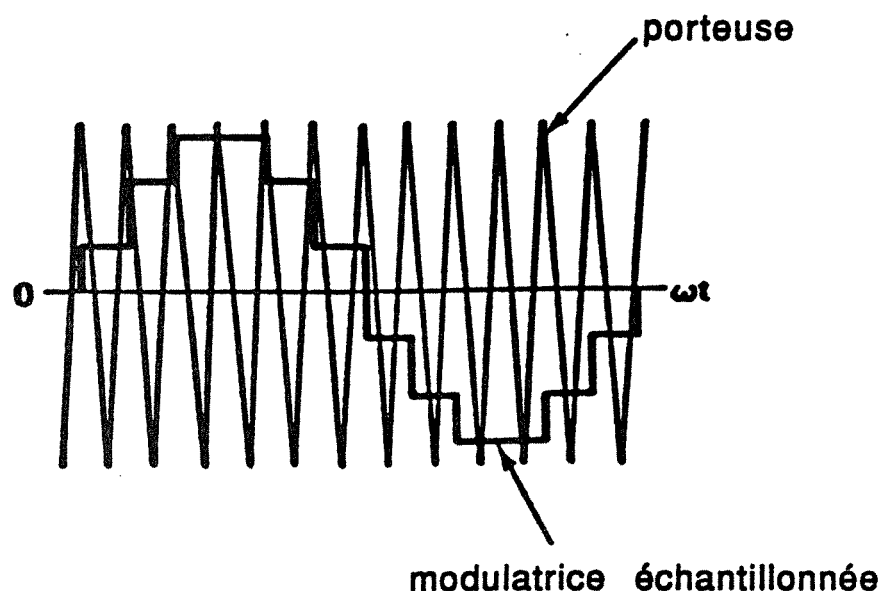


Figure 19-b : M.L.I symétrique

La largeur d'une impulsion est directement proportionnelle à l'amplitude de la modulatrice échantillonnée sur la période porteuse correspondante.

Dans ce cas la détermination des instants de commutation fait appel à des équations analytiques simples. La transposition en numérique est alors aisée.

IV.2.3. M.L.I. optimisée:

Les ondes MLI optimisées sont apparues avec le développement des applications à microprocesseurs. Le principe consiste à définir une onde MLI avec des caractéristiques particulières à partir de la prédétermination des différents angles de commutation. Ces caractéristiques sont obtenues à partir de l'optimisation de certains critères tels que l'élimination d'harmonique, la minimisation du taux de distorsion harmonique, la minimisation de l'ondulation du courant...etc

Ces méthodes à optimisation des angles de commutation nécessitent des algorithmes de calcul performants ainsi que des calculateurs puissants et ceci d'autant plus que les systèmes sont d'ordre élevé. D'une manière générale ces techniques d'optimisation sont réservées à des ondes M.L.I comportant peu de commutations par période [37].

L'avantage de la méthode de contrôle des courants en M.L.I sur la méthode de contrôle par hystérésis est d'imposer aux interrupteurs

(4)

une fréquence de commutation fixe, mais on notera par la suite la difficulté de la détermination des algorithmes de contrôle des courants. Il existe deux stratégies de commandes des courants [26], [31]:

- 1- le contrôle direct des courants réels i_a , i_b et i_c
- 2- la régulation des courants i_d et i_q dans le repère (d,q) lié au rotor .

IV.2.4- Contrôle des courants dans le repère (a,b,c):

La figure I.10 donne le principe de contrôle des courants réels i_a , i_b et i_c par un onduleur de tension à commande M.L.I . Les tensions de référence v_a^* , v_b^* et v_c^* sont déterminées directement par la régulation de courants à partir des courants réels et des références de courant sinusoïdales désirées.

L'inconvénient de cette stratégie est que les grandeurs de référence sont en évolution permanente en amplitude et en phase [8]. La difficulté réside donc dans la détermination des régulateurs de courant.

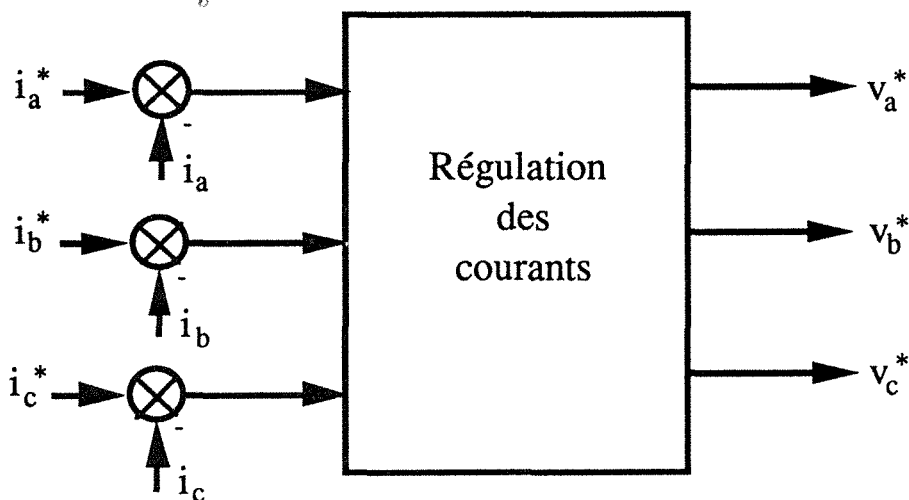


Figure I .10: commande du courant dans le repère a,b,c par la méthode de la M.L.I

IV.2.5- Contrôle des courants dans le repère (d,q):

Dans le cas de la régulation des courants fictifs liés au repère (d,q), on impose les tensions de références V_d^* et V_q^* dont en déduit les tensions de références sinusoïdales v_a^* , v_b^* et v_c^* pour la

commande de l'onduleur . La différence avec le régulation directe est l'algorithme de régulation de courants (figure I.11) .

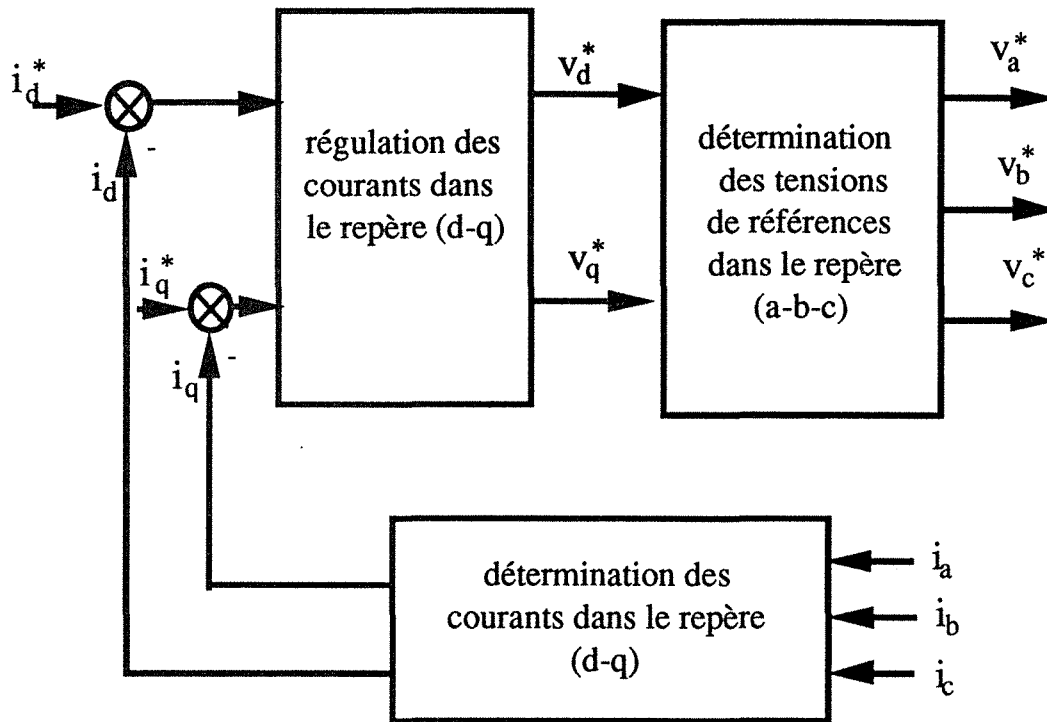


Figure I.11: Commande du courant dans le repère d,q par la méthode M.L.I

V. CONCLUSION:

Dans ce chapitre, nous avons décrit plusieurs méthodes de contrôle des courants par onduleur de tension alimentant des machines synchrones à aimants permanents. Ces machines peuvent atteindre des performances comparables à celles des machines à courant continu fonctionnant à vitesse variable lorsque les régulations des courants mises en oeuvre sont déterminées de manière très précises. Le choix de la régulation des courants dépend essentiellement du type de machine et de son domaine d'application. Dans la suite de nos travaux nous étudierons par simulation numérique et comparerons plusieurs méthodes de régulation de courants appliquées au cas d'une machine synchrone autopilotée à aimants permanents et à distribution sinusoïdale.

CHAPITRE II:

MODELISATION DES MACHINES SYNCHRONES A
AIMANTS ASSOCIEES A DES ONDULEURS DE
TENSION

MODELISATION DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS ASSOCIEES A DES ONDULEURS DE TENSION

INTRODUCTION:

Considérons le cas général d'une machine synchrone avec amortisseurs comme indiqué sur la figure II.1, en faisant les hypothèses suivantes:

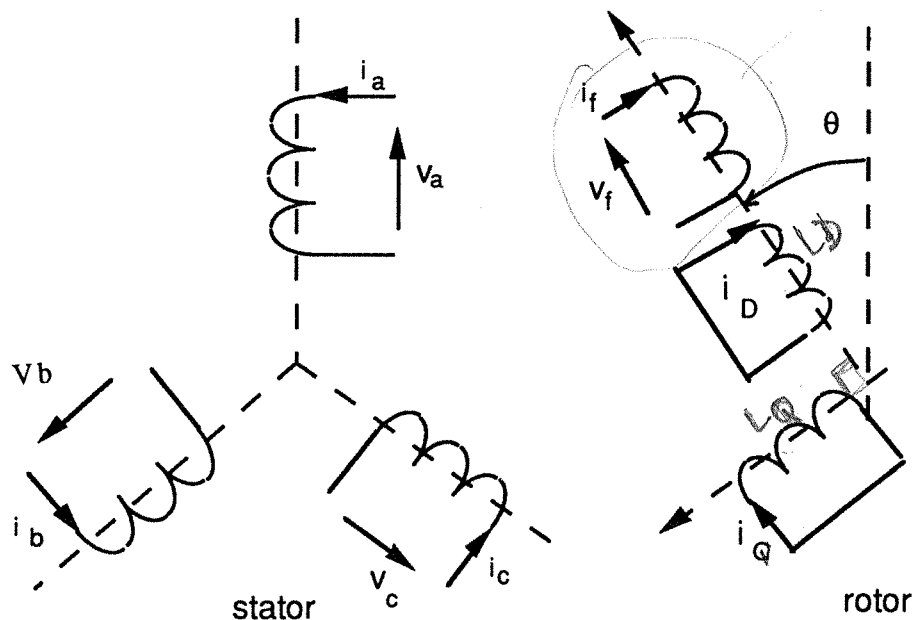


Figure I.1: Schéma d'une machine synchrone

- 1) l'induit au stator est muni d'un enroulement triphasé a,b,c, qui peut être couplé en triangle ou en étoile (dans ce cas le neutre de la source est isolé, il n'y a pas de courant homopolaire) .
- 2) les amortisseurs sont modélisés par deux enroulements en court circuit, disposés en quadrature.
- 3) la saturation est négligée.
- 4) les ampères-tours sont supposés distribués sinusoïdalement le long de l'entrefer; les harmoniques d'espace sont négligés [15], [27].

5) nous ne considérons que les fonctionnements en moteur synchrone alimenté au stator par un onduleur de tension .

A partir de la figure II.1, nous écrivons les équations relatives au stator et au rotor:

$$[v] = [R].[i] + \frac{d}{dt} [\Phi] \quad \text{II-1}$$

$$[\Phi] = [L].[i] \quad \text{II-2}$$

avec:

$$[v] = (v_a, v_b, v_c, v_f, 0, 0)^t$$

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

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

$$[\Phi] = (\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c, \Phi_f, \Phi_{KD}, \Phi_{KQ})^t$$

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix}$$

$$[L_{ss}] = [L_{so}] + [L_{s1}]$$

$$[L_{so}] = \begin{bmatrix} L_{so} & M_{so} & M_{so} \\ M_{so} & L_{so} & M_{so} \\ M_{so} & M_{so} & L_{so} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1}] = [L_{s1}] \cdot \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_F & M_{FD} & 0 \\ M_{FD} & L_{kD} & 0 \\ 0 & 0 & L_{kQ} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = \begin{bmatrix} M_{fs}.\cos(\theta) & M_{Ds}.\cos(\theta) & -M_{Qs}.\sin(\theta) \\ M_{fs}.\cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & M_{Ds}.\cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & -M_{Qs}.\sin(\theta-\frac{2\pi}{3}) \\ M_{fs}.\cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & M_{Ds}.\cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & -M_{Qs}.\sin(\theta-\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

avec:

$$\theta = P.\Theta$$

- θ étant l'angle électrique, Θ l'angle mécanique et P est le nombre de paires de pôles.

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-1 peut se mettre sous la forme matricielle suivante:

$$[v] = [L] \frac{d}{dt} [i] + \{ [R] + \omega \cdot \frac{d}{d\theta} [L] \} \cdot [i] \quad \text{II-3}$$

avec:

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

Pour résoudre numériquement l'équation II-3, il faut préalablement la mettre sous la forme suivante:

$$\frac{d}{dt} [i] = [L]^{-1} \{ [v] - ([R] + \omega \cdot \frac{d}{d\theta} [L]) \cdot [i] \} \quad \text{II-4}$$

La matrice $[L]$ est fonction de l'angle θ et donc du temps. La principale difficulté pour la résolution de cette équation est le calcul de la matrice inverse $[L]^{-1}$. Sur un pas de calcul, il faut donc refaire trois fois cette inversion numérique si nous utilisons un algorithme de Runge-Kutta d'ordre 4 pour résoudre l'équation différentielle, nous augmenterons ainsi considérablement la durée de calcul. Nous serons donc amenés à éviter, tant pour des raisons de rapidité que de précision, à ne pas inverser numériquement la matrice $[L]$.

Pour cela nous utiliserons autant que possible les composantes de Park liées au référentiel du rotor. L'utilisation des ces composantes permet une économie considérable du temps de calcul. La modélisation dans le repère (d-q) lié au rotor conduit à une matrice $[L]$ constante, que l'on inverse une seule fois au début du calcul [45].

I. TRANSFORMATIONS TRIPHASEE -DIPHASEE:

I.1. TRANSFORMATION DE CLARKE:

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 connue est celle de Clarke, définie par la matrice $[C_3]$ que l'on décompose en deux sous-matrices. Elle s'écrit sous la forme suivante:

$$[C_3] = [[C_{31}], [C_{32}]]$$

II-5

avec:

$$[C_{31}] = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad [C_{32}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Les propriétés de sous-matrices sont:

$$[C_{32}]^t [C_{31}] = 0 \quad \text{II-6}$$

$$[C_{31}]^t . [C_{32}] = 0 \quad \text{II-7}$$

$$[C_{31}]^{-1} = \left[\frac{1}{3} . [C_{31}]^t ; \frac{2}{3} . [C_{32}]^t \right] \quad \text{II-8}$$

on peut écrire:

$$[G_{123}] = [C_{31}] . G_o + [C_{32}] . [G_{\alpha\beta}] \quad \text{II-9}$$

L'inconvénient de la transformation de Clarke est qu'elle n'est pas normée, elle ne conserve donc pas la puissance. La transformation de Concordia permet de pallier à cet inconvénient.

I.2. TRANSFORMATION DE CONCORDIA:

Cette transformation notée (T_3) est définie par:

$$[T_3] = [[T_{31}], [T_{32}]] \quad \text{II-10}$$

$$[G_{123}] = [T_{31}] . [G_o] + [T_{32}] . [G_{o\alpha\beta}] \quad \text{II-11}$$

avec :

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

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

La transformation de Concordia présente les propriétés suivantes:

- elle est orthogonale :

$$[T_3]^t = [T_3]^{-1} \quad \text{II-12}$$

$$[T_{31}]^t \cdot [T_{31}] = 1 \quad \text{II.13}$$

$$[T_{32}]^t \cdot [T_{32}] = [1] \quad \text{II.14}$$

$$[T_{32}]^t \cdot [T_{31}] = [0] \quad \text{II.15}$$

$$[T_{31}]^t \cdot [T_{32}] = 0 \quad \text{II.16}$$

- elle est normée et conserve donc la puissance:

$$v_1.i_1 + v_2.i_2 + v_3.i_3 = v_0.i_0 + v\alpha.i\alpha + v\beta.i\beta$$

I.3. TRANSFORMATION DE PARK:

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

$$[G_{\alpha\beta}] = [P(\theta)] \cdot [G_{dq}] \quad \text{II.17}$$

avec:

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

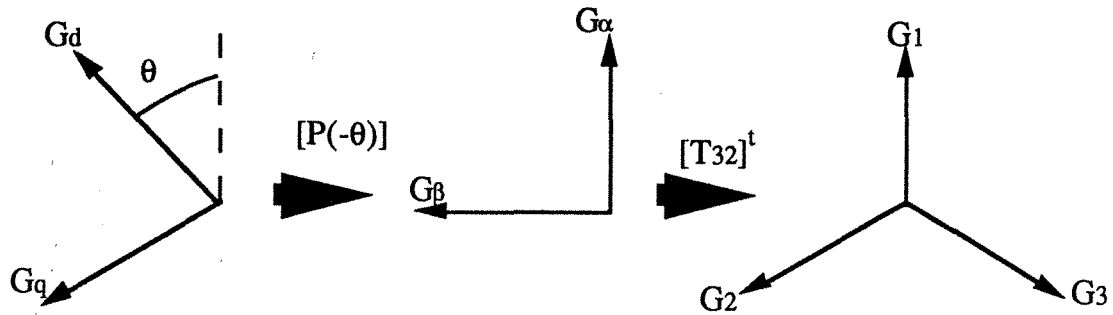


Figure II.2 : Passage des composantes de Park aux composantes triphasées

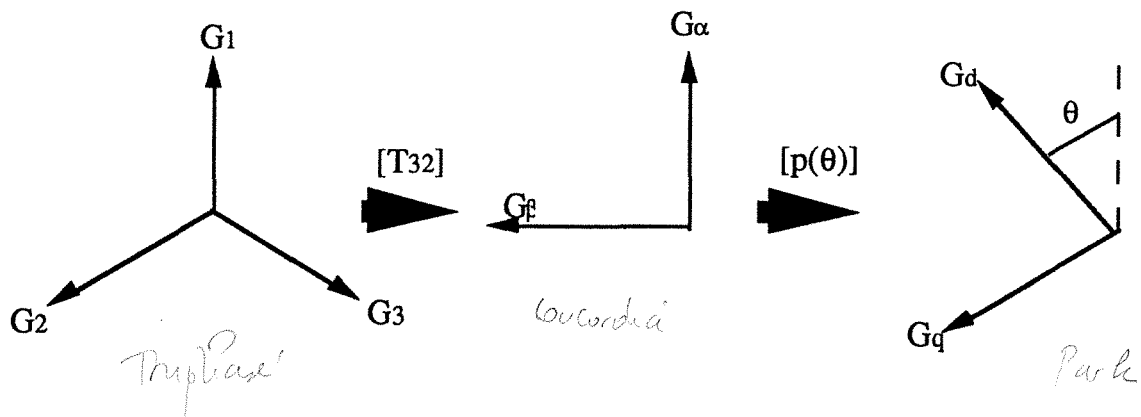


Figure II.3 : Passage des composantes triphasées aux composantes de Park

Donc le passage des composantes triphasées aux composantes de Park se fait suivant le schéma représenté par la figure II.2.

$$[G_{dq}] = [P(-\theta)].[T_{32}]^t. [G_{123}] \quad \text{II.18}$$

Le passage des composantes de Park aux composantes triphasées est représenté par la figure II.3.

$$[G_{123}] = [T_{32}].[P(\theta)].[G_{dq}] \quad \text{II.19}$$

II. MODÉLISATION DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS DANS LE REPERE DE PARK LIE AU ROTOR:

II.1. EQUATIONS ÉLECTRIQUES:

Dans le cas général d'une machine synchrone à aimants permanents disposés sur la surface du rotor (figure II.4) avec amortisseurs, on fera l'hypothèse que les aimants permanents au rotor sont à aimantation rigide. Ils peuvent être alors représentés par un inducteur alimenté par une source de courant parfaite.

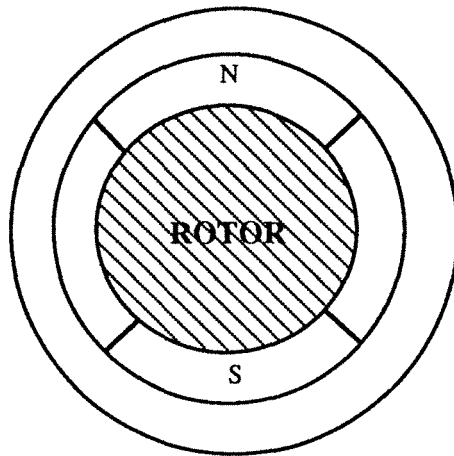


Figure II.4 : Structure du rotor de la machine à aimants permanents

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système équations II.1 aux équations dans le repère (d,q) lié au rotor (figure II.5) se fait en utilisant les relations:

$$[v_a, v_b, v_c]^t = [T_{32}].[P(\theta)].[v_d, v_q]^t \quad \text{II.20}$$

$$[i_a, i_b, i_c]^t = [T_{32}].[P(\theta)].[i_d, i_q]^t \quad \text{II.21}$$

$$[\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c]^t = [T_{32}].[P(\theta)].[\Phi_d, \Phi_q]^t \quad \text{II.22}$$

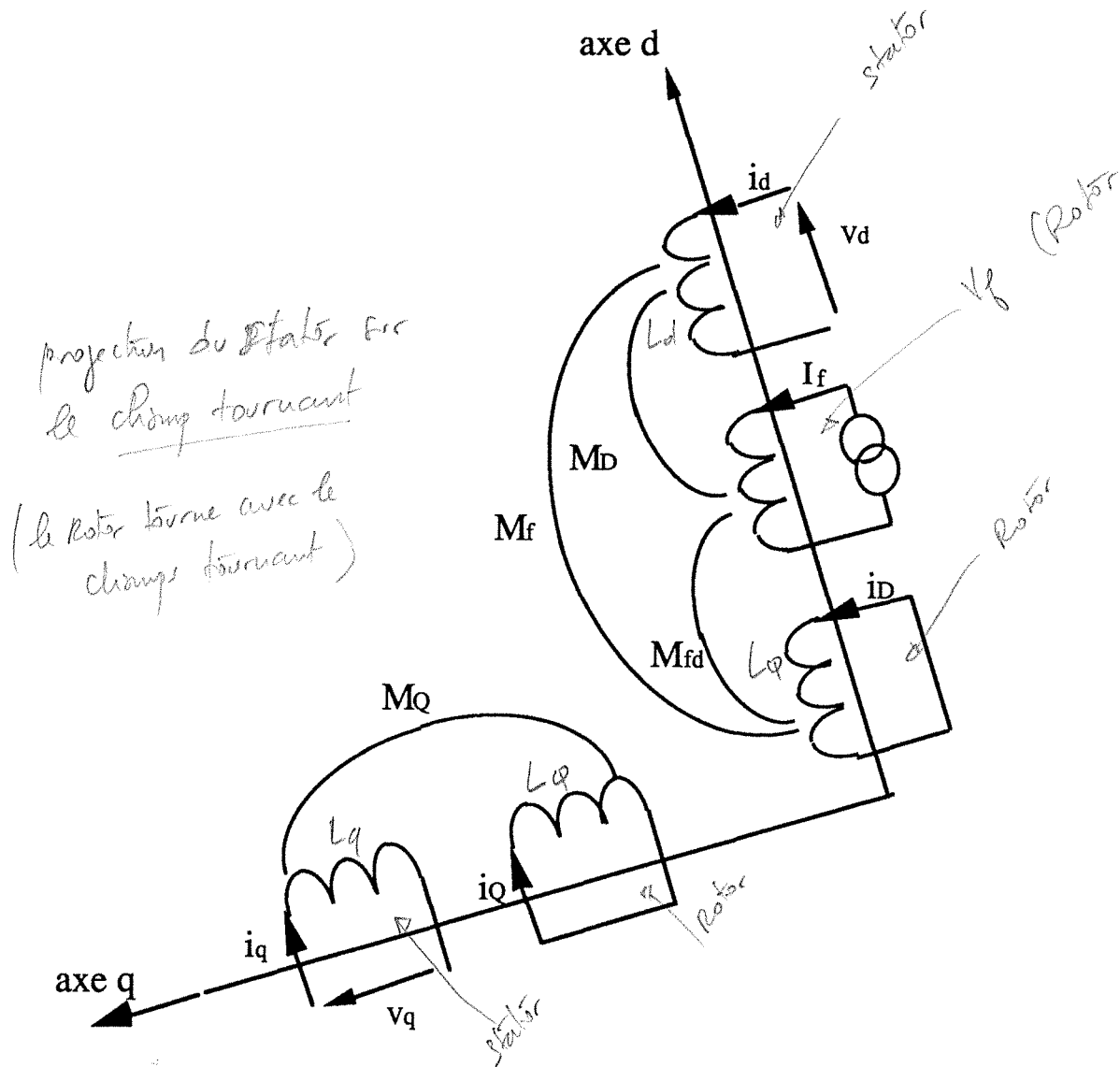


Figure II.5: Schéma équivalent de la machine synchrone dans le repère dq

En reportant ces transformations dans le système d'équations II.1, on obtient l'équation matricielle suivante:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -L_q \cdot \omega & 0 & -M_Q \cdot \omega \\ L_d \cdot \omega & R_s & M_D \cdot \omega & 0 \\ 0 & 0 & R_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_D & 0 \\ 0 & L_q & 0 & M_Q \\ M_D & 0 & L_D & 0 \\ 0 & M_Q & 0 & L_Q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}$$

II.23

où:

$$\Phi_f = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot M_f \cdot I_f \quad \text{est le flux à vide} \quad \text{II.24}$$

$$v_q' = v_q - \Phi_f \cdot \omega$$

$$L_d = L_{so} - M_{so} + \frac{3}{2} \cdot L_{s1}$$

$$L_q = L_{so} - M_{so} - \frac{3}{2} \cdot L_{s1}$$

$$M_D = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot M_{kD}$$

$$M_Q = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot M_{kQ}$$

Afin d'utiliser dans nos équations des grandeurs mesurables à partir du rotor [16] [24], on introduit le changement de variables suivant:

$$\left. \begin{aligned} i_D' &= \frac{L_D}{M_D} \cdot i_D \\ i_Q' &= \frac{L_Q}{M_Q} \cdot i_Q \end{aligned} \right\} \quad \text{II.25}$$

Après passage par ces transformations on trouve les équations suivantes:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -L_q \cdot \omega & 0 & -\frac{M_Q^2 \cdot \omega}{L_Q} \\ L_d \cdot \omega & R_s & \frac{M_D^2 \cdot \omega}{L_D} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_D \cdot M_D^2}{L_D^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_Q \cdot M_Q^2}{L_Q^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D' \\ i_Q' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & \frac{M_D^2}{L_D} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & \frac{M_Q^2}{L_Q} \\ \frac{M_D^2}{L_D} & 0 & \frac{M_D^2}{L_D} & 0 \\ 0 & \frac{M_Q^2}{L_Q} & 0 & \frac{M_Q^2}{L_Q} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_D' \\ i_Q' \end{bmatrix}$$

II.26

Pour passer du modèle général de la machine synchrone à aimants permanents avec amortisseurs au modèle particulier sans amortisseurs, il suffit de faire tendre L_D et L_Q vers l'infini. Il ne reste plus alors que l'équation suivante:

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

II.27

II.2 EQUATIONS ÉLECTROMÉCANIQUES:

L'équation mécanique est donnée par la relation suivante:

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} = P \cdot (C_{em} - C_r)$$

II.28

avec:

- C_{em} : couple électromagnétique qui est donné par l'équation:

$$C_{em} = P \cdot [\Phi_d \cdot i_q - \Phi_q \cdot i_d]$$

II.29

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

$$C_r = C_{r0} + f_1 \cdot \omega + \frac{f_2}{2} \cdot \omega^2 + \dots$$

II.30

Les flux sont donnés par les équations:

$$\Phi_d = L_d i_d + \Phi_f + \frac{M_D^2}{L_D} i_D' \quad \text{II.31}$$

$$\Phi_q = L_q i_q + \frac{M_Q^2}{L_Q} i_Q' \quad \text{II.32}$$

La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents à pôles saillants dans le repère (d-q) lié au rotor conduit à une matrice inductance $[L]$ constante.

Ces transformations fort commodes pour l'étude des régimes transitoires des machines électriques triphasées alimentées de façon conventionnelle posent quelques problèmes pour la simulation numérique lorsque ces machines sont associées à des convertisseurs statiques. En effet suivant la nature du convertisseur et le type de sa commande, une ou plusieurs phases de la machine peuvent être en circuit ouvert (annulation du courant lors du fonctionnement avec un temps mort de sécurité dans le cas des onduleurs commandés à 180° , commande à 120° des onduleurs etc....). Les équations précédentes restent valables mais leur résolution est difficile car les tensions ne seront connues qu'après résolution des équations relatives au courant.

Pour résoudre ce problème, R. Le Doeuff [21] a proposé d'utiliser des transformations qui, suivant le mode d'alimentation et le couplage des machines (étoile, triangle), permettent le passage à des équations plus simples où l'inversion de la matrice $[L]$ se fait analytiquement. Cette méthode a été généralisée au cas des machines synchrones autopilotées alimentées en tension [50].

II.3. LES DIFFERENTS MODES D'ALIMENTATIONS DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS:

Dans le cas d'une machine synchrone alimentée par un onduleur de tension [24], le convertisseur peut être modélisé par une matrice de connexion tenant compte de tous les modes de fonctionnement. Dans notre cas, ces modes sont les suivants:

II.3.1- Mode 1: alimentation étoile ou triangle

machine ayant ses trois phases statoriques connectées en étoile à neutre isolé, ou machine ayant ses trois phases couplées en triangle. Dans ces deux cas les trois phases sont alimentées, le modèle de Park est le mieux adapté.

II.3.2- Mode 2: alimentation de deux phases étoiles

machine ayant ses trois phases statoriques couplées en étoile, sans liaison de neutre, une des phases étant en circuit ouvert. Dans ce cas la tension aux bornes de la phase en circuit ouvert n'est plus imposée par la source et n'est plus fonction que des courants dans les autres enroulements. Elle ne pourra être connue qu'après résolution des équations de la machine. Il n'est donc pas possible d'utiliser le modèle de Park. Pour cela nous proposons l'utilisation des composantes $[G_{1\gamma\beta}]$ [17].

