

UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES  
DE LILLE

THESE

présentée en vue d'obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE  
Spécialité : GENIE ELECTRIQUE

par

Emmanuel DELMOTTE

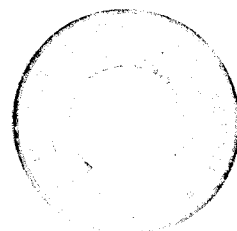
Professeur agrégé de Physique Appliquée

OBSERVATEUR ROBUSTE DE FLUX  
POUR LA COMMANDE VECTORIELLE  
D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

Conception et mise en œuvre

Les travaux relatifs au présent mémoire ont été effectués au sein de l'équipe  
Commande du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de puissance  
de Lille

(E.C.L. - E.N.S.A.M. - U.S.T.L. )



# AVANT PROPOS

*Les travaux relatifs au présent mémoire ont été effectués au sein de l'équipe Commande du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de puissance de Lille, EP AU CNRS n°121.*

## REMERCIEMENTS

*J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur **Christian ROMBAUT**, Directeur du L2EP, pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire et pour avoir ainsi permis la rédaction de ce mémoire.*

*Je tiens à exprimer toute ma gratitude à Madame **Betty SEMAIL**, Maître de Conférences à l'Ecole Centrale de Lille, d'avoir su diriger mon travail avec compétence et disponibilité, et également d'honorer de sa présence féminine ce jury.*

*Je remercie Monsieur **Jean Paul LOUIS**, Professeur à l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, Directeur du LESIR, d'avoir accepté d'être l'un des rapporteurs de ce mémoire.*

*Je suis très honoré que Monsieur **Bernard DE FORNEL**, Professeur à l'ENSEEIHHT ait accepté de juger ce travail en tant que rapporteur.*

*Je remercie Monsieur **Jean-Paul HAUTIER**, Professeur à l'ENSAM, pour sa participation à l'élaboration de ce mémoire et pour les nombreux échanges scientifiques que nous avons eu.*

*Je suis aussi très sensible à l'honneur que me fait Monsieur **Robert BAUSIERE**, Professeur à l'USTL en acceptant de présider ce jury.*

*Mes remerciements vont aussi à Monsieur **Alain BOUSCAYROL**, Maître de Conférences à l'USTL, pour sa participation active au jury.*

*Je tiens aussi à exprimer ma reconnaissance à Monsieur **Benoît ROBYNS**, enseignant à HEI, pour les nombreux entretiens que nous avons eu et qui ont contribué à la réalisation de ce mémoire.*

*Je remercie également Monsieur **Xavier CIMETIERE**, assistant ingénieur à l'Ecole Centrale de Lille pour ses compétences techniques et technologiques ainsi que sa disponibilité lors de l'élaboration du banc expérimental.*

*Je suis très sensible à la patience et à la compréhension dont a fait preuve Monsieur **André CASTELAIN**, Directeur de l'IG2I, afin que je rédige ce rapport dans des conditions satisfaisantes malgré mon importante charge d'enseignement.*

*Le lecteur appréciera en outre le travail de dactylographie de Madame **Annick PENNEQUIN**. Qu'elle soit ici remerciée du soin et de la diligence qu'elle y a apporté, ainsi que de l'amitié qu'elle me témoigne.*

*Je tiens aussi à remercier toute l'équipe du **L2EP**, et plus particulièrement l'ensemble des Thésards pour l'ambiance de travail chaleureuse et amicale qui se renouvelle chaque année et pour les nombreux coups de mains de chacun.*

*Je ne pourrais conclure sans exprimer, d'une part, toute ma gratitude à mes **PARENTS** qui m'ont soutenu durant toutes mes études et qui ont permis l'existence de ce mémoire, et, d'autre part, tout ma reconnaissance à mes **BEAUX-PARENTS, FRERE, BEAUX-FRERES** et **BELLE-SOEUR** pour leur soutien et leur intérêt durant la préparation de ce mémoire.*

*Enfin, je profite de ces lignes pour témoigner de l'Amour et de l'Admiration que je porte à ma femme **CLAUDIE** qui m'a aidé à réaliser les différentes figures de ce mémoire et a su me soutenir de façon efficace durant ces longues années de préparation à ce travail. Je terminerai par un petit mot à ma fille **LUDIVINE**, âgée bientôt de huit mois : **AGAH**.*

« Outre que l'Ecclésiaste fut un sage, il a encore enseigné la science au peuple, et il a examiné, sondé, mis en ordre un grand nombre de sentences. L'Ecclésiaste s'est efforcé de trouver des paroles agréables ; et ce qui a été écrit avec droiture , ce sont des paroles de vérité. Les paroles des sages sont comme des aiguillons ; et, rassemblées en un recueil, elles sont comme des clous plantés ; elles sont données par un seul maître. Du reste, mon fils, tire instruction de ces choses ; on ne finirait pas, si l'on voulait faire un grand nombre de livres, et beaucoup d'études est une fatigue pour le corps.

Écoutons la fin du discours : Crains Dieu et observe ses commandements. C'est là ce que doit faire tout homme. Car Dieu amènera toute œuvre en jugement, au sujet de tout ce qui est caché, soit bien, soit mal. »

ECCLESIASTE 12, v11-15

**A Claudie**





# **SOMMAIRE**



# ***SOMMAIRE***

## **AVANT PROPOS**

## **SOMMAIRE**

### **INTRODUCTION** 1

## **I. GENERALITES SUR LA COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE** 4

### **Introduction** 5

#### **I.1. Contrôle en vitesse d'une machine électrique** 6

#### **I.2. Modèle de la machine asynchrone** 9

#### **I.3. Choix du repère pour le contrôle** 12

##### **I.3.1. Repère lié au flux statorique** 13

##### **I.3.2. Repère lié au flux rotorique** 14

#### **I.4. Elaboration de la commande** 16

#### **I.5. Reconstitution du flux rotorique** 19

##### **I.5.1. L'estimation** 19

##### **I.5.2. L'observation** 21

#### **I.6. Limitations du modèle de Park** 24

#### **I.7. Contraintes technologiques** 30

### **Conclusion** 32

<b><u>II. OBSERVATEUR DE FLUX POUR MACHINE</u></b>	<b>33</b>
<b><u>ASYNCHRONE</u></b>	
<b><u>Introduction</u></b>	<b>34</b>
<b><u>II.1. Construction de l'observateur</u></b>	<b>35</b>
<b><u>II.1.1. Modèle d'état</u></b>	<b>35</b>
<b><u>II.1.2. Problème de l'observabilité</u></b>	<b>36</b>
<b><u>II.2. Discrétisation</u></b>	<b>38</b>
<b><u>II.2.1. Première méthode de discrétisation : méthode de discrétisation d'ordre complet</u></b>	<b>39</b>
<b><u>II.2.2. Deuxième méthode de discrétisation : méthode de discrétisation d'ordre réduit</u></b>	<b>42</b>
<b><u>II.2.3. Forme générale des équations aux différences</u></b>	<b>44</b>
<b><u>II.3. Equations de l'observateur</u></b>	<b>45</b>
<b><u>II.4. Méthode classique du choix du gain K</u></b>	<b>47</b>
<b><u>II.5. Prise en compte de la sensibilité paramétrique</u></b>	<b>50</b>
<b><u>II.5.1. Régime permanent de la machine asynchrone</u></b>	<b>50</b>
<b><u>II.5.2. Régime permanent de l'observateur</u></b>	<b>52</b>
<b><u>II.5.3. Erreurs de module et d'orientation</u></b>	<b>54</b>
<b><u>II.5.4. Choix de la structure de gain K</u></b>	<b>56</b>
<b><u>Conclusion</u></b>	<b>59</b>

<b><u>III. ETUDE DE LA SENSIBILITE AUX</u></b>	<b>60</b>
<b><u>PARAMETRES ET A LA PERIODE</u></b>	
<b><u>D'ECHANTILLONNAGE</u></b>	
<b><u>Introduction</u></b>	<b>61</b>
<b><u>III.1. Influence de la période d'échantillonnage</u></b>	<b>62</b>
<b><u>III.1.1. Méthode de discrétisation d'ordre réduit</u></b>	<b>62</b>
<b><u>III.1.2. Méthode de discrétisation d'ordre complet</u></b>	<b>66</b>
<b><u>II.2. Influence de la variation paramétrique</u></b>	<b>70</b>
<b><u>III.2.1. Variation de mutuelle cyclique</u></b>	<b>70</b>
<b><u>III.2.2. Variation de résistance rotorique</u></b>	<b>75</b>
<b><u>III.2.3. Variation de la résistance statorique</u></b>	<b>77</b>
<b><u>III.2.4. Conclusion sur l'influence seule des paramètres</u></b>	<b>78</b>
<b><u>III.3. Prise en compte de la discrétisation dans l'influence des</u></b>	<b>79</b>
<b><u>paramètres</u></b>	
<b><u>III.3.1. Influence de la mutuelle cyclique</u></b>	<b>80</b>
<b><i>III.3.1.1. Méthode de discrétisation d'ordre complet</i></b>	<b>81</b>
<b><i>III.3.1.2. Méthode de discrétisation d'ordre réduit</i></b>	<b>83</b>
<b><i>III.3.1.3. Conclusion</i></b>	<b>86</b>
<b><u>III.3.2. Influence de la résistance rotorique</u></b>	<b>86</b>
<b><i>III.3.2.1. Méthode de discrétisation d'ordre complet</i></b>	<b>87</b>
<b><i>III.3.2.2. Deuxième méthode de discrétisation</i></b>	<b>89</b>
<b><i>III.3.2.3. Conclusion</i></b>	<b>90</b>
<b><u>III.3.3. Influence de la résistance statorique</u></b>	<b>90</b>
<b><i>III.3.3.1. Méthode de discrétisation d'ordre complet</i></b>	<b>91</b>
<b><i>III.3.3.2. Méthode de discrétisation d'ordre réduit</i></b>	<b>92</b>
<b><u>III.3.4. Conclusion</u></b>	<b>93</b>

<b><u>III.4. Régime dynamique</u></b>	<b>94</b>
<b><u>III.4.1. Introduction</u></b>	<b>94</b>
<b><u>III.4.2. Influence de la période d'échantillonnage</u></b>	<b>95</b>
<b><u>III.4.3. Influence de la valeur de la mutuelle cyclique et de la période d'échantillonnage</u></b>	<b>98</b>
<b><u>III.4.4. Influence de la valeur de la résistance rotorique et de la période d'échantillonnage</u></b>	<b>101</b>
<b><u>III.4.5. Influence de la valeur de la résistance statorique et de la période d'échantillonnage</u></b>	<b>104</b>
<b><u>Conclusion</u></b>	<b>108</b>

## **IV MISE EN ŒUVRE EXPERIMENTALE** **109**

<b><u>Introduction</u></b>	<b>110</b>
<b><u>IV.1. Organisation fonctionnelle d'un système électrotechnique</u></b>	<b>111</b>
<b><u>IV.1.1. Présentation structurelle</u></b>	<b>111</b>
<b><u>IV.1.2. Présentation de l'axe de puissance</u></b>	<b>113</b>
<b><i><u>IV.1.2.1. La source</u></i></b>	<b>114</b>
<b><i><u>IV.1.2.2. Le convertisseur statique</u></i></b>	<b>115</b>
<b><i><u>IV.1.2.2. La charge</u></i></b>	<b>115</b>
<b><u>IV.1.3. Présentation de l'axe de contrôle</u></b>	<b>115</b>
<b><u>IV.2. Etude de l'axe de commande principal</u></b>	<b>117</b>
<b><u>IV.2.1. Introduction</u></b>	<b>117</b>
<b><u>IV.2.2. Modélisation de l'axe de puissance</u></b>	<b>117</b>
<b><i><u>IV.2.2.1. Partie opérative</u></i></b>	<b>118</b>
<b><i><u>IV.2.2.2. Partie commande</u></i></b>	<b>123</b>
<b><i><u>IV.2.2.3. Modèle de connaissance de l'axe de puissance</u></i></b>	<b>124</b>

<b><u>IV.2.3. Organisation de l'axe de contrôle</u></b>	<b>128</b>
<i><u>IV.2.3.1. Inversion du graphe informationnel causal</u></i>	<b>128</b>
<i><u>IV.2.3.2. Organisation fonctionnelle de l'axe de commande</u></i>	<b>130</b>
<b><u>IV.2.4. Microcalculateur de processus</u></b>	<b>132</b>
<i><u>IV.2.4.1. Rôle</u></i>	<b>132</b>
<i><u>IV.2.4.2. Carte système du DSP</u></i>	<b>132</b>
IV.2.4.2.1. Présentation générale du DSP	<b>132</b>
IV.2.4.2.2. Caractéristiques du DSP 96002 de Motorola	<b>133</b>
IV.2.4.2.3. Environnement matériel proche du DSP : la carte système	<b>134</b>
<b><u>IV.2.5. Automate de commande rapprochée</u></b>	<b>135</b>
<i><u>IV.2.5.1. Rôle</u></i>	<b>135</b>
<i><u>IV.2.5.2. Calcul de la matrice génératrice de connexion</u></i>	<b>136</b>
<i><u>IV.2.5.3. Réalisation du modulateur : la carte de commande</u></i>	<b>137</b>
IV.2.5.3.1. Choix du modulateur	<b>137</b>
IV.2.5.3.2. Création des impulsions de commande des bras d'onduleur	<b>137</b>
IV.2.5.3.3. Génération des signaux d'horloge	<b>138</b>
<b><u>IV.2.6. Bloc de contrôle des commutations</u></b>	<b>139</b>
<b><u>IV.2.7. Bus d'observation</u></b>	<b>139</b>
<i><u>IV.2.7.1. Mesure de la vitesse et de la position</u></i>	<b>139</b>
IV.2.7.1.1. Capteur de vitesse et de position	<b>140</b>
IV.2.7.1.2. Traitement du signal	<b>140</b>
<i><u>IV.2.7.1.2.a. Mesure de la position</u></i>	<b>140</b>
<i><u>IV.2.7.1.2.b. Mesure de la vitesse</u></i>	<b>140</b>
<i><u>IV.2.7.2. Mesure des courants</u></i>	<b>143</b>
<b><u>IV.2.8. Automate de contrôle des modes de marche</u></b>	<b>144</b>
<b><u>IV.2.9. Conclusion</u></b>	<b>144</b>
<i><u>IV.2.9.1. Structure du programme sur le PC</u></i>	<b>146</b>
<i><u>IV.2.9.2. Structure du programme sur le DSP</u></i>	<b>146</b>



<b><u>IV.3. Etude de l'axe de commande secondaire</u></b>	<b>149</b>
<b><u>IV.4. Essais expérimentaux</u></b>	<b>150</b>
<b><u>IV.4.1. Correcteurs utilisés</u></b>	<b>150</b>
<b><u>IV.4.2. Influence de la période d'échantillonnage</u></b>	<b>151</b>
<b><u>IV.4.3. Influence des paramètres de la machine</u></b>	<b>153</b>
<b><i><u>IV.4.3.1. Influence de la résistance statorique</u></i></b>	<b>153</b>
<b><i><u>IV.4.3.2. Influence de la mutuelle cyclique</u></i></b>	<b>155</b>
<b><i><u>IV.4.3.3. Influence de la résistance rotorique</u></i></b>	<b>156</b>
<b><u>Conclusion</u></b>	<b>158</b>
<b><u>CONCLUSION GENERALE</u></b>	<b>159</b>

## **ANNEXES**

ANNEXE 1 : DONNEES CONSTRUCTIVES DE LA MACHINE

ANNEXE 2 : STRUCTURE DES MATRICES H ET K

ANNEXE 3 : DONNEES EXPERIMENTALES SUR LA MACHINE

ANNEXE 4 : CORRECTEURS DE FLUX, VITESSE ET COURANTS

ANNEXE 5 : COEFFICIENTS DE L'OBSERVATEUR

ANNEXE 6 : TRANSFORMATION DE PARK

## **GLOSSAIRE**

## **BIBLIOGRAPHIE**

# **INTRODUCTION GENERALE**

# INTRODUCTION GENERALE

L'évolution des systèmes industriels vers des processus automatisés impose de plus en plus l'intégration des moteurs électriques dans un environnement électronique de régulation et de commande.

Dans cette optique, le moteur à courant continu, dont le modèle électrique laisse présager des lois de commandes simples, occupe une large part du marché des actionneurs électriques. Cependant les faiblesses structurelles de cette machine, liées à la présence d'un collecteur mécanique, ont orienté les recherches vers l'utilisation de moteurs à courant alternatif, synchrones et asynchrones. Effectivement moins coûteux et plus robustes, donc plus faciles à entretenir, en particulier lorsqu'il s'agit de l'actionneur asynchrone, ces moteurs ont des performances dynamiques comparables, voire supérieures à celles de la machine à courant continu. Leur modélisation analytique, et les algorithmes de commande qui en découlent sont cependant plus complexes.

Ceci est surtout le cas pour la commande de l'actionneur asynchrone : la particularité de ce moteur, s'il est à cage, est de ne fournir aucune information directe sur les grandeurs électriques développées au rotor. Les paramètres intervenant dans le modèle analytique sont donc particulièrement difficiles à identifier, d'autant plus qu'ils présentent des variations selon le point de fonctionnement considéré.

De nombreuses recherches portent sur la détermination paramétrique du modèle [MEN93]. Toutefois les lois de commandes qui en résultent présentent l'inconvénient d'être difficiles à mettre en œuvre. C'est pourquoi nous avons choisi une autre voie d'investigation : à partir du modèle analytique classique de Park, certes entaché d'erreurs, nous reconstituons le flux, que nous allons corriger à l'aide d'un observateur déterministe, notion qui sera développée au cours de la thèse.

Cette méthode a déjà été envisagée [VER88] [JAN94] : la démarche classique consiste à trouver le gain qui assure une vitesse de convergence satisfaisante de l'observateur. Toutefois celle-ci n'aboutit pas à un résultat correct vis à vis des variations paramétriques.

Pour les prendre en compte, nous proposons une méthode systématique de recherche du gain. L'avantage de cette technique réside à la fois dans la simplicité du modèle utilisé et de la structure de l'observateur, malgré la prise en compte de variation des résistances statorique et rotorique, de la mutuelle cyclique, de la période d'échantillonnage.

Le premier chapitre sera constitué d'un rappel des principes de la commande vectorielle du moteur asynchrone. Il comportera d'une part la présentation de la méthode du graphe informationnel causal, technique d'analyse des systèmes physiques, utilisée pour la suite dans l'élaboration des lois de commandes. D'autre part, la notion d'observateur sera abordée avec la mise en œuvre face aux problèmes d'évolution des paramètres.

Dans le deuxième chapitre, nous détaillerons la construction de deux observateurs discrets. Afin de diminuer la sensibilité aux paramètres, nous verrons comment déterminer le gain optimal de l'observateur par une étude en régime permanent. Dans le troisième chapitre où sera abordé l'influence de la période d'échantillonnage et celle des paramètres, les résultats théoriques des calculs seront présentés et complétés par une étude en régime dynamique.

Le quatrième chapitre sera consacré à la présentation du banc expérimental, ainsi qu'à son élaboration. Cette partie sera close par une présentation des essais expérimentaux, validant sur un asservissement de vitesse la méthode retenue.

# **CHAPITRE I**

## **GENERALITES SUR LA COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

## **Introduction**

Nous nous intéressons à une machine asynchrone triphasée que nous voulons contrôler en vitesse à l'aide d'un onduleur de tension.

Pour élaborer les lois de commande, il est nécessaire d'établir un modèle de l'actionneur. Cette démarche est d'abord rappelée dans le cas d'une machine électrique plus simple du point de vue de son utilisation : le moteur à courant continu.

Ensuite le raisonnement est appliqué à l'actionneur asynchrone : il apparaît alors plusieurs problèmes liés à la connaissance de l'état magnétique de la machine. Ceux-ci sont enfin abordés après un rappel du modèle de Park.

## I.1. Contrôle en vitesse d'une machine électrique

Le contrôle en vitesse d'une machine électrique signifie le réglage de sa vitesse de rotation par action sur les grandeurs électriques, tensions et/ou courants d'alimentation. Une telle commande nécessite donc de disposer des relations liant ces grandeurs à la vitesse mécanique, issue le plus souvent d'un modèle de connaissance. Ces relations constituent alors ce qu'il convient d'appeler le modèle de commande.

Parmi les différents types de moteurs électriques, le moteur à courant continu, à excitation séparée et parfaitement compensé, est celui qui peut être décrit par le modèle le plus simple. Ce modèle est caractérisé respectivement par la résistance  $R$  et l'inductance d'induit  $L$  ; le flux inducteur  $\phi$  est créé par un courant inducteur ou par des aimants permanents ; enfin, alimentée par une tension  $U$  et un courant d'induit  $I$ , elle tourne à une vitesse  $\Omega$ . La loi d'Ohm appliquée à l'induit du moteur s'écrit selon l'équation I.1. :

$$U = k \phi \Omega + R I + L \frac{dI}{dt} \quad \text{I.1.}$$

où  $k$  est un coefficient qui dépend essentiellement de la géométrie de la machine.

Le couple électromagnétique  $C_{em}$  s'écrit dans ces conditions :

$$C_{em} = k \phi I \quad \text{I.2.}$$

Le couple est une fonction bilinéaire du flux inducteur  $\phi$  et du courant d'induit  $I$ . Pour simplifier l'élaboration de la commande en vitesse, l'expression I.2. devient linéaire si le flux inducteur est maintenu constant. Physiquement, cela revient à fixer l'état magnétique du moteur qui est généralement choisi à la limite de la saturation de la machine, ce qui correspond alors à un produit  $k\phi$  optimal. Dans le cas du moteur à courant continu parfaitement compensé, cette condition est particulièrement simple à réaliser compte tenu du découplage physique entre induit et inducteur. Le réglage du couple revient donc à celui du courant d'induit  $I$ .

Le convertisseur qui va permettre la réalisation de ce réglage peut être modélisé en première approximation par un simple gain unitaire [CAR 95].

Enfin les relations I.1. et I.2. sont complétées par l'équation mécanique qui relie le couple à la vitesse. Classiquement, celle-ci s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f\Omega - C_r \quad I.3.$$

avec :

- J, le moment d'inertie des masses tournantes ;
- f, le coefficient de frottement visqueux ;
- $C_r$ , le couple résiduel non décrit dans les termes précédents.

L'étude de la régulation de vitesse peut alors être effectuée à l'aide du graphe informationnel causal du système machine-convertisseur [HAU 96]. Ce graphe traduit les relations précédentes en mettant en évidence leurs propriétés de causalité. Pour le système étudié, le graphe informationnel causal est le suivant :

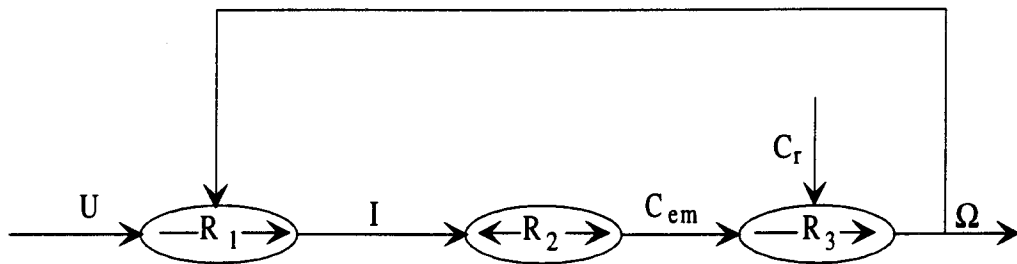


Figure I.1. Graphe informationnel causal du système machine à courant continu-convertisseur

$R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$  représentent respectivement les équations I.1., I.2., I.3. Une flèche à une ou deux pointes rend compte respectivement du caractère irréversible ou réversible de la relation correspondante : les relations  $R_1$  ou  $R_3$  ne sont pas directement réversibles, car l'intégration est une relation causale ; la relation  $R_2$  est réversible, car indépendante du temps.

Le principe d'élaboration de la commande est basé sur l'inversion du graphe informationnel causal en tenant compte d'une loi : seules les relations rigides et atemporelles sont inversibles. Pour les autres relations, la technique consiste à effectuer une mesure et à comparer celle-ci à une grandeur de référence : le but est alors de réduire l'erreur entre ces deux valeurs. Suivant ces principes, l'inversion du graphe informationnel causal conduit au schéma :



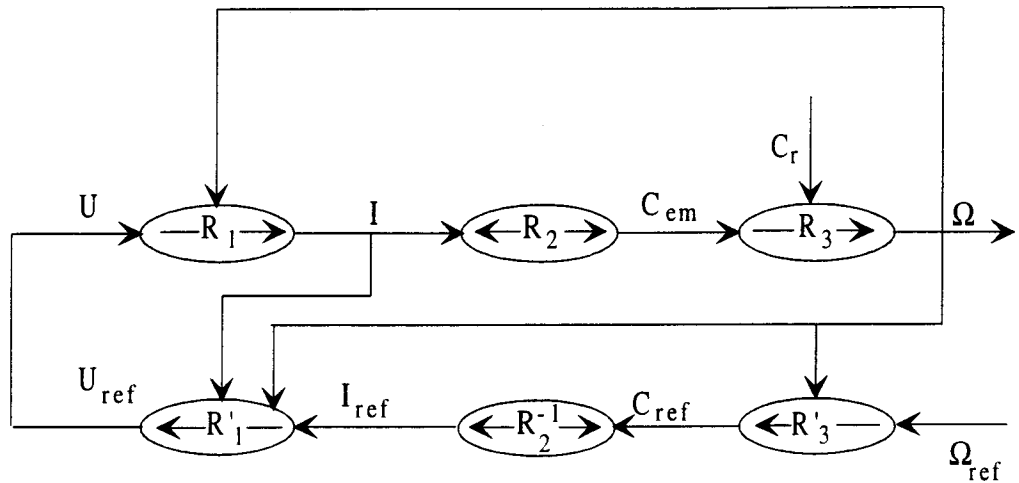


Figure I.2. Graphe informationnel causal d'une machine à courant continu contrôlée en vitesse

$R'_1$  et  $R'_3$  sont deux relations déterminées sur des critères de dynamique propres à l'utilisation tandis que  $R_2^{-1}$  est l'inverse de  $R_2$ .

D'après la figure I.2., une structure à deux boucles se dégage : une boucle interne de courant et une boucle externe de vitesse. La boucle interne sert d'asservissement de courant avec compensation de la perturbation que représente la force électromotrice de la machine (découplage électromécanique). La boucle externe est la commande en vitesse avec limitation de la grandeur de réglage  $I_{ref}$  afin d'éviter toute surintensité dans l'induit. Cette structure classique se déduit systématiquement de la procédure d'inversion des causalités.

Cette réflexion sur le moteur à courant continu a dégagé les idées générales d'un asservissement en vitesse : un flux inducteur maintenu constant, une boucle de courant et une boucle de vitesse construites à partir d'un modèle de commande. Le fonctionnement des machines électriques (à courant continu, synchrone ou asynchrone) repose toujours sur le même principe physique : des propriétés magnétiques leur sont conférées par un courant inducteur et la puissance est transportée par un courant induit. Par conséquent, le principe d'asservissement en vitesse décrit plus haut reste applicable à toutes ces machines.

Par la suite, il est appliqué au moteur asynchrone dont nous rappelons le modèle issu de la transformation de Park.

## **I.2. Modèle de la machine asynchrone**

Selon la précision souhaitée des résultats, il est possible d'utiliser différents modèles ou méthodes de modélisation de la machine asynchrone. On trouve par exemple le schéma équivalent en régime permanent sinusoïdal [SEG77], le modèle de « Park » [LES80] [LOU91], le modèle de Park saturé [BOL87] [VAS90], la modélisation par réseau de perméances [DEL95], et également la modélisation par la méthode des éléments finis [WIL90].

Pour élaborer l'algorithme de commande, le modèle généralement retenu est celui de Park. Il repose sur plusieurs hypothèses. La première consiste à considérer que les forces magnétomotrices créées par les différentes phases du stator et du rotor sont à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer : une bonne répartition spatiale des bobinages permet d'approcher cet objectif. On suppose aussi que l'entrefer de la machine est d'épaisseur constante : les effets d'encoçages, générateurs d'harmoniques d'espace sont négligés. Enfin plusieurs hypothèses sont formulées quant au comportement physique des matériaux : la température dans le moteur reste constante quel que soit le point de fonctionnement, les matériaux magnétiques ne saturent pas, ne sont pas soumis au phénomène d'hystérésis et ne sont pas le siège de courants de Foucault. L'épaisseur des conducteurs est telle que l'effet de peau est inexistant.

En résumé, les comportements électriques et magnétiques sont totalement linéaires.

La machine étudiée par la suite est un moteur asynchrone à cage rotorique, triphasé au stator. Dans cette approche, la cage rotorique est considérée équivalente à un bobinage triphasé en court-circuit [LES80].

En tenant compte des restrictions précédentes, l'étude physique conduit aux relations suivantes, écrites sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = R_S \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix}_S + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{pmatrix}_S \text{ et } \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = R_R \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix}_R + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{pmatrix}_R \quad \text{I.4.}$$

avec :

$$\begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{pmatrix}_S = \begin{pmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix}_S + M_o \begin{pmatrix} \cos(p\theta) & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(p\theta) & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(p\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix}_R$$

$$\begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{pmatrix}_R = \begin{pmatrix} L_R & M_R & M_R \\ M_R & L_R & M_R \\ M_R & M_R & L_R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix}_R + M_o \begin{pmatrix} \cos(p\theta) & \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(p\theta) & \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(p\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix}_S$$

- $(V_a, V_b, V_c)$  : tensions aux bornes des phases statoriques
- $(I_a, I_b, I_c)_S$  : courants dans les enroulements triphasés statoriques
- $(\phi_a, \phi_b, \phi_c)_S$  : flux magnétiques captés par les phases statoriques
- $(I_a, I_b, I_c)_R$  : courants dans les enroulements triphasés rotoriques
- $(\phi_a, \phi_b, \phi_c)_R$  : flux magnétiques captés par les phases rotoriques
- $R_S$  : résistance d'une phase statorique
- $L_S$  : inductance propre d'une phase statorique
- $M_S$  : inductance mutuelle entre deux phases statoriques distinctes
- $R_R$  : résistance d'une phase rotorique
- $L_R$  : inductance propre d'une phase rotorique
- $M_R$  : inductance mutuelle entre deux phases rotoriques distinctes
- $M_o$  : inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique
- $\theta$  : angle mécanique entre deux phases rotoriques et statoriques de même nom
- $p$  : nombre de paires de pôles

La transformation de Park consiste en un passage d'un système triphasé en composantes diphasées (Annexe 6). Elle conduit aux relations suivantes :

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix}_S = R_S \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_S + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_S + \frac{d\theta_S}{dt} P\left(\frac{\pi}{2}\right) \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_S$$

et

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}_R = R_R \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_R + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_R + \frac{d\theta_R}{dt} P\left(\frac{\pi}{2}\right) \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_R$$

I.5.

avec

$$\begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_S = L_{CS} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_S + M_C \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_R$$

$$\begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_R = L_{CR} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_R + M_C \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_S$$

$$\theta_S = \theta_R + p\theta$$

$\theta_S$  : angle de changement de repère des grandeurs statoriques (Figure A6.1.)

$\theta_R$  : angle de changement de repère des grandeurs rotoriques (Figure A6.1.)

$(V_d, V_q)_S$  : tensions diphasées équivalentes aux bornes des phases statoriques

$(I_d, I_q)_S$  : courants diphasés équivalents dans les enroulements triphasés statoriques

$(\phi_d, \phi_q)_S$  : flux magnétiques diphasés équivalents captés par les phases statoriques

$(I_d, I_q)_R$  : courants diphasés équivalents dans les enroulements triphasés rotoriques

$(\phi_d, \phi_q)_R$  : flux magnétiques diphasés équivalents captés par les phases rotoriques

$L_{CS}$  : inductance cyclique statorique (Eq. A6.6)

$M_C$  : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor (Eq. A6.6)

$L_{CR}$  : inductance cyclique rotorique (Eq. A6.6)

On notera la simplification effective de l'écriture des flux.

Par un bilan énergétique, il est possible d'obtenir une expression simple du couple électromagnétique (Annexe 6) :

$$C_{em} = p(\phi_{dS} I_{qS} - \phi_{qS} I_{dS}) = -p(\phi_{dR} I_{qR} - \phi_{qR} I_{dR}) \quad I.6.$$

Une autre expression est obtenue à l'aide des équations magnétiques du système I.5. :

$$C_{em} = p \frac{M_C}{L_{CR}} (\phi_{dR} I_{qS} - \phi_{qR} I_{dS}) \quad I.7.$$

Les équations I.5., I.6, et I.7. constituent le modèle de Park de la machine asynchrone.

### I.3. Choix du repère pour le contrôle

Comme le montrent les expressions I.6 et I.7, le couple électromagnétique peut s'écrire à l'aide de différentes variables. En vue de la commande en vitesse de la machine, seules les expressions faisant intervenir les courants statoriques sont retenues car ces derniers sont directement accessibles. De manière à effectuer l'analogie avec la commande d'une machine à courant continu, on cherche à supprimer l'un des deux produits dans les expressions du couple. Ceci est possible car seule une condition sur les angles a été imposée (Eq. A6.9) ; il reste donc encore un degré de liberté que l'on peut exploiter en choisissant d'aligner les axes sur la direction de l'un des flux statorique ou rotorique.

Aligner l'axe d du repère sur la direction du flux statorique, entraîne l'égalité :

$$\phi_{qS} = 0 \quad \text{I.8.}$$

L'expression du couple dans ce repère est alors :

$$C_{em} = p \phi_{dS} I_{qS} \quad \text{I.9.}$$

Si l'alignement se fait sur la direction du flux rotorique, alors :

$$\phi_{qR} = 0 \quad \text{I.10.}$$

L'expression du couple dans ce repère devient :

$$C_{em} = p \frac{M_C}{L_{CR}} \phi_{dR} I_{qS} \quad \text{I.11.}$$

Compte tenu de la simplicité de l'expression du couple dans les deux cas précédents, aucun repère ne semble s'imposer. Afin de distinguer les deux orientations pressenties, nous allons effectuer une étude comparative des modèles mathématiques représentant le régime permanent.

De façon préliminaire, on peut remarquer que, dans les deux repères, étant donné leur vitesse de rotation synchrone avec celle du champ tournant dans la machine, les grandeurs électromagnétiques sont constantes en régime permanent sinusoïdal. Le système I.5. devient alors :

$$\underline{Vdq_s} = R_s \underline{Idq_s} + j \frac{d\theta_s}{dt} \underline{\phi dq_s} \quad \text{I.12.}$$

$$0 = R_r \underline{Idq_r} + j \frac{d\theta_r}{dt} \underline{\phi dq_r}$$

avec

$$\underline{\phi dq_s} = L_{CS} \underline{Idq_s} + M_C \underline{Idq_r}$$

$$\underline{\phi dq_r} = L_{CR} \underline{Idq_r} + M_C \underline{Idq_s}$$

### I.3.1. Repère lié au flux statorique

Dans le repère lié au flux statorique, deux équations déduites de I.8. et I.5. sont remarquables :

$$\begin{aligned} \phi_{qs} &= 0 \\ I_{qs} &= - \frac{M_C}{L_{CS}} I_{qr} \end{aligned} \quad \text{I.13.}$$

Leur report dans le système I.12. conduit à l'expression des tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  en fonction des courants  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$ , en régime permanent :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} \\ V_{qs} &= \left( R_s + \sigma \frac{M_C^2}{R_r} \frac{d\theta_s}{dt} \frac{d\theta_r}{dt} \right) I_{qs} + L_{CS} \frac{d\theta_s}{dt} I_{ds} \\ I_{dr} &= \sigma \frac{M_C}{R_r} \frac{d\theta_r}{dt} I_{qs} \end{aligned} \quad \text{I.14.}$$

où  $\sigma$  est le coefficient de fuites défini par :

$$\sigma = 1 - \frac{M_C^2}{L_{CS} L_{CR}} \quad \text{I.15.}$$

Ces équations montrent que dans le cas général, ni  $I_{dr}$ , ni  $I_{qr}$  ne sont nuls. Des systèmes I.12. et I.13., on peut déduire un diagramme vectoriel dans le plan complexe (figure I.3.) :



On remarque que la coordonnée  $I_{dR}$  est nulle. On en déduit le diagramme vectoriel de la figure

I.4.:

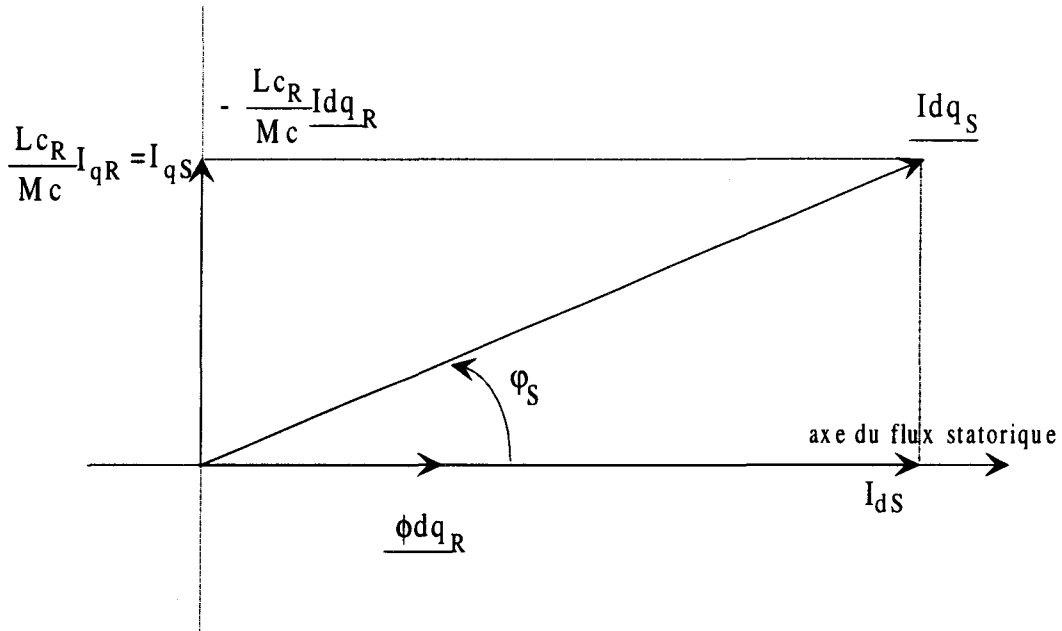


Figure I.4. Diagramme vectoriel des courants dans le repère du flux rotorique

L'angle  $\varphi_S$  définit ici le déphasage entre le courant statorique et le flux rotorique.

Contrairement au cas précédent, le flux rotorique est créé par la seule composante  $I_{dS}$  du courant statorique. Egalement, dans ce repère, le couple est donné en régime permanent par :

$$C_{em} = p \phi_{dR} I_{qS} = p |\underline{\phi dq_R}| |\underline{Idq_S}| \sin \varphi_S = p \frac{L_{CR}}{M_C} |\underline{\phi dq_R}| |\underline{Idq_R}| \quad \text{I.18.}$$

En comparant les expressions I.16. et I.18. des couples électromagnétiques, on peut énoncer la propriété suivante : en régime permanent, dans le repère du flux rotorique, le maximum de couple est indépendant de l'orientation du courant rotorique et correspond au maximum du courant pour un flux rotorique donné. Cette remarque ne peut pas être formulée dans le cas du repère statorique [H088] : pour celui-ci, le maximum de couple dépend également de l'orientation du courant rotorique.

Compte tenu de ces propriétés, l'orientation du repère selon la direction du flux rotorique semble être la voie la plus naturelle à suivre pour l'élaboration d'une commande similaire à celle d'une machine à courant continu. En régime permanent, la commande en couple dans le repère rotorique se résume à une



commande en courant  $\underline{Id}_{qs}$  : la composante  $I_{ds}$  sert à créer le flux rotorique (flux inducteur) et la composante  $I_{qs}$  (courant d'induit) contribue avec le flux à la création du couple électromagnétique.

#### I.4. Elaboration de la commande

Le choix du repère lié au flux rotorique amène à une modélisation simplifiée de la machine asynchrone. De plus, les grandeurs électriques exprimées dans ce repère sont constantes en régime permanent sinusoïdal. Comme pour la machine à courant continu, nous allons écrire le graphe informationnel causal du système afin d'élaborer la structure de commande.

Le choix du flux rotorique, comme axe de référence, conduit naturellement à retenir celui-ci comme grandeur physique décrivant l'état magnétique du système. Les courants statoriques, facilement mesurables, compléteront le vecteur d'état pour permettre la description électromagnétique de la machine.

En choisissant les variables précitées, le système I.5. écrit dans le repère du flux rotorique, conduit aux équations :

$$R_1 : \quad V_{ds} = \left[ R_s + (1 - \sigma) \frac{L_{CS}}{L_{CR}} R_r \right] I_{ds} + \sigma L_{CS} \frac{d I_{ds}}{d t} + \left[ (1 - \sigma) \frac{L_{CS}}{M_C} \frac{\phi_{dR}}{T_R} - \sigma L_{CS} \frac{d\theta_s}{d t} \right] I_{qs} \quad I.19.$$

$$R_3 : \quad V_{qs} = \left[ R_s + (1 - \sigma) \frac{L_{CS}}{L_{CR}} R_r \right] I_{qs} + \sigma L_{CS} \frac{d I_{qs}}{d t} + \left[ (1 - \sigma) \frac{L_{CS}}{M_C} p \Omega \phi_{dR} + \sigma L_{CS} \frac{d\theta_s}{d t} \right] I_{ds} \quad I.20.$$

$$R_2 : \quad \phi_{dR} + T_R \frac{d\phi_{dR}}{d t} = M_C I_{ds} \quad I.21.$$

$$R_4 : \quad C_{em} = p \frac{M_C}{L_{CR}} \phi_{dR} I_{qs}$$

$$R_5 : \quad J \frac{d \Omega}{d t} = C_{em} - f \Omega - C_r$$

$T_R$ , appelée constante de temps rotorique, est définie par :

$$T_R = \frac{L_{CR}}{R_r} \quad I.22.$$

Dans le repère du flux rotorique, le graphe informationnel causal du système traduisant les relations précédentes est le suivant :

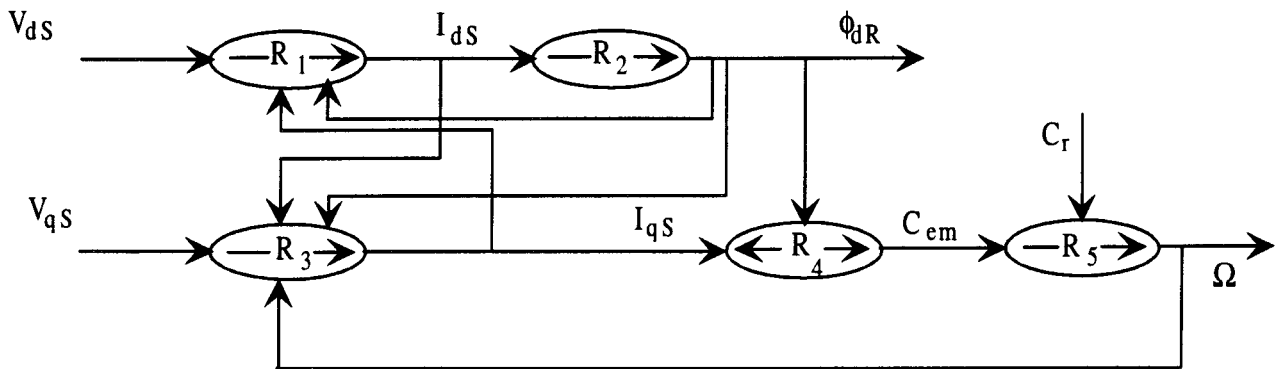


Figure I.5. Graphe informationnel causal de la machine asynchrone dans le repère du flux rotorique

Les relations  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  et  $R_5$ , définies en début de paragraphe, représentent respectivement les équations I.19., I.21., I.20., I.11. et I.3.

