

50376  
1993  
332

50376  
1993  
332

# THESE

présentée à

**L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE**

en vue d'obtenir le titre de

**DOCTEUR**

**Spécialité : Génie Electrique**

par

**Thami ELCH-HEB**

*Ingénieur UTC*

---

**STRATEGIES DE COMMANDE  
D'UN ENSEMBLE ONDULEUR-MACHINE ASYNCHRONE  
FONCTIONNANT EN MODE DEGRADE**



Soutenu le 8 Décembre 1993 devant le jury composé de :

MM. G. SEGUIER	Président
R. LE DOEUFF	Rapporteur
C. GOELDEL	Rapporteur
J.P. HAUTIER	Directeur de Travail
C. ROMBAUT	Examineur
H. SCHOORENS	Examineur
J.P. VILAIN	Examineur

## AVANT-PROPOS

*Ce travail a été réalisé au sein du Département Energétique Industrielle (DEI) de l'Ecole des Mines de Douai. Je tiens à remercier Monsieur DEFRANCE, Directeur, et Monsieur BOULNOIS, Directeur adjoint, qui m'ont accueilli et fourni les moyens de mener à bien cette étude.*

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

*Je remercie vivement Monsieur le Professeur LE DOEUFF, Directeur de la recherche à l'Ecole Supérieure Atlantique d'Ingénieurs en Génie Electrique (ESA IGELEC), pour avoir accepté de juger ce mémoire et d'en être rapporteur.*

*Mes remerciements vont également à Monsieur le Professeur GOELDEL de la faculté des sciences de Reims, pour avoir accepté lui aussi d'être rapporteur de ces travaux.*

*J'adresse mes sincères remerciements à Monsieur HAUTIER, Professeur à l'ENSAM de Lille et Directeur de ce travail. Que ce mémoire soit pour moi l'occasion de lui exprimer toute ma reconnaissance pour son soutien, ses encouragements et sa disponibilité. Son expérience et son esprit de synthèse furent indispensables à l'aboutissement de ces travaux.*

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

*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. Je le remercie vivement.*

*Je suis très heureux que Monsieur VILAIN, Professeur à l'Université de Technologie de Compiègne et Responsable de la filière Entraînements Electromécaniques et*

*Robotisation (R2E), participe à ce jury. Je lui dois ma formation en Electronique de Puissance lors de mon cycle d'ingénieur à l'UTC.*

*Enfin, j'adresse tous mes remerciements à l'ensemble du personnel du Département Energétique Industrielle pour son soutien amical tout au long de ce travail. Je remercie tout particulièrement mes collègues chercheurs, Messieurs GHYSELEN et MAINCZYK ainsi que Monsieur GUILLAUD, Maître de conférences à l'ENSAM de Lille.*

**SOMMAIRE**

**SOMMAIRE**

<b>LISTE DES SYMBOLES.....</b>	<b>10</b>
<b>INTRODUCTION GENERALE.....</b>	<b>13</b>
<b>CHAPITRE I : COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN ALIMENTATION TRIPHASEE.....</b>	<b>20</b>
Introduction.....	21
I.1 Lois de commande scalaire.....	22
I.1.1 Commande scalaire en tension .....	22
I.1.1.1. Contrôle du flux et Réglage du couple .....	22
I.1.1.2. Structure de régulation de vitesse.....	23
I.1.2. Commande scalaire en courant.....	26
I.1.2.1. Contrôle du courant magnétisant et Réglage du couple .....	26
I.1.2.2. Structure de régulation de vitesse.....	27
I.1.2.3. Stratégies de contrôle de courant .....	29
I.1.2.3.1. Contrôle des courants par hystérésis.....	29
I.1.2.3.2. Contrôle des courants par M.L.I.....	30
I.1.2.3.3. Contrôle numérique des courants.....	32
I.1.3. Conclusion sur la commande scalaire.....	33
I.2. Lois de commande vectorielle .....	34
I.2.1. Commande avec référentiel attaché au flux rotorique .....	35
I.2.1.1. Principe de commande .....	36
I.2.1.2. Structure de contrôle à flux rotorique orienté dans le repère (d, q).....	38
I.2.1.2.1. Organisation fonctionnelle de la commande .....	38
I.2.1.2.2. Régulations de courants .....	40

I.2.1.2.3. Régulation du courant magnétisant.....	42
I.2.1.2.4. Régulation de la vitesse.....	42
I.2.1.3. Commande à flux rotorique orienté dans le repère (a, b, c).....	45
I.2.1.4. Structure de commande indirecte à flux rotorique orienté dans le repère (a, b, c).....	50
I.2.1.5. Conclusion.....	53
I.2.2. Commande à flux statorique orienté.....	54
I.2.2.1. Principe de commande.....	55
I.2.2.2. Architecture d'une commande sans acquisition des courants.....	56
I.2.2.3. Conclusion.....	61
Conclusion du chapitre I.....	61
<b>CHAPITRE II : PRINCIPE D'UNE MARCHE DEGRADEE OPTIMALE.....</b>	<b>63</b>
Position du problème.....	64
II.1. Modélisation convertisseur - machine - commande.....	65
II.1.1. Méthode de simulation.....	65
II.1.2. Mise en équation du système.....	66
II.1.2.1. Modélisation de la machine.....	66
II.1.2.2. Description fonctionnelle de l'onduleur.....	67
II.1.3. Simulation numérique de l'ensemble.....	71
II.2. Défauts de fonctionnement dans un système onduleur - machine.....	72
II.2.1. Défaut d'ouverture (transistor fermé).....	72
II.2.2. Défaut de fermeture (transistor ouvert).....	73
II.3. Fonctionnement dégradé en marche monophasée.....	75
II.3.1. Références déphasées de $2\pi/3$ .....	75
II.3.2. Références déphasées de $\pi$ .....	76
II.3.3. Conclusion.....	77
II.4. Fonctionnement dégradé en marche biphasée.....	77
II.4.1. Conditions d'obtention d'une F.M.M. tournante.....	78
II.4.1.1. Rappel sur la F.M.M. créée par une bobine.....	78
II.4.1.2. F.M.M. créée par un enroulement monophasé réparti.....	79

II.4.1.3. F.M.M. créée par un enroulement triphasé .....	79
II.4.1.4. F.M.M. créée par deux phases d'une armature triphasée .....	80
II.4.3. Alimentation biphasée en courant avec source idéale.....	81
II.4.4 Conclusion.....	83
II.5. Réalisation d'une source à point milieu .....	84
II.5.1. Diviseur passif .....	84
II.5.1.1. Source triphasée sans neutre et diviseur capacitif.....	84
II.5.1.2. Source monophasée avec transformateur à deux secondaires.....	87
II.5.2. Diviseur à éléments actifs.....	92
II.5.2.1. Stratégie de commande par hystérésis.....	92
II.5.2.2. Contrôle total d'un seul courant .....	95
Conclusion du chapitre II.....	96
<b>Chapitre III : COMMANDE EN VITESSE EN MARCHÉ DEGRADÉ.....</b>	<b>98</b>
Introduction.....	99
III.1 Commande scalaire en marche dégradée .....	99
III.1.1. Comportement de la commande scalaire en présence de défaut.....	100
III.1.2. Transition vers la marche dégradée monophasée.....	101
III.1.3. Commande scalaire en marche biphasée.....	102
III.1.3.1. Stratégies de passage en marche biphasée optimale.....	104
III.1.3.1.1. Méthode indirecte d'adaptation des références.....	104
III.1.3.1.2. Adaptation des références par la méthode de compensation de mesures.....	106
III.1.3.2. Réponse en vitesse en fonctionnement biphasé.....	108
III.1.4. Conclusion.....	109
III.2. Contrôle vectoriel en marche dégradée biphasée.....	110
III.2.1. Equivalence machine triphasée - machine biphasée.....	110
III.2.2. Contrôle vectoriel à flux rotorique orienté en marche biphasée .....	111
III.2.2.1 Méthode indirecte d'estimation de $i_{soref}$ .....	112
III.2.2.2 Méthode directe d'estimation de $i_{soref}$ .....	113
III.2.2.3 Résultats de simulation.....	114
III.2.3. Structure de contrôle vectoriel à flux statorique orienté.....	115

III.3. Détection de défaut de commande.....	117
Conclusion du chapitre III.....	121
<b>Chapitre IV : VALIDATION EXPERIMENTALE .....</b>	<b>122</b>
Introduction.....	123
IV.1. Contexte de la réalisation.....	123
IV.1.1. Architecture fonctionnelle.....	123
IV.1.2. Dispositif expérimental.....	125
IV.1.3. Position du problème .....	126
IV.1.4. Commande rapprochée (A.C.R).....	127
IV.1.4.1. Contrôle des courants .....	127
IV.1.4.2. Filtrage des références .....	128
IV.1.4.3. Mesure des courants .....	130
IV.1.4.4. L'autopilotage.....	131
IV.1.5. La commande de processus (M.C.P).....	131
IV.2. Résultats sur la commande scalaire .....	132
IV.2.1. Fonctionnement triphasé .....	132
IV.2.2. Fonctionnement défectueux.....	136
IV.2.3. Fonctionnement monophasé.....	137
IV.2.4. Transition marche triphasée-marche monophasée .....	139
IV.2.5. Fonctionnement biphasé.....	140
IV.2.6. Transition marche triphasée-marche biphasée .....	142
IV.3. Contrôle vectoriel à flux rotorique orienté.....	144
IV.3.1. Fonctionnement triphasé .....	144
IV.3.2. Fonctionnement biphasé.....	147
IV.3.3. Transition marche triphasée-marche biphasée .....	147
IV.4. Contrôle vectoriel à flux statorique orienté.....	149
IV.4.1. Fonctionnement triphasé .....	149
IV.4.2. Fonctionnement biphasé.....	150
IV.4.3. Passage vers le mode biphasé .....	150

IV.5. Alimentation continue à point milieu .....	151
IV.5.1. Alimentation à diviseur capacitif.....	151
IV.5.2. Alimentation à sources indépendantes.....	153
IV.5.3. Alimentation à diviseur actif.....	155
 Conclusion du chapitre IV .....	 158
 <b>CONCLUSION GENERALE.....</b>	 <b>159</b>
 <b>ANNEXES .....</b>	 <b>163</b>
 Annexe A1 : Modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande .....	  164
 Annexe A2 : Modélisation de la machine asynchrone pour la simulation .....	  176
 Annexe A3 : Circuits de commande IXYS IXBD 4410/4411 .....	  181
 Annexe A4 : Paramètres de la machine, cartes de contrôle et de mesure des courants.....	  184
 <b>BIBLIOGRAPHIE.....</b>	 <b>188</b>

**LISTE DES SYMBOLES**

LISTE DES SYMBOLES

$s$	: opérateur de Laplace ;
$R_s, l_s$	: résistance et inductance propre d'une phase statorique ;
$R_r, l_r$	: résistance et inductance propre d'une phase rotorique ;
$M_s$	: coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator ;
$M_r$	: coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du rotor ;
$M_{sr}$	: maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor ;
$L_s$	: inductance cyclique d'une phase statorique ( $L_s = l_s - M_s$ ) ;
$L_r$	: inductance cyclique d'une phase rotorique ( $L_r = l_r - M_r$ ) ;
$R$	: résistance d'une phase rotorique ramenée au stator ;
$N_f$	: inductance de fuite totale ramenée au stator ;
$L_m$	: inductance de magnétisation ;
$M$	: inductance mutuelle cyclique ( $M = 3M_{sr}/2$ ) ;
$\sigma$	: coefficient de dispersion ( $\sigma = 1 - M^2/L_s L_r$ ) ;
$p$	: nombre de paires de pôles ;
$T_r$	: constante de temps rotorique ( $T_r = L_r/R_r$ ) ;
$T_s$	: constante de temps statorique ( $T_s = L_s/R_s$ ) ;
$g$	: glissement ;
$\omega_s$	: pulsation instantanée des grandeurs statoriques ;
$\omega_r$	: pulsation instantanée des grandeurs rotoriques ;
$\Omega$ ou $\Omega_m$	: vitesse angulaire de rotation du rotor ;
$\omega$ ou $\omega_m$	: vitesse angulaire électrique de rotation ( $\omega = p\Omega$ ) ;
$C_e, C_r$	: couple électromagnétique et couple de charge ;
$v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}$	: tensions instantanées aux bornes des enroulements $S_a, S_b$ et $S_c$ ;
$i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}$	: courants instantanés dans les enroulements $S_a, S_b$ et $S_c$ ;
$v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}$	: tensions instantanées aux bornes des enroulements $R_a, R_b$ et $R_c$ ;
$i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}$	: courants instantanés rotoriques dans les enroulements $R_a, R_b$ et $R_c$ ;
$V_s, I_s$	: valeurs efficaces de la tension et du courant statoriques ;
$\hat{V}_s, \hat{I}_s$	: valeurs maximales de la tension et du courant statoriques ;
$f_s, f_r, f_m$	: fréquence des grandeurs statoriques, rotoriques et fréquence de rotation ;
$I_{sm}$	: valeur efficace du courant magnétisant ;
$i_{saref}, i_{sbref}, i_{scref}$	: courants de références du mode triphasé ;

- $i_{sa}^* \text{ ref}, i_{sb}^* \text{ ref}, i_{sc}^* \text{ ref}$  : courants de références effectives ;  
 $\psi$  : déphasage des courants de références en mode monophasé ou biphasé ;  
 $\phi_a$  : phase des courants à l'origine ( $t = 0$ ) ;  
 $v_c(t), v_{c1}(t)$  et  $v_{c2}(t)$  : tensions aux bornes des condensateurs C, C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub> ;  
 $i_c, i_{c1}, i_{c2}$  : courants dans les condensateurs C, C<sub>1</sub> et C<sub>2</sub> ;  
 $i_e$  : courant d'entrée de l'onduleur ;  
 $u_{dc}, u_{dc1}, u_{dc2}$  : tensions redressées ;  
 $i_d, i_{d1}, i_{d2}$  : courants fournis par les sources continues  $u_{dc}, u_{dc1}$  et  $u_{dc2}$  ;  
 $\varepsilon (\theta_s, t)$  : Force Magnéto-Motrice (F.M.M.) dans l'entrefer ;
- [P( $\alpha$ )]** : matrice de la transformation de Park ;  
**D, Q** : enroulements statoriques situés selon les axes d et q ;  
 $v_{sd}, v_{sq}$  : tensions aux bornes des enroulements statoriques des axes d et q ;  
 $i_{sd}, i_{sq}$  : courants dans les enroulements statoriques des axes d et q ;  
 $i_{rd}, i_{rq}$  : courants dans les enroulements rotoriques des axes d et q ;  
 $\phi_s, \phi_r$  : flux statorique et flux rotorique ;  
 $\phi_{sd}, \phi_{sq}$  : flux dans les enroulements statoriques des axes d et q ;  
 $\phi_{rd}, \phi_{rq}$  : flux dans les enroulements rotoriques des axes d et q ;  
 $\theta_s, \theta_r, \theta_m, \theta_e$  : positions angulaires instantanées ( $\theta_e = p\theta_m$ ) ;  
 $i_\phi$  : courant magnétisant ( $\phi_{rd}/M$ ) ;  
 $i_{sqref}, i_{sdref}$  : références relatives aux courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  ;  
 $i_{sqsat}$  : valeur limite de  $i_{sqref}$  ;  
 $C_{ref}, \Omega_{ref}$  : référence de couple et référence de vitesse ;  
 $i_{\phi ref}$  : référence du courant magnétisant ;  
 $\omega_{rref}$  et  $\omega_{rsat}$  : valeur de référence relative à  $\omega_r$  et valeur limite de  $\omega_{rref}$  ;  
 $C_d(s), C_q(s)$  : régulateurs des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  ;  
 $C_f(s), C_v(s)$  : régulateur de flux (courant magnétisant) et régulateur de la vitesse ;  
 $K_d, K_q, \tau_{id}, \tau_{iq}$  : paramètres des régulateurs des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  ;  
 $\tau_d, \tau_q$  : constantes de temps de l'établissement des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ , en boucle fermée ;  
 $K_v, \tau_{iv}, \tau_{dv}, N$  : paramètres du régulateur de vitesse  $C_v(s)$  ;  
 $K_f, \tau_{if}$  : paramètres du régulateur de flux (courant magnétisant)  $C_f(s)$ .
- J,  $f_v, C_{fs}$**  : inertie, coefficient de frottements visqueux et couple de frottements secs.

**INTRODUCTION GENERALE**

## INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone est de plus en plus utilisée en tant qu'actionneur d'asservissement et concurrence sensiblement les actionneurs à courant continu et synchrones autopilotés, dans des applications exigeant une réponse rapide et précise en vitesse ou en position.

L'actionneur à courant continu, dont le modèle électrique simple facilite la commande, est le plus adapté, mais ses faiblesses intrinsèques que sont la présence d'un collecteur et les limites de fonctionnement qui en découlent ont laissé une place sur le marché au moteur synchrone autopiloté, plus robuste et de performances plus élevées. Toutefois, la présence d'un aimant permanent au rotor rend sa conception plus difficile et son coût plus prohibitif.

Le moteur asynchrone, vu ses caractéristiques naturelles, a longtemps été réservé aux entraînements à vitesse fixe et son utilisation en vitesse variable consistait à l'alimenter par un onduleur de tension tout en conservant le rapport  $V_s/f_s$  constant. Cette solution est insuffisante pour contrôler correctement le couple qui est la grandeur mécanique de réglage de la vitesse ou de la position. En effet, cette loi ne découle pas d'une analyse des modes transitoires et, par conséquent, ne permet pas d'en assurer le contrôle. Dans ces conditions, il apparaît des composantes pulsatoires dans le couple, inconvénients majeurs qui ne peuvent être palliés qu'au prix de mise en oeuvre d'algorithmes de commande complexes exécutés en temps réel.

Les progrès réalisés ces dernières années en électronique de puissance, avec l'apparition d'interrupteurs de puissance rapides tels que le transistor à effet de champ (MOSFET) et le transistor à grille isolée (IGBT), ont permis la réalisation de convertisseurs statiques performants. Les techniques numériques, avec l'apparition de processeurs de signaux (DSP) également de plus en plus rapides, permettent maintenant l'exécution en temps réel d'algorithmes de commande complexes. Tous ces développements ont contribué à l'utilisation croissante de la machine asynchrone, en raison de ses qualités et de sa robustesse sur le plan électromécanique, que les entraînements soient de faible ou de forte puissance. Ainsi, le nombre de réalisations industrielles de variateurs de vitesse asynchrones et le nombre de recherches menées sur les méthodes de contrôle de l'association onduleur M.L.I.- moteur asynchrone ne cessent de s'accroître.

ASSOCIATION CONVERTISSEUR - MACHINE ASYNCHRONE

Le moteur asynchrone dans les entraînements à vitesse variable de faible et moyenne puissance est utilisé, dans la plupart des cas, en association avec les convertisseurs suivants:

- Redresseurs à thyristors ou GTO - onduleur de courant ( $120^\circ$  ou M.L.I.) dont la structure de la partie puissance est représentée à la figure 0.1,

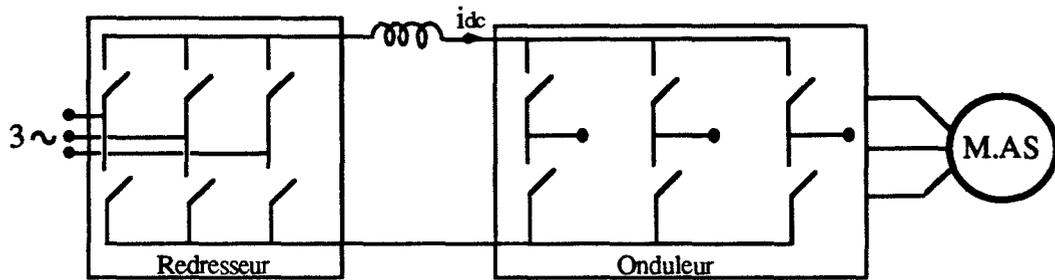


Fig. 0.1 : Structure de la partie puissance avec onduleur de courant.

- Redresseur à diodes - onduleur de tension M.L.I. contrôlé en tension ou en courant: La structure de puissance et le principe de pilotage sont explicités à la figure 0.2. Cette structure est la plus utilisée industriellement et beaucoup de recherches sont menées dans le but d'améliorer le contrôle du système, notamment en identifiant en temps réel les paramètres de la machine afin d'adapter les régulateurs aux conditions de fonctionnement.

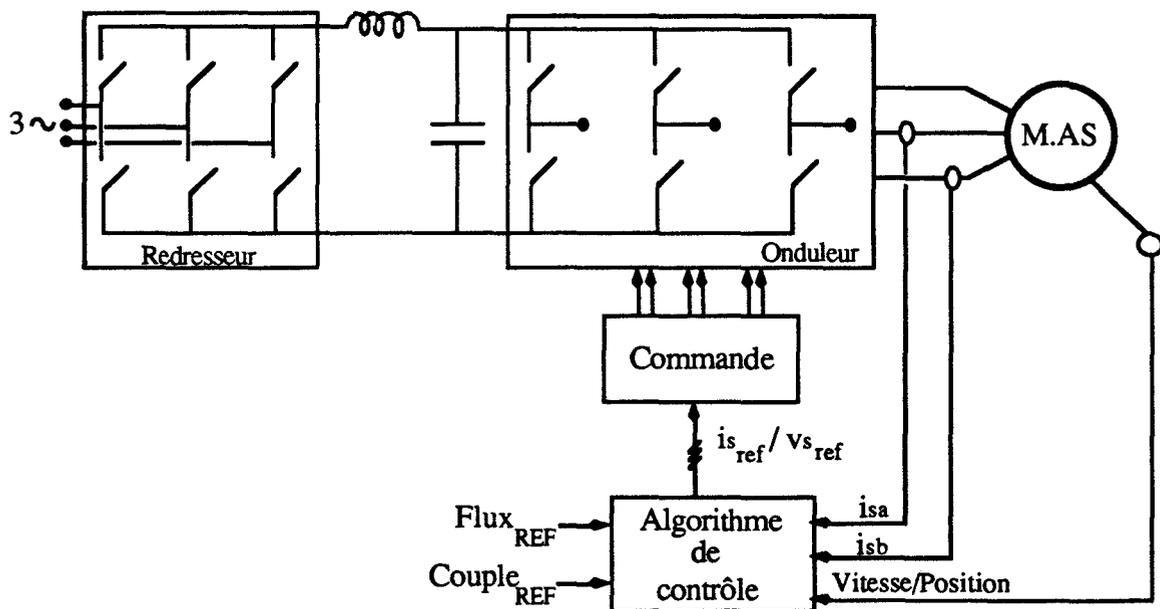


Fig. 0.2 : Structure du contrôle avec onduleur de tension.

Ces convertisseurs sont alors séquencés à partir du contrôle des grandeurs statoriques (courants ou tensions) ou des grandeurs continues intermédiaires ( $i_{dc}$ ) afin d'assurer un réglage optimal des grandeurs fondamentales que sont le flux et le couple.

**FIABILITE - DISPONIBILITE :**

La présence de convertisseurs dans les systèmes d'entraînements à vitesse variable les rend vulnérables à des pannes tant au niveau de la commande, qu'au niveau de la partie puissance, constituée principalement d'éléments semi-conducteurs. Pour des raisons de sécurité et plus généralement de rentabilité, certains processus voient leurs actionneurs multipliés par la mise en redondance partielle ou totale.

La fiabilité de l'ensemble d'entraînement dépend de celle de chaque maillon de la chaîne : contrôle, puissance, capteurs et moteur. L'analyse de la fiabilité globale montre que les maillons les plus vulnérables aux pannes sont la partie puissance des convertisseurs statiques et le contrôle.

• *Contrôle* - Le contrôle constitue le maillon le plus faible de la chaîne. Les techniques numériques ont largement contribué à son amélioration, en particulier en éliminant les phénomènes de dérive rencontrés en analogique. L'amélioration de sa fiabilité passe par le recours à la redondance. Différentes façons de mettre des contrôles en redondance sont alors possibles:

- soit en multipliant l'électronique par deux ou par trois avec vote majoritaire pour chaque décision d'amorçage,

- soit en utilisant une redondance analytique (fig. 0.3), par la mise en service d'une électronique active qui contrôle effectivement la puissance avec ses capteurs de tension, de courant et de vitesse et d'une électronique passive, également avec ses capteurs, qui est bouclée sur un modèle représentant la partie puissance et la machine alimentée.

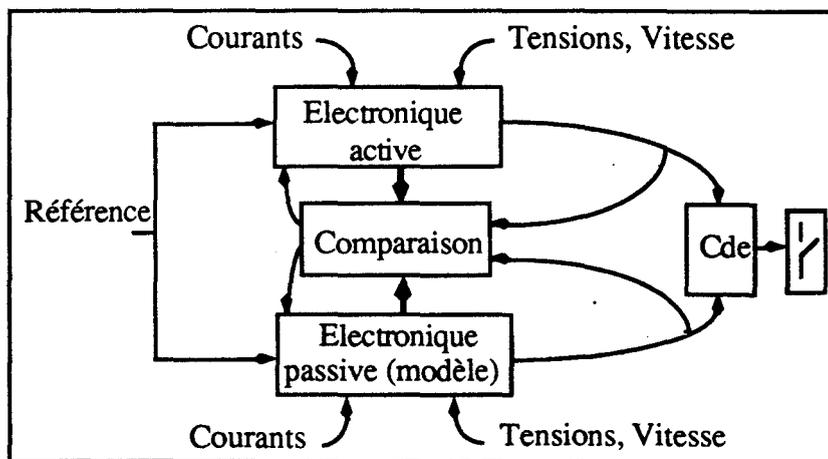


Fig. 0.3 : Principe de redondance fonctionnelle du contrôle.

Une électronique de comparaison observe le comportement de l'électronique passive et la commande rapprochée de l'interrupteur tient alors en compte des deux décisions.

• *Puissance* - L'expérience montre que la probabilité d'une défaillance, en particulier au niveau du semi-conducteur ou de sa commande rapprochée est importante. Les solutions classiques de redondance pour améliorer sa fiabilité, consiste généralement à utiliser l'une des deux méthodes suivantes:

- Des semi-conducteurs en parallèle pour les entraînements de moyenne puissance, en basse tension (fig. 0.4),

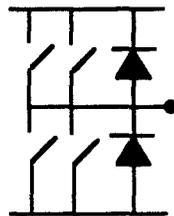


Fig. 0.4 : Redondance par la mise en parallèle.

- Des semi-conducteurs en série pour les grandes puissances en moyenne tension (fig. 0.5).

Dans le dimensionnement, la redondance est prise en compte en prévoyant un fonctionnement nominal avec un semi-conducteur en moins. La commande rapprochée cesse d'être simple si le nombre d'éléments associés est important et la probabilité d'une défaillance augmente alors sensiblement.

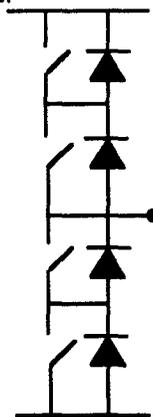


Fig. 0.5 : Redondance par la mise en série .

Une autre façon d'optimiser la fiabilité de ce maillon consiste à rechercher un fonctionnement dégradé acceptable que l'on utilisera en cas de défaillance. Ce fonctionnement devrait permettre de continuer l'exploitation dans de bonnes conditions sans provoquer un transitoire gênant pour l'ensemble du système d'entraînement.

*Le travail présenté dans ce mémoire est articulé autour de ce concept de fiabilité de la partie puissance par la recherche de marches dégradées conduisant, de fait, à une redondance partielle, donc à une fiabilité meilleure des applications à grande sûreté de fonctionnement qui mettent en oeuvre l'association onduleur M.L.I - moteur asynchrone.*

Les deux principaux défauts qui peuvent affecter l'onduleur sont le court-circuit d'un transistor de puissance ou la défaillance de sa commande rapprochée entraînant son ouverture permanente. La plupart des onduleurs à base d'IGBT utilisent maintenant des circuits de commande (drivers) qui permettent une protection contre le court-circuit par la surveillance de sa tension collecteur-émetteur ( $v_{ce}$ ). La protection a alors pour effet d'inhiber progressivement la commande des deux transistors du bras et l'arrêt de l'application en cours.

Dans cette étude, nous proposons des stratégies de fonctionnement pour sauvegarder l'application dans le cas où un défaut quelconque oblige à inhiber la commande d'un transistor ou d'un demi-pont de l'onduleur, alors utilisé dans une structure de contrôle scalaire ou vectoriel.

Dans le premier chapitre, nous rappelons les principales stratégies de commande en vitesse en fonctionnement triphasé. Nous présentons les performances obtenues en commande scalaire, lorsque les grandeurs contrôlées sont respectivement les tensions puis les courants statoriques. Pour remédier aux inconvénients de ce type de commande, notamment en basse vitesse, nous envisageons alors les structures de pilotage vectoriel à flux rotorique puis à flux statorique orientés, le repère dq restant attaché au champ tournant.

Dans le second chapitre nous considérons uniquement la structure onduleur-moteur asynchrone contrôlé en courant (fig. 0.6).

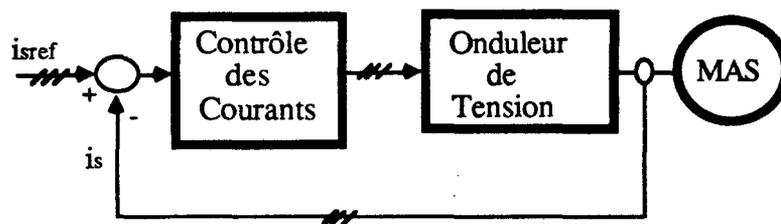


Fig. 0.6 : Machine asynchrone contrôlée en courant.

où les courants de références  $i_{sref}$ ,  $i_{bref}$  et  $i_{scref}$  sont issus de la boucle de contrôle de couple (vitesse) et de celle du flux (ou courant magnétisant), en boucle ouverte ou fermée.

L'effet des deux principaux défauts : circuit ouvert (défaut de commande de fermeture) et circuit fermé (court-circuit d'un interrupteur) sont analysés. Ce dernier est un défaut rédhibitoire, pour la structure à six interrupteurs envisagée dans cette étude.

Le défaut de fermeture (circuit ouvert) d'un seul interrupteur ou de deux interrupteurs d'une même phase peut être pallié par l'adoption d'une marche dégradée monophasée quand le neutre de la machine est isolé et d'une marche dégradée biphasée quand le neutre est relié à la source continue. Ceci suppose que l'on dispose d'une alimentation continue à point milieu ; nous envisageons donc, dans la suite de ce chapitre, les différentes façons de la réaliser en utilisant d'abord un diviseur passif à condensateurs puis actif à interrupteurs commandables.

Le troisième chapitre est consacré à la commande en vitesse en marche dégradée. Nous présentons alors l'influence du passage en marche dégradée monophasée sur les performances de la commande scalaire. Ensuite, nous analysons les résultats du fonctionnement biphasé en commande scalaire et en commande vectorielle. Nous montrons aussi qu'en utilisant des stratégies particulières de passage vers la marche dégradée on peut éviter le régime transitoire de transition qui s'avère gênant pour la charge entraînée.

Enfin, dans le quatrième chapitre nous proposons une réalisation expérimentale qui permet de valider les principaux résultats de simulation et les stratégies de commande proposées, en utilisant un système moteur asynchrone-génératrice à courant continu de 1.1 kW. La source continue à point milieu est construite à partir d'une source alternative monophasée ; les algorithmes de contrôle sont implantés sur un calculateur muni d'une carte d'entrées-sorties. Le contrôle des courants est réalisé par la méthode d'hystérésis.

## **CHAPITRE I**

# **COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN ALIMENTATION TRIPHASEE**

## CHAPITRE I

# COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN ALIMENTATION TRIPHASEE

### INTRODUCTION

L'utilisation de la machine asynchrone en tant qu'actionneur suppose que l'on en maîtrise le comportement dynamique et les régimes transitoires grâce au contrôle du couple. Ce couple dépend essentiellement de la pulsation des courants rotoriques et de la valeur du flux (courant magnétisant). Pour avoir une bonne dynamique, il faut veiller à maintenir le flux constant durant les régimes transitoires et contrôler le couple par action sur la pulsation rotorique.

Le contrôle de flux (ou du courant magnétisant) peut être assuré par une loi indirecte de type  $V_s/f_s = \text{constante}$ , en alimentation en tension, qui présente l'avantage d'être simple à réaliser mais qui devient insuffisante dans les gammes de fonctionnement extrêmes : couple élevé à basse vitesse, voire à l'arrêt, et pendant les régimes transitoires. Ce type de commande scalaire peut être utilisée pour des applications ne nécessitant pas de dynamique importante.

Le pilotage direct exige la connaissance en temps réel du flux dans la machine, d'où la nécessité d'employer des estimateurs ou des observateurs puisque cette grandeur n'est pas directement mesurable. La plupart des méthodes utilisées font donc appel à des estimateurs, élaborés à partir des équations électriques instantanées de la machine, afin d'assurer la connaissance du flux aussi bien en régime permanent que transitoire. Le flux (ou courant magnétisant), ainsi estimé, servira de grandeur de retour dans la boucle d'asservissement qui devra agir de manière à le garder constant dans une large gamme de vitesse.

Dans ce chapitre nous étudions, dans un premier temps, les lois de commande scalaire issues des équations du régime permanent. Nous montrons les limites de ce type de commande, notamment aux basses vitesses. Nous analysons, par la suite, les performances des commandes vectorielles à flux rotorique orienté et à flux statorique orienté. En effet, de

meilleures performances dynamiques sont obtenues par la réalisation du découplage entre la commande du couple et celle du flux en adoptant la méthode du contrôle vectoriel, qui vise à donner au moteur asynchrone les propriétés de la machine à courant continu où la commande du flux, imposé par l'inducteur, est complètement découplée de la commande du couple, contrôlé par le courant induit.

## **I.1. LOIS DE COMMANDE SCALAIRE**

Dans le principe, le pilotage scalaire consiste à contrôler l'amplitude et la fréquence des variables statoriques (tensions ou courants) tout en assurant l'autopilotage fréquentiel. Les lois de commande découlent des expressions établies à partir du schéma équivalent, en régime permanent sinusoïdal (cf. annexe AI).

### ***I.1.1. COMMANDE SCALAIRE EN TENSION***

Dans une commande scalaire en tension, la variable contrôlée est la tension statorique ; La fréquence  $\omega_s$  est déterminée à partir de l'autopilotage fréquentiel  $\omega_s = p\Omega \pm \omega_r$ , et la valeur efficace est calculée de manière à garder le flux constant.

#### ***I.1.1.1. Contrôle du flux et Réglage du couple***

Lorsque le glissement est faible, l'expression (AI.2, 29) du couple électromagnétique  $C_e$  (cf. annexe AI, § AI.II.5), qui découle du schéma équivalent à fuites totalisées au rotor se simplifie et devient :

$$C_e = 3 p (\phi_s)^2 \frac{g \omega_s}{R} \quad (I.1)$$

L'inductance de fuite  $N_f$  est négligée de sorte que la valeur efficace du flux a pour expression :

$$\phi_s = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R_s}{L_s}\right)^2 + \left(1 + g \frac{R_s}{R}\right)^2} \omega_s} \quad (I.2)$$

Cette expression du flux peut être simplifiée si le glissement est suffisamment faible pour considérer  $g R_s \ll R$  :

$$\phi_s = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R_s}{L_s}\right)^2 + \omega_s^2}} \quad (I.3)$$

et si, de plus, la résistance statorique est telle que  $R_s \ll L_s \omega_s$  (hypothèse valable surtout pour les machines de puissance élevée), alors l'expression du flux devient très simple :

$$\phi_s = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (I.4)$$

et le couple permanent devient :

$$C_e = 3 p \left(\frac{V_s}{\omega_s}\right)^2 \frac{g \omega_s}{R} \quad (I.5)$$

Le flux peut être maintenu sensiblement constant en adoptant une loi :  $V_s / \omega_s = \text{constante}$  qui conduit à un fonctionnement satisfaisant sauf aux vitesses faibles ; en effet, les chutes de tension, négligeables aux grandes vitesses, doivent impérativement être prises en compte aux faibles vitesses, notamment pour les machines de faible puissance. Dans ce dernier cas, le maintien du flux à une valeur constante peut être assuré en utilisant la loi (I.2).

La valeur du flux est choisie en fonction des caractéristiques nominales de la machine, de manière à en optimiser le fonctionnement dans une large plage de vitesse. Toutefois, il est possible d'utiliser la machine à tension constante et fréquence variable, si les exigences de couple le permettent, à des vitesses supérieures à la valeur habituellement appelée vitesse nominale. Dans ces conditions, le flux  $\phi_s$  évolue sensiblement en fonction de l'inverse de la vitesse (fig.1.1).

**REGLAGE DU COUPLE** - Lorsque, dans l'équation (I.1), le flux est maintenu constant, le contrôle du couple est obtenu par action sur la pulsation rotorique  $\omega_r$ . Ce contrôle oblige à autopiloter la machine de manière à transformer la pulsation rotorique en grandeur indépendante, donc en grandeur de réglage.

La loi d'autopilotage fréquentiel découle de la relation de glissement :

$$\omega_s = p\Omega \pm \omega_r$$

Le signe caractérisant la nature du fonctionnement moteur (+) ou générateur (-).

### 1.1.1.2. Structure de régulation de vitesse :

Le schéma, donné en figure 1.1, montre alors l'application de ce principe dans une régulation de vitesse pour laquelle la pulsation rotorique  $\omega_{rref}$  est élaborée par le correcteur

de vitesse  $C_v(s)$ . Celui-ci est à action proportionnelle et intégrale, avec action dérivée filtrée dans la boucle de retour. Ce choix est imposé par la nature du système où la volonté d'annuler l'erreur statique conduit à une double intégration, facteur de désamortissement si des précautions ne sont pas prises.

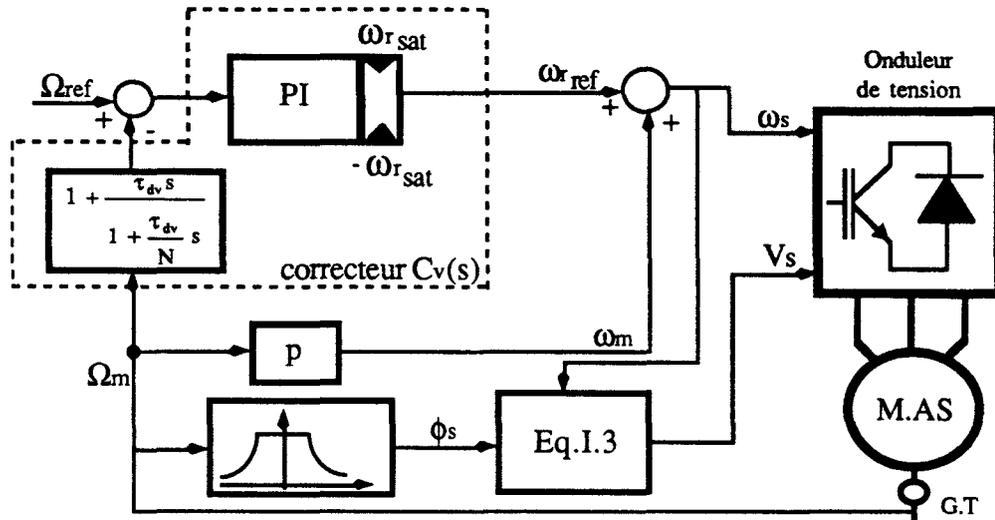


Fig. 1.1 : Structure de contrôle de vitesse en commande scalaire en tension.

L'action proportionnelle et intégrale (PI) du correcteur de vitesse est caractérisée par une fonction de transfert qui s'écrit :

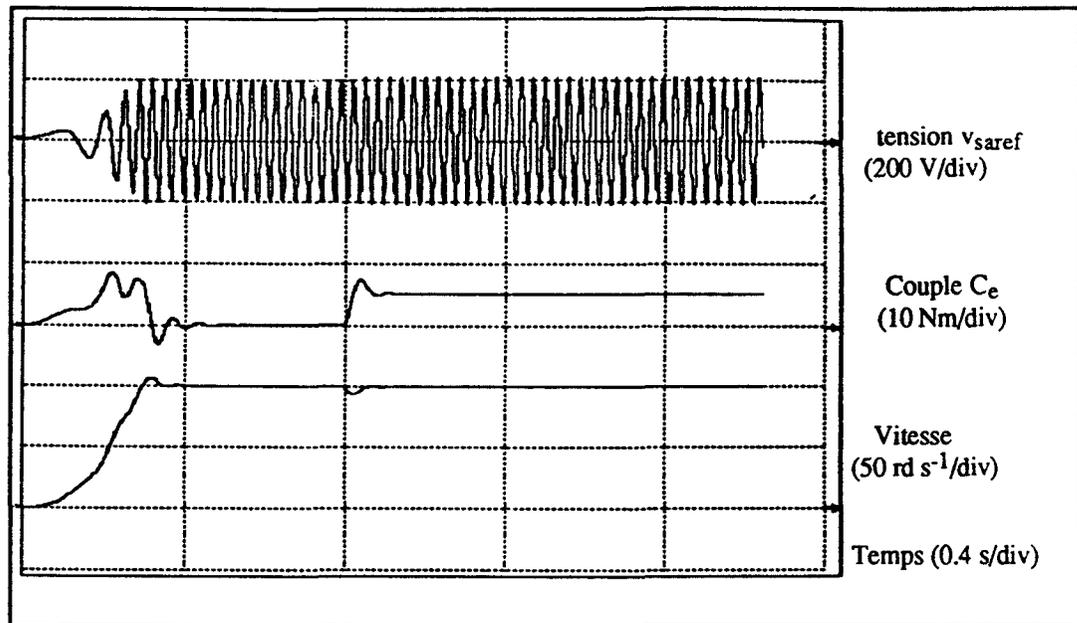
$$k_v \left( 1 + \frac{1}{\tau_{iv} s} \right).$$

Pour tous les résultats que nous présentons, nous utilisons la machine asynchrone ayant les paramètres suivants :

$$\begin{aligned} &1.1 \text{ kW}, 220/380\text{V}, 5.2/3\text{A}, \\ &R_s = 4.15 \Omega, T_r = 0.08 \text{ s}, M^2/L_r = 0.3535 \text{ H}, \\ &L_s = 0.402 \text{ H}, \sigma = 0.12. \end{aligned}$$

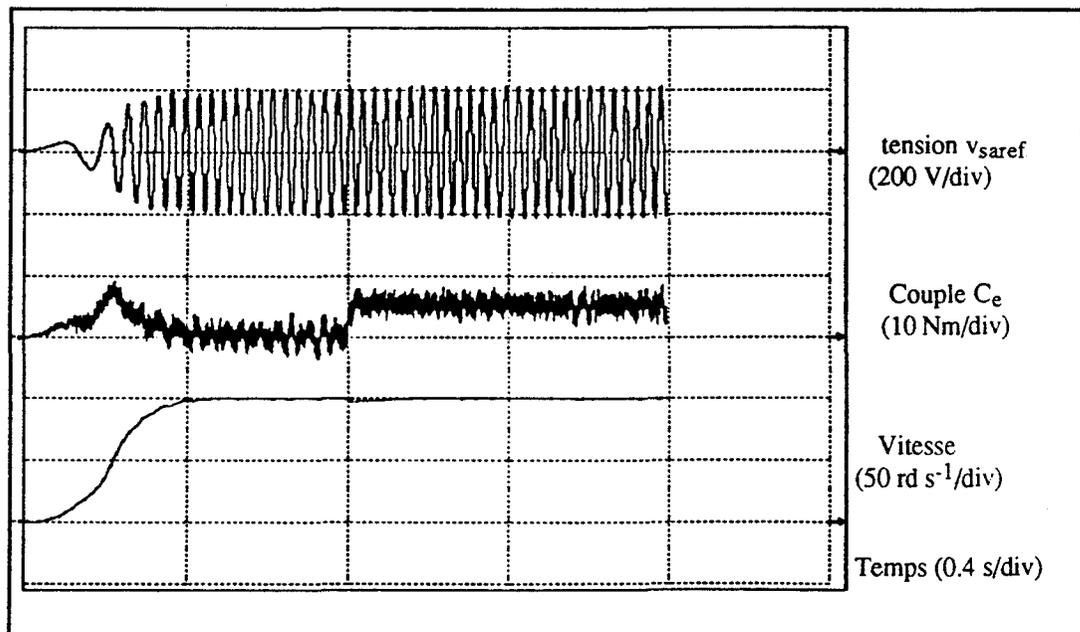
La figure 1.2 représente la réponse à un échelon de vitesse puis de couple ( $c_r = 5 \text{ Nm}$ ), en alimentation sinusoïdale (onduleur idéal). Le flux est contrôlé en utilisant la loi simplifiée (I.3) qui tient compte de la résistance statorique  $R_s$ , grandeur non négligeable pour la machine de faible puissance (1.1 kW) que nous utilisons pour la validation expérimentale.

La figure 1.3 représente la réponse en vitesse puis en couple, dans les mêmes conditions que précédemment, en alimentation par onduleur de tension à Modulation de Largeur d'Impulsions (M.L.I.).



$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.05, \tau_{dv} = 0.05, N = 10, \omega_{rsat} = 15 \text{ rd/s.}$$

Fig. 1.2 : Réponse en vitesse en commande scalaire en tension (alimentation sinusoïdale)



$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.05, \tau_{dv} = 0.05, N = 10, \omega_{rsat} = 15 \text{ rd/s.}$$

Fig. 1.3 : Réponse en vitesse en commande scalaire en tension (alimentation M.L.I.).

Nous remarquons, d'après les résultats de simulation présentés, que la commande scalaire en tension ne permet pas un contrôle optimal du couple aussi bien en alimentation purement sinusoïdale (onduleur idéal) qu'en alimentation en M.L.I et ceci, malgré

l'utilisation d'une loi indirecte de contrôle de flux améliorée (eq. I.3) qui tient compte de la résistance statorique au lieu de la loi simple  $V_s/f_s$ .

Afin d'aboutir à un meilleur contrôle de couple, ainsi que pour des raisons de sûreté de fonctionnement, nous allons étudier maintenant la commande scalaire en courant qui consiste à contrôler, cette fois, les courants statoriques réels de la machine  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$ .

### ***1.1.2. COMMANDE SCALAIRE EN COURANT***

La grandeur de réglage est maintenant le courant statorique. Son amplitude  $I_s$  est contrôlée de manière à garder le courant magnétisant  $I_{sm}$ , image du flux, constant ; la fréquence ( $\omega_s$ ) est déterminée, comme précédemment, par la formule d'autopilotage fréquentiel.

#### ***1.1.2.1. Contrôle du courant magnétisant et Réglage du couple***

A partir du schéma équivalent de la figure AI.3 (cf. annexe AI, § AI.II.3), le couple peut s'écrire en fonction de la valeur efficace du courant :

$$C_e = 3 p \frac{L_s^2}{R} I_s^2 \frac{\omega_r}{1 + (T_r \omega_r)^2} \quad (I.6)$$

avec :  $T_r = (N_f + L_s) / R = L_r / R_r$ , constante de temps rotorique.

En faisant intervenir le courant magnétisant  $I_{sm}$  :

$$\bar{I}_{sm} = \frac{1 + j \frac{N_f}{R} \omega_r}{1 + j \omega_r T_r} \bar{I}_s \quad (I.7)$$

qui devient, si on considère que  $N_f \omega_r / R \ll 1$  :

$$\bar{I}_{sm} = \frac{1}{1 + j \omega_r T_r} \bar{I}_s \quad (I.8)$$

L'expression du couple devient alors :

$$C_e = 3 p \frac{L_s^2}{R} (I_{sm})^2 \omega_r \quad (I.9)$$

Si on maintient, cette fois, le courant magnétisant constant  $I_{sm}$ , le contrôle du couple est obtenu, comme dans la structure de commande en tension, par action sur la pulsation rotorique  $\omega_r$ .

Le réglage du courant magnétisant peut être assuré en utilisant l'expression simplifiée (I.8) :

$$I_{sm} = \frac{I_s}{\sqrt{1 + (T_r \omega_r)^2}} \quad (I.10)$$

### 1.1.2.2. Structure de régulation de vitesse

Le schéma, donné en figure 1.4, montre alors l'application de ce principe dans une régulation de vitesse. Les deux grandeurs de réglage sont la pulsation et la valeur efficace des courants statoriques ( $\omega_s$  et  $I_s$ ).

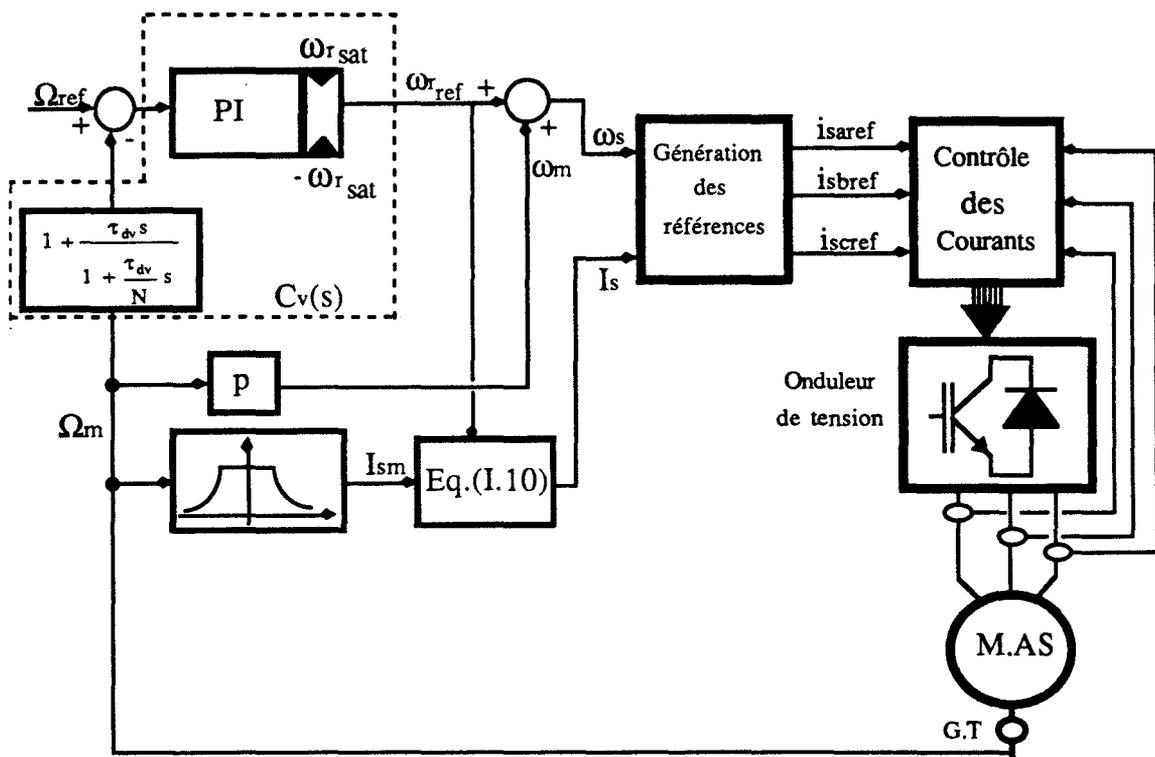


Fig. 1.4 : Structure de contrôle de vitesse en commande scalaire en courant.

A partir de la pulsation statorique  $\omega_s$ , élaborée par l'autopilotage, et la valeur efficace  $I_s$ , élaborée par le contrôle du courant magnétisant, on génère trois références qui seront comparées, dans le bloc contrôle des courants, aux courants réels dans la machine, pour délivrer les signaux de commande de l'onduleur.

La figure I.5. montre la réponse en vitesse à un échelon de vitesse de  $100 \text{ rd s}^{-1}$  ainsi que la réponse à un échelon de couple de charge ( $c_r = 5 \text{ Nm}$ ).

Les courants sont contrôlés par la méthode hystérésis et le régulateur de vitesse a les mêmes paramètres que précédemment.



$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.05, \tau_{dv} = 0.05, N = 10, \omega_{rsat} = 15 \text{ rd/s.}$$

Fig. 1.5 : Réponse en vitesse en commande scalaire en courant ( $\Omega_{ref} = 100 \text{ rd s}^{-1}$ ).

La figure 1.6 montre la réponse à un échelon de vitesse de faible amplitude (10 rd s<sup>-1</sup>). Les paramètres du correcteur de vitesse  $C_v(s)$  sont inchangés.

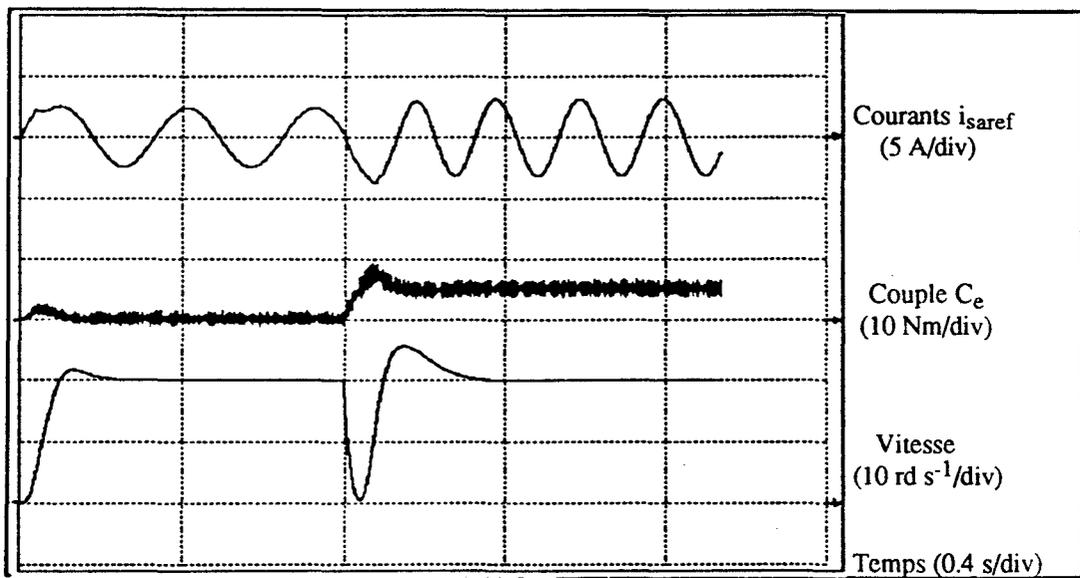


Fig. 1.6 : Réponse en vitesse en commande scalaire en courant ( $\Omega_{ref} = 10 \text{ rd s}^{-1}$ ).

L'application de l'échelon de couple de charge de 5 Nm perturbe fortement la vitesse (écart dynamique de l'ordre de 100 %).

Ces inconvénients, propres à la commande scalaire, dus à l'insuffisance du couple développé par la machine asynchrone en basse vitesse, ne peuvent être palliés que par le contrôle du régime transitoire grâce aux techniques du pilotage vectoriel qui permettent un réglage précis du couple, même à l'arrêt (vitesse nulle).

Avant d'envisager les différentes structures de commande vectorielle, nous présentons, dans ce qui suit, quelques méthodes d'asservissement des courants statoriques. En effet, les principales structures que nous proposons comportent un bloc de contrôle de ces grandeurs.

### 1.1.2.3. Stratégies de contrôle de courant

Dans la pratique, les méthodes les plus classiques pour asservir le vecteur courant à sa référence sont basées sur la comparaison de trois courants réels  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$  à trois courants de référence  $i_{saref}$ ,  $i_{sbref}$  et  $i_{scref}$ , constituant un système triphasé équilibré.

Chaque méthode de contrôle possède des caractéristiques propres qui confèrent au montage des comportements différents. Il est cependant possible de distinguer deux types de stratégies :

- les stratégies effectuant un traitement de l'erreur par des contrôleurs de type " tout ou rien " : *contrôle par hystérésis*.
- Les stratégies qui utilisent des régulateurs linéaires : *contrôle par MLI*.

#### 1.1.2.3.1. Contrôle des courants par hystérésis

Dans ce type de commande, chaque courant de phase est comparé au courant de référence et un régulateur à hystérésis commande directement, de manière complémentaire, les deux transistors du bras correspondant de l'onduleur (fig. 1.7).

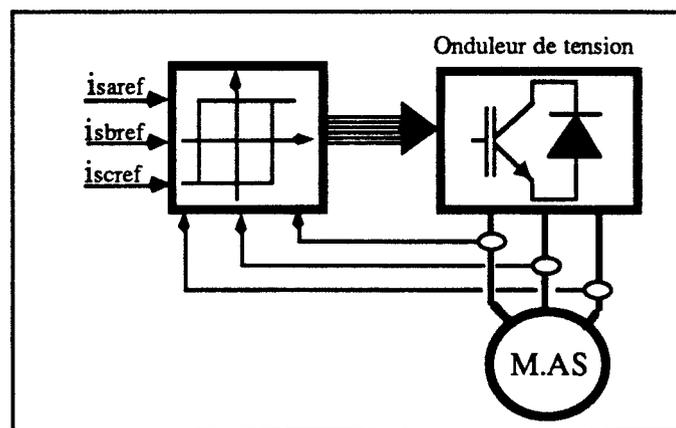


Fig. 1.7 : Contrôle par hystérésis.

Ce mode 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) sont fixées par la largeur de la plage d'hystérésis choisie. Cependant, cette solution présente quelques inconvénients :

- L'indépendance des 3 boucles conduit à l'apparition d'une période de roue libre qui provoque un dépassement des limites fixées par la plage d'hystérésis.
- La modulation disparaît pour les faibles valeurs de courant.

Toutefois, le comportement peut être amélioré en mettant en oeuvre des boucles de courant couplées [ANDRIEUX 86].

Le contrôle des courants par hystérésis 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 de commutation augmentent et les limites de commutation des interrupteurs peuvent être atteintes.

#### 1.1.2.3.2. Contrôle des courants par MLI

L'erreur entre le courant réel et le courant de référence de chaque phase est appliquée à l'entrée d'un régulateur linéaire. La commande de la branche correspondante de l'onduleur est obtenue en comparant la sortie de ce régulateur avec un signal de modulation à haute fréquence commun aux trois phases (fig. 1.8). Les sorties des trois correcteurs donnent l'image du système de tensions triphasées appliquées à la machine [ANDRIEUX 86].

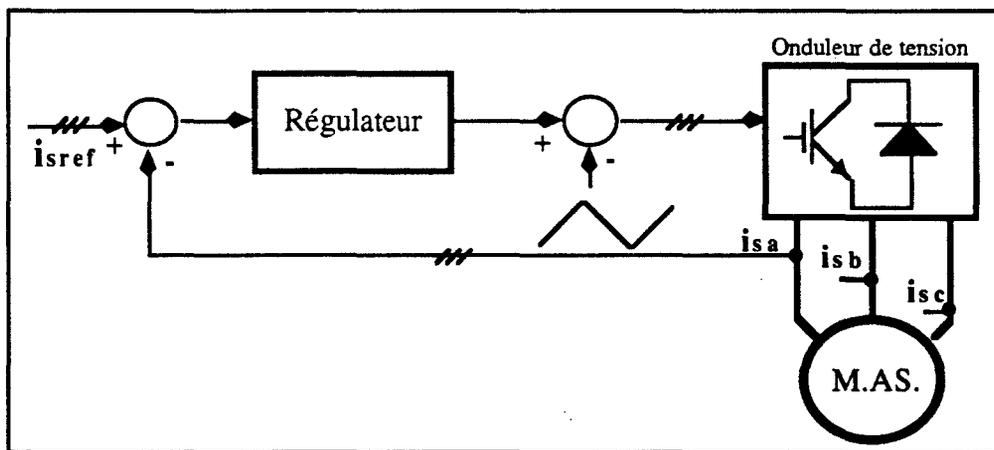


Fig. 1.8 : Contrôle des courants par M.L.I.

Les figures 1.9 et 1.10 représentent l'allure du courant et son analyse spectrale respectivement en contrôle par hystérésis puis en contrôle par M.L.I. Le taux d'harmoniques, qui dépend respectivement de la largeur de la bande d'hystérésis ou de la fréquence de la porteuse, est faible avec les deux méthodes.

Dans la suite de cette étude, aussi bien pour la simulation que pour la réalisation pratique, nous utilisons principalement la méthode de contrôle par hystérésis, plus simple à mettre en oeuvre.

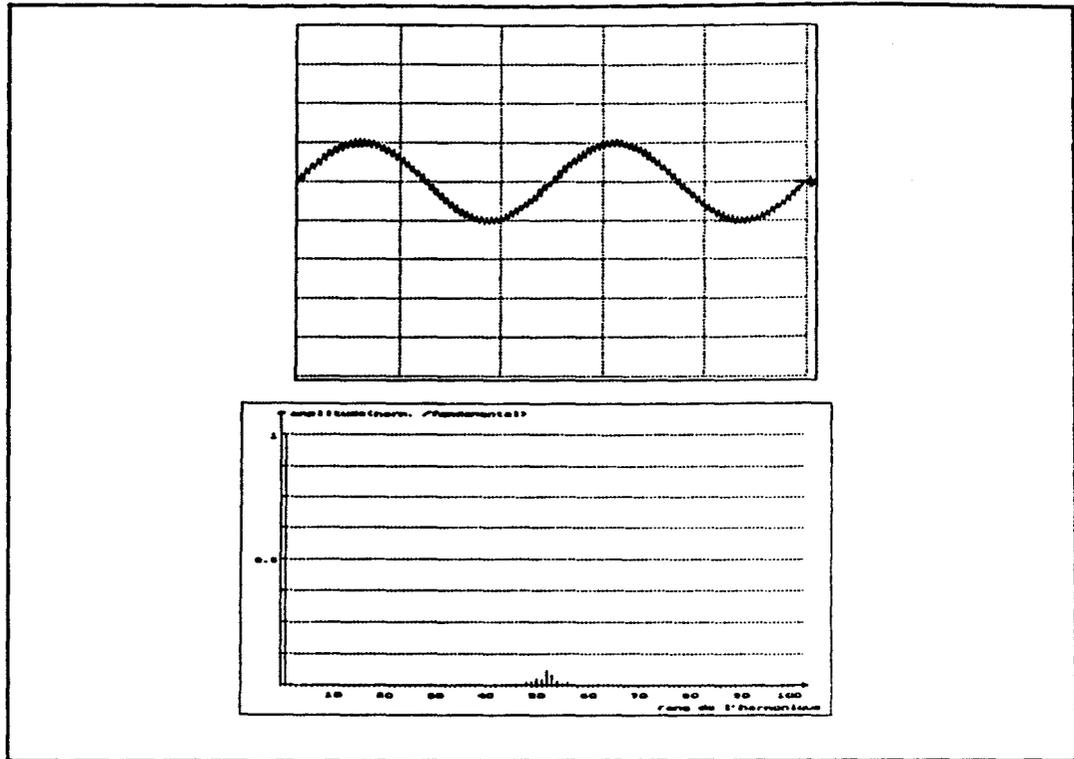


Fig. 1.9 : Contrôle du courant par hystérésis et son analyse spectrale.

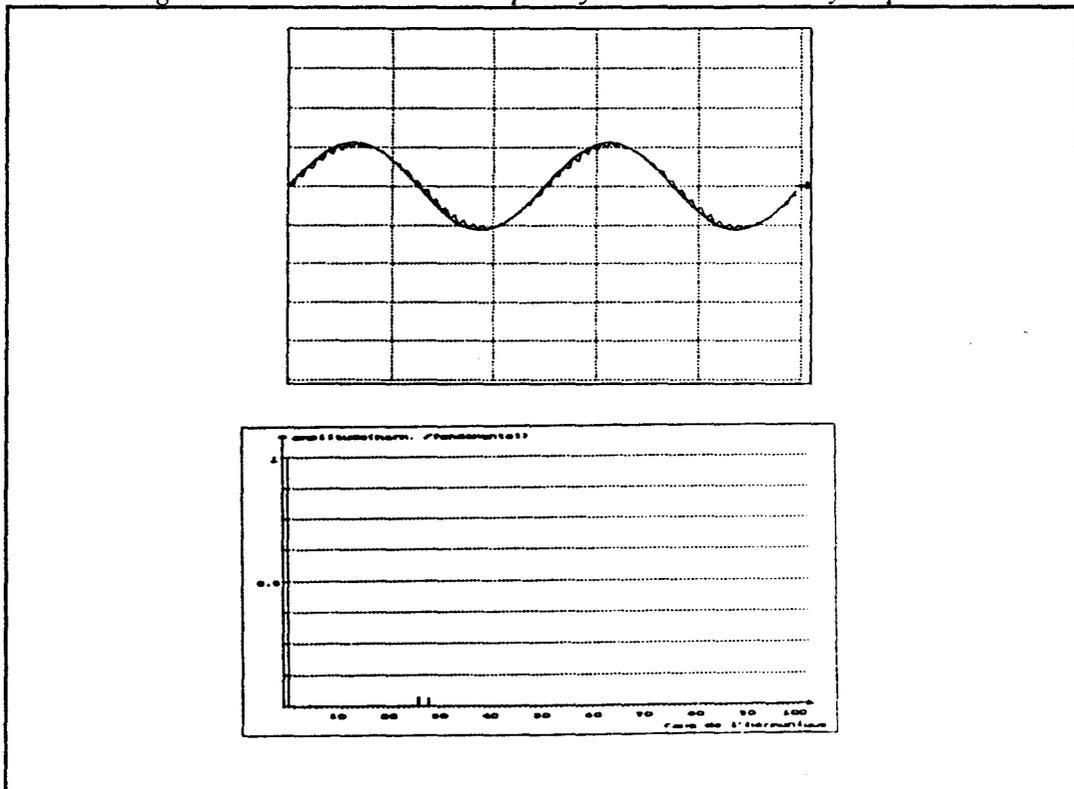


Fig. 1.10 : Contrôle du courant par M.L.I. et son analyse spectrale.

**1.1.2.3.3. Contrôle numérique des courants**

Les applications industrielles s'orientent de plus en plus vers des solutions "tout numérique", aussi bien pour l'implantation des algorithmes de contrôle éloigné que pour la commande rapprochée (génération de la séquence) du convertisseur. Pour cela l'adaptation des structures analogiques de contrôle des courants est nécessaire.

La technique numérique que nous présentons, ici, est issue de la méthode de modulation de largeur d'impulsions [SEIXAS 88]. Chaque bras de l'onduleur est commandé par un rapport cyclique  $\alpha_i$  sur une période de porteuse  $T_p$ , fixée en fonction de la nature des interrupteurs utilisés.

**DETERMINATION DES RAPPORTS CYCLIQUES DE COMMANDE  $\alpha_i$  :** En régime permanent, la charge étant couplée en étoile sans neutre (fig.1.11), la composante homopolaire des courants est nulle, ce qui conduit, si on considère que la charge est équilibrée, à :

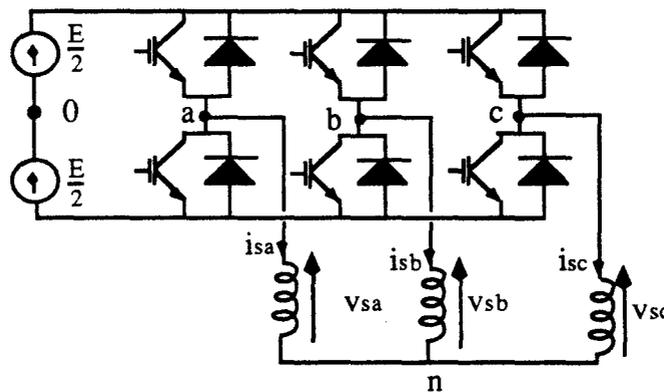


Fig. 1.11 : Schéma de la partie puissance onduleur - machine.

$$v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 0 \Rightarrow (v_{ao} + v_{on}) + (v_{bo} + v_{on}) + (v_{co} + v_{on}) = 0,$$

$$\Rightarrow v_{on} = (-v_{ao} - v_{bo} - v_{co}) / 3,$$

d'où :

$$v_{sa} = \frac{1}{3} [ 2 v_{ao} - v_{bo} - v_{co} ]$$

$$v_{sb} = \frac{1}{3} [ 2 v_{bo} - v_{ao} - v_{co} ]$$

$$v_{sc} = \frac{1}{3} [ 2 v_{co} - v_{ao} - v_{bo} ]$$

Les tensions  $v_{io}$ , quant à elles, dépendent des rapports cycliques  $\alpha_i$  de commande de chaque bras (fig.1.12) :

$$v_{io} = E/2 \text{ pour } 0 < t < \alpha_i T_p \text{ et } v_{io} = -E/2 \text{ pour } \alpha_i T_p < t < T_p,$$

et la tension moyenne de  $v_{io}$ , sur une période d'échantillonnage, s'écrit :

$$\langle v_{io} \rangle = (2 \alpha_i - 1)E/2.$$

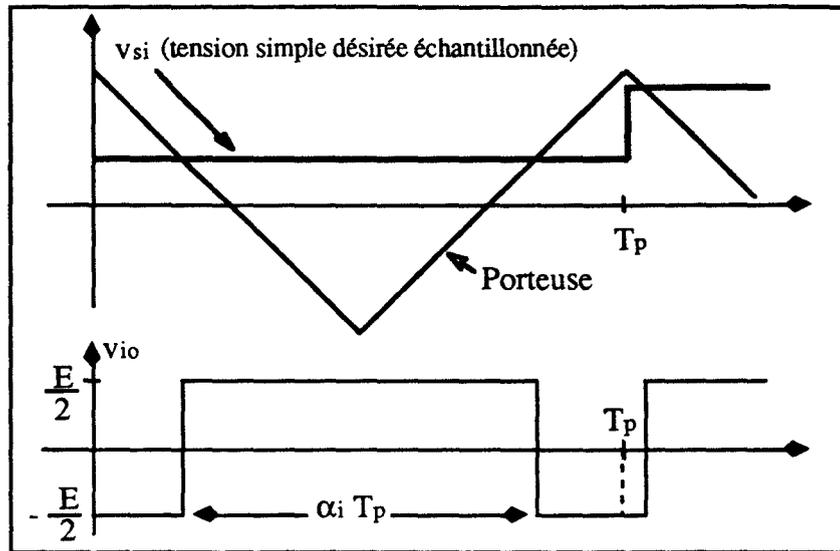


Fig. 1.12 : Principe de la M.L.I. numérique.