II.3.2.a- Définition des composantes $[G_{1\gamma\beta}]$

Si l'on désigne par a,b,c les phases statoriques prises dans le sens trigonométrique et par θ' l'angle électrique mesuré en prenant la phase a comme origine, on peut en déduire par permutation circulaire un autre système triphasé défini par le vecteur $[G_{123}]$, pour lequel la phase 1 est prise comme origine de phase. Le passage du système G_{abc} au système $[G_{123}]$ est présenté par le changement de variables suivant:

$$[G_{123}] = [F]^k. [G_{abc}]$$

II.33

où $[F]$ est la matrice de permutation circulaire:

$$[F] = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{II.34}$$

$$\theta = \theta' + \xi$$

où θ est l'angle électrique mesuré en prenant la phase 1 comme origine de l'axe de symétrie. Les variables k et ξ introduites dans l'équation II.33 sont définies par le tableau suivant:

phase prise comme origine	k	ξ
$1 \equiv a$	0	0
$1 \equiv b$	1	$2\pi/3$
$1 \equiv c$	-1	$-2\pi/3$

Ce passage des composantes réelles $[G_{abc}]$ aux composantes $[G_{123}]$ permet de prendre comme origine de phase la phase non alimentée. Après passage aux composantes $[G_{123}]$, nous introduisons le changement de variables défini par la relation:

$$[G_{1\gamma\beta}] = [D3] \cdot [G_{123}] \quad \text{II.35}$$

avec:

$$[D3] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{II.36}$$

II.3.2.b- Passage des composante $G_{1\gamma\beta}$ aux composantes diphasées:

Le passage des composantes $[G_{123}]$ aux composantes de Concordia $[G_{\alpha\beta}]$ ou de Park $[G_{dq}]$ se fait par les relations suivantes :

1) En utilisant l'équation II.11 et II.35; on obtient la relation liant les grandeurs $[G_{1\gamma\beta}]$ aux grandeurs de Concordia $[G_{0\alpha,\beta}]$:

$$[G_{1\gamma\beta}] = [D3].[T3].[G_{0\alpha\beta}] \quad \text{II.37}$$

avec:

$$[D3].[T3] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} & 0 \\ -\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

2) De l'équation II.17, on déduit la relation liant les grandeurs $[G_{1\gamma,\beta}]$ aux grandeurs de Park $[G_{odq}]$. On a en effet :

$$[G_{1\gamma\beta}] = [W(\theta)] [G_{odq}] \quad \text{II.38}$$

avec:

$$W(\theta) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \cos(\theta) & -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \sin(\theta) \\ \frac{2}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \cos(\theta) & -\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \sin(\theta) \\ 0 & \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

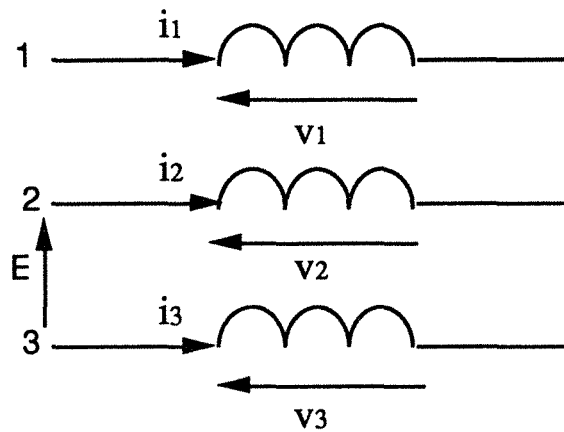


Figure II.6

III.3.2.c Equations électriques dans le cas du mode 2:

En supposant que l'alimentation est comme celle indiquée sur la figure II.6. En prenant comme axe de symétrie la phase 1 qui n'est pas alimentée, nous avons donc les relations suivantes:

$$\begin{aligned} i_1 &= 0 \\ i_2 + i_3 &= 0 \\ v_2 - v_3 &= E \end{aligned} \quad \text{II.39}$$

En utilisant l'équation II.39, on obtient:

$$\begin{aligned} i_1 &= 0 \\ i_\gamma &= 0 \\ v_\beta &= \frac{E}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad \text{II.40}$$

Donc le passage aux composants $[1, \gamma, \beta]$ permet l'élimination des deux variables i_1 et i_γ , par conséquent des tensions v_1 et v_γ dans la résolution du système d'équations. Les équations électriques de la machine avec les composantes $[G_{1\gamma\beta}]$ se réduisent à:

$$\begin{bmatrix} v_{\beta'} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_1 - l_2 \cos(\theta) & \frac{M_D^2}{L_D} \sin(\theta) & \frac{M_Q^2}{L_Q} \cos(\theta) \\ \frac{M_D^2}{L_D} \sin(\theta) & \frac{M_D^2}{L_D} & 0 \\ \frac{M_Q^2}{L_Q} \cos(\theta) & 0 & \frac{M_Q^2}{L_Q} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\beta} \\ i_{D'} \\ i_{Q'} \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_D M_D^2}{L_D L_D} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_Q M_Q^2}{L_Q L_Q} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 2 l_2 \cos(\theta) & -\frac{M_D^2}{L_D} \cos(\theta) & -\frac{M_Q^2}{L_Q} \sin(\theta) \\ \frac{M_D^2}{L_D} \cos(\theta) & 0 & 0 \\ -\frac{M_Q^2}{L_Q} \sin(\theta) & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\beta} \\ i_{D'} \\ i_{Q'} \end{bmatrix} \quad \text{II.41}$$

avec:

$$l_1 = \frac{L_d + L_q}{2}$$

$$l_2 = \frac{L_d - L_q}{2}$$

$$v_{\beta'} = v_{\beta} - \sqrt{\frac{2}{3}} \Phi_f \omega \cos \theta$$

Les tensions v_1 et v_{γ} sont alors déterminées par:

$$v_1 - \sqrt{\frac{2}{3}} \Phi_f \omega \sin \theta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[l_2 \sin(\theta) \frac{M_D^2}{L_D} \cos \theta \frac{M_Q^2}{L_Q} \sin \theta \right] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\beta} \\ i_{D'} \\ i_{Q'} \end{bmatrix} \\ + \sqrt{\frac{2}{3}} \omega \left[l_2 \sin(\theta) - \frac{M_D^2}{L_D} \sin \theta - \frac{M_Q^2}{L_Q} \cos \theta \right] \begin{bmatrix} i_{\beta} \\ i_{D'} \\ i_{Q'} \end{bmatrix}$$

$$v_{\gamma} = -\frac{v_1}{\sqrt{2}}$$

III.3.3. Mode 3: alimentation de deux phases triangle

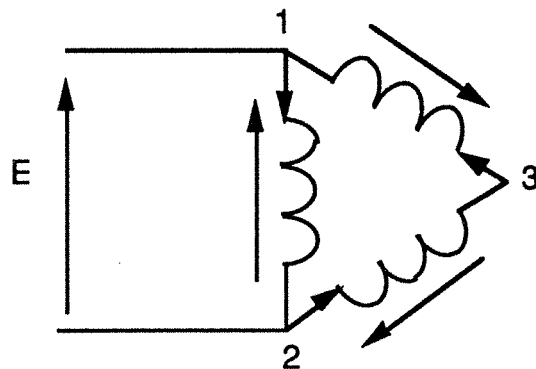


Figure II. 7

Machines ayant ses phases connectées en triangle et alimentée par une tension monophasée (figure II.7). Dans ce cas l'utilisation des grandeurs $[G_{\alpha\beta}]$ permet la simplification des équations électriques de la machine, comme suit:

$$\begin{array}{ll}
 i_2 = i_1 & \text{donc } i_\beta = 0 \\
 v_1 + v_2 + v_3 = 0 & \text{donc } v_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot E \\
 i_1 + i_2 + i_3 = 0 & \text{donc } i_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot i_1
 \end{array}
 \quad \text{II.42}$$

Les équations électriques de la machine avec les composantes $[G_{\alpha,\beta}]$ sont données par:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha'} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s - 2.l_2 \sin(2.\theta).\omega & -\frac{M_D^2}{L_D} \sin(\theta).\omega & -\frac{M_Q^2}{L_Q} \cos(\theta).\omega \\ -\frac{M_D^2}{L_D} \sin(\theta).\omega & \frac{R_D M_D^2}{L_D' L_D} & 0 \\ -\frac{M_Q^2}{L_Q} \cos(\theta).\omega & 0 & \frac{R_Q M_Q^2}{L_Q' L_Q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{D'} \\ i_{Q'} \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} l_1 + 2.l_2 \cos(2.\theta) & \frac{M_D^2}{L_D} \cos(\theta) & -\frac{M_Q^2}{L_Q} \sin(\theta) \\ \frac{M_D^2}{L_D} \cos(\theta) & \frac{M_D^2}{L_D} & 0 \\ -\frac{M_Q^2}{L_Q} \sin(\theta) & 0 & \frac{M_Q^2}{L_Q} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{D'} \\ i_{Q'} \end{bmatrix}$$

II.43

avec:

$$l_1 = \frac{L_d + L_q}{2}$$

$$l_2 = \frac{L_d - L_q}{2}$$

$$v_{\alpha'} = v_{\alpha} - \Phi_f.\omega.\cos\theta$$

La tension v_{β} est calculée par:

$$v_{\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[l_2 \sin 2\theta \quad \frac{M_D^2}{L_D} \sin \theta \quad \frac{M_Q^2}{L_Q} \cos \theta \right] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{D'} \\ i_{Q'} \end{bmatrix}$$

$$+ \omega \left[2.l_2 \cos 2\theta \quad \frac{M_D^2}{L_D} \cos \theta \quad -\frac{M_Q^2}{L_Q} \cos \theta \right] \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{D'} \\ i_{Q'} \end{bmatrix}$$

II.3.4. Mode 4: alimentation coupée

dans le cas où aucune phase n'est alimentée, seules subsistent les équations rotoriques. Les tensions induites aux bornes des phases statoriques sont alors:

$$[v_{abc}] = [T32].[P(\theta)].[v_{dq}] \quad \text{II.44}$$

avec:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{M_D^2}{L_D} & 0 \\ 0 & \frac{M_Q^2}{L_Q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{D'} \\ i_{Q'} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{M_Q^2}{L_Q} \cdot \omega \\ 0 & \frac{M_Q^2}{L_Q} \cdot \omega \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{D'} \\ i_{Q'} \end{bmatrix} \quad \text{II.45}$$

III LOIS DE COMMANDE EN COUPLE:

Pour une machine synchrone à aimants permanents du type terres rares disposés sur la surface du rotor, avec l'hypothèse que les courants de circulation rotoriques sont négligeables, le système d'équations II.27 en régime établi, se réduit aux équations suivantes:

$$v_d = R_s \cdot i_d - L_q \cdot \omega \cdot i_q \quad \text{II.46}$$

$$v_q = R_s \cdot i_q + L_d \cdot \omega \cdot i_d + \Phi_f \cdot \omega \quad \text{II.47}$$

En considérant les axes d et q dans le plan complexe, les vecteurs tension et courant sont définies par:

$$\underline{I}_s = i_d + j \cdot i_q \quad \text{II.48}$$

$$\underline{V}_s = v_d + j \cdot v_q = R_s (i_d + j i_q) + j \omega (L_q i_q + j L_d i_d) + j \Phi_f \omega \quad \text{II.49}$$

en introduisant les angles ψ et δ où:

- ψ : est l'angle de la f.e.m par rapport au courant.

- δ : est l'angle de la f.e.m par rapport a la tension.

on a:

$$\psi = \arctg -\frac{i_d}{i_q} \quad \text{II.50}$$

$$\delta = \arctg -\frac{v_d}{v_q} \quad \text{II.51}$$

Le diagramme vectoriel de la machine en régime permanent en fonctionnement moteur est représenté sur la figure II.8

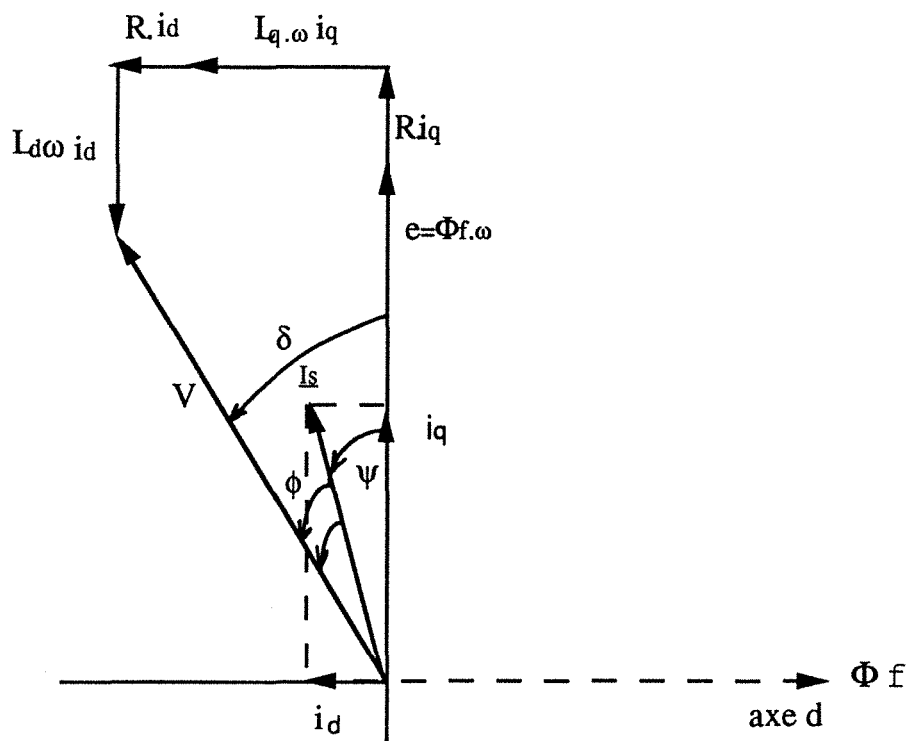


Figure II.8 : Diagramme vectoriel

Le couple électromagnétique peut s'exprimer en fonction des courants ou des tensions statoriques et de leurs déphasages respectifs par rapport à la force électromotrice.

III.1 COMPORTEMENT DU COUPLE EN ALIMENTATION EN COURANT:

Nous allons étudier la méthode de commande du couple dans les moteurs synchrones à aimants permanents par le contrôle des courants dans les phases du moteur, en cherchant à obtenir une valeur maximale du couple pour une valeur donnée du courant. Cela revient à imposer dans la machine l'amplitude des courants d'alimentation et leurs déphasages par rapport à la f.e.m. [30].

Des équations II.29 et II.50, on déduit :

$$C_{em} = P. [\Phi_f . I_s . \cos(\psi) - \frac{1}{2} . (L_d - L_q) . I_s^2 . \sin(2.\psi)] \quad \text{II.52}$$

Dans une machine synchrone à aimants permanents, le flux Φ_f crée par les aimants permanents dans les enroulements statoriques est constant. Si le courant statorique est imposé, le couple électromagnétique ne dépend plus de la vitesse. La figure II.9 représente les courbes d'évolution du couple en fonction du retard ψ du courant par rapport à la f.e.m dans le cas d'une machine à pôles lisses. Le couple maximal pour un courant statorique imposé correspond à un déphasage nul du courant par rapport à la f.e.m. Dans le cas d'une machine à pôles saillants, l'angle ψ optimal qui correspond à un couple maximal est déterminé par:

$$\frac{dC_{em}}{d\psi} = 0 \quad \text{pour } \Phi_f = C^{te}$$

donc :

$$\sin \psi_{opt} = \frac{\Phi_f . \sqrt{[\Phi_f^2 + 8 . I_s^2 . (L_d - L_q)^2]}}{4 . I_s . (L_d - L_q)} \quad \text{II.53}$$

dans le cas où $L_d < L_q$

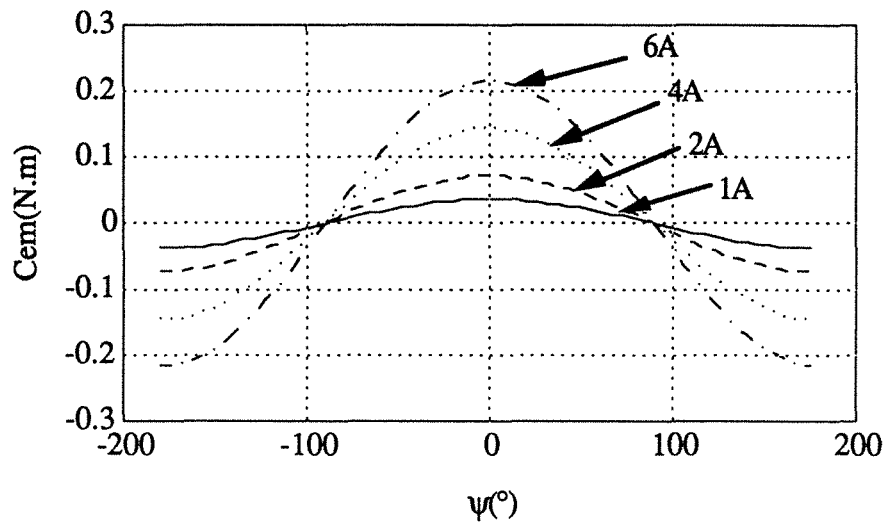


Figure II.9: Variation du couple en fonction du déphasage ψ : cas d'une machine à pôle lisses

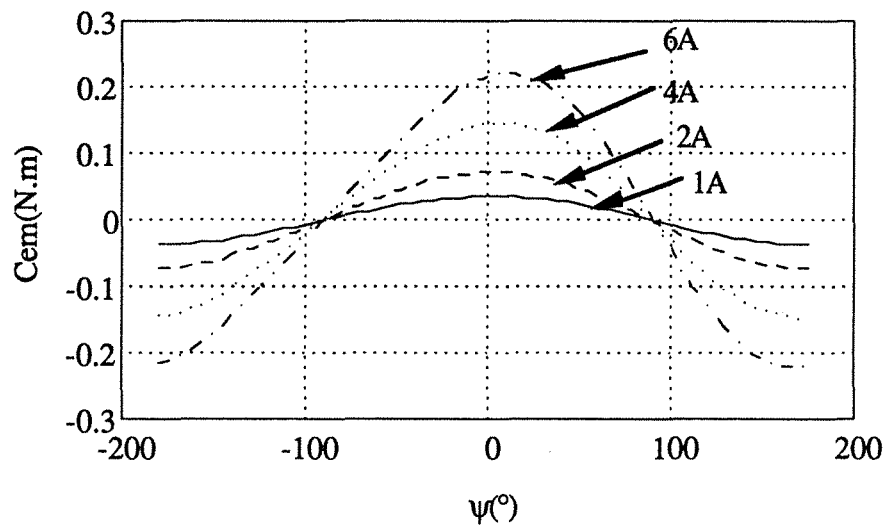


Figure II.10: Variation du couple en fonction du déphasage ψ : cas d'une machine à pôle saillants $L_d=0.5L_q$

La figure II.10 représente la variation du couple en fonction de ψ pour une machine à pôles saillants.

Dans le cas d'une machine à pôles saillants, on constate que le couple n'est pas très sensible aux variations du déphasage autour de son maximum en fonction du courant. Ces variations dépendent de l'importance de la saillance du rotor de la machine.

III.2 COMPORTEMENT DU COUPLE EN ALIMENTATION EN TENSION:

Si l'on cherche à faire une commande du couple de la machine en réglant les tensions aux bornes du stator, il existe deux possibilités:

- réglage de la valeur efficace de la tension V .
- réglage du déphasage δ de la tension par rapport à la f.e.m à vide.

En résolvant le système d'équations II.46 et II.47 pour calculer i_d et i_q , on obtient:

$$i_q = \frac{R_s(v_q - \omega \cdot \Phi_f) - \omega \cdot L_d \cdot v_d}{R_s^2 + \omega^2 \cdot L_d \cdot L_q} \quad \text{II.54}$$

$$i_d = \frac{R_s \cdot v_d + \omega \cdot L_q \cdot (v_q - \omega \cdot \Phi_f)}{R_s^2 + \omega^2 \cdot L_d \cdot L_q} \quad \text{II.55}$$

En remplaçant les variables i_d et i_q par leur expression dans l'équation II.29, l'expression du couple devient:

$$C_{em} = P \cdot \left\{ \frac{\Phi_f \cdot R_s}{R_s^2 + L_d \cdot L_q \cdot \omega^2} \left[v_q - \frac{\omega \cdot L_d \cdot v_d}{R_s} - \omega \cdot \Phi_f \right] + \right. \\ \left. \frac{(L_d - L_q) \cdot R_s}{(R_s^2 + L_d \cdot L_q \cdot \omega^2)^2} \left[v_q - \frac{\omega \cdot L_d \cdot v_d}{R_s} - \omega \cdot \Phi_f \right] \cdot \left[v_d + \frac{\omega \cdot L_d \cdot v_q}{R_s} - \frac{\omega^2 \cdot L_q \cdot \Phi_f}{R_s} \right] \right\} \quad \text{II.56}$$

A partir de l'équation II.56, nous pouvons mettre en évidence les variations du couple électromagnétique en fonction de V et δ .

La figure II.11. représente pour plusieurs valeurs de la tension les courbes d'évolution du couple électromagnétique en fonction du déphasage de la tension par rapport à la f.e.m. Ces courbes montrent que pour obtenir des courants moins importants et un couple maximal, il faut toujours ajuster le déphasage δ .

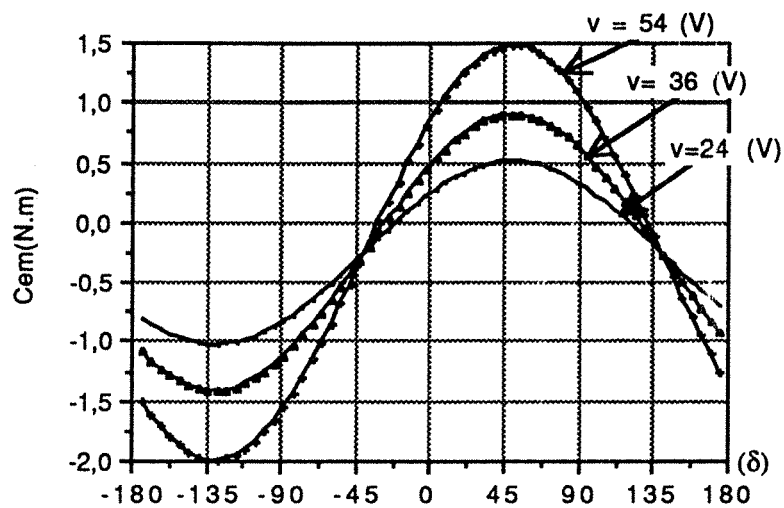


Figure II.11: Caractéristique du couple en fonction du décalage interne " δ " pour plusieurs valeurs de V

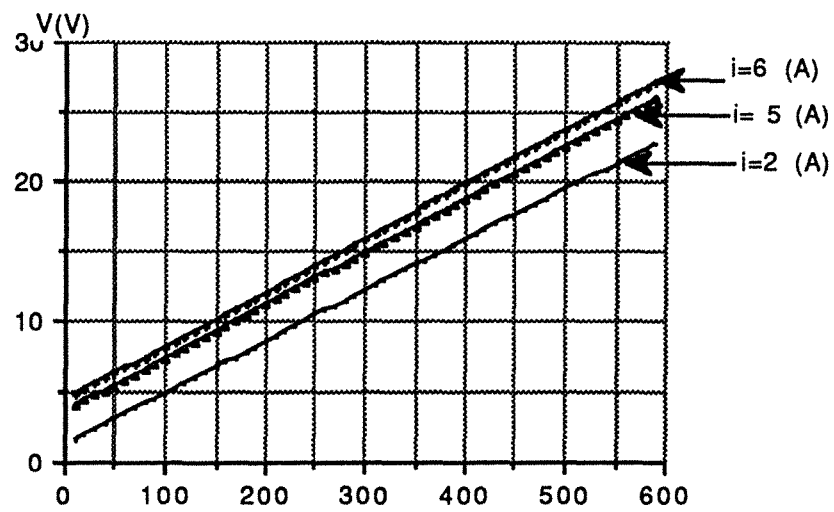


Figure II.12: Variation de la tension en fonction de la vitesse dans le cas du fonctionnement à couple maximal

Pour le fonctionnement à courant minimal, nous étudions les variations de la tension V en fonction de la vitesse pour un courant minimal donné à partir des équations II.46, II.47 et II.51.

La figure II.12 montre l'évolution de la tension en fonction de la vitesse.

IV CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation des machines synchrones à aimants permanents associées à des onduleurs de tension, en utilisant des transformations qui nous permettent de simplifier la résolution des équations dans les différents modes de fonctionnement.. L'étude des lois de commande du couple par contrôle du courant et de la tension nous permet de conclure que la commande du couple par contrôle du courant et de son retard par rapport à la f.e.m permet d'obtenir un couple proportionnel au courant, ce qui conduit à un contrôle direct du couple comme dans le cas d'une machine à courant continu. Dans le cas de la commande du couple par contrôle de la tension et de son déphasage par rapport à la f.e.m, elle exige un réglage permanent de la tension et du déphasage en fonction de la vitesse afin d'éviter des forts courants, cela revient toujours à faire une limitation de courant pour ne pas dépasser le courant maximal admissible.

Dans le chapitres suivant nous étudierons par une méthode de simulation numérique de l'ensemble machine-convertisseur statique-commandes la mise au point des méthodes de contrôle du courant et de la commande de l'onduleur dans le cas de la commande directe du couple suivant le principe de la commande vectorielle des machines à courant alternatif [19],[28],[29],[40].

CHAPITRE III:

SIMULATION NUMERIQUE DE L'ENSEMBLE
MACHINE-CONVERTISSEURS STATIQUES-
COMMANDE

SIMULATION NUMERIQUE DE L'ENSEMBLE MACHINE-CONVERTISSEURS STATIQUES-COMMANDE

INTRODUCTION:

Les recherches faites au GREEN dans le domaine de la simulation numérique des ensembles comprenant des machines associées à des convertisseurs statiques et de leurs commandes ont abouti à la conception d'un générateur de programme appelé GASPE : "Générateur automatique de simulation des Procédés Electromécaniques " [18], [21], [47], [49].

Dans un premier temps nous présenterons les problèmes spécifiques de la simulation d'ensembles commande-convertisseurs statiques-machines tournantes, suivi de la méthode de simulation en utilisant GASPE. Dans un second temps, nous étudierons par simulation numérique l'autopilotage d'une machine synchrone à aimants permanents.

Les résultats obtenus par simulation seront comparés à des résultats expérimentaux afin de valider la méthode de simulation.

I. PROBLEMES DE SIMULATION D'ENSEMBLES COMMANDE- CONVERTISSEURS STATIQUES-MACHINES TOURNANTES:

Les ensembles complets de conversion d'énergie électromécanique comprenant des convertisseurs statiques, des machines et des commandes sont caractérisés par:

- la non linéarité des composants et des machines.
- la différence de nature et la forte interdépendance des sous ensembles.

Les méthodes de modélisation des convertisseurs statiques découlent des modèles choisis pour les composants semi-conducteurs et peuvent être classés en trois catégories principales [22], [23] :

- a) Les méthodes de " topologie constante " : les semi-conducteurs sont représentés par des impédances binaires.

b) Les méthodes de " topologie variable " : qui consistent à représenter les semi-conducteurs par des interrupteurs, dont toutes les combinaisons (ouvert/fermé) sont considérées comme possibles.

c) Les méthodes de " topologie variable restreinte " : les semi-conducteurs sont représentés par des interrupteurs, mais ne sont retenues comme possibles que certaines combinaisons. Cette dernière méthode, fondée sur la connaissance du mode de fonctionnement des convertisseurs statiques réside dans l'établissement à priori d'une liste de configurations considérées possibles à l'exclusion des autres. Les ensembles convertisseurs machines commandes se trouvent représentés par des modèles multiples correspondants aux configurations possibles des convertisseurs statiques.

II. METHODE DE SIMULATION:

Nous ne suivons donc pas le découpage naturel des systèmes en leurs constituants physiques, mais nous les considérons comme formés de deux sous-systèmes, l'un de nature discrète, l'autre de nature continue, et ensuite de décrire les relations qui existent entre eux . Le premier sous-système, régi par des équations algébriques et différentielles, regroupe la machine et les commandes analogiques et qui sera désigné sous le nom de système analogique complet " S.A.C ", le sous système régi par des équations logiques choisit les différents modèles du système analogique complet et est désigné sous le nom d'automate. Décrire les relations qui existent entre ces deux sous systèmes; c'est construire les règles de l'interface qui consiste à identifier les événements susceptibles de provoquer des changements de modèles à partir de l'évolution des variables du système analogique (figure.III.1). Ce même processus sera appliqué au niveau de la décomposition des systèmes en blocs.

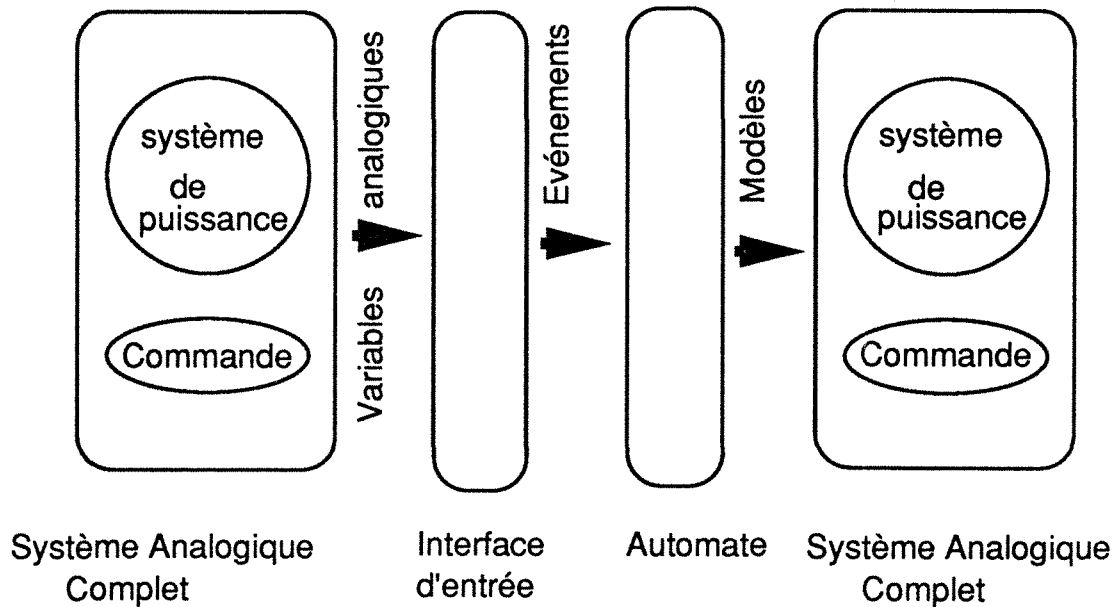


Figure - III.1 - Modélisation globale des systèmes

II.1. NOTION D'EVENEMENTS:

Le problème de simulation consiste , à partir de la modélisation d'un système physique à faire l'enchaînement des différents modèles dans le temps. Le changement de modèle dans le cas de l'association des machines électriques à des convertisseurs statiques est généralement lié à l'état des composants semi-conducteurs: par exemple amorçage d'un thyristor par une impulsion ou blocage d'une diode qui se bloque quand le courant qui la traverse s'annule. Le changement des modèles est lié à des événements qui sont intérieurs ou extérieurs au système; on distingue donc deux sortes d'événements:

- 1) événement " prévisibles " : ce sont des événements généralement liés à la commande du convertisseur. Les dates des événements prévisibles sont connues à l'avance, par exemple: instants d'échantillonnages, impulsions de gâchettes ...etc
- 2) événements " imprévisibles" : Ce sont des événements que l'on rencontre après avoir tenté d'effectuer un pas de calcul. Ces événements correspondent en général au franchissement d'une

référence (inversion de la tension, annulation du courant, saturation d'un amplificateur ...etc)

II.2. ORGANIGRAMME DE SIMULATION:

La méthodologie de simulation numérique de l'ensemble doit prendre en compte l'interaction entre les sous systèmes de puissance (source-convertisseur-machine) et de commande. Ensuite détecter les événements susceptibles de conduire à des changements de modèles, qui sont en grande majorité imprévisibles; cette procédure de détection et de traitement des événements est indispensable .

Effectuer une simulation numérique d'un système physique consiste à résoudre à l'aide d'un calculateur sur la longueur du pas de calcul Δt les équations correspondantes au modèle validé (figure.III.2).

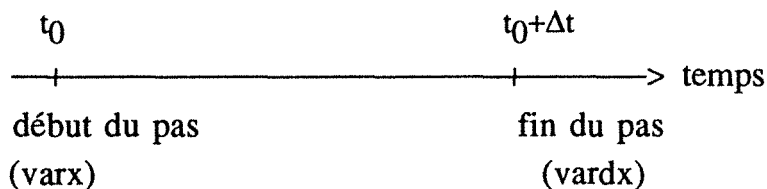


Figure .III.2: Simulation sur un pas de calcul

Celle ci se fait donc pas à pas par événements, quand il y a occurrence d'événements susceptibles de provoquer un changement de modèle, il doit y avoir un recalage par une fonction d'interpolation linéaire à la date d'occurrence de cet événement. Le programme de simulation doit détecter et traiter les événements. La résolution des équations se fait pas à pas suivant la procédure suivante:

- A l'instant t_0 , on dispose:

- 1) des équations d'état du modèle du système.
- 2) de la valeur du pas de calcul.

3) des valeurs d'états initiales (varx) et des paramètres internes du système.

4) d'un algorithme de résolution des variables d'états.

- A l'instant $t_0 + \Delta t$, après la détermination des variables d'état (vardx), plusieurs questions se posent (figure III.3):

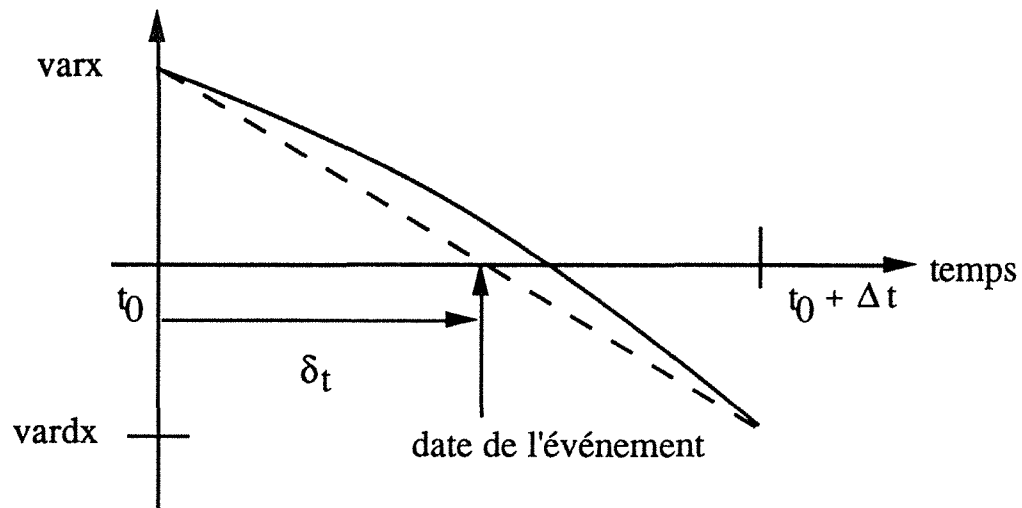


figure -III.3 - Détermination de la date d'un événement par interpolation linéaire

1) le modèle est-il encore valable ?

sinon:

2) à quelle date $t_0 + \delta t$ à t-il changé?

3) quel est le nouveau modèle?

- Détermination des variables d'états à l'instant $t_0 + \delta t$, en utilisant la fonction de recalage.

La figure III.4 représente l'enchaînement des tâches que doit réaliser tout programme de simulation en électronique de puissance.

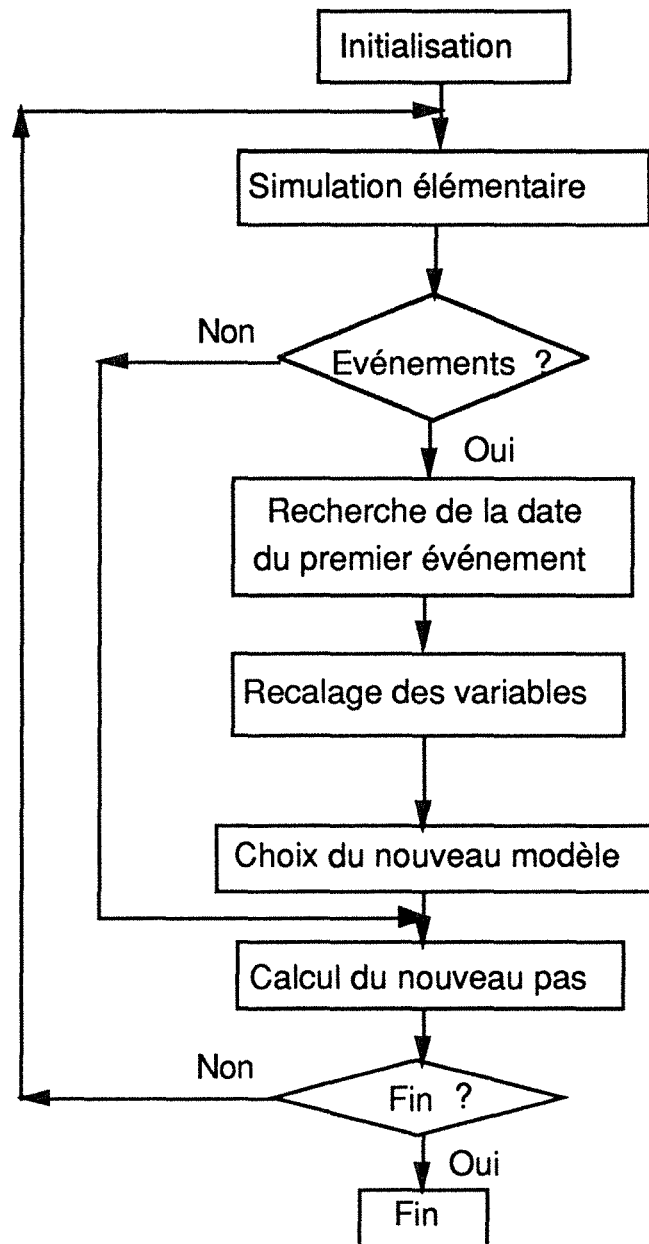


Figure III.4- organigramme général de simulation

III. LE LOGICIEL GASPE :

A partir de la méthode de simulation décrite précédemment; GASPE a été développé [18] [46]. Il a pour but de décharger l'utilisateur d'une grande partie des tâches systématiques communes à toutes les programmes de simulation (figure III.4), c'est-à-dire la détection et le traitement des événements susceptibles de conduire à des changements de modèles, ainsi que le recalage des variables qui sont engendrés automatiquement: c'est la gestion de la simulation.

III.1 GESTION DE LA SIMULATION:

Le module de gestion (figure III.5) est basé sur l'exploitation d'un fichier appelé " échéancier" qui mémorise le nom, la nature et la date des événements sélectionnés à l'intérieur d'un pas de calcul. Suivant la nature des événements sélectionnés, le sous-programme gestion les range dans un échéancier auxiliaire et positionne l'indicateur de recalage à un. On effectue alors les procédures suivantes:

III.-1-1 recherche de la date du premier événement:

Il se peut que plusieurs événements soient détectés à des dates appartenant à l'intervalle $[t_0 , t_0 + \Delta t]$. Toutes ces dates seront stockées dans l'échéancier, ensuite il faut déterminer la plus ancienne date dans l'échéancier et faire le recalage à cette date de toutes les variables analogiques (figure III.4).

III-1-2 recalage des variables analogiques:

Toutes les variables analogiques doivent être recalées à la date du premier événement sélectionné ayant demandé le recalage. La fonction de recalage choisie est la fonction d'interpolation linéaire, elle se prête facilement à la programmation et offre une précision

suffisante si le pas de calcul est bien adapté aux constantes de temps du système.