Ce graphe est à rapprocher de celui décrivant la machine à courant continu (figure I.1.) ; là encore, la seule relation rigide est l'expression du couple électromagnétique, fonction bilinéaire du flux et du courant. Pour des raisons déjà exposées lors de l'étude de la machine à courant continu, le flux  $\phi_{dR}$  est maintenu constant. Cependant, contrairement au flux inducteur de la machine à courant continu, ce flux doit toujours être régulé. On constate également l'action d'une force contre-électromotrice (retour de la vitesse sur  $R_3$ ) semblable à celle déjà observée figure I.1. On peut aussi remarquer des couplages entre les voies d et q au niveau des relations  $R_1$  et  $R_3$ . Grâce à l'utilisation d'un ordinateur numérique, les termes de couplage et de perturbation sont compensables, pourvu qu'ils soient estimables ou mesurables.

L'élaboration de la commande consiste à inverser le graphe informationnel causal. En appliquant la démarche exposée au paragraphe I.1., on obtient un double schéma de commande :

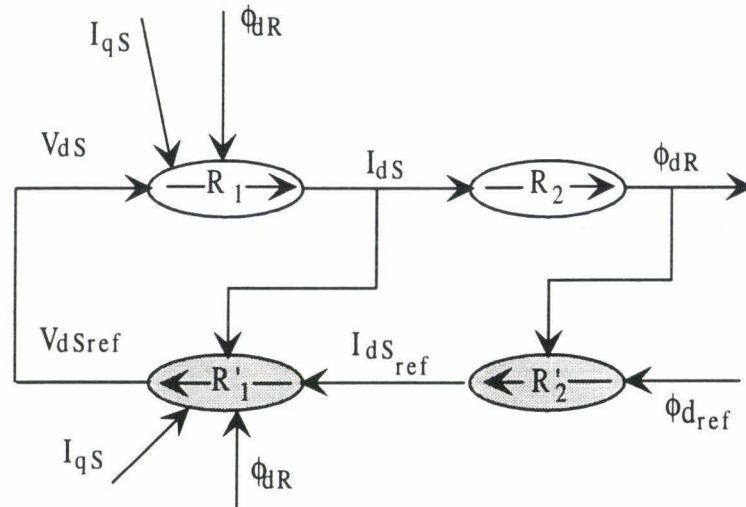


Figure I.6. Graphe informationnel causal de l'actionneur asynchrone : asservissement du flux

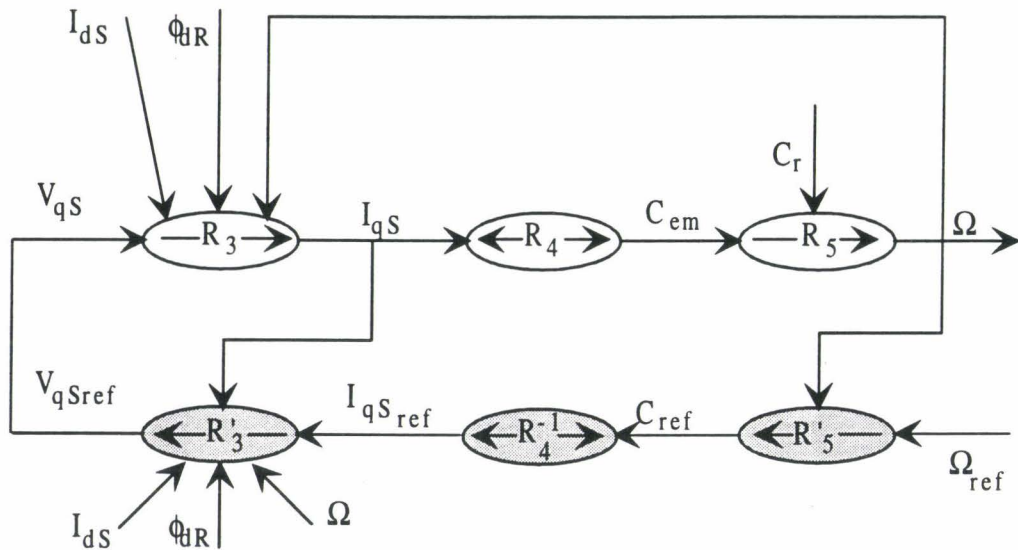


Figure I.7. Graphe informationnel causal de l'actionneur asynchrone : asservissement de vitesse

$R'_1$ ,  $R'_2$ ,  $R'_3$  et  $R'_5$  sont quatre relations choisies selon la dynamique désirée par l'utilisateur. Deux boucles externes apparaissent : une boucle de vitesse et une boucle sur le flux rotorique. Conformément au partage pressenti des rôles inducteur et induit des voies d et q, chacune de ces boucles englobe une boucle interne de courant. L'obtention des valeurs instantanées de  $I_{qS}$  et  $I_{dS}$  est donc nécessaire, ainsi que celle de la vitesse et du flux. On peut d'ailleurs noter que la connaissance du flux rotorique est indispensable à la commande mais également au calcul du repère dans lequel est modélisée la machine. En effet, pour effectuer ce changement de repère, il faut connaître  $\theta_s$  ou  $\theta_R$  tels que  $\phi_{qR}$  soit

nul. La connaissance du module et de l'argument du complexe  $\underline{\phi}_{dqR}$  constitue donc une étape majeure dans la synthèse de cette commande.

## **I.5. Reconstitution du flux rotorique**

Si on peut facilement imaginer une mesure de vitesse, l'acquisition du flux rotorique semble par contre beaucoup plus délicate. Introduire, d'une part, un capteur dans la machine, lors de sa conception, en augmente le prix. D'autre part, ajouter ce capteur sur des moteurs existants est complexe. Par conséquent, d'autres méthodes doivent être envisagées. Elles sont basées sur une reconstitution de l'état magnétique de la machine asynchrone à partir des seules grandeurs électriques mesurables : les tensions et courants statoriques.

### **I.5.1. L'estimation**

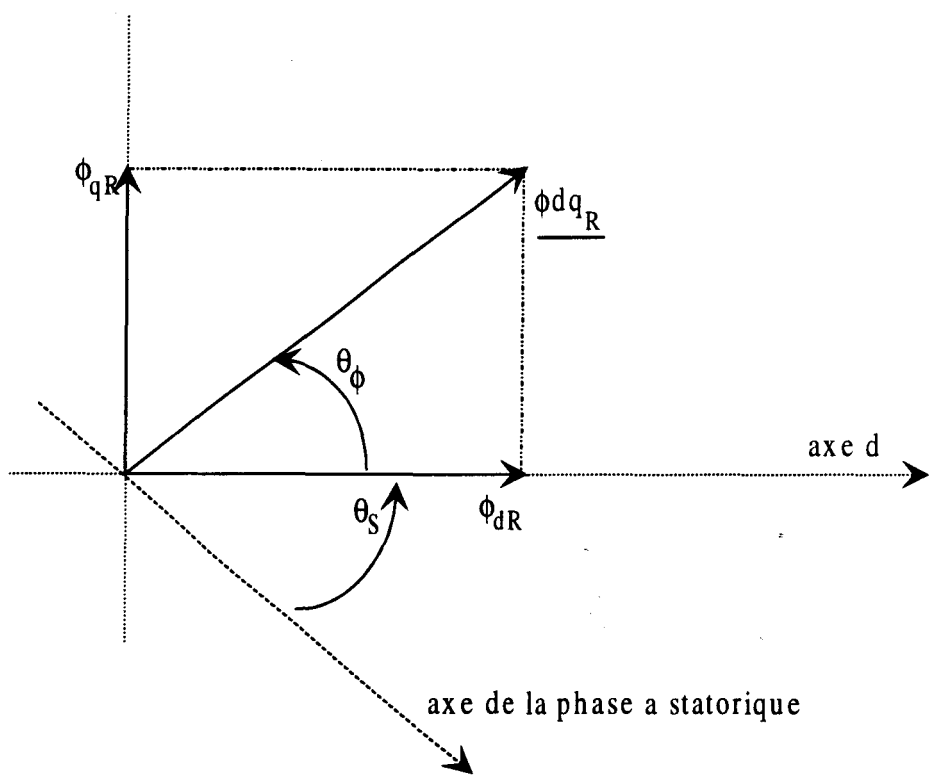
L'estimation du flux rotorique utilise un modèle électromagnétique exprimé a priori dans un repère quelconque. Le choix le plus courant est celui du repère rotorique [LEO85]. L'équation I.21. est à ce titre intéressante : par la connaissance du courant  $I_{ds}$  à chaque instant, on calcule l'évolution du flux  $\phi_{dR}$ . Pour déterminer  $I_{ds}$ , il faut réaliser le changement de repère grâce à l'angle  $\theta_s$ . Il est obtenu à partir du système I.5. :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \rho\Omega + \frac{M_C I_{qs}}{T_R \phi_{qR}} \quad \text{I.23.}$$

Il est également possible d'utiliser un modèle de machine dans un autre repère que celui du flux rotorique pourvu qu'il respecte la relation des angles du système I.5. En effet, les équations de ce système permettent la représentation d'état suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_{dR} \\ \phi_{qR} \\ I_{dS} \\ I_{qS} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_R} & \frac{d\theta_R}{dt} & \frac{M_C}{T_R} & 0 \\ -\frac{d\theta_R}{dt} & -\frac{1}{T_R} & 0 & \frac{M_C}{T_R} \\ \frac{1-\sigma}{\sigma M_C} \frac{1}{T_R} & \frac{1-\sigma}{\sigma M_C} \rho\Omega & -\left(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R}\right) & \frac{d\theta_S}{dt} \\ -\frac{1-\sigma}{\sigma M_C} \rho\Omega & \frac{1-\sigma}{\sigma M_C} \frac{1}{T_R} & -\frac{d\theta_S}{dt} & -\left(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_{dR} \\ \phi_{qR} \\ I_{dS} \\ I_{qS} \end{pmatrix} + \frac{1}{\sigma L_{CS}} \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{dS} \\ V_{qS} \end{pmatrix} \quad \text{I.24.}$$

La résolution de ce système donne la valeur instantanée des coordonnées  $\phi_{dR}$  et  $\phi_{qR}$  du flux rotorique dans le repère choisi de façon arbitraire à partir de la connaissance des tensions et courants statoriques (figure I.8.).



**Figure I.8. Définition de l'angle  $\theta_\phi$  à un instant donné**

Le module du flux rotorique est alors donné par :

$$|\phi_{dqR}| = \sqrt{\phi_{dR}^2 + \phi_{qR}^2} \quad \text{I.25.}$$

$\theta_\phi$  est l'angle du flux rotorique dans ce repère ; il vérifie :

$$\begin{aligned} |\phi_{dR}| \cos \theta_\phi &= \phi_{dR} \\ |\phi_{dR}| \sin \theta_\phi &= \phi_{qR} \end{aligned} \quad \text{I.26.}$$

Par rapport au repère fixe, l'argument  $\theta_{SC}$  du flux rotorique est calculé par :

$$\theta_{SC} = \theta_s + \theta_\phi \quad \text{I.27.}$$

Les équations I.27. et I.25. constituent bien un estimateur du flux rotorique.

Le repère choisi arbitrairement peut être par exemple lié au stator ( $\theta_s = 0$ ). On évite ainsi le recours à une transformation. Toutefois, les grandeurs estimées sont sinusoïdales en régime permanent. Par conséquent, selon la rapidité de l'estimation, elles présenteront un déphasage par rapport aux grandeurs réelles.

### I.5.2. L'observation

L'estimation détaillée dans le paragraphe précédent repose sur le schéma de la figure I.9 :

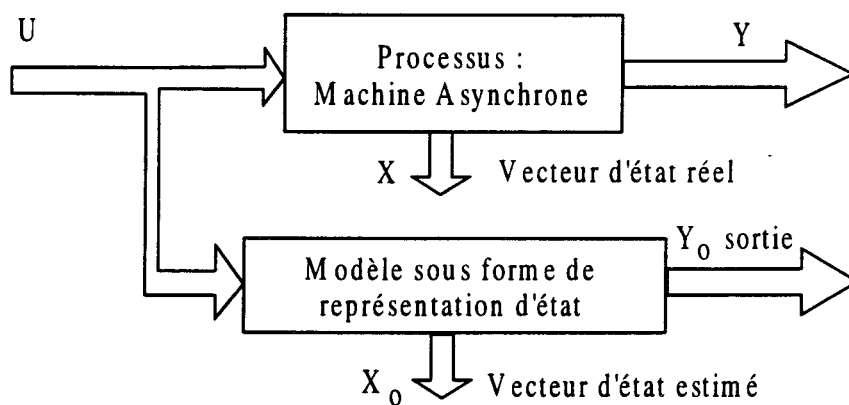


Figure I.9. Schéma de principe de l'estimation

où les vecteurs  $U$ ,  $Y$  et  $X$  représentent respectivement les vecteurs d'entrée, de sortie et d'état du système. Le modèle permet alors de prévoir la sortie  $Y_0$  et l'état  $X_0$  du processus.

Dans le cas de la machine asynchrone, le modèle sous forme de représentation d'état a pour origine le système I.24. qui devient sous forme condensée :

$$\frac{dX_0}{dt} = AX_0 + BU \quad \text{où} \quad X_0 = \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \\ I_d \\ I_q \end{pmatrix}_{R0} \quad \text{et} \quad U = \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix}_S \quad \text{I.28.}$$

$$Y_0 = CX_0 \quad \text{où} \quad Y_0 = \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_{S0}$$

Les grandeurs sont exprimées dans un repère diphasé quelconque vérifiant la relation des angles du système I.5.

Sous réserve que le système soit observable [BOR 90] [BUH 86], l'observation déterministe consiste à comparer la sortie réelle du processus, sortie mesurable, à la sortie estimée par le modèle. L'écart entre ces deux grandeurs est alors amplifié par un gain K et réinjecté dans le modèle selon la procédure décrite figure I.10 [BOR 93].

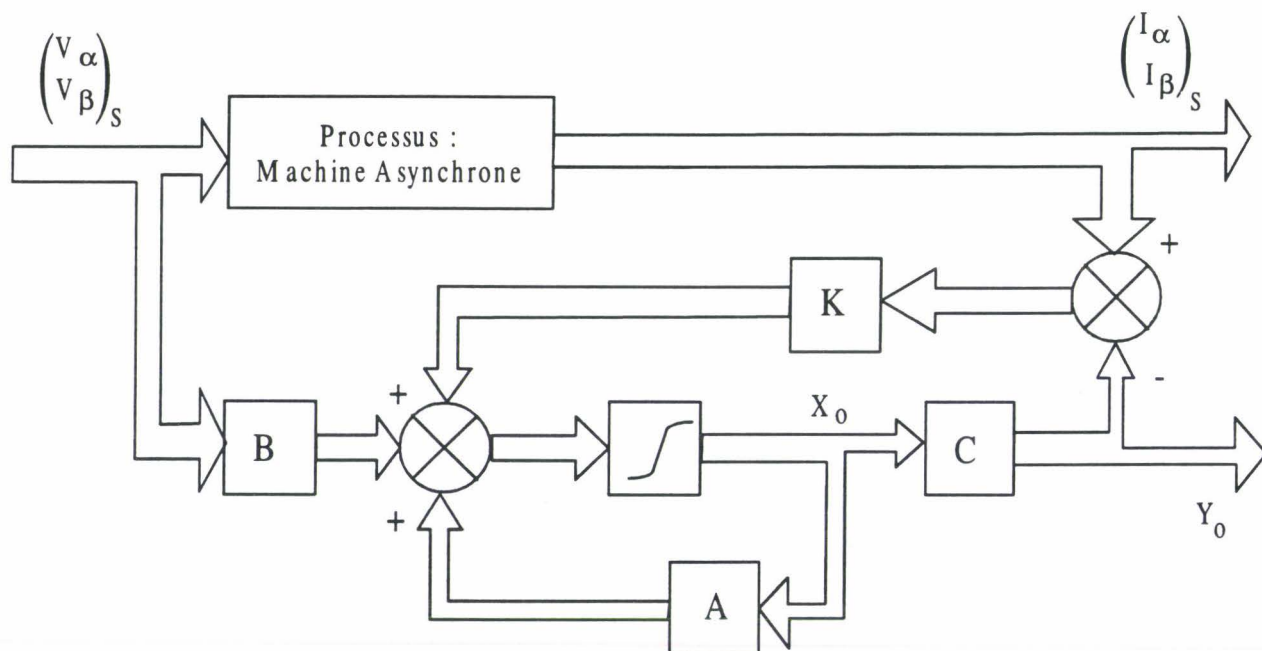


Figure I.10. Schéma de principe de l'observateur

On voit ici l'intérêt du choix des courants comme grandeurs de sortie.

Le système I.28. devient alors :

$$\frac{dX_0}{dt} = AX_0 + BU + K(Y - Y_0) \quad \text{I.29.}$$

$$Y_0 = CX_0 \quad \text{avec } Y = \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_S$$

En réduisant, on obtient encore :

$$\frac{dX_0}{dt} = (A - KC)X_0 + BU + KY \quad \text{I.30.}$$

La résolution de l'équation I.30., en fonction des matrices connues A, B, C et K, ainsi que des vecteurs tension et courant de la machine permet d'obtenir les coordonnées instantanées du vecteur flux rotorique dans le repère choisi. Son module et son orientation sont calculés d'après la démarche décrite au paragraphe précédent par les équations I.25. et I.27.

Par ailleurs, la relation I.30. montre que le choix de la matrice K fixe la dynamique de l'observateur. En effet, en corollaire à la notion d'observateur, on introduit l'erreur de reconstitution  $\zeta$  :

$$\zeta = X - X_0 \quad \text{I.31.}$$

Le but de l'observateur est d'annuler cette erreur de reconstitution le plus rapidement possible. Son évolution est donnée par :

$$\frac{d\zeta}{dt} = \frac{dX}{dt} - \frac{dX_0}{dt} \quad \text{I.32.}$$

Or les variations de X sont régies par l'équation :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad \text{I.33.}$$

En combinant I.30, I.32 et I.33, on obtient :

$$\frac{d\zeta}{dt} = AX - (A - KC)X_0 - KY \quad \text{I.34.}$$

Or la sortie Y est donnée par :

$$Y = CX \quad \text{I.35.}$$

La relation I.34. devient alors :



$$\frac{d\zeta}{dt} = (A - KC) \zeta \quad \text{I.36.}$$

La dynamique de l'erreur de reconstitution est donc gouvernée par la matrice  $(A - KC)$  : l'introduction de la matrice  $K$  permet d'accélérer la dynamique de l'erreur de reconstitution  $\zeta$  par rapport à celle obtenue « naturellement » avec un estimateur.

Le calcul du gain  $K$  revêt une importance primordiale. Nous y reviendrons largement au chapitre II. Quant aux remarques sur le choix du repère dans lequel est exprimé l'observateur, elles sont similaires à celles décrites dans le cas de l'estimateur.

## I.6. Limitations du modèle de Park

L'élaboration de la commande telle que nous l'avons explicitée précédemment, est basée sur le modèle de Park de la machine asynchrone, décrit par les équations A6.7., A6.8., et I.5. que nous rappelons :

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix}_S &= R_S \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_S + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_S + \frac{d\theta_S}{dt} P\left(\frac{\pi}{2}\right) \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_S \\ \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}_R &= R_R \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_R + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_R + \frac{d\theta_R}{dt} P\left(\frac{\pi}{2}\right) \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_R \\ \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_S &= L_{CS} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_S + M_C \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_R \\ \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_R &= L_{CR} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_R + M_C \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_S \end{aligned} \quad \text{I.5.}$$

$$\theta_S = \theta_R + p\theta$$

$$\begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{pmatrix}_S = P(\theta_S) \begin{pmatrix} X_d \\ X_q \end{pmatrix}_S \quad \text{A6.7.}$$

$$\begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{pmatrix}_R = P(\theta_R) \begin{pmatrix} X_d \\ X_q \end{pmatrix}_R \quad \text{A6.8.}$$

Celles-ci supposent toutes les hypothèses formulées dans le paragraphe I.2. En réalité, selon les points de fonctionnement de la machine, ce modèle peut s'avérer restrictif et les paramètres qui y figurent peuvent évoluer. Ce phénomène propre à la machine asynchrone est bien connu des spécialistes et ont donné lieu à de nombreux travaux visant à une amélioration ou adaptation du modèle aux conditions de fonctionnement [LEV 95] [MEN 93].

Nous allons rappeler les principaux phénomènes physiques susceptibles de mettre en défaut les modèles simples, en prenant pour exemple la machine asynchrone étudiée dont les principales caractéristiques sont décrites en annexe 1.

Lors d'essais à vitesse de synchronisme, on relève la forme du courant de ligne absorbé sous différentes valeurs efficaces de tensions sinusoïdales de fréquence égale à 50Hz (Figure I.11.)

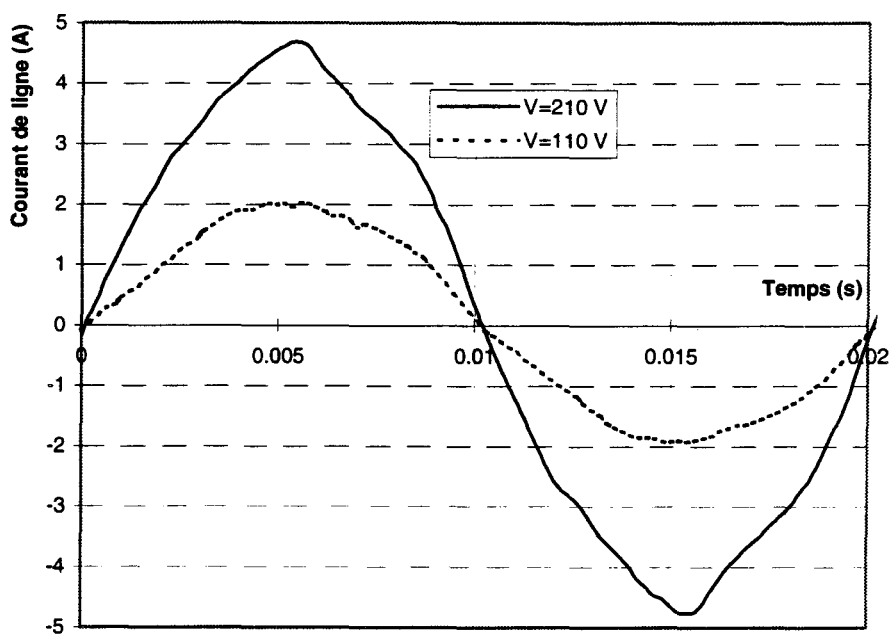


Figure I.11. Allure d'un courant de ligne pour différentes valeurs efficaces de tensions sinusoïdales de fréquence égale à 50 Hz

On peut remarquer que le courant n'est pas sinusoidal pour la tension nominale : le moteur asynchrone est le siège de phénomènes de saturation et d'hystérésis magnétiques qui provoquent l'apparition d'un harmonique de rang 5, entre autres.

Pour ces différentes tensions, on mesure les puissances active et réactive absorbées. On en déduit la variation de l'inductance cyclique statorique  $L_{CS}$  en fonction de la valeur efficace de la tension statorique. Là encore, le phénomène de saturation magnétique entraîne une diminution de  $L_{CS}$  en fonction de  $V_s$  (Figure I.12.).

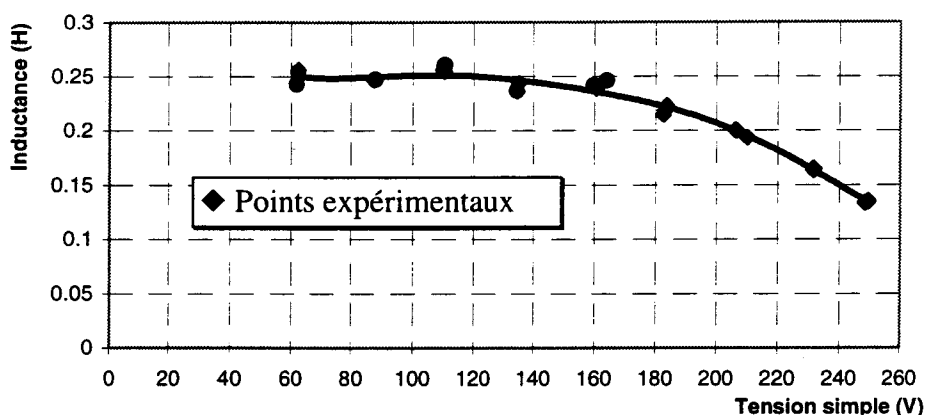


Figure I.12. Evolution de l'inductance cyclique statorique  $L_{CS}$  en fonction de la valeur efficace de la tension simple statorique

Par conséquent, le paramètre  $L_{CS}$  ne peut plus être considéré comme constant. De plus, la puissance active mesurée lors de ces essais traduit l'existence de pertes fer dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault ; celles-ci ne sont pas prises en compte dans le modèle de Park.

Une autre série d'essais a été conduite sur la machine : le moteur est à l'arrêt, alimenté par des tensions sinusoïdales de fréquence égale à 50 Hz. D'après le modèle de Park, le moteur asynchrone peut alors être décrit par le schéma équivalent ramené au primaire suivant [SEG 77] (Figure I.13) :

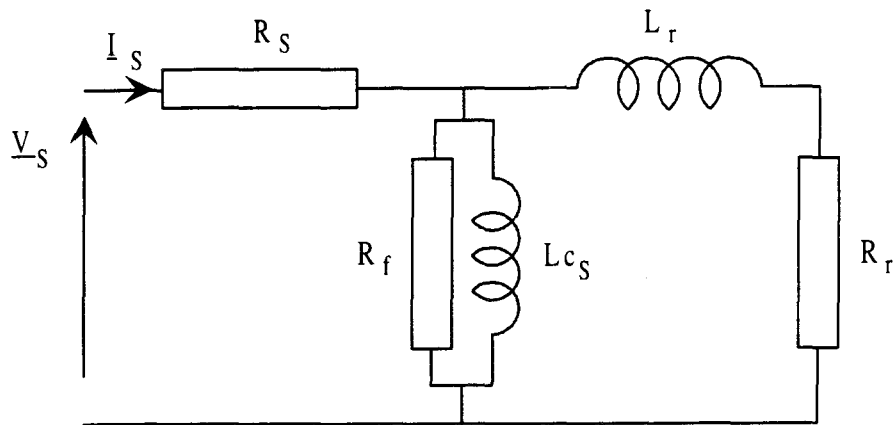


Figure I.13. Schéma équivalent ramené au stator du moteur asynchrone à l'arrêt

On relève alors le courant de ligne, les puissances active et réactive pour différentes tensions. De ces grandeurs, on peut en déduire la variation de  $R_r$  en fonction de la puissance active absorbée (Figure I.14.) :

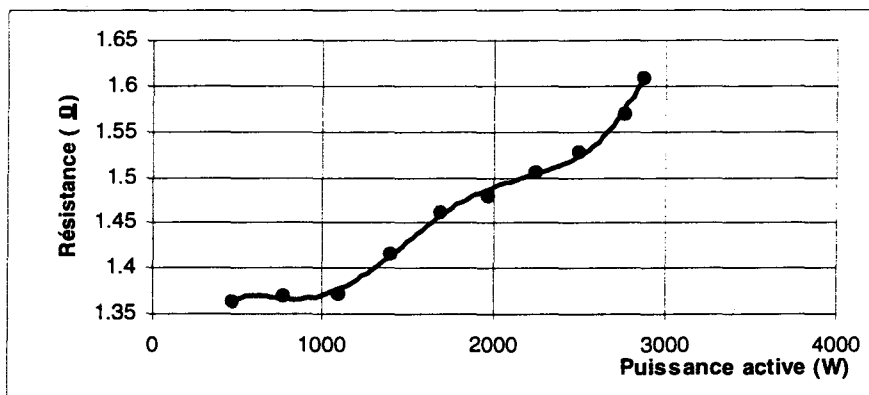


Figure I.14. Variation de la résistance rotorique en fonction de la puissance active absorbée lors d'un essai à rotor bloqué

Lorsque la puissance augmente, la résistance  $R_r$  croît : ce phénomène peut s'expliquer par une hausse de température de la cage rotorique. Par conséquent, la constante de temps rotorique  $T_r$  ne peut plus être considérée comme constante.

Un autre phénomène physique peut intervenir : l'effet pelliculaire. Celui-ci est utilisé fréquemment pour créer un fort couple de démarrage. La machine étudiée possède des barres rotoriques dont la forme est illustrée à la figure I.15. :

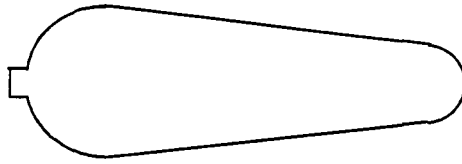


Figure I.15. Allure de la section des barres rotoriques

Afin de déterminer l'épaisseur de peau, des calculs simples ont été conduits sur une forme rectangulaire de barre [JUF 79] (Figure I.16.) :

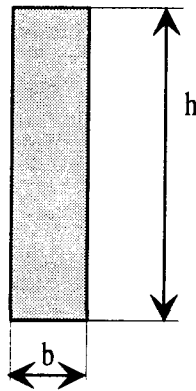


Figure I.16. Section rectangulaire d'une barre rotorique

Dans ce cas, on détermine en régime permanent, une distance  $d$  appelée profondeur de pénétration :

$$d = \sqrt{\frac{1}{\pi \mu_0 \sigma_b}} \frac{1}{\sqrt{f_r}} \quad \text{I.37.}$$

- où :
- \*  $\mu_0$  est la perméabilité du vide ( $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  USI)
  - \*  $\sigma_b$  est la conductivité de la barre [pour l'aluminium,  $\sigma$  est égal à  $36 \cdot 10^6$  ( $\Omega\text{m})^{-1}$ ]
  - \*  $f_r$  est la fréquence du courant parcourant la barre.

A la profondeur de pénétration, on associe la hauteur virtuelle du conducteur  $h_v$  définie par :

$$h_v = \frac{h}{d} \quad \text{I.38.}$$

Le calcul de la résistance rotorique nous informe alors que celle-ci reste très voisine de la valeur mesurée en continu lorsque :

$$h_v < 1 \quad \text{I.39.}$$

Le calcul de  $h_v$ , grâce à sa définition I.38., appliqué à une barre en aluminium de notre machine donne avec  $h$  égal à 11,466 mm :

$$h_v \cong 0,1367 \sqrt{f_r} \quad \text{I.40.}$$

La relation I.39. est donc vérifiée pour :

$$f_r < 53,52 \text{ Hz} \quad \text{I.41.}$$

Cette fréquence limite n'est pas atteinte lors du fonctionnement normal de la machine sur le réseau. Cependant, dans son environnement électronique d'alimentation et de commande, on peut imaginer la machine soumise au rotor à des variations rapides de courant instantané. Ces variations peuvent engendrer une augmentation de la résistance apparente des barres rotoriques, difficilement estimable : en effet le développement effectué ci-dessus, valable en régime permanent sinusoïdal, tombe en défaut pour ce type de fonctionnement.

L'ensemble des phénomènes physiques liés au comportement naturel des matériaux met donc à l'épreuve le modèle de Park ; celui-ci n'est rigoureusement valable que pour un point de fonctionnement donné. Or, la commande vectorielle du moteur asynchrone, telle que nous l'avons décrite précédemment, s'appuie totalement sur ce modèle, aussi bien pour l'élaboration des correcteurs des différentes boucles de commande que pour la reconstruction du flux rotorique. Si on peut admettre quelques erreurs au niveau des paramètres des contrôleurs, ce qui reviendrait, dans une certaine mesure, à travailler avec des correcteurs mal réglés, la reconstitution du flux rotorique conditionne la qualité du réglage [SEM 90] [MEN 93]. Le problème de l'obtention fiable du flux rotorique est tel que malgré le choix apparemment « naturel » pour la commande vectorielle d'un repère qui lui serait lié, l'utilisation du flux statorique, dont la valeur est moins sensible aux variations paramétriques, constitue une alternative intéressante [PIE 88] [DEG 94].

Par ailleurs, différentes techniques existent pour fiabiliser la reconstitution du flux : par exemple, en améliorant le modèle de connaissance du moteur. Ainsi, la saturation peut être prise directement en compte dans la modélisation de la machine grâce à des inductances variables en fonction du temps [LEV89]. Les pertes fer peuvent également être considérées [JIM 85] [LEV 96]. Parallèlement, des méthodes de réglage autoadaptatives sont employées dans une large mesure pour ajuster la valeur des

paramètres et, en particulier, celle de la résistance rotorique [MEN 93] [CHA 92] [HAR 93]. Quoiqu'il en soit, ces remarques nous permettent de compléter la comparaison entre l'estimateur et l'observateur de flux introduits au paragraphe précédent. L'estimateur de flux fonctionne en boucle ouverte. La moindre variation paramétrique remet donc en cause sa fiabilité. L'observateur, quant à lui, fonctionne en boucle fermée. Le choix d'un gain  $K$  valable pour des changements plus ou moins importants des valeurs des paramètres peut augmenter la robustesse de la reconstitution.

## **I.7. Contraintes technologiques**

Dans le paragraphe précédent, nous avons évoqué les phénomènes physiques susceptibles de provoquer des écarts non négligeables entre le comportement de la machine prévu par le modèle analytique et celui obtenu réellement. A ces erreurs de modèle, essentiellement d'ordre paramétrique, il faut ajouter celles introduites par les contraintes technologiques de l'implantation pratique qui influent également sur la reconstitution des grandeurs d'état de la machine. Nous nous contenterons, dans ce paragraphe, d'en rappeler brièvement les causes.

Compte tenu de la complexité des calculs mis en jeu dans la commande vectorielle, l'utilisation d'un microprocesseur performant est nécessaire à l'implantation de l'algorithme de contrôle : la commande sera par conséquent échantillonnée. De plus, le convertisseur statique employé fonctionnera en modulation de largeur d'impulsion, avec une période de hachage propre. Enfin, des capteurs de courant et vitesse seront également utilisés. Tous ces organes inhérents au contrôle introduisent, par leur spécificité des erreurs de reconstitution. Les capteurs par exemple transmettent le bruit de mesure ; de plus, ils n'opèrent pas toujours linéairement dans toute la plage de fonctionnement. et, si l'information est analogique, la nécessité de conversion entraîne des erreurs dues à la quantification et au temps de conversion [DAV 93].

Par ailleurs, l'onduleur de tension qui alimente la machine est piloté par modulation de largeur d'impulsion. Le signal « tension » réel est alors entaché d'harmoniques « haute fréquence », alors que le contrôle ne porte que sur leur fondamental.

Enfin, au niveau du microprocesseur algorithmique, on retrouve le problème de quantification, ainsi que celui dû au temps de calcul et à la discrétisation de l'algorithme de contrôle.

En particulier, les équations I.24. et I.30. qui introduisent l'estimation ou l'observation du flux dans la machine devront être écrites sous une forme échantillonnée : il faudra donc prendre en compte les conséquences d'une telle disposition.



## **Conclusion**

Ce chapitre préliminaire nous a permis de rappeler les concepts de base intervenant dans la commande en vitesse d'une machine asynchrone : son organisation structurelle, au moyen des graphes informationnels, le principe physique du contrôle vectoriel et la modélisation analytique de la machine ainsi que ses limites.

Nous avons également introduit la notion d'observateur d'état, pour la reconstitution du flux rotorique du moteur asynchrone.

Dans le chapitre suivant, nous allons nous attacher à mettre au point cet observateur, afin d'étendre la gamme de fonctionnement du contrôle vectoriel malgré les limites physiques du modèle utilisé et en tenant compte des contraintes liées à la discrétisation de la commande.

# **CHAPITRE II**

## **OBSERVATEUR DE FLUX POUR MACHINE ASYNCHRONE**

## **Introduction**

La reconstitution du flux rotorique demeure un problème majeur dans le réglage de la commande vectorielle de la machine asynchrone. A cette fin, nous avons choisi d'utiliser un observateur déterministe tel que celui introduit au chapitre I. Se pose alors la délicate question de la détermination du gain  $K$  de cet observateur. Il est en effet possible de privilégier d'une part la rapidité d'estimation de la grandeur et, d'autre part sa robustesse, ou encore un compromis entre ces deux critères.

Dans ce chapitre l'accent sera mis sur la fiabilité de la reconstitution du flux face aux variations des paramètres du modèle et aux contraintes de mise en œuvre. La recherche du gain  $K$  sera orientée dans ce sens par l'analyse de la sensibilité de l'observateur.

## II.1 Construction de l'observateur

La synthèse d'un observateur repose sur une représentation d'état. Nous allons donc rappeler le modèle d'état utilisé pour notre développement.

### II.1.1. Modèle d'état

Les équations retenues sont celles issues du modèle de Park et décrites par le système I.5. Elles conduisent à la représentation d'état I.24., dont l'écriture condensée est définie par I.28.

Ces relations sont valables dans un repère quelconque. Notre étude se limitera au choix du repère statorique. En effet, la commande réclame pour ses algorithmes l'angle d'orientation du flux rotorique par rapport à l'axe de la première phase statorique, lequel est facilement obtenu si la représentation d'état I.28. est écrite dans un repère fixe ( $\theta_s = 0$ ), où les grandeurs sont alternatives en régime permanent. L'équation de l'observateur est alors la suivante :

$$\begin{cases} \frac{dX_o}{dt} = A_o X_o + B_o U \\ Y_o = C_o X_o \end{cases} \quad \text{II.1.}$$

avec :

$$X_o = \begin{bmatrix} \Phi_{R\alpha o} \\ \Phi_{R\beta o} \\ I_{S\alpha o} \\ I_{S\beta o} \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} V_{S\alpha} \\ V_{S\beta} \end{bmatrix} \quad Y_o = \begin{bmatrix} I_{S\alpha o} \\ I_{S\beta o} \end{bmatrix}$$

$$A_o = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{Ro}} & -p\Omega & \frac{M_{Co}}{T_{Ro}} & 0 \\ p\Omega & -\frac{1}{T_{Ro}} & 0 & \frac{M_{Co}}{T_{Ro}} \\ \frac{1-\sigma_o}{\sigma_o M_{Co}} \frac{1}{T_{Ro}} & \frac{1-\sigma_o}{\sigma_o M_{Co}} p\Omega & -\left(\frac{1}{\sigma_o T_{So}} + \frac{1-\sigma_o}{\sigma_o T_{Ro}}\right) & 0 \\ -\frac{1-\sigma_o}{\sigma_o M_{Co}} p\Omega & \frac{1-\sigma_o}{\sigma_o M_{Co}} \frac{1}{T_{Ro}} & 0 & -\left(\frac{1}{\sigma_o T_{So}} + \frac{1-\sigma_o}{\sigma_o T_{Ro}}\right) \end{bmatrix}$$

$$B_o = \frac{1}{\sigma_o L_{CS_o}} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad C_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

L'indice o rappelle que les variables sont observées et les paramètres estimés. Ils peuvent donc différer de ceux de la machine.

Avant d'élaborer un observateur d'état II.1., il faut vérifier que le système est observable.

### II.1.2. Problème de l'observabilité

D'après les équations du système II.1., la matrice de dérive  $A_o$  n'est pas stationnaire : elle dépend du temps par l'intermédiaire de la vitesse. Le système n'est donc pas linéaire ; toutefois, la matrice  $C_o$  est indépendante du temps.

Par conséquent, le critère d'observabilité à appliquer est le suivant [BOR 92] : le système est complètement observable si et seulement si la matrice d'observabilité  $\theta(A_o, C_o)$  est de rang maximal, c'est-à-dire pour le système II.1. égal à 4 [BUH 86].

La matrice d'observabilité est définie par :

$$\theta(A_o, C_o) = [C_o \ C_o A_o \ C_o A_o^2 \ C_o A_o^3] \quad \text{II.2.}$$

Le calcul conduit à l'expression suivante :

$$\theta(A_o, C_o) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o M_{Co}} \frac{1}{T_{Ro}} & \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o M_{Co}} p\Omega & -\left(\frac{1}{\sigma_o T_{So}} + \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o T_{Ro}}\right) & 0 \\ -\frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o M_{Co}} p\Omega & \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o M_{Co}} \frac{1}{T_{Ro}} & 0 & -\left(\frac{1}{\sigma_o T_{So}} + \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o T_{Ro}}\right) \\ X & X & X & X \\ X & X & X & X \\ X & X & X & X \\ X & X & X & X \end{bmatrix} \quad \text{II.3.}$$

Le calcul des 16 premiers éléments est suffisant pour prouver l'observabilité. En effet, les deux dernières colonnes sont indépendantes des deux premières : ce sont les seules qui possèdent des termes non nuls sur leurs deux premières lignes. De plus, les deux dernières colonnes sont indépendantes entre elles en raison de la place croisée des termes non nuls dans leurs deux premières lignes.

En outre, pour que les deux premières colonnes soient dépendantes, il faudrait qu'il existe au moins un coefficient réel  $k$  tel que :

$$\begin{cases} \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o M_{Co}} \frac{1}{T_{Ro}} = k \left( \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o M_{Co}} p\Omega \right) \\ -\frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o M_{Co}} p\Omega = k \left( \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o M_{Co}} \frac{1}{T_{Ro}} \right) \end{cases} \quad \text{II.4.}$$

C'est-à-dire :

$$\begin{cases} \frac{1}{T_{Ro}} = k p\Omega \\ -p\Omega = \frac{k}{T_{Ro}} \end{cases} \quad \text{II.5.}$$

Soit encore :

$$\begin{cases} \frac{1}{T_{Ro}} = - (p\Omega)^2 T_{Ro} \\ k = - p\Omega T_{Ro} \end{cases} \quad \text{II.6.}$$

La première équation n'ayant pas de solution possible (ce qui signifie qu'il n'existe aucune vitesse  $\Omega$  la vérifiant), les deux premières colonnes sont indépendantes entre elles.

Par conséquent les quatre colonnes sont indépendantes. En conclusion, le rang de la matrice d'observabilité est égal à quatre et le système II.1. est complètement observable.

## II.2. Discrétisation

Tous les calculs s'effectuant en temps réel sur un microcalculateur, ce n'est pas un observateur continu qui va être implanté mais un observateur discret.

Soit un système linéaire en temps continu :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} (x(t)) = A x(t) + B u(t) \\ y(t) = C x(t) \end{cases} \quad \text{II.7.}$$

Celui-ci est influencé par une commande issue d'un bloqueur d'ordre zéro échantillonné à la période  $T_e$ . Ainsi on a :

$$u(t) = u(n T_e) \quad \text{pour } t \in [n T_e, (n + 1) T_e[ \text{ avec } n \text{ positif ou nul} \quad \text{II.8.}$$

A chaque instant d'échantillonnage, l'évolution d'un tel système est donné par :

$$x((n + 1) T_e) = e^{T_e A} x(n T_e) + \int_{n T_e}^{(n+1)T_e} e^{A((n+1)T_e - \tau)} d\tau B u(n T_e) \quad \text{II.9.}$$

Cette expression s'écrit aussi :

$$x((n + 1) T_e) = e^{T_e A} x(n T_e) + \int_0^{T_e} e^{\tau A} d\tau B u(n T_e) \quad \text{II.10.}$$

C'est une équation aux différences qui décrit le comportement du système. Toutefois celle-ci n'est valable que si les matrices A et B sont indépendantes du temps.

Dans le cas de la machine asynchrone, la matrice de commande  $B_0$  est constante alors que la matrice de dérive  $A_0$  dépend de la vitesse. Pour appliquer cette méthode, il est donc nécessaire d'effectuer l'approximation suivante : la vitesse sera considérée constante entre deux instants d'échantillonnage.

Cette hypothèse est justifiée si la période d'échantillonnage est suffisamment faible devant le temps de réponse en vitesse du système.

En supposant la matrice  $A_o$  stationnaire, il devient facile de discrétiser les équations d'état II.1. selon la technique exposée précédemment. Ici deux méthodes se distinguent. La première consiste à déterminer l'équation aux différences par le calcul direct de  $e^{A_o T_e}$  où  $T_e$  est la période d'observation, confondue dans notre application avec la période d'échantillonnage. La seconde approche se déroule en deux parties : après une séparation du vecteur d'état en deux vecteurs, l'un constitué des coordonnées du flux rotorique, et l'autre des coordonnées du courant statorique, on calcule les équations aux différences pour des matrices de dérive à deux colonnes et deux lignes. Ces deux approches ont chacune leurs avantages et leurs inconvénients que nous allons maintenant détailler.