Les tensions moyennes relatives aux tensions simples  $v_{sa}$ ,  $v_{sb}$  et  $v_{sc}$ , sur une période d'échantillonnage  $T_p$ , s'écrivent alors en fonction des rapports cycliques [SEIXAS 88] :

$$\langle v_{sa} \rangle = (2\alpha_a - 1)E/2,$$

$$\langle v_{sb} \rangle = (2\alpha_b - 1)E/2,$$

$$\langle v_{sc} \rangle = (2\alpha_c - 1)E/2,$$

avec  $\alpha_i$  entre  $[0, 1]$ .

Comme on doit avoir  $\langle v_{sa} \rangle + \langle v_{sb} \rangle + \langle v_{sc} \rangle = 0 \Rightarrow \alpha_a + \alpha_b + \alpha_c = 3/2 \Rightarrow$  en triphasé, l'élaboration de deux rapports cycliques  $\alpha_a$  et  $\alpha_b$  suffit.

Ces rapports cycliques de commande de l'onduleur sont donc calculés à partir des tensions simples désirées ( $v_{si}$ ). Celles-ci sont données, dans le cas d'un asservissement des courants statoriques, par les régulateurs de ces grandeurs.

### 1.1.3. CONCLUSION SUR LA COMMANDE SCALAIRE

Dans cette partie nous avons présenté deux types de structure de contrôle de couple issues des équations en régime permanent : Commande scalaire en tension et commande scalaire avec contrôle des courants statoriques. Cette dernière semble plus adaptée à un bon fonctionnement de la régulation car elle permet, d'une part, un meilleur contrôle du couple et, d'autre part, une surveillance des courants statoriques protégeant ainsi les éléments de

puissance de l'onduleur contre les surcharges ; cette disposition va dans le sens d'une sûreté de fonctionnement accrue.

Cependant, à faible vitesse, les performances d'une telle structure se dégradent et ne sont plus satisfaisantes, même avec l'utilisation, dans la boucle de retour, d'une action dérivée qui stabilise le système mais qui réduit sensiblement les performances de sa dynamique, de poursuite ou de régulation.

Pour obtenir une meilleure dynamique en poursuite et en régulation, ainsi qu'une meilleure stabilité de fonctionnement en basse vitesse, le contrôle du couple transitoire s'impose, puisqu'il s'agit de la grandeur mécanique dont dépend le contrôle de la vitesse en vertu même de la relation fondamentale de la mécanique.

## **I.2. LOIS DE COMMANDE VECTORIELLE**

Les inconvénients de la commande scalaire, sensibles surtout en basse vitesses, peuvent être palliés à condition d'établir des lois de commande assurant un découplage entre le réglage du flux et celui du couple. Une telle disposition conduit à retrouver, tant en régime permanent qu'en régime transitoire, une expression scalaire du couple instantané, comme dans la machine à courant continu.

Le contrôle vectoriel vise donc à séparer le pilotage du couple de celui du flux et à obtenir ainsi l'équivalent du moteur à courant continu à excitation séparée. En effet, dans cette machine on peut aisément piloter le régime transitoire, car lorsque le flux d'excitation est imposé, la tension d'induit règle le courant et donc le couple. Celui-ci dépend, de façon non inertielle, du flux et du courant et sa valeur résulte directement des grandeurs imposées à l'entrée de la machine. Pour un flux constant, les équations du mouvement sont linéaires avec des coefficients constants, ce qui permet le contrôle presque total du régime transitoire.

Dans une machine asynchrone, le flux principal est créé à la fois par le rotor et par le stator ; or, la seule grandeur directement contrôlable, en amplitude et en phase, est la tension (ou courant) du stator. On ne peut séparer " naturellement " le pilotage du flux principal de celui du couple électromagnétique. L'idée d'un contrôle découplé des deux grandeurs provient de la transformation de Park qui fait apparaître les deux composantes du vecteur courant statorique.

L'analyse des expressions du couple instantané (AI.3, 8) à (AI.3, 11) (cf. annexe AI, § AI.III.2), obtenues grâce au changement de coordonnées, montre des possibilités d'expressions scalaires simples, à condition d'annuler une des composantes de courant ou de flux sur l'un des axes du plan (d, q).

Le contrôle vectoriel consiste donc à orienter, par exemple, le flux rotorique ou statorique selon l'axe 'd' du repère tournant, en annulant sa composante sur l'axe q ( $\phi_{rq} = 0$  ou  $\phi_{sq} = 0$ ).

Dans ce qui suit, nous étudions, dans un premier temps, les performances obtenues avec la commande à flux rotorique orienté ; ensuite nous proposons une commande à flux statorique orienté, plus simple à mettre en oeuvre, car ne nécessitant pas de transformation de coordonnées, mais cela suppose que les paramètres caractéristiques de la machine soient bien estimés et ne varient pas trop au cours du fonctionnement.

### 1.2.1. COMMANDE AVEC REFERENTIEL ATTACHE AU FLUX ROTORIQUE

La figure 1.13 donne une représentation vectorielle dans l'espace-temps des flux  $\phi_s$  et  $\phi_r$  par rapport aux axes  $S_a$ ,  $R_a$  et d. L'axe d est aligné avec celui du flux rotorique de sorte que la composante de ce dernier sur l'axe q soit nulle ( $\phi_{rq} = 0$ ).

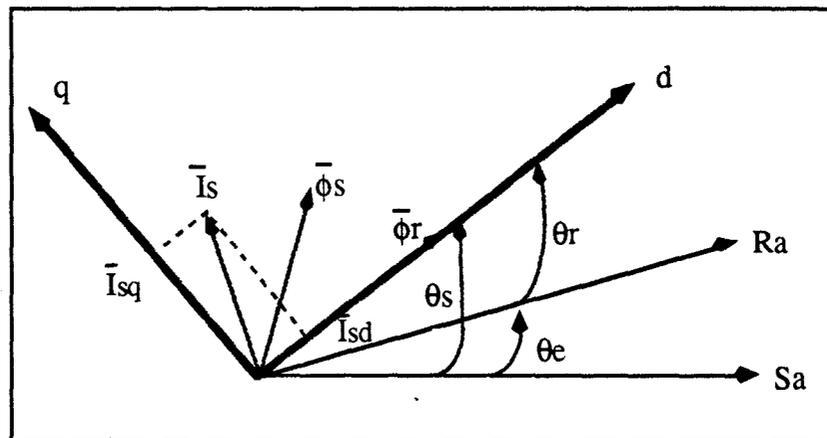


Figure 1.13 : Calage du référentiel sur le flux rotorique.

Si ce calage est maintenu en régime quelconque, l'expression (A1.3, 8), donnant le couple instantané, devient :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \phi_{rd} i_{sq} \quad (I, 11)$$

conformément au but recherché.

Comme  $\phi_{rq} = 0$ , les équations de Park deviennent :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega_s \phi_{sq}, \quad v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega_s \phi_{sd}$$

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt}, \quad 0 = R_r i_{rq} + \omega_r \phi_{rd}$$

avec :

$$\phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd}, \quad \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq}$$

$$\phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd}, \quad \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq}$$

(I, 12)

### 1.2.1.1. Principe de commande

L'objectif désiré est de pouvoir régler séparément le flux et le couple, sachant que les seules grandeurs mesurables sont :

- la vitesse  $\Omega$  et l'angle  $\theta$ ,
- les courants  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$ .

alors que les grandeurs de commande sont  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$  qui agissent simultanément sur les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ .

La figure (1.14) représente le schéma fonctionnel global du principe de commande.  $C_{eREF}$  et  $\phi_{rREF}$  désignent respectivement le couple et le flux de référence.

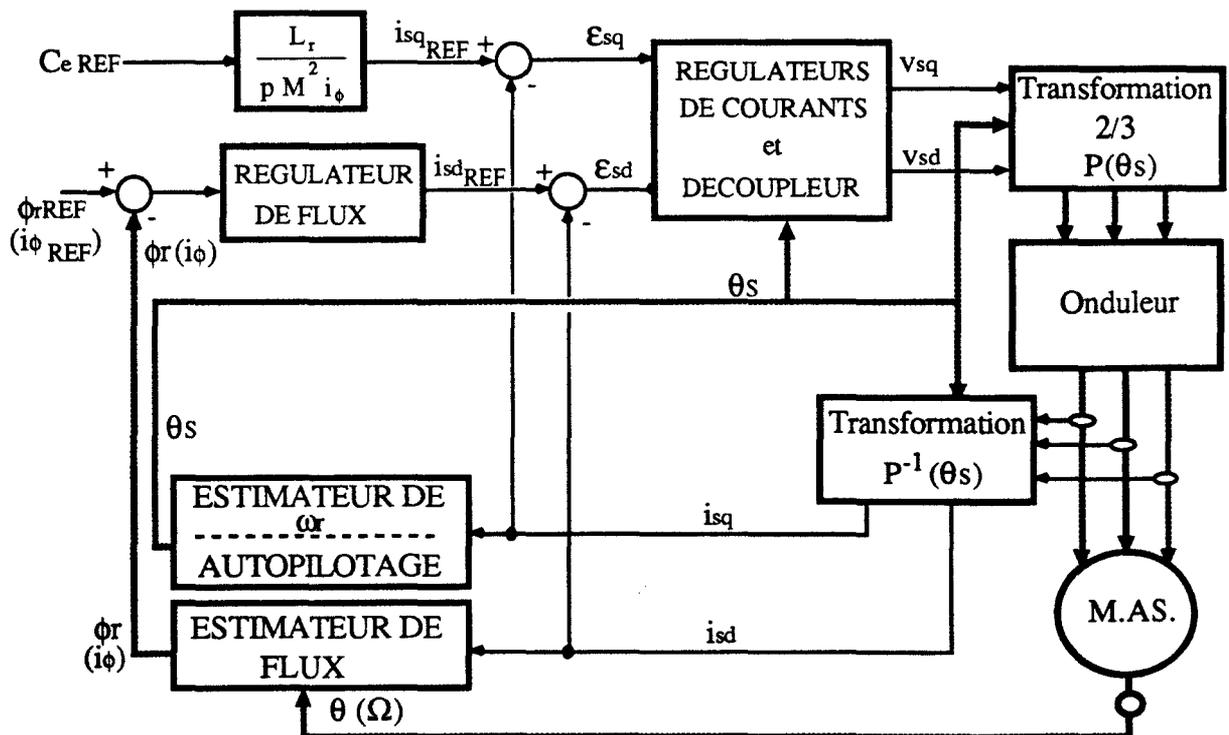


Fig. 1.14 : Architecture fonctionnelle de la commande à flux rotorique orienté.

**ESTIMATEUR DE FLUX** - Sachant que  $\phi_r = \phi_{rd} = M i_{sd} + L_r i_{rd}$ , le flux s'obtient en remplaçant  $i_{rd}$  (non mesurable) dans l'équation rotorique sur l'axe 'd', d'où :

$$\phi_{rd} = \frac{M}{1 + T_r \frac{d}{dt}} i_{sd} \quad (\text{I, 13})$$

et en posant  $i_\phi = \phi_{rd}/M$ , image du flux ou courant magnétisant, nous obtenons :

$$i_\phi = \frac{1}{1 + T_r \frac{d}{dt}} i_{sd} \quad (\text{I, 14})$$

Le couple a alors pour expression :

$$C_e = p \frac{M^2}{L_r} i_\phi i_{sq} = p L_s (1 - \sigma) i_\phi i_{sq} \quad (\text{I.15})$$

**AUTOPILOTAGE (calage du référentiel)** - Le référentiel (d,q) tourne à la vitesse du champ à condition de réaliser, avec la condition  $\phi_{rq} = 0$ , un autopilotage angulaire tel que :

$$\theta_s = \theta_e \pm \theta_r.$$

Sachant que  $\phi_{rq} = M i_{sq} + L_r i_{rq} = 0$ , la pulsation rotorique s'obtient en remplaçant  $i_{rq}$  (non mesurable) dans l'équation rotorique 'q', d'où :

$$\omega_r = \frac{M}{T_r \phi_{rd}} i_{sq} \quad (\text{I.16})$$

et il en découle :

$$\theta_s = \theta_e + \int_0^t \frac{M}{T_r \phi_{rd}} i_{sq} d\tau + \theta_{r0} \quad (\text{I.17})$$

avec  $\theta_{r0}$  : valeur initiale de  $\theta_r$  (constante d'intégration)

En remplaçant  $\phi_{rd}$  en fonction du courant  $i_\phi$  défini précédemment, on obtient une expression adaptée au moteur à cage, soit :

$$\theta_s = \theta_e + \int_0^t \frac{1}{T_r i_\phi} i_{sq} d\tau + \theta_{r0} \quad (\text{I.18})$$

**REGULATION DE FLUX ET COMMANDE DE COUPLE** - La correction de l'écart entre le flux de référence (consigne  $i_{\phi\text{REF}}$ ) et le flux estimé ( $i_\phi$ ) détermine le courant de

référence  $i_{sdREF}$ . L'algorithme du correcteur est choisi en fonction de la dynamique du processus qui sera étudiée par la suite.

Le courant de référence ( $i_{sqREF}$ ) est déterminé à partir du couple  $C_{eREF}$  et du flux estimé  $\phi_{rd}$  ( $i_\phi$ ), soit :

$$i_{sqREF} = \frac{L_r}{p M \phi_{rd}} C_{eREF} \quad (I.19)$$

ou encore

$$i_{sqREF} = \frac{1}{p L_s (1 - \sigma) i_\phi} C_{eREF} \quad (I.20)$$

### ***SCHEMA GLOBAL DE COMMANDE EN VITESSE***

Il est maintenant possible d'établir un schéma global de commande permettant le contrôle du couple et la régulation du flux. Deux structures sont alors utilisées ; elles se distinguent par le repère de contrôle des courants:

- *Contrôle des courants transformés  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$*  : Dans le repère tournant (d, q) toutes les grandeurs sont continues en régime permanent, la synthèse des correcteurs est alors classique, de même que le découplage des deux axes ainsi que la compensation des perturbations qui sont ici mesurables.

- *Contrôle des courants réels  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$*  : Cette structure est plus simple à mettre en oeuvre, mais il est difficile de régler de manière optimale les correcteurs de courants puisque les grandeurs sont alternatives. En effet les correcteurs doivent être à bande passante assez large pour ne pas atténuer l'information et permettre ainsi une bonne régulation, mais en même temps, la bande passante doit être étroite pour éliminer les effets de la modulation. En général, il subsiste toujours un décalage entre la grandeur de référence et la grandeur mesurée.

Nous étudions maintenant les performances des deux solutions bien que dans la suite nous ne retiendrons que la seconde.

#### ***1.2.1.2. Structure de contrôle à flux rotorique orienté dans le repère d,q***

##### **1.2.1.2.1. Organisation fonctionnelle de la commande**

Les figures 1.15 et 1.16 représentent l'organisation fonctionnelle globale de la commande où on y trouve essentiellement :



### 1.2.1.2.2. Régulations de courants

Les équations (I.12) deviennent, après remplacement des flux en fonction des courants :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} + L_s (1 - \sigma) \frac{di_\phi}{dt} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + L_s (1 - \sigma) \omega_s i_\phi \end{aligned} \quad (I.21)$$

Pour des fonctionnements à flux lentement variable ou, à plus forte raison, pour un fonctionnement à flux constant, ce qui est l'objectif du contrôle vectoriel, les équations (I.21) deviennent, après suppression du terme comportant la dérivée du courant magnétisant :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + L_s (1 - \sigma) \omega_s i_\phi \end{aligned} \quad (I.22)$$

Ces équations montrent le couplage entre les actions de  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$ , ainsi que les non linéarités dues à la présence de la pulsation  $\omega_s$  en facteur des paramètres correspondants.

Il convient donc de prévoir dans la commande, en plus de simples correcteurs, un bloc de découplage linéarisant. Cette disposition permet d'une part, un réglage des courants sans interaction et, d'autre part, une synthèse aisée des algorithmes grâce à l'obtention de fonctions de transferts linéaires.

*SYNTHESE DES CORRECTEURS DE COURANTS* - Les correcteurs  $C_d(s)$  et  $C_q(s)$  doivent être à action proportionnelle et intégrale :

$$C_d(s) = K_d \frac{1 + \tau_{id} s}{\tau_{id} s} \quad \text{et} \quad C_q(s) = K_q \frac{1 + \tau_{iq} s}{\tau_{iq} s} \quad (I.23)$$

Les valeurs des gains des correcteurs ne peuvent être fixées arbitrairement. En effet, la dynamique propre du processus (machine) doit être respectée afin d'éviter les sauts de commande trop brusques, pouvant provoquer des contraintes importantes et la saturation du système.

L'action intégrale du correcteur permet la réduction de l'effet de la perturbation mesurable si le découplage par compensation n'est pas parfait.

Régulation de  $i_{sd}$  : La boucle globale de régulation de  $i_{sd}$  est représentée à la figure 1.17.

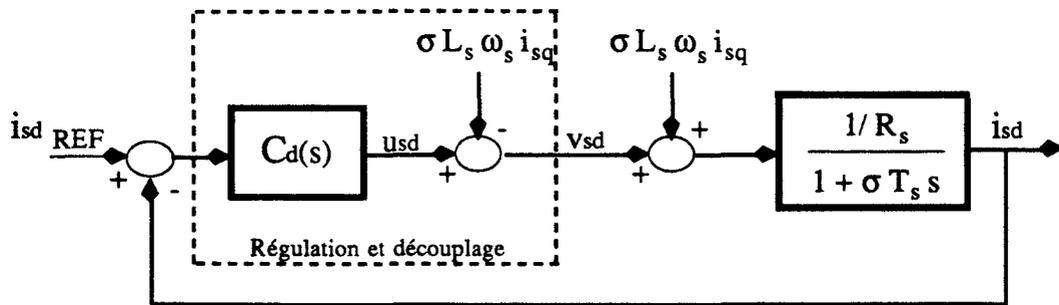


Fig.1.17 : Boucle de régulation de  $i_{sd}$ .

La fonction de transfert directe de contrôle de  $i_{sd}$  s'écrit alors :

$$H_{db0}(s) = K_d \frac{1 + \tau_{id} s}{\tau_{id} s} \frac{1/R_s}{(1 + \sigma T_s s)}$$

En choisissant le zéro du correcteur de manière à compenser le pôle du système :  $\tau_{id} = \sigma T_s$ , la fonction globale de contrôle de  $i_{sd}$  s'écrit :

$$H_{dbf}(s) = \frac{I_{sd}(s)}{I_{sdREF}(s)} = \frac{1}{\frac{\sigma T_s R_s}{K_d} s + 1}$$

On peut choisir  $K_d$  de manière à avoir une constante de temps de régulation de  $i_{sd}$  en boucle fermée de l'ordre de grandeur de celle en boucle ouverte :  $K_d = R_s \Rightarrow \tau_d = \sigma T_s$ . Afin d'avoir une réponse rapide du courant  $i_{sd}$ , condition nécessaire pour un établissement rapide du flux, nous choisissons  $K_d = 5 R_s$ .

Régulation de  $i_{sq}$  : la boucle de contrôle de  $i_{sq}$  est représentée ci-dessous en figure 1.18.

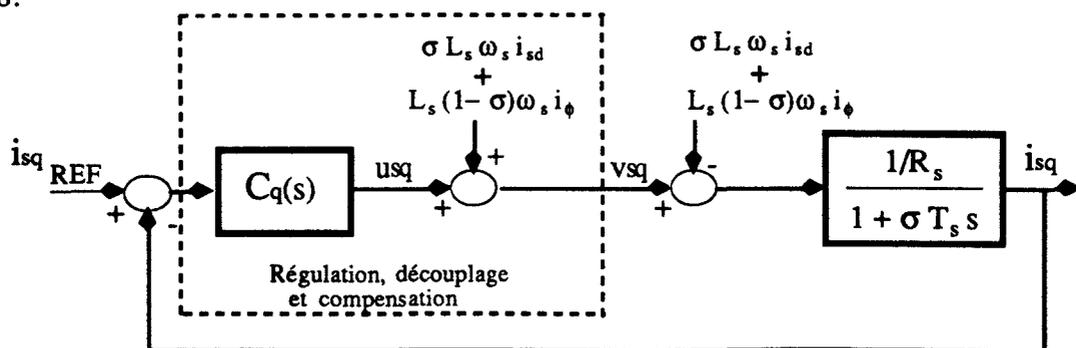


Fig.1.18 : Boucle de régulation de  $i_{sq}$ .

De la même manière que précédemment, le zéro du correcteur est choisi de manière à compenser le pôle de la fonction de transfert directe :  $\tau_{iq} = \sigma T_s$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit alors :

$$H_{qbf}(s) = \frac{I_{sq}(s)}{I_{sqREF}(s)} = \frac{1}{\frac{\sigma T_s R_s}{K_q} s + 1}$$

En choisissant  $K_q = R_s$ , la constante de temps, en boucle fermée de régulation de  $i_{sq}$ , est égale à celle en boucle ouverte :  $\tau_q = \sigma T_s = 0.012$  s.

### 1.2.1.2.3. Régulation du courant magnétisant

La figure 1.19 donne un schéma fonctionnel de ce sous-système.

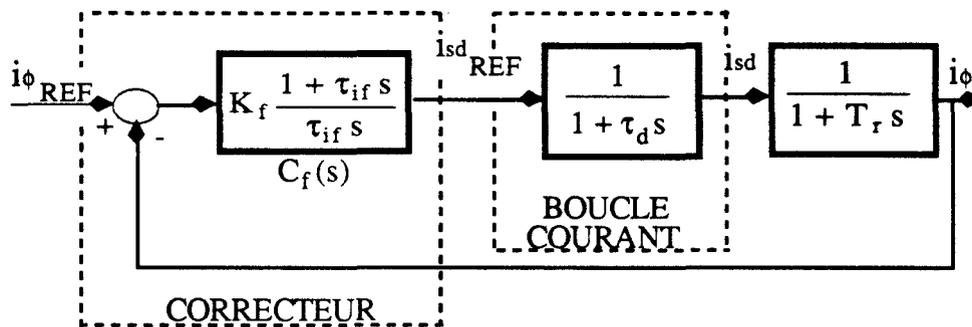


Fig. 1.19 : Boucle de régulation du courant magnétisant.

La structure du correcteur  $C_f(s)$  est de type PI. Le zéro du correcteur est choisi de manière à compenser le pôle de la boucle de courant ( $\tau_{if} = \tau_d$ ). La fonction de transfert en boucle fermée de contrôle du courant magnétisant devient alors :

$$\frac{I_\phi(s)}{I_{\phi REF}(s)} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_d}{K_f} s + \frac{T_r \tau_d}{K_f} s^2}$$

où  $K_f$  permet de choisir la dynamique de régulation du courant magnétisant  $i_\phi$ .

### 1.2.1.2.4. Régulation de la vitesse

La figure 1.20 donne, pour ce sous-système, un schéma fonctionnel équivalent ; la structure du correcteur est de type PI avec action dérivée filtrée dans la boucle de

retour. Comme nous l'avons précisé précédemment, la volonté d'annuler l'erreur statique conduit à une double intégration dans la boucle principale, facteur de désamortissement si l'action dérivée n'existe pas.

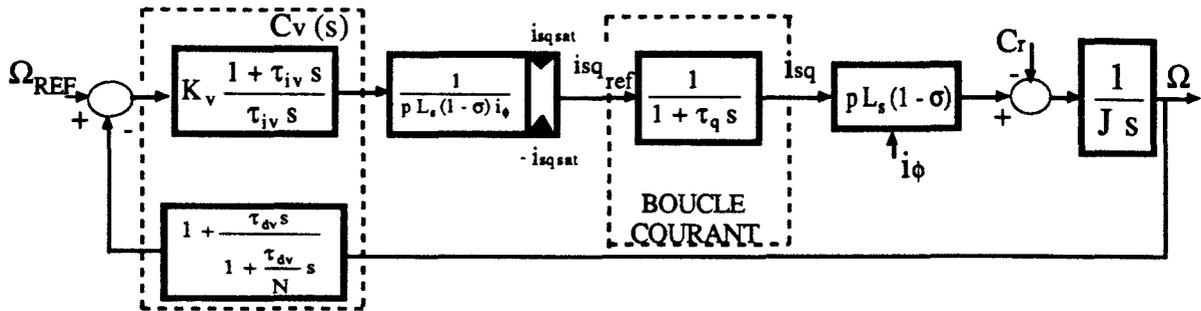


Fig. 1.20 : Boucle de régulation de la vitesse.

En choisissant  $\tau_{iv}$  égal à  $\tau_q$  pour compenser par le zéro du correcteur le pôle de la boucle de courant, la transmittance globale de contrôle de vitesse s'écrit (sans filtrage de l'action dérivée) :

$$\frac{\Omega_{REF}(s)}{\Omega(s)} = \frac{1}{\frac{\tau_{iv}}{J L_s (1 - \sigma) K_v} s^2 + \tau_{dv} s + 1}$$

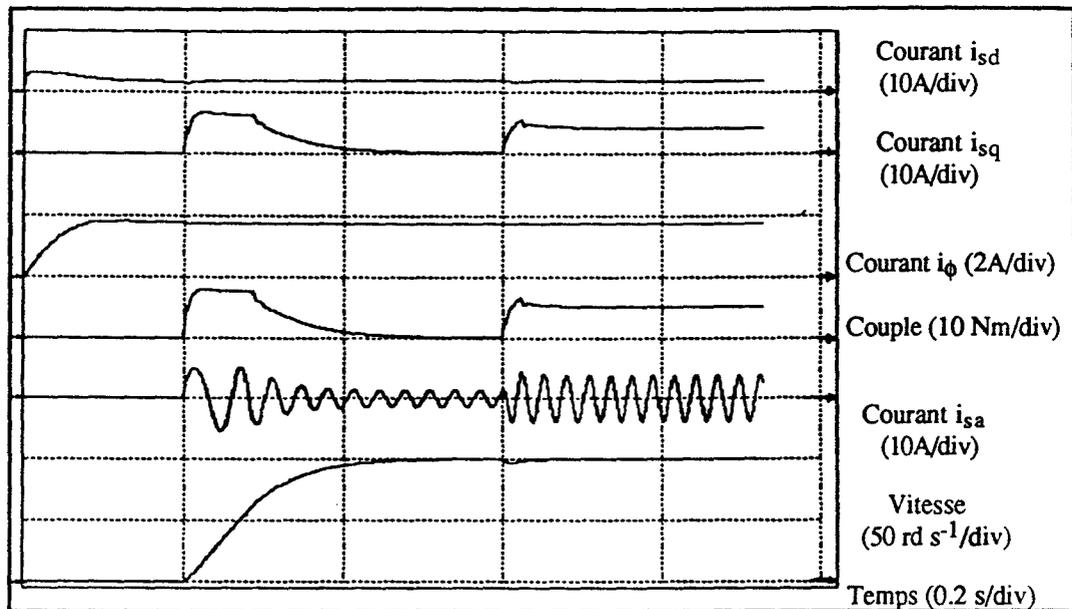
où le réglage de  $K_v$  permet de fixer la bande passante et celui de  $\tau_{dv}$  permet de fixer l'amortissement.

La figure 1.21 montre les réponses à un échelon de vitesse puis de couple, en contrôle vectoriel avec onduleur idéal (alimentation sinusoïdale) ; le courant magnétisant  $i_\phi$  étant établi préalablement à sa valeur de référence de manière à ce que le découplage du réglage apparaisse explicitement. Le régulateur de la vitesse est choisi toujours du même type, avec les mêmes paramètres afin de pouvoir comparer les différentes structures que nous présenterons.

Nous constatons alors, sur cette figure le bon découplage entre le réglage du courant magnétisant et celui du couple lors de la réponse en vitesse ainsi que lors de la réponse à un couple de charge ( $C_r = 5 \text{ Nm}$ ).

La figure 1.22 représente l'établissement du courant magnétisant ainsi que la réponse en vitesse en alimentation par onduleur M.L.I, dans les mêmes conditions que

précédemment. On peut observer la qualité du découplage, malgré les perturbations induites par l'alimentation en M.L.I.



$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.05, \tau_{dv} = 0.05, N=10, k_f=2, \tau_{if} = 0.05,$$

$$k_d = 5 R_s, K_q = R_s, \tau_{id} = \sigma T_s, \tau_{iq} = \sigma T_s, i_{sqsat} = 6.15 \text{ A.}$$

Fig. 1.21 : Réponse en vitesse avec onduleur idéal (alimentation sinusoïdale).

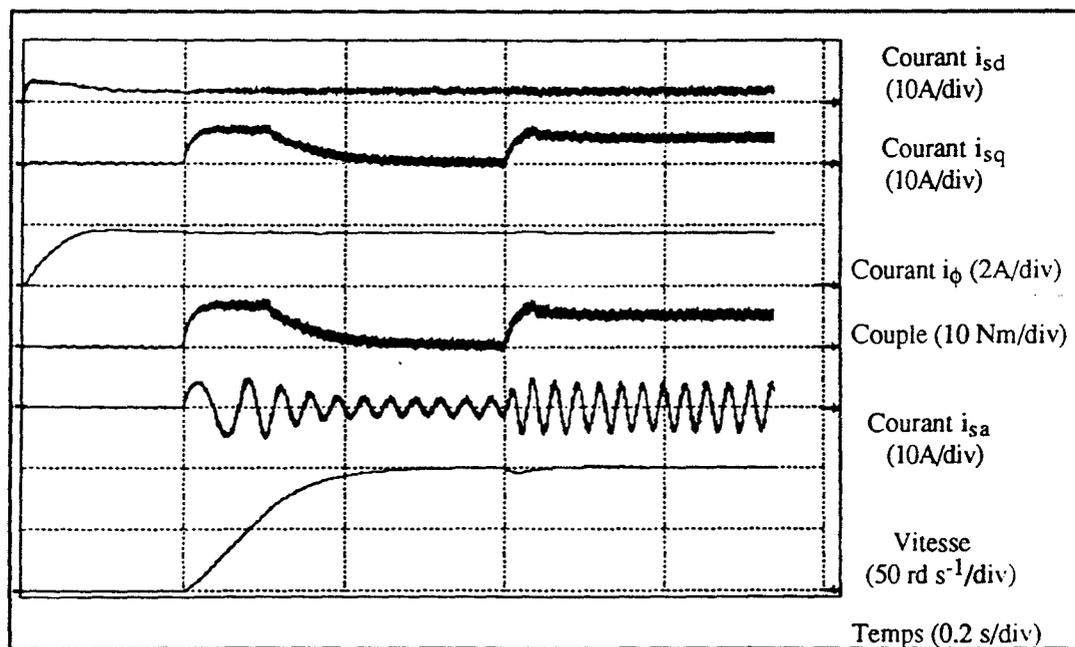


Fig. 1.22 : Réponse en vitesse avec onduleur M.L.I.

La figure 1.23 montre les réponses à un échelon de vitesse de  $10 \text{ rd}\cdot\text{s}^{-1}$  puis de couple ( $c_r = 5 \text{ Nm}$ ), en alimentation par onduleur idéal. On constate que l'erreur dynamique, due à

l'application d'un couple de charge, est faible (de l'ordre de 25%), contrairement à la commande scalaire où celle-ci est très importante.

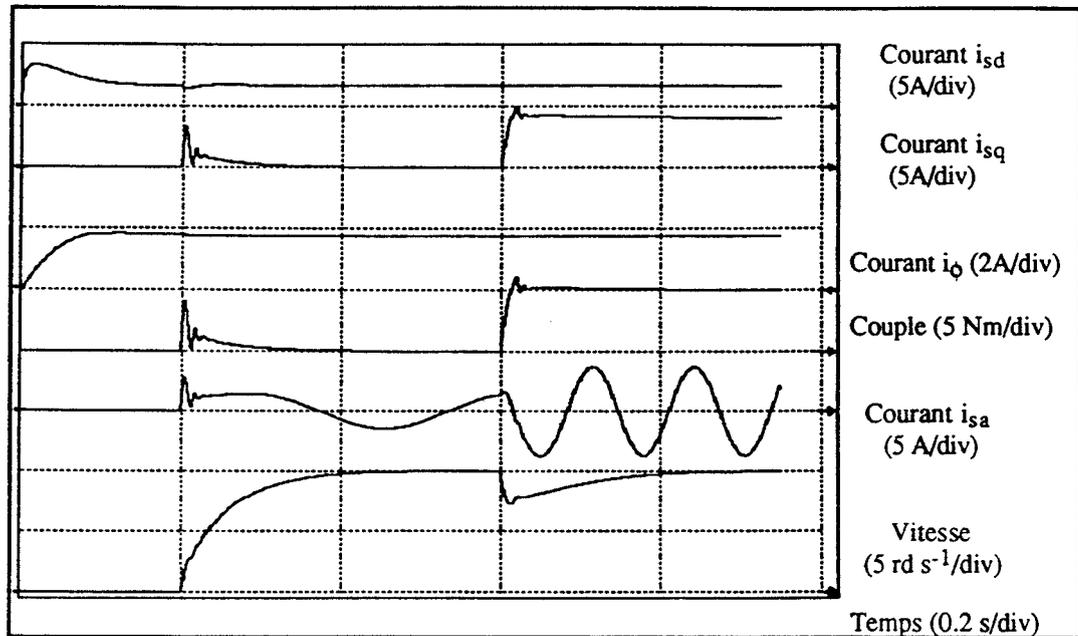


Fig. 1.23 : Réponse à un échelon de  $10 \text{ rd s}^{-1}$ .

Ce résultat montre l'intérêt majeur du contrôle vectoriel qui permet un rattrapage rapide de la vitesse de référence bien que l'action dérivée du correcteur ralentisse le système.

On peut constater le bon découplage entre la régulation du flux et le contrôle du couple lors de la réponse à un échelon de couple, condition nécessaire pour avoir une bonne dynamique de poursuite et de régulation.

Pour avoir une marche du système avec une sûreté de fonctionnement accrue, le contrôle des courants statoriques réels  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$  s'impose, afin de mieux protéger les interrupteurs de puissance de l'onduleur contre les surcharges accidentelles.

Nous allons maintenant analyser les performances de la commande vectorielle, toujours à flux rotorique orienté, avec contrôle des courants statoriques.

### 1.2.1.3. Commande à flux rotorique orienté dans le repère (a, b, c) :

Dans cette structure de commande, les grandeurs contrôlées sont les courants statoriques réels  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$  (figures 1.24 et 1.25).

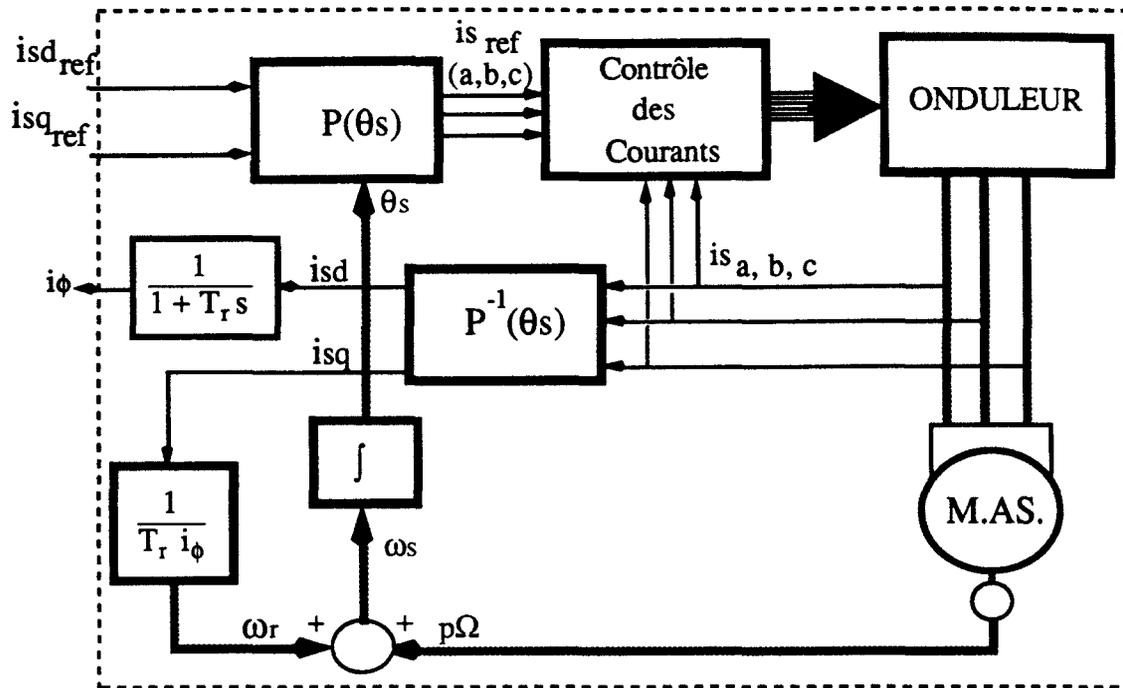


Fig. 1.24 : Schéma fonctionnel de commande vectorielle avec contrôle des courants.

Les courants de référence  $i_{sdref}$  et  $i_{sqref}$ , issus respectivement des boucles de contrôle du flux  $\phi_{rd}$  (ou du courant magnétisant  $i_\phi$ ) et de la vitesse (figure 1.25), sont transformés en courants de références  $i_{saref}$ ,  $i_{sbref}$  et  $i_{scref}$ .

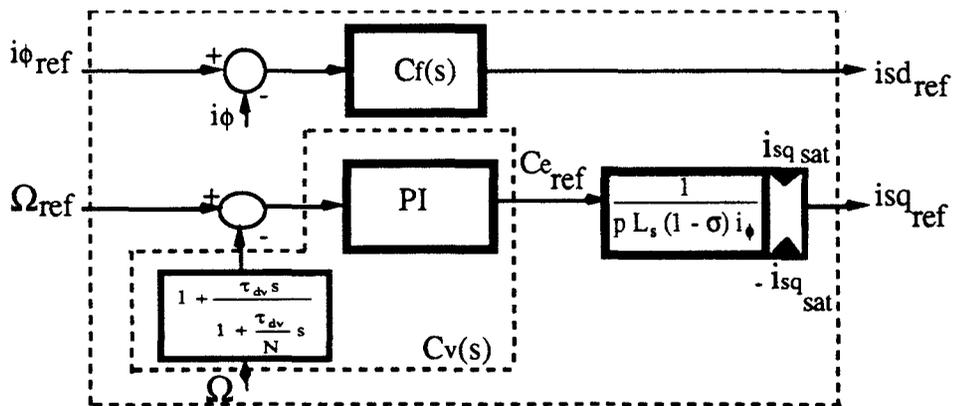


Fig. 1.25 : Régulations du courant magnétisant et de la vitesse.

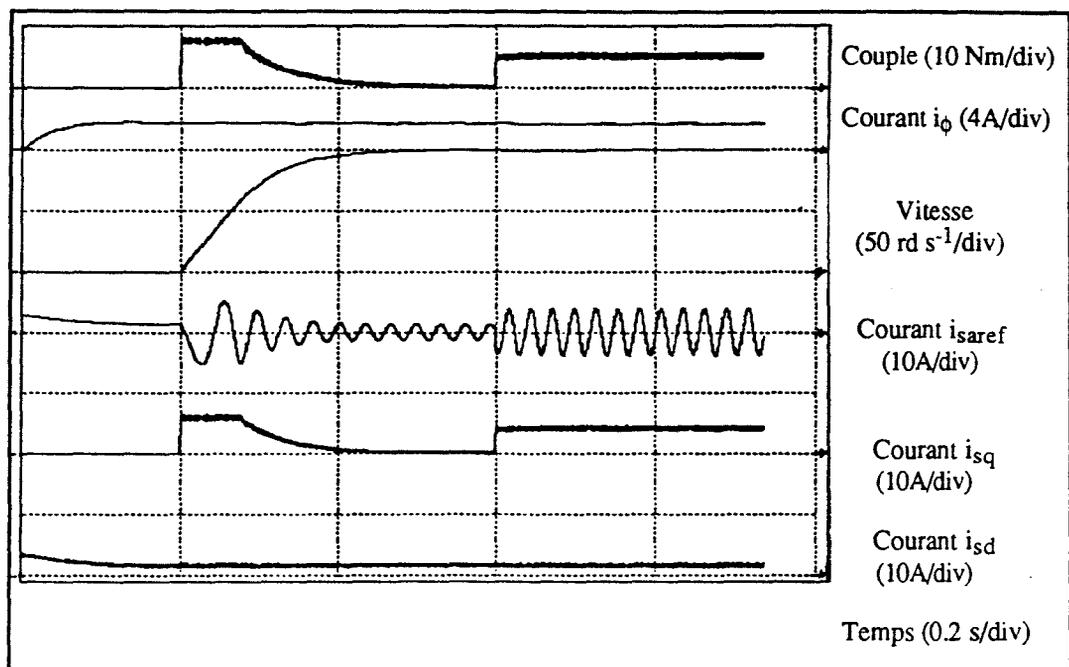
L'asservissement des courants peut être réalisé par la méthode hystérésis ou par la méthode M.L.I. Les avantages et les inconvénients de ces deux méthodes ont été explicités précédemment au paragraphe § 1.2.3.

Avec la méthode hystérésis les courants réels sont bien contrôlés pour des vitesses ne dépassant pas la vitesse nominale. Au delà, la tension d'entrée de l'onduleur devient

insuffisante pour imposer la forme désirée du courant. En effet, les perturbations ( $f_{cem}$ ), fonctions de  $\omega_s$ , deviennent importantes.

En M.L.I. il est difficile de régler, de manière optimale, les paramètres du régulateur de courant. Ceux-ci doivent être choisis avec un compromis sur la bande passante qui doit être assez large pour permettre un bon contrôle des courants mais assez étroite pour filtrer les modulations [MONMASSON 93].

La figure 1.26 représente la réponse à un échelon de vitesse ( $100 \text{ rd s}^{-1}$ ) puis de couple ( $c_r = 5 \text{ Nm}$ ). Le courant magnétisant étant toujours préalablement établi à sa valeur de référence, afin de mieux montrer le découplage. Les courants sont contrôlés par hystérésis et le régulateur de vitesse est choisi du même type que précédemment, avec les mêmes paramètres de réglage ( $k_v$ ,  $\tau_{iv}$  et  $\tau_{dv}$ ).



$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.05, \tau_{dv} = 0.05, i_{sqsat} = 6.15 \text{ A}, K_f = 2, \tau_{if} = 0.05.$$

Fig. 1.26 : Commande vectorielle avec contrôle des courants statoriques  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$ .

La figure 1.27 représente l'allure des courants  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$  et du couple en contrôle par hystérésis, en régime permanent. Les courants sont relativement bien contrôlés et la composante pulsatoire du couple, de faible amplitude, est à très haute fréquence ; ce qui limite son effet sur la vitesse (filtrée par la partie mécanique).

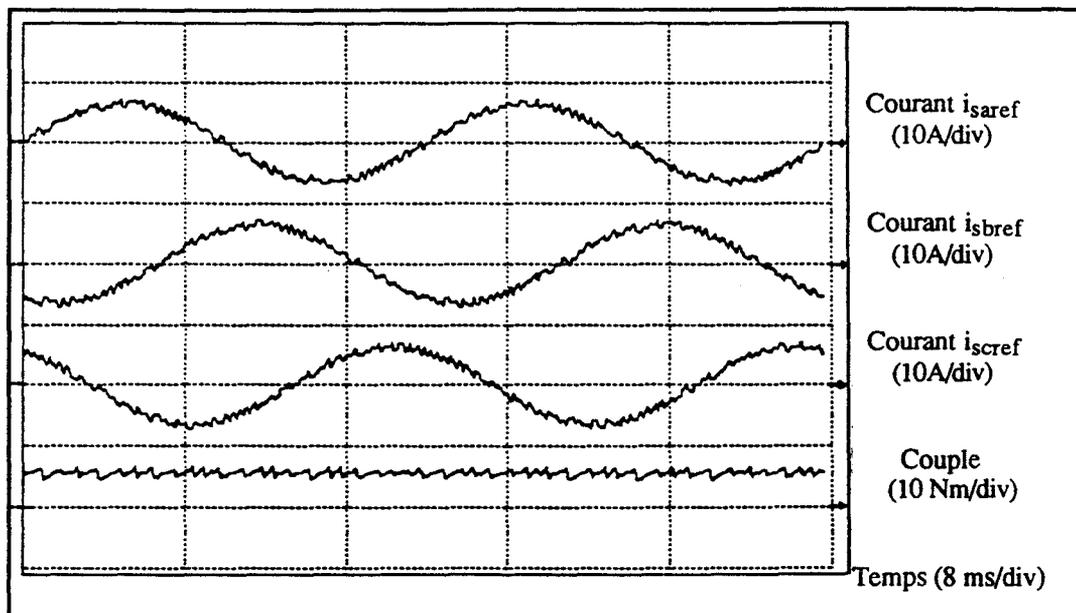


Fig. I.27 : Allure des courants statoriques  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$  et du couple.

La figure 1.28 représente la réponse en vitesse à un échelon de faible amplitude ( $10 \text{ rd s}^{-1}$ ). Celle-ci est relativement similaire à celle obtenue avec un échelon de  $100 \text{ rd s}^{-1}$  (fig. I.26). On peut constater aussi que l'erreur dynamique due à l'application du couple de charge est faible (de l'ordre de 10%).

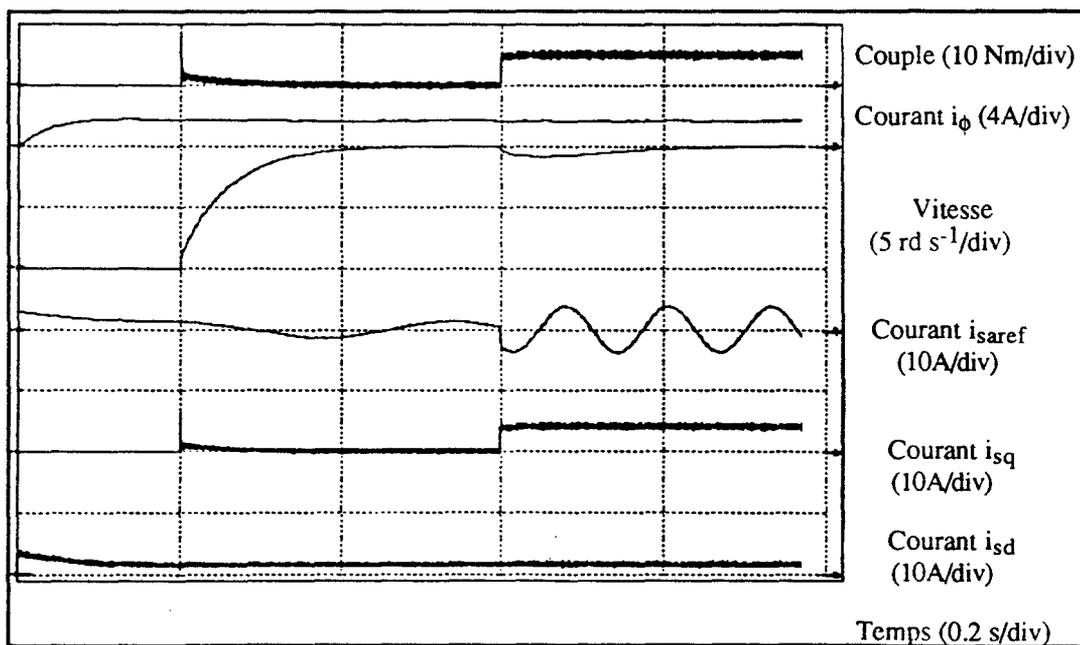


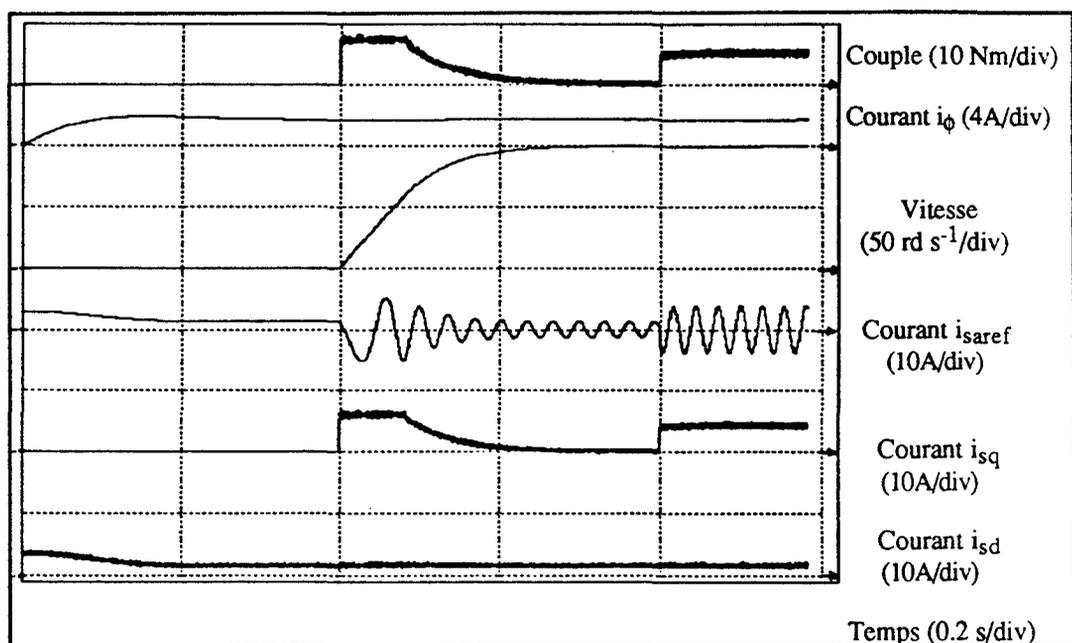
Fig. I.28 : Réponse en vitesse (échelon de  $10 \text{ rd s}^{-1}$ ).

**ETUDE DE LA ROBUSTESSE DE LA STRUCTURE DIRECTE, A FLUX ROTORIQUE ORIENTE :**

La dynamique de l'asservissement de vitesse peut être modifiée si les paramètres de la machine asynchrone varient beaucoup au cours du fonctionnement ; notamment la constante de temps rotorique dont dépend l'estimation de la pulsation rotorique ( $\omega_r = i_{sq}/T_r i_\phi$ ), grandeur essentielle dans la réalisation du découplage. Ainsi, si  $T_r$  change, il en résulte une erreur sur la position du repère tournant qui n'est plus alors en phase avec le champ tournant ; ce qui introduit un couplage entre le flux et le couple.

Nous allons maintenant étudier l'influence, d'une augmentation de  $T_r$  ( $T_r^* = 1.5 T_r$ ) ou de sa diminution ( $T_r^* = 0.5 T_r$ ), sur les caractéristiques du système de régulation, lors de la réponse à un échelon de vitesse ( $\Omega_{ref} = 100 \text{ rd s}^{-1}$ ) ou de couple ( $c_r = 5 \text{ Nm}$ ).

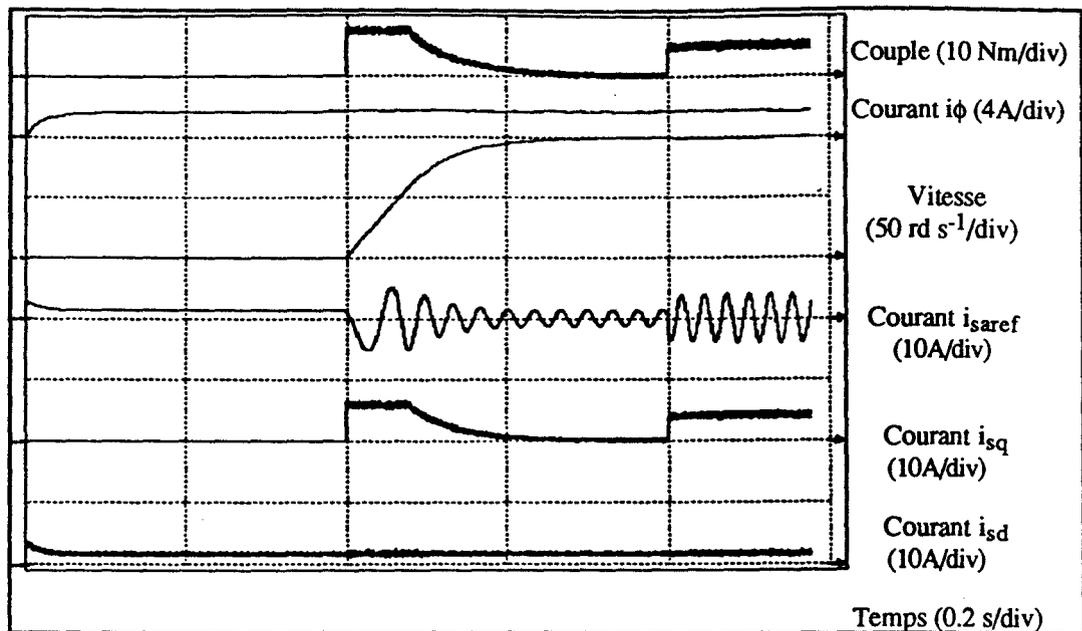
Les figures 1.29 et 1.30 représentent alors les réponses respectivement avec  $T_r^* = 1.5 T_r$  puis  $T_r^* = 0.5 T_r$ .



$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.05, \tau_{dv} = 0.05, i_{sqsat} = 6.15 \text{ A}, K_f = 2, \tau_{if} = 0.05.$$

Fig. 1.29 : Réponse en vitesse ( $T_r^* = 1.5 T_r$ ).

On constate que, dans les deux cas, l'établissement du flux ainsi que les performances en poursuite et en régulation restent sensiblement inchangées ; ce qui prouve que cette méthode de contrôle, avec régulation du flux (courant magnétisant) est relativement robuste vis à vis des variations de  $T_r$ .



$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.05, \tau_{dv} = 0.05, i_{sqsat} = 6.15 \text{ A}, K_f = 2, \tau_{if} = 0.05.$$

Fig. 1.30 : Réponse en vitesse ( $T_r^* = 0.5 T_r$ ).

Au vu de ces résultats, on peut constater qu'une variation sensible de  $T_r$  ne semble être rédhibitoire sur les performances obtenues. Cet état de fait se justifie par la robustesse qu'apporte le correcteur de vitesse face aux variations paramétriques dans la boucle.

Nous allons maintenant envisager la structure de commande indirecte, qui découle de celle-ci lorsque l'on supprime les estimateurs de flux et de pulsation rotorique.

#### I.2.1.4. Structure de commande indirecte à flux rotorique orienté dans le repère (a, b, c)

A partir de la structure précédente, il est possible d'aboutir à une structure de commande plus simple à mettre en oeuvre mais, en contre partie, moins performante. Le principe de cette méthode consiste à ne pas réguler le flux magnétique (ou le courant magnétisant), donc à ne pas l'estimer. L'acquisition et la transformation des courants réels ne sont plus nécessaires, ce qui facilite grandement l'algorithme de commande lors de la réalisation d'une telle structure.

La figure 1. 31 représente son schéma global de contrôle en couple ; la grandeur  $C_{eref}$  est issue naturellement de la boucle extérieure de contrôle de la vitesse.

A partir des grandeurs de référence  $i_{\phi ref}$  et  $C_{eref}$ , il est possible de calculer  $i_{sdref}$  et  $i_{sqref}$  selon les relations précédentes (I.14), (I.16) et (I.19).

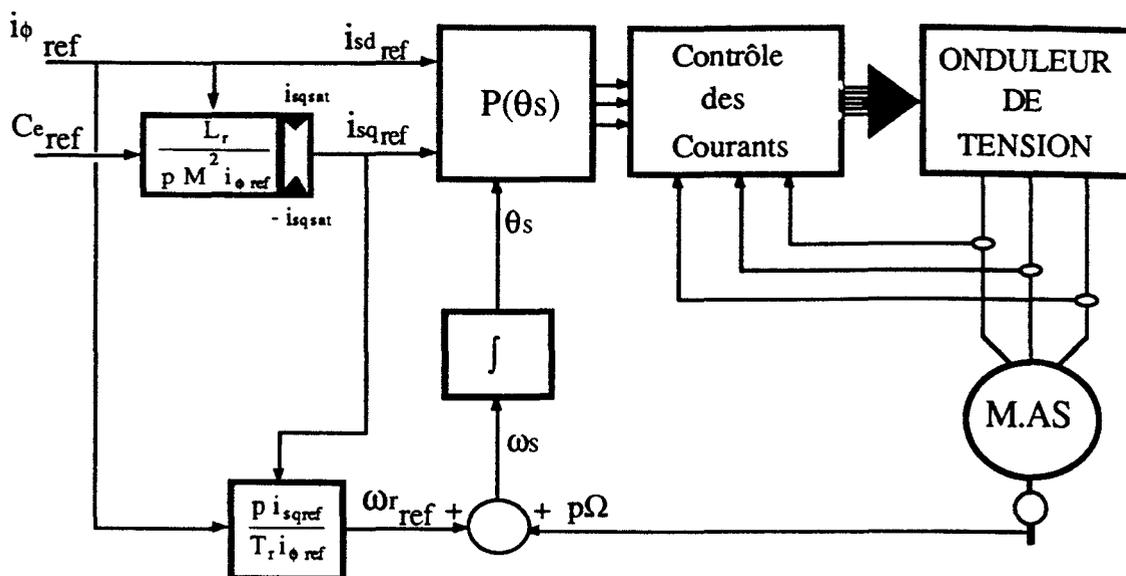
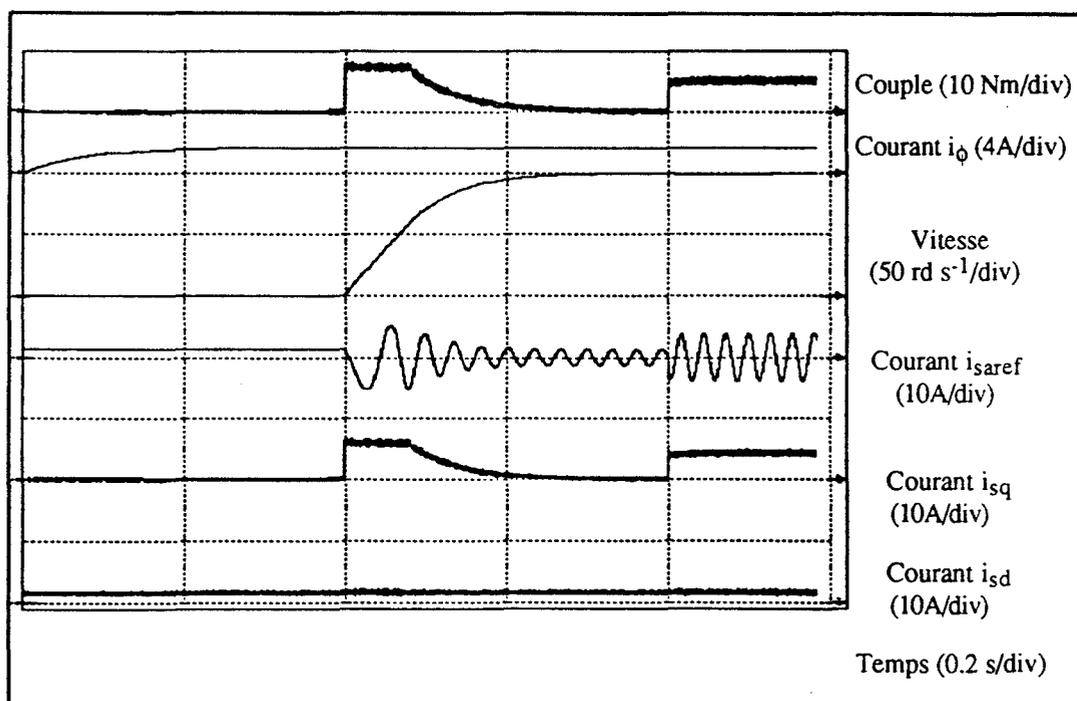


Fig. 1.31 : Schéma de la structure de contrôle vectoriel indirect.

La figure 1.32 montre alors la réponse à un échelon de vitesse puis de couple ( $C_r = 5 \text{ Nm}$ ), le courant magnétisant  $i_\phi$  étant toujours pré-établi à sa valeur de référence.



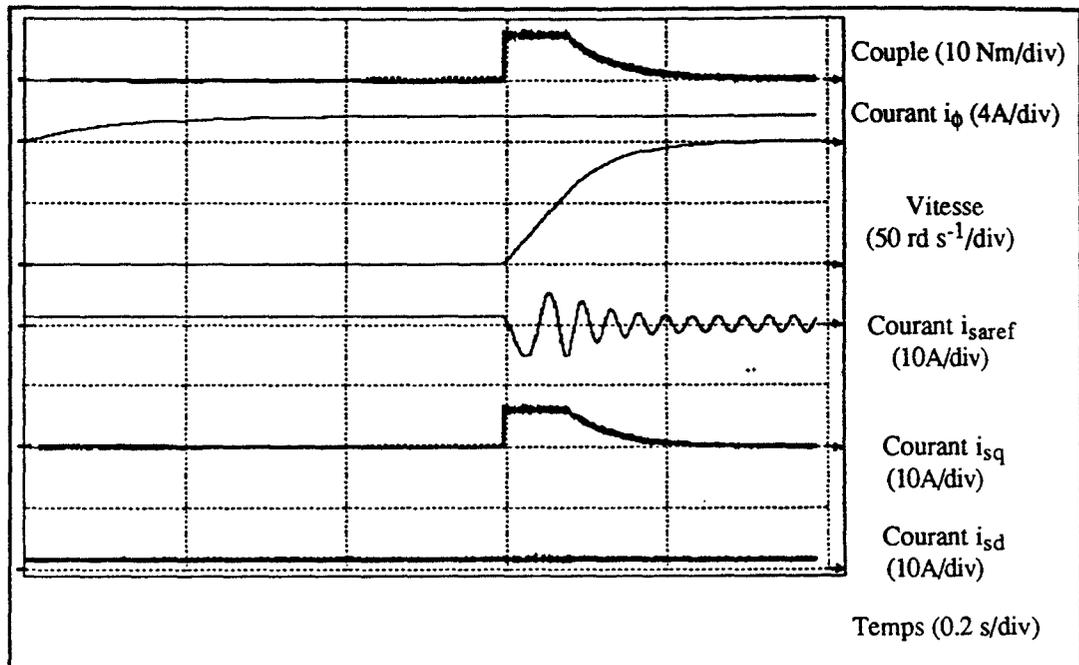
$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.05, \tau_{dv} = 0.05, i_{sq\text{sat}} = 6.15 \text{ A.}$$

Fig. 1.32 : Réponse en vitesse en commande vectorielle indirecte .

Le courant magnétisant  $i_\phi$ , n'étant pas régulé, le temps de son établissement est plus important ( $\approx 3T_r$ ). La réponse en vitesse est similaire à celle obtenue avec la structure précédente. Cependant il convient d'analyser aussi la robustesse d'une telle structure vis-à-vis de la variation de la constante de temps rotorique, pendant le fonctionnement.

### ETUDE DE LA ROBUSTESSE DE CETTE STRUCTURE INDIRECTE

Les figures 1.33 et 1.34 représentent l'allure des principales grandeurs respectivement pour  $T_r^* = 1.5 T_r$  et pour  $T_r^* = 0.5 T_r$ .

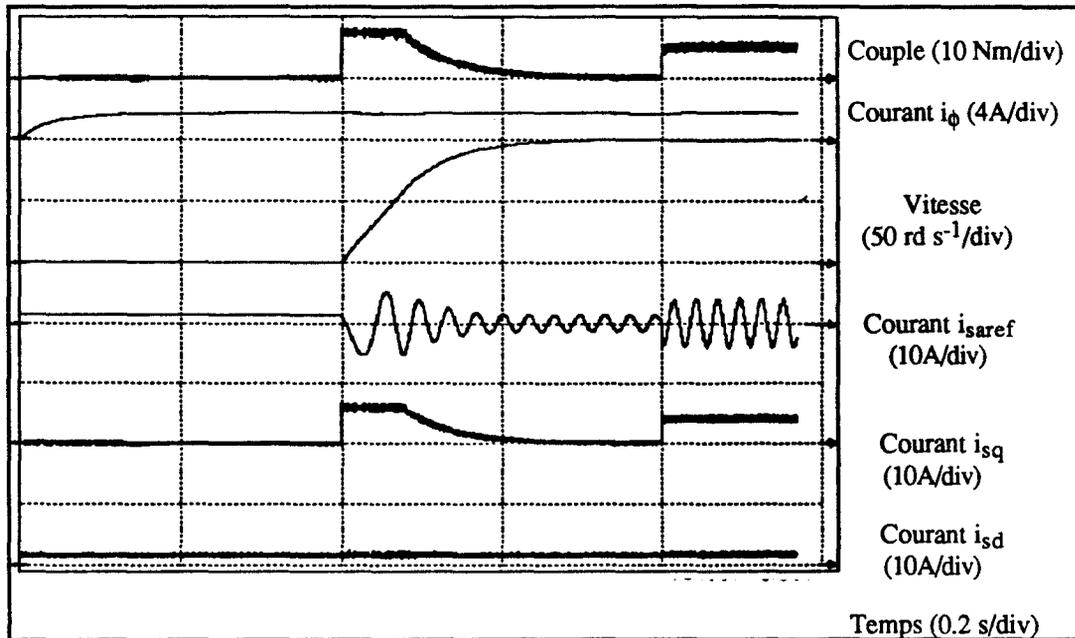


$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.05, \tau_{dv} = 0.05, i_{sqsat} = 6.15 \text{ A.}$$

Fig. 1.33 : Etablissement du courant magnétisant et réponse à un échelon de vitesse en commande vectorielle indirecte ( $T_r^* = 1.5 T_r$ ).

L'établissement du flux est plus lent lorsque la constante de temps rotorique est plus grande ( $T_r^* = 1.5 T_r$ ) et est plus rapide quand celle-ci est plus faible ( $T_r^* = 0.5 T_r$ ).

A partir de ces résultats on peut dire que cette structure de contrôle indirecte est plus sensible aux variations de la constante de temps rotorique  $T_r$ , ce qui semble logique, vu que cette structure ne possède pas de régulation de flux et, comme une variation de  $T_r$  induit une erreur sur le calcul de la pulsation rotorique ( $\omega_r = p i_{sqref}/T_r i_{\phi ref}$ ), une variation de  $T_r$  conduit à une erreur sur la phase du flux rotorique ; ce qui introduit un couplage entre le flux et le couple et modifie alors les performances globales de la structure.



$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.05, \tau_{dv} = 0.05, i_{sqsat} = 6.15 \text{ A.}$$

Fig. 1.34 : Commande vectorielle indirecte ( $T_r^* = 0.5 T_r$ ).

#### 1.2.1.5. Conclusion

Les deux structures de commande directe et indirecte avec contrôle des courants statoriques, présentées ici, ont sensiblement les mêmes performances en simulation. La structure indirecte présente cependant l'inconvénient d'être un peu plus sensible aux variations de paramètres car elle ne comporte pas de régulation de flux.

Le comportement du système, à basse vitesse, a été grandement amélioré, avec l'utilisation du contrôle vectoriel.

### 1.2.2. COMMANDE A FLUX STATORIQUE ORIENTE

On peut imaginer caler, à tout instant, le référentiel (d, q) de sorte que l'axe d soit aligné avec le flux statorique (fig. 1.35).

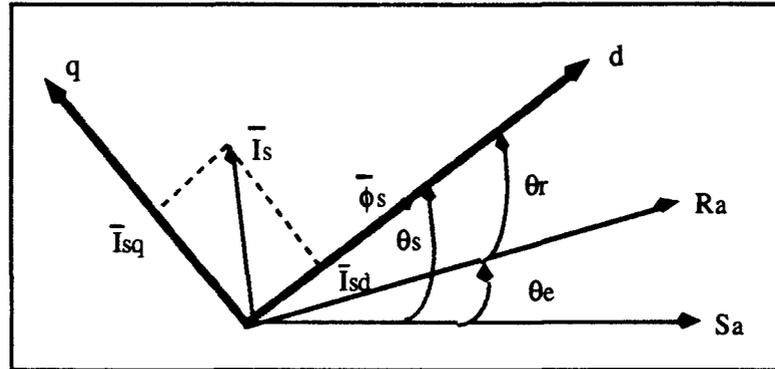


Fig. 1.35 : Calage du référentiel sur le flux statorique.

Dans ces conditions, la composante de ce dernier sur l'axe q est nulle et l'expression (AI.3, 9), présentée en annexe AI (§ AI.III.2), donnant le couple instantané devient :

$$C_e = p \phi_{sd} i_{sq} \quad (I.24)$$

Comme  $\phi_{sq} = 0$ , les équations de Park s'écrivent :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd}, \quad v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \phi_{sd} \\ 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq}, \quad 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \end{aligned}$$

avec :

$$\begin{aligned} \phi_{sd} &= L_s i_{sd} + M i_{rd}, \quad \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} = 0 \\ \phi_{rd} &= L_r i_{rd} + M i_{sd}, \quad \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{aligned} \quad (I.25)$$

En exprimant les grandeurs rotoriques en fonction des grandeurs statoriques, sachant que  $\phi_{sq} = 0$ , on obtient :

$$i_{rd} = \frac{1}{M} (\phi_{sd} - L_s i_{sd}), \quad i_{rq} = -\frac{L_s}{M} i_{sq} \quad (I.26)$$

$$\phi_{rd} = \frac{L_r}{M} (\phi_{sd} - \sigma L_s i_{sd}), \quad \phi_{rq} = -\frac{L_r}{M} (\sigma L_s i_{sq})$$

Les équations rotoriques s'écrivent alors :

$$\phi_{sd} \left( 1 + T_r \frac{d}{dt} \right) - L_s i_{sd} \left( 1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right) + \sigma T_r L_s \omega_r i_{sq} = 0$$

$$L_s i_{sq} \left( 1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right) - T_r (\phi_{sd} - \sigma L_s i_{sd}) \omega_r = 0$$

Ces deux dernières équations permettent d'exprimer  $i_{sq}$  en fonction de  $\omega_r$  et  $\phi_{sd}$ , soit :

$$i_{sq} = \frac{\phi_{sd} T_r (1 - \sigma)}{L_s \left[ \left( 1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right)^2 + (\sigma T_r \omega_r)^2 \right]} \omega_r \quad (I.27)$$

L'expression du couple instantané devient :

$$C_e = p \phi_{sd}^2 \frac{T_r (1 - \sigma)}{L_s \left[ \left( 1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right)^2 + (\sigma T_r \omega_r)^2 \right]} \omega_r \quad (I.28)$$

En général, les valeurs de la pulsation rotorique et l'ordre de grandeur du coefficient de dispersion  $\sigma$  conduisent à rendre négligeable le terme  $(\sigma T_r \omega_r)^2$ , on obtient donc :

$$C_e = p \phi_{sd}^2 \frac{T_r (1 - \sigma)}{L_s \left( 1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right)^2} \omega_r \quad (I.29)$$

Ainsi , si le flux  $\phi_{sd}$  est maintenu constant, le couple est linéairement lié à la pulsation rotorique et, dans ces conditions, on peut envisager un principe de commande différent de celui mis en oeuvre avec référentiel attaché au flux rotorique ; notamment, la pulsation  $\omega_r$  devient une grandeur de réglage du couple à un facteur du second ordre près.