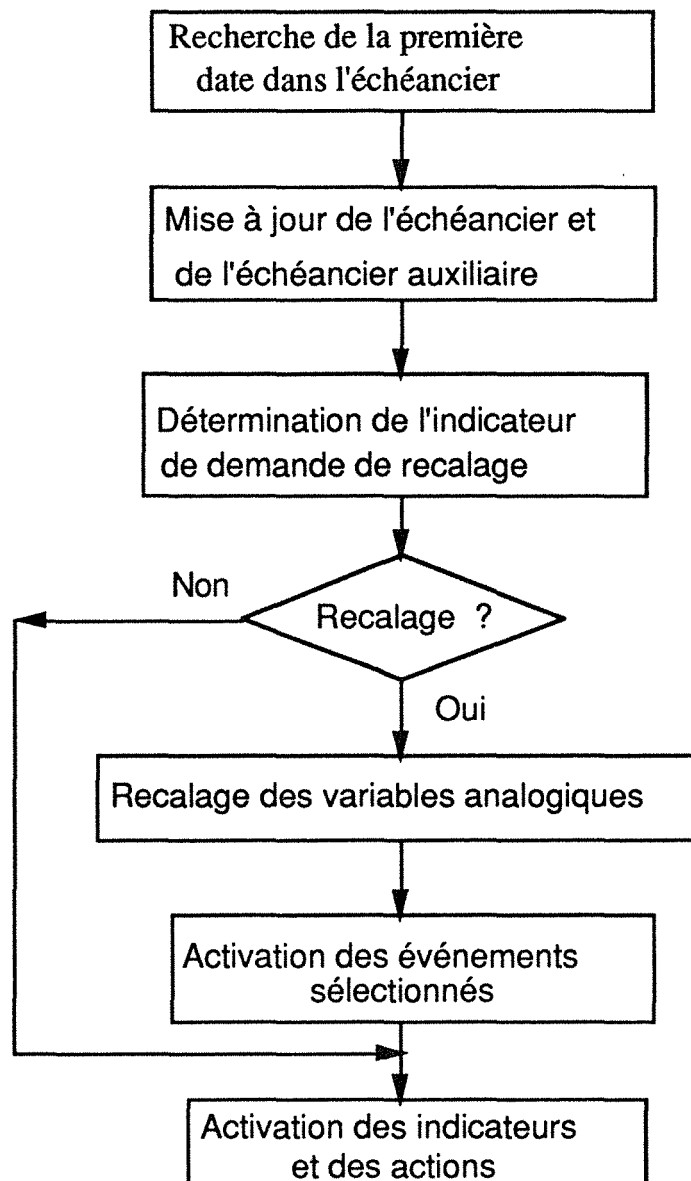


Figure III.5 organigramme de gestion de la simulation

III.2 MISE A JOUR DES VARIABLES:

Les différentes variables sont calculées à l'instant $t_0 + \Delta t$ à partir de leurs valeurs à l'instant t_0 . A la fin du pas de calcul il est nécessaire de réinitialiser les différentes variables. La mise à jour des variables consiste à faire passer les valeurs des variables à la fin du pas de simulation, comme valeurs initiales pour le pas suivant ($varx = vardx$).

III.3 CALCUL DU PAS:

Grâce à la structure de l'écheancier, le sous-programme " pas " choisit le pas de calcul en fonction de la nature des événements , il permet en outre :

- de faire varier le pas de calcul en fonction des modèles.
- d'utiliser des blocs échantillonnés, de périodes d'échantillonnage différentes.
- d'effectuer un pas nul (pour franchir des discontinuités et des fronts raides).

III.4 LE GENERATEUR DE PROGRAMME:

L'analyse de l'organigramme général de la simulation (figure.III.2) et celui de la gestion de la simulation ont conduit à la conception d'un générateur de programme. La description du système global à simuler conduit aux opérations suivantes:

- 1) La décomposition du système global en blocs où chaque bloc représente une entité physique du système complet. Pour chaque bloc les variables de sortie sont calculées par l'algorithme de résolution en fonction de ses variables d'entrées et des ses paramètres internes.
- 2) Modélisation de chaque bloc par des équations d'état ou des équations logiques suivants tous les modes de fonctionnements possibles.

3) Définition pour chaque bloc des événements qui permettent des changements de modèles.

Toutes ces données sont répertoriées dans le fichier d'entrée de GASPE dit " fichier grammaire ". L'analyse de ce fichier par GASPE lui permet d'engendrer automatiquement : les sous programmes de la gestion de la simulation, la mise à jour des variables et le squelette du programme de simulation. La figure III.6 fait apparaître l'organigramme d'un programme engendré par GASPE, les parties en pointillé sont entièrement engendrées. Les autres parties sont à compléter par l'utilisateur.

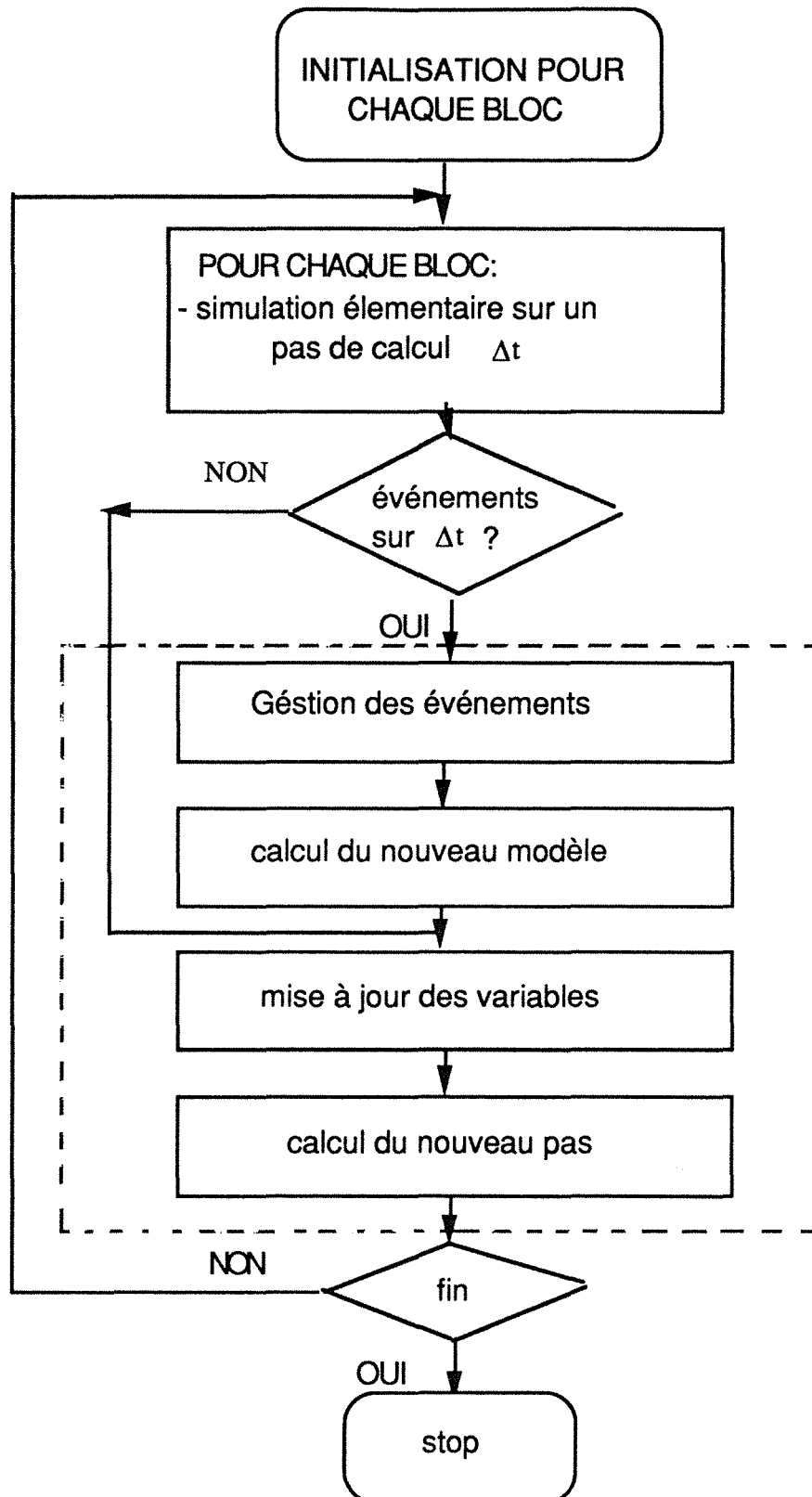


Figure III.6: organigramme général d'un programme généré par GASPE

III.5 MODE D'UTILISATION DE GASPE:

La création d'un programme de simulation au moyen du générateur GASPE nécessite une étude préalable de décomposition en blocs et de modélisation. L'utilisateur doit donc dresser la liste des modèles, des variables et des événements de chaque bloc, décrire le système à étudier à l'aide du langage déclaratif défini précédemment, et construire le fichier grammaire descriptif (figure III.7).

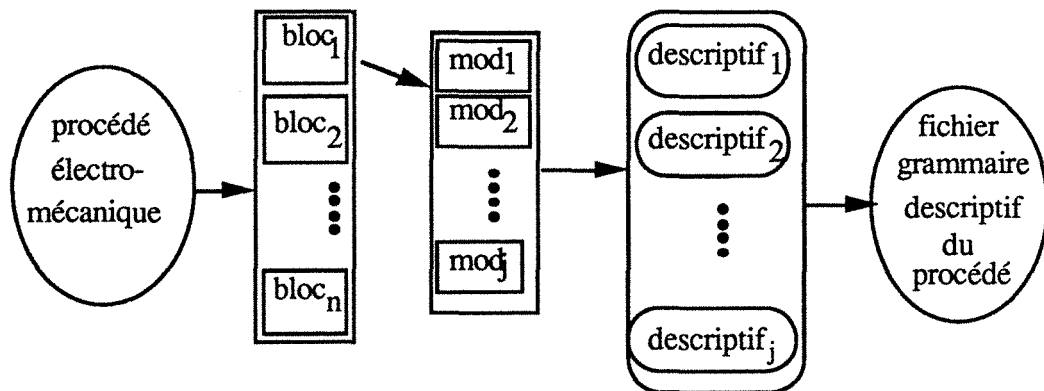


Figure III.7- Modélisation et description

Le produit final est obtenu en programmant les modèles construits, puis en les chaînant avec les programmes automatiquement engendrés ainsi qu'avec les programmes standards (figure III.8).

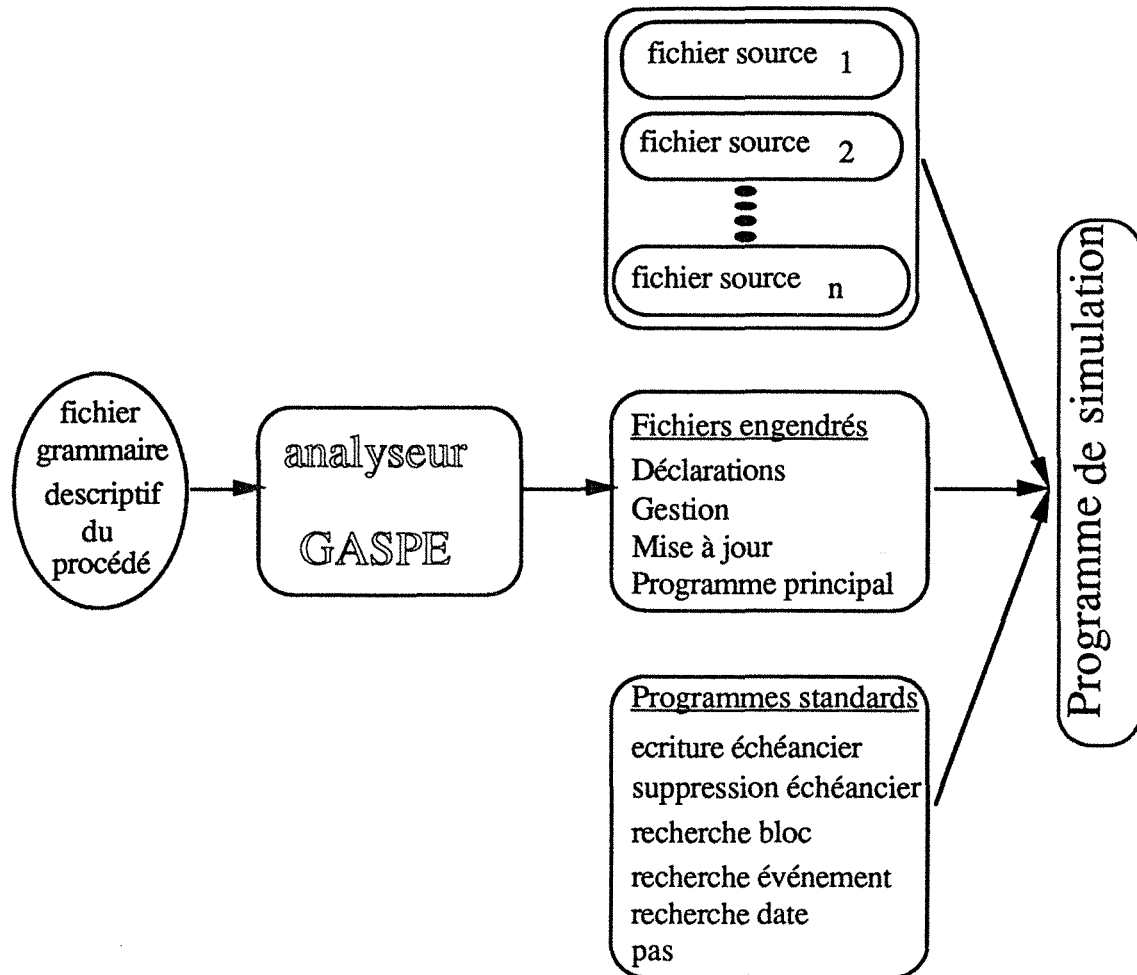


Figure III.8- Construction du programme de simulation

IV. EXEMPLE D'UTILISATION: Machine synchrone autopilotée alimentée en tension avec limitation du courant

IV.1 DESCRIPTION DU SYSTEME PHYSIQUE:

Dans cette partie, nous développons un programme de simulation pour une machine synchrone autopilotée à aimants permanents, munie d'une commande de courants par hystérésis. L'ensemble convertisseur machine commande est représenté par la figure III.9. La machine synchrone à aimants permanents du type SmCo a une distribution de f.e.m sinusoïdale (figure III.10). Le système est muni d'un capteur de position absolue à trois pistes, ce qui lui

permet de diviser une période électrique en six secteurs. La logique de commande de l'onduleur à transistors est faite de telle manière que chaque interrupteur est commandé sur $2/3$ de la période électrique (commande à 120°). Le système est muni d'un contrôle du courant total absorbé à l'aide d'un régulateur à hystérésis.

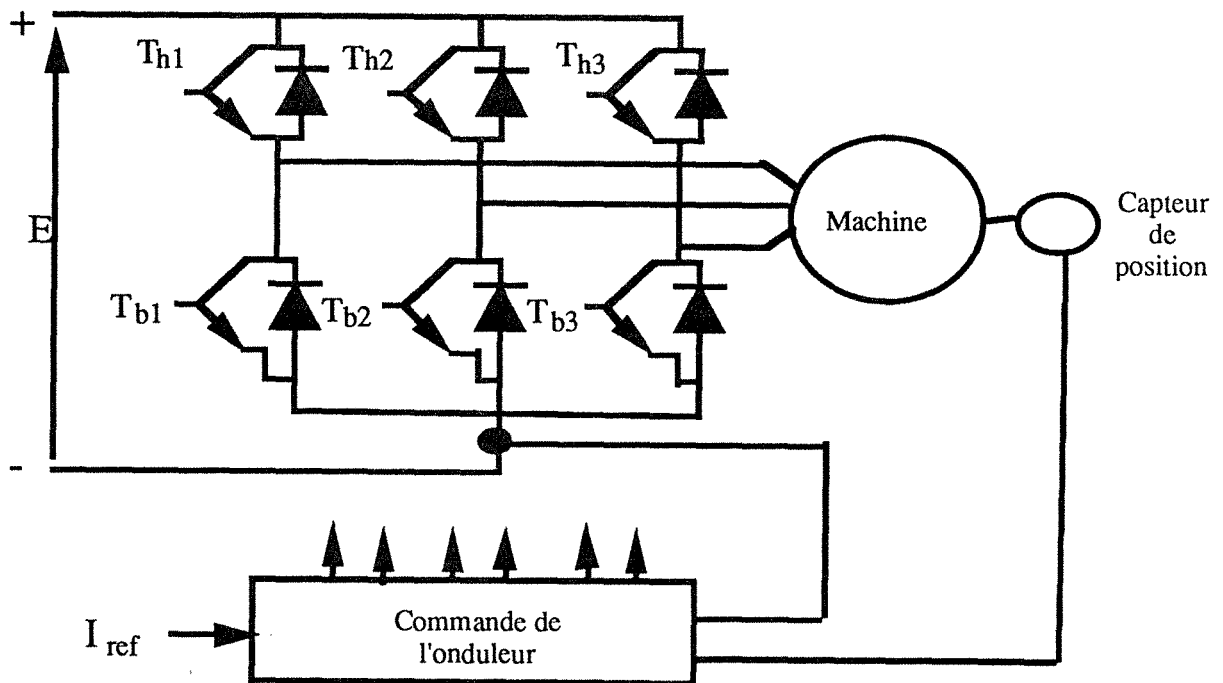


Figure. III.9 : schéma du système global à simuler

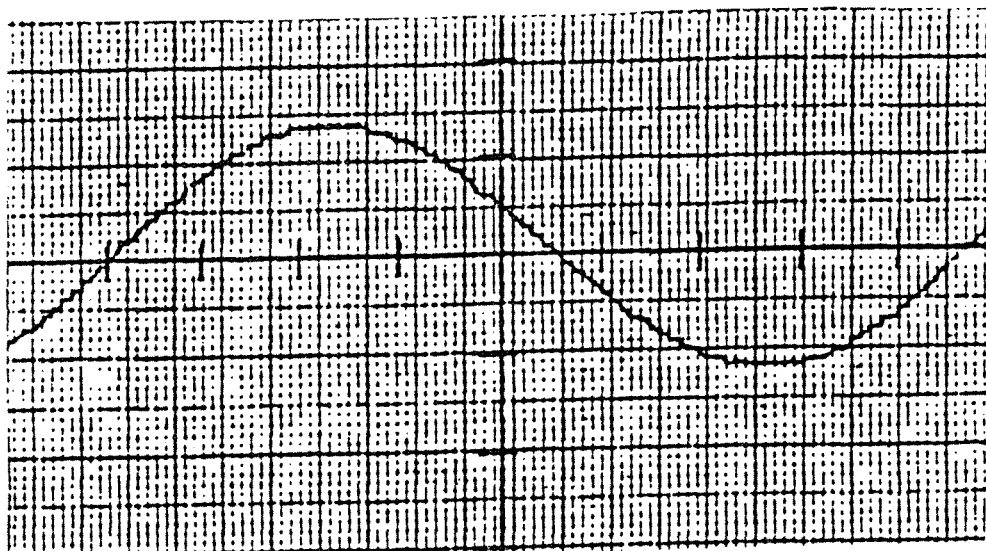


Figure III.10: La f.e.m à vide

IV.2 DÉCOMPOSITION EN BLOCS:

Comme nous l'avons vu au paragraphe précédent, la simulation du système global par GASPE est basée sur le concept de la décomposition en bloc du système global. GASPE permet donc le développement d'une bibliothèque de modules, qui peuvent être réutilisés dans d'autres programmes. Dans notre système on distingue les modules suivants:

- bloc source
- bloc machine synchrone
- bloc capteur de position
- bloc commande du courant par hystérésis
- bloc onduleur

IV.3 MODELISATION DES BLOCS:

IV.3.1 Bloc source:

Le bloc source représente une source composée de deux batteries d'accumulateurs en série, que l'on assimilera à une source parfaite de tension.

IV.3.2 Bloc machine synchrone:

La modélisation de la machine est faite par des équations différentielles suivant la méthode décrite, au chapitre précédent. Compte tenu des hypothèses et de la modélisation de la machine synchrone, en tenant compte de toutes les configurations possibles de l'onduleur, les équations électriques de la machine peuvent dans le cas général se mettre sous la forme matricielle suivante :

$$[L_i] \cdot \frac{d}{dt} \cdot [I_i] = [U_i] - [GR_i] \cdot [I_i] \quad \text{III.1}$$

Les matrices $[L_i]$ et $[GR_i]$ ainsi que les vecteurs $[I_i]$ et $[U_i]$ sont déduits des équations électriques données au deuxième chapitre (équation II.27, II.41 et II.45), l'indice i indique le mode de conduction.

- deux phases sont alimentées : ce mode correspond au fonctionnement normal suivant les phases alimentées, c'est le mode 2.
- trois phases sont alimentées : ce mode correspond au cas de la commutation de phases alimentées : c'est le mode 1.
- aucune phase n'est alimentée: ce mode correspond à l'initialisation, c'est le mode 4.

Nous remarquons bien, que suivant notre modélisation, les dimensions des matrices $[L_i]$ et $[GR_i]$ diffèrent suivant le mode de conduction, dans le cas du mode 1, la matrice $[L_i]$ est constante, son inversion se fait qu'une seule fois à l'initialisation. Dans le cas du mode 2 l'inversion de la matrice $[L_i]$ se fait analytiquement au début de chaque pas de calcul. La résolution des équations différentielles est faite par l'algorithme de Runge-Kutta d'ordre 4.

L'identification des paramètres électriques de la machine est donnée en annexe 1; les amortisseurs sont négligés.

IV.3.3 Bloc capteur de position:

Le capteur de position est modélisé par un bloc de type interface-automate qui détermine le vecteur d'état logique représentant un secteur électrique suivant la position du rotor. Pour cela, on définit un événement imprévisible (capte) qui permet tout les $(2\pi/6)$ électriques de sélectionner les signaux du capteur de position sur 3 bits. La table III.1 représente les signaux du capteur de position suivant la position du rotor (figure III.11) .

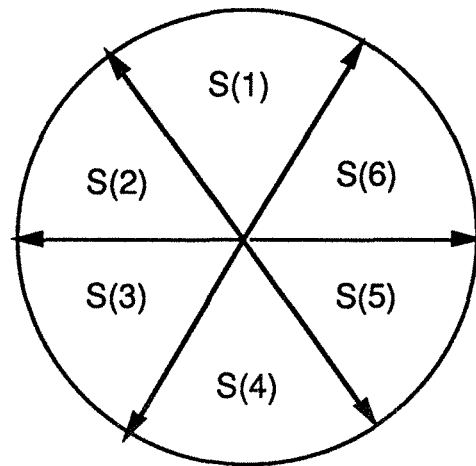


Figure III.11: Secteurs électriques en fonction de la position du rotor

Les signaux du capteurs de position sont déterminés à partir de la position du rotor, par les équations logiques suivantes:

$$C1 = S(2) \otimes S(3) \otimes S(4)$$

$$C2 = S(4) \otimes S(5) \otimes S(6)$$

III.2

$$C3 = S(6) \otimes S(1) \otimes S(2)$$

IV.3.4: Bloc régulation du courant:

Comme nous l'avons vu au premier chapitre, le principe de contrôle du courant par hystérésis consiste à maintenir le courant dans une bande fixe autour d'une référence. Dans notre cas ce principe est utilisé pour la régulation du courant total absorbé par le moteur.

Le schéma de la carte de commande est représenté sur la figure III.12 . Pour la modélisation du régulateur qui est du type automate, on définit deux événements qui définissent le dépassement du courant de la référence maximale et minimale du courant (figure III.13).

$$i_{tot} = i_a + i_b + i_c$$

III.3

- si $i_{tot} \geq i_{ref} + \Delta h$: on a l'événement hyshaut
- si $i_{tot} < i_{ref} - \Delta h$: on a l'événement hysbas.

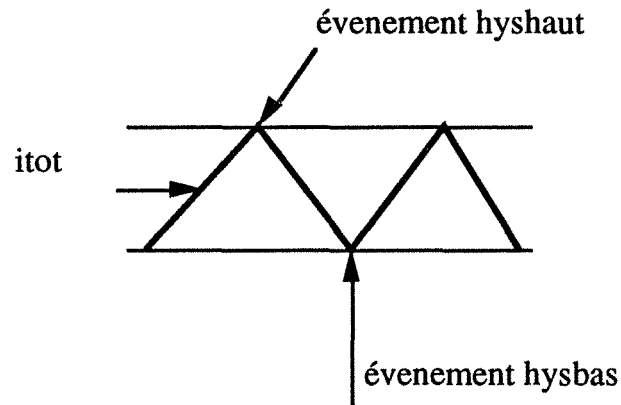


Figure III.13: Définition des événement d'hystérésis

IV.3.5 Bloc onduleur:

L'onduleur est du type 'automate', il est modélisé par une matrice de connexion dont les éléments sont des variables booléennes. On associe à chaque composant une variable logique:

$Th_i = 1$ si le transistor Th_i est passant, sinon $Th_i = 0$

$Dh_i = 1$ si le transistor Dh_i est passant, sinon $Dh_i = 0$

L'onduleur est modélisé par une matrice de connexion, pour cela on définit l'interrupteur équivalent Te_i , constitué par un transistor et une diode en antiparallèle (figure III.14), caractérisé par sa réversibilité en courant. On peut exprimer son état logique de la manière suivante:

$$Te_i = Th_i + Dh_i \quad \text{III.4}$$

$$Te_{i+3} = Tb_i + Db_i \quad \text{III.5}$$

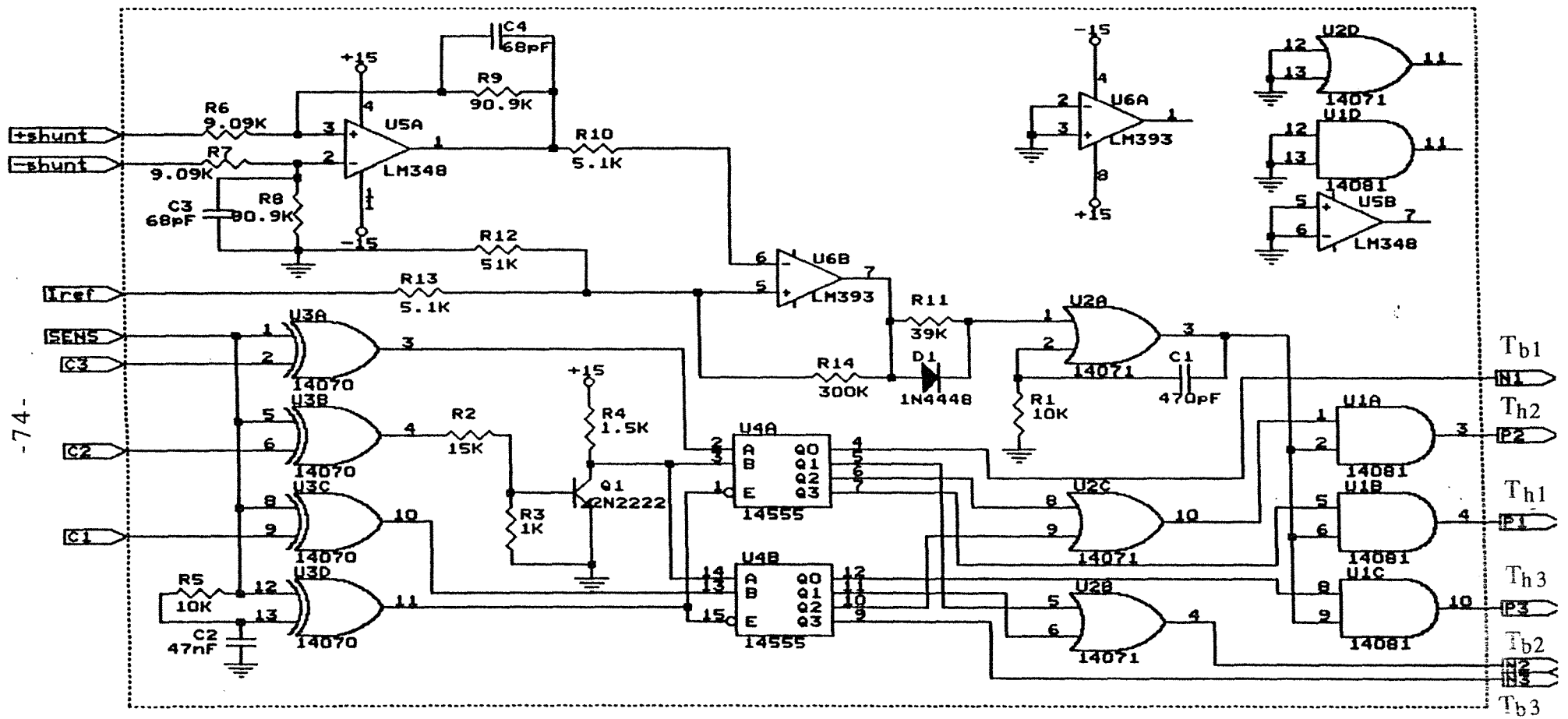


Figure III.12: Schéma de la carte de commande

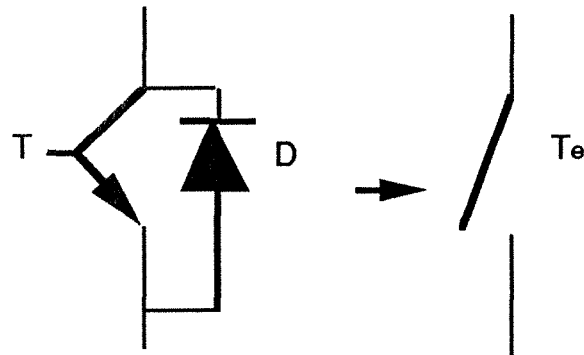


Figure III.14: Interrupteur équivalent

La variable logique T_{hi} est validée suivant les signaux du capteurs, (table I.1).

$$T_{h1} = C_1.C_2.\overline{C_3} + \overline{C_1}.C_2.\overline{C_3}$$

$$T_{h2} = \overline{C_1}.\overline{C_2}.C_3 + \overline{C_1}.C_2.C_3$$

$$T_{h3} = C_1.\overline{C_2}.C_3 + C_1.\overline{C_2}.\overline{C_3}$$

$$T_{b1} = \overline{C_1}.\overline{C_2}.C_3 + C_1.\overline{C_2}.C_3$$

$$T_{b2} = C_1.\overline{C_2}.\overline{C_3} + C_1.C_2.\overline{C_3}$$

$$T_{b3} = \overline{C_1}.C_2.\overline{C_3} + \overline{C_1}.C_2.C_3$$

III.6

Signaux du capteur			Etat des interrupteurs de l'onduleur					
C ₁	C ₂	C ₃	T _{h1}	T _{h2}	T _{h3}	T _{b1}	T _{b2}	T _{b3}
0	0	1	0	1	0	1	0	0
1	0	1	0	0	1	1	0	0
1	0	0	0	0	1	0	1	0
1	1	0	1	0	0	0	1	0
0	1	0	1	0	0	0	0	1
0	1	1	0	1	0	0	0	1

Table.I.1: Séquences de conduction de l'onduleur sur une période électrique.

La logique de conduction des diodes de roue libre (Dh_i) est déterminée par les conditions suivantes:

- dès qu'un transistor se bloque ($Th_i = 0$), la diode qui est lui complémentaire devient passante ($Db_i = 1$).
- les deux diodes d'un même bras (Dh_i, Db_i) se bloquent quand les transistors (Th_i, Tb_i) deviennent passants.
- les deux diodes d'un même bras (Dh_i, Db_i) se bloquent quand un événement de changement de sens du courant dans un bras est sélectionné.

Connaissant l'état de chaque interrupteur, on peut définir la matrice de connexion de l'onduleur de la façon suivante:

$$[S] = \begin{bmatrix} T_{e1} & T_{e2} \\ T_{e3} & T_{e4} \\ T_{e5} & T_{e6} \end{bmatrix} \quad \text{III.7}$$

Les tensions imposées dans chaque bras de l'onduleur sont calculées par:

$$\begin{bmatrix} v_{im1} \\ v_{im2} \\ v_{im3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{e1} & T_{e2} \\ T_{e3} & T_{e4} \\ T_{e5} & T_{e6} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{III.8}$$

Dans le cas où les trois phases conduisent, avec la condition que :

$$v_a + v_b + v_c = 0$$

On obtient les tensions imposées aux bornes des phases du moteur par la relation suivante:

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

V. GENERATION ET EXPLOITATION DU PROGRAMME:

V.1 Elaboration du programme de simulation:

A partir de l'analyse du fichier descriptif du système, GASPE engendre le programme principal décrit par l'organigramme de la figure III.15. Il est nécessaire de compléter les parties:

- Initialisation :

Dans le sous programme " initialisation ", on fait la lecture de toutes les données et l'initialisation de toutes les variables analogiques ou logiques au début de la simulation.

- Blocs:

Pour chaque bloc, on définit:

1) L'algorithme de résolution numérique à partir des équations caractéristiques de chaque bloc. Dans le cas de systèmes d'équations différentielles, on utilise l'algorithme de Runge Kutta d'ordre 4.

2) La procédure de détection de ses propres événements.

- Modèles:

En fonction des événements sélectionnés, on détermine la topologie du convertisseur ainsi que les équations logiques de chaque modèle.

Le programme final est développé sur une station SUN en Fortran77.

