

50376  
1993  
83

50376  
1993  
83

# THESE

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

en vue d'obtenir le titre de

**DOCTEUR**

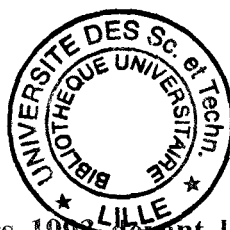
Spécialité : Génie Electrique

par

**Yuchao FAN**

Ingénieur de Qinghua  
(Chine)

**COMMANDE OPTIMISEE D'UN ENSEMBLE  
CONVERTISSEUR-MACHINE SYNCHROME AUTOPILOTEE  
FONCTIONNANT EN MODE DEGRADE**



Soutenue le 26 Mars 1993 devant le jury composé de :

MM. G. SEGUIER	Président
M. GRANDPIERRE	Rapporteur
D. ROYE	Rapporteur
J. P. HAUTIER	Directeur de travail
C. ROMBAUT	Examineur
R. BAUSIERE	Examineur
H. SCHOORENS	Examineur

## REMERCIEMENTS

*Ce travail a été réalisé au sein du Département Energétique Industrielle de l'Ecole des Mines de DOUAI. Je tiens à remercier Mr DEFRANCE, Directeur, et Mr LANSIAUX, Directeur adjoint ainsi que MM DENEUX et BOULNOIS, Directeurs des Recherches qui m'ont accueilli et fourni les moyens de mener à bien cette étude.*

*Que ce mémoire soit pour moi l'occasion d'exprimer ma profonde gratitude à Monsieur le Professeur HAUTIER, pour son soutien, les encouragements et les précieux conseils qu'il m'a prodigués. La disponibilité et la patience dont il a constamment fait preuve m'a permis de mener à bien cette étude.*

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

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

*Mes remerciements vont également à Monsieur le Professeur ROYE de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, pour avoir accepté lui aussi d'être Rapporteur.*

*Je remercie chaleureusement Monsieur le Professeur ROMBAUT, Directeur du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille, pour l'honneur qu'il me fait en participant à ce jury.*

*Je remercie également Monsieur le Professeur BAUSIERE de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, pour avoir accepté de participer à ce jury en examinant ce mémoire.*

*Monsieur SCHOORENS, Professeur à l'Ecole des Mines de Douai et Responsable du Département Energétique Industrielle, m'a encouragé tout au long de ce travail. Qu'il trouve ici l'expression de ma gratitude.*

*J'adresse aussi tous mes remerciements à l'ensemble du personnel du Département Energétique Industrielle pour leur soutien amical tout au long de ce travail. Je citerais en particulier MM. GHYSELEN, GUILLAUX, ELCH'HEB et MAINCZYK.*

*Enfin, je ne saurais oublier ma famille et plus particulièrement mes parents. Je leur exprime ma profonde reconnaissance.*

## **SOMMAIRE**

# SOMMAIRE

<b>INTRODUCTION GENERALE</b> .....	1
<b>CHAPITRE I      ETAT DE L'ART</b> .....	3
I.1    MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS.....	3
I.1.1    Structures et performances des aimants.....	4
I.1.2    Comparaison des performances.....	5
I.2    AUTOPILOTAGE ET ALIMENTATION.....	5
I.2.1    Autopilotage et grandeurs de réglage.....	6
I.2.2    Etude de l'alimentation.....	7
I.2.2.1 Machine synchrone alimentée par commutateur de courant.....	7
I.2.2.2 Machine synchrone alimentée par onduleur de tension.....	8
I.3    STRATEGIES DE COMMANDE ENVISAGEES.....	11
I.3.1    Contrôle par hystérésis.....	11
I.3.2    Contrôle par vecteur d'espace.....	12
I.3.3    Contrôle par MLI (PWM) .....	13
I.3.3.1 Contrôle des courants réels de phases.....	14
I.3.3.2 Contrôle des grandeurs de Park.....	14
I.4    SOURCE D'ALIMENTATION.....	15
<b>CHAPITRE II      MODELISATION DE L'ENSEMBLE</b>	
<b>"CONVERTISSEURS-MACHINE SYNCHRONE-COMMANDE"</b> .....	17
II.1    PRESENTATION DU SYSTEME ETUDIE.....	17
II.1.1    Onduleur MLI.....	17
II.1.2    Source d'alimentation.....	18
II.1.3    Système de régulation et de commande.....	19
II.1.4    Charge.....	19
II.2    MODELISATION DU CHANGEUR DE FREQUENCE.....	19
II.2.1    Structure et notation.....	20
II.2.2    Modélisation de l'onduleur triphasé.....	21
II.2.2.1 Configurations de l'onduleur.....	21
II.2.2.2 Description fonctionnelle de l'onduleur.....	22



II.2.2.3	Description fonctionnelle par réseaux de Petri.....	24
II.2.3	Modélisation du redresseur triphasé.....	30
II.2.3.1	Configurations du redresseur.....	30
II.2.3.2	Décomposition en classes de commande.....	31
II.2.3.3	Description fonctionnelle par réseaux de Petri.....	33
II.3	<b>MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS.....</b>	<b>38</b>
II.3.1	Présentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	38
II.3.1.1	Hypothèses et notations.....	38
II.3.1.2	Equations générales.....	40
II.3.2	Modélisation de la machine synchrone en vue de la commande.....	41
II.3.2.1	Modèle de commande dans le référentiel rotorique (d, q).....	41
II.3.2.2	Modèle de commande dans le référentiel statorique (a, b, c).....	43
II.4	<b>MODELE NUMERIQUE DE L'ENSEMBLE.....</b>	<b>46</b>
II.4.1	Position du problème.....	46
II.4.2	Structuration fonctionnelle globale.....	47
II.4.3	Simulation numérique de l'ensemble.....	48
	<b>CONCLUSION.....</b>	<b>50</b>

### **CHAPITRE III      COMMANDE DE L'ENSEMBLE**

	<b>CONVERTISSEURS-MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS....</b>	<b>51</b>
III.1	<b>COMMANDE RAPPROCHEE DE L'ONDULEUR.....</b>	<b>51</b>
III.1.1	Séquences de commande des interrupteurs.....	51
III.1.2	Contrôle des courants.....	53
III.1.2.1	Choix des stratégies.....	53
III.1.2.2	Solution directe : commande "a, b, c".....	53
III.1.2.3	Solution indirecte : commande "d, q".....	57
III.1.3	Synthèse de l'asservissement de vitesse.....	65
III.1.3.1	Introduction.....	65
III.1.3.2	Synthèse de la boucle de vitesse.....	67
III.2	<b>COMMANDE RAPPROCHEE DU REDRESSEUR.....</b>	<b>70</b>
III.2.1	Position du problème.....	70
III.2.2	Choix des structures et des stratégies de commande.....	70
III.2.2.1	Commande par MLI.....	71
III.2.2.2	commande par hystérésis.....	72
III.2.3	Modèle de commande.....	73

III.2.4	Contrôle des courants.....	74
III.2.5	Contrôle de la tension de sortie ( $v_c$ ).....	76
III.2.6	Performance dynamique.....	77
CONCLUSION.....		79

**CHAPITRE IV ANALYSE DES EFFETS DE DEFAUTS DE COMMANDE ET STRATEGIE DE CONDUITE DEGRADEE MONOPHASEE..... 80**

IV.1	CLASSIFICATION DES DEFAUTS.....	80
IV.2	DEFAUT DE COMMANDE DU REDRESSEUR.....	81
IV.2.1	Défaut d'ouverture (état court-circuit) (DF0).....	82
IV.2.2	Défaut de fermeture (état circuit ouvert).....	84
IV.2.2.1	Défaut de fermeture sur un transistor (DF1).....	84
IV.2.2.2	Défaut de fermeture sur un bras (DF2).....	86
IV.2.2.3	Défaut de fermeture sur trois transistors (DF3).....	88
IV.2.2.4	Défaut de fermeture sur deux bras (DF4).....	89
IV.2.2.5	Un seul transistor commandé (DF5).....	91
IV.2.3	Stratégie de conduite en monophasé.....	93
IV.2.3.1	Séquences de commande en mode monophasé.....	93
IV.2.3.2	Influence des oscillations de la tension de sortie.....	96
IV.2.3.3	Adaptation de la boucle de tension en monophasé.....	98
IV.2.4	Conclusion.....	101
IV.3	DEFAUT DE COMMANDE DE L'ONDULEUR.....	101
IV.3.1	Défaut de fermeture sur un des six transistors (DF1).....	101
IV.3.2	Défaut de fermeture sur un des trois bras (DF2).....	104
IV.3.3	Stratégie de conduite en monophasé.....	105
IV.3.3.1	Séquences de commande en mode monophasé.....	106
IV.3.3.2	Contrôle du couple en valeur moyenne maximale.....	108
IV.3.3.3	Influence de l'ondulation de vitesse.....	109
IV.3.4	Conclusion.....	112
CONCLUSION.....		113

**CHAPITRE V STRATEGIES DE COMMANDE EN MARCHE DEGRADEE DIPHASEE..... 114**

V.1	STRUCTURE DE PUISSANCE PROPOSEE.....	114
-----	--------------------------------------	-----

V.1.1	Analyse et description fonctionnelle de l'onduleur avec neutre relié au point milieu de l'alimentation.....	114
V.1.2	Analyse et description fonctionnelle de l'onduleur avec diviseur de tension actif.....	117
V.2	LOIS DE COMMANDE POUR L'OBTENTION D'UN CHAMP TOURNANT CIRCULAIRE EN ALIMENTATION DIPHASEE.....	121
V.2.1	Champ d'induction magnétique créé par un enroulement triphasé réparti alimenté en diphasé.....	121
V.2.1.1	Rappel sur la force magnétomotrice créée par une bobine.....	121
V.2.1.2	Induction magnétique créée par un enroulement monophasé réparti.....	122
V.2.1.3	Induction magnétique créée par un enroulement triphasé réparti..	123
V.2.1.4	Induction magnétique créée par un enroulement diphasé réparti..	124
V.2.2	Condition d'obtention d'un champ tournant unique pour un système diphasé.....	125
V.2.3	Expression du couple électromagnétique en fonctionnement diphasé.....	125
V.3	FONCTIONNEMENT A COUPLE CONSTANT : ETUDE DES METHODES DE COMMANDE EN ALIMENTATION DIPHASEE.....	128
V.3.1	Contrôle du couple optimal.....	128
V.3.2	Contrôle du couple par orientation du champ.....	129
V.3.3	Structure de contrôle de la machine triphasée en alimentation diphasée...	131
V.3.3.1	Structure de contrôle dans le référentiel statorique (a, b, c).....	131
V.3.3.2	Structure de contrôle dans le référentiel rotorique (d, q).....	132
V.4	PRINCIPE DE L'AUTOPILOTAGE EN FONCTIONNEMENT DIPHASE.....	132
VI.4.1	Position du problème.....	132
VI.4.2	Méthode d'élaboration des courants de référence.....	133
V.4.2.1	Méthode directe.....	133
V.4.2.2	Méthode précise.....	134
V.4.2.3	Méthode approchée.....	135
V.5	RESULTATS DE SIMULATIONS.....	137
V.5.1	Stratégie de conduite en mode diphasé avec deux sources de tension idéales.....	137
V.5.1.1	Marche dégradée diphasée sans changement de la commande.....	137
V.5.1.2	Marche dégradée diphasée optimale ( $\Delta\phi = \pi/3$ ).....	138
V.5.2	Influence de l'imperfection des sources de tension : utilisation d'un diviseur de tension capacitif.....	141
V.5.3	Stratégie de commande rapprochée avec diviseur de tension actif.....	143

V.5.3.1	Séquence de commande complémentaire.....	143
V.5.3.2	Séquence de commande optimale.....	144
CONCLUSION.....		146
<b>CHAPITRE VI</b>	<b>VALIDATION EXPERIMENTALE.....</b>	<b>147</b>
VI.1	STRUCTURE ET STRATEGIE DE COMMANDE EN TRIPHASE.....	147
VI.1.1	Génération des courants de référence.....	148
VI.1.2	Contrôle des courants.....	150
VI.1.3	Essais en fonctionnement normal.....	150
VI.2	CONSEQUENCES DES DEFAUTS DE COMMANDE DE L'ONDULEUR.....	153
VI.2.1	Un transistor inhibé (DF1).....	153
VI.2.2	Deux transistors inhibés sur un bras (DF2).....	154
VI.3	STRATEGIE DE RATTRAPAGE EN MARCHE MONOPHASEE.....	155
VI.3.1	Contrôle du couple en valeur moyenne maximale.....	155
VI.3.2	Evolution des grandeurs électromécaniques en régime transitoire.....	157
VI.4	STRATEGIE DE RATTRAPAGE EN MARCHE DIPHASEE.....	158
VI.4.1	Contrôle du couple en valeur moyenne maximale.....	159
VI.4.2	Contrôle du couple en valeur constante.....	160
VI.4.2.1	Méthode directe.....	160
VI.4.2.2	Méthode approchée.....	161
VI.4.3	Influence de la variation des tensions sur les caractéristiques électromécaniques avec diviseur de tension capacitif.....	161
VI.4.4	Commande rapprochée avec diviseur de tension actif : validation des stratégies.....	164
VI.4.5	Evolution des grandeurs électromécaniques en régime transitoire.....	167
CONCLUSION.....		170
<b>CONCLUSION GENERALE.....</b>		<b>171</b>
ANNEXE 1	Transformations et équations utilisées.....	173
ANNEXE 2	Découplage par retour d'état.....	181
ANNEXE 3	Modèle de la machine synchrone à aimants permanents en vue de simulation numérique.....	185
ANNEXE 4	.....	194
<b>REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....</b>		<b>197</b>

## LEXIQUE

$M_{ij}$ ( $L_{ij}$ )	: mutuelle entre les phases i et j
$L_0$	: inductance moyenne
$M_0$	: mutuelle moyenne
$L_1$	: inductance cyclique
$L_{s0}$	: inductance de fuite
$R_s$	: résistance statorique
$\Phi_s$	: flux statorique
$\Phi_r$	: flux rotorique
$e_{sa}, e_{sb}, e_{sc}$	: valeurs instantanées des f.e.m simples
$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$	: courants statoriques
$i_{e1}, i_{e2}, i_{e3}$	: courants de phase du redresseur
$i_{a\text{ ref}}, i_{b\text{ ref}}, i_{c\text{ ref}}$	: courants de référence
$i_{dr}, i_{d0}$	: le courant redressé et le courant de charge
$\Gamma_{em}, \Gamma_{ref}$	: couple électromagnétique, couple de référence
$\Gamma_r, \langle \Gamma_{em} \rangle$	: couple résistant, couple moyen
$T_e$	: période d'échantillonnage
$\tau_e$ ( $\tau, \tau_d, \tau_q$ )	: constantes de temps électriques
$K_v$	: constante de f.e.m.
$K_p, K_i, K_d$	: paramètres des correcteurs
$H(s)$	: fonction de transfert en régime continu
$H(z)$	: fonction de transfert en régime discret
$p$	: nombre de paire de pôles
$\Omega$	: vitesse angulaire mécanique
$\omega_s$	: vitesse angulaire électrique
$\theta$	: position angulaire mécanique
$\theta_s$	: position angulaire électrique
$\Psi$	: déphasage entre le fondamental du courant et le fondamental de la f.e.m.
$\phi$	: décalage entre le vecteur courant et l'axe du rotor d
$\Delta\phi$	: déphasage entre deux courants de phase
$B_\delta$	: induction magnétique dans l'entrefer
$\Theta(\theta_s)$	: force magnétomotrice (fonction de la position du rotor)
$J$	: moment d'inertie
$f$	: coefficient de frottement
$C$	: capacité de filtrage

**INTRODUCTION GENERALE**



## INTRODUCTION GENERALE

La commande des convertisseurs électromécaniques se situe au carrefour de plusieurs disciplines actuellement en pleine évolution : électronique de puissance, électrotechnique, automatique et micro-informatique.

Les progrès en électronique de puissance, avec l'apparition d'interrupteurs de puissance rapides (MOSFET, IGBT, MCT), ont permis de réaliser des convertisseurs statiques de hautes performances, à fréquence de commutation élevée.

L'apparition des aimants Terres Rares a permis le développement de machines de puissance massive élevée. Les performances dynamiques des actionneurs associés en ont été d'autant améliorées.

L'entraînement à vitesse variable dans une plage étendue, a longtemps été réservé au moteur à courant continu, privilégié par ses performances dynamiques et la souplesse de son utilisation. Il cède maintenant sa place à l'association "convertisseur statique-moteur alternatif", munie d'une commande adéquate.

Les possibilités de variation de vitesse par machine à courant alternatif intéressent tous les domaines industriels et techniques et notamment la machine synchrone à aimants permanents qui attire l'attention en raison des performances obtenues dans les grandes puissances et dans les applications aux exigences spécifiques. Cet état de fait est à l'origine de multiples travaux de recherche en ce domaine, si l'on en juge par les nombreuses références bibliographiques disponibles.

Depuis une dizaine d'années, le champ d'application de la vitesse variable n'a cessé de s'élargir, du fait des exigences croissantes des processus industriels : augmentation de la souplesse de fonctionnement, amélioration de la fiabilité et réduction des contraintes de maintenance. Autant de facteurs qui favorisent le choix "vitesse variable".

Il est évident que l'incontestable performance de la machine synchrone à aimants attire l'utilisateur qui, selon le concept précédent, peut s'interroger quant à la fiabilité globale que confère l'ensemble machine-convertisseur-commande.

Certaines applications nécessitent une fiabilité de fonctionnement très élevée ; ceci a conduit les concepteurs à chercher des modes de fonctionnement dégradé pour pallier les défaillances, sans recourir systématiquement à la mise en redondance des systèmes susceptibles de tomber en panne.

Le travail présenté dans ce mémoire est articulé autour du problème de fiabilité que soulève l'ensemble redresseur-onduleur-machine synchrone. La question se pose au niveau des conséquences résultant de tout défaut de commande rapprochée sur l'un des semi-conducteurs du redresseur et de l'onduleur, sur les remèdes possibles à ces défauts et sur les modifications de la partie puissance du convertisseur que cela entraîne.

Dans le premier chapitre, nous présentons l'état de l'art en matière d'autopilotage des machines synchrones à aimants permanents.

Dans le deuxième chapitre, nous modélisons l'ensemble redresseur-onduleur-machine synchrone à aimants permanents au moyen du formalisme des réseaux de Petri, en vue d'établir un logiciel de simulation numérique permettant une étude du comportement de l'ensemble d'entraînement.

Dans le troisième chapitre, nous comparons deux structures de commande avec deux stratégies de contrôle des courants : hystérésis et MLI.

Dans le quatrième chapitre, nous analysons les différents défauts de commande possibles, dans le redresseur, puis dans l'onduleur. Nous développons alors une stratégie de rattrapage en fonctionnement monophasé optimal pour remédier à deux types de défauts.

Dans le cinquième chapitre, nous étudions, pour l'onduleur, une stratégie de rattrapage en marche dégradée diphasée, en utilisant le neutre du moteur. Deux structures de puissance sont proposées afin d'adapter le fonctionnement diphasé. Nous étudions plus particulièrement le contrôle du couple de la machine synchrone autopilotée en marche dégradée diphasée ; deux stratégies se révèlent intéressantes : la commande du couple en valeur moyenne maximale ou en valeur constante.

Enfin, dans le dernier chapitre, nous examinons les différents modes de conduite en procédant à des essais expérimentaux, et présentons les résultats obtenus sur l'entraînement de l'ensemble onduleur-machine synchrone à aimants permanents. Les stratégies de rattrapage en fonctionnement monophasé et diphasé sont ainsi justifiées.

## **CHAPITRE I**

### **ETAT DE L'ART**

## CHAPITRE I

### ETAT DE L'ART

Pour répondre aux exigences spécifiques des entraînements à vitesse variable, les recherches actuelles sont articulées autour de deux axes principaux : le premier vise à améliorer les machines et leurs structures, le second à substituer, aux alimentations fixes, des alimentations contrôlées en amplitude et en fréquence, à l'aide de convertisseurs statiques dans le but de constituer des groupes à vitesse variable souples et diversifiés.

#### I.1 MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS

Actuellement, les moteurs utilisés pour les applications performantes, à vitesse variable et de positionnement, sont encore en grande majorité des moteurs à courant continu à aimants permanents (moteurs discoïdaux, cylindriques, moteurs couples, ...).

Le moteur à courant continu présente de nombreux avantages :

- Son couple est pratiquement uniforme et proportionnel au courant d'induit.
- Il est facile à intégrer dans un asservissement, puisque le moteur, alimenté par un convertisseur réversible en courant et en tension (hacheur à quatre quadrants), peut fonctionner naturellement dans les quatre quadrants couple-vitesse. De plus, ses équations sont linéaires et à coefficients constants.

Cependant, il présente des inconvénients non négligeables :

- Le collecteur mécanique est une source de contraintes et de limitations, les balais devant être remplacés régulièrement. Les moteurs doivent être spécialement conditionnés lorsqu'ils fonctionnent dans des environnements difficiles (atmosphères explosive, poussiéreuse, corrosive).
- Les pertes Joule sont essentiellement localisées dans le rotor (induit), et sont difficiles à évacuer, ce qui provoque un échauffement des éléments portés par l'arbre (les capteurs de vitesse et de position en particulier).
- L'inertie est relativement importante.

Ces problèmes et contraintes n'existent pas avec les machines synchrones à aimants permanents (moteur discoïde, cylindrique, moteur couple) :

- L'induit est au stator de sorte qu'il est plus facile à refroidir. Le courant (le couple) nominal et maximal peut être plus important, d'autant qu'il n'y a plus de problèmes de commutation. Le couple massique est donc bien plus important que pour les moteurs à courant continu.
- L'inertie du rotor peut être beaucoup plus faible, à puissance équivalente.

Les problèmes et limitations sont en fait partiellement reportés sur l'alimentation et la commande rapprochée (A.C.R.) de ces moteurs, voire sur la mécanique.

### I.1.1 Structures et performances des aimants

Les machines synchrones autopilotées à aimants permanents ont été longuement utilisées tant au point de vue expérimental qu'industriel. L'arrivée sur le marché des machines synchrones à aimants permanents de hautes performances, comme les aimants en terre rare par exemple, a été l'origine d'une nouvelle génération de machines synchrones [Gueraud 91].

On distingue classiquement deux types de structures de machine synchrone à aimants : les machines à aimantation radiale et les machines à aimantation tangentielle, celles-ci pouvant posséder des concentrateurs de champ [Goureau 89].

Dans la machine synchrone, les aimants peuvent être de nature différente ; on cite ici leurs principaux paramètres caractéristiques de ces aimants (tableau I-1) :

Nature	$B_r$ (T)	$H_c$ (kA/m)	$B \cdot H_{max}$ (kJ/m <sup>3</sup> )	$\mu_r$	$C_{Curie}$ (°C)
Ticonal	0,8 à 1,4	50 à 160	12 à 70	3 à 6	860
Ferrite	0,4	140 à 315	26	1,1	450
Terres rares	0,83	635	135	1,05	710

Tableau I-1 : Paramètres caractéristiques des aimants.

Si l'on trace les caractéristiques (figure I-1) magnétiques correspondantes, la supériorité des aimants en terre rare apparaît clairement [Canon 89] : point de désaimantation très élevé, caractéristique linéaire, énergie stockée importante. Grâce à cette évolution des aimants, les machines synchrones peuvent concurrencer les actionneurs traditionnels existant sur le marché.

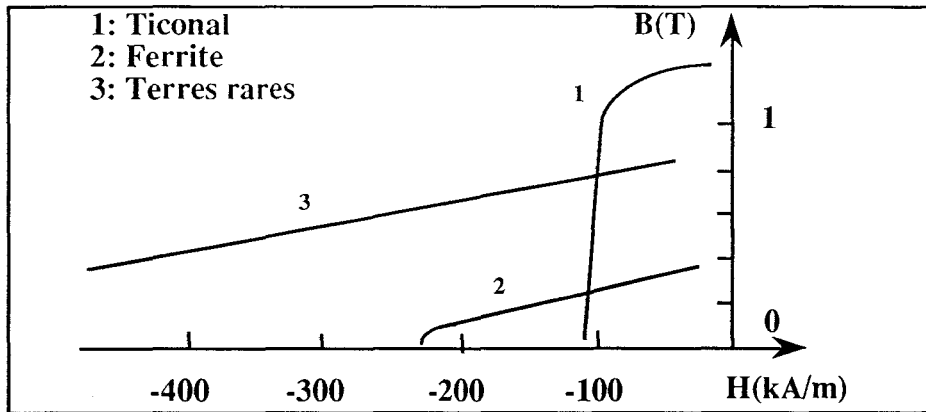


Figure I-1 : Courbes de désaimantation de quelques aimants [Canon 89].

### I.1.2 Comparaison des performances

Il existe, sur le plan de la conception, deux grandes familles de machines synchrones à aimants permanents. Elles diffèrent par la forme des aimants (radiale ou tangentielle) et la distribution des bobinages au stator (sinusoïdale ou trapézoïdale) ; leurs performances sont alors comparées dans les différents articles : [Jahns 86, 87], [Colby 87], [Seba 87], [Bose 88], [Spee 88], [Carlson 91].

En vue de la commande en couple, on distingue :

- Les machines à f.e.m. sinusoïdales, qui exigent, pour obtenir un couple uniforme, des courants d'alimentation également sinusoïdaux. Les actionneurs correspondants, c'est-à-dire les ensembles alimentation-machine autopilotée, sont appelés actionneurs synchrones (*PMSM : Permanent Magnets Synchronous Motors*).
- Les machines à f.e.m. trapézoïdales qui exigent, pour obtenir un couple uniforme, des courants d'alimentation en créneaux. Les actionneurs correspondant sont communément appelés actionneurs à courant continu sans balais (*BDCM : Brushless Direct Current Motors*).

## I.2 AUTOPILOTAGE ET ALIMENTATION

Le principe d'autopilotage et d'alimentation de ces machines font l'objet de nombreux travaux de recherche [Grandpierre 87], [Seixas 88], [Lajoie-Mazenc 90, 91], avec pour objectifs :



- La définition d'une alimentation et d'une commande aussi simple que possible pour concurrencer l'actionneur à courant continu.
- L'obtention d'un couple uniforme et constant sur la plage de fréquence la plus large possible.
- La numérisation de l'autopilotage pour parvenir à l'actionneur intégré totalement numérique.

### I.2.1 Autopilotage et grandeurs de réglage

L'autopilotage d'une machine synchrone consiste à maintenir constant (ou à limiter ses variations) le décalage angulaire entre les passages par zéro des courants (ou transitions des courants) et les passages par zéro des f.e.m. statoriques dans toutes les situations : le couple électromagnétique moyen ne peut donc pas être nul, puisqu'il n'y a pas perte de synchronisme. En régime établi, cela revient à maintenir constant le déphasage entre les fondamentaux des courants et des f.e.m. statoriques.

Pour autopiloter une machine synchrone, on utilise généralement la position du rotor, puisque les f.e.m. sont des fonctions de cette grandeur. La fréquence d'alimentation de la machine synchrone n'est pas une grandeur de réglage car elle est une conséquence de la vitesse de rotation. Le réglage des machines synchrones autopilotées consiste plutôt à contrôler le couple moteur dans une certaine plage de vitesse. Ce contrôle du couple est ensuite, plus souvent, complété par un asservissement de vitesse ou de position suivant un schéma de régulation de type cascade classique.

Pour rappeler simplement les grandeurs de réglage, nous considérons une machine synchrone à rotor isotrope à f.e.m. sinusoïdale, et nous ne prenons en compte que le terme fondamental de la grandeur délivrée par le convertisseur statique.

Le diagramme vectoriel simplifié de la machine synchrone est présenté à la figure I-2. Si  $\omega$  caractérise la pulsation de rotation,  $K_v$  le coefficient de flux,  $E$  la f.e.m à vide et  $L$  l'inductance, nous pouvons établir l'expression du couple électromagnétique en régime permanent :

- soit en fonction de l'angle  $\delta$  ( tension / f.e.m.) :

$$\Gamma_{em} = p \frac{K_v V}{L \omega} \sin \delta \quad (I-1)$$

Les grandeurs de réglage du couple sont les tensions d'alimentation et l'angle de décalage  $\delta$ .

- soit en fonction de l'angle  $\psi$  (courant / f.e.m.) :

$$\Gamma_{em} = p K_v I \cos \psi \quad (I-2)$$

Les grandeurs de réglage du couple sont, cette fois, l'amplitude des courants et l'angle de décalage  $\psi$ .

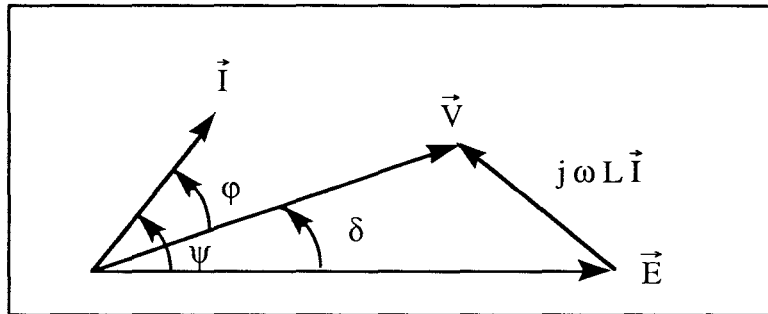


Figure I-2 : Diagramme vectoriel simplifié de la machine synchrone.

Dans cette étude, nous limiterons les stratégies de commande de la machine synchrone à aimants permanents au réglage des courants et à l'angle de décalage  $\psi$ .

## I.2.2 Etude de l'alimentation

L'alimentation de la machine synchrone à aimants permanents peut s'envisager selon deux cas typiques, soit en courant, soit en tension.

### I.2.2.1 Machine synchrone alimentée par commutateur de courant

Ce type de structure a été fréquemment utilisé pour l'entraînement des machines synchrones conventionnelles, afin de profiter de la commutation naturelle spontanée (figure I-3). Il faut noter que les moteurs synchrones utilisés dans ce type d'application ont des f.e.m. sinusoïdales. Par conséquent, le couple instantané n'est pas uniforme à courant constant. Toutefois le commutateur impose des courants rectangulaires et discontinus dans les phases du moteur, et le courant est particulièrement riche en harmoniques. Ces harmoniques de courant produisent des oscillations du couple électromagnétique, qui peuvent compromettre le fonctionnement du moteur à faible vitesse et produisent des pertes supplémentaires dans le fer et le cuivre, ce qui réduit le rendement. Ces limitations sont incompatibles avec les applications envisagées pour les systèmes d'entraînement utilisant des machines synchrones à aimants permanents.

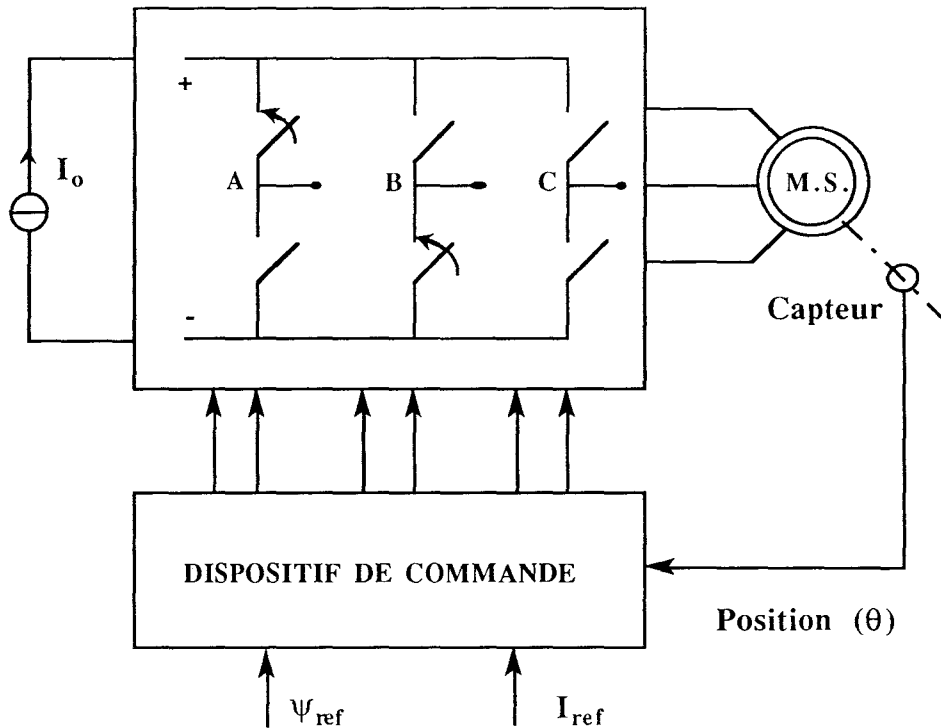


Figure I-3 : Alimentation de la machine synchrone par commutateur de courant.

### I.2.2.2 Machine synchrone alimentée par onduleur de tension

Une machine est dite "alimentée en tension" lorsqu'un convertisseur statique impose aux enroulements du stator une onde de tension. La figure I-4 donne le principe de base d'une alimentation par onduleur de tension.

L'alimentation est assurée par une source de tension et les interrupteurs bidirectionnels appliquent cette tension aux bornes de la machine de manière séquentielle, en fonction de la commande élaborée à partir de la détection de la position du rotor. Les grandeurs de réglage sont la valeur efficace  $V_{eff}$  du fondamental de la tension appliquée à la machine, et le déphasage  $\delta$  entre cette tension et la f.e.m.. Pour obtenir un couple constant avec ce dispositif, il est nécessaire d'adapter la tension à la fréquence. Plusieurs solutions sont envisageables pour mettre en œuvre cette variation de tension :

- Réglage de la source  $E$  appliquée à l'entrée de l'onduleur (par exemple au moyen d'un hacheur). Dans ce cas, l'onduleur fonctionne toujours en onde rectangulaire entière ;
- Utilisation de la technique de "modulation de largeur d'impulsions" (MLI). La tension  $E$  à l'entrée de l'onduleur est fixe, et la variation de tension est obtenue en modulant la durée de son application aux bornes de la machine.

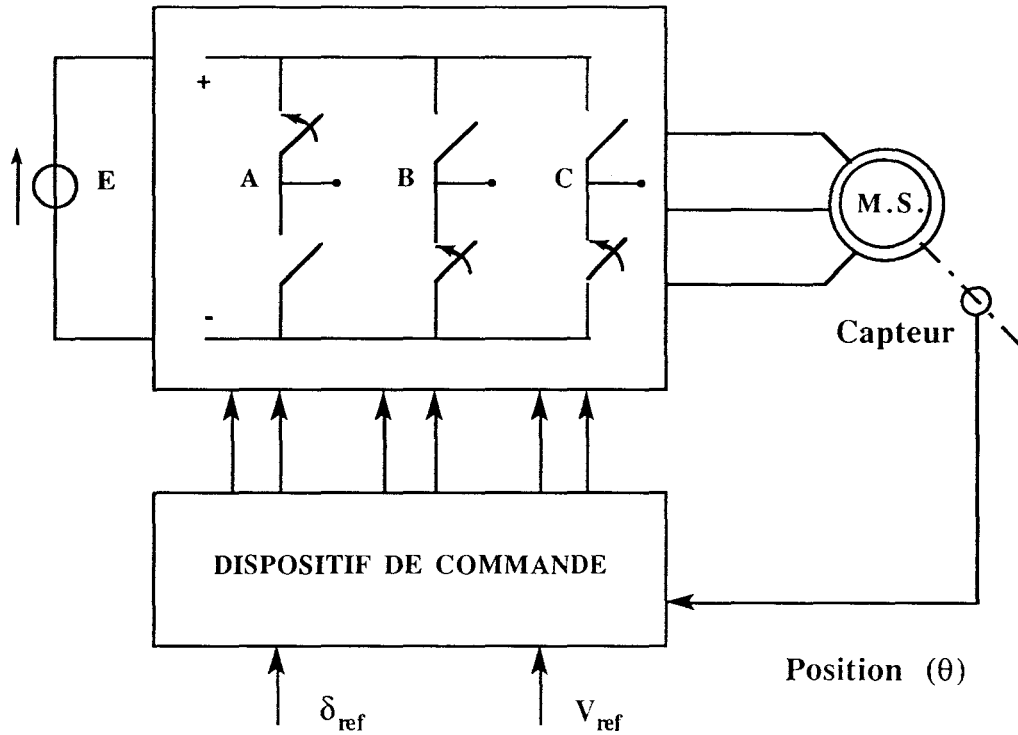


Figure I-4 : Alimentation par onduleur contrôlé en tension.

Dans les deux cas précédents, le couple en valeur instantanée n'est pas contrôlé, et le couple moyen n'est constant que si la loi tension-fréquence adoptée correspond exactement aux caractéristiques de la machine étudiée. Pour ce type d'alimentation, on préfère donc régler le couple par un contrôle direct des courants. Ce principe est représenté sur la figure I-5.

Les commandes des interrupteurs sont définies à partir des écarts entre les courants réels et les courants de référence (définis en fonction de la position du rotor). Les deux grandeurs de réglage sont l'amplitude des courants de référence (de valeur efficace  $I_{ref}$  en régime sinusoïdal) et leur déphasage  $\psi$  par rapport aux f.e.m.. Le couple, fonction de ces deux grandeurs, est donné par l'expression (I-2) dans le cas de la machine à rotor isotrope.

En effet, la commande du couple d'une machine synchrone à aimants permanents par contrôle des courants est valable tant en régime transitoire que permanent. Il faut bien remarquer que les aimants, en raison de leur résistivité élevée, produisent le flux inducteur sans introduire de possibilité de circulation de courants induits. Pour ces machines, le couple ne dépend que des courants dans l'induit et du flux créé par les aimants.

L'association d'un onduleur de tension contrôlé en courant et d'une machine à aimants permanents autorise, par principe, d'excellentes performances dynamiques limitées seulement par la constante de temps électrique de l'induit et les techniques de commande. C'est en particulier pour cette raison que la solution a été adaptée pour l'application des entraînements à vitesse variable, surtout pour les applications des servomoteurs sans balais, en robotique et sur les machines-outils.

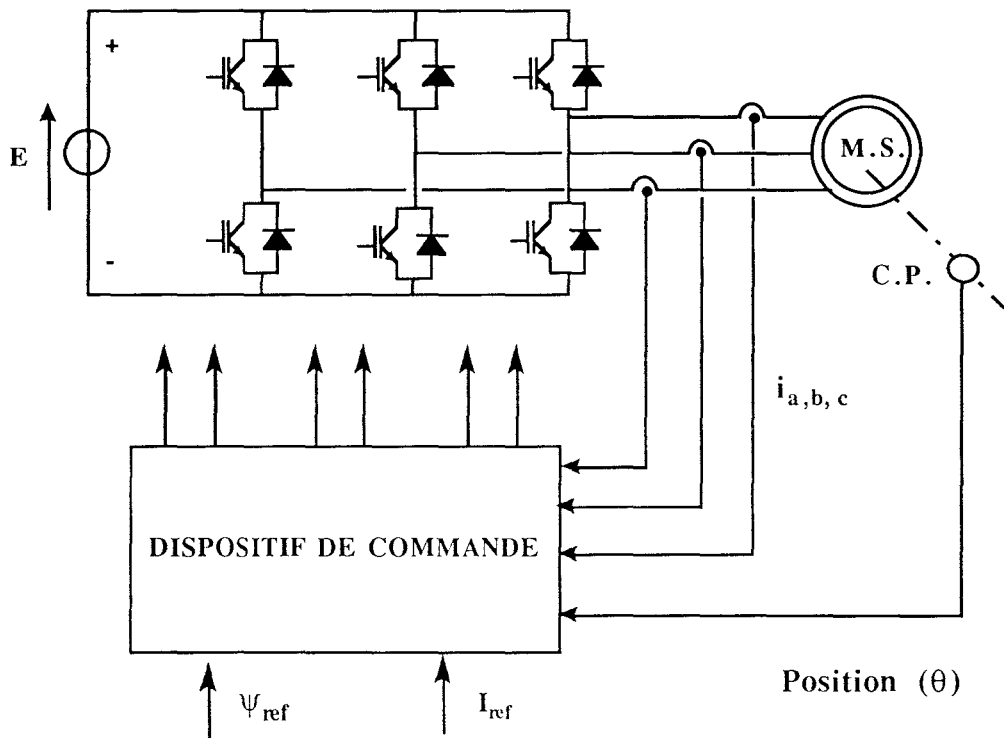


Figure I-5 : Alimentation par onduleur de tension contrôlé en courant.

L'alimentation par onduleur de tension commandé en courant permet de contrôler les courants en amplitude et en phase, grâce à la boucle d'asservissement. Il est également possible de choisir la forme des courants de référence la plus adéquate, en fonction de la machine ou de l'application :

- Alimentation par courant de forme rectangulaire si la f.e.m. de la machine synchrone est de forme trapézoïdale [Menu 89], [Schülting 91] ;
- Alimentation par courant de forme sinusoïdale si la f.e.m. de la machine synchrone est de forme sinusoïdale [Jahns 86, 87], [Bose 88-1, 2].

Les études, concernant les machines synchrones autopilotées alimentées par onduleur de tension et faisant l'objet du présent mémoire, sont limitées uniquement au cas de l'alimentation par courants sinusoïdaux.

### **I.3 STRATEGIES DE COMMANDE ENVISAGEES**

La commande de la machine synchrone autopilotée consiste à contrôler le couple moteur dans une certaine plage de vitesse. Ce contrôle est souvent assuré par une boucle de courant, complété par un asservissement de vitesse ou de position suivant une régulation de type cascade classique.

Pour mettre en œuvre le système de contrôle des courants (élaborant la commande des interrupteurs de l'onduleur) plusieurs solutions sont envisageables :

- Contrôle par hystérésis,
- Contrôle par vecteur d'espace,
- Contrôle par MLI (sous-oscillation).

#### **I.3.1 Contrôle par hystérésis**

Le principe de cette méthode consiste à comparer chaque courant de phase au courant de référence, à l'aide d'un dispositif à hystérésis dont la sortie commande directement, de manière complémentaire, les deux interrupteurs du bras correspondant de l'onduleur (figure I-6). Ce type de contrôle est très simple et présente une grande dynamique ; les ondulations de courant autour de la valeur désirée (au centre de la plage d'hystérésis) étant fixées par la largeur de la plage d'hystérésis choisie.

Cette solution présente quelques inconvénients décrits dans les références [Lajoie-Mazenc 85], [Andrieux 86]. En effet, l'indépendance des trois boucles conduit à l'apparition de périodes de roue libre, qui provoquent un dépassement des limites fixées par la plage d'hystérésis, et une disparition de la modulation pour les faibles valeurs de courant. Le comportement peut être amélioré en mettant en œuvre des boucles de courant couplées.

Le contrôle des courants par hystérésis, quelle que soit la technique adoptée, est caractérisé par une fréquence de modulation variable avec les conditions de fonctionnement. En moyenne, cette fréquence est d'autant plus élevée que la bande d'hystérésis est étroite. A fréquence élevée les pertes par commutation augmentent et les limites des interrupteurs peuvent être atteintes. Lors des changements de régimes de marche, la modulation des courants a pour effet d'exciter tous les modes vibratoires de l'ensemble mécanique et d'engendrer un niveau de bruit élevé.



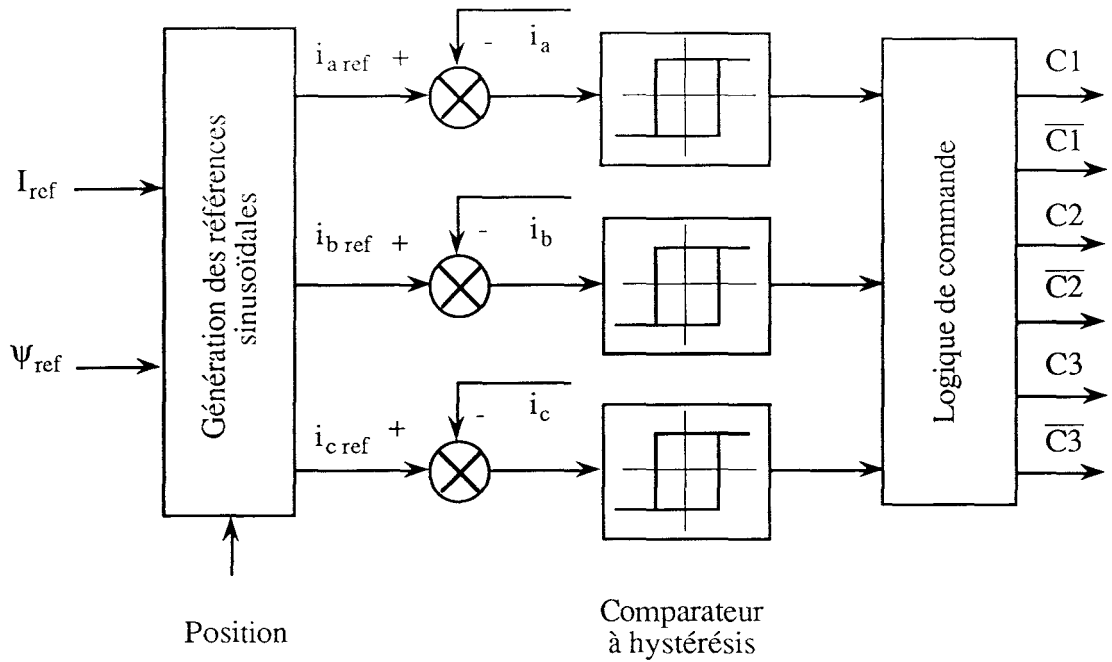


Figure I-6 : Principe de contrôle des courants alternatifs par hystérésis.

### I.3.2 Contrôle par vecteur d'espace

Dans l'onduleur, il y a huit configurations possibles des tensions aux bornes de la machine, dont deux configurations de roue libre pour lesquelles les trois tensions sont nulles. Ces configurations sont en général représentées dans le plan complexe par six vecteurs tension fixes, décalés de  $\pi/3$ , et deux vecteurs nuls. Il faut noter qu'en négligeant les chutes de tension dans les résistances d'induit, les directions des vecteurs tension correspondent à  $\pi/2$  près aux directions du flux total dans l'entrefer.

La méthode du contrôle par vecteur d'espace (figure I-7) consiste, dans son principe, à :

- Déterminer les tensions optimales (amplitude et direction du vecteur tension) à appliquer aux trois phases de la machine pour que les courants statoriques suivent les courants de référence ;
- Imposer le vecteur tension, en moyenne sur une période  $T_M$ , en combinant dans le temps les deux vecteurs adjacents possibles et le vecteur nul.

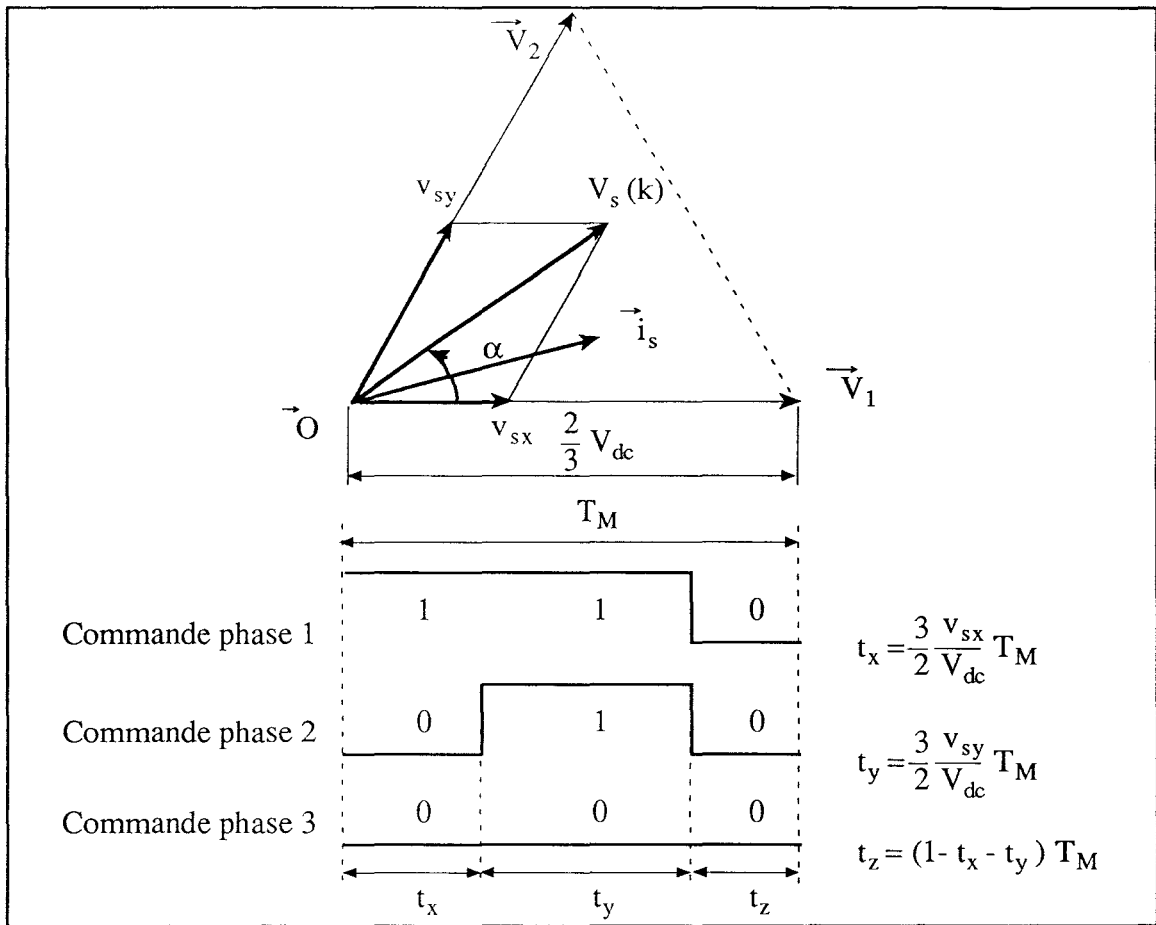


Figure I-7 : Commande par vecteur d'espace.

Avec cette méthode la fréquence de modulation est constante, et les courants suivent convenablement les références. Cependant, les traitements mathématiques sont importants et doivent être exécutés rapidement, l'emploi d'un processeur rapide (processeur de signal par exemple) est impératif [Palma 90], [Sukegawa 91], [Le-Huy 91].

Au point de vue des performances dynamiques, cette méthode est moins bonne que la commande par hystérésis. Des études ont été menées afin de combiner les deux méthodes et d'obtenir ainsi une commande adaptative [Le-Huy 90].

### I.3.3 Contrôle par MLI (PWM)

La méthode MLI (sous-oscillation) à fréquence fixe est largement répandue pour la commande des convertisseurs statiques. Selon les applications, les grandeurs à contrôler sont, soit les courants réels de phases [Andrieux 86], [Grandpierre 87], [Tijerina 89] [Goureau 89], soit les courants fictifs obtenus par la transformation de Park [Bergmann 86], [Mollard 88], [Fadel 88].

### I.3.3.1 Contrôle des courants réels de phases

Le principe de ce contrôle est donné sur la figure I-8. Les écarts entre les courants réels et les courants de référence sont traités par des régulateurs. La commande des interrupteurs de l'onduleur s'obtient en comparant la sortie des régulateurs avec un signal en triangle à fréquence élevée (>5 kHz), commun aux trois phases.

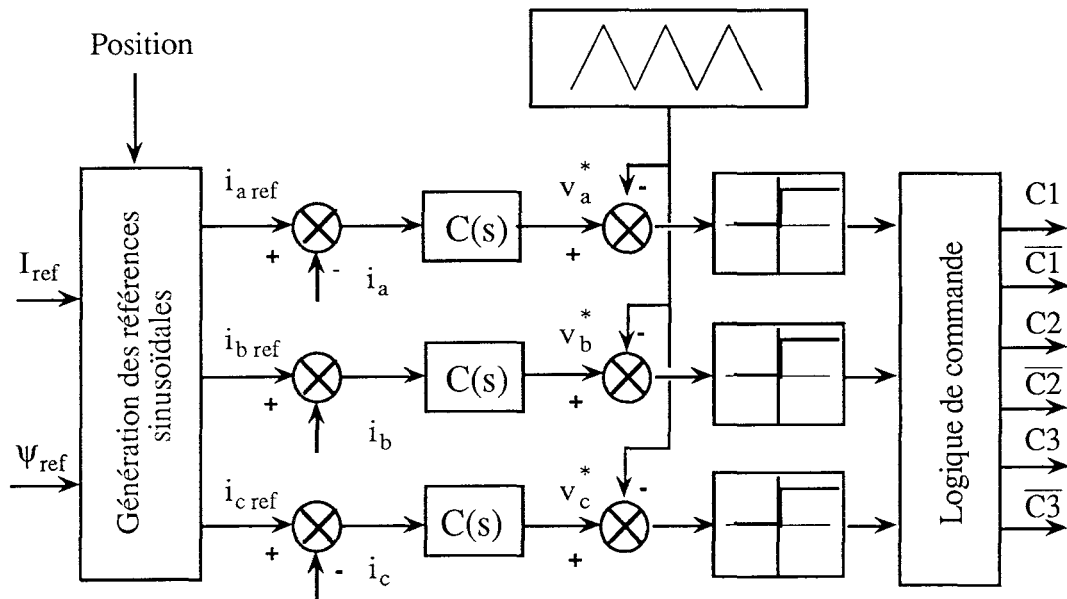


Figure I-8 : Principe de contrôle des courants alternatifs par MLI.

Avec ce système de commande, l'ondulation des courants est variable, mais la fréquence de commutation est fixe, et le régime de commutation de l'onduleur est mieux contrôlé que par la méthode hystérésis. En contrepartie, il faut mettre en œuvre des régulateurs performants susceptibles d'assurer un suivi correct des références. Vu les variations de l'amplitude et de la fréquence, les régulateurs doivent avoir une bande passante suffisante. Il faut rajouter dans la commande une compensation des f.e.m. qui représentent des perturbations pour les boucles de régulation.

### I.3.3.2 Contrôle des grandeurs de Park

Pour pallier aux inconvénients du contrôle des courants alternatifs, un contrôle de courants fictifs est particulièrement intéressant (figure I-9). Il consiste à appliquer la transformation de Park aux courants réels, et à effectuer la régulation sur les composantes de Park ( $i_d, i_q$ ). La mise en œuvre des régulateurs est plus simple, puisque les grandeurs à régler

sont des grandeurs continues au sens de l'automatique. La transformation inverse de Park est ensuite appliquée aux signaux de sortie des régulateurs, afin d'obtenir les trois grandeurs attaquant le dispositif de modulation.

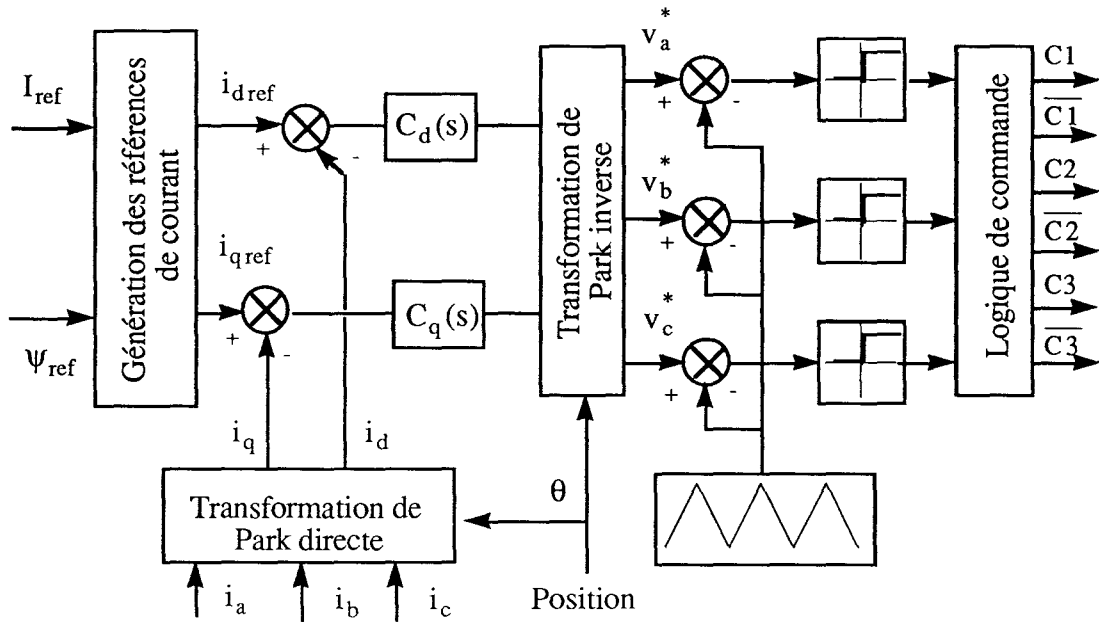


Figure I-9 : Principe de contrôle des grandeurs de Park.

#### I.4 SOURCE D'ALIMENTATION

Pour permettre la réversibilité complète du système, il faut que la source d'énergie soit elle-même réversible. Le redresseur en pont triphasé à diodes, comme source d'alimentation permettant de fournir une tension continue, est une solution simple. La réversibilité en puissance peut se faire en dissipant l'énergie renvoyée par le système dans une résistance.

Dans le milieu industriel, l'énergie primaire est généralement fournie par le réseau triphasé à fréquence 50Hz (ou 60Hz). Pour obtenir la réversibilité à partir de ce réseau, la solution générale consiste à utiliser un pont triphasé à thyristors relié au réseau. Cela permet un fonctionnement en redresseur lorsque le système consomme de l'énergie et un fonctionnement en onduleur lorsqu'il en restitue.

Cependant, les redresseurs à diodes ou à thyristors présentent des inconvénients importants :

- \* Injection de courants harmoniques dans le réseau d'alimentation,
- \* Consommation de puissance réactive.

L'utilisation d'un redresseur à MLI évite ces inconvénients tout en conservant la réversibilité (figure I-10).

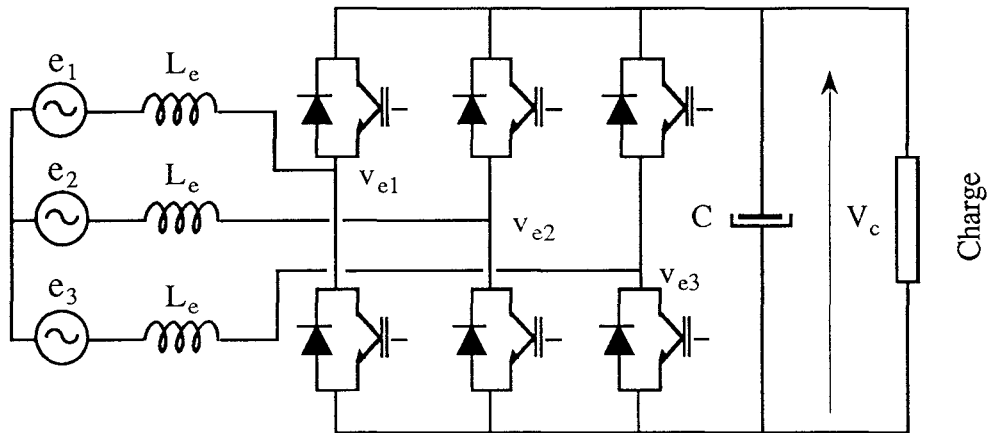


Figure I-10 : Schéma d'un redresseur triphasé à IGBT.

Le choix d'interrupteurs totalement ou partiellement contrôlés est strictement lié aux critères d'application, puisque l'adoption d'une structure minimale pour chaque interrupteur diminue considérablement le nombre de composants de puissance pour le montage redresseur, ce qui permet ainsi de réduire le prix de revient. Au niveau du redresseur, l'utilisation des interrupteurs totalement contrôlés ne présente pas d'avantages [Lienard 89].

Pour atteindre notre objectif d'étude, nous proposons d'utiliser un onduleur de tension à IGBT, qui fonctionne en redresseur synchrone à modulation de largeur d'impulsion afin de remplir cette tâche.

## **CHAPITRE II**

### **MODELISATION DE L'ENSEMBLE "CONVERTISSEURS-MACHINE SYNCHRONE-COMMANDE"**



## CHAPITRE II

### MODELISATION DE L'ENSEMBLE "CONVERTISSEURS-MACHINE SYNCHRONE-COMMANDE"

Pour étudier le comportement de l'ensemble "convertisseurs-machine synchrone-commande", nous présentons, dans ce chapitre, un modèle de simulation numérique, à partir de la description fonctionnelle par le formalisme des réseaux de Petri.

Nous faisons ensuite la modélisation de la machine synchrone à aimants en vue de sa commande dans le référentiel statorique et rotorique.

Nous présentons, dans la dernière partie, l'organisation globale du logiciel de simulation numérique de l'ensemble, selon la méthodologie DESIGN [Hautier 89].

### II.1 PRESENTATION DU SYSTEME ETUDIE

La figure II-1 donne le schéma synoptique global qui sera étudié en détail par la suite. Il se décompose en quatre parties :

- Sous-ensemble onduleur MLI,
- Source d'alimentation : Redresseur MLI, capacité de filtrage et bloc de précharge des capacités,
- Régulation et commande,
- Charge : Machine synchrone.

Ainsi, les deux premières parties constituent, d'une manière indirecte, un changeur de fréquence.

#### II.1.1 Onduleur MLI

L'onduleur se compose de six transistors de puissance (IGBT) associés à leur diode en anti-parallèle qui synthétisent aussi six interrupteurs bidirectionnels en courant. Il est donc, par nature, réversible en courant.

Le rôle essentiel de ce sous-système est de délivrer un signal de puissance le plus proche possible du signal provenant de la partie de commande. La puissance transite généralement dans le sens continu-alternatif : c'est le fonctionnement en onduleur.

Les grandeurs électriques contrôlées sont la fréquence et l'amplitude du fondamental de la tension de sortie. Le déphasage courant-tension (facteur de puissance) est imposé par la charge.

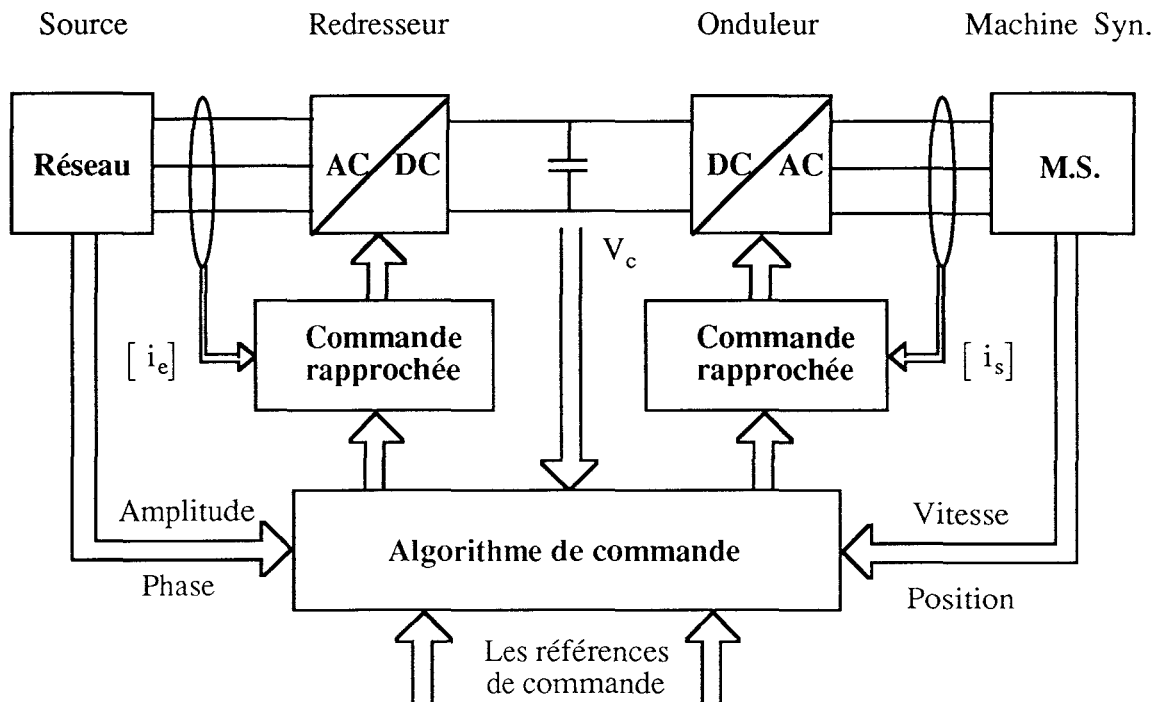


Figure II-1 : Schéma global du système.

## II.1.2 Source d'alimentation

Cette partie est constitué de trois éléments :

- Un bloc redresseur MLI triphasé, de même structure que l'onduleur,
- Un condensateur de filtrage,
- Un bloc assurant la fonction de précharge et de décharge des condensateurs.

Ce sous-ensemble doit fournir une tension redressée continue à partir d'un réseau triphasé alternatif. Dans le cas idéal, il y n'aura pas d'ondulation de cette tension.

En régime permanent, la tension du réseau de distribution est sinusoïdale et exempte d'harmoniques. Le réseau, pour une phase, est donc assimilable à un circuit linéaire constitué d'une f.e.m. sinusoïdale en série avec une inductance. Les techniques usuelles de modulation sinusoïdale, utilisées dans les onduleurs MLI, sont également applicables pour le redresseur MLI.

Les grandeurs qu'il est possible de contrôler sont l'amplitude du courant prélevé au réseau, son déphasage par rapport à la tension et son spectre harmonique. La fréquence est, dans ce cas, imposée par le réseau d'alimentation.

### II.1.3 Système de régulation et de commande

Ce sous-ensemble se divise en quatre parties :

- la partie mesure et capteurs,
- le système de commande rapprochée,
- la commande algorithmique,
- le niveau supérieur (interface utilisateur).

Le système de régulation et de commande du changeur de fréquence est strictement lié aux différentes stratégies à réaliser. Les fonctions principales de la commande de l'onduleur en MLI, alimentant une machine synchrone, sont la génération des références de courants à partir de la position du rotor, une consigne d'amplitude de courant et une référence de phase par rapport à la f.e.m. du moteur, assurant la fonction d'autopilotage ; la commande rapprochée génère alors les séquences propres aux interrupteurs.

Le commande du redresseur MLI est assimilable à celle de l'onduleur. La synchronisation de la référence de commande par rapport à la tension du réseau est nécessaire pour contrôler le facteur de puissance unitaire.

La régulation de la tension de sortie du redresseur, peut se faire de façon cascade, par un correcteur proportionnel ou proportionnel et intégral, selon la qualité désirée pour l'alimentation continue de l'onduleur.

### II.1.4 Charge

Pour simplifier notre étude, dans un premier temps, nous considérons une charge linéaire, ce qui permet de modéliser et simuler correctement le fonctionnement du changeur de fréquence. Par la suite, nous étudions le fonctionnement détaillé de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par ce changeur de fréquence.

## II.2 MODELISATION DU CHANGEUR DE FREQUENCE

Le redresseur et l'onduleur constituent un changeur de fréquence indirect. Nous procéderons d'abord à l'analyse des diverses configurations possibles d'une cascade réversible de deux convertisseurs statiques, assurant la connexion d'une source de courant triphasée à un récepteur de même type. Les descriptions fonctionnelles de chacun des montages, redresseur et onduleur, sont réalisées au moyen de réseaux de Petri [Manesse 87], [Hautier 89], [David 89]. Pour simplifier l'étude, nous supposons que la modélisation de cette double conversion est indépendante de la charge et de la stratégie de commande adoptée.

### II.2.1 Structure et notation

Pour obtenir le transfert d'énergie dans les deux sens entre les deux sources de courant de même nature, et compte tenu du signe de la tension intermédiaire, le changeur de fréquence doit être constitué d'interrupteurs à semi-conducteurs bidirectionnels en courant.

Nous avons choisi l'association en antiparallèle d'un transistor et d'une diode (figure II-2). Ce type d'interrupteur fonctionne selon deux cas possibles de commutations :

- Commutations spontanées par extinction ou amorçage naturel de la diode,
- Commutations commandées du transistor.

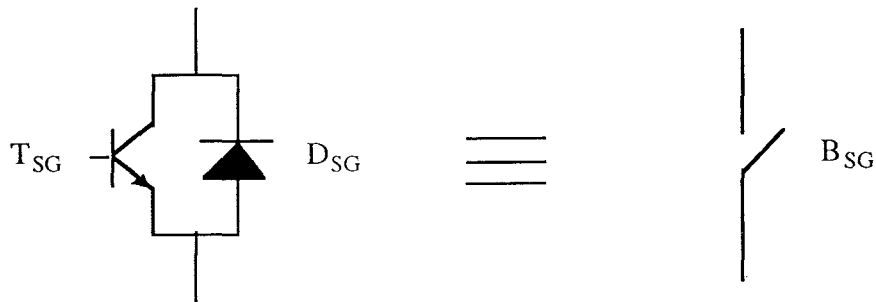


Figure II-2 : Interrupteur partiellement commandé.

La figure II-3 précise les principales notations et conventions utilisées dans la suite de l'étude. Les grandeurs des montages redresseur et onduleur sont respectivement affectées des indices **r**(edresseur), **o**(nduleur), **e**(ntrée) et **s**(ortie).

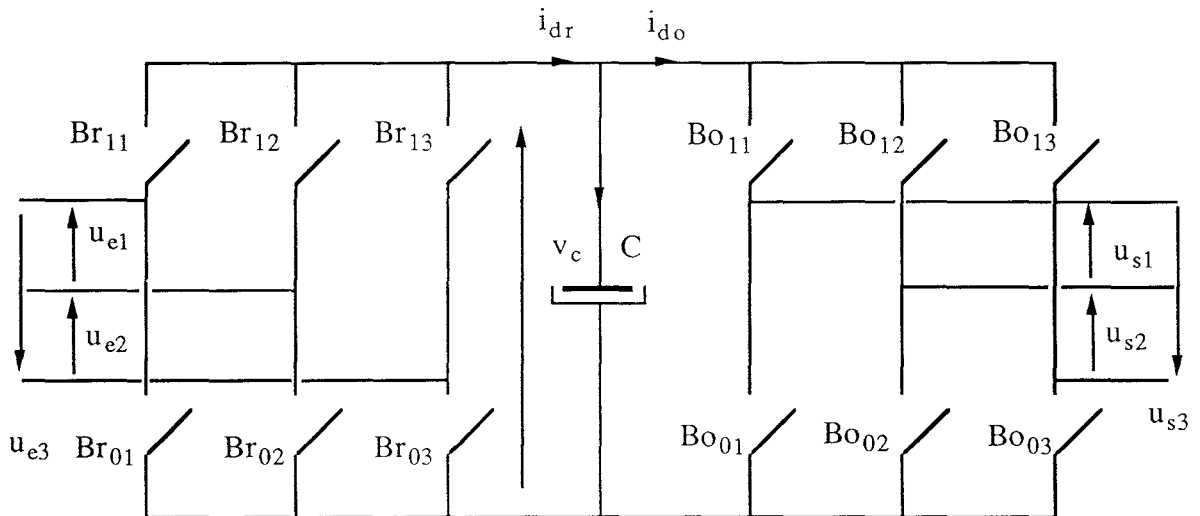


Figure II-3: Schéma global de la partie puissance : notations.

Nous procéderons, dans un premier temps, à l'analyse fonctionnelle de l'onduleur et sa description par réseaux de Petri (Méthodologie D.E.S.I.G.N) [Hautier 89]. La description du redresseur sera similaire à celle de l'onduleur.

## II.2.2 Modélisation de l'onduleur triphasé

### II.2.2.1 Configurations de l'onduleur

La recherche des différentes connexions possibles commence nécessairement par une observation de la nature des sources qui imposent des contraintes structurelles. Ainsi, la présence d'une source de tension unidirectionnelle à l'entrée de l'onduleur (figure II-4) interdit la fermeture simultanée de deux interrupteurs d'une même branche  $Bo_{S,G}$  avec  $S \in (0, 1)$  &  $G \in (1, 2, 3)$  [Manesse 87], [Lienard 89].

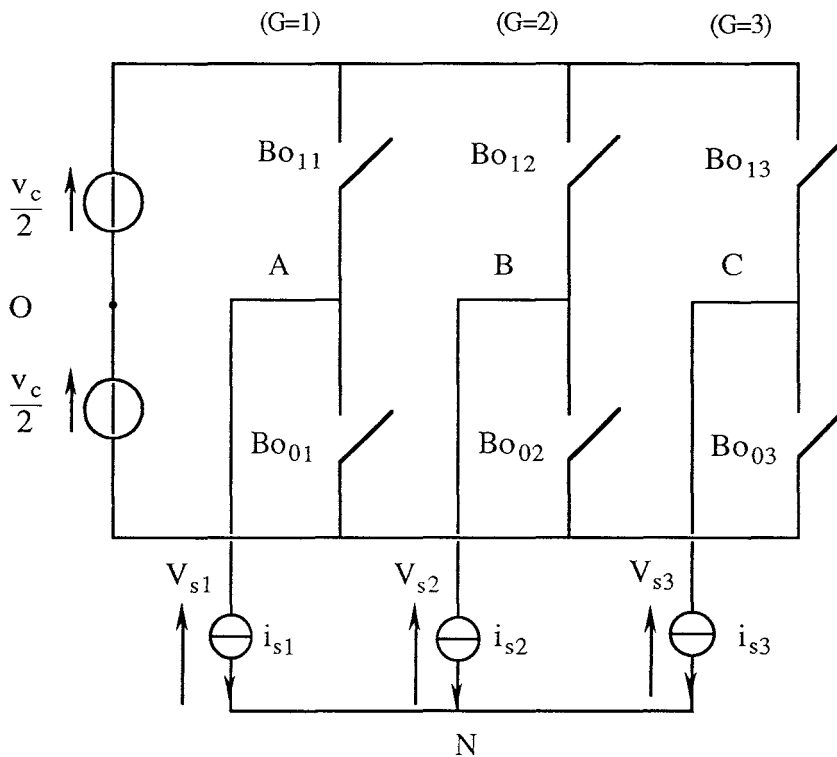


Figure II-4 : Schéma synoptique de l'onduleur de tension.

La partie électrique impose d'autres contraintes, puisque le récepteur de courant triphasé, avec neutre flottant, obéit aux équations suivantes :

$$\begin{aligned} i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} &= 0 \\ v_{s1} + v_{s2} + v_{s3} &= 0 \end{aligned}$$

A partir de celles-ci, nous obtenons trois configurations différentes pour l'alimentation de la charge :

- 1 - Alimentation triphasée : dans chaque bras un élément est conducteur, donc tous les courants de sortie sont différents de zéro, ce qui assure une alimentation triphasée de la charge. Les tensions de sortie s'expriment alors directement en fonction de la tension d'entrée.
- 2 - Alimentation monophasée : un courant est nul ; l'état électrique de la phase concernée est fixé par la tension qu'impose la charge.
- 3 - Courants de sortie nuls : dans ce cas, l'état électrique des interrupteurs ouverts est conditionné par les trois générateurs de tension de la charge ( $e_{s1}$ ,  $e_{s2}$ ,  $e_{s3}$  représentant les f.e.m. du récepteur lorsque celui-ci est apparemment déconnecté).

La répartition des tensions aux bornes de chaque interrupteur ouvert est calculée en remplaçant celui-ci par des impédances identiques de valeur importante, et en appliquant le principe de superposition. La tension aux bornes de l'interrupteur ( $V_{dSG}$ ) s'écrit donc :

$$V_{dSG} = -\frac{V_c}{2} + e_{SG}$$

Selon les interrupteurs commandés ou non commandés, le dénombrement des différentes configurations de fonctionnement s'obtient facilement, au moyen d'arbre de choix. La modélisation et l'étude d'un tel montage ne peuvent s'envisager directement. La recherche d'une classification et d'un formalisme plus appropriés à la réduction du nombre de cas s'avère donc nécessaire.

### II.2.2.2 Description fonctionnelle de l'onduleur

#### a) Définition des indices et notations

L'état de la variable binaire  $S$  définit le commutateur supérieur ou inférieur du pont tandis que la variable  $G$  désigne le bras concerné. Pour simplifier les écritures, on notera :

$$G1 = (G) \text{ MOD } 3 + 1$$

$$G2 = (G+1) \text{ MOD } 3 + 1, \text{ avec } G \in \{1, 2, 3\}$$

$$S1 = (S+1) \text{ MOD } 2 = \overline{S}, \text{ avec } S \in \{0, 1\}$$

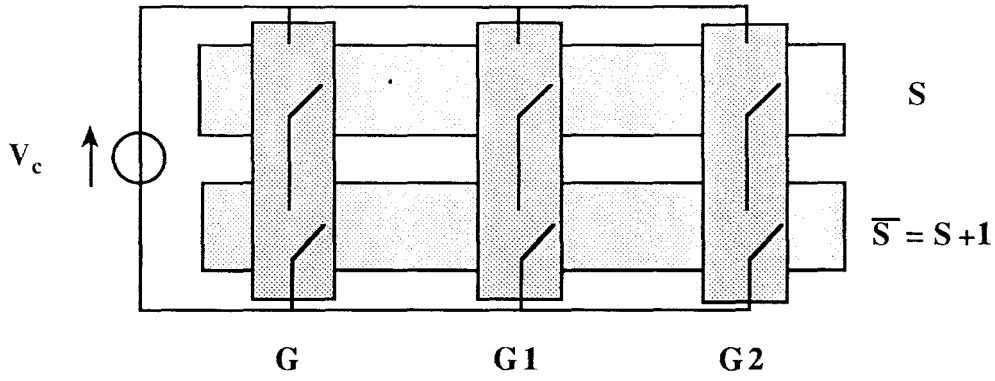


Figure II-5 : Définition des indices  $S$  et  $G$ .

b) Décomposition en classes de commande

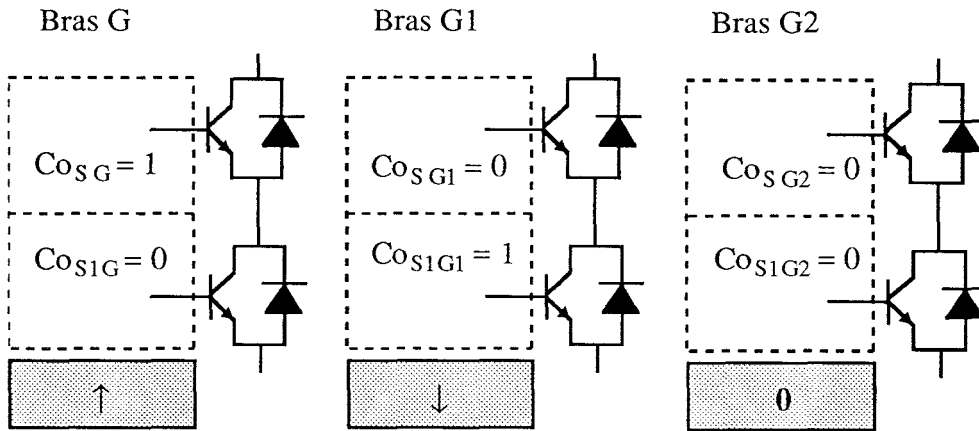


Figure II-6 : Notation pour la commande d'un triplet.