### **II.2.1. Première méthode de discrétisation : méthode de discrétisation d'ordre complet**

Considérons le système II.1. L'équation aux différences s'écrit, d'après II.10. :

$$X_o(n+1) = e^{A_o T_e} X_o(n) + \int_0^{T_e} e^{A_o \tau} d\tau B_o U(n) \quad \text{II.11.}$$

où  $X_o(n)$  désigne la valeur de l'état  $X_o$  à l'instant  $n T_e$ .

Le calcul nécessite donc la détermination de  $e^{A_o T_e}$ . Cette matrice est définie par :

$$e^{A_o T_e} = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{(A_o T_e)^i}{i!} \quad \text{II.12.}$$

En raison de l'importance des calculs, il est nécessaire de pouvoir se limiter à quelques termes. Généralement, compte tenu de la vitesse d'évolution des termes de  $A_o$  et des périodes d'échantillonnage usuellement employées, le choix se porte sur le deuxième ordre :

$$e^{A_o T_e} \cong 1 + A_o T_e + \frac{(A_o T_e)^2}{2} \quad \text{II.13.}$$

Les résultats du calcul conduisent à l'expression :



$$A_d = e^{A_o T_e} = \begin{bmatrix} A_{d11} & A_{d12} \\ A_{d21} & A_{d22} \end{bmatrix} \quad \text{II.14.}$$

avec :

$$A_{d11} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_e}{T_{Ro}} + \frac{T_e^2}{2} \left[ \frac{1}{\sigma_o T_{Ro}^2} - (p\Omega)^2 \right] & - p\Omega T_e \left[ 1 - \frac{T_e}{2T_{Ro}} \frac{1 + \sigma_o}{\sigma_o} \right] \\ p\Omega T_e \left[ 1 - \frac{T_e}{2T_{Ro}} \frac{1 + \sigma_o}{\sigma_o} \right] & 1 - \frac{T_e}{T_{Ro}} + \frac{T_e^2}{2} \left[ \frac{1}{\sigma_o T_{Ro}^2} - (p\Omega)^2 \right] \end{bmatrix} \quad \text{II.15.}$$

$$A_{d12} = \frac{M_{Co} T_e}{T_{Ro}} \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_e}{2\sigma_o} \left( \frac{1}{T_{Ro}} + \frac{1}{T_{So}} \right) & - \frac{p\Omega T_e}{2} \\ \frac{p\Omega T_e}{2} & 1 - \frac{T_e}{2\sigma_o} \left( \frac{1}{T_{Ro}} + \frac{1}{T_{So}} \right) \end{bmatrix} \quad \text{II.16.}$$

$$A_{d21} = \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o M_{Co}} \begin{bmatrix} A_{d21}(1, 1) & A_{d21}(1, 2) \\ A_{d21}(2, 1) & A_{d21}(2, 2) \end{bmatrix} \quad \text{II.17.}$$

$$A_{d21}(1, 1) = \frac{T_e}{T_{Ro}} - \frac{T_e^2}{2} \left[ \frac{1}{\sigma_o T_{So} T_{Ro}} + \frac{1}{\sigma_o T_{Ro}^2} - (p\Omega)^2 \right]$$

$$A_{d21}(1, 2) = p\Omega T_e \left[ 1 - \frac{T_e}{2\sigma_o} \left( \frac{1}{T_{So}} + \frac{1 + \sigma_o}{T_{Ro}} \right) \right]$$

$$A_{d21}(2, 1) = - p\Omega T_e \left[ 1 - \frac{T_e}{2\sigma_o} \left( \frac{1}{T_{So}} + \frac{1 + \sigma_o}{T_{Ro}} \right) \right]$$

$$A_{d21}(2, 2) = \frac{T_e}{T_{Ro}} - \frac{T_e^2}{2} \left[ \frac{1}{\sigma_o T_{So} T_{Ro}} + \frac{1}{\sigma_o T_{Ro}^2} - (p\Omega)^2 \right]$$

$$A_{d22} = \begin{bmatrix} A_{d22}(1, 1) & A_{d22}(1, 2) \\ A_{d22}(2, 1) & A_{d22}(2, 2) \end{bmatrix} \quad \text{II.18.}$$

$$A_{d22}(1, 1) = 1 - \frac{T_e}{\sigma_o} \left( \frac{1}{T_{So}} + \frac{1 - \sigma_o}{T_{Ro}} \right) + \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o} \frac{T_e^2}{2T_{Ro}^2} + \frac{T_e^2}{2\sigma_o^2} \left( \frac{1}{T_{So}} + \frac{1 - \sigma_o}{T_{Ro}} \right)^2$$

$$A_{d22}(1, 2) = \frac{p\Omega T_e^2}{2T_{Ro}} \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o}$$

$$A_{d22}(2, 1) = - \frac{p\Omega T_e^2}{2T_{Ro}} \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o}$$

$$A_{d22}(2, 2) = 1 - \frac{T_e}{\sigma_o} \left( \frac{1}{T_{So}} + \frac{1 - \sigma_o}{T_{Ro}} \right) + \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o} \frac{T_e^2}{2T_{Ro}^2} + \frac{T_e^2}{2\sigma_o^2} \left( \frac{1}{T_{So}} + \frac{1 - \sigma_o}{T_{Ro}} \right)^2$$

L'équation aux différences n'est complète que si la nouvelle matrice de commande  $B_d$  est connue. Elle est définie par :

$$B_d = \int_0^{T_e} e^{\tau A_o} d\tau B_o = \int_0^{T_e} e^{\tau A_o} B_o d\tau \quad \text{II.19.}$$

Avec le développement limité déjà utilisé, le calcul conduit à l'expression suivante :

$$B_d = \begin{bmatrix} B_{d1} \\ B_{d2} \end{bmatrix} \quad \text{II.20.}$$

avec :

$$\begin{cases} B_{d1} = \frac{1}{\sigma_o L_{CSo}} \times \frac{M_{Co} T_e^2}{2T_{Ro}} \Pi_2 \\ B_{d2} = \frac{1}{\sigma_o L_{CSo}} \times \left[ T_e - \frac{T_e^2}{2\sigma_o} \left( \frac{1}{T_{So}} + \frac{1 - \sigma_o}{T_{Ro}} \right) \right] \Pi_2 \end{cases} \quad \text{II.21.}$$

où  $\Pi_2$  désigne la matrice unité d'ordre deux.

L'équation aux différences s'écrit alors :

$$X_o(n+1) = A_d X_o(n) + B_d U(n) \quad \text{II.22.}$$

La sortie  $Y_o(n)$  s'obtient par :

$$Y_o(n) = C_o X_o(n) \quad \text{II.23.}$$

avec :

$$C_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{II.24.}$$

Les relations II.22. et II.23. décrivent entièrement le comportement de la machine avec les deux hypothèses que nous rappelons :

- \* la vitesse est considérée comme constante entre deux périodes d'échantillonnage ;
- \* la période d'échantillonnage est suffisamment petite pour affirmer que le développement à l'ordre deux est satisfaisant pour l'établissement de l'équation aux différences.

**II.2.2. Deuxième méthode de discrétisation : méthode de discrétisation d'ordre réduit**

La deuxième méthode utilise les mêmes équations de départ, c'est-à-dire celle du système II.1. Toutefois on commence par séparer le vecteur d'état en deux composantes :

$$X_o = \begin{bmatrix} \varphi_{Ro} \\ I_{So} \end{bmatrix} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \varphi_{Ro} = \begin{bmatrix} \varphi_{R\alpha o} \\ \varphi_{R\beta o} \end{bmatrix} \\ I_{So} = \begin{bmatrix} I_{S\alpha o} \\ I_{S\beta o} \end{bmatrix} \end{cases} \quad \text{II.25.}$$

Le système II.1. s'écrit alors :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{Ro}}{dt} = A_{11}\varphi_{Ro} + A_{12}I_{So} \\ \frac{dI_{So}}{dt} = A_{21}\varphi_{Ro} + A_{22}I_{So} + B_2 U \\ Y_o = I_{So} \end{cases} \quad \text{II.26.}$$

avec :

$$A_{11} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{Ro}} & -p\Omega \\ p\Omega & -\frac{1}{T_{Ro}} \end{bmatrix} \quad \text{II.27.}$$

$$A_{12} = \frac{M_{Co}}{T_{Ro}} \mathbb{I}_2 \quad \text{II.28.}$$

$$A_{21} = -\frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o M_{Co}} \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_{Ro}} & -p\Omega \\ p\Omega & -\frac{1}{T_{Ro}} \end{bmatrix} \quad \text{II.29.}$$

$$A_{22} = -\left( \frac{1}{\sigma_o T_{So}} + \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o T_{Ro}} \right) \mathbb{I}_2 \quad \text{II.30.}$$

$$B_2 = \frac{1}{\sigma_o L_{CSO}} \mathbb{I}_2 \quad \text{II.31.}$$

Cette formulation fait apparaître deux matrices de dérive :  $A_{11}$  qui décrit l'évolution du flux et  $A_{22}$  celle du courant. Les matrices  $A_{12}$ ,  $A_{21}$  et  $B_2$  seront considérées comme des matrices de commande pour

l'élaboration des deux équations aux différences correspondant au système II.26. Ainsi, on suppose qu'entre deux instants d'échantillonnage, le courant (respectivement le flux) est lentement variable pour la première équation (respectivement pour la seconde équation) : ceci est une contrainte supplémentaire sur le choix de la période d'échantillonnage. La discrétisation du système II.26. donne alors :

$$\begin{cases} \varphi_{Ro} (n + 1) = A'_{d11} \varphi_{Ro} (n) + A'_{d12} I_{So} (n) \\ I_{So} (n + 1) = A'_{d21} \varphi_{Ro} (n) + A'_{d22} I_{So} (n) + B'_{d2} U (n) \end{cases} \quad \text{II.32.}$$

avec :

$$\begin{cases} A'_{d11} = e^{A_{11} T_e} \\ A'_{d22} = e^{A_{22} T_e} \end{cases} \quad \text{II.33.}$$

$$\begin{cases} A'_{d12} = \int_0^{T_e} e^{\tau A_{11}} d\tau A_{12} \\ A'_{d21} = \int_0^{T_e} e^{\tau A_{22}} d\tau A_{21} \\ B'_{d12} = \int_0^{T_e} e^{\tau A_{22}} d\tau B_2 \end{cases} \quad \text{II.34.}$$

D'après les expressions II.33., on doit calculer l'exponentielle des matrices  $A_{11} T_e$  et  $A_{22} T_e$ . Selon leur définition (II.27. et II.30.), on remarque qu'elles sont de la forme suivante :

$$M = \begin{bmatrix} m_1 & -m_2 \\ m_2 & m_1 \end{bmatrix} \quad \text{II.35.}$$

Le calcul de l'exponentielle de M est alors facile. La définition II.12. conduit à l'égalité II.36.

$$e^M = e^{m_1} \begin{bmatrix} \cos m_2 & -\sin m_2 \\ \sin m_2 & \cos m_2 \end{bmatrix} \quad \text{II.36.}$$

On en déduit alors l'expression de  $A'_{d11}$  et  $A'_{d22}$  :

$$\begin{cases} A'_{d11} = e^{-\frac{T_e}{TR}} \begin{bmatrix} \cos p \Omega T_e & -\sin p \Omega T_e \\ \sin p \Omega T_e & \cos p \Omega T_e \end{bmatrix} \\ A'_{d22} = e^{-\left(\frac{T_e}{\sigma_o TSo} + \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o} \frac{T_e}{TRo}\right)} I_2 \end{cases} \quad \text{II.37.}$$

Il en résulte également l'expression des matrices de commande  $A'_{d12}$ ,  $A'_{d21}$  et  $B'_{d2}$  d'après II.34 :

$$A'_{d12} = \frac{M_{Co}}{1 + (p \Omega T_{Ro})^2} \begin{bmatrix} A'_{d12} (1, 1) & A'_{d12} (1, 2) \\ A'_{d12} (2, 1) & A'_{d12} (2, 2) \end{bmatrix} \quad \text{II.38.}$$

avec

$$A'_{d12} (1, 1) = \left( 1 - e^{-\frac{T_e}{TRo}} \cos p \Omega T_e \right) + p \Omega T_{Ro} e^{-\frac{T_e}{TRo}} \sin p \Omega T_e$$

$$A'_{d12} (1, 2) = - \left( 1 - e^{-\frac{T_e}{TRo}} \cos p \Omega T_e \right) p \Omega T_{Ro} + e^{-\frac{T_e}{TRo}} \sin p \Omega T_e$$

$$A'_{d12} (2, 1) = \left( 1 - e^{-\frac{T_e}{TRo}} \cos p \Omega T_e \right) p \Omega T_{Ro} - e^{-\frac{T_e}{TRo}} \sin p \Omega T_e$$

$$A'_{d12} (2, 2) = \left( 1 - e^{-\frac{T_e}{TRo}} \cos p \Omega T_e \right) + p \Omega T_{Ro} e^{-\frac{T_e}{TRo}} \sin p \Omega T_e$$

$$A'_{d21} = \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o M_{Co}} \times \frac{1}{\frac{T_{Ro}}{\sigma_o T_{So}} + \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o}} \left\{ 1 - e^{-\left( \frac{T_e}{\sigma_o T_{So}} + \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o} \frac{T_e}{TRo} \right)} \right\} \begin{bmatrix} 1 & p \Omega T_{Ro} \\ p \Omega T_{Ro} & 1 \end{bmatrix} \quad \text{II.39.}$$

$$B'_{d2} = \frac{1}{\sigma_o L_{CSo}} \times \frac{1}{\frac{1}{\sigma_o T_{So}} + \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o T_{Ro}}} \left\{ 1 - e^{-\left( \frac{T_e}{\sigma_o T_{So}} + \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o} \frac{T_e}{TRo} \right)} \right\} \quad \text{II.40.}$$

Tous ces calculs sont utilisables pour l'obtention de l'équation aux différences II.32. si, comme dans la première méthode de discrétisation, la vitesse de rotation est supposée constante entre deux instants d'échantillonnage et la période d'échantillonnage suffisamment faible devant la constante de temps des courants.

### II.2.3. Forme générale des équations aux différences

Des expressions II.32. et II.22. et II.23., on peut déduire une forme générale d'équation aux différences :

$$\begin{cases} \varphi_{Ro} (n + 1) = A_{d11} \varphi_{Ro} (n) + A_{d12} I_{So} (n) + B_{d1} U(n) \\ I_{So} (n + 1) = A_{d21} \varphi_{Ro} (n) + A_{d22} I_{So} (n) + B_{d2} U(n) \end{cases} \quad \text{II.41.}$$

Ce système sert de base à la construction de l'observateur.

### II.3. Equations de l'observateur

Les équations de II.41. décrivent l'évolution des coordonnées biphasées du flux rotorique et celles du courant statorique aux instants d'échantillonnage.

Le banc expérimental mis en place et qui sera décrit au chapitre IV autorise la mesure des courants triphasés statoriques. Conformément à la transformation de Park décrite en annexe 6, ceux-ci sont transformés en courants diphasés que l'on note :

$$I_{Sm} = \begin{bmatrix} I_{\alpha} \\ I_{\beta} \end{bmatrix}_{Sm} \quad \text{II.42.}$$

L'indice m signifie que les grandeurs sont mesurées.

La première étape consiste à introduire  $I_{Sm}(n)$  dans le système II.41. à la place de  $I_{So}(n)$ . Le flux rotorique reconstitué se déduit donc des tensions statoriques  $U(n)$  et des courants statoriques mesurés :

$$\begin{cases} \varphi_{Ro}(n+1) = A_{d11} \varphi_{Ro}(n) + A_{d12} I_{Sm}(n) + B_{d1} U(n) \\ I_{So}(n+1) = A_{d21} \varphi_{Ro}(n) + A_{d22} I_{Sm}(n) + B_{d2} U(n) \end{cases} \quad \text{II.43.}$$

Grâce à la seconde équation du système II.43., l'observateur, tel qu'il a été introduit au chapitre I (§ I.5.2.), peut alors être élaboré. L'écart  $e$  entre les courants diphasés statoriques observés et mesurés est introduit dans II.43. :

$$\varphi_{Ro}(n+1) = A_{d11} \varphi_{Ro}(n) + A_{d12} I_{Sm}(n) + B_{d1} U(n) + K e \quad \text{II.44.}$$

Cette équation constitue la relation fondamentale de l'observateur.

Nous allons maintenant nous attarder sur quelques choix de l'écart  $e$ .

Le premier choix, de loin le plus naturel, est de poser :

$$e = e(n) = I_{sm}(n) - I_{so}(n) \quad \text{II.45.}$$

Avec cette définition, en tenant compte de la deuxième équation de II.43., il résulte que :

$$\begin{aligned} \varphi_{Ro} (n + 1) = & A_{d11} \varphi_{Ro} (n) + A_{d12} I_{Sm} (n) + B_{d1} U(n) + K I_{Sm}(n) \\ & - K A_{d21} \varphi_{Ro} (n - 1) - K A_{d22} I_{sm} (n - 1) - K B_{d2} U (n - 1) \end{aligned} \quad \text{II.46.}$$

La relation II.46. n'est plus une représentation d'état car  $\varphi_{Ro} (n + 1)$  dépend non seulement de  $\varphi_{Ro}(n)$  mais aussi de  $\varphi_{Ro}(n - 1)$ . Les résultats sur la représentation d'état, par exemple les critères de stabilité, ne sont plus alors applicables, ce qui rend plus complexe l'étude du système.

Par conséquent, on cherche à éliminer le terme  $\varphi_{Ro} (n - 1)$ , qui provient de l'expression de  $I_{so} (n)$ . Une solution est de définir l'écart d'observation par :

$$e = e (n + 1) = I_{sm} (n + 1) - I_{so} (n + 1) \quad \text{II.47.}$$

On voit alors que  $\varphi_{Ro} (n + 1)$  se déduit de la formule suivante :

$$\begin{aligned} \varphi_{Ro} (n + 1) = & (A_{d11} - K A_{d21}) \varphi_{Ro} (n) + (A_{d12} - K A_{d22}) I_{sm} (n) \\ & + (B_{d1} - K B_{d2}) U (n) + K I_{sm} (n + 1) \end{aligned} \quad \text{II.48.}$$

Cette relation « ressemble » beaucoup à une équation aux différences. De manière à la retrouver, on définit une nouvelle variable :

$$\varphi'_{Ro} (n) = \varphi_{Ro} (n) - K I_{sm} (n) \quad \text{II.49.}$$

Celle-ci vérifie :

$$\begin{aligned} \varphi'_{Ro} (n + 1) = & (A_{d11} - K A_{d21}) \varphi'_{Ro} (n) + (A_{d12} - K A_{d22} + A_{d11} K - K A_{d21} K) I_{sm} (n) \\ & + (B_{d1} - K B_{d2}) U (n) \end{aligned} \quad \text{II.50.}$$

On retrouve cette fois une équation aux différences qui va nous permettre de calculer l'évolution de  $\varphi'_{Ro}$  et d'en déduire par la suite celle de  $\varphi_{Ro}$ . Cette équation unique est donc celle de l'observateur retenu.

D'après l'expression choisie de  $e$ , on peut remarquer qu'on introduit une correction sur l'expression du flux après avoir prédit la valeur de  $I_{so} (n)$  : l'observateur retenu est un observateur correcteur par prédiction [BOR 90].

## II.4. Méthode classique du choix du gain K

L'utilisation d'observateurs est nécessaire à l'estimation de variables d'état non mesurables avec contrôle de la dynamique de reconstitution. La technique d'observation a été testée avec succès sur des systèmes linéaires [BUH 86]. La théorie montre qu'un résultat fondamental est le principe de séparation : l'ensemble des valeurs propres d'un système linéaire, qui est bouclé sur la sortie d'un observateur asymptotique, est constitué par la réunion des valeurs propres de l'observateur et des valeurs propres qui seraient obtenues si l'on implantait directement la commande à partir de l'état du système [BUH 86]. En pratique, ceci signifie que les valeurs propres obtenues par le calcul de la commande ne sont pas modifiées par celles de l'observateur, dans l'hypothèse des systèmes linéaires.

Nous nous proposons d'utiliser cette propriété pour construire un observateur indépendamment de la commande. La démarche utilisée est celle présentée au paragraphe I.5.2.

Nous introduisons l'erreur de reconstitution entre le flux réel  $\varphi_R$  et le flux observé  $\varphi_{Ro}$  :

$$\varepsilon (n) = \varphi_R (n) - \varphi_{Ro} (n) \quad \text{II.51.}$$

L'évolution du flux réel est régie par les équations d'état du système, similaires aux équations II.41, mais où apparaissent les flux réels et les courants mesurés, supposés réels :

$$\begin{cases} \varphi_R (n + 1) = A_{d11} \varphi_R (n) + A_{d12} I_{Sm} (n) + B_{d1} U (n) \\ I_{Sm} (n + 1) = A_{d21} \varphi_R (n) + A_{d22} I_{Sm} (n) + B_{d2} U (n) \end{cases} \quad \text{II.52.}$$

En combinant II.51., II.52., II.49. et II.50., on constate que l'évolution de l'erreur de reconstitution est réglée par la matrice de dérive  $D_d$  :

$$D_d = A_{d11} - K A_{d21} \quad \text{II.53.}$$

Le contrôle de la dynamique de l'observateur signifie donc celui des valeurs propres de la matrice de dérive  $D_d$ . On cherche à les exprimer en fonction des coefficients des matrices  $A_{d11}$ ,  $A_{d21}$  et  $K$ . D'après II.37., II.39., II.17. et II.15., on peut poser :



$$\begin{cases} A_{d11} = \begin{bmatrix} a_{d111} & -a_{d112} \\ a_{d112} & a_{d111} \end{bmatrix} \\ A_{d21} = \frac{1 - \sigma_o}{\sigma_o M_{Co}} \begin{bmatrix} a_{d211} & -a_{d212} \\ a_{d212} & a_{d211} \end{bmatrix} \end{cases} \quad \text{II.54.}$$

La structure des matrices  $A_{d11}$  et  $A_{d21}$  étant remarquable, nous choisissons pour  $K$  la forme particulière suivante afin de conserver à  $D_d$  cette même structure :

$$K = \frac{\sigma_o M_{Co}}{1 - \sigma_o} \begin{bmatrix} k_1 & -k_2 \\ k_2 & k_1 \end{bmatrix} \quad \text{II.55.}$$

Nous reviendrons sur ce choix par la suite.

On en déduit que :

$$D_d = \begin{bmatrix} a_{d111} - (k_1 a_{d211} - k_2 a_{d212}) & -a_{d112} + (k_2 a_{d211} + k_1 a_{d212}) \\ a_{d112} - (k_2 a_{d211} + k_1 a_{d212}) & a_{d111} - (k_1 a_{d211} - k_2 a_{d212}) \end{bmatrix} \quad \text{II.56.}$$

La résolution de l'équation caractéristique de la matrice  $D_d$  conduit à deux valeurs propres  $\lambda_1$  et  $\lambda_2$  complexes qui vérifient :

$$\begin{cases} R_e(\lambda_1) = R_e(\lambda_2) = a_{d111} - (k_1 a_{d211} - k_2 a_{d212}) \\ I_m(\lambda_1) = -I_m(\lambda_2) = a_{d112} - (k_2 a_{d211} + k_1 a_{d212}) \end{cases} \quad \text{II.57.}$$

Le système d'équations II.57. donne, par sa résolution, l'expression de  $k_1$  et  $k_2$  en fonction de  $R_e(\lambda_1)$  et  $I_m(\lambda_1)$  :

$$\begin{cases} k_1 = \frac{1}{a_{d211}^2 + a_{d212}^2} \left[ (-R_e(\lambda_1) + a_{d111}) a_{d211} + a_{d212} (a_{d112} - I_m(\lambda_1)) \right] \\ k_2 = \frac{1}{a_{d211}^2 + a_{d212}^2} \left[ (a_{d112} - I_m(\lambda_1) + ) a_{d211} - a_{d212} (a_{d111} - R_e(\lambda_1)) \right] \end{cases} \quad \text{II.58.}$$

Le calcul de  $k_1$  et  $k_2$  n'est possible que si le terme  $a_{d211}^2 + a_{d212}^2$  est différent de zéro. Il suffit pour cela que l'un au moins des deux termes soit non nul, pour chaque méthode de discrétisation.

Pour la première méthode, et d'après l'équation II.17., le déterminant sera nul si la vitesse et la période d'échantillonnage vérifient simultanément :

$$\begin{cases} \Omega = 0 \\ T_e = \frac{2\sigma_o}{\frac{1}{T_{so}} + \frac{1}{T_{Ro}}} \end{cases} \quad \text{II.59.}$$

Il suffira donc de choisir une période d'échantillonnage  $T_e$  qui n'obéit pas à l'égalité II.59.

D'après la seconde méthode de discrétisation et l'équation II.39., on remarque aisément que les termes de  $A_{d21}$  ne peuvent être tous nuls. Par conséquent, les relations du système II.58. sont toujours calculables. Pour la suite de l'exposé, nous supposons donc que les coefficients  $k_1$  et  $k_2$  peuvent être estimés à partir du système II.58.

Si on cherche à imposer la dynamique de l'observation, on est amené à choisir des valeurs propres, indépendantes de la vitesse ; il en résulte que le gain  $K$  est variable. Pour s'affranchir d'un gain qui serait dépendant de la vitesse et pour ainsi simplifier son implantation, on peut également déterminer et utiliser les valeurs limites de  $K$  qui garantissent la dynamique imposée dans le domaine retenu de vitesse [VER 88].

Cette méthode classique de détermination du gain ne fait pas état de la possibilité de variation des paramètres du modèle d'état de la machine. Dans ce cas, des erreurs de reconstitution peuvent apparaître. Il est alors possible d'utiliser la rétroaction liée à l'erreur entre les sorties estimées et réelles pour forcer l'observateur à converger vers les valeurs justes des grandeurs observées. Par conséquent, le choix du gain  $K$  devra être élaboré en tenant compte de la dynamique d'estimation et également sur un critère de robustesse de l'observateur.

Une approche complémentaire est donc nécessaire afin d'analyser la sensibilité paramétrique de l'observateur.

## II.5. Prise en compte de la sensibilité paramétrique

Afin de pouvoir étudier de façon systématique l'influence de la variation des paramètres, nous allons expliciter en régime permanent les erreurs sur le module et l'argument du flux rotorique.

La notion de régime permanent introduit une hypothèse supplémentaire dans les équations aux différences II.49. et II.50. relatives à l'observateur. De plus elle simplifie les équations II.39 de la machine asynchrone, comme nous allons le montrer par la suite.

### II.5.1. Régime permanent de la machine asynchrone

Le comportement de la machine asynchrone est décrit dans le repère lié au stator par les équations II.39. qui s'écrivent aussi sous une forme réduite semblable à II.26. :

$$\begin{cases} \frac{d \varphi_R}{d t} = A_{11} \varphi_R + A_{12} I_{Sm} \\ \frac{d I_{Sm}}{d t} = A_{21} \varphi_R + A_{22} I_{Sm} + B_2 U \\ Y_o = I_{So} \end{cases} \quad \text{II.60.}$$

En régime permanent, les vitesses de rotation mécanique et du champ tournant sont constantes. Par conséquent, les matrices intervenant dans le système II.60. sont stationnaires. De plus, dans un repère lié au champ tournant, les grandeurs rotoriques et statoriques sont constantes en régime permanent.

Soit  $(X)_{SC}$  les coordonnées d'une grandeur électromagnétique  $X$  dans ce référentiel :

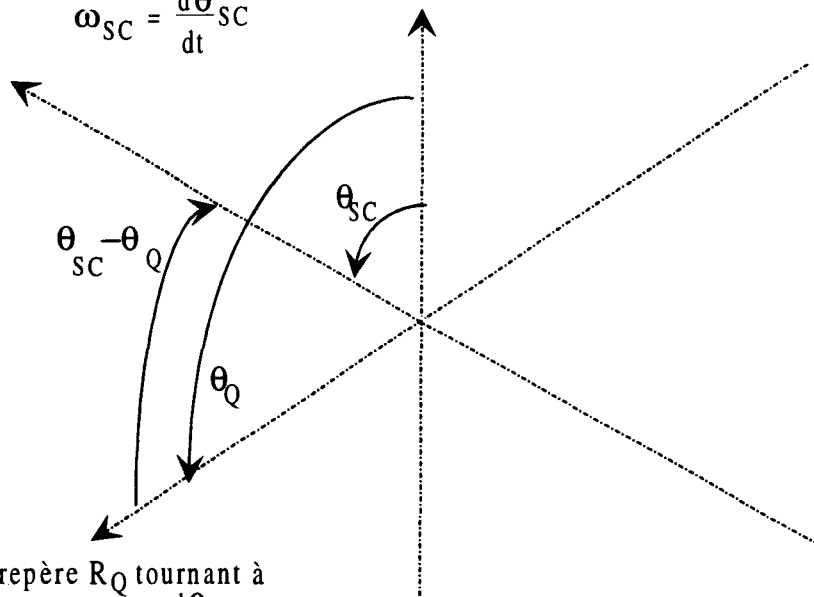
$$\frac{d (X)_{SC}}{dt} = 0 \quad \text{II.61.}$$

Soit  $(X)_Q$  les coordonnées de cette même grandeur dans un repère quelconque défini par rapport à l'axe de la phase a statorique par l'angle  $\theta_Q$  (figure II.1.)

axe d'un repère tournant à la vitesse de synchronisme

$$\omega_{SC} = \frac{d\theta_{SC}}{dt}$$

axe de la phase a statorique



axe du repère  $R_Q$  tournant à la vitesse  $\omega_Q = \frac{d\theta_Q}{dt}$  par rapport à un repère fixe

Figure II.1. Définition des angles  $\theta_{SC}$  et  $\theta_Q$

On exprime la grandeur  $X$ , dont les coordonnées  $(X)_Q$  sont connues dans le repère  $R_Q$ , par ses coordonnées  $(X)_{SC}$ , dans le repère  $R_{SC}$  :

$$(X)_Q = P(\theta_{SC} - \theta_Q) (X)_{SC} \quad \text{II.62.}$$

où  $P(\theta_{SC} - \theta_Q)$  est la matrice de rotation d'angle  $\theta_{SC} - \theta_Q$ .

On en déduit que :

$$\frac{d(X)_Q}{dt} = P(\theta_{SC} - \theta_Q) \frac{d(X)_{SC}}{dt} + \frac{dP(\theta_{SC} - \theta_Q)}{dt} (X)_{SC} \quad \text{II.63.}$$

or :

$$\frac{dP(\theta_{SC} - \theta_Q)}{dt} = \frac{d(\theta_{SC} - \theta_Q)}{dt} P\left(\frac{\pi}{2}\right) P(\theta_{SC} - \theta_Q) \quad \text{II.64.}$$

donc :

$$\frac{d(X)_Q}{dt} = P(\theta_{SC} - \theta_Q) \frac{d(X)_{SC}}{dt} + (\omega_{SC} - \omega_Q) P\left(\frac{\pi}{2}\right) P(\theta_{SC} - \theta_Q) (X)_{SC} \quad \text{II.65.}$$

D'après l'équation II.62, la relation II.65 devient :

$$\frac{d(X)_Q}{dt} = (\omega_{SC} - \omega_Q) P\left(\frac{\pi}{2}\right) (X)_Q + P(\theta_{SC} - \theta_Q) \frac{d(X)_{SC}}{dt} \quad \text{II.66.}$$

En régime permanent, on obtient en utilisant II.61 :

$$\frac{d(X)_Q}{dt} = (\omega_{SC} - \omega_Q) P\left(\frac{\pi}{2}\right) (X)_Q \quad \text{II.67.}$$

Choisissons maintenant comme repère celui lié au stator. L'équation II.67 devient alors :

$$\frac{d(X)_Q}{dt} = \omega_{SC} P\left(\frac{\pi}{2}\right) (X)_Q \quad \text{II.68.}$$

En appliquant cette propriété aux flux et courants de l'équation d'état II.60, on obtient le système II.69.

$$\begin{cases} \left[ \omega_{SC} P\left(\frac{\pi}{2}\right) - A_{11} \right] \varphi_R = A_{12} I_{sm} \\ \left[ \omega_{SC} P\left(\frac{\pi}{2}\right) - A_{12} \right] I_{sm} = A_{21} \varphi_R + B_2 U \end{cases} \quad \text{II.69.}$$

Ces deux équations décrivent le régime permanent de la machine asynchrone au travers du courant diphasé statorique  $I_{sm}$  et du flux diphasé rotorique  $\varphi_R$ .

### **II.5.2. Régime permanent de l'observateur**

L'observateur est régi par les équations aux différences II.49 et II.50. Il est implanté sur un calculateur discret. La recherche du régime permanent consistera donc à établir la relation liant les grandeurs obtenues à l'instant  $(n + 1)T_e$  à celles de l'instant  $nT_e$ .

Soit  $(X)_Q(n)$  les coordonnées dans un repère quelconque  $R_Q$ , à l'instant  $nT_e$ , de la grandeur  $X$  et  $(X)_{SC}(n)$  les coordonnées dans un repère porté par le champ tournant. Elles sont liées par la relation II.70 établie à partir de la figure II.1. et similaire à II.62. :

$$(X)_Q (n) = P[\theta_{SC} (n) - \theta_Q (n)] (X)_{SC} (n) \quad \text{II.70.}$$

Cette relation est également valable à l'instant  $(n + 1) T_e$  :

$$(X)_Q (n + 1) = P[\theta_{SC} (n + 1) - \theta_Q (n + 1)] (X)_{SC} (n + 1) \quad \text{II.71.}$$

Dans le repère lié au champ tournant, en régime permanent, les coordonnées de la grandeur  $X$  sont constantes :

$$(X)_{SC} (n + 1) = (X)_{SC} (n) \quad \text{II.72.}$$

Il en résulte que :

$$(X)_Q (n + 1) = P[\theta_{SC} (n + 1) - \theta_Q (n + 1)] (X)_{SC} (n) \quad \text{II.73.}$$

En utilisant la relation II.70 afin d'éliminer  $(X)_{SC} (n)$  dans l'équation II.73, il vient :

$$(X)_Q (n + 1) = P[\theta_{SC} (n + 1) - \theta_{SC} (n) - \theta_Q (n + 1) + \theta_Q (n)] (X)_Q (n) \quad \text{II.74.}$$

En régime permanent, les vitesses du champ tournant et du rotor sont constantes ; dans un repère  $R_Q$  tournant à vitesse constante  $\omega_Q$  par rapport au stator, on peut écrire les égalités suivantes :

$$\begin{cases} \theta_{SC} (n + 1) - \theta_{SC} (n) = \omega_{SC} T_e \\ \theta_Q (n + 1) - \theta_Q (n) = \omega_Q T_e \end{cases} \quad \text{II.75.}$$

La relation II.74 devient plus simplement :

$$(X)_Q (n + 1) = P[(\omega_{SC} - \omega_Q) T_e] (X)_Q (n) \quad \text{II.76.}$$

Cette équation traduit l'hypothèse du régime permanent, pour des coordonnées exprimées dans un repère quelconque tournant à vitesse constante par rapport au stator. Dans le cas particulier d'un référentiel fixe, la relation II.76 devient pour les flux rotoriques ( $\varphi_{R_0}$  et  $\varphi'_{R_0}$  introduit en II.49.) et les courants statoriques observés :

$$\begin{cases} \varphi_{R_0} (n + 1) = P(\omega_{SC} T_e) \varphi_{R_0} (n) \\ \varphi'_{R_0} (n + 1) = P(\omega_{SC} T_e) \varphi'_{R_0} (n) \\ I_{S_0} (n + 1) = P(\omega_{SC} T_e) I_{S_0} (n) \end{cases} \quad \text{II.77.}$$

Comme les matrices  $A_{d11}$ ,  $A_{d21}$ ,  $A_{d12}$ ,  $A_{d22}$ ,  $B_{d1}$  et  $B_{d2}$  sont stationnaires en régime permanent, donc indépendantes de l'instant  $n T_e$ , nous pouvons terminer nos calculs en reportant II.77 dans les équations II.49 et II.50 :

$$\{P(\omega_{SC} T_e) - A_{d11} + K A_{d21}\} \varphi_{Ro}(n) = (A_{d12} - K A_{d22} + K P(\omega_{SC} T_e)) I_{Sm}(n) + (B_{d1} - K B_{d2}) U(n) \quad \text{II.78.}$$

Cette relation décrit le flux observé en régime permanent en fonction du courant mesuré et de la tension d'entrée.

### II.5.3. Erreurs de module et d'orientation

Dans le repère lié au stator, l'ensemble constitué de l'observateur et de la machine a un comportement en régime permanent prévu par les équations II.78 et II.69. Les relations II.69, valables à tout instant du régime permanent sont a fortiori respectées aux instants d'échantillonnage  $n T_e$ . Ces deux systèmes lient donc les flux réels et observés à l'instant  $n T_e$  à la tension  $U(n)$  et au courant statorique mesuré  $I_{sm}(n)$ .

Le but de cette partie est de trouver une relation liant le flux rotorique existant réellement dans la machine  $\varphi_R(n)$  à celui observé  $\varphi_{Ro}(n)$ . Pour cela, nous éliminons les grandeurs communes entre les systèmes II.78 et II.69. Auparavant, pour faciliter l'écriture, nous posons :

$$\begin{cases} P_d = P(\omega_{SC} T_e) - A_{d11} + K A_{d21} \\ M_d = A_{d12} - K A_{d22} + K P(\omega_{SC} T_e) \\ W_d^{-1} = B_{d1} - K B_{d2} \end{cases} \quad \text{II.79.}$$

$$\begin{cases} M_1^{-1} = A_{12}^{-1} \left[ \omega_{SC} P\left(\frac{\pi}{2}\right) - A_{11} \right] \\ W_1 = B_2^{-1} \left[ \left( \omega_{SC} P\left(\frac{\pi}{2}\right) - A_{22} \right) M_1^{-1} - A_{21} \right] \end{cases} \quad \text{II.80.}$$

Il en résulte que, d'après II.78 et II.69 :

$$\begin{cases} I_{Sm}(n) = M_1^{-1} \varphi_R(n) \\ U(n) = W_1 \varphi_R(n) \end{cases} \quad \text{II.81.}$$

et

$$\varphi_{Ro}(n) = H \varphi_R(n) \quad \text{II.82.}$$

en posant

$$H = P_d^{-1} [M_d M_1^{-1} + W_d^{-1} W_1] \quad \text{II.83.}$$

La relation II.83 permet de calculer le flux observé  $\varphi_{Ro}(n)$  en fonction du flux réel  $\varphi_R(n)$ , en régime permanent, c'est-à-dire pour un point de fonctionnement de l'actionneur asynchrone. Les composantes de la matrice H dépendent d'ailleurs des caractéristiques de ce point de fonctionnement.

Considérons alors une machine asynchrone et son observateur insérés dans un dispositif de commande vectorielle. La vitesse de rotation, le flux et les courants sont réglés selon le principe exposé au chapitre I. Un point de fonctionnement peut donc être défini par le flux de référence, égal au flux observé (un correcteur de type intégral annule l'erreur statique), la vitesse de consigne, égale à la vitesse mesurée (un intégrateur annule également l'erreur statique), la période d'échantillonnage et le couple résistant total, égal au couple électromagnétique.

En considérant d'un côté toutes les données et de l'autre les paramètres apparaissant dans H, on constate qu'il reste une inconnue : la vitesse du champ tournant  $\omega_{SC}$ . Celle-ci est fonction du couple électromagnétique en régime permanent par la relation I.7. Cette relation peut aussi s'écrire :

$$C_{em} = p \frac{M_C}{L_{CR}} \varphi_R(n) P \left( -\frac{\pi}{2} \right) I_{Sm}(n) \quad \text{II.84.}$$

En remplaçant  $I_{Sm}(n)$  par son expression II.81 en fonction de  $\varphi_R(n)$ , puis en explicitant la matrice  $M_1^{-1}$ , on obtient aisément :

$$C_{em} = p \frac{\omega_{SC} - p\Omega}{R_R} {}^t \varphi_R(n) \varphi_R(n) \quad \text{II.85.}$$

Cette équation II.85 et la relation II.82 permettent de déterminer en régime permanent l'erreur de module  $E_M$  et l'erreur d'orientation  $E_O$  définies par :

$$E_M = \sqrt{\frac{{}^t \varphi_R(n) \varphi_R(n)}{{}^t \varphi_{Ro}(n) \varphi_{Ro}(n)}} = \frac{\sqrt{\varphi_{R\alpha}^2 + \varphi_{R\beta}^2}}{\sqrt{\varphi_{R\alpha o}^2 + \varphi_{R\beta o}^2}} \quad \text{II.86.}$$



$$E_o = \text{Arctan} \frac{\varphi_{R\beta}}{\varphi_{R\alpha}} - \text{Arctan} \frac{\varphi_{R\beta o}}{\varphi_{R\alpha o}}$$

II.87.

L'erreur de module  $E_M$  est représentée par le rapport entre les longueurs des vecteurs  $\varphi_{R_o}(n)$  et  $\varphi_R(n)$ , et l'erreur d'orientation  $E_o$  peut être illustrée par la figure II.2. Ces deux erreurs dépendent par ailleurs de la matrice  $K$  choisie.

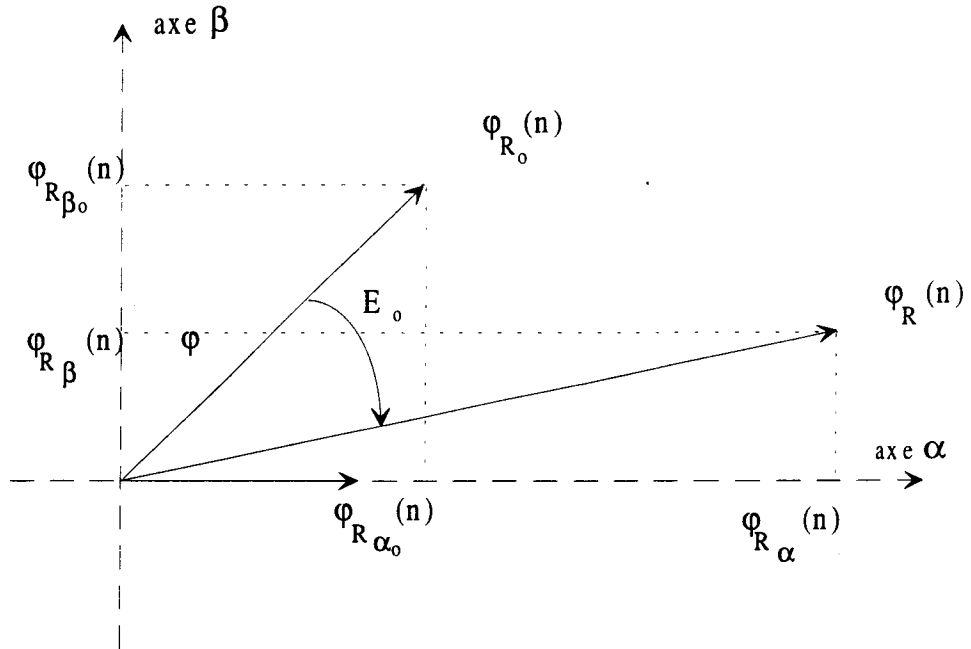


Figure II.2. Illustration de l'erreur d'orientation  $E_o$

#### II.5.4. Choix de la structure de gain $K$

L'erreur de module  $E_M$  vérifie l'égalité suivante, obtenue en combinant sa définition II.86 et la relation II.82 :

$$E_M^2 = \frac{{}^t\varphi_R(n)\varphi_R(n)}{{}^t\varphi_R(n){}^tHH\varphi_R(n)} = \frac{{}^t\varphi_{R_o}(n){}^tH^{-1}H^{-1}\varphi_{R_o}(n)}{{}^t\varphi_{R_o}(n)\varphi_{R_o}(n)}$$

II.88.

A fortiori, cette erreur de module  $E_M$  dépend de l'instant  $n$  : la régulation de flux assure que le module du flux rotorique observé,  ${}^t\varphi_{R_o}(n)\varphi_{R_o}(n)$ , est constant en régime établi, mais ne fixe rien en ce qui concerne le terme  ${}^t\varphi_{R_o}(n)H^{-1}H^{-1}\varphi_{R_o}(n)$ .