### ***1.2.2.1. Principe de commande***

À partir de la condition  $\phi_{sq} = 0$  et de l'équation rotorique 'q' (eq. I.25), on démontre la relation suivante :

$$\phi_{rd} = \frac{L_r}{M} R_r \left( 1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right) \frac{i_{sq}}{\omega_r} \quad (I.30)$$

A partir des équations donnant les flux  $\phi_{sd}$  et  $\phi_{rd}$  en fonction des courants, on exprime  $i_{sd}$  :

$$i_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s} \phi_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{rd} \quad (I.31)$$

En remplaçant dans (I.31) le flux  $\phi_{rd}$  donné par l'expression (I.30) et en y introduisant l'expression (I.27) pour le rapport  $i_{sq}/\omega_r$ , il vient :

$$i_{sd} = \frac{\phi_{sd}}{\sigma L_s} \left[ \frac{\left( 1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right)^2 + (\sigma T_r \omega_r)^2 - (1 - \sigma) \left( 1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right)}{\left( 1 + \sigma T_r \frac{d}{dt} \right)^2 + (\sigma T_r \omega_r)^2} \right] \quad (I.32)$$

et, si le terme  $(\sigma T_r \omega_r)^2$  est négligeable, on obtient :

$$i_{sd}(s) = \frac{\phi_{sd}}{L_s} \frac{1 + T_r s}{1 + \sigma T_r s} \quad (I.33)$$

de même, en négligeant  $(\sigma T_r \omega_r)^2$  dans l'équation (I.27), on obtient :

$$i_{sq}(s) = \frac{\omega_r T_r (1 - \sigma)}{L_s (1 + \sigma T_r s)} \phi_{sd}(s) \quad (I.34)$$

ce qui prouve l'absence quasi totale de couplage entre l'action de  $i_{sd}$  (contrôle du flux  $\phi_{sd}$ ), et celle de  $i_{sq}$  qui assure alors le réglage du couple  $C_e$ .

### 1.2.2.2. Architecture d'une commande sans acquisition des courants

L'utilisation des résultats précédents conduit à la possibilité d'une commande sans acquisition ni transformation des courants.

Ainsi :

- le flux peut être obtenu au moyen d'un premier estimateur découlant de l'expression (I.33) et,

- un second estimateur, découlant de l'expression (I.34), donne le courant  $i_{sqref}$ .

Les figures 1.36 et 1.37 montrent alors le schéma fonctionnel global de commande en vitesse où les courants statoriques  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$  sont asservis par la méthode hystérésis.

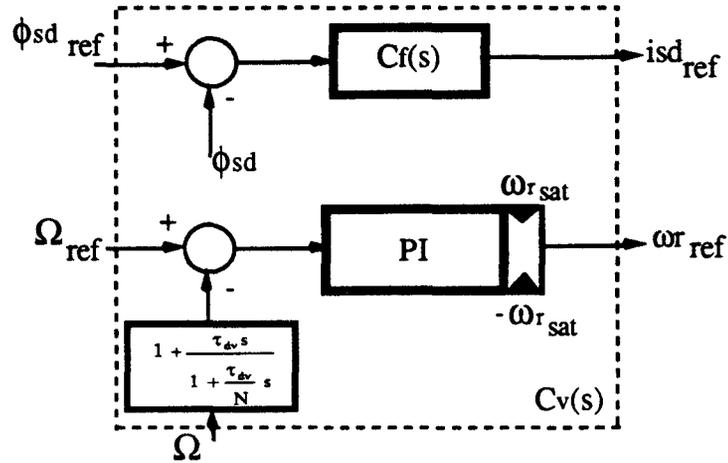


Fig. 1.36 : Régulations du flux  $\phi_{sd}$  et de la vitesse  $\Omega$ .

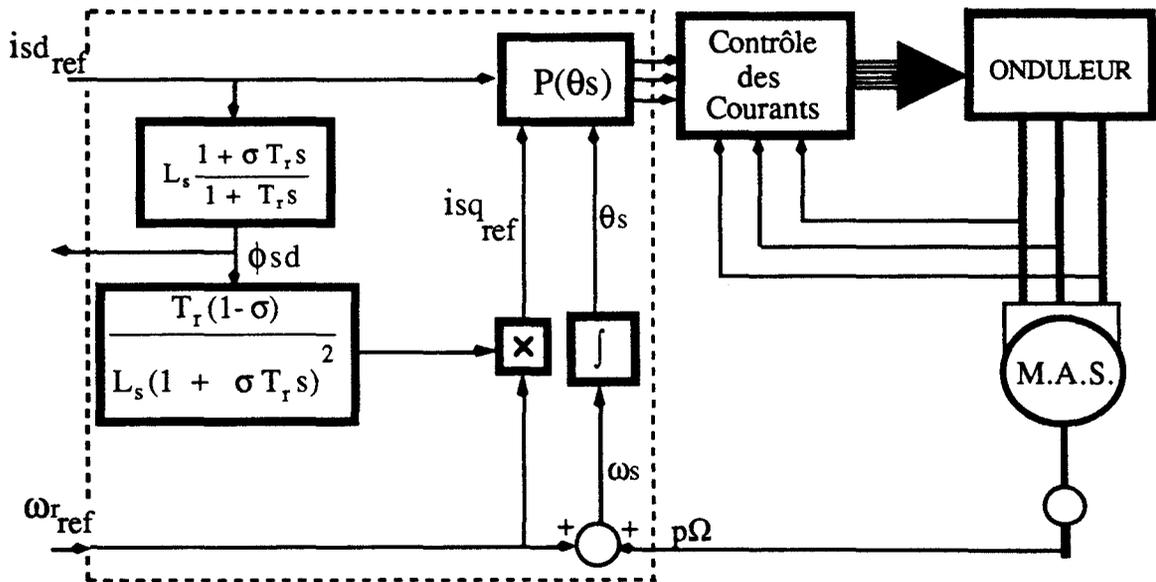
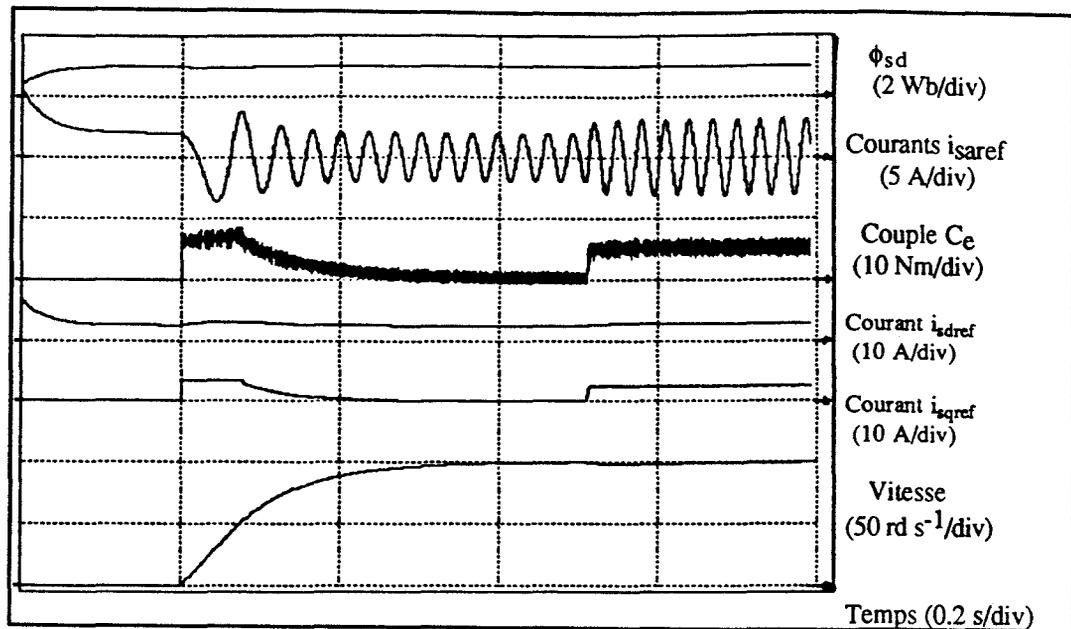


Fig. 1.37 : Schéma fonctionnel du processus avec flux statorique orienté.

La figure 1.38 représente les réponses à un échelon de vitesse puis de couple, lorsque le terme  $(\sigma T_r \omega_r)^2$ , que nous avons négligé pour aboutir au schéma de commande de la figure 1.37, est pris en compte dans l'estimation de  $\phi_{sd}$ . Ce dernier est établi préalablement à sa valeur de référence, afin de montrer le découplage réalisé entre l'action de  $i_{sdref}$  (réglage du flux) et celle de  $i_{sqref}$  ou  $\omega_{rref}$  (contrôle du couple).



$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.05, \tau_{dv} = 0.05, k_f = 10, \tau_{if} = 0.08, \omega_{rsat} = 20 \text{ rd/s.}$$

Fig. 1.38 : Commande vectorielle à flux statorique orienté,  $(\sigma T_r \omega_r)^2$  non négligé.

On observe une augmentation sensible du courant  $i_{sdref}$ , durant le transitoire de montée en vitesse, qui se justifie à partir de l'équation (I.32), et qui permet d'assurer le maintien du flux à sa valeur de référence.

La figure 1.39, représente les mêmes grandeurs où le terme  $(\sigma T_r \omega_r)^2$  est, cette fois, négligé ; les paramètres des correcteurs sont inchangés.

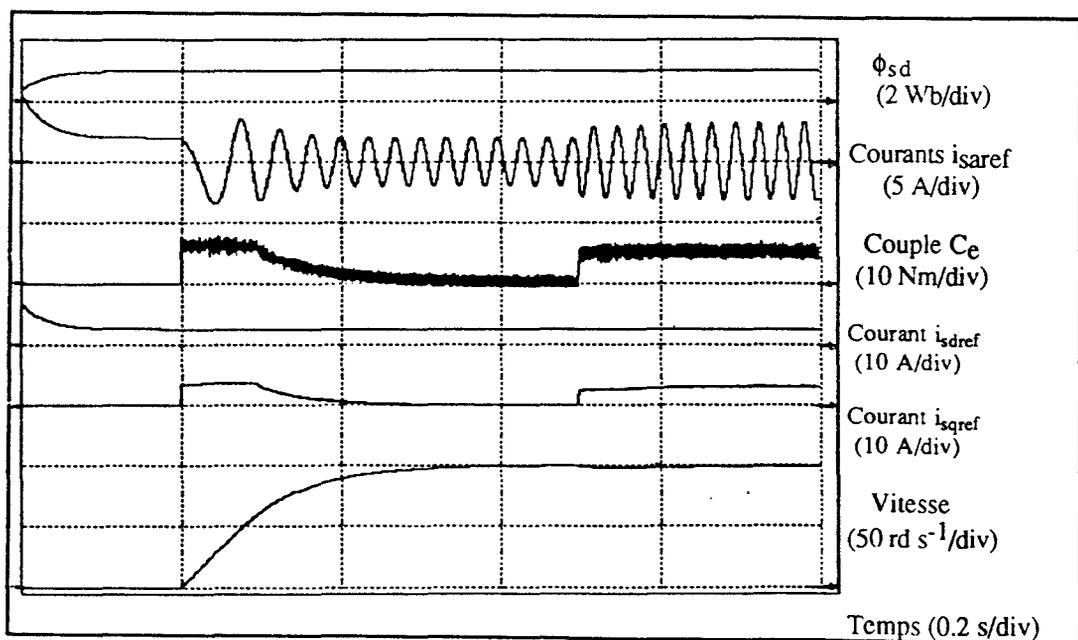


Fig. 1.39 : Commande vectorielle à flux statorique orienté,  $(\sigma T_r \omega_r)^2$  négligé.

Dans ces conditions,  $i_{sdref}$  est invariant signifiant, d'après l'équation (I.32), que le flux est perturbé durant les régimes transitoires. Toutefois, on peut constater que ceci n'a pas de conséquence perceptible sur le comportement global de la régulation, ce qui nous permet de considérer que  $(\sigma T_r \omega_r)^2$  est négligeable pour la machine asynchrone que nous utilisons.

La figure 1.40 montre la réponse en vitesse à un échelon de faible amplitude ( $10 \text{ rds}^{-1}$ ). L'application d'un échelon de couple de charge de  $5 \text{ Nm}$  conduit à une erreur dynamique du même ordre de grandeur (20 %) qu'en commande à flux rotorique orienté.

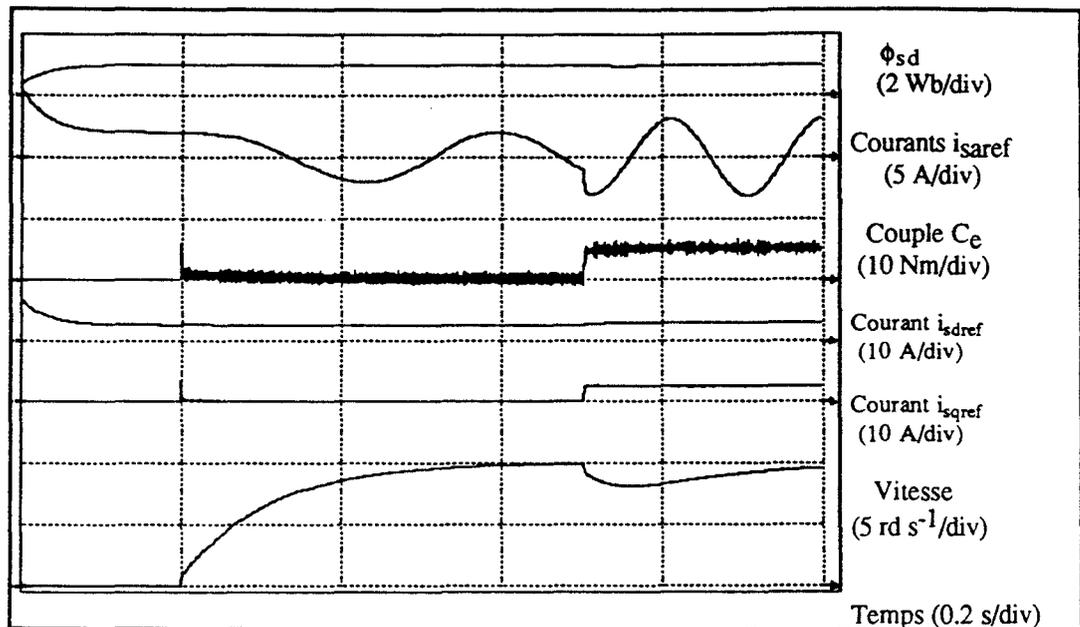


Fig. 1.40 : Réponse en vitesse pour un échelon de  $10 \text{ rd s}^{-1}$ .

#### ETUDE DE LA ROBUSTESSE DE CETTE STRUCTURE A FLUX STATORIQUE ORIENTE

Comme pour les deux structures précédentes, de commande à flux rotorique orienté, nous allons maintenant étudier la robustesse de ce type de commande vis-à-vis d'une variation de la constante de temps rotorique  $T_r$ , afin de pouvoir comparer par rapport aux autres structures.

Les figures 1.41 et 1.42 représentent les réponses à un échelon de vitesse et de couple respectivement pour  $T_r^* = 1.5 T_r$  puis pour  $T_r^* = 0.5 T_r$ . Les paramètres des correcteurs de flux et de la vitesse sont inchangés et le flux est toujours pré-établi à sa valeur de référence.

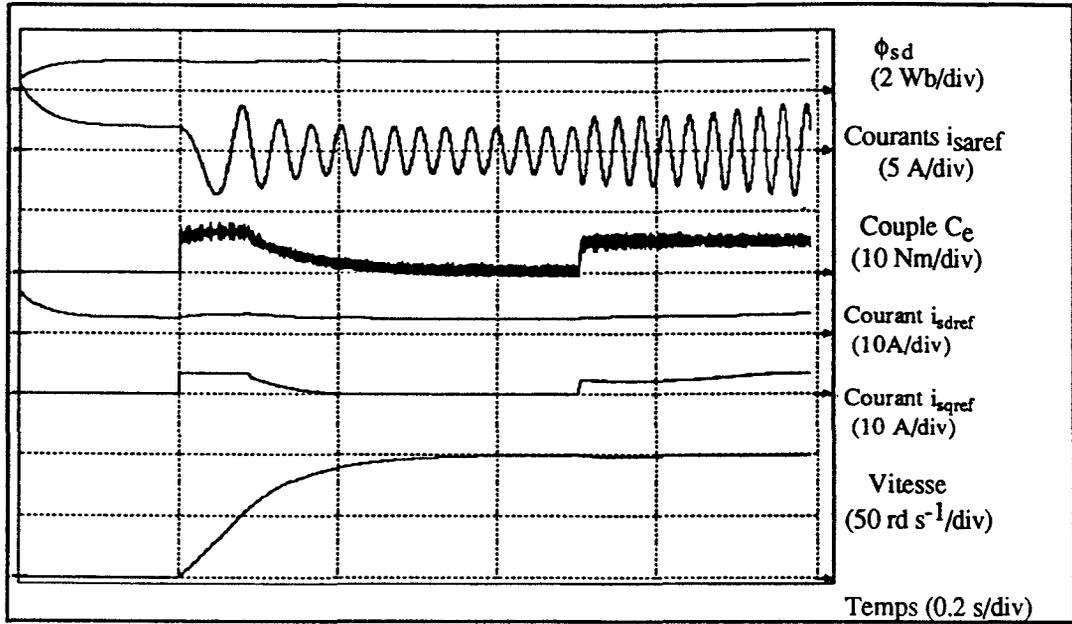


Fig. 1.41 : Réponse en vitesse ( $T_r^* = 1.5 T_r$ ).

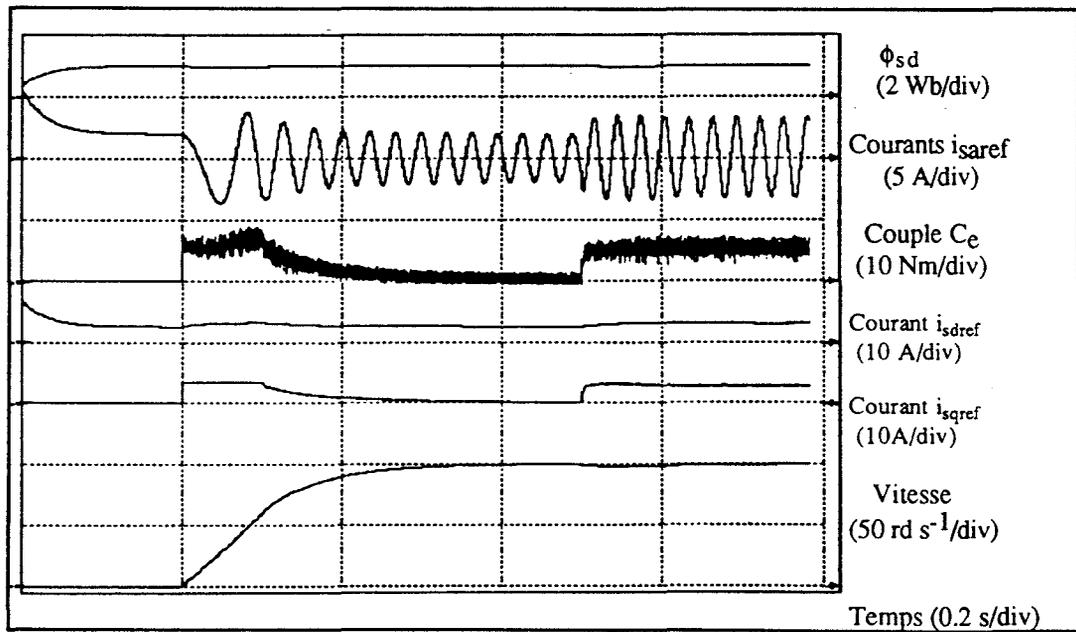


Fig. 1.42 : Réponse en vitesse ( $T_r^* = 0.5 T_r$ ).

On peut noter que la variation de  $T_r$  n'a pas une influence sensible sur le comportement globale de cette structure de commande.

### 1.2.2.3. Conclusion

En orientant le flux statorique selon l'axe d, on aboutit à une commande plus simple à mettre en oeuvre et qui permet la réalisation d'un bon contrôle de la vitesse (même pour des échelons de faible amplitude).

L'analyse du comportement du système lorsque la constante de temps rotorique varie montre que celle-ci a une influence négligeable, ce qui montre que le correcteur de vitesse est suffisamment robuste pour corriger les imperfections dues aux variations de  $T_r$ .

## CONCLUSION DU CHAPITRE I

Dans ce chapitre, nous avons analysé les performances des principales structures de commande en vitesse de l'ensemble onduleur-moteur asynchrone en marche triphasée. Ainsi, nous avons d'abord montré que la commande scalaire en courant, dont l'algorithme de commande est facile à implanter, présente une bonne dynamique en poursuite ainsi qu'en régulation (réponse à un couple de charge) ; cependant, ces qualités sont fortement réduites lors du fonctionnement en basse vitesse.

Cette structure exigeant le contrôle des courants statoriques, nous avons alors analysé les deux principales méthodes d'asservissement de courants que sont : la méthode hystérésis et la méthode M.L.I. La première est simple à mettre en oeuvre en analogique ; la seconde peut être adaptée pour une réalisation de l'ensemble de la commande par les techniques numériques.

Pour remédier aux défauts du contrôle scalaire, nous avons envisagé les principales structures de pilotage vectoriel, afin de maîtriser le régime transitoire conduisant à un réglage précis du couple indépendamment de celui du flux ; ce dernier doit être maintenu constant dans une large plage de vitesse, par une boucle de régulation ou par une loi assurant son contrôle en boucle ouverte.

La structure de commande dans le repère (d, q) est celle qui permet la synthèse d'un bon découplage du réglage des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  et, donc, du flux (ou courant magnétisant) et du couple, puisque les grandeurs régulées deviennent continues (en régime permanent).

La commande, à flux rotorique orienté, dans le repère (a, b, c) permet de contrôler les courants statoriques réels et d'avoir ainsi un moyen supplémentaire de protection des éléments de puissance contre les surcharges accidentelles, conduisant ainsi à une meilleure fiabilité du système d'entraînement.

La structure de contrôle dans le repère (a, b, c) indirecte, qui ne possède pas de boucle de régulation de flux (courant magnétisant), est beaucoup plus sensible à la variation des paramètres de la machine au cours du fonctionnement, notamment de la constante de temps rotorique  $T_r$ .

Enfin, nous avons proposé une structure où le flux statorique  $\phi_{sd}$  est la grandeur orienté selon l'axe d du repère tournant. L'algorithme de réglage de la vitesse, plus simple à mettre en oeuvre, conduit à des performances satisfaisantes.

## **CHAPITRE II**

### **PRINCIPE D'UNE MARCHE DEGRADEE OPTIMALE**

## CHAPITRE II

### PRINCIPE D'UNE MARCHE DEGRADEE OPTIMALE

#### POSITION DU PROBLEME

Dans ce chapitre, nous analysons les défauts qui peuvent affecter l'ensemble onduleur-machine asynchrone et leurs conséquences sur les caractéristiques électromécaniques.

Pour améliorer ces caractéristiques et atténuer les perturbations induites par le défaut, notamment sur le couple, nous proposons des stratégies de rattrapage en mode dégradé.

Pour ce faire, nous considérons une machine asynchrone alimentée par un onduleur contrôlé en courant (Fig.2.1). Les courants de références  $i_{sref}$ ,  $i_{sbref}$  et  $i_{scref}$  des trois phases sont issus de la boucle extérieure de contrôle de la vitesse (non représentée ici).

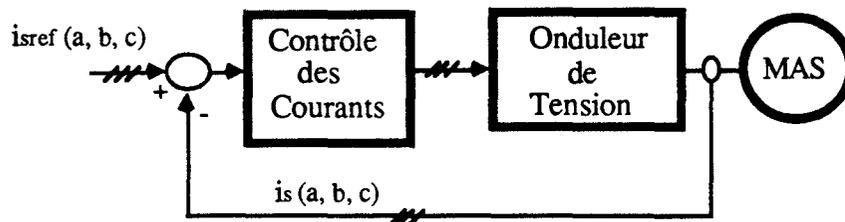


Fig. 2.1 : Machine asynchrone alimentée en courant

Le recours au fonctionnement dégradé peut être envisagé pour pallier les inconvénients électromécaniques : pulsation du couple et composante continue dans les courants, qui surviennent dans un système onduleur-machine asynchrone, à la suite de l'avènement d'un défaut, à la fermeture, au niveau de la commande d'un interrupteur ou au niveau du composant de puissance lui même [DUMON 89].

Le fonctionnement dégradé peut être :

- Un fonctionnement en monophasé si la machine est couplée en triangle ou en étoile sans neutre, une phase étant ouverte ou deux phases ouvertes si la machine est couplée en étoile avec neutre relié au point milieu de l'alimentation.

• Un fonctionnement en biphasé si le neutre de la machine, couplée en étoile, est relié au point milieu de la source continue, une phase étant ouverte. Dans ce cas l'ouverture d'une phase rend la machine biphasée dissymétrique, car les deux autres phases sont naturellement décalées d'un angle électrique de  $2\pi/3$  et alimentées par deux grandeurs indépendantes (courants).

Afin de retrouver les caractéristiques d'une machine biphasée classique qui développe un couple constant, il est donc nécessaire de modifier l'alimentation des deux phases de la machine triphasée.

Le problème qui se pose alors dans une telle structure est celui de la réalisation d'une source continue à point milieu. Dans un premier temps, nous envisageons différentes structures pour sa réalisation avec un diviseur passif (pont capacitif). Cette solution est limitée en puissance et, dans ces conditions, on a recours à un demi-pont supplémentaire à interrupteurs commandables pour constituer un point milieu fictif.

## II.1. MODELISATION CONVERTISSEUR - MACHINE - COMMANDE

### II.1.1. METHODE DE SIMULATION

Pour essayer différentes méthodes de contrôle, il est nécessaire d'effectuer des simulations du système onduleur - machine - commande . Pour ce faire, il faut établir un modèle de simulation de chaque partie du système.

Effectuer la simulation numérique d'un système électrique consiste à résoudre numériquement, au moyen d'un ordinateur, les équations qui régissent son fonctionnement. Ces équations, non linéaires, sont données sous forme de représentation d'état :

$$\begin{aligned} [\dot{Z}] &= [A][Z] + [B][U] \\ [Y] &= [C][Z] + [D][U] \end{aligned}$$

où :

[ Z ] : est un vecteur des variables d'état du système,

[ A ], [ B ], [ C ] et [ D ] sont des matrices, fonctions de [ Z ] (système non linéaire) ,

[ U ] : est le vecteur d'entrée composé de grandeurs imposées par l'environnement du système, constantes ou fonctions de temps.

[ Y ] : est le vecteur des variables observées.

Les dispositifs comprenant des convertisseurs statiques ont la particularité d'être fortement non-linéaires en raison des éléments semi-conducteurs qui les composent. Les changements d'état entraînent des modifications dans les matrices [ A ] et [ B ]. Le premier problème à résoudre, pour la simulation, est relatif à la modélisation des convertisseurs statiques, étroitement dépendante du modèle choisi pour les semi-conducteurs.

Parmi les solutions proposées pour la simulation des convertisseurs statiques, on retient:

- Les méthodes à " topologie constante " : qui sont liées à la représentation des semi-conducteurs par des impédances généralement binaires. Les matrices [ A ] et [ B ] sont de dimensions constantes mais les éléments sont variables.

- Les méthodes à " topologie variable générale " : Les semi-conducteurs sont représentés par des interrupteurs idéalisés où toutes les combinaisons d'interrupteurs, dues à leur état binaire (ouvert ou fermé), sont considérées comme possibles.

- Les méthodes à " topologie variable restreinte " : reposent sur la même modélisation des interrupteurs que la précédente mais ne retiennent qu'un certain nombre de combinaisons d'interrupteurs ouverts ou fermés.

Chacune de ces méthodes possède des avantages et des inconvénients [LEDOEUFF 81].

La méthodologie " DESIGN " [HAUTIER 89], que nous utilisons pour modéliser les convertisseurs statiques est à " topologie restreinte ". Le séquençement du convertisseur statique est décrit par un graphe utilisant le formalisme de Petri, qui permet une description "transparente" de tous les états physiquement réalisables dans un convertisseur.

## II.1.2. MISE EN EQUATIONS DU SYSTEME

### II.1.2.1. Modélisation de la machine

L'équation qui régit le fonctionnement de la machine asynchrone peut s'écrire (cf. annexe A2), sous forme matricielle :

$$[U] = [R][I] + d \frac{\{[L][I]\}}{dt}$$

avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [m_{sr}] \\ [m_{sr}^t] & [L_r] \end{bmatrix} \text{ et } [R] = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix}$$

=>

$$[U] = [R][I] + [L] \frac{d[I]}{dt} + \dot{\theta}_e \frac{d[L]}{d\theta_e} [I] \quad (2.1)$$

Les matrices  $[L_s]$  et  $[L_r]$  sont à coefficients constants, la matrice  $[m_{sr}]$  est à coefficients variables en fonction de la position électrique du rotor  $\theta_e$ .

Pour déterminer la matrice des courants  $[I]$ , la résolution numérique de l'équation (2.1) implique l'inversion de la matrice  $[L]$ , au moins une fois, à chaque pas de calcul. En effet :

$$\frac{d[I]}{dt} = [L]^{-1} \left\{ [U] - \left( [R][I] + \dot{\theta}_e \frac{d[L]}{d\theta_e} [I] \right) \right\}$$

Pour éviter ce problème, tant pour des raisons de rapidité que de précision, on rapporte les grandeurs rotoriques au même référentiel que les grandeurs statoriques en effectuant les transformations de CONCORDIA et de PARK au rotor (cf. annexe A2) ; les grandeurs statoriques restent inchangées. La nouvelle matrice inductance mutuelle devient à coefficients constants.

L'équation régissant la machine asynchrone devient alors:

$$\frac{d[I]}{dt} = [L']^{-1} \left\{ [U] - \left( [R][I] + \dot{\theta}_e [\alpha][L'][I] \right) \right\} \quad (2.2)$$

où  $[L']$ , que l'on inverse qu'une fois, est une matrice à coefficients constants (cf. annexe A2 pour le détail des matrices).

### II.1.2.2 Description fonctionnelle de l'onduleur

La modélisation du convertisseur consiste à décomposer son fonctionnement en plusieurs séquences successives en utilisant un formalisme qui permet de décrire son séquençement sous forme d'un graphe. L'évolution dans ce graphe se fait en fonction de la *commande interne* des interrupteurs (imposée par l'état électrique du circuit) et la *commande externe* des interrupteurs imposée par l'Automate de Commande Rapprochée (ACR) [HAUTIER 89].

Dans cette partie, nous faisons une description fonctionnelle de l'onduleur triphasé (fig.2.2), alimentant une charge couplée en triangle ou en étoile sans neutre. La stratégie de commande de cet onduleur peut être à Modulation de largeur d'Impulsions (M.L.I) ou à

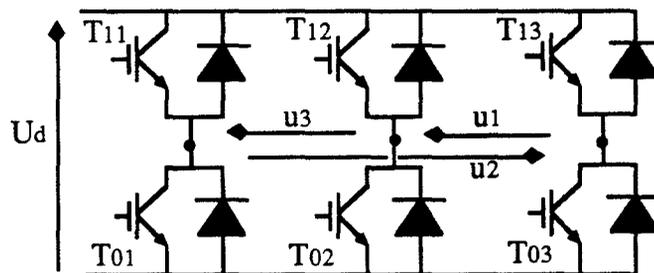
créneaux de  $120^\circ$ . Dans la première méthode trois interrupteurs sont commandés en même temps et dans la seconde deux interrupteurs seulement sont commandés à chaque fois.

La représentation de tous les états physiquement réalisables dans l'onduleur nous amène à faire une partition, en dix classes de commande (fig.2.2), des configurations possibles de l'alimentation de la machine [LIENARD 89], [MANESSE 87].

Pour ce faire nous utilisons le couplet  $(X, G)$ , élaboré alors par la commande, où  $X$  désigne la classe de commande et  $G$  est un indice de permutation.

Dans ce cas,  $X$  peut prendre des valeurs de 1 jusqu'à 10 ; les classes 1 à 6 correspondent à un fonctionnement normal, en commande M.L.I ou  $120^\circ$ , et les classes 6 à 10 correspondent à un fonctionnement défectueux, dans ces mêmes types de stratégies, où un interrupteur commandable de l'onduleur est toujours ouvert.

$G$  prend les valeurs 1, 2 ou 3 suivant l'emplacement, dans l'onduleur, des interrupteurs commandés.



Classe (x)	Transistors commandés
1	$T_{1G} - T_{0G+1} - T_{0G+2}$
2	$T_{1G} - T_{1G+1} - T_{0G+2}$
3	$T_{1G} - T_{1G+1} - T_{1G+2}$
4	$T_{0G} - T_{0G+1} - T_{0G+2}$
5	$T_{1G} - T_{0G+1}$
6	$T_{0G} - T_{1G+1}$
7	$T_{1G} - T_{1G+1}$
8	$T_{0G} - T_{0G+1}$
9	$T_{1G}$
10	$T_{0G}$

Classes de fonctionnement normal

Classes de fonctionnement défectueux

Fig. 2.2 : Schéma et classes de commande de l'onduleur.

A chaque classe X, on associe un graphe spécifique, d'enchaînement des états. Le graphe global étant une association de tous les graphes permettant une description fonctionnelle totale des états physiquement possibles.

Les graphes correspondant aux classes de commande du fonctionnement, normal ou défectueux à trois ou deux interrupteurs commandés, sont représentés dans les figures suivantes (Fig.2.3 à 2.7). Chaque étape est caractérisée par les tensions qu'elles imposent aux bornes de la machine.

Les classes de commande 9 et 10, non représentées ici, à un seul interrupteur commandé (fonctionnement défectueux), comportent chacune 12 places [HAUTIER 89], correspondant ainsi à 12 modes d'alimentation possibles de l'onduleur.

Les Classes 1, 2, 3 et 4 sont à 3 interrupteurs commandés ; les tensions composées sont donc imposées par la commande.

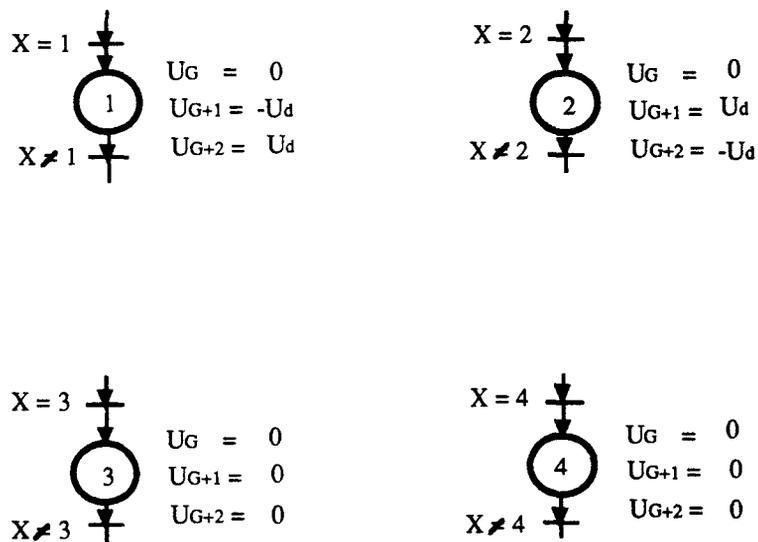


Fig.2.3 : Classes de commandes 1, 2, 3 et 4.

Dans les classes 5, 6, 7 et 8, deux interrupteurs seulement sont commandés. Une seule tension composée est imposée par la commande ; les deux autres dépendent du signe du courant dans l'autre phase ( $i_{G+2}$ ).

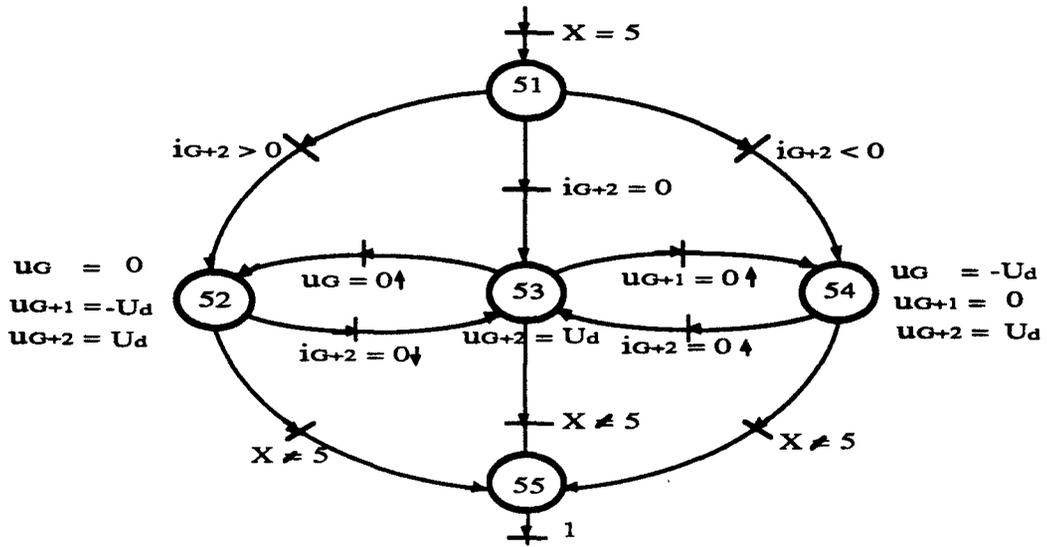


Fig. 2.4 : Classe de commande 5.

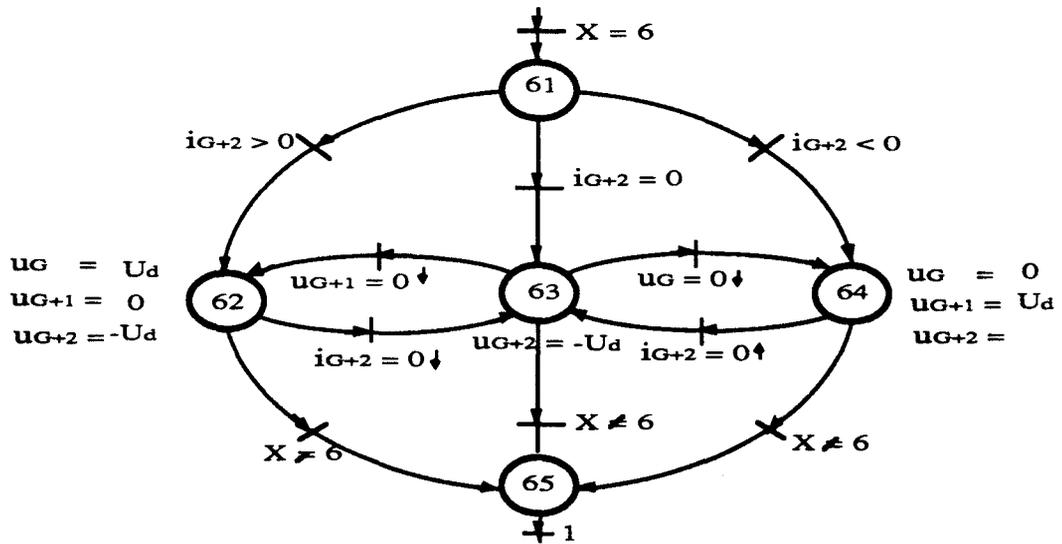


Fig. 2.5 : Classe de commande 6.

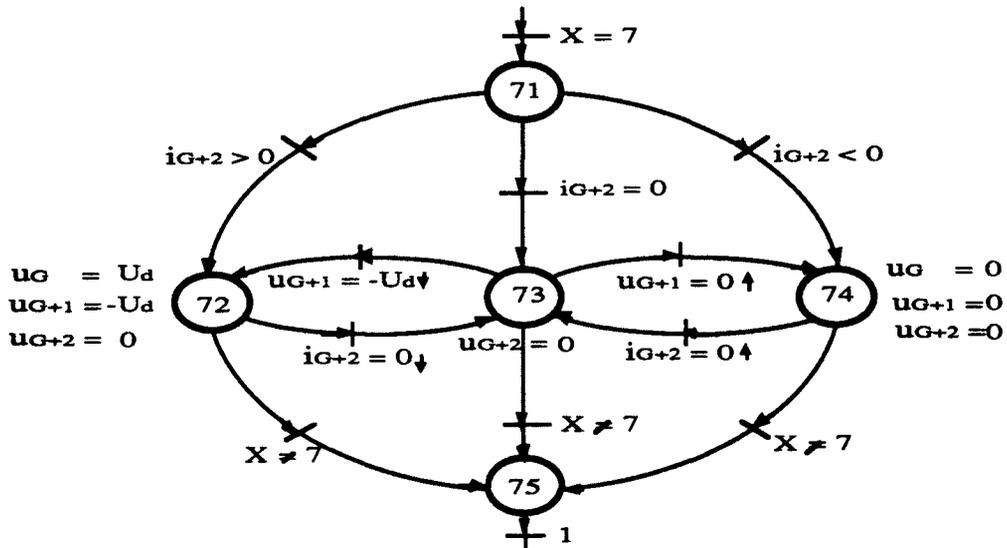


Fig. 2.6 : Classe de commande 7.

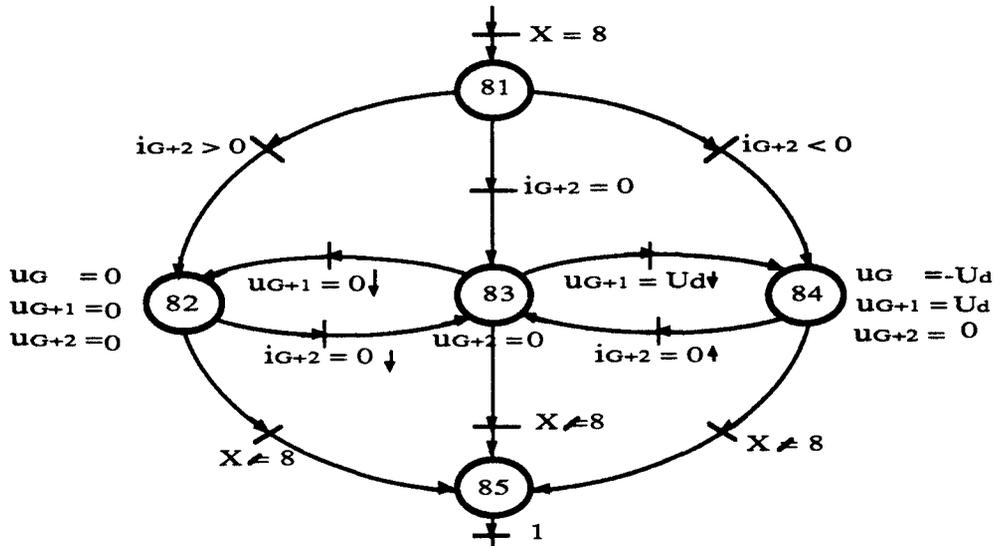


Fig. 2.7 : Classe de commande 8.

### II.1.3. SIMULATION NUMERIQUE DE L'ENSEMBLE

Les graphes de description fonctionnelle apparaissent comme des modules du programme de simulation à condition de transcrire les réseaux de Petri correspondant en respectant la méthode habituelle de leur implantation sur ordinateur [HAUTIER 89].

Pour chaque configuration, on écrit les équations électriques non linéaires régissant le circuit. Ces équations électriques, non linéaires, sont ensuite résolues en utilisant une méthode d'intégration numérique (méthode d'Euler ou Runge Kunta). L'organigramme général de simulation de l'ensemble est décrit dans la figure 2.8.

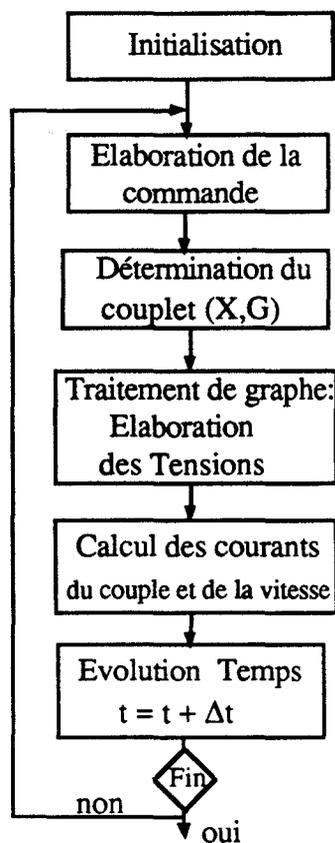


Fig. 2.8 : Organigramme du programme de simulation.

## II.2. DEFAUTS DE FONCTIONNEMENT DANS UN SYSTEME ONDULEUR - MACHINE

L'onduleur étant constitué de composants semi-conducteurs, il est, de fait, vulnérable à des défaillances, notamment au niveau des composants commandables (transistor, thyristor, etc ... ). Un composant commandable peut être détruit et devenir un circuit fermé ou un circuit ouvert modifiant ainsi le comportement et les caractéristiques de l'ensemble onduleur-machine, en imposant de nouvelles contraintes au système.

De tels défauts surviennent à la suite d'une surtension, d'une surintensité, d'un  $di/dt$  ou d'un  $dv/dt$  importants. Ils peuvent aussi être dus à une mauvaise commande .

Il est difficile de faire une étude exhaustive de tous les défauts qui peuvent affecter un convertisseur. Nous considérons, ici, deux types classiques de défaut : défaut de fermeture et défaut d'ouverture d'un composant commandable et nous analysons leur effet sur les caractéristiques électromécaniques du système global.

### II.2.1. DEFAUT D'OUVERTURE (TRANSISTOR FERME)

La fermeture permanente d'un transistor (fig.2.9), suite à sa destruction ou à une

mauvaise commande, conduit inévitablement à la disjonction et même à la destruction du bras, si la commande du transistor complémentaire n'est pas immédiatement inhibée.

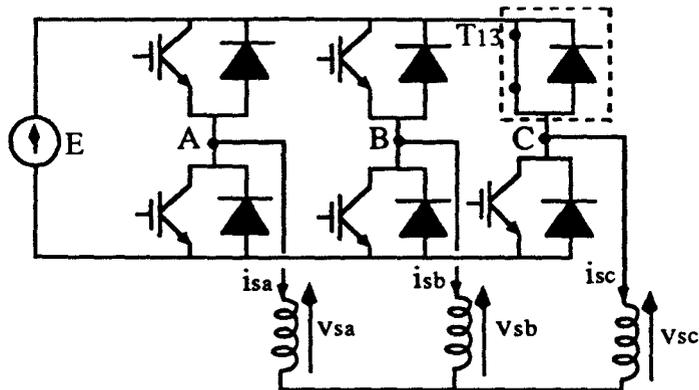


Fig. 2.9. Défaut d'ouverture d'un transistor.

Dans ce cas il n'y a pas de fonctionnement dégradé possible. L'inhibition de la commande de tous les interrupteurs et l'arrêt de l'application est le seul recours. Ce type de défaut est donc rédhibitoire, dans cette structure de puissance à 6 interrupteurs.

### II.2.2. DEFAUT DE FERMETURE (TRANSISTOR OUVERT)

En fonctionnement normal, les courants  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$  ont une allure sinusoïdale et le couple est quasiment constant (fig. 2.10) si on néglige la faible ondulation, à très haute fréquence, due au contrôle, en M.L.I ou en hystérésis, des courants.

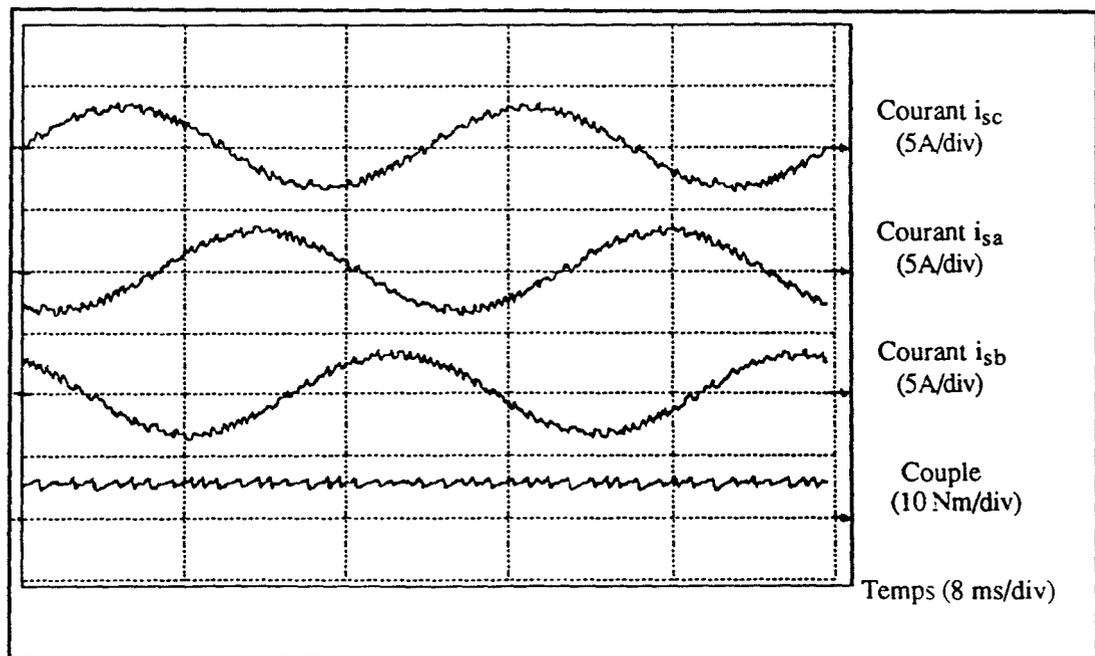


Fig. 2.10 : Courants et couple en fonctionnement triphasé.

Lorsqu'un transistor de l'onduleur reste désaturé en permanence (fig. 2.11), à la suite d'un défaut de commande, les caractéristiques électromécaniques du système onduleur-machine sont alors perturbées.

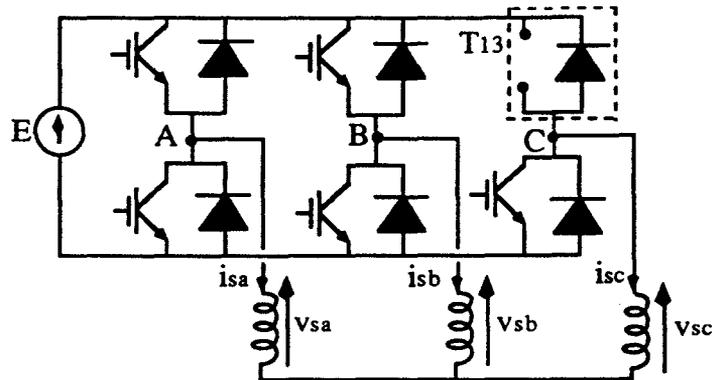


Fig. 2.11 : Défaut de fermeture d'un transistor (T13).

Comme le neutre est isolé, le contrôle partiel du courant  $i_{sc}$  entraîne des distorsions importantes dans les autres courants  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  (fig. 2.12) qui ne suivent plus totalement les grandeurs de références, ce qui produit une déformation importante du couple (fig. 2.12).

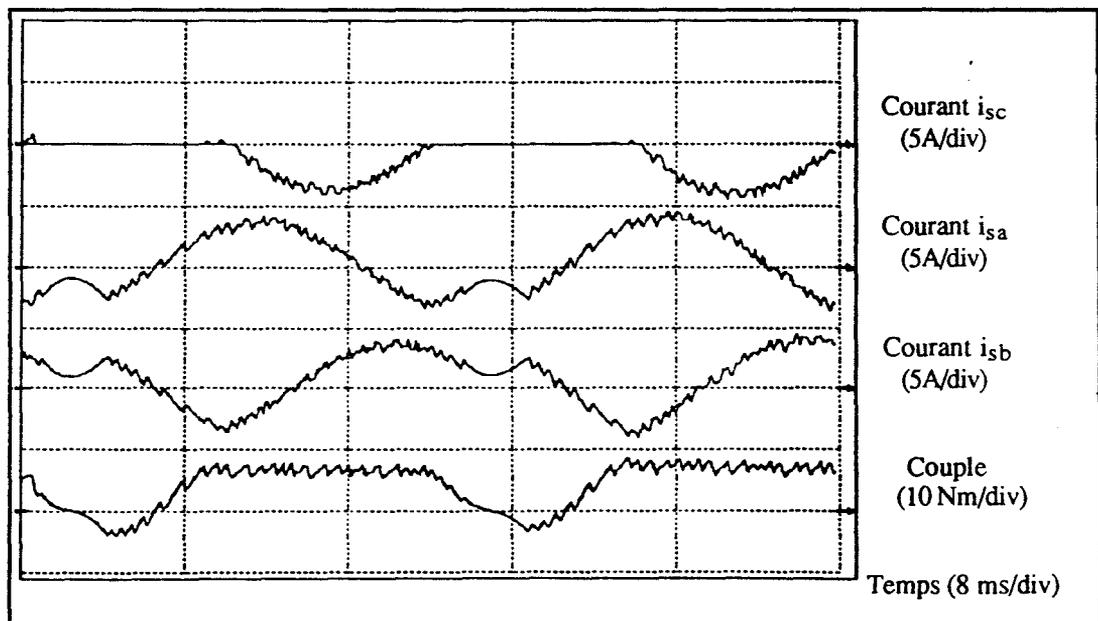


Fig. 2.12 : Défaut de fermeture d'un transistor (T13).

Dans certaines applications, ces contraintes peuvent être gênantes pour le fonctionnement car, la pulsation du couple alors à faible fréquence peut être gênante pour la partie mécanique accouplée à la machine et rend en même temps la structure de contrôle de

vitesse moins performante. Les courants ne sont plus totalement contrôlés, le couple développé est très faible et de plus, le redémarrage du système est impossible en présence de ce type de défaut.

Il est donc préférable de trouver un mode de marche dégradée qui soit moins contraignant pour le système que ce mode défectueux : Une marche dégradée optimale consisterait à retrouver un couple quasiment constant sur toute la plage de fonctionnement afin que les performances de la structure de contrôle de vitesse restent bonnes, sans entraîner l'augmentation exagérée des courants dans la machine et les composants de puissance de l'onduleur.

### II.3. FONCTIONNEMENT DEGRADE EN MARCHE MONOPHASEE

Le fonctionnement en marche dégradée monophasée est le seul recours quand le neutre de la machine, couplée en étoile, est isolé ou quand celle-ci est couplée en triangle.

L'inhibition du bras (fig. 2.13) en défaut, ou susceptible de l'être, conduit alors à un fonctionnement où une seule tension composée ( $v_{sa}-v_{sb}$ ) est imposée par la commande.

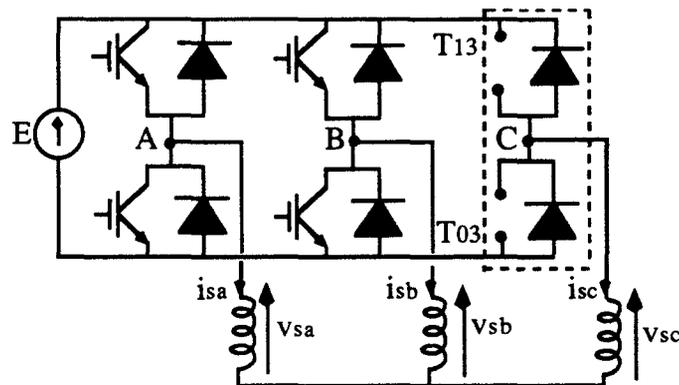


Fig. 2. 13 : Partie puissance en fonctionnement monophasé.

#### II.3.1. REFERENCES DE COURANTS DEPHASES DE $2\pi/3$ :

Dans ce cas, les références de courants gardent leur déphasage de  $2\pi/3$  du fonctionnement triphasé mais leur amplitude est  $\sqrt{3}$  fois plus importante par rapport à la marche triphasée

Les courants  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  sont alors déformés par rapport aux références car la structure du montage les oblige à être opposés ( $i_{sb} = -i_{sa}$ ) alors que les références ne le sont pas (fig. 2. 14).

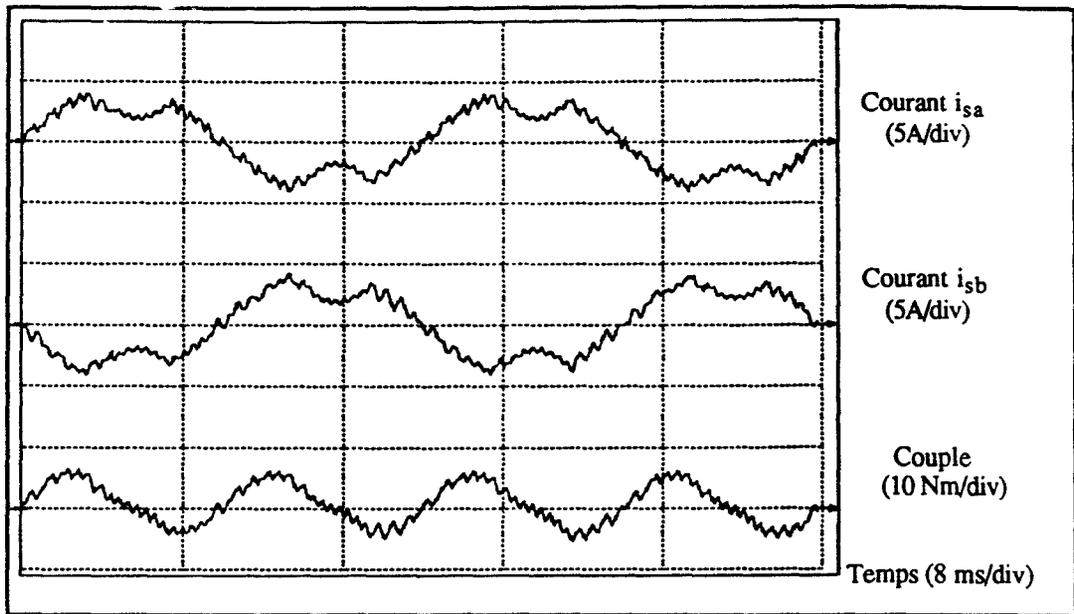


Fig. 2.14 : Marche dégradée monophasée ( $\psi = 2\pi/3$ ).

### II.3.2. REFERENCES DEPHASES DE $\pi$ :

Pour retrouver un fonctionnement monophasé normal, les références des deux courants  $i_{sref}$  et  $i_{sbref}$  sont alors opposées ( $i_{sbref} = -i_{sref}$ ). Les courants réels  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  sont alors bien contrôlés et le couple développé, pulsant à deux fois la fréquence d'alimentation (fig.2.15), correspond évidemment à celui d'une machine monophasée.

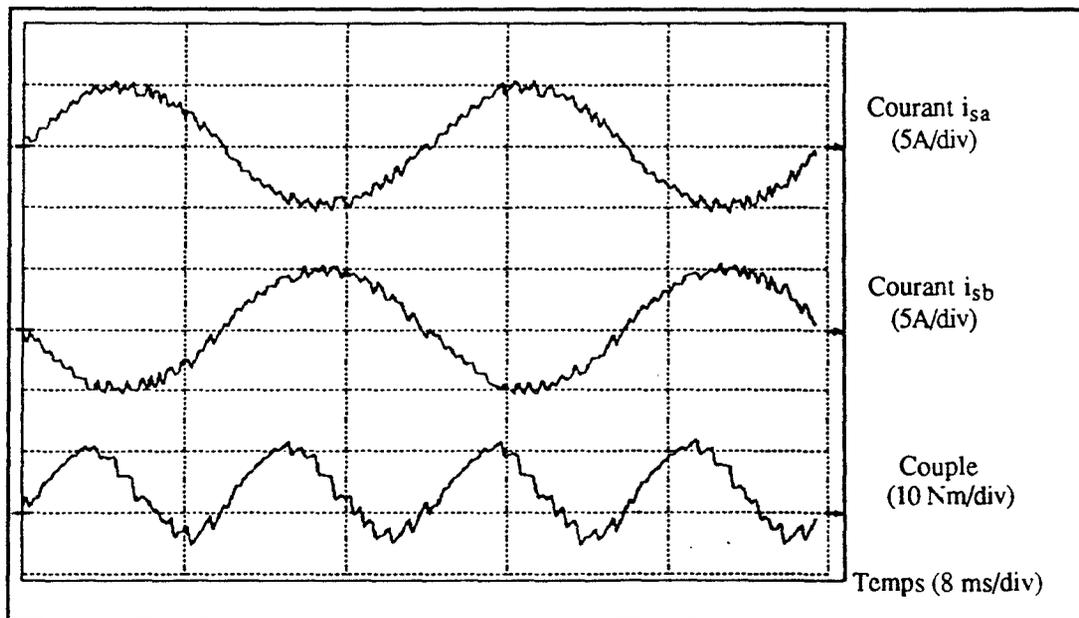


Fig. 2.15 : Marche dégradée monophasée ( $\psi = \pi$ ).

Le redémarrage de la machine est naturellement impossible dans ce mode de fonctionnement monophasé, ce qui rend aussi impossible une inversion du sens de rotation.

### II.3.3. CONCLUSION

Le fonctionnement monophasé est utilisable dans le cas où le neutre de la machine, connectée en étoile, n'est pas relié ou lorsque la charge est connectée en triangle. L'ouverture d'une phase conduit donc à un fonctionnement en marche monophasée.

Ce mode de fonctionnement n'est pas porteur de beaucoup d'améliorations par rapport à la marche défailante avec un interrupteur toujours ouvert. En effet, le passage en marche dégradée monophasée peut être plus contraignant que le mode défailant lui même. La fréquence de pulsation du couple est doublée, mais son amplitude reste importante et celle du courant absorbé doit être  $\sqrt{3}$  fois plus grande pour conserver sa valeur moyenne.

Pour trouver un mode de marche dégradé plus satisfaisant, il est nécessaire de modifier la structure de la partie puissance de l'onduleur. Un fonctionnement avec deux phases alimentées par deux grandeurs (tensions ou courants) indépendantes est obtenu si le neutre de la machine, alors obligatoirement couplée en étoile, est connecté au point milieu de la source continue.

### II.4. FONCTIONNEMENT DEGRADE EN MARCHE BIPHASEE

La figure 2.16 donne le schéma correspondant à une alimentation biphasée avec interconnexion entre le neutre et le point milieu de la source continue. Les deux grandeurs  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  sont ainsi contrôlées indépendamment et dans la suite, nous montrons que cette disposition conduit à la minimisation de la composante pulsatoire du couple.

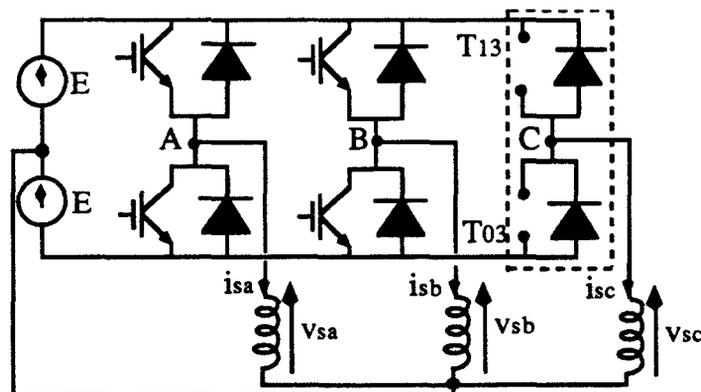


Fig. 2.16 : Neutre connecté au point milieu de la source continue.

Afin de définir les caractéristiques des références de courants (amplitude et déphasage) qui permettent de retrouver, en marche biphasée, un couple correct, nous allons exprimer la Force Magnéto-Motrice (F.M.M) produite par les enroulements statoriques en monophasé, en triphasé et en biphasé lorsqu'une phase de l'armature triphasée n'est pas alimentée.

#### II.4.1. CONDITIONS D'OBTENTION D'UNE F.M.M TOURNANTE

Nous considérons uniquement la F.M.M,  $\epsilon(\theta_s, t)$ , créée par les enroulements statoriques de la machine. En effet l'état magnétique de la machine, fonction de  $\epsilon(\theta_s, t)$ , ne dépend pas de la charge et donc celle-ci peut être exprimée à vide, lorsque les courants rotoriques sont nuls [HAUTIER 93]. La machine est considérée bipolaire ( $p = 1$ ).

##### II.4.1.1. Rappel sur la F.M.M créée par une bobine

Une bobine comportant  $N_s$  spires, parcourue par un courant  $i$ , crée une F.M.M totale  $N_s i_s$ . La distribution spatiale le long de l'entrefer (fig. 2.17 ) est en forme de créneaux, si on suppose que la perméabilité magnétique du fer est infinie.

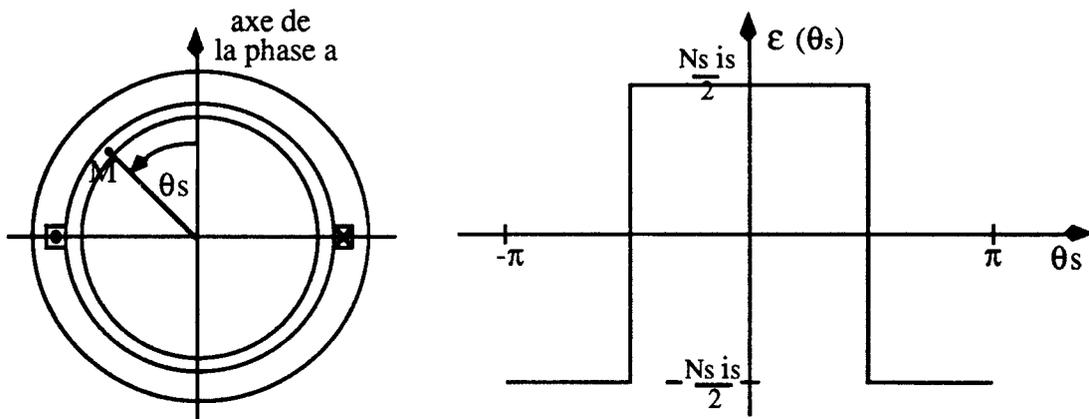


Fig. 2.17 : F.M.M. créée par une bobine concentrée dans une seule encoche.

La F.M.M créée en un point M de l'entrefer repéré par l'angle  $\theta_s$  peut être exprimée :

$$\epsilon(\theta_s) = \sum_{v=0}^{\infty} \frac{4}{\pi} \frac{1}{2v+1} \frac{N_s i_s}{2} \cos((2v+1)\theta_s) \quad (2.3)$$

Si l'enroulement est réparti sur plusieurs encoches de la machine, de manière à ce que

la F.M.M. soit à distribution spatiale en forme d'escalier (fig. 2.18), l'expression du premier harmonique de celle-ci devient alors :

$$\mathcal{E}(\theta_s) = \frac{K N_s i_s}{2} \cos(\theta_s) = \hat{\mathcal{E}} i_s \cos(\theta_s) \quad (2.4)$$

où K est le facteur de bobinage et  $N_s$  est le nombre de spires.

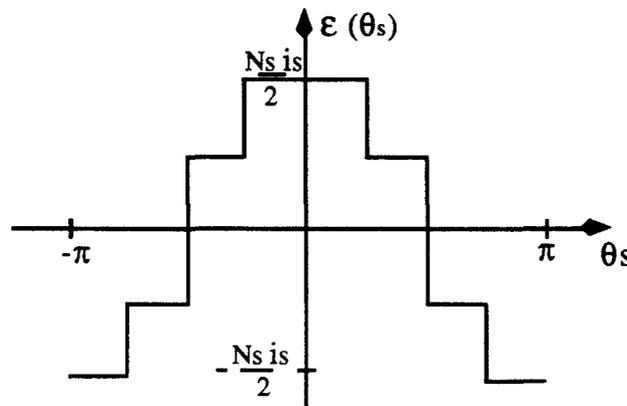


Fig. 2.18 : F.M.M. à distribution en escalier.

#### II.4.1.2. F.M.M. Créée par un enroulement monophasé réparti

Si la bobine est maintenant parcourue par un courant sinusoïdal  $i_s = \sqrt{2} I_s \cos(\omega_s t)$ , la F.M.M., au point de l'entrefer  $M(\theta_s)$  et à l'instant  $t$ , s'écrit :

$$\begin{aligned} \mathcal{E}(\theta_s, t) &= \frac{K N_s}{2} \cos(\theta_s) \cos(\omega_s t) = \hat{\mathcal{E}} \cos(\theta_s) \cos(\omega_s t) \\ \Rightarrow \\ \mathcal{E}(\theta_s, t) &= \frac{\hat{\mathcal{E}}}{2} \left\{ \cos(\omega_s t + \theta_s) + \cos(\omega_s t - \theta_s) \right\} \end{aligned} \quad (2.5)$$

ainsi,  $\mathcal{E}(\theta_s, t)$  est la somme de deux F.M.M tournantes au sens opposés à  $\pm \omega_s$ .

#### II.4.1.3. F.M.M. Créée par un enroulement Triphasé

Nous considérons maintenant la F.M.M. créée par une armature triphasée, constituée de trois enroulements monophasés décalés entre eux, dans l'espace électrique, de  $2\pi/3$  et alimentés par trois courants triphasés équilibrés :

$$i_{sa} = \hat{I}_s \cos(\omega_s t), \quad i_{sb} = \hat{I}_s \cos(\omega_s t - 2\pi/3) \quad \text{et} \quad i_{sc} = \hat{I}_s \cos(\omega_s t + 2\pi/3).$$

Dans ce cas la F.M.M totale  $\mathcal{E}(\theta_s, t)$ , somme des F.M.M créées par les trois courants

s'exprime :

$$\mathcal{E}(\theta_s, t) = \frac{3}{2} \hat{\mathcal{E}} \cos(\omega_s t - \theta_s) \quad (2.6)$$

$\mathcal{E}(\theta_s, t)$  est la projection sur le vecteur  $\overline{OM}$  du vecteur  $\vec{E}$  d'amplitude  $3\hat{\mathcal{E}}/2$  tournant à la vitesse  $\omega_s$  dans l'espace électrique. L'axe de la F.M.M totale coïncide avec l'axe d'une phase lorsque le courant y est maximum.