Pour une branche  $G$ , on désigne la commande par le couple  $(Co_{SG}, Co_{S1G})$ . La définition des notations d'un triplet de commande  $[\uparrow \downarrow 0]$  représente l'état de la commande (Figure II-6).  $X$  représente la classe de commande (Tableau II-2).

Chacun des triplets de commande est représenté par son "terme générateur", choisi arbitrairement [Lienard 89]. Il faut remarquer que chaque terme "générateur" représente six possibilités de commande dans la même classe. Le Tableau II-1 ci-dessous est un exemple montrant les autres triplets à partir d'un terme générateur  $[\uparrow \downarrow \downarrow]$ .

**Terme Générateur pour X = 4**

<b>G</b>	<b>G+1</b>	<b>G+2</b>	<b>G</b> / <b>S</b>
[ ↑ ↓ ↓ ]	[ ↓ ↑ ↓ ]	[ ↓ ↓ ↑ ]	<b>S</b>
[ ↓ ↑ ↑ ]	[ ↑ ↓ ↑ ]	[ ↑ ↑ ↓ ]	<b>S+1</b>

*Tableau II-1 : Terme générateur pour X = 4.*

Le passage d'une ligne à la suivante s'effectue en complémentant la variable S ; le passage d'une colonne à la suivante s'accompagne d'une incrémentation de l'indice G, les opérations sur G s'effectuent modulo 3.

Selon le nombre de transistors commandés, les différentes possibilités de commande de l'onduleur se classent en 6 catégories (tableau II-2) :

Classe (X)	Transistors Commandés	Générateur de Configuration
0	0 - 0 - 0	[ 0 0 0 ]
1	$T_{oSG} - 0 - 0$	[ ↑ 0 0 ]
2	$T_{oSG} - T_{oS1G1} - 0$	[ ↑ ↓ 0 ]
3	$T_{oSG} - T_{oS1G1} - 0$	[ ↑ ↑ 0 ]
4	$T_{oSG} - T_{oS1G1} - T_{oS1G2}$	[ ↑ ↓ ↓ ]
5	$T_{oSG} - T_{oS1G1} - T_{oS1G2}$	[ ↑ ↑ ↑ ]

Classes de fonctionnement défectueux

Classes de fonctionnement correct

*Tableau II-2 : Classes de commande de l'onduleur.*

### II.2.2.3 Description fonctionnelle par réseaux de Petri

#### a) Structure des commandes

La figure II-7 donne le réseau de Petri des macroplaces de commande représentant globalement la décomposition précédente. Le pointeur, initialement dans la place centrale (•), se dirige vers l'une des macroplaces périphériques selon la valeur du triplet de commande  $C_o$ , ce triplet est alors mémorisé. Le changement de classe avec passage à la place centrale n'est



autorisé que s'il y a un changement de commande :  $\Delta Co=1$ .

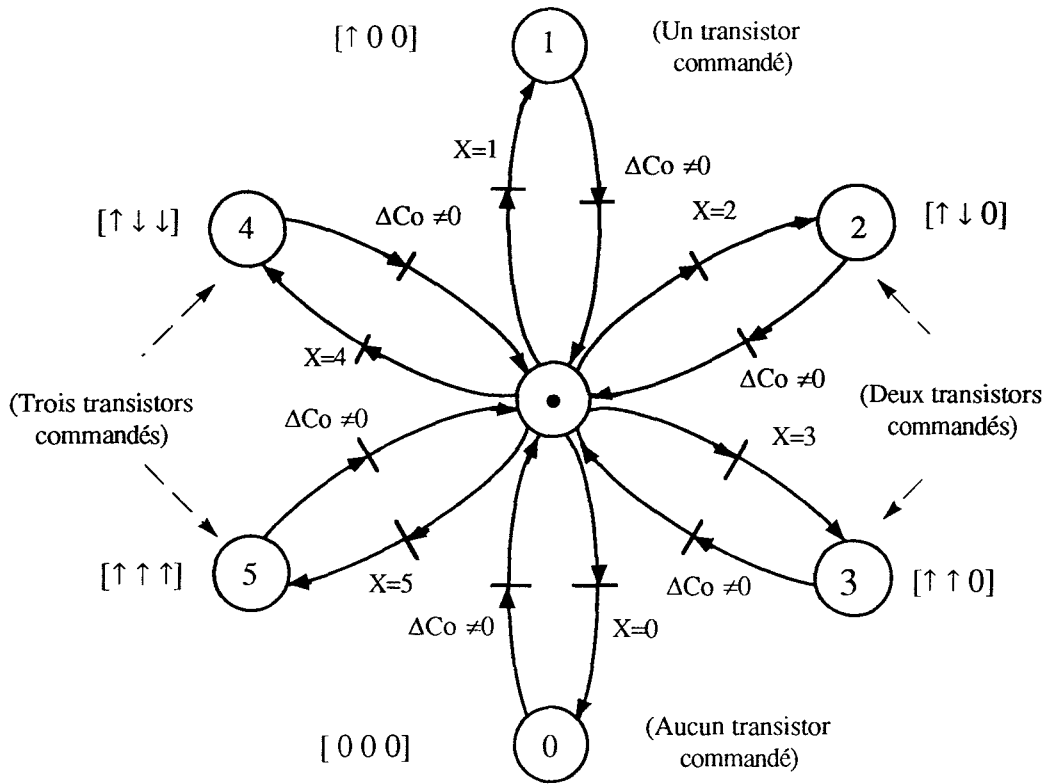


Figure II-7 : Réseau de Petri de commande de l'onduleur.

Pour détailler les réseaux de Petri de chaque macroplace, nous avons repris les caractéristiques essentielles de chaque place, à savoir :

- Générateur de configuration,
- Réceptivité d'accès,
- Réceptivités et places de sortie,
- Tensions et mode d'alimentation de la charge.

**b) Structure de la macroplace :  $X = 0$**

Lorsqu'aucun transistor n'est commandé  $[0 0 0]$ , l'observation du signe des courants issus de chaque branche nous donne directement les différents cas possibles. Dans ces conditions, le réseau de Petri comporte trois places (figure II-8). La réceptivité de sortie de la place Po1 nécessite la connaissance de la répartition des tensions aux bornes des diodes. On rappelle que  $i_s = 0 \downarrow$ ,  $i_s = 0 \uparrow$  désignent le passage du courant par zéro respectivement par valeurs positives et par valeurs négatives, et " \* " représente une valeur inconnue.

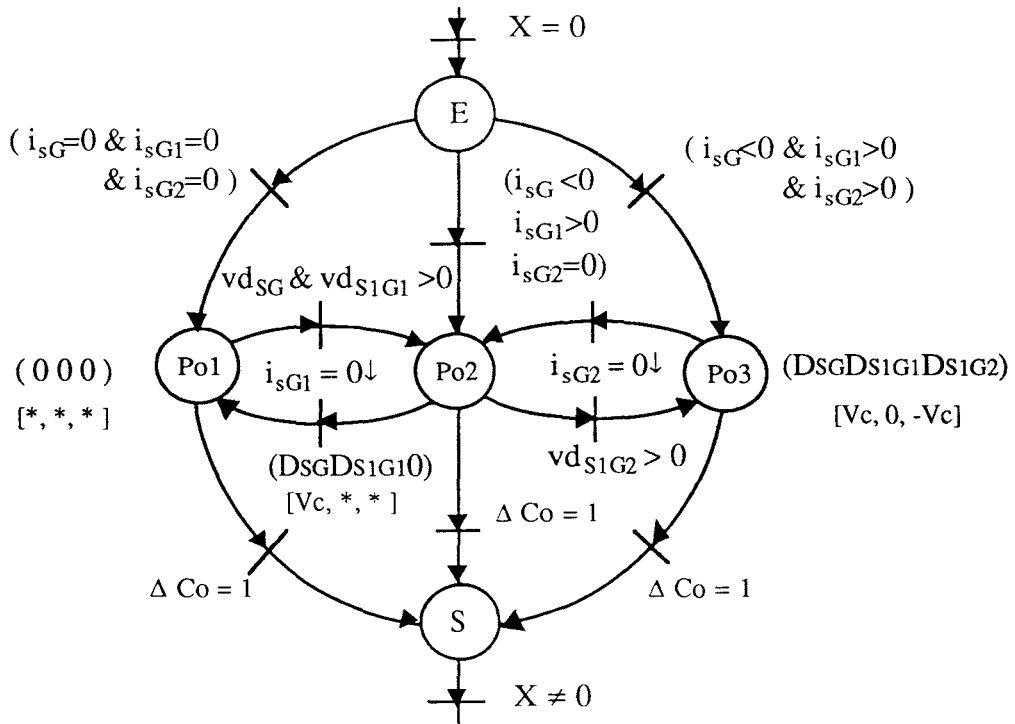


Figure II-8 : Réseau de la macroplace  $X = 0$ .

c) Structure de la macroplace :  $X = 1$

Lorsqu'un seul transistor est commandé  $[\uparrow 0 0]$ , la décomposition se complique puisque la classe de sortie est déterminée par le signe des courants sortant des deux bras non commandés. Dans ce cas, un seul terme générateur existe, mais toutes les combinaisons entre les signes de  $i_{oSG1}$  et  $i_{oSG2}$  déterminent 9 cas possibles (figures II-9 et II-10), et les conditions des transitions sont données au tableau II-3.

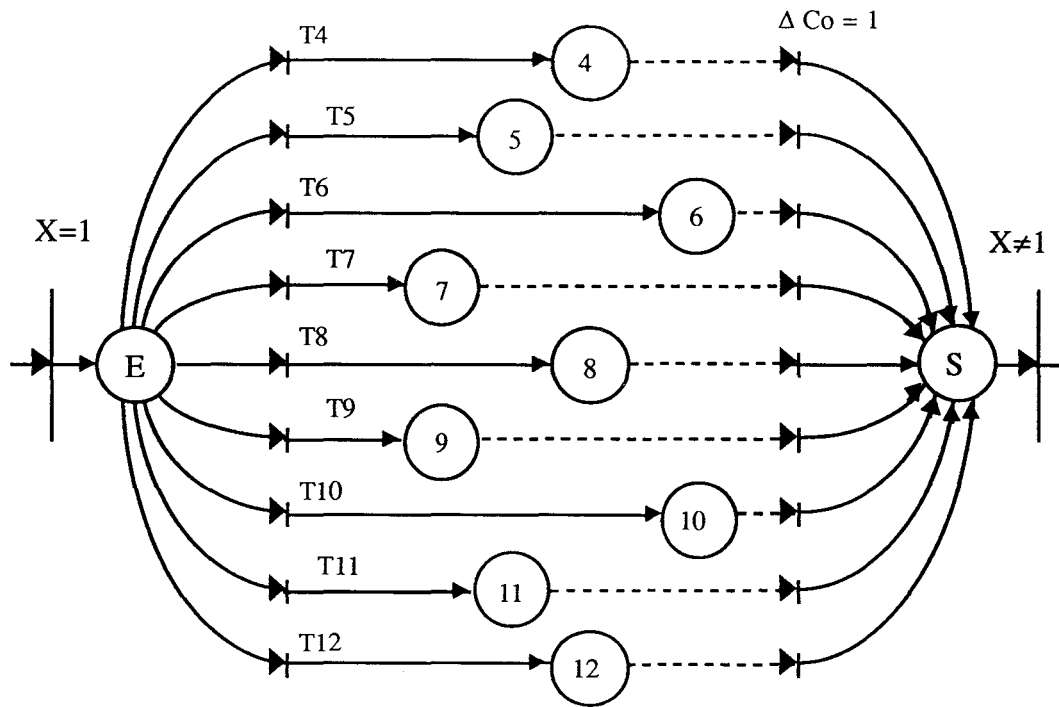


Figure II-9 : Réseau d'accès et de sortie ( $X=1$ ).

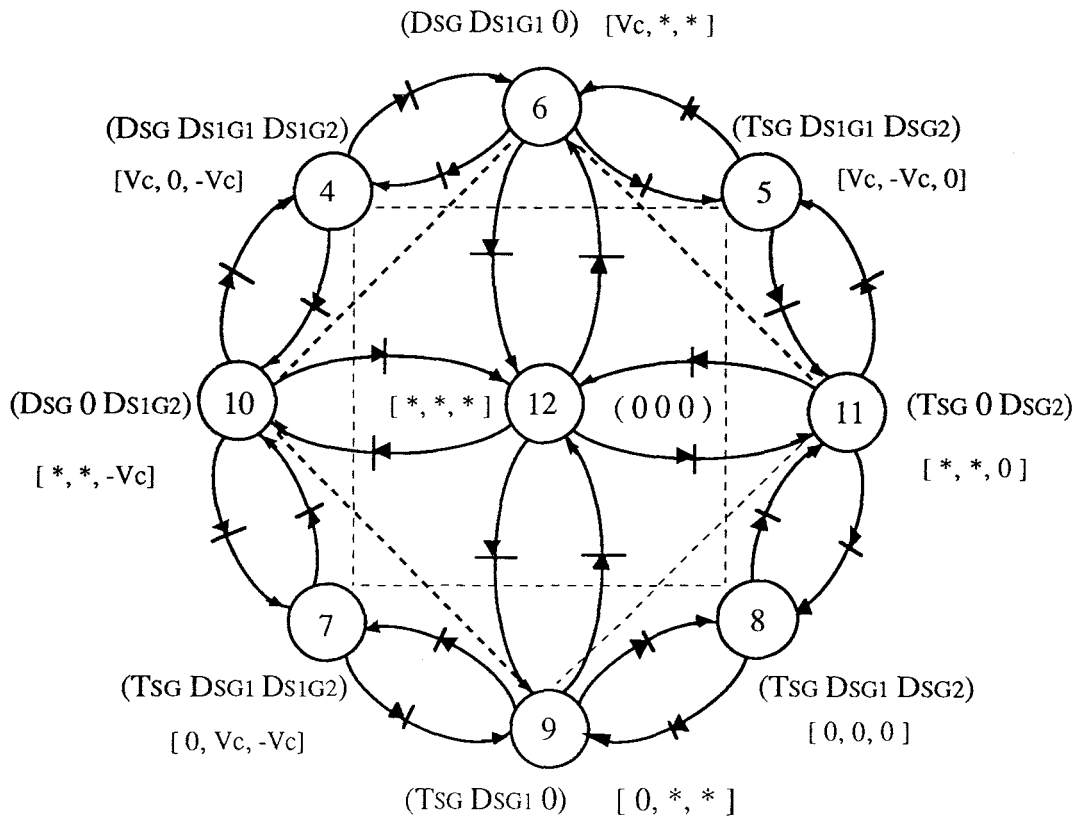


Figure II-10 : Réceptivités "internes" à la macroplace ( $X=1$ ).

Transitions	Conditions des transitions	Transitions	Conditions des transitions
T4	$(i_{sG1} > 0) \text{ et } (i_{sG2} > 0)$	T8	$(i_{sG1} < 0) \text{ et } (i_{sG2} < 0)$
T5	$(i_{sG1} > 0) \text{ et } (i_{sG2} < 0)$	T9	$(i_{sG1} < 0) \text{ et } (i_{sG2} = 0)$
T6	$(i_{sG1} > 0) \text{ et } (i_{sG2} = 0)$	T10	$(i_{sG1} = 0) \text{ et } (i_{sG2} > 0)$
T7	$(i_{sG1} < 0) \text{ et } (i_{sG2} > 0)$	T11	$(i_{sG1} = 0) \text{ et } (i_{sG2} < 0)$
		T12	$(i_{sG1} = 0) \text{ et } (i_{sG2} = 0)$

Tableau II-3 : Réceptivités "externes" des transitions (X=1).

Le tableau II-4 précise, quant à lui, les conditions des transitions "internes" (réceptivités d'accès et de sortie entre places).

Transitions	Conditions des transitions "internes"	Transitions	Conditions des transitions "internes"
Po 4 → Po 6	$(i_{sG2} = 0 \downarrow)$	Po 8 → Po 11	$(i_{sG1} = 0 \uparrow)$
Po 4 → Po 10	$(i_{sG1} = 0 \downarrow)$	Po 9 → Po 7	$(vd_{s1G2} > 0)$
Po 5 → Po 6	$(i_{sG2} = 0 \uparrow)$	Po 9 → Po 8	$(vd_{sG2} > 0)$
Po 5 → Po 11	$(i_{sG1} = 0 \downarrow)$	Po 9 → Po 12	$(-i_{sG} = i_{sG1} = 0 \uparrow)$
Po 6 → Po 4	$(vd_{s1G2} > 0)$	Po 10 → Po 4	$(vd_{s1G1} < 0)$
Po 6 → Po 5	$(vd_{sG2} > 0)$	Po 10 → Po 7	$(vd_{sG1} > 0)$
Po 6 → Po 12	$(-i_{sG} = i_{sG1} = 0 \downarrow)$	Po 10 → Po 12	$(-i_{sG} = i_{sG1} = 0 \downarrow)$
Po 7 → Po 9	$(i_{sG2} = 0 \downarrow)$	Po 11 → Po 5	$(vd_{s1G1} < 0)$
Po 7 → Po 10	$(i_{sG1} = 0 \uparrow)$	Po 11 → Po 8	$(vd_{sG1} > 0)$
Po 8 → Po 9	$(i_{sG2} = 0 \uparrow)$	Po 11 → Po 12	$(i_{sG} = -i_{sG1} = 0 \uparrow)$
Po 12 → Po 6	$(vd_{sG} > 0 \text{ et } vd_{s1G1} > 0)$		
Po 12 → Po 9	$(Co_{sG} = 1, vd_{sG} < 0) \text{ et } (vd_{sG1} > 0)$		
Po 12 → Po 10	$(vd_{sG} > 0 \text{ et } vd_{s1G2} > 0)$		
Po 12 → Po 11	$(Co_{sG} = 1, vd_{sG} < 0) \text{ et } (vd_{sG2} > 0)$		

Tableau II-4 : Réceptivités "internes" des transitions (X=1).

d) Structure des macroplaces : X = 2 et X = 3

Pour deux transistors commandés, deux classes de commande sont envisagées :  $[\uparrow \downarrow 0]$ , et  $[\uparrow \uparrow 0]$ . On distingue, pour chacune, trois places possibles (figure II-11 et II-12).

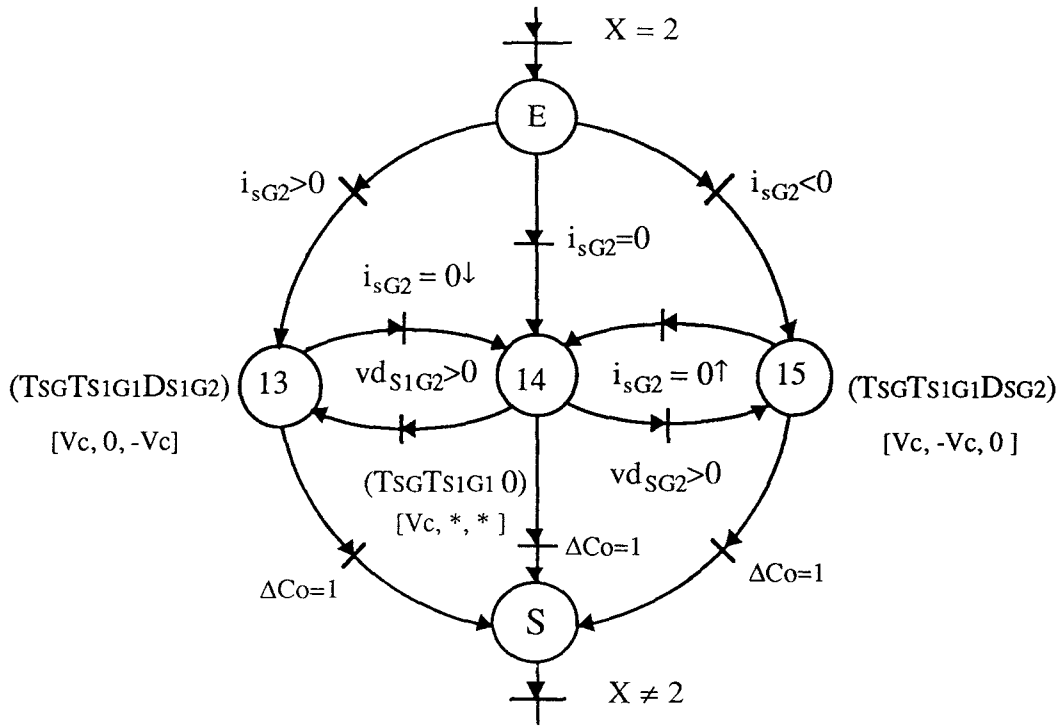


Figure II-11 : Réseau de la macroplace  $X = 2$ .

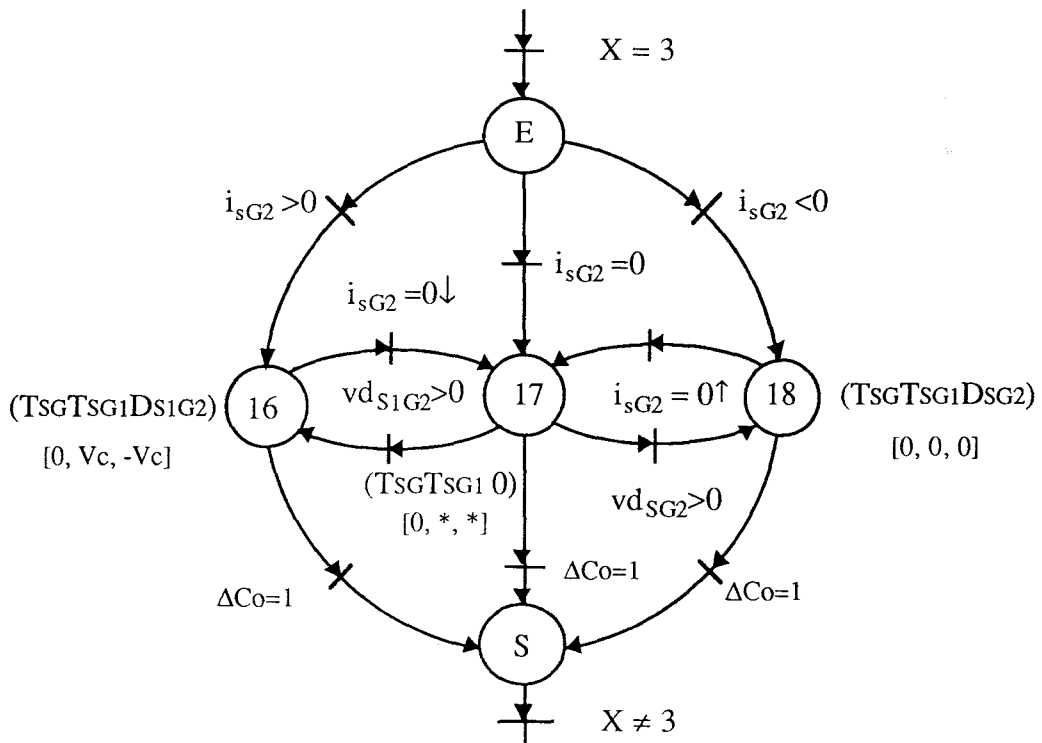


Figure II-12 : Réseau de la macroplace  $X = 3$ .

e) **Structure des macrolaces :**  $X = 4$  **et**  $X = 5$

Lorsque trois transistors sont commandés en permanence [↑↓↓] ou [↑↑↑], chaque interrupteur ouvert ou fermé est directement déterminé par la commande quel que soit le signe du courant. Dans chaque cas, le réseau de Petri ne comporte qu'une seule place. Les tensions de sortie sont déterminées par le triplet de commande. Ils sont précisés sur les figures II-13 et II-14.

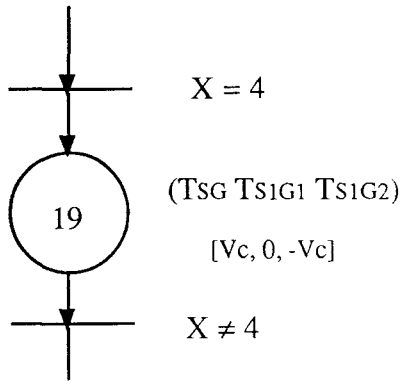


Figure II-13 (X=4).

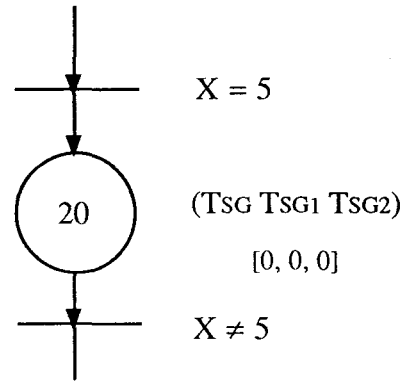


Figure II-14 (X=5).

### II.2.3 Modélisation du redresseur triphasé

La structure du redresseur triphasé est similaire à celle de l'onduleur, mais son fonctionnement peut être différent selon les modes de commande rapprochée. Pour ce faire, nous reprenons les mêmes hypothèses, indices et conventions de signes, afin de faciliter l'analyse et les descriptions.

#### II.2.3.1 Configuration du redresseur

Selon la règle de la fermeture, la présence de la source de tension unidirectionnelle à la sortie du redresseur, interdit la fermeture simultanée de deux interrupteurs d'une même branche  $Br_{SG}$  (figure II-15). Les contraintes structurelles sont imposées par la nature des sources. Ainsi la source de courant triphasée avec neutre du réseau isolé obéit aux équations suivantes :

$$\begin{aligned} i_{e1} + i_{e2} + i_{e3} &= 0 \\ v_{e1} + v_{e2} + v_{e3} &= 0 \end{aligned}$$

Nous obtenons trois configurations possibles de fonctionnement du redresseur alimenté par la source de courant triphasée :

- 1 - Fonctionnement triphasé : dans chaque bras un élément est conducteur, ce qui assure un fonctionnement triphasé du redresseur,
- 2 - Fonctionnement monophasé: un courant d'entrée est nul,
- 3 - Trois courants d'entrées nuls : le réseau est "déconnecté".

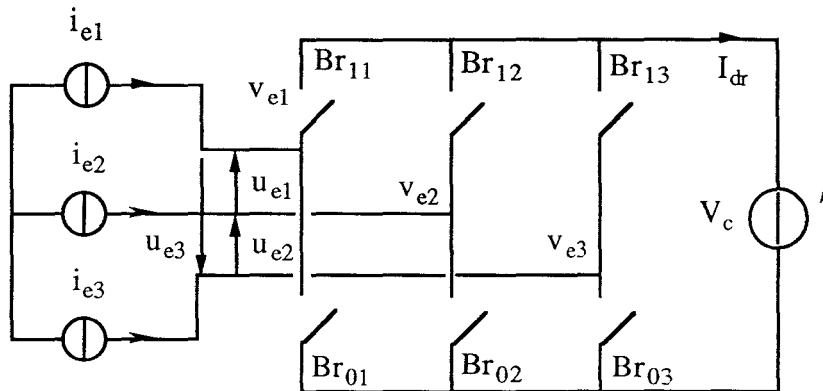


Figure II-15 : Schéma synoptique du redresseur de courant.

Le calcul des tensions aux bornes de chaque interrupteur ouvert, en appliquant le principe de superposition, donne :

$$v_{dSG} = -\frac{v_c}{2} + e_{SG}$$

Par la suite, nous présenterons toutes les configurations possibles, selon les interrupteurs commandés ou inhibés, détaillés par réseaux de Petri.

### II.2.3.2 Décomposition en classes de commande

Pour distinguer les différents modes de commande du redresseur triphasé, selon le nombre de transistors commandés, on les divise en 6 classes (tableau II-5).

La figure II-16 donne le réseau de Petri des macroplaces de commande représentant globalement la décomposition précédente.

Classe (Y)	Interrupteurs Commandés	Générateur de Configuration
0	0 - 0 - 0	[ 0 0 0 ]
1	Tr <sub>SG</sub> - 0 - 0	[ ↑ 0 0 ]
2	Tr <sub>SG</sub> - Tr <sub>S1G1</sub> - 0	[ ↑ ↓ 0 ]
3	Tr <sub>SG</sub> - Tr <sub>SG1</sub> - 0	[ ↑ ↑ 0 ]
4	Tr <sub>SG</sub> - Tr <sub>S1G1</sub> - Tr <sub>S1G2</sub>	[ ↑ ↓ ↓ ]
5	Tr <sub>SG</sub> - Tr <sub>SG1</sub> - Tr <sub>SG2</sub>	[ ↑ ↑ ↑ ]

Classes de fonctionnement défectueux

Classes de fonctionnement correct

Tableau II-5 : Classes de commande du redresseur.

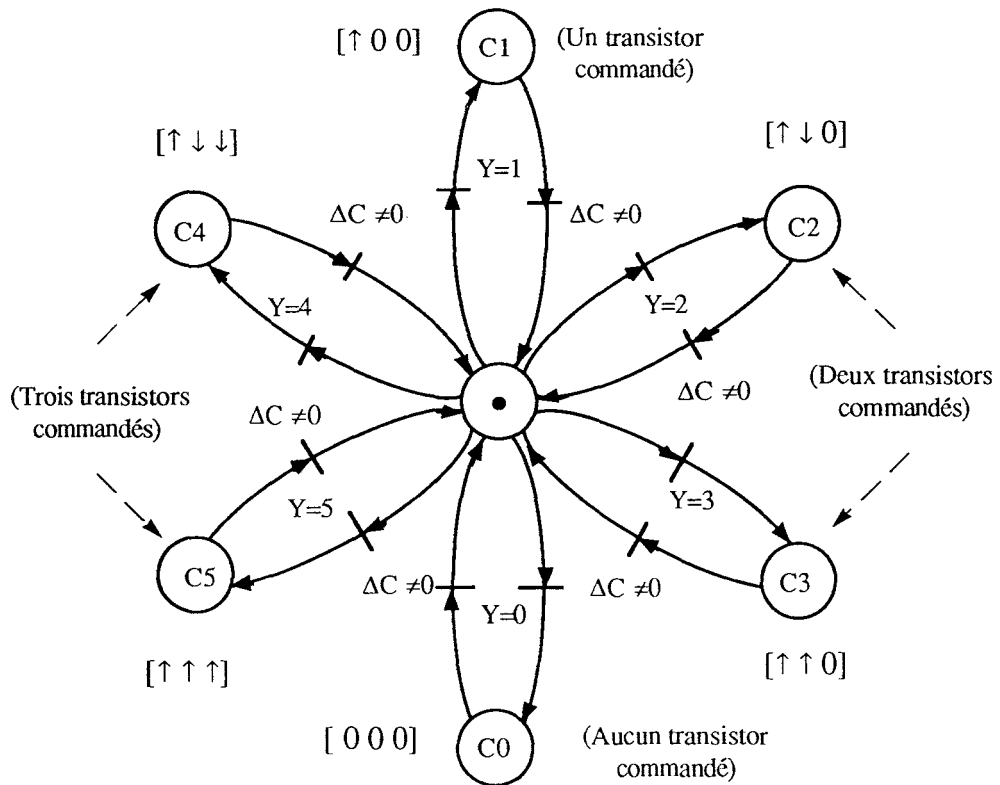


Figure II-16 : Réseau de Petri de commande du redresseur.



### II.2.3.3 Description fonctionnelle par réseaux de Petri

La description fonctionnelle du redresseur est similaire à celle de l'onduleur. Nous donnons tous les détails par réseaux de Petri, qui précisent les notions de générateur de configuration, de réceptivité d'accès, de réceptivité et de places de sortie, de tensions d'entrées et de mode de fonctionnement du redresseur.

Nous prenons les indices et conventions précédentes, et détaillons les différentes structures de macroplace pour chaque classe de commande.

#### a) Structure de la macroplace : $Y = 0$

Aucun transistor n'est commandé [ 0 0 0 ] dans ce cas. Le réseau de Petri comporte seulement trois places (figure II-17).

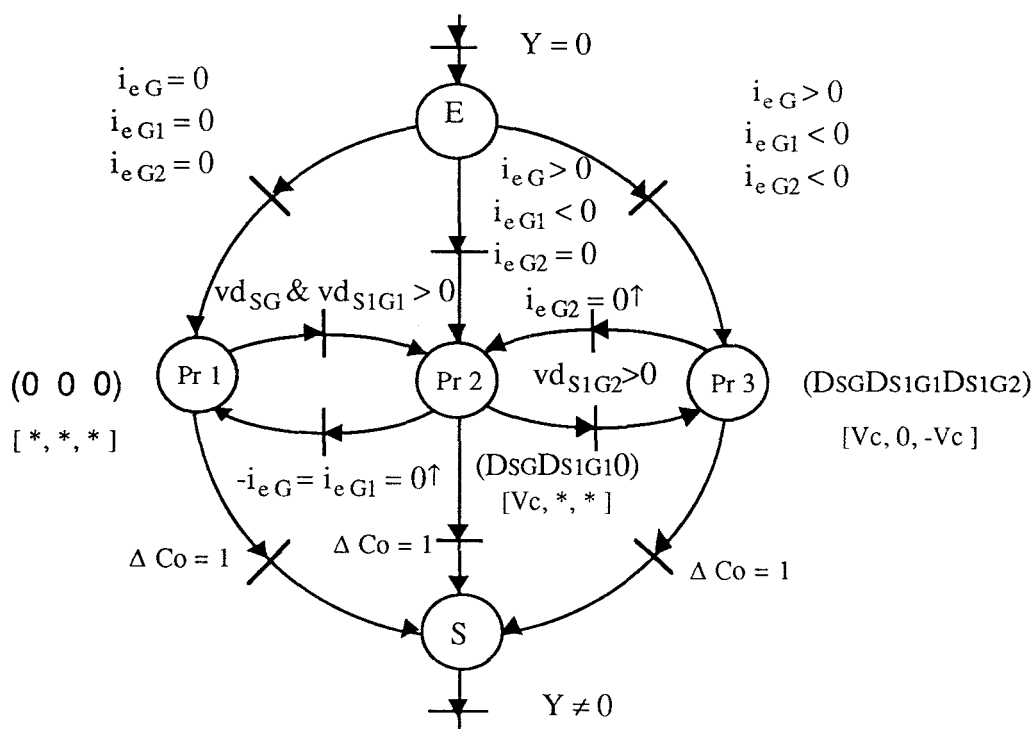


Figure II-17 : Réseau de la macroplace  $Y = 0$ .

#### b) Structure de la macroplace : $Y = 1$

Un seul transistor est commandé [ $\uparrow\ 0\ 0$ ]. Selon les signes des courants, il y a neuf cas possibles, qui sont détaillés dans les figures II-18 et II-19. Les conditions d'entrée et sortie sont données au tableau II-6.

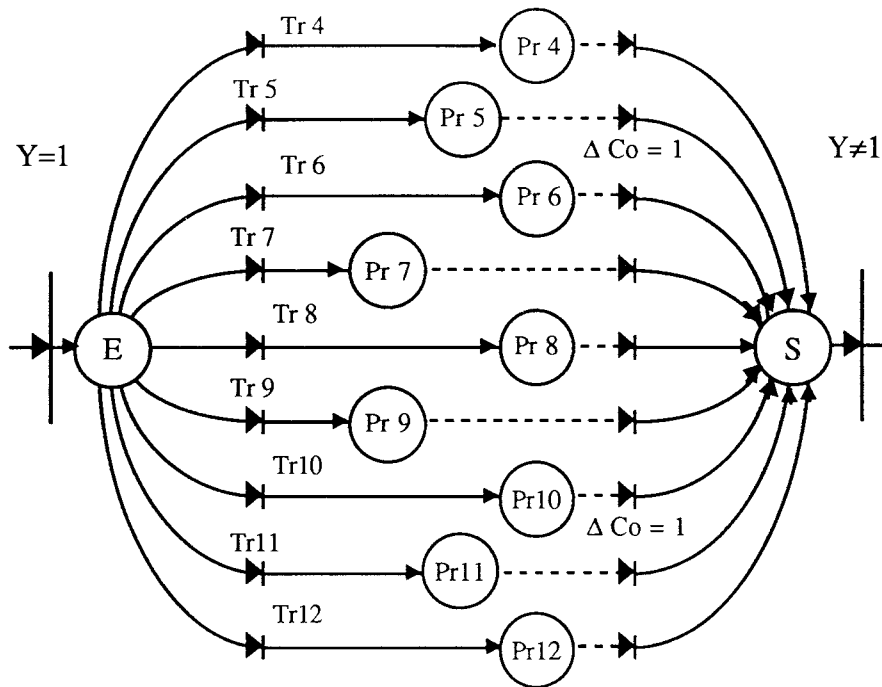


Figure II-18 : Réseau d'accès et de sortie ( $Y=1$ ).

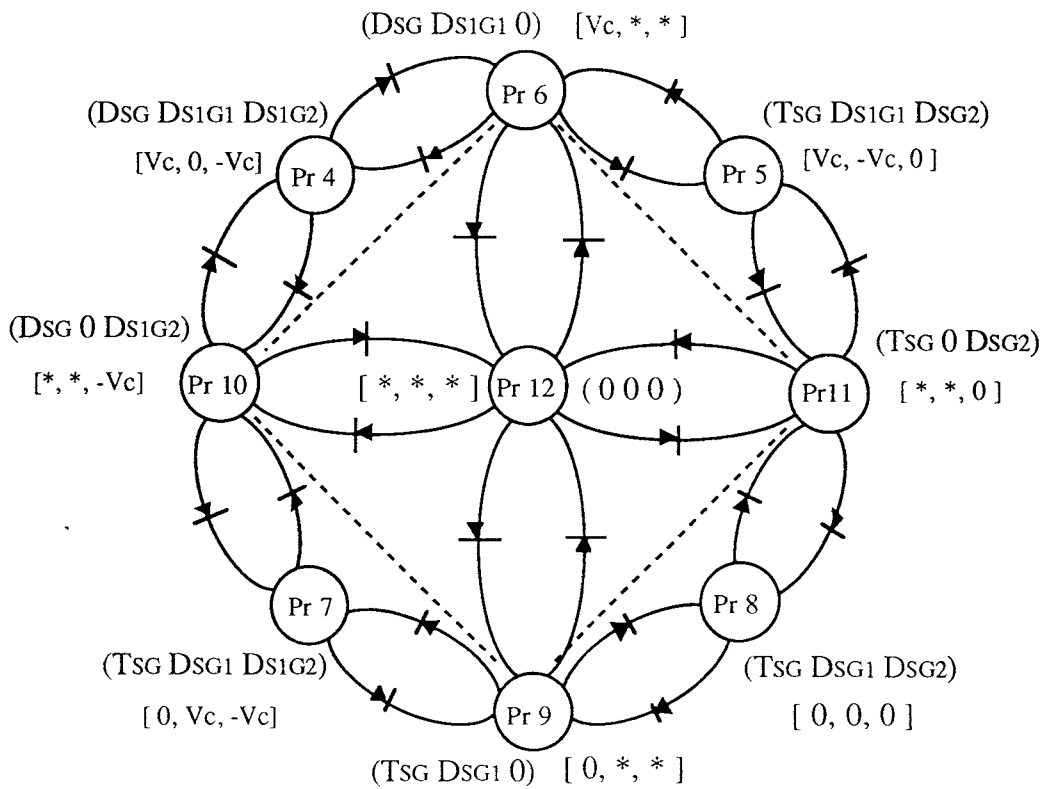


Figure II-19 : Réceptivités "internes" à la macroplace ( $Y=1$ ).

Transitions	Conditions des transitions	Transitions	Conditions des transitions
Tr4	$(i_{eG1} < 0) \text{ et } (i_{eG2} < 0)$	Tr8	$(i_{eG1} > 0) \text{ et } (i_{eG2} > 0)$
Tr5	$(i_{eG1} < 0) \text{ et } (i_{eG2} > 0)$	Tr9	$(i_{eG1} > 0) \text{ et } (i_{eG2} = 0)$
Tr6	$(i_{eG1} < 0) \text{ et } (i_{eG2} = 0)$	Tr10	$(i_{eG1} = 0) \text{ et } (i_{eG2} < 0)$
Tr7	$(i_{eG1} > 0) \text{ et } (i_{eG2} < 0)$	Tr11	$(i_{eG1} = 0) \text{ et } (i_{eG2} > 0)$
		Tr12	$(i_{eG1} = 0) \text{ et } (i_{eG2} = 0)$

Tableau II-6 : Réceptivités "externes" des transitions (Y=1).

Les conditions des transitions "internes" (réceptivités d'accès et de sortie entre places) sont précisées par tableau II-7.

Transitions	Conditions des transitions "internes"	Transitions	Conditions des transitions "internes"
Pr 4→Pr 6	$(i_{eG2} = 0 \uparrow)$	Pr 8→Pr 11	$(i_{eG1} = 0 \downarrow)$
Pr 4→Pr 10	$(i_{eG1} = 0 \uparrow)$	Pr 9→Pr 7	$(vd_{s1G2} > 0)$
Pr 5→Pr 6	$(i_{eG2} = 0 \downarrow)$	Pr 9→Pr 8	$(vd_{sG2} > 0)$
Pr 5→Pr 11	$(i_{eG1} = 0 \uparrow)$	Pr 9→Pr 12	$(-i_{eG} = i_{eG1} = 0 \downarrow)$
Pr 6→Pr 4	$(vd_{s1G2} > 0)$	Pr 10→Pr 4	$(vd_{s1G1} < 0)$
Pr 6→Pr 5	$(vd_{sG2} > 0)$	Pr 10→Pr 7	$(vd_{sG1} > 0)$
Pr 6→Pr 12	$(-i_{eG} = i_{eG1} = 0 \uparrow)$	Pr 10→Pr 12	$(-i_{eG} = i_{eG1} = 0 \uparrow)$
Pr 7→Pr 9	$(i_{eG2} = 0 \uparrow)$	Pr 11→Pr 5	$(vd_{s1G1} < 0)$
Pr 7→Pr 10	$(i_{eG1} = 0 \downarrow)$	Pr 11→Pr 8	$(vd_{sG1} > 0)$
Pr 8→Pr 9	$(i_{eG2} = 0 \downarrow)$	Pr11→Pr12	$(i_{eG} = -i_{eG1} = 0 \downarrow)$
Pr 12→Pr 6	$(vd_{sG} > 0 \text{ et } vd_{s1G1} > 0)$		
Pr 12→Pr 9	$(C_{sG} = 1, vd_{sG} < 0) \text{ et } (vd_{sG1} > 0)$		
Pr 12→Pr 10	$(vd_{sG} > 0 \text{ et } vd_{s1G2} > 0)$		
Pr b12→Pr 11	$(C_{sG} = 1, vd_{sG} < 0) \text{ et } (vd_{sG2} > 0)$		

Tableau II-7 : Réceptivités "internes" des transitions (Y=1).

c) Structure des macroplaces :  $Y = 2$  et  $Y = 3$

Pour deux transistors commandés, on décompose la configuration de l'onduleur en deux macroplaces  $[\uparrow \downarrow 0]$  (figure II 20) et  $[\uparrow \uparrow 0]$  (figure II-21).

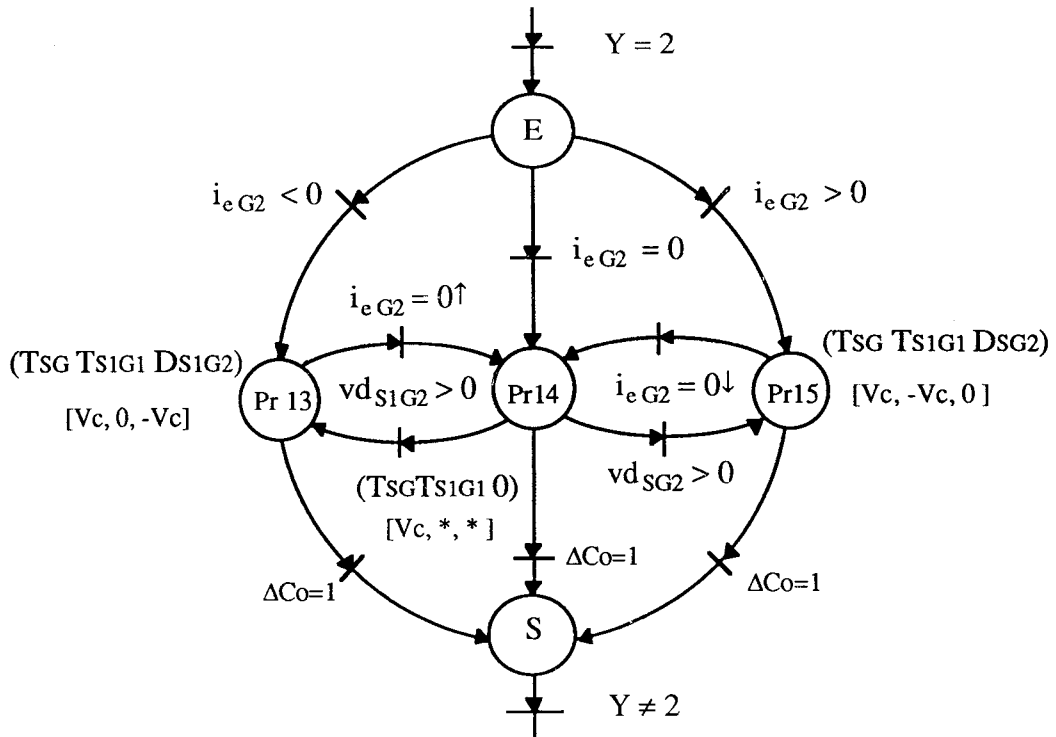


Figure II-20 : Réseau de la macroplace  $Y = 2$ .

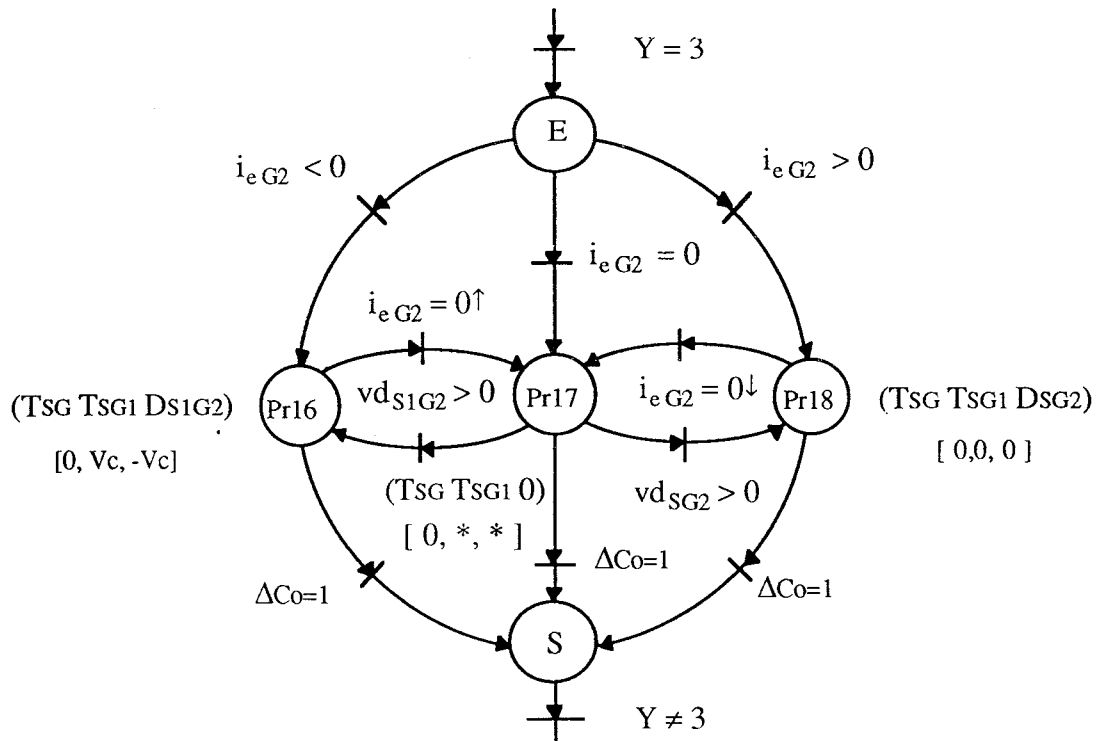


Figure II-21 : Réseau de la macroplace  $Y = 3$ .

d) Structure des macroplaces :  $Y = 4$  et  $Y = 5$

Trois transistors sont commandés en permanence [  $\uparrow\downarrow\downarrow$  ] ou [  $\uparrow\uparrow\uparrow$  ]. Dans chaque cas, il y a une seule place possible en utilisant les indices " G " et " S ".

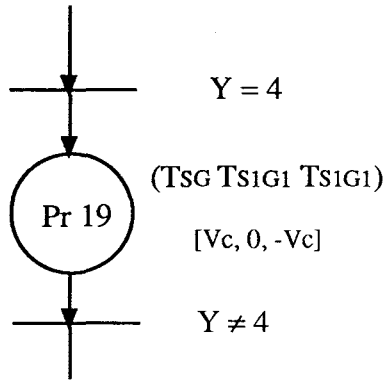


Figure II-22 (Y=4).

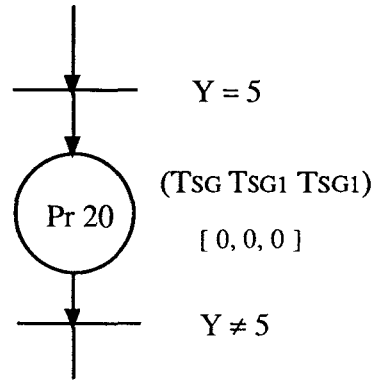


Figure II-23 (Y=5).

## II.3 MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

### II.3.1 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

Nous allons présenter ici le modèle mathématique de la machine synchrone en régime transitoire. Les résultats sont classiques, mais ce rappel nous permet de préciser les notations et de donner une présentation unifiée aux machines synchrones triphasées à aimants permanents que nous allons utiliser.

#### II.3.1.1 Hypothèses et notations

Dans l'étude, nous considérons une machine bipolaire triphasée (induit) munie d'un enroulement inducteur (rotor) alimenté par une source de courant (figure II-24).

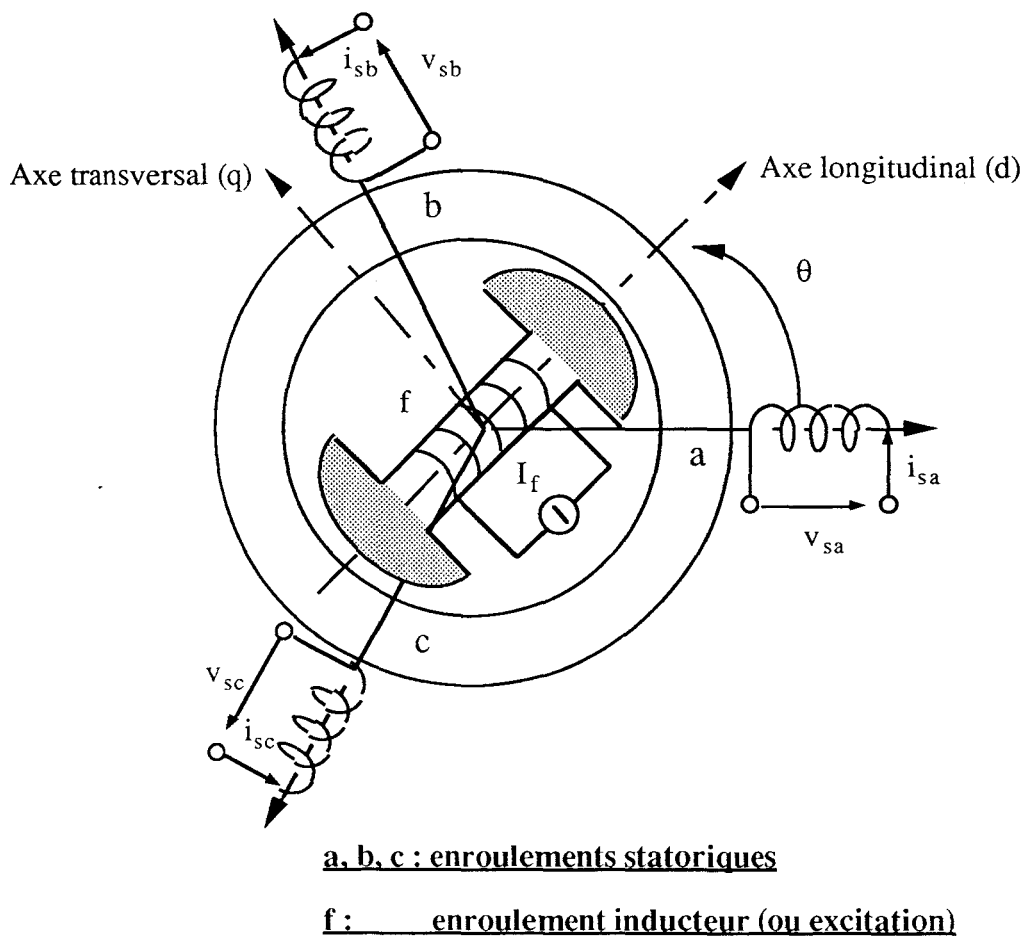


Figure II-24 : Représentation d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents.

Les hypothèses couramment utilisées sont les suivantes :

- ◆ Une répartition spatiale sinusoïdale de la force magnétomotrice dans l'entrefer ;
- ◆ L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique.

Nous représentons, dans cette première approche, l'action des aimants par une source de courant parfaite notée  $I_f$  au rotor, alimentant un bobinage monophasé. Nous supposons ainsi que le flux est constant et indépendant des courants statoriques, ce qui se note par l'équation :  $\Phi_r = L_f I_f = \text{constant}$  (où  $L_f$  s'identifie à une inductance propre rotorique).

Dans l'étude de cette machine, nous donnons les inductances et les mutuelles sous forme matricielle :

- $[L_s]$  : matrice des inductances statoriques,
- $[L_{sr}]$  : matrice des inductances mutuelles stator-rotor,
- $L_f$  : inductance rotorique,
- $[R_s]$  : matrice des résistances statoriques.

Les inductances propres et inductances mutuelles sont donc des fonctions de l'angle de rotation  $\theta$ . Leur description complète est très compliquée et dépend étroitement de la répartition du bobinage. Il est commode d'en prendre une approximation au premier harmonique.

Les matrices s'écrivent :

Inductance propre statorique :  $[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s1}(2p\theta)]$

Les matrices  $[L_{s0}]$  et  $[L_{s1}(2p\theta)]$  sont données par :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_0 & M_0 & M_0 \\ M_0 & L_0 & M_0 \\ M_0 & M_0 & L_0 \end{bmatrix}$$
$$[L_{s1}(2p\theta)] = L_1 \begin{bmatrix} \cos(2p\theta) & \cos(2p\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2p\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2p\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2p\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2p\theta) \\ \cos(2p\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2p\theta) & \cos(2p\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Inductance mutuelle stator, rotor :

$$[L_{sr}] = M_{af} \begin{bmatrix} \cos(p\theta) \\ \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Résistance statorique :

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

### II.3.1.2 Equations générales

- Equations des flux :

$$[\Phi_s] = [L_s][i_s] + [L_{sr}]I_f = [L_s][i_s] + [\Phi_{f0}]$$

$$[\Phi_r] = L_f \cdot I_f$$

(II-1)

- Equations des tensions :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s]$$

(II-2)

avec :

$$[V_s] = [v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T$$

$$[i_s] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^T$$

- Couple électromagnétique :

$$\Gamma_{em} = \frac{\partial W_m}{\partial \theta} \quad \text{où} \quad W_m = \frac{1}{2} \sum_j^n \Phi_j \cdot i_j \quad \text{avec } j = sa, sb, sc, f$$

On obtient donc l'expression du couple en fonction des courants statoriques :

$$\Gamma_{em} = \frac{1}{2} p [i_s]^T \frac{\partial [L_s]}{\partial \theta_s} [i_s] + p [i_s]^T \frac{\partial [\Phi_{f0}]}{\partial \theta_s}$$

(II-3)



## II.3.2 Modélisation de la machine synchrone en vue de la commande

### II.3.2.1 Modèle de commande dans le référentiel rotorique (d, q)

Compte tenu des hypothèses précédentes, les équations électriques obtenues après transformation de Park (Annexe 1), conduisent aux résultats classiques :

- Equations électriques :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + L_{sd} \frac{d}{dt} i_{sd} - p \dot{\theta} L_{sq} i_{sq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{d}{dt} i_{sq} + p \dot{\theta} L_{sd} i_{sd} + p \dot{\theta} \Phi_f \end{aligned} \quad (\text{II-4})$$

- Couple électromagnétique :

$$\Gamma_{em} = p \left[ (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} + \Phi_f i_{sq} \right] \quad (\text{II-5})$$

- Equation mécanique :

$$\begin{aligned} \Gamma_{em} &= J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega + \Gamma_r \\ \Omega &= \frac{d\theta}{dt} \end{aligned} \quad (\text{II-6})$$

où J est le moment d'inertie des parties tournantes, f est le coefficient de frottement visqueux et  $\Gamma_r$  est le couple de charge. D'après les équations précédentes, on obtient un système se représentant en forme de schémas "blocs" sur la figure II-25.

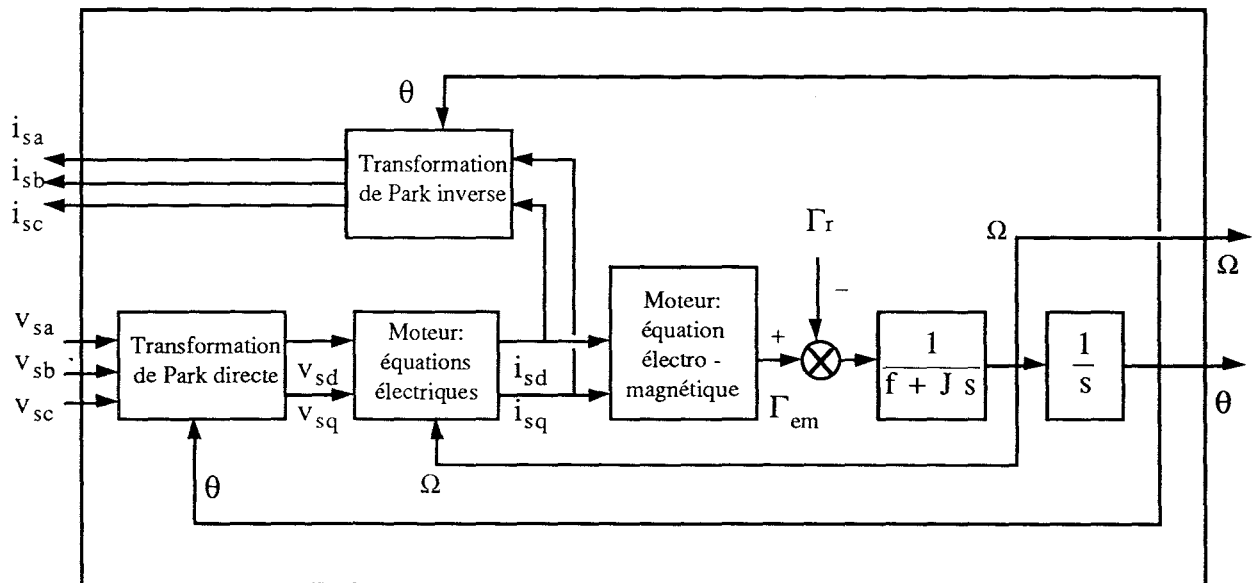


Figure II-25 : Présentation en schéma "blocs" de la machine synchrone.

En régime permanent sinusoïdal, les dérivées des courants sont nuls, soit :  $d(i_{sd})/dt = 0$ ,  $d(i_{sq})/dt = 0$ , la vitesse est constante. A partir de l'équation (II-4), nous avons les relations suivantes en notation complexe :

$$\begin{aligned} \vec{V}_s &= v_{sd} + j v_{sq} \quad , \quad \vec{I}_s = i_{sd} + j i_{sq} \quad , \quad \vec{E}_s = j p \Omega \Phi_f \\ \vec{V}_s &= R_s \vec{I}_s + j p \Omega L_{sd} i_{sd} - p \Omega L_{sq} i_{sq} + \vec{E}_s \end{aligned} \quad (II-7)$$

La figure II-26 représente le diagramme vectoriel du fonctionnement de la machine synchrone obtenu à partir de l'équation (II-7). Dans ce diagramme,  $\psi$  est le déphasage du courant par rapport à la f.e.m. à vide,  $\delta$  est l'angle interne (le déphasage de la f.e.m. par rapport à la tension) et  $\varphi$  est le déphasage du courant par rapport à la tension.

Si on note  $I_M$  le module du courant des composantes  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ , à partir du diagramme vectoriel de la figure II-26, l'équation (II-5) devient :

$$\Gamma_{em} = p \left[ \Phi_f I_M \cos(\psi) + \frac{L_{sd} - L_{sq}}{2} I_M^2 \sin(2\psi) \right] \quad (II-8)$$

Les caractéristiques de fonctionnement de l'ensemble convertisseur-machine diffèrent suivant les lois de commande appliquées aux grandeurs d'entrées. Dans le cas du contrôle des courants, les grandeurs de réglage du couple électromagnétique sont l'amplitude des courants de référence  $I_s$  et l'angle de déphasage  $\psi$ . L'optimisation de l'ensemble peut s'envisager de plusieurs façons selon l'application désirée [Morimoto 89, 90, 91] :

- Recherche du couple maximum pour un courant donné,
- Fonctionnement à facteur de puissance unitaire,
- Commande à flux orienté,
- Fonctionnement à flux constant,
- Fonctionnement avec affaiblissement du champ [Jahns 87].

Dans le cas où l'on désire un couple massique important, le premier fonctionnement est le plus intéressant. Cependant, la commande à flux orienté (figure II-27), en imposant un déphasage  $\psi$  nul, conduit à un couple du type de celui de la machine à courant continu à excitation séparée, soit :

$$\Gamma_{em} = p K_v i_{sq} \quad , \quad K_v = \Phi_f$$

Si on considère une machine à rotor lisse, les deux stratégies donneront les mêmes résultats.

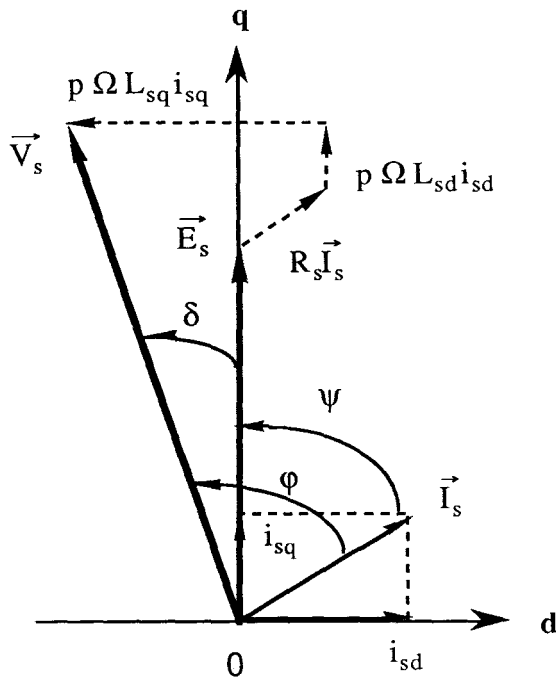


Figure II-26 : Commande à  $\psi \neq 0$ .

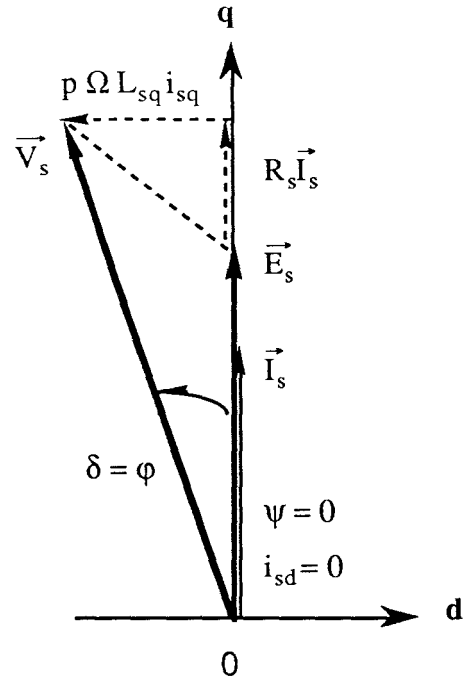


Figure II-27 : Commande à  $\psi = 0$ .

### II.3.2.2 Modèle de commande dans le référentiel statorique (a, b, c)

La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, pour la commande en couple, est relativement simple dans le référentiel rotorique. Elle permet de retrouver rapidement les caractéristiques de la machine. Cependant elle présente l'inconvénient que toutes les grandeurs doivent être sinusoïdales.

Une autre solution pour contrôler le couple consiste à agir directement sur les courants alternatifs de phases. La modélisation se fait alors à partir des grandeurs de phases et le système peut être représenté par l'équation matricielle suivante :

$$[V_s] = \left\{ [R_s] + p \dot{\theta} \frac{d}{d\theta} [L_s] \right\} [i_s] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_s] + [e_s] \quad (\text{II-9})$$

avec :

$$[e_s] = p \dot{\theta} \frac{d}{d\theta} [L_{sr}(p\theta)] I_f$$

Nous constatons que le système obtenu est multivariable, à coefficients fonctions de la vitesse et de la position. L'implantation d'une commande globale pose, à l'évidence, des problèmes de calcul en temps réel et de complexité de synthèse.

Au point de vue de la commande numérique, la modélisation de la machine synchrone en grandeurs de phases peut être intéressante à condition de prendre des hypothèses simplificatrices en négligeant la saillance. Dans ce cas, la modélisation directe à l'aide des grandeurs de phases présente de meilleurs avantages et contourne aussi les inconvénients précédents.

Si nous considérons une machine à rotor isotrope, c'est à dire :  $L_{sd} = L_{sq}$ , le système d'équations se simplifie :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_0 & M_0 & M_0 \\ M_0 & L_0 & M_0 \\ M_0 & M_0 & L_0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{sa} \\ e_{sb} \\ e_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

Pour une machine triphasée avec neutre isolé, on a :

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$$

Dans ces conditions, l'équation (II-10) devient :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_0 - M_0 & 0 & 0 \\ 0 & L_0 - M_0 & 0 \\ 0 & 0 & L_0 - M_0 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{sa} \\ e_{sb} \\ e_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II-11})$$

Comme les grandeurs triphasées sont liées, le système est d'ordre deux.

En considérant la matrice :

$$[L_{2s}] = \begin{bmatrix} L_0 - M_0 & 0 \\ 0 & L_0 - M_0 \end{bmatrix}$$

et son inverse :

$$[L_{2s}]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_0 - M_0} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_0 - M_0} \end{bmatrix}$$

La forme canonique donnant l'expression des courants s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_0 - M_0} & 0 \\ 0 & \frac{R_s}{L_0 - M_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_0 - M_0} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_0 - M_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sa} - e_{sa} \\ v_{sb} - e_{sb} \end{bmatrix} \quad (\text{II-12})$$

Ces équations représentent le modèle découplé d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents avec peu de saillance. Le couplage entre les phases disparaît, et on a deux systèmes linéaires indépendants, à coefficients constants, avec pour chacun une perturbation qui est la f.e.m., fonction de la position et proportionnelle à la vitesse.

Le couple électromagnétique est obtenu à partir de l'équation (II-3) :

$$\Gamma_{em} = p \frac{1}{\Omega} [e_{sa} i_{sa} + e_{sb} i_{sb} + e_{sc} i_{sc}] \quad (\text{II-13})$$

D'une part, les forces électromotrices et les courants peuvent s'exprimer par leur développement en série de Fourier et, d'autre part, si nous supposons que la forme d'onde des forces électromotrices est connue, une minimisation des ondulations de couple peut être obtenue par une sélection appropriée des harmoniques de courant, ce qui permet l'annulation des harmoniques indésirables de couple.

Par ailleurs, si nous nous limitons au cas où toutes les grandeurs sont sinusoïdales, nous obtenons la même expression que (I-2) :

$$\Gamma_{em} = p K_v I \cos(\psi) \quad , \quad \text{avec } K_v = \Phi_f$$

Cette équation nous permet de retrouver, pour  $\psi$  égal à zéro, le fonctionnement en couple maximal.

## II.4 MODELE NUMERIQUE DE L'ENSEMBLE

### II.4.1 Position du problème

L'étude analytique des systèmes comprenant des convertisseurs statiques est difficile et ne peut être menée que grâce à des hypothèses simplificatrices. C'est pourquoi la simulation numérique devient un moyen indispensable et privilégié pour l'étude de ces ensembles.

Effectuer la simulation numérique d'un système électrique consiste à résoudre les équations de ce système au moyen d'un ordinateur. Ces équations se mettent généralement sous la forme canonique suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{II-14})$$

$$[Y] = [C][X] + [D][U] \quad (\text{II-15})$$

où  $[X]$  est un vecteur de variable d'état du système ;  $[U]$  est un vecteur d'entrée composé de grandeurs imposées par l'environnement du système ;  $[Y]$  est un vecteur des variables "observées".

Les méthodes de simulation comportant des convertisseurs statiques peuvent être classées en trois catégories [Le Dœuff 81, 92], [Grandpierre 87], [Tribout 88], [Rekioua 91] :

- \* Les méthodes à "topologie constante" qui sont liées à la représentation des semi-conducteurs par des impédances variables mais finies.
- \* Les méthodes à "topologie variable générale" liées à la représentation des semi-conducteurs par des interrupteurs et où toutes les combinaisons "ouvert" ou "fermé" sont considérées comme possibles.
- \* Les méthodes à "topologie variable restreinte" reposent sur la même modélisation des semi-conducteurs que les précédentes, mais ne retiennent qu'un certain nombre de combinaisons d'interrupteurs ouverts ou fermés.

La méthode DESIGN déjà présentée utilise le principe de la topologie variable restreinte. Cette méthode nous permet l'étude du comportement de l'ensemble source-convertisseur-machine-commande en régime transitoire, et l'analyse des différents modes de fonctionnement de la machine synchrone, suivant la stratégie de commande choisie.

## II.4.2 Structuration fonctionnelle globale

L'organisation de l'ensemble se fait à partir de deux axes principaux (figure II-28) :

- Un axe de puissance faisant intervenir la source, les interrupteurs et la charge.
- Un axe de commande regroupant l'automate de commande rapprochée (A.C.R.), le micro-calculateur de processus (M.C.P.) et l'automate de contrôle des modes de marche (A.C.M.M.) formant ainsi le contrôle éloigné [Hautier 91].

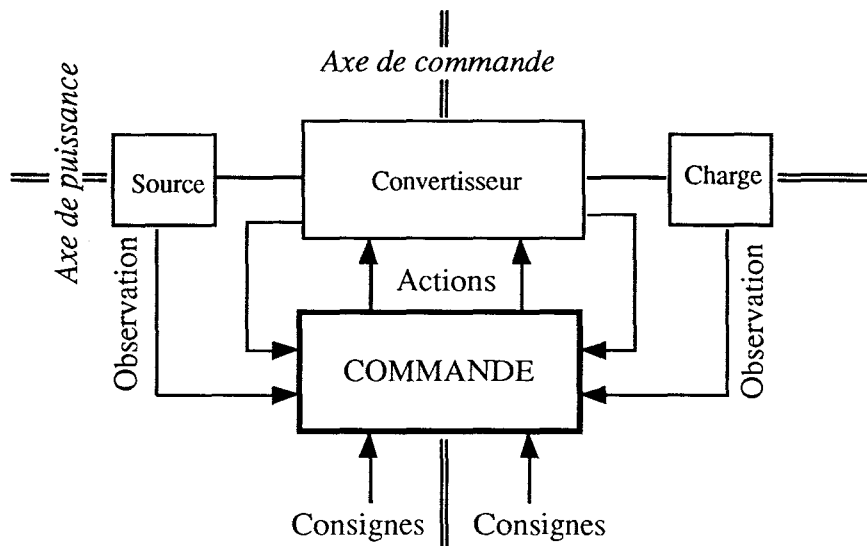


Figure II-28 : Structuration fonctionnelle globale.

Sur l'axe de puissance, la partie opérative représente l'ensemble des opérateurs traitant les variables du processus de commande. On organise cette partie en blocs fonctionnels qui correspondent aux nombres de fonctions présentées par les graphes de Petri précédents.

Quant à la partie commande, c'est l'automate (A.C.R.) qui est chargé d'activer les blocs fonctionnels suivant les événements externes issus du processus ou du niveau de commande hiérarchiquement supérieur. La partie commande est complexe, on s'intéresse ici, en particulier, à la commande rapprochée. Les séquences des commandes des interrupteurs s'organisent en classes (X et Y), précisées par les réseaux de Petri précédents (figure II-7 et figure II-15).

En combinant le graphe de la partie commande et celui de la partie opérative, le traitement de l'ensemble source-changeur de fréquence-charge s'organise de manière modulaire (figure II-29), en respectant les problèmes de hiérarchie au niveau de la commande.

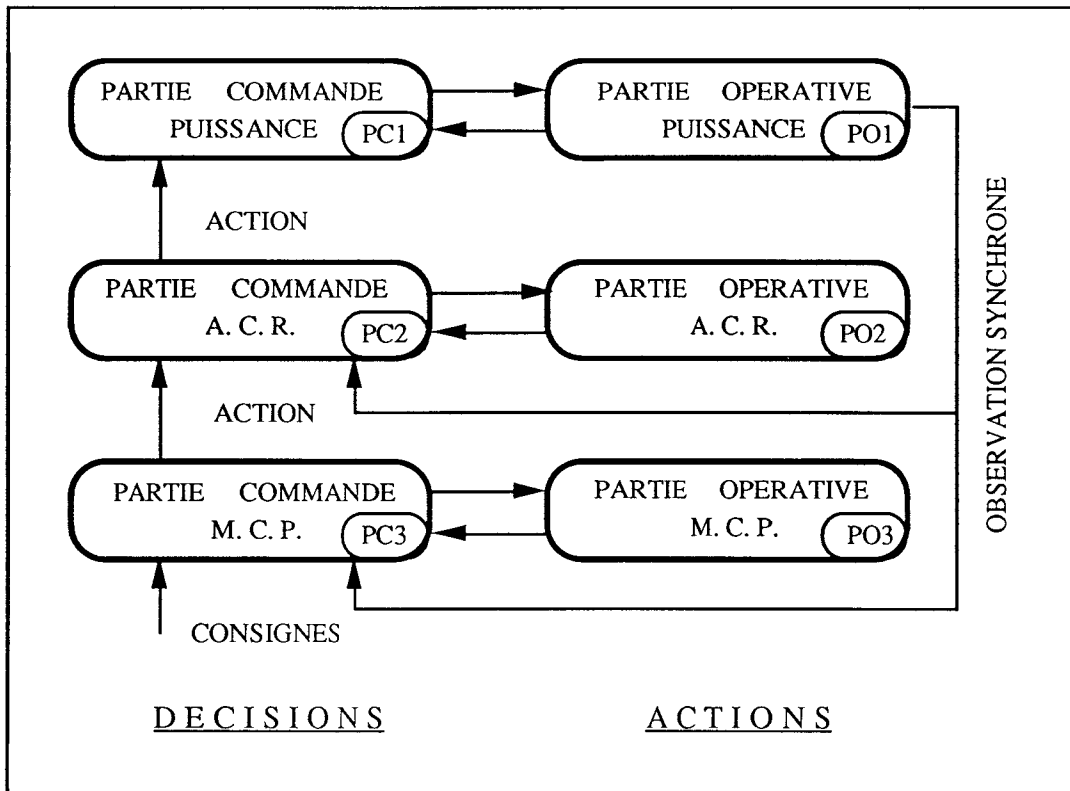


Figure II-29 : Organisation générale de l'ensemble.

### II.4.3 Simulation numérique de l'ensemble

Les graphes de description fonctionnelle apparaissent comme des “modules” de programme de simulation, à condition d’adapter au problème posé les méthodes d’implantation des réseaux de Petri sur automate. La figure II-30 représente l’organigramme de traitement des différents graphes.

Le traitement de la transcription des graphes nécessite de respecter la propriété de la commande, ainsi que la continuité de l’état du système lors des changements de classe de configurations dans la partie opérative. La méthode d’implantation des réseaux de Petri est basée sur la méthodologie DESIGN. On cite ici quelques points importants pour le traitement informatique :

◆ Contraintes temporelles :

- D’une part, l’incrémentation du temps universel nécessite le choix d’un pas de calcul adapté aux constantes de temps du système.