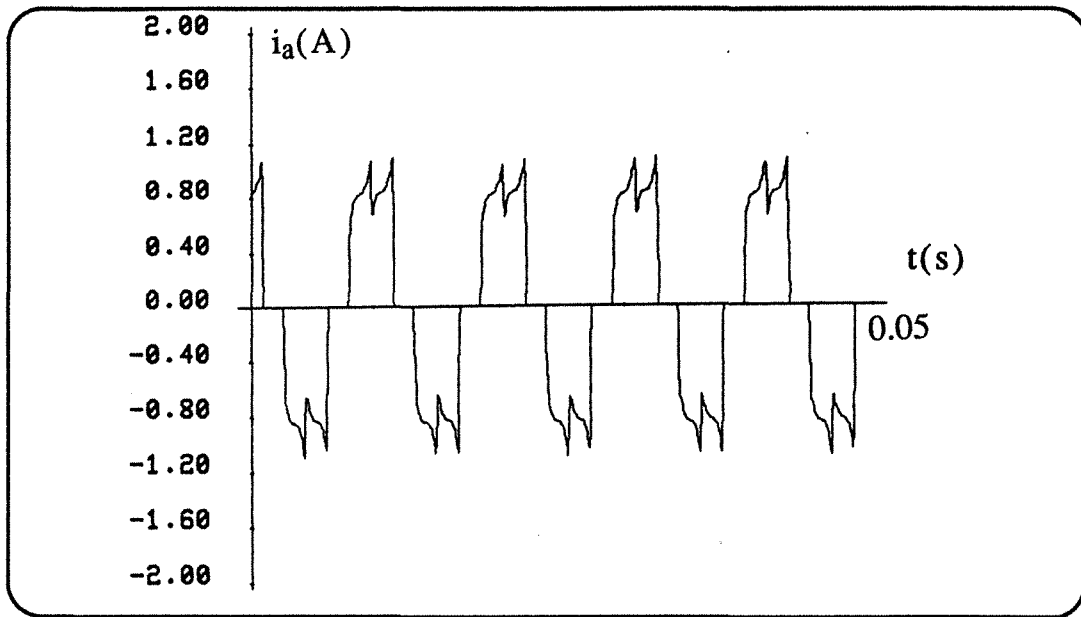


Figure III.16-a: Courant de phase sans la régulation du courant
- simulation -

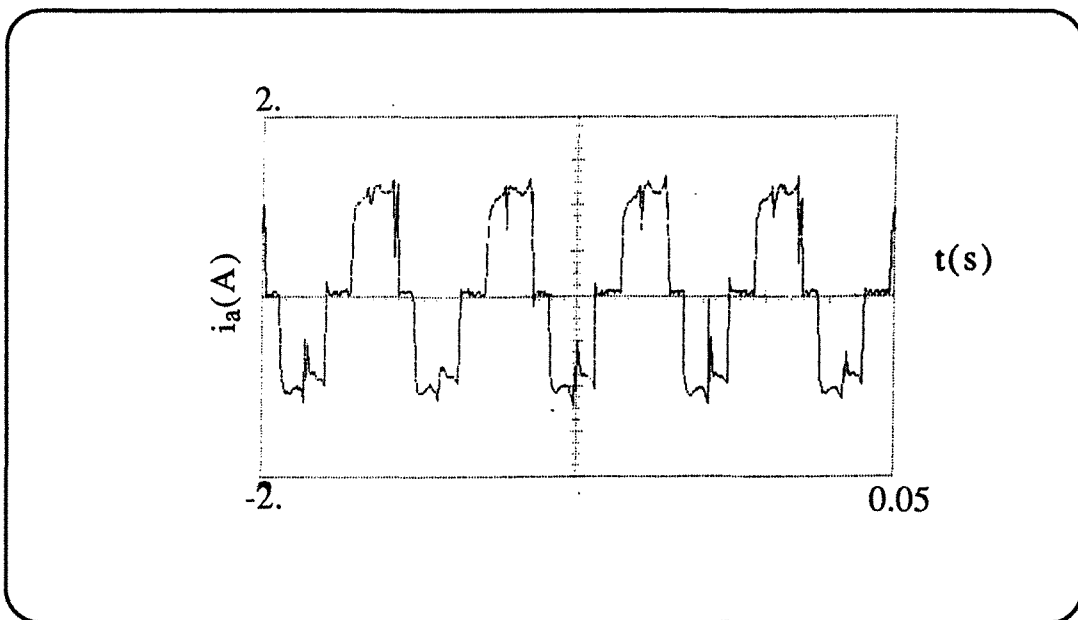


Figure III.17-a: Courant de phase sans la régulation du courant
- expérience -

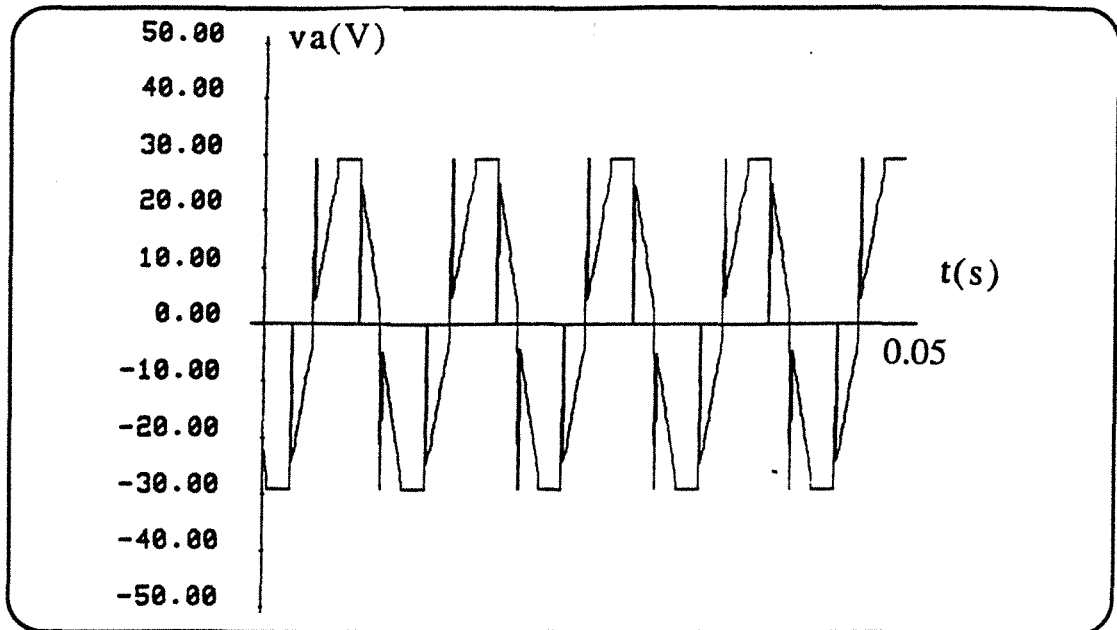


Figure III.16-b: Tension entre phases sans la régulation du courant
- simulation -

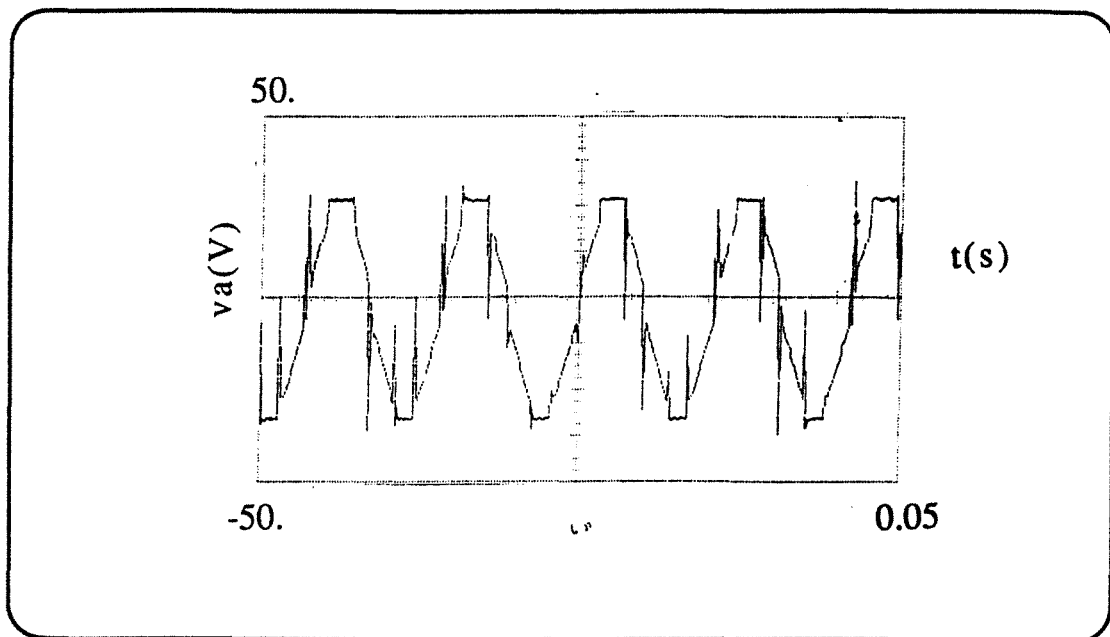


Figure III.17-b: Tension entre phases sans la régulation du courant
- expérience -

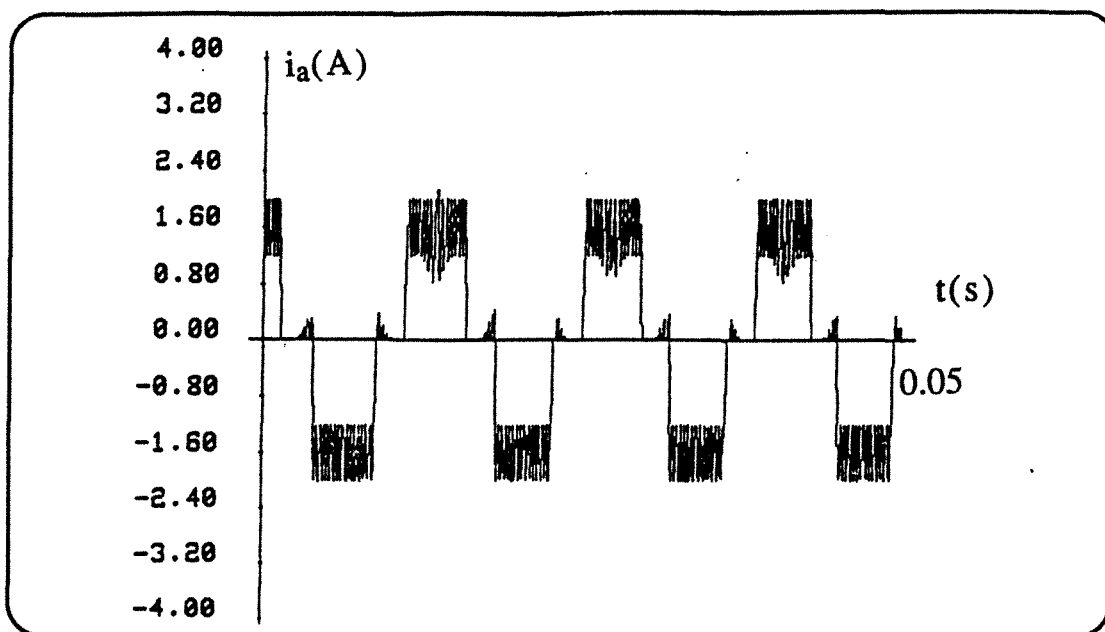


Figure III.18-a: courant de phase avec la régulation du courant
- simulation -

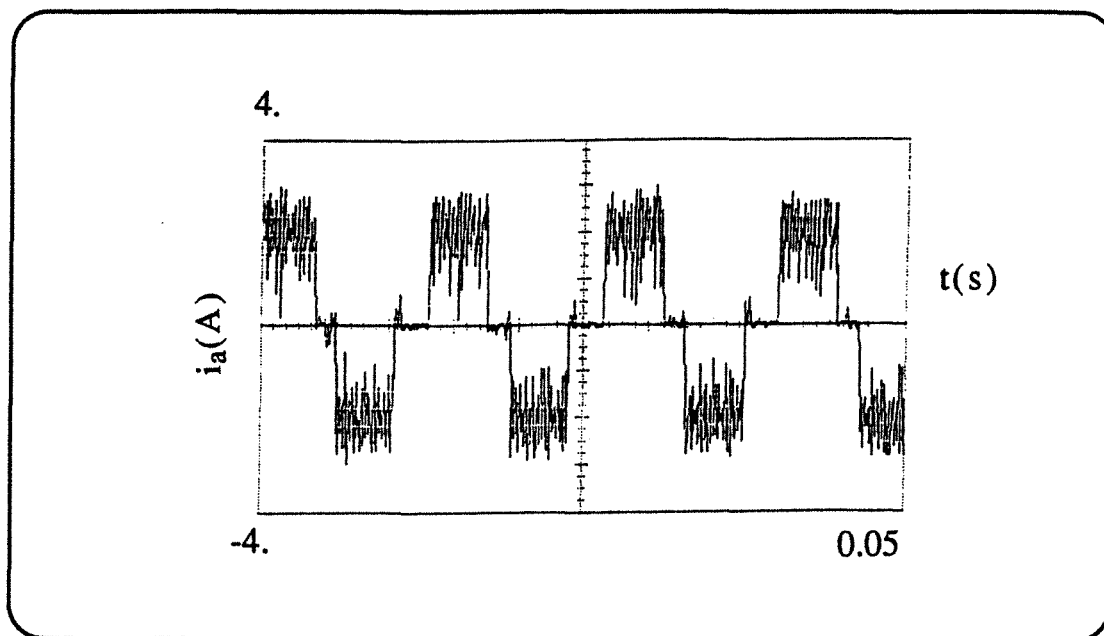


Figure III.19-a: Courant de phase avec la régulation du courant
- expérience -

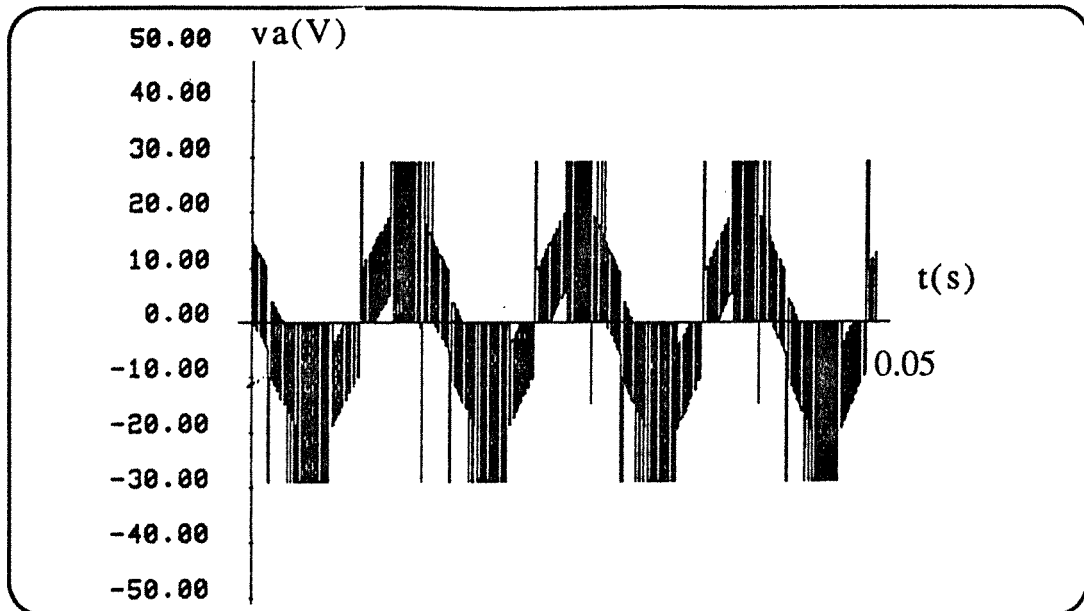


Figure III.18-b: Tension entre phases avec régulation du courant
- simulation -

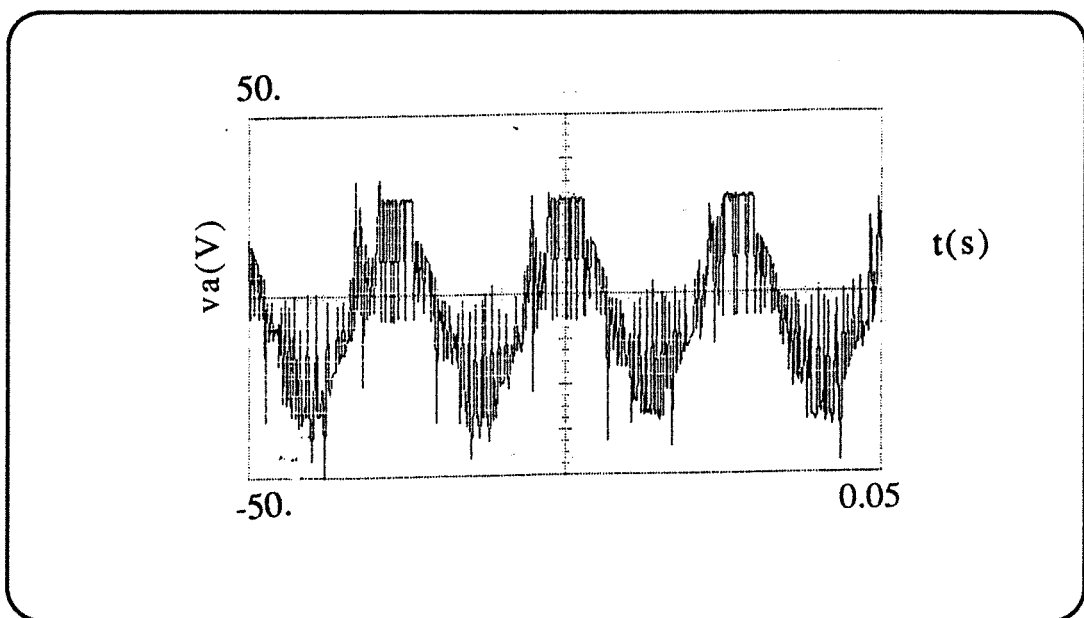


Figure III.19-a: Tension entre phases avec régulation du courant
- expérience -

VI.2 Résultats de simulation:

Les résultats de simulation (figure.III.16-a-b), représentent le courant de phase et la tension entre phases dans le cas où il n'y a pas de courant. Dans la figure III.17-a-b les mêmes grandeurs sont présentées avec la régulation du courant par hystérésis. Les résultats obtenus par simulation, lorsqu'ils sont comparés aux relevés expérimentaux correspondants représentés par les figures.III.18 et III.19, montrent que la simulation du système permet de tenir compte d'une manière relativement précise de toutes les configurations possibles du fonctionnement de l'onduleur (commutation des diodes, commutation des transistors).

VII. CONCLUSION:

Dans ce chapitre, la méthode de simulation numérique par GASPE a été développée sur un exemple d'autopilotage d'une machine synchrone à aimants permanents. Cette méthode nous a facilité la mise au point du programme de simulation. GASPE nous a déchargé de toutes les parties complexes du programme telles que:

- La gestion systématique des modèles associés aux événements, qui constituent un des principaux intérêt de cette méthode.
- Ecriture du programme principal.
- la gestion automatique des variables (recalage, mise à jour, calcul du pas de calcul).

En appliquant le principe de traitement systématique des événements, nous pouvons alors concevoir des programmes qui peuvent simuler des systèmes en boucle fermée et en régime dynamique.

La modélisation des machines synchrones à aimants permanents par les méthodes proposées au deuxième chapitre et de l'onduleur par une matrice de connexion permet d'écrire de façon autonome les équations différentielles de la machine et d'éviter de nombreuses inversions de matrices, ce qui diminue considérablement le temps de calcul.

D'autre part , la modularité du logiciel GASPE permet de reprendre certains modules pour d'autres applications. Dans la suite de nos travaux, nous étudierons la mise au point par simulation numérique des algorithmes de commande directe du couple.

CHAPITRE IV:

**COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES
SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS**

COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

INTRODUCTION:

Après avoir étudié dans le chapitre précédent la modélisation des machines synchrones à aimants permanents et leurs méthodes de simulation, nous utiliserons le logiciel " GASPE " pour décrire les différentes lois de commande directe du couple de ces moteurs.

Afin de contrôler le couple d'une machine synchrone à aimants permanents, il est nécessaire de contrôler le " vecteur " courant , ceci en contrôlant instantanément soit son amplitude et son retard ψ par rapport à la f.e.m, soit ses composantes suivant l'axe direct i_d et l'axe en quadrature i_q .

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le vecteur courant:

- l'une ne nécessite pas la connaissance du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase (i_a, i_b, i_c) dans une bande autour des courants de référence: c'est la méthode de contrôle par des régulateurs à hystérésis.

- l'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références de déterminer les références des tensions v_a^* , v_b^* et v_c^* qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (M.L.I.).

Dans ce chapitre, nous allons présenter des stratégies de contrôle des courant que nous avons mises au point en utilisant ces deux méthodes.

Dans la technique de contrôle du courant par des régulateurs à hystérésis indépendants, par un contrôle de l'argument du vecteur courant, on rend la régulation des courants plus stable vis à vis des perturbations du couple de charge.

Dans celle de la commande par onduleur M.L.I., nous proposons une approche nouvelle de la régulation des courants [40]: un algorithme de calcul permet de découpler la régulation des courants i_d et i_q (composantes du vecteur courant).

* Dans le cas d'une machine à pôles lisses, on peut transformer cet algorithme dans le repère (d,q) en un autre algorithme dans le repère (a,b,c). Grâce à cette méthode originale, on obtient un contrôle direct et indépendant des courants de phase, ce qui permet de simplifier l'implantation pratique de cet algorithme qui ne dépend plus de la position du rotor mais seulement de la vitesse de la machine.

I. PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE:

L'objectif principal de la commande vectorielle des machines à courant alternatif est d'améliorer leur comportement dynamique [28], [29]. Dans le cas des machines synchrones à aimants permanents, ceci se fait de la manière suivante:

A partir de l'équation II-29 du couple, qui peut s'écrire sous la forme suivante:

$$C_{em} = P. [\Phi_f + (L_d - L_q).i_d].i_q \quad \text{IV-1}$$

on constate que pour contrôler le couple, il faut contrôler les composantes i_d et i_q . Deux cas se présentent:

1) Machine synchrone à pôles lisses:

dans ce cas $L_d = L_q$ et l'expression du couple se réduit à:

$$C_{em} = P. \Phi_f. i_q \quad \text{IV-2}$$

Le couple électromagnétique ne dépend que de la composante i_q . Il est maximal pour un courant donné si l'on impose $i_d = 0$. Dans ce cas le déphasage ψ du courant par rapport la f.e.m est nul; le couple obtenu est alors proportionnel au courant d'alimentation de la machine comme dans le cas d'une machine à courant continu à excitation indépendante.

2) Machine synchrone à pôles saillants:

Dans ce cas, l'expression du couple électromagnétique dépend aussi d'un terme dû à la saillance du rotor de la machine. Suivant la valeur de $L_d - L_q$, on peut choisir la valeur de i_d de telle sorte que le couple soit maximal quand le courant d'alimentation est nominal.

Cette valeur étant maintenue constante, le couple est alors proportionnel au courant i_q comme dans le cas précédent.

II. CONTROLE DU COURANT PAR HYSTERESIS DANS LE REPERE PHASE (a,b,c):

Comme nous l'avons vu au premier chapitre le principe de commande des courants sinusoïdaux par hystérésis consiste, par action sur les interrupteurs de l'onduleur, à imposer aux courants réels dans la machine de suivre instantanément les références de courant préalablement calculées. Le schéma de principe est présenté par la figure IV.1.

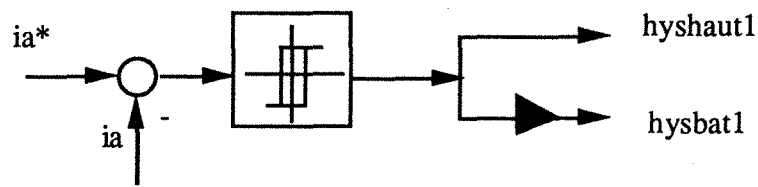


Figure.IV.1: Régulateur à hystérésis

Notre méthode consiste à imposer i_d et i_q , en effectuant une régulation de l'amplitude du courant et de sa phase ψ par rapport à la f.e.m. Il est à noter que les méthodes classiques de régulation de courant, par trois régulateurs indépendants à hystérésis, ne prennent en compte que l'amplitude du courant [20],[48]. Ceci peut conduire à une perte de contrôle des courants réels lors de régimes transitoires, par déphasage de ceux-ci par rapport à leurs références.

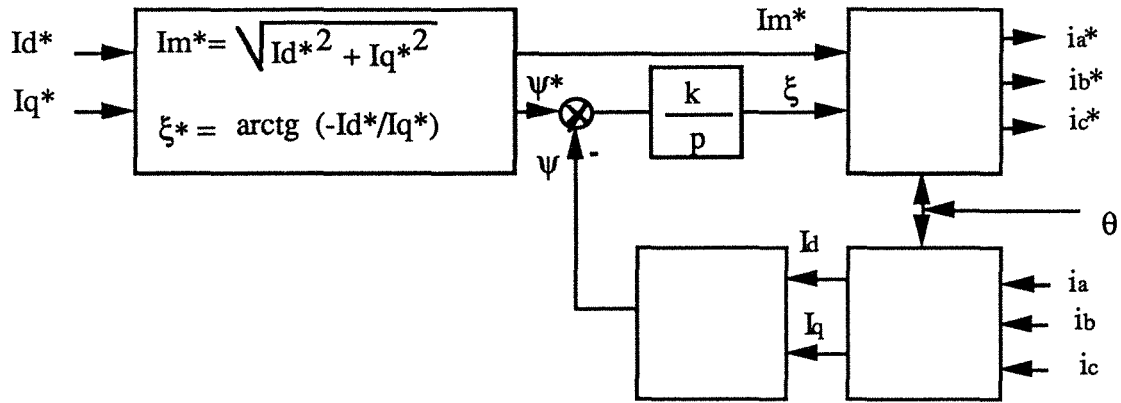


Figure.IV.2: Détermination des courants de références dans le repère (a,b,c)

Dans la méthode proposée (figure IV.2), le déphasage ψ est imposé par un régulateur du type intégral. Les courants de référence, dans le cas général, sont déterminés par les équations suivantes:

$$i_a^* = -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_m \cdot \sin(\theta + \xi)$$

$$i_b^* = -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_m \cdot \sin(\theta + \xi - \frac{2\pi}{3})$$

$$i_c^* = -\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_m \cdot \sin(\theta + \xi + \frac{2\pi}{3})$$

IV-3

avec:

$$I_m = \sqrt{I_d^{*2} + I_q^{*2}}$$

$$\xi = (\psi^* - \psi) \cdot \frac{k}{p}$$

$$\psi^* = \arctg\left(\frac{-I_d^*}{I_q^*}\right) \text{ est la référence de déphasage}$$

$\psi = \arctg\left(\frac{-i_d}{i_q}\right)$ est le déphasage réel

En ce qui concerne la régulation de la vitesse, le principe est analogue à celui utilisé dans l'étude des machines à courant continu. La référence du courant i_q^* est donnée par la sortie d'un régulateur de vitesse du type proportionnel-intégral "PI" à deux boucles. Le schéma fonctionnel du régulateur est donné par la figure IV.3.

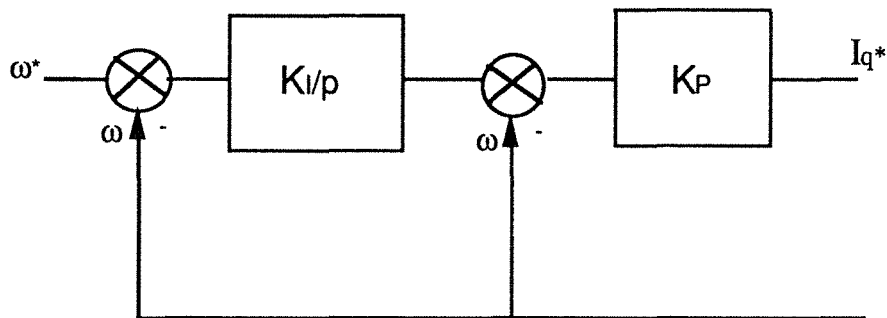


Figure.IV.3: Schéma fonctionnel du régulateur de vitesse

La détermination des paramètres du régulateur s'appuie sur l'hypothèse d'un découplage entre les variables courant et vitesse (figure IV.4). Ceci suppose que la dynamique de la vitesse est lente par rapport à celle des courants.

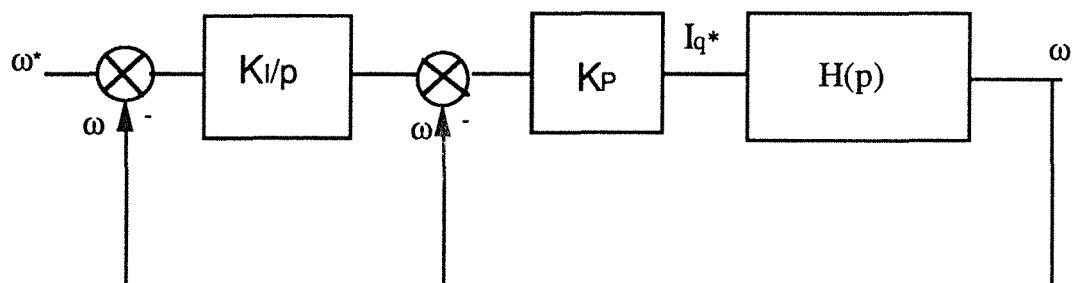


Figure.IV.4: Schéma fonctionnel de régulation de vitesse

II.1 DESCRIPTION DU SYSTEME GLOBAL:

La figure IV.5 présente le schéma global de la régulation de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses, alimentée par un onduleur de tension qui est muni de trois régulateurs de courant indépendants à hystérésis et autopilotée par un capteur de position. Ce capteur permet de donner les séquences de fonctionnement de commande de l'onduleur (table: IV.1). La commande des interrupteurs est déterminée à partir de la comparaison entre les courants réels et les courants de références, de manière à maintenir les courants de phases du moteur dans une fourchette " $\pm \Delta h$ " entourant les références de courant. Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse qui impose la référence de courant I_q^* . La référence du courant I_d^* est maintenue égale à zéro.

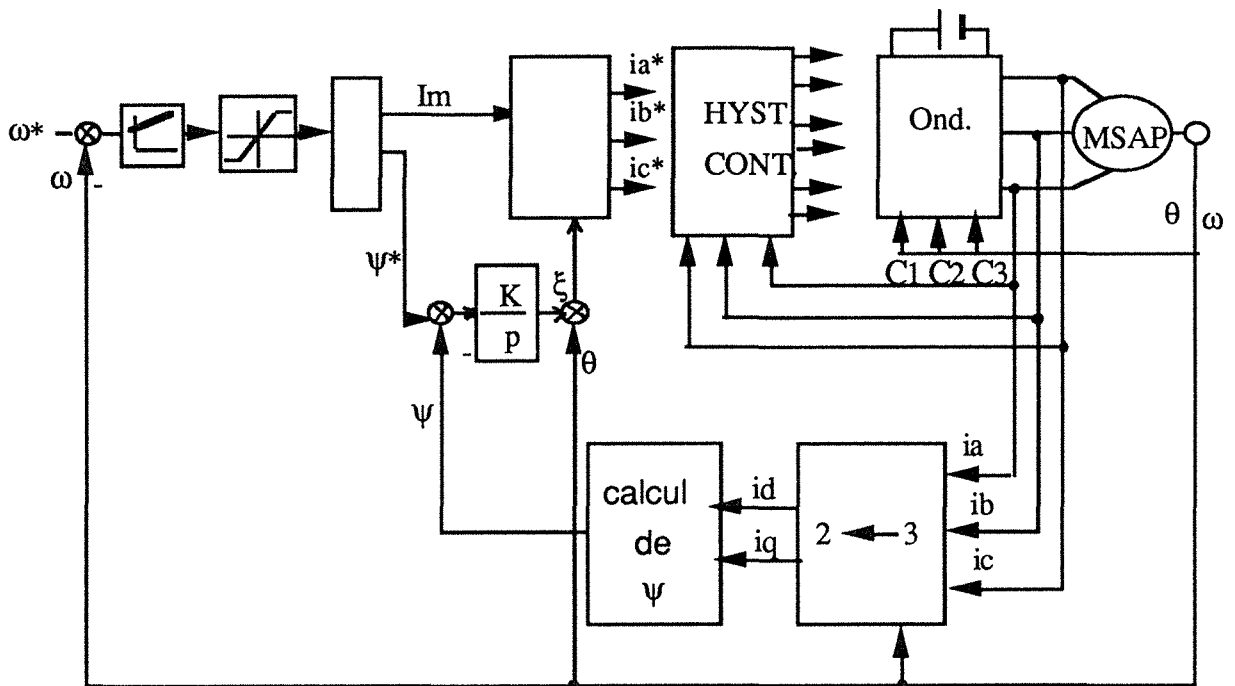


Figure IV.5 : schéma global de commande par hystérésis

II.2: SIMULATION DU SYSTEME:

Le système global est décomposé en différents blocs, de manière à utiliser l'avantage procuré par la modularité des programmes faits suivant la méthode de simulation GASPE, le système global a été décomposé en blocs suivants [42] :

1) bloc machine:

Dans le bloc machine se fait la résolution des équations différentielles électriques et mécaniques. Dans le cas où la tension est toujours imposée aux bornes de la machine le modèle correspond au mode n°1 défini au deuxième chapitre.

2) bloc capteur de position:

Dans ce bloc, les signaux du capteur de position sont déterminés à partir de la position du rotor.

Si on définit ces signaux et les secteurs électriques par des variables logiques, les sorties du capteur de position seront déterminées par les équations logiques suivantes:

$$C_1 = S(2) \otimes S(3) \otimes S(4)$$

$$C_2 = S(4) \otimes S(5) \otimes S(6)$$

IV-4

$$C_3 = S(6) \otimes S(1) \otimes S(2)$$

Les changements de secteurs électriques en fonction de la position du rotor sont déterminés chaque fois par un événement imprévisible noté " capte ".

3. bloc régulateur du courant:

Ce bloc permet pour chaque phase de la machine, la limitation du courant dans une bande fixe autour des références de courants. Deux variables logiques décrivent les variations du courant à l'intérieur de cette fourchette de courant:

1) Lorsque le courant dépasse $i_{a\max}$, l'événement " hyshaut1 " est sélectionné. La référence du courant maximal est calculée par:

$$i_{a\max} = i_a^* + \Delta h$$

IV-5

2) Lorsque le courant descend au dessous de $i_{a\min}$, l'événement " hysbat1 " est sélectionné. La référence du courant minimal est calculé par :

$$i_{a\min} = i_a^* - \Delta h$$

IV-6

4. bloc régulateur de vitesse:

Le régulateur de vitesse, du type proportionnel intégral sans zéro, permet à des instants d'échantillonnage fixes (T), le calcul de la référence du courant i_q^* suivant l'équation:

$$I_q^*(k) = K_P \cdot [S(k) - \omega(k)]$$

IV-7

avec:

$$S(k) = K_I \cdot \sum_{i=0}^k E(i)$$

$$E(k) = \omega^*(k) - \omega(k)$$

5. bloc onduleur:

Comme dans le chapitre précédent, l'onduleur est modélisé par une matrice de connexion; l'état de chaque interrupteur est déterminé par les signaux du capteur de position (table.IV.1) et par les sorties des régulateurs à hystérésis d'autre part.

Signaux du capteur			Etat des interrupteurs de l'onduleur					
C ₁	C ₂	C ₃	T _{h1}	T _{h2}	T _{h3}	T _{b1}	T _{b2}	T _{b3}
0	0	1	0	0	1	1	1	0
1	0	1	1	0	1	0	1	0
1	0	0	1	0	0	0	1	1
1	1	0	1	1	0	0	0	1
0	1	0	0	1	0	1	0	1
0	1	1	0	1	1	1	0	0

Table.IV.1 : Séquences de commande de l'onduleur dans le cas d'une commande à 180°.

III.3 RESULTATS:

La commande du système global par hystérésis (figure IV.5) a été testée par simulation numérique dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents. Les figures I.V.6-a-b-c-d-e-f représentent l'évolution du couple, de la vitesse, des courants et de la tension de phase quand la référence de vitesse est un échelon d'amplitude 300 rd/s. On note que, durant ce démarrage, le courant direct i_d s'annule rapidement. Le moteur démarre alors à couple maximal. Le courant de phase et sa référence sont représentés sur la figure IV.7; on remarque que le courant réel varie autour de sa référence en restant dans une fourchette de $\pm 5\%$. Par contre la fréquence de commutation des interrupteurs n'est pas fixe. Les figures IV.8 (a-b) représentent le couple moteur et la vitesse quand le système est soumis à une perturbation du couple de charge; on constate que le système répond rapidement avec une stabilité satisfaisante.