#### II.4.1.4. F.M.M créée par deux phases d'une armature triphasée :

Si la phase 'C' de l'armature triphasée n'est pas alimentée (Fig. 2.19), la F.M.M totale est créée cette fois uniquement par deux enroulements décalés dans l'espace électrique de  $2\pi/3$ .

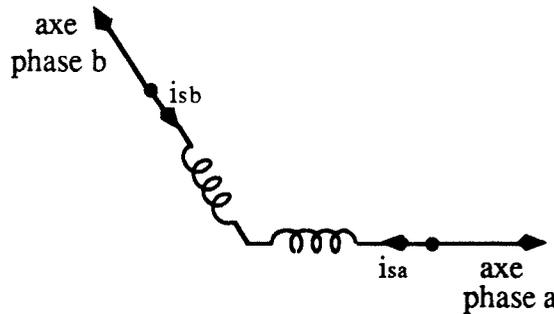


Fig. 2.19 : Machine asynchrone biphasée (phase 'C' non alimentée).

Supposons qu'un tel système soit alimenté par deux sources indépendantes sinusoïdales de courants :

$$i_{sa} = \hat{I}_s \cos(\omega_s t + \phi) \quad \text{et} \quad i_{sb} = \hat{I}_s \cos(\omega_s t + \phi - \psi)$$

La F.M.M totale s'écrit :

$$\mathcal{E}(\theta_s, t) = \hat{\mathcal{E}} \hat{I}_s \left\{ \cos(\theta_s) \cos(\omega_s t + \phi) + \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \cos(\omega_s t + \phi - \psi) \right\}$$

et peut être décomposée comme suit :

$$\mathcal{E}(\theta_s, t) = \hat{\mathcal{E}} \hat{I}_s \left\{ \cos\left(\omega_s t + \phi - \frac{\psi}{2} - \frac{\pi}{3} + \theta_s\right) \cos\left(\frac{\psi}{2} + \frac{\pi}{3}\right) + \cos\left(\omega_s t + \phi - \frac{\psi}{2} + \frac{\pi}{3} - \theta_s\right) \cos\left(\frac{\psi}{2} - \frac{\pi}{3}\right) \right\} \quad (2.7)$$

**CONDITIONS D'OBTENTION D'UNE F.M.M TOURNANTE**

$\mathcal{E}(\theta_s, t)$  devient une F.M.M tournante, dans un sens ou dans l'autre, pour les deux valeurs particulières de  $\psi = \pm \pi/3$  :

$$\psi = \frac{\pi}{3} \Rightarrow \mathcal{E}(\theta_s, t) = \hat{\mathcal{E}} \hat{I}_s \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\omega_s t + \phi + \frac{\pi}{6} - \theta_s) \quad (2.8)$$

$$\psi = -\frac{\pi}{3} \Rightarrow \mathcal{E}(\theta_s, t) = \hat{\mathcal{E}} \hat{I}_s \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\omega_s t + \phi - \frac{\pi}{6} + \theta_s)$$

alors que pour  $\psi = 2\pi/3$ , elle est constituée de deux composantes :

$$\mathcal{E}(\theta_s, t) = \hat{\mathcal{E}} \hat{I}_s \left\{ \frac{1}{2} \cos(\omega_s t + \phi - \frac{2\pi}{3} + \theta_s) + \cos(\omega_s t + \phi - \theta_s) \right\} \quad (2.9)$$

prouvant la présence d'une composante pulsatoire.

En alimentation triphasée, la F.M.M est tournante avec une amplitude constante. En ouvrant une phase, la F.M.M créée alors par les deux phases alimentées par deux courants  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  déphasés de  $2\pi/3$  se décompose en une F.M.M directe et une autre inverse d'amplitudes différentes.

En alimentant ensuite les deux phases statoriques de la machine triphasée par deux courants déphasés de  $\pi/3$ , on retrouve une F.M.M tournante d'amplitude  $\sqrt{3}$  fois plus faible qu'en alimentation triphasée. Pour retrouver la même amplitude il suffit donc d'augmenter celle des deux courants de  $\sqrt{3}$ .

**II.4.3. ALIMENTATION BIPHASEE EN COURANT AVEC SOURCE IDEALE**

Nous considérons que la source continue à point milieu est une source de tension idéale (fig.2.16) et nous allons montrer, par simulation, les performances obtenues lorsque l'on alimente la machine par des courants adéquats.

Le schéma de contrôle des courants est représentée en figure 2.20.

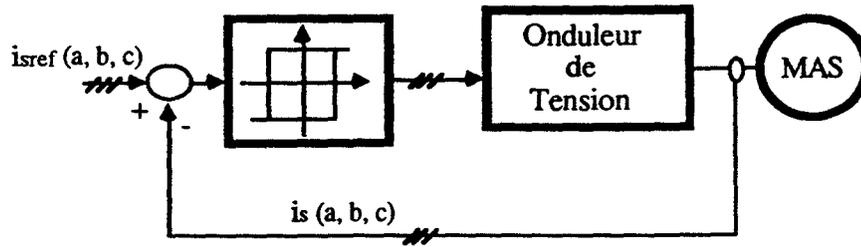


Fig. 2.20 : Schéma de Contrôle des courants.

Les courants de référence  $i_{sref}$  et  $i_{sbref}$  sont issus de la boucle extérieure de commande en vitesse. Le contrôle des courants est réalisé par la méthode d'hystérésis et les références s'écrivent :

$$i_{sref} = I_s \sqrt{2} \sin(\omega_s t + \phi_a)$$

$$i_{sbref} = I_s \sqrt{2} \sin(\omega_s t + \phi_a - \psi)$$

L'allure du couple développé alors par la machine dépend du déphasage  $\psi$  des deux courants de référence. Celui-ci est alors dénué de toute composante pulsatoire de faible fréquence lorsque  $\psi = \pi/3$  (fig. 2.21).

Pour un déphasage des deux courants de références de  $\pi/2$  (fig.2.22) la composante pulsatoire apparait et devient importante lorsque le déphasage des deux courants est celui du mode triphasé ( $\psi = 2\pi/3$ ). Ces résultats valident ainsi les expressions précédentes de la F.M.M en alimentation biphasée.

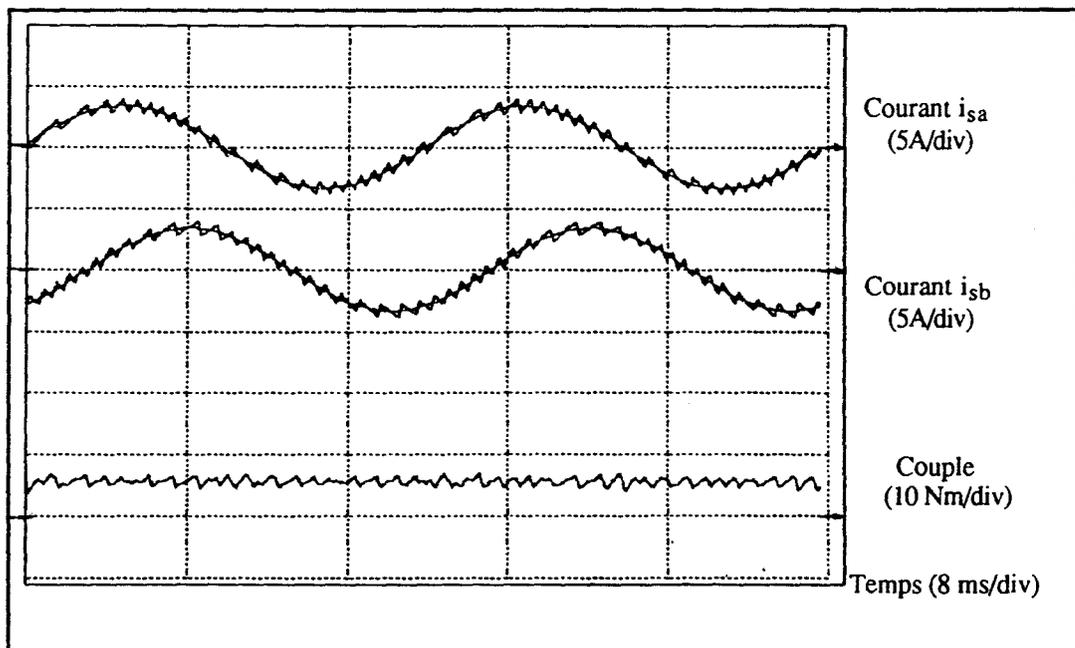


Fig. 2.21 : Fonctionnement biphasé optimal ( $\psi = \pi/3$ ).

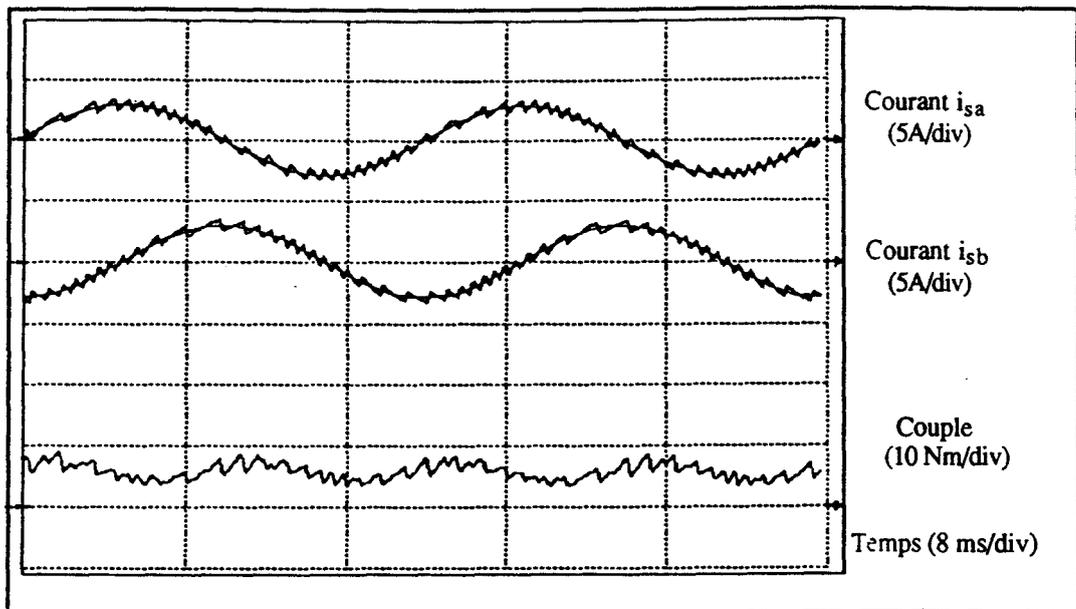


Fig. 2.22 : Allure des courants  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  et du couple en biphasé ( $\psi = \pi/2$ ).

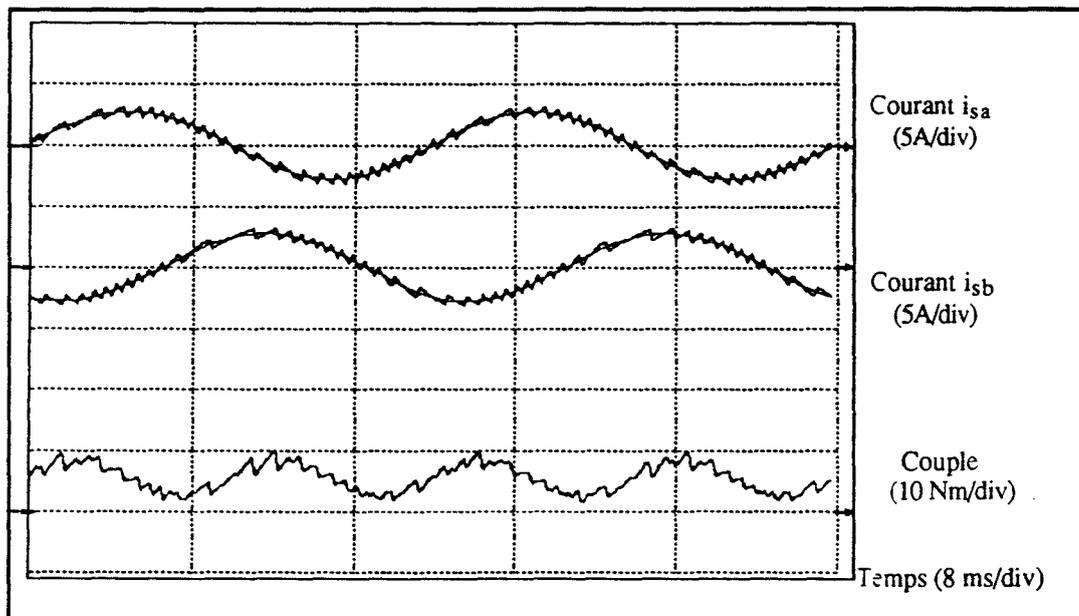


Fig. 2.23 : Allure des courants  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  et du couple en biphasé ( $\psi = 2\pi/3$ ).

Il convient de signaler, tout de même, que l'amplitude de la composante pulsatoire reste inférieure à celle générée par le mode d'alimentation monophasé et est constante quel que soit le couple de charge  $C_r$ .

#### II.4.4. CONCLUSION

En imposant la forme des références de courants  $i_{saref}$  et  $i_{sbref}$  de manière à ce qu'ils

soient déphasés de  $\pi/3$  et d'amplitudes  $\sqrt{3}$  fois plus importante, il est donc possible d'aboutir, en fonctionnement biphasé, à un couple dénué de composante pulsatoire.

Il reste à réaliser la source continue à point milieu que nous avons supposée jusqu'à maintenant idéale. Dans ce qui suit, nous envisageons les différentes façons de sa réalisation, soit par des éléments passifs en utilisant un pont capacitif, soit par des éléments actifs que sont les interrupteurs commandables.

## II.5. REALISATION D'UNE SOURCE A POINT MILIEU

Dans cette partie, nous étudions, dans un premier temps, les deux structures mettant en oeuvre un pont diviseur capacitif ; ensuite, nous envisageons le cas d'un demi-pont supplémentaire à interrupteurs commandables de même nature que ceux des autres phases.

### II.5.1. DIVISEUR PASSIF

Nous considérons ici deux structures principales :

- Source alternative triphasée sans neutre, redressée double alternance et munie d'un pont capacitif qui joue le rôle de diviseur de tension,
- Source alternative monophasée utilisée avec un transformateur à deux secondaires dont les tensions de sorties sont redressées par deux ponts complet.

#### II.5.1.1. Source triphasée sans neutre et Diviseur capacitif

La figure 2.24 représente alors la partie puissance de l'ensemble de conversion où la tension  $u_{dc}$  est une source redressée triphasée double alternance, non réversible en courant.

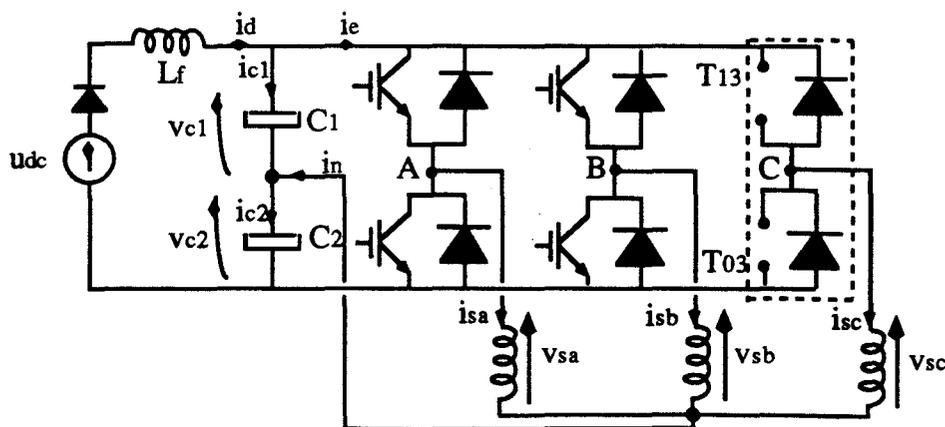


Fig. 2.24 : Source à point milieu à diviseur capacitif.

Les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ , qui assurent une double fonction de filtrage et de diviseur de tension, sont d'égales valeurs :  $C_1 = C_2 = C = 1000 \mu\text{F}$  et l'inductance de lissage du courant  $L_f$  est choisie égale 5 mH.

La figure 2.25 montre l'allure des principales grandeurs caractéristiques de ce montage en fonctionnement triphasé.

Comme le courant dans le neutre est nul ( $i_n = 0$ ), les valeurs des tensions  $v_{c1}$  et  $v_{c2}$  ainsi que celles des courants  $i_{c1}$  et  $i_{c2}$  sont alors égales :  $v_{c1} = v_{c2}$  et  $i_{c1} = i_{c2}$ .

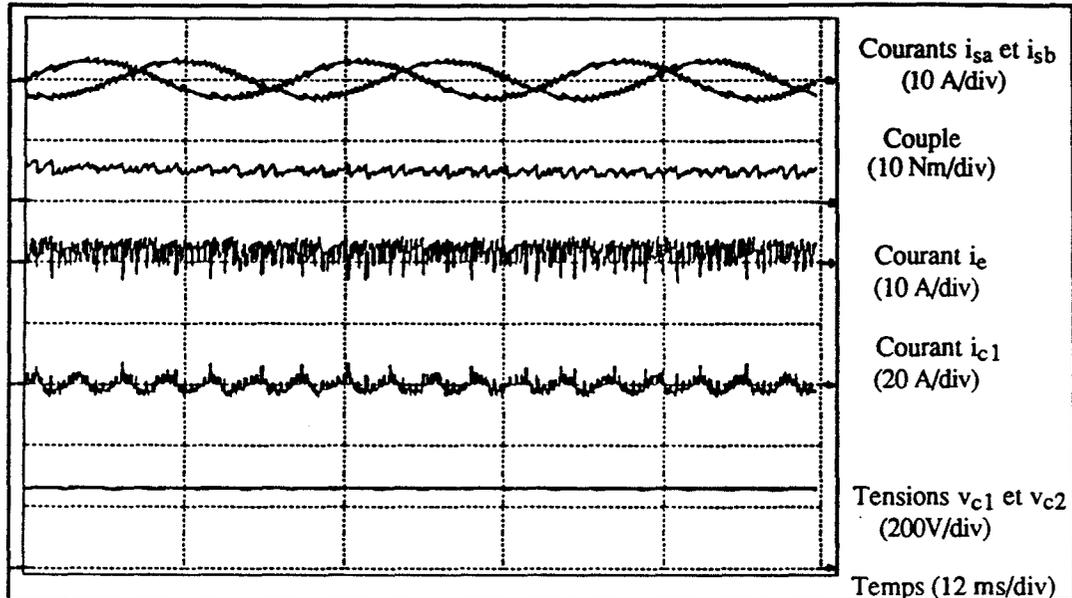


Fig. 2.25 : Fonctionnement triphasé ( $f_s = 50 \text{ Hz}$ ).

On peut constater que les courants  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  sont relativement bien contrôlés et la fluctuation des tensions  $v_{c1}$  et  $v_{c2}$  est faible.

Les figures 2.26 et 2.27 représentent l'allure des principales grandeurs respectivement en fonctionnement biphasé non optimal ( $\psi = 2\pi/3$ ) et en fonctionnement optimal ( $\psi = \pi/3$ ).

On peut constater l'efficacité du mode de fonctionnement biphasé avec  $\psi = \pi/3$  puisque la qualité du couple  $C_e$  est maintenue, contrairement au fonctionnement avec  $\psi = 2\pi/3$ . En revanche, on note la fluctuation importante des tensions  $v_{c1}$  et  $v_{c2}$  qui s'explique par le déséquilibre que provoque l'alimentation biphasée. On pourrait rattacher ce résultat à la présence inévitable de la composante homopolaire qui, si elle ne participe pas à la conversion électromécanique, apporte des pertes supplémentaires.

Cette fluctuation des tensions des condensateurs devient naturellement plus importante lorsque la fréquence de fonctionnement  $f_s$  diminue (Fig. 2. 28).

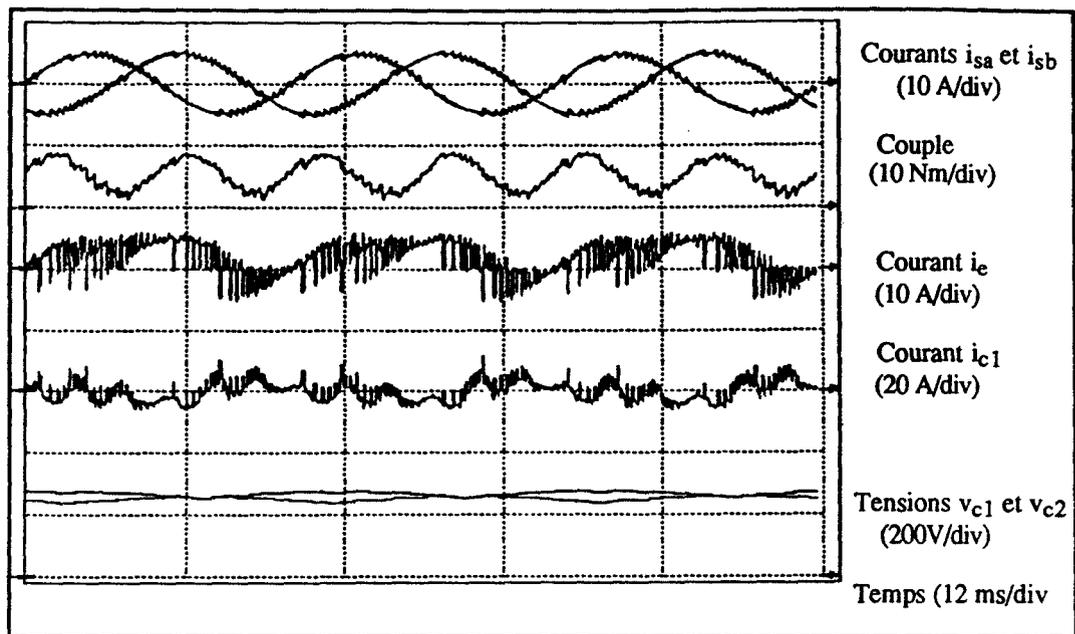


Fig. 2.26 : Fonctionnement biphasé non optimal ( $\psi = 2\pi/3$ ),  $f_s = 50$  Hz.

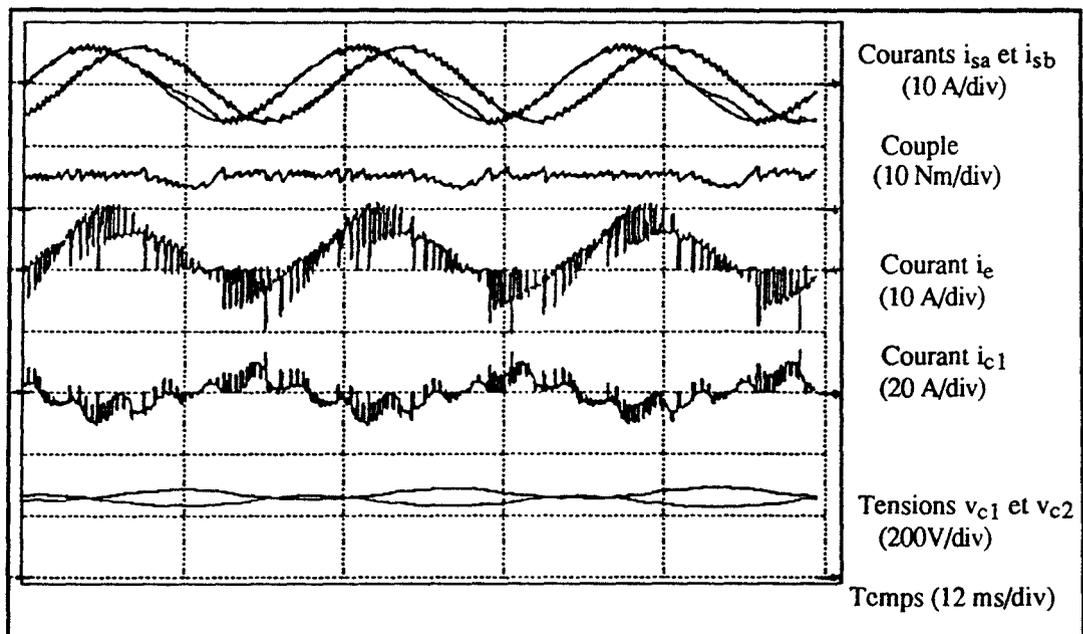


Fig. 2.27 : Fonctionnement biphasé optimal ( $\psi = \pi/3$ ),  $f_s = 50$  Hz.

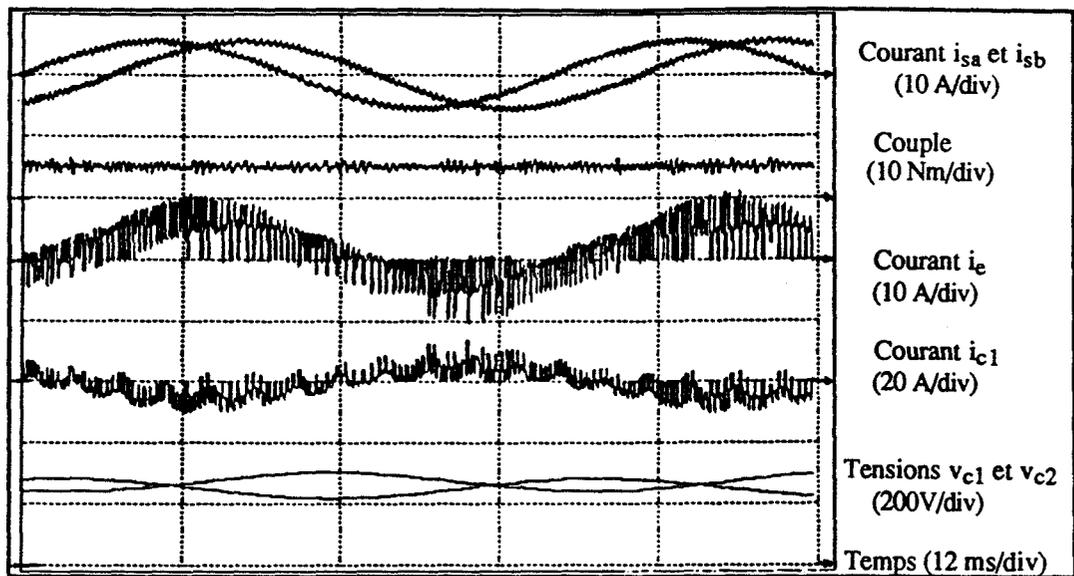


Fig. 2.28 : Fonctionnement biphasé optimal,  $f_s = 25$  Hz.

On peut noter que la fluctuation des tensions  $v_{c1}$  et  $v_{c2}$  des condensateurs, bien qu'elle soit importante, n'influe pas sensiblement sur les courants  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  qui restent relativement bien contrôlés.

L'ensemble des résultats prouve que la solution est tout à fait envisageable pour des puissances faible en raison de l'importance du dimensionnement que doivent avoir les condensateurs en courant (valeur efficace).

**II.5.1.2. Source monophasée avec transformateur à deux secondaires**

Nous allons maintenant étudier une variante du montage précédent utilisant une source alternative monophasée, mais qui peut aussi être conçue à partir d'une source triphasée.

La figure 2.29 représente la partie puissance de l'ensemble de conversion ; la source monophasée est alors munie d'un transformateur à deux secondaires. Le neutre est relié au point milieu des deux ponts redresseurs, mis en série, constituant ainsi deux sources de tension continues indépendantes.

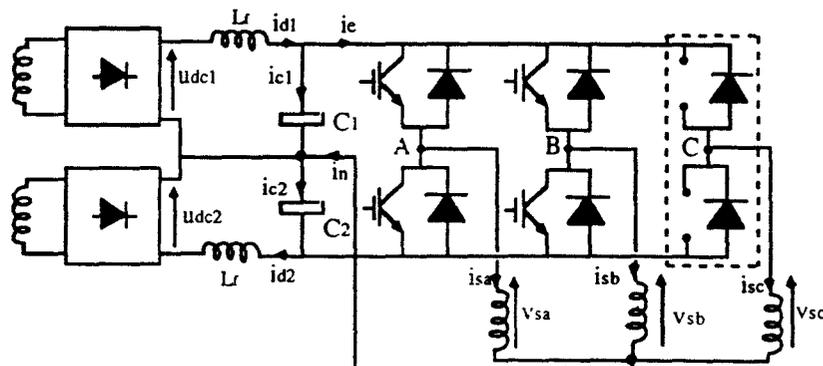


Fig. 2.29 : Source monophasée et transformateur à deux secondaires.

Ce montage peut être représenté, si on néglige l'empiètement des diodes, par le schéma équivalent de la figure 2.30 où les tensions  $u_{dc1}$  et  $u_{dc2}$  sont des sources redressées monophasées double alternance.

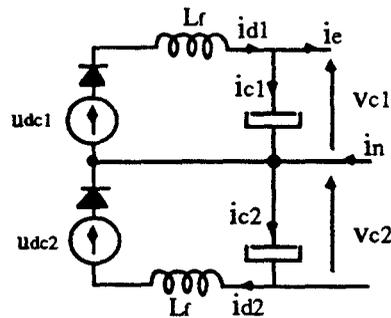


Fig. 2.30 : Montage équivalent.

La figure 2.31 représente alors l'allure des différentes grandeurs en fonctionnement triphasé équilibré. On peut constater que les tensions  $v_{c1}$  et  $v_{c2}$  présentent une fluctuation plus importante que dans le montage précédent, en raison de l'importance du taux d'ondulation des tensions redressées monophasées  $u_{dc1}$  et  $u_{dc2}$ .

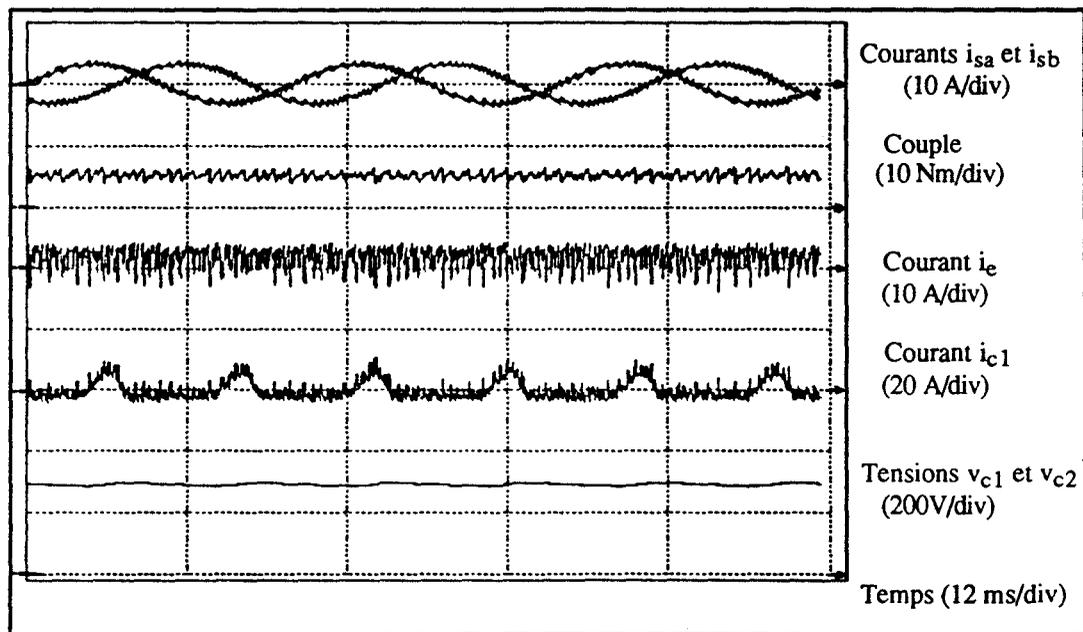


Fig. 2.31 : Fonctionnement triphasé ( $f_s = 50$  Hz).

Les figures 2.32 et 2.33 représentent les performances obtenues respectivement en marche biphasée non optimale ( $\psi = 2\pi/3$ ) puis en marche biphasée optimale ( $\psi = \pi/3$ ).

On peut noter que la fluctuation des tensions aux bornes des condensateurs est légèrement moins importante qu'avec le montage précédent.

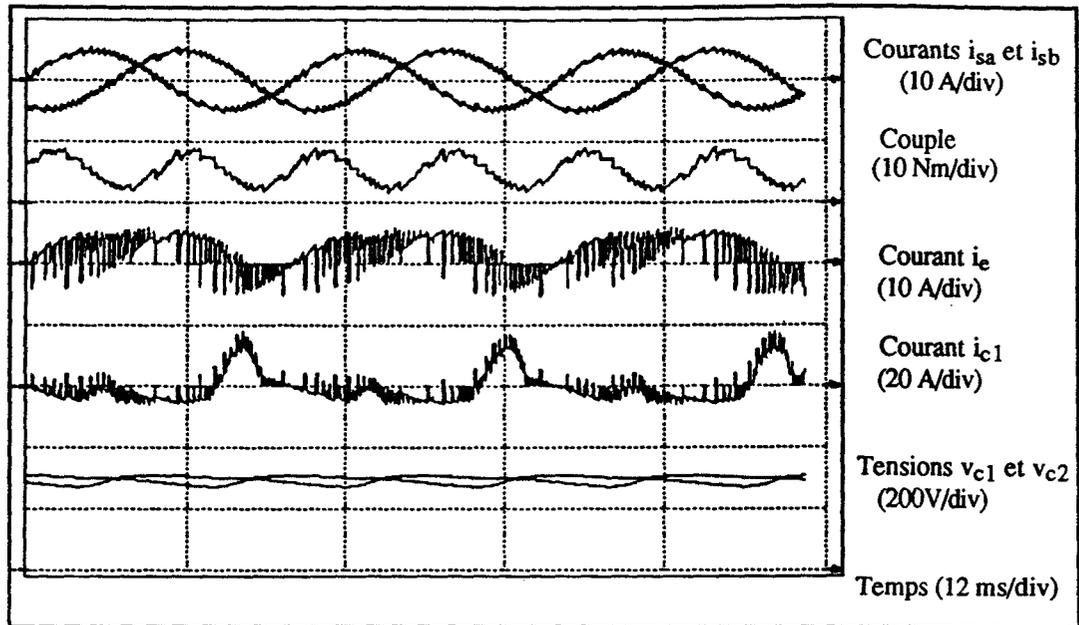


Fig. 2.32 : Fonctionnement en biphasé non optimal ( $\psi = 2\pi/3$ ),  $f_s = 50$  Hz.

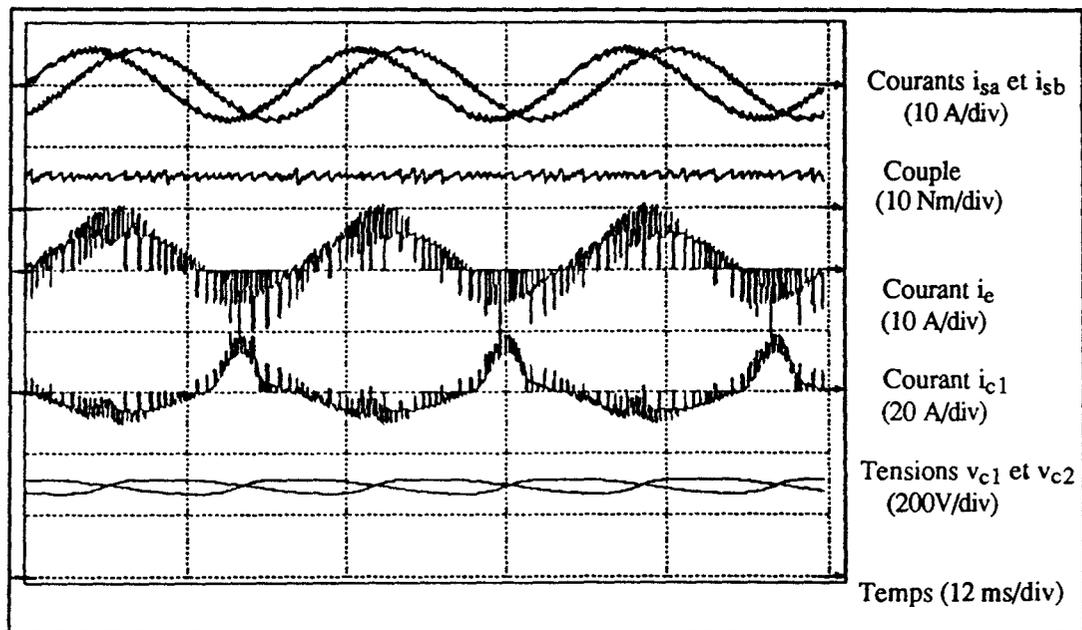


Fig. 2.33 : Fonctionnement en biphasé optimal ( $\psi = \pi/3$ ),  $f_s = 50$  Hz.

La figure 2.34 représente l'allure des mêmes grandeurs, obtenues en fonctionnement optimal avec  $f_s = 25$  Hz. L'ondulation des tensions  $v_{c1}$  et  $v_{c2}$  est plus importante mais cela n'a aucun influence sur le contrôle des courants en raison notamment de la fréquence de fonctionnement faible ( $f_{cem}$  faible aussi).

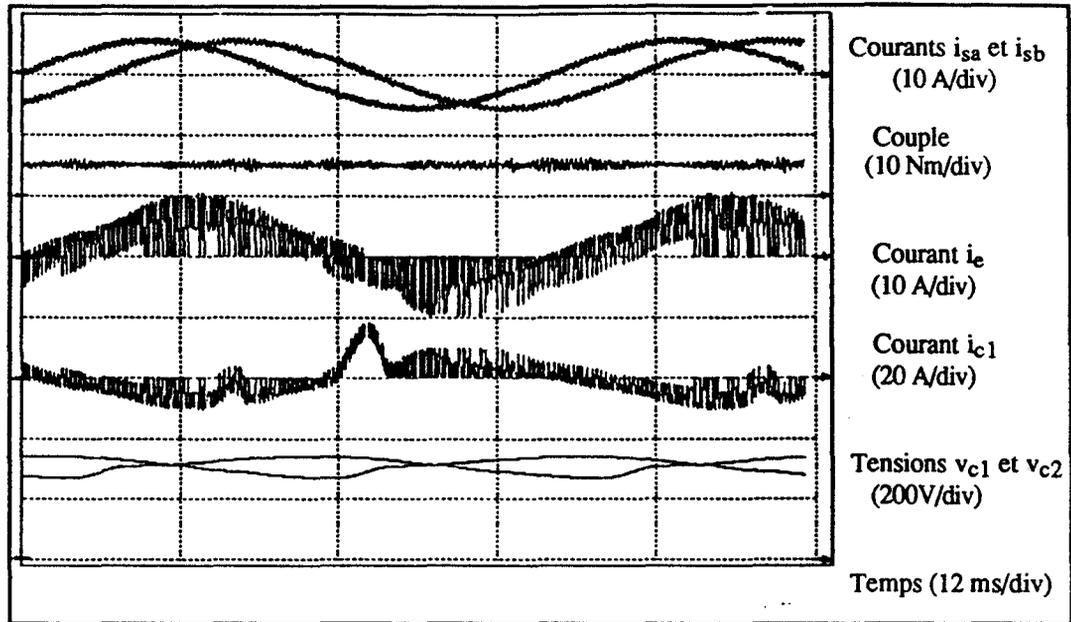


Fig. 2.34 : Fonctionnement en biphasé optimal,  $f_s = 25$  Hz.

Il convient de constater que globalement ce montage est meilleur que le précédent car, il permet de réduire la fluctuation des tensions des condensateurs. De plus, dans la réalisation pratique, les tensions  $v_{c1}$  et  $v_{c2}$  sont alors maintenues équilibrées ; ce qui permet d'avoir un bon asservissement des courants.

### ALIMENTATION CONTINUE AVEC SOURCE TRIPHASEE

Il est possible de réaliser une source à point milieu, avec des sources indépendantes, en utilisant une source triphasée (fig. 2.35). Celle-ci est obtenue en utilisant un transformateur dont le secondaire est couplé en étoile.

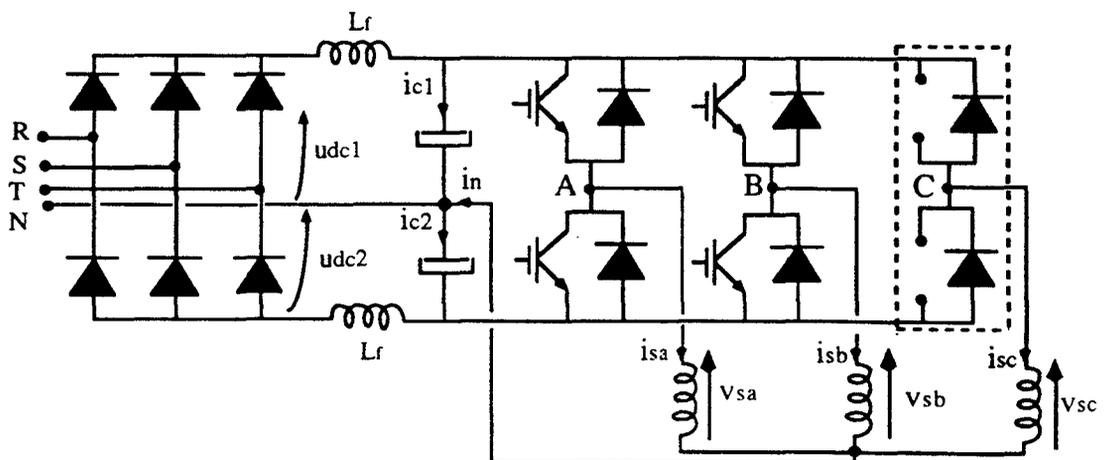


Fig. 2.35 : Source à point milieu à source triphasée.

Ce montage peut être aussi représenté par le schéma équivalent de la figure 2.30 où les tensions redressées  $u_{dc1}$  et  $u_{dc2}$  sont des sources redressées triphasées simple alternance.

En fonctionnement triphasé, on obtient le même comportement qu'avec le premier montage, à source alternative triphasée sans neutre, de la figure 2.24.

La figure 2.36 représente alors les principales grandeurs caractéristiques de ce montage en fonctionnement biphasé optimal.

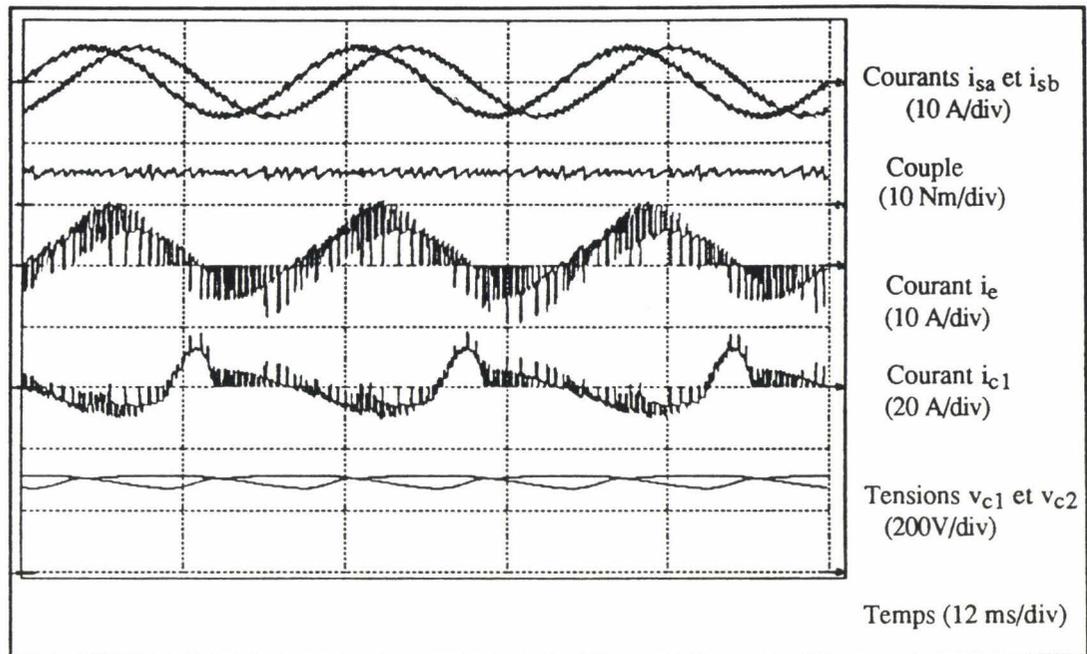


Fig. 2.36 : Fonctionnement en biphasé optimal,  $f_s = 50$  Hz.

On peut noter que la fluctuation des tensions aux bornes des condensateurs est légèrement moins importante qu'avec la source monophasée. Ce résultat est plus visible sur l'allure du courant  $i_{c1}$  où l'on peut constater effectivement que sa valeur crête est moins importante.

### II.5.2. DIVISEUR A ELEMENTS ACTIFS

Le neutre de la machine est maintenant relié au point milieu d'un diviseur actif constitué de deux interrupteurs bidirectionnels, commandables, de même nature que ceux des autres phases (fig.2.37). L'ensemble est alimentée par une source de tension continue de sortie d'un redresseur triphasé double alternance. Les éléments de filtrage  $L_f$  et  $C$  sont choisies égales aux valeurs du montage à diviseur capacitif de la figure 2.24 :

$C = C_1$  en série avec  $C_2$  soit :  $C = 500 \mu\text{f}$  et  $L_f = 5 \text{ mH}$ .

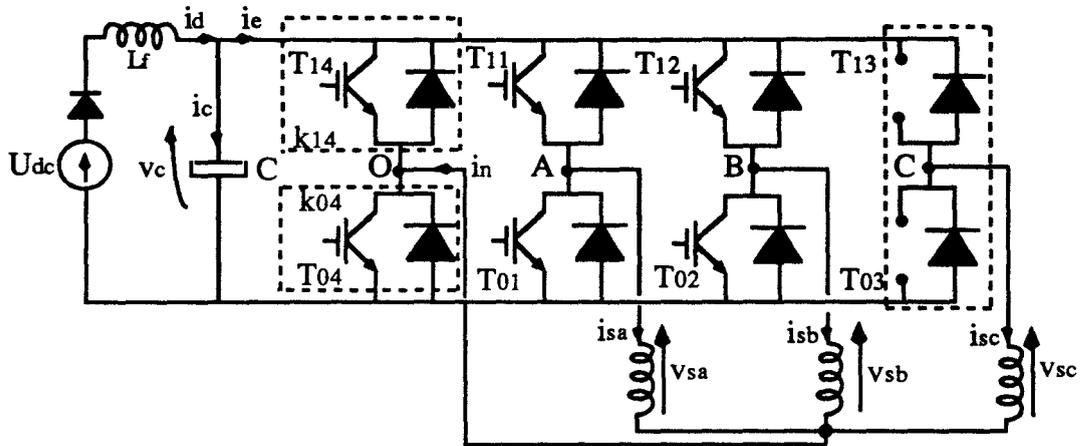


Fig. 2.37 : Diviseur actif.

En fonctionnement triphasé équilibré, les éléments du diviseur sont bloqués et le courant de neutre  $i_n$  est nul. Les grandeurs caractéristiques du montage sont semblables à celles de la figure 2.25 relatives au montage à diviseur capacitif de la figure 2.24.

En fonctionnement biphasé, le séquençage des interrupteurs  $T_{14}$  et  $T_{04}$  du diviseur, réalisé en même temps que ceux des deux autres phases, permet le contrôle des courants  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  ; ceux-ci ne peuvent donc être contrôlés indépendamment l'un de l'autre. En effet, les interrupteurs  $T_{14}$  et  $T_{04}$  du bras supplémentaire servent à la fois pour le passage de  $i_{sa}$  et de  $i_{sb}$  et doivent, de fait, être commandés selon une stratégie qui permet un contrôle optimal.

#### II.5.2.1. Stratégie de commande par hystérésis

Nous recherchons une méthode qui minimise l'écart entre les courants  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et leurs consignes respectives. Le quatrième bras est, en quelque sorte, l'actionneur commun à ces contrôles en poursuite, de sorte qu'il convient de se donner un critère pour une commande optimisée.

La stratégie choisie consiste à rendre prioritaire le courant qui sort de sa bande d'hystérésis .

En désignant par  $e_a$  et  $e_b$  les écarts consignes-mesures pour les courants de phases a et b, nous examinons les conditions du fonctionnement optimisé. La figure 2.38 représente les états de commande de  $T_{14}$  et de  $T_{04}$  en fonction des sorties  $e_a$  et  $e_b$  des comparateurs à hystérésis de  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  ; la commande de  $T_{14}$  étant complémentaire de celle de  $T_{04}$ .

$e_i = 1$  signifie que le courant dans la phase i doit augmenter,  
 $e_i = 0$  signifie que le courant dans la phase i doit diminuer.

$e_a$	$e_b$	$T_{04}$	$T_{14}$
1	1	1	0
0	0	0	1
0		1	0
1		0	1
	1	0	1
	0	1	0

Fig.2.38 : Commande du bras supplémentaire ( $T_{14}, T_{04}$ ).

Le réseau de Petri de la figure 2.39 explicite le fonctionnement de cette commande. Celle-ci doit gérer une double priorité :

- Déclenchement : Blocage de  $T_{04}$  (conduction de  $T_{14}$ ) si l'un des courants est au delà de sa bande d'hystérésis,
- Enclenchement : conduction de  $T_{04}$  (blocage de  $T_{14}$ ) si l'un des courants est en deçà de sa bande d'hystérésis.

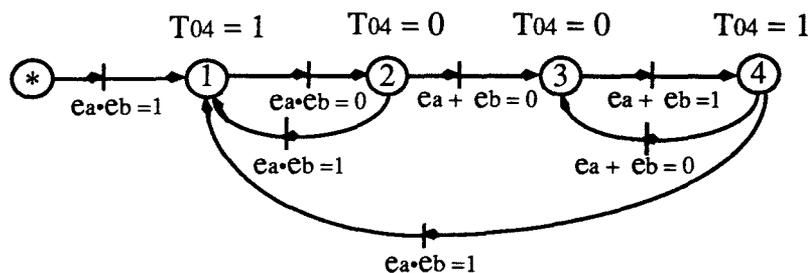


Fig. 2.39 : Réseau de Petri de l'élaboration de la commande de  $T_{04}$ .

La réalisation effective d'une telle commande est représentée en figure 2.40.

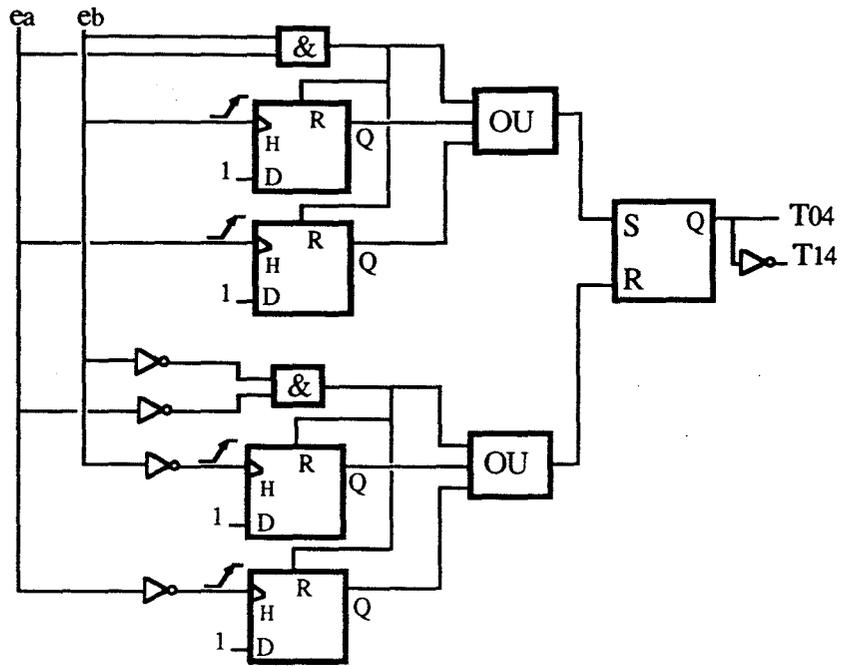


Fig. 2. 40 : Réalisation effective de la stratégie de commande de (T04, T14).

La bande d'hystérésis est choisie dans ce cas plus large ( $\Delta H = 0.25 I_{smax}$ ), afin d'augmenter l'ondulation des courants et de réduire ainsi la fréquence de commutation des transistors de puissance.

Les figure 2.41 et 2.42 montrent les performances obtenues dans ce cas en fonctionnement biphasé optimal ( $\psi = \pi/3$ ) respectivement pour  $f_s = 50$  Hz et  $f_s = 25$  Hz.

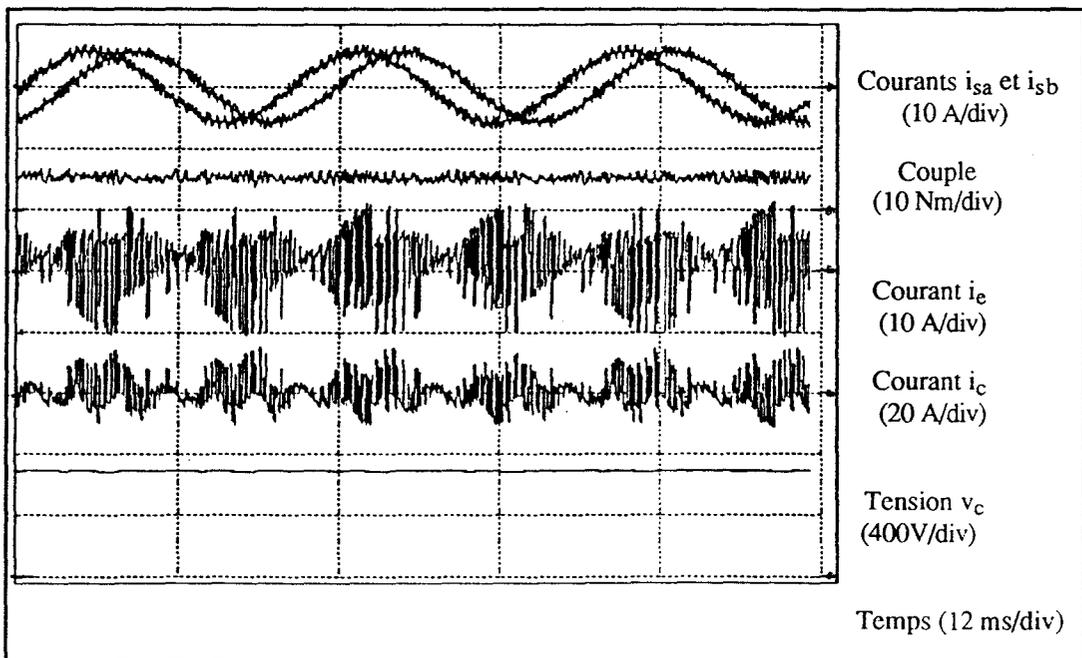


Fig. 2.41 : Diviseur actif : Fonctionnement biphasé optimal,  $f_s = 50$  Hz.

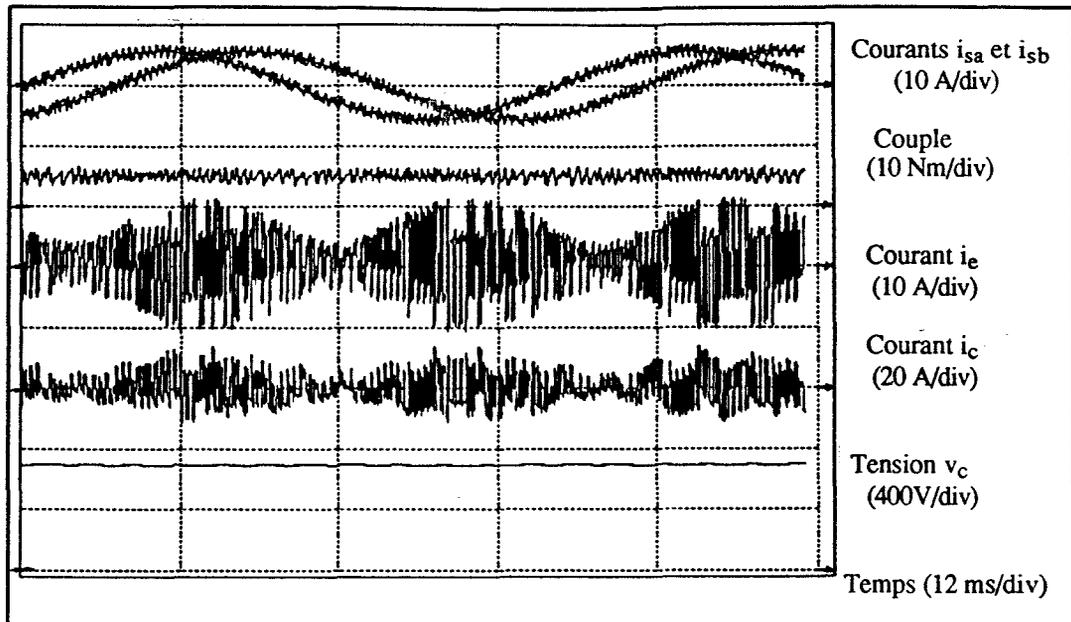


Fig. 2.42 : Diviseur actif : Fonctionnement biphasé optimal,  $f_s = 25$  Hz.

Au vu de ces résultats, il apparaît que les courants  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  sont bien contrôlés et la fluctuation de la tension  $v_c$  est très faible.

Il convient de préciser que la fréquence de commutation des transistors est plus importante dans ce cas, même en élargissant de manière significative la bande d'hystérésis ( $\Delta H = 0.25 \cdot I_{smax}$ ), par rapport aux fonctionnements précédents avec diviseurs capacitifs, où les commutations dans chaque bras sont fixées par le contrôle du courant correspondant indépendamment de l'autre.

### II.5.2.2. Contrôle total d'un seul courant

Il est possible d'aboutir à des courants  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  sinusoïdaux en contrôlant totalement uniquement un seul courant ( $i_{sa}$ ) qui impose alors la commande du bras supplémentaire de la manière suivante :

$$T_{14} = T_{01} \text{ et } T_{04} = T_{11}.$$

Le courant  $i_{sb}$  est alors contrôlé partiellement par le séquençage des interrupteurs  $T_{12}$  et  $T_{02}$ , ce qui conduit tout de même à un bon fonctionnement. La figure 2.43 montre l'allure des grandeurs obtenues dans ces conditions. On peut constater la non similitude des deux courants qui sont cependant bien contrôlés. Cette observation sera confirmée par les essais pratiques présentés au chapitre IV.

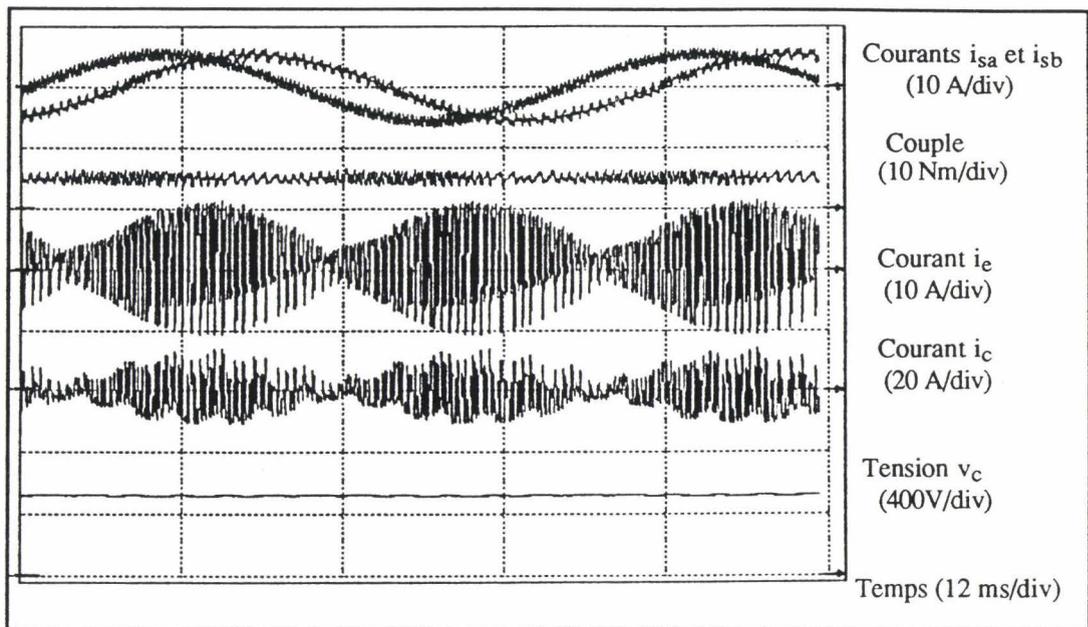


Fig. 2.43 : Diviseur actif : Contrôle total d'un seul courant.  
(fonctionnement biphasé optimal,  $f_s = 25$  Hz).

L'ensemble de ces résultats prouve que cette solution, qui consiste à utiliser un diviseur actif, est très satisfaisante. Il convient cependant de s'assurer que le coût engendré par l'utilisation d'un 4<sup>ème</sup> bras n'est pas prohibitif par rapport aux solutions proposées précédemment.

## CONCLUSION DU CHAPITRE II

Dans ce chapitre, nous avons montré, dans un premier temps, que le défaut d'ouverture d'un transistor de puissance peut être corrigé par le passage à une marche dégradée monophasée. Celle-ci exige d'inhiber la commande d'un bras de l'onduleur, avec les limitations inhérentes à l'alimentation de la machine asynchrone en monophasé :

- Pulsation importante du couple, à deux fois la fréquence des grandeurs statoriques  $f_s$ , ce qui réduit fortement les performances de la structure de contrôle de vitesse,
- couple nul à l'arrêt, rendant ainsi impossible le redémarrage et l'inversion du sens de rotation.

Ces inconvénients nous ont conduit à envisager l'alimentation en mode biphasé rendu possible par la connexion du neutre de la machine, alors obligatoirement reliée en étoile, au point milieu de la source continue. Dans ce cas, nous aboutissons à un couple dénué de la composante pulsatoire que génère le mode d'alimentation monophasé, à

condition d'adapter les références de manière à ce qu'elles soient déphasées de  $\pi/3$ . Afin de conserver le couple utile inchangé, par rapport au mode triphasé, ces références doivent être alors de valeur efficace  $\sqrt{3}$  fois plus importante.

Le mode biphasé nécessitant une source continue à point milieu, nous avons alors envisagé sa réalisation, d'abord, à partir d'une source alternative triphasée sans neutre, munie d'un diviseur capacitif. La fluctuation des tensions aux bornes des condensateurs du diviseur est très importante bien qu'elle ne soit pas gênante grâce à l'asservissement des courants. Ensuite, nous avons étudié les performances obtenues avec deux sources continues indépendantes, réalisées à partir d'une source alternative monophasée munie d'un transformateur à deux secondaires. Les tensions aux bornes des deux condensateurs sont mieux définies, la fluctuation est moins importante mais ce type de solution reste limité aux puissances faibles en raison du dimensionnement exigé par ces condensateurs (courant efficace notamment).

Enfin, nous avons proposé l'utilisation d'un demi-pont à interrupteurs commandables, de même nature que ceux des autres phases, pour réaliser un diviseur de tension actif. Le contrôle des courants est alors bien assuré et le condensateur de filtrage, à l'entrée de l'onduleur, est peu sollicité, contrairement aux montages précédents.

### CHAPITRE III

## COMMANDE EN VITESSE EN MARCHE DEGRADEE

## CHAPITRE III

### COMMANDE EN VITESSE EN MARCHÉ DÉGRADÉE

#### INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous présentons, dans un premier temps, l'influence de l'apparition d'un défaut d'ouverture sur le contrôle de vitesse en commande scalaire ainsi que le comportement de celle-ci lors du passage vers la marche dégradée monophasée, seule stratégie de rattrapage possible quand le neutre est isolé.

Par la suite, nous analysons les performances de la commande scalaire en fonctionnement dégradé biphasé, alors rendu possible par la connexion du neutre de la machine au point milieu de la source continue.



Dans ce mode biphasé, il est possible de conserver la commande en vitesse par contrôle vectoriel. Comme au chapitre I, nous présentons, d'abord, les résultats obtenus en commande vectorielle à flux rotorique orienté, puis ceux obtenus lorsque le flux statorique est la grandeur orientée selon l'axe direct d.

Nous proposons, en fin de ce chapitre, le principe d'un circuit de détection de la désaturation de transistors de puissance (MOSFET ou IGBT). Celle-ci peut être due à un défaut de court-circuit ou à une commande de mise en conduction insuffisante ou absente. Ce principe peut donc être utilisé pour détecter le défaut entraînant l'ouverture permanente d'un transistor qui justifie le passage vers une marche dégradée de rattrapage.

#### III.1. COMMANDE SCALAIRE EN MARCHÉ DÉGRADÉE

Nous avons vu au chapitre 1 que la commande scalaire en marche triphasée permet d'obtenir des performances relativement modestes par rapport à la commande

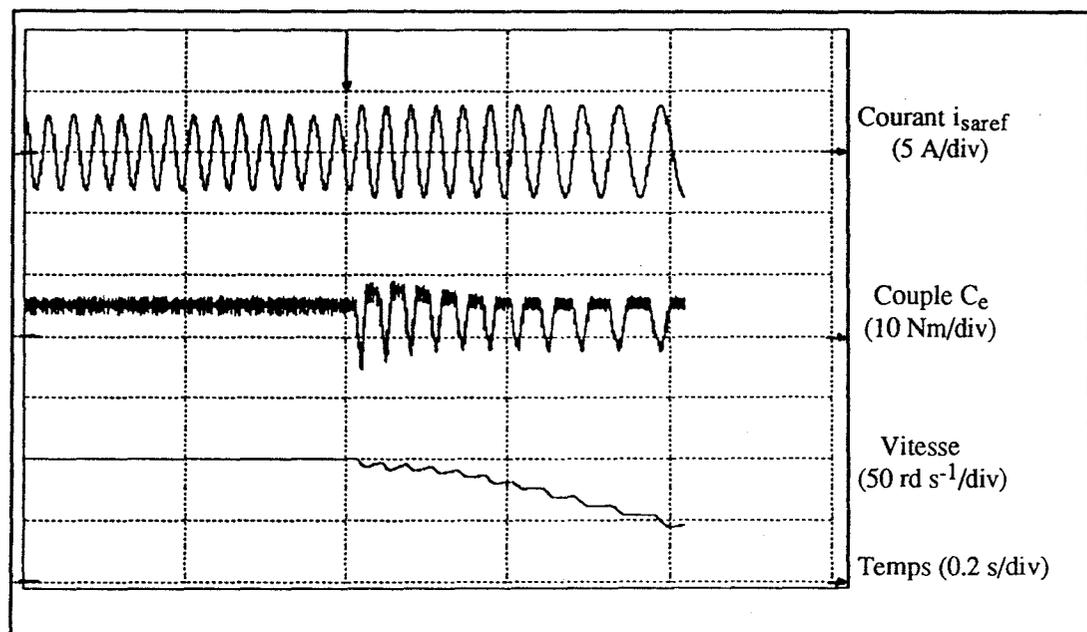
vectorielle. Ces performances sont améliorées lorsque l'on utilise la structure avec contrôle des courants statoriques  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$ .

Dans cette partie, nous étudions d'abord l'influence, sur la régulation de vitesse, de l'ouverture permanente d'un transistor de puissance rendant ainsi le contrôle des courants statoriques partiel ; puis nous analysons le comportement de celle-ci lors du passage vers la marche dégradée monophasée, en bloquant la phase défectueuse.

### III.1.1. COMPORTEMENT DE LA COMMANDE SCALAIRE EN PRESENCE DE DEFAUT

La figure 3.1 montre la transition de la marche triphasée normale vers la marche défectueuse lorsqu'un transistor de puissance est ouvert en permanence, la machine étant chargée ( $C_T = 5 \text{ Nm}$ ).

Le régulateur de vitesse utilisé est celui défini au chapitre I : il possède une action proportionnelle et intégrale dans la chaîne directe et une action dérivée filtrée dans la boucle de retour. Ses paramètres de réglage ( $K_v$ ,  $\tau_{iv}$ ,  $\tau_{dv}$ ) sont inchangés.



$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.05, \tau_{dv} = 0.05, N = 10.$$

Fig. 3.1 : Passage en marche défectueuse.

Dans ces conditions, on peut constater que le couple électromagnétique moyen est insuffisant pour maintenir la vitesse à sa valeur de référence.

### III.1.2 TRANSITION VERS LA MARCHÉ DÉGRADÉE MONOPHASEE

Les figures 3.2 et 3.3 montrent le passage vers la marche dégradée monophasée, après l'inhibition du bras 'C', respectivement lorsque les grandeurs  $i_{s\text{aref}}$  et  $i_{sb\text{ref}}$  sont déphasés de  $2\pi/3$  puis de  $\pi$ . La valeur efficace des courants de référence  $I_s$  doit être  $\sqrt{3}$  fois plus importante, afin de conserver la valeur moyenne du couple.