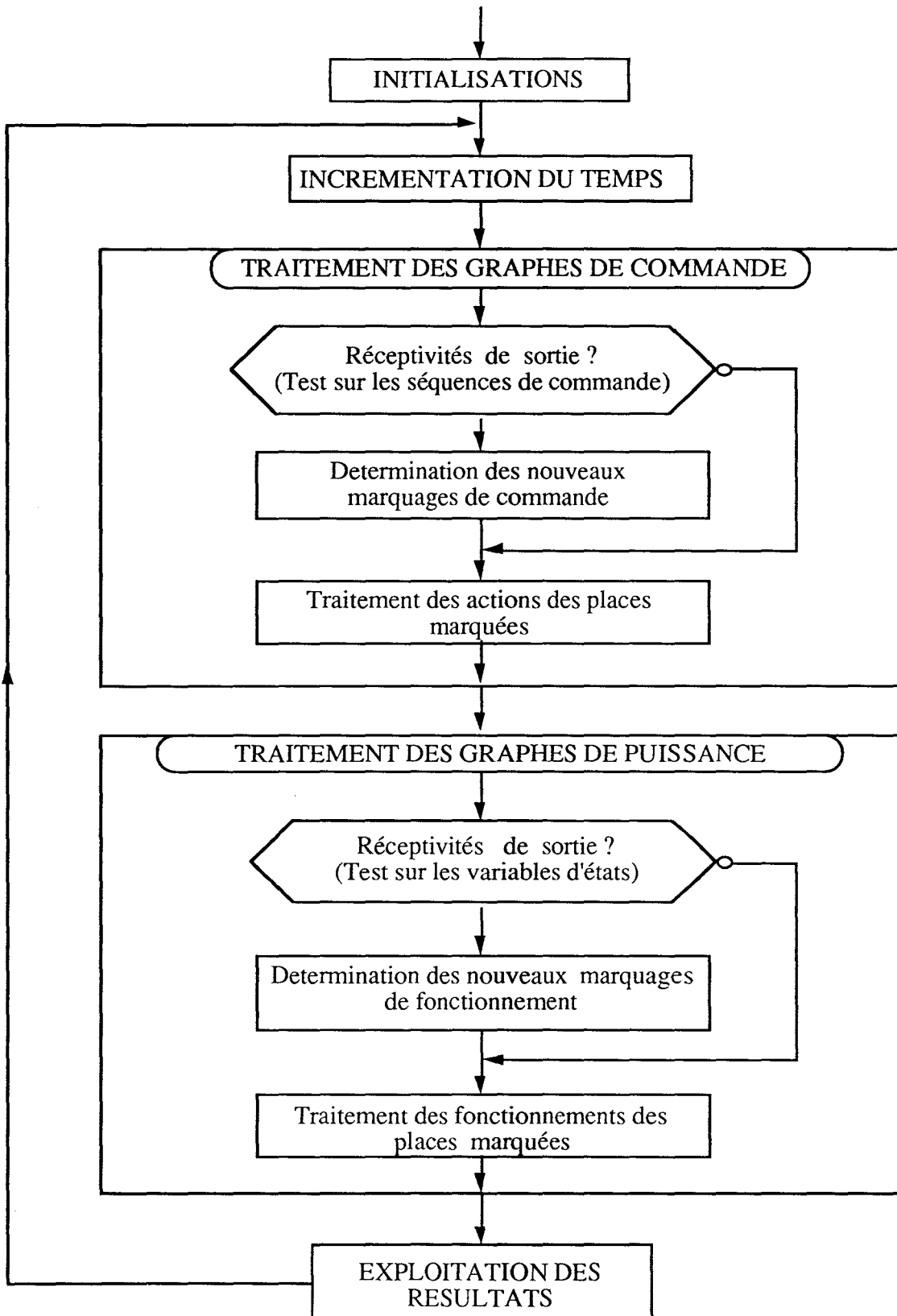


Figure II-30 : Organigramme du programme de l'ensemble.

- D'autre part, les détections des transitions et traitements des actions sont effectués à chaque pas de calcul, ce qui oblige à utiliser un inhibiteur du temps qui permet ainsi de retrouver le parallélisme des évolutions dans chacune des parties commande du système et d'assurer la synchronisation du traitement.

◆ **Traitement des modèles :**

- Les changements de modèles sont liés aux changements des commandes et des états des variables. On dispose alors d'un "multi-modèle" de la machine synchrone en équations différentielles, en utilisant directement les grandeurs de phases. Tous les modes de fonctionnement concernés sont précisés dans l'Annexe 3.

◆ **Algorithmes de résolution :**

- La résolution des équations différentielles est effectuée par les méthodes << pas à pas >> (Euler et Runge-Kutta), qui permettent de traiter les équations non linéaires.

**Remarque :**

Il convient de noter que la décomposition, en classes de commande, nous a grandement simplifié la recherche d'éventuelles erreurs de programmation et nous a permis de réaliser un gain de temps appréciable dans la mise au point du programme.

L'implantation des réseaux de Petri se réalise facilement sur ordinateur en langage Turbo Pascal.

## **CONCLUSION**

Dans ce chapitre, nous avons présenté, à partir de la description fonctionnelle par le formalisme de Petri, un modèle de simulation numérique que l'on utilisera pour étudier le comportement de l'ensemble d'entraînement "convertisseur-moteur".

Nous avons ensuite établi deux modèles de commande de la machine synchrone à aimants permanents : l'un dans le référentiel statorique, l'autre dans le référentiel rotorique.

Nous constatons que le contrôle du couple, avec ces deux modèles, est identique à celui du moteur à courant continu à excitation séparée.

La méthodologie DESIGN nous a permis d'organiser le logiciel de simulation de l'ensemble d'entraînement selon deux axes (commande-puissance), ce qui nous a permis de structurer le programme de simulation.

## **CHAPITRE III**

### **COMMANDE DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEURS-MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS**

## CHAPITRE III

### COMMANDE DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEURS-MACHINE SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

Dans le premier chapitre, nous avons rappelé le principe d'autopilotage et les grandeurs de réglage de la machine synchrone alimentée par convertisseur statique.

Pour obtenir les meilleures performances dynamiques de l'ensemble convertisseur-machine, la commande du couple de la machine synchrone nécessite le contrôle direct des courants instantanés.

Les deux structures de commande les plus fréquemment utilisées, pour asservir des courants instantanés, sont les solutions "a, b, c" et "d, q". Nous allons, par la suite, comparer les deux structures de commande en utilisant deux types de commande rapprochée : hystérésis et MLI.

Dans la dernière partie, nous présentons le modèle et la structure de commande du redresseur en utilisant la technique de contrôle des courants par la méthode hystérésis.

#### III.1 COMMANDE RAPPROCHEE DE L'ONDULEUR

##### III.1.1 SEQUENCES DE COMMANDE DES INTERRUPTEURS

Les techniques de commande des convertisseurs statiques ont fait l'objet de nombreux travaux et donnent encore lieu à des recherches [Bowes 88, 91-1-2]. Cela peut s'expliquer par les différentes approches possibles (analogique ou numérique) et les divers couplages réalisables entre la charge et le convertisseur statique.

En dehors de la commande par hystérésis, les techniques classiques de modulation utilisées se divisent en deux parties :

- ◆ MLI optimisée,
- ◆ MLI à échantillonnage (naturel ou régulier).

La méthode de commande à "MLI optimisée", initialement étudiée par Patel et Hoft [Patel 73], permet d'annuler un nombre fini d'harmoniques. Selon le principe, à partir d'une onde formée de  $2M$  impulsions ( $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_{2M}$ ), en choisissant correctement les symétries de l'onde (symétries par rapport au quart de période et antisymétrie par rapport à la demi-alternance), on détermine la valeur des  $2M$  angles annulant les expressions de  $M$  harmoniques gênants. La mise en équation du problème conduit à un système d'équations transcendantes dont la résolution n'est envisageable que par calcul numérique, à partir d'une condition initiale préalablement fixée.

Avec cette méthode, la détermination en temps réel des angles de commutation n'est pas réalisable, en raison, d'une part, du volume de calculs nécessaires, et d'autre part des incidents de convergence qui peuvent être rencontrés lors de la résolution. Par conséquent les réalisations utilisent souvent la mémorisation des angles de commutation calculés "hors ligne". Si le nombre des harmoniques à éliminer est grand, alors les angles de commutation à mémoriser peuvent conduire à des difficultés. Plusieurs techniques sont proposées dans les articles pour réaliser l'implantation de cette méthode [Grandpierre 87] [Sournac 90].

La méthode de MLI à échantillonnage naturel consiste à comparer directement une onde modulante (généralement une sinusoïdale de référence) et un signal triangulaire, de fréquence élevée, afin de déterminer les angles de commutation, donc la largeur des impulsions.

Cette méthode est bien adaptée à une réalisation analogique dont l'élément clef sera le comparateur. Par contre, si on désire calculer numériquement les instants de commutation, on devra résoudre l'équation correspondant à l'intersection d'une sinusoïde et d'une droite. Cette équation est transcendante et n'a pas, par conséquent, de solution analytique, d'où les difficultés pour la résoudre sur calculateur en temps réel.

Les méthodes avec échantillonnage régulier ont été développées principalement en vue de leur implantation numérique sur microprocesseur. Le principe est le suivant :

- La référence est échantillonnée régulièrement (par exemple à chaque début de période de la porteuse) ;
- Ce signal est bloqué jusqu'à la prise de l'échantillon suivant.

Ainsi le calcul d'intersection est grandement facilité car la détermination de la largeur d'impulsion ne passe pas par la résolution d'une équation transcendante, mais par celle d'une équation trigonométrique [Seixas 88].

Au fur et à mesure que le nombre de prises d'échantillons augmente, nous nous rapprochons de la modulation naturelle.

### III.1.2 CONTROLE DES COURANTS

En vue de contrôle du couple de la machine synchrone, nous choisissons la stratégie qui consiste à contrôler directement les courants statoriques de la machine.

#### III.1.2.1 Choix des stratégies

On peut envisager deux stratégies de contrôle des courants alternatifs. Ces deux types de commande ont été étudiés dans plusieurs travaux [Lajoie-Mazenc 85], [Mollard 88], [Le-huy 89], [Pillay 90, 91] et élaborés de la façon suivante :

- Commande "a, b, c" (repère fixe lié au stator) : on asservit les trois courants de phases de la machine à trois références (en fait, deux seulement suffisent), il s'agit des boucles de courant classiques ;
- Commande "d, q" (repère lié au rotor) : on réalise cette fois l'asservissement des composantes de Park des courants.

Les deux solutions possibles pour la commande sont, par nature, très différentes. Le contrôle direct dans les axes a, b et c peut être effectué de manière analogique ou numérique, alors que la commande indirecte des composantes de Park (d, q) nécessite l'utilisation de la transformation de Park, d'où une manipulation mathématique justifiant l'utilisation d'un processeur rapide.

Rappelons ici que notre démarche consiste à étudier ce que peut apporter le numérique dans l'A.C.R, non seulement en fonctionnement normal, mais aussi dans le cas de marche dégradée. Chaque méthode présente des avantages et des inconvénients, mais il est difficile de prévoir la plus intéressante en cas de marche dégradée. Pour ce faire, il nous a semblé indispensable d'étudier les deux types de commande en parallèle.

#### III.1.2.2 Solution directe : commande "a, b, c"

La commande directe (a, b, c) utilise les grandeurs de phases. Le modèle du système à commander, dans le cas général (rotor anisotrope), est complexe. L'implantation d'une commande globale pose à l'évidence des problèmes de calcul en temps réel et de complexité de synthèse. Il est nécessaire de prendre l'hypothèse simplificatrice en négligeant la saillance du rotor.

### III.1.2.2.1 Synthèse de la boucle de courant

Pour une machine à rotor isotrope, c'est à dire :  $L_{sd} = L_{sq}$ , on suppose que le neutre est isolé, l'équation (II-10) devient :

$$\begin{aligned} V_{sa} &= R_s i_{sa} + (L_0 - M_0) \frac{di_{sa}}{dt} + e_{sa} \\ V_{sb} &= R_s i_{sb} + (L_0 - M_0) \frac{di_{sb}}{dt} + e_{sb} \end{aligned}$$

(III-1)

Dans ce cas on a un système linéaire totalement découplé, à coefficients constants, avec comme perturbation la f.e.m., fonction de la position et proportionnelle à la vitesse de rotation.

$$\begin{aligned} e_{sa} &= -K_v \omega_s \sin(p\theta) \\ e_{sb} &= -K_v \omega_s \sin(p\theta - 2\pi/3) \end{aligned}$$

(III-2)

$K_v$  : coefficient de la f.e.m. de la machine synchrone à aimants permanents.

La solution adoptée pour la boucle de courant, est :

- Soit d'implanter un correcteur de courant dont la synthèse ne tient pas compte de la perturbation.

- Soit d'ajouter un terme de compensation de la f.e.m., comme le montre la figure III-1.

Nous retenons cette dernière stratégie pour le réglage du courant.

Dans le cas du contrôle par hystérésis, la boucle de courant est synthétisée par le schéma bloc suivant (figure III-1) :

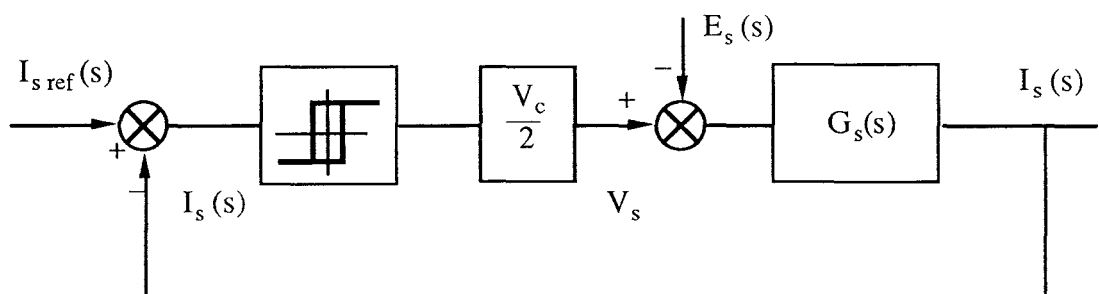


Figure III-1 : Schéma de synthèse de la boucle de courant contrôlé par hystérésis.

Si on utilise la technique de commande par MLI, alors la synthèse de la boucle de courant pour chaque phase est donnée sur la figure III-2.

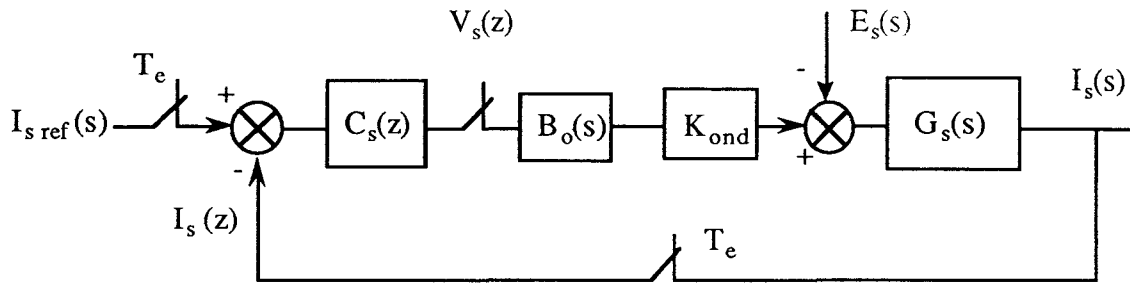


Figure III-2 : Schéma de synthèse de la boucle de courant commandé par MLI.

La fonction de transfert par phase de la machine synchrone s'écrit :

$$G_s(s) = \frac{I_s(s)}{V_s(s)} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \tau_e s} \quad \text{avec} \quad \tau_e = \frac{L_0 - M_0}{R_s}$$

En numérique les termes de compensation peuvent être facilement calculés. La connaissance de la position ( $\theta_s = p\theta$ ), utilisée par ailleurs pour l'autopilotage, permet de déduire les f.e.m. La saillance du rotor induit des composantes harmoniques dans les f.e.m. de la machine qui constituent des perturbations pour les boucles de régulation de courant de phase. Il faut donc vérifier que le correcteur choisi est robuste et stable vis à vis de ces perturbations.

Supposons que l'onduleur est idéal ( $K_{ond} = 1$ ), la partie continue peut être discrétisée en tenant compte de la fonction de blocage et de l'effet d'échantillonnage :

$$T_s(z) = \frac{I_s(z)}{v_s(z)} = \frac{1}{R_s} \frac{1 - z_e}{z - z_e} \quad , \quad z_e = e^{-T_e/\tau_e}$$

La fonction de transfert en boucle fermée pour chaque phase, s'écrit:

$$H_F(z) = \frac{I_s(z)}{I_{s\text{ref}}(z)} = \frac{C_s(z) \frac{1 - z_e}{R_s}}{z - z_e + C_s(z) \frac{1 - z_e}{R_s}}$$

Pour éliminer l'erreur statique, nous utilisons un correcteur proportionnel-intégral, dont la fonction de transfert pour un système continu s'écrit :

$$C(s) = k_p + k_i \frac{1}{s}$$



Pour un système discret, on peut utiliser l'algorithme de commande suivant :

$$u[k] = k_p \varepsilon[k] + k_i \sum_{n=0}^k \varepsilon[n]$$

soit, en utilisant l'opérateur  $z^{-1}$ ,

$$u[z^{-1}] = \left( k_p + \frac{k_i}{1-z^{-1}} \right) \varepsilon[z^{-1}] \quad \text{d'où} \quad C[z^{-1}] = \left( k_p + \frac{k_i}{1-z^{-1}} \right)$$

En vue de l'implantation numérique, l'algorithme de réglage du correcteur PI s'écrit :

$$\begin{aligned} u[kT] &= (k_p + k_i) \varepsilon[kT] + x[(k-1)T] \\ x[kT] &= x[(k-1)T] + k_i \varepsilon[kT] \end{aligned}$$

### III.1.2.2.2 Structure de commande

En fonctionnement triphasé "normal", deux boucles de courants suffisent, l'autopilotage et le contrôle du couple sont couplés. La structure de commande correspondante est donnée en figure III-3.

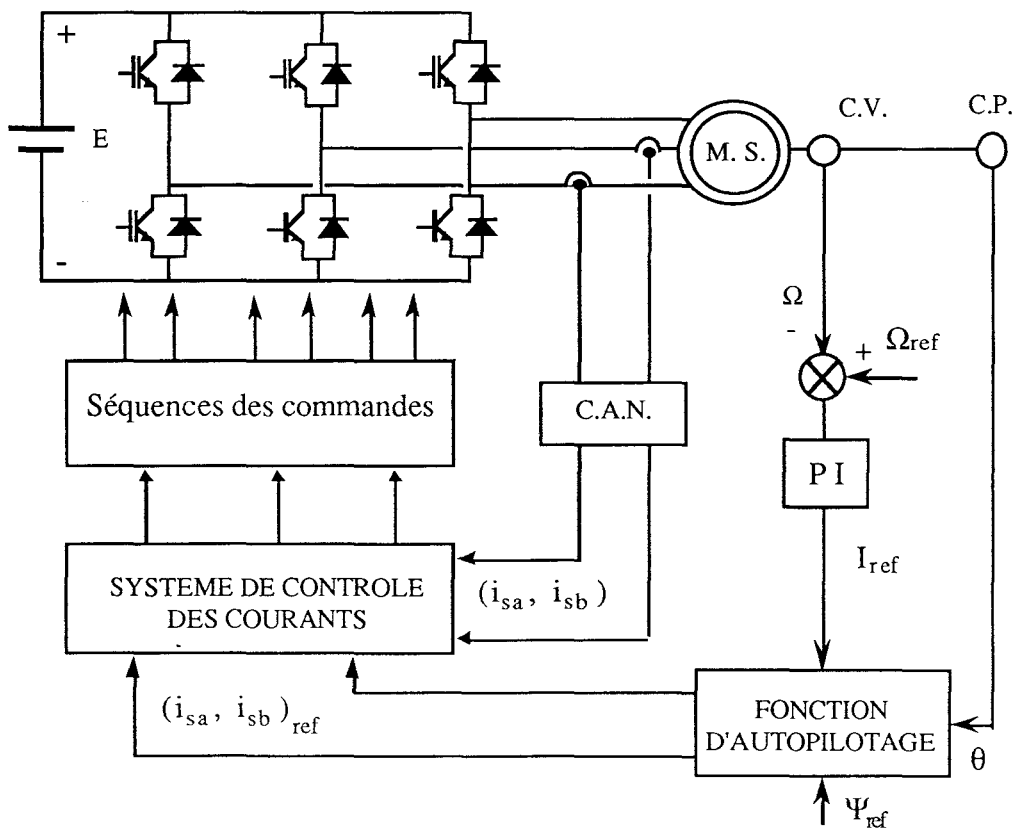


Figure III-3 : La structure de commande directe (a, b, c).

### III.1.2.3 Solution indirecte : commande "d, q"

Le modèle de commande, dans le référentiel lié au rotor, qu'on a obtenu dans le chapitre précédent, nous donne un système multi-variable dont les coefficients ne sont fonctions que de la vitesse. On a deux variables d'entrée électriques  $v_{sd}$ ,  $v_{sq}$ , deux variables d'état  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$ , et une perturbation  $e_s(\omega_s)$ , dont l'évolution est lente.

En vue du contrôle des courants, à partir des équations de Park, on cite deux points importants :

- Les équations sont indépendantes du type de machine ( $L_{sd} = L_{sq}$  ou  $L_{sd} \neq L_{sq}$ ).
- Les références sont continues en régime permanent.

On trouve que les équations sont couplées, même dans le cas des machines isotropes ; une commande par deux boucles indépendantes n'est donc pas, à priori, la meilleure solution. Cependant les termes de couplage sont constants en régime permanent, un correcteur comportant un terme d'intégration permet, dans chaque boucle, d'annuler l'effet de la perturbation correspondante. En régime continu, les équations pourraient être facilement découplées par l'addition de termes prédictifs, puisque toutes les grandeurs sont mesurables.

#### III.1.2.3.1 Modèle de commande discrétisé

Un découplage effectif des équations nécessite, en réalité, de tenir compte des périodes d'échantillonnage. Pour découpler les axes d et q, nous devons réécrire les équations de Park (II-4) sous forme d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_d} & \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \omega_s \\ \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \omega_s & -\frac{1}{\tau_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{e_{sq}}{L_{sq}} \end{bmatrix} \quad (\text{III-3})$$

Si on note  $X$  et  $U$  respectivement le vecteur d'état et le vecteur de commande, soit :

$$X = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} \end{bmatrix}^T \quad U = \begin{bmatrix} u_{sd} & u_{sq} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} v_{sd} & v_{sq} - e_s \end{bmatrix}^T$$

avec :

$$\tau_d = \frac{L_{sd}}{R_s} \quad , \quad \tau_q = \frac{L_{sq}}{R_s}$$

On obtient une équation canonique :

$$\dot{X} = A X + B U \quad (\text{III-4})$$

Les matrices d'évolution libre A et d'application de la commande B sont données respectivement par :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_d} & \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \omega_s \\ -\frac{L_{sd}}{L_{sq}} \omega_s & -\frac{1}{\tau_d} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq}} \end{bmatrix}$$

En numérique, l'équation d'état continue (III-3) doit être discrétisée pour tenir compte de l'échantillonnage des boucles de courant. Dans la suite, nous rappelons que :

- $T_e$  est la période d'échantillonnage,
- $k$ , l'indice utilisé pour préciser la valeur des différentes variables aux instants d'échantillonnage.

On aboutit alors à une représentation d'état discrète donnée par l'équation canonique :

$$X(k+1) = F X(k) + H U(k) \quad (\text{III-5})$$

Si l'on considère l'entrée U bloquée entre deux instants d'échantillonnage (ce qui revient notamment à supposer que la vitesse est constante sur une période d'échantillonnage), nous pouvons exprimer les matrices F et H par :

$$F = e^{AT_e} \quad \text{et} \quad H = \int_0^{T_e} e^{A\tau} B d\tau = A^{-1}(e^{AT_e} - 1) B$$

Une fois les expressions des matrices déterminées, on peut calculer la valeur de l'état à tout instant  $k(nT_e)$ , en fonction d'une condition initiale quelconque  $X(0)$ , grâce à l'algorithme suivant :

$$X(k) = F^n X(0) + \sum_{k=0}^n F^n U(k) \quad (\text{III-6})$$

Pour simplifier l'étude et expliciter analytiquement les résultats, il est nécessaire d'adopter certaines hypothèses en les justifiant. La méthode consiste à négliger la saillance de machine, donc choisir  $L_{sd} = L_{sq}$  (hypothèse justifiée uniquement pour l'étude des machines isotropes [Andrieux 86] [Seixas 88] [Tijerina 89]).

Dans ces conditions, on obtient les résultats suivants :

$$F = e^{AT_e} = e^{-T_e/\tau_e} P(-\omega_s T_e) = e^{-T_e/\tau_e} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s T_e) & \sin(\omega_s T_e) \\ -\sin(\omega_s T_e) & \cos(\omega_s T_e) \end{bmatrix}$$

$$H = \int_0^{T_e} e^{A\tau_e} B d\tau = A^{-1}(e^{AT_e} - 1) B = \frac{1}{L_s} \frac{1}{\omega_s^2 + \frac{1}{\tau_e^2}} \begin{bmatrix} a & -b \\ b & a \end{bmatrix}$$

avec  $\tau_e = R_s / L_s$ . Les paramètres a et b sont donnés respectivement par :

$$\begin{cases} a = e^{-T_e/\tau_e} (\omega_s \sin(\omega_s T_e) - \frac{1}{\tau_e} \cos(\omega_s T_e)) + \frac{1}{\tau_e} \\ b = e^{-T_e/\tau_e} (\frac{1}{\tau_e} \sin(\omega_s T_e) + \omega_s \cos(\omega_s T_e)) - \omega_s \end{cases}$$

Dans ce cas, le calcul des matrices F et H est complexe et ne permet pas une exploitation directe sous forme analytique. De plus, on remarque que les équations discrètes du système ne sont pas découplées, le courant  $i_{sd}$  ( $i_{sq}$ ) est non seulement affecté par la commande  $u_{sd}$  ( $u_{sq}$ ), mais aussi affecté par la commande  $u_{sq}$  ( $u_{sd}$ ). Pour contrôler indépendamment les axes d et q, il est nécessaire d'éliminer les effets du couplage.

### III.1.2.3.2 Méthodes de découplage

#### a) Découplage par matrice

Si l'on ne tient pas compte de l'influence de la f.e.m., nous éliminons directement le couplage en utilisant une matrice de découplage. La solution consiste à élaborer le vecteur de commande U par une matrice D(z) et suppose une matrice D(z) de la forme suivante :

$$D(z) = \begin{bmatrix} 1 & \alpha_q(z) \\ \alpha_d(z) & 1 \end{bmatrix}$$

On a le nouveau vecteur de commande :  $U(z) = D(z) U_0(z)$  ; soit, en remplaçant dans l'équation (III-5) :

$$X(z) = (z - F)^{-1} H D(z) U_0(z)$$

Supposons que :

$$(z - F)^{-1} H D(z) = \begin{bmatrix} T_d(z) & 0 \\ 0 & T_q(z) \end{bmatrix}$$

Alors, on peut obtenir un système totalement découplé :

$$X(z) = \begin{bmatrix} T_d(z) & 0 \\ 0 & T_q(z) \end{bmatrix} U_o(z)$$

En tenant compte des expressions des matrices H et F, les deux paramètres  $\alpha_d(z)$  et  $\alpha_q(z)$  sont de la forme suivante :

$$\alpha_d(z) = -\alpha_q(z) = \frac{a e^{-T_e/\tau_e} \sin(\omega_s T_e) - b [z - e^{-T_e/\tau_e} \cos(\omega_s T_e)]}{a [z - e^{-T_e/\tau_e} \cos(\omega_s T_e)] + b e^{-T_e/\tau_e} \sin(\omega_s T_e)}$$

Les fonctions de transfert  $T_d(z)$  et  $T_q(z)$  sont :

$$T_d(z) = T_q(z) = \frac{1}{L_s} \frac{1 - 2e^{-T_e/\tau_e} \cos(\omega_s T_e) + e^{-2T_e/\tau_e}}{a [z - e^{-T_e/\tau_e} \cos(\omega_s T_e)] + b e^{-T_e/\tau_e} \sin(\omega_s T_e)}$$

Il est bien évident que l'implantation d'une telle commande est impossible en temps réel : la complexité des matrices D(z) et la valeur de la constante de temps du système  $\tau$  souhaitée ne le permettent pas.

Si on reprend les hypothèses suivantes :  $T_e / \tau_e \ll 1$  et  $\omega_s T_e \neq 0$  alors les éléments de matrice de découplage, en prenant les développements des termes au premier ordre, deviennent :

$$\alpha_d(z) = -\alpha_q(z) = \omega_s T_e \frac{z}{z - z_e} \quad , \quad z_e = 1 - \frac{T_e}{\tau_e}$$

$$T_d(z) = T_q(z) = \frac{\frac{T_e}{L_s}}{1 + \rho_s} \frac{1}{z - z_e} \quad , \quad \rho_s = \frac{R_s}{\omega_s L_s}$$

On suppose que  $\rho_s \ll 1$ , hypothèse raisonnable qui peut être généralisée à une machine quelconque. Il vient alors :

$$D(z) = \omega_s T_e \begin{bmatrix} 1 & -\frac{z}{z - z_q} \\ \frac{z}{z - z_d} & 1 \end{bmatrix}, \quad z_d = 1 - \frac{T_e}{\tau_d}, \quad z_q = 1 - \frac{T_e}{\tau_q}$$

On aboutit ainsi aux deux fonctions de transfert sur l'axe d et q, soit :

$$T_d(z) = \frac{I_{sd}(z)}{u_{sd}^*(z)} = \frac{T_e}{L_{sd}} \frac{1}{z - z_d}, \quad T_q(z) = \frac{I_{sq}(z)}{u_{sq}^*(z)} = \frac{T_e}{L_{sq}} \frac{1}{z - z_q}$$

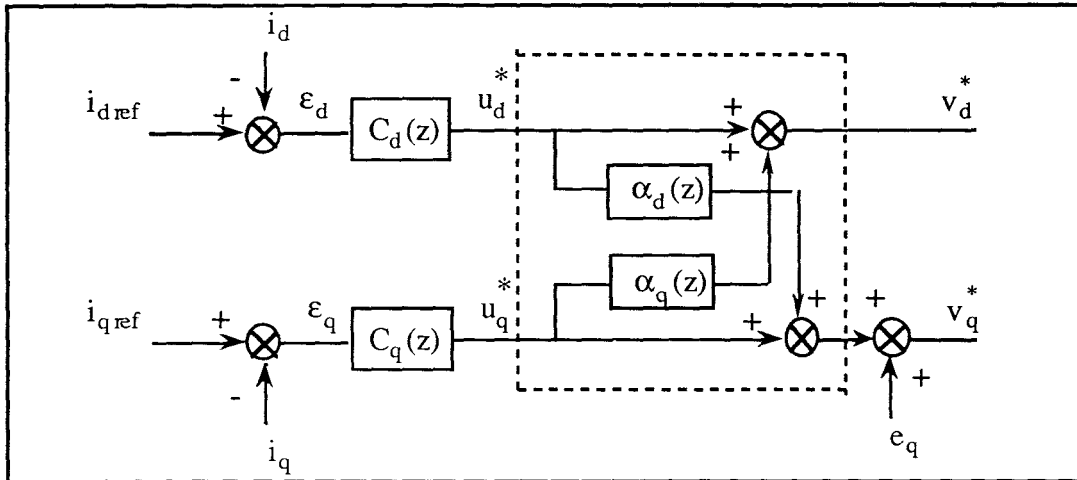


Figure III-4 : Blocs de la partie découplage.

### b) Découplage par retour d'état

En régime continu, si on considère les tensions comme des variables de commande et les courants comme variables d'état, le découplage se fait facilement à partir de l'équation (III-3), en utilisant les retours d'état "vrais". Supposons que le nouveau vecteur de commande est élaboré de la manière suivante :

$$\begin{aligned} u_{sd}^* &= v_{sd} + p \Omega L_{sq} i_{sq} \\ u_{sq}^* &= v_{sq} - p \Omega L_{sd} i_{sd} - e_{sq} \end{aligned}$$

L'équation (III-3) devient :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{R_s}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{R_s}{L_{sq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd}^* \\ u_{sq}^* \end{bmatrix} \quad (\text{III-7})$$

Nous trouvons analytiquement que le système électrique (III-7) est totalement découplé entre l'axe d et q. Cependant, en régime échantillonné, le découplage par retour d'état, nécessite de tenir compte des effets de l'échantillonnage.

Selon le principe, le découplage par retour d'état doit être tel que l'évolution de chacun des paramètres du vecteur d'état est indépendant de l'évolution des autres paramètres. On doit donc obtenir :

$$X(k+1) = \Lambda X(k) + I U_0(k) \quad (\text{III-8})$$

avec :

$$\Lambda = \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{pmatrix}$$

$\Lambda$  fixant la dynamique souhaitée pour chacune des variables d'état.

Si la commande est élaborée par :	$U(k) = K_u U_0(k) + K_s X(k)$
En introduisant l'équation (III-5), il vient :	$X(k+1) = (F+H K_s) X(k) + H K_u U_0(k)$
En tenant compte de l'équation (III-8), on obtient :	
	$H K_u = I \quad \text{et} \quad F + H K_s = \Lambda$
Soit, en supposant H inversible :	$K_u = H^{-1} \quad \text{et} \quad K_s = H^{-1} (\Lambda - F)$

Les développements des matrices  $K_u$  et  $K_s$ , sans négliger aucun terme, conduisent aux expressions de la commande sous forme complexe (Annexe 2). L'implantation en temps réel exige des hypothèses simplificatrices :  $T_e \ll \tau_e$  et  $\omega T_e \neq 0$

En prenant le développement au premier ordre de  $K_u$  et  $K_s$ , il vient :

$$K_s = \omega_s L_s \begin{pmatrix} -j & -1 \\ 1 & j \end{pmatrix} \quad K_u = \frac{L_s}{T_e} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Pour l'application en temps réel, il est possible de n'utiliser que la partie réelle, cela se généralise à une machine quelconque, soit :

$$K_s = \omega_s \begin{pmatrix} 0 & -L_{sq} \\ L_{sd} & 0 \end{pmatrix} \quad K_u = \begin{pmatrix} \frac{L_{sd}}{T_e} & 0 \\ 0 & \frac{L_{sq}}{T_e} \end{pmatrix}$$

Dans ce cas, on déduit que les fonctions de transfert, sur les axes d et q, sont identiques à celles obtenues par la méthode précédente :

$$T_d(z) = \frac{I_{sd}(z)}{u_{sd}^*(z)} = \frac{T_e}{L_{sd}} \frac{1}{z - z_d} \quad , \quad T_q(z) = \frac{I_{sq}(z)}{u_{sq}^*(z)} = \frac{T_e}{L_{sq}} \frac{1}{z - z_q}$$

avec :

$$z_d = 1 - \frac{T_e}{\tau_d} \quad , \quad z_q = 1 - \frac{T_e}{\tau_q}$$

### c) Conclusion

Le découplage par matrice semble plus intéressant que par retour d'état, puisque il supprime les calculs complexes. Il est important de noter que la seule approximation  $T_e \ll \tau_e$  n'est pas, à priori, suffisante pour considérer que le découplage adopté soit équivalent au retour d'état "vrai" en régime continu. L'approximation  $\omega_s T_e \neq 0$ , limite la plage de vitesse si la période d'échantillonnage n'est pas suffisamment faible.

#### III.1.2.3.3 Structure de commande

La structure de commande correspondant au découplage par matrice est donné sur la figure III-5.

Dans ce type de commande, la stratégie de commande en "d, q" permet d'assurer séparément les deux fonctions indissociables en "a, b, c" :

- Autopilotage ;
- Contrôle du couple.

L'autopilotage est garanti, d'une part par la transformation de Park, qui intègre toutes les grandeurs liées à la position du rotor ; d'autre part par le contrôle du courant  $i_{sd}$ , qui permet d'orienter le flux de la machine.

Si l'on impose le courant  $i_{sd}$  nul, alors l'ensemble convertisseur machine synchrone peut être commandé en couple en contrôlant  $i_{sq}$ , comme un moteur à courant continu commandé en couple par le courant d'induit.



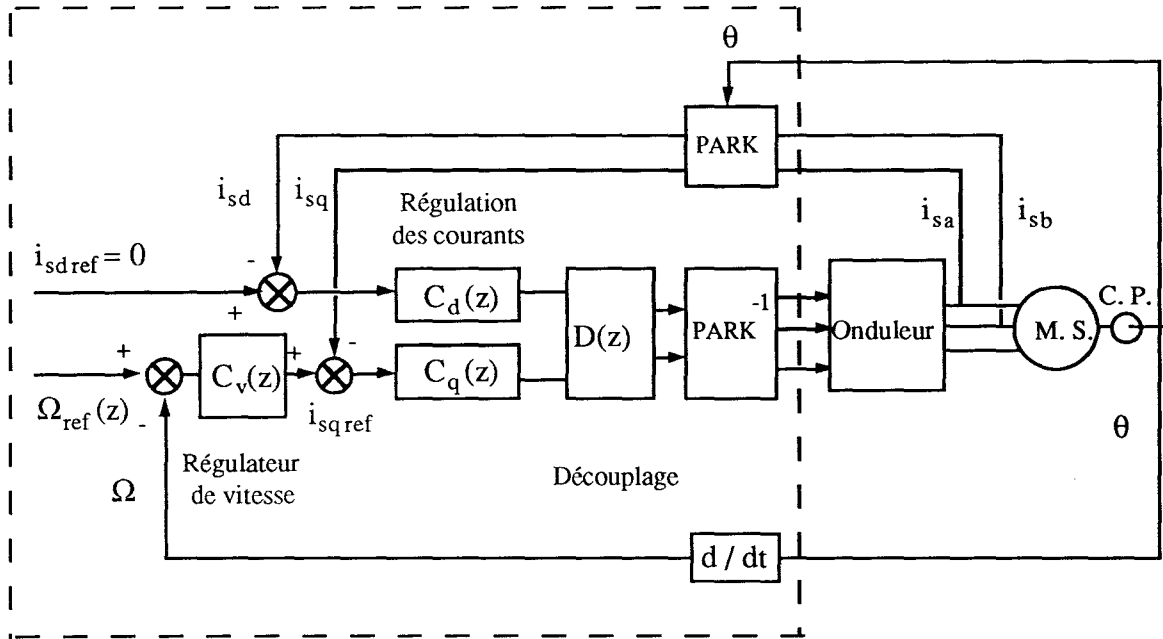


Figure III-5 : Structure de commande avec découplage matriciel.

Puisque les grandeurs sont constantes en régime permanent, les paramètres du correcteur de courant peuvent être facilement réglés (PI ou IP). La compensation de la f.e.m., se fait simplement sur l'axe q. Cette solution est réalisable uniquement en numérique, les transformations de Park directe et inverse liées à la position du rotor, demandent un bloc fonctionnel "intelligent".

### III.1.2.3.4 Synthèse de la régulation des courants

En tenant compte du découplage établi précédemment, nous pouvons déterminer les fonctions de transfert liant les entrées des commandes ( $u_{sd}^*$ ,  $u_{sq}^*$ ) et les variables d'état ( $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$ ) :

$$T_d(z) = \frac{I_{sd}(z)}{u_{sd}(z)} = \frac{T_e}{L_{sd}} \frac{1}{z - z_d} \quad , \quad T_q(z) = \frac{I_{sq}(z)}{u_{sq}(z)} = \frac{T_e}{L_{sq}} \frac{1}{z - z_q}$$

avec :

$$z_d = 1 - \frac{T_e}{\tau_d} \quad , \quad z_q = 1 - \frac{T_e}{\tau_q}$$

Le schéma bloc de la boucle de courant est similaire sur les axes d et q (figure III-6).  $T_{dq}(z)$  représente la fonction de transfert en z du système continu incluant les effets d'échantillonnage et de blocage d'ordre zéro.

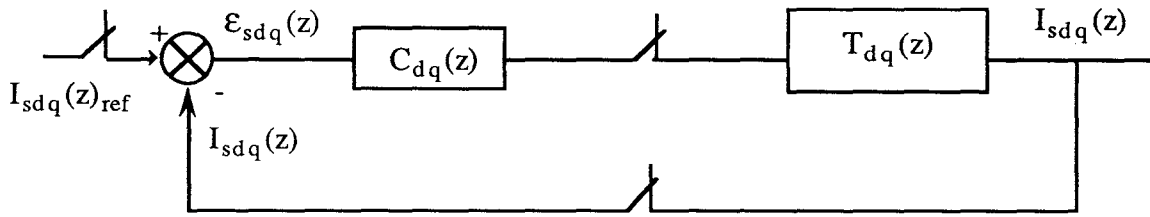


Figure III-6 : Schéma bloc d'une boucle de courant

Puisque le système est découplé, alors l'asservissement des courants se fait indépendamment sur chaque axe. On en déduit les relations en boucle fermée pour les axes d et q :

$$I_{sd}(z) = \varepsilon_d(z) C_d(z) \frac{T_e}{L_{sd}} \frac{1}{z - z_d}$$

$$I_{sq}(z) = \varepsilon_q(z) C_q(z) \frac{T_e}{L_{sq}} \frac{1}{z - z_q}$$

Les correcteurs  $C_d(z)$  et  $C_q(z)$ , qu'on a utilisé, sont de type proportionnel-intégral. L'algorithme de réglage a été déjà présenté au paragraphe III.1.2.2.1.

### III.1.3 SYNTHÈSE DE L'ASSERVISSEMENT DE VITESSE

#### III.1.3.1 Introduction

Les équations II-4 et II-5 (C.f. Chapitre II) décrivent l'évolution des grandeurs d'état électriques et mécaniques de l'ensemble convertisseur-machine :

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{sd}}{dt} &= -\frac{R_s}{L_{sd}} i_{sd} + p \Omega \frac{L_{sq}}{L_{sd}} i_{sq} + \frac{v_{sd}}{L_{sd}} \\
 \frac{di_{sq}}{dt} &= -\frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} - p \Omega \frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} + \frac{v_{sq}}{L_{sq}} - \frac{e_{sq}}{L_{sq}} \\
 \frac{d\Omega}{dt} &= \frac{p}{J} \left[ (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} + \Phi_f \right] i_{sq} - \frac{f}{J} \Omega - \frac{1}{J} \Gamma_r \\
 \frac{d\theta_s}{dt} &= p \Omega
 \end{aligned}$$

(III-9)

Nous y constatons la présence de deux types de non-linéarités : la multiplication par  $\Omega$  dans les équations électriques, et les termes en  $i_{sd} * i_{sq}$  dans l'expression du couple. Dans les régulations habituellement réalisées, le terme  $\Omega$  qui intervient dans les équations électriques est considéré comme constant (ou lentement variable), et son effet (en terme de force contre-électromotrice) est compensé dans le cadre du découplage. L'effet de la saillance est négligé (il disparaît dans le cas des machines à pôles lisses).

Une présentation générale des méthodes de commande incluant les problèmes de non-linéarité serait rapidement lourde et exigerait la définition d'un appareil mathématique complexe. C'est pourquoi nous devons toujours admettre certaines hypothèses et les simplifications obtenues conduisent à des stratégies plus fiables et plus simples à mettre en œuvre.

#### Hypothèse :

Nous choisissons de commander la vitesse indépendamment des courants en supposant que la dynamique de la vitesse est lente par rapport à celle du courant, ce qui autorise à considérer la vitesse constante pendant l'intervalle d'échantillonnage, soit :

$$\frac{d\Omega(t)}{dt} = 0, \quad \text{pour } k T_e < t < (k+1)T_e$$

Avec cette hypothèse, nous pouvons considérer que le système étudié comporte deux parties indépendantes : le système électrique d'une part, le système mécanique d'autre part. Dans ce cas, la commande du couple est directement liée aux références de commande en courant, de sorte que la régulation de la vitesse peut être conçue de façon traditionnelle, comme pour les moteurs à courant continu.

Dans un premier temps, nous avons inséré la commande du couple (contrôle des courants) dans une régulation de vitesse, en utilisant un réglage en cascade. Pour ce type de commande, les différents correcteurs classiques peuvent être utilisés selon les performances désirées.

### III.1.3.2 Synthèse de la boucle de vitesse

La figure III-7 représente une structure d'asservissement de vitesse en cascade. La fonction de transfert  $H(s)$  permet d'obtenir la passage d'une référence de couple à la vitesse instantanée de rotation du moteur. Pour la partie mécanique, il nous faut rajouter l'effet de l'inertie (moment d'inertie  $J$ ) et des frottements (coefficients  $f$ ). L'équation différentielle correspondante entre la vitesse et le couple s'écrit :

$$\Gamma_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + f \Omega + \Gamma_r$$

$\Gamma_r$  étant un couple résistant .

Sur la boucle de vitesse, deux éléments sont non-linéaires. Le premier concerne le couple de frottement sec dont le signe dépend de la vitesse, quant au second, c'est une limitation de courant introduite au niveau du correcteur numérique. Celle-ci permet de limiter le courant de référence en dessous d'un seuil jugé critique par le moteur, et s'ajoute à la protection introduite dans le convertisseur.

La fonction de transfert analytique de cette équation en régime continu s'écrit :

$$\frac{\Omega(s)}{\Gamma_{em}(s)} = \frac{1/f}{1 + \tau_m s}$$

on note :  $\tau_m$  la constante de temps mécanique.

L'asservissement des courants statoriques instantanés de la machine se traduit, d'un point de vue externe, par une commande en couple. Si nous tenons compte des constantes de temps intervenant dans les asservissements des courants par rapport à celle de l'asservissement

de vitesse, nous pouvons estimer que cette réponse en courant est quasi instantanée. Par conséquent, on a  $\Gamma_{em}(s) \cong \Gamma_{ref}(s)$ , où  $\Gamma_{ref}$  est la référence de couple et on obtient :

$$\frac{\Omega(s)}{\Gamma_{ref}(s)} = \frac{1/f}{1 + \tau_m s}$$

Puisque le temps d'échantillonnage de la boucle de vitesse est souvent supérieur à celui de la boucle de courant, l'asservissement de vitesse se simplifie en négligeant le retard ( $T_r \cong 0$ ) dû au calcul. A partir des résultats précédents, nous pouvons établir la fonction de transfert de la chaîne directe de vitesse ; la fonction de transfert de la chaîne directe continue s'écrit :

$$\frac{\Omega(s)}{I_c(s)} = \frac{1 - e^{-T_e s}}{s} K_\Gamma \cdot H(s)$$

Dans une première approximation, nous allons considérer le couple résistant (couple de charge et couple de frottements secs) comme une perturbation. La fonction de transfert en boucle ouverte du système continu s'écrit, en appliquant la transformation en z et en incluant les effets d'échantillonnage et du blocage d'ordre zéro :

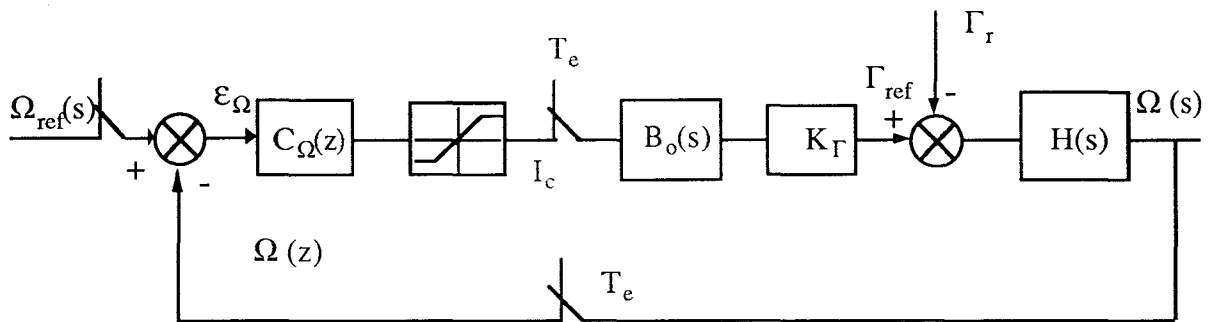


Figure III-7 : Synthèse de l'asservissement de vitesse.

$$\frac{\Omega(z)}{I_c(z)} = k_\Omega \frac{1}{z - z_\Omega} \quad , \quad k_\Omega = \frac{K_\Gamma}{f} (1 - e^{-\frac{T_e}{\tau_m}}) \quad , \quad z_\Omega = e^{-\frac{T_e}{\tau_m}}$$

La fonction de transfert de la chaîne de régulation de vitesse en boucle fermée en utilisant un correcteur classique  $C_\Omega(z)$ , s'écrit alors :

$$H_\Omega(z) = \frac{\Omega(z)}{\Omega_{ref}(z)} = \frac{k_\Omega C_\Omega(z)}{z - z_\Omega k_\Omega C_\Omega(z)}$$

Nous avons choisi d'utiliser un régulateur de type PI, de manière à annuler l'erreur en régime permanent tout en conservant de bonnes performances pour le système d'entraînement.

La réponse indicielle de la boucle de vitesse à partir de la simulation numérique, avec un temps d'échantillonnage très inférieur devant la constante de temps mécanique ( $T_e = 1\text{ms}$ ), est donnée par la figure III-8.

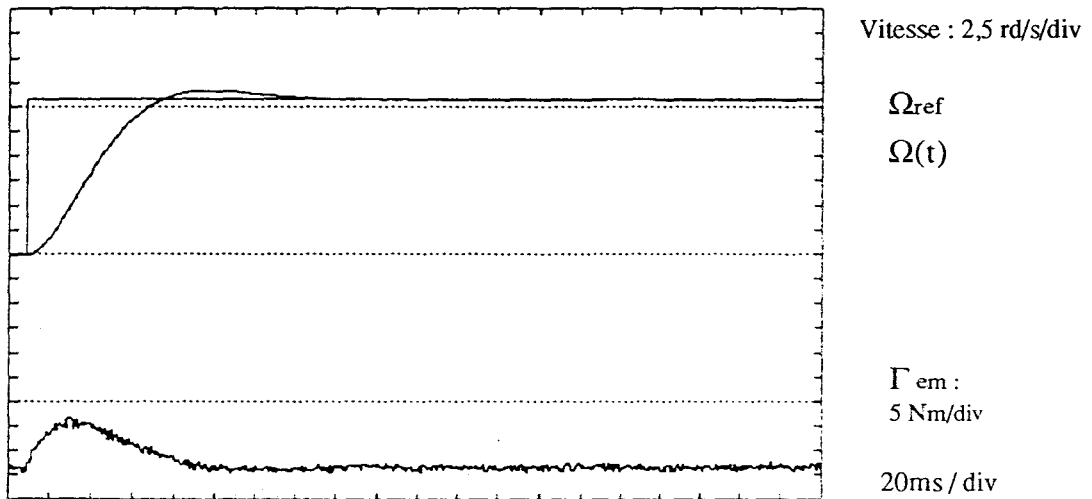


Figure III-8 : Réponse indicielle de la boucle de vitesse ( $K_p = 3,5$ ,  $K_i = 0,25$ ).

## III.2 COMMANDE RAPPROCHEE DU REDRESSEUR

### III.2.1 Position du problème

La réversibilité complète du système nécessite une source d'énergie elle-même réversible. Pour ce faire, nous avons utilisé un redresseur triphasé à IGBT, commandé en modulation de largeur d'impulsion. Cette solution nous permet :

- d'assurer la réversibilité fonctionnelle,
- de contrôler la puissance réactive absorbée au réseau,
- de diminuer le contenu harmonique du courant prélevé au réseau.

Avec cette solution, nous avons la possibilité de régler la tension redressée, afin d'annuler la fluctuation de cette tension.

Une structure typique du redresseur triphasé est représentée sur la figure III-9. Les composants élémentaires sont des bras de l'onduleur de tension, celui-ci permet d'envisager la conversion continue-alternatif et vice versa.

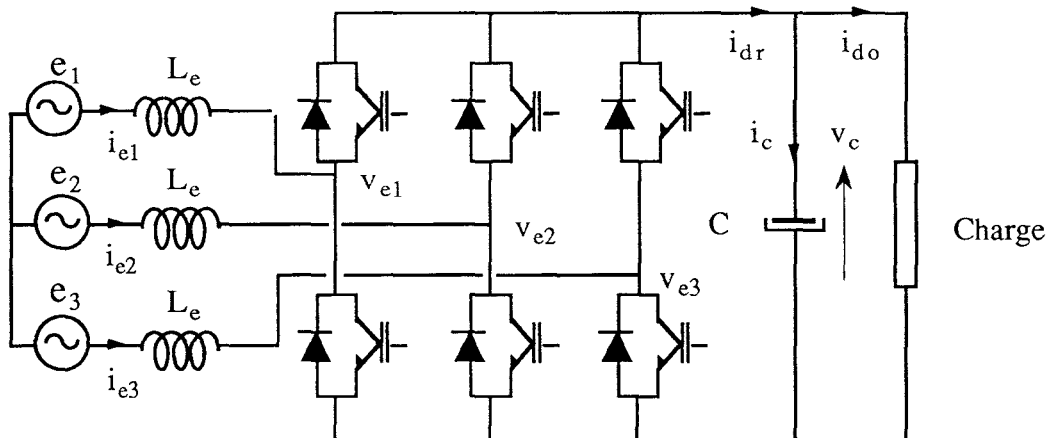


Figure III-9 : Schéma d'un redresseur triphasé : notations.

### III.2.2 Choix des structures et des stratégies de commande

Dans le paragraphe précédent, on a rappelé deux structures de contrôle de l'ensemble onduleur de tension - machine synchrone : contrôle dans le référentiel statorique (méthode a, b, c), et contrôle dans le référentiel rotorique (méthode d, q). Le contrôle des courants dans le référentiel statorique présente un modèle de commande avec des paramètres

variables, il en résulte un déphasage entre le référence et le courant réel, puisque la f.e.m. de la machine synchrone est une perturbation sinusoïdale et proportionnelle à la vitesse de rotation. Il apparaît que la commande de la machine est préférable dans le référentiel rotorique : la compensation de la f.e.m. et des effets de couplage s'y révèle plus simple.

En conversion alternative-continue, il n'y a pas de différence significative entre les deux structures de contrôle. La fréquence du réseau étant fixe, la perturbation dû à la f.e.m. du réseau peut être compensée facilement, donc la structure "a, b, c" est directement utilisable.

Les stratégies de commande de l'onduleur de tension en MLI, sont également applicables pour le redresseur MLI. Selon la nature du contrôle, on distingue deux types de stratégies de commande : par hystérésis ou par MLI (PWM) [Kulkarni 87], [Green 88, 89] [Dixon 88], [Wu 91].

### III.2.2.1 Commande par MLI (PWM)

La commande du redresseur en modulation de largeur d'impulsion, est basée sur le principe de la "valeur moyenne instantanée". Les instants de commutation sont déterminés en considérant l'intersection du signal de référence avec un signal triangulaire haute fréquence (méthode sous-oscillation). Cette méthode consiste à générer trois références de tensions, et à contrôler simultanément l'amplitude de la tension d'entrée du redresseur ( $v_e$ ) et le déphasage ( $\beta$ ) de celle-ci (figure III-10). Le signal de référence de la commande est l'image de la tension  $v_e$  à imposer. En général, le spectre résultant de la modulation n'est pas optimisé.

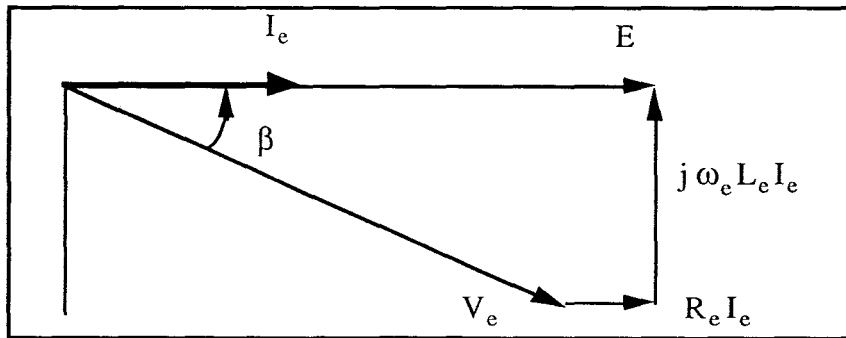


Figure III-10 : Diagramme de Fresnel.

$$V_e = \sqrt{(E - R_e I_e)^2 + (\omega_e L_e I_e)^2} \quad , \quad \beta = \text{Arctg} \left( \frac{\omega_e L_e I_e}{E - R_e I_e} \right)$$



Les variables de commande du redresseur MLI sont les tensions à l'entrée du redresseur. Il est possible de contrôler la puissance réactive et de maintenir le facteur de puissance quasi unitaire. Pour atteindre de meilleures performances, cette solution nécessite l'introduction de boucles de courant et de compenser les perturbations dues aux f.e.m. du réseau.

Des résultats obtenus par les différents laboratoires de recherche [Nishimoto 87], [Wernek 91], [Kolar 91], [Thiyza 91], on peut tirer les avantages et les inconvénients de cette méthode.

Les avantages sont :

- une fréquence de commutation fixe, donc des harmoniques de courant bien définis, et faciles à filtrer.
- harmoniques proches de la fréquence de découpage.
- des performances meilleures si la boucle de courant est présente.

Les inconvénients sont :

- Des lois de commande et une mise en œuvre complexes,
- La nécessité d'utiliser un microprocesseur performant pour compenser les effets des nonlinéarités.

### **III.2.2.2 Commande par hystérésis**

Cette stratégie consiste à utiliser la technique de "On/Off". Pour ce faire, il faut générer trois signaux de commande comme références de courant. L'asservissement du courant se fait par comparaison de la consigne avec le courant mesuré, grâce à un comparateur à hystérésis fixant l'ondulation du courant côté réseau. Le contrôle de la tension de sortie se fait souvent par une boucle "externe" en cascade avec les boucles de courants.

Le contrôle par hystérésis présente de meilleures performances en régime dynamique, cependant la fréquence de commutation n'est pas fixe, les pertes de commutation peuvent être élevées [Green 88, 89].

### **Conclusion**

Nous avons rappelé les deux stratégies fréquemment utilisées pour la commande du redresseur en modulation de largeur d'impulsion. Nous choisissons la stratégie de commande

par hystérésis afin de bénéficier de meilleures performances dynamiques, et d'une mise en œuvre plus simple.

### III.2.3 Modèle de commande

Dans un souci de simplification, on modélise le réseau par les sources de tensions formant un système triphasé équilibré et sinusoïdal, relié à des inductances de ligne, de sorte que ce réseau présente un caractère de source de courant en régime dynamique. A la sortie du redresseur, on dispose d'une capacité qui se présente alors comme une source de tension assurant l'alimentation continue de la charge.

Dans un premier temps, on suppose que la charge du redresseur est caractérisée par une résistance pure (cette hypothèse n'est en fait justifiée que pour une conversion alternative-continue). Dans le cas général, on remplace cette charge par une source de courant ( $i_{do}$ ).

Pour simplifier le système du redresseur en MLI, nous prenons les hypothèses suivantes:

- Les courants absorbés par le redresseur sont sinusoïdaux triphasés équilibrés,
- Les pertes de commutation et la non linéarité sont négligeables.

Selon les hypothèses précédentes, nous avons établi les équations directement liées aux grandeurs de phase :

$$\begin{array}{l}
 e_1 = R_{e1} i_{e1} + L_{e1} \frac{di_{e1}}{dt} + v_{e1} \\
 e_2 = R_{e2} i_{e2} + L_{e2} \frac{di_{e2}}{dt} + v_{e2} \\
 e_3 = R_{e3} i_{e3} + L_{e3} \frac{di_{e3}}{dt} + v_{e3}
 \end{array}
 \quad , \quad
 \begin{array}{l}
 L_{e1} = L_{e2} = L_{e3} = L_e \\
 R_{e1} = R_{e2} = R_{e3} = R_e
 \end{array}$$

(III-10)

Si on considère les tensions d'entrée du redresseur comme les variables de commande, les courants comme variables d'état, et les f.e.m. du réseau comme des perturbations, alors l'équation (III-10) est un système découplé en tenant compte des contraintes électriques (neutre isolé) :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{e1} \\ \dot{i}_{e2} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{R_e}{L_e} & 0 \\ 0 & \frac{R_e}{L_e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{e1} \\ i_{e2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_e} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -v_{e1} \\ -v_{e2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_e} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_e} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}$$

(III-11)

Les pertes de commutation étant négligées, la puissance instantanée alternative au côté du réseau doit être égale à celle du côté continu, et on obtient :

$$\left[ v_{e1} v_{e2} v_{e3} \right] \left[ i_{e1} i_{e2} i_{e3} \right]^t = \frac{c}{2} \frac{d}{dt} (v_c^2) + v_c i_{do} \quad (\text{III-12})$$

Supposons que les tensions et les courants soient parfaitement sinusoïdaux :

$$\begin{aligned} e_1 &= \sqrt{2} E \cos(\omega_e t + \phi) & i_{e1} &= \sqrt{2} I_e \cos(\omega_e t + \alpha) \\ e_2 &= \sqrt{2} E \cos(\omega_e t + \phi - 2\pi/3) & i_{e2} &= \sqrt{2} I_e \cos(\omega_e t + \alpha - 2\pi/3) \\ e_3 &= \sqrt{2} E \cos(\omega_e t + \phi + 2\pi/3) & i_{e3} &= \sqrt{2} I_e \cos(\omega_e t + \alpha + 2\pi/3) \end{aligned}$$

Alors l'équation (III-12) se simplifie, elle devient :

$$3 E I_e \cos(\varphi) - 3 R_e I_e^2 - \frac{3}{2} L_e \frac{d}{dt} (I_e^2) = \frac{c}{2} \frac{d}{dt} (v_c^2) + v_c i_{do} \quad , \quad \varphi = \phi - \alpha \quad (\text{III-13})$$

Nous constatons que l'évolution de la tension de sortie ( $v_c$ ) du redresseur est régie par une équation différentielle non-linéaire. Il n'existe pas de solution analytique, la résolution ne peut être que numérique.

### III.2.4 Contrôle des courants

Le schéma de synthèse du contrôle des courants par hystérésis est représenté sur la figure III-11.

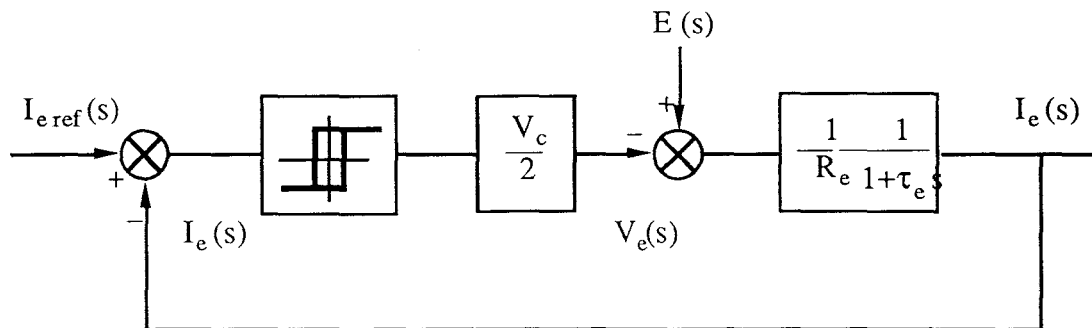


Figure III-11 : Asservissement du courant dans chaque phase.

Le réglage des grandeurs électriques à l'entrée du redresseur repose sur des critères de qualité très variés, mais souvent attachés aux notions fondamentales connues:

- spectre d'harmoniques,
- taux de distorsion harmonique,
- facteur de puissance.

L'onde de courant doit être sinusoïdale quelle que soit la charge connectée au redresseur. Le déphasage "φ" du courant fondamental de l'alimentation par rapport à la tension du réseau est un paramètre important, caractéristique de la qualité de la conversion. On définit :  $F = \cos(\varphi)$ , le facteur de puissance.

Les conséquences d'un mauvais facteur de puissance sont multiples: d'une part, pour une même puissance active donnée, la valeur efficace du courant à l'entrée du redresseur est plus importante, augmentant par conséquent les pertes par effet Joule ; d'autre part, le dispositif de puissance doit être surdimensionné, en particulier au niveau des équipements de distribution et de protection. Il est évident que le fonctionnement optimal est d'avoir un facteur de puissance unitaire.

Le fonctionnement du redresseur en modulation de largeur d'impulsion nécessite d'imposer la contrainte suivante:  $v_c > \sqrt{6} E$ , "E" étant la valeur efficace de la tension du réseau [Green 89]. Une tension de sortie inférieure à la tension maximale d'entrée "v<sub>e</sub>" conduirait à une commande sur une partie en pleine onde, d'où une distorsion des courants.

Dans le cas du contrôle des courants par hystérésis, la qualité de l'onde du courant dépend de deux paramètres importants : la bande d'hystérésis et l'inductance d'entrée. Le rôle de la bande d'hystérésis est d'avoir une fréquence de commutation raisonnable, qui permet d'avoir une distorsion de l'onde du courant minimale.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{e1} \\ i_{e2} \\ v_c^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_e}{L_e} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_e}{L_e} & 0 \\ \frac{4 v_{e1} + 2 v_{e2}}{c} & \frac{2 v_{e1} + 4 v_{e2}}{c} & -\frac{2 i_{do}}{c v_c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{e1} \\ i_{e2} \\ v_c^2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_e} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_e} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -v_{e1} + e_1 \\ -v_{e2} + e_2 \end{bmatrix}$$

(III-14)

Les équations (III-11) et (III-12) constituent le modèle mathématique du redresseur MLI connecté à une source de courant. Selon le principe de la méthodologie DESIGN, à partir de

l'équation matricielle (III-14), nous pouvons simuler le fonctionnement de l'ensemble source-redresseur-charge.

Il apparaît que pour une inductance donnée, un compromis, entre la qualité de l'onde et la fréquence de commutation, est nécessaire. Notons également que le dimensionnement de l'inductance doit tenir compte la réponse dynamique souhaitée.

### III.2.5 Contrôle de la tension de sortie ( $v_c$ )

La tension de sortie du redresseur MLI est réglable avec cette structure de commande. La solution la plus simple est d'utiliser un correcteur proportionnel et intégral (figure III-12).

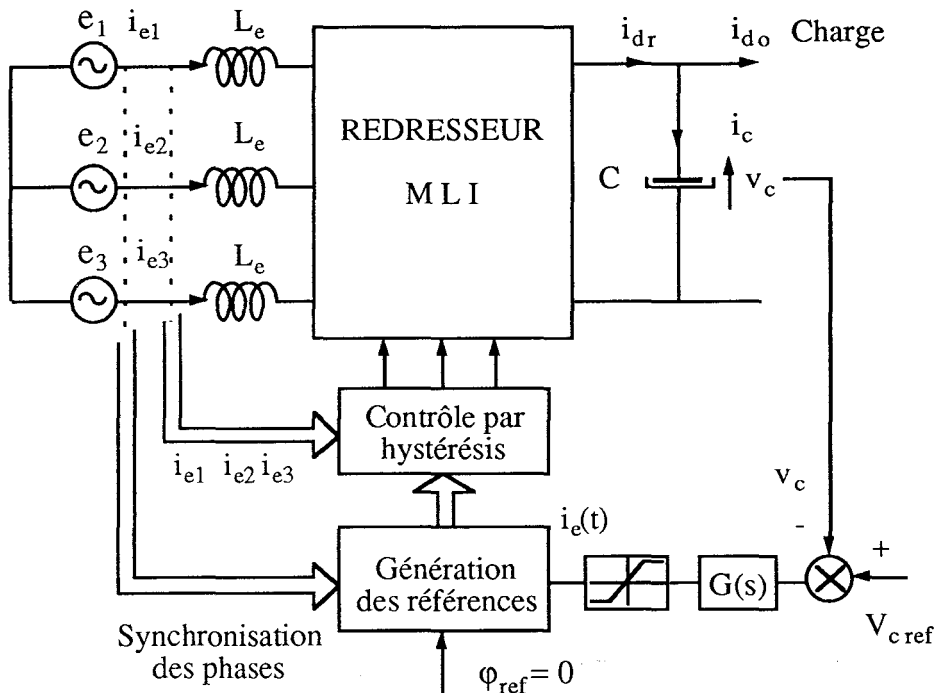


Figure III-12 : Structure de contrôle de la tension de sortie.

Le réglage de la boucle de tension est synthétisé par le schéma blocs en figure III-13,  $H_e(s)$  représente la fonction de transfert de la boucle de courant.

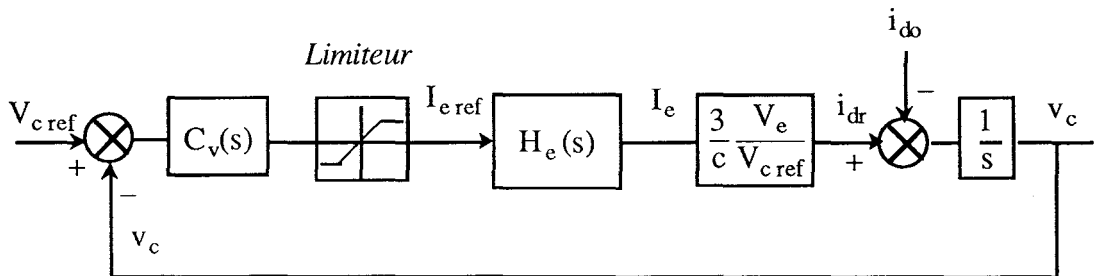


Figure III-13 : Synthèse de la boucle de tension de sortie.

Avec un correcteur proportionnel ( $k_p$ ), on déduit la tension de sortie du redresseur à partir de l'équation(III-13) :

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{3 k_p \left[ E \cos(\varphi) - k_p R_e (V_{c \text{ ref}} - v_c) \right] - i_{do} v_c}{c v_c - 3 k_p^2 L_e (V_{c \text{ ref}} - v_c)} \quad (\text{III-15})$$

En fonctionnement établi, l'équation (III-15), permet de déduire la condition de stabilité du système, soit:

$$c v_c - 3 k_p^2 L_e (V_{c \text{ ref}} - v_c) = 0$$

et on conclut que le  $k_p$  doit respecter la contrainte suivante :

$$K_p < \frac{c v_c}{3 L_e I_e}$$

Notons également que cette équation donne des éléments pour le dimensionnement de la capacité de filtrage et l'inductance d'entrée.

### III.2.6 Performance dynamique

Pour optimiser les performances du redresseur MLI, nous avons choisi d'utiliser un régulateur de type PI, de manière à annuler l'erreur en régime permanent tout en conservant de bonnes performances du point de vue de la stabilité du système de fonctionnement.

Les paramètres du correcteur doivent limiter le dépassement à 10%. La rapidité de la réponse du système doit assurer la stabilité.

Nous avons choisi le temps d'échantillonnage  $T_e$  égal à 1ms ( $k_p = 0,4$ ,  $k_i = 0,04$ ). Les résultats de simulation sont donnés en figures III-14 et III-15.

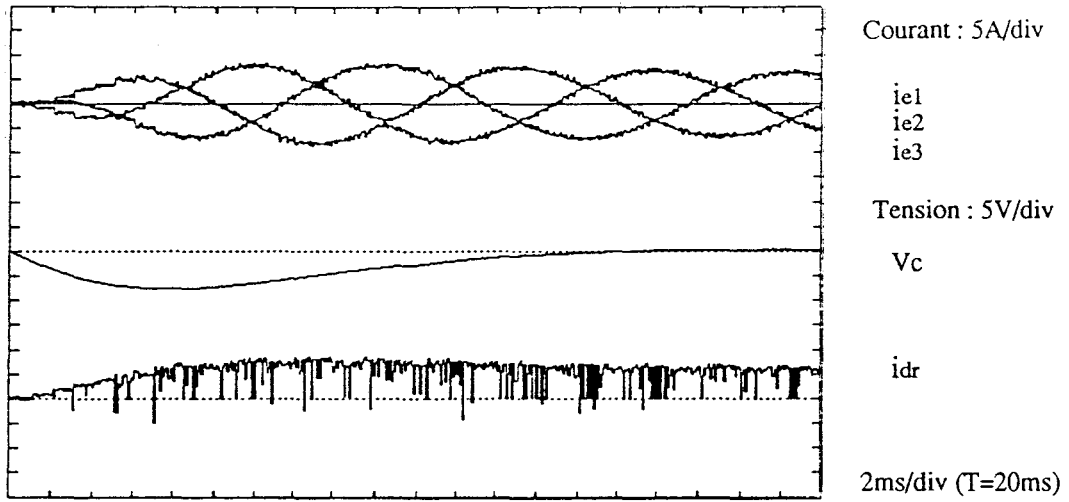


Figure III-14 : Réponse indicielle du redresseur ( $I_{do} = 5A$ ).

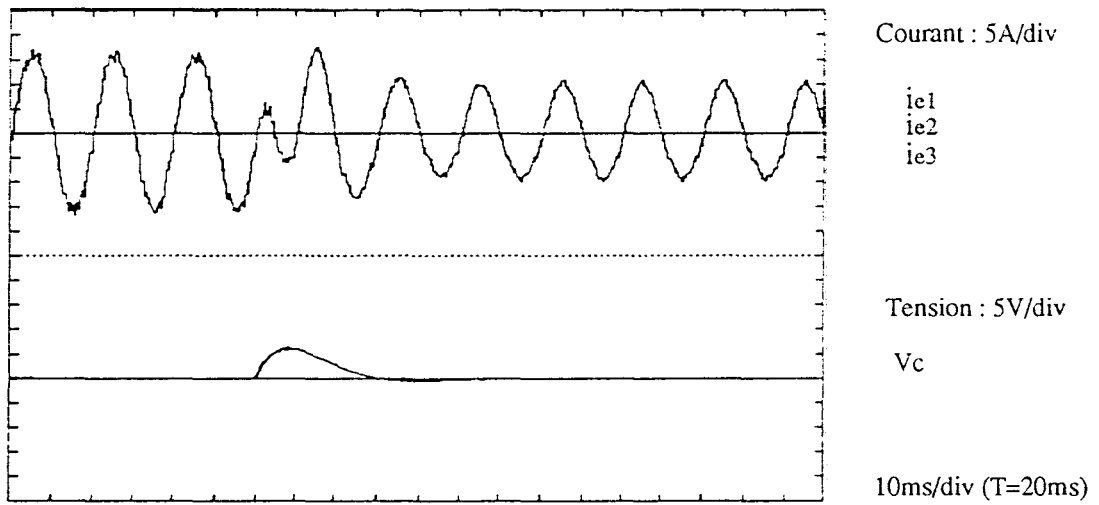


Figure III-15 : Inversion du sens de conversion.

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons comparé les deux structures de commande du couple : la commande directe "a, b, c" et la commande indirecte "d, q".

En fonctionnement triphasé normal, la commande indirecte (d, q) présente des avantages :

- D'une part, elle permet de séparer la fonction autopilotage et le contrôle du couple, même pour une machine à pôles saillants ;
- d'autre part, la compensation des perturbations (f.e.m) est plus aisée ;
- du fait que les grandeurs contrôlées soient continues, le réglage des correcteurs est plus simple.

Le redresseur MLI, contrôlé en courant par hystérésis, présente une meilleure réponse dynamique.

La question qui se pose alors est de savoir si ces méthodes de contrôle restent efficaces à l'apparition d'un défaut ou lors de la transition vers une marche dégradée de rattrapage.

Pour connaître les conséquences d'une défaillance dans le système de conversion, nous verrons, dans le chapitre suivant, les effets de défauts de commande sur un ou plusieurs transistors, et les conséquences résultant pour le système "redresseur MLI - onduleur - machine synchrone".

Nous étudions alors les stratégies de rattrapage en marche dégradée qui permettent de pallier aux effets du défaut.



## **CHAPITRE IV**

**ANALYSE DES EFFETS DE DEFAUTS DE COMMANDE ET  
STRATEGIE DE CONDUITE DEGRADEE MONOPHASEE**

## CHAPITRE IV

### **ANALYSE DES EFFETS DE DEFAUTS DE COMMANDE ET STRATEGIE DE CONDUITE DEGRADEE MONOPHASEE**

Dans le domaine des entraînements à vitesse variable alimentés par convertisseurs statiques, le champ d'application n'a cessé de s'élargir, du fait des exigences croissantes des processus industriels, de sorte que les notions de fiabilité, disponibilité et sécurité de fonctionnement deviennent une préoccupation essentielle pour les utilisateurs. En effet, les aspects de sûreté de fonctionnement peuvent être améliorés en ajoutant des modes de "marche dégradée" pour pallier les conséquences d'une défaillance (défaut de commande d'un transistor de puissance, par exemple). Une optimisation des performances globales de l'ensemble convertisseur-machine peut être envisagée par intégration de séquences de commande particulières dans des stratégies de rattrapage contrôlées par l'Automate de Contrôle des Modes de Marches (A.C.M.M), dans le souci de répondre à ces besoins de sécurité de fonctionnement du système.

Le développement de stratégies de conduite en mode dégradé nécessite la connaissance à la fois du fonctionnement normal mais aussi des autres possibilités de conduite. Dans ce chapitre, nous analysons d'abord les défauts de commande possibles du redresseur et de l'onduleur par des essais en simulation ; ensuite, nous en étudions les conséquences sur les caractéristiques du système. A partir de ces analyses, nous cherchons les modes de fonctionnement tolérables afin de développer des stratégies de conduite en "mode dégradé".

#### IV.1 CLASSIFICATION DES DEFAUTS

Les types de défaut de l'ensemble convertisseur-machine peuvent être très différents ; un défaut peut être spontané ou induit. Le temps de manifestation du défaut peut être rapide, à l'échelle du temps de réponse de la commande (dans ce cas, la grandeur de la commande n'a pas le temps d'évoluer), ou peut être suffisamment lent pour que l'évolution de la commande soit significative.

Les origines de défauts sont diverses : surtension, surintensité, non respect des contraintes de commutation, ... . Il est impossible d'envisager d'une manière exhaustive tous les types de défauts. C'est pourquoi nous nous limitons à l'analyse des défaillances de la commande de l'ensemble redresseur-onduleur.

On distingue alors deux types de défauts possibles :

- Défaut d'ouverture (état court-circuit),
- Défaut de fermeture (état circuit ouvert).

## IV.2 DEFAUT DE COMMANDE DU REDRESSEUR

Nous allons étudier les différents défauts qui peuvent intervenir dans la commande du redresseur et proposer des stratégies de rattrapage appropriées lorsque c'est possible.