Pour faciliter l'obtention d'une erreur de module minimale, il serait vivement souhaitable que ce dernier soit indépendant de l'instant  $n$  ; pour ceci, on cherche à simplifier l'expression II.88.

Mathématiquement, on arrive au résultat suivant (annexe 2) : seules deux formes de matrice  $H$  conviennent pour éliminer l'influence de l'instant d'échantillonnage dans l'expression de l'erreur de module :

$$H_1 = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2 & -h_1 \end{bmatrix} \quad \text{II.89.}$$

ou

$$H_2 = \begin{bmatrix} h_1 & -h_2 \\ h_2 & h_1 \end{bmatrix} \quad \text{II.90.}$$

Dans les deux cas, l'erreur de module vérifie :

$$E_M^2 = \frac{1}{{}^tHH} \quad \text{II.91.}$$

soit encore :

$$E_M^2 = \frac{1}{h_1^2 + h_2^2} \quad \text{II.92.}$$

Si on exprime l'erreur d'orientation  $E_O$  pour les deux formes  $H_1$  et  $H_2$  de  $H$ , on montre facilement (annexe 2) que la seule possibilité, qui rende  $E_O$  également indépendante de l'instant  $nT_e$ , est :

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & -h_2 \\ h_2 & h_1 \end{bmatrix} \quad \text{II.93.}$$

La matrice  $H$  doit donc être de la même forme que les matrices carrées d'ordre deux, issues de la discrétisation des équations d'état de la machine. Compte tenu de leurs expressions, cette condition conduit mathématiquement au choix de la structure de  $K$  :

$$K = \frac{\sigma_o M_{Co}}{1 - \sigma_o} \begin{bmatrix} k_1 & -k_2 \\ k_2 & k_1 \end{bmatrix} \quad \text{II.94.}$$

On peut remarquer que cette structure avait déjà été présentée pour des raisons de similitude avec celle des matrices Ad ( Eq. II.54).

## Conclusion

L'utilisation d'un observateur déterministe permet de résoudre le problème de la reconstitution du flux rotorique. La détermination de son gain correcteur  $K$  peut obéir à deux méthodes : l'une privilégie le placement de pôles aux dépens de la robustesse ; l'autre prend en compte la sensibilité paramétrique en régime permanent.

Cette dernière méthode a été retenue. Nous avons alors défini l'erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_o$  sur le flux rotorique : ces deux critères rendent compte de la qualité de la reconstitution.

Ce chapitre s'est terminé sur le choix d'une structure particulière pour le gain  $K$  (Eq. II.94) : ainsi les erreurs d'orientation et de module ne dépendent que du point de fonctionnement, de la période d'échantillonnage, des paramètres de la machine et de l'observateur. Par la suite, nous nous attacherons à étudier leur influence dans le cas des deux méthodes de discrétisation présentées : méthode de discrétisation d'ordre réduit et méthode de discrétisation d'ordre complet.

# **CHAPITRE III**

**ETUDE DE LA SENSIBILITE**

**AUX PARAMETRES**

**ET**

**A LA PERIODE D'ECHANTILLONNAGE**

## **Introduction**

Dans ce chapitre, nous nous attachons à étudier l'incidence du point de fonctionnement, de la période d'échantillonnage et des paramètres de la machine sur les erreurs de module et d'orientation précédemment définies. D'après l'étude effectuée au paragraphe I.6., la résistance rotorique  $R_R$ , la mutuelle cyclique  $M_C$  et la résistance statorique  $R_S$  varient selon le point de fonctionnement ; de plus, la discrétisation du modèle d'état de la machine induit également des écarts entre les grandeurs réelles et estimées.

Ces phénomènes engendrent des erreurs de reconstitution du flux rotorique. Il est donc nécessaire de les mettre en évidence et de les analyser pour choisir ultérieurement le gain  $K$  les minimisant, ceci toujours pour un observateur inséré dans une commande vectorielle telle que celle explicitée au chapitre I.

### III.1. Influence de la période d'échantillonnage

La valeur de la période d'échantillonnage agit différemment sur les erreurs de module  $E_M$  et d'orientation  $E_o$  selon l'utilisation de l'une ou l'autre des méthodes de discrétisation présentées aux paragraphes II.2.1. et II.2.2.

Nous mettrons donc en évidence ces erreurs pour chaque méthode de discrétisation et tenterons de définir un gain  $K$  apte à les réduire.

#### III.1.1. Méthode de discrétisation d'ordre réduit

La méthode de discrétisation d'ordre réduit n'introduit pas d'erreur due à la limitation d'un développement. Toutefois, la décomposition du vecteur d'état en deux composantes (Eq. II.25) laisse supposer que les évolutions du flux et du courant sont indépendantes : en réalité, elles restent liées.

Avec un gain  $K$  nul, la figure III.1. présente l'erreur de module  $E_M$  et l'erreur d'orientation  $E_o$  obtenues pour le flux nominal et une période d'échantillonnage de 0,8 ms, en fonction du couple électromagnétique et de la vitesse mécanique :

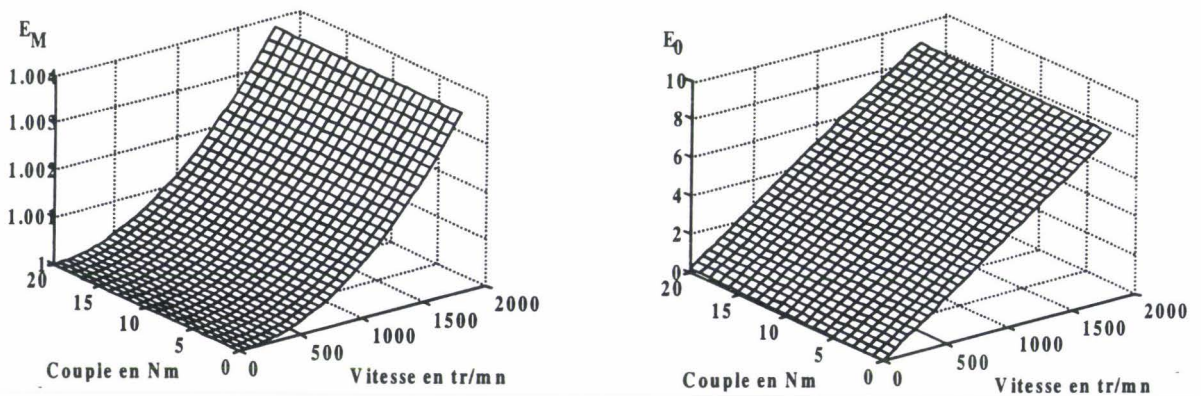


Figure III.1. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_o$  pour la méthode de discrétisation d'ordre réduit ( $T_e = 0,8$  ms ; flux nominal ;  $K$  nul)

L'erreur de module  $E_M$  reste négligeable : elle est inférieure à 0,6%. Mais l'erreur d'orientation  $E_o$  croît de façon quasiment linéaire jusqu'à atteindre  $11^\circ$  pour une vitesse de 1800tr/mn.

Comme on pouvait s'y attendre, des calculs complémentaires montrent que celle-ci diminue lorsque la période d'échantillonnage décroît (Figure III.2.).

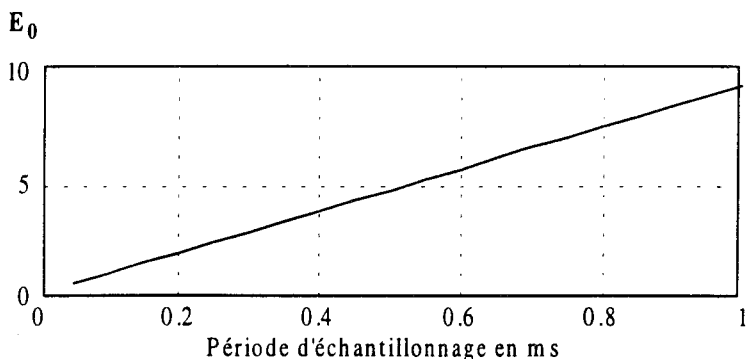


Figure III.2. Erreur d'orientation  $E_o$  pour la méthode discrétisation d'ordre réduit en fonction de la période d'échantillonnage (flux nominal ; 20 N.m ; 1500 tr/mn ; K nul)

Pour préserver la qualité de l'observation, il suffit donc de choisir une période d'échantillonnage telle que l'erreur d'orientation  $E_o$  soit acceptable par la commande. Par exemple, d'après la figure III.2., pour que l'erreur soit inférieure à  $2^\circ$ , dans les conditions de fonctionnement définies, la période d'échantillonnage doit être inférieure à  $175 \mu s$ . En pratique, compte tenu de la complexité des calculs qui incombent au microprocesseur, cette condition peut s'avérer critique : c'est d'ailleurs le cas pour notre système. Par conséquent, nous cherchons à diminuer cette erreur d'orientation par un choix astucieux du gain  $K$  de l'observateur.

La méthodologie retenue est la suivante : pour un point de fonctionnement fixé (flux rotorique, vitesse mécanique, couple électromagnétique, période d'échantillonnage) on recherche les coefficients  $k_1$  et  $k_2$  (Eq. II.94) qui réduisent les erreurs d'orientation et de module, tout en assurant la stabilité de l'observateur.

La figure III.3. montre les résultats obtenus pour le couple, la vitesse et le flux rotorique nominaux, et une période d'échantillonnage de 0,8 ms. On constate que l'utilisation d'un observateur, en place et lieu d'un estimateur, réduit fortement l'erreur d'orientation.



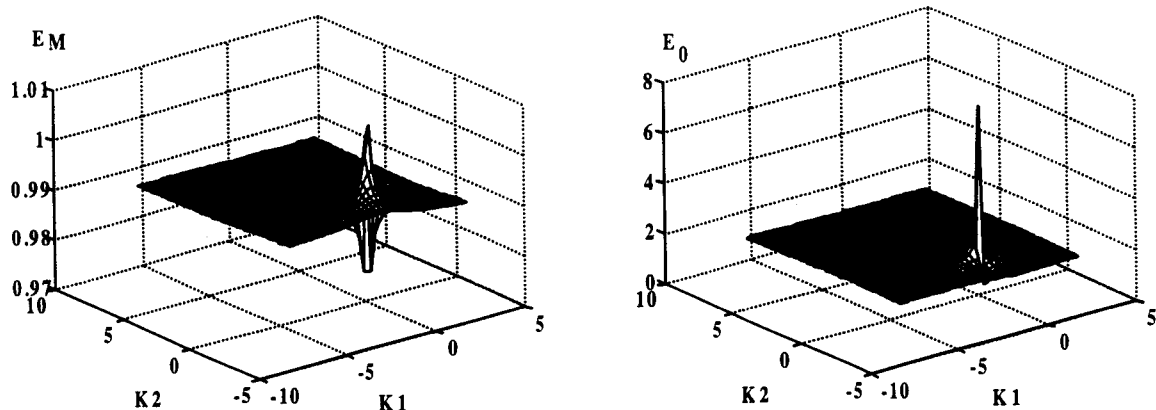


Figure III.3. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour la méthode de discrétisation d'ordre réduit en fonction du gain  $K$  ( $T_e = 0,8$  ms ; 20 N.m ; 1500 tr/mn ; flux nominal)

La figure III.4. complète l'étude en signalant les coefficients  $k_1$  et  $k_2$  qui garantissent la stabilité de l'observateur.

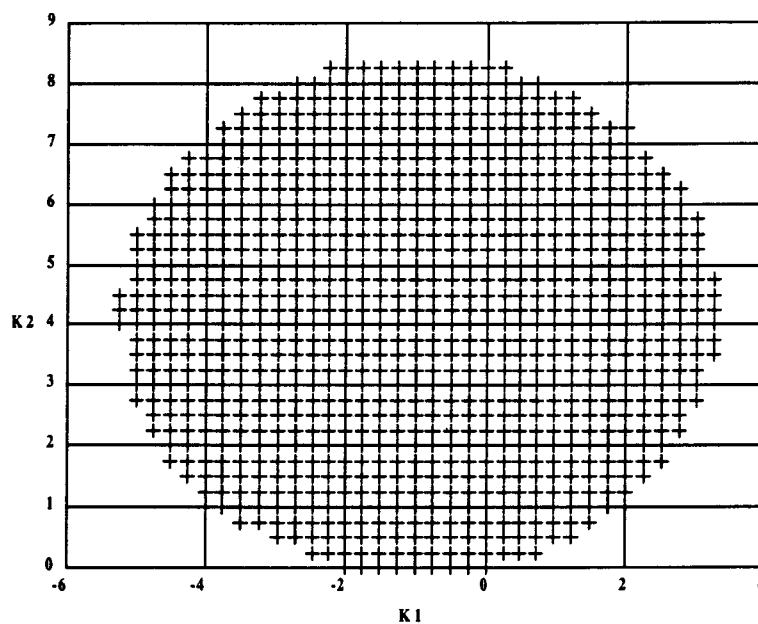


Figure III.4. Lieu des gains  $K$  garantissant la stabilité de l'observateur pour la méthode de discrétisation d'ordre réduit ( $T_e = 0,8$  ms ; 20 N.m ; 1500 tr/mn ; flux nominal)

D'après cette étude, si on choisit  $k_1$  et  $k_2$  respectant les inégalités III.1, la stabilité peut être acquise pour ce point de fonctionnement ; soit :

$$\begin{cases} -4,5 < k_1 < 2,5 \\ -0,5 < k_2 < 7 \end{cases} \quad \text{III.1}$$

Au vu des résultats, le seul critère qui puisse nous orienter sur le bon choix de  $K$ , est la rapidité de reconstitution : le couple ( $k_1 = -1$ ,  $k_2 = 3,5$ ) donne à l'observateur les valeurs propres les plus proches de zéro, pour le point de fonctionnement retenu.

En conséquence, ce gain  $K$  a été testé dans toute la gamme de vitesse et de couple (Figure III.5.)

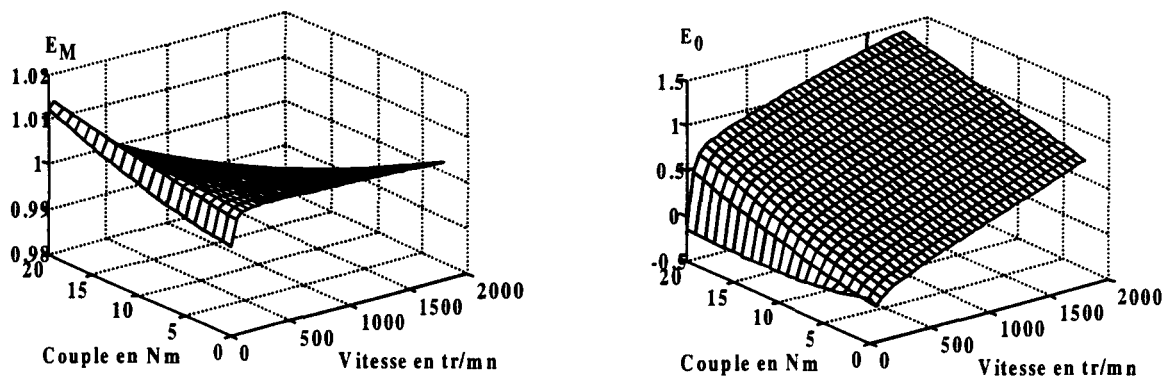


Figure III.5. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour la méthode de discrétisation d'ordre réduit ( $T_e = 0,8$  ms ; flux nominal ;  $(k_1, k_2) = (-1, 3,5)$ )

Ces résultats sont à rapprocher de ceux exposés à la Figure III.1. ; ils montrent une nette amélioration au niveau de la reconstitution de l'orientation du flux rotorique, mais ceci au détriment du module. Toutefois ce choix peut être considéré comme satisfaisant au regard de la faible valeur de cette erreur (2%).

### III.1.2. Méthode de discrétisation d'ordre complet

La méthode de discrétisation d'ordre complet (§ II.2.1.) utilise un développement limité. Par conséquent, on s'attend à obtenir des erreurs d'orientation et de module supérieures à celles mises en évidence au paragraphe précédent (Figure III.1.). Le calcul de ces grandeurs a été effectué dans les mêmes conditions : une période d'échantillonnage égale à 0,8 ms, le flux rotorique nominal et dans un premier temps sans gain correcteur K (Figure III.6.).

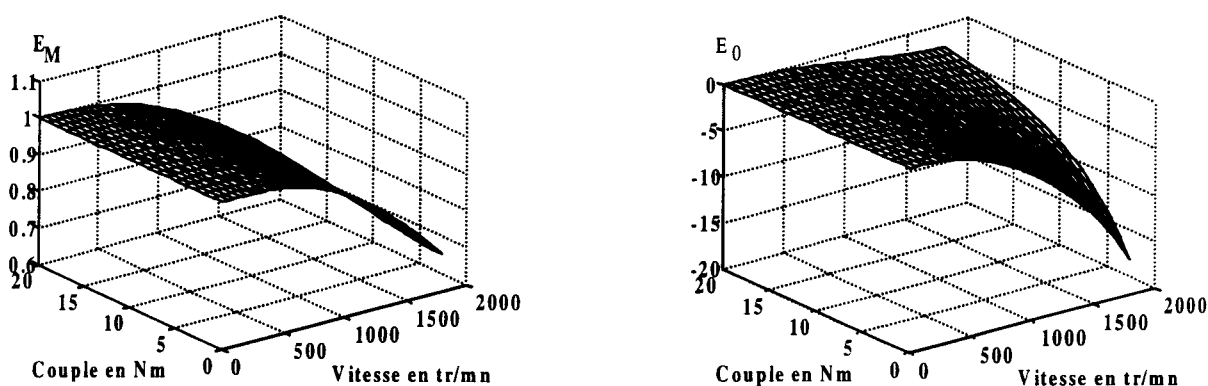


Figure III.6. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour la méthode de discrétisation d'ordre complet ( $T_e=0,8$  ms ; flux nominal ; K nul)

Cette fois, comme on pouvait s'y attendre, compte tenu de la limitation du développement, l'erreur de module n'est pas négligeable à vitesses élevées (40% environ). De plus l'erreur d'orientation est deux fois plus importante à 1800 tr/mn que celle obtenue avec la première méthode de discrétisation (Figure III.1.) ; en outre, elle dépend fortement du couple électromagnétique.

Afin de déterminer le gain K, on choisit comme point de fonctionnement un couple électromagnétique de 0 N.m et une vitesse de 1500 tr/mn, valeurs pour lesquelles les erreurs sont maximales, le flux rotorique nominal et une période d'échantillonnage de 0,8 ms. Les résultats sont illustrés par les figures III.7. et III.8.

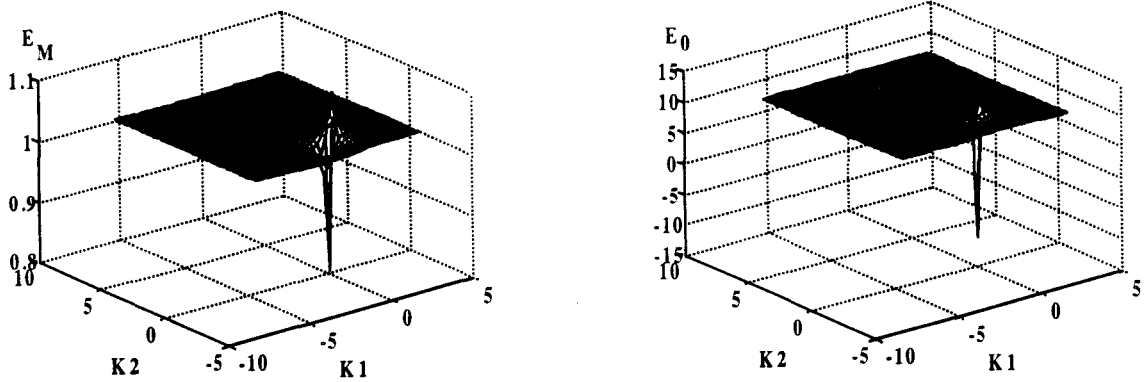


Figure III.7. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_o$  pour la méthode de discrétisation d'ordre complet en fonction du gain  $K$  ( $T_c = 0,8$  ms ; flux nominal : 0 N.m ; 1500 tr/mn)

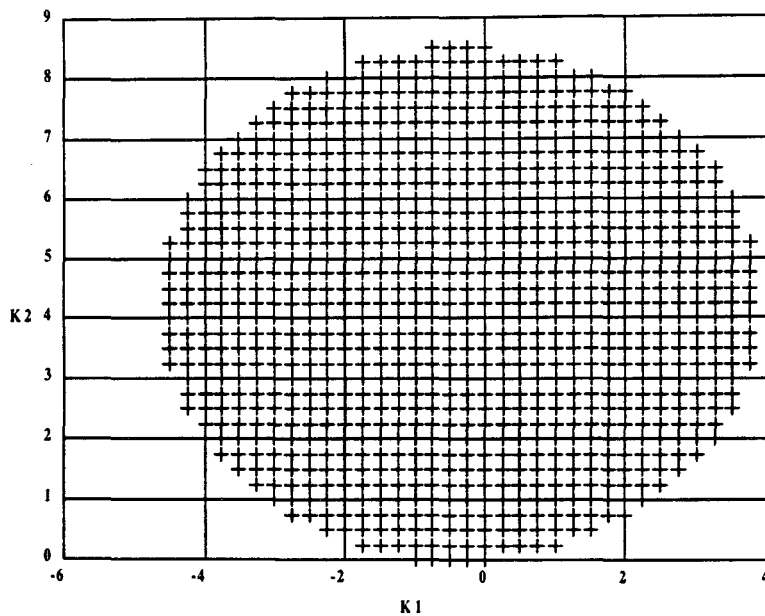


Figure III.8. Lieu des gains  $K$  assurant la stabilité du point de fonctionnement suivant :

$$\underline{T_c = 0,8 \text{ ms ; flux nominal ; 0 N.m ; 1500 tr/mn}}$$

On constate que l'erreur de module est grandement réduite. Toutefois l'erreur d'orientation reste du même ordre de grandeur (autour de  $10^\circ$ ). Par conséquent, seules les faibles valeurs de  $K$  sont à envisager. Un calcul plus fin nous conduit à retenir (Figure III.9.) :

$$\begin{cases} k_1 = 0 \\ k_2 = 0,1 \end{cases} \quad \text{III.2}$$

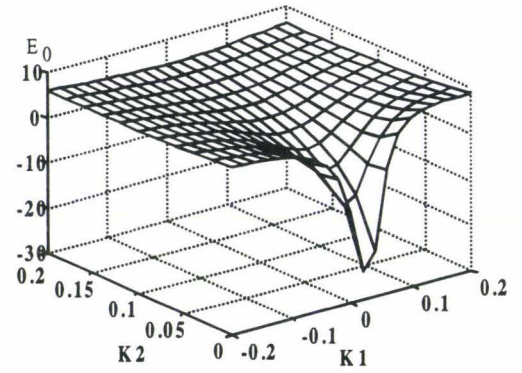
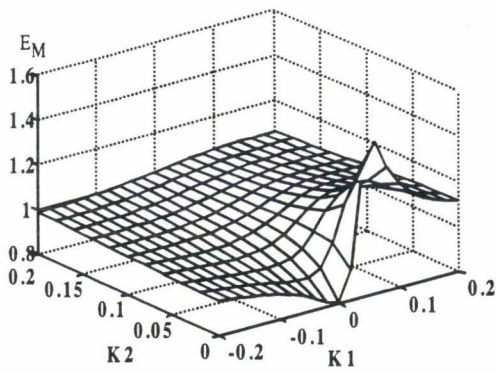


Figure III.9. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour la méthode de discrétisation d'ordre complet en fonction du couple  $(k_1, k_2)$  ( $T_e = 0,8$  ms ; flux nominal, 0 N.m ; 1500 tr/mn)

Ce gain  $K$  laisse subsister une erreur d'orientation de moins de  $0,1^\circ$  et une erreur de module inférieure à 1% (Figure III.9).

Comme précédemment, cette configuration est testée dans toute la gamme de vitesse et de couple (Figure III.10.). On constate une nette amélioration de la reconstitution ; notamment, l'erreur d'orientation reste inférieure à  $2^\circ$  pour les points de fonctionnement considérés.

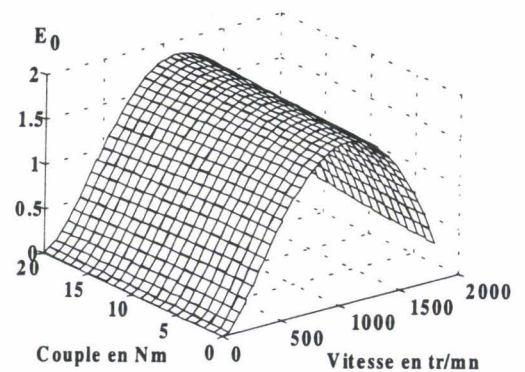
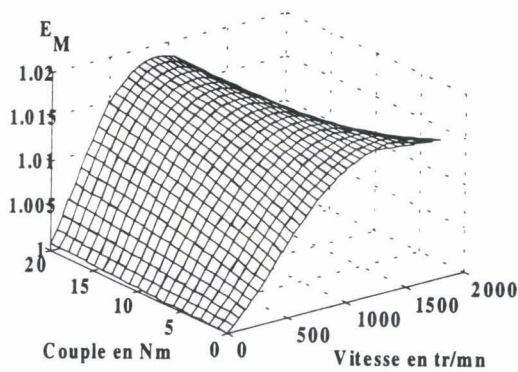


Figure III.10. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour la méthode de discrétisation d'ordre complet ( $T_e = 0,8$  ms ; flux nominal ;  $(k_1, k_2) = (0, 0,1)$ )

Toutefois, contrairement à l'étude faite au paragraphe III.1.1. concernant le cas de la méthode de discrétisation d'ordre réduit, il n'a pas été possible d'imposer la dynamique de l'observateur : la figure

III.11. précisez le module des valeurs propres en fonction du point de fonctionnement pour le gain K choisi (Eq III.2). Il est d'ailleurs proche de celui obtenu avec un gain K nul.

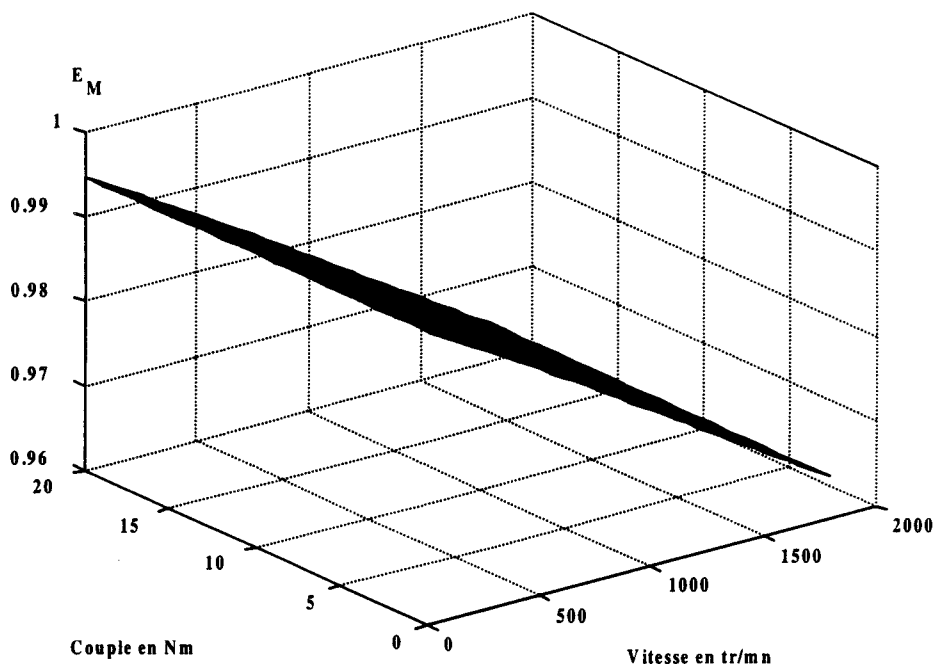


Figure III.11. Module des valeurs propres de l'observateur pour la méthode de discrétisation d'ordre complet ( $T_e = 0,8$  ms ; flux nominal)

En conclusion, nous voyons que l'utilisation d'un observateur permet d'atténuer fortement les effets néfastes de la période d'échantillonnage et ceci quelle que soit la méthode de discrétisation choisie. Néanmoins, seule la méthode de discrétisation d'ordre réduit laisse également le choix de la dynamique de reconstitution.

Ces remarques nous conduisent naturellement à préférer la méthode de discrétisation d'ordre réduit par rapport à la méthode de discrétisation d'ordre complet ; néanmoins, cette dernière nécessite moins de temps de calcul.

## **III.2. Influence de la variation paramétrique**

Nous allons maintenant nous attacher à caractériser l'influence des variations paramétriques sur l'erreur de reconstitution du flux.

Trois paramètres principaux seront étudiés séparément : la mutuelle cyclique  $M_C$ , la résistance rotorique  $R_R$ , la résistance statorique  $R_S$ . Par ailleurs, dans ce paragraphe, on utilise une période d'échantillonnage suffisamment faible (10  $\mu$ s) pour que les effets de la discrétisation soient négligeables devant ceux induits par une variation des paramètres.

### **III.2.1. Variation de mutuelle cyclique**

D'après la courbe de la figure I.12, l'inductance cyclique statorique varie fortement, selon que l'on travaille en régime linéaire ou en régime saturé, de 250 mH à 175 mH, soit une différence de 30% pour le cas de notre machine. Afin d'étudier les conséquences de cette variation, on introduit le facteur  $r_M$ , défini comme le rapport entre la valeur de la mutuelle cyclique de la machine et celle utilisée dans les équations de l'observateur. Pour limiter notre champ d'investigations, nous nous plaçons dans le cas le plus défavorable illustré par la figure I.12. :

$$r_M = 1,3 \quad \text{III.3}$$

Par ailleurs, les inductances de fuite seront considérées constantes. Cette hypothèse est peu restrictive dans le cas de machines à encoches ouvertes ou semi-ouvertes mais ne serait pas valable pour des machines à encoches fermées [KLA 87]. Pour un gain  $K$  nul, avec cette valeur de  $r_M$ , nous avons calculé les erreurs de module et d'orientation du flux rotorique pour sa valeur nominale selon le point de fonctionnement. Le résultat est illustré par la figure III.12.

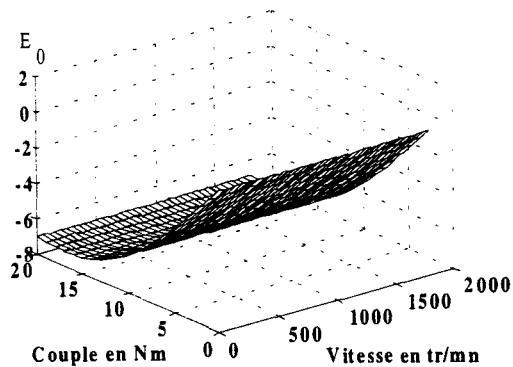
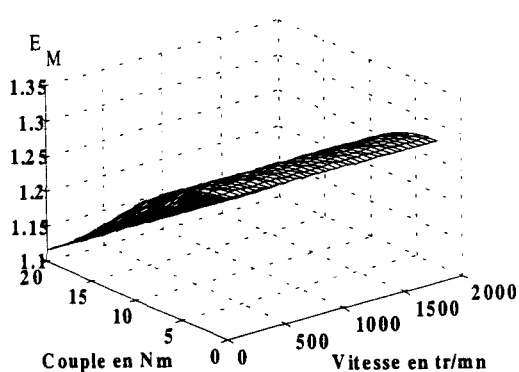


Figure III.12. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une erreur de 30% sur la mutuelle cyclique (flux nominal)

Les deux erreurs sont indépendantes de la vitesse. Par contre, l'erreur de module est maximale pour un couple nul tandis que l'erreur d'orientation est maximale pour le couple maximal (20 N.m). En conséquence, la correction de chaque erreur ne s'envisage pas de la même façon.

Deux études sont donc menées. La première consiste à déterminer l'influence du gain  $K$  sur le module du flux et sur son orientation pour le couple nul et une vitesse de 1500 tr/mn. Le résultat obtenu est présenté à la figure III.13. La seconde étude, pour une vitesse de 1500 tr/mn et un couple de 20 N.m, donne les erreurs de module et d'orientation illustrées à la figure III.14. Quant à la figure III.15., elle représente, en complément, les résultats pour une vitesse nulle et un couple de 20 N.m.

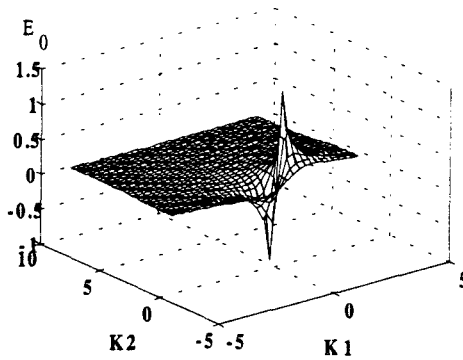
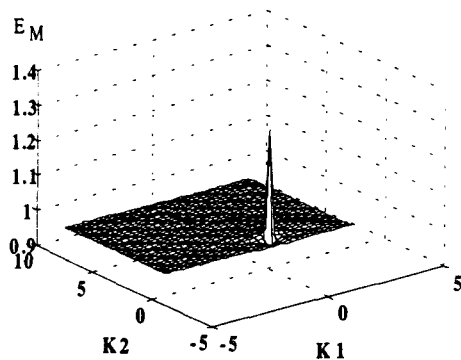


Figure III.13. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une erreur de mutuelle cyclique ( $r_M = 1,3$ ) en fonction du gain  $K$  (flux nominal ; 0 N.m ; 1500 tr/mn)



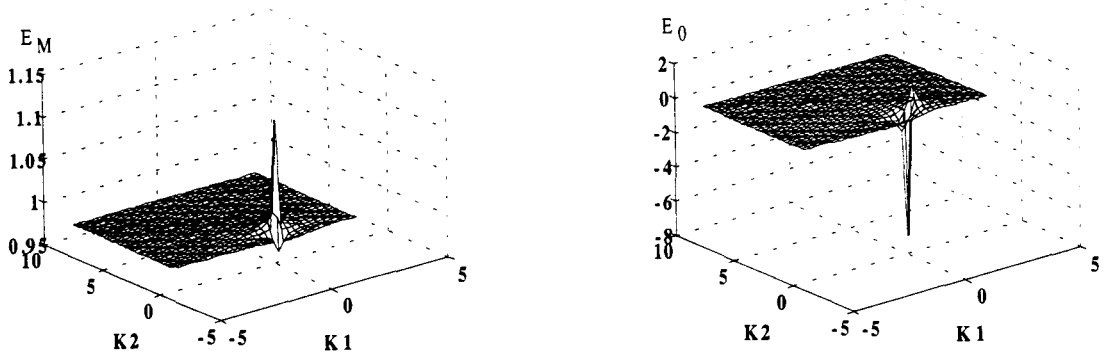


Figure III.14. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une erreur de mutuelle cyclique ( $r_M = 1,3$ ) en fonction du gain K (flux nominal ; 20 N.m ; 1500 tr/mn)

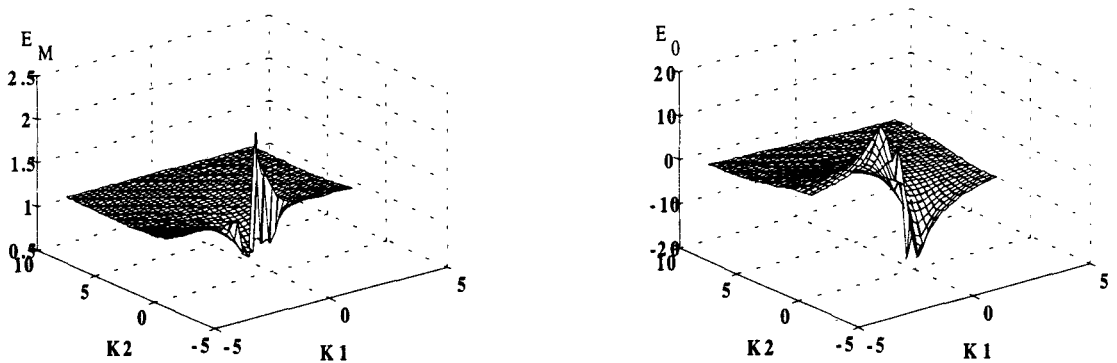


Figure III.15. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une erreur de mutuelle cyclique ( $r_M = 1,3$ ) en fonction du gain K (flux nominal ; 20 N.m ; 0 tr/mn)

Bien que la figure III.12. laisse supposer une influence quasiment nulle de la vitesse sur les deux erreurs lorsque  $K = 0$ , il apparaît à la figure III.15. lorsque  $K$  est non nul, un comportement différent de celui de la figure III.14. : pour la vitesse nulle, les erreurs sont plus sensibles aux coefficients  $k_1$  et  $k_2$ .

Nous effectuons alors une analyse plus fine dans le diagramme représentant l'erreur de module  $E_M$  en fonction de l'erreur d'orientation  $E_0$  pour différents couples  $(k_1, k_2)$  : figure III.16., pour le couple 0N.m et la vitesse 1500 tr/mn ; figure III.17., pour le couple 20N.m et la vitesse nulle.

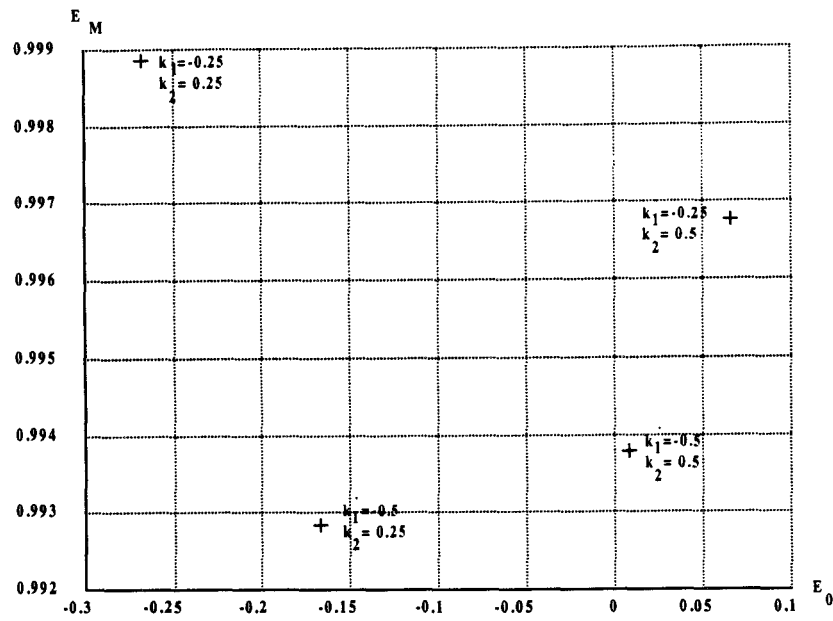


Figure III.16. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une erreur de 30% sur la mutuelle cyclique en fonction du couple  $(k_1, k_2)$  (flux nominal ; 0 N.m ; 1500 tr/mn)

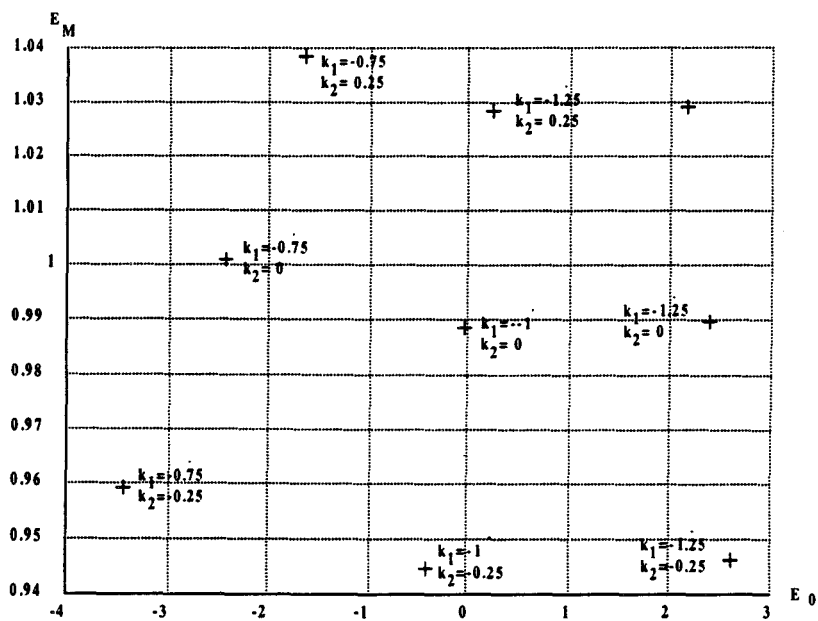


Figure III.17. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une erreur de 30% sur la mutuelle cyclique en fonction du couple  $(k_1, k_2)$  (flux nominal ; 20 N.m ; 0 tr/mn)

Dans un cas (Figure III.16.), la configuration suivante est la meilleure :

$$K = \begin{bmatrix} -0,25 & -0,5 \\ 0,5 & -0,25 \end{bmatrix} \quad \text{III.4}$$

Dans l'autre cas (Figure III.17.), c'est une autre configuration qui semble optimale :

$$K = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{III.5}$$

Il est évident que, pour chaque cas, nous vérifions que l'observateur est stable.

La méthodologie employée conduit donc à deux expressions pour le gain K. Nous les testons toutes les deux dans toute la gamme de vitesse et de couple pour le flux rotorique nominal. Il en résulte que l'expression III.5. donne de meilleurs résultats, surtout à basse vitesse, ce qui est sa finalité. Ce résultat est illustré à la figure III.18.

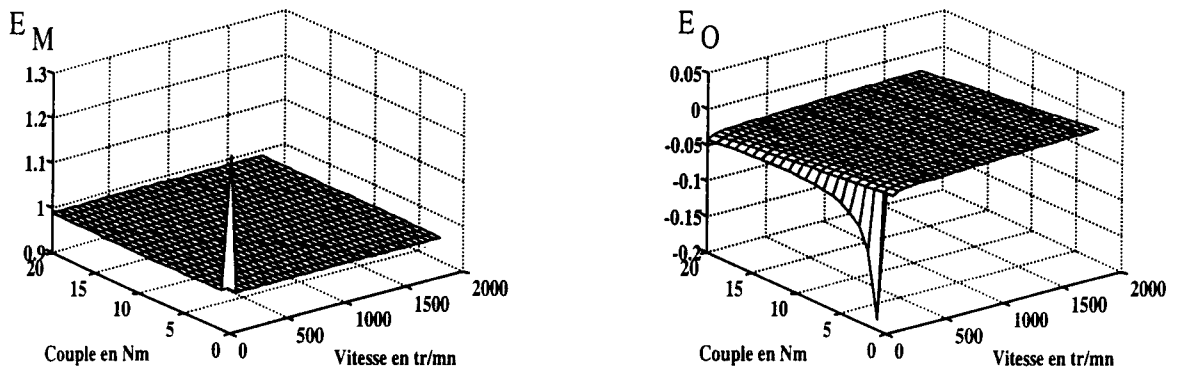


Figure III.18. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_O$  pour une erreur de 30% sur la mutuelle cyclique (flux nominal ;  $(k_1, k_2) = (-1, 0)$ )

En conclusion, nous retenons donc qu'une erreur de mutuelle cyclique peut être corrigée en choisissant K de la forme :

$$K = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{III.6}$$

### III.2.2. Variation de résistance rotorique

Une étude similaire est conduite dans le cas de la variation de la résistance rotorique. Dans l'exemple de notre machine et d'après la figure I.14., nous remarquons que ce paramètre peut augmenter de 33% si la puissance de fonctionnement augmente. Par la suite, nous considérerons un rapport  $x_{Rr}$  entre la résistance rotorique de la machine et celle employée dans l'observateur égal à 1,33. On peut remarquer que cette valeur reste en deçà des plages de variation habituellement évoquées pour caractériser l'effet thermique (de l'ordre de 100%) ; néanmoins les conclusions obtenues dans notre cas sont valables pour une plus grande excursion de  $R_R$ .