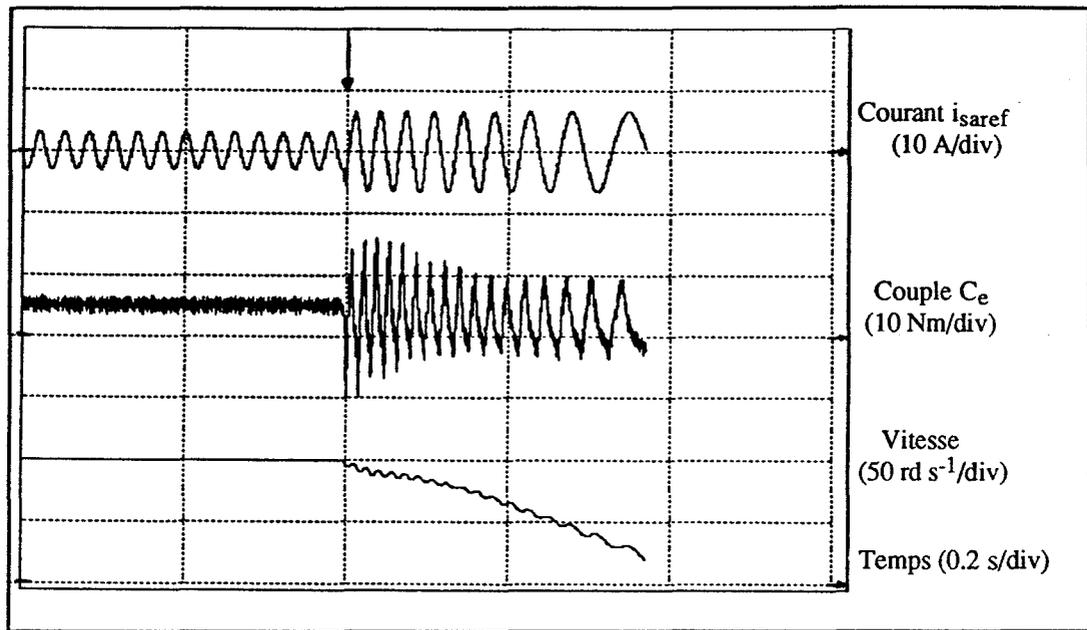


Fig. 3.2 : Passage en marche monophasée ( $\psi = 2\pi/3$ ).

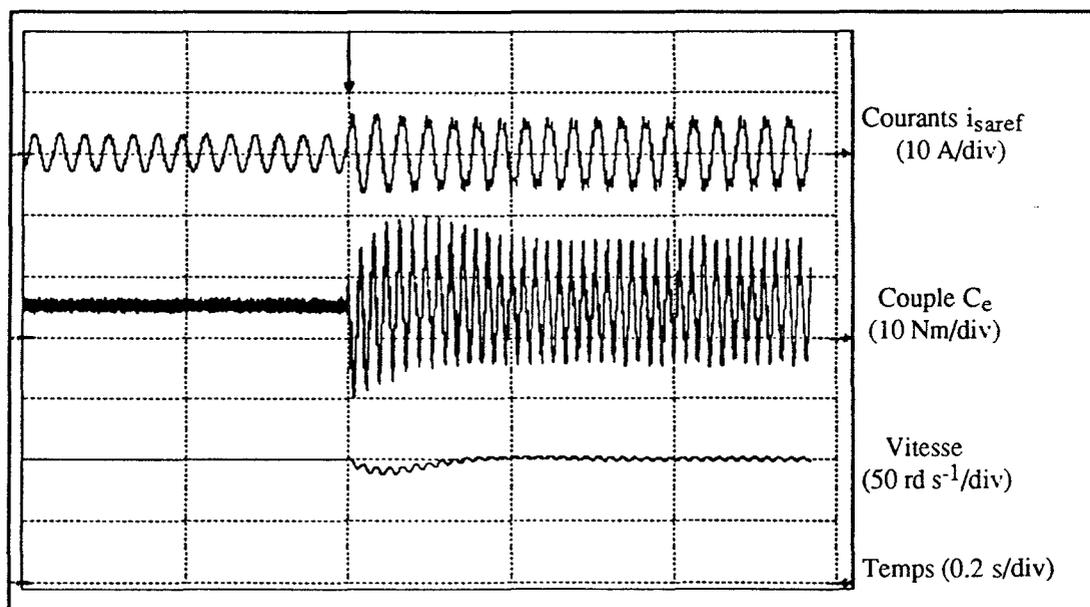


Fig. 3.3 : Passage en marche monophasée ( $\psi = \pi$ ).

Malgré cette augmentation de  $I_s$ , lorsque les références de courants sont inchangés par rapport au fonctionnement triphasé ( $\psi = 2\pi/3$ ), le couple développé est trop faible pour conserver la vitesse, alors qu'en fonctionnement monophasé normal ( $\psi = \pi$ ) la vitesse reste relativement contrôlée bien que son ondulation, due à celle du couple, soit importante.

Dans ce mode monophasé, l'amplitude importante de la fluctuation du couple, de fréquence double de celle des grandeurs statoriques, réduit fortement les performances de la commande en vitesse.

De plus, pour ce mode d'alimentation, le couple électromagnétique est de valeur moyenne nulle à l'arrêt, ce qui rend impossible le redémarrage et donc le changement de sens de rotation.

### III.1.3. COMMANDE SCALAIRE EN MARCHÉ BIPHASÉE

Lorsque la structure de la partie puissance de l'ensemble onduleur-machine permet le fonctionnement en biphasé (neutre relié), l'inhibition d'un bras de l'onduleur conduit à un fonctionnement où les références des deux courants  $i_{saref}$  et  $i_{sbref}$  restent, a priori, déphasées de  $2\pi/3$ .

Afin de conserver le couple, la valeur efficace du courant  $I_s$  doit être donc 1.5 fois plus importante. Dans ces conditions, la figure 3.4 montre la transition du fonctionnement triphasé vers ce mode biphasé.

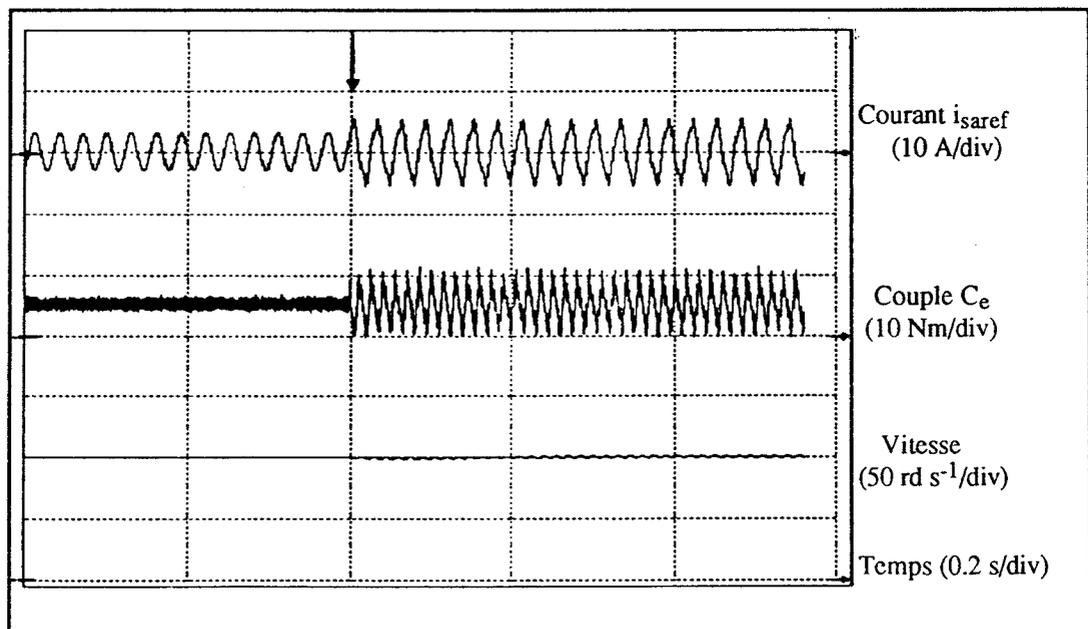


Fig. 3.4 : Passage vers la marche biphasée non optimale ( $\psi = 2\pi/3$ ).

On peut constater, dans ce cas, que l'ondulation de couple est moins importante et que la vitesse moyenne est moins affectée qu'en mode monophasé. Par contre, les fluctuations de couple peuvent être à l'origine de vibrations gênantes.

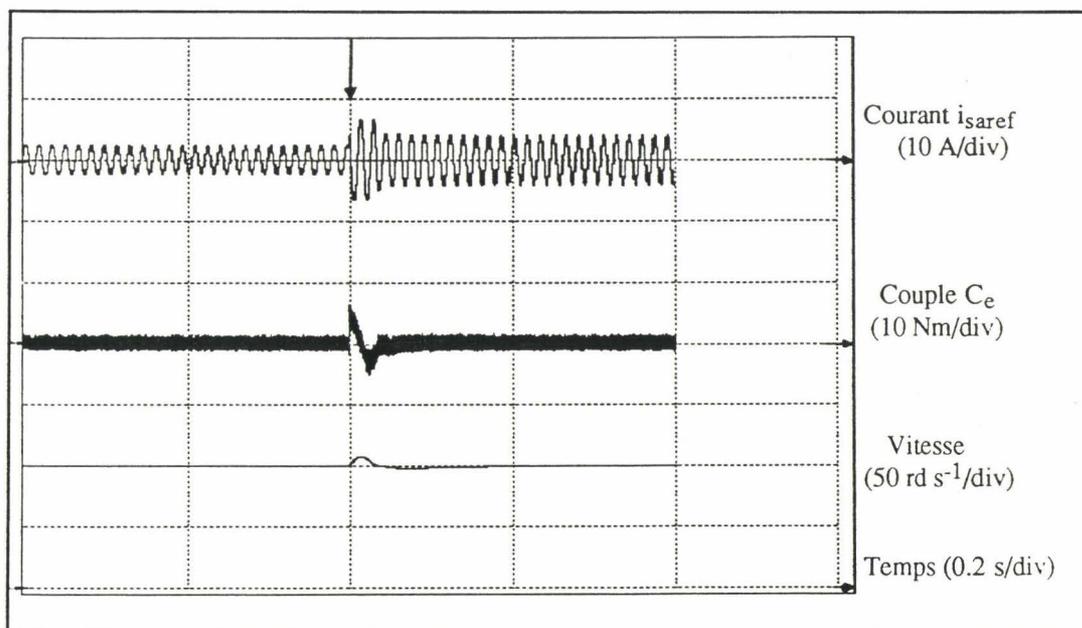
La figure 3.5 montre la transition vers la marche biphasée optimale : références  $i_{s\text{aref}}$  et  $i_{sb\text{ref}}$  déphasées de  $\pi/3$  et amplitude du courant efficace,  $I_s$ ,  $\sqrt{3}$  fois plus importante.

On remarque que la transition brutale vers la marche biphasée, obtenue en imposant d'emblée des références de courants telles que :

$$i_{s\text{aref}} = \sqrt{3} \hat{I}_s \cos(\theta_s + \phi_a) \text{ et } i_{sb\text{ref}} = \sqrt{3} \hat{I}_s \cos(\theta_s + \phi_a - \frac{\pi}{3}),$$

conduit à un régime transitoire, sur le couple notamment, qui peut être gênant si la machine est à charge nominale et/ou à basse vitesse.

Pour éviter cela, le passage vers le mode biphasé optimal doit se faire selon une stratégie particulière de manière à ce que le changement des références de courants soit progressif.



$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.05, \tau_{id} = 0.05, N = 10.$$

Fig. 3.5 : Transition vers la marche biphasée optimale ( $\psi = \pi/3$ ).

**III.1.3.1. Stratégies de passage vers la marche biphasée optimale**

Nous allons maintenant proposer deux types de stratégies d'adaptation des courants de référence qui permettent une transition "douce" vers le mode biphasé sans perturber le couple.

**III.1.3.1.1. Méthode indirecte d'adaptation des références**

En triphasé, les références de courants s'écrivent:

$$i_{sa} = \hat{I}_s \cos(\omega_s t + \phi_a), \quad i_{sb} = \hat{I}_s \cos(\omega_s t + \phi_a - \frac{2\pi}{3}) \quad \text{et} \quad i_{sc} = \hat{I}_s \cos(\omega_s t + \phi_a + \frac{2\pi}{3}) \quad (3.1)$$

Si l'on examine le diagramme vectoriel des courants de références en mode triphasé (fig. 3.6), on s'aperçoit qu'on peut en extraire les références du mode biphasé optimal de la manière suivante :

$$\vec{I}_{saref}^* = \vec{I}_{saref} - \vec{I}_{scref} \quad \text{et} \quad \vec{I}_{sbref}^* = \vec{I}_{sbref} - \vec{I}_{scref}, \quad (3.2)$$

lorsque le défaut oblige à inhiber la phase C.

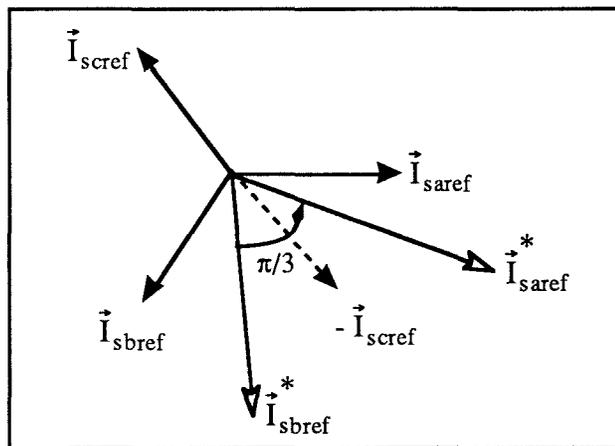


Fig. 3.6 : Diagramme vectoriel des courants.

En cas d'inhibition d'une autre phase, les nouvelles références s'obtiennent par rotation des indices dans les expressions précédentes.

Il est remarquable de noter que, dans les conditions de blocage de la phase C, la référence triphasé  $i_{scref}$  correspond, en quelque sorte, et au signe près, à la référence  $i_{soref}$  de la composante homopolaire pour le mode biphasé optimal.

Cette remarque est mise à profit pour synthétiser l'architecture de l'interface d'adaptation des références (fig. 3.7).

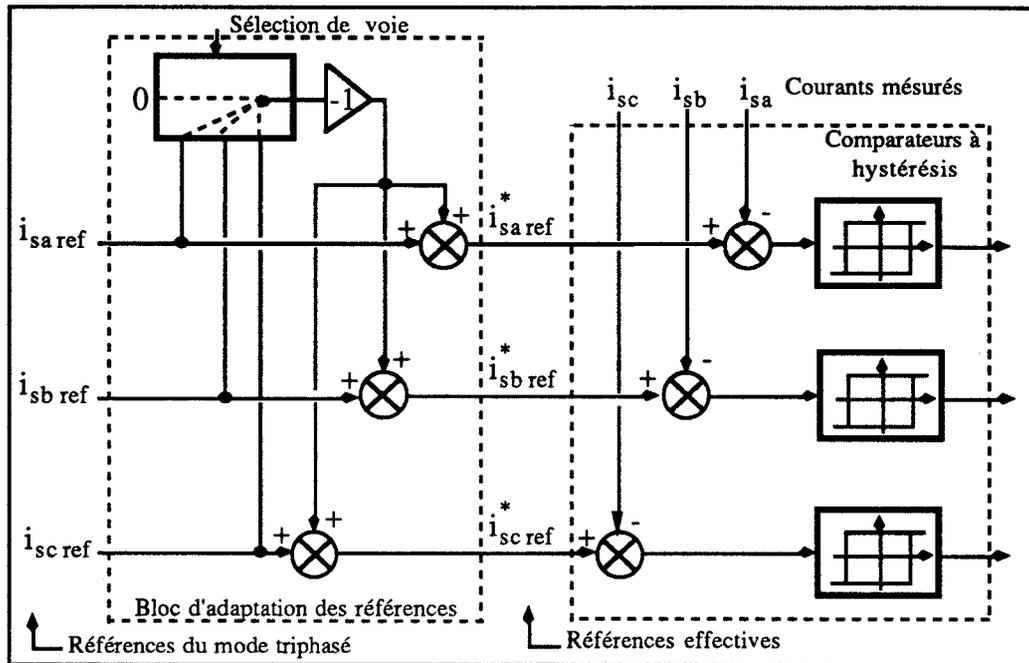


Fig. 3.7. Méthode indirecte d'adaptation des références.

Ainsi, on y trouve un ensemble de trois sommateurs algébriques associés à un multiplexeur analogique qui, selon la phase inhibée, permet d'ajouter la référence de la composante homopolaire adaptée :

Triphasé	:	$i_{soref} = 0$ ,
Biphasé, A inhibée	:	$i_{soref} = -i_{saref}$ ,
Biphasé, B inhibée	:	$i_{soref} = -i_{sbref}$ ,
Biphasé, C inhibée	:	$i_{soref} = -i_{scref}$ .

Dans ces conditions, les grandeurs  $i_{sa}^*_{ref}$ ,  $i_{sb}^*_{ref}$  et  $i_{sc}^*_{ref}$  représentent les consignes effectives des courants de phases.

Si la phase C est inhibée, les expressions (3.1) et (3.2) conduisent à écrire :

$$i_{saref}^* = i_{saref} - i_{scref} \quad \text{et} \quad i_{sbref}^* = i_{sbref} - i_{scref}$$

soit :

$$i_{saref}^* = \sqrt{3} \hat{I}_s \cos \left( \omega_s t + \phi_a - \frac{\pi}{6} \right) \quad \text{et} \quad i_{sbref}^* = \sqrt{3} \hat{I}_s \cos \left( \omega_s t + \phi_a - \frac{\pi}{2} \right) \quad (3.3)$$

Les références sont donc déphasés de  $\pi/3$  et de valeur efficace  $\sqrt{3}$  fois plus importante. Cette méthode est valable quelle que soit la stratégie de contrôle des courants M.L.I ou hystérésis puisqu'il suffit simplement de détecter la phase défectueuse.

**III.1.3.1.2. Adaptation des références de courant par la méthode de compensation des mesures**

Lorsque l'on utilise la méthode hystérésis pour contrôler les courants, avec une boucle de compensation des mesures [FAN 93] en marche triphasée, on peut aboutir à une transition douce vers la marche biphasée optimale.

La compensation de mesures, en marche triphasée, consiste à réinjecter, dans les trois références (fig. 3.8), la composante homopolaire des courants mesurés :  $i_{s0} = (i_{sa} + i_{sb} + i_{sc})/3$ , lorsque le neutre est isolé. Cette disposition a pour effet de réduire la distorsion des courants.

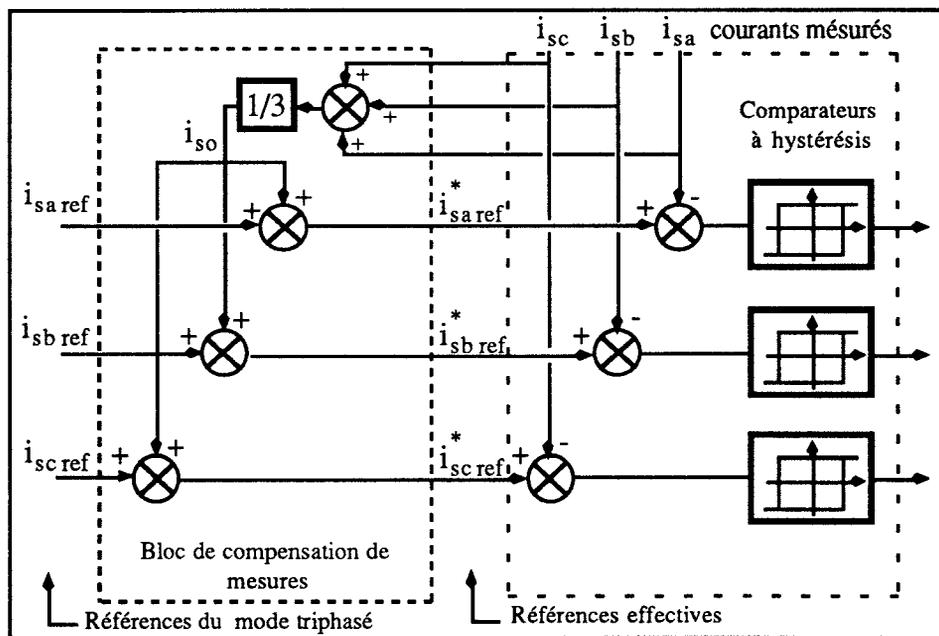


Fig. 3.8 : Méthode de compensation de mesures.

Cette compensation exige que le neutre de la machine soit non relié en fonctionnement triphasé et que l'interconnexion n'ait lieu qu'en cas de défaut. Si les circonstances obligent à inhiber la phase C, les références utilisées deviennent à l'instant de la connexion :

$$i_{saref}^* = i_{saref} + \frac{1}{3} (i_{sa} + i_{sb}) \quad \text{et} \quad i_{sbbref}^* = i_{sbbref} + \frac{1}{3} (i_{sa} + i_{sb}) \quad (3.4)$$

Compte tenu de la robustesse du type de régulateur utilisé (hystérésis), on peut considérer que les courants réels restent parfaitement attachés à leurs références respectives. Dans ces conditions, l'équation (3. 4) deviennent :

$$i_{sa} \# i_{saref}^* = i_{saref} + \frac{1}{3}(i_{sa} + i_{sb}) \quad \text{et} \quad i_{sb} \# i_{sbref}^* = i_{sbref} + \frac{1}{3}(i_{sa} + i_{sb}), \quad (3. 5)$$

dont on déduit :

$$i_{sa} = 2i_{saref} + i_{sbref} \quad \text{et} \quad i_{sb} = 2i_{sbref} + i_{saref}, \quad (3. 6)$$

ce qui permet d'aboutir à l'expression (3. 3) des références du mode biphasé optimal.

Cette procédure est très avantageuse car les courants convergent automatiquement vers la solution optimale par la simple interconnexion du neutre de la machine et du point milieu de la source.

Les figures 3. 9 et 3.10 montrent la transition vers la marche biphasée respectivement avec la méthode indirecte ( $i_{soref} = -i_{scref}$ ) puis avec la méthode de compensation des mesures. On peut noter que la transition vers la marche biphasée se fait sans aucun transitoire sur les grandeurs couple et vitesse, notamment avec la méthode indirecte ( $i_{soref} = -i_{scref}$ ).

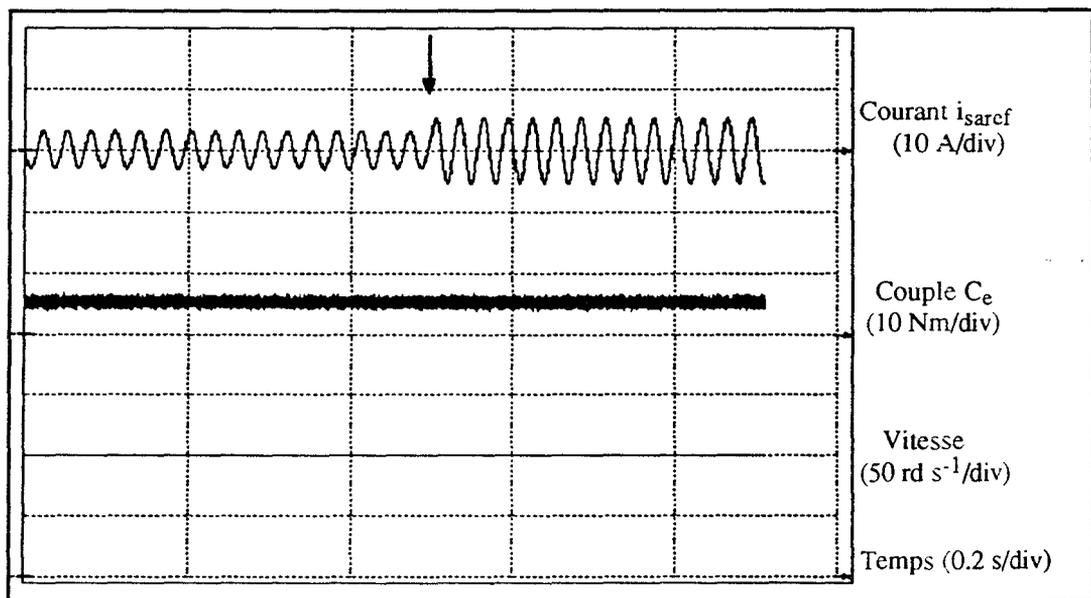


Fig. 3.9 : Transition vers la marche biphasée optimale (méthode indirecte).

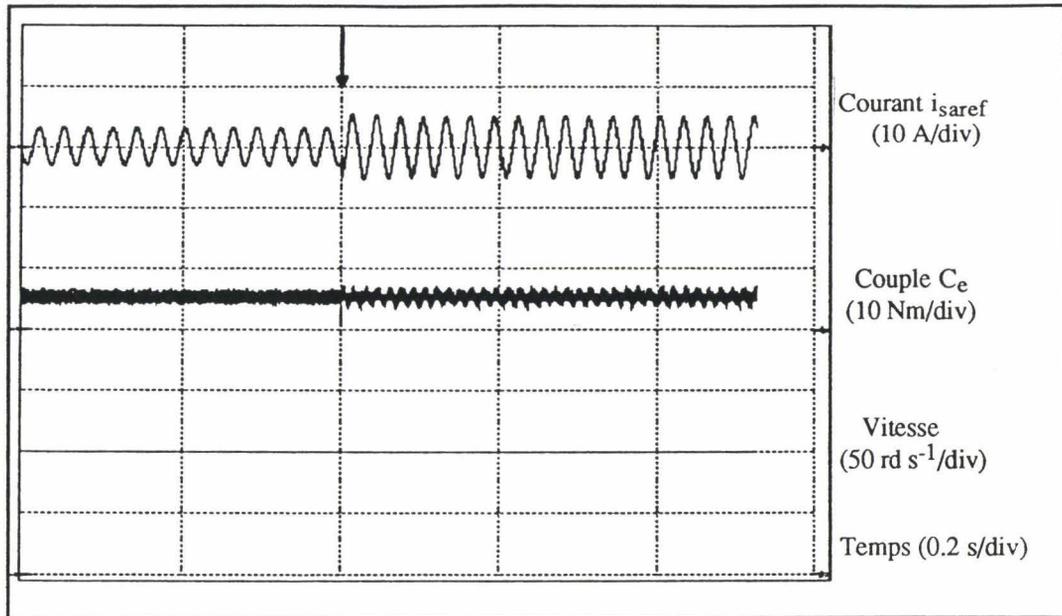


Fig. 3.10 : Transition vers la marche biphasée optimale (méthode de compensation).

### III.1.3.2. Réponse en vitesse en fonctionnement biphasé

Les figure 3.11 et 3.12 montrent alors la réponse à un échelon de vitesse puis de couple de charge ( $C_r = 5 \text{ Nm}$ ), respectivement en fonctionnement biphasé non optimal ( $\psi = 2\pi/3$ ) puis en mode biphasé optimal ( $\psi = \pi/3$ ) où  $i_{soref}$  est estimée par la méthode indirecte ( $i_{soref} = -i_{scref}$ ).

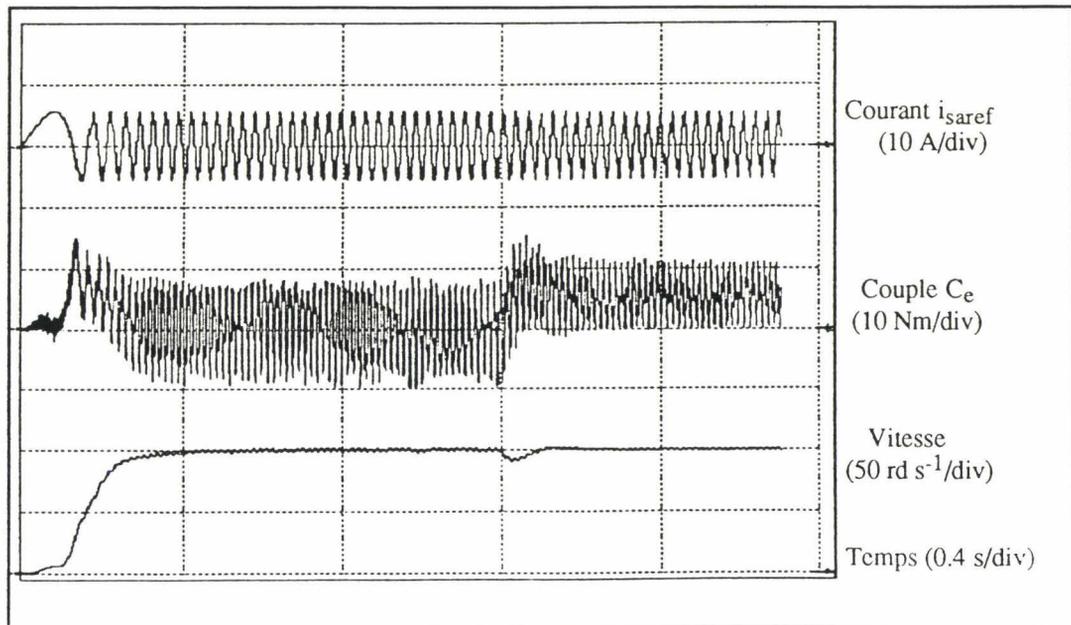
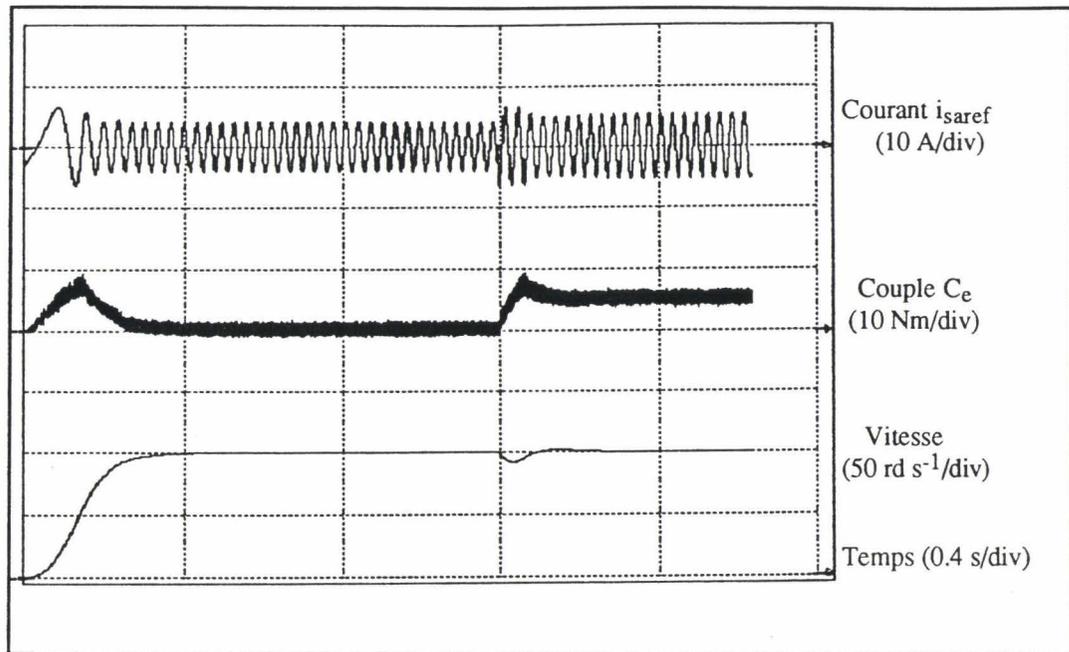


Fig. 3.11 : Réponse en vitesse en marche biphasée non optimale ( $\psi = 2\pi/3$ ).



$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.05, \tau_{id} = 0.05, N = 10.$$

Fig. 3.12 : Réponse en vitesse en marche biphasée optimale ( $\psi = \pi/3$ ).

On peut constater qu'en fonctionnement optimal la dynamique d'établissement de la vitesse est celle obtenue en alimentation triphasée équilibrée (cf. chapitre I).

Il convient de préciser cependant que ce mode biphasé optimal est caractérisé par une composante homopolaire importante qui ne participe pas à la création du couple mais génère uniquement des pertes, ce qui affecte le rendement global du système.

#### III.1.4. CONCLUSION

Le fonctionnement dégradé monophasé permet la poursuite d'une application après l'avènement d'un défaut ; cependant il ne permet pas le redémarrage et donc l'inversion du sens de rotation.

Ces inconvénients nous ont conduit à envisager le fonctionnement biphasé en connectant le neutre de la machine alors couplée en étoile.

Les performances obtenues lors d'un échelon de vitesse, ou de couple de charge, dans le mode optimal, sont similaires à celle du mode triphasé avec des courants  $\sqrt{3}$  fois supérieur. Les stratégies de passage vers le fonctionnement biphasé permettent l'élimination totale du régime transitoire lors de la transition de modes et la conservation des grandeurs électromécaniques (couple et vitesse).

### III.2. CONTROLE VECTORIEL EN FONCTIONNEMENT BIPHASE

#### III.2.1 EQUIVALENCE MACHINE TRIPHASEE-MACHINE BIPHASEE.

Nous avons vu au chapitre II (§ II.4.1.4) qu'en alimentant adéquatement une machine asynchrone devenue biphasée, après l'ouverture volontaire d'une phase, on aboutit à une F.M.M tournante dans l'entrefer de la même manière qu'avec la machine triphasée symétrique alimentée par un système de courants triphasés équilibrés. De ce fait, il est alors possible de remplacer les deux enroulements statoriques fixes (fig. 3.13), en l'occurrence A et B, par deux enroulements D et Q fictifs (modèle de Park), tournant à la vitesse de synchronisme et alimentés par des courants continus.

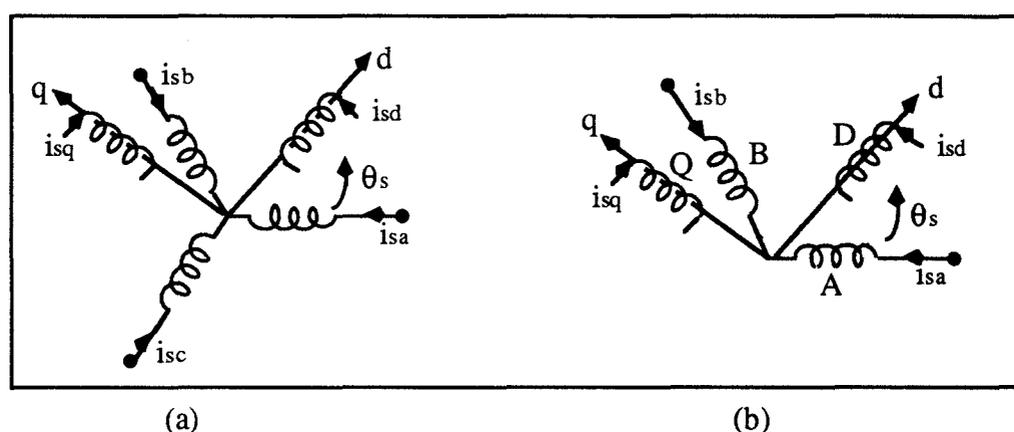


Fig. 3.13 : Armature triphasée (a) et armature biphasée (b).

Ceci nous permet de rejoindre le principe de la commande vectorielle qui consiste alors à orienter convenablement une grandeur (flux ou courant) selon l'axe d ou q du repère tournant, afin de découpler le réglage du flux de celui du couple.

Lorsque la machine triphasée symétrique est alimentée par un système de courants triphasé équilibré  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$  tel que :

$$i_{sa} = \hat{I}_s \cos(\omega_s t + \phi_a), \quad i_{sb} = \hat{I}_s \cos(\omega_s t + \phi_a - \frac{2\pi}{3}) \quad \text{et} \quad i_{sc} = \hat{I}_s \cos(\omega_s t + \phi_a + \frac{2\pi}{3}),$$

les grandeurs électriques du repère tournant s'écrivent :

$$i_{so} = 0, \quad i_{sd} = I_s \cos(\phi_a + \frac{\pi}{6}) \quad \text{et} \quad i_{sq} = I_s \sin(\phi_a + \frac{\pi}{6})$$

Si maintenant l'enroulement 'C' n'est pas alimenté ( $i_{sc} = 0$ ) et que les courants  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  sont modifiés pour être déphasés de  $\pi/3$  avec une amplitude  $\sqrt{3}$  fois plus importante alors, comme nous avons vu au chapitre II (§ II.4.1.4), la F.M.M obtenue est équivalente à celle du système triphasé. Les composantes de Park équivalentes à ce système s'écrivent :

$$i_{s0} = \sqrt{3} \hat{I}_s \cos \left( \theta_s + \phi_a + \frac{\pi}{3} \right), i_{sd} = I_s \cos \left( \phi_a + \frac{\pi}{6} \right) \text{ et } i_{sq} = I_s \sin \left( \phi_a + \frac{\pi}{6} \right)$$

Ces composantes sur les axes d et q sont indépendantes de la position  $\theta_s$  et sont égales à celles obtenues en triphasé.

La composante homopolaire  $i_{s0}$ , non nulle, ne participe pas à la création de F.M.M mais génère uniquement des pertes, comme nous l'avons déjà précisé.

Les équations établies au chapitre I, qui conduisent aux structures de contrôle vectoriel, restent donc totalement valables en fonctionnement biphasé optimal.

La différence réside dans le fait qu'en plus des grandeurs de références  $i_{sdref}$ , issue de la boucle de contrôle du flux (ou courant magnétisant), et  $i_{sqref}$ , issue de la boucle de contrôle de vitesse (couple), il faut une référence homopolaire  $i_{s0ref}$  (fig. 3.14), afin d'élaborer celles du référentiel fixe,  $i_{saref}^*$  et  $i_{sbref}^*$ , déphasés de  $\pi/3$  et de valeur efficace  $\sqrt{3}$  fois plus importante.

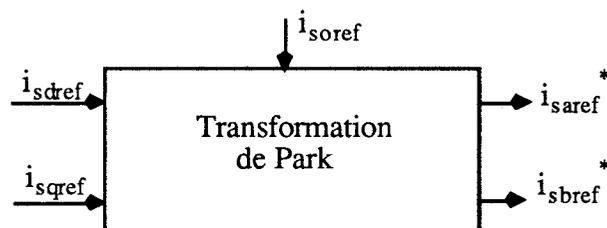


Fig. 3.14 : Transformation de Park en biphasé

### III.2.2. CONTROLE VECTORIEL A FLUX ROTORIQUE ORIENTE EN MARCHE BIPHASEE

Au chapitre I, que nous avons consacré à la commande en vitesse en marche triphasée, nous avons présenté les deux structures classiques de contrôle vectoriel à flux rotorique orienté : la structure avec contrôle des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  et la structure avec contrôle des courants  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$ .

En fonctionnement biphasé, la structure de contrôle des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  exigerait aussi le contrôle de la composante homopolaire  $i_{s0ref}$ .

La structure de commande vectorielle, avec contrôle des courants statoriques réels  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$ , semble plus adaptée au fonctionnement biphasé, car elle nécessite moins de

modifications par rapport à celle du mode triphasé. En effet la structure globale de contrôle reste valable en mode biphasé à condition d'ajouter la composante homopolaire de référence  $i_{s0ref}$  pour aboutir automatiquement à des références optimales  $i_{sa ref}^*$  et  $i_{sb ref}^*$ .

Nous allons maintenant présenter les méthodes d'estimation de  $i_{s0ref}$ , en utilisant, soit les grandeurs de références élaborées en triphasé  $i_{sa ref}$ ,  $i_{sb ref}$  et  $i_{sc ref}$  à partir des composantes  $i_{sdref}$  et  $i_{sqref}$ , soit en utilisant les courants mesurés  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$ , ce qui revient à utiliser la méthode indirecte et le principe de la méthode de compensation des mesures.

### III.2.2.1. Méthode indirecte d'estimation de $i_{s0ref}$

Cette méthode consiste à transformer de la même manière qu'en triphasé les grandeurs  $i_{sdref}$  et  $i_{sqref}$  en  $i_{sa ref}$ ,  $i_{sb ref}$  et  $i_{sc ref}$ , ensuite, suivant la phase inhibée, la composante  $i_{s0ref}$  prend la valeur opposée de sa référence comme nous l'avons expliqué précédemment en commande scalaire (§ III.1.3.2). Par exemple si la phase 'C' est inhibée alors  $i_{s0ref} = -i_{sc ref}$  (fig. 3.15) ; de cette façon, les nouvelles grandeurs de références effectives s'écrivent :

$$i_{sa ref}^* = i_{sa ref} + i_{s0ref} \quad \text{et} \quad i_{sb ref}^* = i_{sb ref} + i_{s0ref}$$

et sont alors déphasées de  $\pi/3$ , avec une amplitude  $\sqrt{3}$  fois plus importante. La figure 3.15 montre l'architecture du dispositif d'adaptation des références.

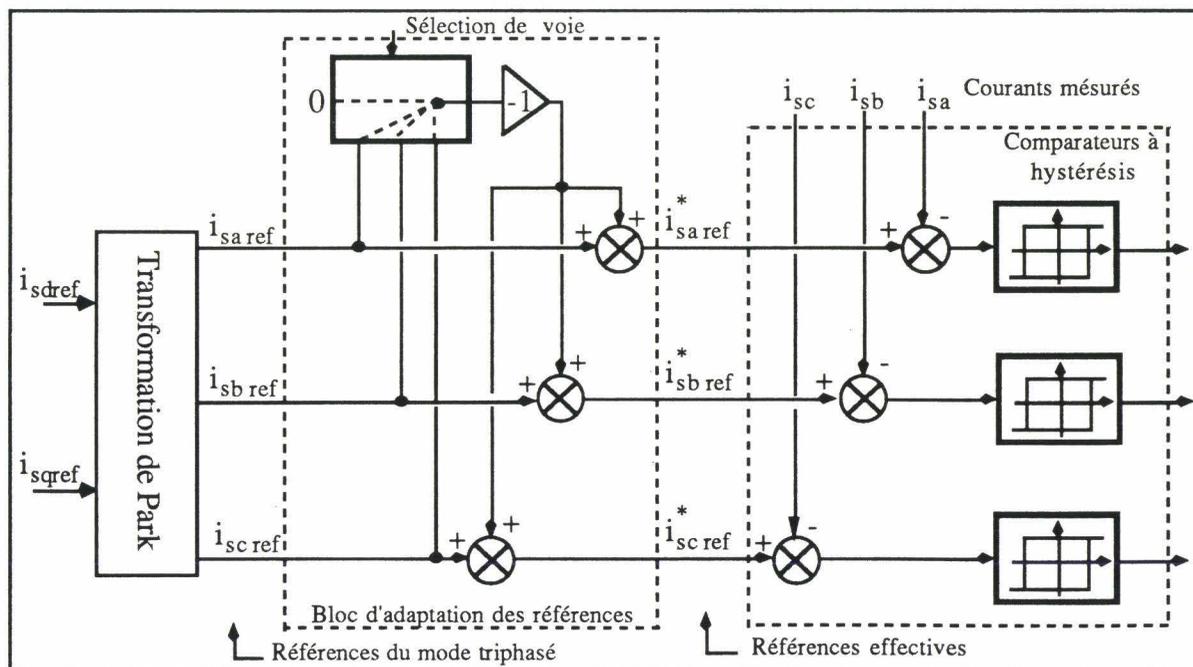


Fig. 3. 15 : Méthode indirecte d'estimation de  $i_{s0ref}$ .

III.2.2.2. Méthode directe d'estimation de  $i_{soref}$

La composante homopolaire  $i_{soref}$  peut être estimée aussi à partir des grandeurs mesurées  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$  (fig. 3.16), si l'on considère que ces derniers suivent parfaitement et instantanément leurs références respectives :

$$i_{soref} = \frac{i_{sa} + i_{sb} + i_{sc}}{\sqrt{3}}$$

En commande numérique, cela suppose que la période d'échantillonnage des courants est suffisamment faible pour considérer que les mesures sont identiques aux références. Les grandeurs de références s'écrivent alors :

$$\begin{bmatrix} i_{saref} \\ i_{sbref} \\ i_{scref} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} i_{soref} \\ i_{sdref} \\ i_{sqref} \end{bmatrix}$$

où  $P[(\theta_s)]$  est la transformation de Park triphasée classique. En fonctionnement triphasé la composante  $i_{soref}$  est nulle ; les courants de références forment alors un système triphasé équilibré.

Si une phase est inhibée ( $i_{sc} = 0$ , par exemple), cette composante homopolaire devient non nulle ( $i_{soref} = (i_{sa} + i_{sb})/\sqrt{3}$ ) et permet de retrouver un déphasage et une amplitude optimale des courants de références  $i_{saref}^*$  et  $i_{sbref}^*$ .

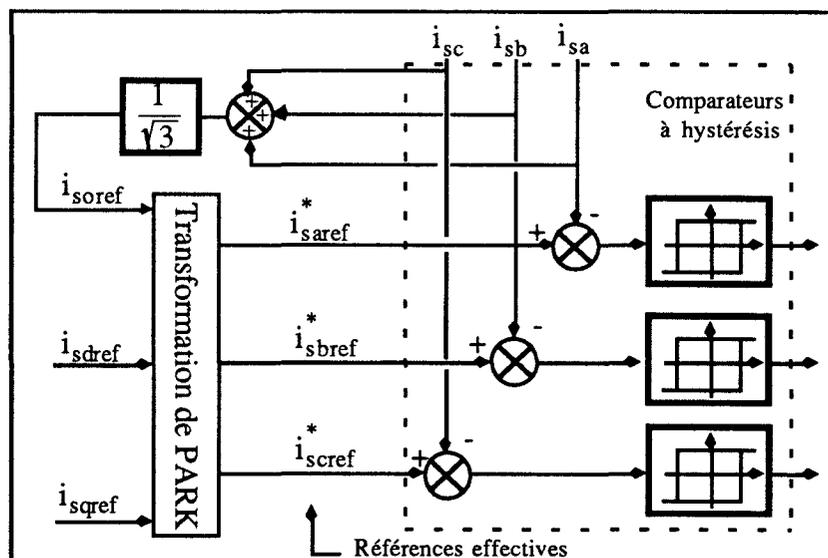


Fig. 3. 16 : Estimation de  $i_{soref}$  par la méthode directe.

III.2.2.3. Résultats de simulation

Les figures 3.17 et 3.18 montrent l'allure du passage en fonctionnement biphasé avec  $i_{sref}$  estimée respectivement en utilisant la méthode indirecte, puis directe.

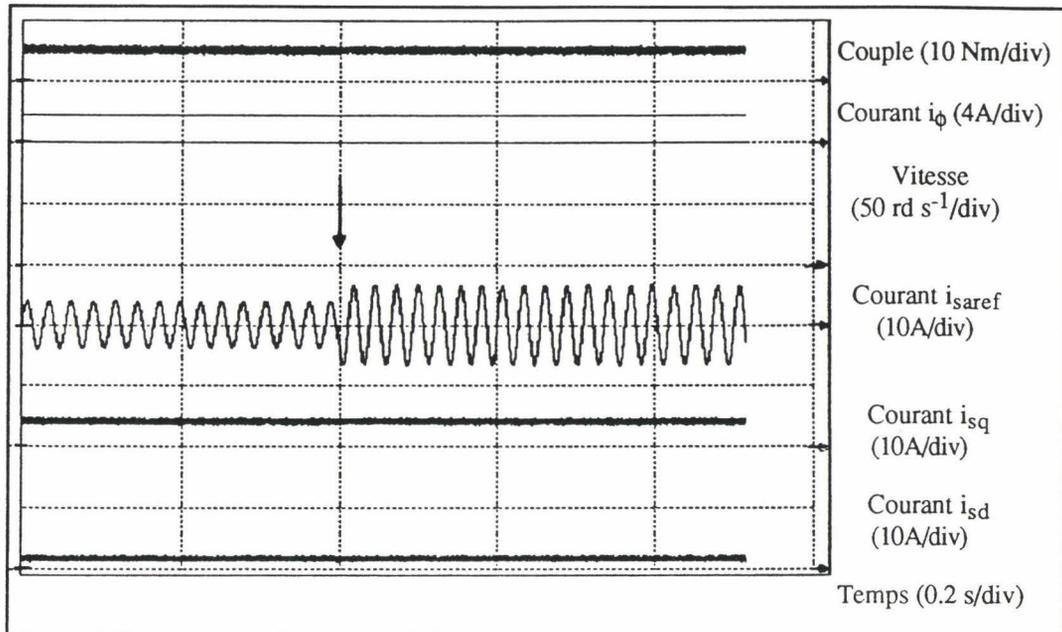


Fig. 3.17 : Passage en fonctionnement biphasé (méthode indirecte).

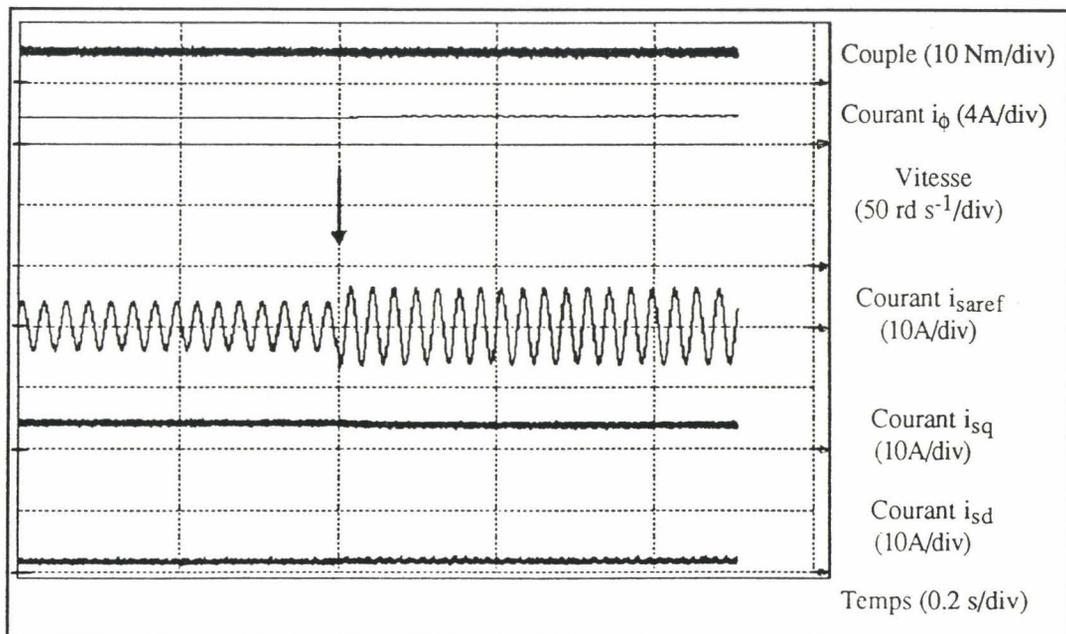


Fig. 3.18 : Passage en fonctionnement biphasé (Méthode directe).

on constate que la transition vers le mode biphasé optimal se fait sans aucun transitoire sur les grandeurs électromécaniques (couple et vitesse).

La figure 3.19 montre la réponse en vitesse en fonctionnement biphasé où  $i_{soref}$  est estimée avec la méthode indirecte.

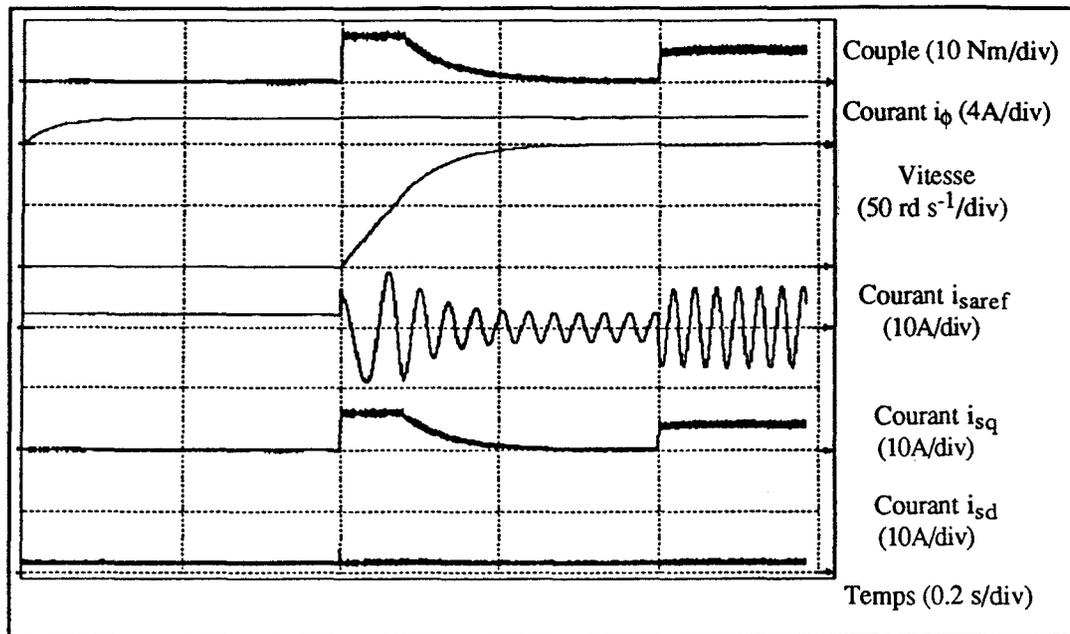


Fig. 3.19 : Réponse en vitesse en fonctionnement biphasée (méthode indirecte).

La dynamique du système est donc bien conservée en mode biphasé optimal puisque cette figure peut être confondu avec celle de la figure 1.26 (cf. chapitre I) lors du fonctionnement triphasé.

### III.2.3. STRUCTURE DE CONTROLE VECTORIEL A FLUX STATORIQUE ORIENTE

De la même manière qu'avec la structure précédente, dans le schéma de commande en vitesse à flux statorique orienté en marche biphasée, les grandeurs de référence  $i_{sdref}$  et  $i_{sqref}$ , qui sont élaborées respectivement à partir des boucles de contrôle de flux statorique  $\phi_{sd}$  et de vitesse et la composante homopolaire  $i_{soref}$ , estimée selon une des deux méthodes discutées précédemment, permettent d'obtenir des grandeurs de références pour le mode biphasé,  $i_{saref}^*$  et  $i_{sbref}^*$ , déphasées de  $\pi/3$  avec une amplitude  $\sqrt{3}$  plus importante.

Les figures 3.20 et 3.21 montrent l'allure du passage en fonctionnement biphasé avec  $i_{soref}$  estimée respectivement en utilisant la méthode directe puis indirecte.

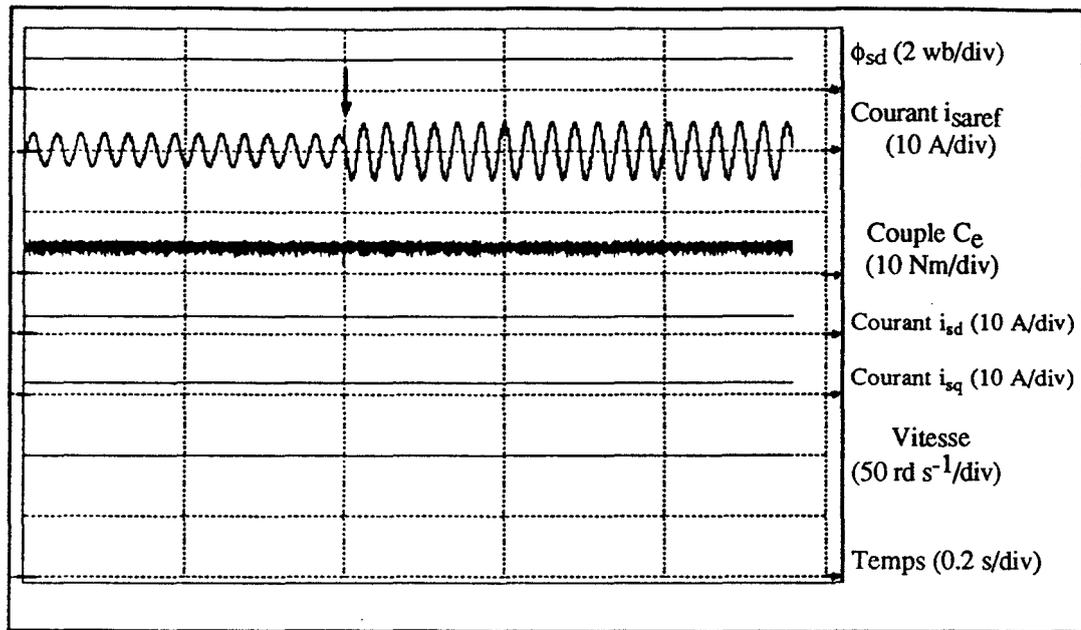


Fig. 3.20 : Passage en fonctionnement biphasé (méthode indirecte).

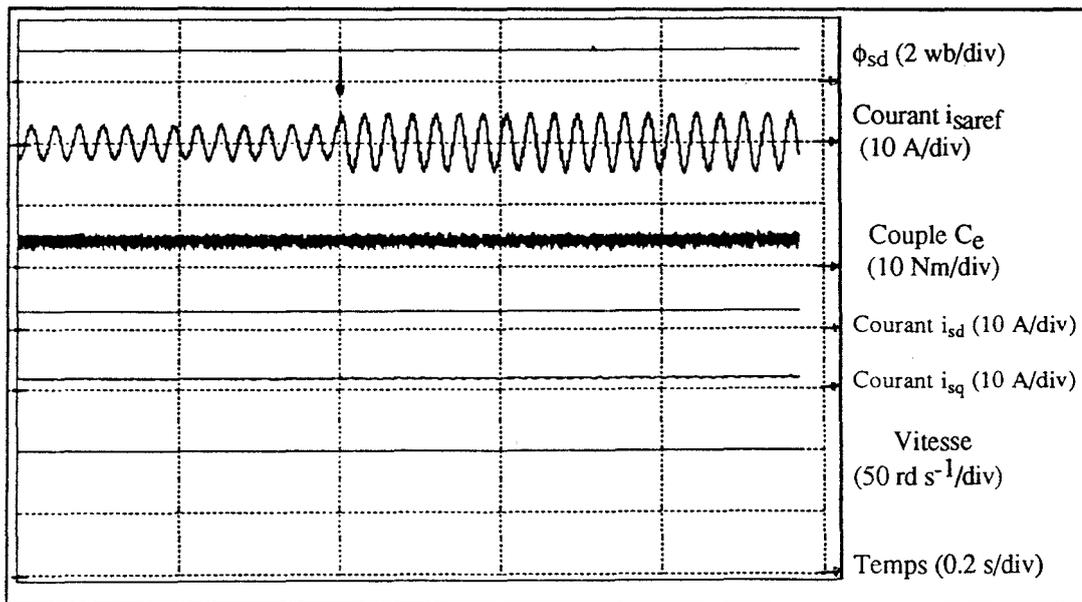


Fig. 3.21 : Passage en fonctionnement biphasé (méthode directe).

La figure 3.22 montre la réponse en vitesse en fonctionnement biphasé où  $i_{sref}$  est estimé avec la méthode indirecte.

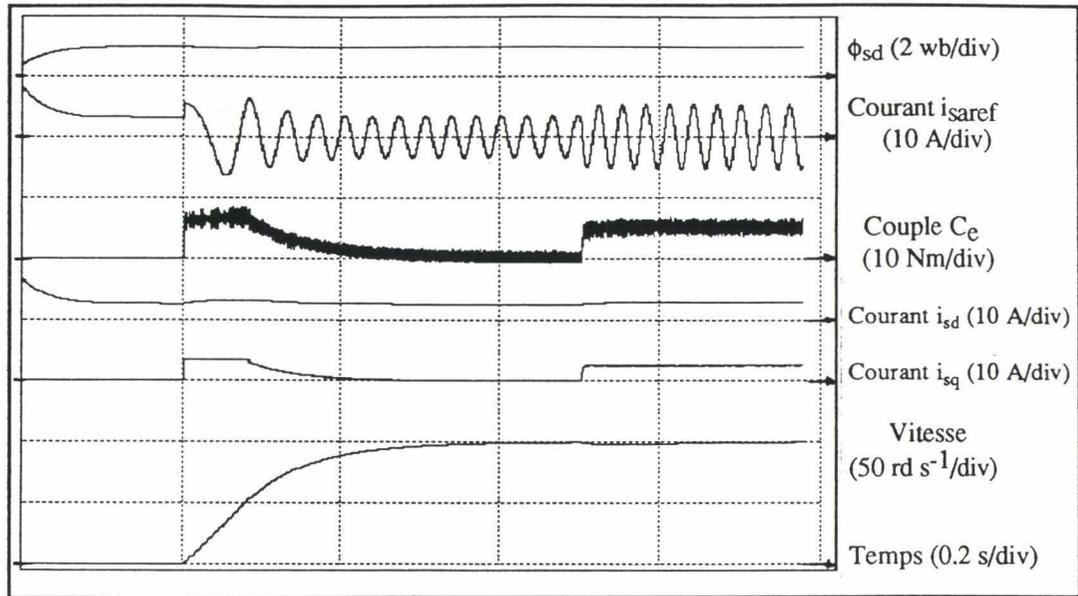


Fig. 3.22 : Réponse en vitesse en marche biphassée (méthode directe).

On peut noter ici aussi que la dynamique de la commande en vitesse obtenue en mode de fonctionnement optimal est celle du fonctionnement triphasé équilibré que nous avons montré en figure 1.38 (cf. chapitre I).

### III.3. DETECTION DE DEFAUT DE COMMANDE

Le problème qui se pose est celui de la structure matérielle à adjoindre au système onduleur -machine pour détecter la défaillance du transistor de puissance. Le circuit de détection de défaut doit être à réponse quasi-instantanée (quelques  $\mu\text{s}$ ), pour donner l'information de défaillance avant que celle-ci ne soit fatale pour les transistors et diodes de puissance, notamment lorsqu'il s'agit d'un défaut de court-circuit. Ceci suppose que l'élément de détection de panne soit très proche du transistor de puissance.

Le principe du circuit de détection de défaut que nous présentons ici permet, à partir de la comparaison de la tension  $V_{ce\text{sat}}$  à sa valeur normale quand le transistor est commandé à l'état "ON", de donner le signal de la marche normale ou de défaillance (fig. 3.23).

Commande	$V_{ce}$ faible	$V_{ce}$ important
ON	Normal	Désaturation
OFF	-----	normal

Fig. 3.23 : Correspondance commande - tension  $V_{ce}$ .



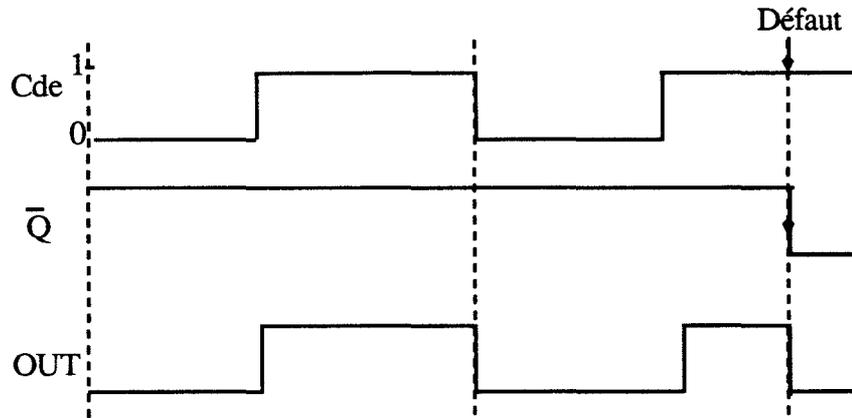


Fig. 3.25 : Chronogramme de détection de défaut de désaturation.

Quand le transistor de puissance est ouvert (état off), le transistor SW<sub>1</sub>, à commande complémentaire, est fermé pour permettre la décharge de la capacité, mettant la détection de défaut hors service.

Au moment de la commande à l'état "ON" du transistor de puissance, SW<sub>1</sub> étant alors ouvert, la capacité ralentit l'augmentation de V<sub>im</sub>, laissant ainsi au transistor de puissance le temps de se saturer afin d'éviter une fausse indication de défaillance (fig.3.26).

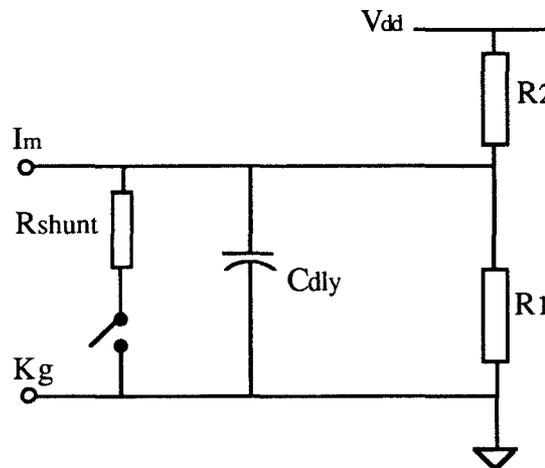


Fig.3.26 : Schéma équivalent du circuit à la commande 'On'.

Quand le transistor de puissance est à l'état bloqué (off), SW<sub>1</sub> est passant. La tension entre I<sub>m</sub> et K<sub>g</sub> s'écrit alors :

$$V_{im} = \frac{V_{dd}}{R_2 + \frac{R_{shunt} \cdot R_1}{R_{shunt} + R_1}} \cdot \frac{R_{shunt} \cdot R_1}{R_{shunt} + R_1}$$

Si R<sub>2</sub> est très grande devant R<sub>1</sub> =>

$$V_{im} = \frac{V_{dt}}{R_2} \frac{R_{shunt} \cdot R_1}{R_{shunt} + R_1}$$

La fiabilité de ce circuit dépend principalement du choix des résistances  $R_1$  et  $R_2$  et de la capacité  $C_{dly}$ .

*Remarque :*

Les "drivers" industriels de transistors IGBT et de MOSFET, par exemple IXYS IXBD4410/4411, utilisent ce principe pour la détection de court-circuit (cf. annexe A3).

Quand il y a détection de défaut d'un transistor l'information est transmise au driver du transistor qui lui est associé et, dans ces conditions, le demi-pont est inhibé (fig. 3.27).

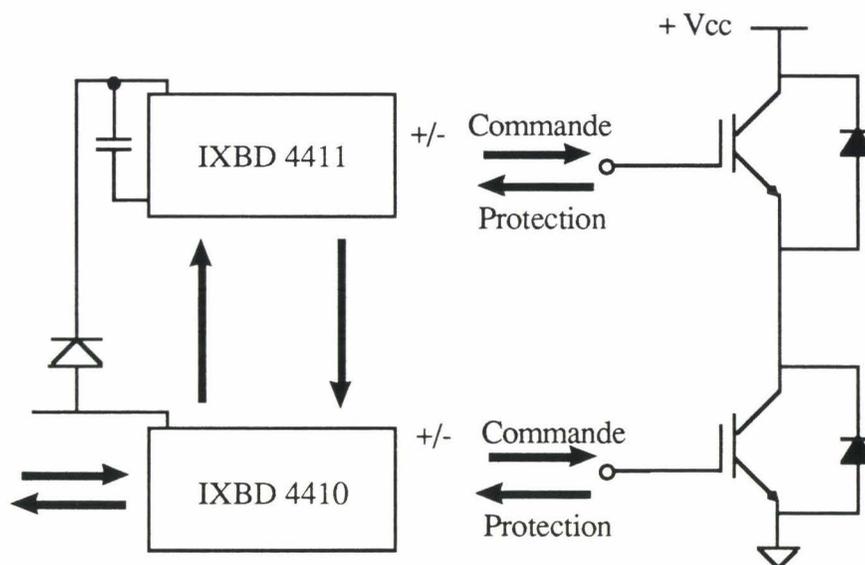


Fig. 3.27 : Commande d'un demi-pont, avec surveillance de  $v_{cesat}$ .

### CONCLUSION DU CHAPITRE III

Dans ce chapitre, nous avons, d'abord, analysé l'influence du défaut d'ouverture d'un transistor de puissance, sur la structure de commande scalaire en vitesse. Celle-ci est alors perturbée par la fluctuation importante du couple, à la fréquence  $f_s$  des grandeurs statoriques.

Lorsque le neutre est isolé, le passage vers le mode dégradé monophasé est la seule stratégie de rattrapage possible, après blocage de la phase défectueuse. Quand les références sont adaptées pour être déphasées de  $\pi$ , ce mode permet alors de garder le contrôle de la vitesse malgré son ondulation importante, due à la composante pulsatoire du couple.

Le fonctionnement en mode dégradé biphasé, rendu possible par l'interconnexion du neutre de la machine et du point milieu de la source continue, permet alors de retrouver les performances (dynamiques) du mode triphasé à condition d'adapter les deux références de courants pour qu'elles soient déphasées de  $\pi/3$  et d'amplitude  $\sqrt{3}$  fois plus importante. Pour cela, nous avons proposé deux méthodes d'adaptation des références afin de limiter le régime transitoire de changement de mode d'alimentation.

La méthode indirecte exige la détection de la phase défectueuse, afin de choisir en conséquence la référence homopolaire  $i_{soref}$  adaptée. La méthode de compensation des mesures, en commande par hystérésis, permet une adaptation automatique des références de courants au mode de fonctionnement, mais l'interconnexion du neutre et du point milieu de la source continue ne doit être effective qu'après la détection de défaut et le blocage de la phase concernée.

Enfin précisons que le fonctionnement optimal permet aussi la conservation de la structure et des performances en contrôle vectoriel, à flux rotorique ou statorique orienté. Les deux méthodes d'adaptation des références indirecte et directe (de principe similaire à la méthode de compensation) permettent le passage, sans transitoire, vers le mode biphasé ainsi que la conservation des performances.

**CHAPITRE IV**

**VALIDATION EXPERIMENTALE**

## CHAPITRE IV

### VALIDATION EXPERIMENTALE

#### INTRODUCTION

Dans ce chapitre nous donnons les résultats expérimentaux des essais effectués sur une machine asynchrone de 1.1 kW (utilisée pour les résultats de simulation), afin de valider les lois de commandes triphasées présentées au chapitre I et les stratégies de conduite en mode dégradé monophasé puis biphasé développées aux chapitres II et III, avec contrôle des courants dans le référentiel (a, b, c).

Dans un premier temps, nous présentons la structure globale de la réalisation et nous détaillons la partie commande ; ensuite nous analysons les résultats obtenus en fonctionnement triphasé puis dégradé et ceci pour les trois principales stratégies de commande développées dans cette étude : scalaire, vectorielle à flux rotorique orienté et vectorielle à flux statorique orienté.

Pour chaque stratégie de commande, nous analysons les performances obtenues lors de la transition allant de la marche normale triphasée vers la marche dégradée. En effet, ce passage vers la solution de recours, lors de l'apparition de défaut conduisant à l'inhibition d'un bras de l'onduleur, ne doit pas présenter de transitoire gênant pour l'application en cours.

Enfin, nous étudions l'influence de la tension continue à point milieu sur le contrôle des courants en utilisant d'abord un montage à diviseur capacitif, puis un montage à deux sources indépendantes, obtenues à partir d'une source alternative monophasée munie d'un transformateur à deux secondaires et, finalement, un diviseur actif à interrupteurs commandables.