Nous allons comparer les résultats de simulations obtenus en marche dégradée avec les formes d'onde de la figure IV-1, pour un fonctionnement normal.

Les paramètres de ces essais de simulations sont :

Puissance = 1,5kw,  $C = 2,5 \text{ mF}$ ,  $L_e = 5\text{mH}$ ,  $T_e = 1\text{ms}$ ,  $E = 110 \text{ V}$   
 $R_e = 0,5\Omega$ ,  $I_{do} = 5\text{A}$ ,  $K_p = 0,4$ ,  $K_i = 0,04$   $V_c = 300\text{V}$

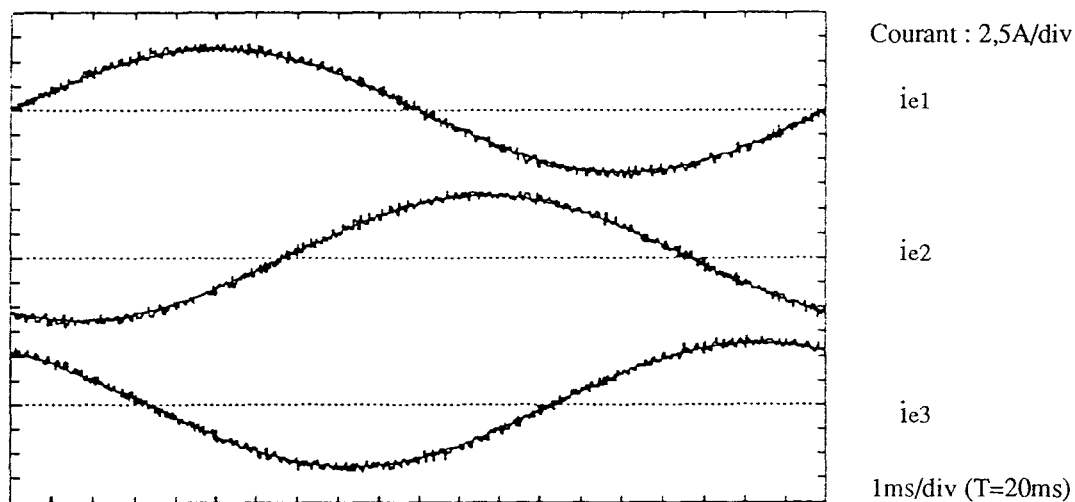


Figure IV-1(a): Fonctionnement normal (allure des courants).

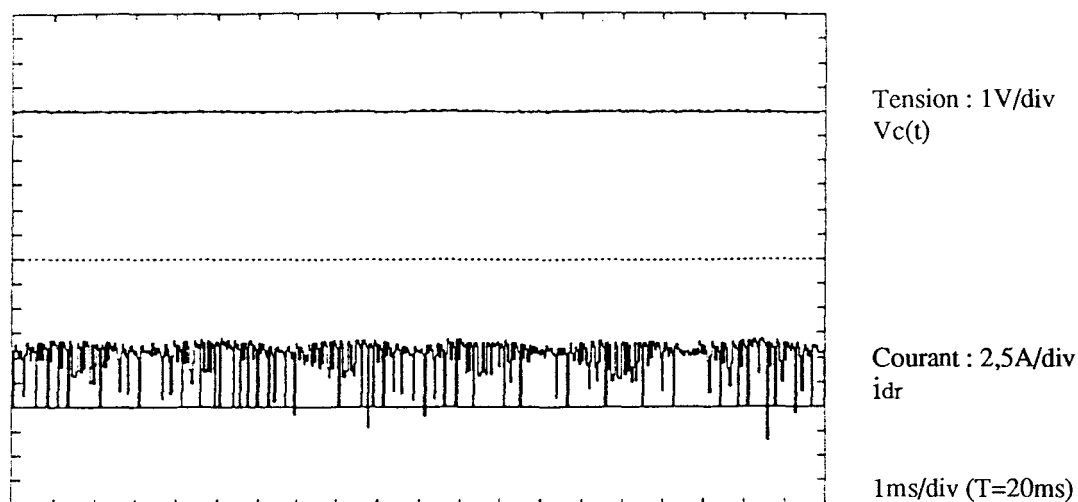


Figure IV-1(b): Fonctionnement normal (Variation de la tension et du courant de sortie).

#### IV.2.1 Défaut d'ouverture (état court-circuit) (DF0)

Un défaut de commande à l'ouverture d'un transistor provoque un court-circuit de l'alimentation continue, si la commande du bras complémentaire est active. Le court-circuit franc de l'alimentation continue conduit à une surintensité importante dans les interrupteurs de puissance, pouvant causer des défaillances irréversibles dans le système, notamment la destruction des transistors de puissance.

La fiabilité du système et la qualité du fonctionnement dépendent du niveau de protection. Dans ce cas, la seule solution possible consiste à ajouter un système d'inhibition de la commande : la conduction continue d'un transistor bloque la commande complémentaire du bras.

La structure du circuit de puissance (figure IV-2) montre un défaut d'ouverture : transistor T13 en court-circuit et la commande T03 est inhibée. Le courant dans la phase "3" est devenu incontrôlable. Si la charge est déconnectée ( $i_{d0} = 0$ ), le courant  $i_{e3}$  sera toujours négatif,  $i_{e1}$  et  $i_{e2}$  seront toujours positifs.

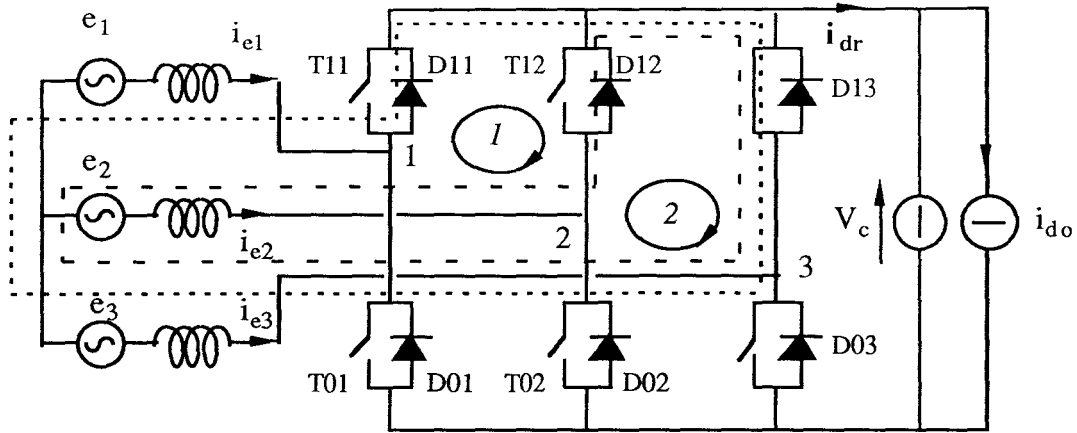


Figure IV-2 : Défaut d'ouverture sur le transistor T13.

Les résultats de simulation, pour un transistor en court-circuit, sont présentés en figure IV-3. Nous observons que de forts courants circulent dans chaque phase et risquent de détruire le dispositif de puissance.

Le défaut de commande à l'ouverture (état court-circuit) d'un transistor du redresseur MLI, conduit à une surintensité considérable dans chaque phase, que la charge soit connectée ou non. Il nous semble impossible de prévoir une stratégie de commande en vue d'une conduite dégradée autre que le recours à la disjonction.

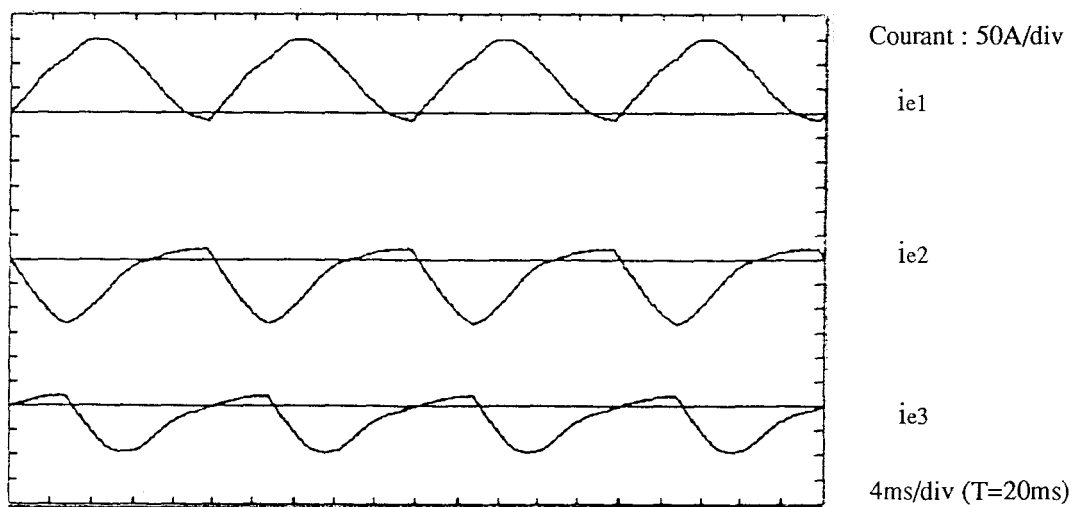


Figure IV-3 (a) : Défaut d'ouverture sur "T13" (allure des courants).

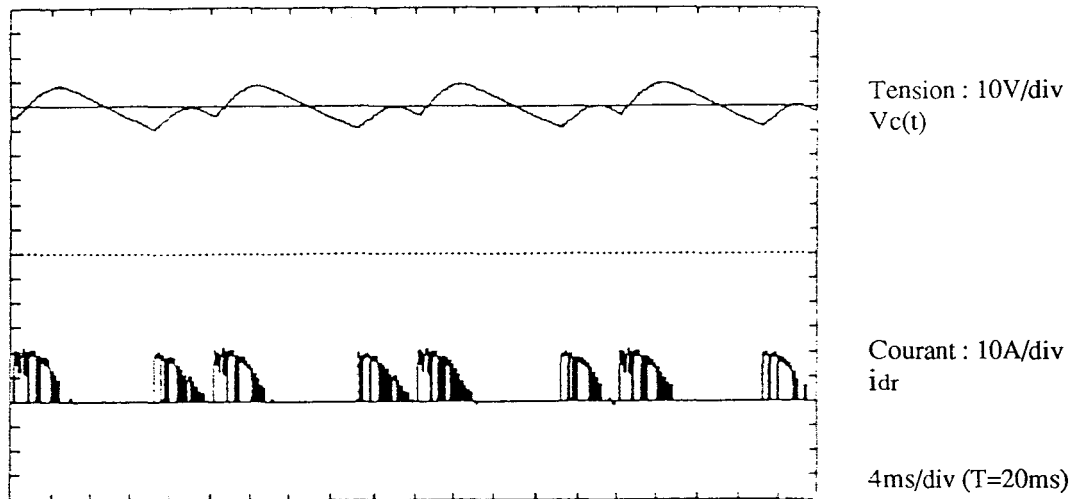


Figure IV-3(b) : Défaut d'ouverture sur "T13" (tension et courant de sortie).

#### IV.2.2 Défaut de fermeture (état circuit ouvert)

Selon le nombre de transistors défectueux (état bloqué), il y a  $3^3$  configurations possibles qui apparaissent dans un redresseur triphasé. On distingue ici, selon les indice S et G, termes générateurs de commande, six modes de fonctionnement particulièrement importants.

##### IV.2.2.1 Défaut de fermeture sur un transistor (DF1)

Un transistor (ex.T13) défectueux (état circuit ouvert) conduit à quatre classes de commande ( $Y = 2, 3, 4, 5$ ). La conduction spontanée de la diode en antiparallèle avec le transistor défectueux est conditionnée par le courant ( $i_{e3}$ ) ou la tension ( $v_{d13}$ ) imposée (figure IV-4).

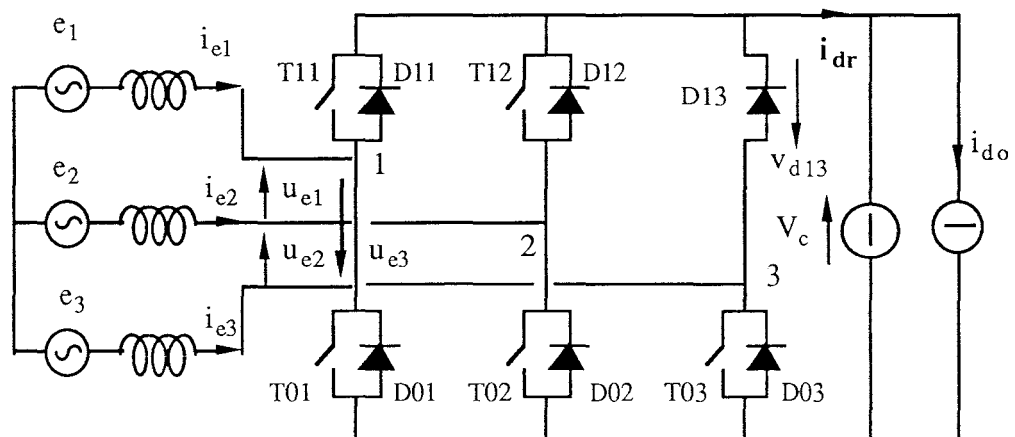


Figure IV-4 : Transistor T13 inhibé.

Les résultats de simulation sont présentés sur la figure IV-5. Nous constatons que l'influence sur la tension de sortie est très faible, il n'y a pas de variation notable. Cependant, les distorsions des ondes de courant sont importantes. Le courant circulant dans la phase défectueuse dépend de la conduction spontanée des diodes ; il est donc très riche en harmoniques. Les courants dans les deux phases commandées sont également déformés à cause de leur fonctionnement couplé, puisque le neutre du réseau est isolé.

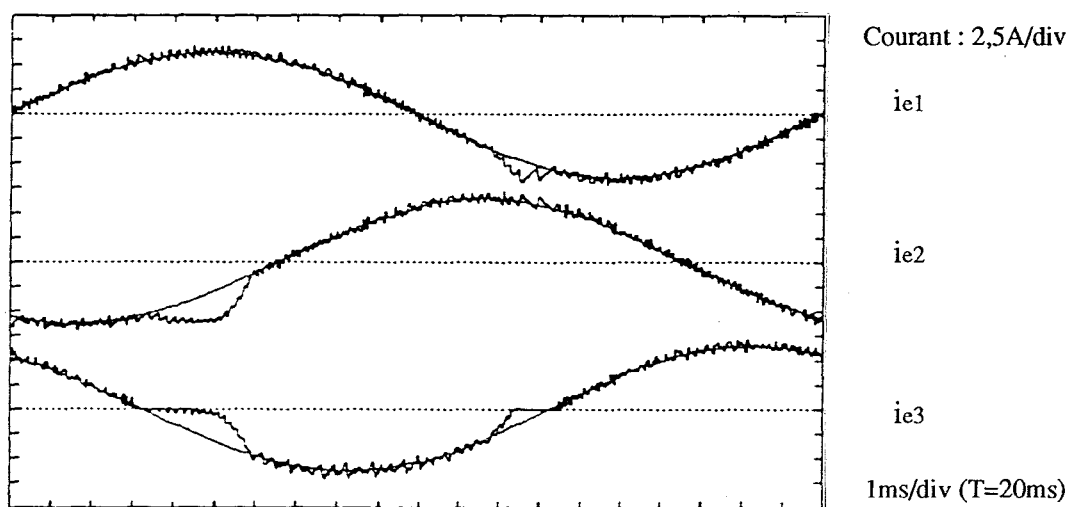


Figure IV-5(a) : Allure des courants d'entrée.

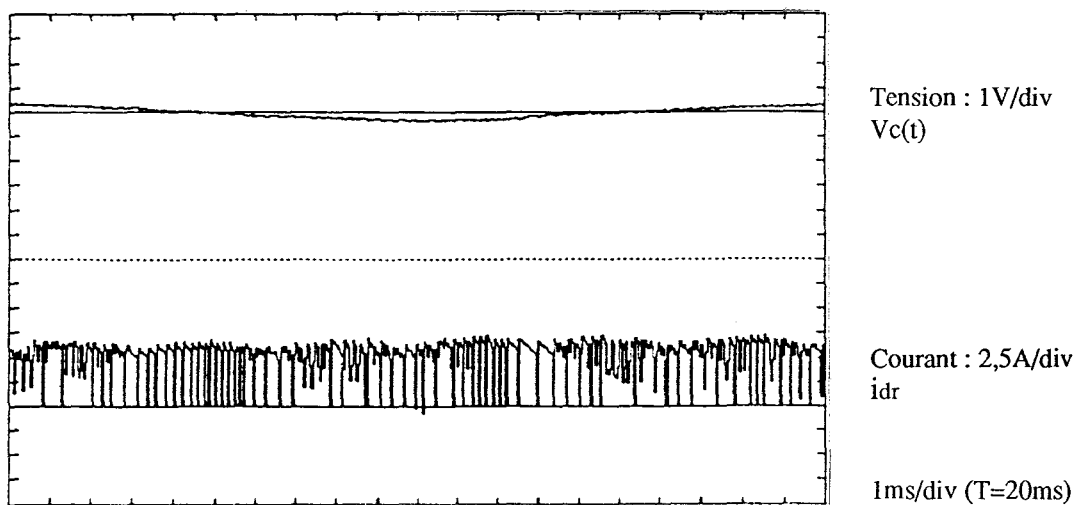


Figure IV-5(b) : Tension et courant de sortie.

Dans ce mode de fonctionnement, la pollution harmonique devient un problème majeur. Si la stabilité et la sûreté de fonctionnement du système sont plus importantes face à la dégradation du rendement et de la qualité des ondes, alors les stratégies au niveau de l'A.C.M.M. et de l'A.C.R. peuvent être conservées. L'amélioration des ondes du courant peut être envisagée par un changement de la stratégie de conduite en mode monophasé, comme nous le présentons au paragraphe IV.2.3.

#### IV.2.2.2 Défaut de fermeture sur un bras (DF2)

Un défaut de commande, sur un bras complet (figure IV-6), conduit à deux transistors bloqués en permanence (classe de commande  $Y = 2, 3$ ). L'état des diodes, placées en antiparallèle sur ces transistors, dépend des grandeurs électriques (tension, courant).

Supposons que la phase "3" soit en défaut, on obtient alors les tensions aux bornes des diodes, selon les générateurs de configuration suivante :

Pour la configuration ( $\downarrow \uparrow 0$ ) ou ( $\uparrow \uparrow 0$ ), on a :

$$\begin{aligned} v_{d13} &= u_{e3} \\ v_{d03} &= -v_c - u_{e3} \end{aligned}$$

Pour la configuration ( $\downarrow \downarrow 0$ ) ou ( $\uparrow \downarrow 0$ ), on a :

$$\begin{aligned} v_{d13} &= -v_c + u_{e3} \\ v_{d03} &= -u_{e3} \end{aligned}$$

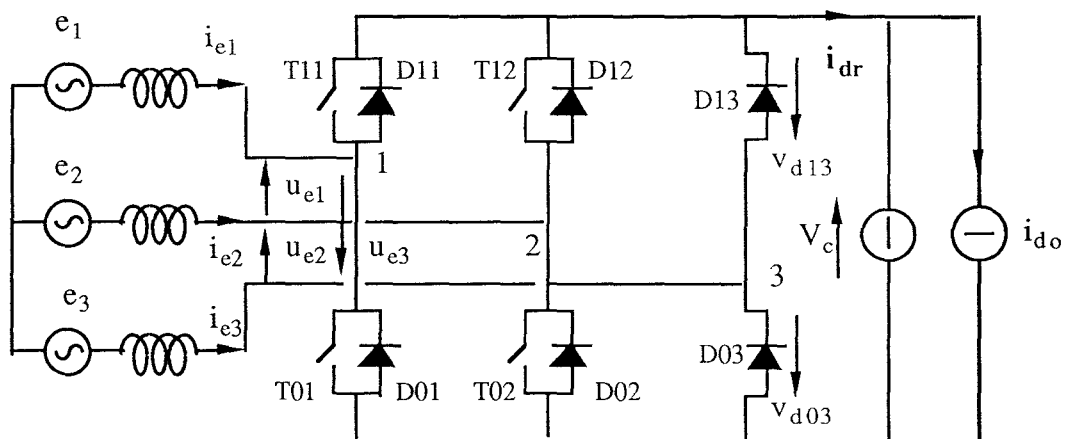


Figure IV-6 : Bras "3" inhibé.



Les tensions (composées) d'entrée du redresseur sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} u_{e1} &= \pm v_c \\ u_{e2} &= -\frac{1}{2}(u_{e1} + 3e_3) \\ u_{e3} &= -\frac{1}{2}(u_{e1} - 3e_3) \end{aligned}$$

La conduction spontanée d'une diode dépend des commandes et des f.e.m. du réseau. Les résultats de simulation sont présentés sur la figure IV-7.

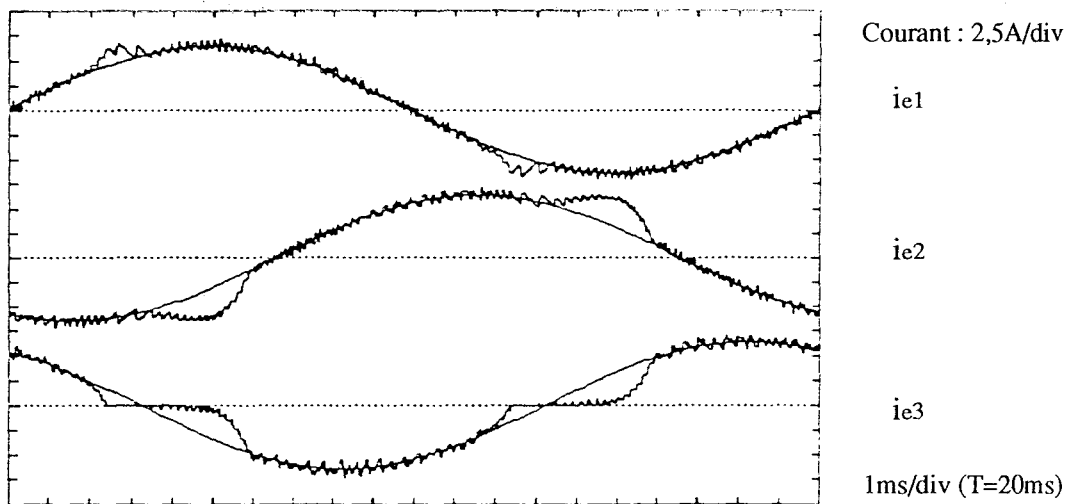


Figure IV-7(a) : Allure des courants.

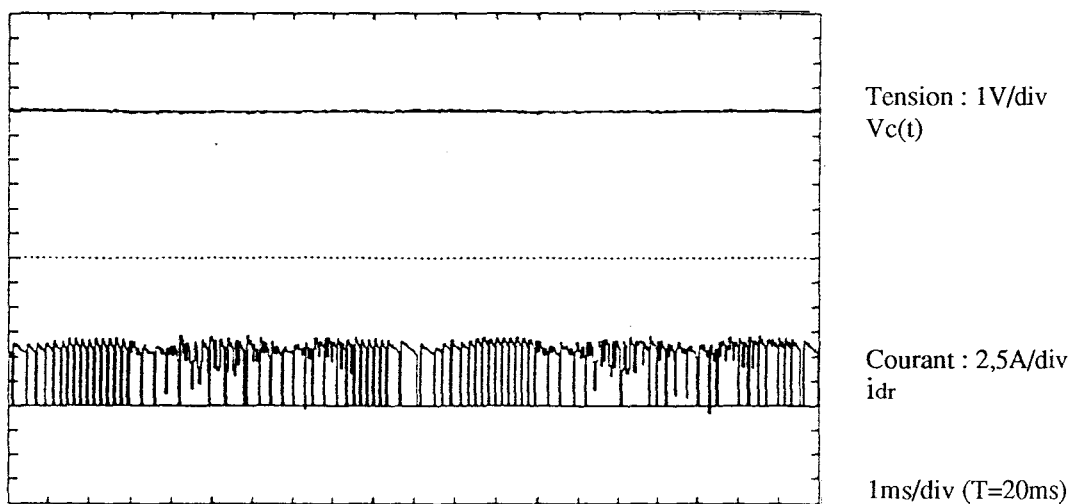


Figure IV-7(b) : Tension et courant de sortie.

On constate d'une part, une faible variation de la tension redressée, d'autre part une déformation de l'onde du courant sur les trois phases. Comme précédemment (transistor en défaut DF1), il n'y a pas de problème au niveau de la tension redressée, mais il apparaît une pollution harmonique à cause des distorsions de la forme des courants.

#### IV.2.2.3 Défaut de fermeture sur trois transistors (DF3)

Trois transistors défectueux (figure IV-8), dont deux sur le même bras (classes de commande  $Y = 1, 2, 3$ ), conduisent à un fonctionnement fortement déséquilibré. Les ondes sont très déformées, les amplitudes augmentent sensiblement afin de retrouver la même puissance demandée. Cette fois, la variation de la tension de sortie devient importante et risque de rendre le système instable. Les essais de simulation sont présentés en figure IV-9.

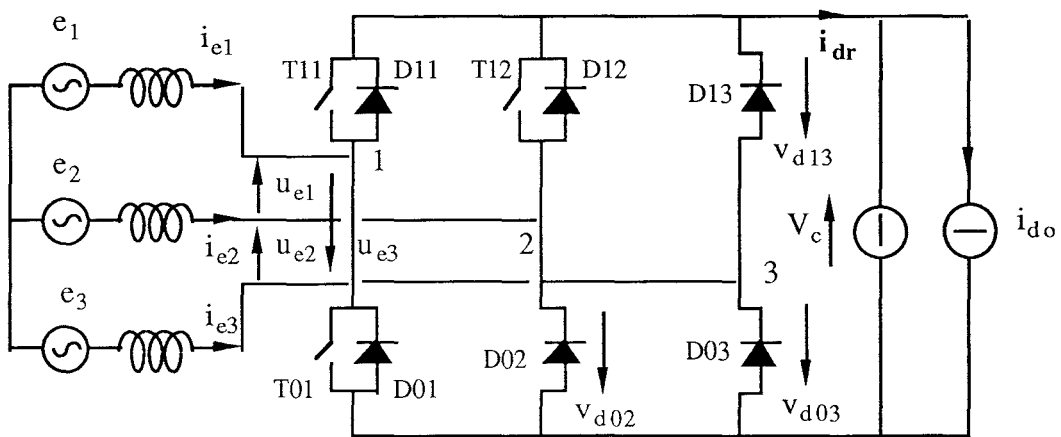


Figure IV-8 : Défaut de fermeture sur trois transistors (T13, T03 et T02).

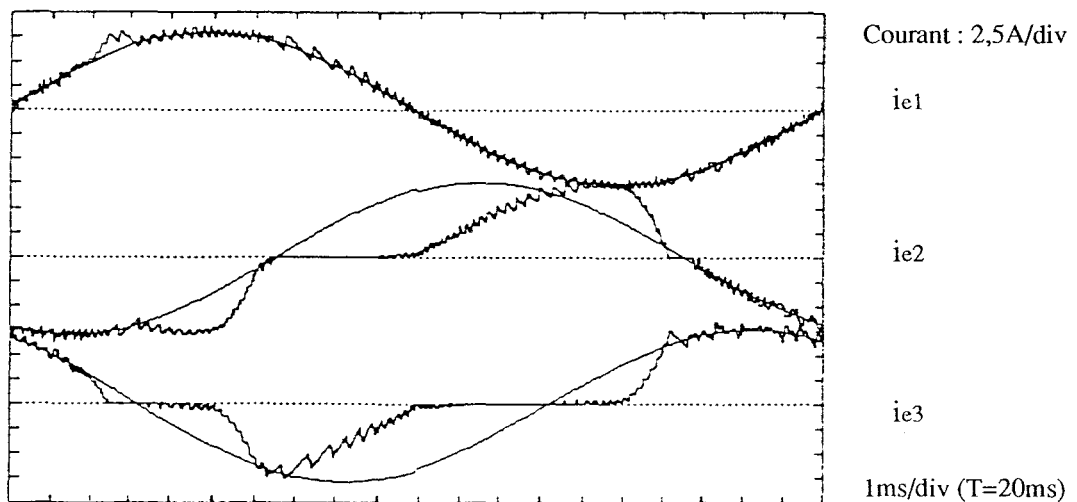


Figure IV-9(a) : Allure des courants.

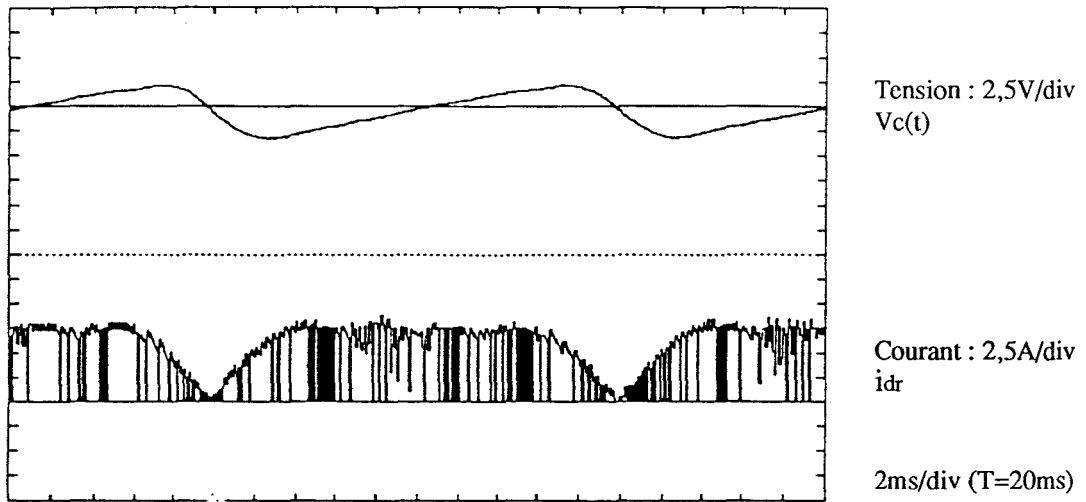


Figure IV-9(b) : Tension et courant de sortie.

Il devient difficile d'améliorer le rendement de la conversion et impossible d'éliminer les fortes harmoniques par la commande. Un tel type de fonctionnement peut donc être conservé uniquement en vue de la sûreté de conduite, et doit être limité dans le temps.

#### IV.2.2.4 Défaut de fermeture sur deux bras (DF4)

Deux bras de commande défectueux, conduisent à un redresseur triphasé à un seul bras commandé (classe de commande  $Y = 1$ ). Le circuit de puissance défaillant est présenté en figure IV-10.

Nous donnons ici les résultats de simulation en figure IV-11. Le courant de la phase commandée reste quasi sinusoïdal, grâce aux conductions spontanées des diodes dans les phases non commandées, mais la distorsion est importante dans les phases non commandées. La tension de sortie est pulsatoire, à une fréquence double du réseau.

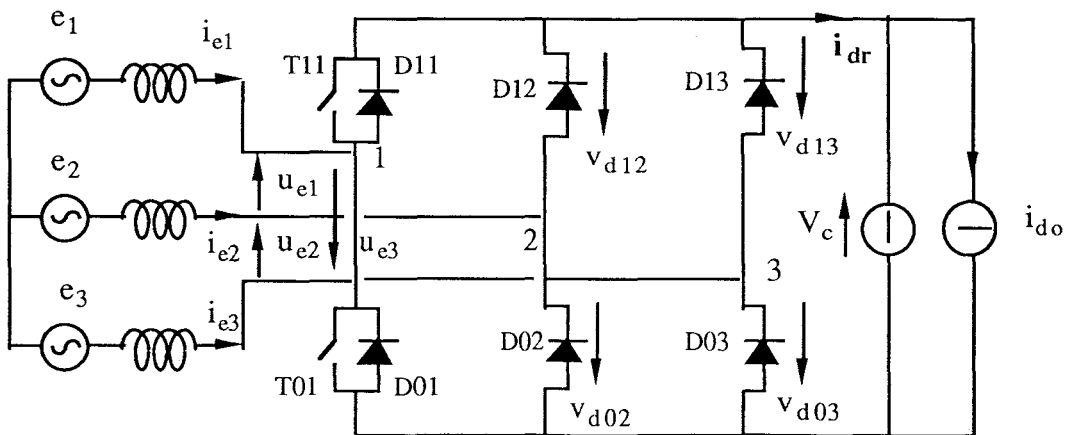


Figure IV-10 : Défaut de fermeture sur deux bras (2 et 3).

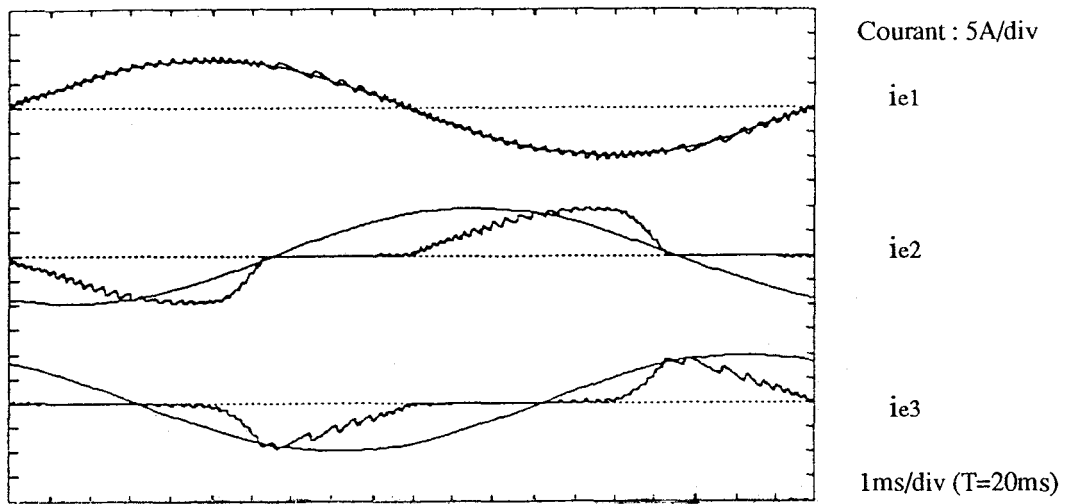


Figure IV-11(a) : Allure des courants.

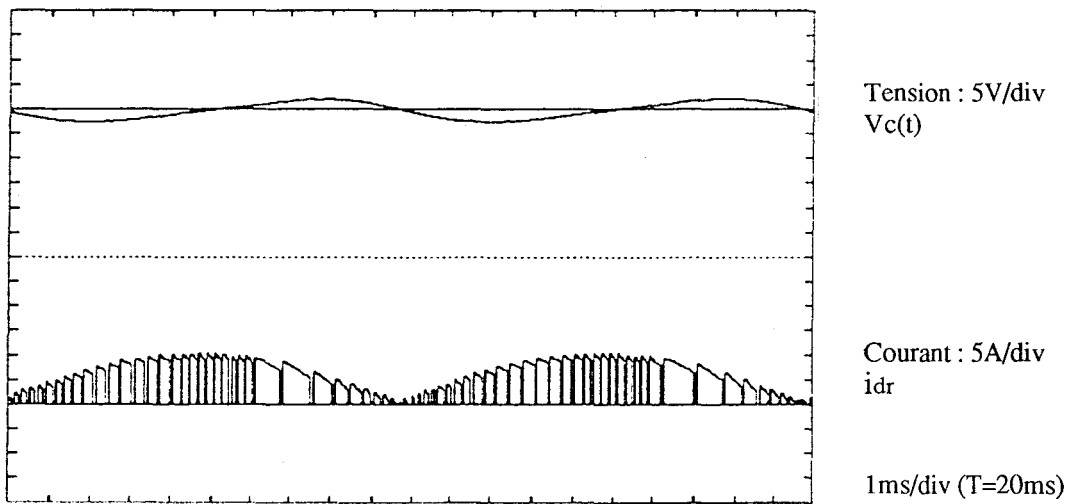


Figure IV-11(b) : Tension et courant de sortie.

La stabilité de ce type de fonctionnement est un problème critique. Pour assurer une tension de sortie stable, on est obligé de surdimensionner la capacité en sortie, et de prévoir un correcteur bien adapté pour la commande du bras fonctionnel. Par conséquent, le maintien de ce type de fonctionnement conduit à un mauvais rendement ; le courant circulant dans la phase contrôlée peut dépasser la valeur limite, selon la puissance demandée.

### IV.2.2.5 Un seul transistor commandé (DF5)

Un seul transistor commandé (classes de commande  $Y = 0, 1$ ), débouche sur un fonctionnement complexe. La figure IV-12 représente le circuit de puissance à un transistor commandé (T11).

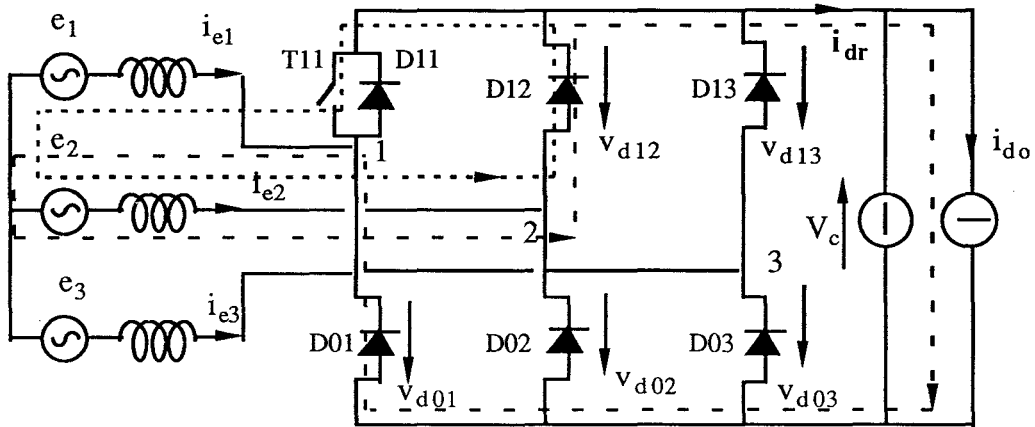


Figure IV-12 : Un seul transistor commandé.

Les résultats de simulation (figure IV-13) montrent que ce type de défaut provoque de fortes intensités dans les interrupteurs de puissance. L'inhibition de la commande est obligatoire afin de protéger seul transistor commandable.

La conversion de puissance unidirectionnelle par redressement à diodes est alors possible en conservant une tension de sortie inférieure à  $\sqrt{6} E$ . Dans ce cas, les courants de ligne contiennent des harmoniques de rang bas. Le passage à un seul transistor commandé à redressement non contrôlé, est donné à la figure IV-14.

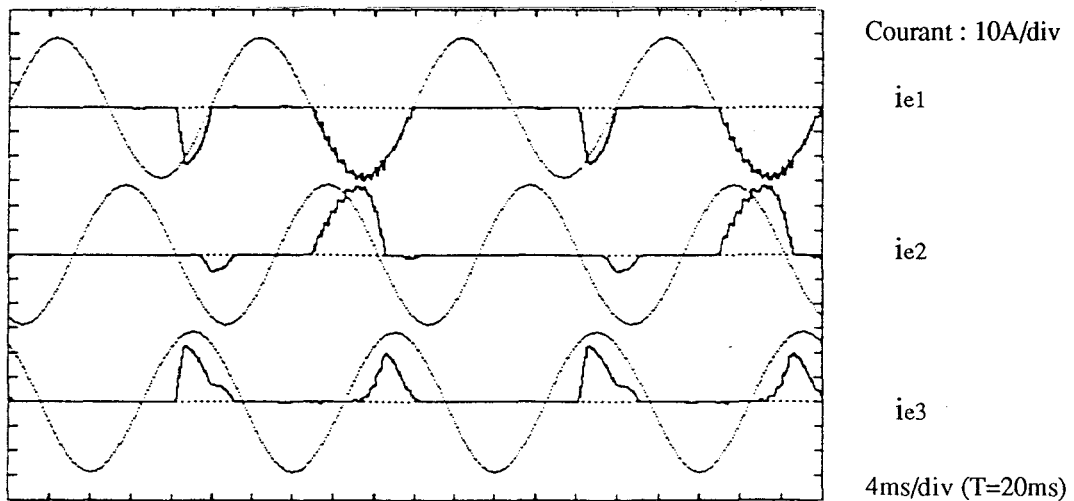


Figure IV-13(a) : Allure des courants.

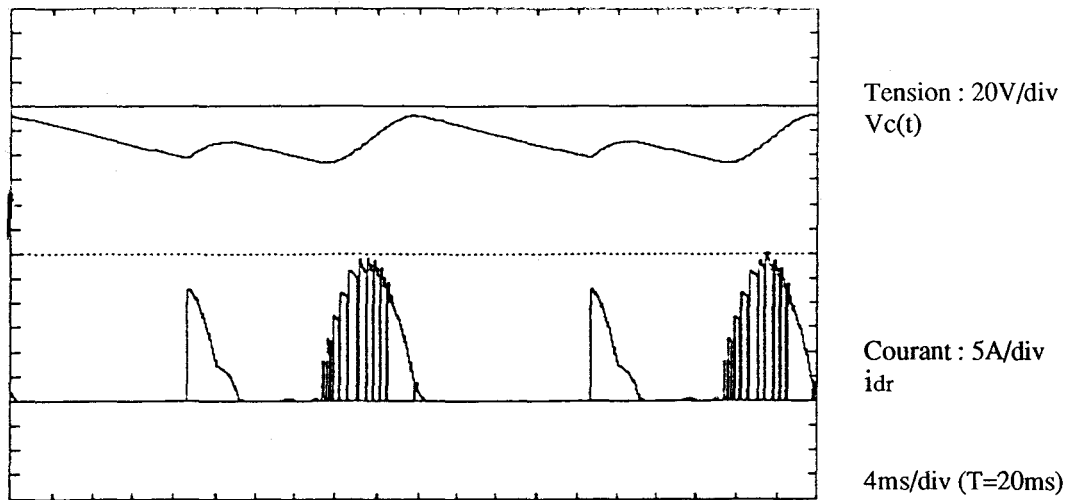


Figure IV-13(b) : Tension et courant de sortie.

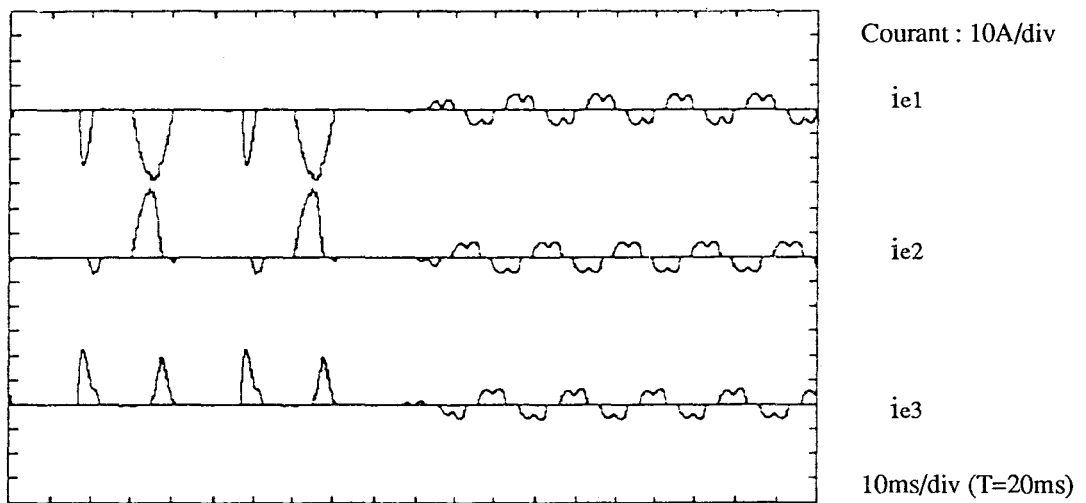


Figure IV-14 (a) : Allure des courants.

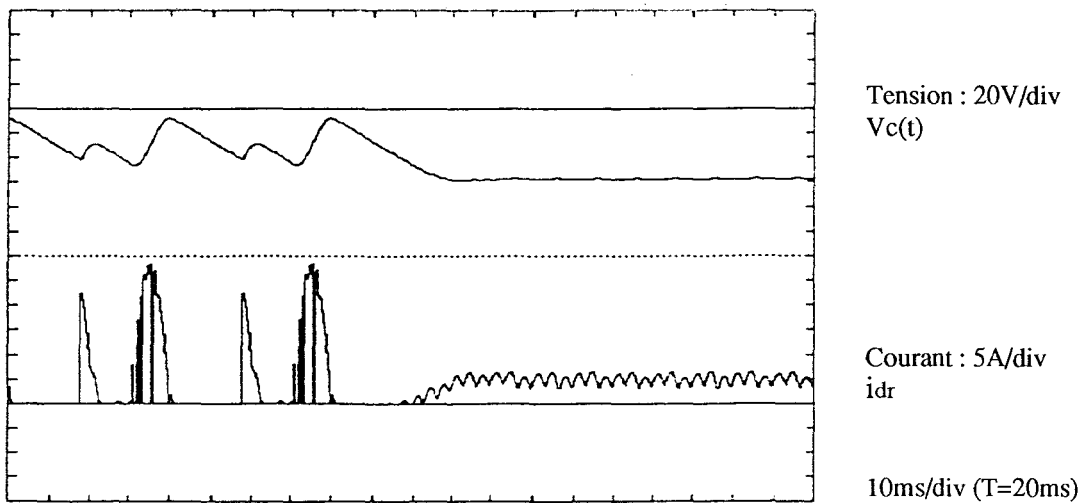


Figure IV-14 (b) : Tension et courant de sortie.

### IV.2.3 Stratégie de conduite en monophasé

Dans le paragraphe précédent, nous avons analysé deux types de défaut possibles de commandes : défaut d'ouverture et défaut de fermeture. Nous avons envisagé six modes de fonctionnement défectueux possibles, dans lesquels deux types de conduite peuvent être améliorés en prévoyant une marche dégradée en monophasé (DF1, DF2).

#### IV.2.3.1 Séquences de commande en mode monophasé

Dans le cas de l'inhibition d'un bras de commande, la conservation des séquences de commande en mode triphasé ne permet pas d'avoir une onde de courant sinusoïdale. La distorsion des ondes est due aux deux raisons suivantes :

- d'une part, les quatre commandes restantes de l'onduleur sont générées par deux références de courants décalé de  $2\pi/3$ ,
- d'autre part, l'état des diodes du bras inhibé est conditionné par les grandeurs électriques internes.

Le neutre du réseau est flottant, le fonctionnement en monophasé impose deux courants de phases décalés de  $\pi$  (soit :  $i_{e1} = -i_{e2}$ , si :  $i_{e3} = 0$ ). Pour avoir une onde de courant sinusoïdale, on est obligé de générer deux références de courant avec un décalage de  $\pi$ .

#### a) Conservation d'une seule référence de courant

Supposons que la commande du bras "3" est inhibée. Alors la commande des quatre transistors peut se faire selon deux possibilités :

- Conservation de la première référence de courant :  $i^*_{e1 \text{ ref}} = i_{e1 \text{ ref}}$  ,  $i^*_{e2 \text{ ref}} = -i_{e1 \text{ ref}}$  ,
- Conservation de la deuxième référence de courant :  $i^*_{e1 \text{ ref}} = -i_{e2 \text{ ref}}$  ,  $i^*_{e2 \text{ ref}} = i_{e2 \text{ ref}}$  .

Les résultats de simulation, selon la référence de commande, sont présentés en figures IV-15 et IV-16.

Par la suite, nous supposons que le courant  $i_{e3}$  est nul et nous nous ramenons alors au système monophasé formé des phases "1" et "2".

Nous définissons le facteur de déplacement :  $\cos \varphi$ , où  $\varphi$  est le déphasage entre le courant et la tension composée ( $e_1 - e_2$ ). Compte tenu du déphasage entre la référence de courant ( $i^*_{e1}$ ) et ( $e_1 - e_2$ ), le  $\cos \varphi$  est de  $\sqrt{3}/2$ . Il y a donc consommation de puissance réactive, ce qui dégrade le rendement de la conversion.

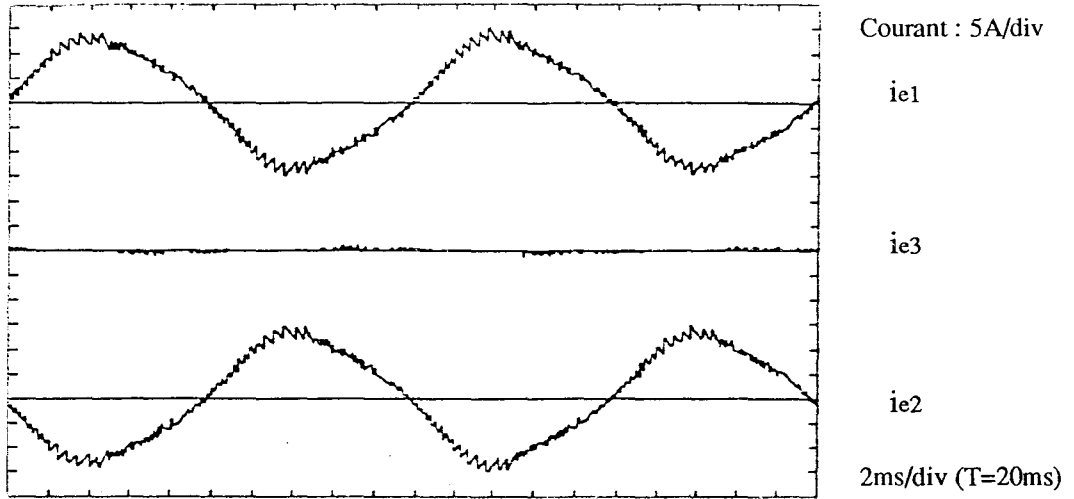


Figure IV-15(a) : Stratégie de conduite en monophasé ( $i_{e1}$ ).

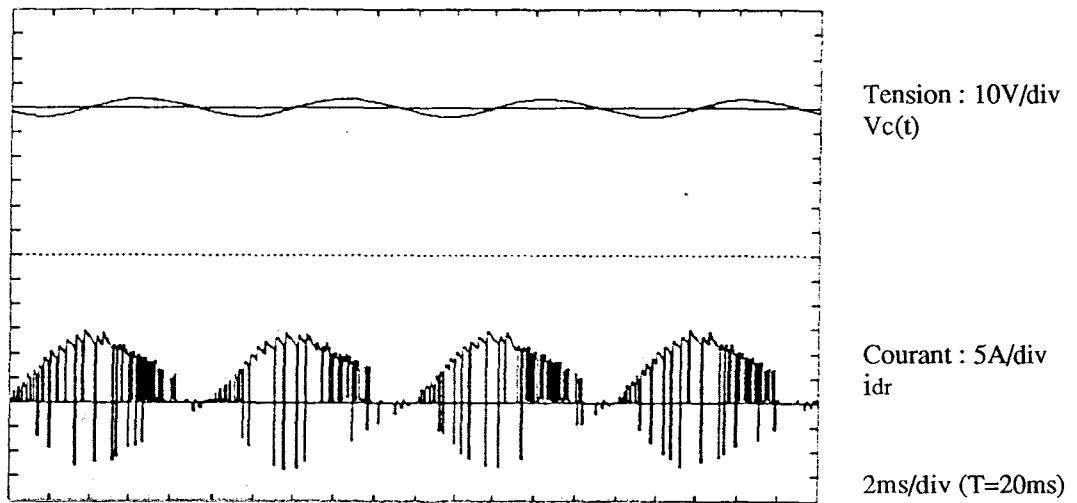


Figure IV-15(b) : Stratégie de conduite en monophasé ( $i_{e1}$ ).

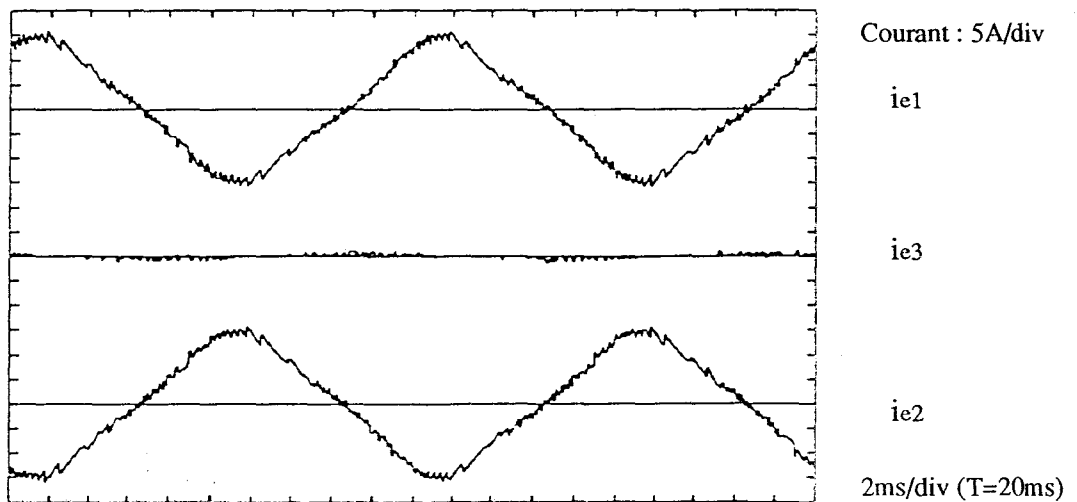


Figure IV-16(a) : Stratégie de conduite en monophasé ( $i_{e2}$ ).



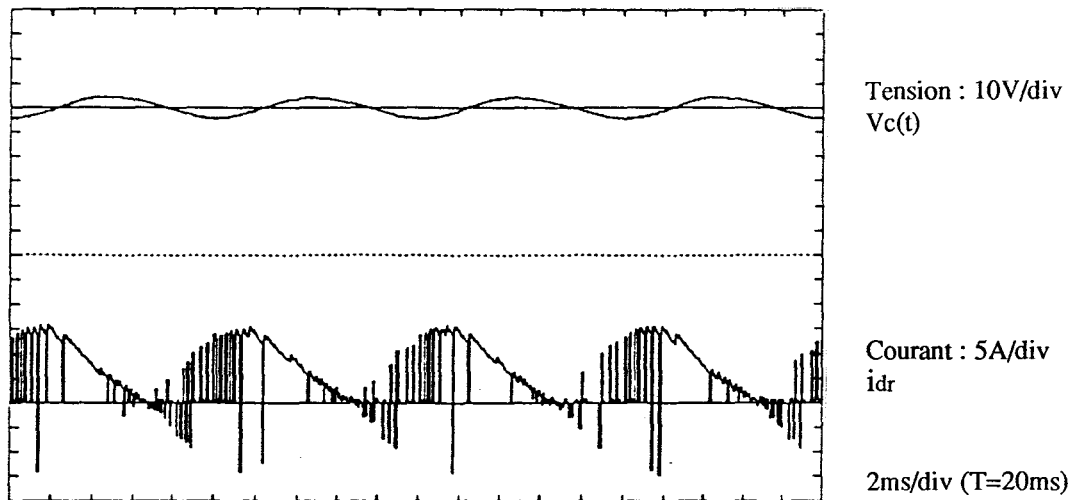


Figure IV-16(b) : Stratégie de conduite en monophasé ( $i_{e2}$ ).

Nous observons une onde de courant quasi sinusoïdale. La conduction spontanée des diodes présente un courant de faible amplitude, sa perturbation sur la déformation de l'onde de courant dans les phases commandées n'est pas significative.

Ce type de conduite a sensiblement diminué la pollution harmonique, mais la tension de sortie présente une pulsation à la fréquence double de celle du réseau, en régime permanent.

Le fonctionnement avec ces deux stratégies de commande n'est pas optimisé ; le facteur de puissance pour ces deux types de fonctionnement vaut :  $F = \cos(\varphi) = \sqrt{3}/2$ , parce que la référence de courant n'est pas en phase avec la f.e.m. ( $e_1-e_2$ ) du réseau. Donc la consommation de puissance réactive est importante, ce qui dégrade le rendement global de la conversion.

## b) Stratégie de commande à facteur de puissance unitaire

En vue d'obtenir un facteur de puissance unitaire, nous devons élaborer une référence de courant ( $i_{e}^*_{ref}$ ) en phase avec la tension composée ( $e_1-e_2$ ) du réseau. Les résultats de la simulation ( figure IV-17) montrent que l'amplitude du courant est moins grande par rapport aux deux stratégies précédentes, pour une même puissance demandée ; le courant dans la phase non commandée est quasiment nul. La pulsation de la tension redressée reste de fréquence double de celle du réseau, et l'ondulation dépend de la charge demandée et de la valeur de la capacité.

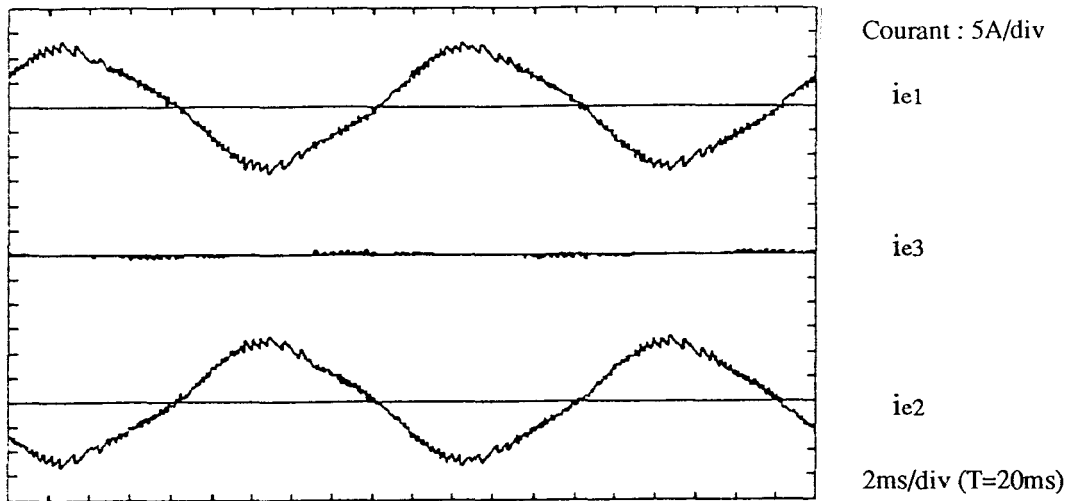


Figure IV-17(a) : Marche dégradée monophasée ( $\cos\varphi = 1$ ).

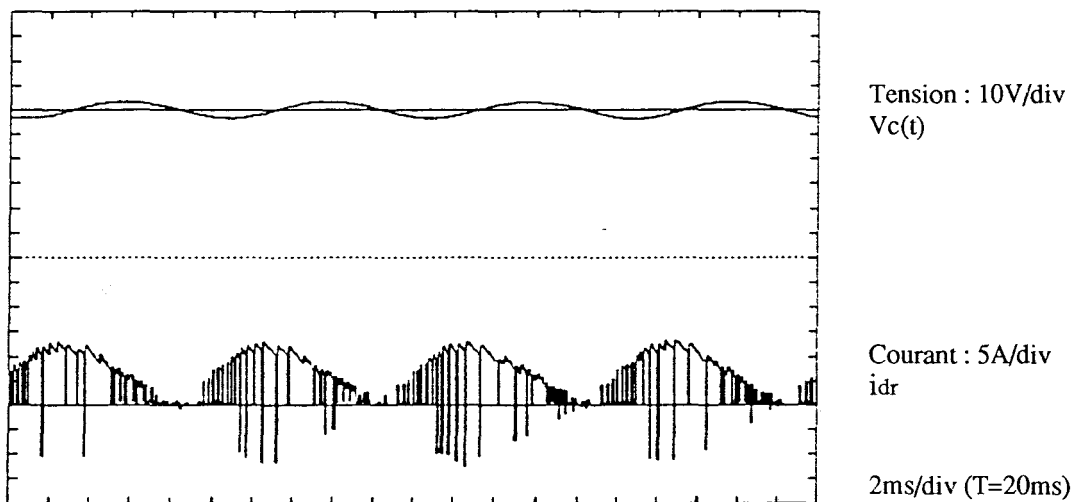


Figure IV-17(b) : Marche dégradée monophasée ( $\cos\varphi = 1$ ).

#### IV.2.3.2 Influence des oscillations de la tension de sortie

Dans le cas du fonctionnement triphasé, la régulation de tension est assurée par un régulateur de type proportionnel et intégral, qui permet de maintenir la tension de sortie égale à la consigne en régime permanent. Cependant, la conduite en mode monophasé présente une tension redressée variable à la fréquence double de celle du réseau en régime établi : cette ondulation introduit une perturbation importante dans les références de courant. Il en résulte, par la boucle de tension, des harmoniques de rang bas dans le courant d'entrée [STIHI 88].

Si on décompose la variation de tension en une série de Fourier, alors le fondamental est de rang deux (100Hz), on note :  $\Delta v_c = A_1 \cos ( 2\omega_e t + \varphi_1 )$ . Supposons que la f.e.m. du réseau :  $e_{12} = \sqrt{3} E \cos ( \omega_e t + \alpha )$ , alors la référence de courant, élaborée à partir de la variation de tension redressée avec un correcteur proportionnel ( $K_p$ ), est donnée par :

$$\begin{aligned} i_{\text{ref}}^* &= K_p A_1 \cos ( 2 \omega_e t + \varphi_1 ) \cos ( \omega_e t + \alpha ) \\ &= 0,5 K_p A_1 \left[ \cos ( \omega_e t + \zeta_1 ) + \cos ( 3 \omega_e t + \zeta_3 ) \right] \end{aligned}$$

$$\zeta_1 = \varphi_1 - \alpha , \zeta_3 = \varphi_1 + \alpha$$

La référence de commande contient une composante de rang trois (150Hz), il en résulte une déformation du courant dans la phase. Sur la figure IV-18, nous avons présenté les résultats de simulation du fonctionnement en monophasé commandé à facteur de puissance unitaire, en conservant l'algorithme de contrôle de la tension redressée en triphasé (le temps d'échantillonnage de la boucle de tension est  $T_e = 1\text{ms}$ ). On constate une déformation de l'onde du courant d'entrée. L'analyse spectrale confirme l'apparition d'harmonique de rang trois, et son effet ne peut pas être supprimé par l'action intégrale.

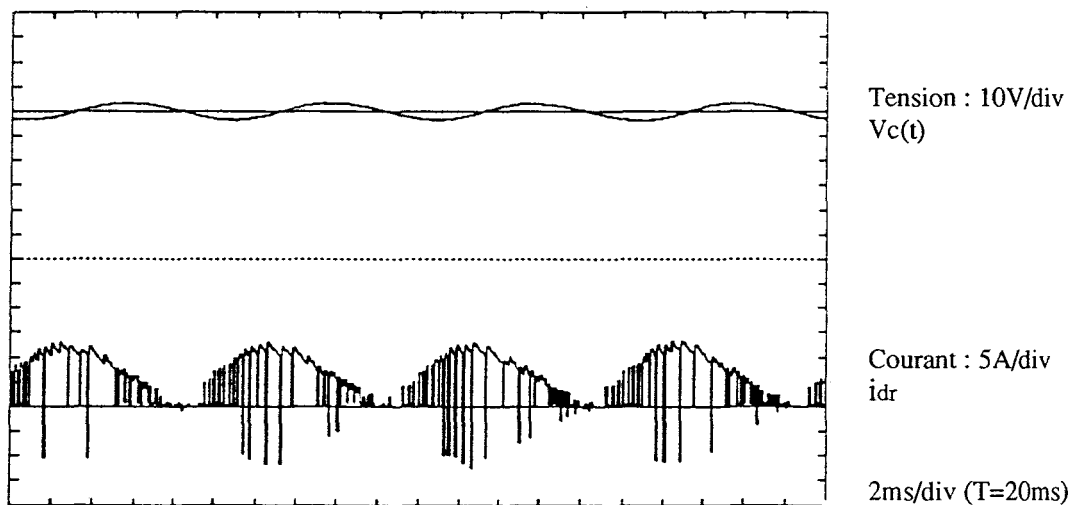


Figure VI-18(a) : Tension et courant de sortie.

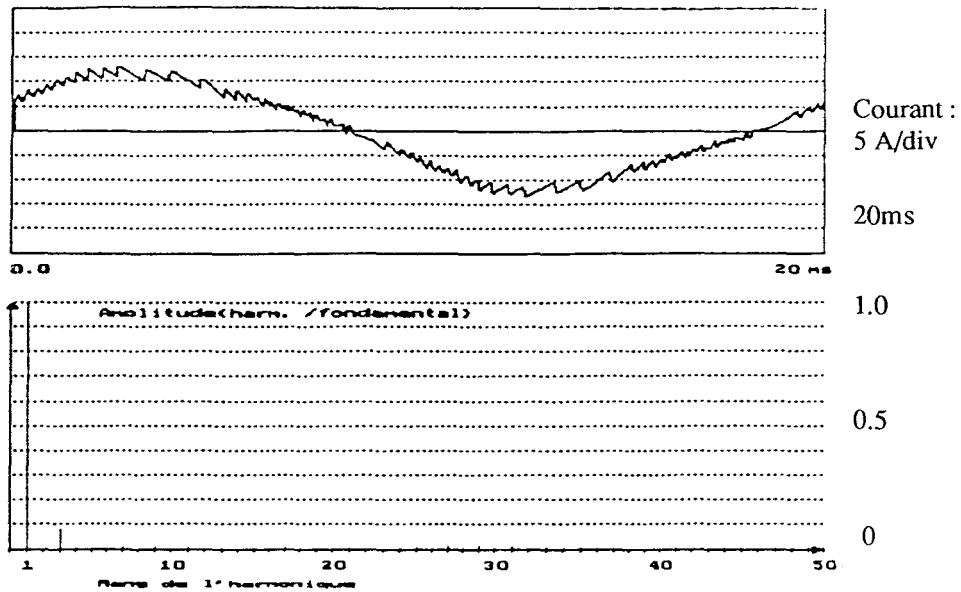


Figure VI-18(b) : Analyse spectrale du courant.

#### IV.2.3.3 Adaptation de la boucle de tension en monophasé

Le problème principal de la régulation de tension, en sortie du redresseur en mode monophasé, est de ne pas réinjecter d'harmoniques dans la référence de courant en régime permanent. En boucle fermée, la valeur efficace de courant ( $I_e$ ) est élaborée à partir de la variation de tension redressée. Pour éviter d'introduire des harmoniques de rang bas dans la consigne de courant, on a choisi une fréquence d'échantillonnage de la boucle de tension égale à la fréquence fondamentale de la variation de tension en sortie (100Hz).

La figure IV-19(a) présente l'allure du courant et l'analyse spectrale, avec le temps d'échantillonnage  $T_e$  égal 10ms. Nous observons que l'harmonique de rang trois est bien éliminé, l'onde de courant est quasi sinusoïdale. Une conversion optimale est ainsi obtenue. Cependant l'écart entre la tension de consigne et la tension de sortie ne peut pas s'annuler en régime permanent (figure IV-19(b)). L'erreur résulte en fait de la comparaison entre la tension de référence et la valeur de la tension redressée à chaque période d'échantillonnage ( $T_e$ ), cette dernière valeur n'est pas le reflet de la "valeur moyenne".

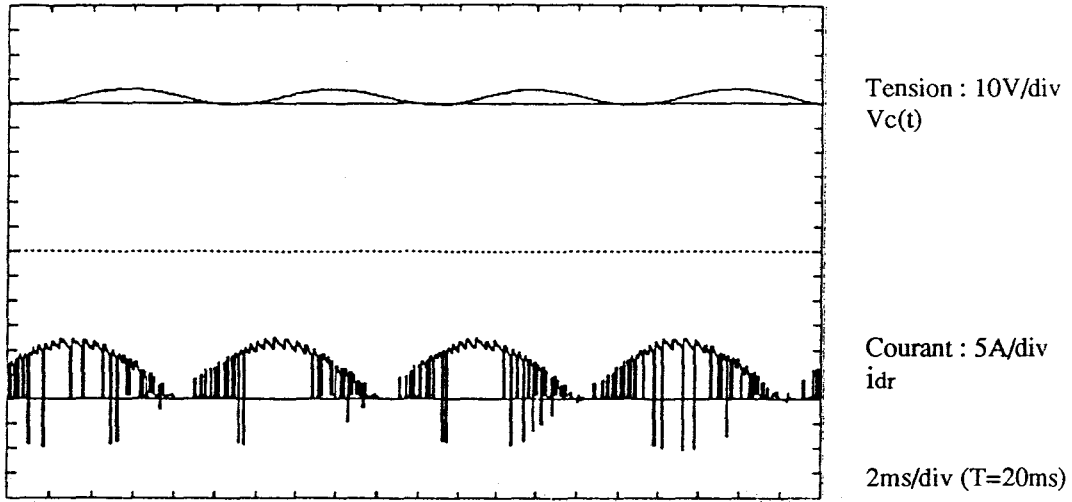


Figure VI-19(a) : Tension et courant de sortie.

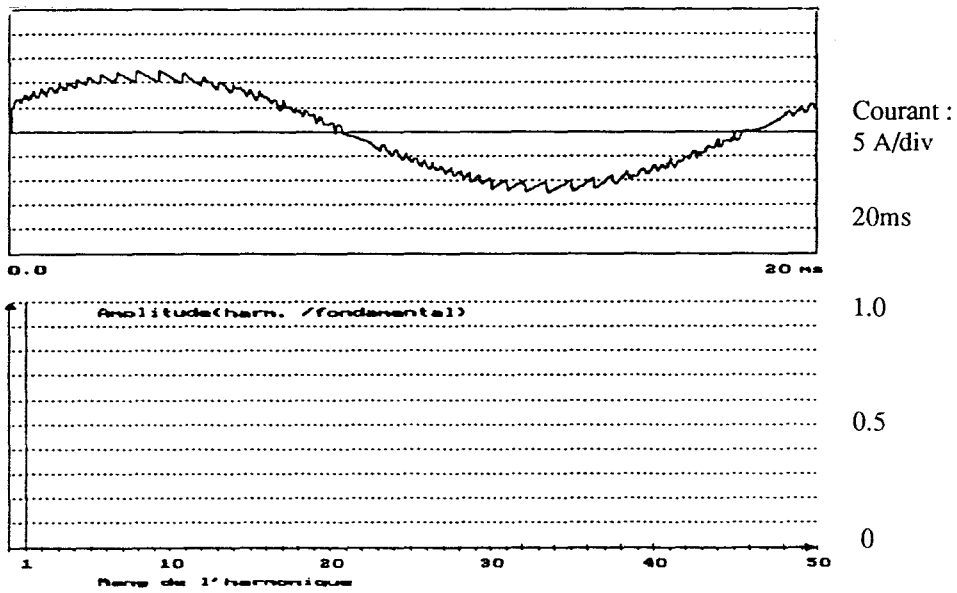


Figure VI-19(b) : Analyse spectrale du courant.

On améliore l'algorithme de calcul de la valeur efficace de courant ( $I_e$ ) en évaluant la variation de tension à partir de la "valeur moyenne instantanée"  $\langle v_c \rangle$  ; donc, à chaque période d'échantillonnage,  $I_e$  est calculée à partir de la valeur moyenne  $\langle v_c \rangle$ , soit :  $\langle v_c \rangle = v_{\text{somme}} / T_e$  . avec le terme  $v_{\text{somme}}$  calculé à une période d'échantillonnage  $T_c$  plus petite ( $T_c \ll T_e$ ) :

$$v_{\text{somme}} = v_{\text{somme}} + v_c \cdot T_c$$

$v_{\text{somme}}$  est remis à zéro à chaque période d'échantillonnage.

La figure IV-20 montre l'évolution de la tension de sortie " $v_c$ " avec le passage du mode triphasé au mode monophasé, ainsi que l'analyse spectrale du courant à l'entrée du redresseur en mode monophasé.

En mode monophasé, l'asservissement de la boucle de tension par la "valeur moyenne instantanée" permet de maintenir la valeur moyenne de la tension redressée égale à la référence. On constate que la qualité de l'onde de courant, à l'entrée du redresseur en monophasé, est la même qu'en triphasé.

Le passage en marche dégradée conduit à une transition perturbée, provoquant une chute de tension " $v_c$ " importante, qui peut être palliée par une valeur plus élevée dans le choix du condensateur de filtrage.

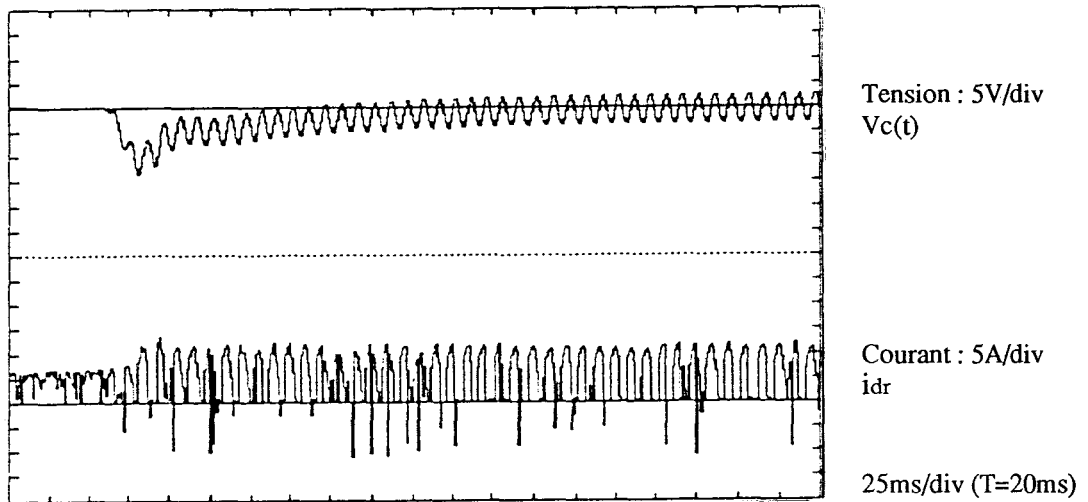


Figure VI-20(a) : Tension et courant de sortie.

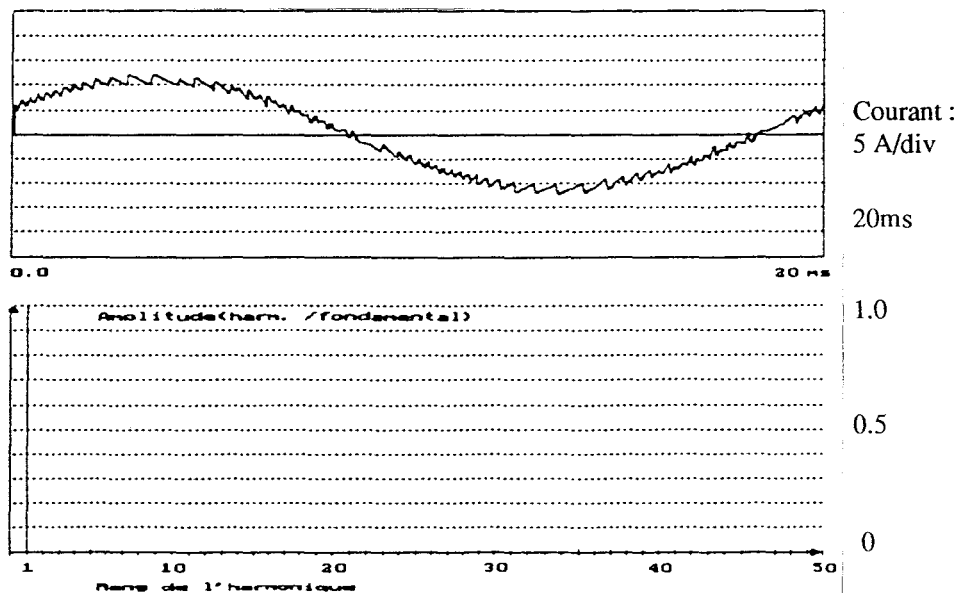


Figure VI-20(b) : Analyse spectrale du courant.

#### **IV.2.4 Conclusion**

Dans ce paragraphe, nous avons analysé les effets de défauts de fermeture et d'ouverture sur les caractéristiques de l'ensemble de conversion alternative-continue. Selon les analyses, nous constatons que deux types de défaut (DF1, DF2) peuvent être palliés en utilisant un fonctionnement dégradé en monophasé.

Parmi les trois stratégies de commande rapprochée que nous avons proposé, nous trouvons que la commande à facteur de puissance unitaire est la meilleure solution en marche dégradée monophasée.

L'adaptation de l'algorithme de contrôle de la boucle de tension est indispensable pour obtenir une onde de courant quasi sinusoïdale en monophasé.

### **IV.3 DEFAUT DE COMMANDE DE L'ONDULEUR**

Dans l'étude précédente, nous avons analysé six modes de fonctionnement possibles du redresseur MLI, dans le cas d'un défaut de commande et constaté que deux types de défaut (DF1, DF2) peuvent être remédiés en prévoyant une marche dégradée en monophasé.

Selon le principe, le redresseur MLI effectue la conversion inverse de l'onduleur de tension. De la même manière, un défaut de commande de l'ensemble onduleur-machine synchrone peut avoir les mêmes conséquences sur le plan électrique. Cependant, un défaut de commande de l'onduleur alimentant une machine synchrone peut provoquer des conséquences importantes sur le plan mécanique : l'ondulation du couple et de la vitesse amènent des vibrations indésirables et des bruits sonores gênants.

Pour prévoir une stratégie de conduite en mode dégradé, nous analysons, dans un premier temps, les effets des défauts (DF1) et (DF2). Ensuite, à partir de ces analyses, nous développons une stratégie de rattrapage ayant pour objectif la conservation de la qualité du couple moteur.

#### **IV.3.1 Défaut de fermeture sur un des six transistors (DF1)**

Un défaut de fermeture (ex.T13) conduit à un transistor toujours à l'état bloqué (figure IV-21), de sorte que deux ou trois interrupteurs conduisent alternativement. L'analyse et la description fonctionnelle de ce type de défaut ont été présentées dans le deuxième chapitre (classe de commande  $X = 2, 3, 4, 5$ ).