La simulation numérique de cette stratégie de commande directe du couple par contrôle du courant dans les phases du moteur (en amplitude et en phase) permet de présager de bonnes performances, l'introduction d'une correction sur le déphasage par rapport à sa référence améliore la stabilité du système. De plus, cette méthode ne nécessite pas la connaissance des paramètres électriques de la machine. Par contre cette méthode présente l'inconvénient qu'on ne peut pas la fréquence de commutation des interrupteurs. Cette fréquence, comme nous l'avons vu au premier chapitre dépend de la valeur de la bande d'hystérésis et de la vitesse. Le choix de la fourchette de variation de l'amplitude du courant dépend donc du taux d'ondulation admis sur le couple et de la capacité de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

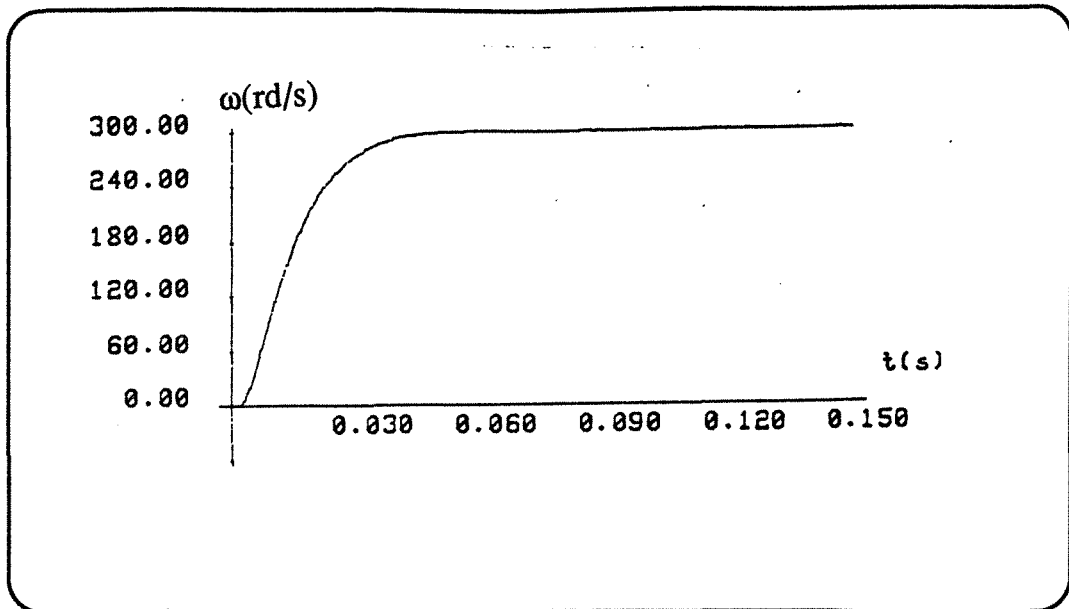


Figure IV.6.-a: Réponse de la vitesse durant le démarrage

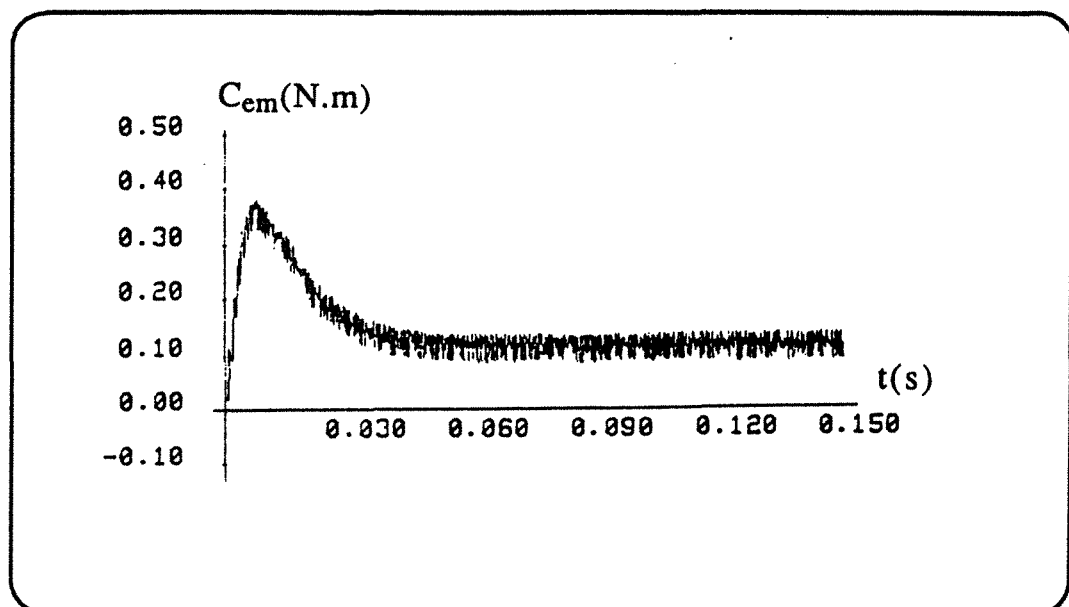


Figure IV.6-b: Couple durant le démarrage

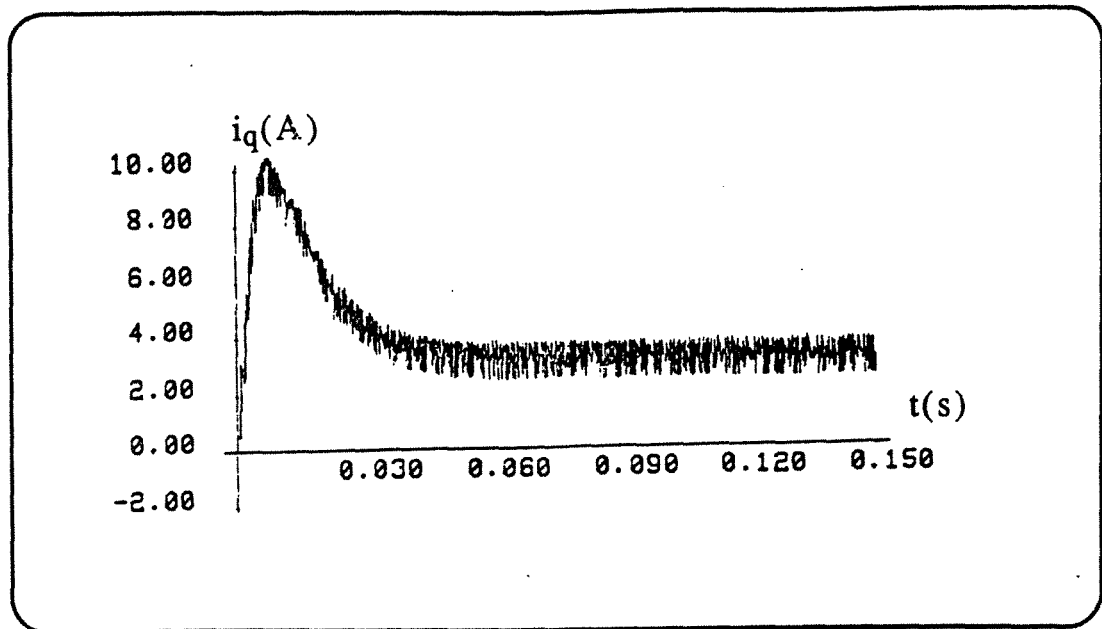


Figure IV.6.-c: Courant i_q durant le démarrage

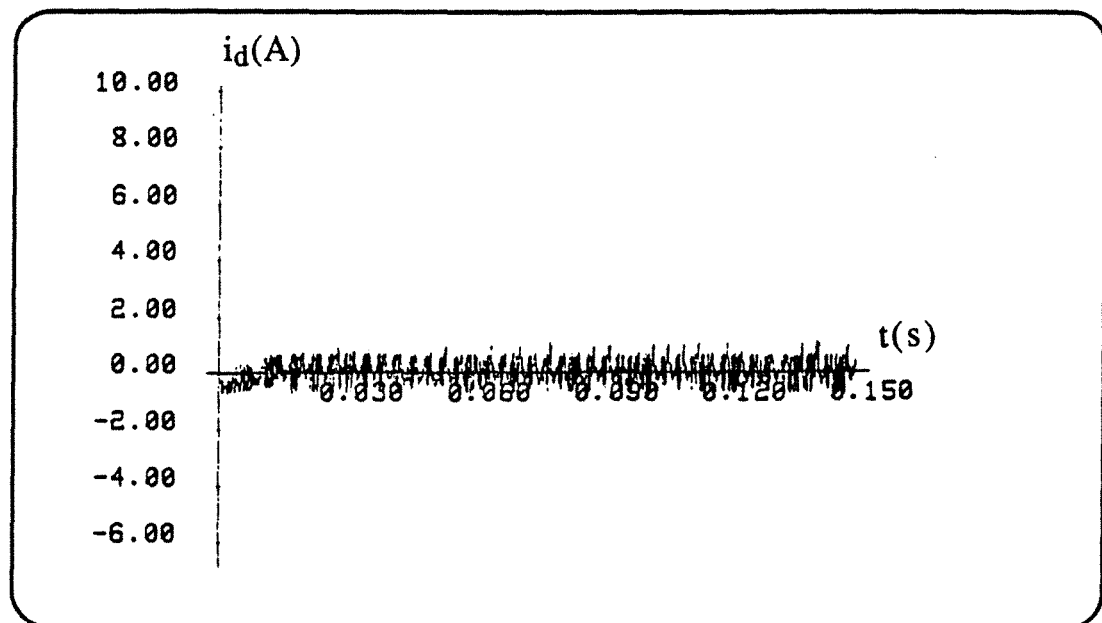


Figure IV 6-d: courant i_d le démarrage

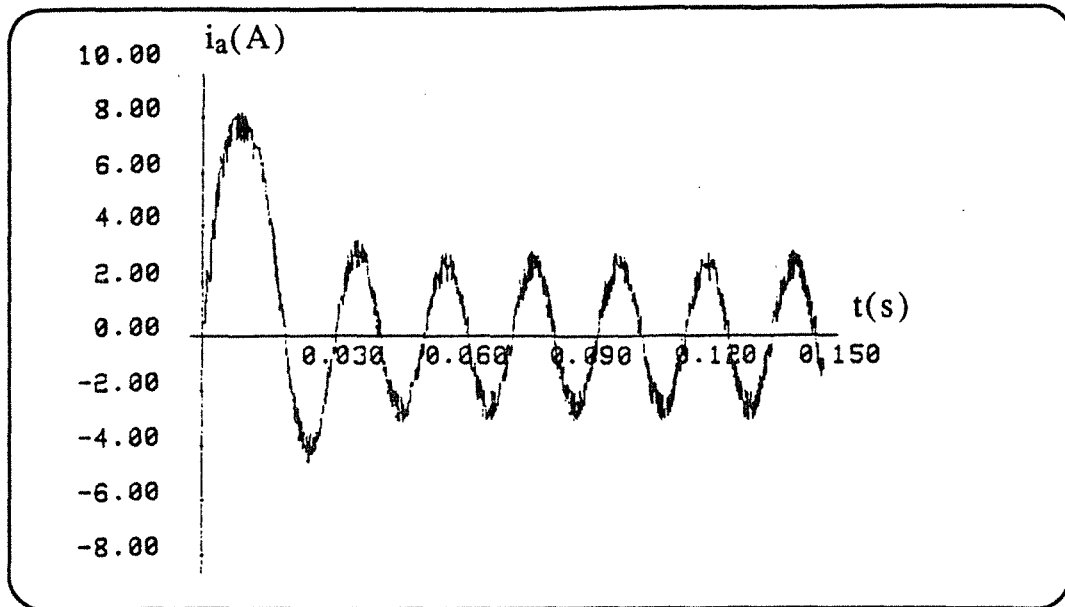


Figure IV.6.-e: Courant de phase durant le démarrage

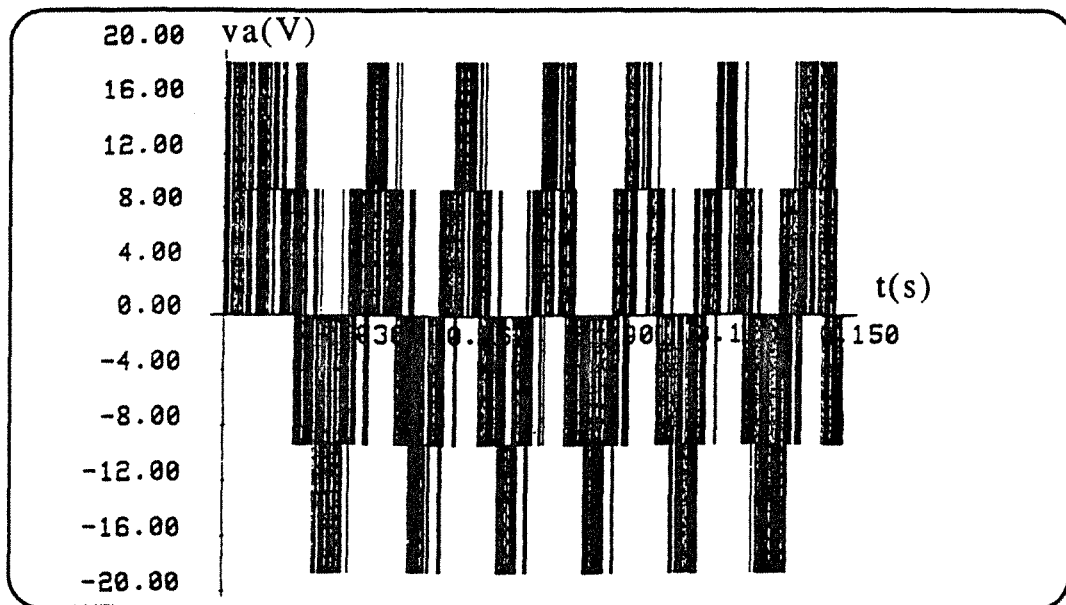


Figure IV.6-f: Tension de phase durant le démarrage

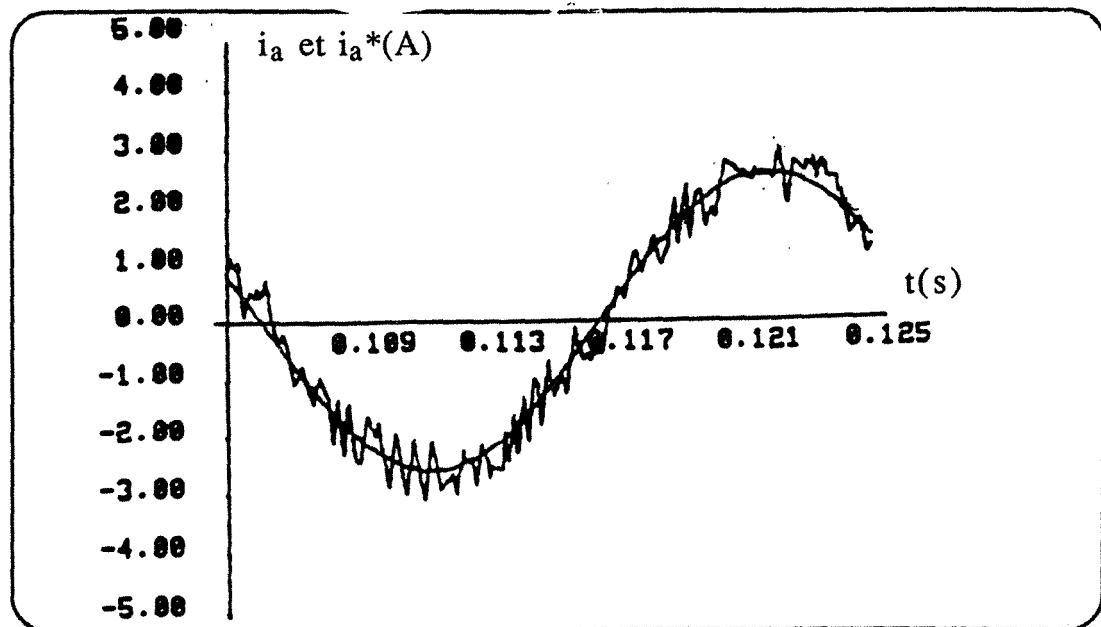


Figure IV 7: Courant de phase et sa référence

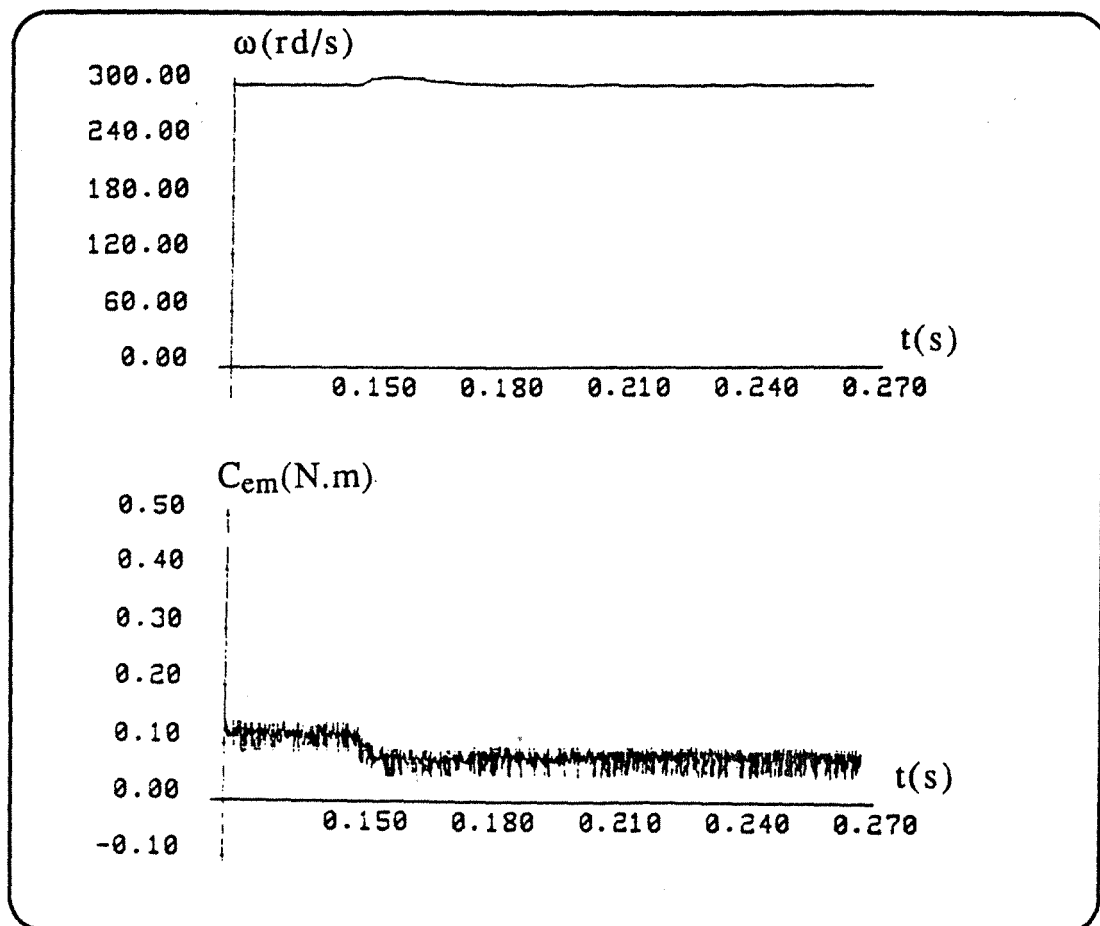


Figure IV.8: La vitesse et le couple durant une variation brusque de la charge - a: vitesse - b: couple

III. STRATEGIE DE CONTROLE DE COURANT PAR M.L.I.

III.1 REPRESENTATION SOUS FORME D'EQUATION D'ETATS:

Comme nous l'avons vu au deuxième chapitre, la modélisation de la machine dans le modèle de Park conduit à un système d'équations différentielles dont les coefficients varient avec le point de fonctionnement. Dans la mesure où il est intéressant de trouver une stratégie de commande directe du couple par le contrôle des courants i_d et i_q , la description du système global par des équations d'états devient nécessaire [3]. L'équation d'état du système est directement déduite des équations différentielles (équation II.27 et IV.1). L'écriture sous forme d'équation d'état est la suivante:

$$\dot{[x]} = [A].[x] + [B].[u] \quad \text{IV-8}$$

avec:

$[x]$: vecteur d'état

$[u]$: vecteur des variables d'entrées imposé par l'environnement du système.

Le choix de ces vecteurs dépend des données suivantes:

- type des convertisseurs
- type de commande (en boucle ouverte ou en boucle fermée)
- variables à commander

Pour notre étude, le vecteur des variables d'entrées est constitué par les composantes v_d et v_q de la tension d'alimentation et le couple de charge:

$$[u] = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ C_r \end{bmatrix}$$



IV-9

Le vecteur des variables d'état est donné par:

$$[x] = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega \end{bmatrix} \quad \text{IV-10}$$

Les équations II.27(cf §.II.1) et IV.1 présentent des non-linéarités dues à la présence des termes ωi_q , ωi_d et $i_d i_q$. Nous linéariserons ces équations autour d'un point de fonctionnement. Cette approche nous permet d'obtenir une formulation aisée de la transformée de Laplace.

En posant:

$$[x] = [x_0 + \Delta x] \text{ et } [u] = [u_0 + \Delta u],$$

le système d'équations est linéarisé en négligeant les termes de deuxième ordre en " Δ " et en éliminant les grandeurs initiales au régime permanent. Après calcul on obtient :

$$[\Delta \dot{x}] = [A].[\Delta x] + [B].[\Delta u] \quad \text{IV-11}$$

avec:

$$[\Delta x] = \begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \\ \Delta \omega \end{bmatrix} ; \quad [\Delta u] = \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \\ \Delta C_r \end{bmatrix}$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_d}{L_q} \cdot \omega_0 & \frac{L_d}{L_q} \cdot I_{q0} \\ -\frac{L_d}{L_q} \cdot \omega_0 & -\frac{R_s}{L_q} & -(\frac{\Phi_f}{L_q} + \frac{L_d}{L_q} \cdot i_{d0}) \\ p^2 \cdot (\frac{L_d - L_q}{J}) \cdot i_{q0} & p^2 \cdot (\frac{L_d - L_q}{J} \cdot i_{d0} + \frac{\Phi_f}{J}) & 0 \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{P}{J} \end{bmatrix}$$

Dans ces équations interviennent des variables électriques qui ont une évolution dans le temps rapide et des variables mécaniques qui ont elles une évolution lente. Autrement dit, les variables mécaniques peuvent être considérées comme constantes lors de l'évolution des variables électriques. Dans ce cas $\Delta\omega$ n'est plus une variable d'état dans la boucle de régulation du courant.

Les éléments de l'équation d'état:

$$[\Delta X] = [A] \cdot [\Delta X] + [B] \cdot [\Delta U] \quad \text{IV-12}$$

deviennent:

$$[\Delta X] = [\Delta I_d, \Delta I_q]^t, \quad [\Delta U] = [\Delta V_d, \Delta V_q]^t$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & L_q \cdot \omega_0/L_d \\ -L_d \cdot \omega_0/L_q & -R_s/L_q \end{bmatrix}, \quad [B] = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{bmatrix}$$

Après transformation de Laplace, le système d'équations IV-12 nous donne les fonctions de transfert des courants $i_d(p)$ et $i_q(p)$, où $v_d(p)$, $v_q(p)$ sont les transformées de Laplace de ΔV_d et ΔV_q .

$$[i_{dq}(p)] = [y] \cdot [v_{dq}(p)] \quad \text{IV-13}$$

avec:

$$[i_{dq}(p)] = \begin{bmatrix} i_d(p) \\ i_q(p) \end{bmatrix}$$

$$[y] = \frac{1}{D(p)} \begin{bmatrix} \beta.(1 + p.\tau_q) & \omega/L_d \\ -\omega./L_q & \beta.(1 + p.\tau_d) \end{bmatrix}$$

$$[v_{dq}(p)] = \begin{bmatrix} v_d(p) \\ v_q(p) \end{bmatrix}$$

$$D(p) = p^2 + p.(1/\tau_d + 1/\tau_q) + 1/\tau_d.\tau_q + \omega^2$$

$$\beta = \frac{R_s}{L_q.L_d}$$

$$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$$

$$\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$$

A partir du système d'équations IV-13, on détermine le schéma fonctionnel de la machine dans le repère (d-q) (figure IV. 9).

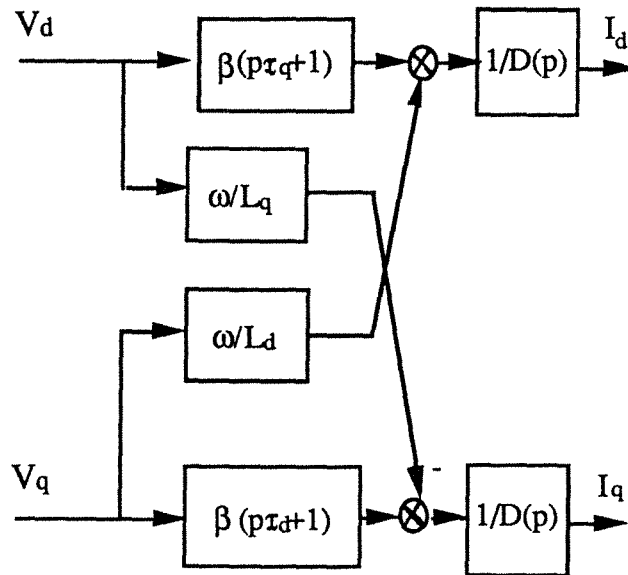


Figure IV.9: Schéma fonctionnel de la machine dans le repère (d,q)

III.2. MODELISATION DE L'ONDULEUR A COMMANDE M.L.I.:

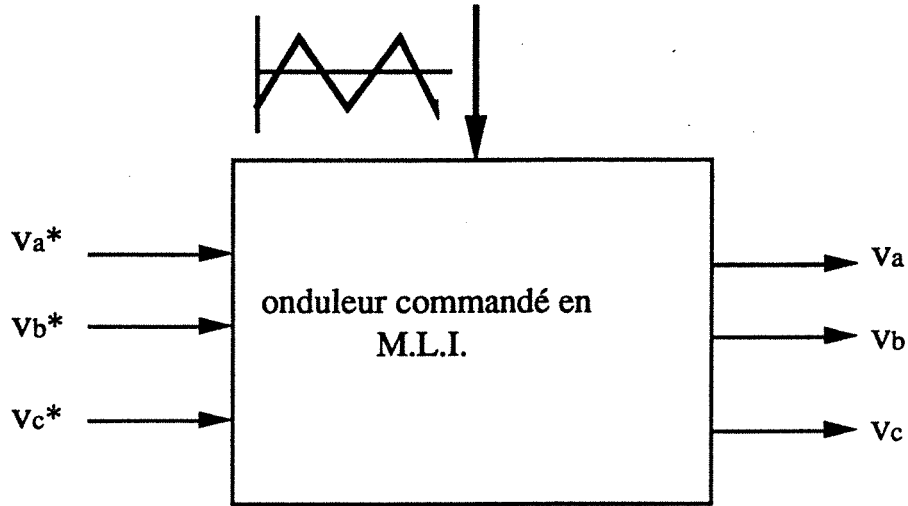


Figure.IV.10: Schéma bloc d'un onduleur commandé en M.L.I.

Considérons la figure IV.10, qui représente le schéma fonctionnel d'un onduleur de tension triphasé à commande M.L.I. . La relation liant les tensions de sortie (v_a, v_b, v_c) aux tensions de référence (v_a^*, v_b^*, v_c^*) au sens des valeurs moyennes [6], [24] est:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = G_o. \begin{bmatrix} v_a^* \\ v_b^* \\ v_c^* \end{bmatrix} \quad \text{IV-14}$$

avec:

$$G_o = \frac{E}{2.U_p}$$

U_p : amplitude de la porteuse

E: tension continu à l'entrée de l'onduleur

Plusieurs méthodes de modulation existent [6],[44], dont les plus utilisées sont la modulation naturelle et la modulation symétrique.

III.2.1 Principe de la M.L.I naturelle:

Dans la méthode M.L.I. naturelle, la modulatrice qui représente la tension de référence est sinusoïdale. Les instants d'impulsions de commande t_1 et t_2 sont déterminés par l'intersection de celle-ci avec la porteuse. De la figure IV.11 nous pouvons déduire:

$$\text{cas où la pente est négative : } y(t) = -4.U_p \cdot \frac{t}{T} + U_p \quad \text{IV.15}$$

$$t \in [0, T/2]$$

$$\text{cas où la pente est positive : } y(t) = 4.U_p \cdot \frac{t}{T} - 3.U_p \quad \text{IV.16}$$

$$t \in [T/2, T]$$

La largeur d'impulsion τ est donné par:

$$\tau(t) = \frac{T}{4.U_p} [v^*(t_1) + v^*(t_2)] + \frac{T}{2} \quad \text{IV-17}$$

La largeur d'impulsion est proportionnelle aux valeurs de la tension de référence aux instants d'échantillonnage t_1 et t_2 .

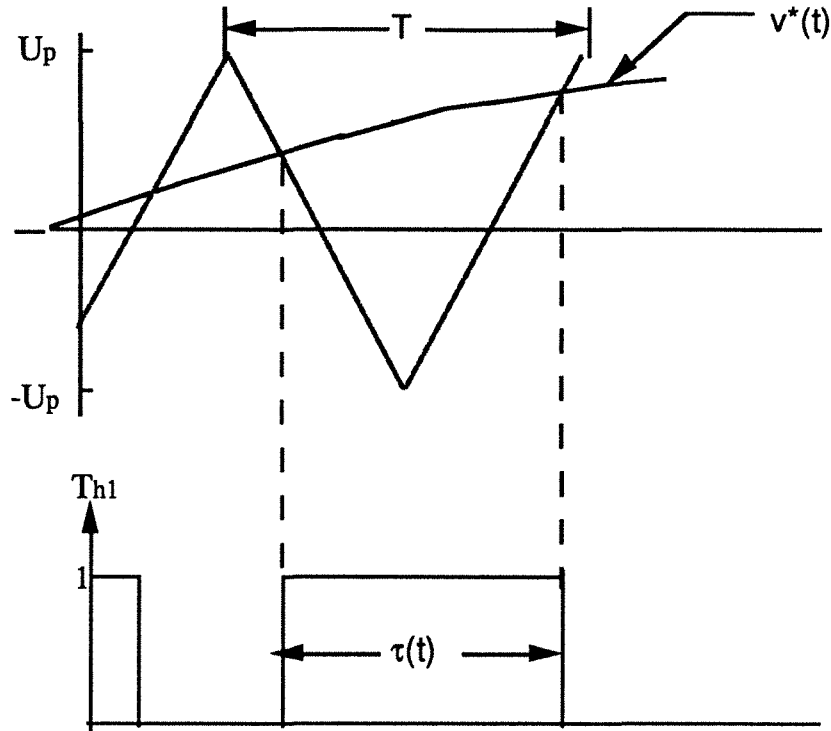


Figure IV.11: Schéma de la M.L.I. naturelle

III.2.2. Méthode M.L.I. symétrique:

Dans cette technique, l'échantillonnage des tensions de référence se fait à des instants périodiquement espacés comme le montre la figure IV.12. Cette méthode produit une onde en paliers qui est une approximation d'une référence sinusoïdale. La largeur d'impulsion à l'instant d'échantillonnage $k.T$ est donnée par:

$$\tau(k.T) = \frac{T}{2.U_p} [v^*(k.T)] + \frac{T}{2} \quad \text{IV-18}$$

Cette méthode présente l'intérêt d'avoir une largeur d'impulsion qui ne dépend que de la valeur de la référence tension au début de l'échantillonnage ce qui facilite la réalisation pratique de ce type de commande par des algorithmes numériques.

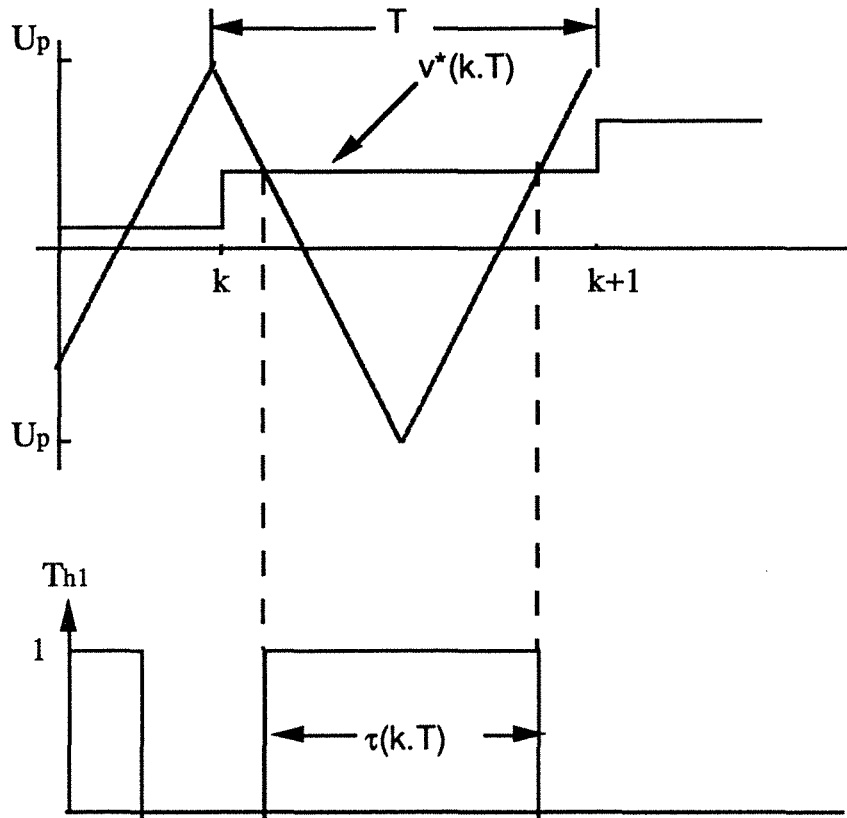


Figure IV.12: Schéma de la M.L.I. symétrique

III.2.3 Fonction de transfert:

Le contrôle des courants se fait par le calcul de v_d^* et v_q^* à partir des courants réels et de leurs références dans le repère (d-q). Il faut donc modéliser l'onduleur par une fonction de transfert qui lie les tensions d'entrées v_d^* et v_q^* aux tensions de sorties v_d et v_q . En effet:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = [p(-\theta)].[T_{32}]^t. \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = [p(-\theta)].[T_{32}]^t. G_o. \begin{bmatrix} v_a^* \\ v_b^* \\ v_c^* \end{bmatrix} \quad \text{IV-19}$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = G_o.[p(-\theta)].[T_{32}]^t.[T_{32}].[P(\theta)]. \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix}$$

on obtient:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = G_o \begin{bmatrix} v_d^* \\ v_q^* \end{bmatrix}$$

IV-20

Après avoir modélisé dans le repère (d,q), l'onduleur et la machine, nous pouvons proposer le schéma fonctionnel de la commande des courants dans le repère (d,q). Celui-ci est donné par la figure.IV.13.

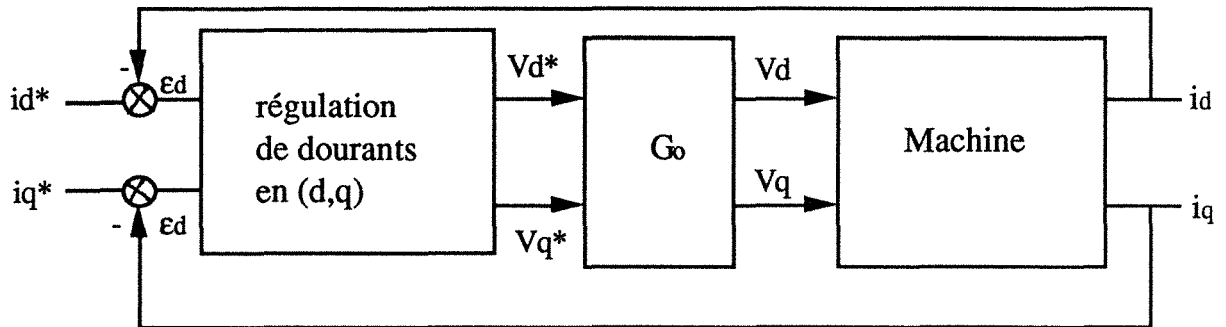


Figure.IV.13: Principe de la commande des courants dans le repère (d,q)

III.3. CONTROLE DES COURANTS DANS LE REPERE DE PARK

Dans la stratégie de commande proposée par la figure IV.13, les courants i_d et i_q sont obtenus à partir des courants réels et de la position du rotor par la transformation représentée par l'équation II.19. Après comparaison de ceux-ci avec les courants de référence dans le repère de Park, un algorithme de contrôle des courants permet de déterminer les références de tensions v_d^* et v_q^* et par la transformation donnée par l'équation II.18. On obtient les valeurs des références de tension v_a^* , v_b^* et v_c^* qui sont les tensions de commandes de l'onduleur à commande M.L.I.

III.3.1: Choix de l'algorithme de commande:

La difficulté de commander les courants i_d et i_q à partir des tensions v_d et v_q vient du fait que les grandeurs dans les axes d et q sont couplées entre elles à l'intérieur de la machine comme le montre le système d'équations IV-13. En effet les courants i_d et i_q dépendent simultanément des grandeurs d'entrée v_d et v_q .