Le flux rotorique est maintenu à sa valeur nominale dans toute l'étude.

Des calculs préliminaires montrent que sans correction l'influence de  $x_{Rr}$  se fait sentir tout particulièrement à couple élevé, de façon relativement indépendante de la vitesse (Figure III.19.). Ce résultat était d'ailleurs prévisible puisque l'influence du circuit rotorique n'est manifeste que lors de fonctionnements à forts courants rotoriques donc à forts couples.

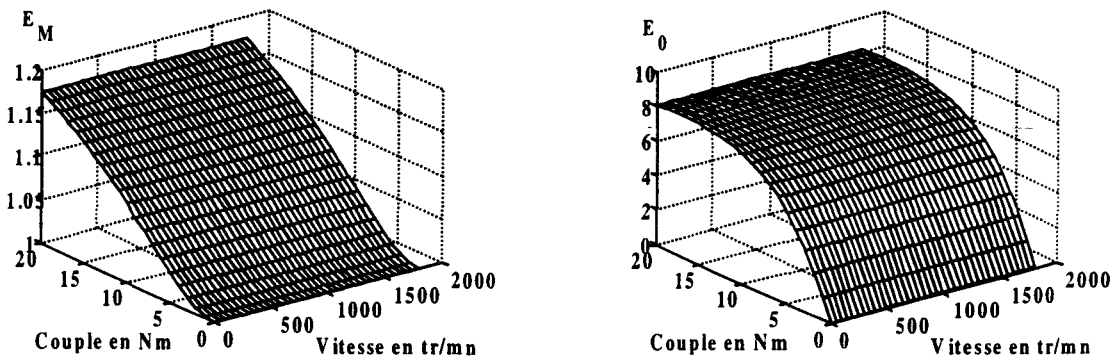


Figure III.19. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une erreur de 33% sur la résistance rotorique (flux nominal,  $K$  nul)

En conséquence, la recherche du couple  $(k_1, k_2)$  minimisant les erreurs de module et d'orientation est effectuée pour un couple de 20 N.m et une vitesse nulle ; la figure III.20. présente le résultat de l'étude de sensibilité dans ces conditions :

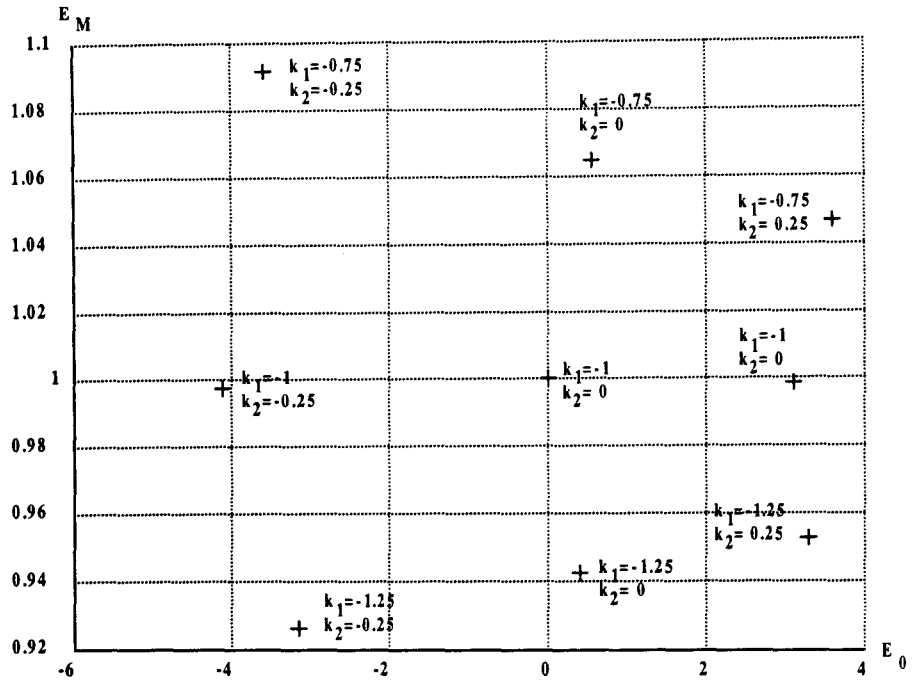


Figure III.20. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une variation de résistance rotorique ( $x_{Rf}=1,33$ ) en fonction du gain  $K$  (flux nominal ; 20 N.m ; 0 tr/mn)

Le choix judicieux pour  $K$  est, pour ce point de fonctionnement :

$$K = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix}$$

III.7

Cette valeur est donc testée pour le flux rotorique nominal dans toute la plage de fonctionnement de couple et de vitesse (figure III.21.).

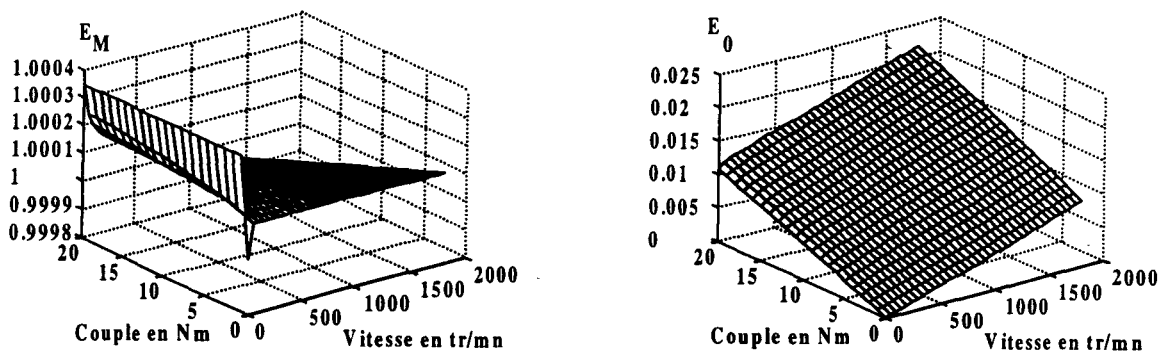


Figure III.21. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une variation de 33% de résistance rotorique (flux nominal ;  $(k_1, k_2) = (-1, 0)$ )

On constate alors une très bonne robustesse de l'observateur par rapport au paramètre  $R_R$  : l'erreur d'orientation est inférieure à  $0,025^\circ$  et l'erreur de module n'atteint pas 1%.

### III.2.3. Variation de la résistance statorique

Le dernier paramètre considéré est la résistance statorique. Etant données les conditions de fonctionnement de la machine, sa température tend à croître au cours du temps. Par conséquent, nous considérerons que sa résistance statorique augmente, par exemple, de 20%.

Le rapport  $\chi_{R_s}$  entre la résistance statorique de la machine et celle utilisée par l'observateur, est donc choisi égal à 1,2.

Afin de quantifier son influence, les erreurs de module et d'argument sont calculées, toujours pour le flux rotorique nominal, sans correction et selon le point de fonctionnement. D'après les résultats de la figure III.22., on note que l'influence de  $R_s$ , pour ce type d'observateur, est négligeable. D'autres calculs, avec un rapport  $\chi_{R_s}$  voisin de 2, conduisent à la même conclusion. Ce résultat est lié au fait que nous cherchons à observer une grandeur rotorique.

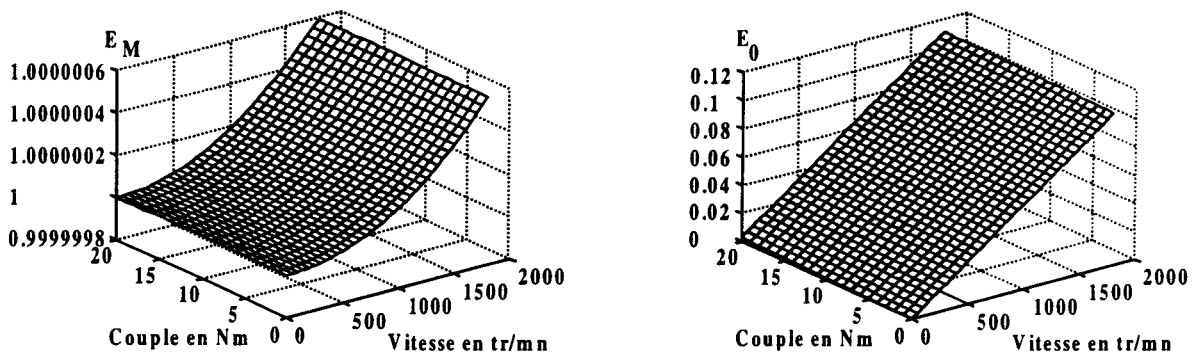


Figure III.22. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une variation de 20% de la résistance statorique (flux nominal ;  $K$  nul)

### III.2.4. Conclusion sur l'influence seule des paramètres

Il ressort de cette étude un résultat remarquable : le même observateur convient pour atténuer fortement à la fois l'influence de la résistance rotorique et celle de la mutuelle cyclique (Eq. III.6. et Eq. III.7.).

Afin de le valider aussi pour une variation de résistance statorique, un calcul des erreurs de module et d'orientation est proposé à la figure III.23. pour cet observateur. Les résultats sont encourageants : le gain K retenu précédemment convient aussi à haute vitesse. Toutefois, à basse vitesse, de grandes erreurs apparaissent.

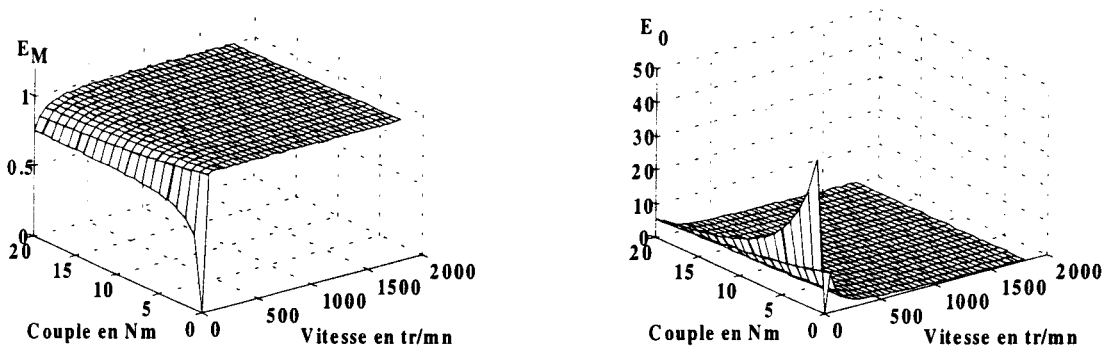


Figure III.23. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une erreur de 20% sur la résistance statorique (flux nominal ;  $(k_1, k_2) = (-1, 0)$ )

D'après les conclusions du paragraphe III.2.3. sur l'influence de la résistance statorique, un gain K nul donne de très bons résultats. Cette remarque, combinée à la précédente, nous a conduit à envisager un gain K variable en fonction de la vitesse. Plusieurs fonctions mathématiques sont testées. Guidés par l'évolution des erreurs, nous avons retenu la formulation suivante :

$$\begin{cases} k_1 = \exp\left(-\frac{\Omega}{350}\right) - 1 \\ k_2 = 0 \end{cases} \quad \text{III.8}$$

La figure III.24. illustre les résultats obtenus avec ce gain K.

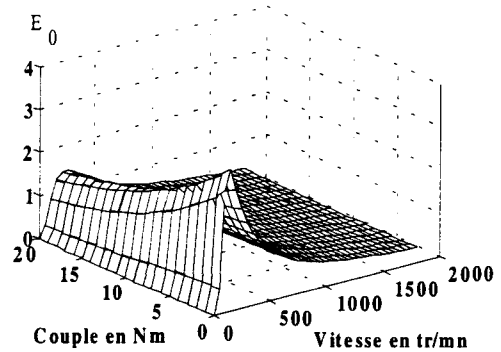
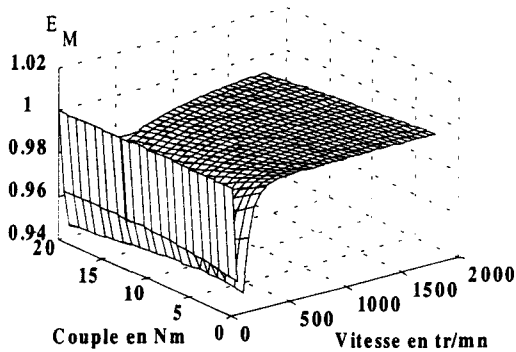


Figure III.24. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une erreur de 20% sur la résistance statorique

$$\text{(flux nominal ; } k_2 = 0 ; k_1 = \exp\left(-\frac{\Omega}{350}\right) - 1)$$

En conclusion, alors que la résistance statorique varie, l'utilisation d'un gain  $K$  non nul, amplifie les erreurs de module et d'orientation à basse vitesse, pour ce type d'observateur.

### III.3. Prise en compte de la discrétisation dans l'influence des paramètres

Forts de cette première approche qui étudie séparément l'influence de la période d'échantillonnage et celle des variations paramétriques, nous continuons en considérant les deux effets simultanément. Pour que l'effet de la période d'échantillonnage soit significatif et d'après les résultats du paragraphe III.1., nous choisirons une période  $T_e$  égale à 0,8 ms. D'autre part, le flux rotorique sera toujours réglé à sa valeur nominale.



### III.3.1. Influence de la mutuelle cyclique

Afin que les différents effets apparaissent, on choisit un rapport  $x_M$  égal à 1,3.

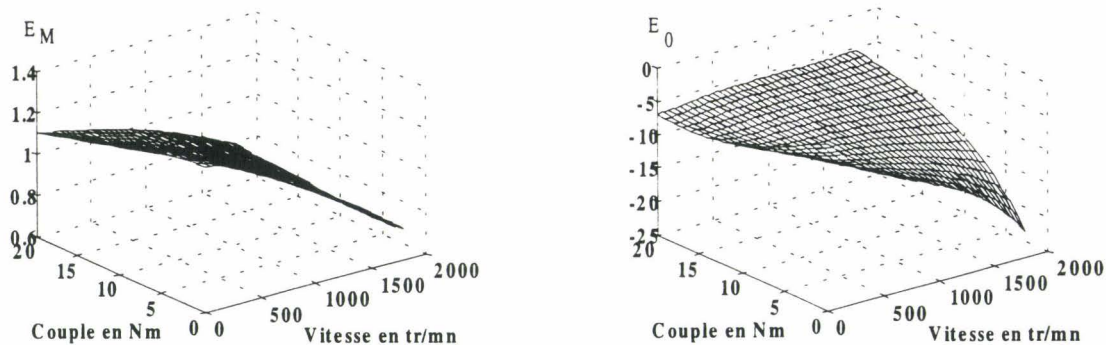


Figure III.25. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une variation de 30% de la mutuelle cyclique dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre complet (flux nominal ;  $T_e = 0,8$  ms ; K nul)

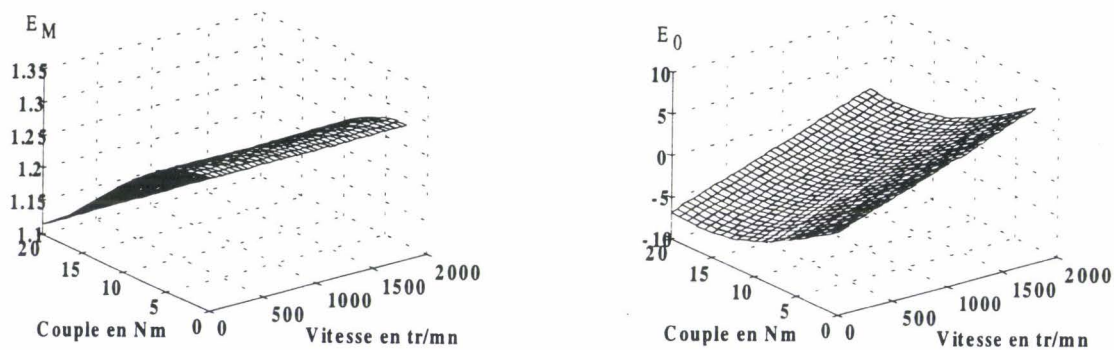


Figure III.26. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une variation de 30% de la mutuelle cyclique dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre réduit (flux nominal ;  $T_e = 0,8$  ms ; K nul)

Les figures III.25. et III.26. illustrent respectivement les résultats obtenus pour la méthode de discrétisation d'ordre complet et celle d'ordre réduit. Il apparaît nettement que les comportements des deux observateurs sont différents. Dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre réduit, l'erreur de module est maximale pour un couple nul indépendamment de la vitesse (Figure III.18.) alors que pour l'autre méthode, elle est plus importante à vitesse élevée : la période d'échantillonnage influe plus dans ce cas puisqu'on utilise un développement limité. En outre, dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre complet, on peut distinguer deux plages d'influence : à basse vitesse, l'effet de la variation  $M_c$  est prépondérant et on retrouve les caractéristiques de la figure III.12. A vitesse élevée, c'est par contre l'influence de  $T_e$  qui se fait le plus sentir (Figure III.8.).

Quant à l'erreur d'orientation, elle est fortement augmentée du fait de l'échantillonnage et ceci indépendamment de la manière de discrétiser : on ne peut cette fois plus distinguer deux plages d'influence. En conséquence, on cherche à déterminer un gain  $K$  qui prenne en compte simultanément la période d'échantillonnage et le rapport  $x_M$ . Chaque méthode de discrétisation est étudiée.

### III.3.1.1. Méthode de discrétisation d'ordre complet

La figure III.25. renseigne sur les coordonnées du point de fonctionnement pour lequel les erreurs sont les plus importantes. Ainsi, l'erreur de module est importante à la fois à vitesse élevée et couple nul, et à faible vitesse.

Plaçons nous donc dans la première configuration :  $\Omega = 1500$  tr/mn et  $C_{em} = 0$ . La figure III.27. montre que l'utilisation d'un observateur corrige très facilement l'erreur de module. Par contre, si le module du flux observé est ramené à la valeur du flux réel, l'erreur d'orientation se situe autour de  $10^\circ$ . Pour améliorer les erreurs de module et d'orientation, et d'après cette étude, nous sommes amenés à choisir :

$$K = \begin{bmatrix} -0,05 & -0,1 \\ 0,1 & -0,05 \end{bmatrix} \quad \text{III.9}$$

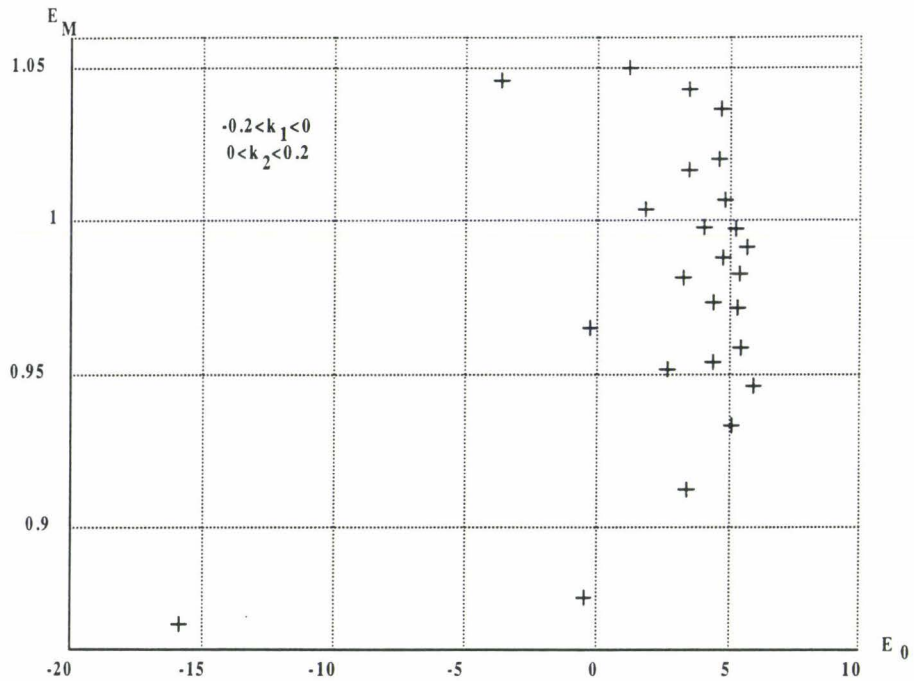


Figure III.27. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une variation de 30% de la mutuelle cyclique selon différents gains  $K$  pour la méthode de discrétisation d'ordre complet ( $T_e = 0,8$  ms ; flux nominal ; 1500 tr/mn ; 0 N.m.)

On remarque que cette expression est très voisine de celle obtenue lors de l'étude de l'influence de la période d'échantillonnage (§ III.1.2. et Eq. III.2.). On retrouve le fait que celle-ci est plus importante à vitesse élevée que celle exercée par  $x_M$ .

Plaçons-nous maintenant dans la deuxième configuration : vitesse nulle et couple égal à 20 N.m. Le calcul délivre un autre choix de gain  $K$  :

$$K = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{III.10}$$

Celui-ci est très différent de celui obtenu précédemment : par contre il est identique à celui découvert lors de l'étude de l'influence seule de  $x_M$  (§ III.2.1. et Eq. III.6.). Par conséquent, à basse vitesse, la variation de mutuelle cyclique semble être prépondérante, ce que nous avons également déjà annoncé.

Les équations III.9. et III.10. conduisent à cette conclusion : le gain K doit être variable en fonction de la vitesse. Guidés par l'évolution des erreurs selon le couple et la vitesse, de manière empirique, nous avons retenu l'expression suivante pour les coefficients  $k_1$  et  $k_2$  :

$$\begin{cases} k_1 = - \exp \left[ \ln (0,06) \frac{\Omega}{\Omega_0} \right] \text{ avec } \Omega_0 = 1000 \text{ tr/mn} \\ k_2 = 0,1 \end{cases} \quad \text{III.11}$$

Les erreurs de module et d'orientation obtenues dans ces conditions varient selon le point de fonctionnement dans une marge tout à fait acceptable comme le montre la figure III.28. Celle-ci doit être comparée avec la figure III.25. : on voit que l'erreur d'orientation est devenue faible, ainsi que l'erreur de module. Toutefois, cette dernière n'est pas corrigée à vitesse et couple nuls, comme lors de l'étude de l'influence seule du rapport  $x_M$  (§ III.2.1. et figure III.18.).

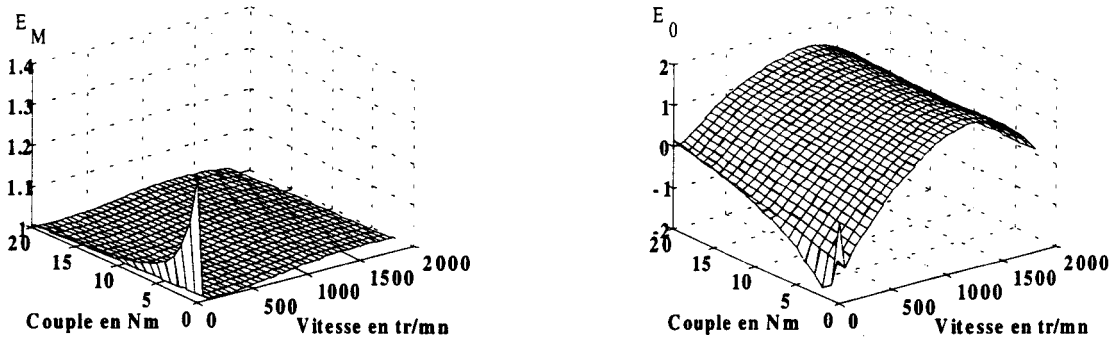


Figure III.28. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une variation de 30% de la mutuelle cyclique dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre complet

( $T_e = 0,8$  ms ; flux nominal ;  $k_1 = - \exp [\ln (0,06) \Omega / \Omega_0$  ;  $k_2 = 0,1$  ;  $\Omega_0 = 1000$  tr/mn)

### III.3.1.2. Méthode de discrétisation d'ordre réduit

Le point de départ de notre étude est la figure III.26., dont nous tirons trois enseignements. D'abord, l'erreur de module est maximale à faible couple. Ensuite, l'erreur d'orientation atteint son maximum pour une vitesse élevée et un couple nul. Enfin, son minimum correspond à une vitesse nulle et un couple élevé.

Comparés aux résultats sur l'étude séparée de l'influence de la mutuelle cyclique (§III.2.1.) et de celle de la période d'échantillonnage (§III.2.2.), on en déduit qu'un rapport  $x_M$  différent de 1 influe fortement sur le module à faible couple (zone 1) et sur l'orientation à basses vitesses et forts couples (zone 2), alors que l'effet de la période d'échantillonnage devient prépondérant à faibles couples et vitesses élevées (zone 3).

De ces trois zones d'étude, nous nous intéressons d'abord à la deuxième. La figure III.29. illustre une recherche de gain  $K$  pour une vitesse nulle d'un couple de 20Nm. Comme on pouvait s'y attendre, les mêmes coefficients  $k_1$  et  $k_2$  que ceux obtenus lors de l'étude seule de la mutuelle (§ III.2.1. et Eq. III.6.) conviennent :

$$\begin{cases} k_1 = -1 \\ k_2 = 0 \end{cases} \quad \text{III.12}$$

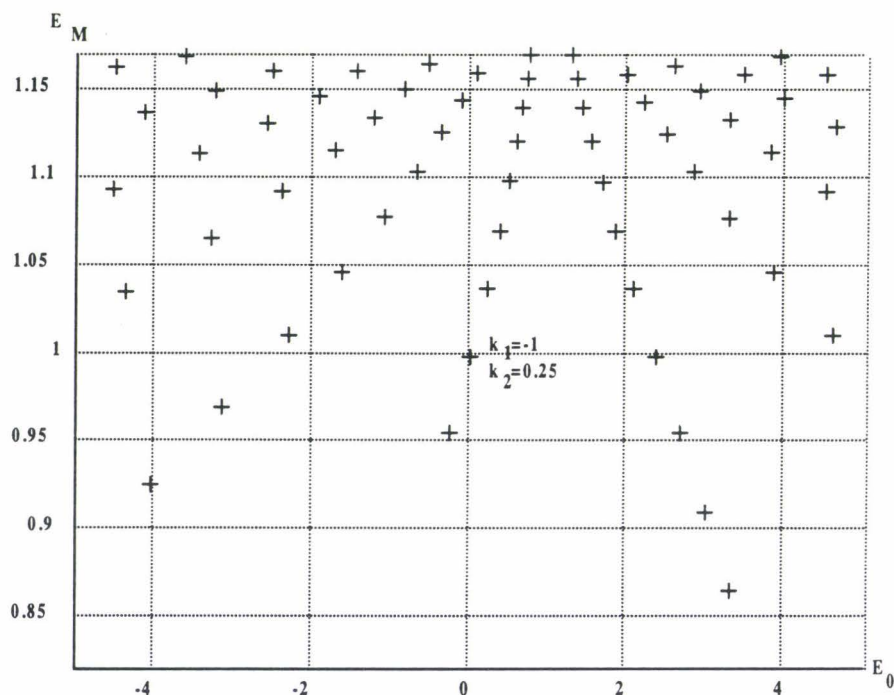


Figure III.29. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une variation de 30% de la résistance rotorique en fonction du gain  $K$  dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre réduit

( $T_e = 0,8$  ms ; flux nominal ; 20 N.m. ; 0 tr/mn)

La figure III.30. illustre le test de ce gain K dans toute la gamme de vitesse. Dans la zone des faibles couples et faibles vitesses, les erreurs de module et d'orientation restent importantes, alors que dans le domaine des hautes vitesses le résultat est satisfaisant.

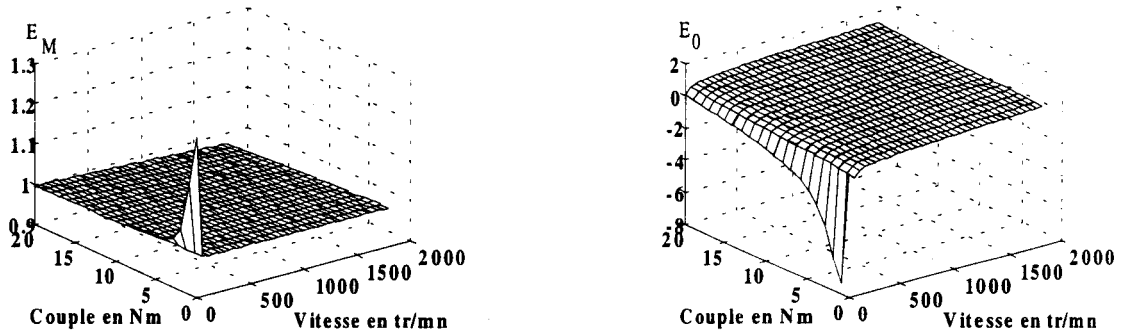


Figure III.30. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une variation de 30% de la mutuelle cyclique ( $T_e = 0.8 \text{ ms}$  ; flux nominal ;  $(k_1, k_2) = (-1, 0)$ )

Par conséquent, une étude complémentaire à faible couple ( 1Nm ) et à vitesse nulle a été développée. Elle montre que  $k_2$  doit être différent de 0. Un bon compromis entre l'amélioration de la reconstitution du module et de celle de l'orientation du flux rotorique est de choisir  $k_2$  égal à 0,25 :

$$K = \begin{bmatrix} -1 & -0,25 \\ 0,25 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{III.13}$$

Par la suite, ce gain, testé dans toute la gamme de vitesse et de couple (Figure III.31.) donne des résultats satisfaisants, toujours avec une mise en défaut de l'observateur à vitesse et couple nuls (cf § III.3.1.1. et Figure III.28. ; cf § III.2.1. et figure III.18.).

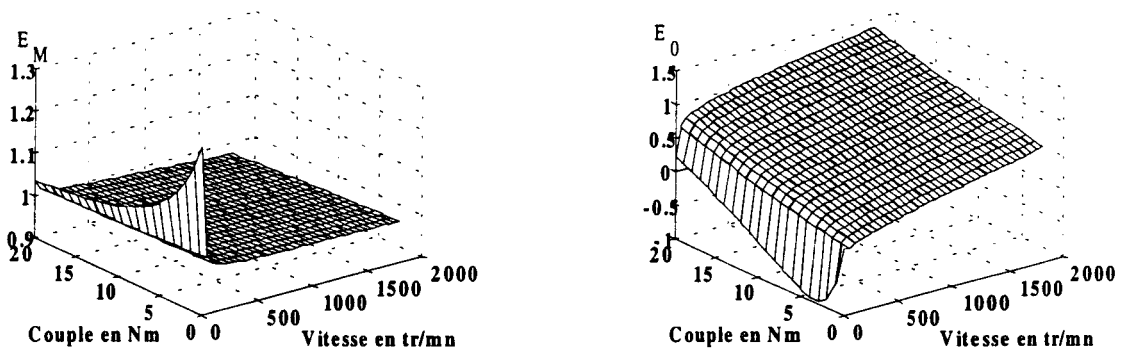


Figure III.31. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une variation de 30% de la mutuelle cyclique dans le cas de la méthode discrétisation d'ordre réduit ( $T_e = 0.8 \text{ ms}$  ; flux nominal ;  $(k_1 ; k_2) = (-1 ; 0,25)$ )

### III.3.1.3. Conclusion

L'influence de la valeur de la mutuelle cyclique a été réduite pour les deux méthodes de discrétisation grâce à l'observateur. Toutefois, pour la méthode de discrétisation d'ordre complet, l'effet de la période d'échantillonnage joue un rôle important. Le recours à un développement limité nous oblige à retenir un observateur de gain  $K$  variable en fonction de la vitesse (Eq. III.11.). En regard de cette complexité, la méthode de discrétisation d'ordre réduit semble encore une fois plus intéressante car elle ne nécessite que la simple mise en œuvre d'un gain  $K$  constant.

### III.3.2. Influence de la résistance rotorique

Nous nous plaçons dans les mêmes conditions qu'au paragraphe III.2.3. pour la valeur du rapport  $x_R$ , à savoir égal à 1,33.

Les figures III.32., respectivement III.33., présentent les erreurs de reconstitution pour  $K = 0$ , avec la méthode de discrétisation d'ordre complet, respectivement d'ordre réduit. Ces résultats sont d'abord comparés à ceux issus de l'étude des influences séparées de la période d'échantillonnage (Figures III.6. et III.1.) et de la résistance rotorique (Figure III.19.).

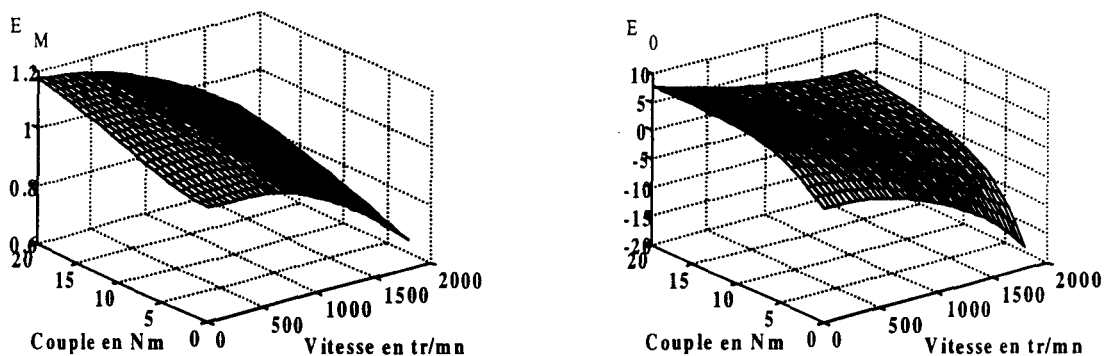
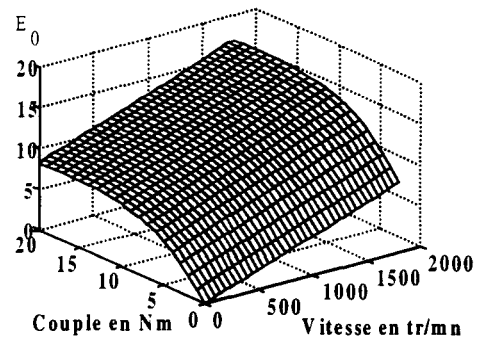
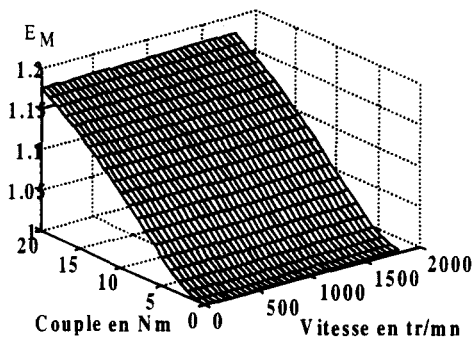


Figure III.32. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une variation de 33% de la résistance rotorique dans le cas de discrétisation d'ordre complet ( $T_e = 0,8$  ms ; flux nominal ;  $K$  nul)



**Figure III.33. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une variation de 33% de la résistance rotorique dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre réduit ( $T_e = 0,8$  ms ; flux nominal ; K nul)**

Considérons la méthode de discrétisation d'ordre réduit. Sur l'erreur de module, l'influence de la résistance rotorique est prépondérante. Par contre, les effets de celle-ci s'ajoutent à ceux de la période d'échantillonnage pour dégrader encore plus la reconstitution de l'orientation.

Considérons la méthode de discrétisation d'ordre complet. A la figure III.32. apparaît nettement, sur les erreurs de module et d'orientation, une prépondérance des différentes influences dans des zones particulières. A vitesse élevée, à cause du développement limité, la période d'échantillonnage contribue fortement à dégrader la reconstitution, tandis qu'à basses vitesses, la variation de résistance rotorique a plus d'effets. En outre, comme d'après la figure III.19., cette dernière introduit des erreurs de module et d'orientation fonctions du couple, cette tendance est combinée à celle issue de la période d'échantillonnage qui donne une erreur de reconstitution fortement dépendante de la vitesse. Ainsi deux extrêmes apparaissent : d'une part, hautes vitesses et faibles couples, et d'autre part, forts couples et basses vitesses.

De cette première analyse découle l'élaboration du gain K pour chacune des deux méthodes de discrétisation.

### **III.3.2.1. Méthode de discrétisation d'ordre complet**

Formulées précédemment, les premières remarques sur la figure III.32. nous suggèrent d'étudier deux points de fonctionnement pour déterminer le gain K : vitesse égale à 1500 tr/mn et couple nul ;



couple égal à 20 N.m. et vitesse nulle. Comme on pouvait s'y attendre, deux gains différents réduisent l'erreur de reconstitution dans ces deux cas ; d'une part, à hautes vitesses, on retient :

$$K = \begin{bmatrix} 0 & -0,075 \\ 0,075 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{III.14}$$

D'autre part, à basses vitesses, on obtient :

$$K = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{III.15}$$

On remarque que le gain  $K$  de l'équation III.14. est très proche de celui résultant de l'étude de l'influence seule de la période d'échantillonnage (§ III.1.2. et Eq. III.2.), alors que l'équation III.15. correspond à l'équation III.6., issue de l'étude de l'influence seule de la mutuelle cyclique (§ III.2.1.).

Par conséquent, il est naturel d'envisager un gain  $K$  variable avec la vitesse. Selon la démarche suivie au paragraphe III.3.1.2., nous avons été conduits à retenir l'expression suivante de  $K$  :

$$K = \begin{bmatrix} k_1 & -k_2 \\ k_2 & k_1 \end{bmatrix} \text{ avec } \begin{cases} k_1 = -\exp\left(-\frac{\Omega}{\Omega_1}\right) \\ k_2 = 0,075\left(1 - e^{-\frac{\Omega}{\Omega_2}}\right) \end{cases} \quad \begin{array}{l} \Omega_1 = 200 \text{ tr/mn} \\ \Omega_2 = 500 \text{ tr/mn} \end{array} \quad \text{III.16}$$

La figure III.34. illustre le résultat obtenu avec cet observateur. On constate qu'il est difficile de réduire l'erreur d'orientation jusqu'à moins de 5°.

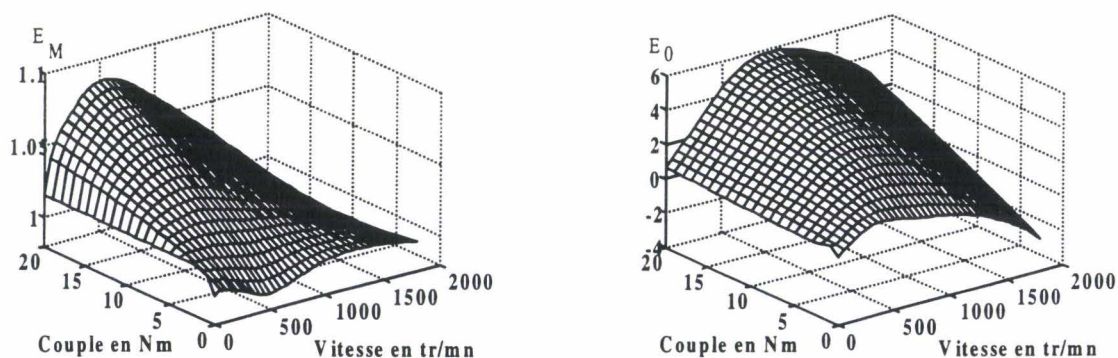


Figure III.34. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une variable de 33% de la résistance rotorique dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre complet

$$\left(T_c = 0,8 \text{ ms} ; \text{flux nominal} ; k_1 = -\exp\left(\frac{\Omega}{200}\right) ; k_2 = 0,075\left(1 - \exp\left(\frac{\Omega}{500}\right)\right)\right)$$

### III.3.2.2. Deuxième méthode de discrétisation

La figure III.33. sert de base à nos réflexions. On constate que l'erreur de module, faiblement dépendante de la vitesse, est maximale à couple élevé, tandis que l'erreur d'orientation est importante à couple et vitesse élevés. Cette dernière remarque nous suggère de rechercher le gain K pour ce point de fonctionnement.

Là encore, on constate que tout gain K assurant la stabilité de l'observateur, améliore considérablement la reconstitution. Cette remarque nous permet de tenter la correction avec le gain K, qui assurait déjà une grande robustesse à l'observateur lors d'une variation seule de la résistance rotorique (§ III.2.2.).

$$K = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{III.17}$$

Les résultats obtenus avec ce gain sont illustrés par la figure III.35.. Comparativement à la figure III.33., on constate que la reconstitution du flux rotorique est nettement meilleure.

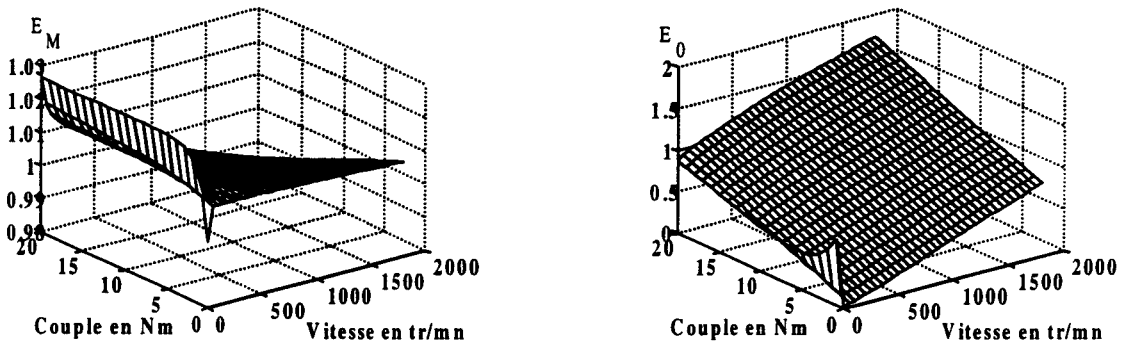


Figure III.35. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une variation de 33% de la résistance rotorique dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre réduit

$$\underline{(T_e = 0,8 \text{ ms} ; \text{flux nominal} ; (k_1 ; k_2) = (-1 ; 0))}$$

### III.3.2.3. Conclusion

L'influence de la valeur de la résistance rotorique a été réduite pour les deux méthodes de discrétisation. En outre les remarques formulées au paragraphe III.3.1.3. restent valables : à la complexité du gain  $K$  de la méthode de discrétisation d'ordre complet s'oppose la simplicité de celui déduit de l'autre méthode.

### III.3.3. Influence de la résistance statorique

Nous avons vu que la résistance statorique avait très peu d'influence (§ III.2.3.) sur la reconstitution du flux rotorique. Toutefois, dans le cas d'un observateur échantillonné, on aboutit à des conclusions différentes : toujours dans le cas du flux rotorique nominal et pour un rapport  $x_{Rs}$  valant 1,2, les figures III.36. et III.37. illustrent les calculs effectués respectivement pour la méthode de discrétisation d'ordre complet et celle d'ordre réduit sans gain correctif  $K$  ; elles montrent que pour les deux méthodes l'erreur d'orientation est importante.