#### IV.1. CONTEXTE DE LA REALISATION

##### IV.1.1. ARCHITECTURE FONCTIONNELLE

La figure 4.1 rappelle l'architecture fonctionnelle que l'on peut accorder à un système

électrotechnique [HAUTIER 93].

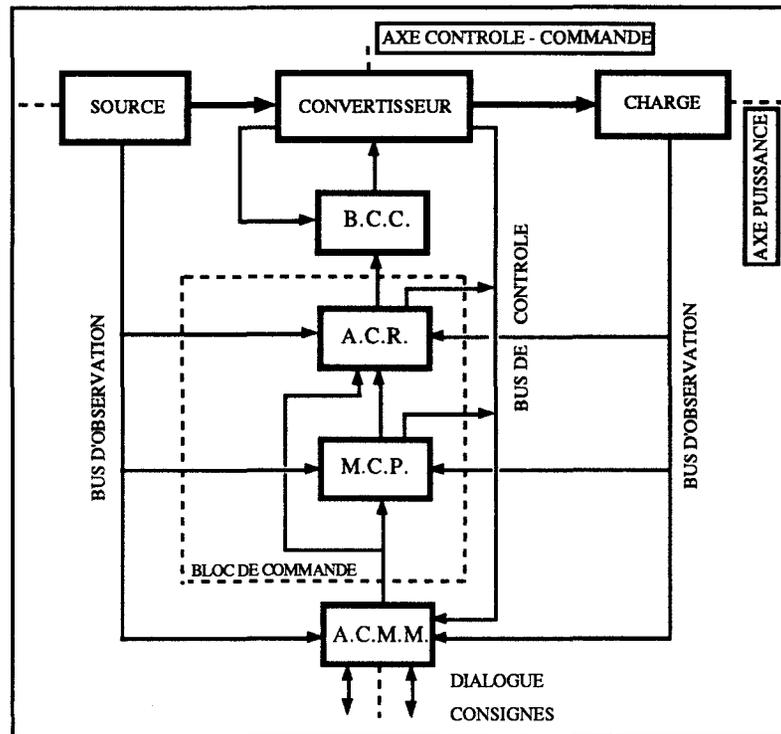


Fig. 4.1 : Architecture fonctionnelle d'un système électrotechnique.

Cette présentation découle des réflexions menées à propos des divers contraintes qui apparaissent : hétérogénéité des grandeurs et des signaux, gestion temporelle, nature des fonctionnalités. Ainsi, sur l'axe de puissance, on trouve la source, le convertisseur et la machine alimentée. Sur l'axe de contrôle-commande, quatre niveaux sont définies selon la nature des tâches à accomplir :

- le Bloc de Contrôle des Commutations (B.C.C.), défini par la technologie des interrupteurs utilisés, assure des commutations optimales, prévoit l'introduction de temps mort et, dans le cas qui nous concerne, détecte l'apparition d'un éventuel défaut. Industriellement, ce niveau existe sous forme de drivers spécifiques adaptés aux transistors utilisés (par exemple, les circuits IXYS IXBD 4410/4411 associés au générateur de temps mort IXDP 630).

- l'Automate de Commande Rapprochée (A.C.R.) doit remplir trois fonctions essentielles basées sur une structuration temporelle [MONMASSON 93] :

- l'autopilotage,
- le contrôle des courants,
- la Modulation de Largeur d'Impulsions (M.L.I.).

Ce niveau est, en quelque sorte, le complément indispensable au processus de puissance puisqu'il assure la fonction d'interface avec le dispositif de réglage des grandeurs

électromécaniques. Précisons toutefois que certaines fonctionnalités du Bloc de Contrôle des Commutations (B.C.C.) peuvent être reportées, de façon connexe, dans l'A.C.R, tel que le calibrage des impulsions de commande.

- Le Micro-Calculateur de Processus (M.C.P.) assure le réglage en fournissant les références des courants à l'automate de commande rapprochée chargée de leur contrôle.

- L'Automate de Contrôle des Modes de Marche (A.C.M.M.), qui a pour tâche de superviser le système en assurant les fonctions décisionnelles de plus haut niveau : modes de marches, contrôle et sécurité de fonctionnement, dialogue avec l'extérieur, etc...

Nous examinons maintenant comment s'articule l'organisation matérielle par rapport à ce découpage fonctionnel, dans le cadre de notre problème particulier.

#### **IV.1.2. DISPOSITIF EXPERIMENTAL**

La figure 4.2 représente l'ensemble du banc expérimental que nous utilisons pour la validation expérimentale.

La partie puissance est constituée :

- d'une source continue à point milieu réalisée au moyen de deux redresseurs monophasés à diodes associés en série,
- d'un onduleur de tension à transistors IGBT,
- d'une machine asynchrone chargée par une génératrice à courant continu de même puissance (1.1 kW),
- de 3 capteurs de courants (à effet hall) et d'un capteur de vitesse (dynamo tachymétrique).

La partie commande est réalisée au moyen d'un ordinateur IBM PC /AT muni d'un microprocesseur 80386 SX (16 Mhz), d'un coprocesseur mathématique 80387 et d'une carte d'interface de type RTI 815, qui assure la conversion des grandeurs.

Cette carte dispose :

- d'un timer AM 9513A rassemblant cinq compteurs programmables sur 16 bits,
- d'entrées analogiques multiplexées avec un seul convertisseur analogique-numérique (CAN) ayant une résolution de 12 bits et un temps de conversion de l'ordre de 25  $\mu$ s. La fréquence maximale d'échantillonnage de la carte RTI 815 est de 50 kHz,
- de deux convertisseurs numériques-analogiques (CNA) utilisés pour l'élaboration des deux courants de référence, la troisième référence étant déduite des deux précédentes.

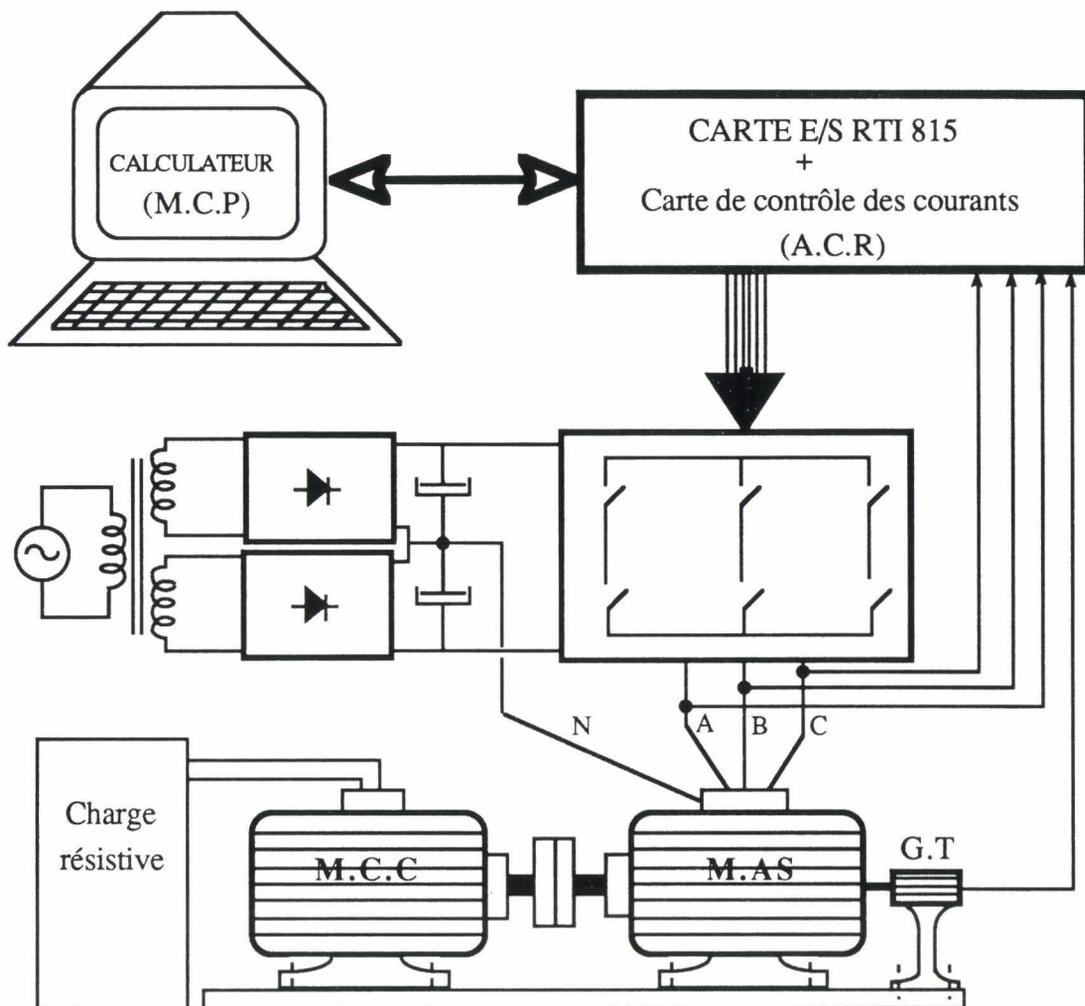


Fig. 4.2 : Schéma du dispositif expérimental.

#### IV.1.3. POSITION DU PROBLEME

L'examen de l'architecture fonctionnelle de la figure 4.1 et l'analyse des principes définis au chapitre précédent (en ce qui concerne l'adaptation des références de courants en mode dégradé (figures 3.7, 3.8, 3.15 et 3.16)) prouvent qu'il s'agit, à l'évidence, d'un problème de contrôle rapide de courants, donc propre à la commande rapprochée (A.C.R.). En effet, comme la F.M.M est maintenue indépendamment du mode d'alimentation (triphase ou biphasé optimal), la dynamique est conservée et les algorithmes de conduite de processus (M.C.P.) ne sont pas remis en cause. Cette remarque n'est pas valable si le rattrapage s'effectue en mode monophasé qui exigerait un paramétrage différent de ces mêmes algorithmes.

Ainsi, on envisage d'ajouter la fonction d'adaptation des références au niveau de l'A.C.R qui devra également élaborer l'ordre d'interconnexion entre le neutre de la machine

et le point milieu de la source continue.

#### IV.1.4. COMMANDE RAPPROCHEE (A.C.R.)

##### IV.1.4.1. Contrôle des courants

L'asservissement des courants est assuré par la méthode d'hystérésis (le schéma de la carte utilisée est représentée en annexe A4). Chaque courant de phase est comparé au courant de référence effectif et un régulateur à hystérésis commande directement, de manière complémentaire, les deux transistors du bras correspondant de l'onduleur. Afin d'éviter un court-circuit lors des commutations, la carte génère un temps mort entre les commandes des deux transistors d'un même bras.

Les références effectives des courants ( $i_{sa}^*_{ref}$ ,  $i_{sb}^*_{ref}$ ) sont élaborées par le calculateur sous forme de mots binaires de 12 bits alors transformées en grandeurs analogiques (fig. 4.3).

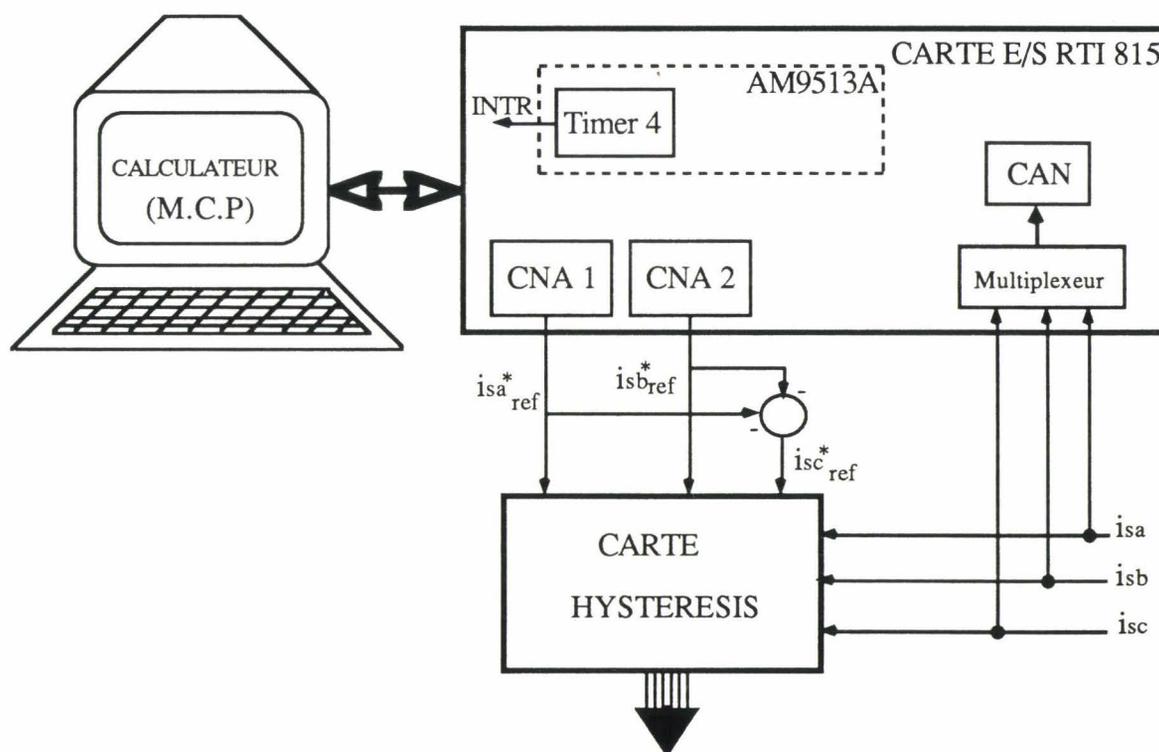


Fig. 4.3 : Elaboration de la commande par hystérésis.

Hormis les correcteurs à hystérésis, la carte comprend également le bloc de compensation des mesures qui sera mis à profit pour la validation de la commande scalaire biphasée avec adaptation des références par la méthode directe.

Dans les autres cas (commande vectorielle et commande scalaire avec adaptation des références par la méthode indirecte), l'adaptation est assurée au niveau du calculateur. Cette disposition peut sembler détachée de l'aspect formel donné au paragraphe IV.1.1, mais il s'agit ici d'une maquette expérimentale et non d'un produit fini.

#### IV.1.4.2. Filtrage des Références

Afin de réduire l'effet de la quantification, les sorties des convertisseurs analogiques-numériques sont filtrées par des blocs du second ordre (figure 4.4), afin de lisser les consignes sans pour autant les atténuer, ou trop les déphaser.

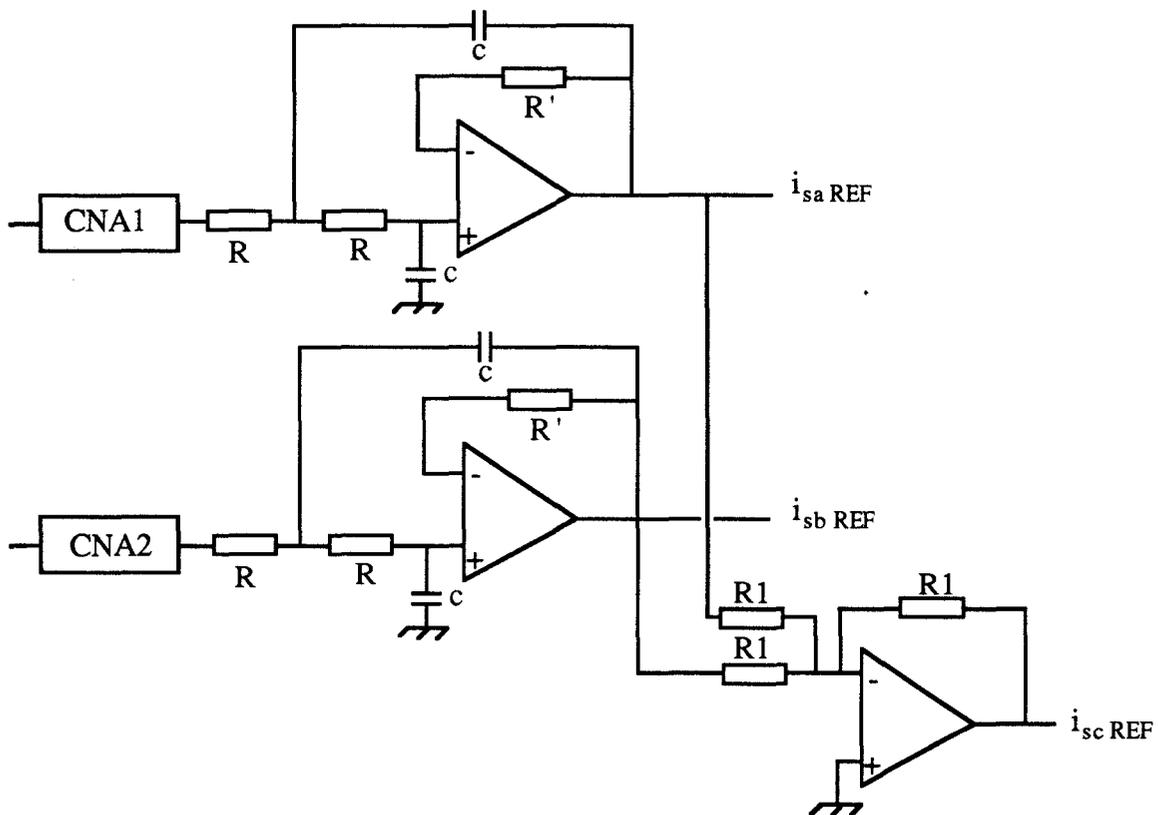


Fig. 4.4 : Filtrage des références.

La fonction de transfert du filtre est de la forme :

$$H(s) = \frac{1}{(1 + T s)^2}$$

avec  $T = RC$ .

Afin de conserver le signal, en phase et en amplitude, dans la bande utile 0 - 100 Hz,

la fréquence de coupure du filtre (à 6 dB)  $F_c$  doit être au delà de 100 Hz :

$$R = 22 \text{ K}\Omega, C = 0.015 \text{ }\mu\text{F} \Rightarrow T = 0.15 \text{ ms} \Rightarrow F_c = 3.03 \text{ KHz.}$$

La figure 4.5 présente le lieu de bode (gain et déphasage) de ce filtre. La figure 4.6 montre l'allure du courant de référence à la sortie du CNA et la référence filtrée correspondante. A la fréquence des courants de référence (50 Hz maxi), on peut noter que la réduction d'amplitude et le déphasage sont négligeables.

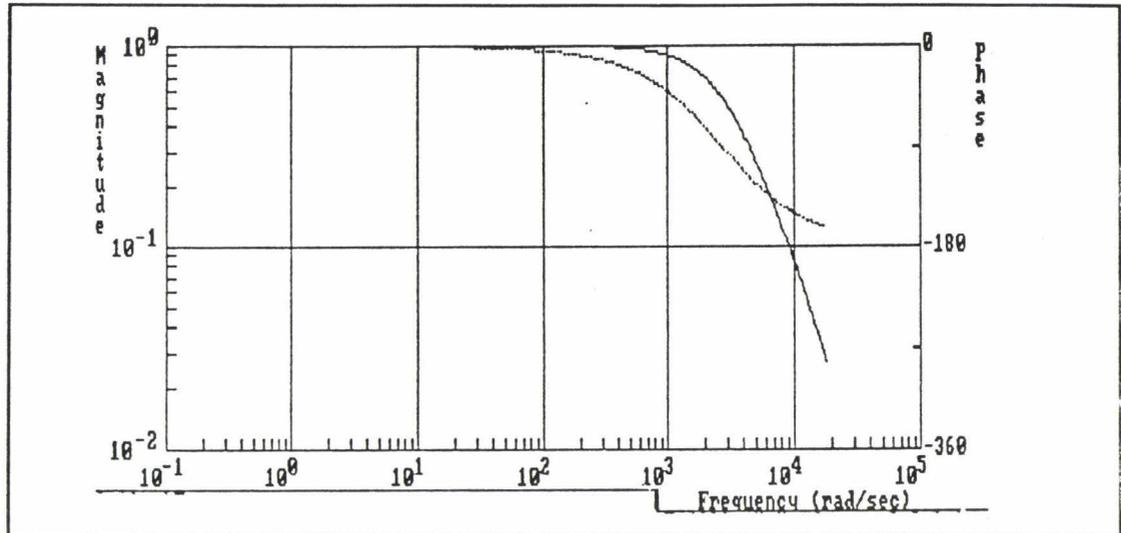


Fig. 4.5 : Lieu de bode du filtre de second ordre.

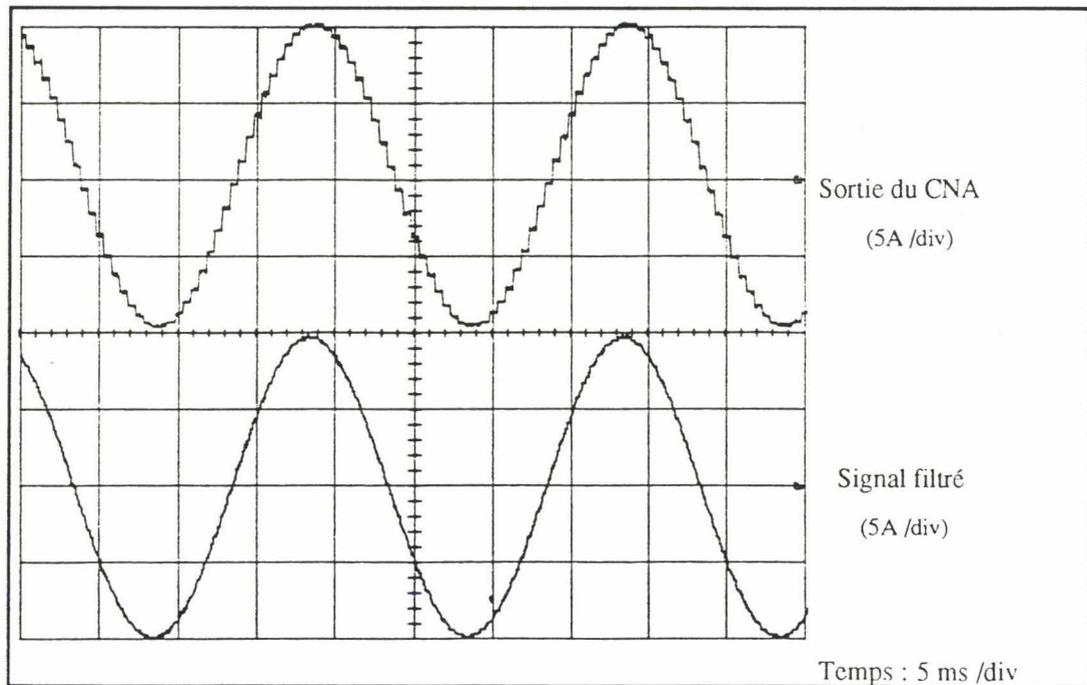


Fig. 4.6 : Filtrage du signal de référence ( $T_e = 500 \mu\text{s}$ ).

IV.1.4.3. Mesure des courants

La commande par hystérésis nécessite la connaissance des trois courants dans la machine. La mesure de chacun de ces courants est effectuée à l'aide d'un capteur à effet hall, assurant une isolation galvanique entre la partie puissance et la partie commande. Ils sont étalonnés pour délivrer 1V/A.

La figure 4.7. montre le principe de mesure d'un courant. Le schéma global de la carte de mesure des courants est donnée en annexe A4.

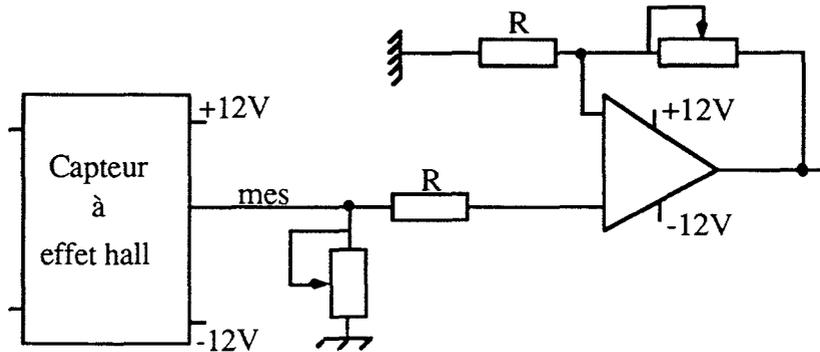


Fig. 4.7 : Mesure du courant.

*Filtrage des courants mesurés* - La commande vectorielle à flux rotorique orienté nécessite l'acquisition d'au moins deux courants réels ( $i_{sa}$  et  $i_{sb}$ ). Ces courants sont relativement bruités à cause du découpage. Pour éliminer le bruit dû aux hautes fréquences, on utilise le même type de filtre que celui mis en oeuvre pour les signaux de référence (fig. 4.8).

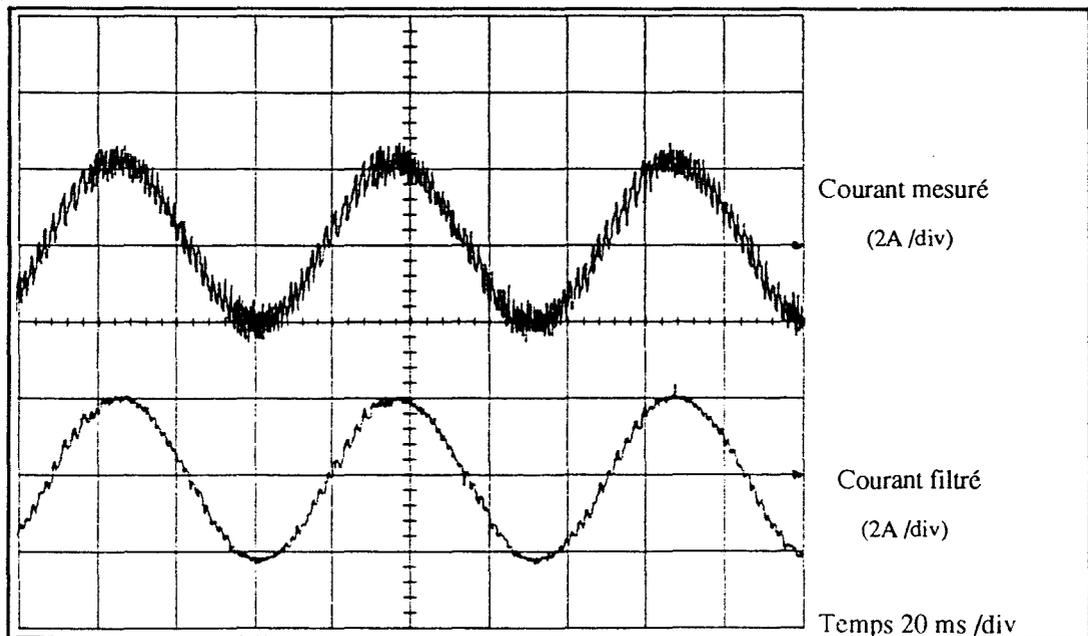


Fig. 4.8 : Courant réel et courant filtré.

#### **IV.1.4.4. L'autopilotage**

Il est totalement réalisé numériquement par le calculateur, à partir de la mesure de vitesse et de la définition de la pulsation rotorique  $\omega_r$ .

#### **IV.1.5. LA COMMANDE DU PROCESSUS (M.C.P.)**

Cette partie correspond à la transcription logicielle des schémas fonctionnels de la figure 1.4 (§ I.1.2.2) pour la commande scalaire, des figures 1.24 (§ I.2.1.3), 1.31 (§ I.2.1.4) et 1.37 (§ I.2.2.2) pour la commande vectorielle, sachant que le contrôle des courants est toujours réalisé dans le référentiel statorique.

Pour implanter les algorithmes de commande sur calculateur, nous les discrétisons en utilisant la méthode d'Euler d'ordre 1.

Afin de simplifier les calculs et de réduire les opérations exécutées par le calculateur, le correcteur de vitesse est ici uniquement à action proportionnelle et intégrale. Celle-ci est choisie suffisamment faible, afin de limiter les dépassements.

Enfin, précisons que des précautions ont été prises concernant, par exemple, la prise en compte des saturations des grandeurs.

Les algorithmes, correspondants aux différentes stratégies de commande, seront présentés par la suite.

*ECHANTILLONNAGE* - La période d'échantillonnage  $T_e$  est fixée d'une manière précise en utilisant les interruptions. En effet, le compteur 4 du module AM9513A est utilisé ici pour déclencher une demande d'acquisition de données, sur la voie spécifiée, à l'instant de fin de comptage. Quand la donnée est prête, une demande d'interruption est alors envoyée au calculateur sur la ligne IRQ9 (IRQ2).

$T_e$  est fixée égale à 500  $\mu$ s pour la commande scalaire et à 1 ms pour les algorithmes de commande vectorielle.

## IV.2. RESULTATS SUR LA COMMANDE SCALAIRE

Dans cette partie, nous présentons les résultats relatifs à la commande scalaire. Nous montrons alors respectivement les performances obtenues en marche triphasée puis en marche défectueuse suite à l'ouverture permanente d'un transistor de puissance. Ensuite, nous donnons les résultats obtenus en marche dégradée monophasée, suite à l'inhibition d'un bras supposé défectueux et, enfin, nous analysons les performances obtenues en marche dégradée biphasée lorsque le neutre de la machine est relié.

### IV.2.1. FONCTIONNEMENT TRIPHASE

Avec ce type de commande, l'algorithme implanté sur le calculateur (M.C.P) est relativement simple et peut être décomposé comme suit :

- Acquisition de la vitesse ( $\Omega$ ),
- Boucle de régulation de la vitesse (calcul de  $\omega_{\text{ref}}$ ),
- Autopilotage : calcul de  $\omega_s = \omega_{\text{ref}} + \omega_m$  et de  $\theta_s$ ,
- Calcul de la valeur efficace du courant  $I_s$ ,
- Calcul de  $i_{\text{saREF}}$  et de  $i_{\text{sbREF}}$ ,
- Sortie de  $i_{\text{saREF}}$  et  $i_{\text{sbREF}}$  vers CNA1 et CNA2.

Cet algorithme est implanté dans une procédure d'interruption synchrone qui sera appelé à chaque période d'échantillonnage  $T_e$ , choisie dans ce cas égale à 500  $\mu\text{s}$ , vue la simplicité des opérations à exécuter.

Les figures 4.9 et 4.10 montrent l'allure du courant en marche normale, respectivement lorsque le neutre est relié et lorsque celui-ci est isolé. Nous remarquons que la mesure suit relativement bien la grandeur de référence, ce qui montre que la commande par hystérésis, bien que simple à mettre en oeuvre, permet néanmoins d'obtenir une bonne régulation de courant.

On constate que la dépendance des phases, lorsque le neutre est isolé, conduit à l'apparition de périodes de roue libre, qui provoquent parfois le dépassement de la bande d'hystérésis et donc le mauvais contrôle du courant.

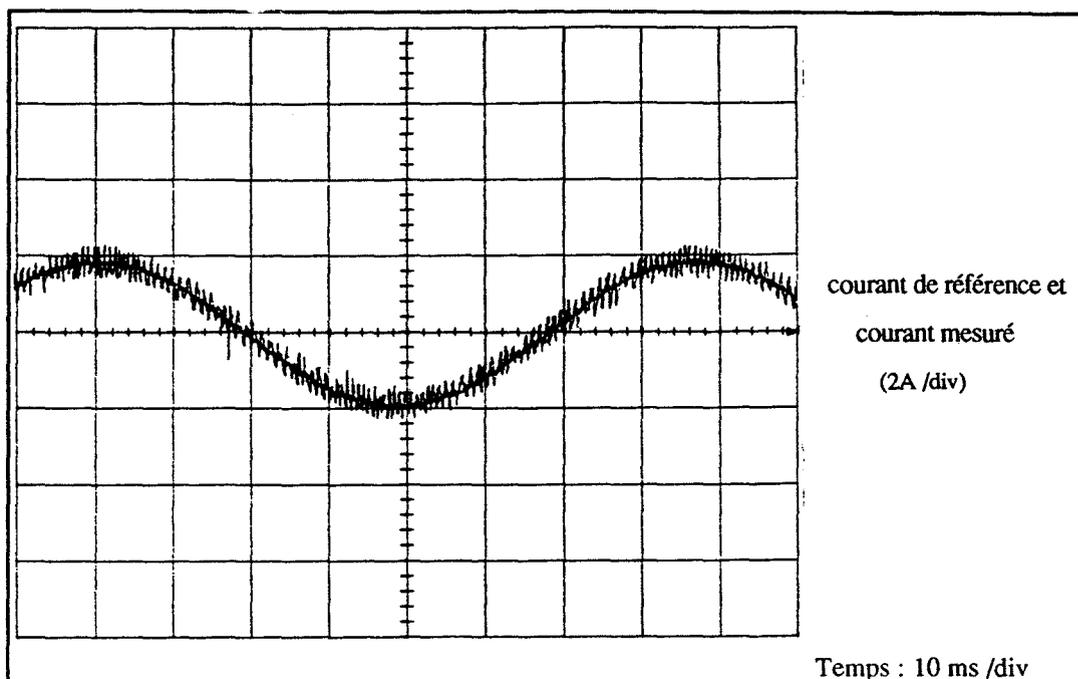


Fig . 4.9 : Allure du courant (neutre relié).

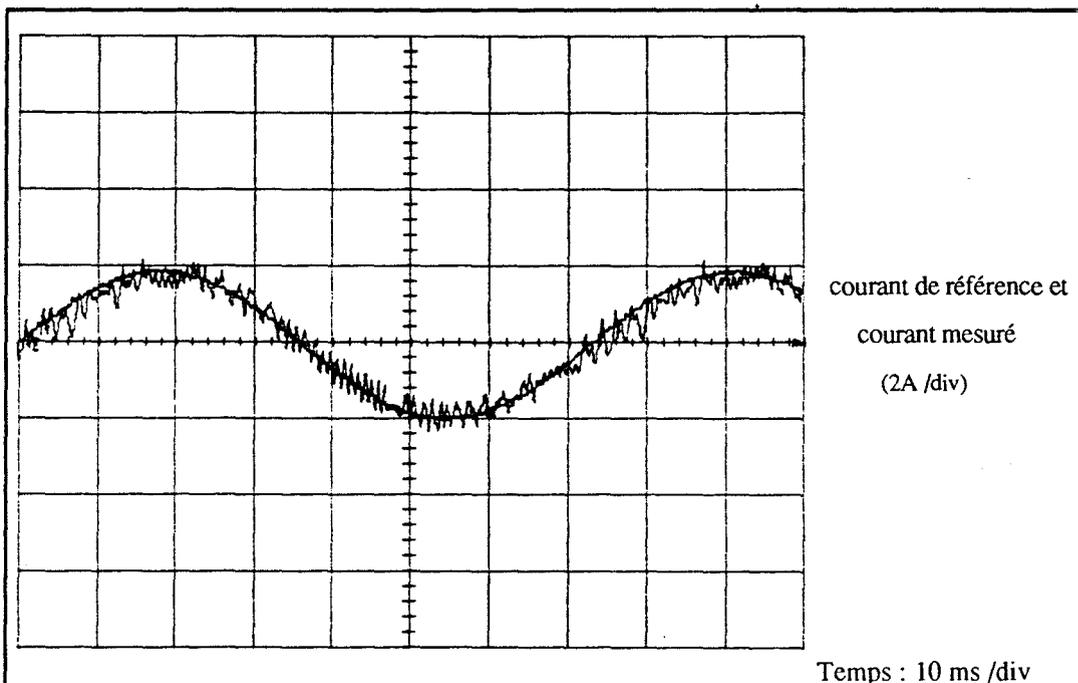


Fig . 4.10 : Allure du courant (neutre isolé).

Les figures 4.11 et 4.12 montrent l'allure des courants relevés, en marche triphasée, lorsque le neutre est isolé, respectivement sans et avec compensation des mesures.

La méthode de compensation des mesures [FAN, 93] permet de réinjecter la

composante homopolaire des courants ( $i_{s0} = (i_{sa} + i_{sb} + i_{sc}) / 3$ ), due au déséquilibre des références et des mesures, dont la somme n'est jamais nulle, dans la grandeur de référence de chaque phase, afin de réduire les distorsions de courants.

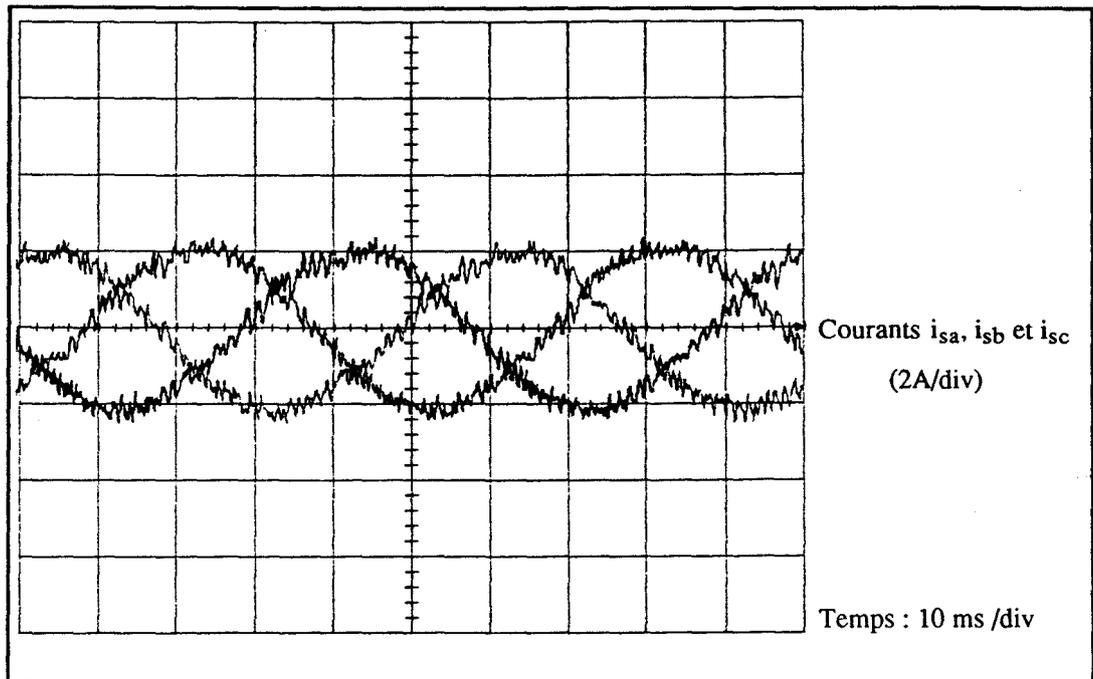


Fig. 4.11 : Allure des courants en marche triphasée sans compensation.

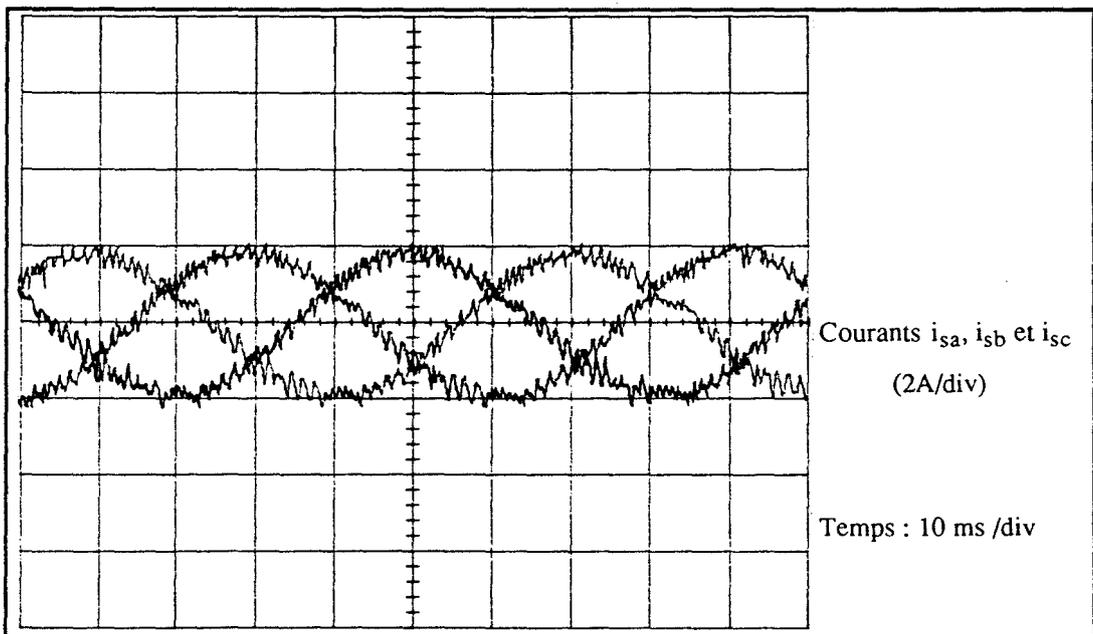


Fig. 4.12 : Allure des courants en marche triphasée avec compensation.

La figure 4.13 montre l'allure du courant lorsque le neutre de la machine est relié au point milieu de la source continue d'entrée. La composante homopolaire, si elle existe dans ce cas, retourne par le neutre et la méthode de compensation des mesures ne peut avoir lieu.

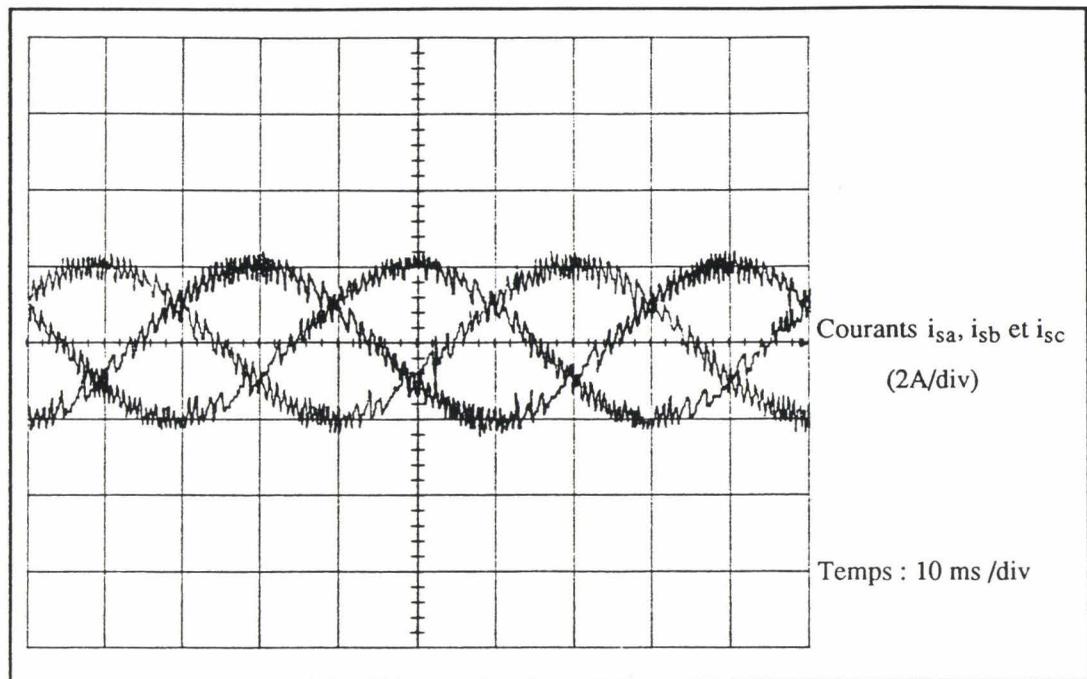


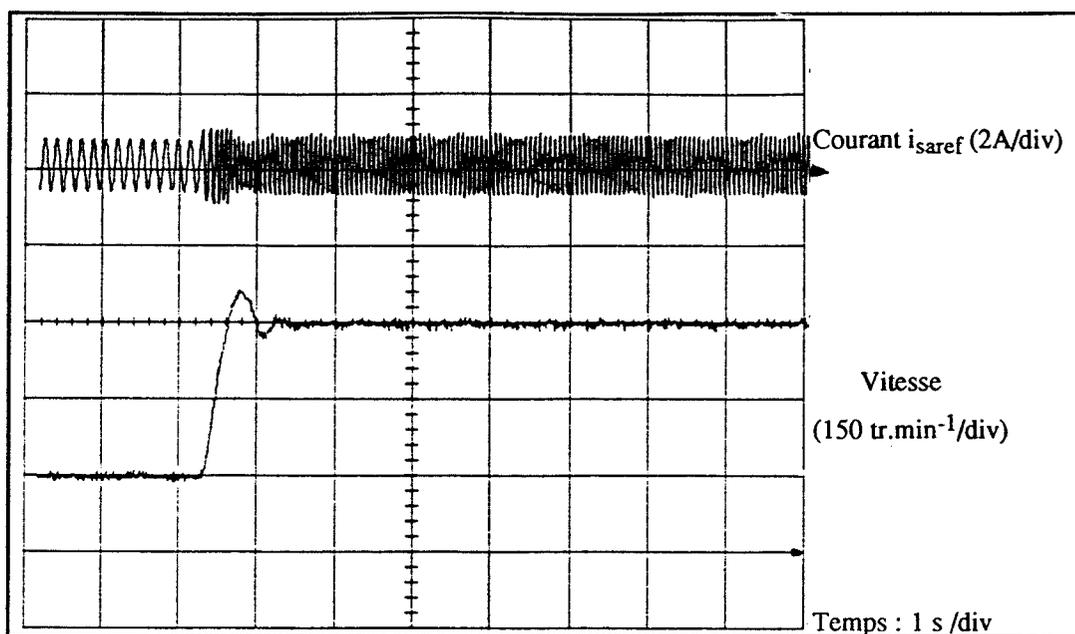
Fig. 4.13 : Allure des courants en marche triphasée avec neutre relié.

• Asservissement de vitesse :

La figure 4.14 présente la réponse en vitesse à un échelon en commande scalaire. Le temps de réponse est d'environ 200 ms.

Le régulateur utilisé ici est à action proportionnelle et intégrale seulement (pas d'action dérivée dans la boucle de retour).

Le dépassement constaté alors sur la vitesse provient de la structure du correcteur  $C_v(s)$  (PI) qui introduit un zéro dans la fonction de transfert en poursuite.



$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.4.$$

Fig . 4.14 : Réponse en vitesse en fonctionnement triphasé.

#### IV.2.2. FONCTIONNEMENT DEFECTUEUX

Les figures 4. 15 et 4.16 montrent l'allure des courants  $i_{sa}$ ,  $i_{sc}$  et  $i_{sb}$  respectivement avec neutre isolé puis relié, lorsque le transistor supérieur du bras C est toujours ouvert.

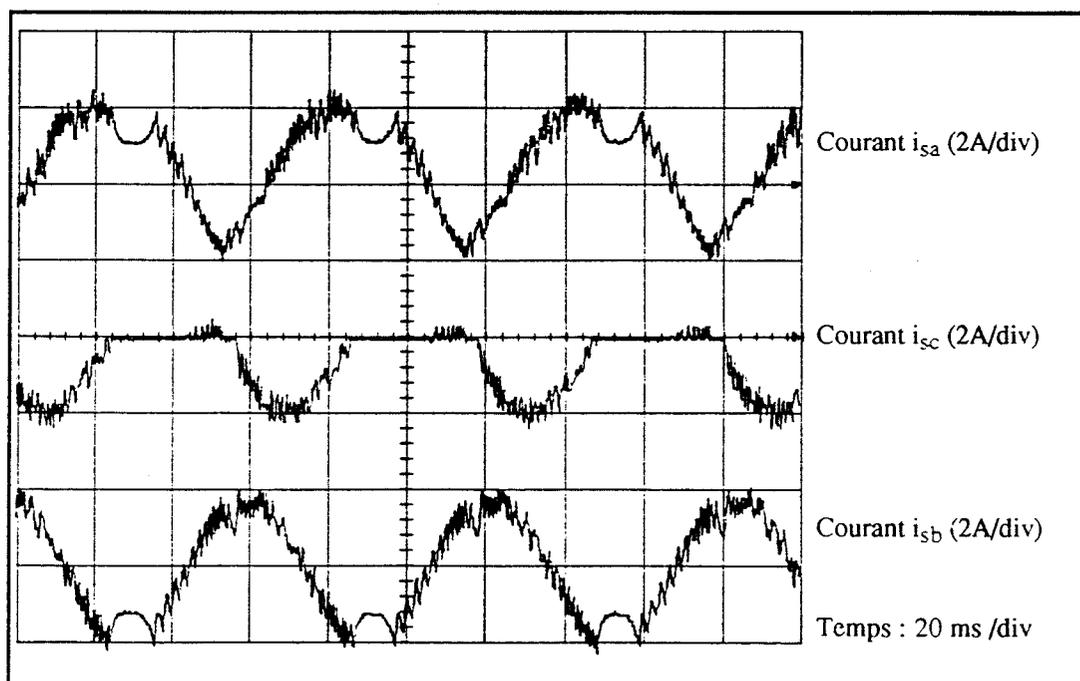


Fig . 4.15 : Fonctionnement défectueux ( $T_{13}$  ouvert), neutre isolé.

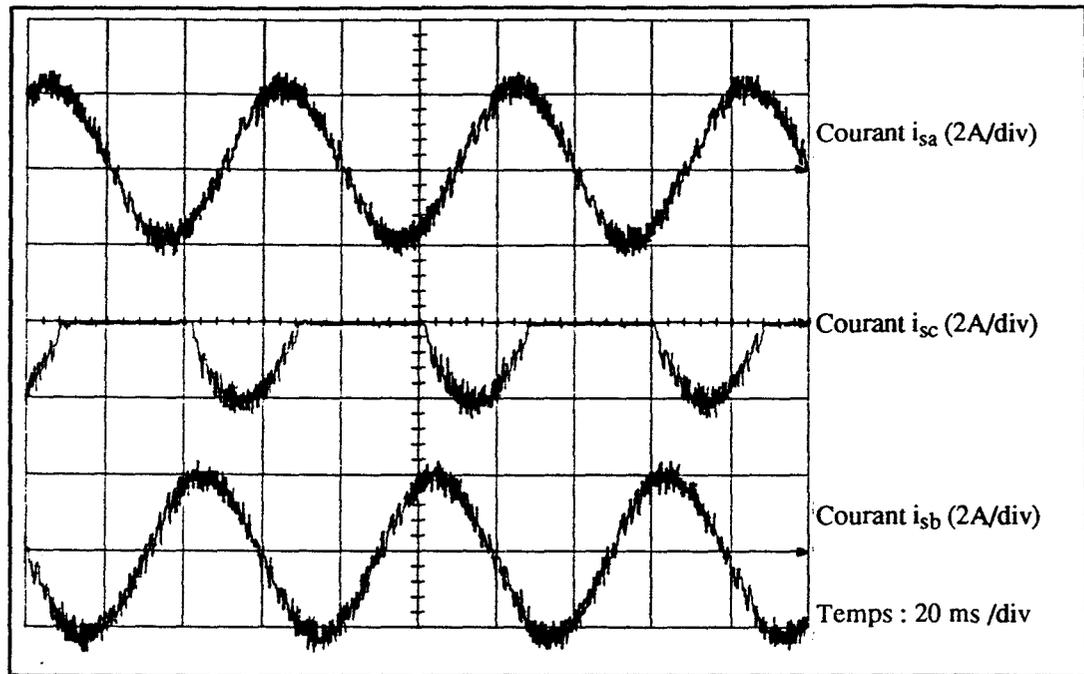


Fig . 4.16 : Fonctionnement défectueux (neutre relié).

On remarque que, comme nous l'avons précisé au chapitre II( § II.2.2), par des essais de simulation, que le contrôle partiel d'un courant ( $i_{sc}$ ) induit des distorsions dans les autres courants ( $i_{sa}$  et  $i_{sb}$ ) lorsque le neutre est isolé ; ce qui n'est pas le cas quand ce dernier est relié, puisque le courant dans chaque phase est contrôlé indépendamment des autres.

#### IV.2.3. FONCTIONNEMENT MONOPHASE

Nous avons vu au chapitre 2 que, lorsque le neutre est isolé, la seule marche dégradée possible, après blocage du bras défectueux, est une marche dégradée monophasée. Deux cas sont alors à envisager :

- déphasage des courants de référence inchangé ( $\psi = 2\pi/3$ ) par rapport à la marche triphasée. Les courants dans les deux phases A et B sont déformés (fig.4.17) puisqu'ils sont nécessairement opposés ( $i_{sb} = -i_{sa}$ ) alors que leurs références ne le sont pas.

Cette déformation des courants a pour effet de réduire le couple développé par la machine qui ne peut entretenir le mouvement même en présence de faible charge et malgré l'augmentation de l'amplitude des références de  $\sqrt{3}$ .

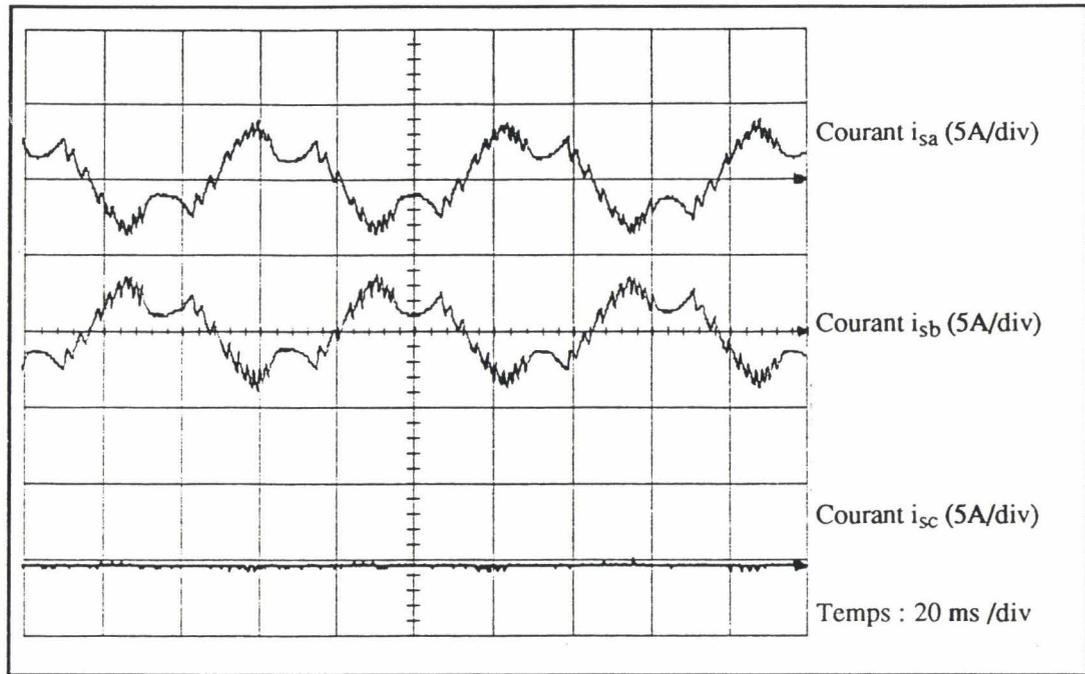


Fig . 4.17 : Fonctionnement monophasé ( $\psi = 2\pi/3$ ).

Pour retrouver un fonctionnement monophasé normal, les deux références doivent être en opposition de phase ( $\psi = \pi$ ):  $i_{sbref} = -i_{scref}$ . Les courants retrouvent une allure sinusoïdale (fig.4.18) et le couple développé est celui d'une machine alimentée en monophasé qui donne un fonctionnement correct avec la même régulation de vitesse. Toutefois, l'amplitude des courants doit être multipliée par  $\sqrt{3}$  afin de maintenir le même couple moyen.

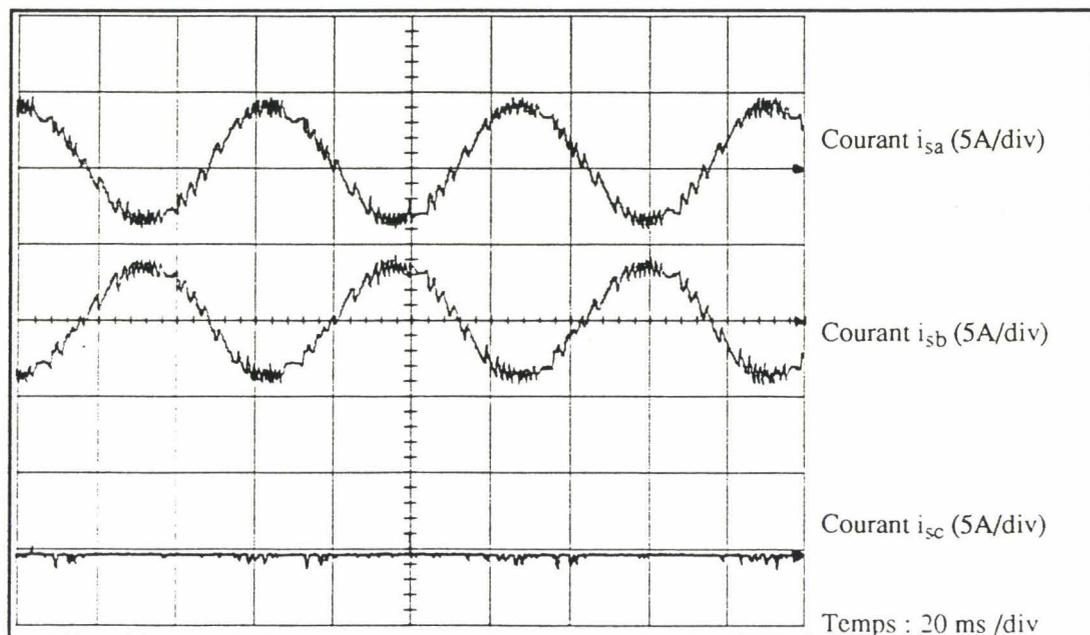


Fig. 4.18 : fonctionnement monophasé optimal ( $\psi = \pi$ ).

Pratiquement, cette marche monophasée donne un fonctionnement satisfaisant et peut donc être utilisée comme une marche dégradée de secours, après l'inhibition du bras en défaut ou susceptible de l'être.

#### IV.2.4. TRANSITION MARCHE TRIPHASEE-MARCHE MONOPHASEE

La figure 4. 19 montre le passage de la marche triphasée vers la marche monophasée lorsque les références sont opposées ( $\psi = \pi$ ).

On constate que le passage vers ce mode dégradé monophasé n'impose pas de perturbations sensibles sur la vitesse.

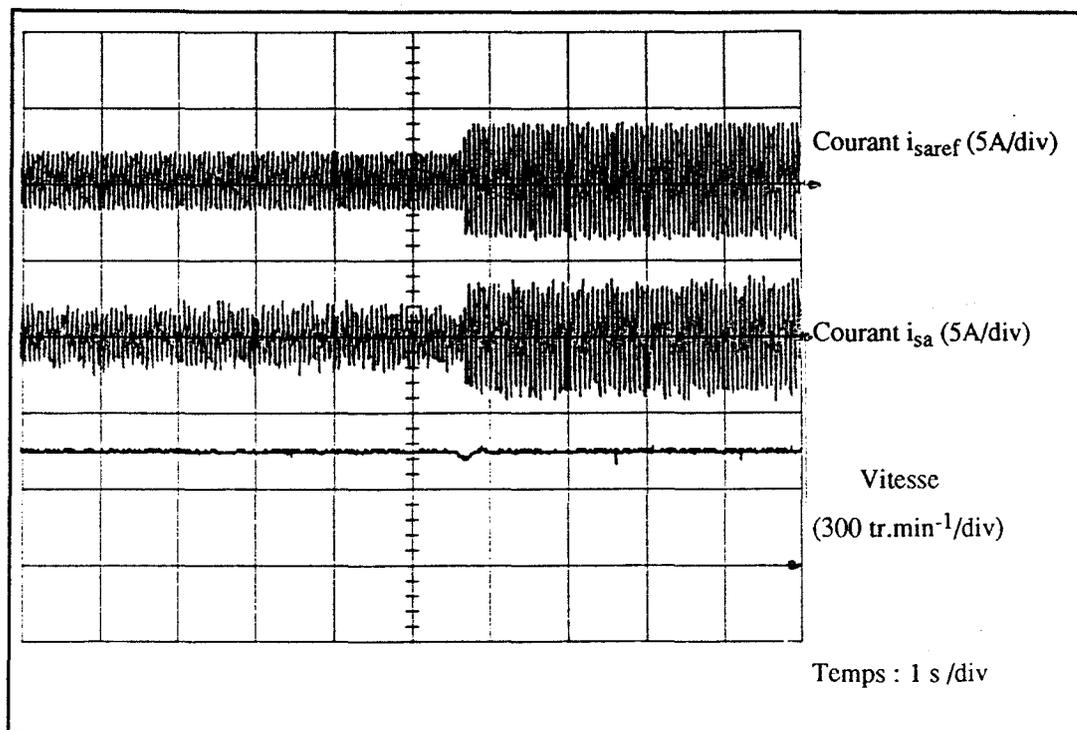


Fig. 4.19 : Transition marche triphasée - marche monophasée optimale ( $\psi = \pi$ ).

#### IV.2.5. FONCTIONNEMENT BIPHASE

Comme nous l'avons déjà signalé, la marche dégradée monophasée ne permet pas le redémarrage et donc l'inversion du sens de rotation. Pour avoir ces possibilités, il faut avoir recours au fonctionnement biphasé en connectant le neutre de la machine, afin de rendre les phases indépendantes.

Nous donnons, d'abord, les résultats obtenus lorsque les références de courants sont déphasés de  $2\pi/3$  avec une amplitude augmentée de 1.5 fois par rapport à la marche triphasée, pour conserver le couple moyen, ensuite, nous présentons les résultats du mode biphasé optimal.

- Références  $i_{saref}$  et  $i_{sbref}$  déphasés de  $2\pi/3$

La figure 4.20 montre l'allure des courants obtenus dans ce cas. On peut constater le bon contrôle des courants

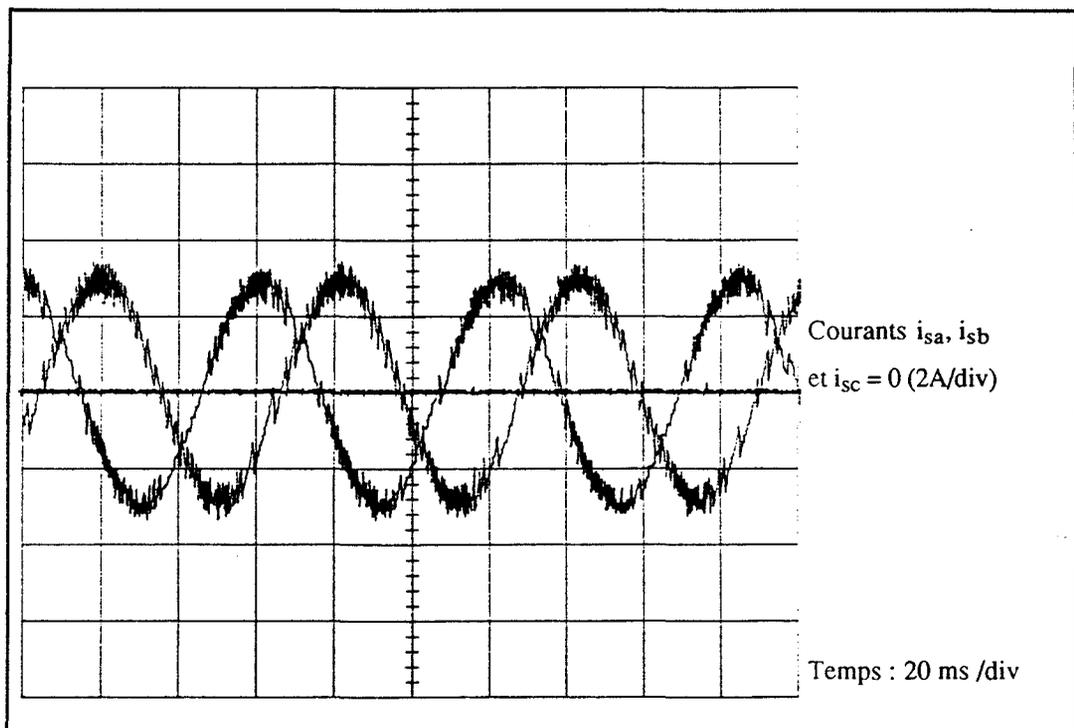


Fig. 4. 20 : Allure des courants en fonctionnement biphasé ( $\psi = 2\pi/3$ ).

- Références  $i_{saref}$  et  $i_{sbref}$  déphasés de  $\pi/3$

Pour retrouver le fonctionnement biphasé optimal, les deux références de courants doivent être déphasés de  $\pi/3$  et leur amplitude augmentées de  $\sqrt{3}$ . La figure 4.21 montre

l'allure des courants obtenus dans ce cas et leur parfait contrôle.

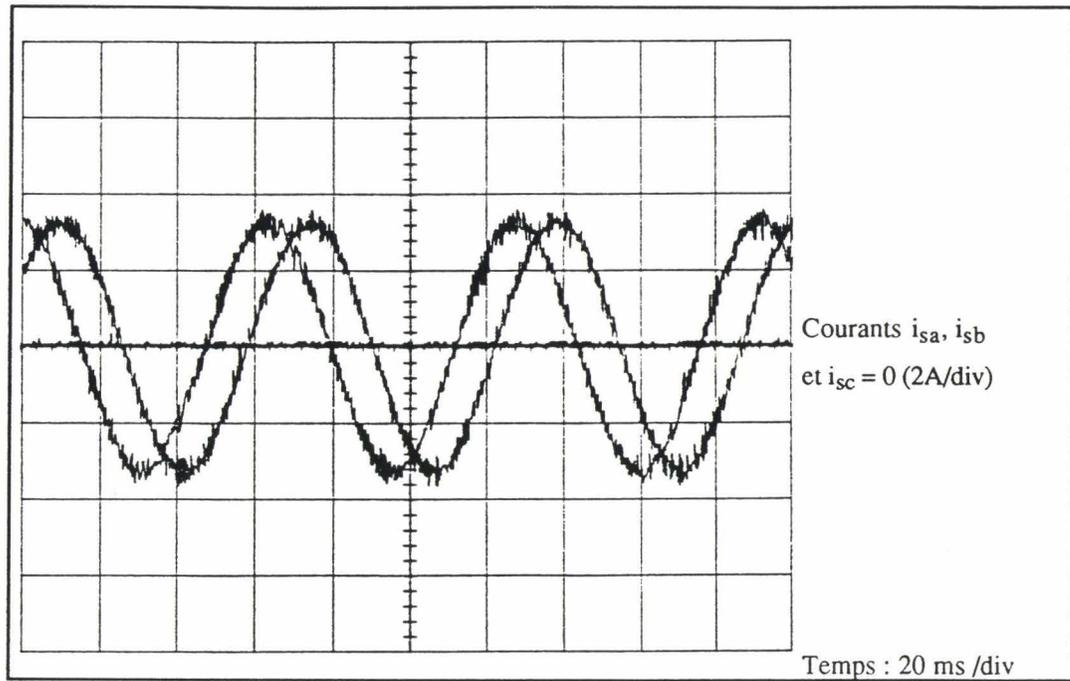
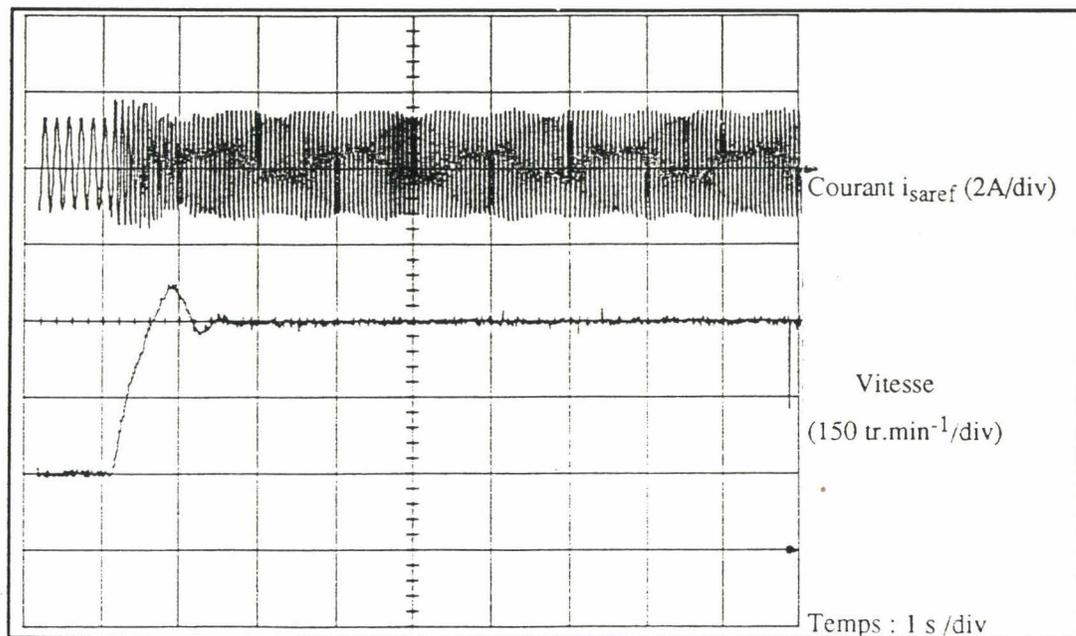


Fig. 4.21 : Allure des courants en fonctionnement biphase optimal ( $\psi = \pi/3$ ).

La figure 4.22 donne alors l'allure de la réponse en vitesse à un échelon. Cette réponse peut être confondue avec celle obtenue en marche triphasée, ce qui prouve la qualité de la stratégie et le bien-fondé des affirmations précédentes.