Nous proposons une méthode de contrôle des courants qui permet la diagonalisation de la matrice des équations d'état du système, par le choix d'un dispositif de contrôle qui découple la commande des courants i_d et i_q par retour d'état de manière à ne faire dépendre le courant i_d que de sa référence i_d^* et le courant i_q que de sa référence i_q^* [40].

Pour obtenir ce résultat , on choisit une matrice $[A(\omega)]$ permettant de ramener le système à deux systèmes d'état évoluant indépendamment ; les commandes des courants i_d et i_q ne sont alors plus interactives . La détermination de $[A(\omega)]$ se fait de la manière suivante:

posant:

$$[A(\omega)] = \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \quad \text{IV-21}$$

D'après la figure IV.13, nous écrivons:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = G_o \cdot \begin{bmatrix} a & b \\ c & d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \epsilon_d \\ \epsilon_q \end{bmatrix}$$

avec:

$$\epsilon_d = i_d^* - i_d$$

$$\epsilon_q = i_q^* - i_q$$

En remplaçant v_d et v_q dans les système d'équations IV.13, on obtient :

$$i_d = \frac{G_o}{D(p)} \left\{ \epsilon_d (a \cdot \beta (1 + p \cdot \tau_q) + c \frac{\omega}{L_d}) + \epsilon_q (b \cdot \beta (1 + p \cdot \tau_q) + d \frac{\omega}{L_d}) \right\}$$

IV-22

$$i_q = \frac{G_o}{D(p)} \left\{ \epsilon_d (c \cdot \beta (1 + p \cdot \tau_d) - a \frac{\omega}{L_q}) + \epsilon_q (d \cdot \beta (1 + p \cdot \tau_d) - b \frac{\omega}{L_q}) \right\}$$

Pour que i_d ne dépend que de I_d^* et que i_q ne dépende que de I_q^* il faut que les deux relations suivantes soient vérifiées:

$$b. \beta(1+p.\tau_d) + d.\frac{\omega}{L_q} = 0$$

$$c. \beta(1+p.\tau_q) - a.\frac{\omega}{L_d} = 0$$

La résolution de ce système d'équations conduit, en prenant $a=d=1$, à :

$$[A(\omega)] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{\omega.\tau_d}{p.\tau_d+1} \\ \frac{\omega.\tau_q}{p.\tau_q+1} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{IV-23}$$

L'introduction de la matrice $[A(\omega)]$ dans la boucle de régulation (figure.IV.14), réduit les équations du système en boucle fermée à:

$$i_d(p) = \frac{H}{(1 + \tau_d.p)} \cdot \varepsilon_d \cdot C_d(p) \quad \text{IV-24}$$

$$i_q(p) = \frac{H}{(1 + \tau_q.p)} \cdot \varepsilon_q \cdot C_q(p)$$

avec:

$$H = G_o/R_s$$

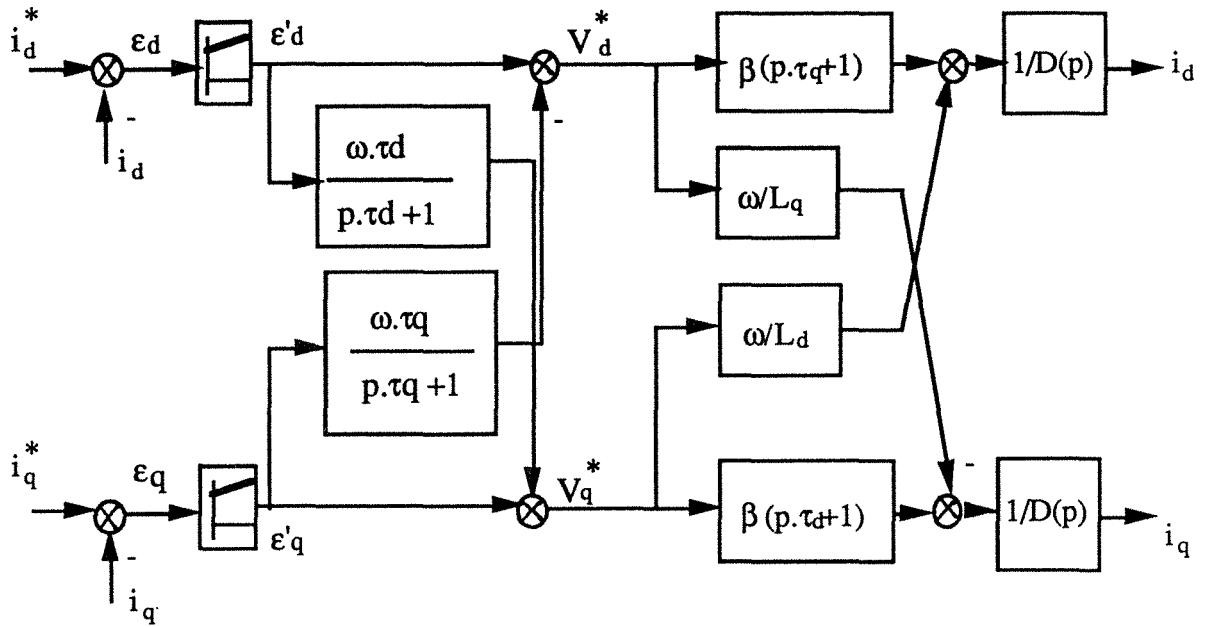


Figure.IV.14: Découplage de la commande des courants dans le repère (d,q)

III.3.2. Calcul des régulateurs:

Nous étudierons maintenant l'influence du découplage sur la stabilité du système et le calcul des régulateurs. La fonction de transfert du système en boucle ouverte pour le courant i_d s'écrit:

$$H_d(p) = C_d(p) \cdot \frac{G_o/R_s}{1+\tau_d \cdot p} \quad \text{IV-25}$$

$$H_q(p) = C_q(p) \cdot \frac{G_o/R_s}{1+\tau_q \cdot p} \quad \text{IV-26}$$

on choisit des régulateurs proportionnels intégraux (PI), dont la fonction de transfert est donnée par:

$$C_d(p) = \frac{K}{p} \cdot (1+\tau_d \cdot p) \quad \text{et} \quad C_q(p) = \frac{K}{p} \cdot (1+\tau_q \cdot p) \quad \text{IV-27}$$

Dans le cas d'une machine à pôles lisses ($\tau_d = \tau_q$), les régulateurs dans les axes d et q seront donc identiques.

Afin de vérifier l'efficacité de ce découplage, nous avons obtenu la réponse des boucles de régulation des courants i_d et i_q à un échelon de i_q^* et puis à un échelon de i_d^* ; ceci d'abord dans le cas où la

machine est à l'arrêt ($\omega=0$) figure IV.15-a et ensuite lorsque la vitesse évolue librement figure IV.15-b.

Dans le premier cas, il y a un découplage naturel à l'intérieur de la machine, la matrice $[A(\omega)]$ est unitaire et les courants i_d et i_q évoluent librement; dans le deuxième cas ($\omega \neq 0$), il y a un couplage mais comme on peut le constater, grâce à la matrice de découplage, la variation de courant i_q n'a aucune influence sur i_d et vice-versa.

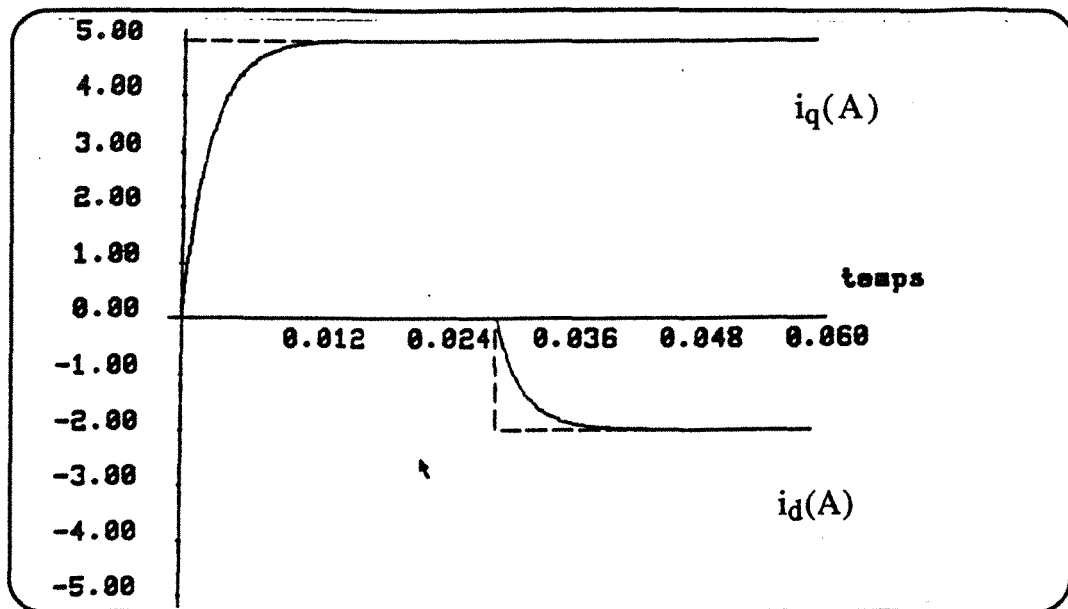


Figure IV.15-a: Réponse des courants i_d et i_q dans le cas du rotor bloqué

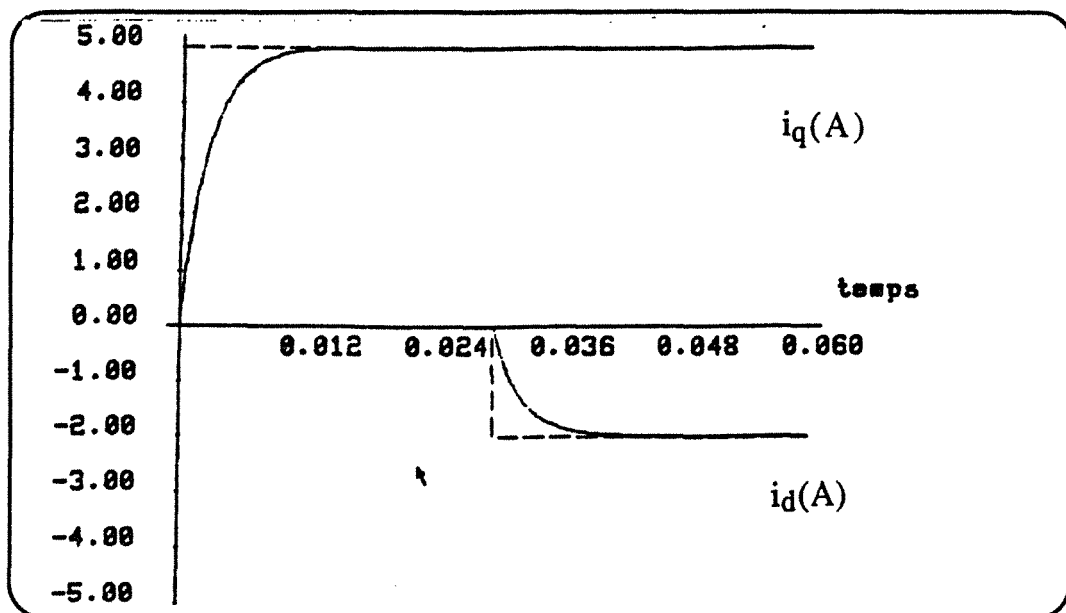


Figure IV.15-b: Réponse des courants i_d et i_q dans le cas de la vitesse libre

III.3.4 Simulation du système global:

La figure.IV.16, représente le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d,q). Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse qui permet de générer la référence de courant i_q ; cette référence est limitée au courant maximal . Par contre le courant i_d est imposé nul dans notre cas, la machine étant à pôles lisses. Les sorties de la régulation des courant i_d et i_q après passage dans le repère (a,b,c) servent de référence de tension (v_a^*, v_b^*, v_c^*) pour la commande de l'onduleur à M.L.I.

Comme dans le cas précédent de la commande par hystérésis, la simulation du système global par GASPE, conduit à sa décomposition en blocs, la seule différence résidant dans la partie commande, représentée par les blocs suivants:

- 1) blocs régulateurs de courant.
- 2) bloc de découplage.
- 3) bloc de commande de la M.L.I.

III.3.5. Résultats de simulation:

Les performances de la commande du couple utilisant l'algorithme de découplage du contrôle des courants i_d et i_q pour une régulation de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents ont été testées dans les cas suivants:

- réponse à un échelon de vitesse (démarrage)
- inversion de vitesse
- réponse à un échelon de couple (perturbation de charge).

La figure IV.17-a donne la réponse de la vitesse à un échelon de vitesse d'amplitude 0-300 rd/s . Le démarrage est effectué à couple maximal et le courant i_d atteint rapidement la valeur nulle: le couple est alors proportionnel au courant i_q (figure IV.17-b). Le courant de phase, représenté sur la figure IV.17-e, présente bien

une allure sinusoïdale, ceci est justifié par la fréquence élevée de hachage de la MLI (5 KHz). La figure IV.17-f représente la tension de phase.

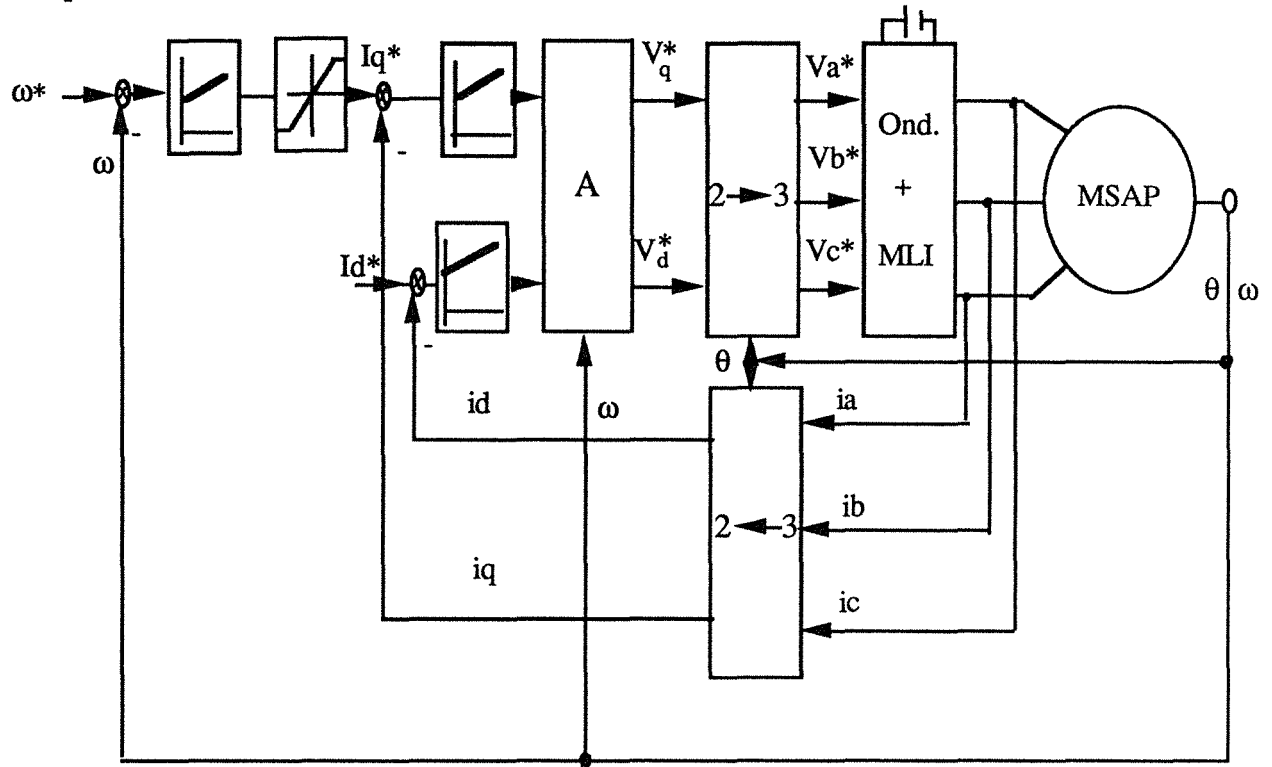


Figure IV.16: Schéma global de la commande du système dans le repère (d,q)

Les figure.IV.18-a-b-c-d représentent la vitesse, le courant de phase, les courants i_q et i_d durant l'inversion de vitesse (de 300 à -300 rd/s) à couple nul. Comme on peut le constater l'inversion de la vitesse du moteur est rapide (temps d'inversion =35 ms) avec une accélération de 17000 rd/s² ($\frac{C_{em\max}}{J} = 24000 \text{ rd/s}^2$)

Lors d'une perturbation du couple de charge(figure.IV.19.-a), on constate que le système est peu sensible aux variations de la charge, la figure.IV.19-b illustre bien le découplage des courant i_d et i_q car le courant i_d reste bien pratiquement constant durant la variation du courant i_q .