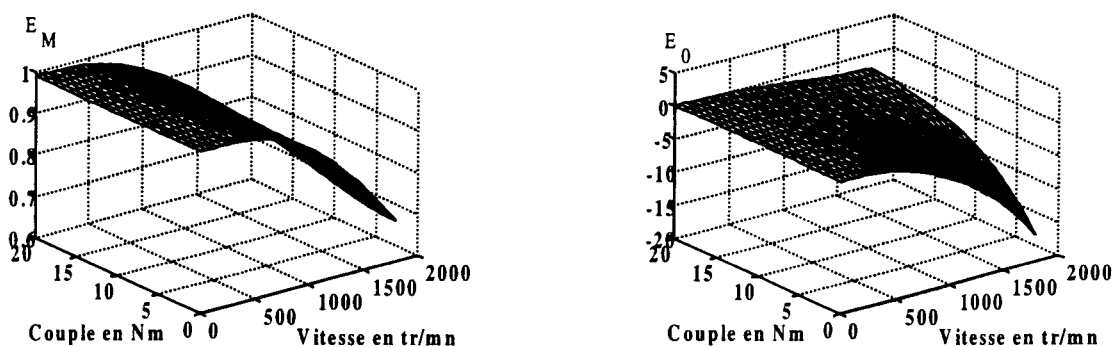


Figure III.36. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_O$  pour une variation de 20% de la résistance statorique dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre complet

( $T_c = 0.8$  ms ; flux nominal ;  $K$  nul)

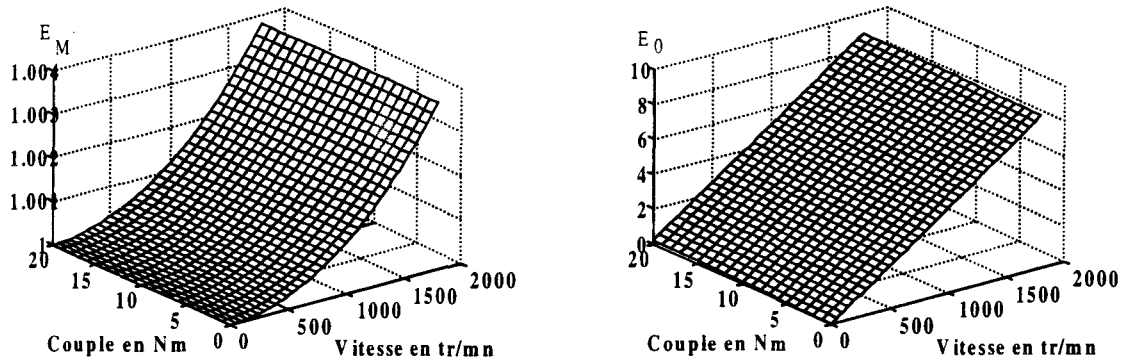


Figure III.37. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une variation de 20% de la résistance statorique dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre réduit ( $T_e = 0,8$  ms ; flux nominal ; K nul)

De plus, dans le cas de la première méthode de discrétisation, l'erreur de module est considérable à haute vitesse, du fait du développement limité.

### III.3.3.1. Méthode de discrétisation d'ordre complet

Il faut impérativement corriger l'erreur de module. Celle-ci est élevée à la vitesse de 1500 tr/mn et pour un couple nul, du fait essentiellement de l'influence de la période d'échantillonnage. Un gain K semblable à celui trouvé au paragraphe III.1.2. améliore considérablement la reconstitution de l'orientation (Figure III.38.) :

$$K = \begin{bmatrix} 0 & -0,1 \\ 0,1 & 0 \end{bmatrix}$$

III.18

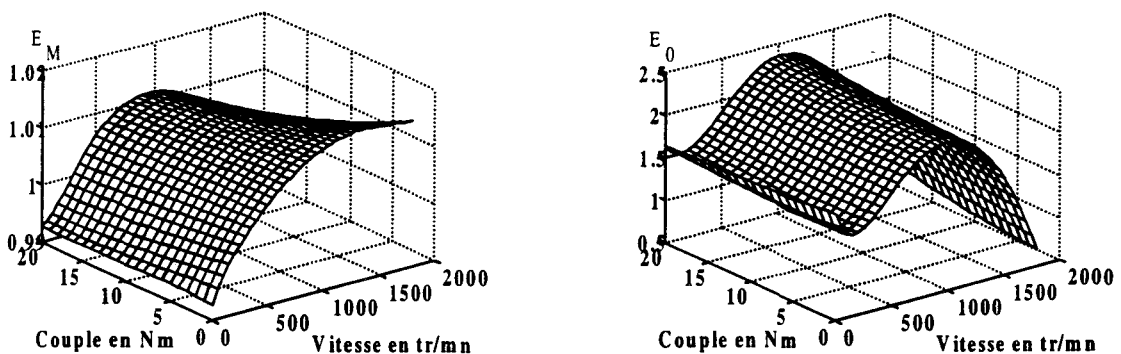


Figure III.38. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une variation de 20% de la résistance statorique dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre complet ( $T_e = 0,8$  ms ; flux nominal ;  $(k_1 ; k_2) = (0 ; 0,1)$ )

Ce gain est testé dans toute la gamme de vitesse et de couple. La figure III.38. présente les résultats qui sont tout à fait remarquables : l'erreur de module est inférieure à 2% et l'erreur d'orientation n'atteint pas 2,5°.

### III.3.3.2. Méthode de discrétisation d'ordre réduit

De même que pour la méthode précédente, l'erreur de reconstitution est due principalement à l'influence de la période d'échantillonnage : seule l'erreur d'orientation est importante (§ III.1.1. et Figure III.1.). En conséquence, on tente la même correction qu'au paragraphe III.1.1.

$$K = \begin{bmatrix} -1 & -3,5 \\ 3,5 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{III.19}$$

La détermination des erreurs de reconstitution avec gain est illustrée à la figure III.39. On constate que cette correction n'est pas satisfaisante à basse vitesse.

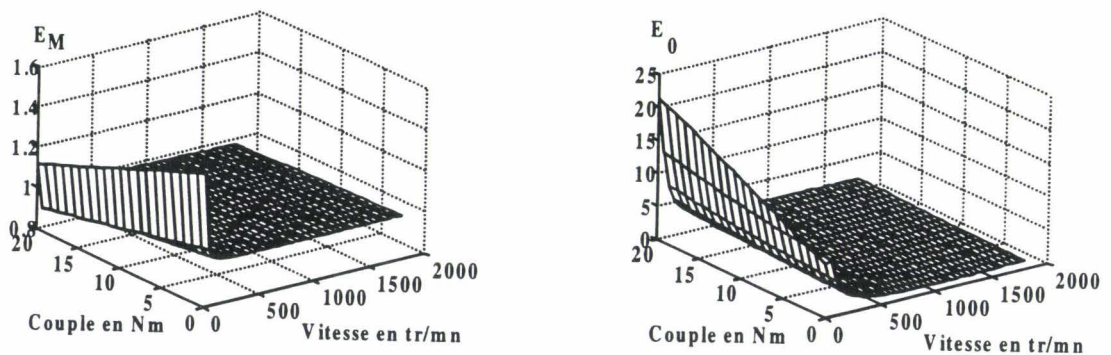


Figure III.39. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_0$  pour une variation de la résistance statorique dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre réduit  
 $(T_e = 0,8 \text{ ms} ; \text{flux nominal} ; (k_1 ; k_2) = (-1 ; 3,5)$

Ce résultat a déjà été mis en évidence au paragraphe III.2.4. : il est nécessaire de trouver un gain  $K$  variable en fonction de la vitesse et qui, en outre, soit nul à vitesse nulle.

Guidés par l'allure des erreurs de module et d'orientation, de manière empirique, nous retenons l'expression suivante :

$$K = \begin{bmatrix} e^{-\frac{\Omega}{\Omega_3}} - 1 & 0 \\ 0 & e^{-\frac{\Omega}{\Omega_3}} - 1 \end{bmatrix} \quad \text{avec } \Omega_3 = 350 \text{ tr / mn} \quad \text{III.20.}$$

Le résultat des calculs d'erreur est représenté à la figure III.40. La correction n'est pas parfaite : l'erreur de module atteint 50% et celle d'orientation 2,7°.

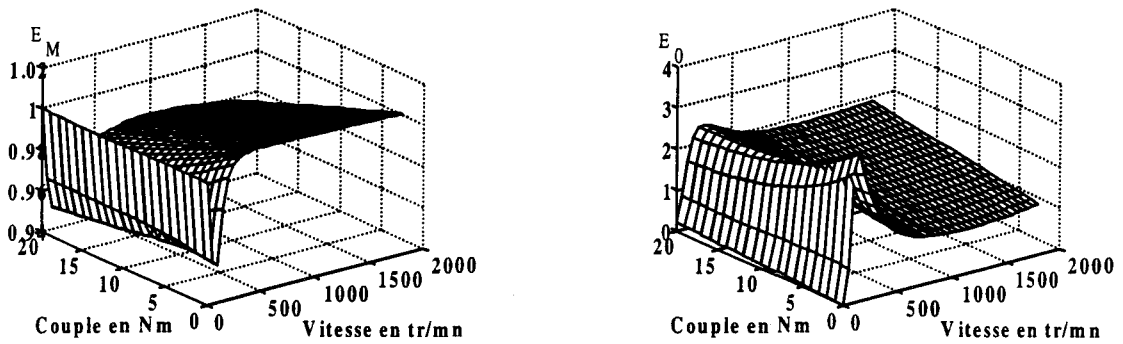


Figure III.40. Erreur de module  $E_M$  et d'orientation  $E_o$  pour une correction de 20% de la résistance statorique dans le cas de la méthode d'ordre réduit

$$(T_e = 0,8 \text{ ms} ; \text{flux nominal} ; k_1 = \exp\left(\frac{\Omega}{350}\right) - 1 ; k_2 = 0)$$

### III.3.4. Conclusion

Tous les résultats précédents sont résumés dans le tableau II.1.

Paramètre(s) considéré(s)	Méthode de discrétisation d'ordre réduit	Méthode de discrétisation d'ordre complet
$T_e$	$k_1=-1 \quad k_2=3,5$	$k_1=0 \quad k_2=0,1$
$M_C$	$k_1=-1 \quad k_2=0$	$k_1=-1 \quad k_2=0$
$R_R$	$k_1=-1 \quad k_2=0$	$k_1=-1 \quad k_2=0$
$M_C$ et $T_e$	$k_1=-1 \quad k_2=0,25$	$k_1=\exp[\ln(0.06)\Omega/\Omega_0]-1 \quad k_2=0,1$
$R_R$ et $T_e$	$k_1=-1 \quad k_2=0$	$k_1=-\exp[-\Omega/\Omega_1] \quad k_2=0,075[1-\exp(-\Omega/\Omega_2)]$
$R_S$ et $T_e$	$k_1=\exp(\Omega/\Omega_3)-1 \quad k_2=0$	$k_1=0 \quad k_2=0,1$

Tableau II.1.

Ce tableau met en évidence la simplicité des gains  $K$  dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre réduit. Toutefois, la complexité apparaît pour cette méthode lorsqu'on étudie la résistance statorique. Nous avons vu qu'elle était due à une particularité de cet observateur : alors que sa sensibilité à la valeur de la résistance statorique est faible pour un gain  $K$  nul, elle augmente considérablement à basse vitesse pour un gain  $K$  différent de zéro.

En conclusion, la méthode d'ordre complet nécessite moins de temps de calcul mais cet avantage est atténué par l'utilisation de gain  $K$  variable en fonction de la vitesse.

## **III.4. Régime dynamique**

### **III.4.1. Introduction**

Jusqu'ici, le choix du gain  $K$  s'est fait grâce à une méthode de prévision du comportement en régime permanent de l'ensemble constitué par l'observateur et la machine. En effet, les gains  $K$  retenus garantissent un minimum d'erreur d'orientation et de module en régime établi.

Il importe maintenant de vérifier que le comportement de l'observateur en régime transitoire reste satisfaisant.

Dans tout ce paragraphe, la machine est représentée par le modèle de Park (Eq. I.5.) écrit dans le repère statorique. L'onduleur commandé par modulation de largeur d'impulsion est modélisé aux valeurs moyennes. Les capteurs de tension, de courant et de vitesse sont idéaux.

Les valeurs numériques des paramètres de la machine sont détaillées à l'annexe 1, tandis que le choix des correcteurs est donné à l'annexe 4.



Dans un souci de limiter le nombre de simulations, la bonne tenue en régime dynamique de chaque observateur est mise en évidence sur un transitoire de flux à vitesse nulle qui correspond à la magnétisation de la machine, suivi d'un transitoire en vitesse consécutif à une consigne proche de la vitesse nominale du moteur. Celui-ci est alors soumis à un couple proportionnel à la vitesse avec un coefficient de frottement tel qu'à vitesse nominale, le couple soit également nominal (20 Nm).

D'abord, nous nous intéressons à l'influence de la période d'échantillonnage sur la reconstitution du flux rotorique. Puis nous prendrons en considération les phénomènes physiques internes à la machine en simulant des variations paramétriques. De même que dans le chapitre II., les deux méthodes de discrétisation sont envisagées conjointement.

Toutes les simulations sont réalisées à l'aide du logiciel MATLAB® [MAT 94].

Une mise en garde reste à formuler avant de commencer l'étude. Une forte corrélation existe entre la commande et l'observation, notamment à cause des erreurs de paramètres. Ainsi, il devient difficile de prévoir et d'expliquer le comportement en régime dynamique. En conséquence, les remarques formulées sur les transitoires ne sont pas généralisables.

### **III.4.2. Influence de la période d'échantillonnage**

La période d'échantillonnage est fixée à 0,8 ms, soit à une valeur environ deux fois plus faible que celle de la constante de temps électrique de la machine. Les figures III.41. et III.42. illustrent la réponse indicielle des flux réels et observés dans les conditions citées précédemment, pour chaque méthode de discrétisation, pour un gain K nul tout d'abord, et pour le gain K préconisé au paragraphe II.1.



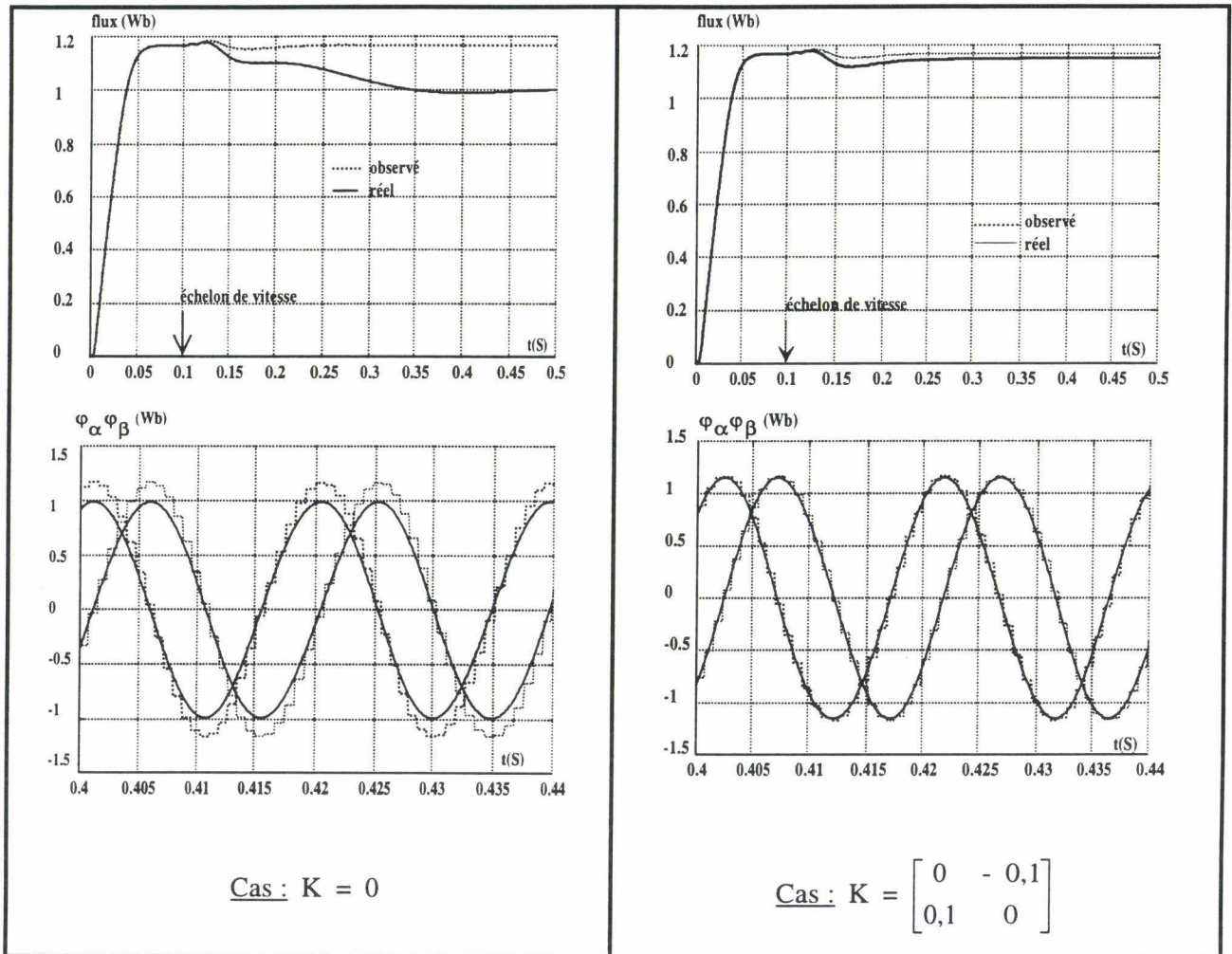


Figure III.41. Réponse indicielle des flux réels et observés dans le cas de la discrétisation d'ordre complet ( $T_e = 0,8$  ms ; flux nominal ; 1500 tr/mn ; 20 N.m.)

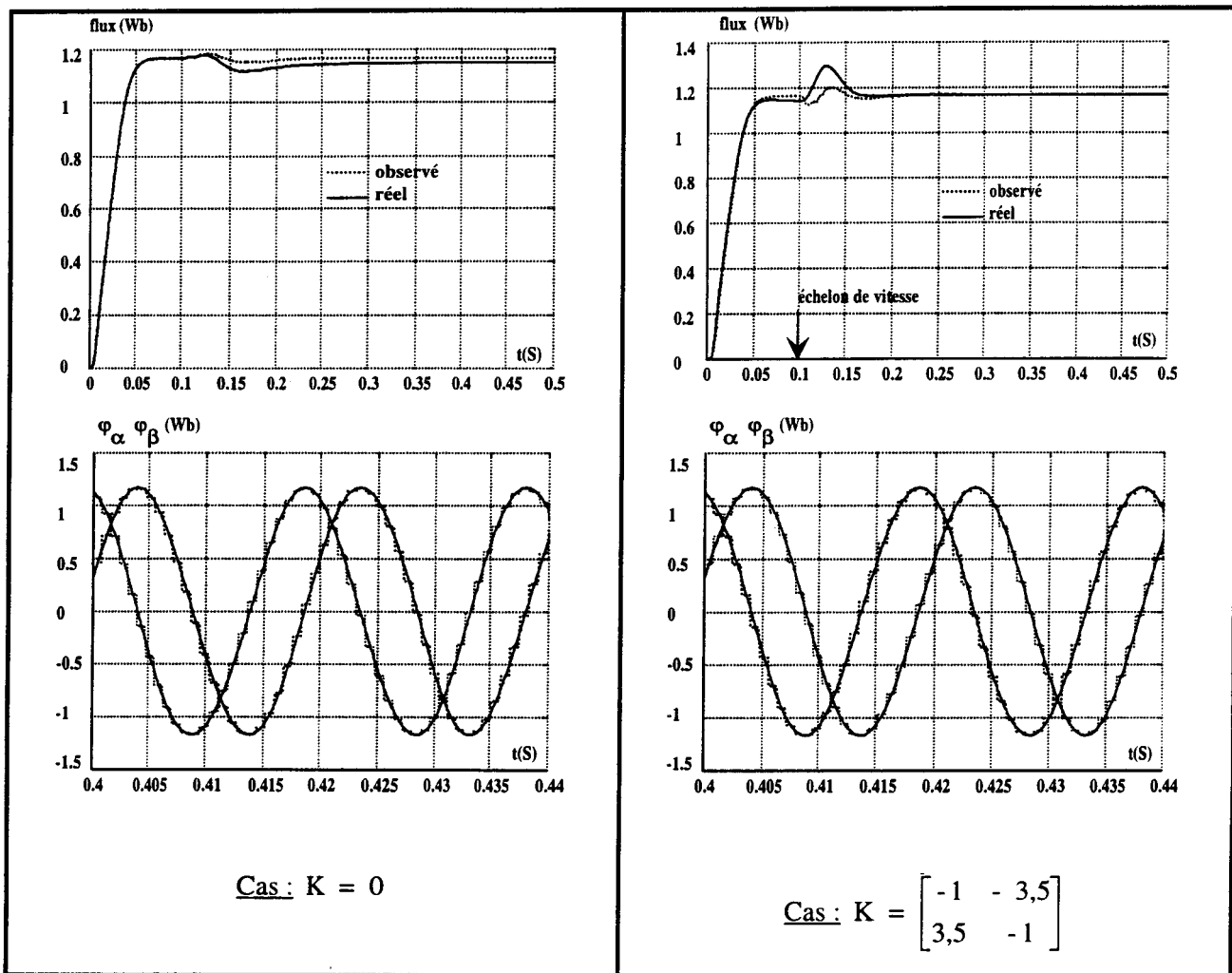


Figure III.42. Réponse indicielle des flux réels et observés dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre réduit ( $T_e = 0,8$  ms ; flux nominal ; 1500 tr/mn ; 20 N.m.)

Dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre réduit (figure III.42.), on constate qu'en régime permanent, pour un gain  $K$  nul, il existe un déphasage sensible entre le flux réel et le flux observé. Celui-ci est fortement réduit par l'introduction du gain  $K$  retenu au paragraphe III.1.1.. En outre, le comportement dynamique est satisfaisant. Bien sûr, lors du transitoire de vitesse, les flux réels et observés ne coïncident pas, mais en raison de la rapidité de convergence de l'observateur, le régime permanent est plus rapidement atteint, et sans erreur, que dans le cas où le gain  $K$  est nul.

En ce qui concerne la méthode d'ordre complet (figure III.41.), l'erreur de module, en régime permanent, est fortement réduite par l'utilisation du gain  $K$  retenu au paragraphe III.1.2. En outre, comme prévu, les flux observés et réels sont en phase. Par ailleurs, le comportement durant le transitoire de vitesse semble plus satisfaisant que dans le cas de la méthode d'ordre réduit : le flux réel varie moins autour de sa valeur de consigne.

### **III.4.3. Influence de la valeur de la mutuelle cyclique et de la période d'échantillonnage**

La période d'échantillonnage étant toujours fixée à 0,8 ms, nous introduisons dans le modèle du moteur une majoration de 30% de la mutuelle cyclique conformément au paramètre  $r_M$  introduit précédemment. Les figures III.43. et III.44. illustrent pour chaque méthode de discrétisation le comportement dynamique des observateurs obtenu pour des gains  $K$  nuls, puis égaux à ceux introduits paragraphe III.3.1.

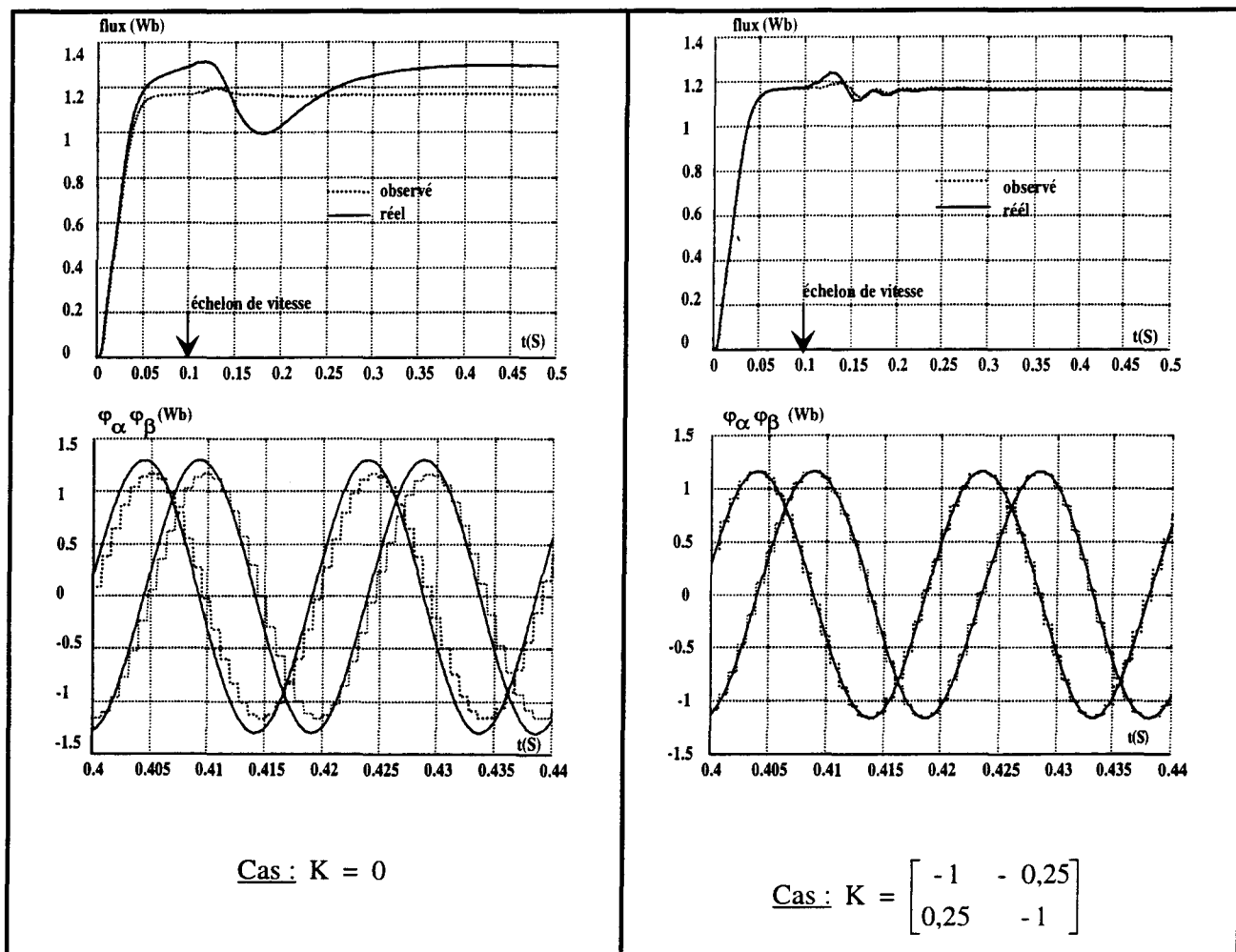


Figure III.43. Réponse indicielle des flux réels et observés pour une erreur de 30% de la mutuelle cyclique dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre réduit  
 ( $T_c = 0,8$  ms ; flux nominal ; 1500 tr/mn ; 20 N.m.)

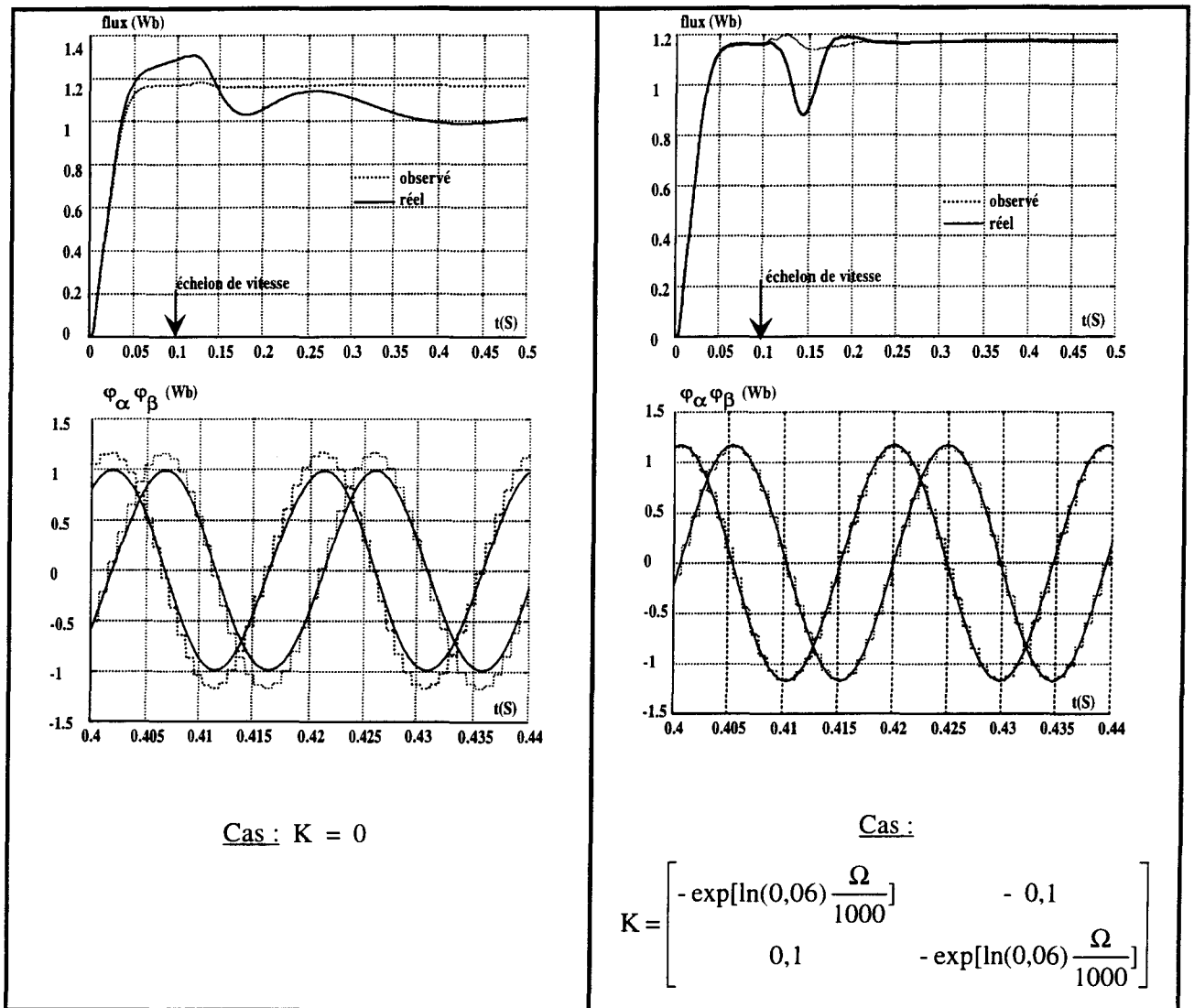


Figure III.44. Réponse indicielle des flux réels et observés pour une erreur de 30% de la mutuelle cyclique dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre complet  
 ( $T_e = 0,8$  ms ; flux nominal ; 1500 tr/mn ; 20 N.m.)

On vérifie qu'à vitesse et couple nuls, le module du flux réel est supérieur à celui du flux observé : ce comportement avait été prévu au paragraphe III.3.1. De même le comportement au point de fonctionnement nominal (1500 tr/mn ; 20 N.m.) est conforme aux prévisions : dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre réduit, le module du flux réel devient supérieur à celui du flux observé alors que, pour l'autre méthode, le phénomène inverse a lieu.

Lorsque le gain  $K$  de l'observateur est choisi pour amener une meilleure reconstitution en cas d'erreur sur la mutuelle conformément aux équations III.11. et III.13., on constate qu'en régime établi, les flux réels observés ont même module. Ils sont pratiquement en phase pour les deux méthodes de discrétisation.

Pourtant celles-ci se distinguent quant au comportement de l'observateur durant le régime transitoire de vitesse : la méthode de discrétisation d'ordre réduit réalise une bien meilleure coïncidence entre les modules des flux réels et observés que l'autre méthode.

Ainsi, contrairement à la conclusion du paragraphe précédent, en cas d'erreur sur la mutuelle cyclique, l'observateur, basé sur la méthode de discrétisation d'ordre réduit, semble présenter un meilleur comportement en régime dynamique.

#### **III.4.4. Influence de la valeur de la résistance rotorique et de la période d'échantillonnage**

Pour cette étude, nous introduisons une augmentation de 33% de la résistance rotorique dans le modèle de Park du moteur. Les figures III.45. et III.46. illustrent les résultats pour chaque méthode de discrétisation, avec des gains nuls, puis calculés pour couper au mieux les erreurs de reconstitution du flux rotorique, selon le paragraphe III.3.2.

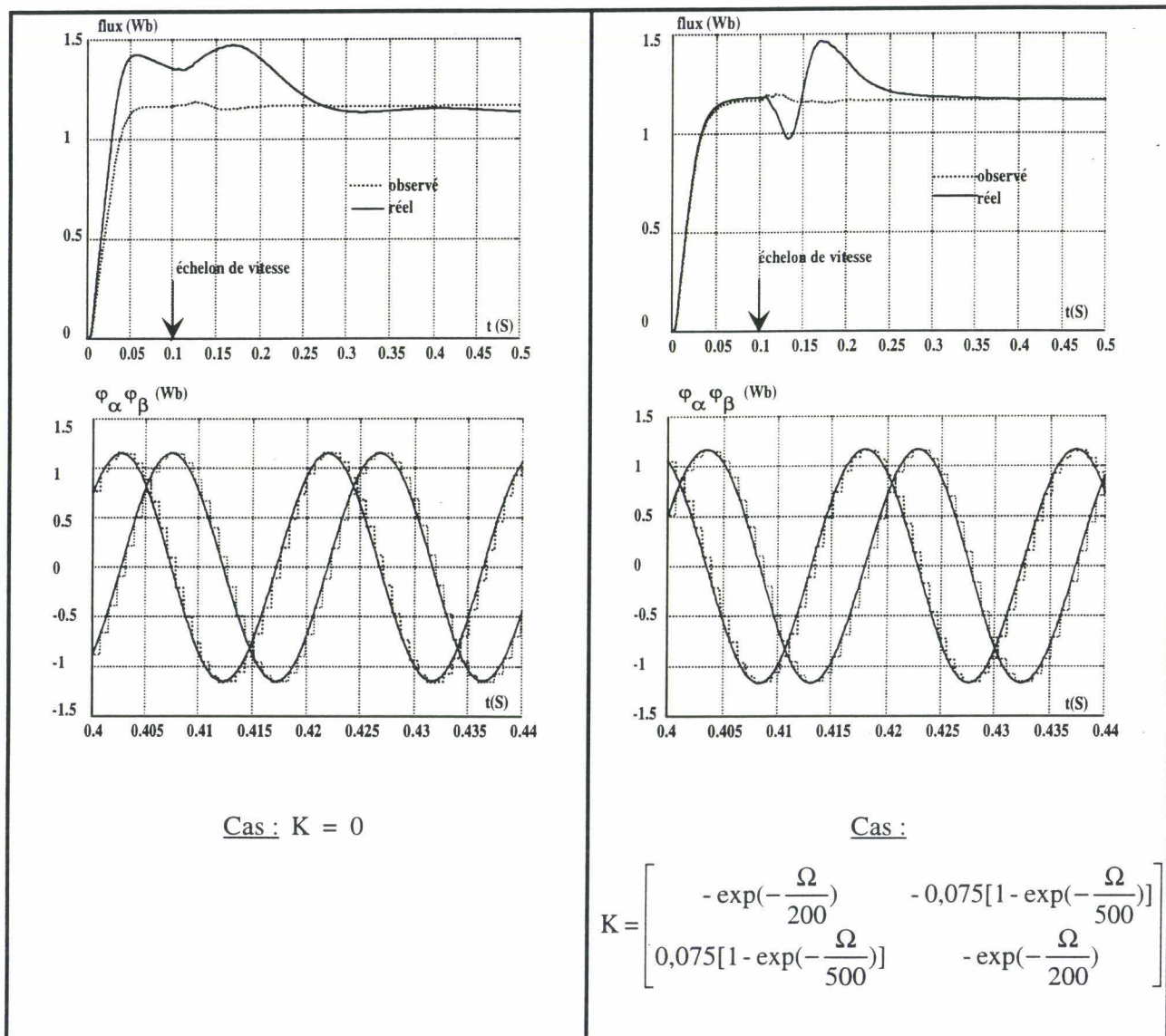


Figure III.45. Réponse indicielle des flux réels et observés pour une erreur de 33% de la résistance rotorique dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre complet ( $T_e = 0,8$  ms ; flux nominal ; 1500 tr/mn ; 20 N.m.)

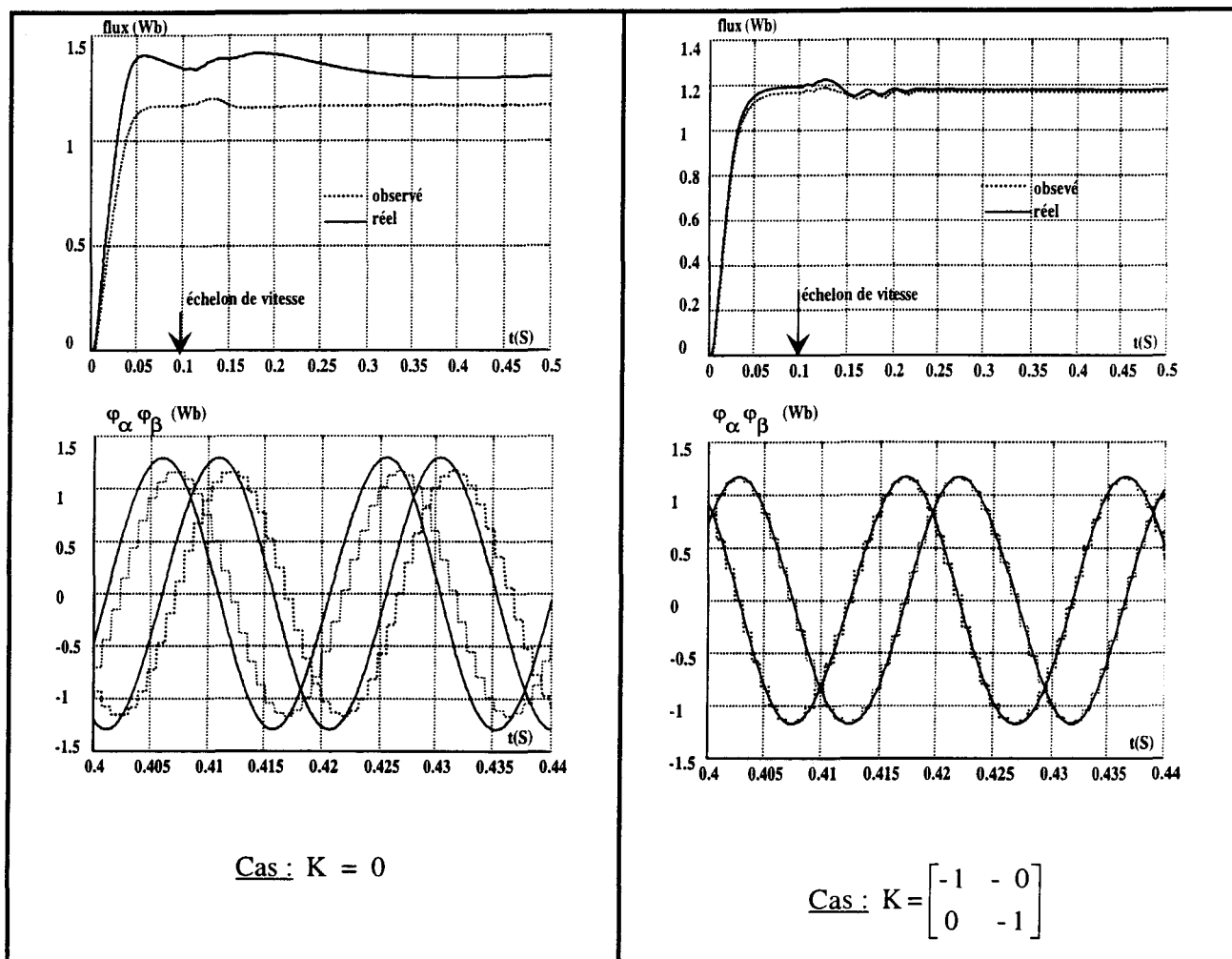


Figure III.46. Réponse indicielle des flux réels et observés pour une erreur de 33% de la résistance rotorique dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre réduit ( $T_e = 0,8$  ms ; flux nominal ; 1500 tr/mn ; 20 N.m.)



Pour les deux méthodes avec un gain  $K$  nul, il apparaît que lors de la magnétisation du moteur, le régime transitoire du flux réel est très différent de celui du flux observé : l'observateur sous-estime le module du flux. Une explication peut être avancée : puisque la constante de temps rotorique de l'observateur est inférieure à celle de la machine, la reconstitution du flux est alors trop lente. Afin d'accélérer la dynamique, conformément à celle imposée par les correcteurs, la commande délivre une consigne de courant  $I_{ds}$  élevée, et en conséquence, le flux réel est supérieur à celui du flux observé.

Lors de la montée en vitesse comme prévu au chapitre III.3.2., dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre réduit, l'erreur de module reste importante, alors que, pour l'autre méthode, les flux réels et observés restent proches.

Lorsqu'on introduit le gain  $K$  représenté au chapitre III.3.2., pour les deux méthodes, la phase de magnétisation de la machine est conforme à celle imposée par le flux observé. De plus, à vitesse nominale, l'erreur de module est quasiment nulle et les flux réels et observés sont en phase. Par contre, comme au paragraphe précédent, durant le transitoire de vitesse, l'observateur élaboré suivant la méthode de discrétisation d'ordre réduit retrace mieux le comportement du flux rotorique de la machine.

#### **III.4.5. Influence de la valeur de la résistance statorique et de la période d'échantillonnage**

La période d'échantillonnage étant choisie égale à 0,8 ms, une augmentation de 20% est introduite dans la valeur de la résistance statorique du modèle de la machine. Les figures III.47. et III.48. illustrent les composants des flux réels et observés dans les mêmes conditions que précédemment selon les gains nuls et ceux préconisés au paragraphe III.3.3.