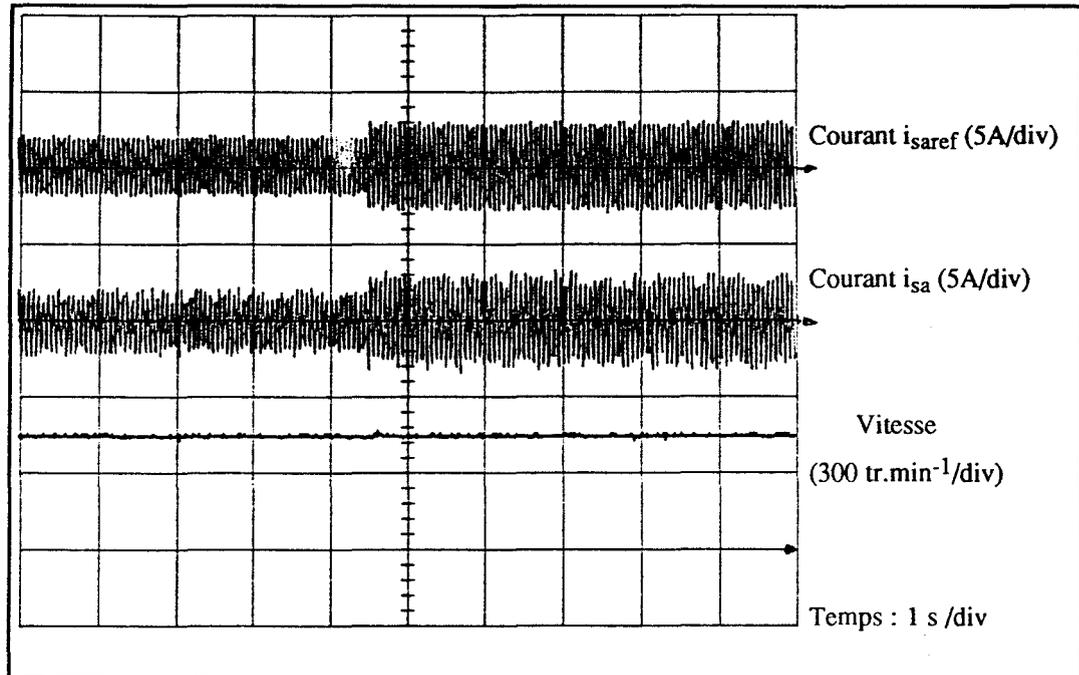


$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.4.$$

Fig. 4.22 : Réponse en vitesse en fonctionnement biphase optimal ( $\psi = \pi/3$ ).

**IV.2.6. TRANSITION MARCHE TRIPHASEE-MARCHE BIPHASEE**

La figure 4.23 montre le passage de la marche triphasée vers le fonctionnement biphasé optimal après l'inhibition de la commande du bras C, supposé défectueux, et adaptation des références par la méthode indirecte.



*Fig. 4.23 : Transition marche triphasée - marche biphasée optimale.  
(méthode indirecte).*

La figure 4.24. représente le passage vers la marche biphasée optimale sans aucun changement dans l'algorithme de commande. En effet, comme nous l'avons expliqué au chapitre III (cf. § III.1.3.1.2), après l'inhibition du bras 'C' et en commutant, au même instant, sur la compensation des mesures, les références effectives  $i_{sa}^*_{ref}$  et  $i_{sb}^*_{ref}$  retrouvent leur déphasage optimal de  $\pi/3$  et leur amplitude augmente de  $\sqrt{3}$ . On constate que la qualité de la transition n'est pas affectée par la méthode retenue.

Il va de soi que cette seconde (méthode directe) a le double avantage de compenser un déséquilibre éventuel en mode triphasé et d'adapter automatiquement les références en mode biphasé.

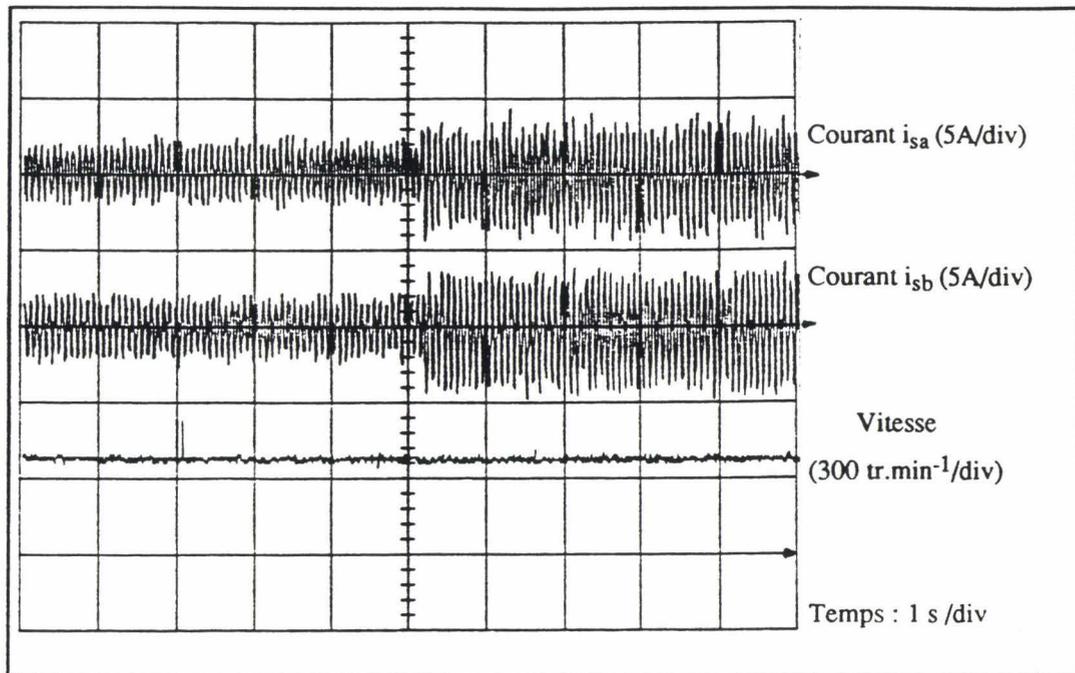


Fig. 4.24 : Transition marche triphasée - marche biphasee optimale.  
(methode de compensation).

### IV.3. CONTROLE VECTORIEL A FLUX ROTORIQUE ORIENTE

Nous allons, dans un premier temps, présenter les performances de cette commande en fonctionnement triphasé, ensuite nous donnons les résultats du fonctionnement biphasé ainsi que les performances obtenues. Enfin, nous analysons les résultats lors de la transition de la marche normale vers le mode dégradé biphasé.

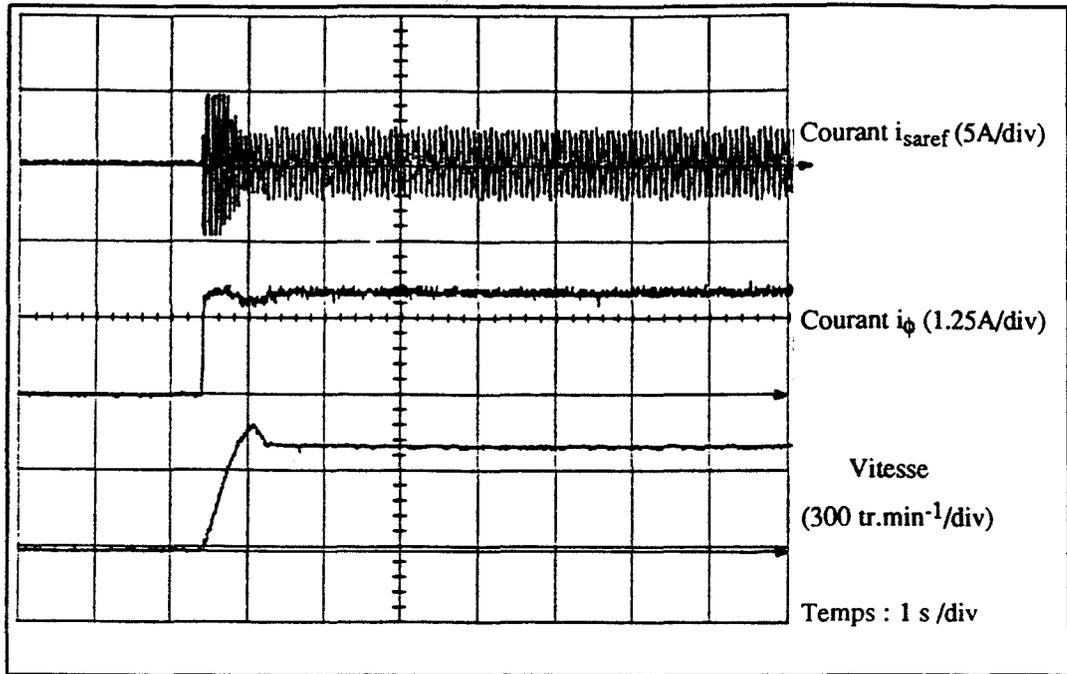
#### IV.3.1. FONCTIONNEMENT TRIPHASE

L'algorithme implanté sur le calculateur (M.C.P.) pour cette commande peut être décomposé selon les dix étapes suivantes:

- Acquisition de deux courants  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$ ,
- Transformation 3/2 :  $(i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) \rightarrow (i_{sd}, i_{sq})$ ,
- Estimation du courant magnétisant  $i_{\phi}$ ,
- Estimation de  $\omega_r$ ,
- Boucle de régulation de la vitesse (calcul de  $i_{sqREF}$ ),
- Boucle de régulation courant magnétisant (calcul de  $i_{sdREF}$ ),
- Acquisition de la vitesse ( $\Omega$ ),
- Autopilotage : Calcul de  $\omega_s = \omega_{rREF} + \omega_m$  et de  $\theta_s$ ,
- Transformation 2/3 :  $(i_{sdREF}, i_{sqREF}) \rightarrow (i_{saREF}, i_{sbREF}, i_{scREF})$ ,
- Sortie de  $i_{saREF}$ ,  $i_{sbREF}$  et  $i_{\phi}$  vers CNA1, CNA2 et CNA3.

La période d'échantonnage  $T_e$  est choisie ici égale à 1 ms, délai nécessaire pour l'exécution de l'algorithme de commande, avec les moyens de calcul que nous utilisons dans cette application.

La figure 4.25 représente l'allure du courant de référence  $i_{saref}$ , du courant magnétisant  $i_{\phi}$  et de la vitesse lors du démarrage en réponse à un échelon de vitesse. Le courant magnétisant  $i_{\phi}$  s'établit, en même temps que la vitesse, à sa valeur de référence  $i_{\phi ref}$  qui est de 1.72 A. On peut constater que le courant magnétisant est relativement bien régulé à sa valeur de consigne et le temps de réponse en vitesse est faible par rapport à la commande scalaire. La figure 4.26 montre l'allure des mêmes grandeurs lorsque l'on effectue des échelons de vitesse ; on peut noter le maintien de  $i_{\phi}$  à sa valeur de référence, durant le transitoire d'établissement de la vitesse.



$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.4, K_f = 4, \tau_{if} = 0.2.$$

Fig. 4.25 : Réponse en vitesse en fonctionnement triphasé.

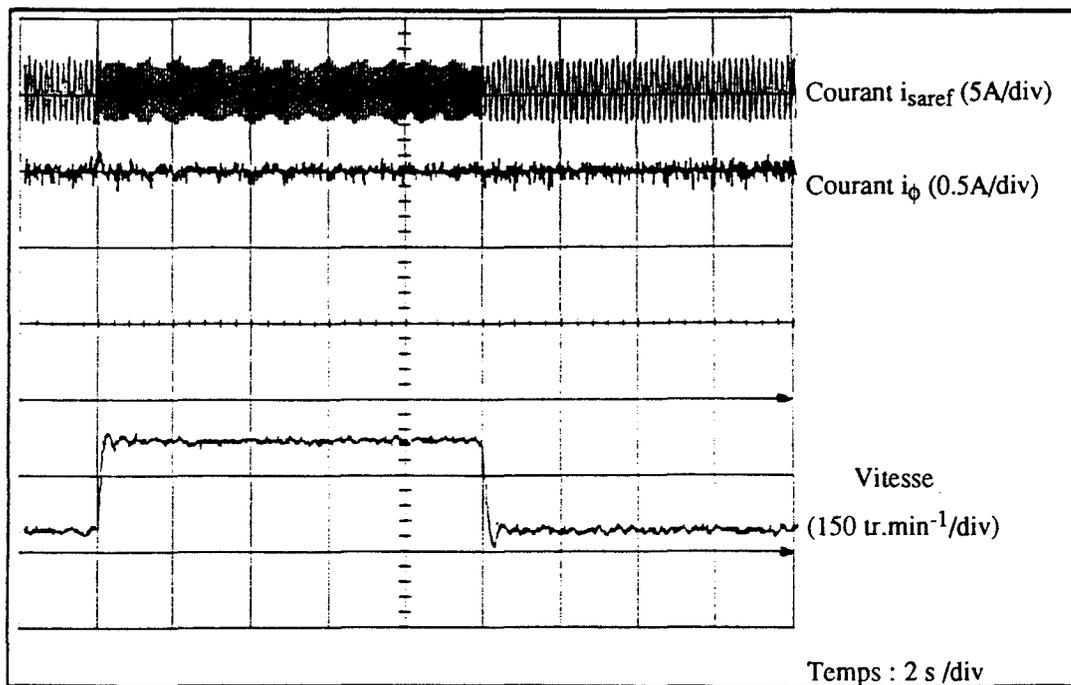


Fig. 4.26 : Réponse en vitesse en fonctionnement triphasé.

• *Structure de contrôle vectoriel indirecte*

Dans cette structure que nous avons vu au chapitre I, les grandeurs  $i_{sdref}$  et  $\omega_r$  sont estimées à partir des grandeurs de référence  $i_{\phi ref}$  et  $i_{sqref}$ . Le courant magnétisant n'est donc

pas régulé et les performances de ce contrôle dépendent essentiellement de l'exactitude des paramètres mesurés de la machine.

La figure 4.27. présente la réponse en vitesse à un échelon avec cette structure. Le courant magnétisant réel  $i_\phi$  varie beaucoup durant le régime transitoire de réponse en vitesse et s'établit finalement à une valeur (1.25A) inférieure à sa valeur de référence ( $i_{\phi ref} = 1.72 \text{ A}$ ).

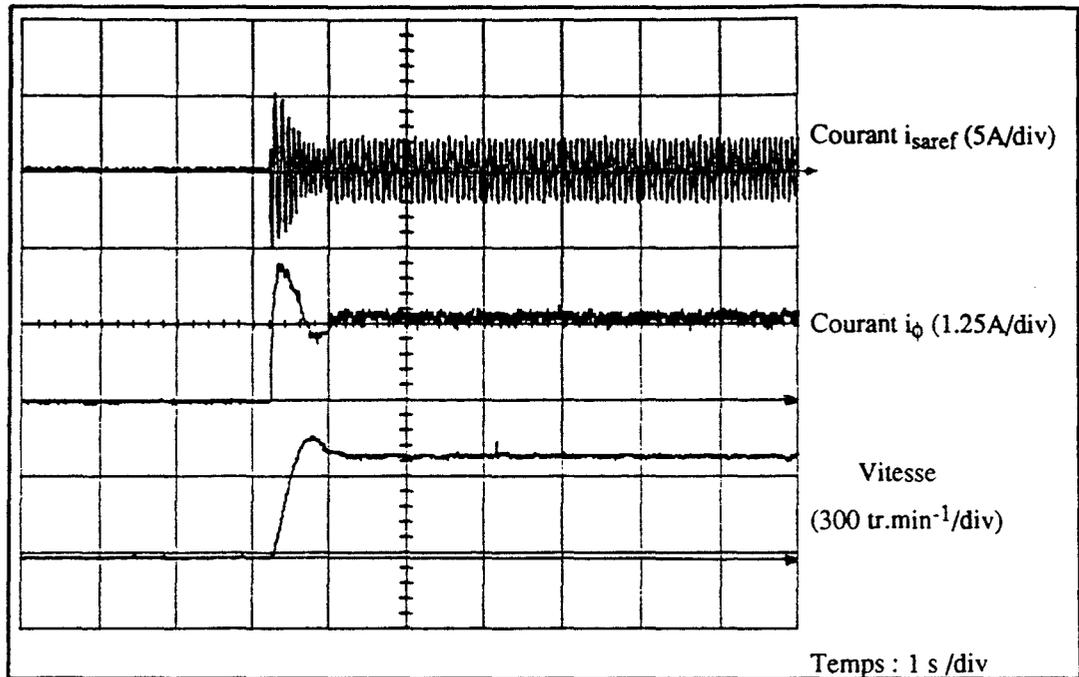


Fig. 4.27 : Réponse en vitesse en fonctionnement triphasé (structure indirecte).

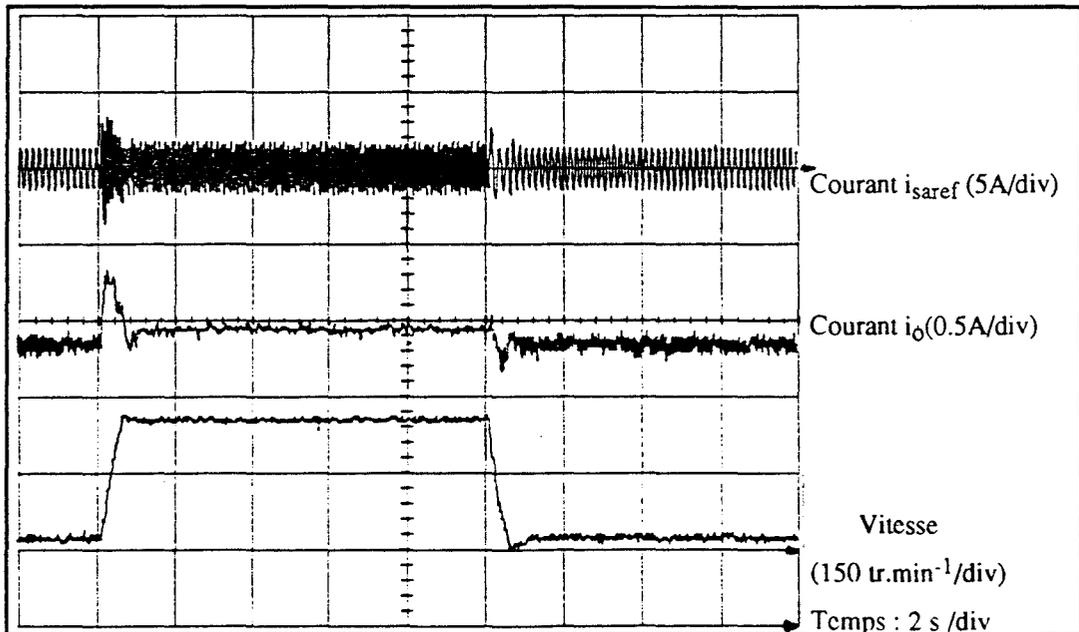
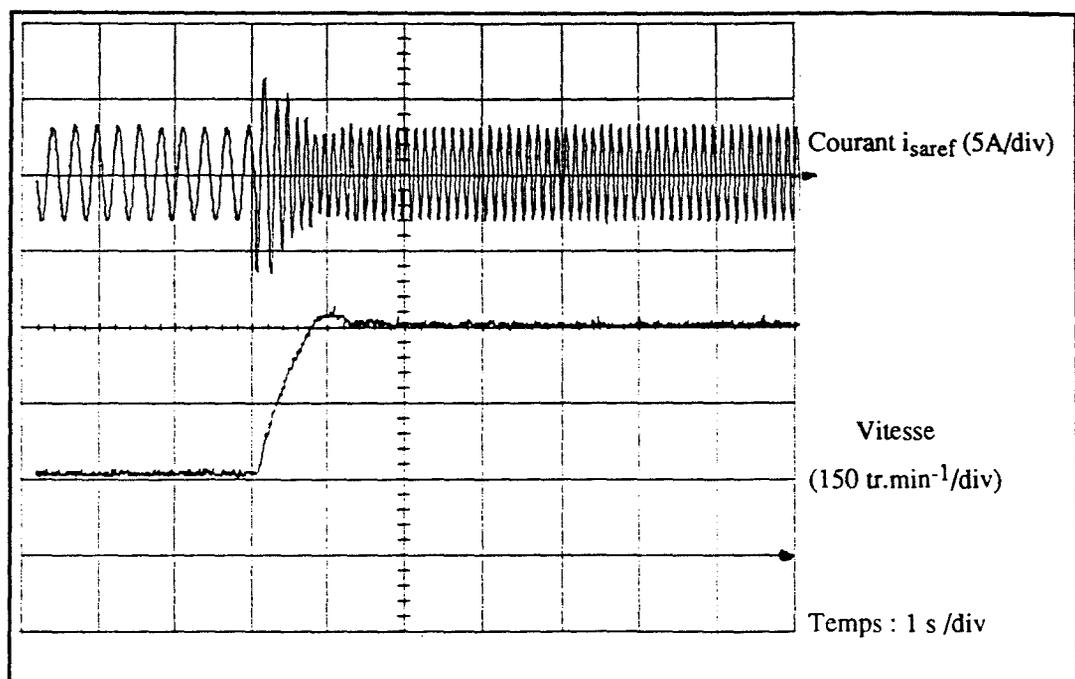


Fig. 4.28 : Réponse en vitesse en fonctionnement triphasé (structure indirecte).

La figure 4. 28 représente les mêmes grandeurs ; on peut constater aussi que, contrairement à la structure directe, le courant magnétisant est mal contrôlé, notamment durant le régime transitoire d'établissement de la vitesse.

#### IV.3.2. FONCTIONNEMENT BIPHASE

La figure 4.29 représente la réponse en vitesse en fonctionnement biphasé où  $i_{s0REF}$  est estimée à partir des courants réels ( $i_{s0REF} = (i_{sa} + i_{sb} + i_{sc})/\sqrt{3}$ ), en utilisant la méthode directe proposée au chapitre III ( cf. § III.2.2.2). L'algorithme de commande global doit être modifié pour permettre l'acquisition des trois courants statoriques, afin de calculer la composante homopolaire  $i_{s0}$  aussi bien en marche normale triphasée qu'en marche biphasée.



$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.4, K_f = 4, \tau_{if} = 0.2.$$

Fig. 4.29 : Réponse en vitesse en fonctionnement biphasé (structure directe).

#### IV.3.3. TRANSITION MARCHE TRIPHASEE-MARCHE BIPHASEE

En triphasé, la composante homopolaire ( $i_{s0} = i_{s0REF}$ ) est nulle ; les grandeurs de références forment alors un système triphasé équilibré. A l'inhibition de la commande d'un bras de l'onduleur,  $i_{s0REF}$  non nulle permet d'adapter les références aux nouvelles conditions de fonctionnement qui deviennent ainsi déphasées de  $\pi/3$ , avec une amplitude  $\sqrt{3}$  fois plus importante.

La figure 4.30 montre alors le passage de la marche triphasée vers le fonctionnement en biphase après l'inhibition du bras C. Dans ces conditions, on note le bon maintien de  $i_\phi$  à sa valeur de référence.

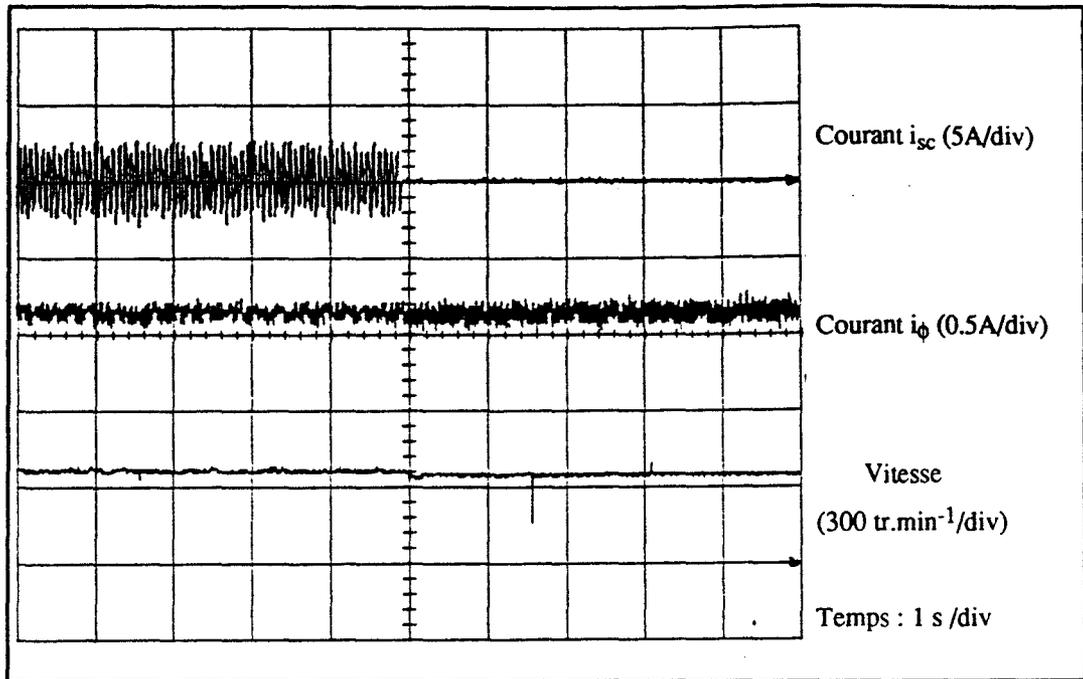


Fig. 4.30 : Transition marche triphasée - marche biphasee.

La figure 4.31 montre l'allure du couple  $C_e$  calculé, durant le passage du mode triphasé au mode biphase.

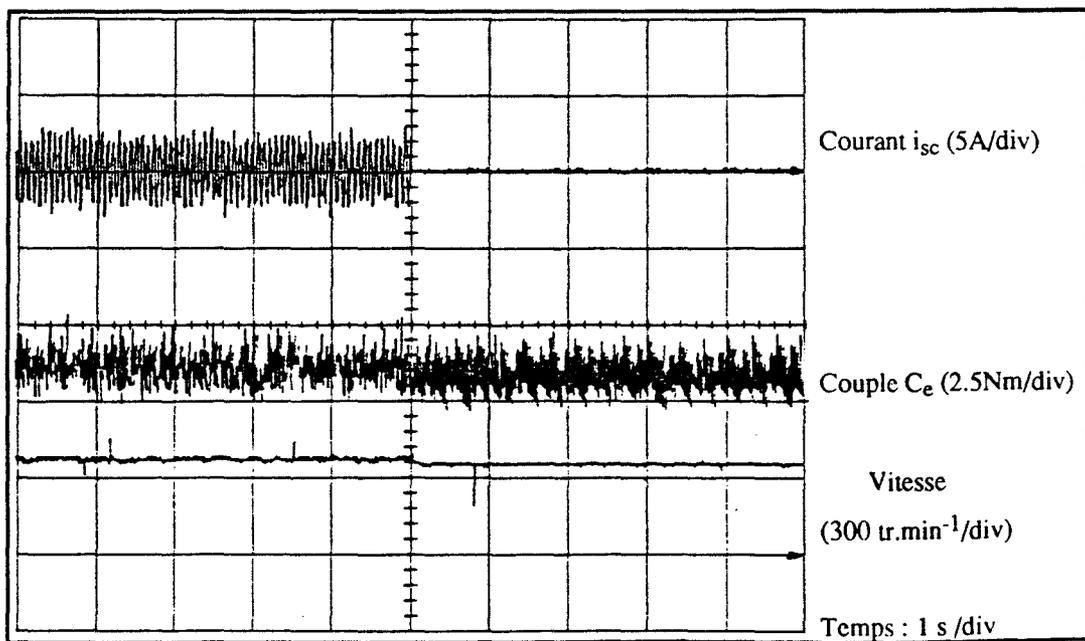


Fig. 4.31 : Transition marche triphasée - marche biphasee.

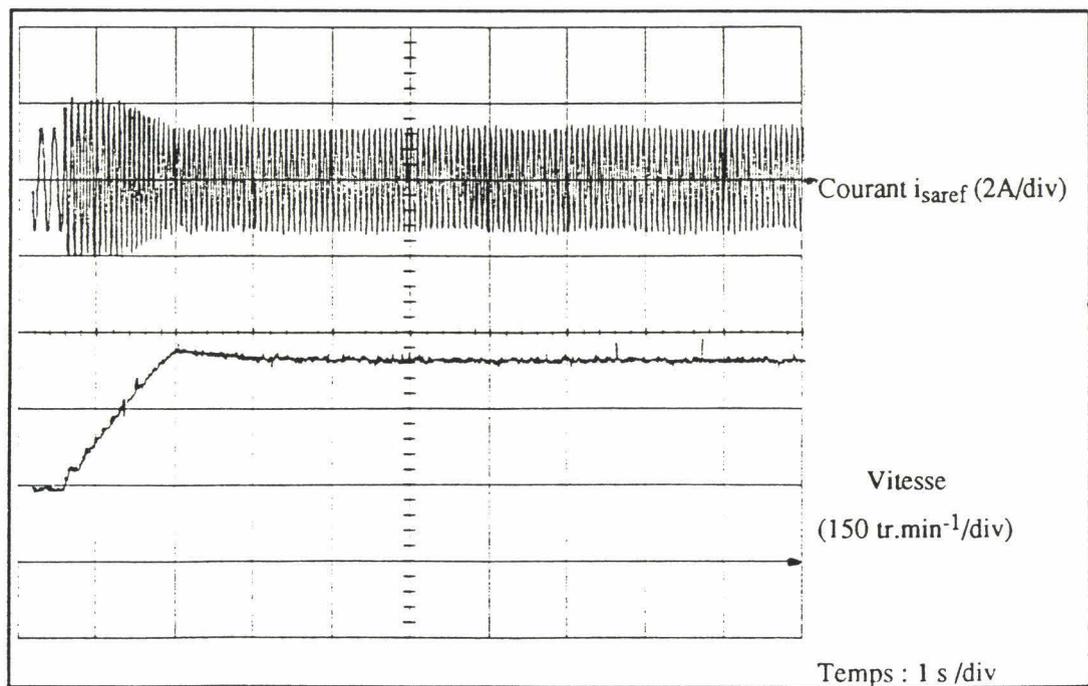
#### IV.4. CONTROLE VECTORIEL A FLUX STATORIQUE ORIENTE

Comme lors des deux précédentes stratégies de commande, nous présentons d'abord les résultats obtenus en marche triphasée puis ceux obtenus en marche dégradée biphasée.

##### IV.4.1. FONCTIONNEMENT TRIPHASE

- Les principales étapes de l'algorithme de commande implanté dans ce cas sont
  - Acquisition de la vitesse ( $\Omega$ ),
  - Boucle de régulation de la vitesse (calcul de  $\omega_{rREF}$ ),
  - Régulation de  $\phi_{sd}$ ,
  - Estimation de  $i_{sqREF}$ ,
  - Autopiloteage : Calcul de  $\omega_s = \omega_{rREF} + \omega_m$  et de  $\theta_s$ ,
  - Transformation  $P(\theta_s)$  : Calcul de  $i_{saREF}$  et de  $i_{sbREF}$ ,
  - Sortie de  $i_{saREF}$ ,  $i_{sbREF}$  vers CNA1 et CNA2.

La figure 4.32 montre la réponse en vitesse en triphasé en conservant toujours la même structure de régulation de la vitesse.



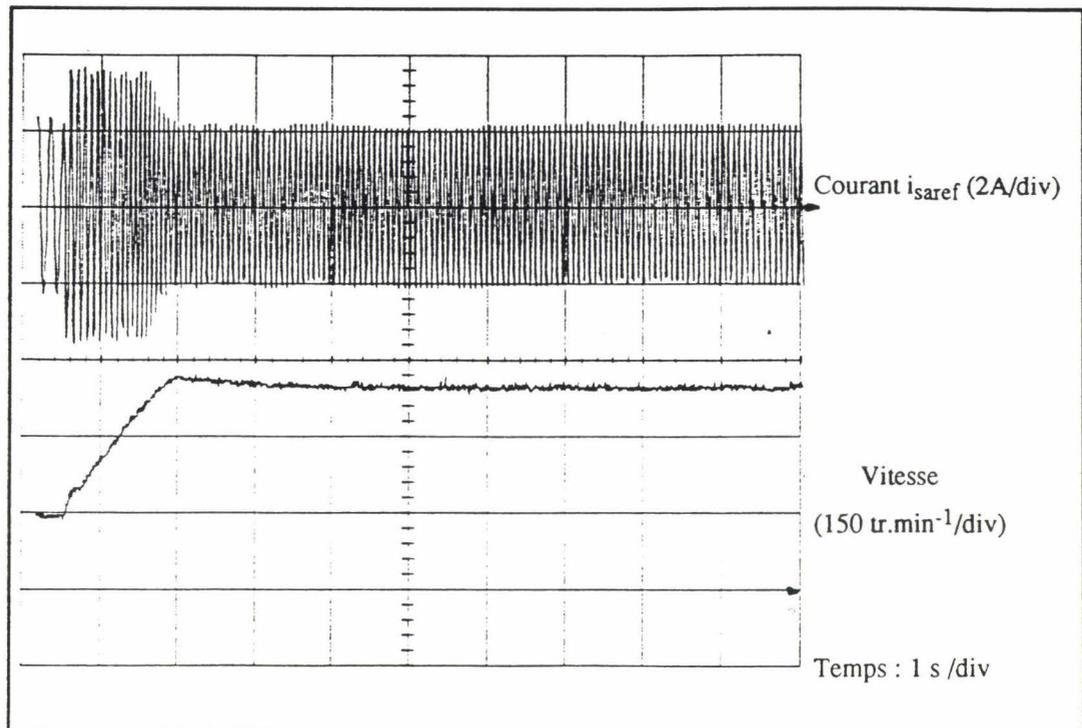
$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.4, K_f = 4, \tau_{if} = 0.2.$$

Fig. 4.32 : Réponse en vitesse en fonctionnement triphasé.

#### IV.4.2. FONCTIONNEMENT BIPHASE

La composante homopolaire de référence  $i_{soref}$  est calculée, cette fois, par la méthode indirecte qui consiste à écrire (cf. § III.2.2.1) :  $i_{soref} = -i_{scref}$ , si le bras 'C' de l'onduleur est celui qui est inhibé.

La figure 4.33 représente la réponse en vitesse en mode biphasé. On constate que le courant  $i_{saref}$  est environ  $\sqrt{3}$  fois plus important, par rapport au résultat du mode triphasé de la figure 4.32, ce qui permet ainsi d'avoir sensiblement la même dynamique en réponse à un échelon dans les deux modes d'alimentation.



$$K_v = 2, \tau_{iv} = 0.4, K_f = 4, \tau_{if} = 0.2.$$

Fig. 4.33 : Réponse en vitesse en fonctionnement biphasé.

Comme on peut également le constater les performances obtenues en réponse en vitesse sont similaires à celle du fonctionnement triphasé.

#### IV.4.3. PASSAGE VERS LE MODE BIPHASE

La figure 4.34 montre alors que la vitesse n'est pas affectée pendant le passage du fonctionnement triphasé au fonctionnement biphasé, après l'inhibition du bras C de l'onduleur et en utilisant la méthode indirecte d'adaptation des références de courants. Un résultat similaire serait obtenu avec la méthode directe.

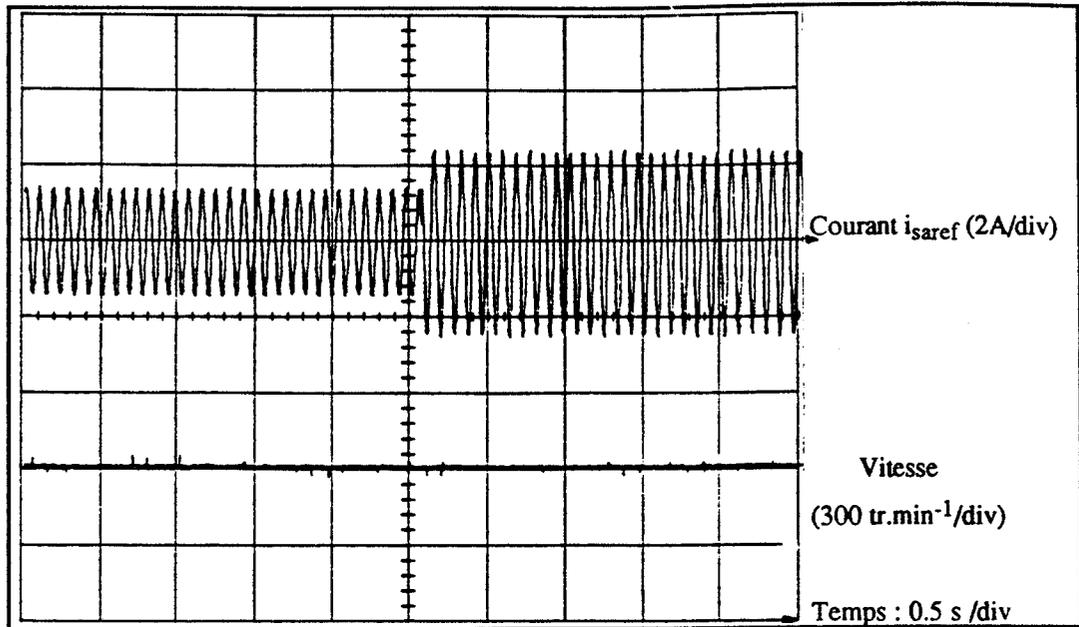


Fig. 4.34 : Transition fonctionnement triphasé - biphasé.

#### IV.5. ALIMENTATION CONTINUE A POINT MILIEU

Dans cette partie nous allons étudier l'influence de l'ondulation des tensions continues sur le contrôle des courants. Pour cela, nous envisageons les deux solutions proposées et analysées au chapitre II : Alimentation à diviseur capacitif à source unique ou à sources indépendantes et l'alimentation à diviseur actif.

##### IV.5.1. ALIMENTATION A DIVISEUR CAPACITIF

Le point milieu de la source continue est réalisée en connectant le neutre de la machine au diviseur capacitif alimenté à partir de deux ponts redresseurs monophasés mis en série (fig. 4. 35).

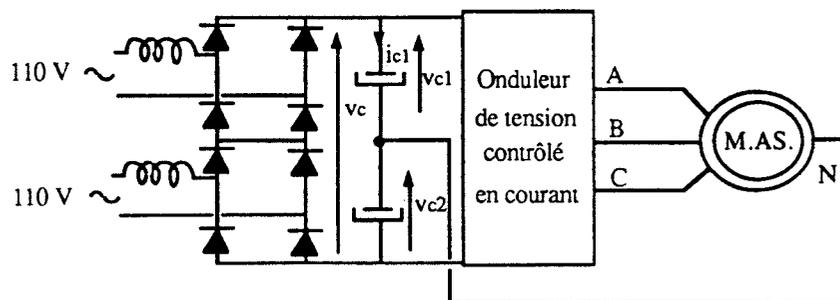


Fig. 4.35 : Alimentation à diviseur capacitif.

La figure 4.36 montre l'allure des courants  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$  et des tensions  $v_{c2}$  et  $v_c$  ( $v_{c1}+v_{c2}$ ) lors de la marche triphasée. La tension  $v_c$  est de l'ordre de 200 V alors que  $v_{c2}$  est de l'ordre

de 135 V, ce qui montre le déséquilibre des deux tensions  $v_{c1}$  et  $v_{c2}$  entraînant une dissymétrie dans le contrôle des courants.

La figure 4.37. montre l'allure des tensions  $v_{c2}$  et  $v_c$  lors de la marche biphasée optimale. L'ondulation des tensions  $v_{c1}$  et  $v_{c2}$  est faible car la capacité des condensateurs est importante ( $C_1 = C_2 = 4700 \mu\text{F}$ ).

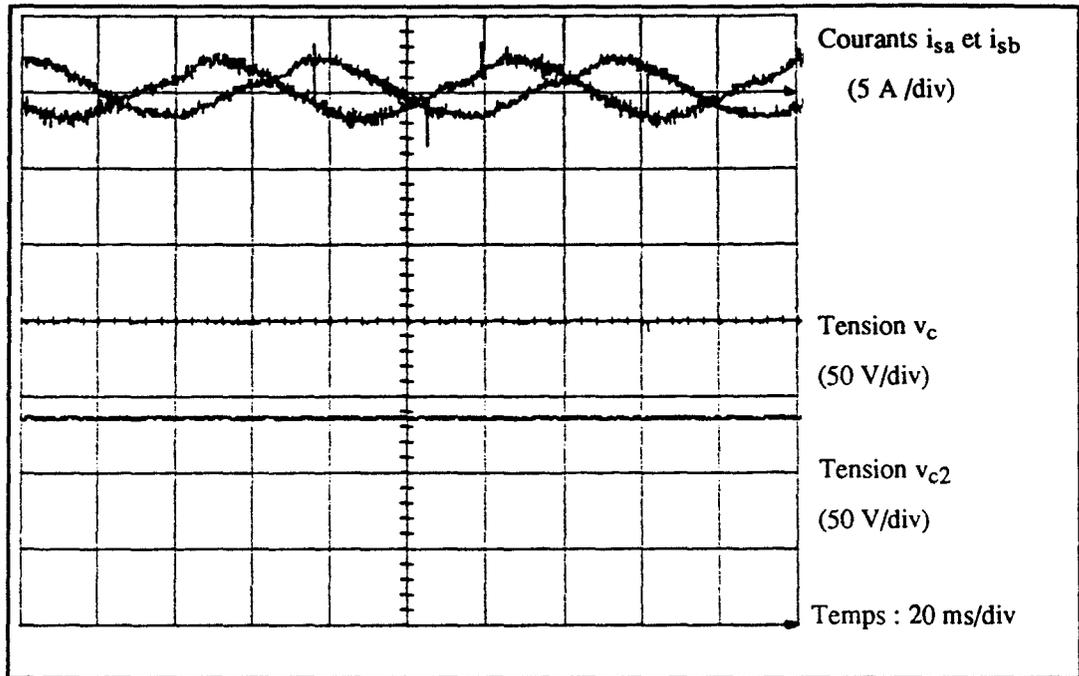


Fig. 4.36 : Marche triphasée avec diviseur capacitif.

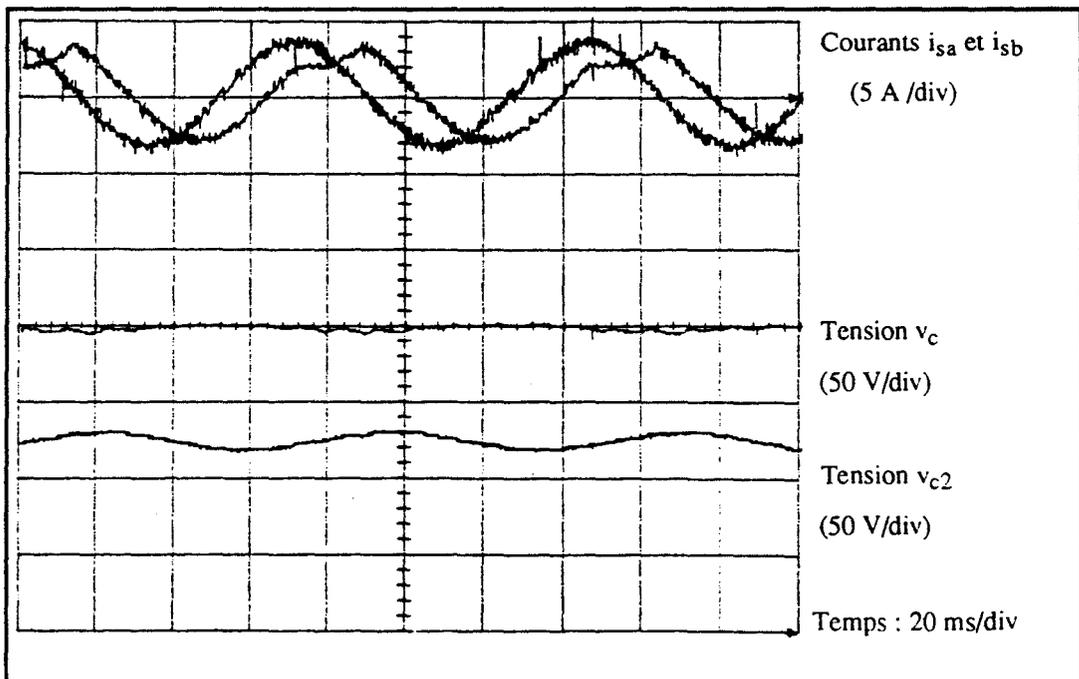


Fig. 4.37 : Marche biphasée optimale avec diviseur capacitif.

IV.5.2. ALIMENTATION A SOURCES INDEPENDANTES

La figure 4.38 montre le schéma d'interconnexion lorsque les sources sont rendues indépendantes.

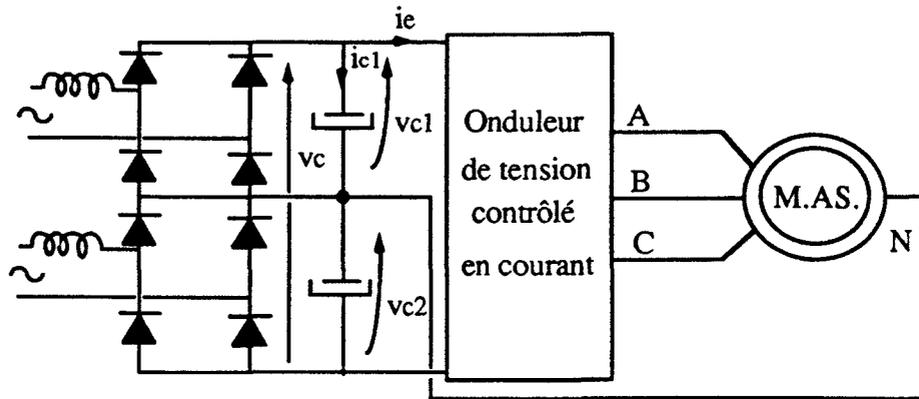


Fig. 4.38 : Alimentation à Sources indépendantes.

En fonctionnement triphasé (avec courant du neutre quasiment nul), les tensions  $v_{c1}$  et  $v_{c2}$  sont alors équilibrées et les courants sont alors bien contrôlés (fig. 4.39).

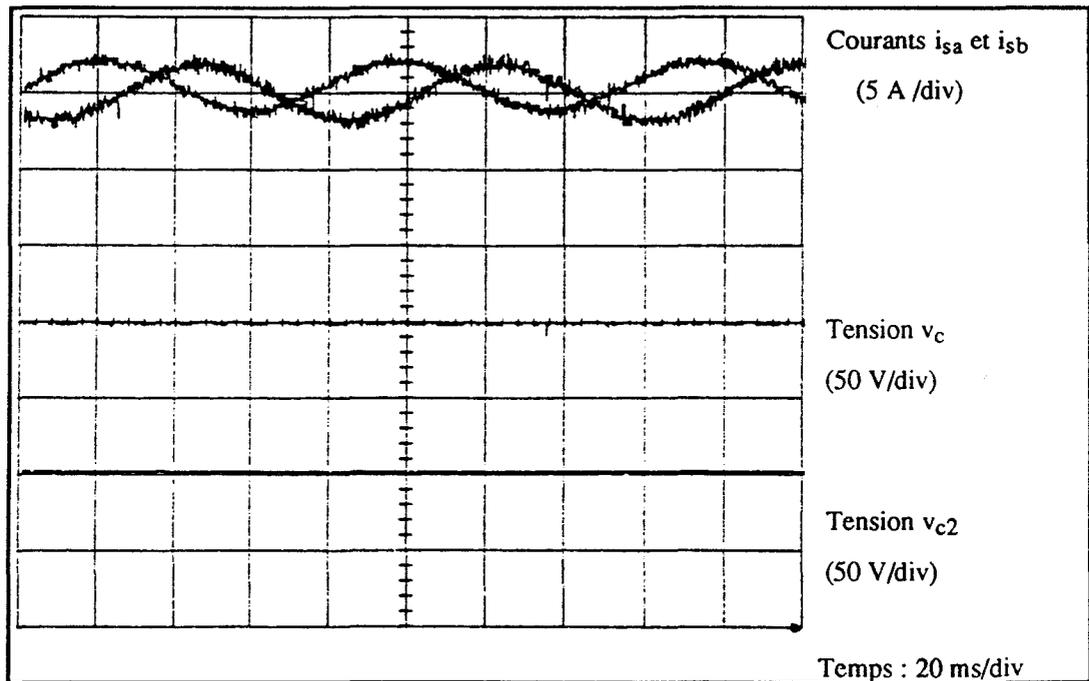


Fig. 4.39 : marche triphasée avec sources indépendantes.

En fonctionnement biphasé optimal, le courant du neutre est important ce qui entraîne

une ondulation de la tension  $v_{c2}$  et donc de  $v_{c1}$  aussi (fig. 4.40), dans les mêmes proportions qu'avec le diviseur capacitif.

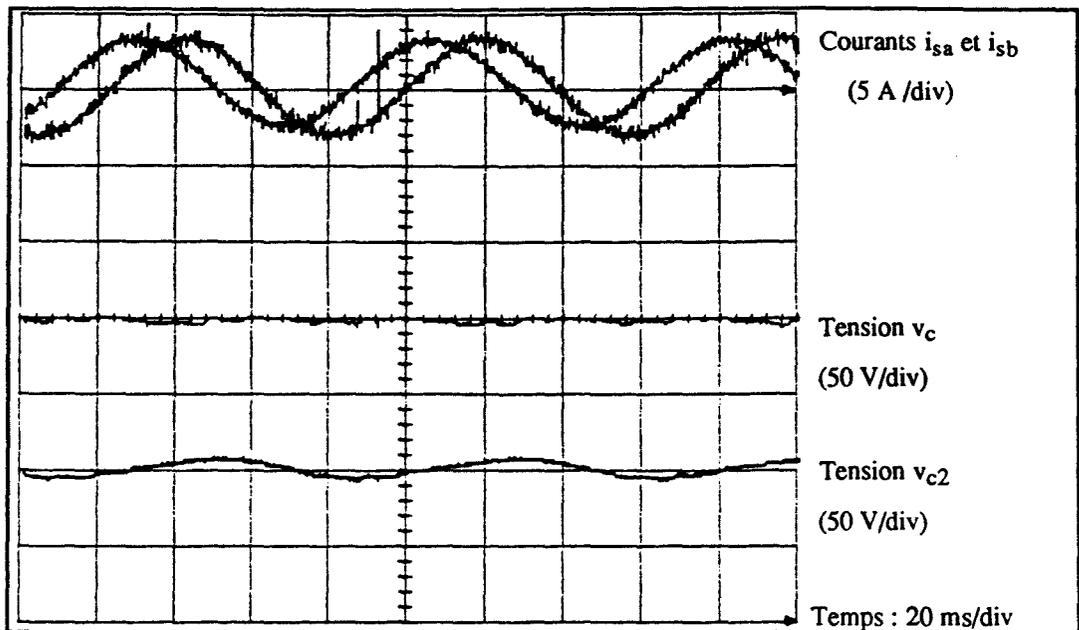


Fig. 4.40 : marche biphasée optimale avec sources indépendantes.

Les figures 4.41 et 4.42 montrent l'allure du courant d'entrée de l'onduleur  $i_e$  ainsi que le courant dans le condensateur ( $i_{c1}$ ) respectivement en marche triphasée puis en marche biphasée optimale. Ces résultats sont comparables à ceux obtenues en simulation (cf. § II.5.1.2).

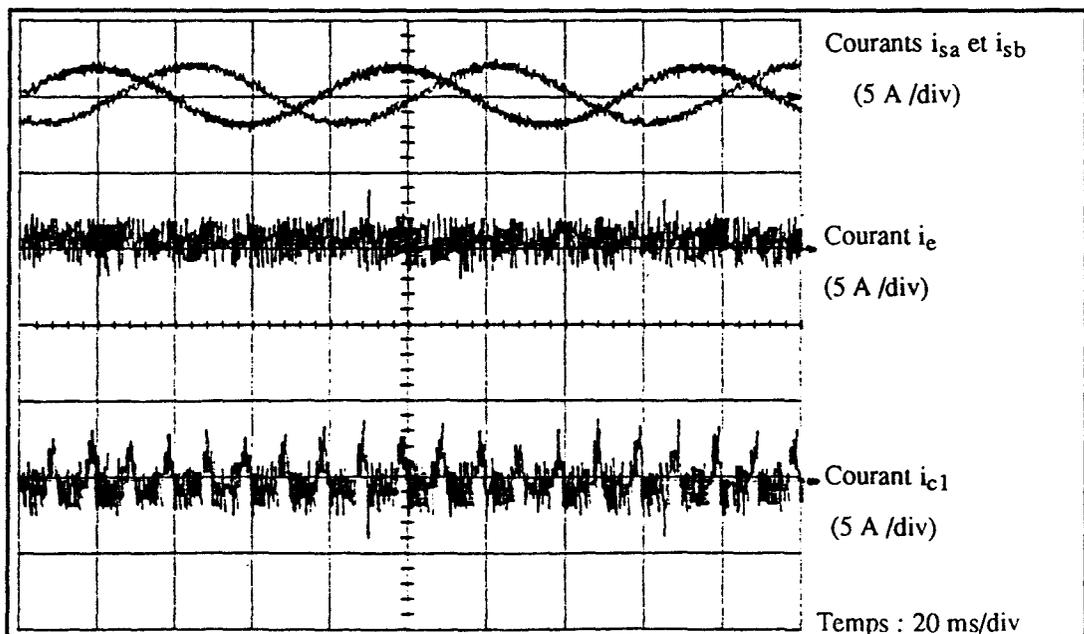


fig. 4.41 : Allure des courants  $i_e$  et  $i_{c1}$  en fonctionnement triphasé.

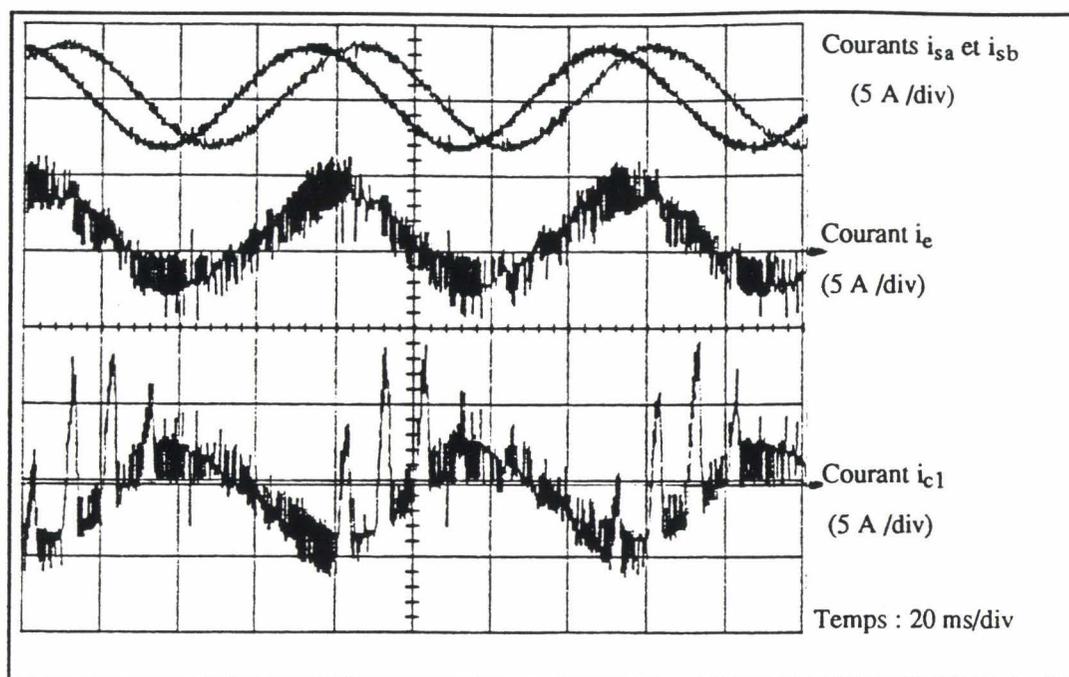


fig. 4.42 : Allure des courants  $i_e$  et  $i_{c1}$  en fonctionnement biphasé optimal

Il convient de conclure que le diviseur capacitif seul, vu le déséquilibre des tensions  $v_{c1}$  et  $v_{c2}$  qu'il engendre, entraînant ainsi un mauvais contrôle des courants, est mal adapté, à la réalisation pratique d'une source à point milieu. Cette solution peut être toutefois satisfaisante pour les faibles puissance, sinon il convient d'utiliser des sources indépendantes munies si possible de redresseurs triphasés fonctionnant en double alternance pour éviter l'excès d'ondulation.

#### IV.5.3. ALIMENTATION A DIVISEUR ACTIF

Nous allons maintenant étudier le contrôle des courants en fonctionnement biphasé optimal lorsque le neutre est connecté cette fois à un diviseur actif.

La figure 4.43 montre l'allure des courants obtenus dans ces conditions lorsque la commande du bras 4 est élaborée à partir du contrôle total d'un seul courant, comme nous l'avons proposé au chapitre II (§ II.5.2.2). On peut constater que l'autre courant est aussi relativement bien contrôlé.

La figure 4.44 montre un zoom temporel des deux courants où l'on peut observer effectivement le bon asservissement de  $i_{sa}$  et  $i_{sb}$ .

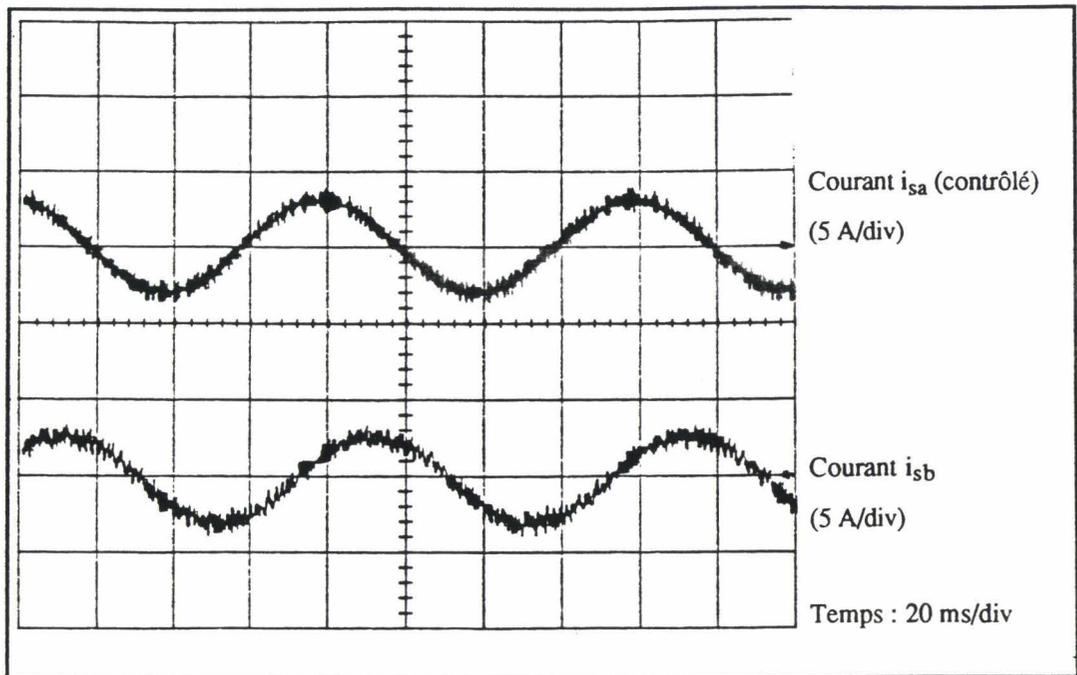


Fig. 4.43 : Allure des courants avec diviseur actif en fonctionnement optimal ( $\psi = \pi/3$ ).

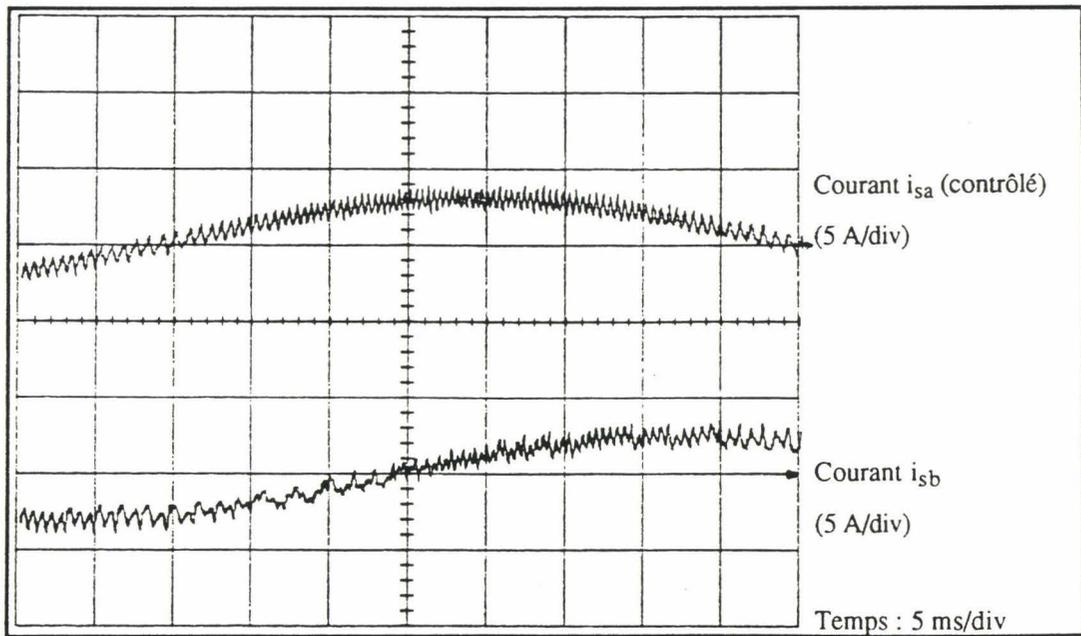


Fig. 4.44 : Zoom temporel des courants avec diviseur actif en fonctionnement optimal .

La figure 4.45 montre dans ces conditions l'allure du courant d'entrée dans l'onduleur  $i_e$  ainsi que le courant dans le condensateur C ( $C = C_1$  en série avec  $C_2$ ). Ce résultat pratique

correspond au résultat de simulation de la figure 2.43 (cf. § II.5.2.2).

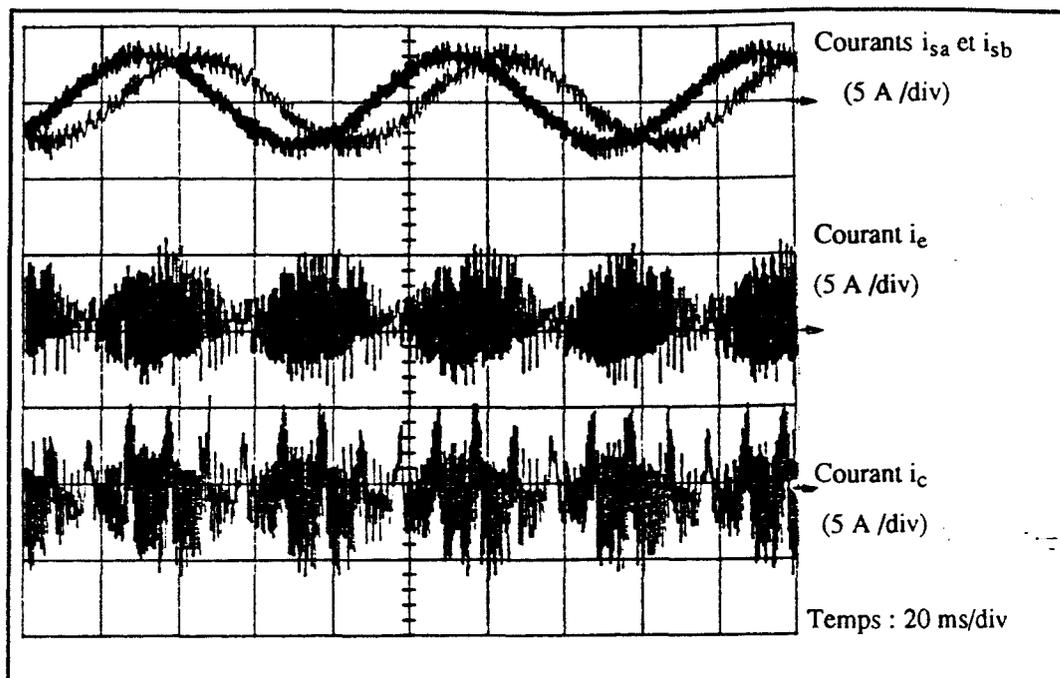


Fig. 4.45 : Allures des courants  $i_e$  et  $i_c$  en fonctionnement optimal avec diviseur actif.

Au vu des ces résultats on peut conclure que le diviseur actif est aussi une solution satisfaisante pour la réalisation du contrôle optimal des deux courants en marche dégradée biphasée, car il permet de conserver une structure classique pour la source continue alimentant l'onduleur.

## CONCLUSION DU CHAPITRE IV

Dans ce chapitre, nous avons présenté des résultats expérimentaux relevés sur un système onduleur-machine asynchrone de faible puissance (1.1 kW), afin de valider les principaux résultats de simulation ainsi que les stratégies de commande, en mode triphasé, monophasé et biphasé, proposées au chapitre I et III.

La méthode de contrôle de courants par hystérésis, simple à mettre en oeuvre, par les techniques analogiques, permet d'obtenir un bon asservissement des courants.

Les différents résultats relevés en mode dégradé biphasé, sur la commande scalaire ou vectorielle, à flux rotorique ou statorique orienté, valident ceux obtenus en simulation et montrent ainsi la supériorité du mode de fonctionnement biphasé optimal.

La commande vectorielle à flux rotorique orienté, avec contrôle des courants statoriques dans le référentiel (a, b, c), montre que ce type de stratégie donne de bonnes performances puisque le courant magnétisant est bien maintenu constant durant le transitoire de vitesse, prouvant ainsi la réalisation effective du bon découplage de son réglage de celui du couple.

Dans la structure indirecte, à flux rotorique orienté, le courant magnétisant varie beaucoup durant le transitoire de la vitesse et s'établit à une valeur différente de sa valeur de référence, ce qui prouve les limites d'une telle structure en pratique.

Enfin, la réalisation de la source continue à point milieu par deux sources redressées monophasées indépendantes, munies de condensateurs de filtrage, semble être une solution satisfaisante à condition que les condensateurs soient dimensionnés en conséquence (en courant notamment). En effet, le diviseur capacitif classique vu le déséquilibre des tensions de condensateurs qu'il entraîne est peu efficace. En revanche, le diviseur actif est une solution qui permet de conserver une structure classique pour la source continue. Le choix entre l'une ou l'autre de ces solutions sera conditionné essentiellement par des aspects technico-économiques.

**CONCLUSION GENERALE**

## CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire montre le principe d'une stratégie de rattrapage en mode dégradé pour un système d'entraînement à vitesse variable, constitué d'un onduleur de tension et d'une machine asynchrone triphasée contrôlée en courant.

Dans le premier chapitre, nous avons rappelé les principales structures de commande en vitesse du système en fonctionnement triphasé. C'est ainsi que nous avons discuté des performances de la commande scalaire lorsque les grandeurs de réglage sont les tensions statoriques puis lorsque l'on contrôle directement les courants au moyen d'un régulateur à hystérésis, plus simple à mettre en oeuvre par les techniques analogiques et de performances satisfaisantes (robustesse, taux d'harmonique faible).

Les performances de la commande en vitesse en pilotage scalaire se dégradent sensiblement en basse vitesse à cause du principe même de ces structures, issues des équations du régime permanent, où l'on ne contrôle que le couple moyen.

Pour améliorer les performances de ce système de conversion, notamment la dynamique en poursuite et en régulation, le contrôle du couple instantané s'impose. Nous avons alors proposé les structures de contrôle vectoriel à flux rotorique orienté, avec contrôle des courants statoriques dans le repère (d, q) puis dans le repère (a, b, c). Les performances en basse vitesse, notamment en régulation sont grandement améliorées puisque l'erreur dynamique, à l'application d'un couple de charge, est fortement réduite.

Par la suite, nous avons proposé une structure de contrôle vectoriel à flux statorique orienté, dont l'algorithme de mise en oeuvre est plus simple mais nécessite la détermination précise des paramètres caractéristiques de la machine.

Dans le chapitre II, nous avons d'abord donné le modèle de l'ensemble de conversion utilisé pour la simulation, ensuite nous avons proposé le principe d'une marche dégradée lorsqu'un défaut oblige à bloquer un bras de l'onduleur. Celle-ci est monophasée quand le neutre est isolé et biphasée lorsque le neutre de la machine, couplée en étoile, est connecté au point milieu de la source continue.

Dans ces conditions, nous aboutissons à un comportement global, en mode biphasé, similaire au mode normal triphasé, à condition que les courants dans les deux phases soient adaptés pour devenir déphasés de  $\pi/3$ , avec une amplitude  $\sqrt{3}$  fois plus importante.

Ce mode de fonctionnement biphasé exige une source continue à point milieu que nous réalisons en mettant en oeuvre un diviseur capacitif, lorsque le point milieu n'est pas accessible du côté de la source alternative redressée.

Cette solution n'étant pas satisfaisante, nous avons alors envisagé le cas où l'on utilise une source alternative monophasée munie d'un transformateur à deux secondaires, ou une source triphasée avec neutre (secondaire du transformateur triphasé couplé en étoile). Les tensions aux bornes des condensateurs de filtrage sont mieux définies mais ceux-ci doivent être dimensionnés en conséquence (en courant efficace). Par la suite, nous avons envisagé l'utilisation d'un diviseur actif à interrupteurs commandables qui permet un contrôle parfait des deux courants, moyennant l'utilisation d'une stratégie adaptée puisque ses interrupteurs sont communs aux deux phases.

Dans le troisième chapitre, nous avons analysé le comportement de la commande en vitesse en commande scalaire en présence de défaut et lors du passage vers la marche dégradée monophasée puis biphasée. Dans ce dernier cas, les performances (dynamiques) sont conservées à condition que les courants soient rapidement adaptés aux conditions de fonctionnement. Nous avons alors proposé deux méthodes d'adaptation des références : une méthode indirecte (exacte) et une méthode directe (automatique). Ces dispositions permettent aussi la conservation des performances en contrôle vectoriel, en mode biphasé.

Dans le quatrième chapitre, le banc expérimental mis en oeuvre nous a permis de valider les principaux résultats de simulation ainsi que les stratégies de commande traitées dans les chapitres précédents. Les commandes scalaire et vectorielle, avec contrôle des courants statoriques dans le repère (a, b, c), ont pu être testées et validées, dans les deux modes de fonctionnement triphasé et biphasé.