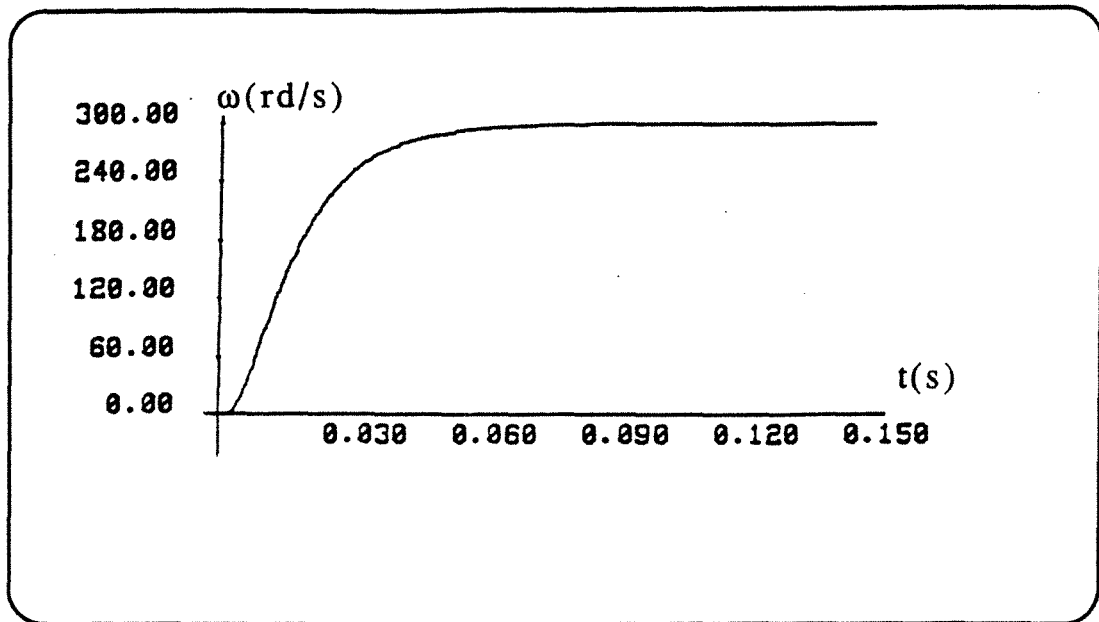


Figure IV17-a: Réponse de la vitesse durant le démarrage

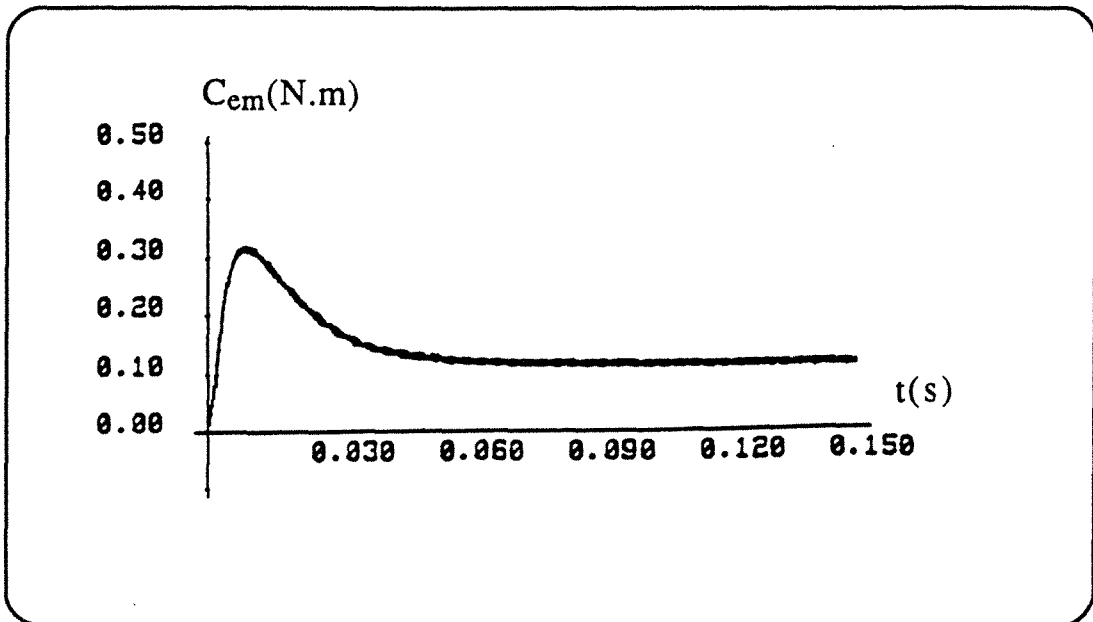


Figure IV.17-b: Couple durant le démarrage

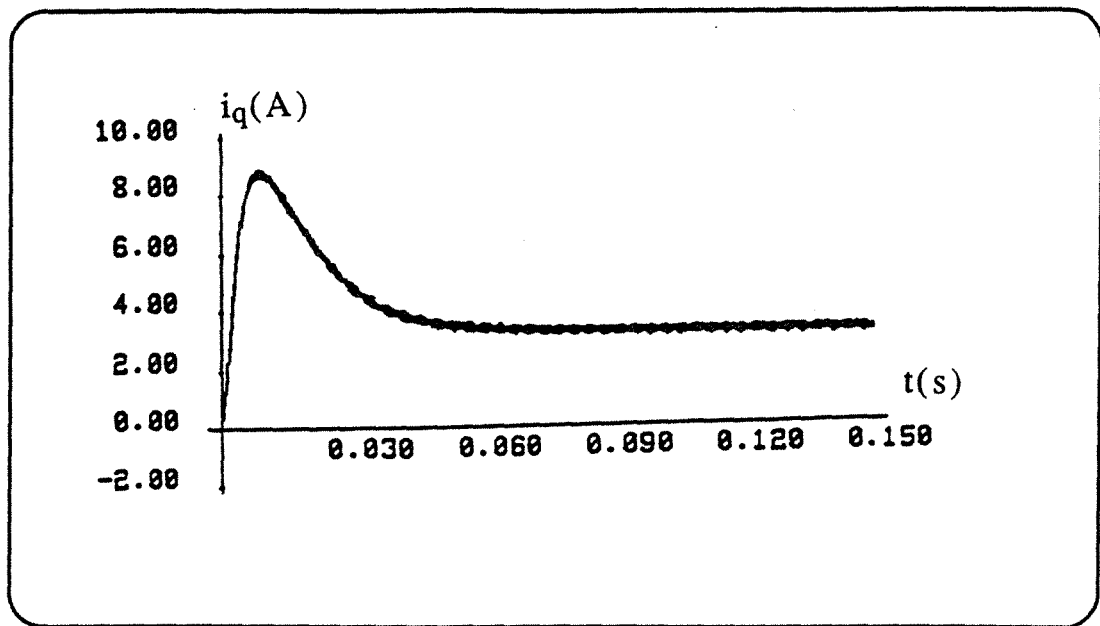


Figure IV17.-c: Courant i_q durant le démarrage

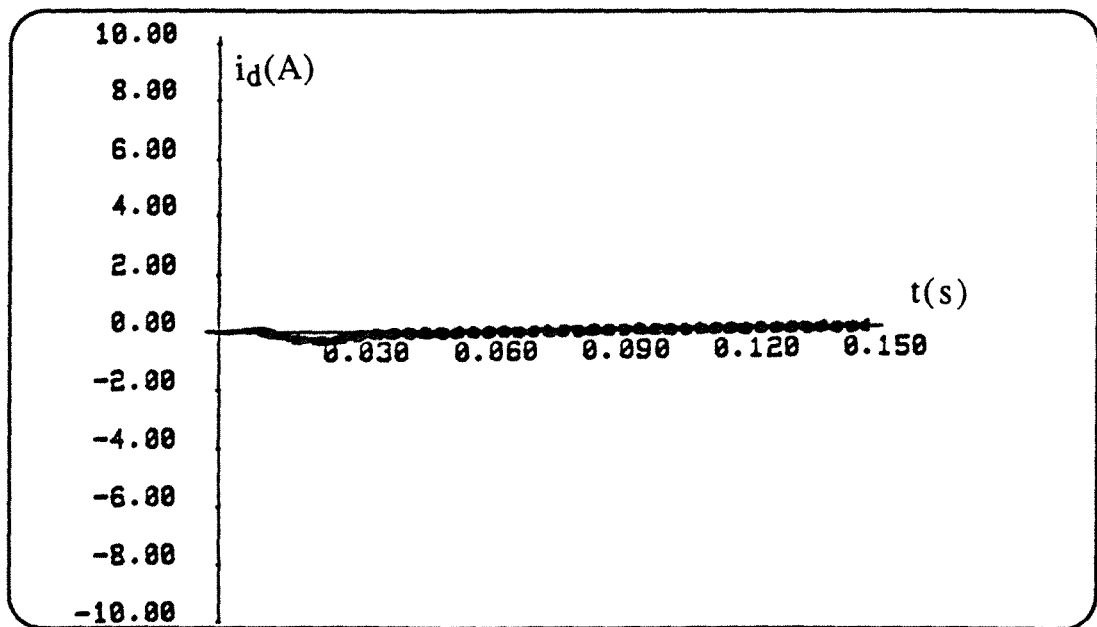


Figure IV 17-d: courant i_d le démarrage

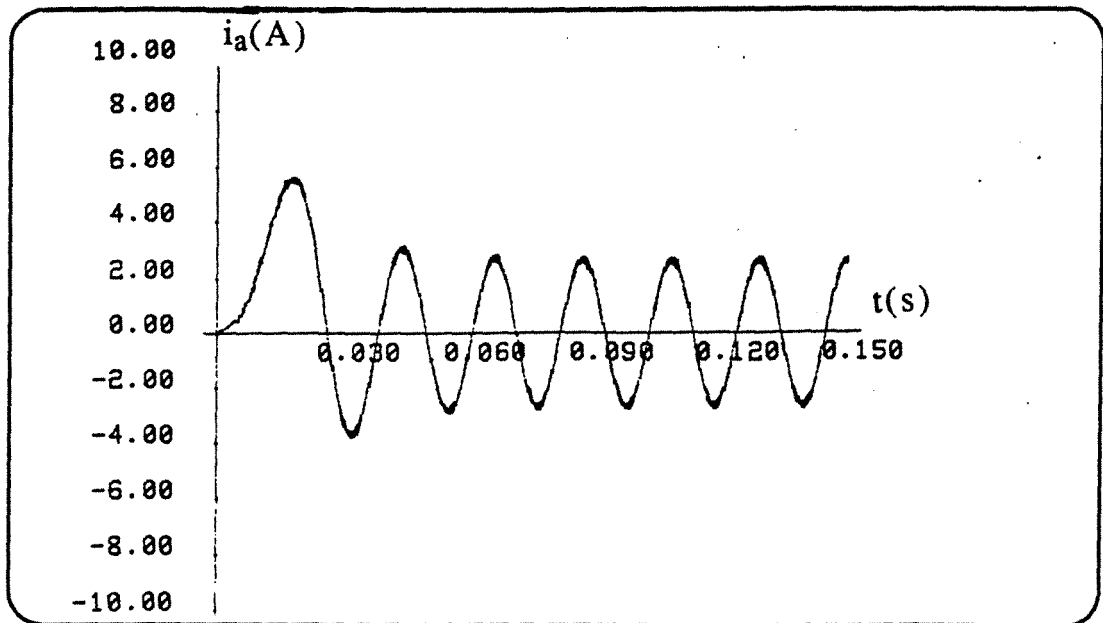


Figure IV 17-e: Courant de phase durant le démarrage

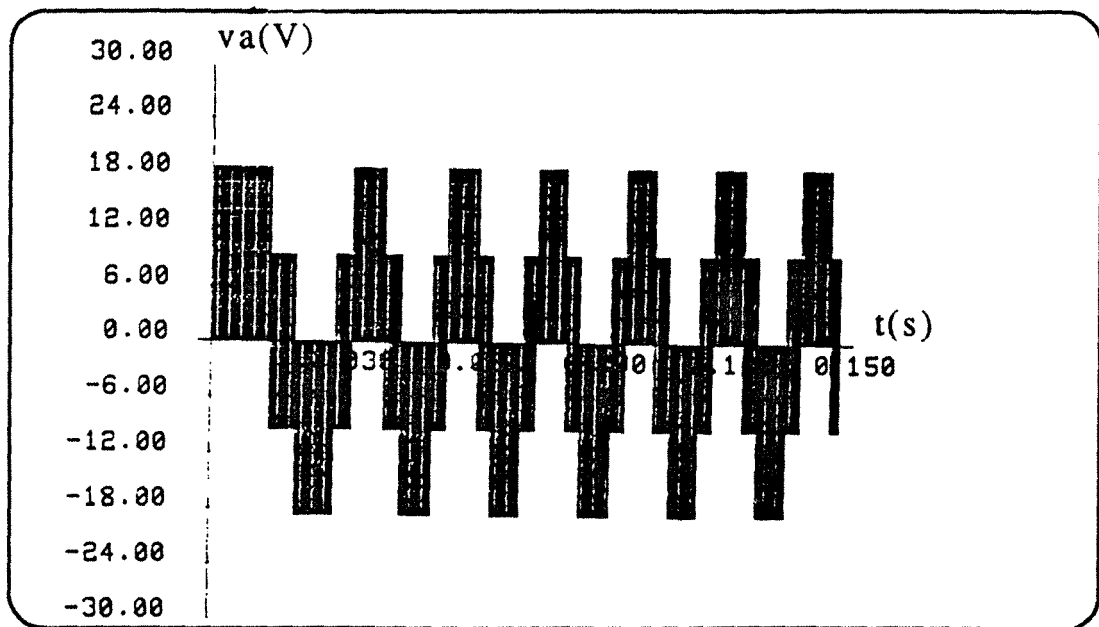


Figure IV 17-f: Tension de phase durant le démarrage

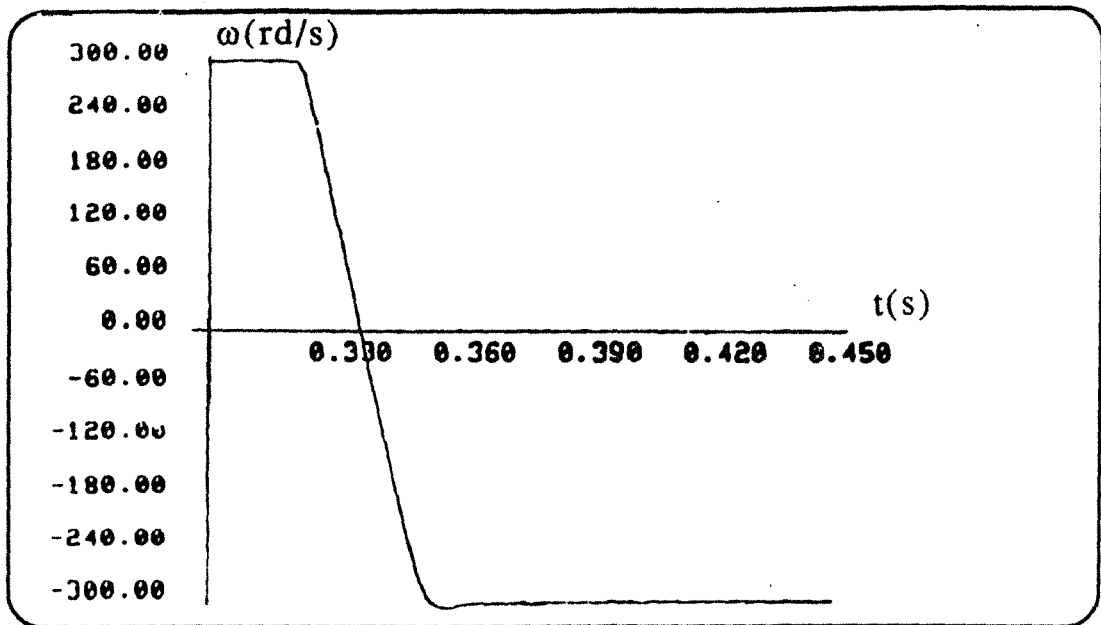


Figure IV 18-a: Inversion de la vitesse

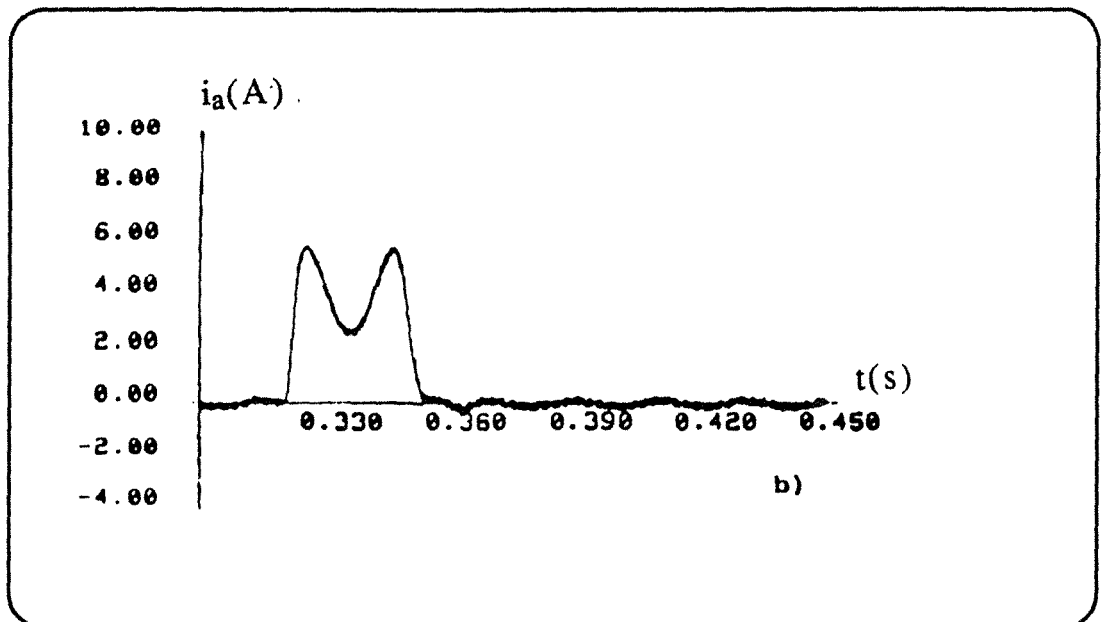


Figure IV 18-b: Courant de phase durant l'inversion de vitesse

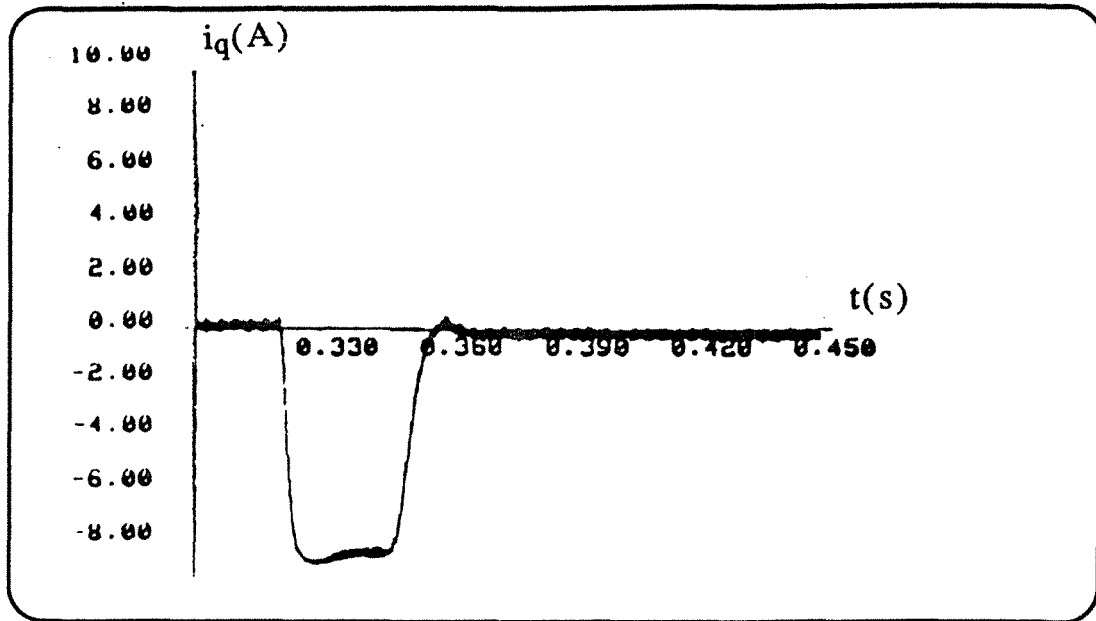


Figure IV 18-c: Courant i_q durant l'inversion de vitesse

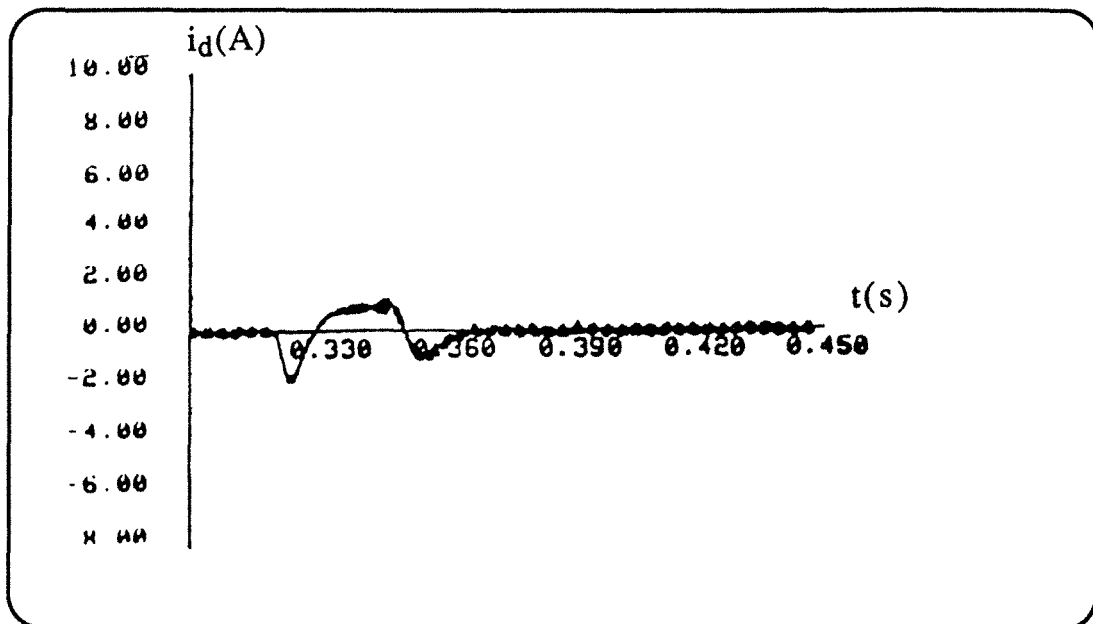


Figure IV 18-d: Courant i_d durant l'inversion de la vitesse

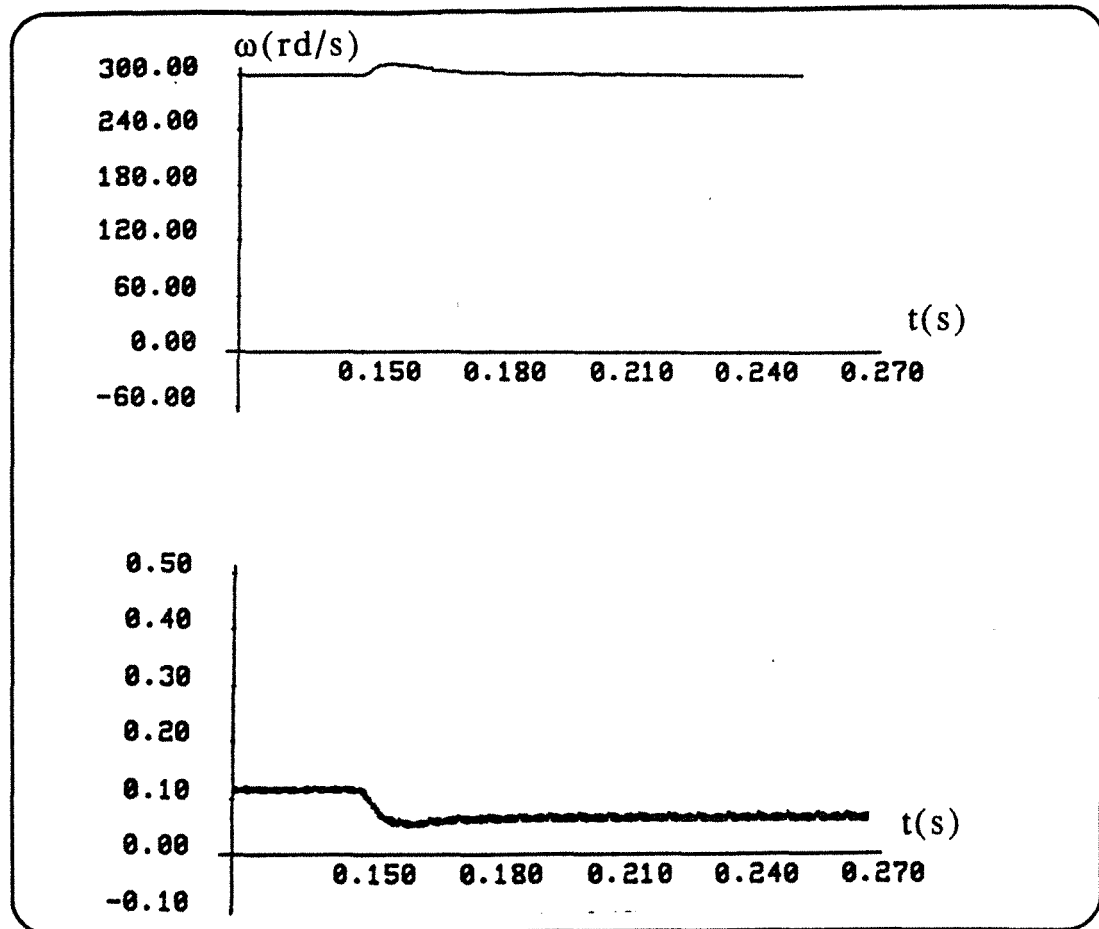


Figure IV 19: La vitesse et le couple durant une variation brusque de charge - a: vitesse -b: couple

III.4. REGULATION DES COURANTS DANS LE REPERE (a,b,c):

Dans cette partie, nous étudierons la commande des courants dans le repère (a,b,c) dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents à pôles lisses alimentée par un onduleur à commande M.L.I.

L'utilisation d'une factorisation matricielle originale [15] nous permet de modifier l'algorithme de contrôle des courants dans le repère (d,q) afin de l'écrire facilement dans le repère (a,b,c). Dans le cas d'une machine synchrone à pôles lisses, on obtient une matrice qui découple le contrôle des courants des trois phases dans le repère (a,b,c). Mais, vu la structure de la commande dans le repère (a,b,c) où les grandeurs à réguler sont sinusoïdales, une erreur statique qui dépend de la vitesse est introduite [24]. Dans la méthode que nous proposons, une compensation de l'erreur statique commise sur le couple est réalisée par l'avance de la phase des courants de références.

III.4.1. Découplage du contrôle des courants dans le repère (a,b,c):

On a vu que dans le repère (d,q) on peut écrire que :

$$[i_{dq}] = [Y][A(\omega)][\varepsilon'_{dq}]$$

avec:

$$\begin{bmatrix} \varepsilon'_d \\ \varepsilon'_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_d(p) & 0 \\ 0 & C_q(p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} \quad \text{IV-28}$$

$$[Y].[A(\omega)] = \begin{bmatrix} \frac{H}{(1 + \tau_d \cdot p)} & 0 \\ 0 & \frac{H}{(1 + \tau_q \cdot p)} \end{bmatrix}$$

$$H = \frac{G_0}{R_s}$$

Dans le cas d'une machine à pôles lisses ($\tau_d = \tau_q = \tau$), on obtient:

$$[i_{dq}] = \frac{H}{1 + \tau \cdot p} [\varepsilon'_{dq}]$$

immédiatement, dans le repère (a,b,c), on obtient:

$$[i_{abc}] = \frac{H \cdot C(p)}{1 + p \cdot \tau} [\varepsilon'_{abc}] \quad \text{IV-29}$$

Comme dans la commande dans le repère (d,q), on obtient une commande directe des courants découplée dans le repère (a,b,c) .

Le schéma de la régulation dans le repère (a,b,c) est représenté par la figure.IV.20. La détermination de l'algorithme $[A'(\omega)]$ dans le repère (a,b,c) se fait comme suit.

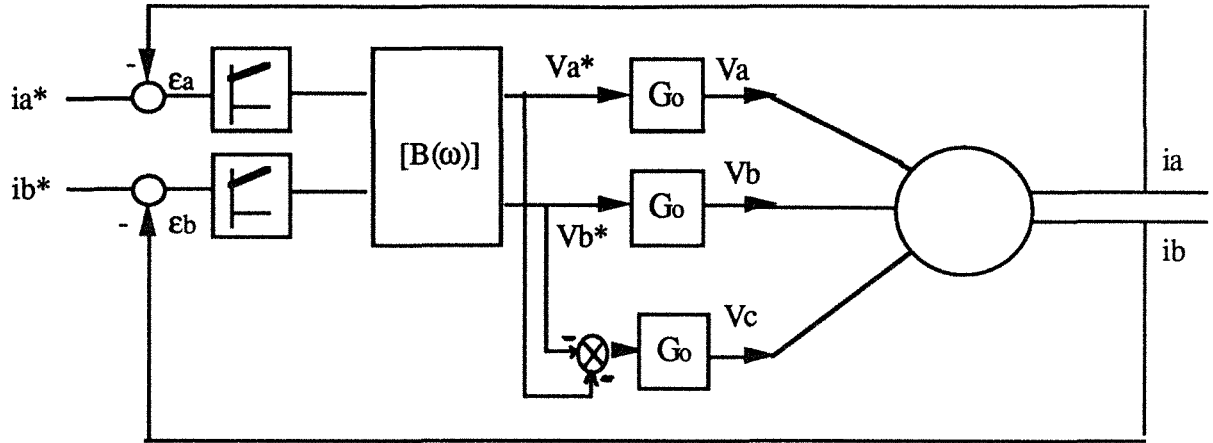


Figure IV.20: Commande dans le repère (a,b,c)

III.4.2. Détermination de la matrice de découplage dans le repère (a,b,c) :

A partir de la commande dans le repère (d,q) (figure IV.14), on peut écrire la relation suivante:

$$[v_{dq}^*] = [A(\omega)]. [\epsilon'_{dq}] \quad \text{IV-30}$$

Cette relation peut s'écrire sous la forme:

$$[v^*_{\alpha\beta}] = [p(\theta)]. [A(\omega)]. [P(-\theta)]. [\epsilon'_{\alpha\beta}] \quad \text{IV-31}$$

$$[v_{abc}^*] = [T_{32}]. [P(\theta)]. [A(\omega)]. [P(-\theta)]. [T_{32}]^t. [\epsilon'_{abc}] \quad \text{IV-32}$$

Dans le cas d'un système équilibré, on définit les relations suivantes:

$$[G_{ab}] = [U]^t. [G_{abc}] \quad \text{IV-33}$$

$$\text{avec } [U]^t = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

et inversement:

$$[G_{abc}] = [V].[G_{ab}] \quad \text{IV-34}$$

$$\text{avec } [V] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}$$

A partir des équations IV-32 et IV-33, l'équation IV-31 peut se mettre sous la forme:

$$[v_{ab}^*] = [U]^t.[T_{32}].[P(\theta)].[A(\omega)].[P(-\theta)].[T_{32}]^t.[V].[e'_{ab}] \quad \text{IV-35}$$

La matrice $[A(\omega)]$ dans le cas d'une machine à pôles lisses ($\tau_d = \tau_q = \tau$), peut se mettre sous la forme ci-dessous:

$$[A(\omega)] = [1] + b.[p(\pi/2)] \quad \text{IV-36}$$

avec:

$$b = \frac{\omega.\tau.}{(p.\tau+1)}$$

Dans ce cas, on a:

$$[P(\theta)].[A(\omega)].[P(-\theta)] = [A(\omega)] \quad \text{IV-37}$$

nous avons donc:

$$[v_{ab}^*] = [U]^t.[T_{32}].[A(\omega)].[T_{32}]^t.[V].[e'_{ab}] = [B(\omega)].[e'_{ab}] \quad \text{IV-38}$$

Après calcul, on trouve:

$$[B(\omega)] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + b. \begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{2}{\sqrt{3}} \\ \frac{2}{\sqrt{3}} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \quad \text{IV-39}$$

III.4.3. Calcul des régulateurs:

On a pour chaque phase:

$$i_a = \frac{G_0 \cdot \varepsilon'_a}{R_s \cdot (1 + \tau \cdot p)} \quad \text{IV-40}$$

avec:

$$\varepsilon'_a = C(p) \cdot \varepsilon_a$$

on choisit pour $C(p)$ un régulateur proportionnel intégral:

$$C(p) = \frac{K_I}{p} + K_P = \frac{K_I}{p} \cdot (1 + \tau_c \cdot p) \quad \text{IV-41}$$

avec:

$$\tau_c = \frac{K_P}{K_I}$$

La figure IV.21 présente le schéma fonctionnel de contrôle de courant de chaque phase. On choisit de manière classique $\tau_c = \tau$; le choix de K_I dépend de la fréquence de hachage de la M.L.I.

$$\frac{i_a}{i_a^*} = \frac{K_I \cdot p / R_s}{1 + K_I \cdot p / R_s} = \frac{1}{1 + R_s \cdot p / K_I} \quad \text{IV-42}$$

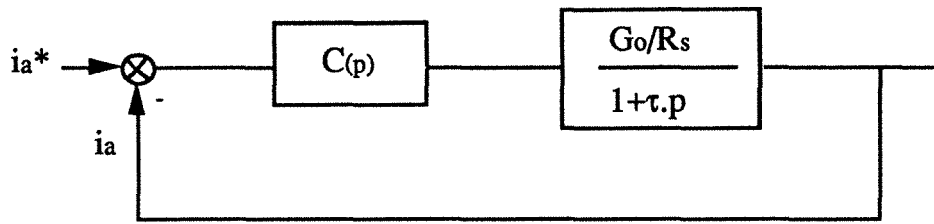


Figure IV.21: Schéma fonctionnel de contrôle de courant de chaque phase

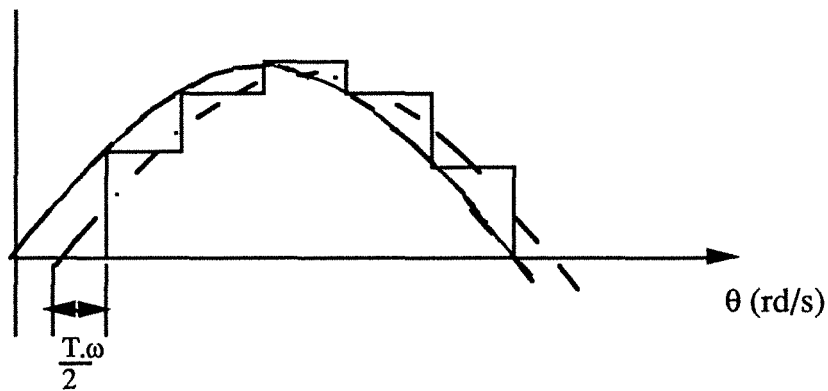


Figure IV.22: Retard dû à l'échantillonnage de la position

Puisqu' on est en présence de grandeurs variables dans le temps, on voit bien que ce type de régulateurs introduit un retard aux fréquences élevées, auquel il faut ajouter le retard dû à l'échantillonnage de la boucle de régulation de vitesse (figure.IV.22). Ce retard est estimé par:

$$\varphi = - \arctg(Rs.\omega/K_I) + T.\omega/2$$

où T est la période d'échantillonnage de la position. Nous proposons une compensation de ce retard, par une avance des courants de références qui se fait par le calcul suivant:

$$[i_{ab}^*] = [M(-\theta)].[i_{dq}^*]$$

avec:

$$\theta' = \theta + \varphi$$

$$[M(-\theta)] = [U].[T32]^t.[p(-\theta')].$$

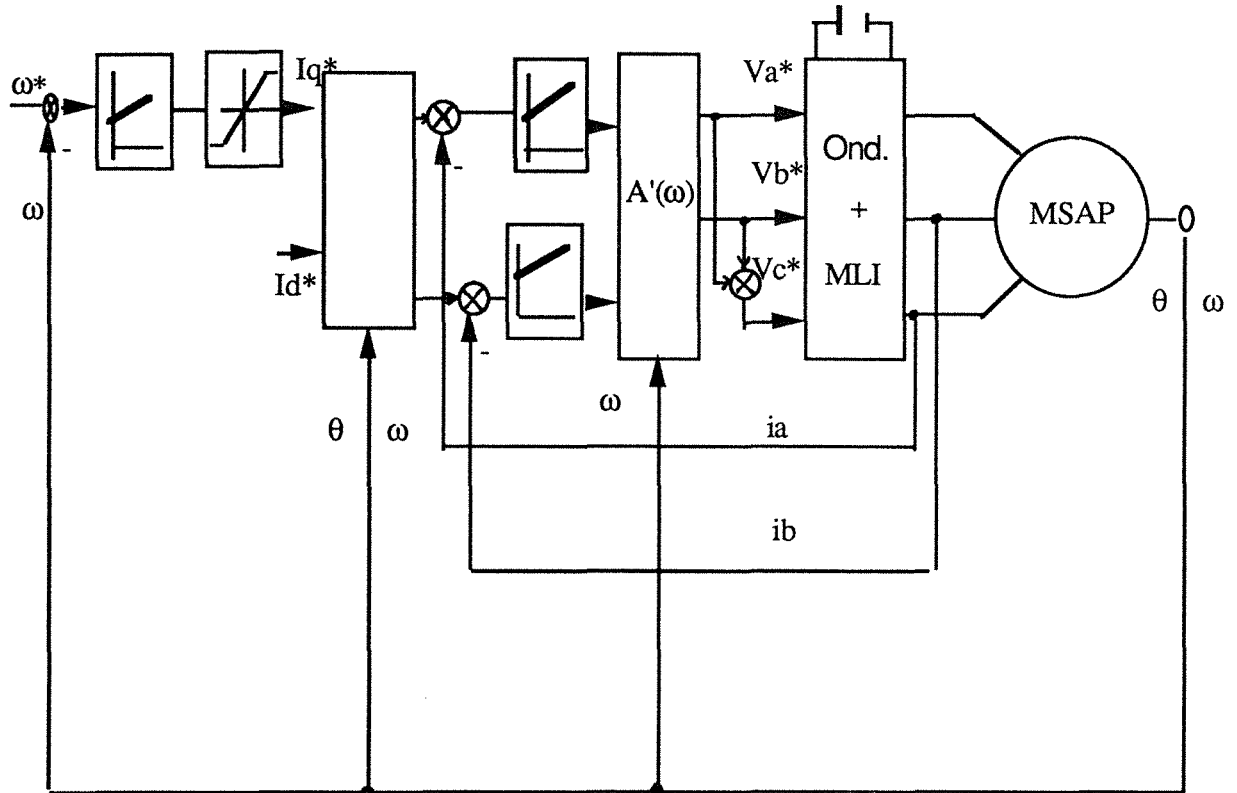


Figure IV.23: Schéma global de la commande dans le repère (a,b,c)

III.4.4. Description du système global:

La commande du système global est représentée par la figure.IV.23. La commande dans le repère (a,b,c) a une structure plus simple par rapport à la commande dans le repère (d,q). En effet la régulation de courant se fait directement sur les courants i_a et i_b . Le calcul des références de courants dans le repère (a,b,c) se fait comme dans les deux cas précédents à partir des références dans le repère (d,q). Une correction est faite sur la position afin de compenser l'erreur de phase commise sur les courants. Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse qui génère la référence du courant i_q^* , la référence du courant i_d^* étant

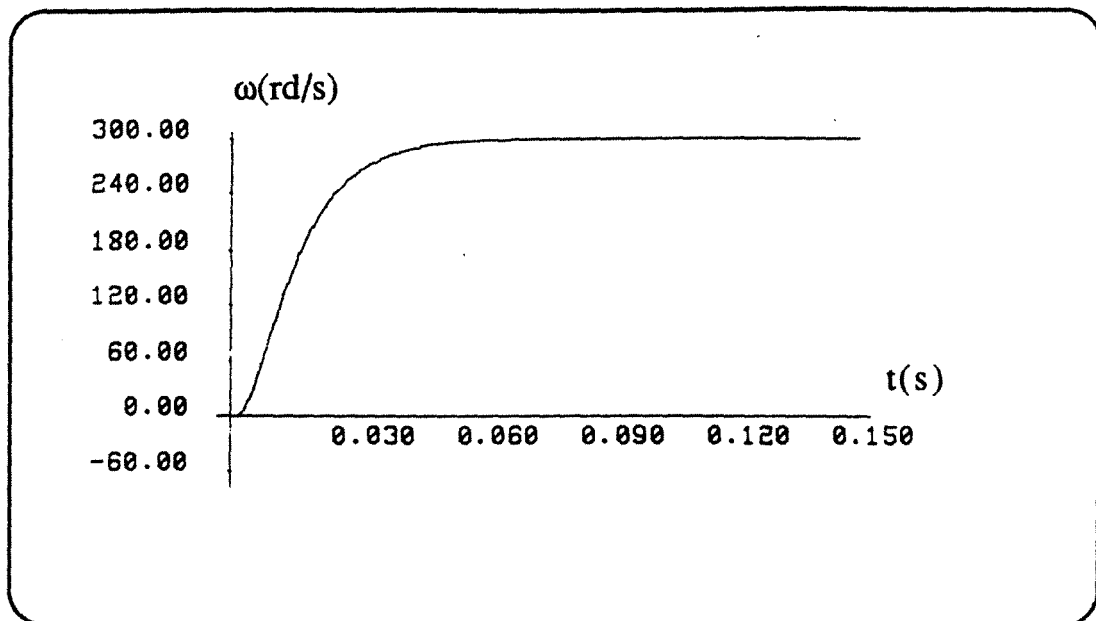


Figure IV 23-a: vitesse durant le démarrage

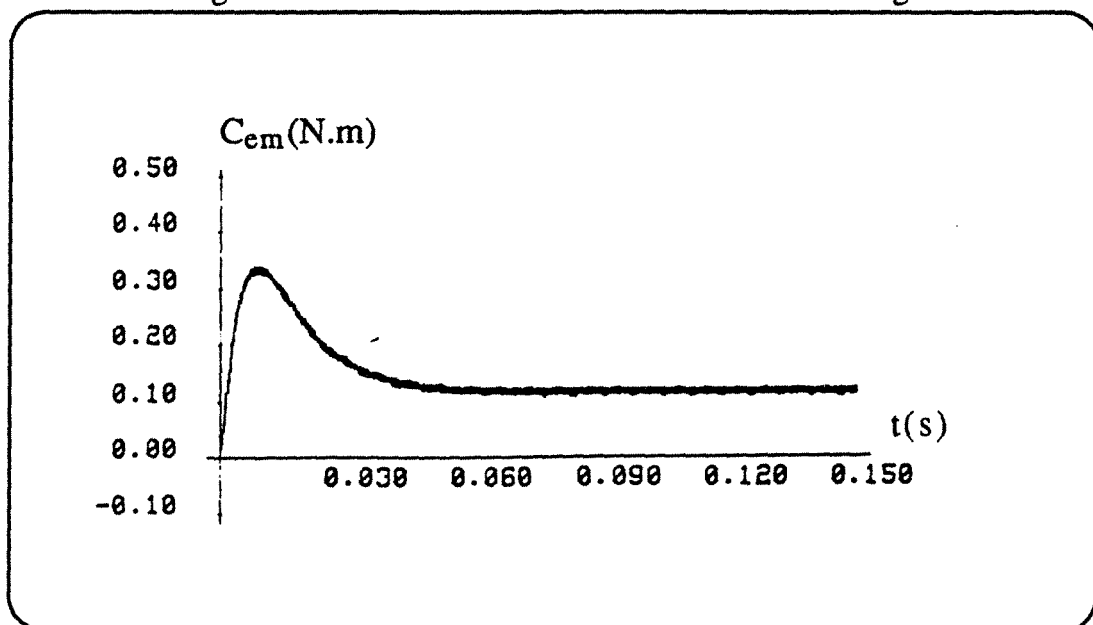


Figure IV 23-b: Couple durant le démarrage

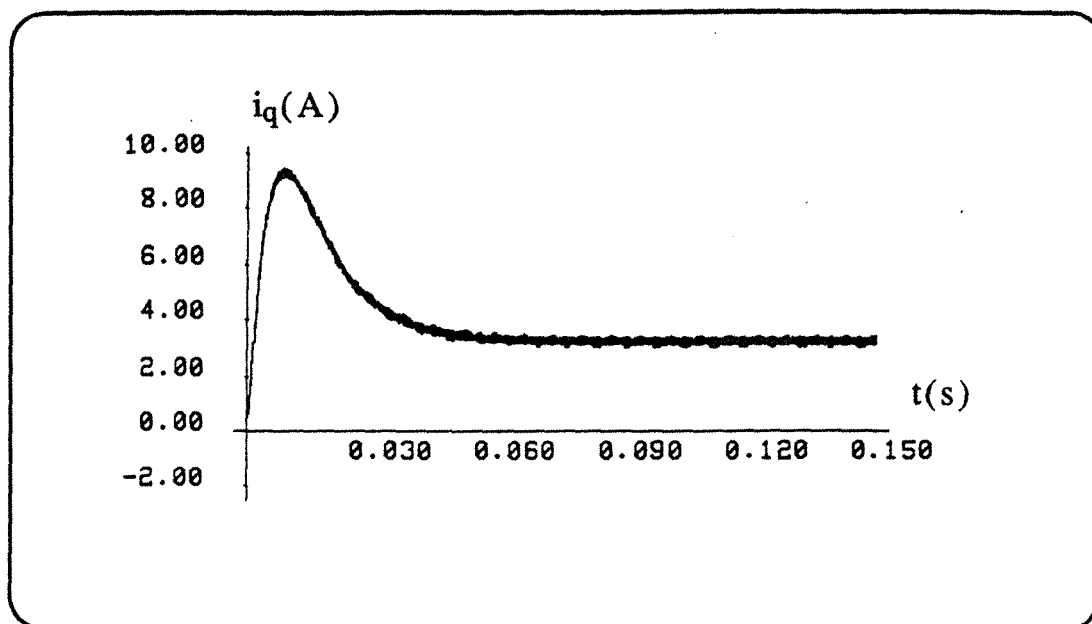


Figure IV 23-c: Courant i_q durant le démarrage

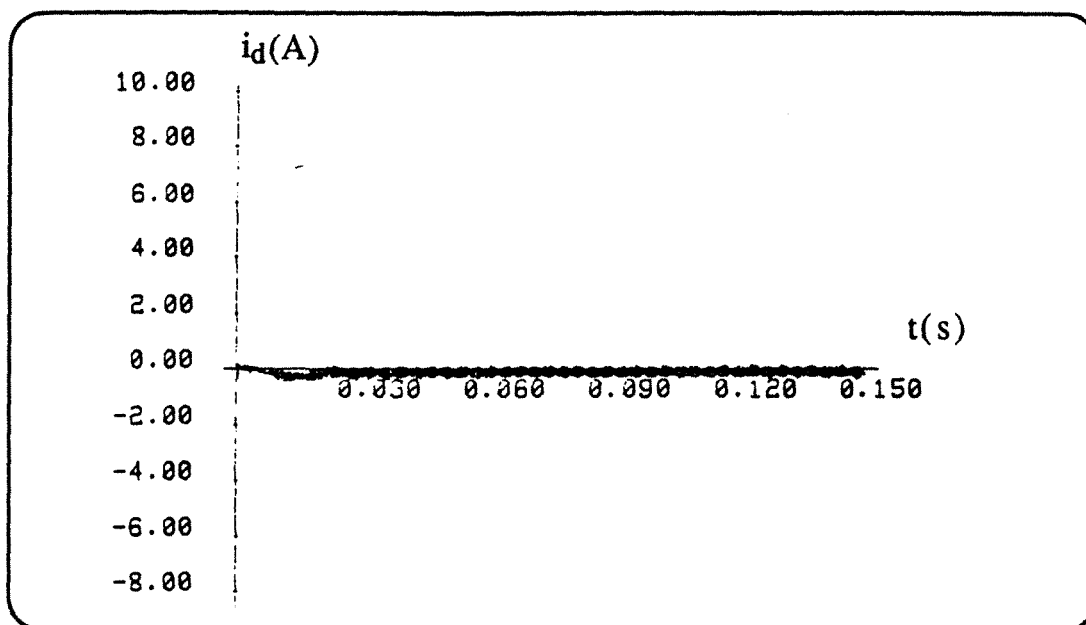


Figure IV 23-d: Courant i_d durant le démarrage

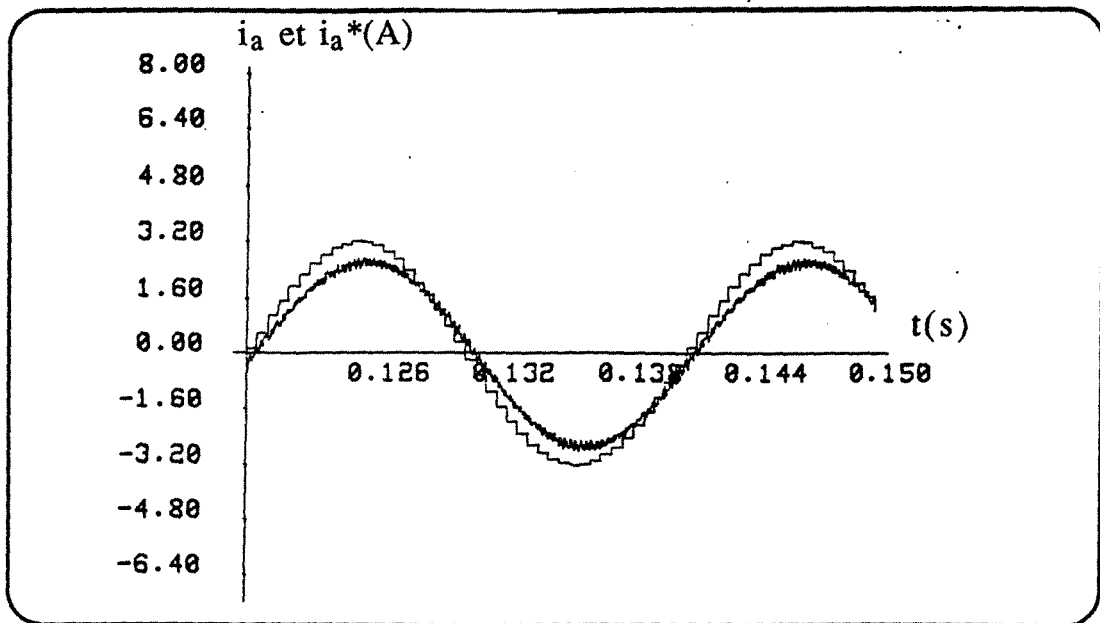


Figure IV 23-e: Courant de phase et sa référence

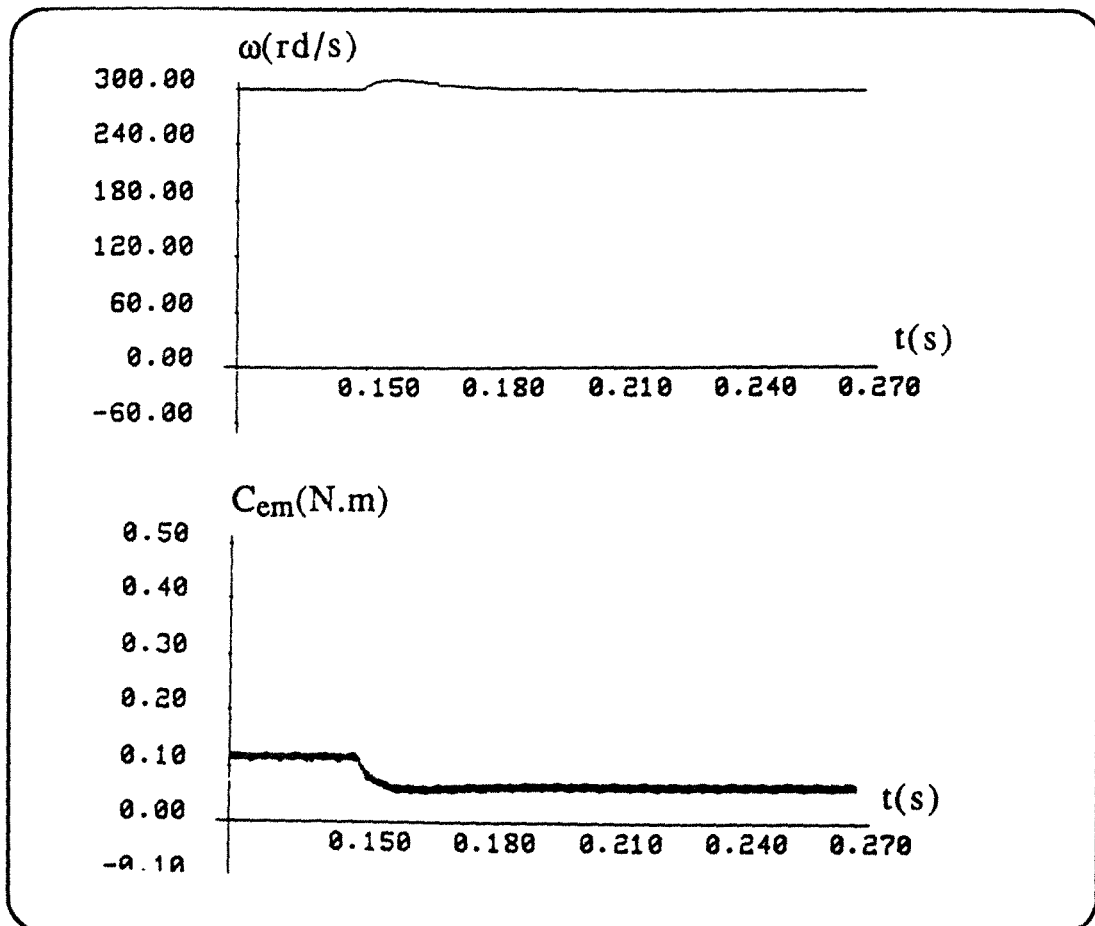


Figure IV 24: La vitesse et le couple durant une variation brusque de charge - a: vitesse -b: couple

III.4.5. Résultats de simulation:

La simulation de la commande globale du système est faite comme dans le cas précédent, la seule différence réside dans les algorithmes de régulation des courants. La figure IV.23-a représente la réponse du système à un échelon de vitesse de 0-300rd/s, on constate que le démarrage s'effectue bien à couple maximal (figure.IV.23-b), le courant i_d s'annule rapidement comme dans le cas de la commande dans le repère (d,q); ceci grâce à la correction de la phase des courants de références (figure.IV.23-c et figure.IV.23-d). La figure.IV.23-e représente le courant et sa référence; on constate que le courant réel présente un déphasage ϕ par rapport à sa référence au régime établi.