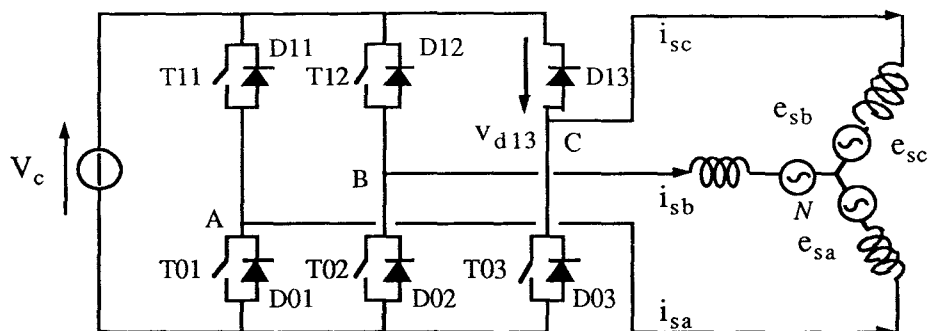


Figure IV-21 : Défaut de fermeture sur un transistor de l'onduleur

Pour connaître les conséquences de ce type de défaut, nous allons présenter d'abord les résultats de la simulation en fonctionnement normal (avec 5 Nm de charge à 1500tr/m) sur la figure IV-22, puis les résultats pour un transistor bloqué en figure IV-23, dans les mêmes conditions de charge.

Nous constatons que ce type de défaut provoque un fonctionnement perturbé en raison du changement des modes de conduite (monophasé ou triphasé), à chaque période. Il met en évidence la perte de l'alternance négative du courant  $i_{sc}$  et fait apparaître une composante continue dans les courants  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$ . L'onde des courants est déformée, elle contient des harmoniques de rang bas qui créent des pertes magnétiques supplémentaires au sein de la machine.

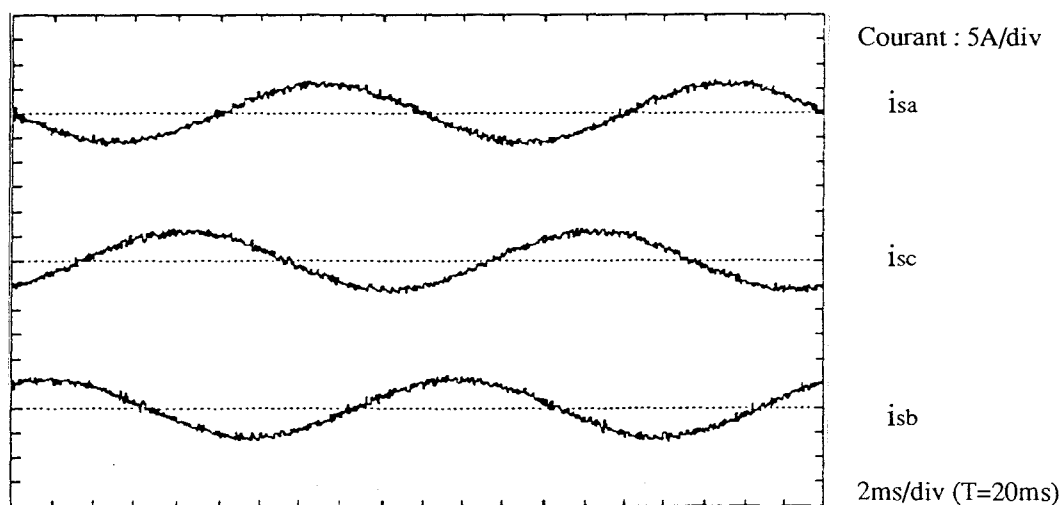


Figure IV-22(a) : Allure des courants en fonctionnement normal.



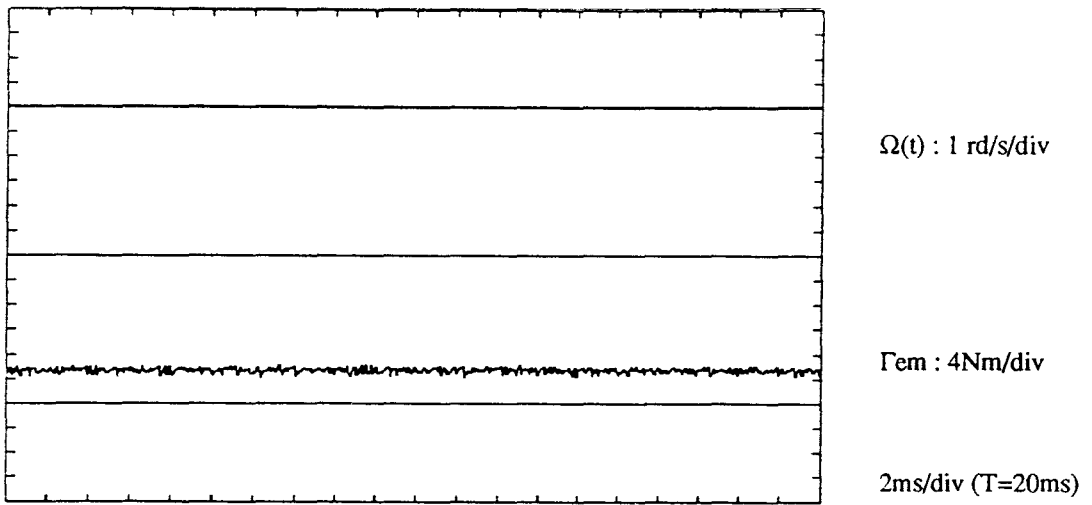


Figure IV-22(b) : Allure du couple et de la vitesse en fonctionnement normal.

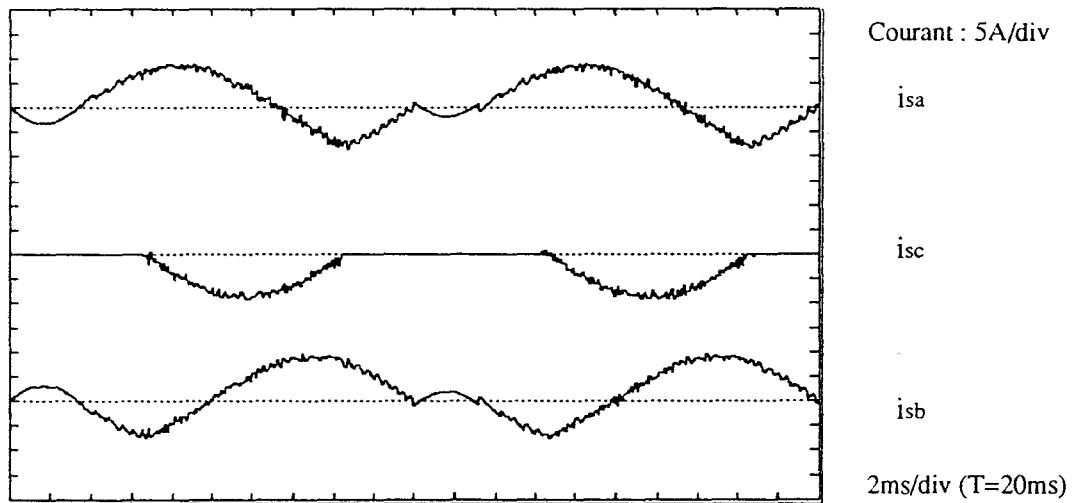


Figure IV-23(a) : Défaut de commande sur un transistor (allure des courants).

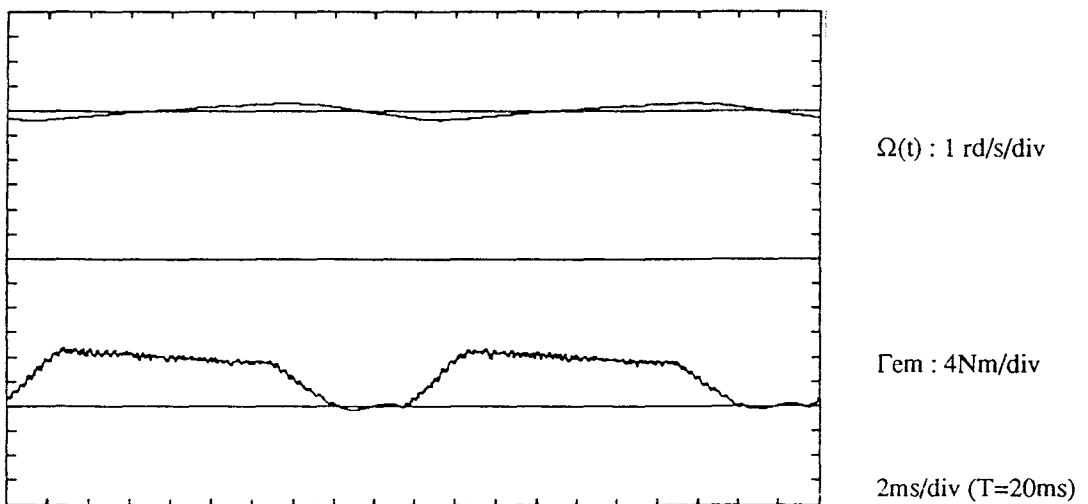


Figure IV-23(b) : Allure du couple et de la vitesse (DF1).

La discontinuité du courant dans la phase défectueuse, provoque une perte de couple importante et une augmentation notable du courant (>20%) est nécessaire afin de conserver la même puissance mécanique. Le couple électromagnétique est quasi constant en fonctionnement triphasé, et devient pulsatoire en conduite monophasée. Cette variation du couple est à l'origine de la variation de vitesse, qui présente une fréquence d'ondulation égale à la fréquence statorique.

Malgré l'augmentation de la valeur efficace du courant, les grandeurs électromécaniques (couple-vitesse) peuvent être maintenues en conservant la stratégie de commande en triphasé. Au point de vue de la sûreté de conduite, l'amélioration des ondes de courant ne semble pas nécessaire. Par contre, la conservation de la qualité du couple n'est pas obtenue par la simple inhibition du bras défectueux, et il apparaît nécessaire d'envisager d'autres stratégies tant au niveau de la structure de puissance que de la séquence de commande (A.C.R).

### IV.3.2 Défaut de fermeture sur un des trois bras (DF2)

Un défaut de fermeture sur un bras complet (figure IV-24), conduit à deux classes de commande ( $X = 2$  ou  $3$ ). L'analyse et la description fonctionnelle de ce type de commande sont également détaillées dans le deuxième chapitre.

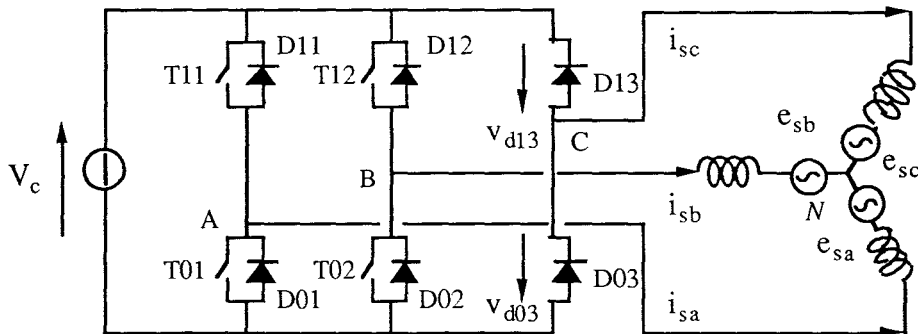


Figure IV-24 : Deux transistors de puissance défectueux.

Les relevés des grandeurs électriques et mécaniques sont présentés en figure IV-25. Nous constatons que ce type de défaut a pour conséquences :

- sur le plan électrique : le courant dans les phases commandées est très déformé et est quasiment nul dans la phase défectueuse. L'augmentation de la valeur efficace du courant est très importante, et peut devenir intolérable pour les composants de puissance.

- sur le plan mécanique : des variations importantes des grandeurs électromécaniques. L'ondulation du couple qui présente une fréquence double de celle des grandeurs statoriques, conduit à des vibrations mécaniques et sonores gênantes.

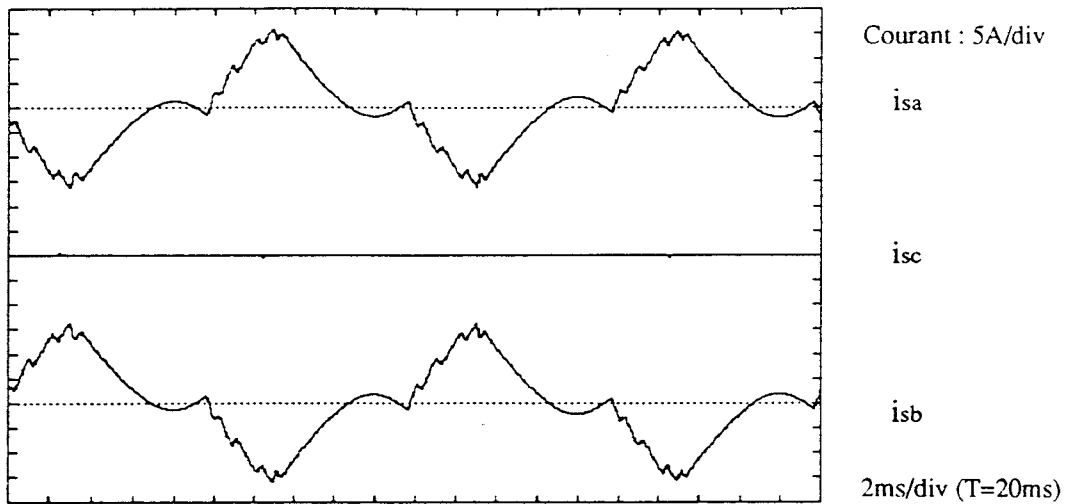


Figure IV-25(a) : Fonctionnement monophasé (bras "C" bloqué).

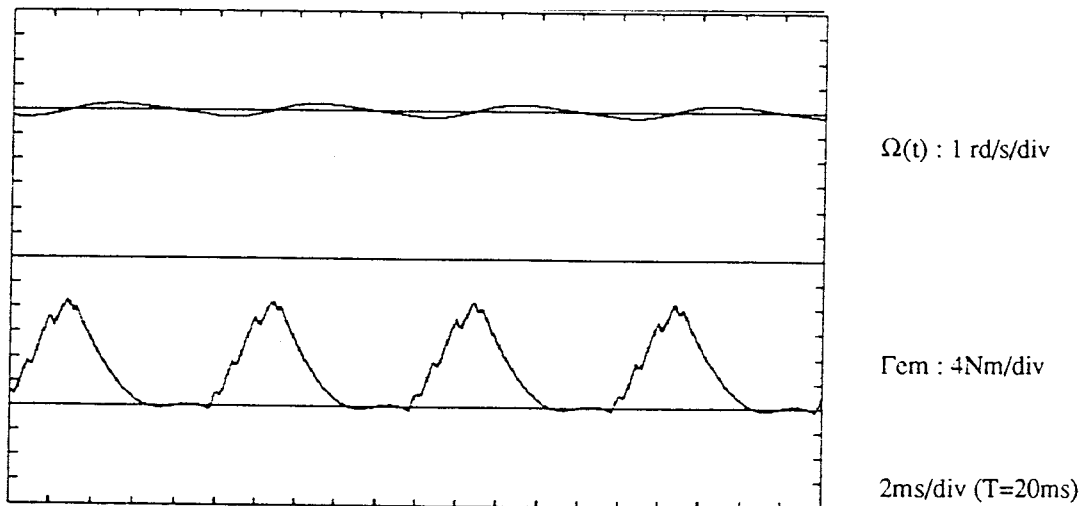


Figure IV-25(b) : Fonctionnement monophasé (bras "C" bloqué).

### IV.3.3 Stratégie de conduite en mode monophasé

Le contrôle de la machine synchrone à f.e.m. sinusoïdale vise à maintenir une forme d'onde quasi sinusoïdale pour les courants de phases. Cependant la conservation des séquences de commande en mode triphasé ne permet pas d'obtenir une telle onde dans le cas d'un défaut de fermeture (DF1, DF2).

Puisque la conduction des diodes qui se trouve en antiparallèle avec les transistors inhibés ne présente pas une influence notable, la déformation de l'onde de courant est plutôt due à l'existence de deux références décalées de  $2\pi/3$  pour la commande de l'onduleur.

Le fonctionnement monophasé (biphasé en mode couplé avec neutre du moteur isolé) impose naturellement deux courant réels décalé de  $\pi$ . Il convient donc de générer les deux références de commandes avec le même décalage ( $\pi$ ), afin de s'assurer un fonctionnement monophasé stable.

### IV.3.3.1 Séquences de commande en mode monophasé

Si les commandes du bras "C" sont inhibées, alors les nouvelles références ( $i_{sa}^*$ ,  $i_{sb}^*$ ) de commande peuvent être élaborées de la façon suivante en fonction des références triphasées:

**a)**  $i_{sa}^* = i_{sa\ ref}$ ,  $i_{sb}^* = -i_{sa\ ref}$ ,    **b)**  $i_{sa}^* = -i_{sb\ ref}$ ,  $i_{sb}^* = i_{sb\ ref}$

Les résultats de simulation, selon la stratégie de contrôle, sont illustrés respectivement dans les figures IV-26 et IV-27.

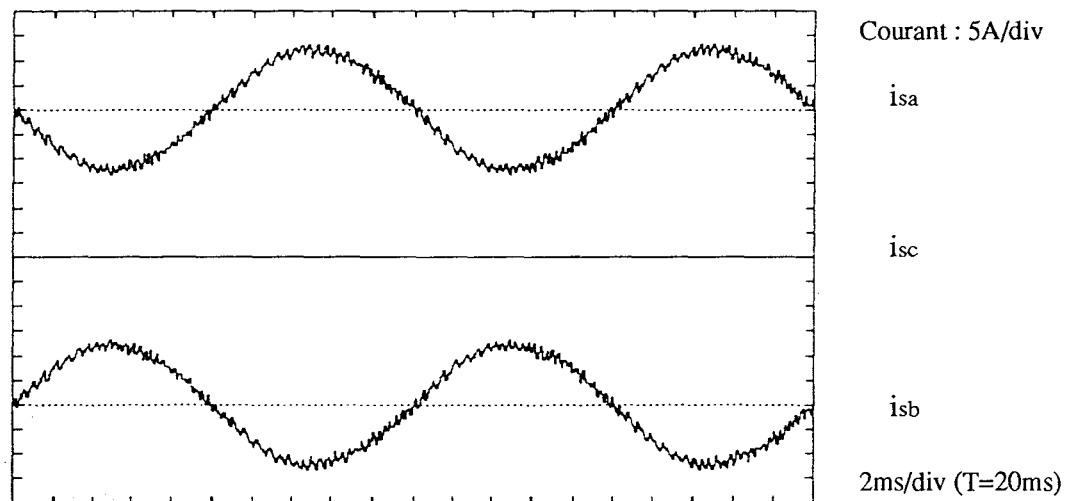


Figure IV-26(a) : Fonctionnement monophasé (référence suivant la phase "A").

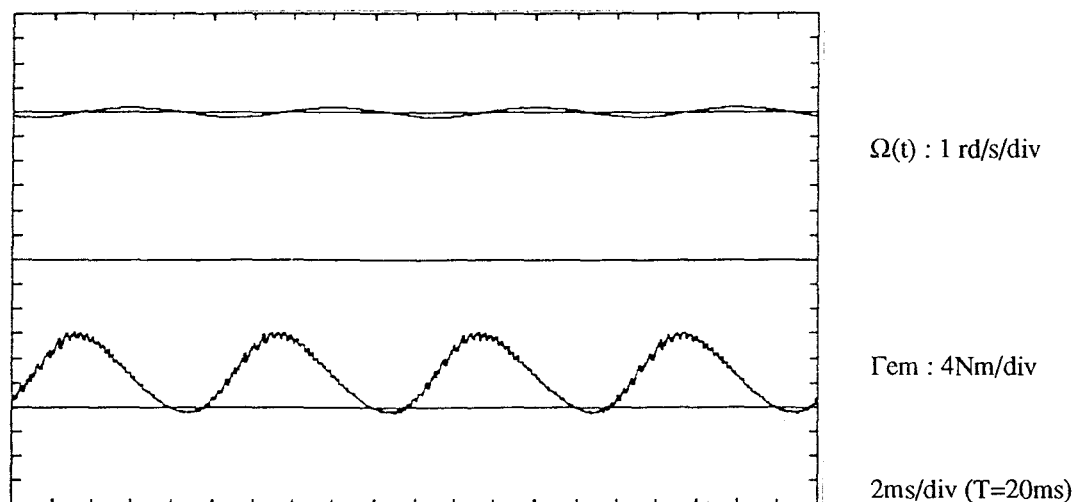


Figure IV-26(b) : Fonctionnement monophasé (référence suivant la phase "A").

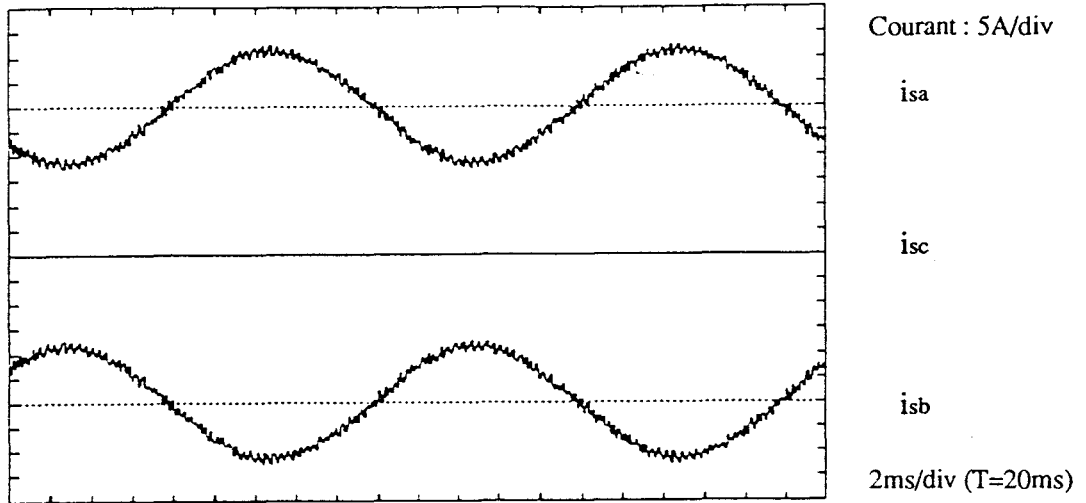


Figure IV-27(a) : Fonctionnement monophasé (référence suivant la phase "B").

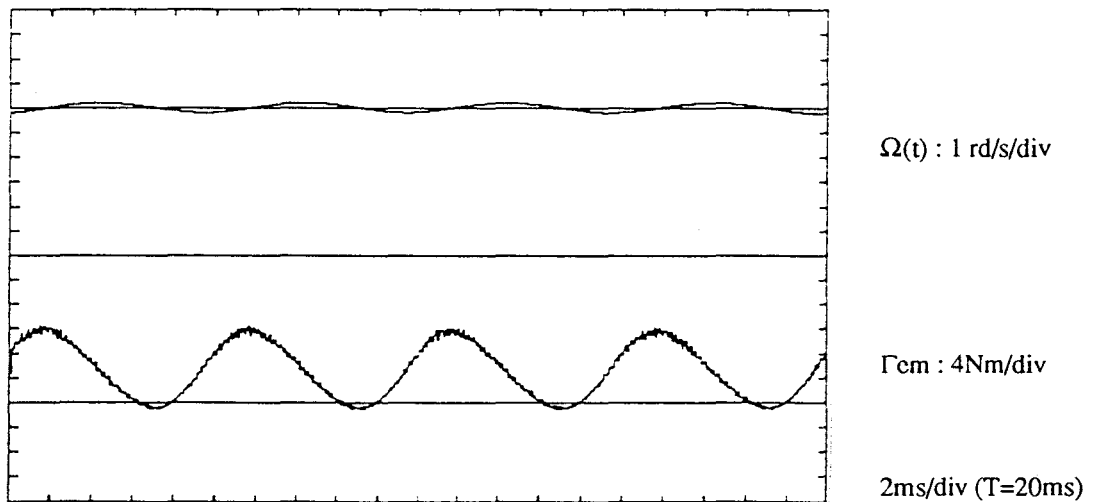


Figure IV-27(b) : Fonctionnement monophasé (référence suivant la phase "B").

Les deux stratégies de commandes que nous avons présentées, nous permettent d'obtenir une onde de courant quasi sinusoïdale dans la phase commandée. Le courant dans la phase inhibée est très faible et ne présente pas d'influence notable sur le fonctionnement du moteur.

Grâce à la modification de la commande, l'onde du courant est améliorée, avec une amplitude (théorique) deux fois plus grand qu'en triphasé. Cependant sur les grandeurs électromécaniques (couple-vitesse), nous ne trouvons pas de changement significatif : ondulation de couple importante, vitesse variant avec une fréquence double de celle du stator.

### IV.3.3.2 Contrôle du couple en valeur moyenne maximale

Pour obtenir un fonctionnement optimal, nous proposons une stratégie de commande en vue de contrôler le couple en valeur moyenne maximale sur une période.

Cette méthode impose deux références de courant de la façon suivante :

$$\begin{aligned} i_{sa} &= \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \phi_a) \\ i_{sb} &= \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \phi_a - \pi) \end{aligned}$$

Supposons le courant  $i_{sc}$  toujours nul. Nous pouvons alors développer le couple électromagnétique en fonction du déphasage  $\phi_a$  ( $\phi_a = \phi$ , 0 : décalage entre le vecteur courant et l'axe du rotor) et du courant efficace  $I_s$ . L'expression du couple moyen sur une période (C.f. Annexe 1) s'écrit :

$$\langle \Gamma_{em} \rangle = \frac{2}{\sqrt{3}} P \left[ I_s \Phi_f \sin \left( \phi_a - \frac{\pi}{6} \right) \cdot \cos \left( \frac{\pi}{6} \right) + \frac{2}{\sqrt{3}} I_s^2 \frac{L_{sd} - L_{sq}}{2} \sin \left( 2\phi_a - \frac{\pi}{3} \right) \cdot \cos^2 \left( \frac{\pi}{6} \right) \right]$$

Pour une machine à pôles saillants, l'angle ( $\phi_a$ ) optimal de commande du couple en valeur moyenne maximale, est fonction du courant statorique, donc de la charge.

Si on néglige la saillance de la machine, alors on obtient l'angle optimal de commande :  $\phi_a = 2\pi/3$ . Le couple moyen maximal sur une période, s'écrit alors :

$$\langle \Gamma_{em} \rangle_{\max} = P I_s \Phi_f = \frac{1}{\sqrt{3}} (\Gamma_{em})_{\text{triphase}}$$

**Remarque :** Théoriquement la conservation des grandeurs mécaniques nécessite l'augmentation de l'amplitude du courant par rapport à celle du fonctionnement triphasé d'un rapport égal à  $\sqrt{3}$ .

Sur la figure IV-28, nous présentons les résultats de la simulation avec cette stratégie de commande. Nous constatons que l'amplitude du courant est légèrement plus faible que les deux stratégies précédentes ; l'ondulation du couple et de la vitesse sont peut modifiées.

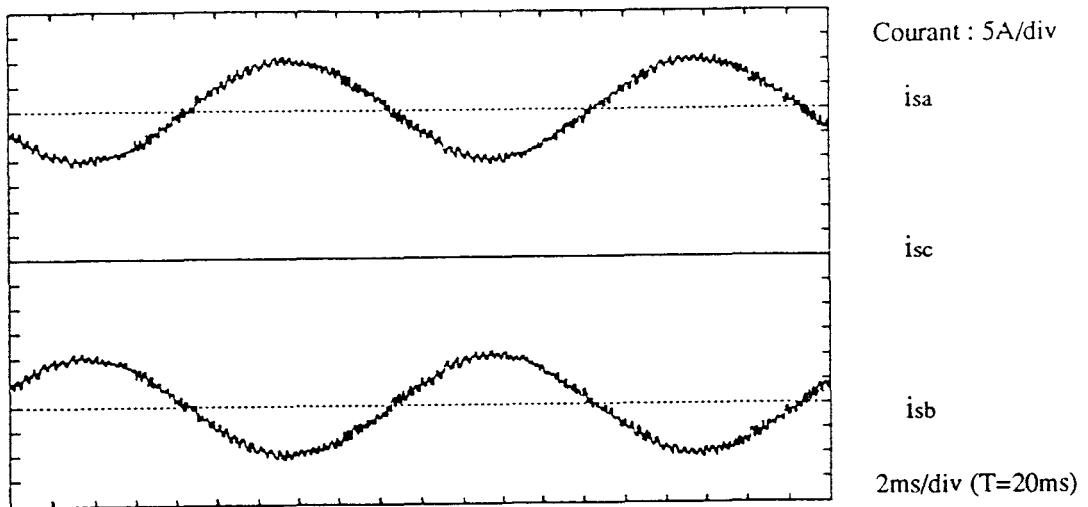


Figure IV-28(a) : Fonctionnement monophasé optimal( $\pi$ ).

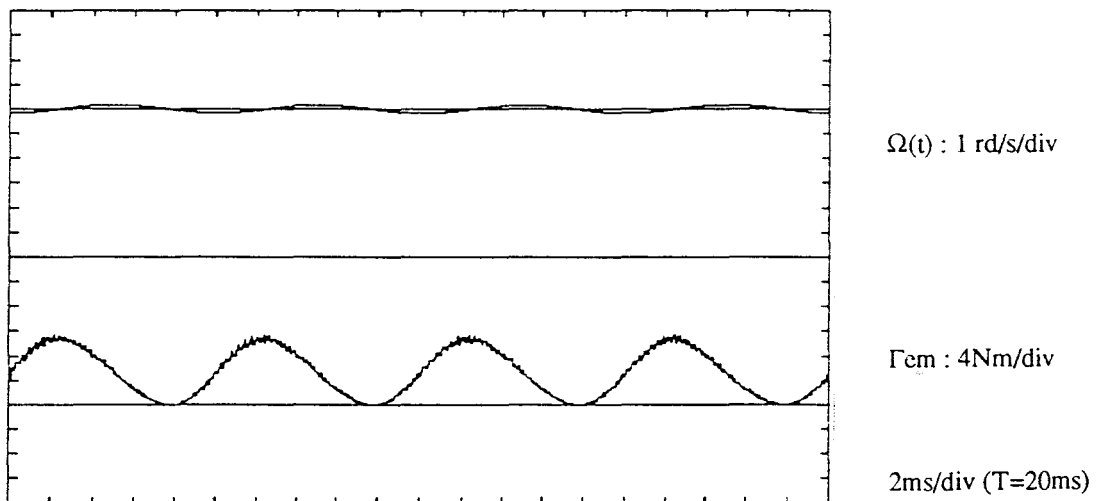


Figure IV-28(b) : Fonctionnement monophasé optimal ( $\pi$ ).

### IV.3.3.3 Influence de l'ondulation de vitesse

Le fonctionnement en mode monophasé présente une ondulation de couple à fréquence double de celle du stator, ce qui entraîne une pulsation de vitesse. Cette pulsation amène des harmoniques de rang bas dans les références de courant par la boucle de vitesse, notamment l'harmonique trois et ses multiples. Or ces harmoniques ne participent pas la création du champ tournant, donc du couple ; elles génèrent uniquement des pertes.

La figure IV-29(a) montre le courant de phase qui comporte un harmonique "3" important, en fonctionnement monophasé avec les séquences de commande en triphasé.

La figure IV-29(b) confirme que le courant de phase comporte un harmonique "3" relativement petit lorsque la période d'échantillonnage ( $T_e$ ) de la boucle de vitesse est maintenue égale à 1 ms ( $k_p = 5$ ,  $k_i = 0,4$ ), et avec les séquences de commande en monophasé.

Pour ce type de conduite, l'adaptation de l'algorithme de commande de la boucle de vitesse est importante, elle permet de minimiser des harmoniques du courant, surtout l'harmonique trois et ses multiples.

Nous présentons ici les variations des grandeurs mécaniques en régime transitoire lors du passage du triphasé au monophasé :

- La figure IV-30(a) montre les allures des grandeurs mécaniques lors du passage en monophasé sans modification de la commande ;

- La figure IV-30(b) présente l'évolution du couple et de la vitesse lors du passage en monophasé avec adaptation des séquences de commande optimales.



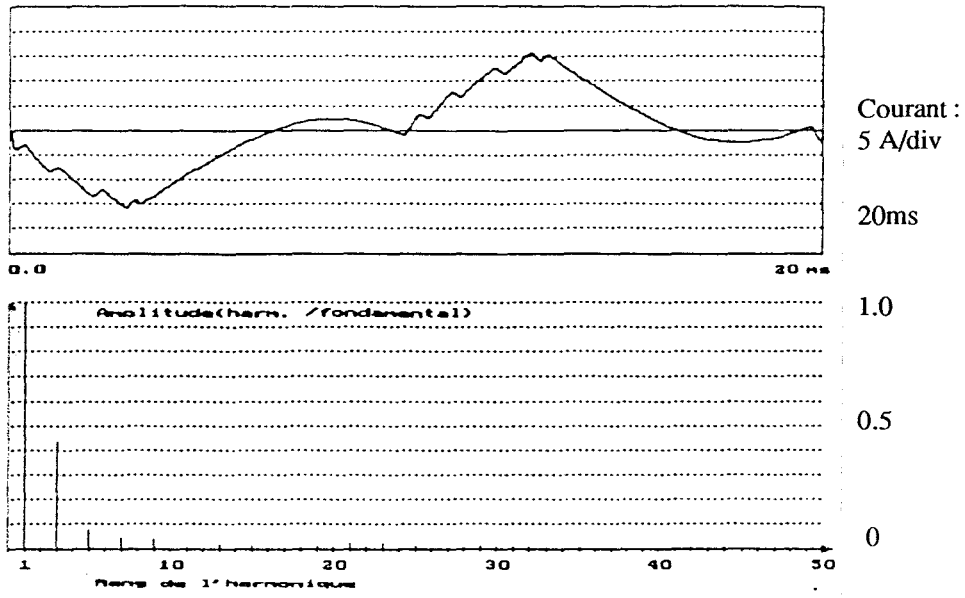


Figure IV-29(a) : Marche dégradée monophasée avec l'algorithme de la marche triphasé.

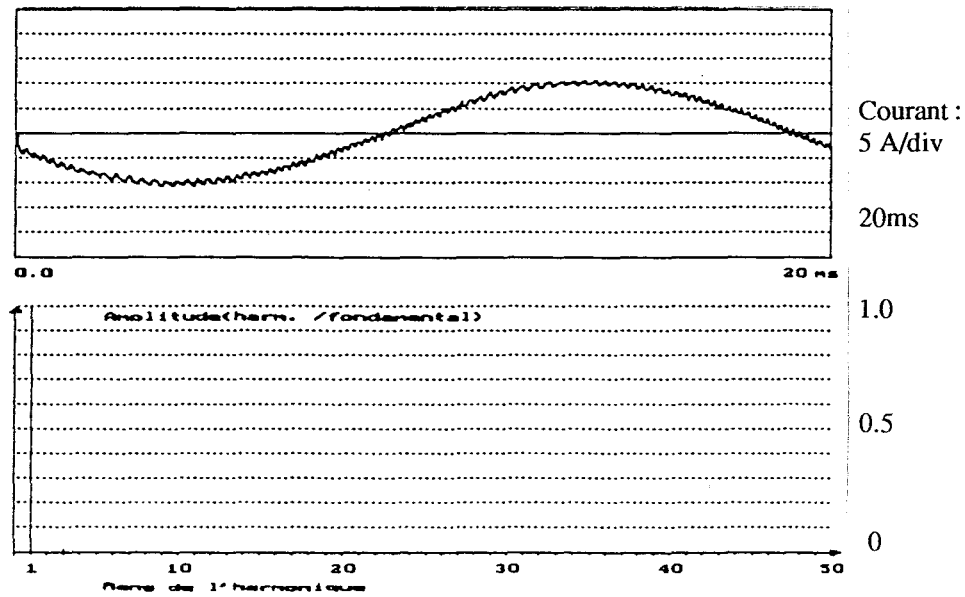


Figure IV-29(b) : Marche dégradée monophasée.

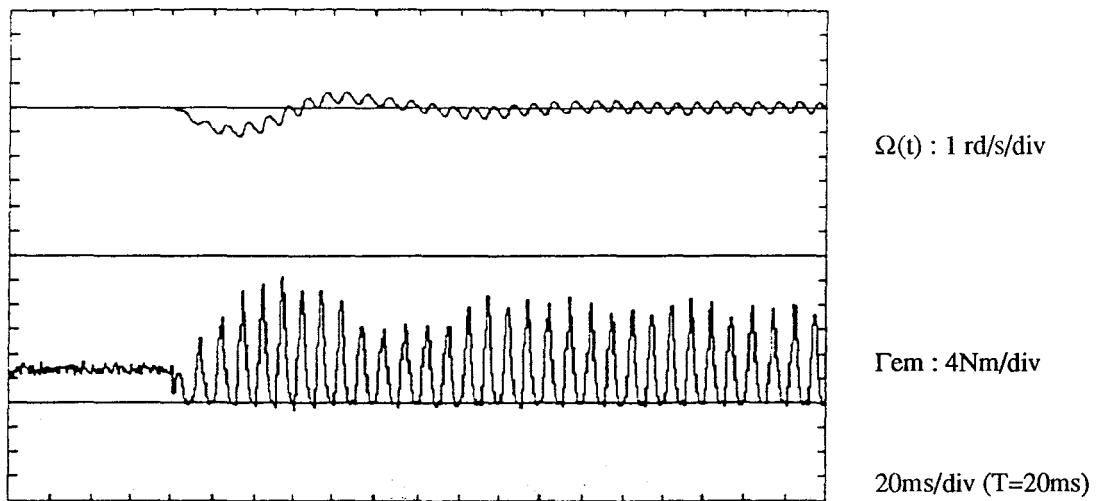


Figure IV-30(a) : Passage en monophasé sans modification de la commande.

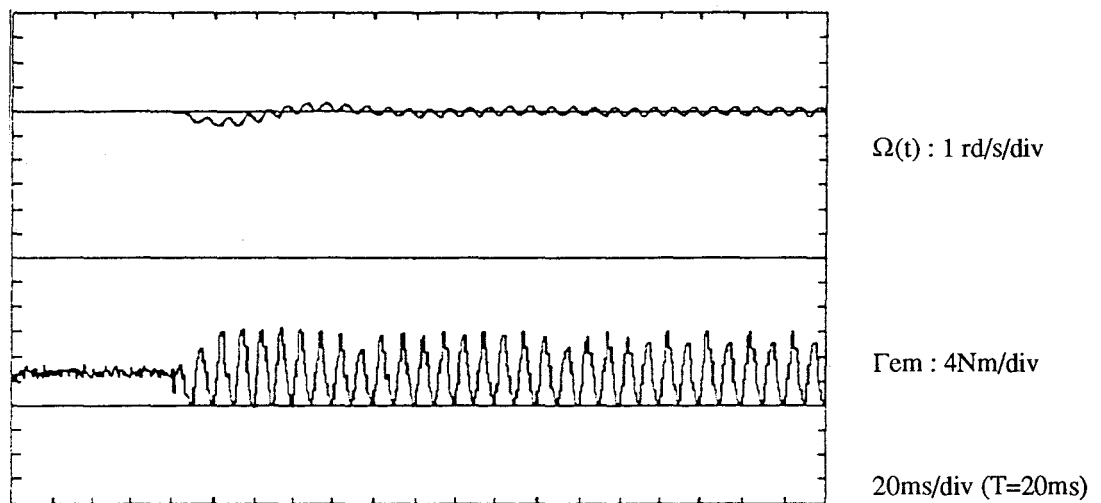


Figure IV-30(b) : Passage en mode monophasé avec changement de la commande.

#### IV.3.4 Conclusion

Nous avons analysé les conséquences de défaut de fermeture d'un transistor ou d'un bras sur les caractéristiques de l'ensemble onduleur-machine. Une marche dégradée en mode monophasé est proposée en vue de remédier aux deux types de défauts (DF1, DF2).

Parmi les trois stratégies de commande rapprochée que nous avons proposées, nous notons que la commande en couple par un contrôle en valeur moyenne maximale est la meilleure solution en marche dégradée monophasée.

L'adaptation de l'algorithme de contrôle de la boucle de vitesse est nécessaire pour obtenir une onde de courant quasi sinusoïdale afin de minimiser des harmoniques du courant.

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons analysé les conséquences de défauts de commande sur les caractéristiques de l'ensemble "redresseur-onduleur-machine synchrone". Deux types de défauts peuvent être remédié en prévoyant une marche dégradée en mode monophasé. Lors du passage en mode monophasé, l'adaptation de la commande rapprochée et de l'algorithme de contrôle de la boucle externe ( tension, vitesse) sont indispensables.

Le problème qui se pose est donc celui de la structure matérielle à adjoindre au redresseur-onduleur et les modifications à intégrer à l'automate de commande rapprochée (A.C.R.) pour identifier le mode du défaut, et passer en marche dégradée.

Le modèle ayant révélé la présence d'une composante continue dans les courants de phases et la discontinuité du courant dans la phase défectueuse (DF1, DF2). Une première solution consiste à prévoir un détecteur du déséquilibre qui s'ensuit ; mais cela suppose qu'il faudra attendre au moins une période électrique [Spee 90].

Une l'autre solution plus simple à mettre en œuvre, consiste à utiliser le circuit d'aide à la commutation (C.A.L.C) pour déterminer si le transistor sature au moment de l'envoi d'une commande à l'état haut [Elch'heb 91].

La solution optimale consistera à utiliser l'information des courants dans les phases et de l'état logique de la commande, en combinant les deux méthodes précédentes.

Malgré l'amélioration des ondes du courant, nous n'avons pas trouvé de solution significative en vue de minimiser l'ondulation du couple moteur. La conservation de la structure de puissance ne nous permet pas de supprimer les ondulations des grandeurs mécaniques. En vue de minimiser l'ondulation du couple moteur, nous proposons, dans le chapitre suivant, des stratégies de commande avec modification de la structure de puissance.

## **CHAPITRE V**

### **STRATEGIES DE COMMANDE EN MARCHE DEGRADEE DIPHASEE**

## CHAPITRE V

### STRATEGIES DE COMMANDE EN MARCHE DEGRADEE DIPHASEE

Dans le chapitre précédent, nous avons analysé les conséquences des défauts de commande sur les caractéristiques de l'ensemble redresseur-onduleur et constaté que deux types de défauts (DF1, DF2) pouvaient être palliés en prévoyant une stratégie de conduite en mode monophasé. Cependant, la machine synchrone triphasée, fonctionnant en monophasé, présente une ondulation de couple importante, qui diminue sensiblement les performances de l'ensemble.

En vue de minimiser l'ondulation du couple et d'améliorer la qualité de fonctionnement du système, nous proposons par la suite une stratégie de conduite dégradée en mode "diphase" par modification de la structure de puissance.

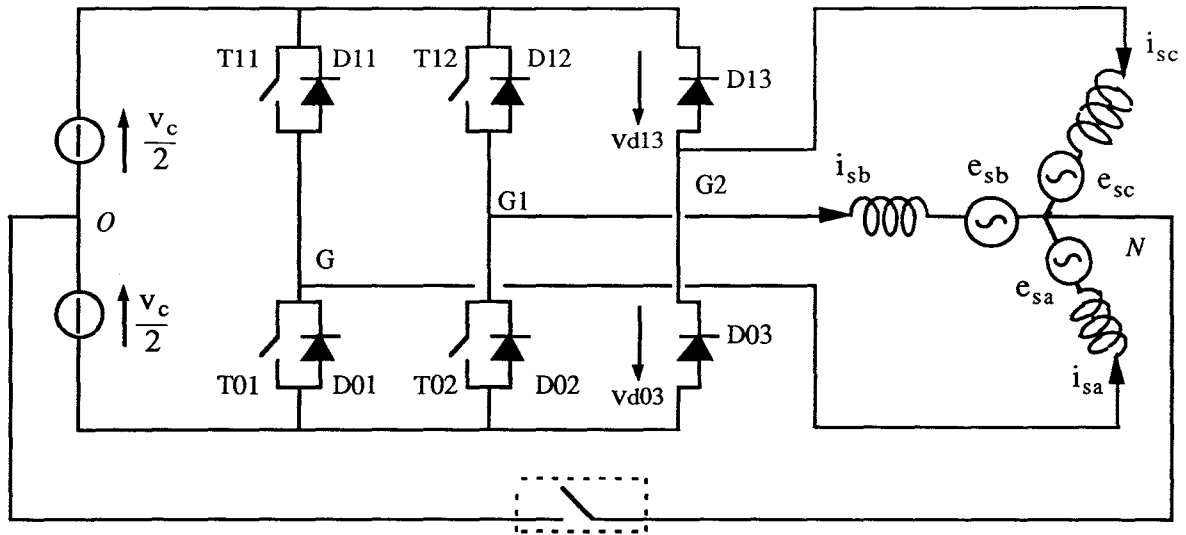
#### V.1 STRUCTURE DE PUISSANCE PROPOSEE

Dans le cas où l'enroulement statorique est couplé en étoile, la modification de la structure de puissance peut se faire en utilisant le neutre du moteur. Cette solution nous permet de changer le fonctionnement monophasé en mode diphase indépendant grâce à l'inhibition des commandes sur un bras de l'onduleur. Deux structures de puissance peuvent être envisagées pour réaliser ce type de fonctionnement :

- Utiliser un diviseur de tension parfait ou un diviseur capacitif (Figure V-1) ;
- Employer un diviseur de tension actif (Figure V-5).

##### V.1.1 Analyse et description fonctionnelle de l'onduleur avec neutre relié au point milieu de l'alimentation

La structure de puissance de l'ensemble onduleur-machine synchrone avec neutre relié au point milieu de l'alimentation est donnée à la figure V-1.



Interrupteur bidirectionnel

Figure V-1 : Structure de puissance avec diviseur de tension parfait.

Ce type de structure comporte des contraintes différentes sur les grandeurs électriques propres à la machine :

$$\begin{aligned} i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} &\neq 0 \\ v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} &\neq 0 \end{aligned}$$

Chaque phase de la machine est, en fait, alimentée par un onduleur monophasé (figure V-2) commandé indépendamment.

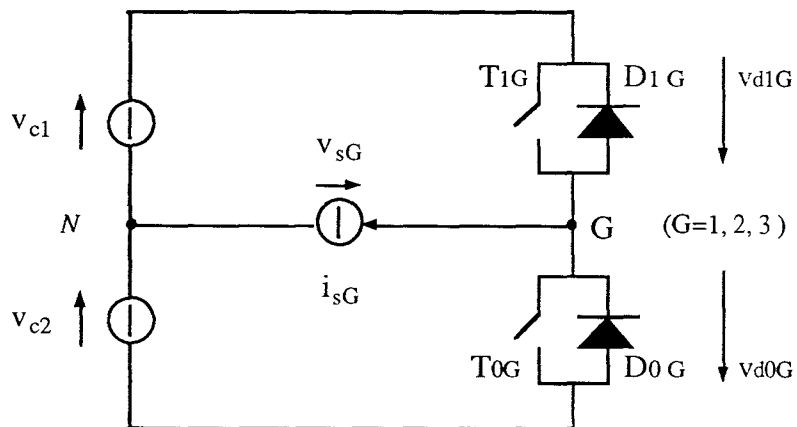


Figure V-2 : Schéma d'un onduleur monophasé .

L'analyse fonctionnelle de ce type de structure est simplifiée en reprenant le formalisme du chapitre II où l'indice G désigne le bras commandé. Dans ces conditions, la détermination des éléments conducteurs s'effectue aisément en considérant le signe du courant de sortie ( $i_{sG}$ ). Le tableau V-1 regroupe alors ces différentes configurations et les grandeurs de sortie qui leur sont associées.

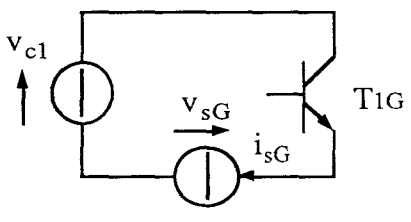
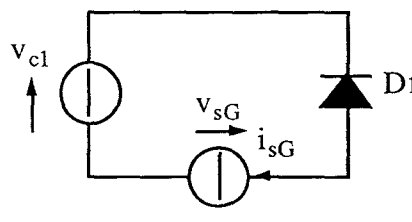
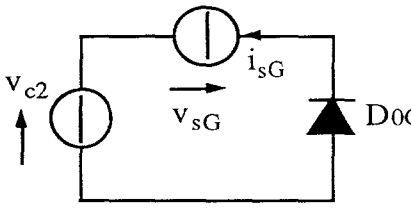
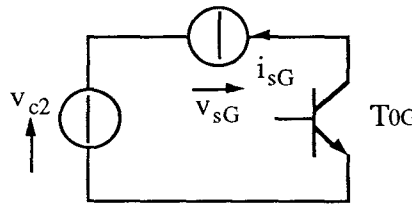
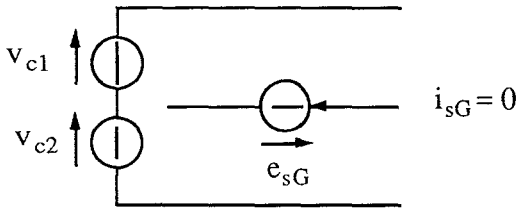
Signe du courant ( $i_{sG}$ )		Tension de sortie ( $v_{sG}$ )
$i_{sG} > 0$	$i_{sG} < 0$	
		$v_{sG} = v_{c1}$
		$v_{sG} = -v_{c2}$
		$v_{sG} = e_{sG}$ Charge déconnectée

Tableau V-1 : Configurations de l'onduleur monophasé.

L'enchaînement des configurations dépend à la fois de la stratégie de commande adoptée et de l'évolution des grandeurs électriques du montage.

Pour la phase commandée, il y a 5 configurations possibles imposées par des commutations spontanées ou des commutations commandées ; la description fonctionnelle par réseaux de Petri est détaillé à la figure V-3.

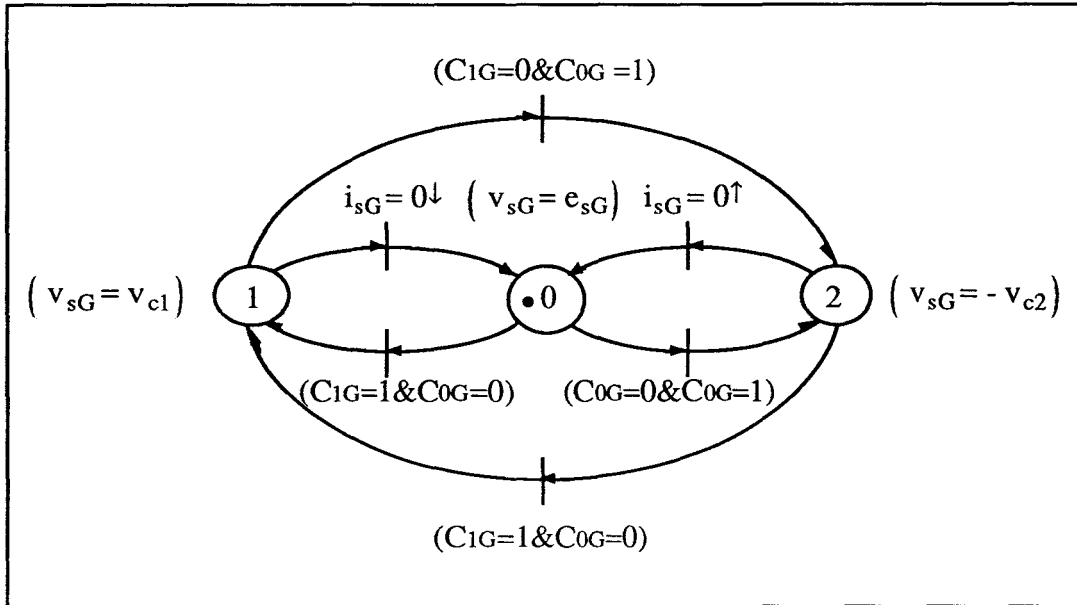


Figure V-3 : Réseau de Petri d'une phase commandée.

Pour une phase inhibée, il n'y a que trois configurations possibles imposées par des commutations spontanées (extinction ou amorçage naturel des diodes) ( figure V-4).

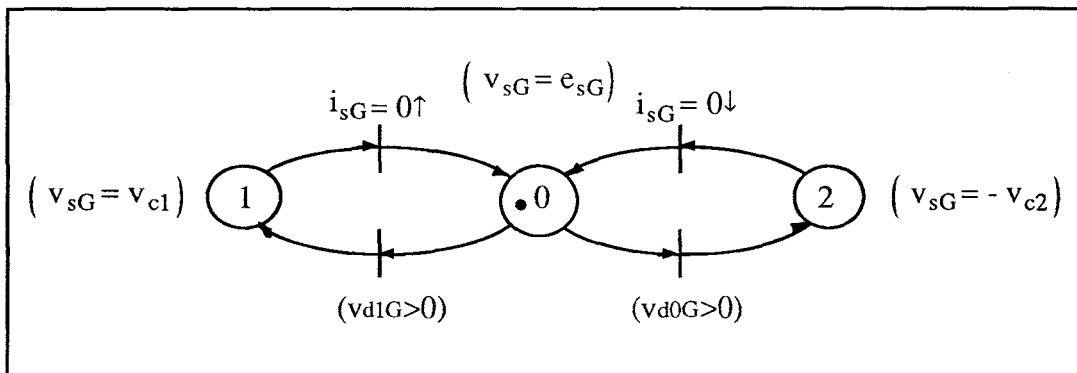


Figure V-4 : Réseau de Petri d'une phase inhibée.

### V.1.2 Analyse et description fonctionnelle de l'onduleur avec diviseur de tension actif

Un diviseur de tension actif peut être constitué grâce à une double cellule de commutation similaire aux bras de l'onduleur (figure V-5).



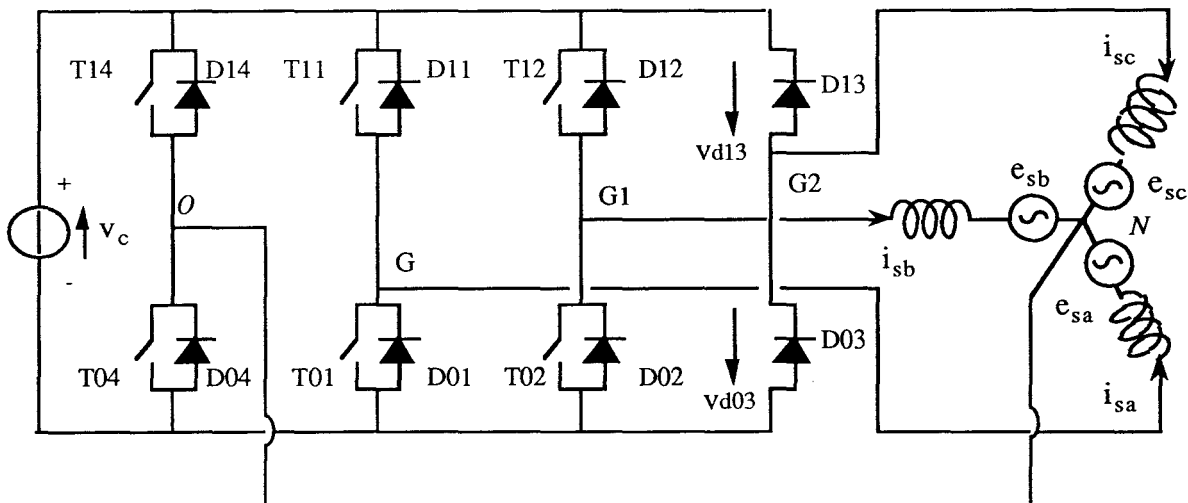


Figure V-5 : Structure de puissance avec diviseur de tension actif.

Pour ce type de structure de puissance, il y a  $3^4$ , soit 81 configurations possibles de sorte qu'une analyse complète n'est pas envisageable. Par contre, en supposant les transistors commandés de façon strictement complémentaire, la conduction est toujours continue et il ne subsiste que 24 configurations possibles. Selon l'indice (S, G), on donne 4 termes générateurs (Tableau V-2).

Transistors commandés	Générateur de Configuration
[ Ts 4 - Ts G - Ts G1 - 0 ]	[ ↑ ↑ ↑ 0 ]
[ Ts 4 - Ts G - Ts1 G1 - 0 ]	[ ↑ ↑ ↓ 0 ]
[ Ts 4 - Ts1 G - Ts G1 - 0 ]	[ ↑ ↓ ↑ 0 ]
[ Ts 4 - Ts1 G - Ts1 G1 - 0 ]	[ ↑ ↓ ↓ 0 ]

Tableau V-2 : Classement des commandes avec diviseur de tension actif.

Selon le terme générateur, on représente les configurations, les conditions des transitions, ainsi que les tensions de sortie, par les réseaux de Petri des figures (V-6, 7, 8, 9).

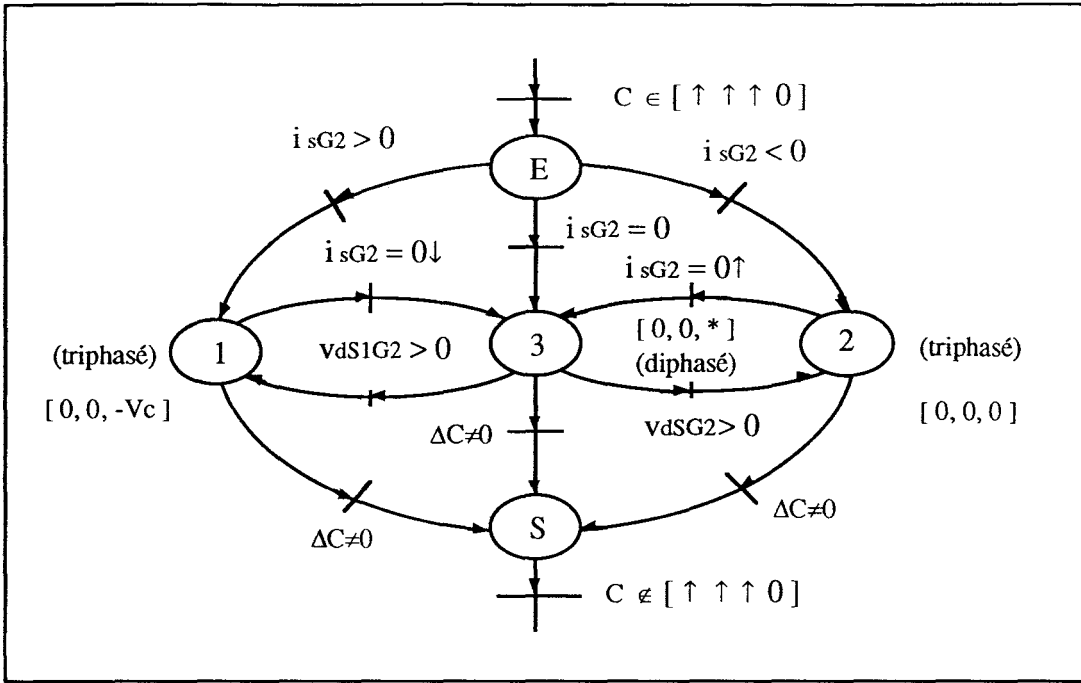


Figure V-6 : Réseau de Petri de la configuration  $[\uparrow \uparrow \uparrow 0]$ .

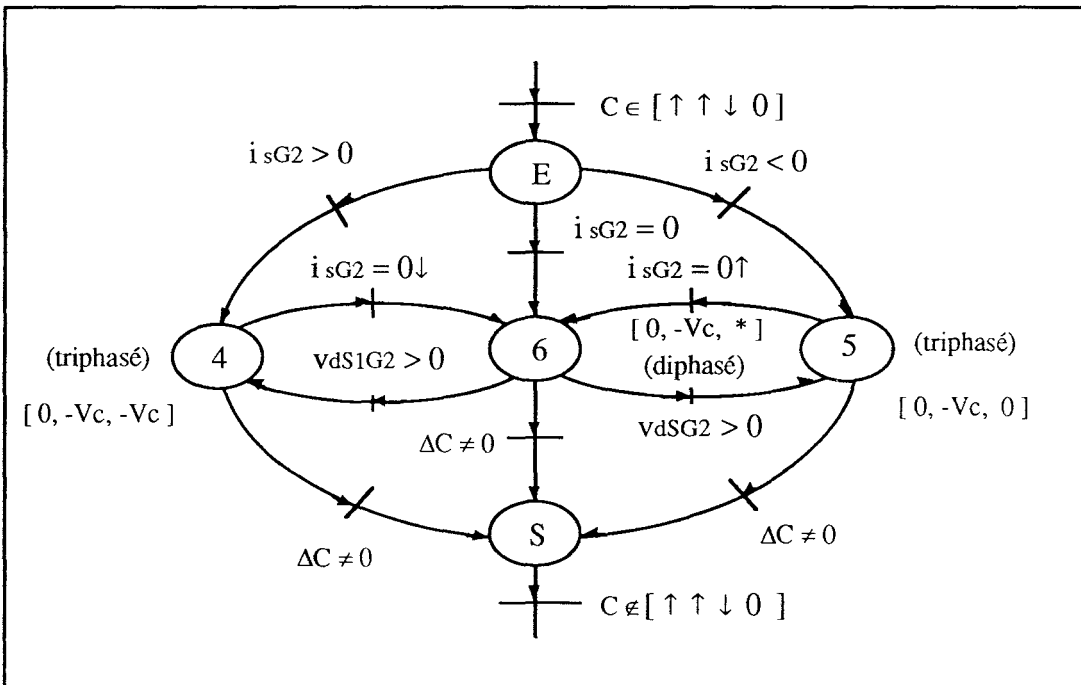


Figure V-7 : Réseau de Petri de la configuration  $[\uparrow \uparrow \downarrow 0]$ .

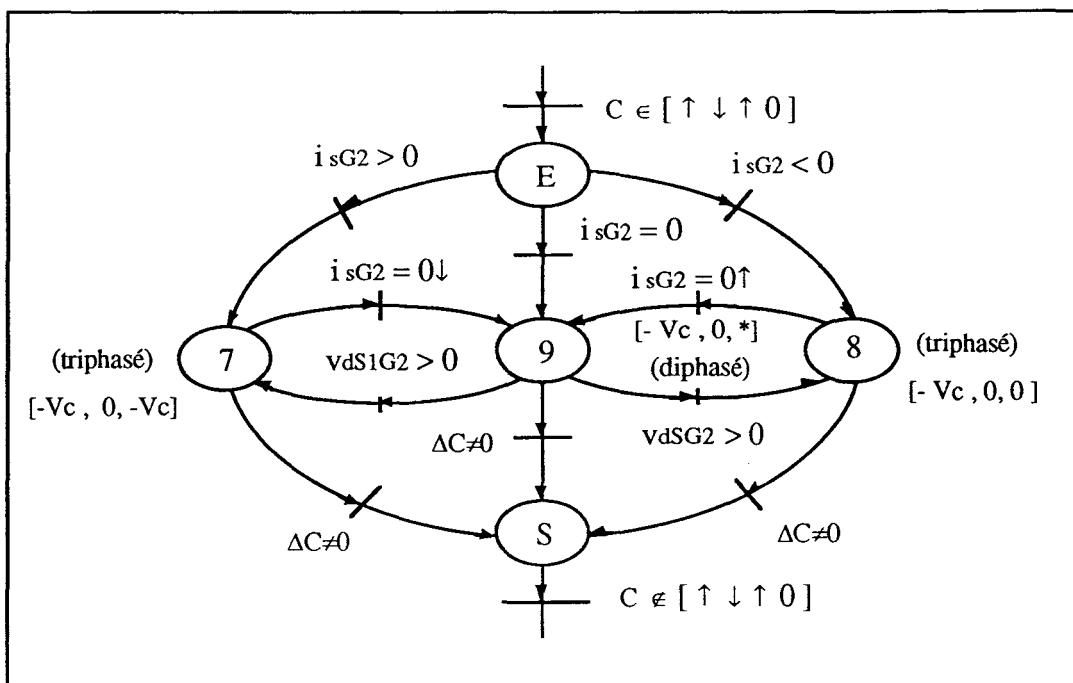


Figure V-8 : Réseau de Petri de la configuration  $[\uparrow \downarrow \uparrow 0]$ .

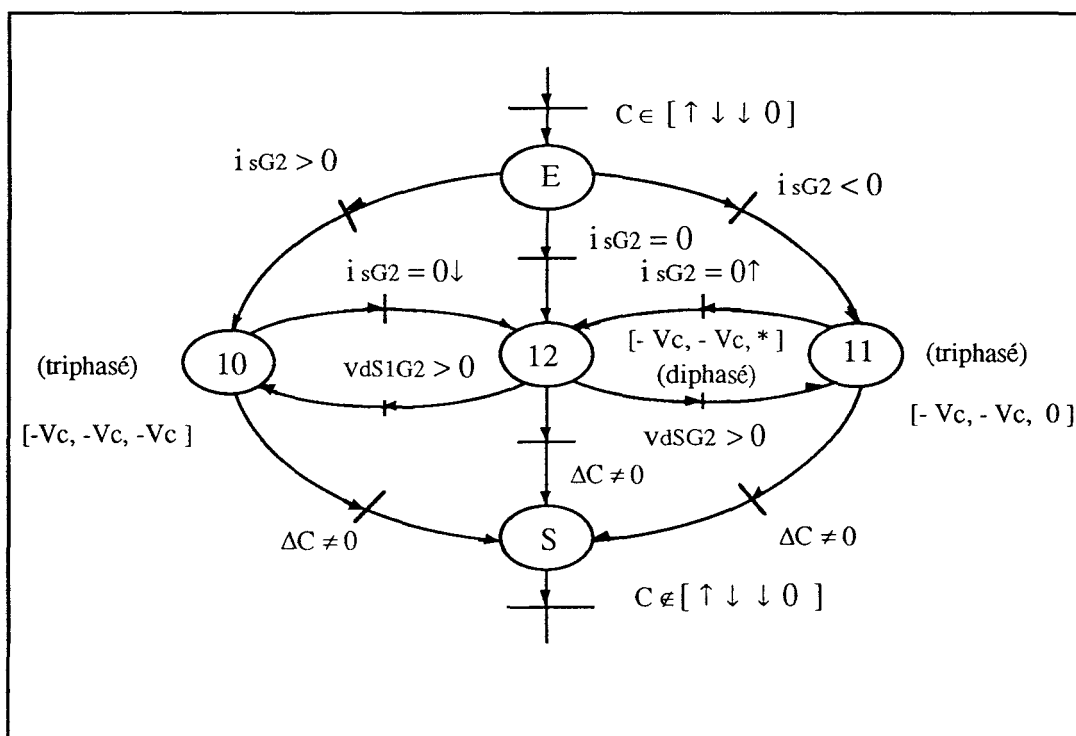


Figure V-9 : Réseau de Petri de la configuration  $[\uparrow \downarrow \downarrow 0]$ .

## V.2 LOIS DE COMMANDE POUR L'OBTENTION D'UN CHAMP TOURNANT CIRCULAIRE EN ALIMENTATION DIPHASE

### V.2.1 Champ d'induction magnétique créé par un enroulement triphasé réparti alimenté en diphasé

#### V.2.1.1 Rappel sur la force magnétomotrice (FMM) créée par une bobine

Une bobine comportant  $N_z$  spires, parcourue par un courant  $i_s$ , crée une FMM totale :  $\Theta = N_z i_s$ , dont la distribution spatiale peut correspondre à l'onde en créneaux de la figure V-10.

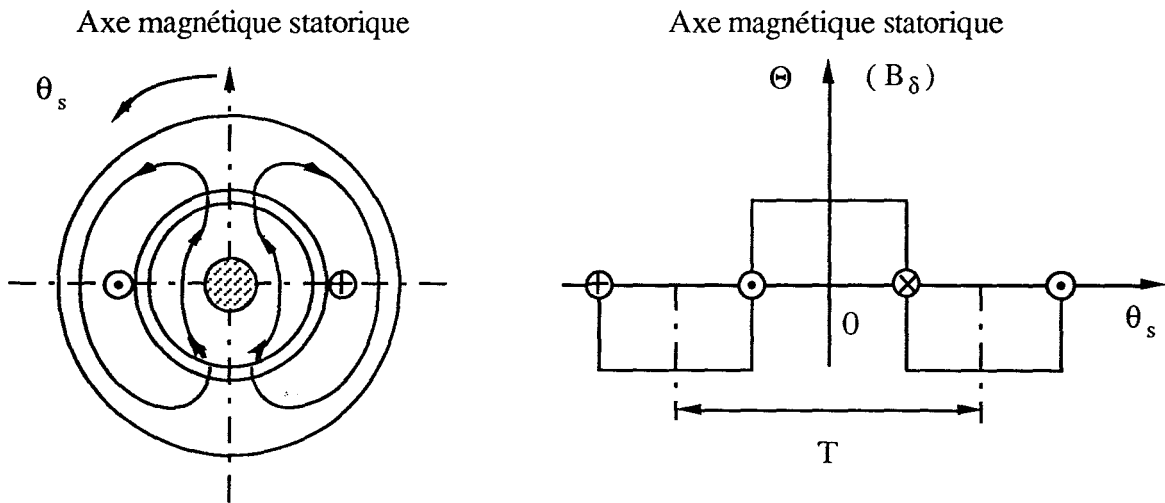


Figure V-10 : Force magnétomotrice créée par une bobine.

Par décomposition en série de Fourier, on obtient la FMM en position ( $\theta_s$ ) :

$$\Theta(\theta_s) = \sum_1^v \Theta_v \cos(v \theta_s)$$

avec :

$$\Theta_v = \frac{4}{\pi} \frac{1}{v} N_z i_s, \quad v = 1, 3, 5, \dots$$

Si la bobine est parcourue par un courant sinusoïdal :  $i_s = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t)$ , nous notons que la FMM devient pulsante et son expression au point ( $\theta_s$ ) à l'instant ( $t$ ) s'écrit :

$$\Theta(\theta_s, t) = \left( \sum_1^v \hat{\Theta}_v \cos(v \theta_s) \right) \cos(\omega_s t), \quad \hat{\Theta}_v = \frac{4\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{v} N_z I_s$$

### V.2.1.2 Induction magnétique créée par un enroulement monophasé réparti

Supposons que la perméabilité ( $\mu_{Fe}$ ) du matériau magnétique soit infinie, la FMM de la bobine provoque l'apparition dans l'entrefer ( $\delta$ ) d'une induction pulsante :

$$B_{\delta}(\theta_s, t) = \mu_0 \frac{\Theta(\theta_s, t)}{2\delta}$$

la décomposition en série de Fourier, s'écrit :

$$B_v(\theta_s, t) = \widehat{B}_v \sin(v\theta_s) \cos(\omega_s t), \quad v = 1, 3, 5, \dots$$

Pour un enroulement à  $2p$  pôles avec  $q$  encoches par pôle et phase à  $N_z$  conducteurs par encoche, le nombre total de spires en série par phase est égal à :  $N = p q N_z$   
Compte tenu du décalage angulaire entre les  $q$  bobines et d'un raccourcissement éventuel des spires, l'induction magnétique, créée par les  $qN_z$  bobines d'une paire de pôles, s'exprime à partir de la décomposition en série de Fourier :

$$\widehat{B}_v = \frac{\mu_0}{\delta} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{1}{v} \frac{N}{p} k_{wv} I_s, \quad v = 1, 3, 5, \dots$$

Dans cette expression,  $k_{wv}$  représente le facteur d'enroulement.

• le fondamental s'écrit :

$$\widehat{B}_1 = \frac{\mu_0}{\delta} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} q N_z k_{w1} I_s = \frac{\mu_0}{\delta} \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{N}{p} k_{w1} I_s$$

Il montre qu'un enroulement monophasé réparti, parcouru par un courant alternatif de pulsation  $\omega_s$ , crée une induction magnétique de même pulsation, dont la distribution spatiale est fixe par rapport à l'axe de l'enroulement et telle que :

$$B(\theta_s, t) = \left( \sum_1^v \widehat{B}_v \cos(v\theta_s) \right) \cos(\omega_s t), \quad v = 1, 3, 5, \dots$$

avec, en particulier, pour le fondamental :

$$B_1(\theta_s, t) = \widehat{B}_1 \cos(\theta_s) \cos(\omega_s t)$$

Cette onde peut s'exprimer sous la forme suivante :

$$B_1(\theta_s, t) = \frac{1}{2} \widehat{B}_1 \cos(\theta_s - \omega_s t) + \frac{1}{2} \widehat{B}_1 \cos(\theta_s + \omega_s t) \quad (V-1)$$

Ce résultat montre qu'un enroulement monophasé réparti parcouru par un courant sinusoïdal crée deux ondes d'induction tournantes, l'une directe et l'autre inverse : il en résulte une induction totale pulsante.

### V.2.1.3 Induction magnétique créée par un enroulement triphasé réparti

Un enroulement triphasé symétrique est constitué de trois enroulements monophasés décalés entre eux dans l'espace d'un angle électrique égal à  $2\pi/3$ .

Alimentées par une source de courant triphasée symétrique, les trois phases génèrent chacune un champ d'induction pulsant telle que :

$$\begin{aligned} B_a(\theta_s, t) &= \left[ \sum_1^v \widehat{B}_v \cos v(\theta_s) \right] \cos(\omega_s t) \\ B_b(\theta_s, t) &= \left[ \sum_1^v \widehat{B}_v \cos v\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ B_c(\theta_s, t) &= \left[ \sum_1^v \widehat{B}_v \cos v\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \cos\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (V-2)$$

L'induction magnétique totale de ces trois inductions s'obtient par superposition :

$$B_T(\theta_s, t) = B_a(\theta_s, t) + B_b(\theta_s, t) + B_c(\theta_s, t)$$

et le fondamental s'écrit alors :

$$B_1(\theta_s, t) = \frac{3}{2} \widehat{B}_1 \cos(\theta_s - \omega_s t) \quad (V-3)$$

Ce résultat bien connu montre qu'un enroulement triphasé symétrique, parcouru par un système de courants symétriques, génère une induction magnétique tournante par rapport à cet enroulement.

#### V.2.1.4 Induction magnétique créée par un enroulement diphasé réparti

Un enroulement diphasé, dans notre cas, est constitué par deux enroulements monophasés décalés entre eux dans l'espace d'un angle électrique de  $2\pi/3$ , équivalent à un enroulement triphasé alimenté en diphasé.

Supposons qu'un tel système soit alimenté par deux sources de courant sinusoïdales :

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \phi_a) \\ \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \phi_b - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \phi_a) \\ \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t + \phi_a - \Delta\phi) \end{bmatrix}$$

avec :  $(\phi_a - \Delta\phi) = (\phi_b - 2\pi/3)$ , c'est à dire :  $\Delta\phi = (\phi_a - \phi_b + 2\pi/3)$ , les deux phases génèrent une induction magnétique pulsante, qui s'obtient par superposition des deux inductions créées par deux phases :

$$B_T(\theta_s, t) = B_a(\theta_s, t) + B_b(\theta_s, t)$$

Compte tenu de la formule (V-1), on peut écrire :

$$B_T(\theta_s, t) = \left[ \sum_1^v \hat{B}_v \cos v(\theta_s) \right] \cos(\omega_s t + \phi_a) + \left[ \sum_1^v \hat{B}_v \cos v\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \cos(\omega_s t + \phi_a - \Delta\phi)$$

De même, le fondamental de l'induction magnétique totale s'écrit :

$$B_{T1}(\theta_s, t) = \hat{B}_1 \cos(\theta_s) \cos(\omega_s t + \phi_a) + \hat{B}_1 \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \cos(\omega_s t + \phi_a - \Delta\phi) \quad (V-4)$$

Comme pour un enroulement monophasé, on remarque que l'induction totale est la superposition d'une induction tournante directe et d'une induction tournante inverse :

$$B_{T1}(\theta_s, t) = B_{d1}(\theta_s, t) + B_{i1}(\theta_s, t)$$

avec :

$$\begin{aligned} B_{d1}(\theta_s, t) &= \hat{B}_1 \cos\left(\frac{\Delta\phi}{2} - \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_s - \omega_s t - \phi_a + \frac{\Delta\phi}{2} - \frac{\pi}{3}\right) \\ B_{i1}(\theta_s, t) &= \hat{B}_1 \cos\left(\frac{\Delta\phi}{2} + \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\theta_s + \omega_s t + \phi_a - \frac{\Delta\phi}{2} - \frac{\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

(V-5)

### V.2.2 Condition d'obtention d'un champ tournant unique pour un système diphasé

Pour minimiser l'ondulation de couple, il est nécessaire de reconstituer une induction magnétique tournante circulaire. Deux solutions sont apparemment possibles en utilisant deux sources de courant sinusoïdales décalées de  $\pi/3$  :

• **Premier cas** : en prenant  $\Delta\phi = \pi/3$ , on obtient un champ magnétique tournant en sens direct, puisque :  $B_{i1}(\theta_s, t) = 0$  et

$$B_{T1}(\theta_s, t) = B_{d1}(\theta_s, t) = \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{B}_1 \cos(\theta_s - \omega_s t - \phi_a - \frac{\pi}{6})$$

(V-6)

• **Deuxième cas** : en prenant  $\Delta\phi = -\pi/3$ , on obtient un champ magnétique tournant en sens inverse, puisque :  $B_{d1}(\theta_s, t) = 0$  et

$$B_{T1}(\theta_s, t) = B_{i1}(\theta_s, t) = \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{B}_1 \cos(\theta_s + \omega_s t + \phi_a - \frac{\pi}{6})$$

(V-7)

**Remarque** : Ce résultat, extrêmement important, montre qu'un enroulement diphasé décalé de  $2\pi/3$  parcouru par deux courants sinusoïdaux décalés de  $\pi/3$ , génère une induction magnétique tournante circulaire par rapport à l'enroulement, avec une amplitude  $\sqrt{3}$  plus faible que celle obtenue avec un enroulement triphasé parcouru par un système de courants symétriques de même amplitude.