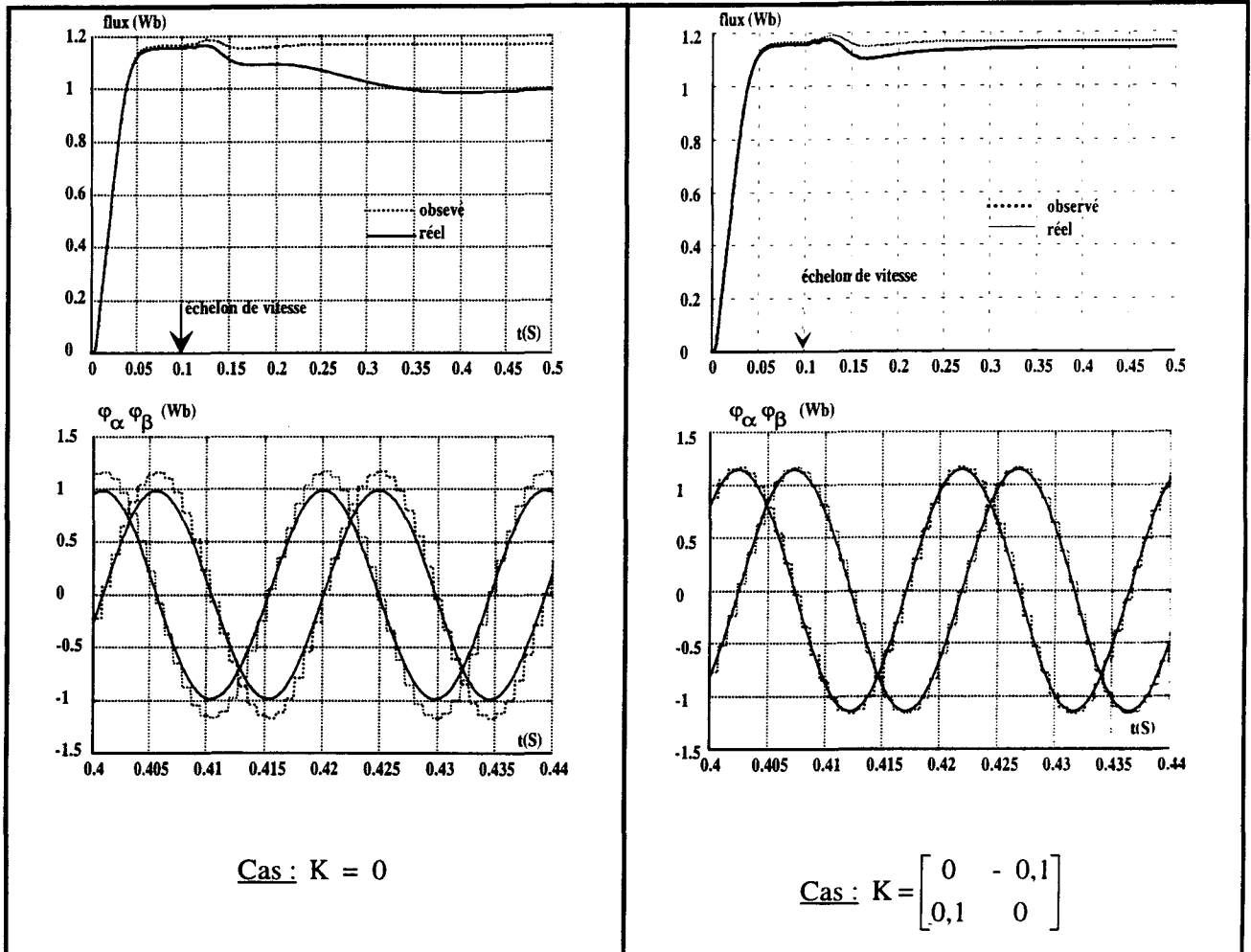


Figure III.47. Réponse indicielle des flux réels et observés pour une erreur de 20% de la résistance statorique dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre complet  
 ( $T_e = 0,8$  ms ; flux nominal ; 1500 tr/mn ; 20 N.m)

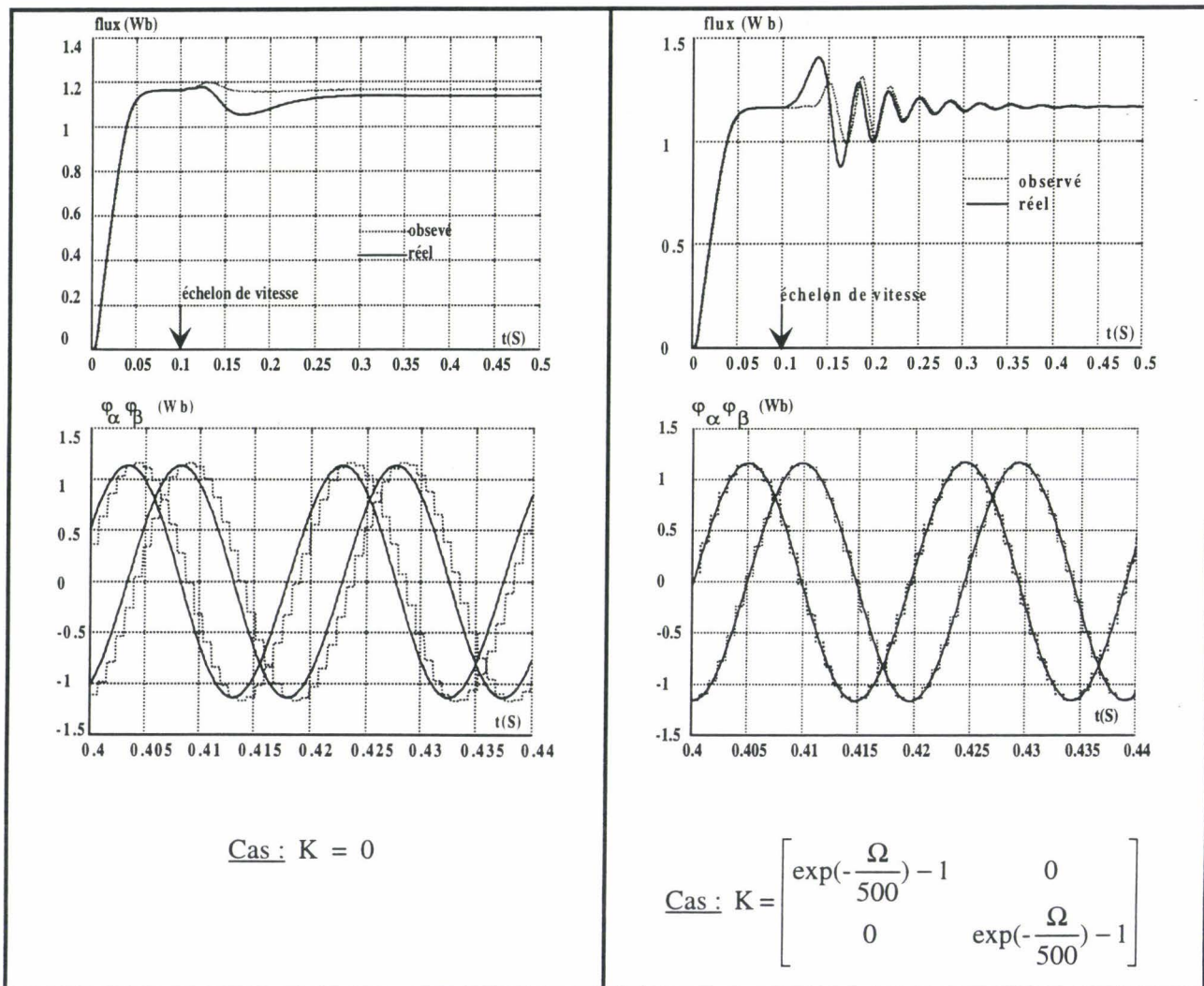


Figure III.48. Réponse indicielle des flux réels et observés pour une erreur de 20% de la résistance statorique dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre réduit ( $T_e = 0,8$  ms ; flux nominal ; 1500 tr/mn ; 20 N.m)

Comme annoncé au paragraphe III.3.3., l'influence de  $R_s$  est très faible devant celle de la période d'échantillonnage : pour un gain  $K$  nul, les courbes sont très proches de celles des figures III.41. et III.42.

L'introduction du gain  $K$  permet toutefois de réduire fortement l'écart entre les flux réels et observés. Le comportement, durant le transitoire de vitesse, est plus satisfaisant dans le cas de la méthode d'ordre complet : aucune oscillation n'apparaît pour la méthode de discrétisation d'ordre réduit.

## **Conclusion**

Lors d'une étude en régime permanent, nous avons retenu des gains  $K$  minimisant la sensibilité aux paramètres envisagés : résistances statorique et rotorique, mutuelle cyclique. Nous avons vu que tous ces gains  $K$  menaient à des comportements stables du flux observé en régime dynamique.

Cette validation a conduit à une comparaison des réponses indicielles des flux selon la méthode de discrétisation : la méthode d'ordre réduit donne des observateurs dont le flux observé reproduit plus fidèlement les variations du flux réel. Ce résultat semble confirmer que l'utilisation d'un développement limité, dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre complet, introduit une erreur conséquente sur la reconstitution du flux en régime dynamique, compte tenu du choix de notre période d'échantillonnage.

Nous allons compléter cette étude par des essais expérimentaux et notamment observer le comportement de la vitesse en régime dynamique.

# **CHAPITRE IV**

## **MISE EN ŒUVRE EXPERIMENTALE**

## **Introduction**

Le but de ce chapitre est de tester expérimentalement les gains d'observateurs obtenus au chapitre III.

Pour cela, nous avons besoin d'élaborer la commande d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone. La première partie en détaille l'organisation fonctionnelle générale avec la mise en évidence de deux axes de commande : axe principal et axe secondaire qui sont décrits respectivement par les deuxième et troisième parties. Dans la quatrième partie sont regroupés quelques essais expérimentaux.

## **IV.1. Organisation fonctionnelle d'un système électrotechnique**

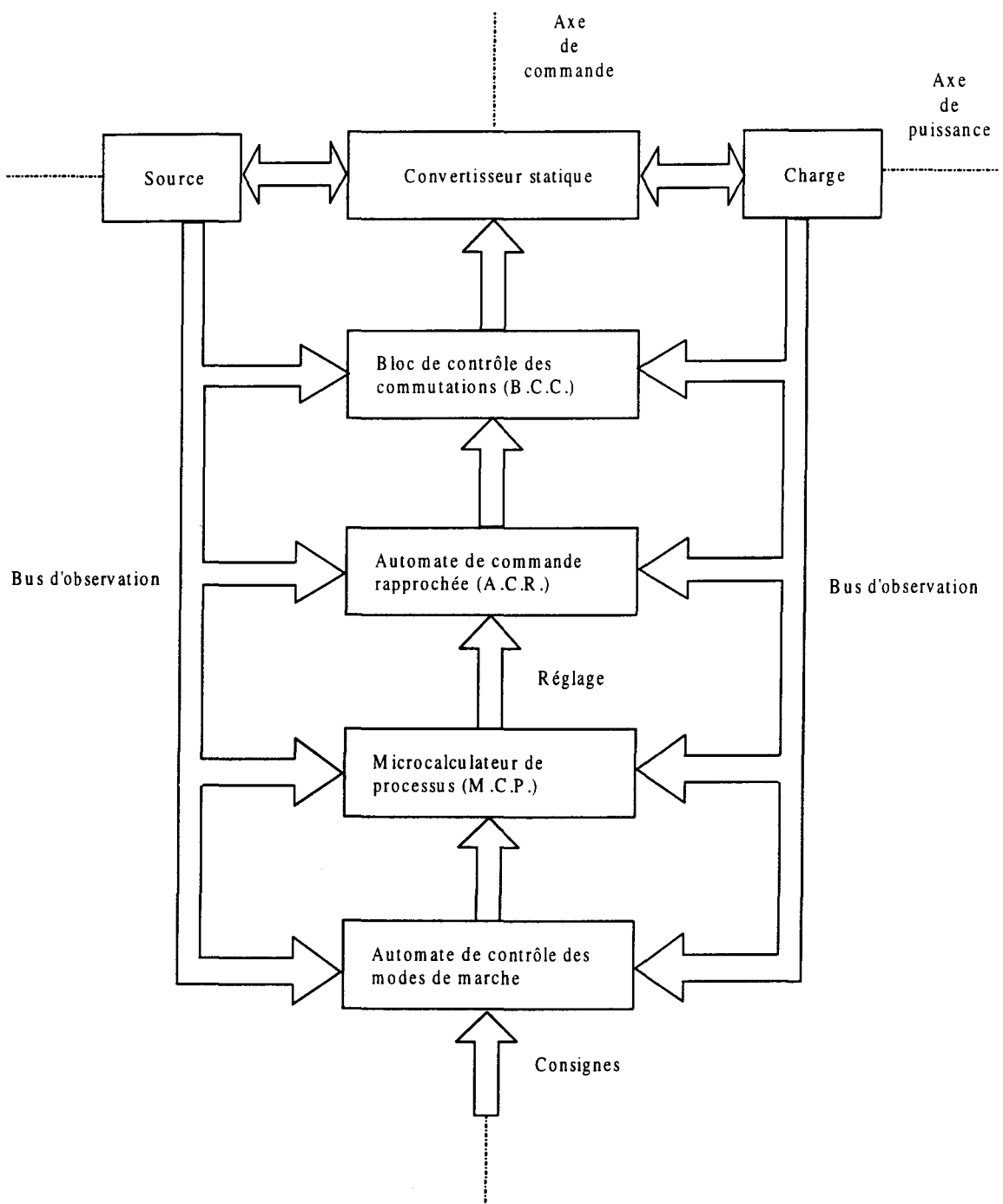
### **IV.1.1. Présentation structurelle**

Dans un système « automatisé », on peut distinguer deux blocs essentiels : le dispositif de commande d'une part, le processus à contrôler d'autre part.

Dans le cas d'un système électrotechnique, la primitive structurelle est une source de puissance, un convertisseur statique et une charge. Cet ensemble constitue la base de l'axe de puissance.

Le dispositif de commande quant à lui, peut être décomposé en différents blocs, définissant ainsi l'axe de « commande » du système [HAU 94]. Cet axe agit sur le processus à contrôler au niveau du convertisseur statique qui se révèle comme l'articulation du système. Les contraintes spécifiques induites par l'hétérogénéité du processus impliquent l'organisation fonctionnelle de l'axe de commande décrite à la figure IV.1. :





**Figure IV.1. Décomposition fonctionnelle d'un système électrotechnique**

Ainsi différents blocs fonctionnels composent l'axe de commande : le bloc de contrôle des commutations (B.C.C.) génère des signaux de commande adaptés à la technologie des semi-conducteurs présents au sein du convertisseur statique. Ces signaux sont déduits des ordres logiques délivrés par l'automate de commande rapprochée (A.C.R.). Par ailleurs, il assure également la protection du composant : réalisation de la complémentarité pour respecter les règles de connexion des sources de tension et courant, gestion des surintensités, surtensions et temps morts, limitation des échauffements, isolement galvanique... D'importants efforts ont été récemment réalisés par les constructeurs qui proposent des circuits rassemblant ces diverses fonctionnalités.

En amont de ce bloc dans l'axe de commande se trouve donc l'automate de commande rapprochée (A.C.R.) qui réalise la transcription des grandeurs issues du microcalculateur de processus en états logiques des interrupteurs : il gère ainsi le séquençement des commutations des interrupteurs, en réalisant, par exemple, une modulation de largeur d'impulsions. Enfin, il génère également les différents signaux de synchronisation.

Le micro-calculateur de processus (M.C.P.) exécute l'algorithme permettant le transfert de puissance de la source vers la charge. Il est élaboré à partir d'un modèle de l'axe de puissance, de l'A.C.R. et du B.C.C. ; il contrôle l'état des variables d'état du processus (vitesse de rotation, flux rotorique, courants statoriques dans notre cas particulier).

Dernier élément de l'axe de commande, l'automate de contrôle des modes de marche (A.C.M.M.) constitue le « superviseur » du système : à partir des consignes, il gère l'initialisation du système et définit son mode de fonctionnement. Il assure la détection des défauts, ainsi que les fonctions diagnostic et sûreté de fonctionnement.

Ces différents blocs ne peuvent fonctionner correctement sans information sur l'état réel du système. Les grandeurs physiques (tensions, courants, vitesse...), dont les mesures sont nécessaires au fonctionnement de la commande, sont alors regroupées dans un bus d'observation.

#### **IV.1.2. Présentation de l'axe de puissance**

Ainsi qu'il a été annoncé précédemment, l'axe de puissance regroupe la source, le convertisseur et sa charge. Dans notre cas d'étude, son organisation matérielle est illustrée figure IV.2.

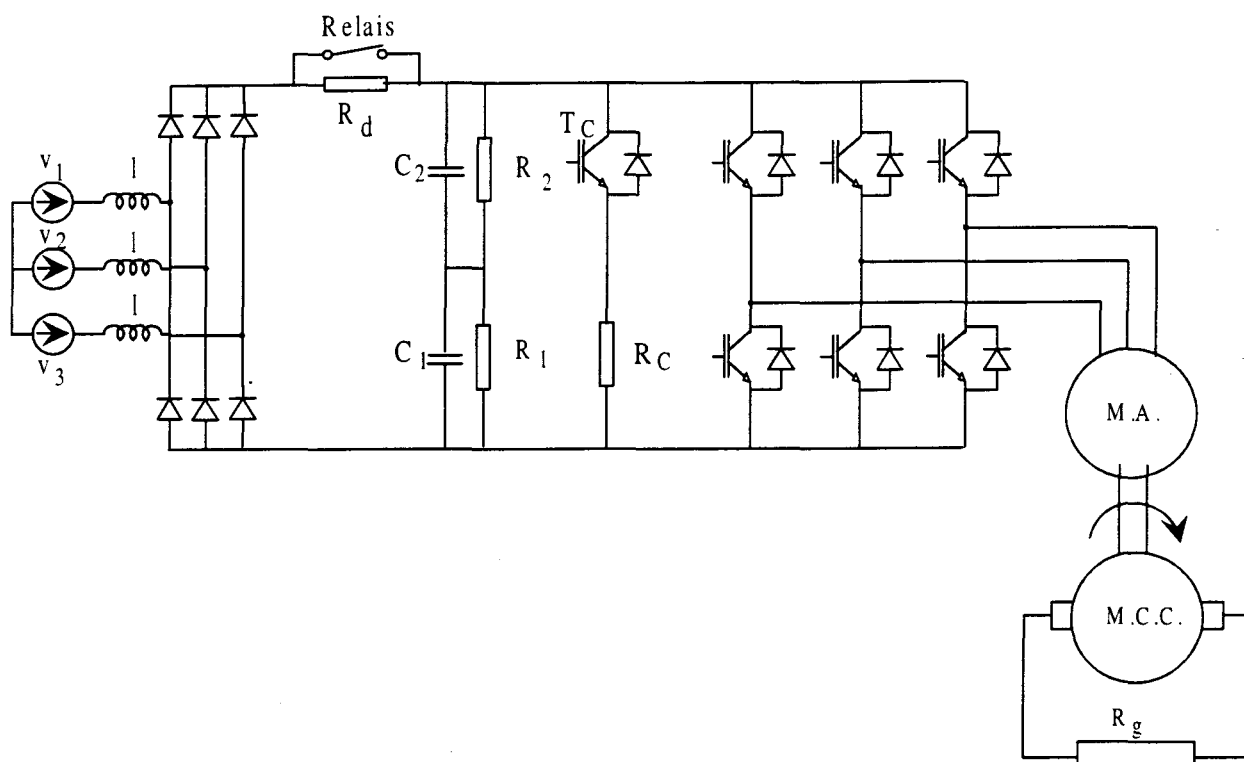


Figure IV.2. Structure de puissance

#### IV.1.2.1. La source

En amont de l'axe de puissance se trouve le réseau triphasé d'alimentation (EDF 220/380V) que nous représentons comme une source de tension alternative en série avec une inductance  $l$ . Pour notre banc expérimental, celle-ci est essentiellement due à la présence d'un autotransformateur permettant des essais sous tension réduite lors des étapes de mise au point.

Ensuite on trouve un redresseur à diodes dont les valeurs caractéristiques de tension et courant sont respectivement 600V et 50A : ces valeurs permettent d'obtenir la tension nominale aux bornes du moteur et autorisent la circulation du courant de démarrage. Le courant délivré par le redresseur charge les condensateurs de capacité  $C_1$  et  $C_2$  qui réalisent le filtrage de la tension continue. En raison du niveau de tension à la sortie du redresseur, deux condensateurs, supportant chacun 350V ont dû être mis en série. Deux résistances  $R_1$  et  $R_2$  assurent alors l'équilibrage des tensions à leurs bornes. Par ailleurs, la résistance  $R_d$  n'intervient que lors de la mise sous tension du redresseur afin de limiter le courant de charge des condensateurs ; en fonctionnement normal, elle est mise en court-circuit.

#### **IV.1.2.2. Le convertisseur statique**

Le redresseur à diodes étant irréversible, le transfert d'énergie ne peut se faire que de la source vers le convertisseur. Or le moteur asynchrone qui constitue ici la charge du convertisseur, est amené à restituer de l'énergie à sa source lors des phases de freinage. Cette énergie serait donc stockée dans les condensateurs, dont la tension risquerait alors d'augmenter dangereusement. Afin d'éviter leur détérioration, un module de dissipation de l'énergie de freinage a été installé en parallèle sur la source. Ce dispositif est constitué d'un transistor IGBT accompagné de sa diode en antiparallèle, mis en série avec une résistance  $R_C$  (figure IV.2.).

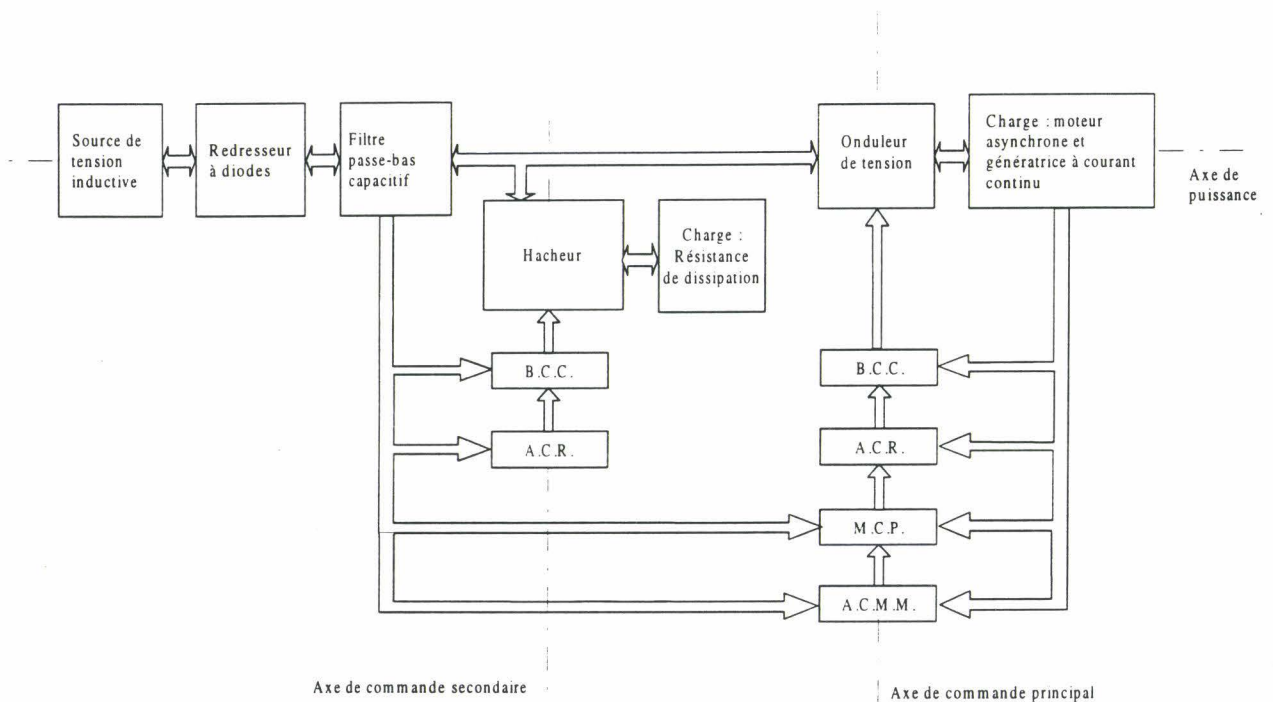
Compte tenu des tensions maximales admissibles par les condensateurs, le transistor  $T_C$  est commandé pour être passant lorsque la tension aux bornes du redresseur dépasse 650V et se bloque lorsqu'elle descend en-dessous de 610V. Enfin, pour alimenter en tension alternative le moteur asynchrone, nous utilisons un onduleur de tension triphasé formé d'interrupteurs réversibles en courant (transistor IGBT en antiparallèle avec diode (1200V, 50A)). Nous disposons donc d'un module de freinage et d'un onduleur de tension tous deux commandables, que nous rassemblons sous le vocable « convertisseur statique ».

#### **IV.1.2.2. La charge**

Le dernier élément de l'axe de puissance est le moteur asynchrone accompagné de sa charge mécanique. La machine asynchrone tétrapolaire à cage, d'une puissance nominale égale à 3 kW est prévue pour fonctionner sur le réseau industriel (EDF, 220/380V, 50Hz). Elle entraîne une machine à courant continu de 4 kW, tétrapolaire également et débitant sur une charge résistive.

#### **IV.1.3. Présentation de l'axe de contrôle**

D'après la description précédente, dans l'axe de puissance apparaissent deux composantes nécessitant l'intervention d'une commande : le module de freinage et l'onduleur de tension. Un axe de contrôle double sera donc nécessaire, que nous distinguerons grâce aux appellations « principal et secondaire » (Figure IV.3.). Effectivement, le contrôle de type « hystérésis » utilisé pour la commande du dispositif de dissipation d'énergie est beaucoup plus élémentaire que le contrôle de l'onduleur de tension.



**Figure IV.3. Architecture du système électrotechnique étudié**

L'axe principal qui permet de commander cet onduleur, réalise ainsi le contrôle en vitesse du moteur asynchrone ; les différents blocs présentés au paragraphe IV.1.1. sont donc nécessaires à sa composition.

En revanche, concernant l'axe secondaire, la simplicité de la fonction de protection offerte par le dispositif de freinage n'exige que deux blocs pour l'axe de commande : un bloc de contrôle des commutations (B.C.C.) et l'automate de commande rapprochée (A.C.R.).

## IV.2. Etude de l'axe de commande principal

### IV.2.1. Introduction

L'axe de commande principal tel que nous l'avons défini figure IV.3., se compose de différents blocs ayant chacun leur fonctionnalité. Cette décomposition fonctionnelle ne présage cependant pas d'une décomposition structurelle au niveau matériel. Néanmoins, chaque composant de l'axe de contrôle de l'onduleur devra s'inscrire dans le cadre de la réalisation de cette fonctionnalité globale.

La démarche méthodologique adoptée ici pour analyser et décrire le dispositif expérimental relatif au contrôle de l'onduleur, repose sur la modélisation de l'axe de puissance. Cette dernière peut s'explicitier par un graphe informationnel causal. Selon la démarche exposée au chapitre I, la structure de l'asservissement de vitesse du moteur peut être obtenue par l'inversion de ce graphe, faisant alors apparaître les différentes fonctions à réaliser. C'est à partir de ce découpage fonctionnel, que nous déduisons la réalisation matérielle du dispositif expérimental.

### IV.2.2. Modélisation de l'axe de puissance

La commande étudiée ne concerne que l'axe principal ; la modélisation envisagée repose sur une nouvelle décomposition fonctionnelle préalable en une partie commande et une partie opérative [GUI 94] (figure IV.4.)

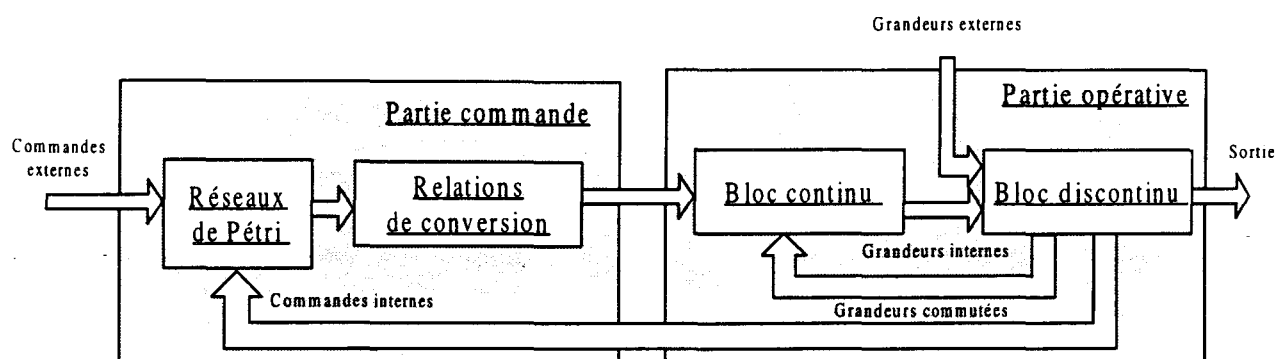


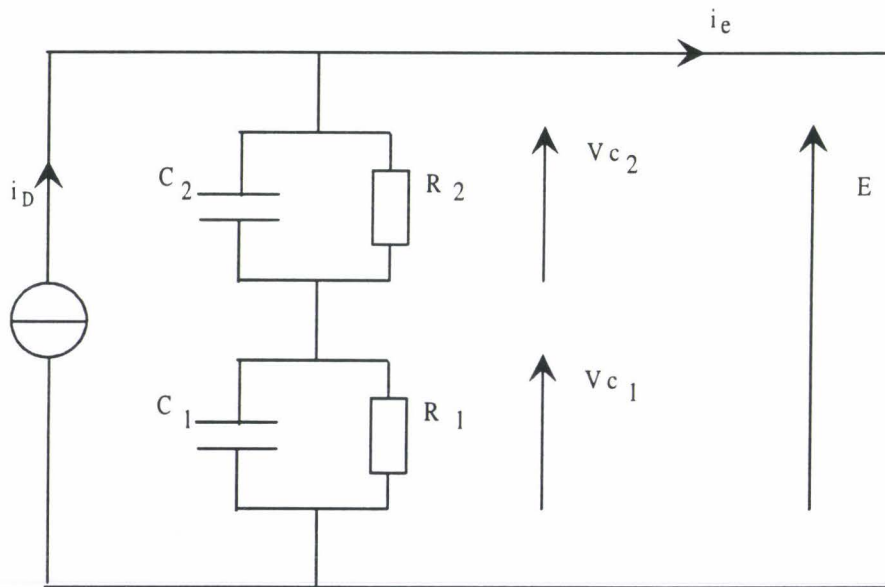
Figure IV.4. Décomposition fonctionnelle de l'axe de puissance

La première, qui peut être explicitée à l'aide de réseaux de Pétri, décrit la gestion des connexions entre la source et la charge spécifiques de la structure du convertisseur ; la seconde se compose d'un bloc continu qui détermine l'évolution des variables relatives à la source et à la charge et d'un bloc discontinu qui décrit les connexions réalisées par le convertisseur.

**IV.2.2.1. Partie opérative**

Le bloc continu de la partie opérative du modèle regroupe les équations électriques de la source et celles de la charge. La charge, ici un moteur asynchrone accouplé à une machine à courant continu, a été modélisée au chapitre I. Cette modélisation permet de déterminer les courants triphasés de l'alimentation du moteur ainsi que sa vitesse de rotation à partir des tensions de phase. Dans le repère du flux rotorique, par exemple, ce modèle peut être illustré par le graphe informationnel causal de la figure I.5.

Pour représenter la source, considérons celle-ci équivalente à une source de courant  $i_D$  débitant dans les deux filtres de type « RC parallèles » (Figure IV.5.) :



**Figure IV.5. Schéma équivalent de la source**

La source de courant rend compte de la nature inductive du réseau qui n'est pas modifiée par le pont redresseur. Par conséquent, une représentation d'état de la source est :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} v_{C1} \\ v_{C2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{R_1 C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_2 C_2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{C1} \\ v_{C2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} \end{pmatrix} (i_D - i_e) \\ E = v_{C1} + v_{C2} \end{cases} \quad \text{IV.1.}$$

Ces relations permettent de déterminer la tension à l'entrée de l'onduleur à partir des courants  $i_e$  et  $i_D$ . Ainsi, le bloc continu de la partie opérative est totalement défini.

Le bloc discontinu décrit les connexions que réalise le convertisseur entre les sources précédentes. A cette fin, on utilise la théorie des fonctions de connexion [HAU 94] [CAM 96] qui se définissent pour un interrupteur idéalisé par :

\*  $f_{ic} = 1$  quand l'interrupteur est fermé ;

\*  $f_{ic} = 0$  quand l'interrupteur est ouvert ;

où  $i$  désigne le numéro de l'interrupteur dans la cellule de commutation  $c$ .

Cette fonction permet de lier entre elles les grandeurs électriques propres à l'interrupteur ( $v, i$ ) aux grandeurs imposées par les sources ( $v_{com}, i_{com}$ ) connectées à cet interrupteur :

$$v = (1-f_{ic}) v_{com} \text{ et } i = f_{ic} i_{com} \quad \text{IV.2.}$$

L'onduleur peut être schématisé par la représentation de la figure IV.6. où apparaissent uniquement les interrupteurs et les grandeurs commutées, c'est-à-dire les courants de phase du moteur asynchrone, ainsi que la tension  $E$  de la source.



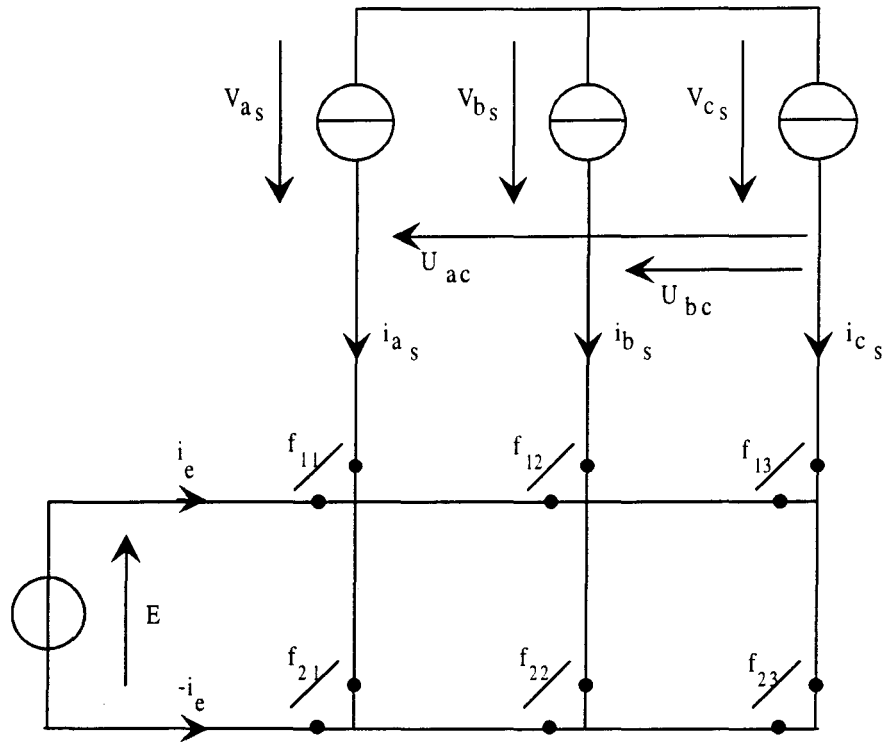


Figure IV.6. Représentation de l'onduleur de tension

On définit alors la matrice de connexion F associée à cette représentation, telle que :

$$\begin{pmatrix} i_e \\ -i_e \end{pmatrix} = F \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix} \text{ avec } F = \begin{pmatrix} f_{11} & f_{12} & f_{13} \\ f_{21} & f_{22} & f_{23} \end{pmatrix} \quad \text{IV.3.}$$

La somme des courants statoriques du moteur asynchrone étant naturellement nulle, il vient d'après IV.3.:

$$i_e = M_1 \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \end{pmatrix} \text{ avec } M_1 = \begin{pmatrix} f_{11} - f_{13} & f_{12} - f_{13} \end{pmatrix} \quad \text{IV.4.}$$

La matrice  $M_1$  est appelée matrice de conversion des courants : elle permet de relier le courant  $i_e$  issu de la source de tension aux courants de phase de la machine asynchrone. Pour connaître entièrement la partie opérative, il reste alors à établir la relation entre les tensions de la machine et celle de l'onduleur. Elle découle directement de la loi de conservation de la puissance au sein du convertisseur statique [FRA 95]. En supposant que le convertisseur ne dissipe aucune puissance, on montre facilement que :

$$\begin{pmatrix} u_{ac} \\ u_{bc} \end{pmatrix} = M_V E$$

avec

$$M_V = \begin{pmatrix} f_{11} & -f_{13} \\ f_{12} & -f_{13} \end{pmatrix}$$

IV.5.

La matrice  $M_V$  est appelée matrice de conversion des tensions.

La modélisation met alors en évidence une propriété intrinsèque de l'onduleur : seules deux tensions composées sont imposées de manière indépendante ; la troisième se déduit de la somme des deux autres tensions.

Afin de compléter la partie opérative de l'axe de puissance, il faut établir la relation entre les deux tensions composées  $u_{ac}$  et  $u_{bc}$  et les tensions  $v_{\alpha S}$  et  $v_{\beta S}$  du modèle de la machine [DEG 97]. D'après l'équation A6.2. et la définition des tensions composées (Figure IV.6.), nous avons :

$$\begin{pmatrix} u_{ac} \\ u_{bc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{pmatrix} T_{32} \begin{pmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{pmatrix}_S = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 0 & \sqrt{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{pmatrix}_S \quad \text{IV.6.}$$

On définit la matrice  $T_{22}$  par :

$$T_{22} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 0 & \sqrt{3} \end{pmatrix} \quad \text{IV.7.}$$

Possédant un déterminant différent de zéro, cette matrice est inversible. On obtient alors :

$$\begin{pmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{pmatrix}_S = T_{22}^{-1} \begin{pmatrix} u_{ac} \\ u_{bc} \end{pmatrix}$$

avec

$$T_{22}^{-1} = \sqrt{2} \begin{pmatrix} \sqrt{3} & -\sqrt{3}/2 \\ 0 & 1/2 \end{pmatrix}$$

IV.8.

Les deux matrices de conversion introduites décrivent le bloc discontinu de la partie opérative de l'axe de puissance. Cette partie opérative dans sa globalité, peut être représentée par le schéma de la

figure IV.7. Par ailleurs, le courant  $i_D$  peut être considéré comme une grandeur externe à l'onduleur, étant donné qu'il est issu de la source de courant représentant l'ensemble réseau, autotransformateur, redresseur. Il est donc apparenté à une grandeur de perturbation dans le schéma de la figure IV.7 [HAU 94] :

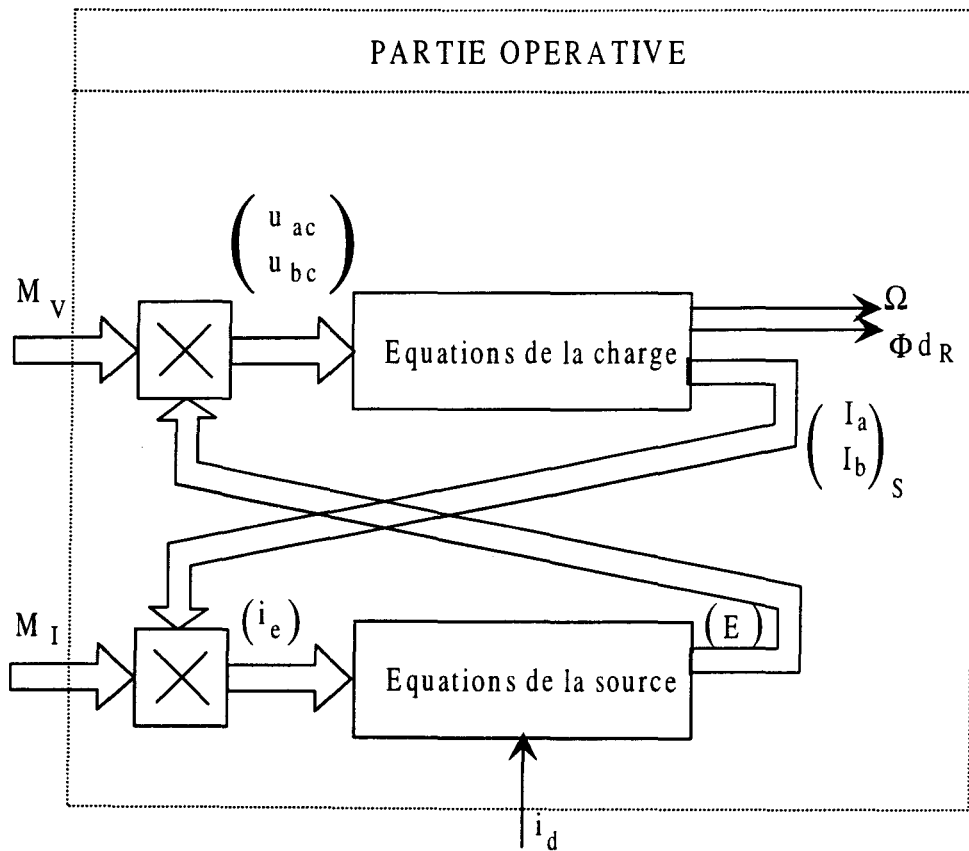


Figure IV.7. Partie opérative de l'axe de puissance

Seuls deux courants apparaissent sur la figure IV.7. Ils sont obtenus à partir des courants  $I_{s\alpha}$ , et  $I_{s\beta}$  par la relation suivante déduite de l'annexe 6 :

$$\begin{pmatrix} I_a \\ I_b \end{pmatrix}_s = T'_{22} \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix}_s$$

avec

$$T'_{22} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{pmatrix}$$

IV.9.

#### IV.2.2.2. Partie commande

Dans le cas général, cette partie exige un outil de description des machines séquentielles comme les réseaux de Pétri [HAU 88]. Dans le cas particulier d'interrupteurs bicommandables en mode de fonctionnement continu, les variables électriques internes n'interviennent pas sur l'état des connexions, de sorte que les diverses relations ne dépendent que des grandeurs externes. Dans notre cas particulier, ces grandeurs correspondent aux tensions de grilles des transistors IGBT. Le problème est donc ramené à la description de la relation entre les commandes externes et les fonctions de connexion.

La nature des sources impose des lois à respecter : une source de tension ne peut être court-circuitée et une source de courant ne doit pas être ouverte. Ainsi définit-on des cellules de commutation en nombre égal à celui des sources de courant [FRA 96] et correspondant, pour notre cas, aux bras de l'onduleur. Ces lois induisent des relations rigides sur les fonctions de connexion :

$$\begin{aligned} f_{11} + f_{21} &= 1 \\ f_{12} + f_{22} &= 1 \\ f_{13} + f_{23} &= 1 \end{aligned} \quad \text{IV.10.}$$

Ces relations sont vérifiées si les fonctions de connexion associées à une même cellule de commutation sont « complémentaires » : en pratique, lorsque l'un des interrupteurs est fermé, l'autre est systématiquement ouvert et vice-versa. Il faut donc que l'évolution de l'état d'une cellule de commutation soit indépendant du fonctionnement interne des interrupteurs. On dit alors que le convertisseur fonctionne en mode commandable : dans ce cas, les grandeurs de commandes externes sont équivalentes aux fonctions de connexion [FRA 96]. Le convertisseur retenu dans cette étude vérifie ces propriétés compte-tenu de la nature des interrupteurs et de la dynamique de contrôle.

En conclusion, la partie commande se résume à l'application qui transforme la matrice de connexion  $F$  en matrices de conversion  $M_I$  et  $M_V$ .

### IV.2.2.3. Modèle de connaissance de l'axe de puissance

La figure IV.8. présente le modèle de connaissance de l'axe de puissance, élaboré selon ce qui précède.

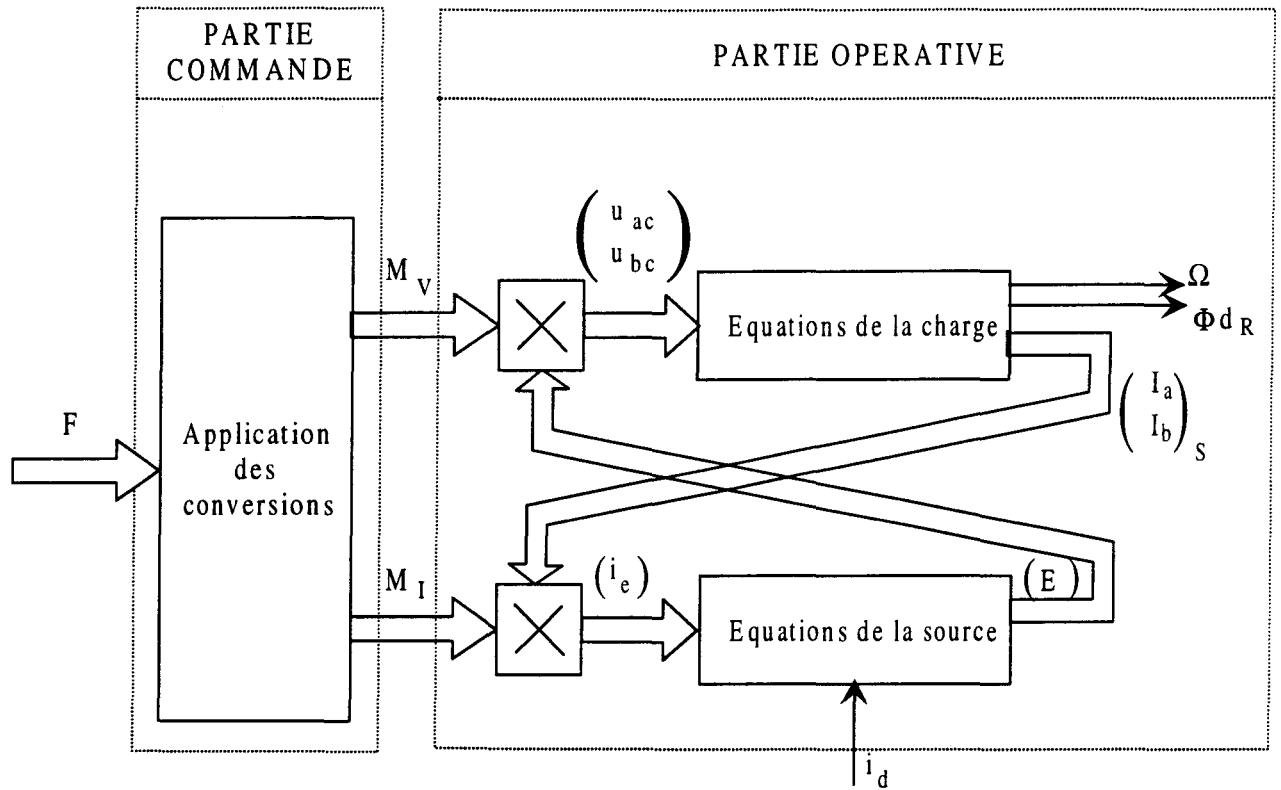


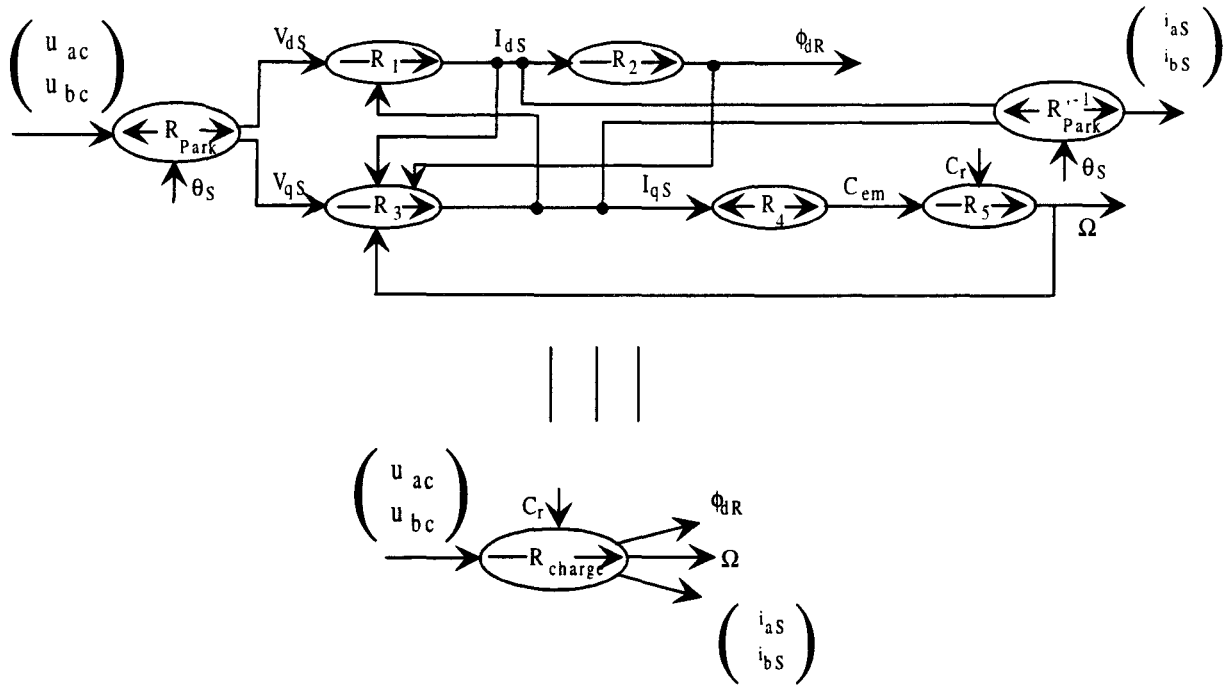
Figure IV.8. Modèle de connaissance de l'axe de puissance

Ce schéma peut également être décrit par un graphe informationnel causal, selon les principes explicités au chapitre I.