Cette étude a surtout montré qu'une telle stratégie de rattrapage ne nécessite pas beaucoup de modifications ni au niveau de l'axe de puissance, ni au niveau de l'axe de commande-contrôle. En effet, il suffit de prévoir la connexion éventuelle du neutre en disposant d'une source continue à point milieu. Le neutre de la machine, couplée en étoile, n'a pas, à être obligatoirement relié en fonctionnement triphasé normal. Son interconnexion, avec le point milieu de la source continue, peut se faire au moment du passage vers la marche dégradée biphasée au moyen d'un interrupteur (triac, par exemple), commandé directement par l'Automate de Commande Rapprochée (A.C.R). Celui-ci peut aussi se charger de

l'adaptation des références de courants suivant le mode de fonctionnement, comme nous l'avons suggéré au chapitre IV.

La détection de défaut ne nécessite aucun circuit supplémentaire puisque cette fonction est de plus en plus incorporée dans les circuits de commande industriels (drivers) des transistors de puissance (MOSFET et IGBT), afin de détecter la désaturation accidentelle du composant et d'agir en conséquence.

Le fonctionnement dégradé que nous proposons permet donc d'agir autrement que de bloquer tous les transistors et d'arrêter l'application, en offrant une possibilité de marche dégradée économique qui conserve les mêmes performances dynamiques.

Les suites à donner à ce travail sont multiples :

- dans un premier temps, il conviendrait d'envisager les structures de puissance qui permettent de rendre le défaut d'ouverture (court-circuit d'un composant) non rédhibitoire, pour aboutir, dans tous les cas, à une marche dégradée de rattrapage ;

- en ce qui concerne la réalisation pratique, le contrôle des courants par les techniques numériques est souhaitable, afin de s'affranchir des inconvénients des techniques analogiques et d'aboutir à une réalisation globale entièrement numérique. Ainsi, on pourra utiliser, par exemple, le module "AM9513", disposant de cinq compteurs programmables, pour générer les trois rapports cycliques de commande de l'onduleur ; et, pour avoir un réglage optimal des différents correcteurs, la commande algorithmique doit être traitée dans l'espace échantillonné ;

- enfin, d'une manière générale, ce concept de fonctionnement dégradé peut être appliqué à tout système de conversion mettant en oeuvre des convertisseurs statiques.

**ANNEXES**

## ANNEXE AI

## MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN VUE DE SA COMMANDE

### AI.1. DESCRIPTION PARAMETRIQUE

La machine asynchrone triphasée est constituée de trois enroulements identiques logés symétriquement dans les encoches du stator et d'une cage conductrice intégrée au rotor, assimilable électriquement à trois enroulements identiques parfaitement symétriques et en court-circuit (fig. AI.1).

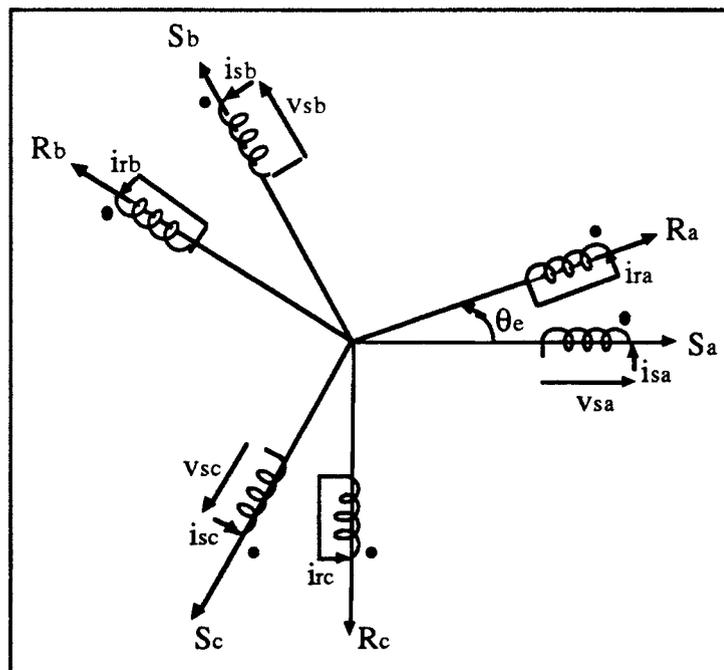


Fig. AI.1 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée.

Les équations qui régissent son fonctionnement s'écrivent, sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{A1.1, 1})$$

ou

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s]$$

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{A1.1, 2})$$

ou

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] = [0]$$

Une matrice des inductances  $[L(\theta_e)]$  établit la relation entre les flux et les courants ; elle comporte 36 termes non nuls et dont la moitié dépend du temps par l'intermédiaire de  $\theta_e$  (position électrique du rotor), soit :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_2 & M_3 & l_r & M_r & M_r \\ M_3 & M_1 & M_2 & M_r & l_r & M_r \\ M_2 & M_3 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{A1.1, 3})$$

Cette matrice peut être décomposée en quatre sous matrices d'inductances :

$$\begin{bmatrix} \phi_s(a, b, c) \\ \phi_r(a, b, c) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [m_{sr}] \\ [m_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s(a, b, c) \\ i_r(a, b, c) \end{bmatrix} \quad (\text{A1.1, 4})$$

avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{A1.1, 5}) \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{A1.1, 6})$$

$$[m_{sr}] = [m_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) & \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + 2\pi/3) & \cos(\theta_e - 2\pi/3) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (\text{AI.1, 7})$$

Finalement :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_s] + [m_{sr}][I_r] \} \quad (\text{AI.1, 8})$$

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [m_{sr}]^t [I_s] + [L_r][I_r] \} \quad (\text{AI.1, 9})$$

## AI.II. REGIME PERMANENT SINUSOIDAL

### AI.II.1. EQUATIONS AUX AMPLITUDES COMPLEXES

La machine est alimentée par des tensions sinusoïdales triphasées équilibrées, de pulsation  $\omega_s$  ; le régime permanent est caractérisé par une vitesse de rotation  $\Omega$  constante et des courants rotoriques sinusoïdaux, triphasés, de pulsation  $\omega_r$ .

Toutes les grandeurs sont sinusoïdales, on peut donc leur associer des grandeurs complexes :

$$\begin{array}{ll} v_{sa} = \hat{V}_s \cos(\omega_s t) & \text{----->} \quad \bar{V}_{sa} = \bar{V}_s = \hat{V}_s \\ i_{sa} = \hat{I}_s \cos(\omega_s t - \phi_1) & \text{----->} \quad \bar{I}_{sa} = \bar{I}_s = \hat{I}_s e^{-j\phi_1} \\ \phi_{sa} = \hat{\Phi}_s \cos(\omega_s t - \psi_1) & \text{----->} \quad \bar{\Phi}_{sa} = \bar{\Phi}_s = \hat{\Phi}_s e^{-j\psi_1} \\ i_{ra} = \hat{I}_r \cos(\omega_s t - \phi_2) & \text{----->} \quad \bar{I}_{ra} = \bar{I}_r = \hat{I}_r e^{-j\phi_2} \\ \phi_{ra} = \hat{\Phi}_r \cos(\omega_s t - \psi_2) & \text{----->} \quad \bar{\Phi}_{ra} = \bar{\Phi}_r = \hat{\Phi}_r e^{-j\psi_2} \end{array} \quad (\text{AI.2, 1})$$

Nous recherchons des relations entre les amplitudes complexes précédemment définies :

flux - courants  
tensions - courants

Considérons la phase statorique  $S_a$  et la phase rotorique  $R_a$  :

- Au stator, l'équation de la phase  $S_a$  s'écrit :

$$v_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \quad (\text{AI.2, 2})$$

avec :

$$\phi_{sa} = l_{sa} i_{sa} + M_s i_{sb} + M_s i_{sc} + M_1 i_{ra} + M_3 i_{rb} + M_2 i_{rc} \quad (\text{AI.2, 3})$$

En tenant compte :

- de la relation des grandeurs électriques triphasées équilibrées :  $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$  ;
- des expressions des inductances mutuelles :

$$M_1 = M_{sr} \cos(\omega t), \quad M_2 = M_{sr} \cos(\omega t - 2\pi/3), \quad M_3 = M_{sr} \cos(\omega t + 2\pi/3) ;$$

- des expressions instantanées des courants rotoriques ;

on obtient :

$$\phi_{sa} = (l_s - M_s) i_{sa} + \frac{3}{2} M_{sr} \hat{i}_r \cos(\omega_s t - \phi_2) \quad (\text{AI.2, 4})$$

c'est une relation entre grandeurs sinusoïdales de même pulsation  $\omega_s$  ; une équation aux amplitudes complexes en découle :

$$\bar{\phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \quad (\text{AI.2, 5})$$

où :

$L_s = l_s - M_s$  est appelée l'inductance cyclique statorique,

$M = 3 M_{sr} / 2$  est définie comme l'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

L'équation (AI.2, 2) est transposée en :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j \omega_s \bar{\phi}_s \quad (\text{AI.2, 6})$$

- Au rotor,

en appliquant la même démarche de calcul qu'au stator, on obtient :

$$\bar{\phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \quad (\text{AI.2, 7})$$

avec  $L_r = l_r - M_r$  : l'inductance cyclique rotorique.

=>

$$0 = \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + j \omega_s \bar{\phi}_r \quad (\text{AI.2, 8})$$

### AI.II.2. MODELE AUX INDUCTANCES COUPLEES :

Par élimination de  $\bar{\phi}_s$  entre les équations (AI.2, 5) et (AI.2, 6), on obtient une équation reliant  $\bar{V}_s$  à  $\bar{I}_s$  et  $\bar{I}_r$  :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j L_s \omega_s \bar{I}_s + j M \omega_s \bar{I}_r \quad (\text{A1.2, 9})$$

En éliminant  $\bar{\phi}_r$  entre (A1.2, 7) et (A1.2, 8), on obtient :

$$0 = \frac{R_r}{g} \bar{I}_r + j L_r \omega_s \bar{I}_r + j M \omega_s \bar{I}_s \quad (\text{A1.2, 10})$$

Ces équations sont traduites par le schéma équivalent, par phase statorique, de la figure A1.2. Les inductances cycliques  $L_s$  et  $L_r$  sont couplées par la mutuelle inductance cyclique  $M$ .

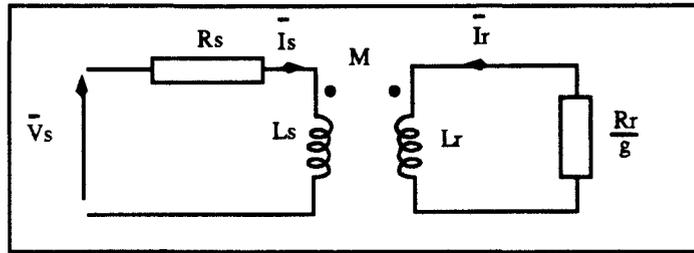


Fig. A1.2 : Modèle aux inductances couplées.

Deux schémas équivalents, utilisables lorsque le rotor est à cage, sont établis par les transformations habituelles du quadripôle ( $L_s, M, L_r$ ) :

- Modèle à fuites totales au rotor ou à réactance de fuite aval ;
- Modèle à fuites totales au stator ou à réactance de fuite amont.

### A1.II.3. MODELE A FUITES TOTALISEES AU ROTOR

On introduit dans l'équation (A1.2, 9), le courant magnétisant  $\bar{I}_{sm}$ , égal au courant statorique  $\bar{I}_{s0}$  quand le rotor tourne à la vitesse de synchronisme, de la manière suivante :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j L_s \omega_s \bar{I}_{sm} \quad (\text{A1.2, 11})$$

et on définit le courant rotorique  $\bar{I}'_r$  ramené au stator par la relation :

$$\bar{I}'_r = \bar{I}_{sm} - \bar{I}_s \quad (\text{A1.2, 12})$$

il apparaît que :

$$\bar{I}'_r = \frac{M}{L_s} \bar{I}_r \quad (\text{A1.2, 13})$$

Par élimination de  $\bar{I}'_r$  et de  $\bar{I}_s$  entre les équations (A1.2, 9) et (A1.2, 10), on trouve une relation entre  $\bar{I}_{sm}$  et  $\bar{I}'_r$  :

$$j L_s \omega_s \bar{I}_{sm} = \left[ \frac{R_r}{g} + j N_f \omega_s \right] [- \bar{I}'_r] \quad (\text{A1.2, 14})$$

$N_f$  est définie comme l'inductance totale de fuite, localisée au rotor et ramenée au stator :

$$N_f = \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \left( \frac{L_s}{M} \right)^2 = \sigma L_r \left( \frac{L_s}{M} \right)^2 \quad (\text{A1.2, 15})$$

$$\sigma = \left( 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \right) \quad (\text{A1.2, 16})$$

$$N_r = \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) = \sigma L_r \quad (\text{A1.2, 17})$$

$$R = R_r \left( \frac{L_s}{M} \right)^2 \quad (\text{A1.2, 18})$$

Le schéma de la figure A1.3 illustre les équations (A1.2, 11) et (A1.2, 14), on y met en évidence les forces électromotrices complexes :

- $j \omega_s \bar{\Phi}_s$  induite au stator ;
- $j \omega_s \left( \frac{M}{L_s} \right) \bar{\Phi}_r$  induite aux bornes de la résistance motiionnelle  $R/g$ .

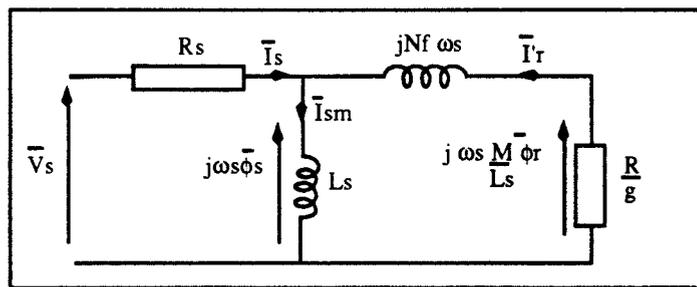


Fig. A1.3 : Modèle à fuites totalisées au rotor.

Ce modèle est caractérisé par quatre paramètres  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $N_f$  et  $R$  mesurables à l'aide de trois essais classiques que le rotor soit bobiné ou non :

- a) Mesurage de  $R_s$  en continu ;
- b) Mesurage de  $L_s$  (et des pertes fer statoriques) par l'essai à la vitesse de synchronisme ;
- c) Mesurage de  $N_f$  et  $R$  par l'essai à rotor bloqué ( $g = 1$ ) ou par l'essai à la vitesse nominale ( $g = g_n$ ).

#### A1.II.4. MODELE A FUITES TOTALISEES AU STATOR

C'est le modèle qui offre la meilleure introduction au principe de la commande vectorielle par la mise en évidence d'un courant  $\bar{I}_d$  créateur du flux  $\bar{\Phi}_r$ , analogue au courant

inducteur des machines à courant continu, et d'un courant  $\bar{I}_q$  au module duquel le couple est proportionnel et qui joue le rôle du courant induit.

Pour ce faire l'équation (A1.2, 9) peut être écrite :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j \sigma L_s \omega_s \bar{I}_s + j (1 - \sigma) L_s \omega_s \bar{I}_s + j M \omega_s \bar{I}_r \quad (\text{A1.2, 19})$$

on pose

$$\bar{I}_s = \bar{I}_d + \bar{I}_q \quad (\text{A1.2, 20})$$

et on écrit :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j \sigma L_s \omega_s \bar{I}_s + j (1 - \sigma) L_s \omega_s \bar{I}_d \quad (\text{A1.2, 21})$$

On en tire la relation entre  $\bar{I}_r$  et  $\bar{I}_q$  :

$$\bar{I}_q = - \frac{L_r}{M} \bar{I}_r \quad (\text{A1.2, 22})$$

L'équation (A1.2, 19) permet alors d'établir que :

$$j (1 - \sigma) L_s \omega_s \bar{I}_d = \frac{R_r}{g} \left[ \frac{M}{L_r} \right] \bar{I}_q \quad (\text{A1.2, 23})$$

On déduit, de cette formule, la quadrature de  $\bar{I}_d$  et  $\bar{I}_q$ .

Les équations (A1.2, 21) et (A1.2, 23) nous conduisent au schéma de la figure A1.4.

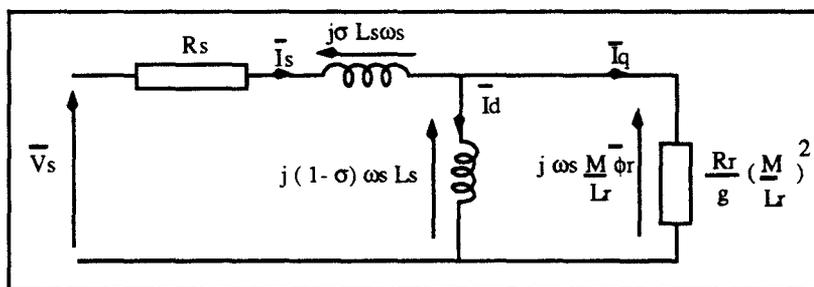


Fig. A1.4 : Modèle à fuites totalisées au stator.

La tension aux bornes de la résistance  $(R_r/g) \cdot (M/L_r)^2$  est encore égale à :

$$- \left( \frac{R_r}{g} \right) \left( \frac{M}{L_r} \right) \bar{I}_r = j \left( \frac{M}{L_r} \right) \omega_s \bar{\phi}_r$$

et le flux rotorique est égal à :

$$\bar{\phi}_r = M \bar{I}_d \quad (\text{A1.2, 24})$$

Dans ce modèle figurent les paramètres  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $\sigma$  et  $R_r (M/L_r)^2$ , les deux derniers s'expriment en fonction des paramètres mesurables  $R$ ,  $N_f$  et  $L_s$ . En effet, on démontre que :

$$\sigma = \frac{N_f}{N_f + L_s} \quad (\text{AI.2, 25})$$

$$R_r \left( \frac{M}{L_r} \right)^2 = R \left( \frac{L_s}{N_f + L_s} \right)^2 \quad (\text{AI.2, 26})$$

### **AI.II.5. EXPRESSIONS DU COUPLE EN REGIME PERMANENT :**

Les expressions du couple sont très variées, leur usage dépend du choix des variables flux et courants auxquelles on veut faire jouer un rôle dans le contrôle du couple.

- Modèle aux inductances couplées :

$$C_e = \frac{3 p}{\Omega_s} \frac{R_r}{g} I_r^2 \quad (\text{AI.2, 27})$$

- Modèle à fuites totalisées au rotor :

$$C_e = 3 p \left( \frac{M}{L_s} \right)^2 \left( \frac{g \omega_s}{R} \right)^2 \phi_r^2 \quad (\text{AI.2, 28})$$

$$C_e = 3 p \omega_s \phi_s^2 \frac{(R/g)}{\left[ (R/g)^2 + (N_f \omega_s)^2 \right]} \quad (\text{AI.2, 29})$$

- Modèle à fuites totalisées au stator :

$$C_e = 3 p (1 - \sigma) L_s I_d I_q \quad (\text{AI.2, 30})$$

## **AI. III APPLICATION DE LA TRANSFORMATION DE PARK A LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE**

### **AI.III.1. EQUATIONS DANS LE REPERE (d, q) :**

La transformation de PARK utilisée est la transformation orthogonale qui assure l'invariance de la puissance instantanée :

$$[P(\alpha)]^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\alpha) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ -\sin(\alpha) & -\sin(\alpha - 2\pi/3) & -\sin(\alpha + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{A1.3, 1})$$

Nous appliquons la transformation  $[P(\theta_s)]$  au stator et la transformation  $[P(\theta_r)]$  au rotor (fig. A1.5) :

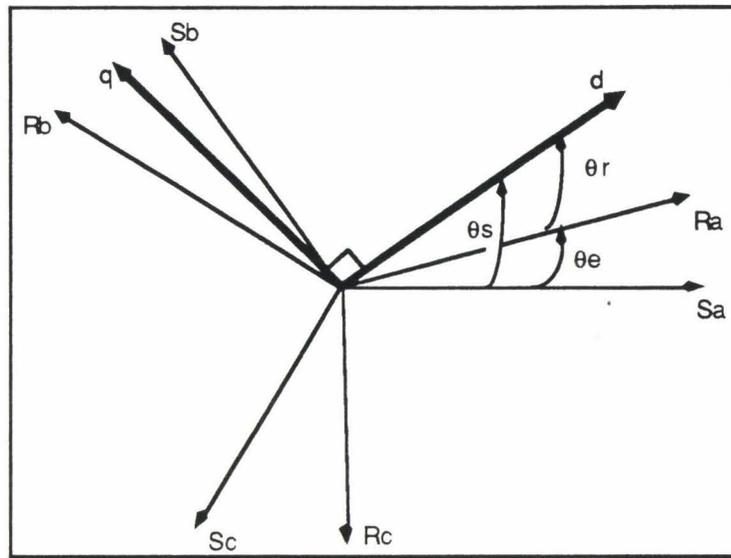


Fig. A1.5 : Transformations de Park.

où

$\theta_s$  est l'angle électrique ( $S_a, od$ ),

$\theta_r$  est l'angle électrique ( $R_a, od$ ),

et  $\theta_s, \theta_r$  et  $\theta_e$  sont liés par la relation :  $\theta_e = \theta_s - \theta_r$ , d'où :

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \omega = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = p\Omega \quad (\text{A1.3, 2})$$

La transformation [3/2] rend les coefficients de la matrice des impédances indépendants du temps.

En alimentation triphasée équilibrée les composantes homopolaires sont nulles. La relation matricielle entre les flux et courants devient dans les axes d, q :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}$$

(A1.3, 3)

Les enroulements fictifs  $S_d$ ,  $S_q$ ,  $R_d$  et  $R_q$  de la machine asynchrone diphasée équivalente sont représentés en figure A1.6.

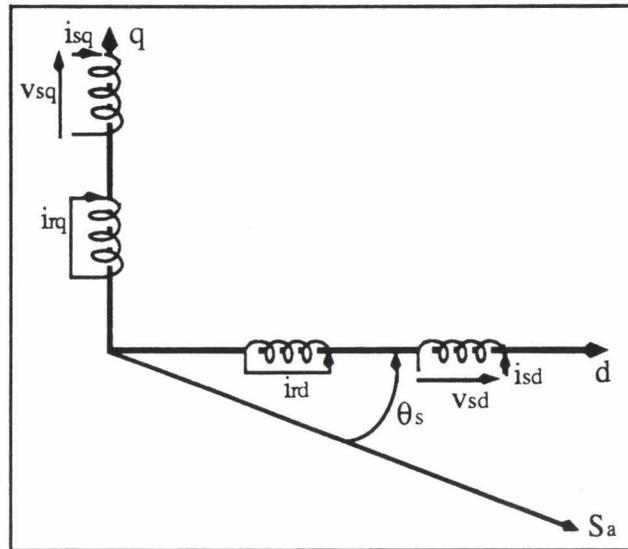


Fig. A1.6 : Représentation des enroulements dans les axes  $d$  et  $q$ .

• Equations des tensions :

Les équations de PARK statoriques s'écrivent :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sq}$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{sd}$$

$$v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rq} = 0$$

$$v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{rd} = 0$$

(A1.3, 4)

En développant les flux en fonction des courants, on obtient les équations électriques de la machine asynchrone dans le repère  $d, q$  :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \frac{d}{dt} & -L_s \frac{d\theta_s}{dt} & M \frac{d}{dt} & -M \frac{d\theta_s}{dt} \\ L_s \frac{d\theta_s}{dt} & R_s + L_s \frac{d}{dt} & M \frac{d\theta_s}{dt} & M \frac{d}{dt} \\ M \frac{d}{dt} & -M \frac{d\theta_r}{dt} & R_r + L_r \frac{d}{dt} & -L_r \frac{d\theta_r}{dt} \\ M \frac{d\theta_r}{dt} & M \frac{d}{dt} & L_r \frac{d\theta_r}{dt} & R_r + L_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{AI.3, 5})$$

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axes. Elles dépendent des objectifs d'application :

- a) axes tournants à la vitesse du rotor ( $\theta_r = 0$ ) : Etude des grandeurs statoriques ;
- b) axes liés au stator ( $\theta_s = 0$ ) : Etude des grandeurs rotoriques ;
- c) axes solidaires du champ tournant ( $d\theta_s/dt = \omega_s$ ,  $d\theta_r/dt = \omega_r$ ) : Etude de la commande.

Cette dernière solution fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales du régime permanent.

### AI.III.2. EQUATIONS DANS LE REPERE $(d, q)$ ATTACHE AU CHAMP TOURNANT :

Les équations statoriques s'écrivent, en utilisant (AI.3, 5) :

$$\begin{aligned} v_{sd} &= R_s i_{sd} + L_s \frac{di_{sd}}{dt} - L_s \omega_s i_{sq} + M \frac{di_{rd}}{dt} - M \omega_s i_{rq} \\ v_{sq} &= R_s i_{sq} + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + L_s \omega_s i_{sd} + M \omega_s i_{rq} + M \frac{di_{rq}}{dt} \end{aligned} \quad (\text{AI.3, 6})$$

Les équations rotoriques s'écrivent, en utilisant (AI.3, 4) :

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_r \phi_{rq} \\ 0 &= R_r i_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_r \phi_{rd} \end{aligned} \quad (\text{AI.3, 7})$$

Le couple instantané s'écrit, sous différentes formes :

*note de cadr.*

$$i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd} \quad (\text{AI.3, 8})$$

$$| \quad \phi_{sd} i_{sq} - \phi_{sq} i_{sd} \quad (\text{AI.3, 9})$$

$$C_e = p \frac{M}{L_s} (\phi_{sq} i_{rd} - \phi_{sd} i_{rq}) \quad (\text{AI.3, 10})$$

$$C_e = p (\phi_{rq} i_{rd} - \phi_{rd} i_{rq}) \quad (\text{AI.3, 11})$$

L'analyse des expressions du couple instantané (AI.3, 8) à (AI.3, 11), obtenues grâce au changement de coordonnées, fait apparaître des possibilités d'expressions scalaires simples, à condition d'annuler une des composantes de courant ou de flux sur l'un des axes du plan (d, q).

*Le contrôle vectoriel consiste à orienter, par exemple, le flux rotorique ou statorique selon l'axe d, en annulant sa composante sur l'axe q ( $\phi_{rq} = 0$  ou  $\phi_{sq} = 0$ ).*

## ANNEXE A2

**MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE  
POUR LA SIMULATION**

Pour avoir accès aux grandeurs statoriques directement, nous appliquons la transformation de Park uniquement aux grandeurs rotoriques, ce qui nous permet d'aboutir à un modèle avec des inductances mutuelles constantes.

Les équations de la machine asynchrone triphasée (fig. A2.1), dont les enroulements statoriques sont couplés en étoile, peuvent s'écrire sous forme matricielle :

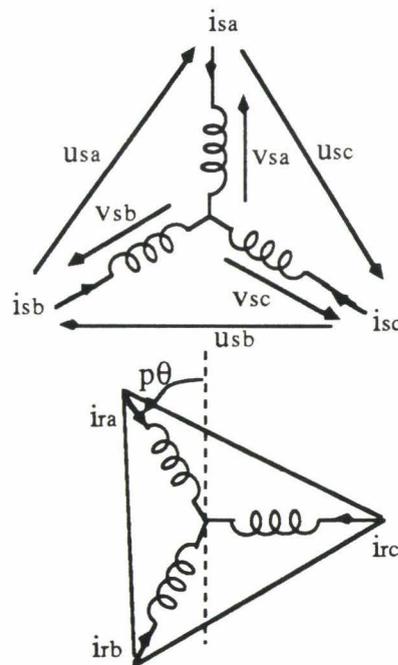


Fig. A2.1 : Machine asynchrone à cage.

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_s][I_s] + [m_{sr}][I_r] \}$$

et

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [m_{sr}]^t [I_s] + [L_r][I_r] \}$$

avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

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

En appliquant la transformation de Park aux grandeurs rotoriques uniquement ; ainsi on peut écrire :

$$(i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}) = [P(p\theta)](i_{ro}, i_{rd}, i_{rq}) \text{ soit : } [I_r] = [P(p\theta)] [I_{rc}]$$

La matrice de Park utilisée est la matrice orthogonale qui assure l'invariance de la puissance, soit :

$$[P(p\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(p\theta) & \sin(p\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(p\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(p\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Les relations matricielles précédentes deviennent :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \left\{ [L_s][I_s] + [m_{sr}][P(p\theta)][I_{rc}] \right\}$$

et

$$[0] = [R_r][P(p\theta)][I_{rc}] + \frac{d}{dt} \left\{ [L_r][P(p\theta)][I_{rc}] + [m_{sr}]^t [I_s] \right\}$$

soit, en multipliant cette dernière équation par  $[P(p\theta)]^{-1}$  :

$$[0] = [R_r] [I_{rc}] + [P(p\theta)]^{-1} \frac{d}{dt} \left\{ [L_r][P(p\theta)][I_{rc}] + [m_{sr}]^t [I_s] \right\}$$

En effectuant tous les calculs et en alignant l'axe de (d) avec celui de la phase  $S_a$  (fig. A2.2), on obtient l'équation globale :

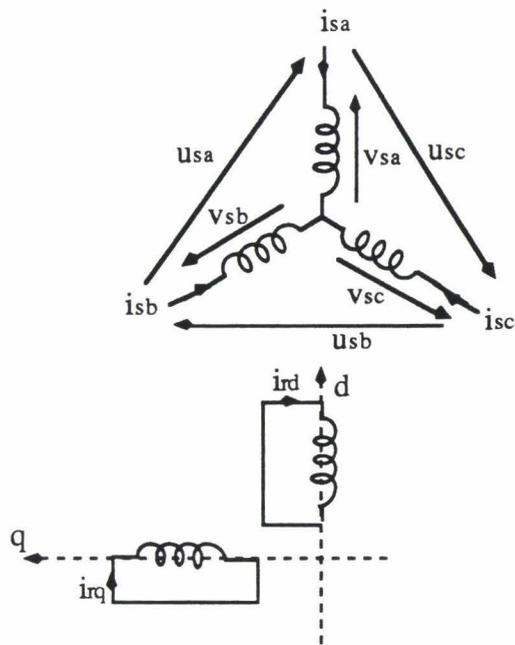


Fig. A2.2 : Rotor diphasé équivalent.

$$[U] = [R][I] + p\Omega [\alpha] [L'] [I] + [L'] \frac{d[I]}{dt}$$

avec :

$[U]$  : vecteur des tensions composées :  $[U]^t = (u_{sa} \ u_{sb} \ u_{sc} \ 0 \ 0)$  ;

$[I]$  : vecteur des courants :  $[I]^t = (i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc} \ i_{rd} \ i_{rq})$  ;

$$[L'] = \begin{bmatrix} [L'_s] & [m'_{sr}] \\ [m'_{rs}] & [L'_r] \end{bmatrix}, \quad [L'_s] = \begin{bmatrix} 1_s & 0 & 0 \\ 0 & 1_s & 0 \\ 0 & 0 & 1_s \end{bmatrix}, \quad [L'_r] = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, \quad [m'_{sr}] = \begin{bmatrix} M' & 0 \\ -\frac{M'}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} M' \\ -\frac{M'}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} M' \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [\alpha] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

avec :

$$M' = \sqrt{\frac{3}{2}} M_{sr} \quad \text{et} \quad [m'_{rs}] = [m'_{sr}]^t$$

**Simplification des matrices en fonction du mode d'alimentation :**

• Couplage étoile sans neutre : Lorsque les enroulements statoriques sont couplés en étoile et le neutre est isolé, la relation :  $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$  permet de réduire l'ordre du système. En effet, le courant  $i_{sc}$  peut être déduit des deux autres courants :  $i_{sc} = -i_{sa} - i_{sb}$  et les matrices deviennent alors d'ordre 4 :

$$[U]^t = (u_{sa} \ u_{sb} \ 0 \ 0) ; [I]^t = (i_{sa} \ i_{sb} \ i_{rd} \ i_{rq}) ;$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & -R_s & 0 & 0 \\ R_s & 2R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, \quad [\alpha] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

et

$$[L'] = \begin{bmatrix} L_s & -L_s & \frac{3}{2} M' & -\frac{\sqrt{3}}{2} M' \\ L_s & 2L_s & 0 & \sqrt{3} M' \\ \frac{3}{2} M' & 0 & L_r & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} M' & \sqrt{3} M' & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

• Alimentation monophasée (couplage sans neutre) :

Quand un courant statorique est nul (par exemple  $i_{sa} = 0$ ), une seule tension composée,  $u_{sb}$ , est alors imposée (fig. A2.3).

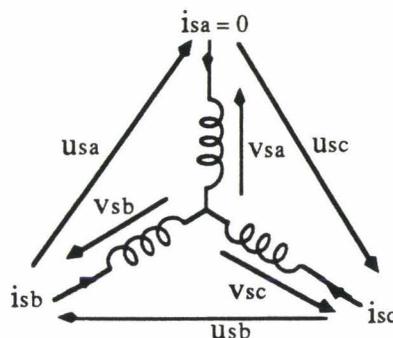


Fig. A2.3 : Alimentation monophasée ( $i_{sa} = 0$ ).

Les matrices deviennent :

$$[U]^t = [u_{sb} \ 0 \ 0]; [I]^t = [i_{sb} \ 0 \ 0];$$

$$[R] = \begin{bmatrix} 2R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [L] = \begin{bmatrix} 2L_s & 0 & \sqrt{3} M' \\ 0 & L_r & 0 \\ \sqrt{3} M' & 0 & L_r \end{bmatrix} \text{ et } [\alpha] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

Les tensions  $u_{sa}$  et  $u_{sc}$ , alors induites, peuvent être calculées :

$$u_{sa} = -R_s i_{sb} - L_s \frac{di_{sb}}{dt} + \frac{3}{2} M' \frac{di_{rd}}{dt} - \frac{\sqrt{3}}{2} M' \frac{di_{rq}}{dt}$$

et

$$u_{sc} = -u_{sa} - u_{sb}.$$

**Annexe A3**

**Circuits de commande IXYS IXBD 4410/4411**

# Half Bridge Driver Chip Set

IXBD 4410 / IXBD 4411 / IXBD 4412 / IXBD 4413

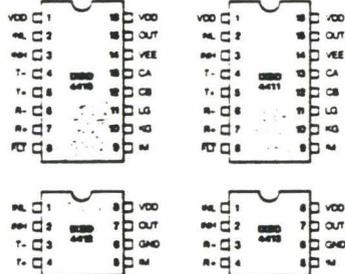
## Features

- 1200 V or greater low- to high-side isolation
- Drives power systems operating from industrial AC mains
- dv/dt immunity of greater than 50 V/ns
- Proprietary low- to high-side level-translation and communication
- On-chip negative gate-drive supply to ensure power MOSFET or IGBT turn-off under all conditions (IXBD 4410/4411)
- 5 V logic compatible HCMOS input logic with hysteresis
- 20 ns switching time with 1000 pF load; 100 ns switching time with 10 000 pF load
- 100 ns propagation delay time
- 2 A peak output drive capability
- Self shut-down of output in response to over-current or short-circuit
- Under-voltage lockout protection
- Protection from cross conduction of the half bridge
- Logic compatible fault indication from both low and high side driver (IXBD 4410/4411)

## Applications

- 1-, 2- or 3-phase motor control
- Switch mode power supplies (SMPS)
- 1-, or 3-phase UPS systems
- Induction heating and welding
- Switching amplifiers
- General power conversion circuits

## Pin Configuration

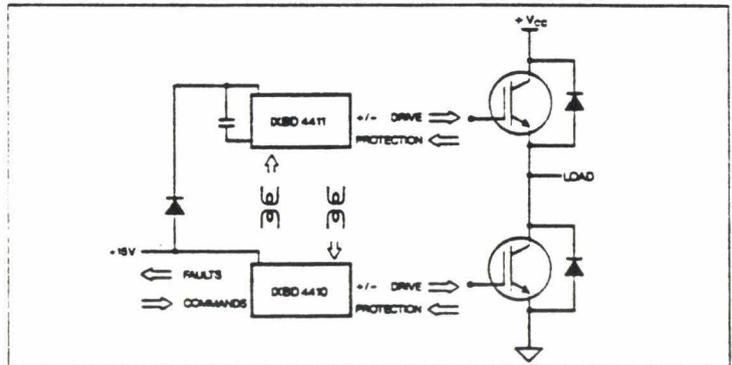


## Ordering Information

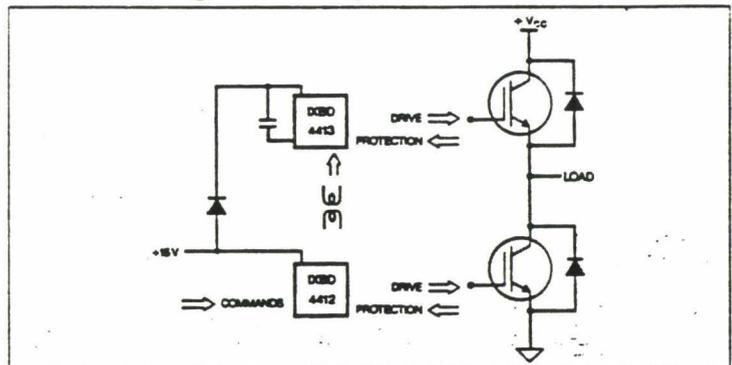
These chipsets are intended to drive the gates of a pair of power MOSFETs or IGBTs connected in the totem-pole (phase leg) configuration used in PWM inverter bridges for variable speed AC motor drives, or in any other application requiring half bridge power circuits. Each chipset (IXBD 4410 and 4411 or IXBD 4412 and 4413) consists of a pair of DIP ICs interconnected by either one or two small signal pulse transformers, each wound with a six turn primary and two turn secondary on a tiny ultra-low-cost ferrite bead isolated to 1500 VRMS. Proprietary voltage translation techniques permit the transmission of ground (0-Volt) referenced gate-control signals to both the upper half of the phase leg with its high-side floating source/emitter, and to the 0-Volt referenced low-side.

Both chipsets are noise immunized to commutation dv/dt's of 50 V/ns between the two halves. The "full-feature" IXBD 4410/11 version outputs an on-chip generated negative gate voltage, to inhibit possible Miller-induced IGBT turn on created by free-wheel-diode commutations. This version also features a 0-Volt referenced fault-signal flag monitoring both high and low side drivers for sophisticated system protection. Both models incorporate shut-down circuitry to disable gate driver signals when an over-current is detected, either through desaturation of the driven power switch or by direct measurement of the switch current. Simultaneous conduction of upper and lower bridge elements is also inhibited by control signal input logic. C-MOS technology reduces stand-by currents drawn from the single external power supply to low levels, and chip set operation to over 20 kHz is possible.

## Full feature Half Bridge Driver Chip Set



## Basic Half Bridge Driver Chip Set



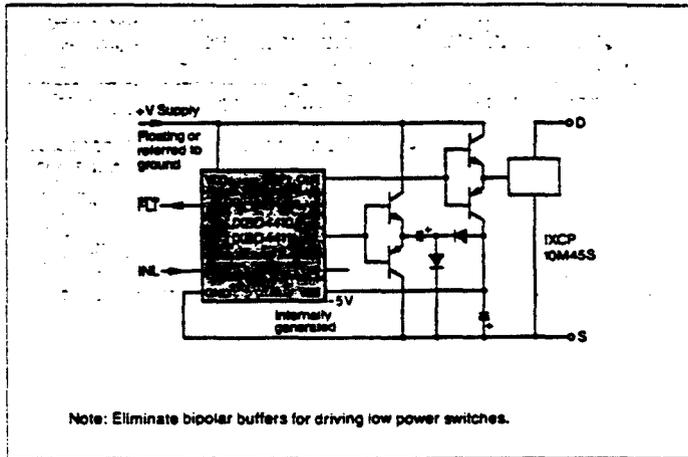
Type	Package	Temperature Range °C	See outlines on page 41 Fig.-Nr.
IXBD 4410 PC	16-Pin Plastic DIP	0 to 70	9
IXBD 4410 PI	16-Pin Plastic DIP	-40 to 85	9
IXBD 4411 PC	16-Pin Plastic DIP	0 to 70	9
IXBD 4411 PI	16-Pin Plastic DIP	-40 to 85	9
IXBD 4412 PC	8-Pin Plastic DIP	0 to 70	8
IXBD 4412 PI	8-Pin Plastic DIP	-40 to 85	8
IXBD 4413 PC	8-Pin Plastic DIP	0 to 70	8
IXBD 4413 PI	8-Pin Plastic DIP	-40 to 85	8

## Half Bridge Driver Chip Set

IXBD 4410 / IXBD 4411 / IXBD 4412 / IXBD 4413

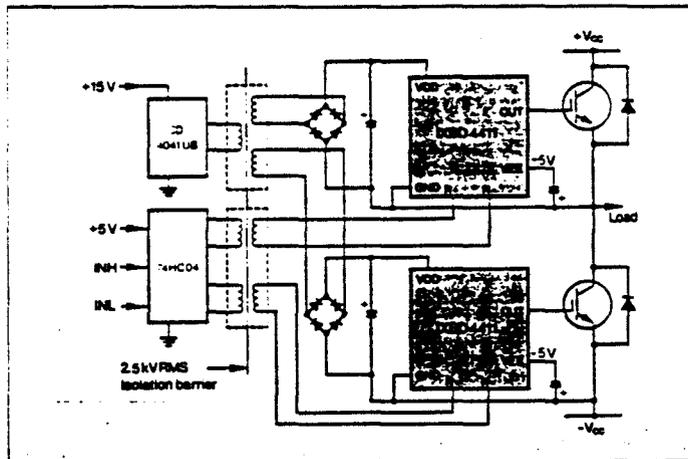
### High or low side driver and interface for driving high current IGBT modules

- Will drive 100 A to 600 A 1.2 kV power MOS/IGBT modules
- Provides negative turn-off output voltage
- Over-current or desaturation shut down can be incorporated (connect to iM pin)
- Driver interface can be used in both high and low side drivers for half-bridge power switches
- Requires only +15 V supply
- Diagnostic fault output



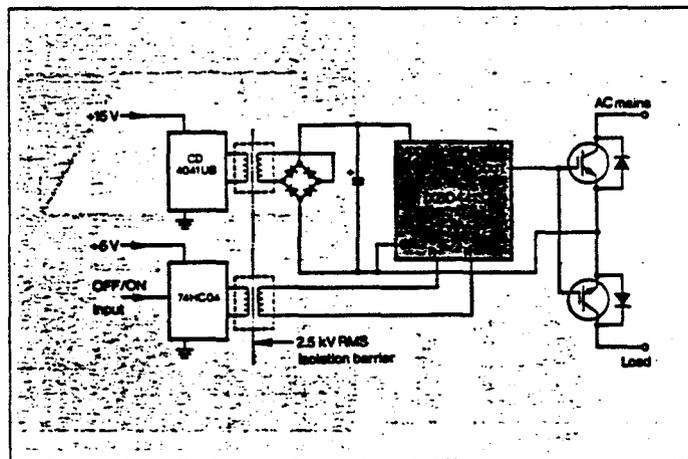
### Galvanically isolated half bridge driver

- Galvanically isolated top and bottom drivers
- Switches between ± rails or + rail and 0 V
- Can provide either desaturation or over-current protection
- Fully compatible with latest IGBT/MOS power switches
- 2 A driver output
- Requires only +15 V and -5 V supplies
- Provides negative turn-off output voltage (use IXBD 4413 if -V<sub>EE</sub> not required)



### IGBT/MOS driver for AC switching

- Will switch from 460 V<sub>RMS</sub> Mains
- Drivers galvanically isolated from input control
- 8 pin plastic DIP driver package



**ANNEXE A4**

- **Mesure des paramètres de la machine asynchrone.**
- **Schéma de la carte de contrôle hystérésis.**
- **Schéma de la carte de mesure des courants.**

### Paramètres de la machine asynchrone

Plaque signalétique de la machine asynchrone :

$$P = 1,1 \text{ kW},$$

$$220\text{V}/380\text{V} \quad 5,19 \text{ A}/3\text{A}$$

$$1430 \text{ tr/mn} \quad \cos\phi = 0,72.$$

• Mesure de la résistance statorique en continu :  $R_s = 4,15 \Omega$ .

• Essai à vide :

$$\text{Résistance pertes fer :} \quad R_p = 615 \Omega$$

$$\text{Inductance de magnétisation} \quad L_m = 0,402 \text{ H}$$

• Essai à rotor bloqué :

$$\text{Résistance rotorique ramenée au stator :} \quad R = 6 \Omega$$

$$\text{Inductance de fuite ramenée au stator :} \quad N = 0,0551 \text{ H}$$

• Calcul des paramètres non mesurables :

$$L_s = L_m = 0,402 \text{ H},$$

$$T_r = (L_m + N) / R = 0,08 \text{ s}$$

$$M^2/L_r = L_m^2 / (L_m + N) = 0,3535 \text{ H}.$$

• Plaque signalétique de la machine à courant continu :

$$P = 1,1 \text{ kW}.$$

$$\text{Tension d'induit : } 220\text{V}, \text{ courant d'induit : } 5,6 \text{ A}$$

$$\text{Tension d'excitation : } 220\text{V}, \text{ courant d'excitation : } 0,11\text{A}$$

• Mesure du coefficient de f.e.m. de la M.C.C :  $K_e = 1,54 \text{ V/rd s}^{-1}$

*Les paramètres qui suivent ont été déterminés les deux machines étant couplées :*

• Mesure de la constante de temps mécanique :  $\tau_m = J/f_v = 6 \text{ s}.$

• Détermination de l'inertie J et du coefficient de frottements visqueux  $f_v$  :

$$J = 0,01 \text{ Kg.m}^2,$$

$$f_v = 1,4 \cdot 10^{-3} \text{ N.m /rd s}^{-1}.$$

• Couple de frottements secs :  $C_{fs} = 0,65 \text{ Nm}.$

Schéma de la carte de contrôle hystérésis

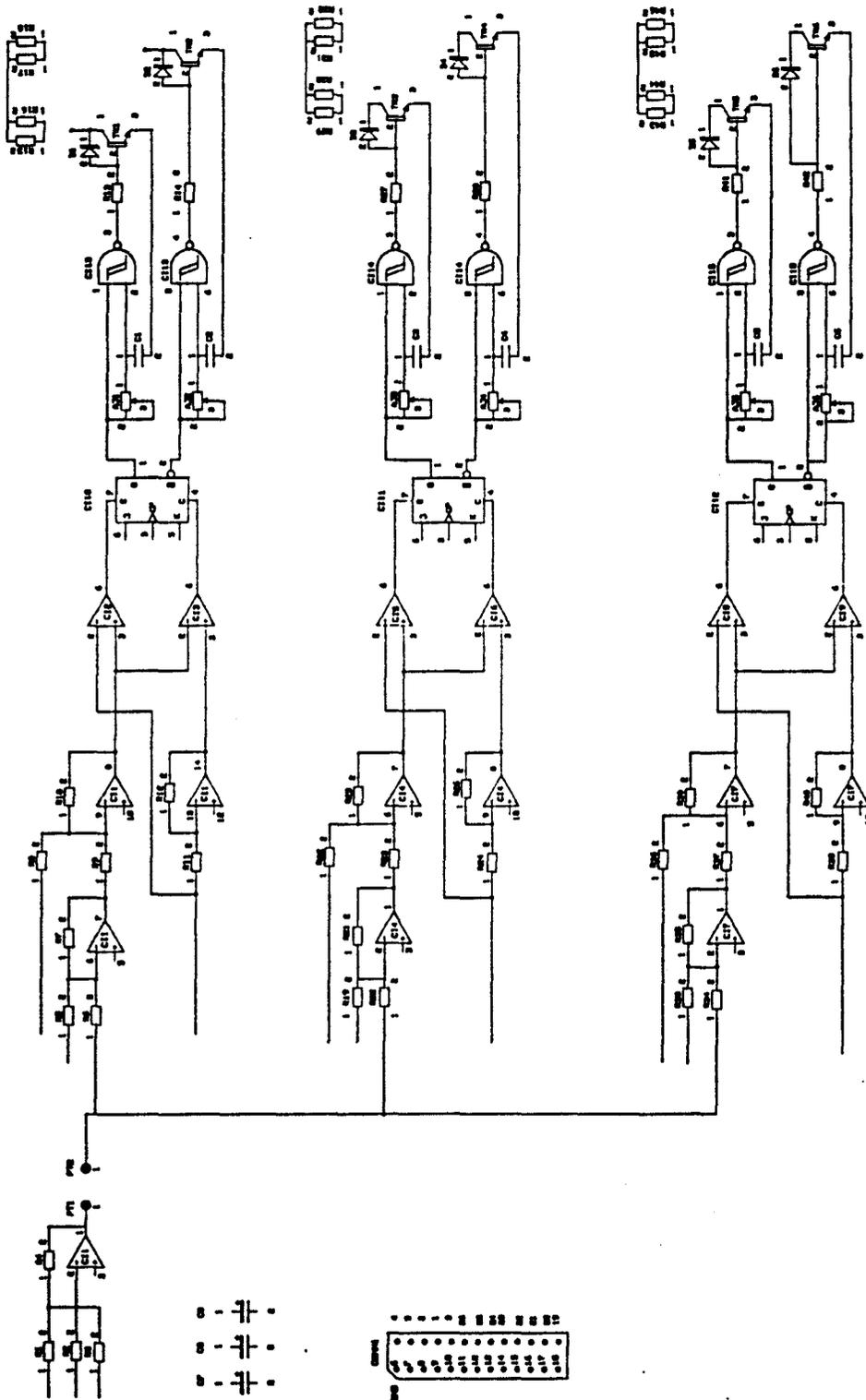
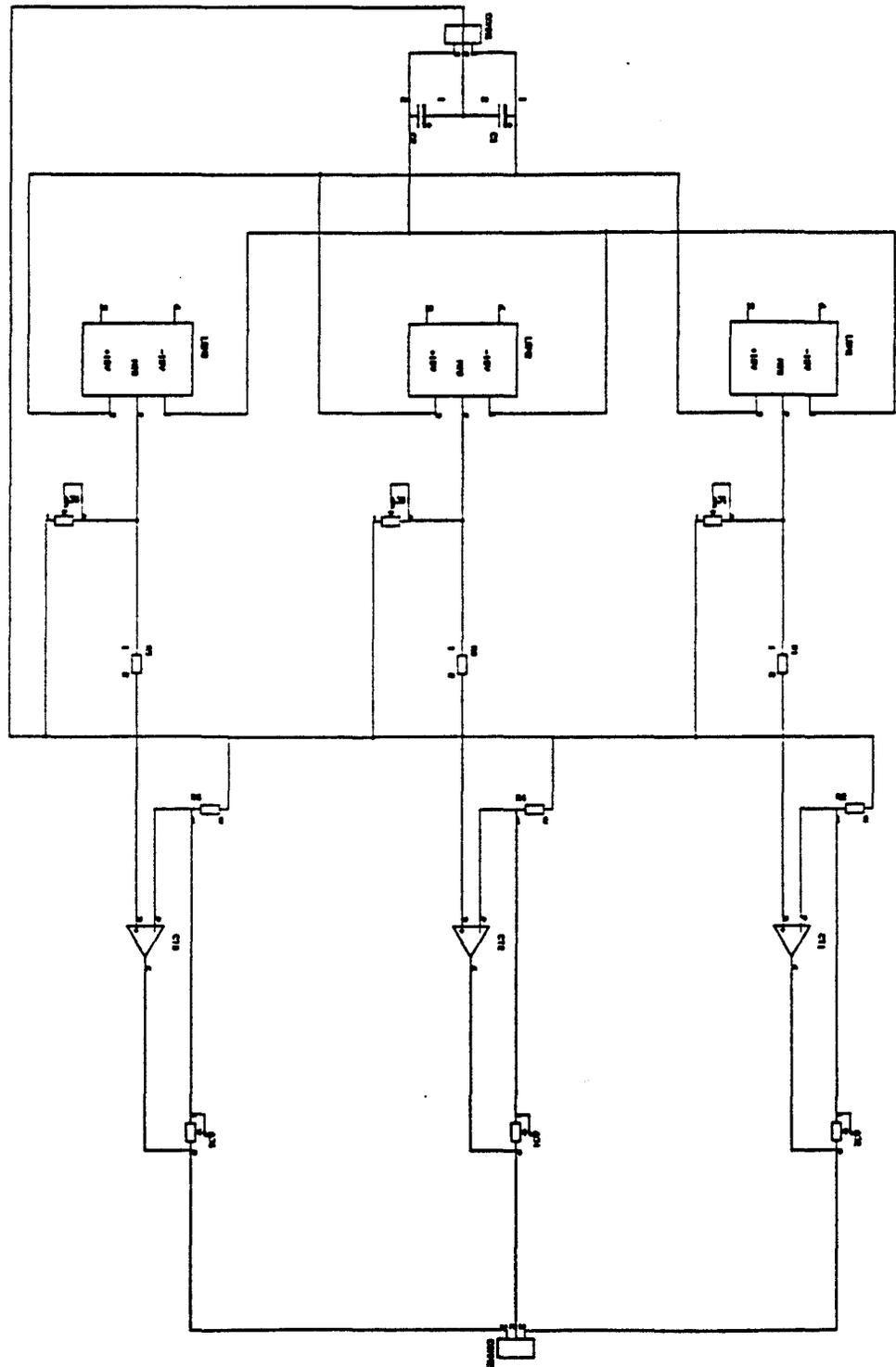


Schéma de la carte de mesure de courants



**BIBLIOGRAPHIE**

**BIBLIOGRAPHIE**

- [ANDRIEUX 86] C. ANDRIEUX  
*Réalisation d'un ensemble à vitesse variable de dynamique élevée. conception de la machine synchrone, mise en oeuvre de son alimentation et étude de la boucle d'autopilotage.*  
Thèse de Docteur de L'INPT - 1986.
- [BAVARD 92] J. BAVARD, L. WEI  
*Utilisation du pilotage vectoriel pour moteur asynchrone en traction ferroviaire.*  
Journée Commande vectorielle, LILLE 2 Décembre 1992.
- [BEN BRAHIM 92] L. BEN-BRAHIM, A. KAWAMURA.  
*A fully digitized field-oriented controlled induction motor drive using only current sensors.*  
IEEE transactions on industry Electronics Vol. 39. No. 3. June 1992.
- [BEN BRAHIM 92] L. BEN-BRAHIM, A. KAWAMURA.  
*Digital Current regulation of field-oriented controlled induction motor based on predictive flux observer.*  
IEEE transactions on industry applications. Vol. 27, No. 5, September/october 1991.
- [BÖCKER 91] J. BÖCKER, J. JANNING  
*Discrete-Time Flux Observer for PWM Inverter Fed Induction Motors.*  
EPE FIRENZE, 3 - 6 septembre 1991.
- [BONNET 92] A. H. BONNET, G. C. SOUKUP  
*Cause and Analysis of Stator and Rotor Failures in Three- Phase Squirrel- Cage Induction Motors.*  
IEEE transactions on industry applications.  
Vol. 28, No. 4, JULY/AUGUST 1992.
- [BOSE 88] B. K. BOSE  
*Technology trends in microcomputer control of electrical machines.*  
IEEE transactions on industrial Electronics.  
Vol. 35, No. 1, Februray 1988.

- [BOUILLAUT 93] F. BOUILLAUT, B. SEMAIL, C. MARCHAND, A. YAHIAOUI, A. RAZEK.  
*Apport de la modélisation électromagnétique dans l'optimisation du fonctionnement d'un actionneur électrique.*  
Journée Commande vectorielle, Toulouse 8 juin 1993.
- [CAPOLINO 92] G.A. CAPOLINO, H. HENAO & V.T. NGUYON PHUOC  
*Méthode de conception d'une commande vectorielle pour machine à induction.*  
Journée Commande vectorielle, LILLE 2 Décembre 1992.
- [CHAN 90] C. C. CHAN, W. S LEUNG, C.W.NG  
*Adaptive Decoupling Control of Induction Motor Drives .*  
IEEE transactions on industrial electronics.  
Vol. 37, NO. 1 Februray 1990.
- [CHATELAIN 84] J. CHATELAIN.  
*Machines électriques.*  
Tome 1 et 2, Presses polytechniques de Lausanne  
Editions Dunod, 1984.
- [COURAUT 92] J. COURAUT, R. DAYAN  
*Sécurité de fonctionnement des grands entraînements.*  
RGE - N° 5/92 - MAI 92
- [DAKHOUCHE 90] K. DAKHOUCHE  
*Commande vectorielle numérique de machine asynchrone.*  
Thèse de Docteur de l'université de l'INPG 1990.
- [DE FORNEL 93] B. DE FORNEL, D. ROYE  
*Principes généraux du contrôle vectoriel.*  
Journée Commande vectorielle. Toulouse 8 juin 1993.
- [DENTE 90] J. DENTE, R. FARIA, F. LABRIQUE, B. ROBYNS  
*A low cost digital field oriented control system for an induction actuator.*  
IMACS - TC' 90 - NANCY- 19-23 septembre 1990.
- [DUMON 87] P. DUMON  
*Sur la conduite d'un entraînement d'ascenseur par machine asynchrone et onduleur à transistors.*  
Thèse de Docteur ingénieur USTLFA 1987.
- [ELCHHEB 91] T. ELCH-HEB, J. P. HAUTIER  
*Remedial strategies for inverter- a.c. Motor system at the occurrence of a transistor drive fault.*  
EPE.- Vol. 4- pp. 286 à 291. FIRENZE, 3-6 septembre 1991.

- [ELCH-HEB 93] T. ELCH-HEB, J. P. HAUTIER  
*Two-Phase optimal remedial strategy for inverter-induction machine system.*  
IMACS-TC1' 93, pp. 1à 6. MONTREAL, 7-10 Juillet 1993.
- [ELCH-HEB 93] T. ELCH-HEB, J. P. HAUTIER  
*Remedial strategy for inverter-induction machine system faults using two-phase operation.*  
Power Electronics and applications - EPE- vol. 4. pp. 151 à 156.  
BRIGHTON, 13-16 septembre 1993.
- [FAN 93] Y. FAN  
*Commande optimisée d'un ensemble convertisseur-machine synchrone autopilotée fonctionnant en mode dégradé.*  
Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de LILLE (USTL),  
26 Mars, 1993.
- [GASTLI 92] A. GASTLI, N. MATSUI  
*Stator flux controlled V/f PWM Inverter with Identification of IM parameters.*  
IEEE transactions on industrial Electronics.  
Vol. 39. No. 4. AUGUST 1992.
- [GODFROID 90] H. GODFROID, D. MATUSZAK, A. MIRZIAN  
*Algorithmes optimisés pour MLI et contrôle vectoriel de moteurs asynchrones de moyenne et grande puissance.*  
Journée SEE, LILLE 28 novembre 1990.
- [GODFROID 92] H. GODFROID  
*La commande numérique des moteurs à courant alternatif : Les besoins et les différentes solutions.*  
Journée d'Etudes des 21-22 octobre 1992 à Metz.
- [GODFROID 92] H. GODFROID, A. VEIS  
*Commande vectorielle moyenne tension pour moteur asynchrone de très grande puissance.*  
Journée Commande vectorielle, LILLE 2 Décembre 1992.
- [GOUREAU 89] P. GOUREAU  
*Etude sur la commande numérique directe des servomoteurs synchrones à aimants.*  
*Traitement de signaux - Modélisation - Simulation.*  
Thèse de Docteur ès-sciences de l'université, Paris XI 1989.
- [GOSBELL 92] V. R. J. GOSBELL & P. M. DALTON  
*Current Control of Induction Motors at Low Speeds.*

- IEEE transactions on industry applications.  
Vol. 28. No. 2. March/ April 1992.
- [GRANDPIERRE 87] M. GRANDPIERRE  
*Commande numérique de machines à commutation électronique. Automates de commande rapprochée - Méthode de simulation SOSIE.*  
Thèse de Docteur es-sciences, INPT 1987.
- [GUILLAUD 92] X. GUILLAUD  
*Sur la modélisation et la commande des redresseurs de courant à interrupteurs bi-commandables.*  
Thèse de l'Université des Sciences et Technologies de LILLE (USTL),  
15 Décembre, 1993.
- [HABBADI 88] A. HABBADI  
*Commande numérique d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension MLI.*  
Thèse de Docteur de l'INPT 1988.
- [HAUTIER 93] J.P. HAUTIER, J. P. CARON  
*Modélisation et commande de la machine asynchrone.*  
*Enseignement de l'Electrotechnique et de l'Electronique Industrielle.*  
3. E.I. 93, Journées de l'enseignement 18 & 19 Mars 1993.  
Ecole Supérieure d'Electricité (ESE), Gif sur Yvette (Paris ).
- [HAUTIER 89] J.P. HAUTIER  
*Contribution à la conception des commandes dans les convertisseurs statiques.*  
Habilitation à diriger les recherches. USTLFA 1989.
- [HOLTZ 91] J. HOLTZ, E.BUBE  
*Field oriented asynchronous pulse width modulation for high performance ac machine drives operating at low switching frequency.*  
IEEE transactions on industrial applications.  
Vol. 27. No. 3. May/June1991.
- [IUNG 93] C. IUNG, J. FAUCHER, R. REZZOU  
*Identification paramétrique - Application aux machines électriques.*  
Journée Commande vectorielle, Toulouse 8 juin 1993.
- [KANT 90] M. KANT  
*Machine asynchrone actionneur d'avenir ?*  
RGE - N° 6 - JUIN 1990.
- [KLEIN 90] KLEIN  
*Le moteur asynchrone en tant qu'actionneur d'asservissement.*  
RGE - N°6 - JUIN 1990.

- [LE DOEUFF 92] R. LE DOEUFF  
La simulation numérique des ensembles convertisseur-machine-  
commande.  
RGE, N°6 - Juin 1992.
- [LE DOEUFF 81] R. LE DOEUFF  
*Contribution à la modélisation et à la simulation d'ensembles  
convertisseurs statiques - machines tournantes.*  
Thèse de Docteur ès - sciences, INPL, 1981.
- [LEFEVRE 91] D. LEFEVRE, L. LORON  
*Position control of an actuator with two degrees of freedom.*  
EPE, FIRENZE 1991.
- [LEONHARD 85] W. LEONHARD  
*Control of electrical drives.* Springer - Verlag, 1985.
- [LI 87] Y.D. LI  
*Etude comparative des lois de commande des machines asynchrones  
alimentées par onduleur de tension MLI. Réalisation d'une commande  
numérique de positionnement.*  
Thèse de Docteur de l'INPT 1987.
- [LIENARD 89] Ph. LIENARD  
*Sur la commande d'une cascade réversible de deux convertisseurs  
statiques. Modélisation et réalisation .*  
Thèse de Docteur de l'USTLFA 1989.
- [LIPO 90] T. A. LIPO  
*Recent Progress in the Development of Solid State AC Motor Drives.*  
IEEE transactions on power electronics Vol. 3 No. 2 April 1989.
- [LOUIS 93] J.P. LOUIS, B. SEMAIL, F. BOUILLAUT.  
*Extension de la méthode de Park à la machine asynchrone en régime  
saturé en vue d'une modélisation analytique.*  
Journée Commande vectorielle, Toulouse 8 juin 1993.
- [LOVE 91] D. J. LOVE  
*Failure Analysis of Low - Voltage Power and Control Circuits.*  
IEEE transactions on industry applications.  
Vol. 27. No. 5. September/October 1991.
- [MANESSE 87] G. MANESSE  
Sur une analyse fonctionnelle des groupements d'interrupteurs  
statiques. Extension à la modélisation des convertisseurs dans leur  
environnement de contrôle et de puissance.  
Thèse de Doctorat ès-sciences, 1987, USTFLA, Lille.

- [MENDES 92] E. MENDES, B. L. SEMAIL.  
*Reconstitution du flux rotorique pour la commande vectorielle des moteurs asynchrones.*  
Journée Commande vectorielle, LILLE 2 Décembre 1992.
- [MOLLARD 88] P. MOLLARD  
*Actionneur numérique synchrone autopilotée. Structure-Modélisation - Commande.*  
Thèse de Docteur de l'INPT - 1988.
- [MONMASSON 93] MONMASSON  
*Architecture de dispositifs de commande numérique. Application à la variation de vitesse. Réalisation de prédifusés reprogrammables.*  
Thèse de Docteur de l'INPT - 11 Juin 1993.
- [OURTH 92] T. OURTH, V.T. NGUYEN PHUOC, M. DAVID, B. de Fornel.  
*Commande vectorielle d'un moteur asynchrone sans capteur.*  
Journée d'Etudes des 21-22 octobre 1992 à Metz.
- [PIERTZAK 93] M. DAVID PIERTZAK, X. ROBOAM  
*Contraintes spécifiques du contrôle vectoriel : description, effets, dégradation des performances.*  
Journée Commande vectorielle, Toulouse 8 juin 1993.
- [PIETRZAK 92] M. PIETRZAK- B. DE FORNEL  
*Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle.*  
Journée Commande vectorielle, LILLE 2 Décembre 1992.
- [PIERTZAK 88] M. PIERTZAK  
*Algorithmes de commande d'un variateur de vitesse asynchrone.*  
Thèse de Docteur es -sciences, INPT 1988.
- [ROBOAM 92] X. ROBOAM, J.C HAPIOT, B. DE FORNEL ET C. ANDRIEUX  
*Contrôle d'une machine asynchrone par estimation robuste de la vitesse.*  
Journal de physique III, France 2 (1992).
- [ROYE 92] D. ROYE, D. DIALLO  
*La commande vectorielle du moteur asynchrone : Aspects pédagogiques.*  
Journée Commande vectorielle LILLE 2 Décembre 1992.
- [ROWAN 91] T. M.ROWAN, R. J. WERKMAN, D. LEGGATE  
*A simple Orientation of an Induction Machine.*  
IEEE transactions on industry applications.  
Vol. 27. No. 4. JULY/AUGUST 1991.

- [SAGUE 86] A. SAGUE  
*Etude de la commande adaptative sans capteur de vitesse d'un variateur de vitesse pour machine asynchrone.*  
Thèse de Docteur de L'INPT 1986 .
- [SEIXAS 88] P.F. SEIXAS  
*Commande numérique d'une machine synchrone autopilotée.*  
Thèse de Docteur de l'INPT. 1988.
- [SEGUIER 89] G. SEGUIER  
*Les convertisseurs de l'électronique de puissance:  
la conversion continu-alternatif (volume 4).*  
Editions Technique et documentation (Lavoisier), 1989.
- [SEMAIL 90] B. SEMAIL  
*Modélisation et réalisation d'un actionneur asynchrone et de sa commande vectorielle.*  
Thèse de l'université Paris VI 1990.
- [SIALA 90] S. SIALA, B. DEFORNEL, M. PIETRZAK  
*Comparative study of continuous and sampled control performances in asynchronous drives.*  
IMACS - TC' 90 NANCY 19-23 septembre 1990.
- [SOURNAC 90] E. SOURNAC  
*Variateur de vitesse pour machine asynchrone. Commande numérique et stratégies M.L.I. Optimisations des modulations.*  
Thèse de Docteur de l'ENSEEIHHT 1990.
- [SPEE 90] R. SPEE, A. K. WALLACE  
*Remedial Strategies for Brushless DC Drive Failures.*  
IEEE transactions on industry applications.  
Vol. 26. No. 2. March/April - 1990.
- [SUKEGAWA 91] T. SUKEGAWA, K. KANIYAMA, K. MIZUNO, T. MATSUI  
*Fully Digital Vector - Controlled PWM VSI - Fed ac Drives with Inverter Dead - Time Compensation Strategy.*  
IEEE transactions on industry applications.  
Vol. 27. No.3. May/June 1991.
- [TSUJI 91] T. TSUJI, J. SAKAKIBARA, S. NAKA  
*CSI Drive Induction Motor by Vector Approximation.*  
IEEE transactions on industry applications.  
Vol. 27. No. 4. July/August 1991.

- [XU 91] X. XU, D. W. NOVOTNY  
*Implementation of Direct Stator Flux orientation Control on a Versatile DSP Based System.*  
IEEE transactions on industry applications.  
Vol. 27. No. 4. July/August 1991.
- [XUE 91] Y. XUE, X. XU, G. HABETLER AND D. M. DIVAN  
*A stator Flux - Oriented voltage source variable speed drive based on dc link measurement.*  
IEEE transactions on industry applications.  
Vol. 27. No. 5. September/October 1991.



## *Résumé*

Dans ce mémoire, l'auteur propose le principe d'un fonctionnement dégradé pour un système d'entraînement composé d'un onduleur de tension et d'une machine asynchrone contrôlée en courant. Ce mode de marche en dégradé peut être utilisé lorsqu'un défaut quelconque oblige à inhiber la commande d'une phase.

Après avoir rappelé les principales stratégies de commande en vitesse de l'ensemble onduleur-machine asynchrone au premier chapitre, l'auteur propose au deuxième chapitre le principe d'une marche dégradée optimale qui conserve le couple du mode triphasé. L'alimentation est alors biphasée et oblige donc à interconnecter le neutre de la machine, obligatoirement couplée en étoile, au point milieu de la source continue.

Dans le troisième chapitre, le comportement et les performances, en commande scalaire puis en commande vectorielle, sont analysés et prouvent la supériorité du mode biphasé optimal qui conservent la dynamique à condition d'adapter les deux courants qui doivent être déphasés de  $\pi/3$  et  $\sqrt{3}$  fois plus important, afin de maintenir le même couple utile.

Enfin, dans le quatrième chapitre, les relevés expérimentaux effectués sur une machine de 1.1 kW permettent de valider les principaux résultats de simulation et les stratégies de commande proposés précédemment.

---

Mots clés : Machine asynchrone, onduleur de tension, contrôle des courants en M.L.I., marche dégradée.

---

## *Abstract*

In this thesis the author proposes a remedial operation for the conversion system constituted by a Voltage Source Inverter (VSI) and a current controlled asynchronous machine. This remedial operation can be used to continue the application when a fault leads to switch off one inverter arm transistors.

After presenting the scalar and vector control structures in chapter 1, the author proposes in chapter 2 the principle of an optimal remedial operation which maintains the torque quality of the three-phase healthy supply mode. This remedial strategy is obtained using two-phase operation and then implies that neutral point of star coupled machine is connected to the dc source. In chapter 3 scalar and vector control performances in remedial operation modes are analyzed and show that the optimal two-phase operation preserves the dynamic of the conversion system provided that currents are adapted to be  $\pi/3$  shifted and  $\sqrt{3}$  more important.

Experimental results carried out using an 1.1 kW asynchronous machine and presented in chapter 4 validate simulation results and the control strategies proposed previously.

---

Keywords : asynchronous machine, Voltage Source Inverter (VSI), PWM current control, remedial operation.

---