### V.2.3 Expression du couple électromagnétique en fonctionnement diphasé

Le couple électromagnétique développé dans une machine électrique peut provenir de deux phénomènes distincts existant seuls ou simultanément, à savoir :

- Interaction de deux champs magnétiques ;
- Action d'un champ magnétique sur une structure à réluctance variable.

Le premier processus concerne les machines à entrefer constant dont le circuit magnétique peut être considéré comme isotrope. Le second est spécifique aux machines à pôles saillants dont le circuit magnétique présente une très forte anisotropie.



Pour une machine synchrone à aimants permanents et à pôles saillants, le couple électromagnétique comporte deux termes, l'un étant le couple réactant, l'autre provenant de l'interaction des deux champs statorique et rotorique. Selon la référence [Chatelain 83], on cite :

$$\Gamma_{em} = p \left[ K_1 \widehat{B}_s \widehat{B}_r \sin(\xi_e) + K_2 \widehat{B}_s^2 \sin(2 \xi_e) \right] \quad (V-8)$$

$K_1$  et  $K_2$  sont respectivement le coefficient du couple dû aux aimants et le coefficient du couple réactant,  $\xi_e$  l'angle de décalage électrique entre les champs statorique et rotorique.

Le couple électromagnétique se détermine également à partir de l'expression des flux totalisés exprimés en termes d'inductances (C. f. II-3) :

$$\Gamma_{em} = \frac{p}{2} \sum_j \frac{\partial \Phi_j}{\partial \theta_s} i_j \quad \text{avec} \quad j = sa, sb, sc, f$$

♦ Pour un système triphasé, en ne tenant compte que du fondamental, le couple électromagnétique se simplifie, et devient :

$$\Gamma_{em} = p \left[ \Phi_f \sqrt{3} I_s \sin(\phi) + \frac{3}{2} (L_{sd} - L_{sq}) I_s^2 \sin(2\phi) \right] \quad (V-9)$$

$\phi$  : le déphasage entre le vecteur courant et l'axe du rotor (figure V-11).

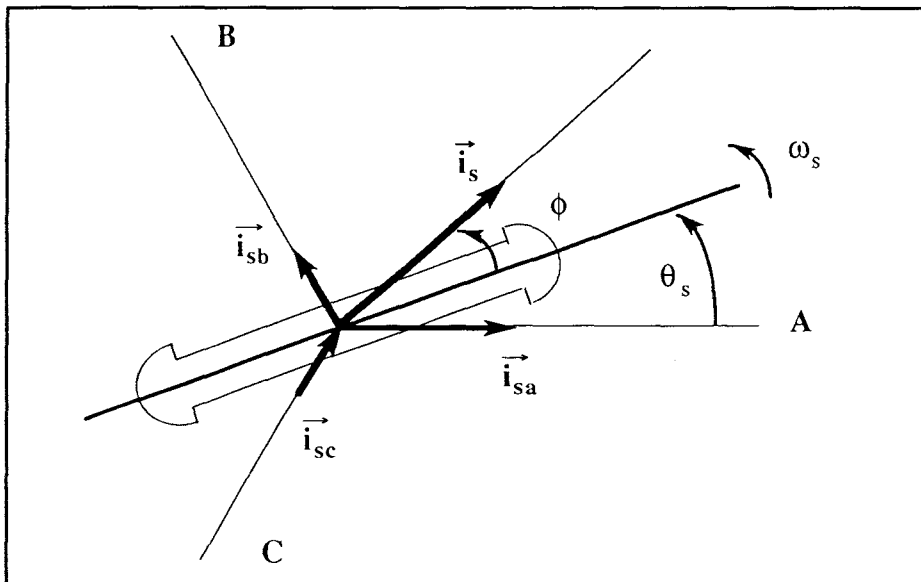


Figure V-11 : Vecteurs d'espace des courants.

La position du rotor par rapport l'axe de l'enroulement s'écrit :

$$\theta_s = \theta_{s0} + \int_0^t \omega_s dt = \theta_{s0} + \omega_s t$$

La deuxième expression est valable pour une vitesse de rotation constante.

◆ Pour un système triphasé alimenté en diphasé (phase " C " inhibée), l'expression du couple électromagnétique (avec loi de commande :  $\Delta\phi = \pi/3$ ) s'écrit :

$$\Gamma_{em} = p \left[ I_s \Phi_f \sin(\phi) + I_s^2 \frac{L_{sd} - L_{sq}}{2} \sin(2\phi) \right] \quad (V-10)$$

où  $\phi$  représente alors le décalage entre le vecteur courant et l'axe du rotor ( $\phi = \phi_a + \pi/6$ , pour la phase "C" inhibée) (les explications sont détaillées dans l'Annexe 1).

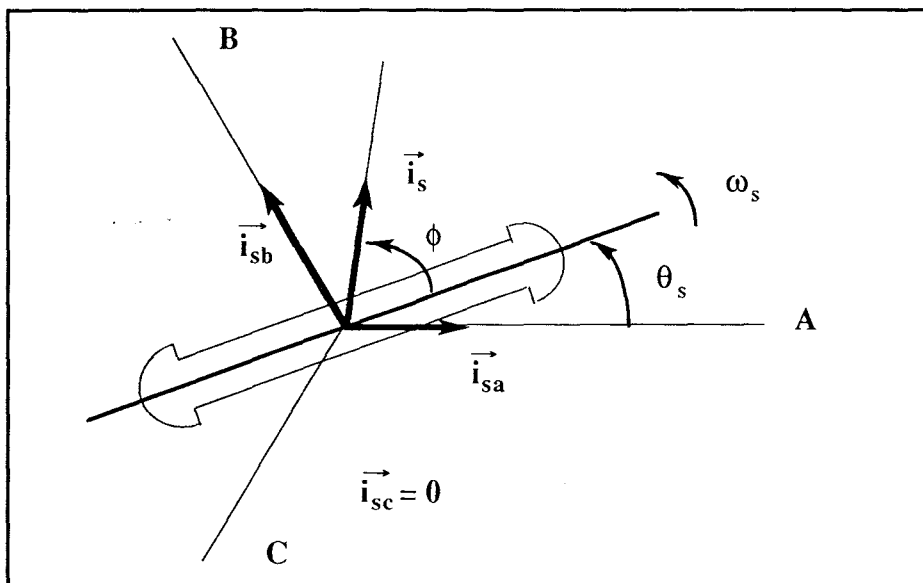


Figure V-12 : Vecteurs d'espace des courants ( $i_{sc} = 0$ )

**Remarque :**

◆ L'équation (V-10) est particulièrement intéressante puisqu'elle montre que la connaissance des deux paramètres ( $I_s, \phi$ ) suffit à déterminer le couple de la machine synchrone à aimants permanents en fonctionnement diphasé.

◆ Si l'on néglige la saillance, on constate que pour un courant  $I_s$  et déphasage  $\phi$  donnés, le couple  $\Gamma_{em}$  en fonctionnement diphasé est  $\sqrt{3}$  fois plus faible qu'en triphasé.

### V.3 FONCTIONNEMENT A COUPLE CONSTANT : ETUDE DES METHODES DE COMMANDE EN ALIMENTATION DIPHASEE

Pour optimiser le comportement de l'ensemble onduleur-machine synchrone en marche dégradée diphasée, nous nous orientons vers le fonctionnement à couple maximum.

#### V.3.1 Contrôle du couple optimal

Le fonctionnement en diphasé à couple électromagnétique constant consiste à maintenir l'angle de décalage  $\phi$  (figure V-12) constant entre le vecteur courant et l'axe du rotor (d) en respectant la loi de commande que nous avons développée précédemment ( $\Delta\phi=\pi/3$ ).

L'expression (V-10) montre que le couple électromagnétique de la machine synchrone est indépendant de la vitesse. Les caractéristiques externes de la machine synchrone, en marche diphasée, peuvent être contrôlées à partir :

- de l'amplitude du fondamental du courant parcourant les enroulements de la machine ;
- de l'angle de décalage  $\phi$  entre le vecteur courant et l'axe du rotor.

Lorsque les deux grandeurs d'entrée  $I_s$  et  $\phi$  sont fixées, le couple est effectivement imposé tant que la tension d'alimentation  $V_c$  est suffisante. Cependant, pour optimiser le fonctionnement, il faut déterminer les lois de commande à adopter pour ces grandeurs en fonction de la machine et / ou du cahier des charges.

Avec une machine synchrone sans pièces polaires, qui présente une inductance constante, le maintien de l'angle  $\phi$  à une valeur constante ( $\phi = \pi/2$ ), quel que soit le courant, permet la meilleure utilisation de la machine, du point de vue du couple.

Ce n'est pas le cas pour une machine synchrone avec pièces polaires, dont on sait qu'elle présente un effet de saillance ( $L_{sq} > L_{sd}$ ). Le couple développé par cette machine est donné par l'équation (V-10). Il en résulte que, pour fonctionner au couple maximum, il faut lier l'angle  $\phi$  à la valeur du courant  $I_s$ , selon la loi suivante (à partir de  $\partial\Gamma_{em}/\partial\phi=0$ ) :

$$\cos(\phi) = \left[ -\Phi_f + \sqrt{\Phi_f^2 + 8 I_s^2 (L_{sd} - L_{sq})^2} \right] / \left[ 4 I_s (L_{sd} - L_{sq}) \right]$$

A partir de cette équation, on déduit aisément l'angle de décalage  $\phi$  en fonction de l'amplitude du courant  $I_s$  :

$$\phi = \arctg \left[ \frac{\left( -1 + \sqrt{1 - 8 I_s^2 (L_{sd} - L_{sq})^2 / \Phi_f^2} \right)}{\left( -1 + \sqrt{1 + 8 I_s^2 (L_{sd} - L_{sq})^2 / \Phi_f^2} \right)} \right]$$

avec :  $\phi = \phi_a + \pi/6$ , dans le cas de la phase "C" inhibée.

Remarquons que dans cette analyse nous avons négligé les effets de la saturation. Dans la réalité, les machines à aimants avec pièces polaires sont souvent le siège de phénomènes de saturation couplant les deux axes ; aussi la loi de commande peut être différente de celle-ci [Lajoie-Mazenc 91].

Il faut signaler que le contrôle de l'angle  $\phi$  et son couplage à la commande d'amplitude  $I_s$  des courants de référence est indispensable pour la gestion du fonctionnement dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse. Le réglage de l'angle d'autopilotage ( $\phi$ ) en fonction de la charge est accessible grâce à un additionneur-soustracteur placé à la sortie du codeur intégré dans la fonction d'autopilotage [Grandpierre 87].

Comme dans le cas du fonctionnement triphasé, on constate que le couple maximal est obtenu pour des angles ( $\theta$ ) proches de  $\pi/2$ . Si la saillance est assez faible, le couple est quasiment proportionnel au courant ( $I_s$ ) pour un angle de décalage ( $\phi$ ) donné : on retrouve une similitude avec la machine à courant continu.

### V.3.2 Contrôle du couple par orientation du champ

Le principe de la commande par orientation du champ consiste à annuler la composante du courant statorique selon l'axe direct (d).

Supposons que la machine synchrone soit alimentée par deux sources de courant sinusoïdales avec un déphasage de  $\pi/3$ , le courant dans la phase "C" inhibée étant considéré comme nul, on a :

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi_a) \\ \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi_a - \frac{\pi}{3}) \\ 0 \end{bmatrix}$$

(V-11)

Après la transformation de Park, les grandeurs électriques sont alors exprimées dans le référentiel rotorique, et deviennent :

$$\begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_s \sin \left( \theta_s + \phi + \frac{\pi}{6} \right) \\ I_s \cos (\phi) \\ I_s \sin (\phi) \end{bmatrix} \quad (V-12)$$

avec :  $\phi = \phi_a + \pi/6$ .

On remarque que les composantes sur l'axe d et q sont indépendantes de la vitesse et de la position du rotor. La composante homopolaire ne participe pas à la création du champ tournant, donc du couple, mais génère uniquement des pertes. Par conséquent, le couple électromagnétique, en tenant compte de l'équation (V-10), exprimé dans le référentiel rotorique, devient :

$$\Gamma_{em} = p \left[ \Phi_f i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} \right] \quad (V-13)$$

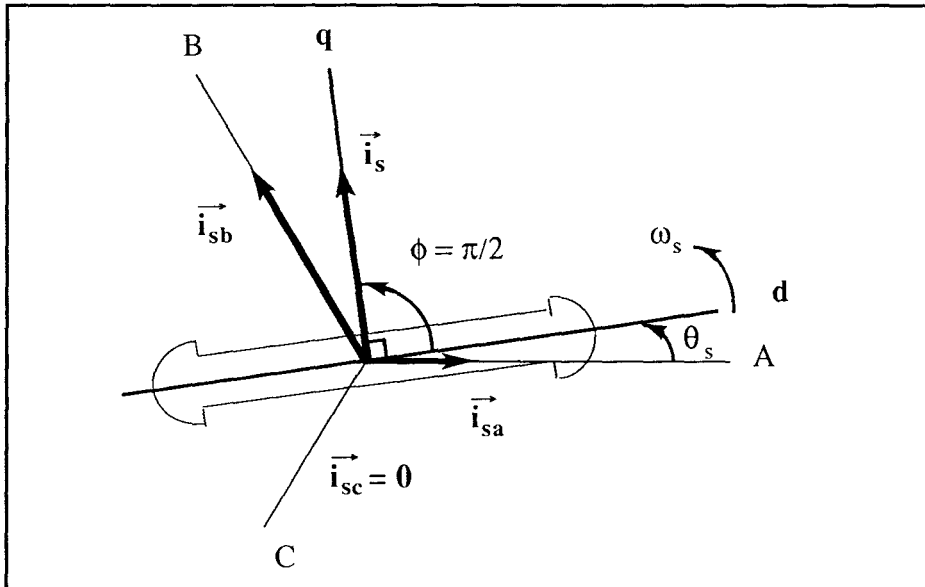


Figure V-13 : Contrôle du couple par orientation du champ

Selon l'équation (V-12), si on impose  $\phi$  égal à  $\pi/2$ , la composante directe s'annule, le couple ne dépend que du courant  $i_{sq}$ , et la commande se simplifie pour devenir identique à celle du moteur à courant continu à flux constant :

$$\Gamma_{em} = p K_v i_{sq} \quad , \quad K_v = \Phi_f$$

Cette stratégie de commande, exprimée dans le référentiel statorique, conduit à deux références de courant avec un déphasage de  $\pi/3$ , c'est à dire la phase "A" avec un retard temporel de  $\pi/6$  par rapport à sa f.e.m, et la phase "B" en avance temporelle de  $\pi/6$  par rapport à sa f.e.m, pour un champ tournant dans le sens direct.

On constate ici une différence importante avec le cas d'un fonctionnement triphasé, puisque ce principe de commande conduit alors à maintenir chaque courant en phase avec la f.e.m. induite correspondante.

La commande par orientation du champ présente une grande simplicité de mise en œuvre, car elle ne nécessite qu'un capteur de position pour régler  $\phi$  égal à  $\pi/2$ . De plus elle fournit un contrôle direct du couple par réglage de l'amplitude du courant statorique.

L'asservissement de la vitesse de la machine synchrone, ainsi commandée, ne nécessite pas de modification au niveau de l'algorithme de commande puisque le fonctionnement en diphasé est tout à fait similaire à celui en triphasé.

### V.3.3 Structure de contrôle de la machine triphasée en alimentation diphasée

Deux structures de contrôle peuvent être envisagées pour réaliser ce type de commande en fonctionnement diphasé.

#### V.3.3.1 Structure de contrôle dans le référentiel statorique (a, b, c)

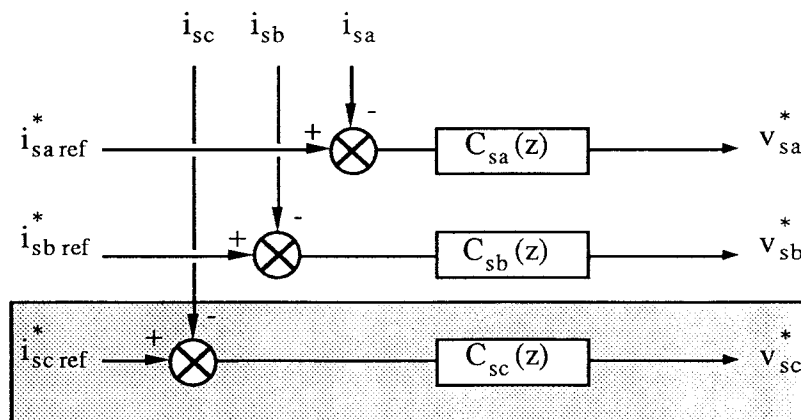


Figure V-14 : Structure de contrôle dans le référentiel statorique.

Le fonctionnement en diphasé, à couple constant, peut être réalisé en utilisant trois boucles de courant, contrôlés de façon indépendante, dans le référentiel statorique (a, b, c)

(figure V-14). En fonctionnement diphasé, en fait, deux boucles de courant fonctionnent puisque la troisième phase est inhibée.

### V.3.3.2 Structure de contrôle dans le référentiel rotorique (d, q)

Par rapport au fonctionnement en triphasé, le contrôle du couple, dans le référentiel rotorique, en fonctionnement diphasé, nécessite d'ajouter une boucle de courant homopolaire (figure V-15). Son rôle est d'obtenir les deux références de commande déphasées de  $\pi/3$ , respectant ainsi la loi de commande en diphasé ( $\Delta\phi = \pi/3$ ).

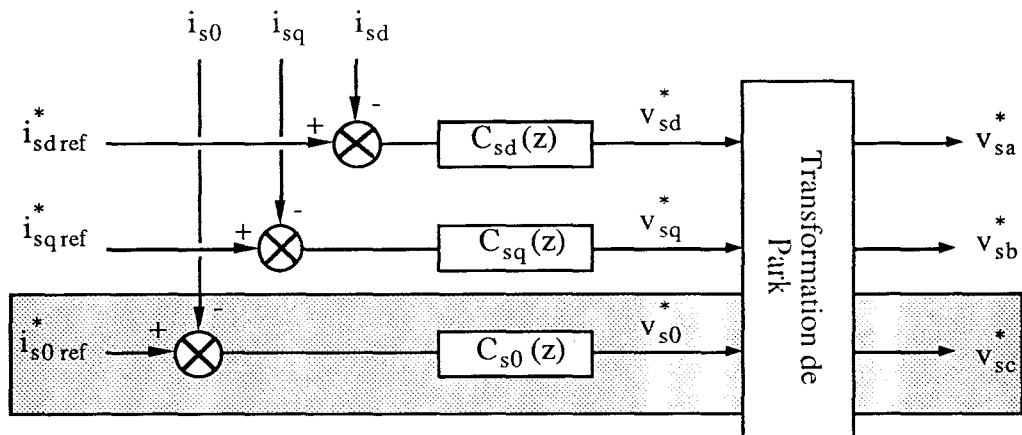


Figure V-15 : Structure de contrôle dans le référentiel rotorique.

Cette structure de contrôle ne présente pas d'intérêt par rapport à la structure "a, b, c", puisque la commande en "d, q" nécessite une boucle de contrôle du courant homopolaire.

## V.4 PRINCIPE DE L'AUTOPILOTAGE EN FONCTIONNEMENT DIPHASE

### V.4.1 Position du problème

Rappelons que la fonction de l'A.C.R, comme en fonctionnement triphasé, est scindée en deux sous-ensembles :

- l'autopilotage qui génère les références des courants diphasés en contrôlant leur amplitude et leur phase, en liaison avec la position rotorique et en fonction des caractéristiques désirées ;
- le réglage du courant dont le but est de maintenir les courants réels mesurés aussi proche que possible des références définies précédemment.

L'A.C.R. que nous venons de définir correspond au cahier des charges particulier en fonctionnement diphasé. Comme les asservissements de courant sont réalisés au moyen d'ensembles analogiques à hystérésis, l'A.C.R. ne pose aucun problème particulier au niveau de réglage du courant. Par contre la fonction d'autopilotage doit être adaptée au mode de fonctionnement diphasé.

#### V.4.2 Méthode d'élaboration des courants de référence

En fonctionnement normal, le contrôle de l'angle d'autopilotage ( $\phi_{ref}$ ) et son couplage à la commande d'amplitude ( $I_{s\ ref}$ ) des courants de référence, sont gérés directement par la fonction d'autopilotage.

L'autopilotage utilise l'information position angulaire  $\theta_s$  délivrée par le capteur de position pour synchroniser les courants avec le rotor en déterminant leur phase instantanée par :  $\xi = \theta_s + \phi_{ref}$ .

En triphasé, les trois courants de référence sont élaborés de la manière suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}_{ref} = \sqrt{2} I_{s\ ref} \begin{bmatrix} \cos(\xi) \\ \cos(\xi - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\xi + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (V-14)$$

Comme nous l'avons vu précédemment, l'autopilotage en marche diphasée nécessite la modification du déphasage entre les courants de référence.

Nous présentons ici trois méthodes d'élaboration de ces références en vue d'adapter le fonctionnement au mode diphasé.

##### V.4.2.1 Méthode directe

La méthode directe consiste à modifier uniquement le déphasage entre les courants de référence ( $\Delta\phi = \pi/3$ ) :

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \end{bmatrix}_{ref} = \sqrt{2} I_{s\ ref} \begin{bmatrix} \cos(\xi - \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\xi - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (V-15)$$

Comme nous l'avons remarqué au paragraphe V.2.3, le couple en fonctionnement diphasé est  $\sqrt{3}$  fois plus faible qu'en fonctionnement triphasé. La diminution du couple entraîne une chute de vitesse qui est rattrapée par la boucle de régulation.



Puisque la réponse de la boucle de vitesse est relativement lente par rapport à celle de la boucle de courant, la transition entre les deux modes de fonctionnement peut dégrader momentanément les performances mécaniques. Pour minimiser la dégradation des performances de l'ensemble convertisseur-machine, le passage en mode diphasé nécessite le rattrapage de l'amplitude fondamentale du courant ( $I_s$ ).

De manière à limiter l'influence du changement de mode, sur le comportement mécanique, il est préférable d'augmenter l'amplitude du fondamental de  $\sqrt{3}$  fois par rapport à celle du triphasé. Pour ce faire, deux solutions sont proposées pour générer deux courants de référence.

#### V.4.2.2 Méthode précise

La première solution consiste à utiliser une méthode additionnelle (de façon analogique ou numérique) à partir des références de commande en triphasé. Les deux références en diphasé sont élaborées de façon suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \end{bmatrix}_{ref} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix}_{ref} + \begin{bmatrix} i_{s0}^* \\ i_{s0}^* \end{bmatrix}$$

où nous prenons :  $i_{s0}^* = -i_{sc\ ref}$ , dans le cas de la phase "C" inhibée.

D'après l'expression (V-14), on déduit alors que les deux références de commande ( $i_{sa}^*$ ,  $i_{sb}^*$ )<sub>ref</sub> sont sinusoïdales et déphasée de  $\pi/3$ . L'amplitude de ces références de commande est ainsi augmentée automatiquement de  $\sqrt{3}$  par rapport à celles du triphasé.

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \end{bmatrix}_{ref} = \sqrt{6} I_{s\ ref} \begin{bmatrix} \cos(\xi - \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\xi - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix} \quad (V-16)$$

On note que cette stratégie (figure V-16) est capable de conserver les grandeurs électromécaniques, sans dégradation des performances, si la détection de défaut et le changement des séquences de commande sont suffisamment rapides (avec un temps de réponse inférieur à une période électrique).

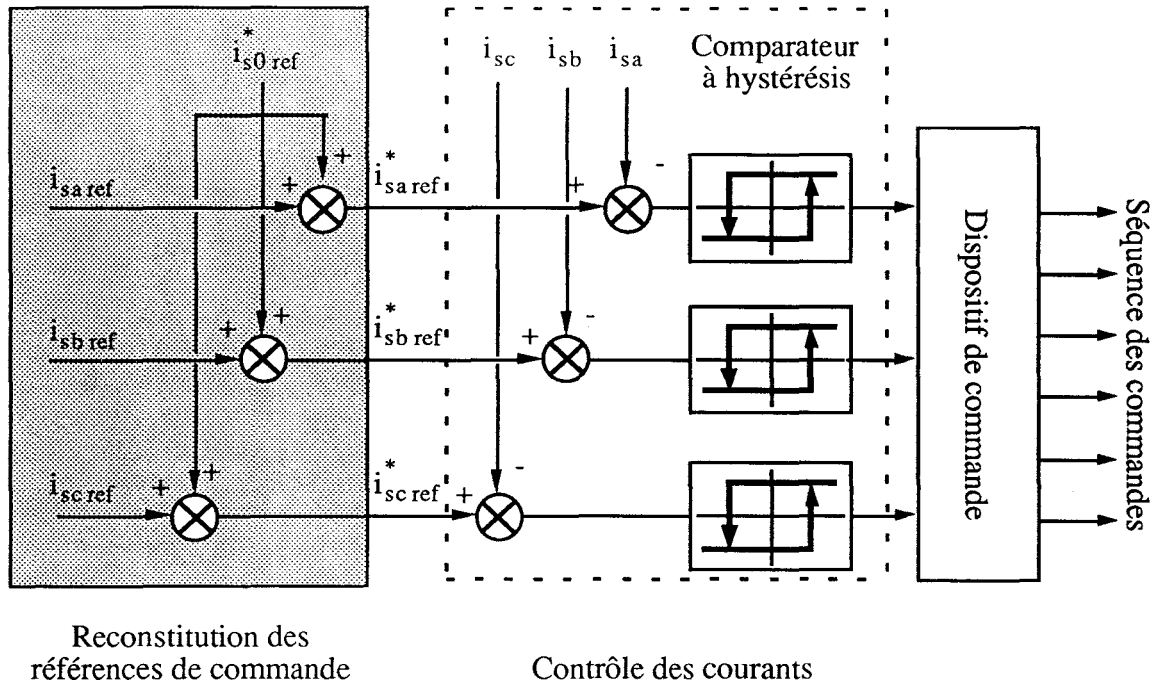


Figure V-16 : Reconstitution des références de commande.

En vue de la réalisation, cette méthode nécessite une "carte intelligente" pour identifier la phase en défaut et estimer la composante à ajouter. Pour une réalisation plus simple, nous proposons, par la suite, une méthode approchée en fonctionnement diphasé avec la structure de commande en "a, b, c".

#### V.4.2.3 Méthode approchée

L'idée de cette méthode consiste à remplacer la valeur estimée  $i_{s0}^*$  par la composante homopolaire mesurée  $i_{s0}$  (figure V-17). En régime permanent diphasé, nous considérons que les courants ( $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ) dans les phases sont égaux à leurs références ( $i_{sa}^*$ ,  $i_{sb}^*$ )<sub>ref</sub> de commande, soit :

$$i_{s0} = \frac{i_{sa} + i_{sb}}{3} = \frac{i_{sa\text{ref}} + i_{sb\text{ref}}}{3} = -i_{sc\text{ref}}$$

Dans ce cas, les deux références de commande sont couplées avec les courants mesurés, et deviennent :

$$\begin{bmatrix} i_{sa}^* \\ i_{sb}^* \end{bmatrix}_{\text{ref}} = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \end{bmatrix}_{\text{ref}} + \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s0} \end{bmatrix} = \sqrt{6} I_{s\text{ref}} \begin{bmatrix} \cos(\xi - \frac{\pi}{6}) \\ \cos(\xi - \frac{\pi}{2}) \end{bmatrix}$$

**Remarque :** Cette expression est uniquement valable en régime permanent, et non pendant le régime transitoire. Le choix provient du fait que la composante homopolaire ne participe pas à la création du couple. L'efficacité de cette stratégie sera confirmée par la simulation et l'expérience.

Sur la figure V-17, le "bloc" de compensation des mesures joue deux rôles importants.

D'une part, en fonctionnement triphasé, c'est le rôle de compensation des mesures : la composante homopolaire mesurée est ajoutée à chaque référence, ce qui permet de supprimer la distorsion d'onde du courant, donc d'améliorer sensiblement la qualité du couple.

D'autre part, en cas d'inhibition du bras de l'onduleur, la mise en service du neutre du moteur au point milieu d'alimentation permet d'élaborer automatiquement les deux références de commande, en adaptant le fonctionnement diphasé à couple constant.

L'avantage de cette méthode est de rattraper rapidement l'amplitude et aussi la phase du courant, et de diminuer sensiblement la dégradation des performances mécaniques (notamment le couple et la vitesse du moteur). De plus, elle présente une simplicité de mise en œuvre, car après la détection d'un défaut (DF1, DF2), elle ne nécessite que la connexion du neutre de la machine au point milieu de l'alimentation.

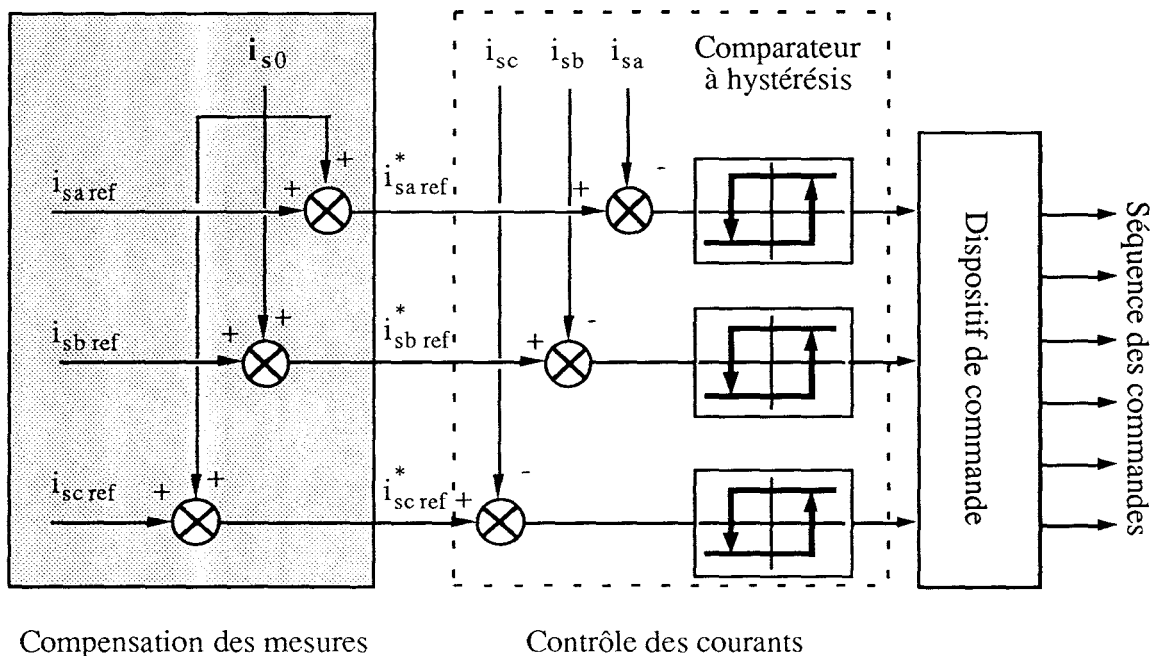


Figure V-17 : Structure de la compensation des mesures.

## V.5 RESULTATS DE SIMULATIONS

La mise en service du neutre du moteur au point milieu de l'alimentation, amène le fonctionnement de la machine synchrone au mode diphasé indépendant. Selon les stratégies de commande rapprochée, nous examinerons les comportements électromécaniques de l'ensemble en mode diphasé.

### V.5.1 Stratégie de conduite en mode diphasé avec deux sources de tension idéales

Dans un premier temps, nous faisons les essais de simulations en utilisant deux sources de tension idéales, et le neutre du moteur est relié au point milieu (figure V-1).

#### V.5.1.1 Marche dégradée diphasée sans changement de la commande

Cette méthode consiste à utiliser uniquement le point milieu de l'alimentation et le point neutre du moteur, sans modification des séquences de commande. Supposons que les commandes du bras "C" soient inhibées, alors le couple moyen sur une période s'écrit (C.f. Annexe 1) :

$$\langle \Gamma_{em} \rangle = \frac{2}{\sqrt{3}} p \left[ I_s \Phi_f \sin(\phi_a) + \frac{2}{\sqrt{3}} I_s^2 \frac{L_{sd} - L_{sq}}{2} \sin(2\phi_a) \right]$$

Si l'on néglige la saillance du rotor en imposant  $\phi_a$  égal à  $\pi/2$ , on obtient le couple moyen maximal sur une période :

$$\langle \Gamma_{em} \rangle_{\max} = \frac{2}{\sqrt{3}} p I_s \Phi_f = \frac{2}{3} (\Gamma_{em})_{\text{triphase}}$$

Nous donnons ici les résultats de simulation de la machine synchrone alimentée par onduleur de tension sur la figure V-18 :

- Sur la figure V-18(a), les courants de phases sont contrôlés par hystérésis ;
- Sur la figure V-18(b), les courants de phases sont commandés par MLI dans le référentiel statorique.

On constate que l'ondulation du couple est importante et varie avec une fréquence double de celle du courant statorique. Malgré la présence de l'ondulation des grandeurs électromécaniques (le couple et la vitesse), cette stratégie conduit au courant minimal pour une charge donnée.

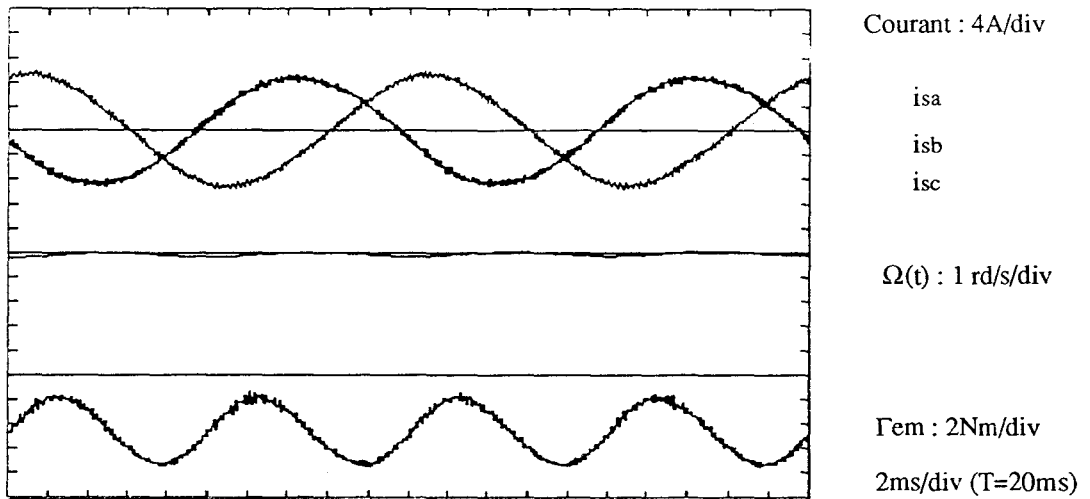


Figure V-18(a) : Marche dégradée diphasée ( $2\pi/3$ ) (commande par hystérésis).

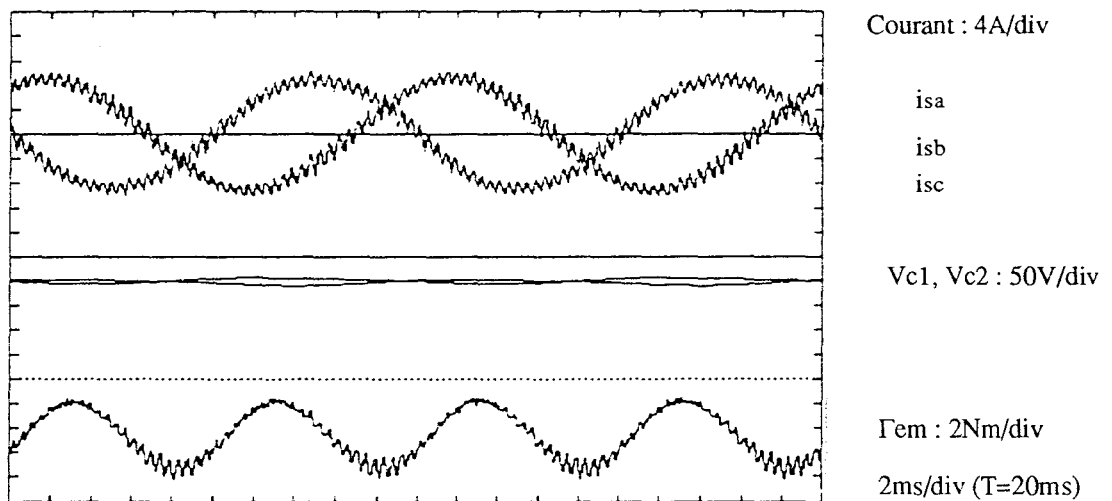


Figure V-18(b) : Marche dégradée diphasée ( $2\pi/3$ ) (commande par MLI).

### V.5.1.2 Marche dégradée diphasée optimale ( $\Delta\phi=\pi/3$ )

Le fonctionnement optimal de la machine synchrone en marche diphasée consiste à contrôler le couple en valeur constante en respectant la loi de commande qu'on a développée ( $\Delta\phi=\pi/3$ ). Si la machine synchrone triphasée est alimentée par deux sources de courant sinusoïdales déphasées de  $\pi/3$ , en tenant compte que du fondamental, le couple est constant.

Pour une machine alimentée par l'onduleur de tension, nous pouvons contrôler deux courants statoriques suivant deux références de commande sinusoïdales déphasées de  $\pi/3$ , en reliant le neutre du moteur au point milieu de l'alimentation. Nous présentons les résultats de l'ensemble en mode diphasé optimal ( $\Delta\phi=\pi/3$ ), alimenté par un onduleur de tension contrôlé en courant sur la figure V-19. Les deux références de commande sont générées à partir de la position du rotor, donc la fonction d'autopilotage assure le déphasage égal à  $\pi/3$ , et la boucle de vitesse définit l'amplitude ( $I_{s\text{ ref}}$ ) et la phase du vecteur courant ( $\phi_{\text{ref}}$ ), en fonction de la charge demandée.

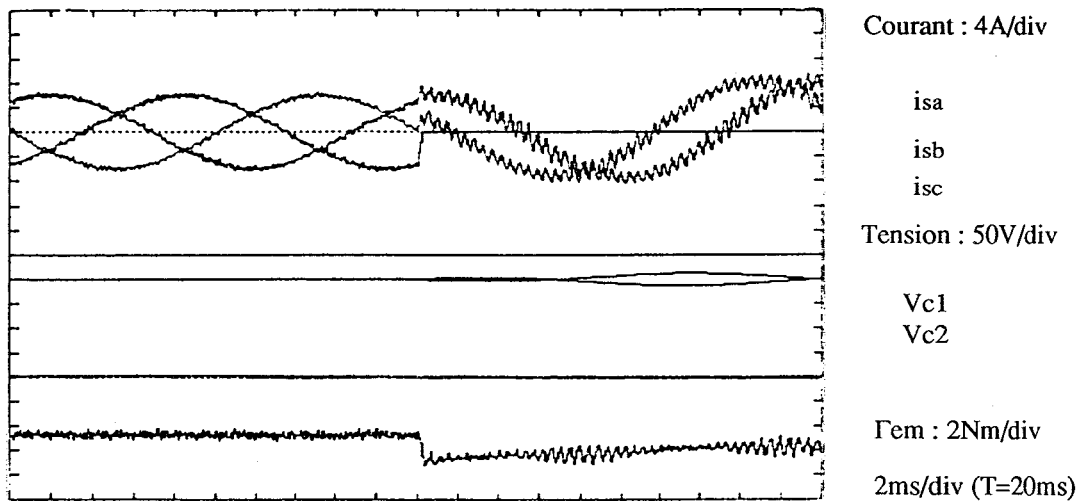


Figure V-19 : Marche dégradée diphasée avec la méthode directe ( $\pi/3$ ) (MLI).

Sur la figure V-20, nous donnons les résultats de simulation en mode diphasé, dont les références de commande sont élaborées par la méthode précise (de façon additionnelle).

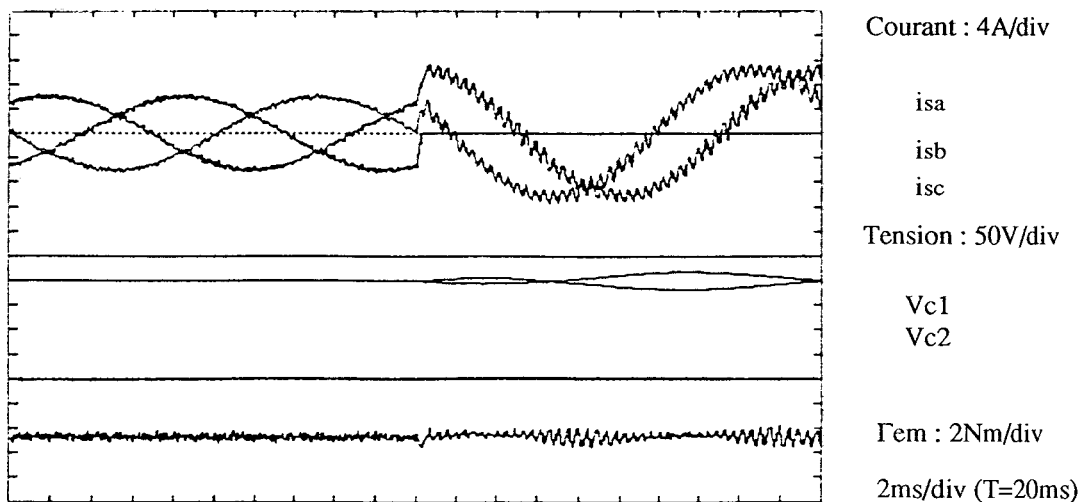


Figure V-20 : Marche dégradée diphasée avec la méthode précise (MLI).

Sur la figure V-21, les résultats sont obtenus avec la méthode approchée, dont les références de courant sont élaborées en ajoutant la composante homopolaire mesurée :

- La figure V-21(a) présente les résultats de simulation avec stratégie de commande des courants par hystérésis ;

- La figure V-21(b) montre l'allure des grandeurs avec contrôle des courants par MLI, dans le référentiel statorique ;

- La figure V-21(c) montre l'allure des grandeurs avec contrôle des courants par MLI, dans le référentiel rotorique en utilisant uniquement deux boucles (d, q) (figure V-17).

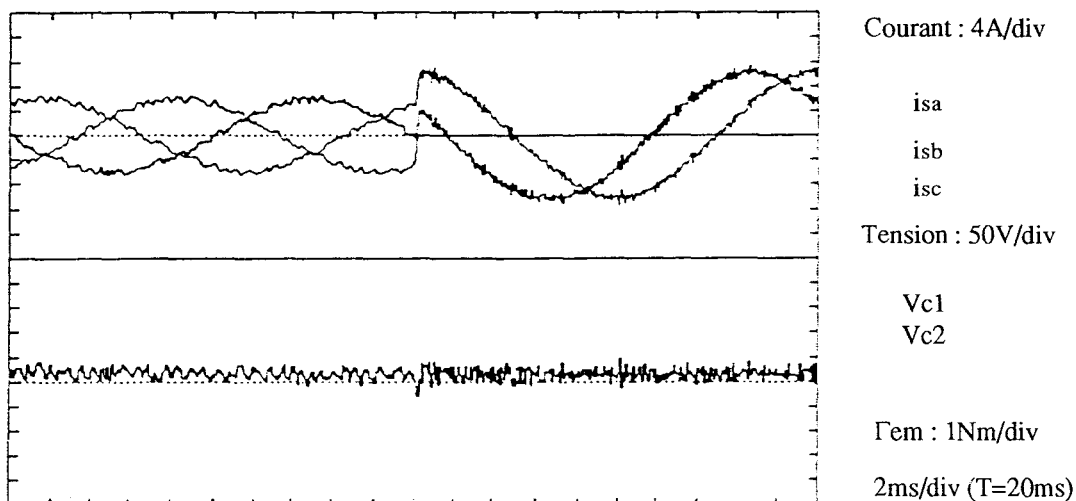


Figure V-21(a) : Commande par hystérésis (méthode approchée).

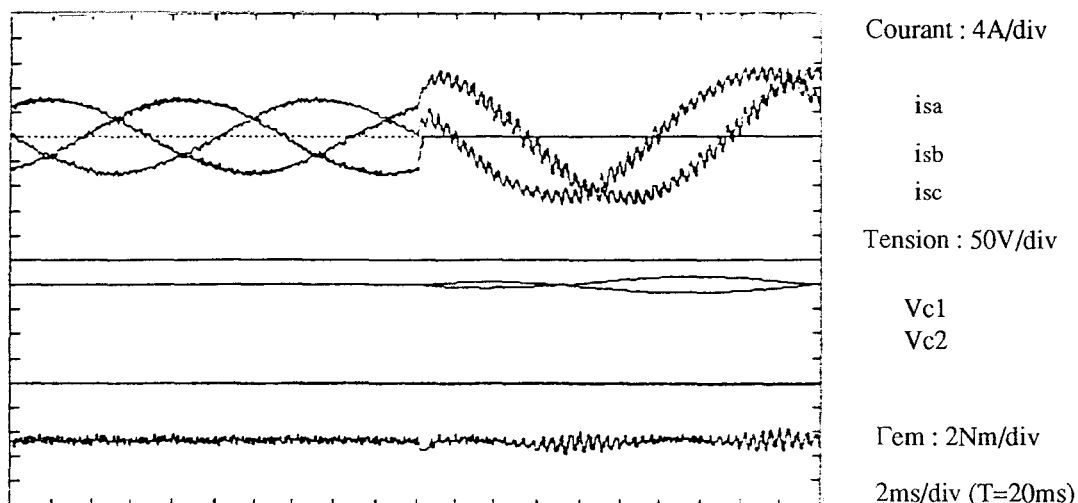


Figure V-21(b) : Commande par MLI dans le référentiel statorique (méthode approchée).

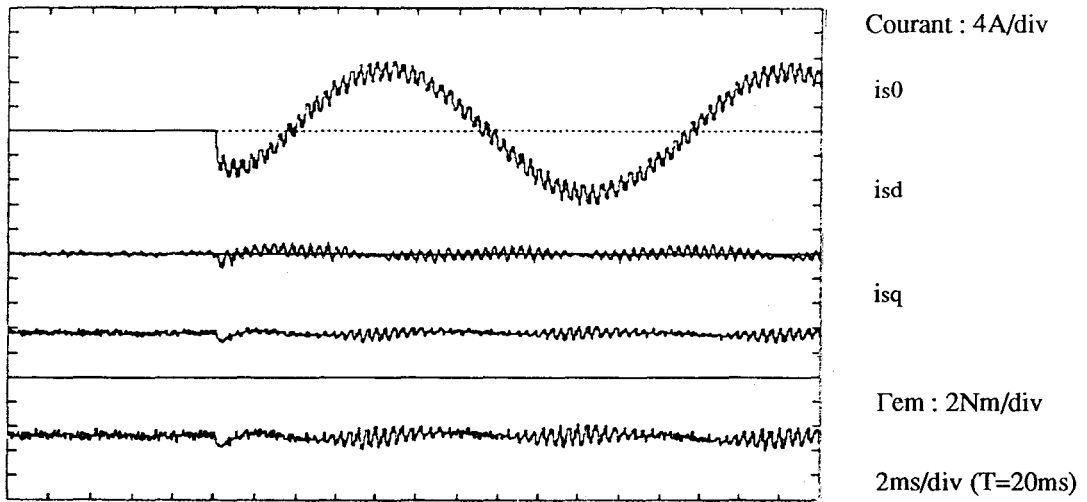


Figure V-21(c): Commande par MLI dans le référentiel rotorique (méthode approchée).

### V.5.2 Influence de l'imperfection des sources de tension : utilisation d'un diviseur de tension capacitif

Si les deux sources de tension sont obtenues par un diviseur de tension capacitif, alors les variations des tensions d'alimentation peuvent influencer les grandeurs électromécaniques de façon importante.

Nous présentons l'allures des courants et des grandeurs mécaniques en figures V-22, pour deux valeurs de capacité différentes, en utilisant deux types de séquences de commande dans le référentiel statorique.

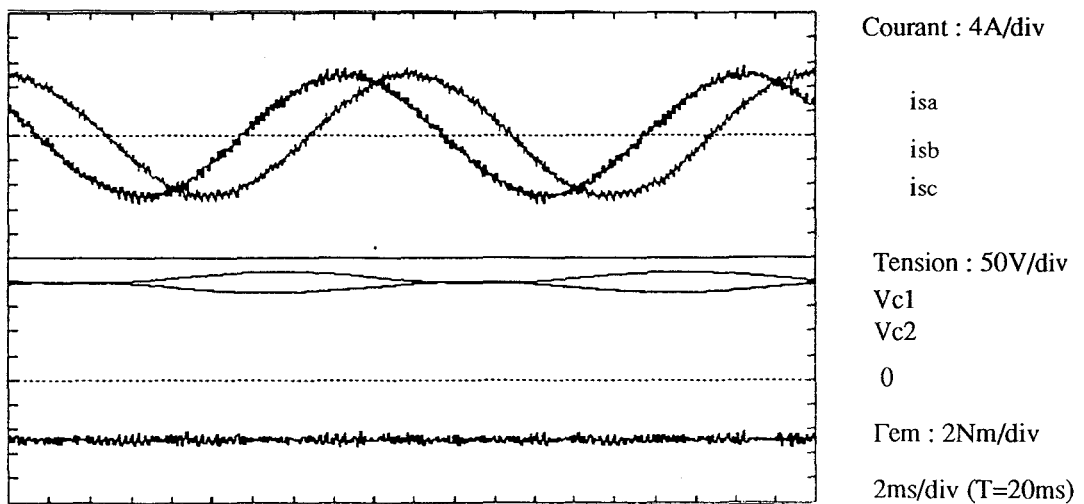
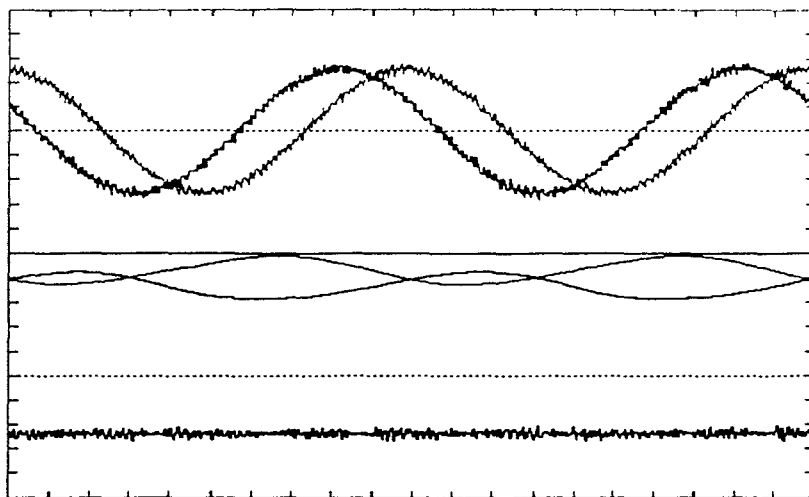


Figure V-22(a) : Stratégie de commande par hystérésis ( $C = 2,5mF$ ).





Courant : 4A/div

isa

isb

isc

Tension : 50V/div

Vc1

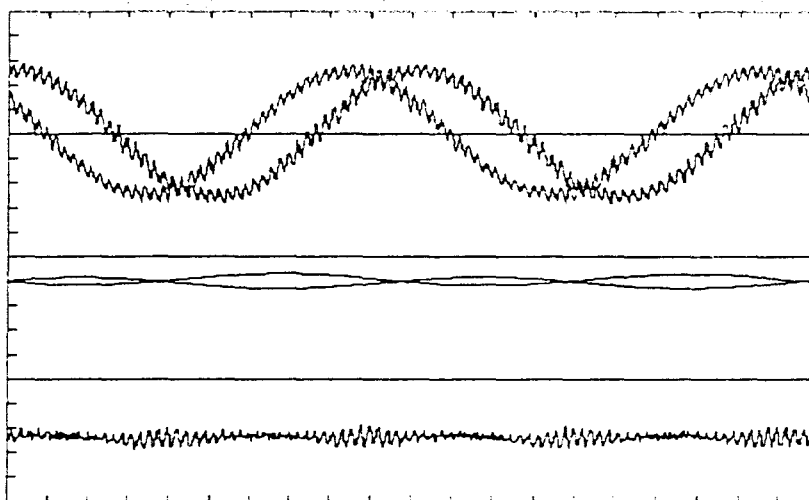
Vc2

0

$\Gamma_{em}$  : 2Nm/div

2ms/div (T=20ms)

Figure V-22(b) : Stratégie de commande par hystérésis ( $C = 1mF$ ).



Courant : 4A/div

isa

isb

isc

Tension : 50V/div

Vc1

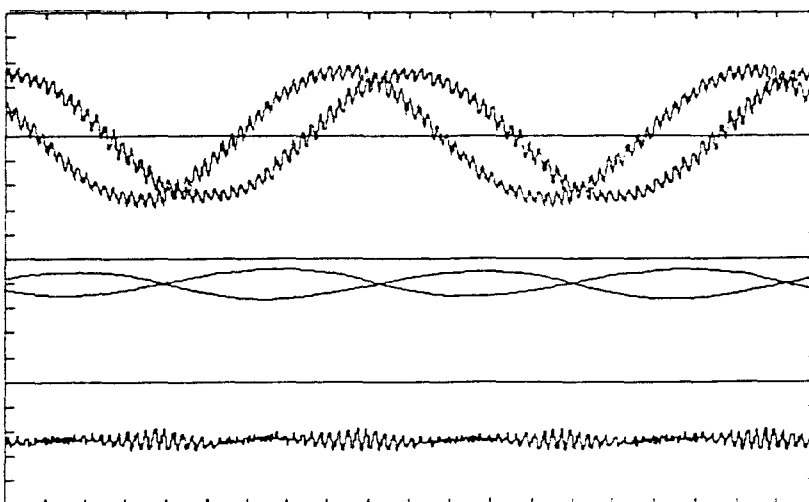
Vc2

0

$\Gamma_{em}$  : 2Nm/div

2ms/div (T=20ms)

Figure V-22(c) : Stratégie de commande par MLI ( $C = 2,5 mF$ ).



Courant : 4A/div

isa

isb

isc

Tension : 50V/div

Vc1

Vc2

0

$\Gamma_{em}$  : 2Nm/div

2ms/div (T=20ms)

Figure V-22(d) : Stratégie de commande par MLI ( $C = 1mF$ ).

**Remarque :**

- Les résultats de simulation montrent que les variations des tensions d'alimentation sont d'autant plus importante que les capacités sont de faibles valeurs,
- Dans le cas du contrôle par hystérésis, la variation des tensions ( $v_{c1}, v_{c2}$ ) n'a pas d'influence notable sur la qualité de couple, si les tensions d'alimentation sont suffisantes. Par contre, elle induit des ondulations de couple dans le cas du contrôle par MLI.
- La forte variation des tensions risque de rendre le système instable ; cet inconvénient peut être toutefois atténué en reliant le point neutre du réseau au point milieu (figure VI-23).

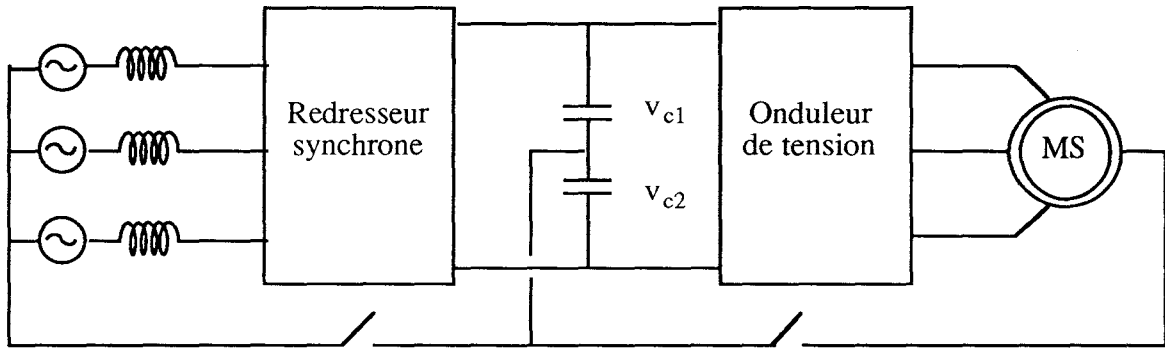


Figure V-23 : Utilisation du point neutre du réseau.

### V.5.3 Stratégie de commande rapprochée avec diviseur de tension actif

En marche dégradée diphasée, on peut également envisager un diviseur de tension actif (C.f. figure V-5). Le fonctionnement en diphasé avec diviseur de tension actif pose des problèmes particuliers au niveau de l'A.C.R. Selon les analyses fonctionnelles (C.f. V.1.2), les deux phases ne peuvent pas être commandées indépendamment. Pour obtenir un fonctionnement optimal, la séquence de commande doit respecter les règles de commutation.

#### V.5.3.1 Séquence de commande complémentaire

Cette stratégie consiste simplement à rendre complémentaire la commande du bras diviseur de celle du bras alimentant la phase "A". La commande du bras de la phase "B" est alors indépendante.

Les résultats de la simulation sont donnés en figure V-24(a). Nous constatons que le courant dans la phase "A" est parfaitement contrôlé (figure V-24(b)) ; par contre le courant dans la phase "B" dépasse légèrement la bande d'hystérésis, puisque certaines séquences de commande donnent lieu à des périodes de roue libre.

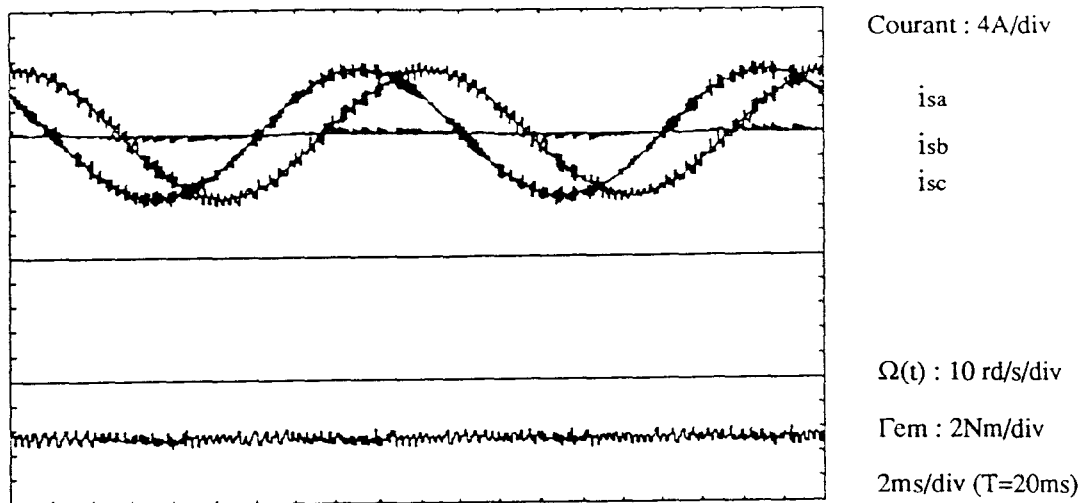


Figure V-24(a) : Commande du diviseur complémentaire de la phase A.

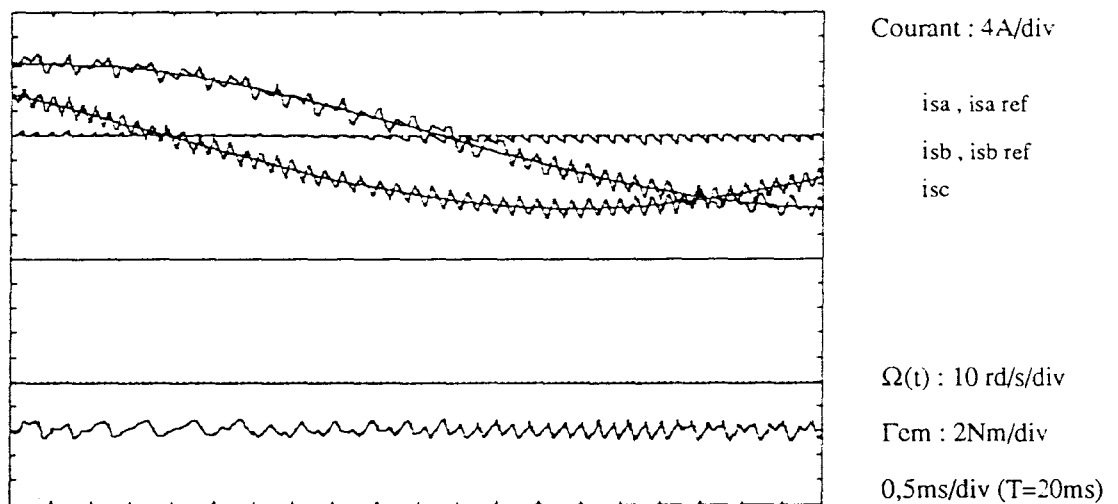


Figure V-24(b) : Détail des ondes du courant et du couple.

### V.5.3.2 Séquence de commande optimale

Pour améliorer la qualité des ondes des courants, on définit les séquences de commande de la manière suivante :

Si  $\epsilon_1 > \epsilon_2$ , la séquence de commande du bras diviseur est complémentaire de celle de la phase "A" ;

Si  $\epsilon_1 < \epsilon_2$ , la séquence de commande du bras diviseur est complémentaire de celle de la phase "B".

$\epsilon_1$  et  $\epsilon_2$  représentant alors les erreurs entre les références et les mesures (figure V-25).

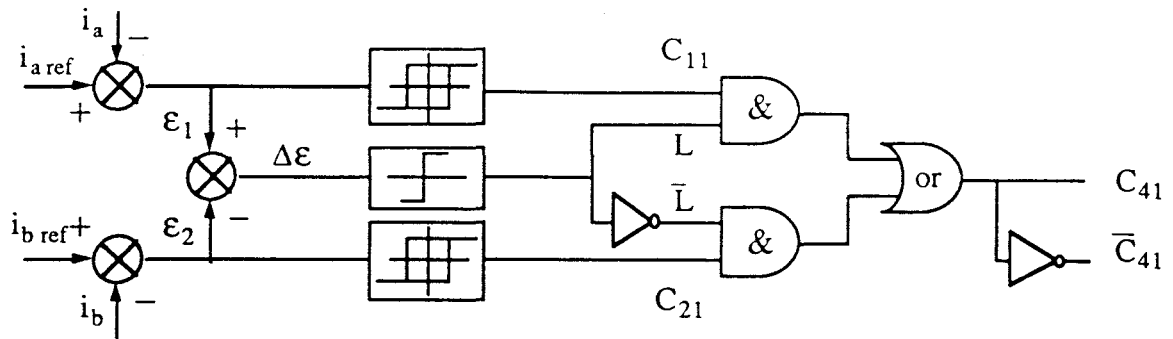


Figure V-25 : Génération des séquences de commande optimales.

La simulation (figure V-26), avec cette stratégie de contrôle, montre que l'onde du courant dans la phase "A" (ou "B") est légèrement améliorée par rapport au cas précédent. Par contre elle présente une fréquence de commutation plus élevée, ce qui donne lieu à des pertes supplémentaires.

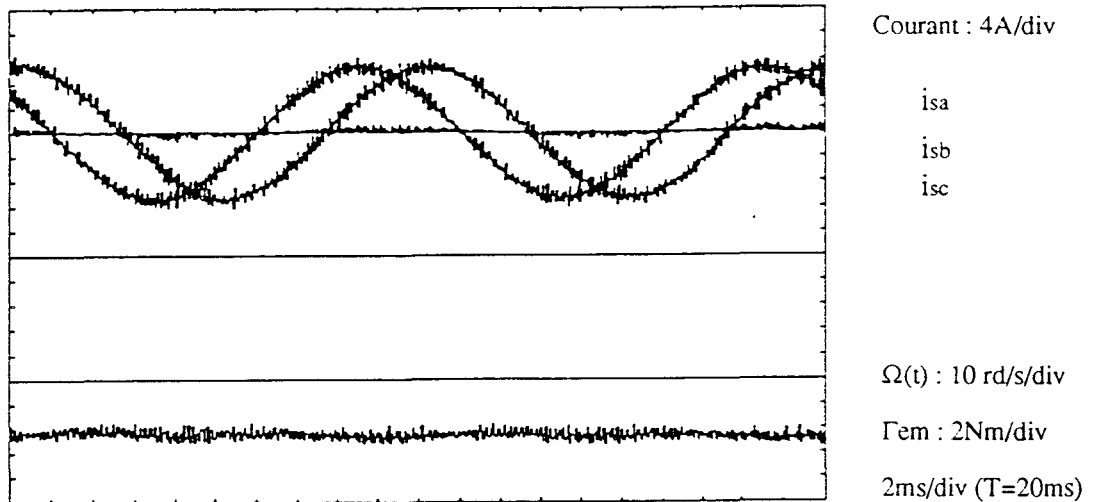


Figure V-26(a) : Allure des courants et du couple (séquence de commande optimale).

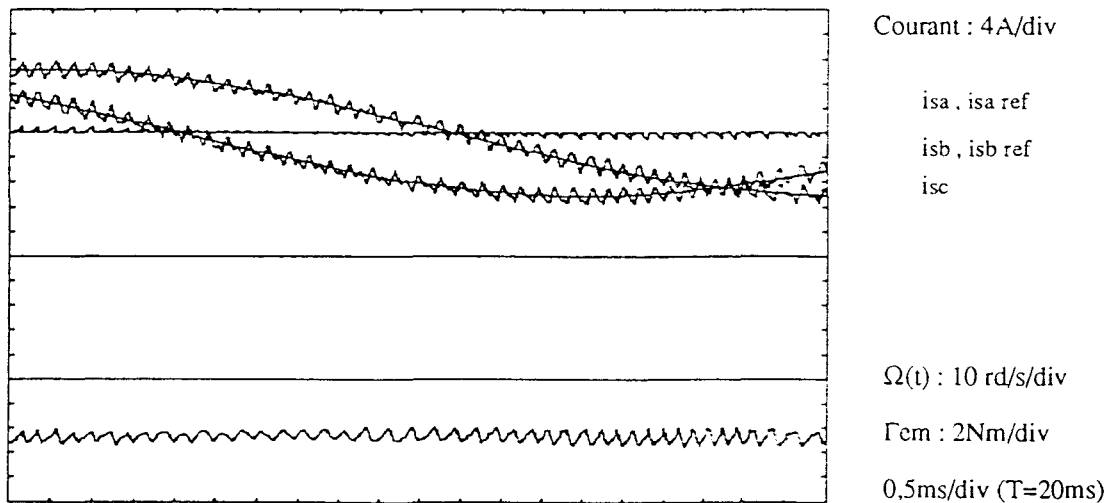


Figure V-26(b) : Détail des ondes du courant et du couple.

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié la faisabilité d'une conduite en mode diphasé au moyen de la simulation numérique. Deux stratégies de commande rapprochée, en marche dégradée, sont particulièrement intéressantes : contrôle du couple en valeur maximale ou contrôle du couple en valeur constante. Dans ce dernier cas, trois méthodes d'élaboration des courants de référence sont proposées, pour adapter la fonction d'autopilotage en fonctionnement diphasé. En vue de minimiser l'ondulation des grandeurs électromécaniques, le fonctionnement optimal en marche dégradée diphasée nécessite le respect de la loi de commande que nous avons développée ( $\Delta\phi = \pi/3$ ).

Deux types de structures de commande sont réalisables en mode diphasé optimal : commande dans le référentiel statorique et dans le référentiel rotorique.

Deux types d'alimentation de l'onduleur de tension peuvent être envisagés en vue d'obtenir deux courants sinusoïdaux : un diviseur de tension capacitif ou un diviseur de tension actif, servant comme deux sources de tension indépendantes.

Le diviseur capacitif est limité en puissance (tension et courant), et introduit des ondulations des tensions d'alimentation. Pour éviter une grande dégradation des performances en fonctionnement diphasé, il est nécessaire de surdimensionner la capacité de filtrage.

Par contre l'utilisation d'un diviseur de tension actif supprime les problèmes rencontrés avec le diviseur de tension capacitif, mais nécessite un bras supplémentaire.

## **CHAPITRE VI**

### **VALIDATION EXPERIMENTALE**

## CHAPITRE VI

### VALIDATION EXPERIMENTALE

Nous présentons dans ce chapitre, l'ensemble des essais expérimentaux que nous avons effectués lors de nos travaux sur les stratégies de conduite de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par l'onduleur de tension en MLI.

Pour valider les stratégies des commandes rapprochées que nous avons étudiées, nous avons réalisé une structure de commande "hybride" de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par l'onduleur de tension contrôlé en courant. Les boucles de courant sont réalisées au moyen d'un dispositif analogique à hystérésis, la fonction d'autopilotage et l'asservissement de la vitesse sont effectués en numérique.

Dans un premier temps, nous présentons la structure de la réalisation et la stratégie de commande en triphasé. Ensuite, nous avons simulé les deux types de défaut de commande sur l'onduleur. Les résultats expérimentaux sont alors comparés avec ceux que nous avons obtenus en simulation numérique.

La marche dégradée se fait d'abord en mode monophasé, puis en mode diphasé en utilisant le point neutre du moteur. Deux stratégies de rattrapage en marche diphasée sont vérifiées expérimentalement.

#### VI.1 STRUCTURE ET STRATEGIE DE COMMANDE EN TRIPHASE

Nous allons réaliser une structure de commande en "a, b, c" avec trois boucles de courants indépendantes, contrôlées par hystérésis. Nous avons utilisé un micro-contrôleur de type PCB83C552 qui est chargé de la fonction d'autopilotage et l'asservissement de vitesse.

### VI.1.1 Génération des courants de référence

Le moteur utilisé est équipé d'une génératrice tachymétrique et d'un capteur de position. Ce dernier permet d'asservir à chaque instant, la phase des courants statoriques à la position du rotor. Le capteur de position employé est un codeur de type incrémental monté directement sur l'arbre de la machine, il possède deux voies décalées de  $\pi/2$  comportant chacune 1024 points par tour, ainsi qu'une sortie supplémentaire donnant une impulsion par tour, qui servira alors comme repère de position (top zéro).

L'alimentation de la machine synchrone en régime sinusoïdal, dans notre cas, est la meilleure solution en vue de la minimisation des harmoniques de couple. Pour reconstruire les courants de référence de forme sinusoïdale, nous avons adopté une résolution de 256 points par période électrique, soit 512 points par tours mécanique ( $p = 2$ ).

La figure VI-1 donne le schéma de principe de la réalisation de la fonction d'autopilotage de la machine synchrone alimentée par l'onduleur de tension.

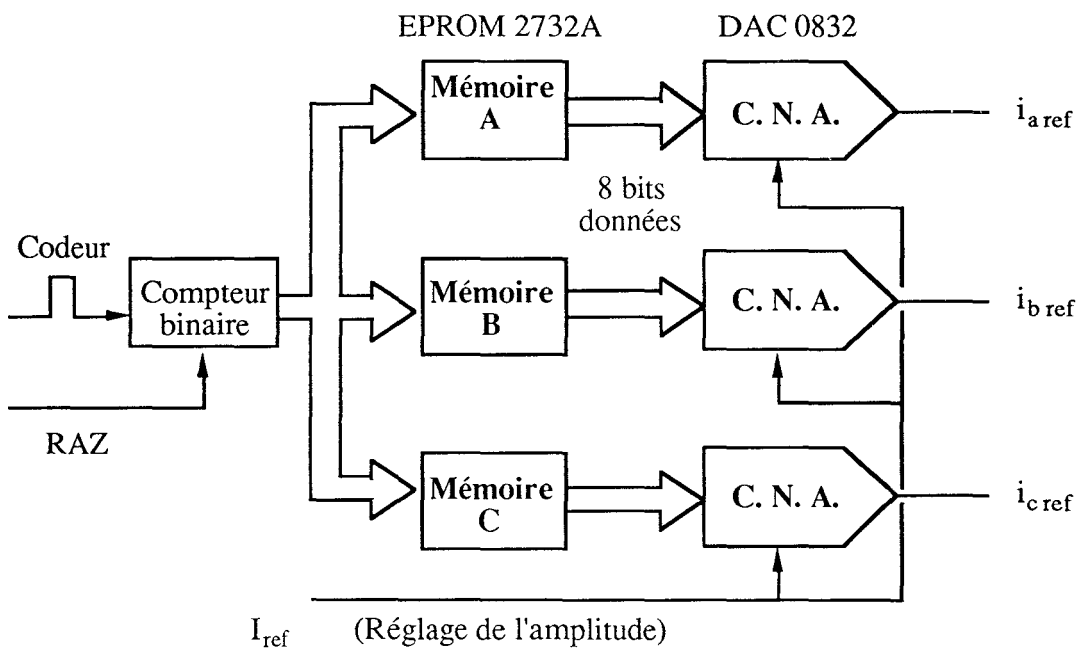


Figure VI-1 : Génération des courants de référence.

- La synthèse des courants de référence est réalisée comme suit :
- le codeur incrémental fournit la position instantanée  $\theta_s$  du rotor ;
  - l'angle  $\theta_s$  est additionné à l'angle de couple  $\phi$  (égal à  $\pi/2$ ) pour déterminer en permanence la position angulaire  $\xi$  du vecteur courant ;



- la forme sinusoïdale des courants de référence des phases A, B et C est codée numériquement et stockée dans les mémoires EPROM. Comme la fréquence des courants de phase doit être synchrone de la vitesse du rotor (mode autopiloté), les trois EPROM sont adressées en parallèle par l'angle  $\xi$ . Ainsi la sortie de l'EPROM de la phase A fournit le cosinus  $[\cos(\xi)]$  de la phase instantanée du courant de référence  $i_{aref}$ . Les EPROM des phases B et C étant programmées avec un déphasage  $\pm 2\pi/3$ , pour délivrer également la valeur du cosinus de la phase instantanée des références  $i_{bref}$ ,  $i_{cref}$ .

La référence analogique de la valeur instantanée d'un courant de phase est obtenue par un convertisseur DAC effectuant en même temps la multiplication du  $\cos(\xi)$  par l'amplitude du courant  $I_{ref}$ , pour la phase A par exemple. Ainsi, les ondes sinusoïdales de sortie des trois convertisseurs DAC sont des références de commande. Ces courants de référence servent ensuite au contrôle des courants délivrés par l'onduleur de tension suivant la technique retenue pour le contrôle des courants. L'amplitude des courants de référence est issue de la boucle d'asservissement de vitesse.

En fonctionnement normal, nous avons choisi la stratégie de commande du couple maximum en réglant le décalage  $\psi$  à zéro (ou  $\phi = \pi/2$ , en supposant que la saillance du rotor est négligeable). Elle se traduit, dans le référentiel statorique, par des références des courants statoriques synchrones avec les forces électromotrices du moteur et par un déphasage, entre la f.e.m. et le courant statorique, dans une phase, égal à zéro.

La fonction d'autopilotage pour trois types de conduites, est réalisée par une carte d'autopilotage avec Micro-contrôleur PCB83C552 (8 bits, 12 MHz) (C.f. Annexe 4), et représentée sur le schéma "bloc" de la figure VI-2.

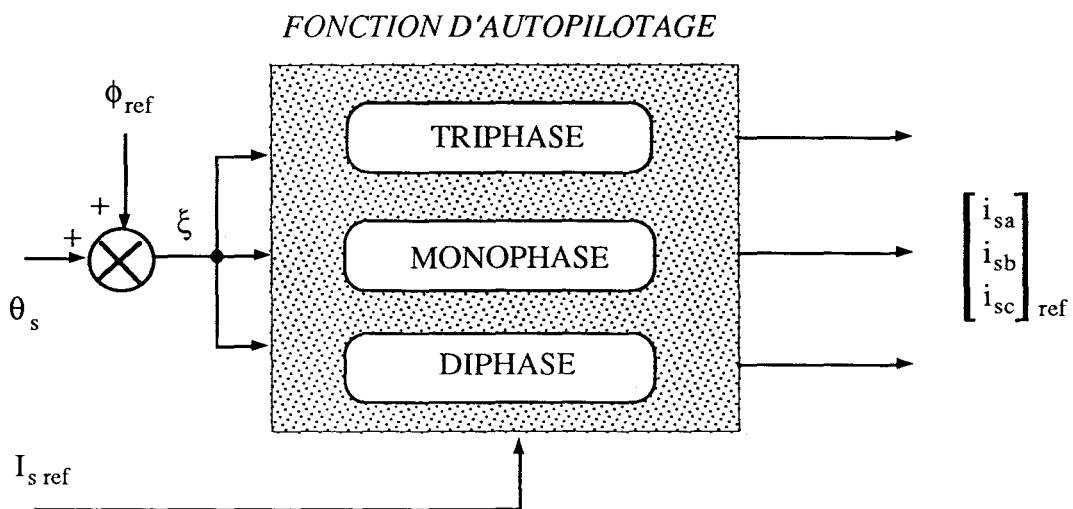


Figure VI-2 : Fonction d'autopilotage en mode triphasé, monophasé et diphasé.

### **VI.1.2 Contrôle des courants**

Dans la stratégie de contrôle par hystérésis, dont le schéma synoptique est représenté en figure I-6 (C.f. chapitre I.3), chaque courant de phase est comparé au courant de référence à l'aide d'un comparateur dont la sortie commande directement, de manière complémentaire, les deux transistors du bras correspondant de l'onduleur.

La largeur d'hystérésis est ajustée de façon proportionnelle à l'amplitude du courant, ce qui permet de conserver la modulation sur toute la gamme de courant et d'apporter une solution simple aux problèmes rencontrés à basse vitesse. En pratique, on est dépendant des caractéristiques de l'onduleur ( $t_{on}$ ,  $t_{off}$ ) et il n'est pas possible de réduire l'hystérésis en deçà d'une certaine valeur.