La réponse de la vitesse à une perturbation du couple de charge est représentée par la figure IV.24-a, on note que le système est peu sensible aux perturbations de charge. Le couple représenté à la figure.IV.24-b En régime établi le courant est minimal car le courant i_d reste égal à zéro.

IV CONCLUSION:

Dans ce chapitre nous avons étudié trois méthodes de commande directe du couple vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents en utilisant le principe de la commande vectorielle. Nous constatons que la mise en oeuvre de l'une ou de l'autre des trois méthodes de contrôle du courant n'apporte pas de différences significatives dans la dynamique en vitesse de la machine synchrone à aimants permanents. Dans les trois méthodes, le moteur atteint rapidement la vitesse imposée par la référence car le courant direct est annulé rapidement, et le moteur dispose du couple maximal ce qui autorise une forte accélération

L'étude comparative de la forme des courants par les trois stratégies de commande est beaucoup plus intéressante:

- dans le cas du contrôle du courant par hystérésis, le courant est très chargé en harmoniques dus au principe de fonctionnement des régulateurs. En effet, la fourchette de courant est fixée à $\pm 5 \%$ du courant maximum (10 A). Si nous cherchons à diminuer de manière significatif cette valeur afin de diminuer les ondulations du couple, la fréquence de hachage de l'onduleur devient très grande , ce qui compromet la réalisation des interrupteurs .

- dans le cas de la commande par M.L.I, le courant est beaucoup moins chargé en harmoniques. De plus la fréquence de hachage des interrupteurs de l'onduleur est constante, d'où une connaissance à priori du fonctionnement de ceux-ci.

Quant à la mise en oeuvre pratique de ces trois stratégies de commande, nous pouvons faire le constat suivant:

- la méthode de contrôle par hystérésis est facile à mettre en oeuvre, c'est une méthode robuste qui ne nécessite pas la connaissance des paramètres électriques de la machine.

- la méthode de contrôle des courants dans le repère (d,q) nécessite la connaissance du modèle électrique de la machine; de plus l'algorithme de commande des courants nécessite l'utilisation d'un microprocesseur rapide afin d'effectuer toutes les opérations de calcul durant un temps compatible aux périodes d'échantillonnages des différents variables; celles-ci doivent être choisies en fonction de la valeur des différentes constantes de temps du système.

- la méthode de contrôle des courants dans le repère (a,b,c) a une structure plus simple que la commande dans repère (d,q). Dans le cas des machines à pôles lisses, l'utilisation des régulateurs matriciels permet de découpler la régulation des courants de phases et d'imposer rapidement le couple.

La possibilité de découpler les régulations de courant par les algorithmes présentés dans ce chapitre permet de simplifier l'étude de la régulation des systèmes complexes.

Les algorithmes insérés dans les boucles de régulation étant déterminés à partir du modèle électrique de la machine, il faut étudier la sensibilité des régulations proposées aux variations des paramètres de la machine. Cette étude est l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE V:

**SENSIBILITE DE LA REGULATION DES
COURANTS DANS LE REPERE (d,q) AUX
PARAMETRES ELECTRIQUES DE LA MACHINE**

SENSIBILITE DE LA REGULATION DES COURANTS DANS LE REPERE (d,q) AUX PARAMETRES ELECTRIQUES DE LA MACHINE

Introduction:

Comme nous l'avons vu aux chapitre précédent, le découplage et la régulation des courants dans le repère (d,q) dépendent des paramètres électriques de la machine (R_s , L_d , L_q) ainsi que de la vitesse; le découplage ne sera rigoureux que si l'estimation des ces paramètres est exacte.

Dans ce chapitre, nous étudierons le comportement de la régulation du système global en fonction des erreurs commises dans l'identification des paramètres électriques de la machine et en fonction de la précision du capteur de vitesse.

I. Influence des paramètres électriques:

Pour tenir compte des erreurs dues à l'identification de la machine, on définit les constantes électriques τ'_d et τ'_q correspondantes aux paramètres identifiés. On suppose que les constantes électriques réelles sont notées par τ_d et τ_q . La matrice $[A(\omega)]$ devient:

$$[A(\omega)] = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{\omega \cdot \tau'_d}{p \cdot \tau'_d + 1} \\ \frac{\omega \cdot \tau'_q}{p \cdot \tau'_q + 1} & 1 \end{bmatrix}$$

L'introduction de la matrice de découplage dans les équations d'état du systèmes nous donne:

$$[i_{dq}] = [Y] \cdot [A'(\omega)] \cdot [\epsilon'_{dq}]$$

En posant :

$$[Y] \cdot [A'(\omega)] = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}$$

avec:

$$a_{11} = \frac{\tau'_d}{L_d} \cdot \frac{[(p+1/\tau'_d)(p+1/\tau_q)+\omega^2]}{[(p+1/\tau_d)(p+1/\tau_q)+\omega^2]} \cdot \frac{1}{1+\tau'_d}$$

$$a_{12} = \frac{\omega}{L_d(1+\tau'_d)} \cdot \frac{1-\tau_q'/\tau_q}{[(p+1/\tau_d)(p+1/\tau_q)+\omega^2]}$$

$$a_{21} = \frac{\omega}{L_q(1+\tau'_q)} \cdot \frac{1-\tau_d'/\tau_d}{[(p+1/\tau_d)(p+1/\tau_q)+\omega^2]}$$

$$a_{22} = \frac{\tau'_q}{L_q} \cdot \frac{[(p+1/\tau'_q)(p+1/\tau_d)+\omega^2]}{[(p+1/\tau_d)(p+1/\tau_q)+\omega^2]} \cdot \frac{1}{1+\tau'_q}$$

En posant:

$$Z_{11}(p) = [(p+1/\tau'_d)(p+1/\tau_q)+\omega^2]$$

On peut bien constater que si:

- la fréquence propre de $Z_{11}(p)$ est $\omega_z = \sqrt{\omega^2 + \frac{1}{\tau'_d \cdot \tau_q}}$ et celle de $D(p)$

reste : $\omega_D = \sqrt{\omega^2 + \frac{1}{\tau_d \cdot \tau_q}}$.

$\omega(\text{rd/s})$	$\omega_z/\omega_d(\tau'_d=0.5\tau_d)$	$\omega_z/\omega_d(\tau'_d=2\tau_d)$
0	0.7	1.4
50	0.7	1.4
100	0.72	1.36
150	0.74	1.30
200	0.72	1.25
250	0.79	1.2
300	0.85	1.1

Tableau: V.1

Sur le tableau V.1, on note que dans le pire des cas ($\omega=0$), le rapport de la fréquence propre du numérateur à celle du dénominateur est 0.7 si $\tau'_d = \frac{\tau_d}{2}$ et de 1.4 si $\tau'_d = 2.\tau_d$. Lorsque la vitesse augmente ces deux rapports tendent vers 1. On peut pratiquement simplifier a_{11} sous la forme:

$$a_{11} = \frac{\tau'_d}{L_d(1+\tau'_d)}$$

de même pour a_{22} , on peut faire la même hypothèse:

$$a_{22} = \frac{\tau'_q}{L_q(1+\tau'_q)}$$

L'examen des termes de couplage a_{12} et a_{21} montre que le couplage suivant les axes d et q sera plus faible dans le cas d'une sous-estimation des constantes électriques; par contre, il sera plus fort dans le cas d'une sur-estimation. Bien entendu quand $\tau'_d = \tau_d$ et $\tau'_q = \tau_q$, on obtient le découplage des courants suivant les axes d et q, comme nous l'avons vu au chapitre précédent.

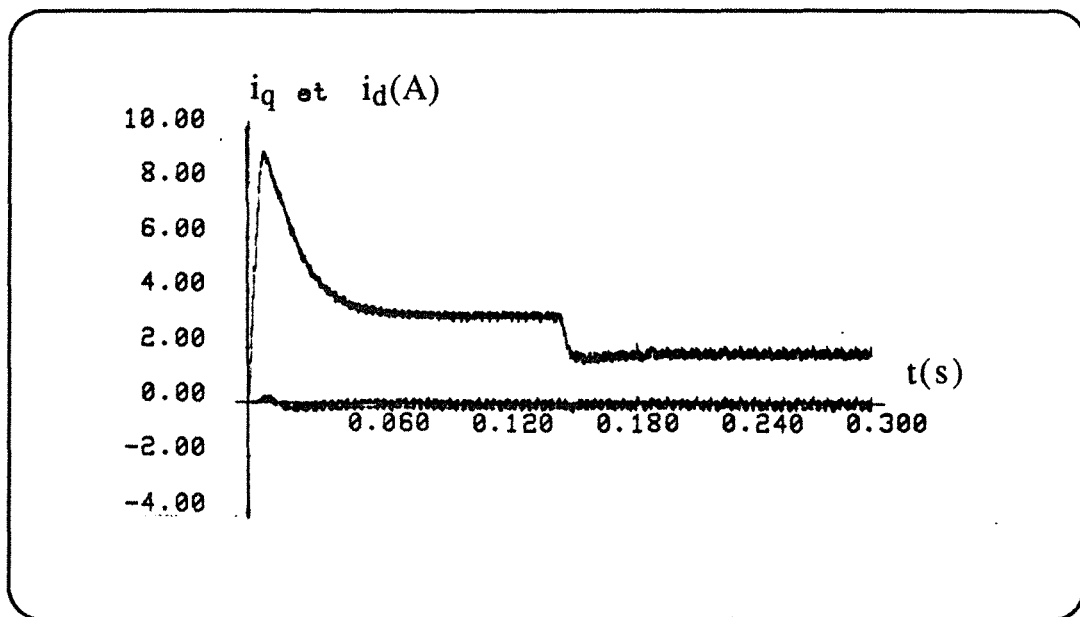


Figure V.1: Courant i_d et i_q dans le cas où $\tau'_d = 0.5\tau_d$

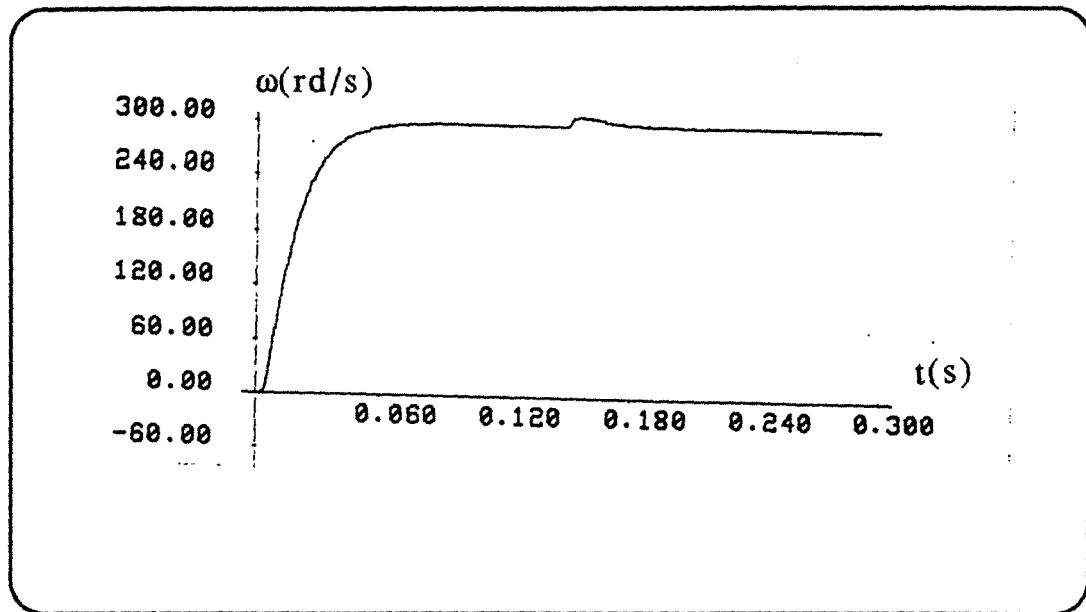


Figure V.2: vitesse dans le cas où $\tau_d' = 0.5\tau_d$

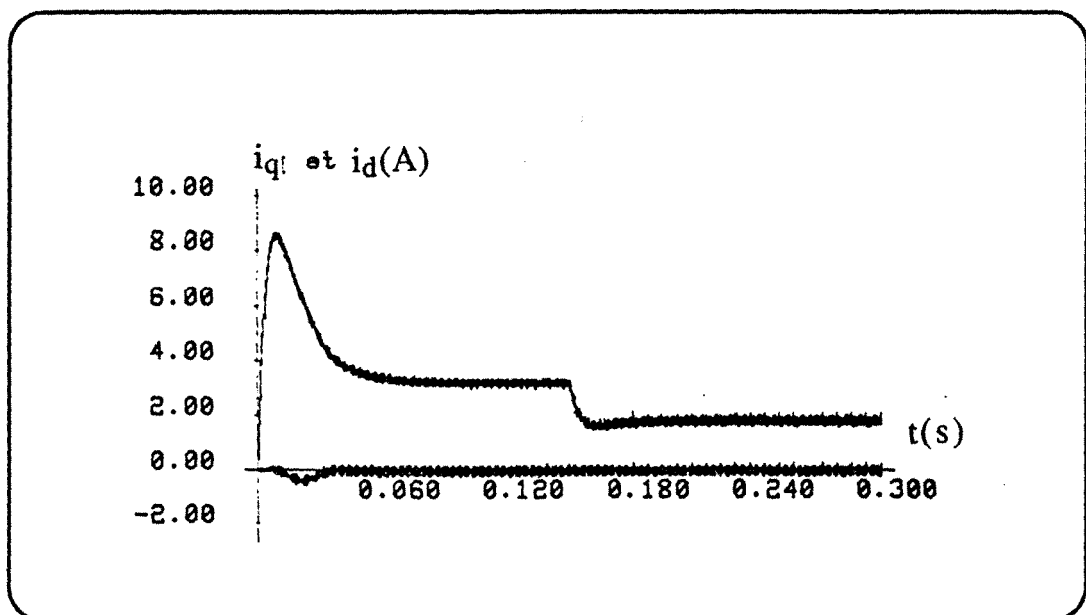


Figure V.3: Courant i_d et i_q dans le cas où $\tau_d' = 2.\tau_d$

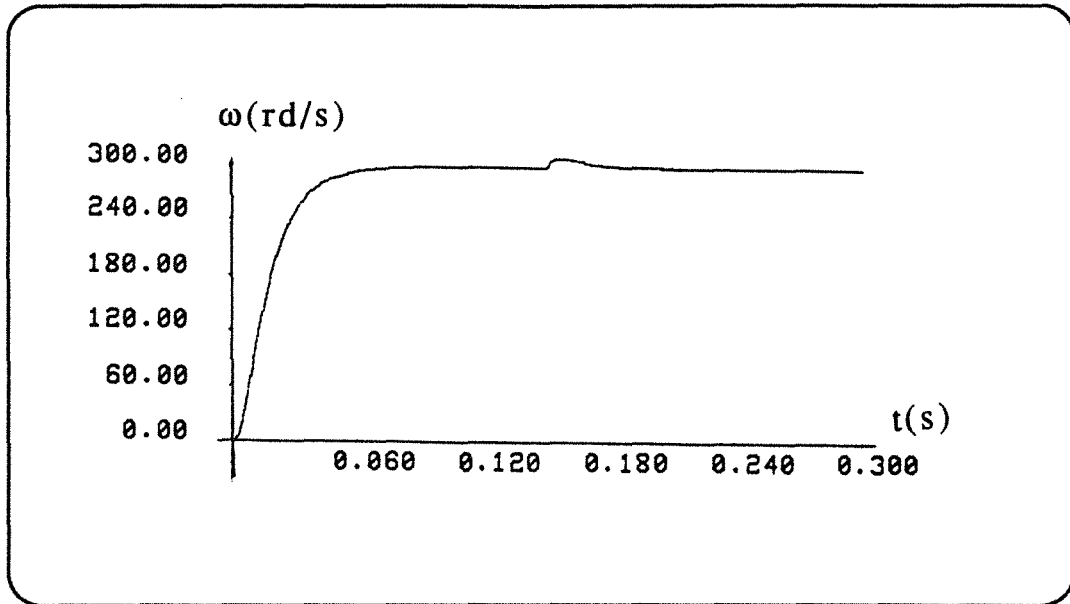


Figure V-4: vitesse dans le cas où $\tau_d' = 2.\tau_d$

La figure V.1 représente les réponses du courants i_d et i_q dans le cas du démarrage et dans le cas d'une variation brusque du couple de charge. On constate que dans le cas d'une sous-estimation des constantes électriques, les réponses sont un peu plus rapides et que le système reste toujours stable sans dépassement (figure V.2). La figure V.3 représente les réponses des courants i_q et i_d dans le cas d'une sur-estimation des constantes électriques; on constate que les réponses du courant sont moins rapide que précédemment et que le systèmes est toujours stable (figure V.4).

II. Influence de l'erreur due au capteur de vitesse:

Nous supposons qu'on utilise un capteur de vitesse qui nous fournit une mesure de vitesse avec une erreur maximale de 5%. Cette mesure est entachée d'un bruit dû à l'échantillonnage de la vitesse, donc la vitesse mesurée est donnée par la relation suivante:

$$\omega' = \omega(1+0.05) + 0.05.\omega^* \left[\sin \frac{2\pi t}{T} \right]$$

avec:

T : période d'échantillonnage

ω^* : vitesse de référence

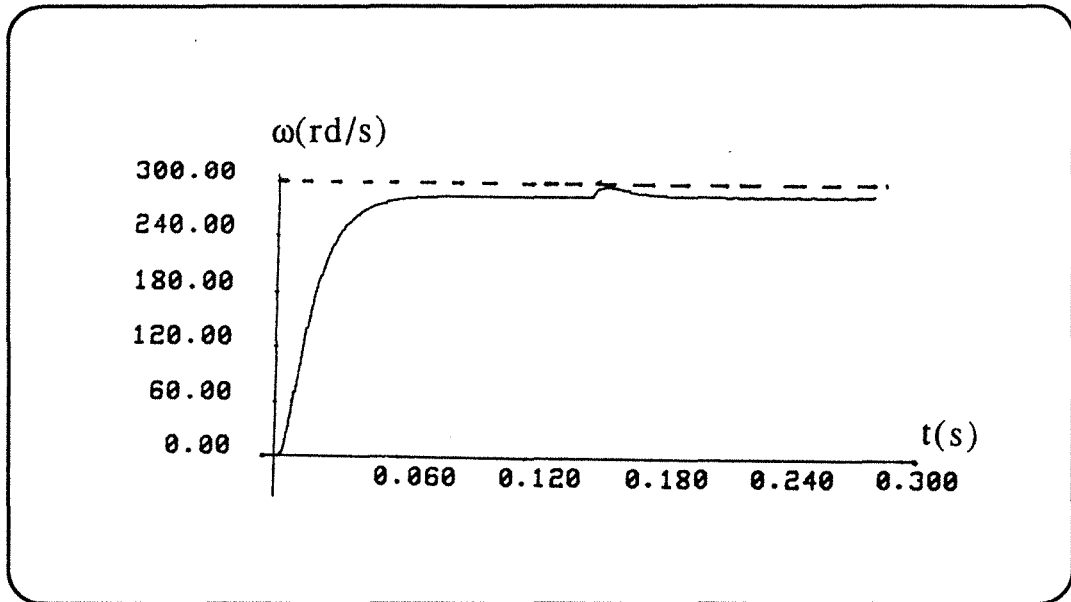


Figure V.5: Réponse de la vitesse en tenant compte de l'erreur du capteur de vitesse.

La réponse de la vitesse durant le démarrage et dans le cas d'une perturbation du couple de charge est représentée sur la figure V.5. L'erreur de la vitesse par rapport à sa référence est due à l'action intégrale du régulateur de vitesse.

III. Conclusion:

La commande des courants dans le repère (d,q) à l'aide d'un onduleur commandé en M.L.I dépend de l'identification de la machine. L'utilisation d'une matrice de découplage du contrôle des courants dans le repère (d,q) semble rendre la commande peu sensible aux variations des paramètres, et l'est d'autant moins que la vitesse augmente. Celle-ci impose au système des pôles dépendant des paramètres mesurés; ces pôles sont compensés par des régulateurs du type proportionnel intégral. En plus des

dans le chapitre précédent, ce nouveau type de commande offre de grandes performances pour la commande en couple des machines synchrones à aimants permanents.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à l'étude des méthodes de commande directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique.

Nous avons mis au point par simulation numérique des méthodes de commande à l'aide d'un générateur de programmes "GASPE" développé dans notre laboratoire; celui-ci a ses avantages de traitement systématiques des événements prévisibles et imprévisibles, nous a permis d'effectuer des études poussées par simulation numérique des systèmes en régime dynamique et en boucle fermée. En outre, la modularité de la simulation par "GASPE" nous a permis la décomposition du système global en blocs distincts. Cette décomposition offre l'avantage de rendre possible la réutilisation de chaque bloc dans d'autres applications; ceci nous a permis de développer plusieurs applications à partir des modules déjà existants dans la bibliothèque "GASPE".

Dans la première partie de nos travaux, nous avons comparé les résultats de la simulation numérique de la machine synchrone autopilotée munie d'une commande à hystérésis avec des résultats expérimentaux, ceci a permis de valider les modèles de modélisation et de vérifier la précision de la méthode de simulation.

Dans la seconde partie, nous avons étudié trois méthodes de commande du couple, et les résultats de celles-ci sont satisfaisants. De l'étude comparative de ces trois méthodes on peut tirer les conclusions suivantes:

- Dans le cas de la commande par hystérésis, qui est une méthode facile à mettre en oeuvre, le contrôle du déphasage augmente la stabilité de la régulation du courant. De plus, cette méthode ne nécessite pas la connaissance à priori des paramètres de la machine. Son inconvénient est que la fréquence de commutation des interrupteurs est variable, celle-ci est d'autant plus élevée que le taux d'ondulation pour le couple est plus faible.

- Dans le cas de l'alimentation par M.L.I., le courant est moins chargé en harmoniques; l'introduction des matrices de découplage de contrôle des courants dans le repère (d,q) permet de réduire

l'ordre du système et de rendre la régulation des courants peu sensible à la précision de l'identification exigée des paramètres électriques de la machine. Dans le cas du contrôle direct des courants dans le repère (a,b,c) lié au stator, cette stratégie est simple pour une machine à pôles lisses. On découplé le contrôle du courant de chaque phase et on obtient les mêmes résultats que dans la commande dans le repère (d,q).

La suite de ce travail portera sur la réalisation pratique d'un prototype d'essais. Nous pouvons, dans ce domaine envisager l'étude des problèmes liés à la commande de l'onduleur par M.L.I.. De même la modélisation des machines doit être perfectionnée en utilisant des modèles plus complets qui tiennent compte de la saturation de la machine et de la présence des amortisseurs.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] M. E. ABDELAZIZ

"Permanent magnet synchronous machines"
thèse docteur es-sciences, E.P.F Lausanne, 1982.

[2] 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. , Décembre 1989

[3] C. BERGMANN

"Contribution à l'étude de la commande directe de moteurs synchrones à aimant- modélisation, réalisation , expérimentations"
Thèse de docteur d'université, Paris VI, Mars 1986

[4] B. K. BOSE

" Power electronics and AC drives " Prentice-Hill. 1986

[5] B. K. BOSE

" A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine"
IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. N°. 6,
November/December 1988, pp: 987-997.

[6] S.R. BOWES, M.I MEICH, R.R. CLEMENTS

"Computer-aided design of P.W.M inverter systems"
IEE proc. PartB. ,Vol:129, N° 1, January 1982

[7] P. BRISSONNEAU, L. BRUGEL, A.. KIENER et J. P. YONNET

"Nouvelles structures de moteurs à aimants permanents"
R.G.E , Octobre 1984, P: 632-641

[8] D. M. BROD, D. W. NOVOTNY

" Current control of a VSI-PWM inverter". IEEE on Ind. Appli. Vol
n°: 4 Mai/June 1985 PP: 562-570.

[9] M. F. BROSNAN, B. BROWN

"Closed loop speed control using an A.C. synchronous mortor"
IEE London 1984, pp 373-376.

[10] M. CHERKAOUI

" Contribution à la modelisation, à l'étude et à la commande des machines alternatives: application à une machine asynchrone à double alimentation"

Thèse de Docteur ès Sciences ENSEM INPL Nancy 1990.

[11] R. S. COLBY, D. W. NOVOTNY

"An efficiency-optimizing permanent magnet synchronous motor drive"

IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, N°. 3,
May/June 1988, pp 462-469.

[12] Y. DOTE

"Application of modern control techniques to motor control"

Proceeding of the IEEE, Vol. 76, N° 4, April 1988, pp 438-454.

[13] A.W. GREEN, J.T. BOYS

"Hysteresis current-forced three-phase voltage-sourced reversible rectifier"

IEE Proceedings, Vol. 136, Pt. B, N° 3, May 1989, pp113-120.

[14] M. GRANDPIERRE

" Commande numérique de machines à commutation électronique. Automate de Commande rapprochée (A.C.R.) Méthode de simulation numérique SOSIE".

Thèse de Docteur ès Sciences INP Toulouse 1987.

[15] E.J. GUDEFIN

" Cours d'Electrotechnique à l'ENSEM Nancy ".

[16] G. GUILLOUARD

"Etude par simulation numérique d'une machine synchrone autopilotée"

Thèse de docteur-Ingénieur I.N.P.L. , Nancy Décembre 1980.

[17] P.C. KRAUSE, R.R. NUCERA, R.F. KREFTA, O.WASYNCZUK

"Analysis of a permanent magnet synchronous machine supplied from a 180° inverter with phase control"

IEEE Transactions on Energie Conversion, Vol. EC-2, N°.3,
september 1987, pp 423-431.

[18] S. HADDAD

"Contribution au développement d'un générateur automatique des programmes de simulation de procédés électromécaniques (G.A.S.P.E)",
thèse INPL-juin 1991

[19] D.G HENNENBERGER

" Dynamic behaviour and current control methods of brushless Dc motors with different rotor design" EPE Aachen. - 1989.

[20].M. LAJOIE-MAZENC, C. VILLANUEVA et J. HECTOR

"Study and implementation of hysteresis controlled inverter of a permanent magnet synchronous machines"
I.E.E.E Transactions on Industry Applications - Vol. 1A-21 N°2, March/April 1985.

[21] R. LE DOEUFF

"Contribution à la modélisation et à la simulation d'ensembles convertisseurs statiques- machines tournantes".
Thèse de Docteur ès Sciences ENSEM - INPL Nancy 1981.

[22] R. LE DOEUFF

"A mathematical model for static converters allowing digital simulation of associated machines transients".
IEEE Trans on IECI vol. IECI - 24, n°1 February 1977 pp. 35-38.

[23] R. LE DOEUFF

"Enseignement de la simulation numérique en Electronique de puissance : objectifs généraux et principes de base".
SEE - EEA Journées CAO et simulation - Grenoble 1-2-3 Mars 1989.

[24] R. LE DOEUFF - E.J. GUDEFIN

"Modelling in view of digital simulation of three phased machine associated to static converters".
Modelling and simulation of Electrical machines and Power systems. IMACS TC1 ,Liège Belgium ,17-18 May 1984.

[25] R. LE DOEUFF - C. IUNG - E.J. GUDEFIN

"Study by digital simulation of an induction motor fed by a three phased cycloconverter".
International congress on Electrical Machines (ICEM 80). Athènes Grèce Septembre 1980.

[26] B. LE PIOUFLE

"Comparaison de stratégies pour la commande numérique de servomoteurs synchrones: algorithmes linéaires et non linéaires-robustesse-implantation."

Docteur en sciences -université de Paris-sud.,1991

[27] J. LESENNE - F. NOTELET - G. SEGUIER

"Introduction à l'Electrotechnique approfondie".

Technique et Documentation Paris 1981.

[28] H.-H.LETAS

" Microprocessor-controlled synchronous servo drive"

E.P.E , Grenoble 1985, pp 3.57-3.62.

[29] W. LEONHARD

" Control of electrical drives" Newyork, Spinger,Verglag- 1985

[30] A. L. LOTFY

"Définition et mise en oeuvre d'une structure de commande numérique pour une machine synchrone autopilotée"

Docteur-Ingénieur, I.N.P.T. , Toulouse Octobre 1981

[31] J. P. LOUIS, B. LE PIOUFLE

"Représentation fonctionnelle des machines à courant alternatif et de leur alimentation pour leur commande en vitesse variable"

Journées S.E.E "Les actionneurs électriques, esclave des temps modernes", Valence, France, November, 1989, pp13/1-13/27

[32] J-P. LOUIS, C.BERGMANN

"Commande numérique des ensembles convertisseurs-machines: essai de synthèse"

GRECO , LYON 14-15 juin 1990, pp1-13.

[33] T. S. LOW, K. J. TSENG, K.S. LOCK, K.W. LIM

"Instantaneous torque control"

IEE Electric Machines and Drives, London september 1989,

pp 100-105.

[34] M. MACHMOUM

" Contribution à l'étude et la commande numérique de l'ensemble cycloconvertisseur triphasé-machine asynchrone à double alimentation "

Thèse de Doctorat de l'INPL ENSEM Nancy 1989.

[35] A. K. MOHANTY, P. K. DASH

"Steady state performance and dynamic stability of C.S.I fed permanent magnet motor"

Electric Machines and Power Systems, 1987, pp 1-17.

[36] D. NAUNIN, H. C. REUSS

"Synchronous servo-drive: a compact solution of control problems by means of a single-chip microcomputer"

IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 26, n° 3, May/June 1990, pp408-413.

[37] P. NONNON

" Contribution à l'étude d'un redresseur à M.L.I à perturbations minimales du reseau "

Thèse de Doctorat de l'INPL ENSEM Nancy 1991

[38].J. P. POUILLANGE

"Moteurs cylindriques à aimants permanents: de bonnes performances aux moyennes et grandes vitesses"

R.G.E , Mars 1987, P: 62-64

[39] T. REKIOUA, F. MEIBODY TABAR, F.M. SARGOS, R. LE DOEUFF

" "Modelling and Digital Simulation of two Current Control Methods for a Permanent Magnet Synchronous Motor supplied by PWM-VSI " E.P.E FIRENZE , ITALY - september 1991.

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

" A new Approach for the field oriented of a Brushless , Synchronous Permanent Magnet Machine "

4th inter. conf. on power electronic and variable speed drive, I.E.E London 17-19 July 1990 PP:46-5

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

" Study and comparaison of two methods of current control of a permanent magnet synchronous motor "

IMAC.'S TC1 19-21 Sept.1990 Nancy France PP: 157-163

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

" Speed control of a permanent magnet synchronous motor drive"

PEMC'90. 6th Conference on Power Electronic and Motion Control, Budapest Hungary. October 1-3 1990. VOL 3, pp 822-826.

- [43] T. REKIOUA, S. HADDAD, A. M. HASHEM, R. LE DOEUFF
" Digital study of self controlled synchronous permanent magnet machine "
8th IASTED International Conference, modeling identification and control, Feb 7-10 1988 Grindelwald Switzerland.
- [44] T. REKIOUA, V. RAMAROMISA, F. MEIBODY TABAR, R. LE DOEUFF
" Etude par simulation numérique de la commande M.L.I pour les machine à courant alternatif "
1^o colloque de l'électrotechnique et l'automatique, Alger 8-9 mai 1990.
- [45] F. M SARGOS
"Cours d'Electrotechnique à l'ENSEM Nancy".
- [46] P. F. SEIXAS
"Commande numérique d'une machine synchrone autopilotée, méthode algébrique de modulation de largeur d'impulsion, algorithmes de contrôle et de régulation des courants",
thèse de doctorat, Institut national polytechnique de Toulouse, 1988.
- [47] F. SIMONOT, R. LE DOEUFF, S. HADDAD, M. F. BENKHORIS:
" Générateur Automatique de Programmes de Simulation" RGE n°:1, 1990 PP: 5-9.
- [48] Tian-hua, Chung-ming Young, Chang-Huan lin
"Microprocessor-based controller design and simulation for a permanent magnet synchronous motor drive " IEEE Trans on ind. Electr. Vol n°: 35 Nov 1988 PP: 516-523
- [49] B. TRIBOUT
"GASPE : génération automatique de programmes de simulation de procédés électromécaniques",
thèse de Doctorat de l'INPL ENSEM Nancy 1986.
- [50] J. L. XU
"Modélisation générale d'une machine synchrone autopilotée",
rapport de D.E.A, E.N.S.E.M, NANCY 1990
- [51] S. YAMAMURA
"AC motors for high-performance applications"
Marcel Fekker, INC. , New York and Basel.

[52] P. ZIMMERMANN

Electronically commutated D.C feed drives for machines tools
Proceeding of Motocorn - septembre 1982

- A1 -

ANNEXE

Annexe .1:

IDENTIFICATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE

Les méthodes conventionnelles de test pour la détermination des paramètres électriques des machines synchrones, ne peuvent plus être appliquées dans le cas des machines à aimants. Par la suite de la présence d'une excitation par aimants permanents, le fait de telles excitations ne peuvent plus être variées ou supprimées rends les tests à court-circuit non valables.

Nous utilisons une méthode qui est basée sur conjonction des moyens théoriques et expérimentales: c'est la méthode de l'essai en charge [1].

I. METHODE DE L'ESSAI EN CHARGE:

Nous considérons les équations II.46 et II.47, dans le cas du fonctionnement en génératrice, on obtient:

$$Ld.\omega = \frac{E - U\cos(\delta) - R_s.I\cos(\psi)}{I\sin(\psi)}$$

$$Lq.\omega = \frac{U\sin(\delta) + R_s.I\cos(\psi)}{I\cos(\psi)}$$

avec:

$$\varphi = \delta + \psi$$

L'angle δ est le déphasage entre la tension aux bornes de la machine synchrone à aimant permanents et la tension de référence aux bornes du tachymètre.

La détermination des inductances Ld et Lq , nécessitent donc la mesure:

- la puissance active : P_a
- la tension aux bornes du moteur: U
- le courant : I
- le facteur de puissance: $\cos\varphi$
- l'angle de charge: δ

II. RESULTATS:

a) Mesure de la résistance d'une phase au stator à chaud:

$$R_s = 0.8 \, \Omega$$

b) les valeurs trouvées par la méthode citée précédemment:

$$L_d = L_q = 0.0025 \, H$$

c) Par l'essai de freinage on détermine :

$$J = 15 \cdot 10^{-6} \, N.m.s^2/rd$$

$$f = 2 \cdot 10^{-5} \, N.s/rd$$

**AUTORISATION DE SOUTENANCE DE THESE
DU DOCTORAT DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE**

VU LES RAPPORTS ETABLIS PAR :

**Monsieur LOUIS JP, Professeur, ENSET Cachan,
Monsieur SARGOS, Maitre de Conférence, ENSEM/INPL.**

Le Président de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, autorise :

Monsieur REKIOUA Toufik

**à soutenir devant l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE, une thèse
intitulée :**

**"Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines
synchrone à aimants permanents"**

en vue de l'obtention du titre de :

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE LORRAINE

Spécialité : "GENIE ELECTRIQUE"

Fait à Vandoeuvre le, 26 Juin 1991

**Le Président de l'I.N.P.L.
M. GANTOIS**

2, avenue de la Forêt de Haye - B.P. 3 - 54501 VANDEOEUVRE CEDEX

Téléphone : 83. 59. 59. 59 - Télex : 961 715 F - Télécopie : 83. 59. 59. 55