Toutes les fonctions utilisées sont classiques, réalisées simplement à partir d'amplificateurs opérationnels, de comparateurs et d'éléments passifs ; le schéma synoptique de la réalisation des boucles de courant est présenté dans l'Annexe 4. La tolérance des composants et la présence d'offset sur les amplificateurs opérationnels ne permet pas d'avoir un montage parfaitement symétrique. La somme des trois sorties  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$  n'est donc jamais nulle. Sans la présence de la boucle de compensation (C.f. figure V-17) qui réinjecte cette erreur à l'entrée de chaque phase, ce déséquilibre aurait pour effet d'imposer une composante homopolaire de courant dans les enroulements de la machine, mais celle-ci ne pourrait pas circuler puisque le neutre est isolé.

### **VI.1.3 Essais en fonctionnement normal**

La structure de la réalisation de l'ensemble convertisseur-machine est représentée en figure VI-3.

Pour un fonctionnement moteur à couple maximal à la vitesse 1/4 nominale, les résultats de simulation (figure VI-4) donnent respectivement l'allure des courants et les séquences de commande correspondante.

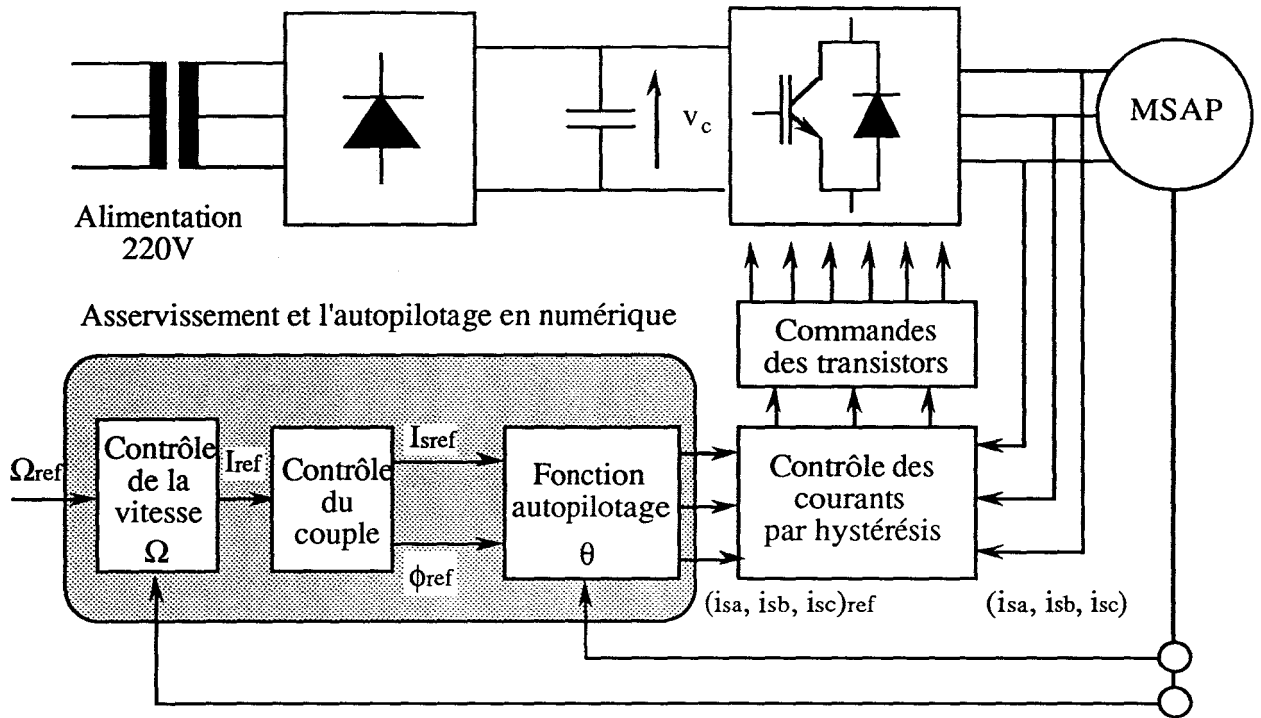


Figure VI-3 : Structure générale de l'autopilotage et de la régulation de vitesse.

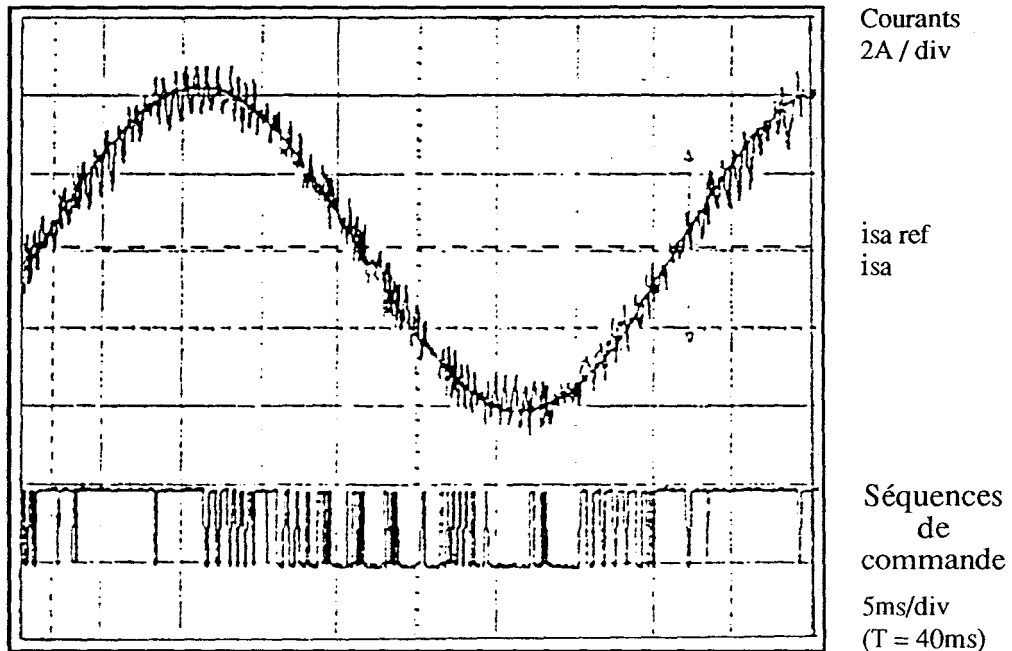


Figure VI-4(a) : Allure du courant et de la commande d'un transistor.

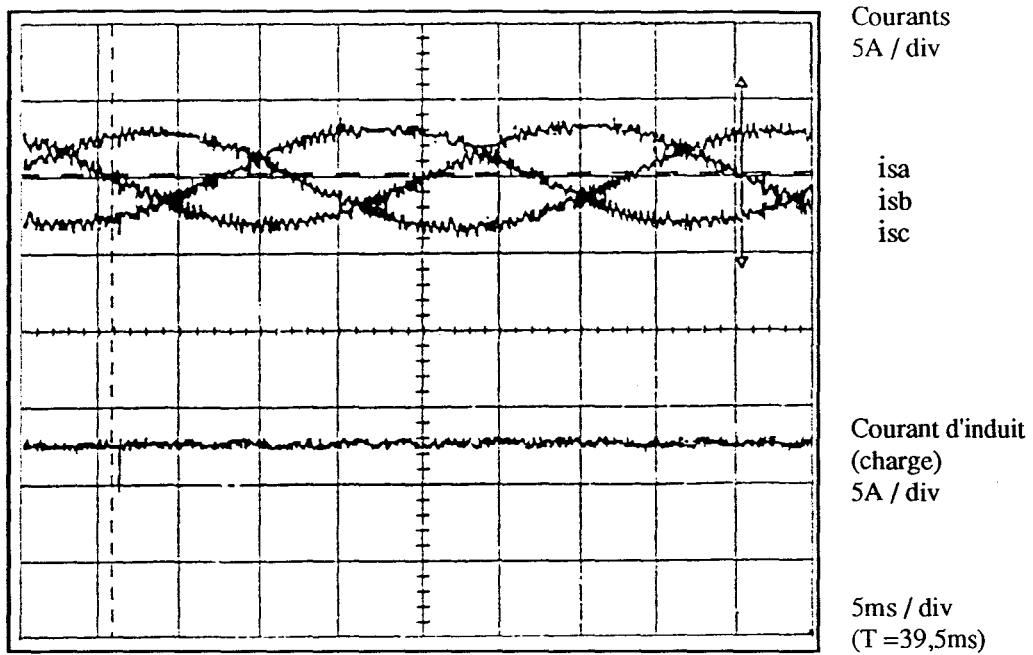


Figure VI-4(b) : Allure des courants en fonctionnement normal.

Malgré la simplicité de la commande par hystérésis, nous pouvons noter, à partir des résultats obtenus par l'expérience, qu'elle permet une bonne poursuite du courant de référence exception faite des ondulations. Ces dernières dépendent essentiellement du point de fonctionnement et conduisent à une fréquence de commutation des interrupteurs variable, ce qui provoque un niveau de bruit relativement important (origine de vibrations mécaniques gênantes pour certaines applications).

L'indépendance des trois boucles conduit à l'apparition de périodes de roue libre qui provoquent un dépassement des limites fixées par la plage d'hystérésis et une disparition de la modulation pour les faibles valeurs de courant.

Le comportement peut être amélioré en mettant en œuvre des boucles de courant couplées (deux mesures déduisent la troisième) ou en ajoutant la composante homopolaire mesurée dans chaque phase. C'est cette dernière solution que nous avons retenue.

**Contraintes imposées à l'onduleur :** Pour des raisons technologiques (temps de stockage des transistors) l'onduleur exige une durée minimale entre l'ouverture (fermeture) et la fermeture (ouverture) d'un même interrupteur ( $t_{on}$ ,  $t_{off}$ ). Cette butée est souvent atteinte lors de l'utilisation de ce type de stratégie, ce qui a pour effet d'introduire des dépassements anormaux du courant hors de la bande d'hystérésis. Sur ce point particulier ( $t_{on}$ ,  $t_{off}$ ), cette méthode nécessite donc l'utilisation d'un onduleur performant.

## VI.2 CONSEQUENCES DES DEFAUTS DE COMMANDE DE L'ONDULEUR

Pour observer les conséquences des défauts de commande de l'onduleur sur l'ensemble de l'entraînement de la machine synchrone à aimants permanents, nous avons simulé deux types de défaut (DF1, DF2) lors des essais expérimentaux.

### VI.2.1 Un transistor inhibé (DF1)

Les allures des courants en fonction normale (à vide), sont données en figure VI-5. Dans la même condition de charge, nous bloquons la commande du T31. La figure VI-6 présente l'allure des courants en cas d'un défaut de fermeture (DF1). Les résultats expérimentaux confirment les résultats de simulation numérique que nous avons présentés dans le chapitre IV.

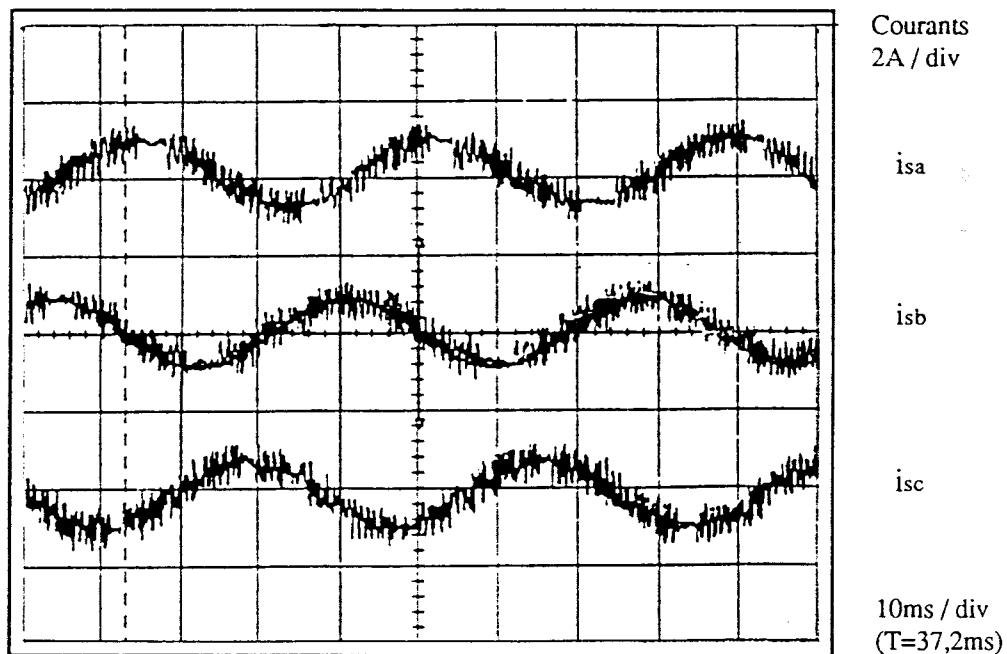


Figure VI-5 : Allure des courants en fonctionnement triphasé (à vide).

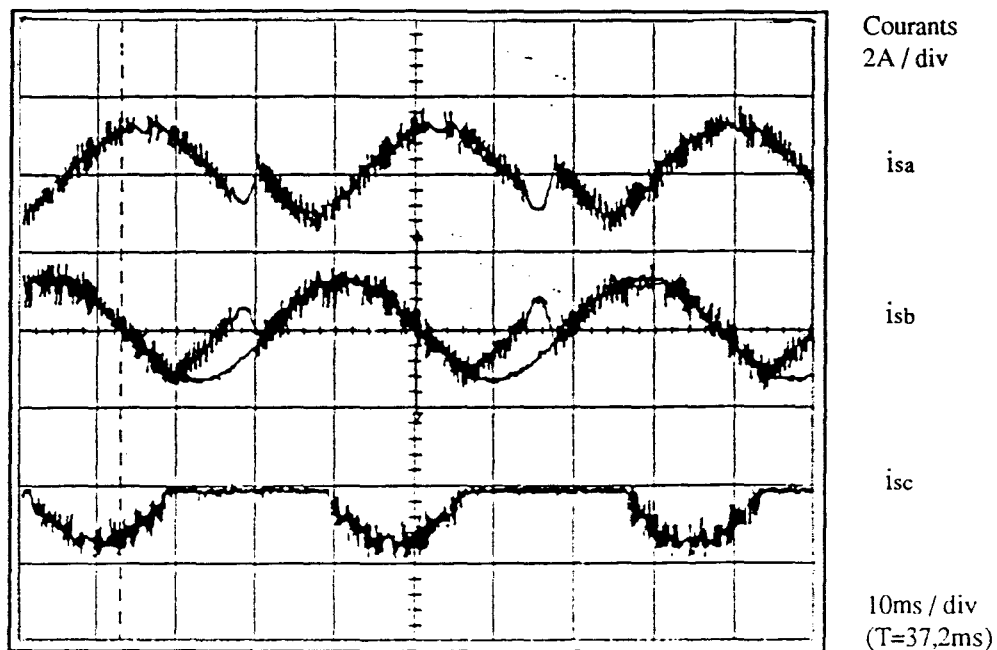


Figure VI-6 : Défaut de commande sur un transistor.

### VI.2.2 Deux transistors inhibés sur un bras (DF2).

En cas d'inhibition des deux commandes sur l'un des trois bras de l'onduleur, l'allure des courants montre le fonctionnement monophasé avec les séquences de commande en triphasé (en figure VI-7). Les résultats prouvent la corrélation entre l'expérience et la simulation.

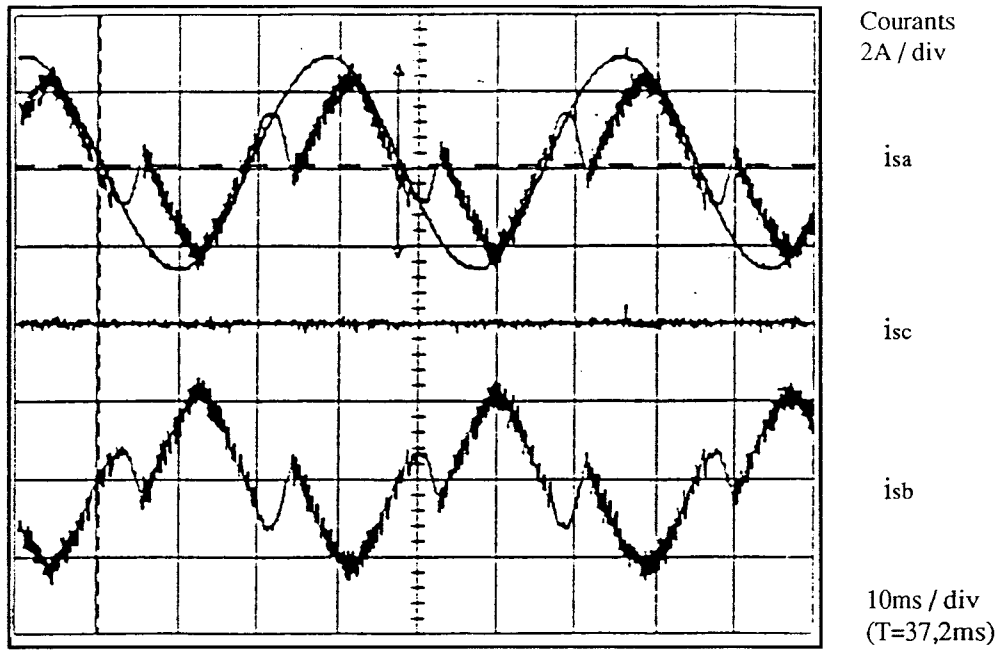


Figure VI-7 : Défaut de commande sur deux transistors de puissance.

### VI.3 STRATEGIE DE RATRAPAGE EN MARCHE MONOPHASEE

Pour améliorer l'ondulation du couple, nous avons validé une stratégie de commande rapprochée que nous avons développé dans le chapitre IV.3 : contrôle du couple en valeur moyenne maximale.

#### VI.3.1 Contrôle du couple en valeur moyenne maximale

Nous présentons les courants en fonctionnement monophasé, sans modification des séquences de commande, en figure VI-8.

La figure VI-9 montre les courants en marche dégradée monophasée optimale par modification des séquences de commande.

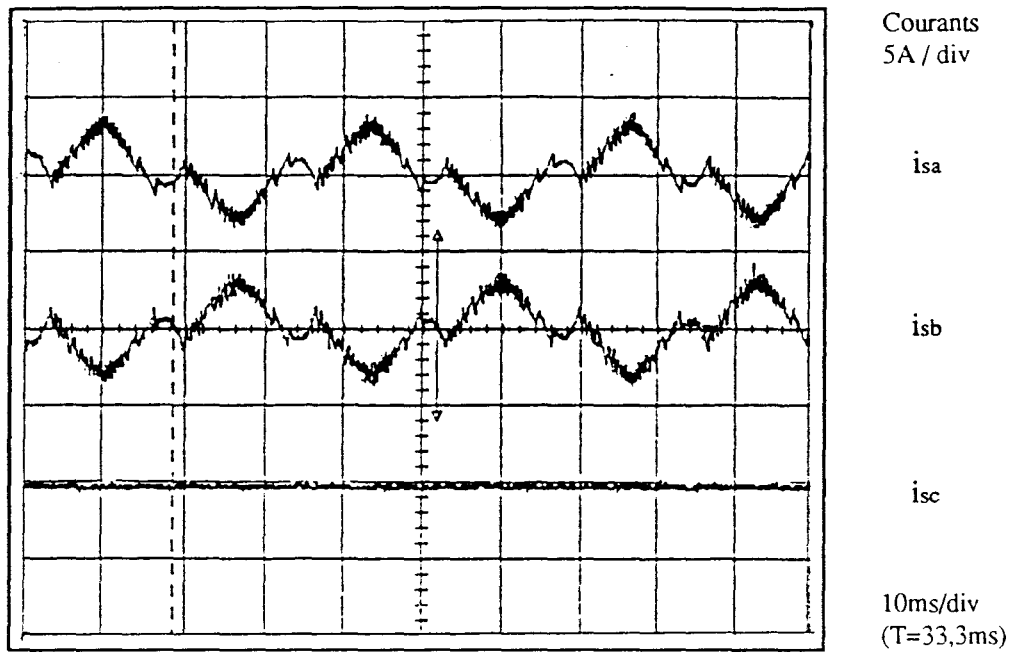


Figure VI-8 : Fonctionnement monophasé sans modification de la commande.

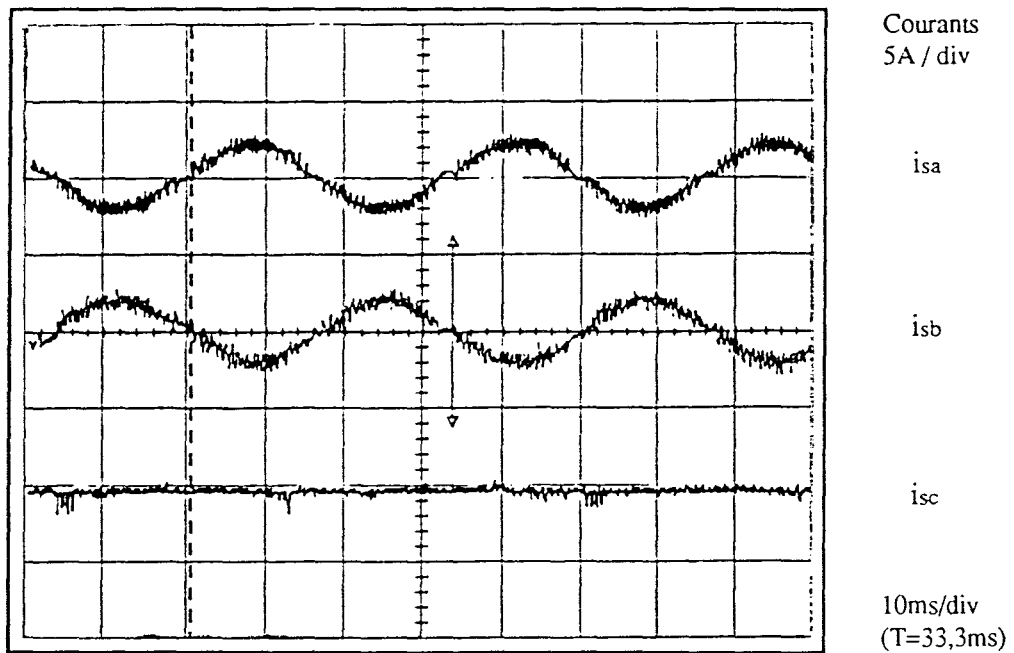


Figure VI-9 : Marche monophasée optimale ( $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  déphasé de  $\pi$ ).

Nous constatons que la stratégie de commande rapprochée en mode monophasé conduit à des formes des courants bien sinusoïdales et déphasée de  $\pi$ . Dans ce cas l'amplitude du courant est minimale pour une charge donnée, ce qui améliore le rendement global du système d'entraînement.



### VI.3.2 Evolution des grandeurs électromécaniques en régime transitoire

Nous donnons ici deux relevés expérimentaux sur les variations du courant et de la vitesse pendant la transition de passage du fonctionnement triphasé à la marche dégradée monophasée. Le premier relevé présente le passage du fonctionnement triphasé au mode monophasé, sans modification des séquences de commande (figure VI-10) ; le deuxième relevé illustre la transition du fonctionnement triphasé au mode monophasé, avec changement des séquences de commande optimales en monophasé (figure VI-11).

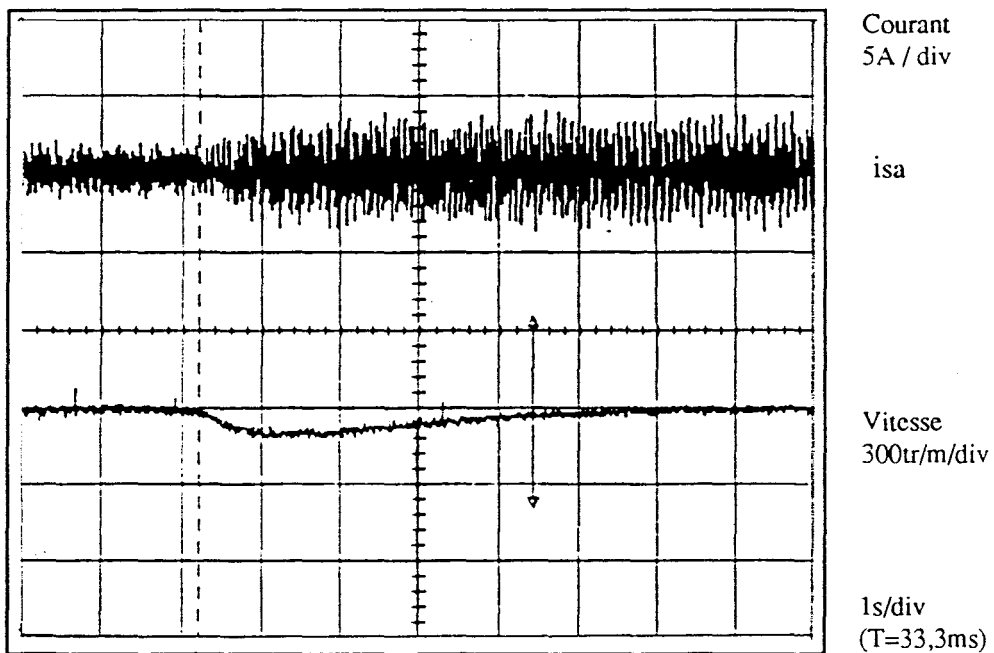


Figure VI-10 : Passage en mode monophasé sans modification de la commande.

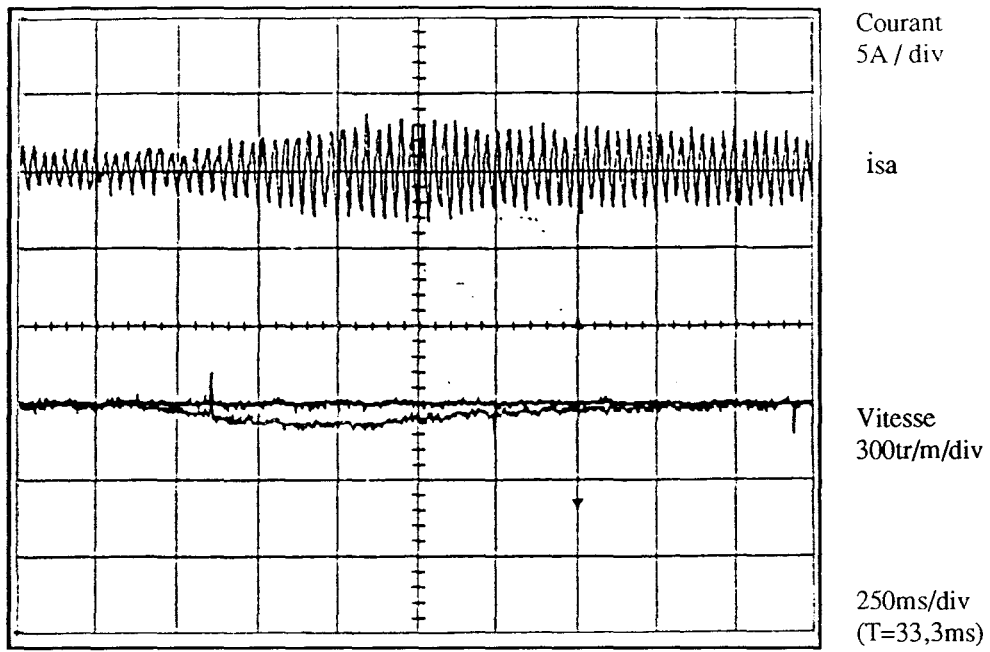


Figure VI-11 : Passage en mode monophasé optimal ( $\pi$ ).

On note une amélioration visible sur l'allure du courant et la rapidité de réponse de la vitesse. Par contre, il n'y a pas de changement notable sur l'ondulation du couple (C.f. résultats de simulation présentés dans le chapitre IV).

#### VI.4 STRATEGIE DE RATTRAPAGE EN MARCHE DIPHASEE

Les stratégies de commande en marche diphasée nécessitent de connecter le neutre du moteur au point milieu de l'alimentation. Dans un premier temps, nous avons validé les stratégies de contrôle par deux sources de tension indépendantes en utilisant deux redresseurs monophasés (figure VI-12), dont la tension de sortie est lissée par une capacité de filtrage. Ensuite nous avons remplacé ces sources de tension par un diviseur de tension capacitif afin d'étudier l'influence des variations des tensions d'alimentation sur les grandeurs électriques et mécaniques. Enfin nous avons validé les stratégies de commande en marche dégradée diphasée avec un diviseur actif.

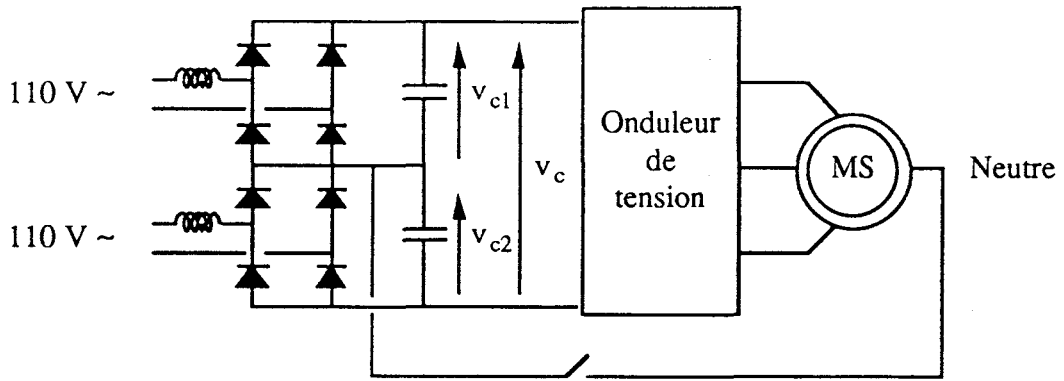


Figure VI-12 : Machine synchrone alimentée par deux sources de tension.

#### VI.4.1 Contrôle du couple en valeur moyenne maximale

Les essais s'effectuent en bloquant les commandes sur un bras, les séquences de commande restent en mode triphasé, et on relie uniquement le neutre du moteur au point milieu de l'alimentation.

Les résultats expérimentaux (figure VI-13) montrent que cette méthode conduit au courant minimal pour une charge donnée. L'amplitude du courant a augmenté de 1,5 fois par rapport au fonctionnement en triphasé. Par contre la fréquence de commutation est beaucoup plus élevée par rapport au fonctionnement sans neutre, ce qui donne des pertes de commutation supplémentaires.

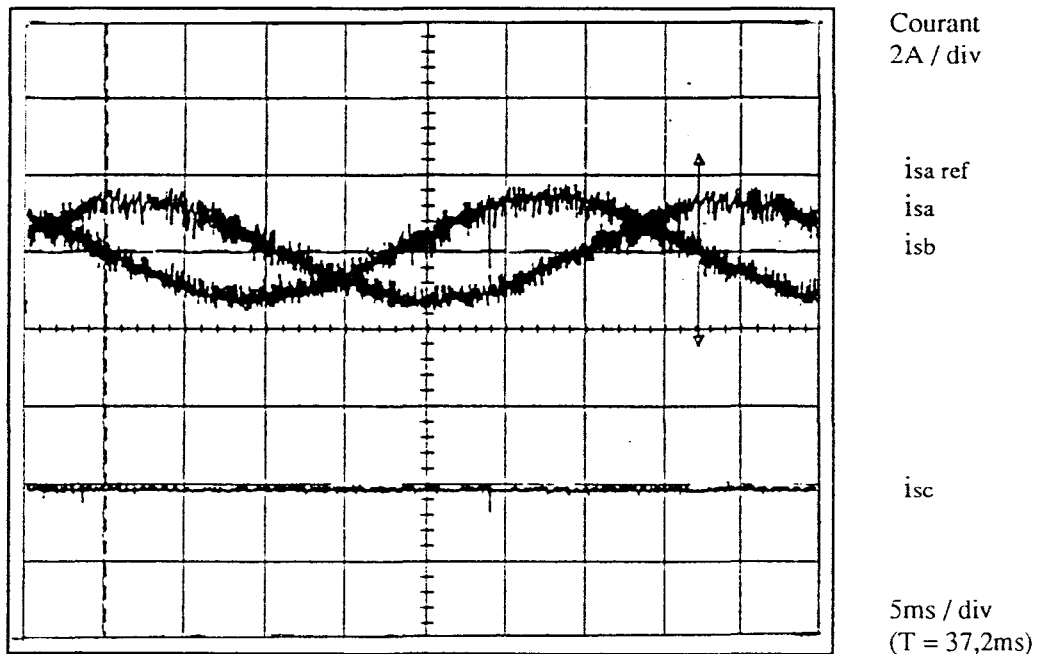


Figure VI-13 : Marche dégradée diphasée avec neutre relié ( $2\pi/3$ ).

## VI.4.2 Contrôle du couple en valeur constante

Le fonctionnement optimal de la marche dégradée en mode diphasée consiste à contrôler deux courants de phase déphasés de  $\pi/3$ , et à maintenir la position du vecteur courant décalée de  $\pi/2$  par rapport l'axe du rotor, comme en fonctionnement triphasé. Nous présentons ici les résultats expérimentaux selon la fonction d'autopilotage.

### VI.4.2.1 Méthode directe

Les deux références de commande sont élaborées à partir de la position du rotor par le micro-contrôleur PC083552. Les deux sinus, déphasés de  $\pi/3$ , sont enregistrés dans un tableau de mémoire (EPROM), adressé par un compteur binaire. Ils définissent la phase de la référence de commande, l'amplitude de cette référence courant est donnée par la boucle de vitesse.

Dans ce cas, les deux courants dans les enroulements de la machine sont contrôlés de manière indépendante et décalés de  $\pi/3$ . Les relevés expérimentaux des courants sont présentés en figure VI-14.

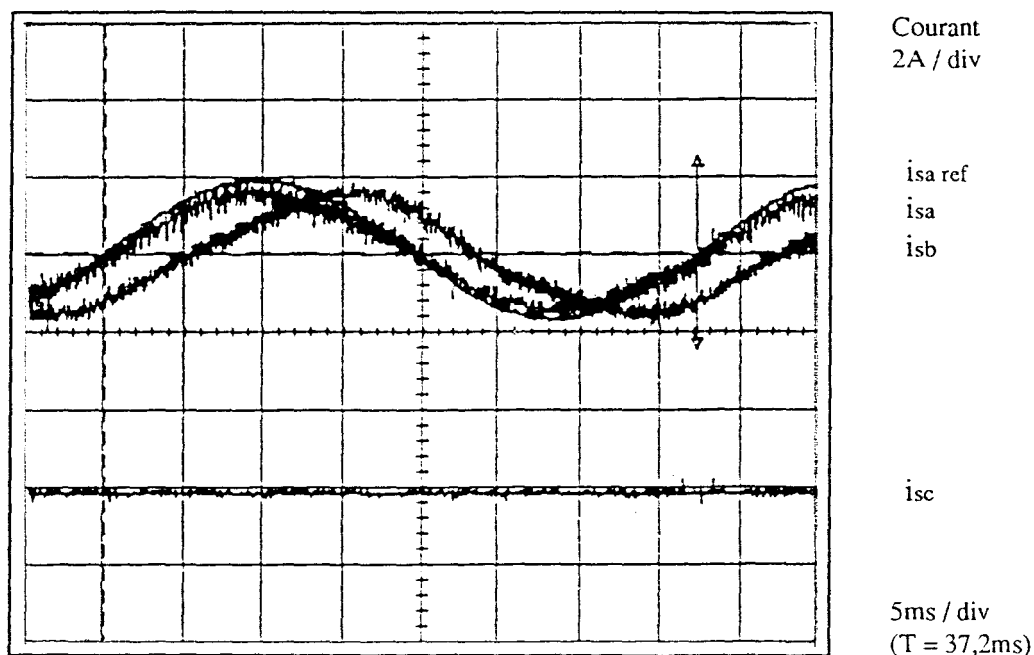


Figure VI-14 : Marche dégradée diphasée ( $\pi/3$ ) avec la méthode directe.

### VI.4.2.2 Méthode approchée

Nous avons élaboré les deux références de commande en utilisant le courant homopolaire mesuré (son principe a été présenté en figure V-17). Grâce au circuit de compensation des mesures, cette méthode nous permet de réaliser facilement la fonction d'autopilotage en diphasé.

Nous présentons les ondes des courants et leur déphasage en temps réel sur la figure VI-15, et constatons que leurs allures sont moins bonnes qu'avec la méthode précédente. Par contre la fréquence de commutation est sensiblement diminuée par rapport à la méthode précédente, puisque les deux courants sont couplés grâce à la compensation du courant homopolaire mesuré.

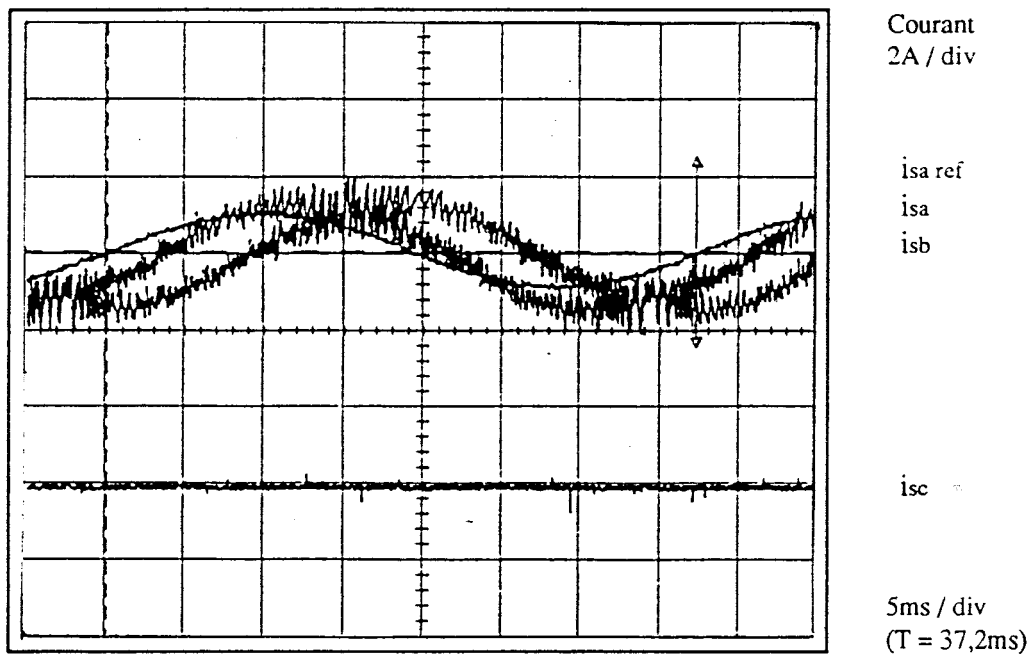


Figure VI-15 : Marche dégradée diphasée ( $\pi/3$ ) avec la méthode approchée.

### VI.4.3 Influence de la variation des tensions sur les caractéristiques électromécaniques avec diviseur de tension capacitif

Dans le paragraphe précédent, nous avons validé le fonctionnement diphasé autopiloté de la machine synchrone à aimants permanents avec deux stratégies de commande rapprochée :

- Contrôle du couple en valeur moyenne maximale,
- Contrôle du couple en valeur constante.

Il faut noter que ces deux stratégies sont réalisées avec deux sources de tension indépendantes. En réalité, les deux sources de tension sont souvent obtenues par un diviseur de

tension capacitif. Les tensions de sortie ne sont pas constantes, leur variations dépendent du dimensionnement de la capacité de filtrage.

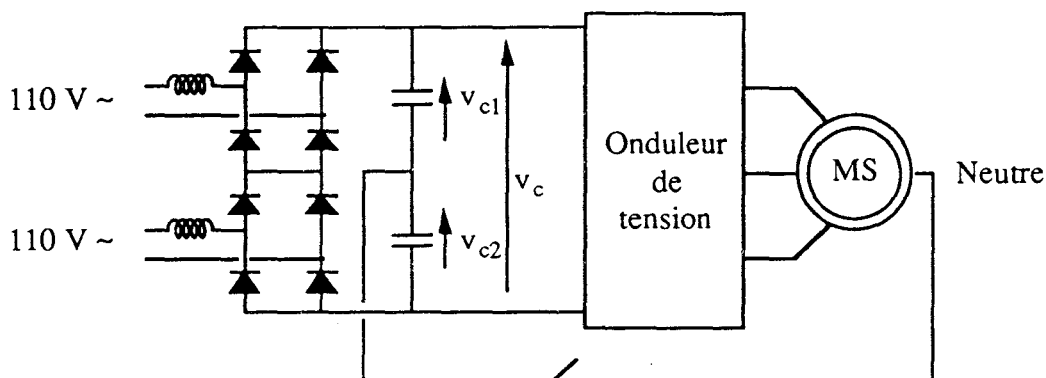


Figure VI-16 : Machine synchrone alimentée par un diviseur de tension capacitif.

Les essais sont effectués sur deux capacités de filtrage (4,7mF) en série qui constituent le diviseur de tension.

Les figure VI-17(a, b) représentent les allures des courants selon la méthode directe :

- Figure 17(a) : neutre connecté avec conservation des séquences de commande ( $2\pi/3$ ),
- Figure 17(b) : neutre connecté avec changement de la commande ( $\pi/3$ ).

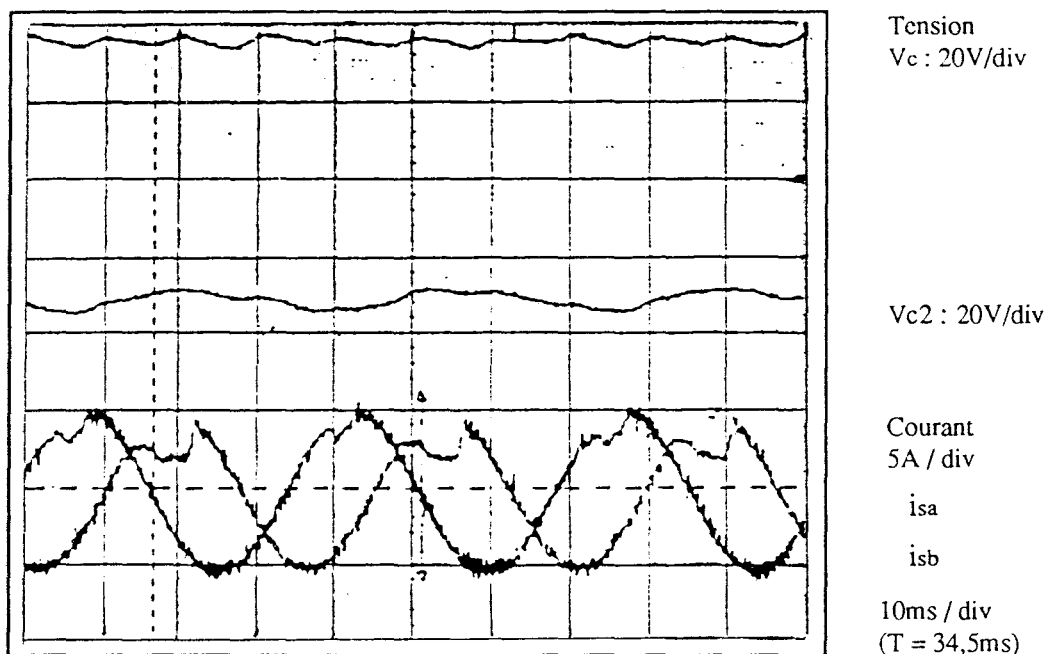


Figure VI-17(a) : Marche dégradée diphasée ( $2\pi/3$ ), avec la méthode directe.

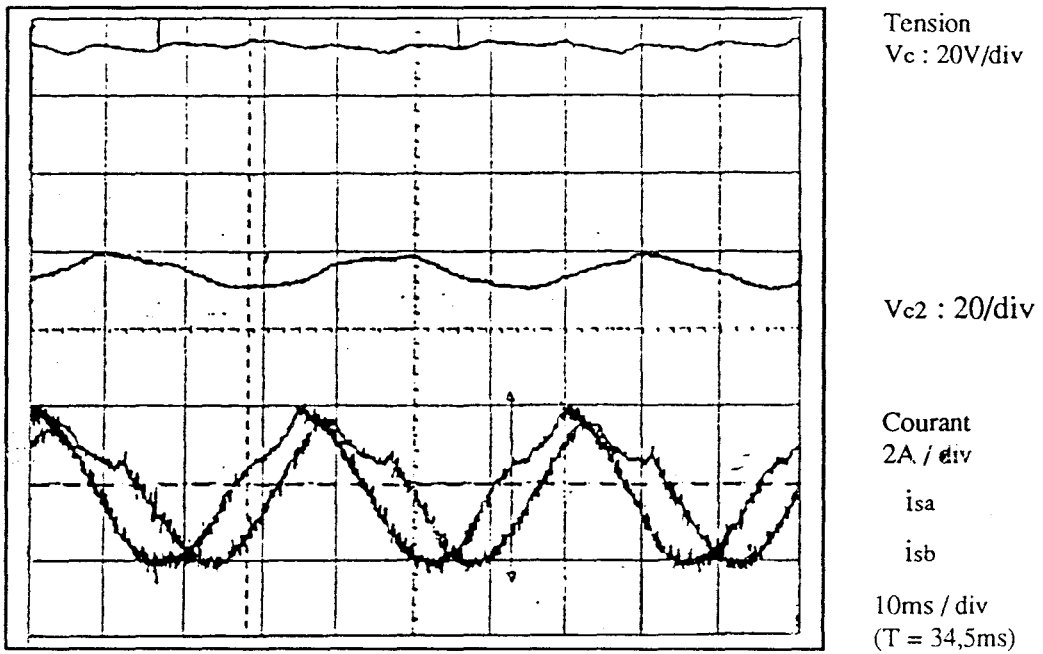


Figure VI-17(b) : Marche dégradée diphasée ( $\pi/3$ ), avec la méthode directe.

La figure VI-18 montre les ondes des courants et la variation de tension ( $v_{c2}$ ) en fonctionnement diphasé optimal avec la méthode d'autopilotage approchée.

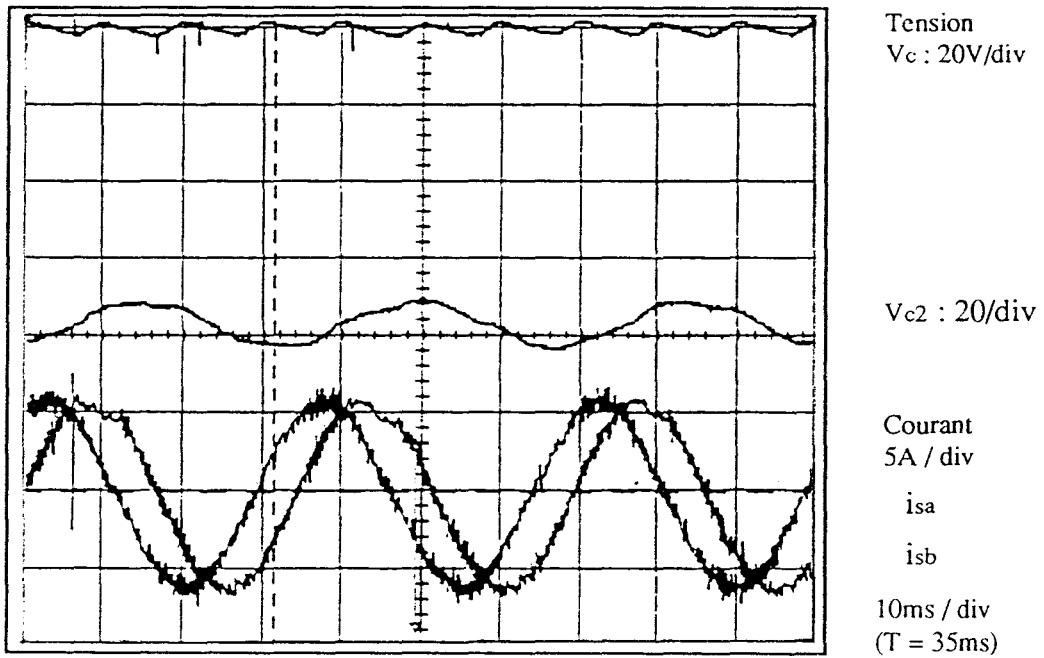


Figure VI-18 : Marche dégradée diphasée ( $\pi/3$ ) avec la méthode approchée.

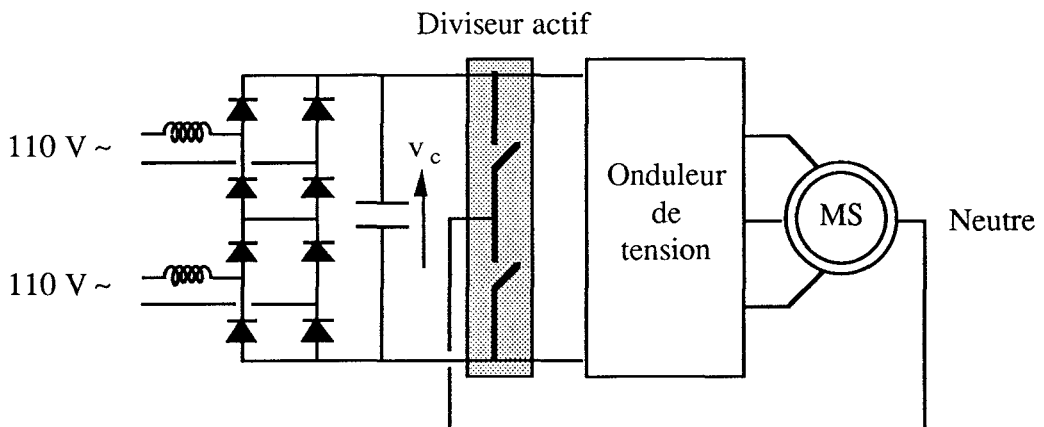
**Observation :**

Le fonctionnement avec deux boucles indépendantes ne donne pas des résultats satisfaisants. C'est la méthode approchée qui présente de meilleurs résultats, puisque les courants réels sont couplés grâce au courant homopolaire réinjecté dans chaque phase.

La variation de tension ( $V_{c2}$ ) et le déséquilibre des courants dans les boucles de mesure, ne permet pas un fonctionnement correct en mode diphasé indépendant ( $2\pi/3$  ou  $\pi/3$ ) avec l'autopilotage direct. Par contre la méthode approchée conduit aux courants quasi sinusoïdaux, et présente une solution simple et efficace en réalisation analogique.

**VI.4.4 Commande rapprochée avec diviseur de tension actif : validation des stratégies**

La séquence de commande avec un diviseur de tension actif (figure VI-19) est choisie en complémentaire sur la phase "A". Les essais sont effectués, d'abord sur la marche diphasée  $2\pi/3$ , puis sur le fonctionnement optimal ( $\pi/3$ ) avec la méthode directe, en supposant que le courant dans la phase inhibée est nul.



*Figure VI-19 : Machine synchrone alimentée par un diviseur de tension actif.*



La figure VI-20(a) donne allure des courants en diphasé avec le déphasage de  $2\pi/3$ , le détail des commutations est illustré en figure VI-20 (b).

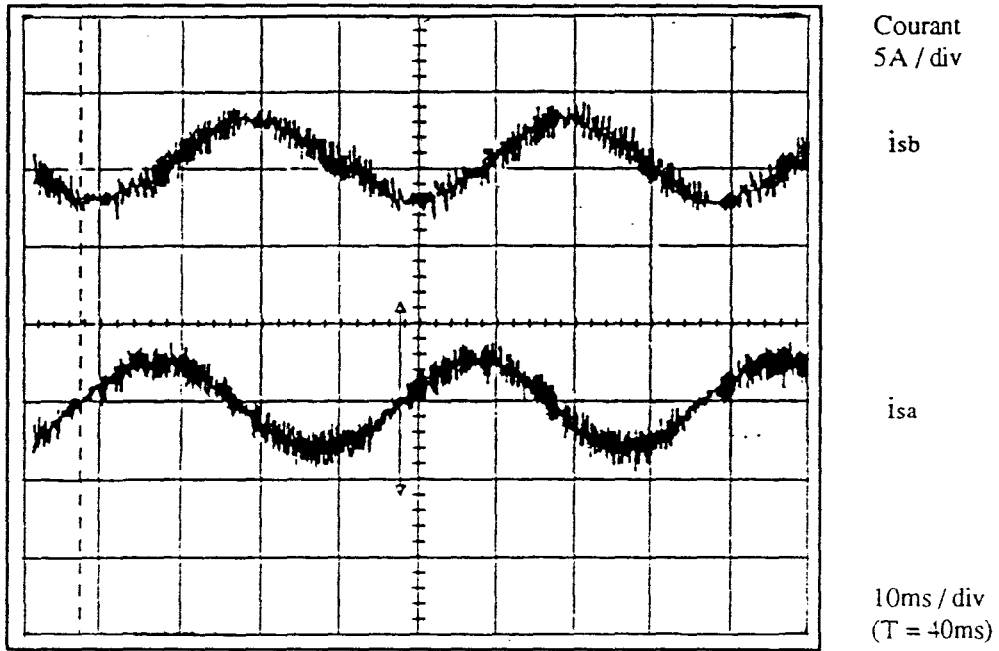


Figure VI-20(a) : Marche dégradée avec diviseur de tension actif ( $2\pi/3$ ).

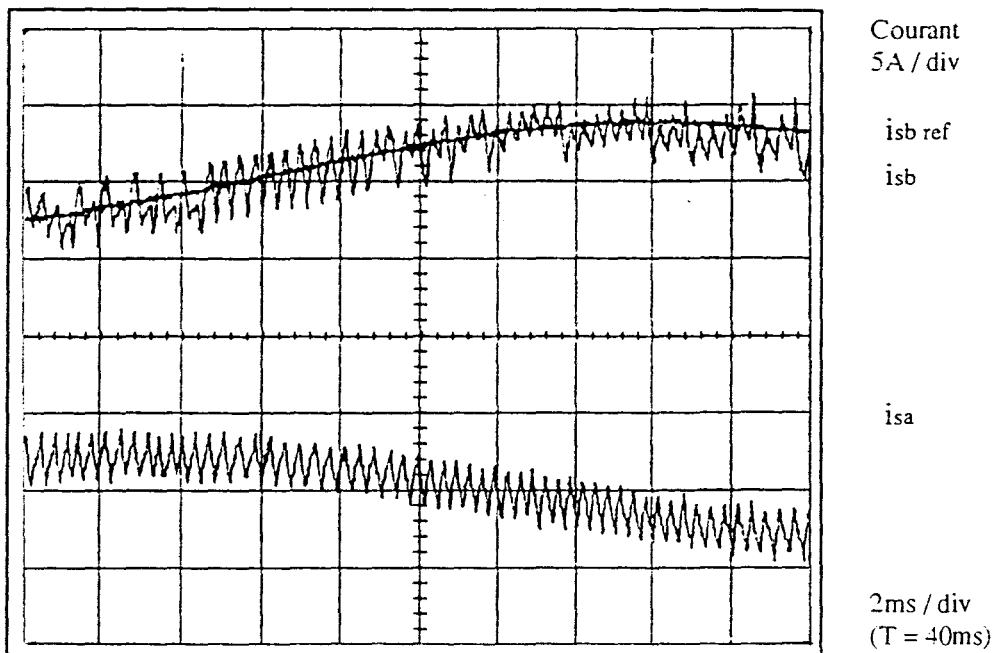


Figure VI-20(b) : Détail des courants de phase ( $2\pi/3$ ).

Sur la figure VI-21, nous donnons également les allures des courants, les séquences de commande, et le détail des commutations pour le fonctionnement diphasé optimal ( $\pi/3$ ).

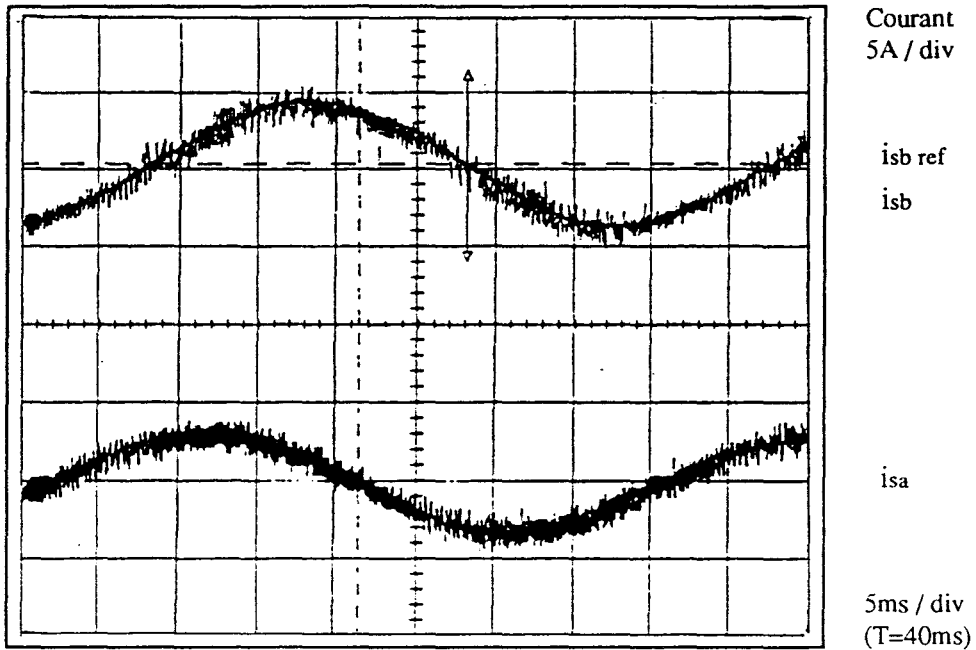


Figure VI-21(a) : Fonctionnement diphasé optimal avec diviseur de tension actif ( $\pi/3$ ).

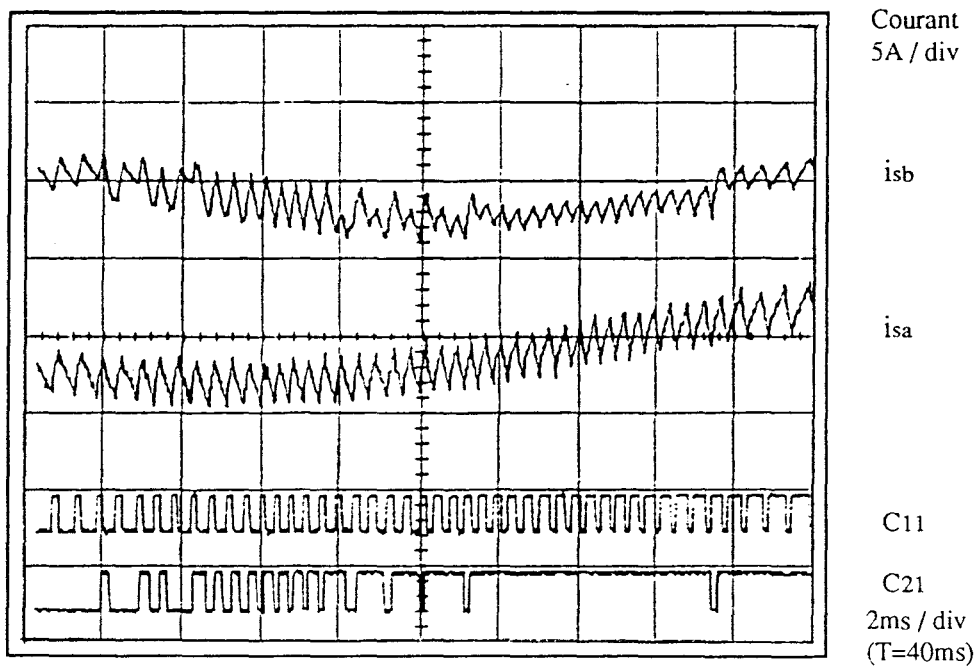


Figure VI-21(b) : Allure des courants de phase avec diviseur de tension actif ( $\pi/3$ ).

#### **VI.4.5 Evolution des grandeurs électromécaniques en régime transitoire**

Nous avons adopté la méthode approchée en vue de concevoir une stratégie de rattrapage lors du passage du fonctionnement triphasé au mode diphasé optimal. Comme le temps de détection du défaut nécessite au moins une période électrique, le fonctionnement de la machine synchrone passe d'abord au mode monophasé, puis après l'interconnexion du neutre au point milieu de l'alimentation, revient automatiquement à la marche diphasée optimale.

Les essais sont effectués sur deux sources de tension (C.f. figure VI-12). Les relevés expérimentaux donnent l'évolution du courant de phase et la variation de vitesse en régime transitoire (figure VI-22). Ils montrent que la stratégie de rattrapage en diphasé, en utilisant le point neutre du moteur, permet de conserver les grandeurs électromécaniques, surtout le couple du moteur. Si la détection de défaut est effectuée en moins de trois périodes électriques, les performances de l'ensemble d'entraînement sont maintenues.

Nous donnons également les comparaisons entre deux stratégies de rattrapage :

- Méthode directe : les résultats sont présentés en figure VI-23(a) ;
- Méthode approchée : résultats de la figure VI-23(b).

Les résultats expérimentaux montrent l'efficacité de la dernière solution.

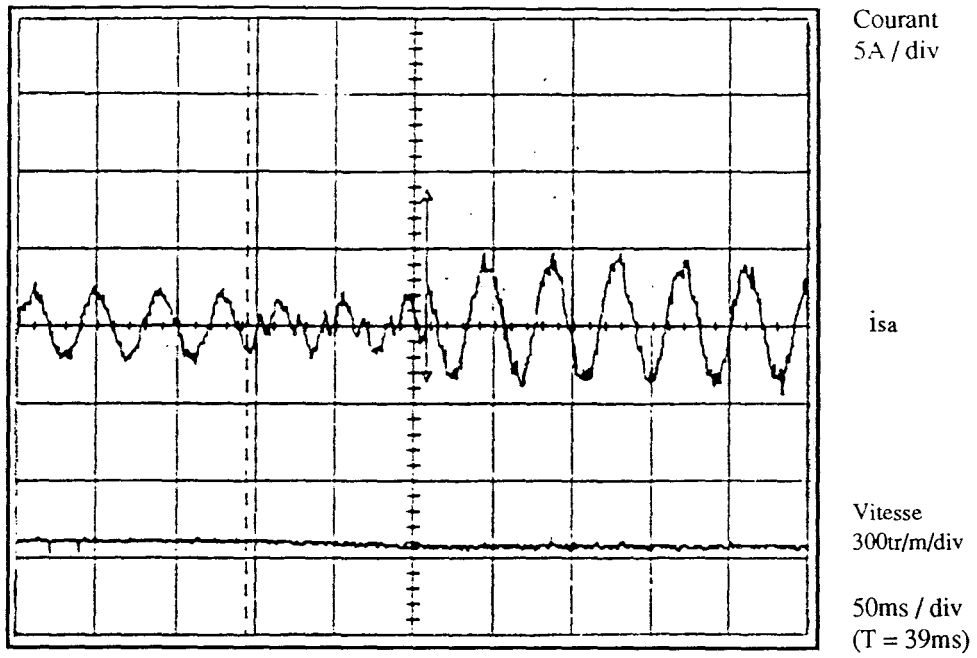


Figure VI-22(a) : Stratégie de rattrapage en mode diphasé ( $\pi/3$ ).

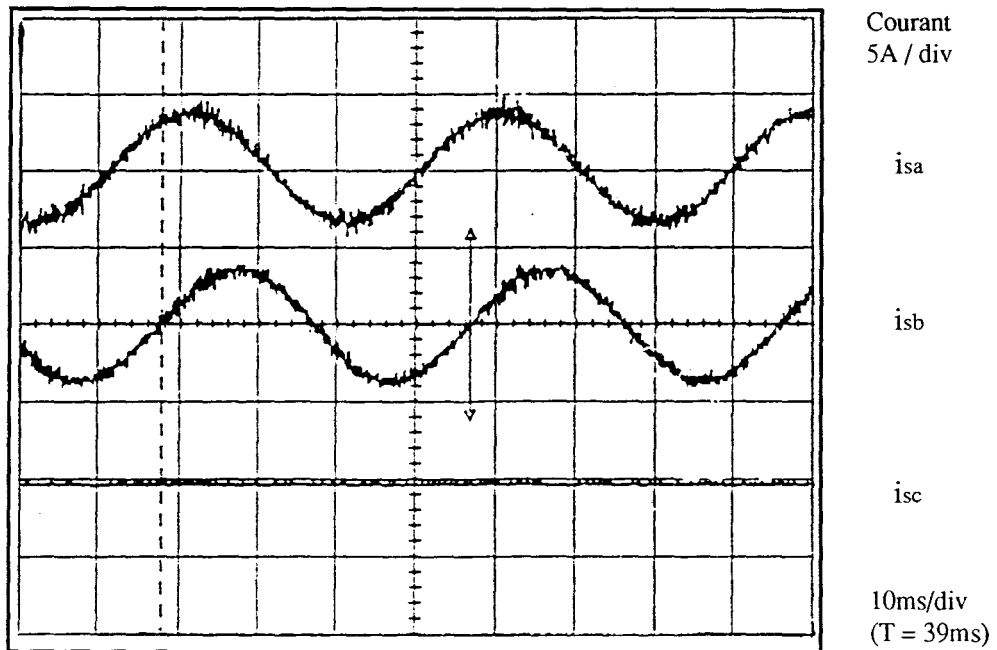


Figure VI-22(b) : Allure des courants en marche dégradée diphasée ( $\pi/3$ ).

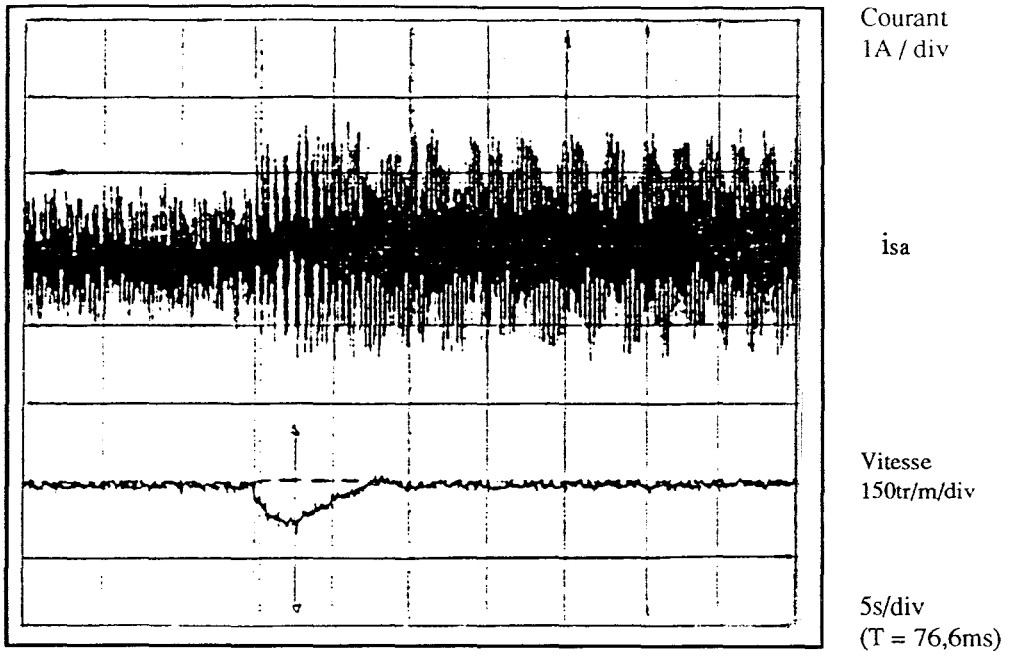


Figure VI-23(a) : Stratégie de rattrapage avec la méthode directe ( $\pi/3$ ).

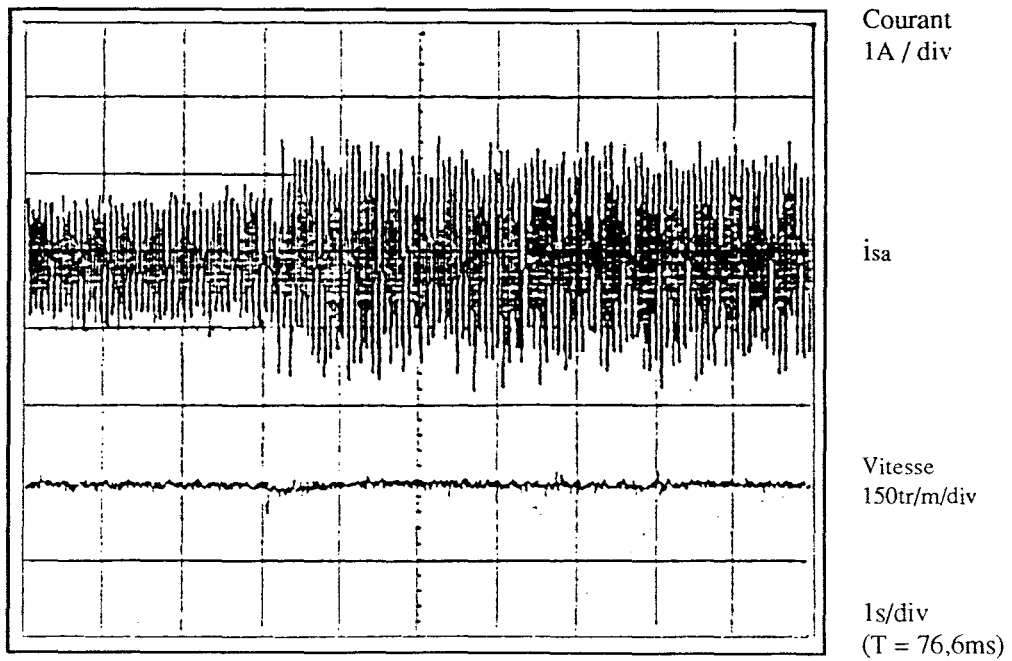


Figure VI-23(b) : Stratégie de rattrapage en mode diphasé avec la méthode approchée ( $\pi/3$ ).

## CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons validé les stratégies de commande de l'ensemble onduleur-machine synchrone en fonctionnement triphasé, monophasé et diphasé.

La commande du couple par orientation du champ conduit à une solution simple de mise en œuvre.

Grâce à la simplicité du contrôle des courants par hystérésis, la machine synchrone autopilotée présente de meilleure réponse dynamique en fonctionnement normal et en fonctionnement dégradé.

En marche dégradée monophasé, la méthode de contrôle du couple par la valeur moyenne maximale est vérifiée. Cette méthode améliore l'onde des courants, présente un fonctionnement à facteur de puissance quasi unitaire, et conduit ainsi à l'augmentation du rendement du système global.

L'utilisation du neutre de la machine nous permet d'obtenir un fonctionnement en mode diphasé. La loi de commande du couple constant est justifiée par les résultats expérimentaux. Elle montre que deux solutions sont possibles pour la marche dégradée en diphasé : un diviseur de tension capacitif ou un diviseur de tension actif.

Le diviseur de tension capacitif est limité en puissance ; le diviseur de tension actif n'a pas cet inconvénient.

**CONCLUSION GENERALE**

## CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire montre la faisabilité d'une stratégie de fonctionnement dégradé optimal du système de conversion réversible "redresseur-onduleur-machine synchrone".

Dans un premier temps, nous avons établi un modèle de simulation numérique qui nous a permis d'étudier le comportement de l'ensemble d'entraînement, à partir de la description fonctionnelle par le formalisme des réseaux de Petri.

Nous avons ensuite comparé, par simulation, les deux structures courantes de commande de la machine synchrone. La commande directe "a, b, c" et la commande indirecte "d, q". Nous avons ainsi montré que la commande directe "a, b, c" est facile à adapter pour la marche dégradée monophasée, en cas de défaut sur un bras, lorsque le neutre est isolé.

Après l'étude de la commande en marche triphasée normale, nous nous sommes intéressés aux défauts de commande qui peuvent perturber le fonctionnement de la chaîne de conversion. Nous avons ainsi étudié l'influence de l'absence de commande, d'un ou de plusieurs transistors de puissance du redresseur puis de l'onduleur, sur les caractéristiques électromécaniques du système.

Ceci nous a conduit à envisager une stratégie de fonctionnement dégradé en marche monophasée, seule possibilité de rattrapage lorsque le neutre est isolé. Nous avons alors comparé deux types de commande et montré que le changement des séquences permet d'avoir un fonctionnement optimal à facteur de puissance quasi-unitaire.

Le fonctionnement monophasé présente tout de même une ondulation de couple relativement importante, qui influe sur la structure de la régulation de vitesse. Nous avons montré, par la suite, que cette ondulation du couple peut être diminuée ou supprimée en utilisant un fonctionnement dégradé diphasé ; cela suppose que le neutre de la machine soit connecté au point milieu de l'alimentation continue, par un diviseur passif capacitif ou par un diviseur actif à éléments commandés.

Deux stratégies de contrôle du couple ont alors été envisagées: commande du couple en valeur moyenne maximale et commande du couple en valeur constante.



A charge constante, la première méthode donne un couple pulsatoire avec des courants absorbés 1,5 fois plus élevés qu'en fonctionnement normal, alors qu'avec la deuxième méthode, qui permet l'obtention d'un couple constant, les courants sont  $\sqrt{3}$  fois plus importants qu'en fonctionnement triphasé.

Enfin, les résultats expérimentaux que nous avons relevés permettent la validation de ceux obtenus par simulation numérique et confirment ainsi les méthodes et les stratégies de conduite proposées.

Les suites à donner à ce travail sont nombreuses ; nos travaux futurs porteront principalement sur :

- l'amélioration du modèle de la machine, en tenant compte de la distribution spatiale de la f.e.m. non-sinusoïdale, en vue de minimiser les harmoniques de couple ;
- l'intégration, dans la commande, de l'algorithme de contrôle des modes de marches pour tester et vérifier le passage effective à la marche dégradée. Ceci nécessite, auparavant, la conception d'un circuit fiable de détection de défauts et d'identification du mode de défaillance ;
- l'extension du principe de la marche dégradée à la machine asynchrone et à la machine à réluctance variable.

En ce qui concerne les expérimentations, il faudra réaliser la partie analogique par des techniques numériques, pour des raisons de facilité de réglage, de modification de l'algorithme de commande et, notamment, de changement de modes de fonctionnement au niveau de l'Automate de Contrôle des Modes de Marches (A.C.M.M.).

Enfin il faudra aussi valider les stratégies de contrôle dans le référentiel rotorique que nous avons étudiées au chapitre V.

**ANNEXE**

ANNEXE 1

TRANSFORMATIONS ET EQUATIONS UTILISEES

A1-1 Transformation de Concordia et de Park.

Ces transformations sont classiques, mais ce rappel nous permet de préciser les notations et de donner une présentation unifiée aux machines synchrones à aimants permanents que nous avons utilisée.

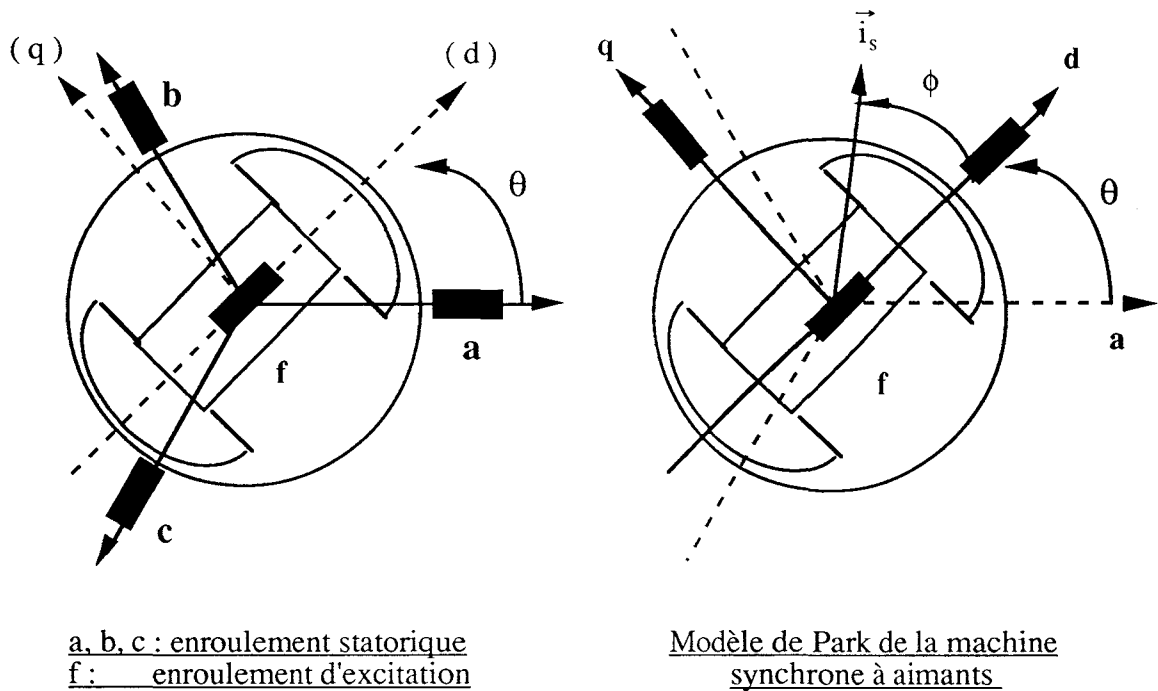


Figure A1-1 : Représentation d'un moteur synchrone à aimants permanents.

♦ La matrice de Concordia permet de transformer un système triphasé  $[X]_3$  en une composante homopolaire  $x_0$  et un système diphasé  $[X]_{\alpha\beta}$  :

$$[X]_3 = [T_{31}] \cdot x_0 + [T_{32}] \cdot [X]_{\alpha\beta}$$

avec :

$$[T_3] = \begin{bmatrix} [T_{31}] & [T_{32}] \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{6}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 2 & 0 \\ \sqrt{2} & -1 & \sqrt{3} \\ \sqrt{2} & -1 & -\sqrt{3} \end{bmatrix}$$

En inversant cette relation, nous pouvons exprimer la composante homopolaire et le système diphasé par :

$$x_0 = [T_{31}]^T [X]_3 \quad \text{et} \quad [X]_{\alpha\beta} = [T_{32}]^T [X]_3$$

♦ La transformation de Park permet de factoriser un système diphasé quelconque au moyen d'une matrice de rotation d'angle  $\xi$  notée  $P(\xi)$  :

$$P(\xi) = \begin{bmatrix} \cos(\xi) & -\sin(\xi) \\ \sin(\xi) & \cos(\xi) \end{bmatrix}$$

Pour un système triphasé direct, il est possible d'écrire :

$$[X]_3 = \sqrt{3} [T_{32}] [X]_p P(\xi) \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

On notera  $[X]_p$  le vecteur formé par les composantes de Park  $x_d$  et  $x_q$  obtenues après application de transformation de Park à un système diphasé quelconque :

$$[X]_p = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = P(-p\theta) \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$$

Nous avons utilisé une forme normée des transformations de Concordia et de Park, ce qui permet d'assurer la conservation de puissance :

$$P_u = [v_{sa} v_{sb} v_{sc}] [i_{sa} i_{sb} i_{sc}]^T = [v_{so} v_{s\alpha} v_{s\beta}] [i_{so} i_{s\alpha} i_{s\beta}]^T = [v_{so} v_{sd} v_{sq}] [i_{so} i_{sd} i_{sq}]^T$$

Pour faire apparaître directement la composition des transformations de Concordia et de Park, nous étendons les résultats précédents à un système triphasé quelconque  $[X]_3$  :

$$[X]_3 = [T_{31}] x_0 + [T_{32}] P(p\theta) [X]_p$$

Il est possible de déterminer la composante homopolaire et les composantes de Park par les relations inverses :

$$x_0 = [T_{31}]^T [X]_3 \quad , \quad [X]_p = P(-p\theta) [T_{32}]^T [X]_3$$

En utilisant les transformations précédentes, les inductances propres et mutuelles (C.f. Chapitre II.3.1) de la machine synchrone se mettent sous une forme simple :

$$[L_{sr}] = M_{af} \sqrt{\frac{3}{2}} [T_{32}] P(p\theta)$$

$$[L_s] = [T_{31}] I_{s0} [T_{31}]^T + [T_{32}] I_{sc} [T_{32}]^T + \frac{3}{2} L_1 [T_{32}] P(p\theta) \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} P(-p\theta) [T_{32}]^T$$

$$\text{avec } \begin{cases} I_{s0} = L_0 + 2 M_0 \\ I_{sc} = L_0 - M_0 \end{cases}$$

### A1-2 Equations de Concordia

D'après la transformation de Concordia, les équations de la machine synchrone à aimants permanents deviennent :

- Equations des flux :

$$\begin{aligned} \Phi_{s0} &= I_{s0} i_{s0} \\ \Phi_{s\alpha} &= L_\alpha i_{s\alpha} + L_{\alpha\beta} i_{s\beta} + \Phi_{f\alpha} \\ \Phi_{s\beta} &= L_{\alpha\beta} i_{s\alpha} + L_\beta i_{s\beta} + \Phi_{f\beta} \end{aligned}$$

avec :

$$\begin{aligned} L_\alpha &= L_{\alpha 0} + L_{\alpha 1} \cos(2p\theta) & L_{\alpha 0} &= L_0 - M_0 \\ L_\beta &= L_{\alpha 0} - L_{\alpha 1} \cos(2p\theta) & \text{et} & \\ L_{\alpha\beta} &= L_{\alpha 1} \sin(2p\theta) & L_{\alpha 1} &= \frac{3}{2} L_1 \end{aligned}$$

- Equations des tensions :

$$\begin{aligned} v_{s0} &= R_s i_{s0} + \frac{d}{dt} \Phi_{s0} \\ v_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ v_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \end{aligned}$$

- Le couple électromagnétique :

$$\Gamma_{em} = p (\Phi_{s\alpha} i_{s\alpha} - \Phi_{s\beta} i_{s\beta})$$

(A1-1)

### A1-3 Equations de Park

D'après la transformation de Park, les équations des flux et des tensions se mettent sous une forme plus simple :

$$\begin{array}{ll}
 \Phi_{s0} = l_{s0} i_{s0} & L_{sd} = l_{sc} + \frac{3}{2} L_1 \\
 \Phi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \Phi_f & \text{avec } L_{sq} = l_{sc} - \frac{3}{2} L_1 \\
 \Phi_{sq} = L_{sq} i_{sq} & \\
 \Phi_r = L_f I_f & \Phi_f = \sqrt{\frac{3}{2}} \Phi_{f0}
 \end{array}$$

$\Phi_{f0}$  : le flux constant induit par les aimants.

$$\begin{array}{l}
 v_{s0} = R_s i_{s0} + l_{s0} \frac{d}{dt} i_{s0} \\
 v_{sd} = R_s i_{sd} + L_{sd} \frac{d}{dt} i_{sd} - p \dot{\theta} L_{sq} \\
 v_{sq} = R_s i_{sq} + L_{sq} \frac{d}{dt} i_{sq} + p \dot{\theta} L_{sd} + p \dot{\theta} \Phi_f
 \end{array}$$

$$\Gamma_{em} = p (\Phi_{sd} i_{sd} - \Phi_{sq} i_{sq})$$

(A1-2)

### A1-4 Equations vectorielles de la machine synchrone à aimants permanents

Nous avons utilisé la notion du vecteur d'espace. Nous appliquons la transformation complexe (transformation de Fortescue) dans le cas d'un repère tournant lié au rotor ( $\theta_s = \theta_0 + \omega_s t$ ) :

$$\begin{array}{l}
 \vec{\Phi}_s = \Phi_{sd} + j \Phi_{sq} = \sqrt{\frac{2}{3}} [1 \ a \ a^2] [\Phi_s] e^{-j \theta_s} \\
 \vec{V}_s = v_{sd} + j v_{sq} = \sqrt{\frac{2}{3}} [1 \ a \ a^2] [v_s] e^{-j \theta_s} \\
 \vec{I}_s = i_{sd} + j i_{sq} = \sqrt{\frac{2}{3}} [1 \ a \ a^2] [i_s] e^{-j \theta_s}
 \end{array}$$

(A1-3)

Ainsi, les équations de la machine synchrone à aimants deviennent :

$$\begin{aligned} \vec{\Phi}_s &= L_{\alpha 0} \vec{I}_s + L_{\alpha 1} \vec{I}_s^* + L_{sr} \vec{I}_f \\ \vec{V}_s &= R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\Phi}_s}{dt} + j p \dot{\theta} \vec{\Phi}_s \\ \vec{\Phi}_r &= L_{sr} \frac{\vec{I}_s + \vec{I}_s^*}{2} + L_f \vec{I}_f \end{aligned}$$

avec :  $L_{\alpha 0} = L_0 - M_0$  ,  $L_{\alpha 1} = \frac{3}{2} L_1 = \frac{L_{sd} - L_{sq}}{2}$

L'expression du couple électromagnétique se traduit par :

$$\Gamma_{em} = p \operatorname{Imag} [\vec{\Phi}_s \cdot \vec{i}_s^*] = p \operatorname{Imag} \left[ \Phi_f \vec{i}_s + \frac{L_{sd} - L_{sq}}{2} (\vec{i}_s)^2 \right]$$

(A1-4)

#### A1-4.1 Expression du couple en fonctionnement triphasé

Dans le cas d'une machine alimentée par une source de courant triphasée, soit :

$$\begin{aligned} i_{sa} &= \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi) \\ i_{sb} &= \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi - 2\pi/3) \\ i_{sc} &= \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi + 2\pi/3) \end{aligned}$$

en tenant compte de l'équation (A1-3), le vecteur courant, exprimé dans le référentiel rotorique, devient :

$$\vec{i}_s = \sqrt{3} I_s e^{j\phi}$$

Selon l'équation (A1-4), le couple électromagnétique de la machine, en fonctionnement triphasé, s'écrit :

$$\Gamma_{em} = p \left[ \sqrt{3} I_s \Phi_f \sin(\phi) + 3 I_s^2 \frac{L_{sd} - L_{sq}}{2} \sin(2\phi) \right]$$

(A1-5)

### A1-4.2 Expression du couple en fonctionnement diphasé

Si la machine synchrone triphasée est alimentée par une source de courant diphasée (phase C inhibée, par exemple), soit :

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi_a) \\ \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi_b - 2\pi/3) \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi_a) \\ \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi_a - \Delta\phi) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A1-6})$$

d'où :  $(\phi_b - 2\pi/3) = (\phi_a - \Delta\phi)$ , soit:  $\Delta\phi = \phi_a - \phi_b + 2\pi/3$

Dans ce cas, le vecteur courant s'exprime par :

$$\vec{i}_s = \frac{1}{\sqrt{3}} I_s \left( e^{j\phi_a} + e^{j\phi_b} + e^{-j(2\theta_s + \phi_a)} + e^{-j(2\theta_s + \phi_b - 4\pi/3)} \right)$$

Le couple électromagnétique s'écrit :

$$\Gamma_{em} = p \Phi_f \text{Imag}(\vec{i}_s) + p \frac{L_{sd} - L_{sq}}{2} \text{Imag}(\vec{i}_s)^2 \quad (\text{A1-7})$$

avec :

$$\text{Imag}(\vec{i}_s) = \frac{2}{\sqrt{3}} I_s \left[ \sin\left(\frac{\phi_a + \phi_b}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\phi_a - \phi_b}{2}\right) - \sin\left(2\theta_s + \frac{\phi_a + \phi_b}{2} - 2\pi/3\right) \cdot \cos\left(\frac{\phi_a - \phi_b}{2} + 2\pi/3\right) \right]$$

$$\begin{aligned} \text{Imag}(\vec{i}_s)^2 = & \frac{4}{3} I_s^2 \left[ \sin(\phi_a + \phi_b) \cdot \cos^2\left(\frac{\phi_a - \phi_b}{2}\right) - 2\sin(2\theta_s - 2\pi/3) \cdot \cos\left(\frac{\phi_a - \phi_b}{2}\right) \cdot \cos\left(\frac{\phi_a - \phi_b}{2} + 2\pi/3\right) \right. \\ & \left. - \sin(4\theta_s + \phi_a + \phi_b + 2\pi/3) \cdot \cos^2\left(\frac{\phi_a - \phi_b}{2} + 2\pi/3\right) \right] \end{aligned}$$

◆ Dans le cas du fonctionnement diphasé indépendant ( $\Delta\phi = 2\pi/3$ ,  $\phi_a = \phi_b$ ), soit :

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi_a) \\ \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi_b - 2\pi/3) \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi_a) \\ \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi_a - 2\pi/3) \\ 0 \end{bmatrix}$$

le couple électromagnétique en valeur moyenne sur une période, s'écrit :

$$\langle \Gamma_{em} \rangle = \frac{2}{\sqrt{3}} p \left[ I_s \Phi_f \sin(\phi_a) + \frac{2}{\sqrt{3}} I_s^2 \frac{L_{sd} - L_{sq}}{2} \sin(2\phi_a) \right] \quad (\text{A1-8})$$



◆ Dans le cas du fonctionnement diphasé optimal ( $\Delta\phi = \pi/3$ ,  $\phi_a - \phi_b = -\pi/3$ ), la machine est alimentée par une source de courant de la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi_a) \\ \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi_a - \frac{\pi}{3}) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A1-9})$$

Le vecteur courant, exprimé dans le référentiel rotorique, devient :

$$\vec{i}_s = I_s e^{j\phi} \quad , \quad \phi = \phi_a + \frac{\pi}{6}$$

Le couple électromagnétique est constant :

$$\Gamma_{em} = p \left[ I_s \Phi_f \sin(\phi) + I_s^2 \frac{L_{sd} - L_{sq}}{2} \sin(2\phi) \right] \quad (\text{A1-10})$$

Pour le fonctionnement diphasé optimal, il est possible d'exprimer le couple électromagnétique de la machine synchrone dans le référentiel rotorique.

D'après la transformation de Park, la source de courant diphasée (A1-9), exprimée dans le référentiel rotorique, devient :

$$\begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_s \sin(\theta_s + \phi + \frac{\pi}{6}) \\ I_s \cos(\phi) \\ I_s \sin(\phi) \end{bmatrix} \quad (\text{A1-11})$$

avec :  $\phi = \phi_a + \pi/6$

Le couple, cette fois, s'exprime par :

$$\Gamma_{em} = p \left[ \Phi_f i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} \right] \quad (\text{A1-12})$$

### A1-4.3 Expression du couple en fonctionnement monophasé sans neutre relié

Le fonctionnement monophasé, neutre flottant, est équivalent à celui en diphasé couplé, ( $\Delta \phi = \pi$ ,  $\phi_a - \phi_b = -\pi/3$ ), soit :

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi_a) \\ \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi_b - 2\pi/3) \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi_a) \\ \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi_a - \pi) \\ 0 \end{bmatrix}$$

A partir de l'équation (A1-7), on obtient le couple électromagnétique, en valeur moyenne sur une période :

$$\langle \Gamma_{em} \rangle = \frac{2}{\sqrt{3}} p \left[ I_s \Phi_f \sin(\phi_a - \frac{\pi}{6}) \cdot \cos(\frac{\pi}{6}) + \frac{2}{\sqrt{3}} I_s^2 \frac{L_{sd} - L_{sq}}{2} \sin(2\phi_a - \frac{\pi}{6}) \cdot \cos^2(\frac{\pi}{6}) \right] \quad (A1-13)$$

### A1-4.4 Expression du couple en fonctionnement monophasé avec neutre relié

Une seule phase (phase A, par exemple) est alimentée, soit :

$$i_{sa} = \sqrt{2} I_s \cos(\theta_s + \phi_a) \quad , \quad i_{sb} = 0 \quad , \quad i_{sc} = 0$$

Dans ce cas, le vecteur courant dans le référentiel rotorique s'écrit :

$$\vec{i}_s = \frac{1}{\sqrt{3}} I_s [ e^{j\phi_a} + e^{-j(2\theta_s + \phi_a)} ]$$

Selon l'équation (A1-7) :

$$\Gamma_{em} = p \Phi_f \text{Imag}(\vec{i}_s) + p \frac{L_{sd} - L_{sq}}{2} \text{Imag}(\vec{i}_s)^2$$

d'où :

$$\begin{aligned} \text{Imag}(\vec{i}_s) &= \frac{1}{\sqrt{3}} I_s [ \sin(\phi_a) - \sin(2\theta_s + \phi_a) ] \\ \text{Imag}(\vec{i}_s)^2 &= \frac{1}{3} I_s^2 [ \sin(2\phi_a) - 2 \sin(2\theta_s) - \sin(4\theta_s + 2\phi_a) ] \end{aligned} \quad (A1-14)$$

Le couple électromagnétique en valeur moyenne sur une période :

$$\langle \Gamma_{em} \rangle = p \left[ \frac{1}{\sqrt{3}} I_s \Phi_f \sin(\phi_a) + \frac{1}{3} I_s^2 \frac{L_{sd} - L_{sq}}{2} \sin(2\phi_a) \right] \quad (A1-15)$$

ANNEXE 2

**DECOUPLAGE PAR RETOUR D'ETAT**

**A2-1 Système d'équations**

Les équations électriques de la machine synchrone à aimants permanents et les notations sont précisés dans l'annexe 1, nous réécrivons ici les équations de Park en utilisant des variables d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_d} & \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \omega_s \\ -\frac{L_{sd}}{L_{sq}} \omega_s & -\frac{1}{\tau_d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{e_s}{L_{sq}} \end{bmatrix}$$

avec :  $e_s = k_v \omega_s$ .

Soit :

$$\dot{X} = A X + B U$$

où le vecteur d'état X et le vecteur de commande U sont donnés par :

$$X = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} - e_{sq} \end{bmatrix}$$

Les matrices d'évolution libre A et d'application de la commande B étant respectivement données par :

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sq}} \end{bmatrix} \quad A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_d} & \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \omega_s \\ -\frac{L_{sd}}{L_{sq}} \omega_s & -\frac{1}{\tau_d} \end{bmatrix}$$

Pour simplifier cette étude, nous la limitons au cas d'une machine isotrope ( $L_{sd} = L_{sq} = L_s$ ,  $\tau_d = \tau_q = \tau_e$ ) et nous considérons que la vitesse  $\omega_s$  est constante sur une période d'échantillonnage  $T_e$ . L'évolution du vecteur d'état X sur une période d'échantillonnage  $T_e$  est donnée par :

$$X(k+1) = F X(k) + H U(k),$$

on a deux matrices :

$$F = e^{A T_e} = e^{-T_e/\tau_e} P(-\omega_s T_e) = e^{-T_e/\tau_e} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s T_e) & \sin(\omega_s T_e) \\ -\sin(\omega_s T_e) & \cos(\omega_s T_e) \end{bmatrix}$$

$$H = \int_0^{T_s} e^{A\tau} B d\tau = A^{-1} (e^{AT_s} - 1) B = \frac{1}{\omega_s^2 + \frac{1}{\tau_e^2}} \begin{bmatrix} a & -b \\ b & a \end{bmatrix}$$

avec :

$$\begin{cases} a = e^{-T_s/\tau_e} (\omega_s \sin(\omega_s T_s) - \frac{1}{\tau_e} \cos(\omega_s T_s)) + \frac{1}{\tau_e} \\ b = e^{-T_s/\tau_e} (\frac{1}{\tau_e} \sin(\omega_s T_s) + \omega_s \cos(\omega_s T_s)) - \omega_s \end{cases}$$

Les grandeurs de sortie en fonction des grandeurs de commande (sans l'influence du vecteur de perturbation) sont données par :

$$Y(k+1) = F X(k) + H U(k) \tag{A2-1}$$

### A2-2 Structure de découplage

Le découplage par retour d'état a été traité dans plusieurs articles [Bühler 83], [Mollard 88], son principe est donné en figure A2-1. Le découplage doit être tel que l'évolution de chacun des paramètres du vecteur d'état soit indépendant de l'autre. Donc on doit obtenir :

$$X(k+1) = \Lambda X(k) + I U(k) \tag{A2-2}$$

avec :

$$\Lambda = \begin{bmatrix} e^{\lambda_1 T} & 0 \\ 0 & e^{\lambda_2 T} \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \lambda_1 = -\frac{1}{\tau_e} - j \omega_s \\ \lambda_2 = -\frac{1}{\tau_e} + j \omega_s \end{cases}$$

I : matrice unitaire.  $\Lambda$  fixant la dynamique souhaitée par chacune des variables d'état.

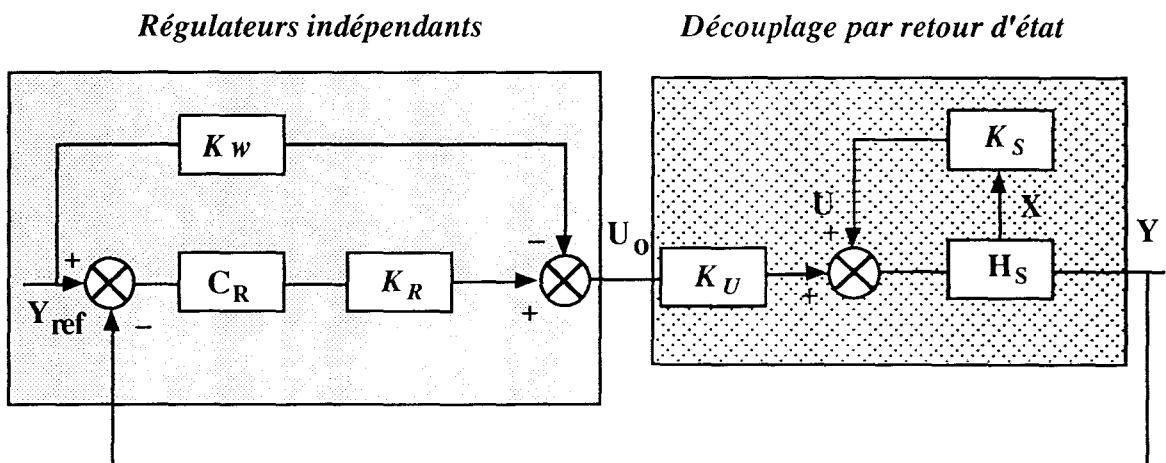


Figure A2-1 : Représentation schématique de la structure de découplage par retour d'état.

Dans le contexte suivant du découplage, on ne tiendra pas compte de la grandeur de perturbation ( $e_s$ ), on envisage uniquement un découplage entre le vecteur de référence ( $Y_{ref}$ ) et le vecteur de sortie ( $Y$ ).

Pour découpler les deux axes (d, q), on conçoit le vecteur de commande du système  $U(k)$  de la façon suivante :

$$U(k) = K_u U_0(k) + K_s X(k) \quad (A2-3)$$

En introduisant (A2-3) dans (A2-1), il vient :

$$Y(k+1) = X(k+1) = [F + H K_s] X(k) + H K_u U_0(k) \quad (A2-4)$$

En identifiant (A2-1) et (A2-2), on obtient :

$$\begin{aligned} F + H K_s &= \Lambda \\ H K_u &= 1 \end{aligned}$$

Si la matrice  $H$  est inversible, on obtient :

$$\begin{aligned} K_u &= H^{-1} \\ K_s &= H^{-1} [\Lambda - F] \end{aligned}$$

soit :

$$K_u = \frac{L_s}{e^{-\frac{2T_e}{\tau_e}} - 2e^{-\frac{T_e}{\tau_e}} \cos(\omega_s T_e) + 1} \begin{bmatrix} a & b \\ -b & a \end{bmatrix}$$

et

$$K_s = \frac{L_s \cdot e^{-\frac{T_e}{\tau_e}} \cdot \sin(\omega_s T_e)}{e^{-\frac{2T_e}{\tau_e}} - 2e^{-\frac{T_e}{\tau_e}} \cdot \cos(\omega_s T_e) + 1} \begin{bmatrix} \alpha & -\beta^* \\ \beta & \alpha^* \end{bmatrix}$$

où  $\alpha$ ,  $\alpha^*$  et  $\beta$ ,  $\beta^*$  sont conjugués :

$$\begin{cases} \alpha = b - ja = j \lambda_2 (1 - e^{\lambda_1 T_e}) \\ \beta = a + jb = \lambda_2 (e^{\lambda_1 T_e} - 1) \end{cases}$$

soit en détail :

$$\begin{cases} \alpha = [e^{-T_e/\tau_e} (\frac{1}{\tau_e} \sin(\omega_s T_e) + \omega_s \cos(\omega_s T_e) - \omega_s) - j [e^{-T_e/\tau_e} (\omega_s \sin(\omega_s T_e) - \frac{1}{\tau_e} \cos(\omega_s T_e)) + \frac{1}{\tau_e}]] \\ \beta = [e^{-T_e/\tau_e} (\omega_s \sin(\omega_s T_e) - \frac{1}{\tau_e} \cos(\omega_s T_e)) + \frac{1}{\tau_e}] + j [e^{-T_e/\tau_e} (\frac{1}{\tau_e} \sin(\omega_s T_e) + \omega_s \cos(\omega_s T_e) - \omega_s)] \end{cases}$$

Il est bien évident que l'implantation d'une telle commande est impossible en temps réel compte-tenu de la complexité des matrices  $K_u$ ,  $K_s$  et de la valeur de la constante de temps du système  $\tau_e$  souhaitée.

Pour mettre en œuvre cette commande en temps réel, il est nécessaire de faire les hypothèses suivantes :

$$T_e / \tau_e \ll 1 \quad \text{et} \quad \omega_s T_e \neq 0$$

dans ce cas, l'expression des matrices de commande  $K_u$  et  $K_s$  devient en prenant les développements des termes au premier ordre :

$$K_s = (1 + \rho_s^2) \omega_s L_s \begin{bmatrix} -j & -1 \\ 1 & j \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad K_u = \begin{bmatrix} \frac{L_s}{T_e} & 0 \\ 0 & \frac{L_s}{T_e} \end{bmatrix}$$

d'où  $\rho_s = R_s / (\omega_s L_s)$ .

Ainsi, on obtient deux fonctions de transfert en  $z$  sur l'axe  $d$  et  $q$  :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_d(z) = \frac{I_{sd}(z)}{U_{0d}(z)} = \frac{\frac{T_e}{L_s}}{z - 1 + \lambda_1 T_e} \\ T_q(z) = \frac{I_{sq}(z)}{U_{0q}(z)} = \frac{\frac{T_e}{L_s}}{z - 1 + \lambda_2 T_e} \end{array} \right.$$

Il faut remarquer que cette méthode de commande est trop restrictive sur la structure de la machine. Malgré les hypothèses simplificatrices, la matrice de retour d'état reste complexe. L'implantation, en temps réel, d'une telle méthode ne peut pas être envisagée.

Si on adopte l'hypothèse supplémentaire suivante :  $\rho_s \ll 1$ , et en tenant compte uniquement de la partie réel de la matrice de retour d'état  $K_s$ , le système se simplifie et la matrice  $K_s$  devient plus simple :

$$K_s = \omega_s L_s \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

La compensation de la f.e.m. sera uniquement sur l'axe  $q$  :  $e_{sq} = K_v \omega_s$ .

D'après le découplage et la compensation de f.e.m., on obtient deux systèmes linéaires de premier ordre pratiquement indépendants et à coefficients constants.

$$\left\{ \begin{array}{l} T_d(z) = \frac{I_{sd}(z)}{U_{0d}(z)} = \frac{\frac{T_e}{L_{sd}}}{z - z_d} \quad \text{avec} \quad z_d = 1 - \frac{T_e}{\tau_d} \\ T_q(z) = \frac{I_{sq}(z)}{U_{0q}(z)} = \frac{\frac{T_e}{L_{sq}}}{z - z_q} \quad \text{avec} \quad z_q = 1 - \frac{T_e}{\tau_q} \end{array} \right.$$

### ANNEXE 3

## MODELE DE LA MACHINE SYNCHROME A AIMANTS PERMANENTS EN VUE DE SIMULATION NUMERIQUE

Pour étudier le comportement de la machine synchrone, à aimants permanents, alimentée par un convertisseur statique en régime transitoire, il est nécessaire de modéliser l'ensemble "convertisseur-machine-commande" en utilisant directement les grandeurs de phases. Selon le mode d'alimentation nous présentons ici les modèles de la machine, en utilisant les variables d'états en vue de simulation numérique.

### A3-1 Classification les modes d'alimentation

Nous supposons que la machine synchrone à aimants permanents a ses trois phases statoriques symétriques, et couplée uniquement en étoile.

Lorsqu'une machine synchrone triphasée est associée à un convertisseur statique, elle peut être alimentée de différentes manières. On distingue, selon que le neutre est relié ou non au point milieu de la source, 7 modes d'alimentation suivants :

- \* M        MODE D'ALIMENTATION
- \* 1        Alimentation triphasée avec neutre flottant : les trois phases statoriques sont alimentées ;
- \* 2        Alimentation monophasée avec neutre flottant: une phase étant en circuit ouvert ;
- \* 3        Machine non alimentée avec neutre flottant: trois phases étant en circuit ouverts ;
- \* 4        Alimentation triphasée avec neutre relié: machine ayant ses trois phases statoriques alimentées ;
- \* 5        Alimentation diphasée avec neutre relié: une des phases étant en circuit ouvert ;
- \* 6        Alimentation monophasée avec neutre relié: deux phases étant en circuit ouvert ;
- \* 7        Machine non alimentée avec neutre relié.

Nous désignons, par la suite, les régimes de fonctionnement de la machine, selon son mode d'alimentation, par l'indice M [  $M \in (1, 2, 3, 4, 5, 6, 7)$  ].

Lorsque les phases de la machine ne sont pas toutes alimentées par l'onduleur, on peut introduire une seconde classification des modes de fonctionnement dégradé de la machine en fonction de la phase (ou des phases) non alimentées. Cependant, comme les différents cas possibles se déduisent par permutation circulaire pour un même mode, un changement de variable très simple permet de les traiter de façon unique.

Si l'on désigne par (1, 2, 3) les phases statoriques prises dans le sens trigonométrique et par  $\theta_s = p\theta$  l'angle électrique mesuré en prenant la phase 1 comme origine, on peut en déduire, par permutation circulaire, l'autre système triphasé noté (G, G1, G2) pour lequel la phase G est prise toujours comme origine. Le passage du système (1, 2, 3) au système (G, G1, G2) est présenté par le changement d'indice G.

$$G \in (1, 2, 3), G1 = (G+1) \text{ MOD } 3, G2 = (G+2) \text{ MOD } 3.$$

On notera G la phase jouant un rôle particulier, elle est alors prise comme phase d'origine (par exemple une phase non alimentée pour le mode  $M = 2$ ).

Selon le mode d'alimentation de la machine synchrone, il convient, d'extraire du système matriciel les grandeurs électriques nulles, de tirer profit des relations liant les courants et les tensions afin de réduire l'ordre du système.

### A3-2 Alimentation triphasée avec neutre flottant ( $M = 1$ )

Dans ce mode d'alimentation, les enroulements sont soumis aux tensions simples et parcourus par les courants de ligne (figure A3-1).

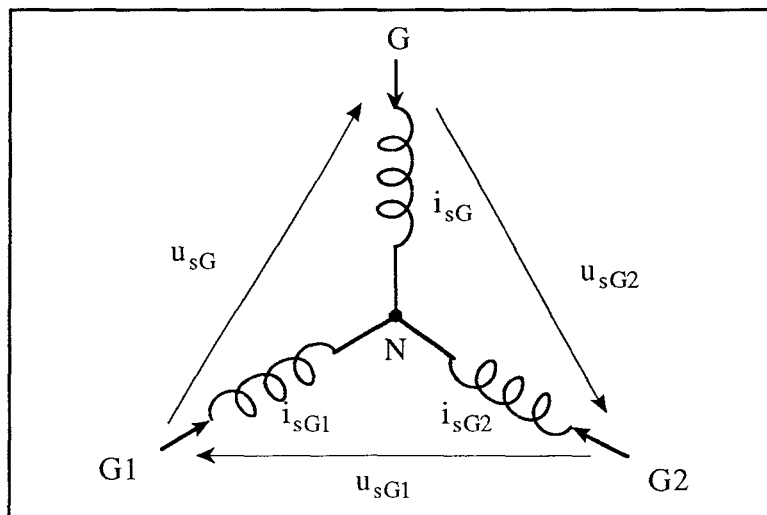


Figure A3-1 : Alimentation triphasée.



Ce système répond ainsi aux équations générales de la machine synchrone qui sont décrites par la relation (C.f. Chapitre I-1) :

$$[V_s] = \left\{ [R_s] + \dot{\theta} \frac{d}{d\theta} [L_s] \right\} [i_s] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_s] + [e_s]$$

avec :

$$[e_s] = p\dot{\theta} \frac{d}{d\theta} [L_{sr}(p\theta)] I_f$$

Cependant, les tensions imposées aux enroulements dépendent des tensions simples qui ne font pas partie des données de sortie de l'onduleur. Pour résoudre ce problème, on utilise deux matrices de transformation, ce qui permet de transformer les tensions composées en tensions simples, et vice-versa.

$$[V] = [M1][U] \quad , \quad [M1] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

et son inverse :

$$[U] = [M2][V] \quad , \quad [M2] = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Les vecteurs [U] et [V] représentent respectivement les tensions composées et les tensions simples :

$$[U] = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T \quad , \quad [V] = [v_1 \ v_2 \ v_3]^T$$

**Remarque :** Il faut noter que les deux transformations que nous avons utilisées ne sont valables que si la machine possède un neutre isolé.

Si la machine est triphasée avec neutre isolé alors :

$$i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} = 0$$

$$v_{s1} + v_{s2} + v_{s3} = 0$$

Avec ces conditions, nous pouvons écrire ce système d'ordre 3 en ordre 2 en utilisant la transformation suivante :

$$[X]_2 = [W1] [X]_3,$$

son inverse :

$$[X]_3 = [W2] [X]_2$$

les matrices sont données par :

$$[W1] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad , \quad [W2] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}$$

Avec ces deux matrices, nous déduisons le système d'ordre 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \end{bmatrix} = \left\{ \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} + \dot{\theta} \frac{d}{d\theta} [L_{2s}] \right\} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} + [L_{2s}] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{s1} \\ e_{s2} \end{bmatrix}$$

avec :

$$[L_{2s}] = \begin{bmatrix} (L_{s11} - L_{s13}) & (L_{s12} - L_{s13}) \\ (L_{s21} - L_{s23}) & (L_{s22} - L_{s23}) \end{bmatrix}$$

Pour résoudre ce système, nous préférons le mettre sous la forme canonique utilisant les variables d'états :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

où :

$$[X] = [i_{s1}, i_{s2}]^T \quad \text{et} \quad [U] = [(v_{s1} - e_{s1}), (v_{s2} - e_{s1})]^T$$

les deux matrices [A] et [B] sont données respectivement par :

$$[A] = [L_{2s}]^{-1} \left\{ [R_s] + \dot{\theta} \frac{d}{d\theta} [L_{2s}] \right\} \quad \text{et} \quad [B] = [L_{2s}]^{-1}$$

### A3.3 Alimentation monophasée sans neutre relié (M = 2)

L'alimentation monophasée de la machine est obtenue lorsqu'un courant d'alimentation est nul, une seule tension est appliquée aux bornes de deux enroulements placés en série (figure A3-2).

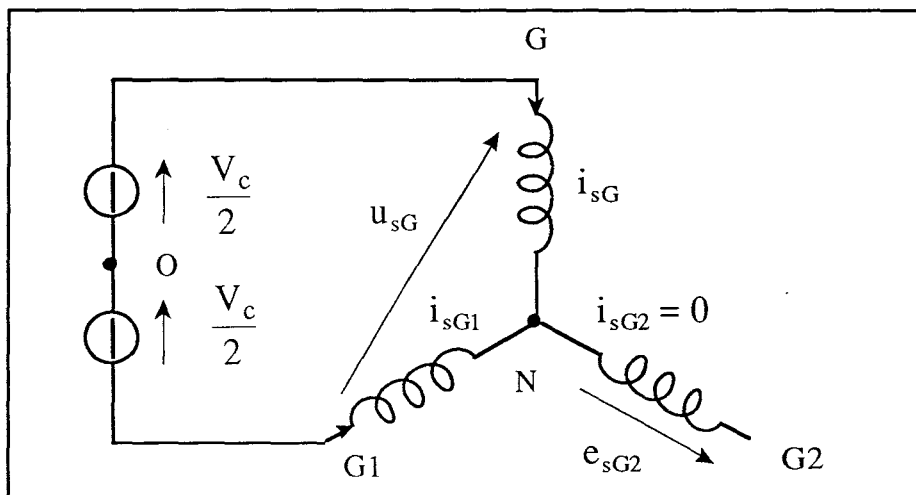


Figure A3-2 : Alimentation monophasée.

On désigne par G, l'indice de la tension imposée, et G2 l'indice de la phase non-alimentée, on a donc :  $i_{sG2} = 0$ ,  $i_{sG} = -i_{sG1}$ .

L'équation matricielle (I-1) devient plus simple :

$$U_G = (R_G + \dot{\theta} \frac{d}{d\theta} L_G) i_{sG} + L_G \frac{d}{dt} i_{sG} + e_G$$

Les paramètres constituant cette équation sont :

$$\begin{aligned} U_G &= v_{sG} - v_{sG1}, & e_G &= e_{sG} - e_{sG1}, \\ R_G &= 2 R_s, & L_G &= L_{sGG} - 2L_{sGG1} + L_{sG1G1}, & G &\in (1, 2, 3). \end{aligned}$$

Dans ce cas, les tensions, aux bornes des enroulements, sont déterminées par la tension imposée et l'état des f.e.m. de la machine. Nous donnons ici les tensions simples aux bornes de chaque enroulement statorique :

$$\begin{bmatrix} v_{sG} \\ v_{sG1} \\ v_{sG2} \end{bmatrix} = \left( R_s \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix} + \dot{\theta} \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} L_{sGG} - L_{sGG1} \\ L_{sG1G} - L_{sG1G1} \\ L_{sG2G} - L_{sG2G1} \end{bmatrix} \right) i_{sG} + \begin{bmatrix} L_{sGG} - L_{sGG1} \\ L_{sG1G} - L_{sG1G1} \\ L_{sG2G} - L_{sG2G1} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} i_{sG} + \begin{bmatrix} e_{sG} \\ e_{sG1} \\ e_{sG2} \end{bmatrix}$$

Nous constatons, que la modélisation change selon que la phase où le courant est nul, et que la description d'une machine alimentée en monophasé (enroulements couplés en étoile) est unique en utilisant les indices G, G1 et G2.

### A3-4 Machine non alimentée (m = 3 )

Aucune tension n'est imposée par le convertisseur statique (figure A3-3). Tous les courants de ligne sont donc nuls, mais les tensions aux bornes des enroulements sont conditionnées par l'état des f.e.m. du moteur.

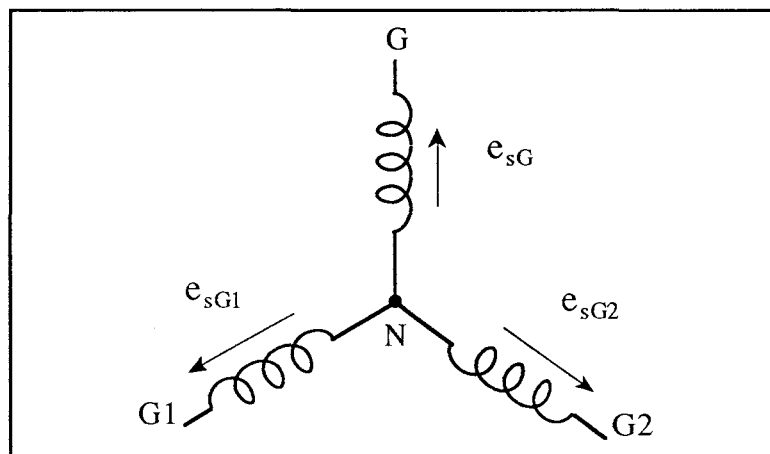


Figure A3-3 : Machine non alimentée.

La connaissance de la valeur de ces tensions est importante, elle permet de définir la condition d'amorçage et blocage des interrupteurs. Le système est alors réduit à sa plus simple expression :

$$[v_{s1} v_{s2} v_{s3}]^T = [e_{s1} e_{s2} e_{s3}]^T$$

### A3-5 Alimentation triphasée avec neutre relié (M = 4)

Dans ce cas, les enroulements de la machine sont soumis directement aux tensions simples (figure A3-4), et parcourus par courants de ligne indépendants, dans le cas général, les deux contraintes ne sont plus valables :

$$\begin{aligned} i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} &= 0 \\ v_{s1} + v_{s2} + v_{s3} &= 0 \end{aligned}$$

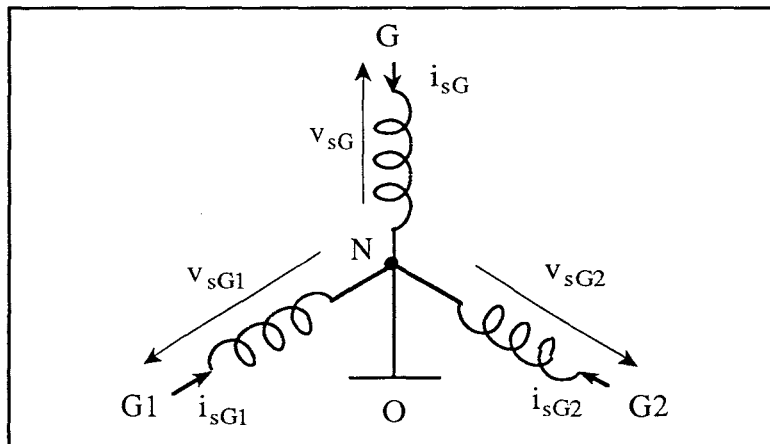


Figure A3-4 : Alimentation triphasée.

Ce système répond aussi aux équations générales de la machine synchrone à aimants permanents décrites par la expressions (I-1) :

$$[V_s] = \left\{ [R_s] + \dot{\theta} \frac{d}{d\theta} [L_s] \right\} [i_s] + [L_s] \frac{d}{dt} [i_s] + [e_s]$$

avec :

$$[e_s] = p\dot{\theta} \frac{d}{d\theta} [L_{sr}(p\theta)] I_f$$

On a, alors un système d'ordre 3, qui s'écrit sous la forme canonique :

$$\frac{d}{dt} [i_s] = -[L_s]^{-1} \left\{ [R_s] + p\dot{\theta} \frac{d}{d\theta} [L_s] \right\} [i_s] + [L_s]^{-1} \left\{ [V_s] - [e_s] \right\}$$

### A3-6 Alimentation diphasée (M = 5)

La machine est alimentée en diphasé puisqu'une phase étant en circuit ouvert, les autres phases sont soumises à des tensions simples (figure A3-5). Dans ce cas, les deux courants de phases sont indépendants.

Si on note G et G1 les deux enroulements statoriques alimentés, on obtient un système d'ordre de 2:

$$\begin{bmatrix} v_{sG} \\ v_{sG1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sG} \\ i_{sG1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sGG} & L_{sGG1} \\ L_{sG1G} & L_{sG1G1} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sG} \\ i_{sG1} \end{bmatrix} + p\dot{\theta} \begin{bmatrix} L_{sGG} & L_{sGG1} \\ L_{sG1G} & L_{sG1G1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sG} \\ i_{sG1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_{sG} \\ e_{sG1} \end{bmatrix}$$

où :

$$\begin{cases} e_{sG} = p\dot{\theta} \frac{d}{d\theta} [L_{srG}(p\theta)] I_f \\ e_{sG1} = p\dot{\theta} \frac{d}{d\theta} [L_{srG1}(p\theta)] I_f \end{cases}$$

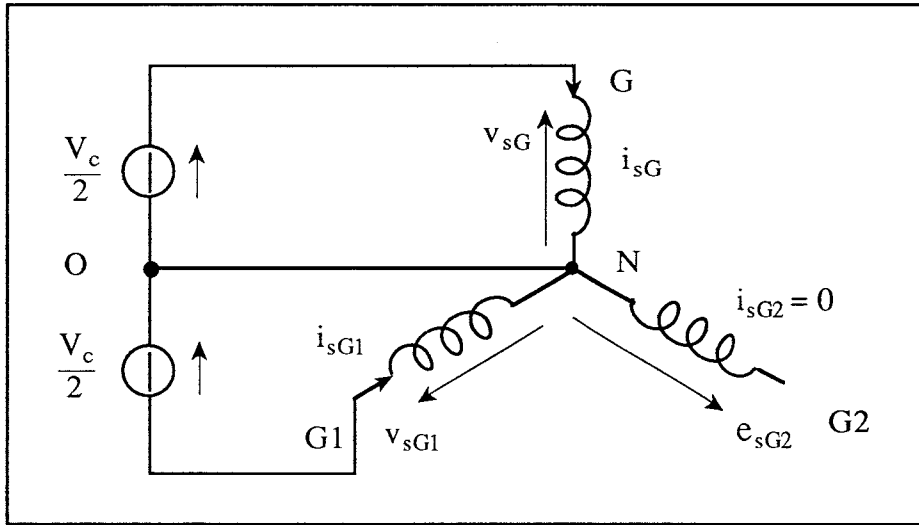


Figure A3-5 : Alimentation diphasée.

Les expressions des courants sous forme canonique devient :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sG} \\ \dot{i}_{sG1} \end{bmatrix} = -[L_{sG}]^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} + p\dot{\theta} \frac{d}{d\theta} [L_{sG}] \right\} \begin{bmatrix} i_{sG} \\ i_{sG1} \end{bmatrix} + [L_{sG}]^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} v_{sG} \\ v_{sG1} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{sG} \\ e_{sG1} \end{bmatrix} \right\}$$

La matrice  $[L_{sG}]$  devient :

$$[L_{sG}] = \begin{bmatrix} L_{sGG} & L_{sGG1} \\ L_{sG1G} & L_{sG1G1} \end{bmatrix}$$

La tension aux bornes de l'enroulement G2 est, cette fois, conditionnée par l'état de la f.e.m. et des couplages des phases alimentées, nous donnons son expression sous forme matricielle :

$$v_{sG2} = \begin{bmatrix} L_{sG2G} & L_{sG2G1} \end{bmatrix} \left\{ -[L_s G]^{-1} \left( [R_s]_2 + p\dot{\theta} \frac{d}{d\theta} [L_s G] \right) \begin{bmatrix} i_{sG} \\ i_{sG1} \end{bmatrix} \right. \\ \left. + [L_s G]^{-1} \begin{bmatrix} v_{sG} - e_{sG} \\ v_{sG1} - e_{sG1} \end{bmatrix} \right\} + p\dot{\theta} \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} L_{sG2G} & L_{sG2G1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sG} \\ i_{sG1} \end{bmatrix} + e_{sG2}$$

### A3-7 Alimentation monophasée avec neutre relié (M = 6)

Dans ce cas, deux phases de la machine sont en circuit ouvert, seulement une phase est alimentée par convertisseur (figure A3-6). Alors on obtient un système d'ordre 1:

$$v_{sG} = (R_s + p\dot{\theta} \frac{d}{d\theta} L_{sGG}) i_{sG} + L_{sGG} \frac{d}{dt} i_{sG} + e_{sG}$$

avec :

$$e_{sG} = p\dot{\theta} \frac{d}{d\theta} [L_{srG}(p\theta)] I_f$$

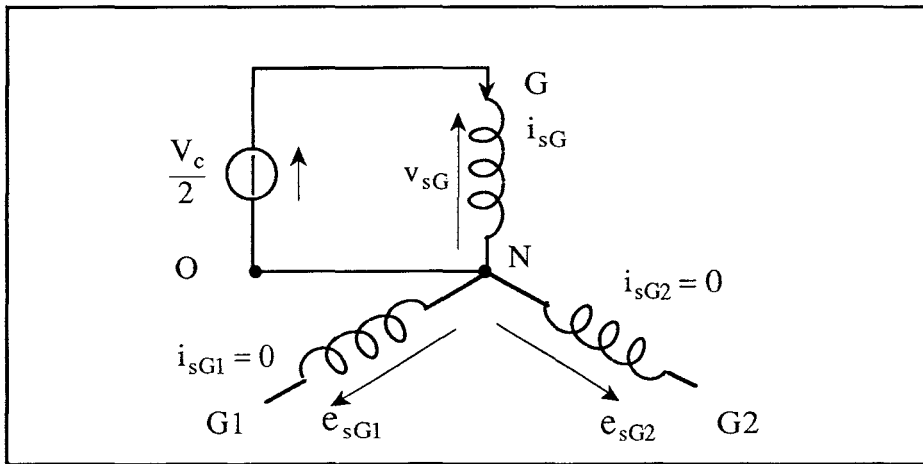


Figure A3-6 : Alimentation monophasée.

Il est facile de sortir le courant :

$$\frac{d}{dt} i_{sG} = -L_{sGG}^{-1} (R_s + p\dot{\theta} \frac{d}{d\theta} L_{sGG}) i_{sG} + L_{sGG}^{-1} (v_{sG} - e_{sG})$$

A partir de cette équation, nous pouvons déduire les tensions aux bornes de deux enroulements non alimentés :

$$\begin{bmatrix} v_{sG1} \\ v_{sG2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sG1G} \\ L_{sG2G} \end{bmatrix} \left\{ -L_{sGG}^{-1} \left( R_s + p \dot{\theta} \frac{d}{d\theta} L_{sGG} \right) i_{sG} + L_{sGG}^{-1} (v_{sG} - e_{sG}) \right\} + p \dot{\theta} \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} L_{sG1G} \\ L_{sG2G} \end{bmatrix} i_{sG} + \begin{bmatrix} e_{sG1} \\ e_{sG2} \end{bmatrix}$$

Nous trouvons que la tension aux bornes de chaque enroulement non alimenté est déterminée par l'état de la f.e.m. et le couplage avec la phase alimentée.

### A3-8 Machine non alimentée avec neutre relié (M=7)

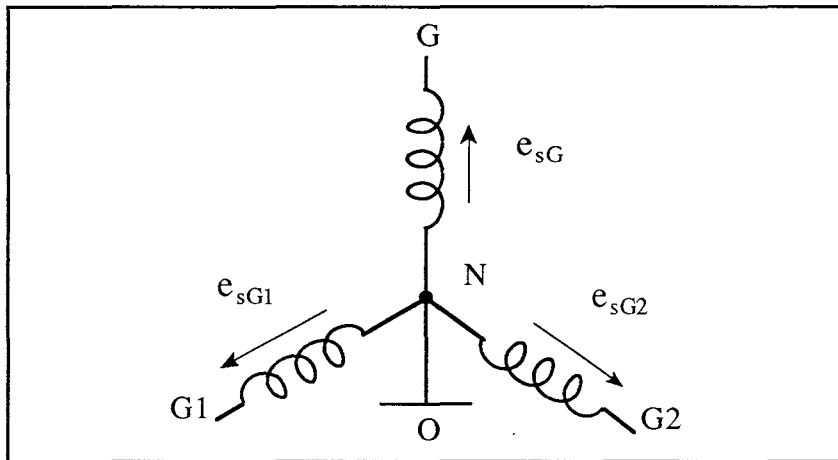


Figure A3-7 : Machine non alimentée.

Aucune tension n'est imposée par l'onduleur (figure A3-7), tous les courants en ligne sont nuls. Dans ce cas, le neutre ne joue aucun rôle (identique au neutre flottant). Les tensions aux bornes des enroulements sont conditionnées par l'état des f.e.m. du moteur :

$$\begin{bmatrix} v_{s1} & v_{s2} & v_{s3} \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} e_{s1} & e_{s2} & e_{s3} \end{bmatrix}^T$$

## ANNEXE 4

### A4-1 Moteur Synchrone à Aimants Permanents

#### Les principales caractéristiques :

Puissance active :	$P_u = 4,4 \text{ KW}$
Nombre de phases :	$q = 3$
Nombre de pôles :	$2p = 4$
Fréquence nominale :	$f = 100 \text{ Hz}$
Tension d'induit :	$220/380 \text{ V}$
Courant d'induit :	$18/10,5 \text{ A}$
Facteur de puissance :	$\cos\varphi = 0,85$
Vitesse maximale :	$N = 3000 \text{ tr/mn}$
Rendement :	$\eta = 0,75$

#### Les paramètres obtenus par essais expérimentaux :

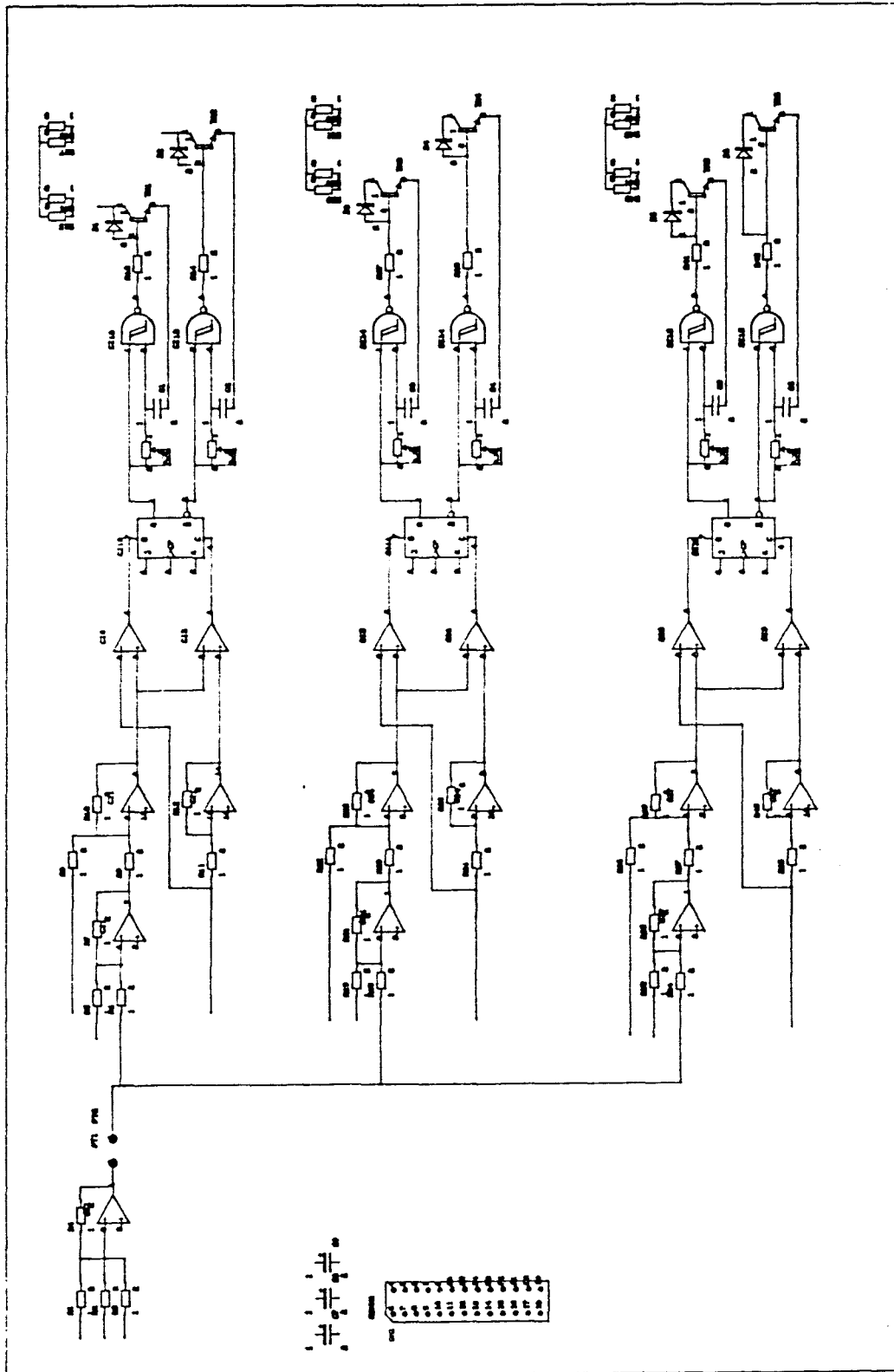
$L_s(i, j) = L_0 + L_1(2p\theta),$	$(i = j)$
$L_s(i, j) = M_0 + L_1(2p\theta),$	$(i \neq j)$
$R_s = 0,85 \Omega,$	$L_0 = 12,52 \text{ mH},$
$M_0 = - 1,01 \text{ mH},$	$L_1 = 1,38 \text{ mH},$
$L_{sd} = 11,5 \text{ mH} ,$	$L_{sq} = 15,6 \text{ mH}.$
Inertie à vide :	$J = 0,05 \text{ Nm.s}^2/\text{rad}$
Frottement sec :	$C_s = 0,3 \text{ Nm}$
Frottement visqueux :	$f = 2,08 \times 10^{-3} \text{ Nm s/rad}$

### A4-2 Moteur à Courant Continu (charge)

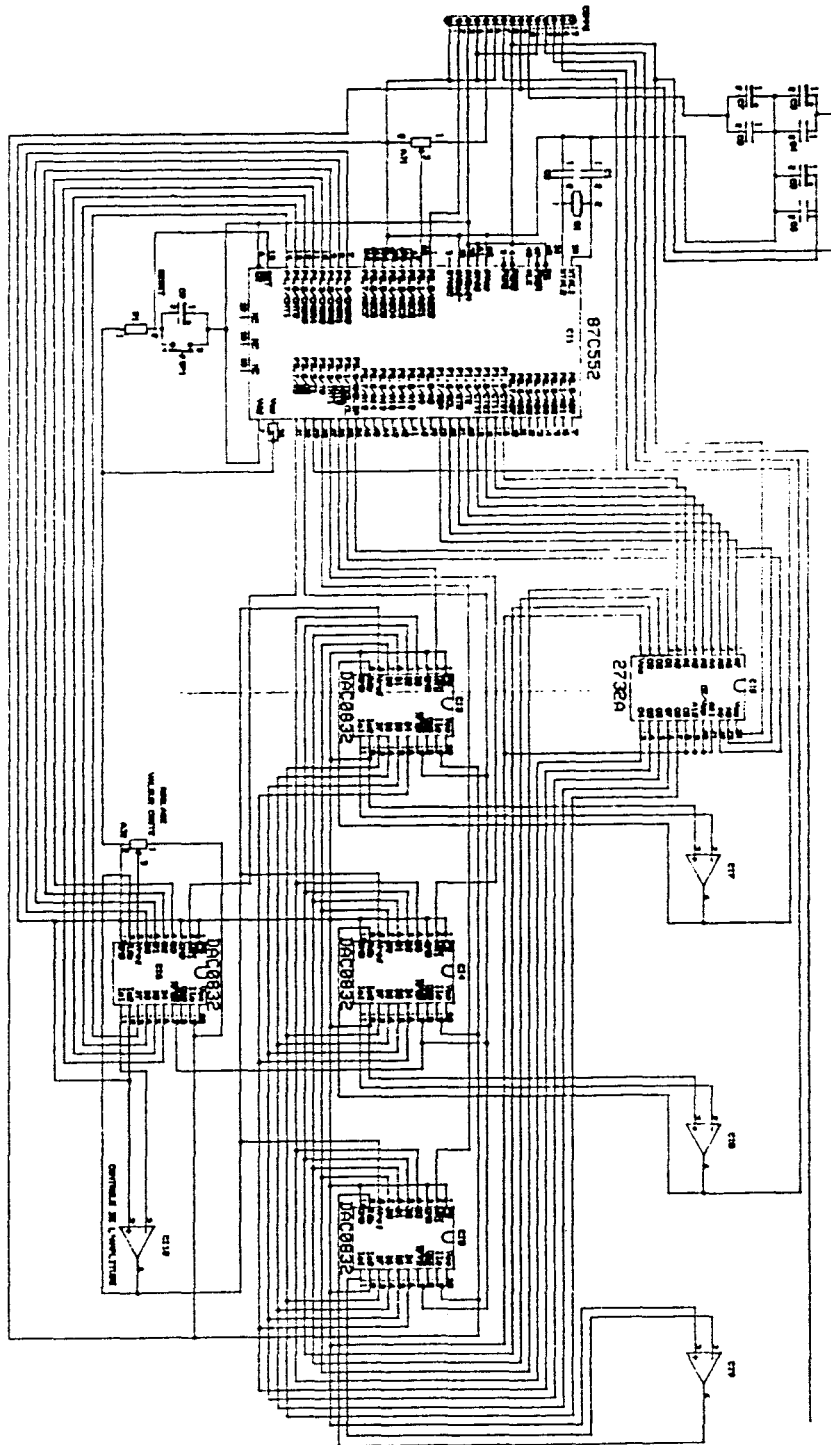
Puissance utile :	$P_u = 5 \text{ KW}$
Tension d'induit :	$120 \text{ V}$
Courant d'induit :	$50,8 \text{ A}$
Courant d'excitation :	$1,1 \text{ A}$
Vitesse nominale :	$3000 \text{ tr/mn}$



### SCHEMA DE LA CARTE DE COMMANDE



SCHEMA DE LA FONCTION D'AUTOPILOTAGE



ENSTIMD

**REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[Andrieux 86]

Réalisation d'un ensemble à vitesse variable de dynamique élevée.

Ch. Andrieux - Thèse de Doctorat, Mars 1986, INP Toulouse.

[Bergmann 86]

Contribution à l'étude de la commande numérique directe de moteurs synchrones à aimants. Modélisation, réalisation, expérimentation.

Claude Bergmann - Thèse de Doctorat, 5 Mars 1986, Paris VI.

[Bergmann 88]

Mathematical models for self synchronous motor.

C. Bergmann, J. P. Louis, Charles Sol.

IMACS, 1988 (North-Holland).

[Bose 88-1]

Technology trends in microcomputer control of electrical machines.

Bimal K. Bose

IEEE Transactions On Industry Electronics. Vol.35, No.1, February 1988.

[Bose 88-2]

A high-performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine.

Bimal K. Bose

IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.24, No.6, November / December 1988.

[Bowes 91-1]

Regular-Sampled PWM Techniques Minimize Harmonics.

Part II: Harmonic Elimination.

Sidney R. Bowes.

PCIM, May 1991.

[Bowes 91-2]

New regular-sampled harmonic elimination PWM techniques for drives and static-power converters.

Sidney R. Bowes.

EPE - FIRENZE 1991.

[Bühler 82]

Réglages échantillonnés - Tome 1 et Tome2.

H.Bühler - Presses polytechniques Romandes, 1982.

[Buyse 90]

Digital field oriented control of a PM synchronous actuator using a simplified strategy for controlling the Park components of the stator currents.

H. Buyse, F.Labrique, B. Robyns, P. Sente.

IMACS-TC'90, Sept. 1990 Nancy.

[Canon 89]

Une méthode de commande numérique d'un actionneur synchrone à aimants terre rare.

Th. Canon, J.Ph. Conard.

RGE, N°7 - Juillet 1989.

[Campion 90]

Application of feedback linearization to the speed regulation of a permanent magnet synchronous motor.

G. Campion, J.A. Dente

IMACS -TC1'90, Sept. 1990 Nancy.

[Colby 87]

Efficient operation of surface-mounted PM synchronous motors.

Roy S. Colby & Donld W. Novotny

IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-23, No.6, November/December 1987.

[Carlson 91]

The analytical determination of the characteristics of permanent brushless DC drives.

R. Carlson, J. Cros, M. Lajoie-Mazenc

EPE - FIRENCE 1991.

[Champenois 89]

Structures de contrôle numérique du couple pour machine synchrone à aimants à F.E.M. sinusoïdales.

G. Champenois, Ph. Mollard, J.P. Rognon.

GRECO, Mai 1989, Bordeaux.

[Chatelain 83]

Machine électrique.

J.Chatelain - Dunod, 1983.(Tome 1 et Tome 2.)

[Chiappa 89]

Définition et mise en œuvre d'une structure de commande numérique d'actionneur électrique. Application à la motorisation d'un robot mobile.

Ca. Chiappa - Thèse de Doctorat, Sep. 1989, INP Toulouse.



[Consoli 91]

Analysis of permanent magnet synchronous motors.

Alfio Consoli & Angelo Raciti

IEEE Transactions On Industry Applications. Vol. 27, No. 2, March / April 1991.

[Courault 92]

Sécurité de fonctionnement des grands entraînements.

J. Courault, R. Dayan.

RGE, N° 5 - Mai 1992.

[David 89]

Du Grafctet aux réseaux de Petri.

René David, Hassane Alla - Hermes 1989.

[De Fornel 89]

Commande algorithmique des variateurs à courant alternatif.

B. De Fornel, M. Pietrzak-David, M.Fadel

GRECO, Mai 1989, Bordeaux.

[Destobbeleer 92]

La MLI dans le redresseur d'entrée des locomotives alimentées en monophasé.

E. Destobbeleer, M. Ostojski.

RGE, N° 5 - Mai 1992.

[Dixon 88-1]

Dynamically stabilized indirect current controlled SPWM boost type 3-phase rectifier.

J.W.Dixon & B.T.Ooi

Conference record of the 1988 Industry Applications society annual meeting (IEEE Cat. No. 88CH2565-0). Pittsburgh, PA, USA 2-7 Oct.1988.

[Dixon 88-2]

Indirect current control of a unity power factor sinusoidal current boost type three-phase rectifier

Juan W.Dixon & Boon-Teck Ooi

IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 35, No. 4, Nov.1988.

[Elch-Heb 91]

Remedial strategies for inverter - AC motor system at the occurrence of a transistor drive fault.

T.Elch-Heb, J.P. Hautier - EPE 1991, Firenze.

[Elisabelar 90]

Structures et techniques de contrôle des convertisseurs connectés à un réseau triphasé impédant.

Ch. Elisabelar - Thèse de Doctorat, 1990, INP Toulouse.

[Fadel 88]

Lois de commande d'une machine synchrone associée à un onduleur de tension MLI : commande modale avec observateur de flux, commande auto-adaptative.

Maurice Fadel - Thèse de Doctorat, 1988, INP Toulouse.

[Goureau 89]

Etudes sur la commande numérique directe des servomoteurs synchrones à aimants.

Traitements des signaux Modélisations-simulations.

Pascal Goureau - Thèse de Doctorat, Nov. 1989, Paris XI.

[Grandpierre 87]

Commande numérique de machine à commutation électronique: automate de commande rapprochée, méthode de simulation numérique.

Marcel Grandpierre - Thèse de Doctorat es Sciences, 1987, INP Toulouse.

[Grandpierre 92]

La commande rapprochée des ensembles convertisseur-machines.

Etat de l'art.

Marcel Grandpierre,

RGE, N° 5 - Mai 1992.

[Green 88]

3-phase voltage sourced reversible rectifier.

A. W. Green, J. T. Boys & G. F. Gates

IEE Proceedings, Vol. 135, Pt. B, No. 6, November 1988.

[Green 89]

Hysteresis current-forced three-phase voltage-source reversible rectifier.

A. W. Green & J. T. Boys

IEE Proceedings, Vol.136, Pt.B, No. 3, May 1989.

[Gueraud 91]

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

Alain GUERAUD, J. P. POUILLANGE, G. CREMET

RGE - N°4 - Avril 1991.

[Habetler 91]

A space vector-based rectifier regulator for AC/DC/AC converters.

Thomas G. Habetler

EPE-FIRENZE 1991.

[Hautier 89-1]

Utilisation des réseaux de Petri pour l'analyse des systèmes électrotechniques.

J. P. Hautier, G. Manesse

©Technique de l'Ingénieur, traité Génie électrique. D3 740.

[Hautier 89-2]

Contribution à la conception des commandes dans les systèmes à convertisseurs statiques.

J. P. Hautier - Habilitation à diriger des recherches, Déc. 1989, USTLFA, Lille.

[Hautier 92]

Méthodologie pour la commande des montages bidirectionnels à interrupteurs bicommandables.

J. P. Hautier, X. Guillaud, J. A. Hujeux

RGE, N° 5 - Mai 1992.

[Henneberger 91]

Brushless dc-motor with digital state controller.

G. Henneberger, T. Lutter.

EPE - FIRENZE 1991.

[Jahns 86]

Interior permanent-magnet synchronous motors for adjustable-speed drives.

Thomas M. JAHNS , Gerald B. KLIMAN & Thomas W. NEUMANN

IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No.4, July/August 1986.

[Jahns 87]

Flux-weakening regime operation of an interior permanent-magnet synchronous motors drive.

Thomas M. JAHNS

IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-23, No.4, July/August 1987.

[Jouve 91]

Commande d'axe.

D. Jouve, J. P. Rognon, D. Roye.

Journées du Club EEA, Toulouse, Mars 1991.

[Kimura 91]

Dynamic behavior of HVDC system using forced commutation converter in AC system fault.

N. Kimura, M. Kishimoto, K. Matsu-ura - EPE - FIRENZE 1991.

[Khaldi 87]

Machine synchrone autopilotée à aimants permanents. Commande à angle de décalage constant.

K. Khaldi - Thèse de Doctorat, Juin 1987, USTLFA, Lille.

[Kolar 91]

Analysis of the control behavior of a bidirectional three-phase PWM rectifier system.

Johann W.Kolar, Hans Ertl, K. Edelmoser, Franz C.Zach - EPE -FIRENCE 1991.



[Kulkarni 87]

Transient test on a voltage-regulated controlled-current PWM converter.  
Ashok B. Kulkarni, J.W. Dixon, Masahiro Nishimoto & B.T. Ooi  
IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-34, No. 3, August 1987.

[Lajoie-Mazenc 85]

Study and implementation of hysteresis controlled inverter on a permanent magnet synchronous machine.  
M. Lajoie-Mazenc, C. Villanueva, J. Hector  
IEEE Transactions On Industry Applications - Mars/Avril 1985.

[Lajoie-Mazenc 90]

Analysis of a brushless machine with rotor magnets widening and shifting  
M. Lajoie-Mazenc, R. Charlson  
Conference on Power Electronics and Motion Control, October 1-3 1990.  
Budapest (HUNGARY).

[Lajoie-Mazenc 91]

L'alimentation et la commande des machines synchrones.  
M. Lajoie-Mazenc  
Journées du Club EEA, Toulouse, Mars 1991.

[Le Dœuff 81]

Contribution à la modélisation et à la simulation d'ensembles convertisseur statiques-machines tournantes.  
R. Le Dœuff - Thèse de Doctorat es Sciences, Juin 1981, INPL, Nancy.

[Le Dœuff 92]

La simulation numérique des ensembles convertisseur-machine-commande.  
R. Le Dœuff.  
RGE, N° 5 - Mai 1992.

[Le-Huy 85]

Minimisation of torque ripple in brushless DC motor drives.  
Hoang Le-Huy, Robert Perret, René Feuillet  
IEEE / IAS 1985 ANNUAL MEETING CONF. REC.

[Le-Huy 89]

An adaptive control scheme for PWM synchronous motor drives: Analysis and simulation.  
Hoang Le-Huy & Louis A. Dessaint.  
IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 4, No. 4, Oct. 1989.

[Le-Huy 91]

A predictive current controller for synchronous servo drives.  
Hoang Le-Huy, K. Slimani & P. Viarouge - EPE - 1991, Firenze.

[Lienart 89]

Sur la commande rapprochée d'une cascade réversible de deux convertisseurs statiques.

P. Lienart

Thèse de Doctorat, Mars 1989, USTLFA, Lille.

[Lesenne 81]

Introduction à l'électrotechnique approfondie.

J. Lesenne, F. Notelet, G. Séguier.

Technique et Documentation (Lavoisier), 1981.

[Louis 91]

Actionneurs électriques: de la modélisation à la commande.

Jean Paul Louis

Journées du Club EEA, Toulouse, Mars 1991.

[Louis 92]

Commande numérique des ensembles convertisseurs-machines.

J. P. Louis, C. Bergmann.

RGE, N° 5 - Mai 1992.

[Macminn 91]

Control techniques for improved high-speed performance of Interior PM Synchronous motor drive.

Stephen R. Macminn, Thomas M. Jahns

IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 27, No. 5, Sept./ Oct. 1991.

[Manesse 87]

Sur une analyse fonctionnelle des groupements d'interrupteurs statiques. Extension à la modélisation des convertisseurs dans leur environnement de contrôle et de puissance.

G. Manesse

Thèse de Doctorat es Sciences, Avril 87, USTLFA, Lille.

[Malesani 87]

Three-phase AC/DC PWM converter with sinusoidal currents and minimum filtre requirements.

Luigi Malesani, Paolo Tenti

IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. IA-23, No.1, January/February 1987.

[Manias 87]

Three-phase inductor fed SMR convertor with high frequency isolation, high power density and improved power factor.

S. Manias, A. R. Prasad, P.D. Ziogas.

IEE Proceedings, Vol.134, Pt. B., No.4, July 1987.

[Manias 91]

A Novel full bridge semiconrolled switch mode rectifier.  
Stefanos Manias  
EPE, 1991, Firenze.

[Marseille 89]

Etude fonctionnelle des stratégies de commande rapprochée d'un changeur de fréquence triphasé.  
P. Marseille - Thèse de Doctorat, Oct. 1989, USTLFA, Lille.

[Menu 89]

Machine synchrone à f.e.m. trapézoïdale: autopilotage et contrôle de couple numériques. Etude et simulation de différentes stratégies de commande.  
Christian Menu - Thèse de Doctorat, 1989, INP Grenoble.

[Mollard 88]

Actionneur numérique synchrone autopiloté. Structure-Modélisation-Commande.  
Philippe Mollard - Thèse de Doctorat, Sept.1988, INP Grenoble.

[Moran 87]

Analysis and design of a 3-phase current source solid-state var compensator.  
Louis Moran, P. Ziogas & Geza Joos  
PESC 87 Record : 18th Annual IEEE Power Electronics Specialists conference  
(Cat. No. 87 CH2459-6). Blacksburg, Va, USA 21-26 June 1987.

[Morimoto 89]

Single-chip microcomputer control of the inverter by the magnetic flux control PWM method.  
Masayuki Morimoto, Shinji Sato, Kiyotaka Sumito & Katsumi Oshitani.  
IEEE Transactions On Industrial Electrics, Vol.36, No.1, February 1989.

[Morimoto 90]

Current phase control methods for permanent magnet synchronous motors.  
S. Morimoto, Y. Takeda & T. Hirasaka.  
IEEE Transactions On Power Electronics, Vol.5, No.2, April 1990.

[Morimoto 90]

Expansion of operating limits for permanent magnet motor by current vector control considering inverter capacity.  
S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasaka & K. Taniguchi.  
IEEE Transactions On Industry Applications, Vol.26, No.5, Sept./Oct. 1990.

[Moynihan 91]

Indirect phase current detection for field oriented control of a permanent magnet synchronous motor drive.  
J.F. Moynihan, R. C. Kavanagh - EPE, 1991, Firenze.

[Nagy 91]

Control algorithm of three phase voltage source reversible rectifier.

I. Nagy

EPE 1991, Firenze.

[Nishimoto 87]

An integrated controlled-current PWM rectifier chopper link for mode position control.

Masahiro Nishimoto, Juan W.Dixon, Ashok B.Kulkarni, & Boon-teck Ooi;

IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-23, No.5, September/October 1987.

[Normand 91]

Use of simulation in failure detection and diagnosis of an electromechanical system.

O. Normand, S. Catellani, G. Champenois.

EPE, Septembre 1991.

[Oliveira 91]

Analysis of brushless DC motor performance when faults occurrence.

A.M Oliveira, A.G. Badan Palhares, A.H. Kumakura, G. Winnischofer,

EPE - FIRENCE 1991.

[Palma 90]

Vector representation in modelling and synthesis of PWM techniques for several three-phase converter structures.

Joao C.p. Palma, Joao, J. E. Santana.

IMAC-TC1'90, Sept. 1990, Nancy.

[Pillay 90]

Control characteristics and speed controller design for a high performance permanent magnet synchronous motor drive.

Pragasen Pillay, Ramu Kishnan

IEEE Transactions On Power Electronics. Vol.5. No.2. April 1990.

[Pillay 91]

Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless dc motors for servo drive.

Pragasen Pillay, Ramu Kishnan

IEEE Transactions On Industry Applications. Vol.27. No.5. Sept/Oct. 1991.

[Patel 73]

Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters.

H. Patel, G. Hoft

IEEE Transactions On Industry Applications.

May/June 1973.

[Rekioua 91]

Modelling and digital simulation of two current control methods for a permanent magnet synchronous motor supplied by PWM-VSI.

T.Rekioua, M.Meibody-Tabar, F.M. Sargos, R. Le Dœuff.

EPE, 1991, Firenze.

[Schülting 91]

A control method for permanent magnet synchronous motors with trapezoidal electromotive force.

L.Schülting, H.CH. Skudelny - EPE, 1991, Firenze.

[Séguier 89]

Les convertisseurs de l'électronique de puissance :  
la conversion continu-alternatif (volume 4), 1989.

Séguier - Technique et Documentation(Lavoisier).

[Seixas 88]

Commande numérique d'une machine synchrone autopilotée.

- Méthode algébrique de modulation de largeur d'impulsion,

- Algorithmes de contrôle et de régulation des courants.

P.F. Seixas - Thèse de Doctorat, Juillet 1988, INP Toulouse.

[Semail 90]

Modélisation et réalisation d'un actionneur asynchrone et de sa commande vectorielle.

B. Lemaire Semail - Thèse de Doctorat, Fév. 1990, Paris VI.

[Sournac 90]

Variateur de vitesse pour machine asynchrone. Commande numérique et stratégie MLI. Optimisation des modulations.

E. Sournac - Thèse de Doctorat, Oct. 1990, INP Toulouse.

[Spee 88]

Performance characteristics of brushless DC drives.

René SPEE & Alan K. Wallace

IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.24, No.4, July / August 1988.

[Spee 90]

Remedial strategies for brushless DC drive failures.

René SPEE & Alan K. WALLACE

IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26 No.2 March / April 1990.

[Sepe 91]

Real-time adaptive control of the permanent-magnet synchronous motor.

Raymond B. Sepe, Jeffrey H.Lang

IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 27, No. 4, July/ August 1991.

[Sebastian 87]

Operating limits of inverter-driven performant magnet motor drives.

Tomy Sebastian & Gordon R. Selmon

IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-23, No.2, March / April 1987.

[Stihi 88]

A single-phase controlled-current PWM rectifier.

Omar STIHI & Boon-Teck Ooi

IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.3, No. 4, Oct. 1988.

[Sukegawa 91]

Full digital, vector-controlled PWM VSI-Fed ac drives with an inverter dead-time compensation strategy.

Takashi sukegawa, Kenzo Kamiyama, ...

IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 27, No. 3, May / June 1991.

[Tijerina 89]

Contribution à l'étude de la commande numérique du couple et de vitesse dans les machines synchrones à aimants permanents.

A. Tijerina Araiza

Thèse de Doctorat, Mai 1989, Paris VI.

[Thiyagarajah 91]

A high switching frequency IGBT PWM Rectifier/Inverter system for ac motor drives operating from single phase supply.

K.Thiyagarajah, V.T.Ranganathan & B.S.Ramakrishna Iyengar

IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No. Oct. 1991.

[Tribout 88]

Génération automatique de programmes de simulation d'associations convertisseur-machine commande.

Tribout B. Iung C. Le Dœuff

IMACS 1988 Elsevier Science Publilishers B. V.

(North-Holland)

[Wallace 88]

The simulation of brushless DC drive failures.

Alan K. WALLACE & René SPEE

PESC'88 RECORD (APRIL 1988), 1988 IEEE.

[Wernekinck 91]

A high frequency AC/DC converter with unity power factor and minimum harmonic distortion.

Eugenio Wernekinck, Atsuo Kawamura & Richard Hoft

IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No. 3, July 1991.

[Wu 91-1]

Analysis of an ac-to-dc voltage source converter using PWM with phase and Amplitude Control.

Rusong Wu, Shashi B. Dewan & Gordon R. Slemon.

IEEE Trans. on Industry Applications , Vol. 27, No. 4, March / April 1991.

[Wu 91-2]

Analysis of a PWM ac to dc voltage source converter under the predicted current control with a fixed switching frequency.

Rusong Wu, Shashi B. Dewan & Gordon R. Slemon.

IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 27, No. 4, July / August 1991.

[Ziogas 86]

Rectifier-inverter frequency changers with suppressed DC link components.

P. D. Ziogas, Y-G Kang & V.R. Stefanovic.

IEEE Transactions On Industry Applications. Vol.IA-22, No.6, Nov. / Dec. 1986.