A la partie commande, sont associées les relations non-causales  $R_{FMv}$  et  $R_{FMi}$  : elles traduisent le passage de la matrice de connexion aux matrices de conversion (Eq. IV.4. et IV.6.) et sont inversibles au sens causal, même si la définition de la relation inverse ne conduit pas à une expression unique.

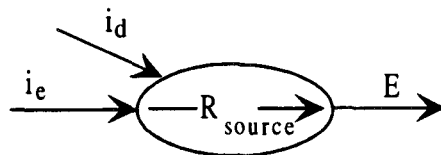
A la partie opérative sont associées plusieurs relations : une partie d'entre elles a été introduite au chapitre I, lors de la description du contrôle vectoriel ; la figure I.8. illustre le comportement de la charge soumise à des tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ , dans le repère du flux rotorique. Ces tensions sont reliées aux tensions

composées  $u_{ac}$  et  $u_{bc}$  par une transformation modifiée de Park (Eq. IV.6. et annexe 6). Par ailleurs, on définit une transformation modifiée de Park inverse qui permet la détermination des courants triphasés  $I_{aS}$  et  $I_{bS}$  en fonction des courants exprimés dans le repère du flux rotorique (Eq. IV.9. et annexe 6). Ces deux nouvelles transformations sont inversibles (§ IV.2.2.1.), car le déterminant des matrices associées n'est pas nul. Ces relations, caractérisant la charge, sont rassemblées sous une seule appellation,  $R_{charge}$  et la figure IV.9. donne le graphe causal de la machine et l'articulation des référentiels ( $R_{park}$  et  $R'_{park}$ ) :



**Figure IV.9. Graphe informationnel causal de la charge**

Le graphe informationnel causal (Figure IV.10.) relatif à la source, déduit des équations IV.1., peut également être décrit sous forme réduite en introduisant la relation générale  $R_{source}$ .



**Figure IV.10. Graphe informationnel causal de la source**

Finalement, on peut établir un schéma global du système (Figure IV.11.) regroupant toutes ces informations. Sur ce schéma, il faut noter l'influence simultanée des fonctions de connexion sur deux « branches » : la branche « charge » et la branche « source ». Lors de la commande du système, si on cherche à contrôler en valeurs instantanées les grandeurs de sortie relatives à la charge ( $\Omega$ ,  $\phi_{dR}$  ou  $I_{as}$ , et  $I_{bs}$ ), on imposera la fonction de la matrice de conversion en tension. D'un autre côté, si on cherche à contrôler les grandeurs de sortie relatives à la source ( $E$ ), on imposera les fonctions de la matrice de conversion des courants.

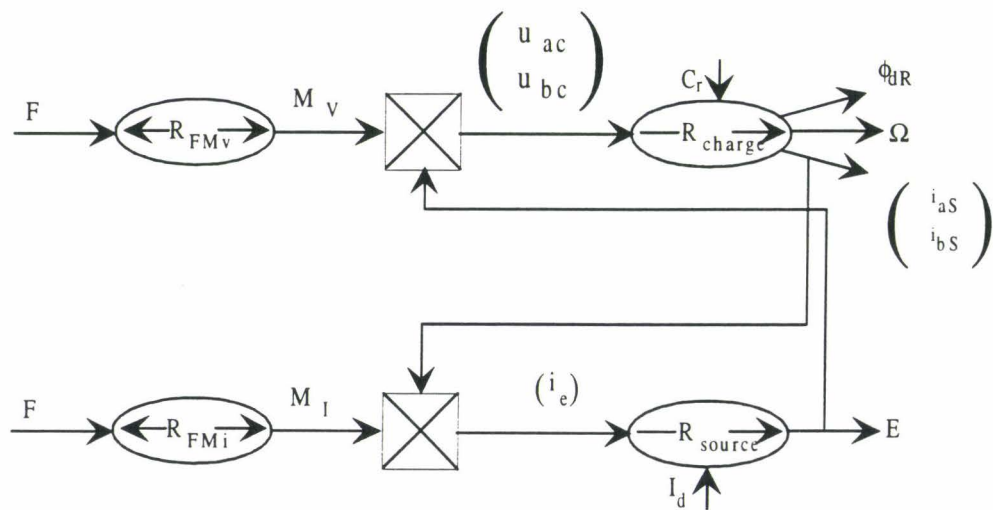


Figure IV.11. Schéma global informationnel

Comme suite à cette remarque, puisque nous désirons réaliser le contrôle vectoriel de la machine asynchrone, le schéma de la figure IV.11. se réduit, dans notre cas, au graphe informationnel causal suivant (Figure IV.12.) :

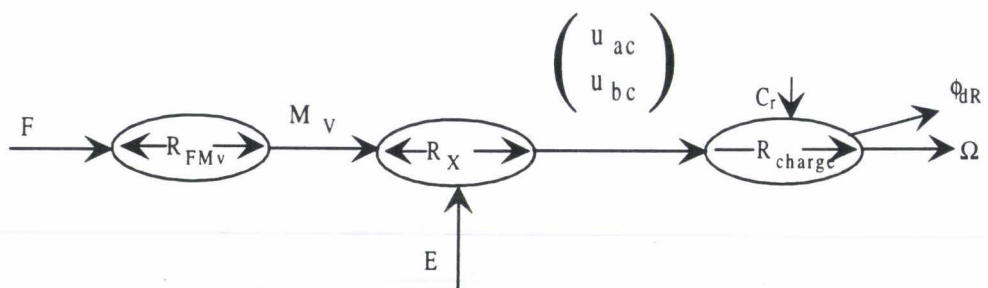


Figure IV.12. Graphe informationnel causal de l'axe de puissance en vue de la régulation en vitesse d'une machine asynchrone

La relation  $R_X$  représente la modulation (Eq. IV.4.) : étant non causale, elle est réversible.

Nous disposons donc du modèle de connaissance de l'axe de puissance sous la forme de graphes informationnels causals. Nous pouvons remarquer que, dans cette représentation, des grandeurs de natures différentes coexistent : des grandeurs continues, décrivant la charge, et des grandeurs discrètes, explicitant le fonctionnement du convertisseur. Ce modèle hybride est bien adapté à l'élaboration d'une simulation. Néanmoins, pour la synthèse d'algorithmes de commande, il est nécessaire a priori de l'uniformiser.

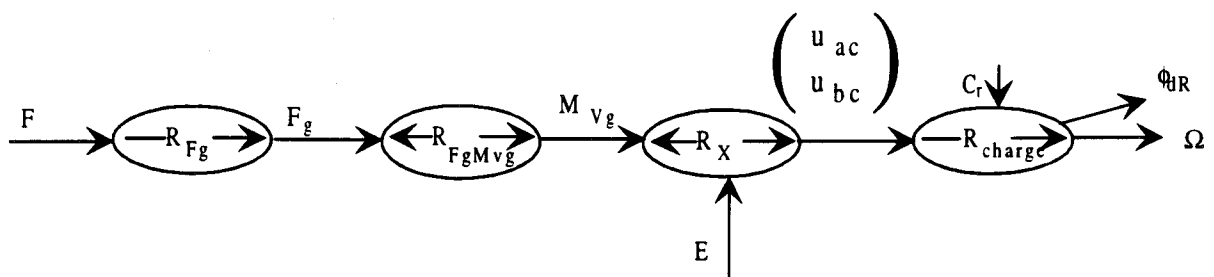
On choisit alors une modélisation aux valeurs moyennes des variables discrètes. Pour cela, des fonctions génératrices de connexion sont définies [HAU 96] :

$$\begin{cases} f_{11g}(k) = \frac{1}{T_e} \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} f_{11}(\tau) d\tau \\ f_{12g}(k) = \frac{1}{T_e} \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} f_{12}(\tau) d\tau \\ f_{13g}(k) = \frac{1}{T_e} \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} f_{13}(\tau) d\tau \end{cases} \quad \text{IV.11.}$$

On associe alors facilement aux matrices de connexion les matrices génératrices de conversion  $M_{Vg}$  et  $M_{Ig}$  :

$$\begin{aligned} M_{Ig} &= (f_{11g} - f_{13g} \quad f_{11g} - f_{13g}) \\ M_{Vg} &= \begin{pmatrix} f_{11g} & -f_{13g} \\ f_{12g} & -f_{13g} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad \text{IV.12.}$$

Cette modélisation aux valeurs moyennes conduit à un nouveau graphe informationnel causal (Figure IV.13.) :





La relation causale  $R_{F_g}$  traduit l'équation IV.11. relative à la matrice génératrice de connexion. Elle permet le passage de fonctions discrètes (F) à des fonctions continues ( $F_g$ ). Elle porte le nom de démodulateur [HAU 94]. Par ailleurs, la relation  $R_{F_g M_{vg}}$  est identique à la relation  $R_{F_{Mv}}$ , mais s'applique aux matrices génératrices :

$$M_{Vg} = R_{F_g M_{vg}} F_g \quad \text{avec} \quad \text{IV.13.}$$

$$R_{F_g M_{vg}} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & -1 \end{pmatrix}$$

Disposant maintenant d'un modèle de l'axe de puissance où n'apparaissent que des grandeurs continues, nous pouvons établir l'organisation de l'axe de contrôle.

### IV.2.3. Organisation de l'axe de contrôle

Comme annoncé au préalable, l'organisation de l'axe de contrôle va se déduire de l'inversion du graphe informationnel causal de la figure IV.13.

#### IV.2.3.1. Inversion du graphe informationnel causal

Il s'agit tout d'abord d'inverser la relation  $R_{charge}$  : à partir d'une vitesse de rotation de référence et d'un flux de référence, il faut obtenir les tensions triphasées de références (Figure IV.14.).

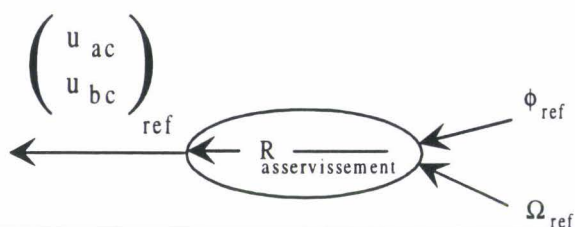


Figure IV.14. Définition de la relation d'asservissement

Cette relation d'asservissement a été décrite en partie lors du chapitre I. Les relations modifiées de Park et de Park inverse introduites à la figure IV.9. doivent simplement y être adjointes afin d'obtenir la relation  $R_{\text{asservissement}}$  (Figure IV.15.).

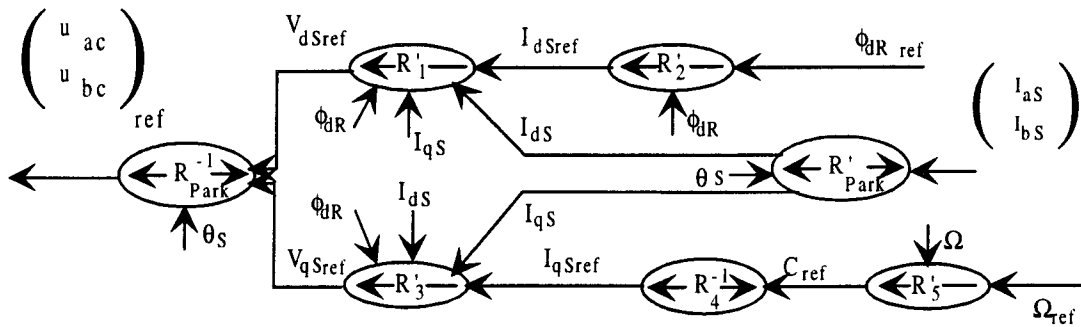


Figure IV.15. Détail de la relation d'asservissement

Sur ce schéma, on remarque qu'il faut connaître les courants statoriques, la vitesse de rotation, le module du flux rotorique  $\phi_{dR}$  et son orientation  $\theta_s$  qui sont les entrées des relations définies à la figure III.15. Au chapitre I, nous avons choisi de reconstituer le flux rotorique par un observateur, détaillé au chapitre II. Donc, parallèlement à l'algorithme d'asservissement, est exécuté l'algorithme d'observation. Conformément aux définitions du paragraphe IV.1.1., ces relations correspondent aux fonctions du microcalculateur de processus.

D'après la figure IV.13., il reste alors trois relations à inverser. En respectant les règles décrites au chapitre I, nous obtenons le graphe de la figure IV.16. :

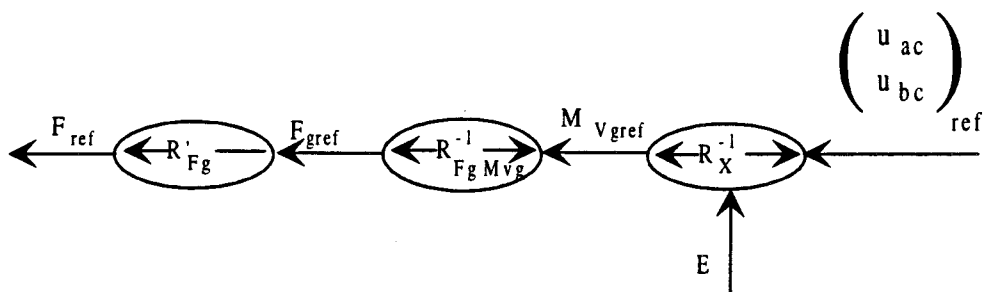


Figure IV.16. Graphe informationnel causal de l'automate de commande rapproché

La relation  $R_X^{-1}$  représente la division des deux tensions composées de référence par la tension continue  $E$  de l'onduleur, qui doit donc être connue par l'axe de contrôle : c'est l'opération de linéarisation dynamique.

La relation  $R_{F_g MV_g}^{-1}$  est l'inverse de la relation  $R_{F_g MV_g}$  donnée par l'équation IV.13. Cette inversion ne donne pas un résultat unique : la relation  $R_{F_g MV_g}^{-1}$  est donc spécifique à l'utilisation : c'est le générateur de connexion.

La relation  $R_{F_g}$  correspond au modulateur qui transforme des grandeurs continues en variables discrètes. Il en existe de différents types et nous expliciterons notre choix ultérieurement.

L'ensemble de ces relations correspond aux fonctions de l'automate de commande rapprochée.

#### **IV.2.3.2. Organisation fonctionnelle de l'axe de commande**

D'après ce qui précède, nous pouvons alors préciser l'organisation fonctionnelle de l'axe de contrôle :

Sur ce schéma apparaissent, d'une part, le modèle de connaissance du processus et, d'autre part l'organisation fonctionnelle de sa commande. On remarquera que cette figure peut servir de support à l'élaboration de la simulation du banc expérimental.

Connaissant les différentes fonctions à réaliser, nous allons voir maintenant comment elles se matérialisent.

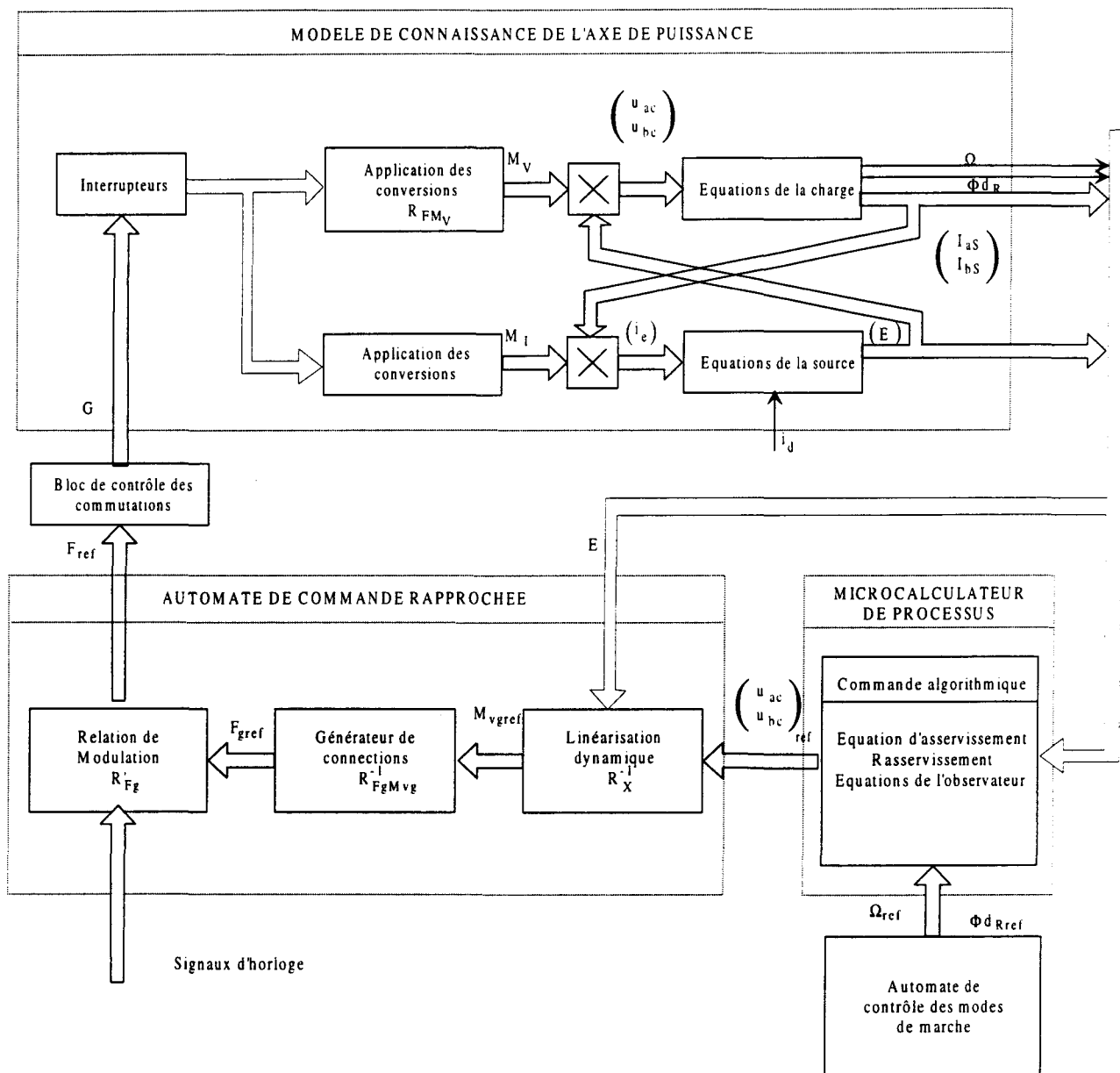


Figure IV.17. Organisation fonctionnelle de l'axe de contrôle

## **IV.2.4. Microcalculateur de processus**

### **IV.2.4.1. Rôle**

Le rôle du microcalculateur de processus est de calculer les deux tensions composées de référence à partir des consignes de flux et de vitesse, en utilisant les algorithmes d'asservissement et d'observation (Figure IV.17.).

Compte-tenu de la complexité des calculs requis, cette fonction se matérialise autour d'un processus numérique de signal ou « Digital Signal Processor » (D.S.P.).

### **IV.2.4.2. Carte système du DSP**

#### **IV.2.4.2.1. Présentation générale du DSP**

Contrairement aux processeurs CISC (Complex instruction set computer), équipant les stations de travail, les DSP ont été conçus spécifiquement pour le traitement du signal, qui nécessite un nombre important de calculs, souvent répétitifs.

Leur architecture comporte ainsi deux mémoires et deux bus indépendants, permettant à l'unité centrale l'accès simultané à une instruction et à une donnée. En plus de son unité logique et arithmétique, le DSP dispose d'un module réalisant en un seul cycle d'horloge une multiplication et une accumulation, alors qu'un microprocesseur classique a besoin de plusieurs cycles pour réaliser cette opération.

Enfin, il est également possible d'utiliser des DSP à virgules flottantes : dans ce cas, les données sont traduites et traitées sous forme de matrices et d'exposants, ce qui autorise une plage importante de variation des signaux et réduit fortement les problèmes liés à la quantification.

Ces caractéristiques sont autant d'atouts pour le DSP dans l'optique du calcul d'algorithmes complexes et rapides.

#### IV.2.4.2.2. Caractéristiques du DSP 96002 de Motorola

Les propriétés générales présentées précédemment se retrouvent tout naturellement dans le modèle DSP 96002 de Motorola (Figure IV.18. et Figure IV.19.). Nous avons choisi ce microprocesseur notamment pour ses caractéristiques propres. Plus précisément, il exécute 16,5 Mips (Million d'instructions par seconde) cadencées par une horloge de 33 Mhz. De plus, il possède cinq bus de données reliés à deux mémoires internes et trois bus d'adresses : par conséquent, il peut réaliser efficacement et simultanément des adressages directs dans la mémoire et des opérations algébriques. Cette multiplicité des bus lui permet d'exécuter 49,5 Mflops (Millions floating points operation per second). Les calculs sont donc effectués très rapidement, tout en évitant de dégrader la précision. En effet, quoique les réels soient stockés sous la forme d'un mot de 32 bits (8 bits d'exposant et 24 bits de mantisse), toutes les opérations réelles se font sur 96 bits.

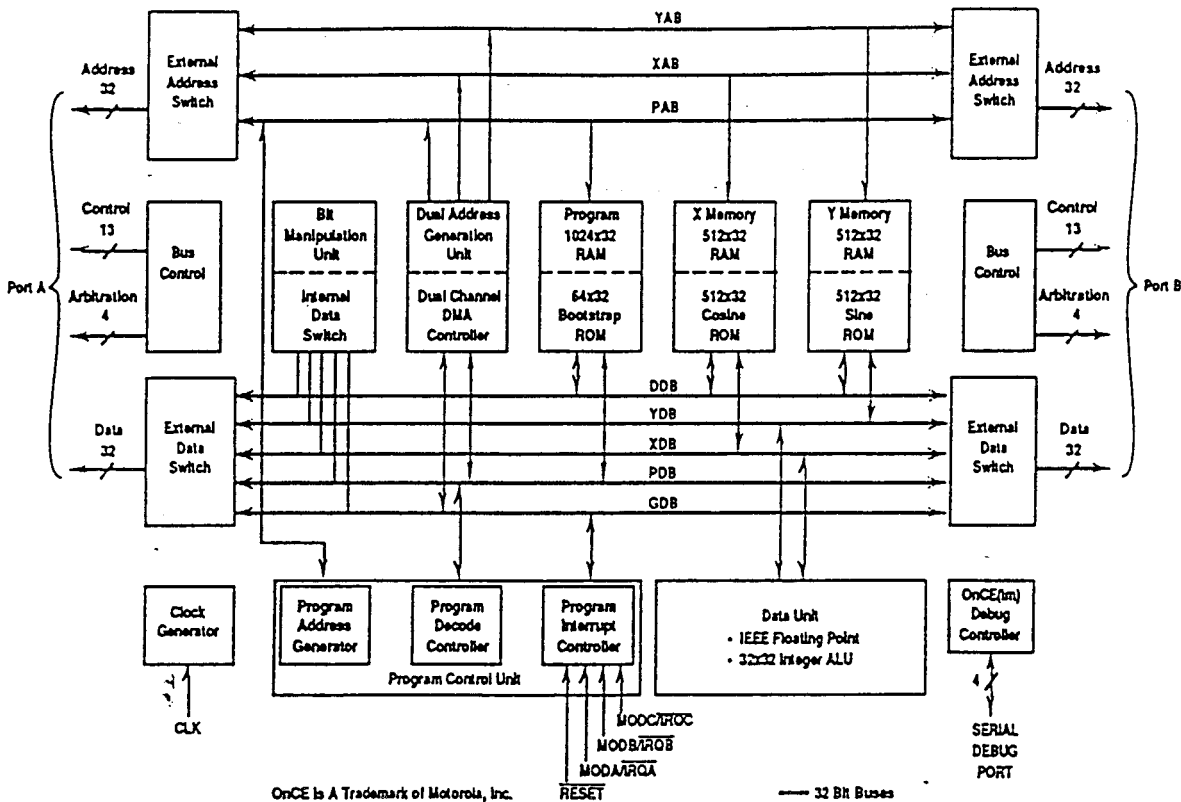


Figure IV.18. Schéma bloc du DSP 96002

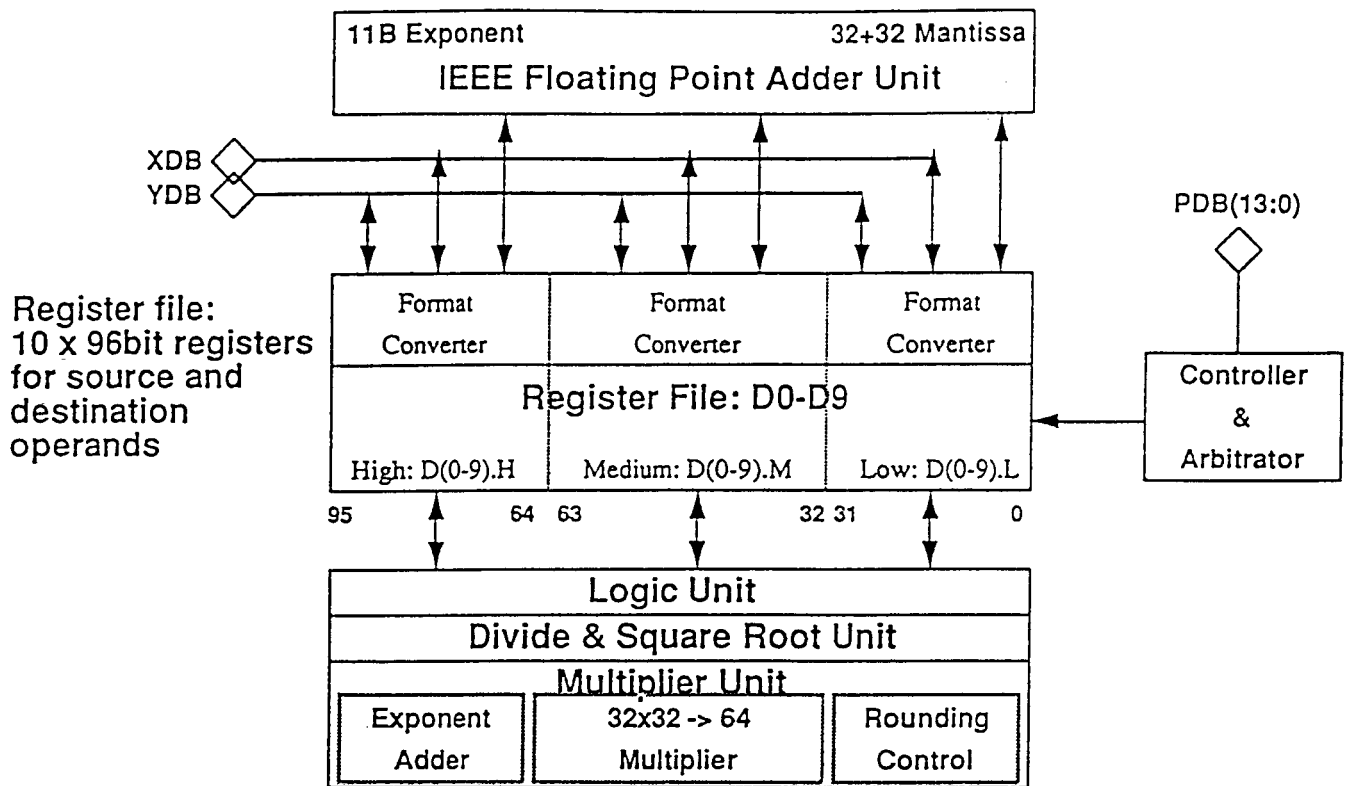


Figure IV.19. Unité arithmétique et logique du DSP 96002

Ces avantages rendent ce DSP attrayant pour la commande vectorielle : malgré la complexité des calculs mis en oeuvre, on peut espérer atteindre des fréquences d'échantillonnage élevées.

#### IV.2.4.2.3. Environnement matériel proche du DSP : la carte système

Le DSP précédemment décrit ne peut être opérationnel que s'il est accompagné de composants périphériques propres à assurer la communication avec son environnement et à augmenter sa capacité mémoire. Ces composants, capables de fonctionner aux fréquences élevées imposées par le DSP sont installés physiquement autour de l'organe de calcul sur une carte, que nous nommerons dans la suite du texte « carte système », et qui fut élaborée par la société LSI (Loughborough Sound Images).

Sur cette carte système, des mémoires statiques supplémentaires ont été ajoutées afin d'augmenter considérablement la mémoire interne du DSP. Ainsi le stockage de données et d'instructions peut être étendu.

Trois bus de communication s'articulent autour de cette carte. D'abord, celle-ci est directement enfichable dans le connecteur 16 bits d'un PC hôte. Pour ce dernier, elle est alors connue sous une adresse d'extension et aucune interférence n'existe entre les différents bus des deux processeurs. Ensuite, afin d'étendre les possibilités de la carte système, celle-ci possède deux bus de communication vers des systèmes externes : l'un analogique et l'autre numérique. En effet, on dispose d'une part de deux convertisseurs analogiques-numériques et numériques-analogiques, tous les quatre programmables. D'autre part le bus d'adresses, une partie du bus de données ainsi que des commandes internes (interruptions) sont extraits du DSP pour former le bus de 50 broches appelé « DSPLINK » qui assure la communication bidirectionnelle du DSP avec d'autres cartes externes : ainsi il devient possible de développer nos propres interfaces spécifiques à la commande de l'onduleur, à la génération d'une horloge de synchronisation, au décodage de la vitesse et de la position.

Par la suite, dans la partie consacrée au bus d'observation, nous reviendrons sur quelques spécifications techniques de ces trois moyens de communication que possède la carte système.

#### **IV.2.5. Automate de commande rapprochée**

##### **IV.2.5.1. Rôle**

Le microcalculateur de processus, décrit précédemment, réalise le calcul des deux tensions composées  $u_{ac}$  et  $u_{bc}$  de référence (Figure IV.17.) via un algorithme d'asservissement réalisé par la carte système.

L'automate de commande rapprochée est alors chargé de convertir ces grandeurs en fonctions de connexions. Ces références sont les entrées du bloc de contrôle des commutations. Trois opérations sont alors à réaliser : la linéarisation par la tension d'alimentation du convertisseur E, la génération des connexions et la modulation



#### IV.2.5.2. Calcul de la matrice génératrice de connexion

La première opération nécessite en toute rigueur la mesure de la tension E pour réaliser la linéarisation dynamique. Afin d'éviter l'installation d'un capteur, nous supposons que cette tension reste constante.

Dans notre dispositif expérimental, c'est le DSP qui exécute alors la division des tensions de référence par une tension E mesurée une fois pour toute et constituant alors une donnée du programme.

La deuxième opération est l'inversion de la relation rigide  $R_{F_g MV_g}$  qui est définie par l'équation IV.13.

Cette matrice  $R_{F_g MV_g}$  n'étant pas carrée, celle-ci n'est pas inversible au sens mathématique. Toutefois l'inversion de la relation  $R_{F_g MV_g}$  reste possible [CAM 96] mais ne conduit pas à une expression unique.

Parmi les solutions possibles, il convient de ne retenir que celles conduisant à des fonctions génératrices de connexion dont les valeurs sont comprises entre 0 et 1 : effectivement, d'après leur définition (Eq. IV.11.), cette condition est nécessaire pour assurer la linéarité du système.

La solution retenue est alors la suivante :

$$F_{gref} = \frac{1}{2} + \frac{2}{3} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 \\ -1/2 & 1 \\ -1/2 & -1/2 \end{pmatrix} M_{V_{gref}} \quad \text{IV.14.}$$

On peut remarquer que cette définition correspond aux relations obtenues classiquement dans le cas d'une modulation de largeur d'impulsion. En effet, en remplaçant la matrice génératrice de conversion de référence par son expression en fonction des tensions triphasées de référence qui sont alors supposées former un système équilibré, il vient :

$$F_{gref} = \frac{1}{2} + \frac{1}{E} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix}_{S_{ref}} \quad \text{IV.15.}$$

L'expression IV.15. nous conduit à remarquer que, pour conserver la linéarité du système, il faut que le module des tensions triphasées de référence reste inférieur à la tension E. Afin de mieux exploiter les possibilités de l'onduleur, on ajoute un terme d'harmonique trois aux tensions de référence.

C'est également le DSP qui calcule les fonctions génératrices de connexions définies selon l'expression IV.15.

### IV.2.5.3. Réalisation du modulateur : la carte de commande

#### IV.2.5.3.1. Choix du modulateur

Le modulateur réalise la transformation des fonctions génératrices de connexion en fonctions de connexion. Dans notre étude, nous avons choisi la modulation de largeur d'impulsions, calée à gauche. La fonction génératrice de connexion est égale au rapport entre la durée de conduction du transistor du haut d'un bras et la période de hâchage, taux habituellement appelé « rapport cyclique ».

La création des impulsions de commande des semi-conducteurs dont la durée est donnée par les fonctions génératrices de connexion, incombe à un ensemble de circuits intégrés que nous nommerons « carte de commande » ; cette carte assure également la génération de signaux d'horloge ainsi que la mesure de vitesse et de position.

#### IV.2.5.3.2. Création des impulsions de commande des bras d'onduleur

Trois compteurs programmables sont utilisés pour générer les signaux de commande des trois bras de l'onduleur. Ces compteurs, insérés au sein d'un même composant (8254) sont programmés par un mot de 8 bits, qui représente pour nous la fonction génératrice de connexion.

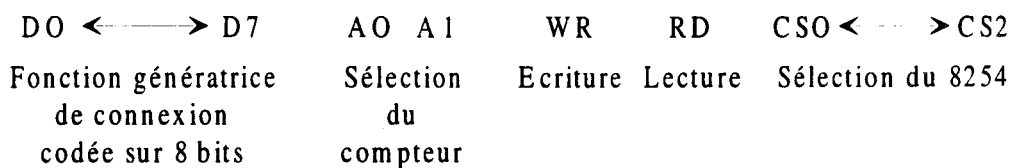


Figure IV.20. Signaux nécessaires à la programmation du 8254

D'autres signaux binaires sont également nécessaires au bon fonctionnement du composant. Nous retenons le décompte sur 8 bits pour générer une impulsion de largeur déterminée par le mot binaire chargé préalablement.

Les trois compteurs délivrent alors trois signaux de commande destinés aux trois bras de l'onduleur. Chacun d'eux est l'entrée du bloc de contrôle des commutations.

#### IV.2.5.3.3. Génération des signaux d'horloge

Le générateur d'impulsions de commande que nous venons de décrire nécessite un signal d'horloge pour décompter. De plus, l'asservissement numérique réalisé par le microcalculateur de processus exige également un signal de synchronisation dont la période est égale à celle d'échantillonnage. Ces signaux sont regroupés sous l'appellation « signaux d'horloge » (Figure IV.17.).

Le signal de synchronisation est fourni par un oscillateur à quartz qui génère une fréquence de référence (10 114 390 Hz). Celle-ci sert de base de temps à toutes les autres horloges. Cette fréquence sera donc un multiple de toutes les fréquences des signaux intervenant dans la commande du processus, notamment celle fixant la période de l'onduleur. Celle-ci est choisie voisine de 20 KHz, afin de rejeter dans le domaine des hautes fréquences le bruit engendré par le convertisseur. Cette limite est en outre fixée par la durée minimale de conduction d'un transistor IGBT.

Pour clore ce paragraphe relatif à la réalisation pratique de l'automate de commande rapprochée, il faut donc remarquer l'intervention de deux supports : la carte système du DSP et la carte de commande susdécrites. Effectivement, la décomposition fonctionnelle ne présuppose pas du découpage architectural de la réalisation mais est une aide précieuse pour l'organisation globale de la commande.

Les signaux issus de l'automate de commande rapprochée forment les entrées du bloc de contrôle des commutations (Figure IV.17.).

#### **IV.2.6. Bloc de contrôle des commutations**

Trois fonctions sont prises en charge par le bloc de contrôle des commutations. La première est la réalisation de l'isolement électrique (désigné isolement galvanique) entre les semi-conducteurs du convertisseur statique et les générateurs de signaux de commande, conjointement à la mise en forme de ces derniers afin que les composants commutent correctement et le plus rapidement possible. Dans notre cas, chaque transistor IGBT est commandé via un optocoupleur.

La deuxième fonction consiste en la réalisation des protections en courant et tension des composants de puissance. Dans le cas qui nous occupe, ces deux fonctions sont concrétisées par un seul et même composant (EXB840 FUJI), dont les signaux d'entrée sont des niveaux logiques.

La troisième fonction concerne la protection de la source de tension alimentant le convertisseur statique contre les courts-circuits francs. Celle-ci est effectuée grâce à la complémentarité retardée des commandes sur un bras d'onduleur (respect de l'équation IV.10.). Pratiquement, à cette fin, des portes logiques et quelques circuits passifs sont utilisés.

La réalisation de ce bloc de contrôle des commutations permet alors de s'affranchir des contraintes technologiques liées à la nature des sources et à celle des composants.

#### **IV.2.7. Bus d'observation**

L'inversion du graphe informationnel causal a fait apparaître une boucle d'asservissement (Figure IV.15.) réalisée par le microcalculateur de processus (Figure IV.17.) en raison de la nature non causale de certaines relations. Pour réaliser cet asservissement, il est nécessaire de mesurer la vitesse ainsi que les courants triphasés. Ces grandeurs transitent par le bus d'observation.

##### **IV.2.7.1. Mesure de la vitesse et de la position**

Dans cette partie, nous allons décrire la traduction d'une grandeur mécanique (vitesse ou position) en un mot de 16 bits compréhensible par un microprocesseur.

#### IV.2.7.1.1. Capteur de vitesse et de position

En aval de la chaîne de transformation, se trouve le capteur : il s'agit d'un codeur optique incrémental de 2000 points par tour, à deux voies A et B décalées de 90°. Les signaux obtenus en sortie sont alors des créneaux de tension (de niveaux compris entre 0 et 5V) dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse. Etant donné l'environnement bruyé dans lequel ce capteur est amené à travailler, ses signaux doivent être remis en forme et amplifiés.

#### IV.2.7.1.2. Traitement du signal

Ces créneaux de tensions sont alors envoyés sur des compteurs (THCT 12024) qui délivrent des mots binaires, compréhensibles par le microprocesseur.

Les signaux A et B permettent de mesurer, d'une part la position en tenant compte du sens de rotation et d'autre part la vitesse.

##### IV.2.7.1.2.a. Mesure de la position

Le composant THCT 12024 est programmable suivant différents modes : nous retenons le mode compteur pour la mesure de la position. Les deux tensions  $V_A$  et  $V_B$  sont les horloges du compteur. Comme elles sont décalées d'un quart de période et que le comptage (ou le décomptage suivant le sens de rotation) est actif à la fois sur les fronts montant et descendant, un tour complet de l'arbre correspond à 8000 impulsions.

Par conséquent, la position est codée sur un mot binaire compris entre - 8000 et + 8000. 16 bits sont nécessaires pour exprimer ces nombres, la résolution est égale à 2'42''.

##### IV.2.7.1.2.b. Mesure de la vitesse

Deux modes sont possibles pour mesurer la vitesse : le mode périodemètre et le mode fréquencemètre.

Le mode fréquencemètre consiste à mesurer la fréquence  $f_A$  de la tension  $V_A$  en comptant le nombre de niveaux hauts durant une durée  $T_f$  connue d'un signal de référence. Le composant THCT 12024, configuré dans ce mode, délivre alors un mot binaire  $N_f$  vérifiant :

$$f_A = N_f \times \frac{1}{T_f} \quad \text{IV.16.}$$

Sachant que le codeur incrémental délivre 2000 fronts hauts en un tour, le microprocesseur peut alors calculer la vitesse  $N$  en tours par minute :

$$N = \frac{60}{2000} \times f_A = 0,03 \cdot \frac{1}{T_f} \times N_f \quad \text{IV.17.}$$

La précision relative de ce nombre est donnée par :

$$\frac{\Delta N}{N} = \frac{\Delta N_f}{N_f} \quad \text{IV.18.}$$

Elle diminue lorsque  $N_f$  augmente, soit lorsque la vitesse augmente : le mode fréquencemètre est donc adapté aux vitesses élevées. De plus, le rafraîchissement de la mesure est fixe et imposé par la fréquence du signal de référence.

Le mode périodemètre consiste à mesurer la durée  $T_A$  d'un niveau haut de la tension  $V_A$ , convertie en un nombre  $N_p$  de niveaux hauts d'un créneau de référence de fréquence  $f_p$  :

$$N_p = \frac{T_A}{2} \times f_p \quad \text{IV.19.}$$

Sachant que le codeur incrémental délivre 2000 niveaux hauts pour un tour, le microcalculateur de processus détermine alors la vitesse  $N$  en tour par minute :

$$N = \frac{60}{2000 T_A} = 0,015 f_p \times \frac{1}{N_p} \quad \text{IV.20.}$$

La précision relative est donnée par :

$$\frac{\Delta N}{N} = \frac{\Delta N_p}{N_p} \quad \text{IV.21.}$$

Elle diminue lorsque  $N_p$  augmente, soit lorsque la vitesse diminue : le mode périodemètre est plus précis pour des basses vitesses. De plus le temps de conversion est variable et dépend directement de la vitesse.

Le passage d'un mode à l'autre est justifié par le critère suivant : on veut que la précision relative reste inférieure à un seuil fixé par l'utilisateur. La limite des plages de fonctionnement est définie par l'égalité entre les deux erreurs relatives (Eq. III.18. et III.21.). Comme les erreurs absolues  $\Delta N_p$  et  $\Delta N_f$  sont égales à 1, on en déduit la vitesse limite  $N_{\text{limite}}$  des deux plages et l'erreur relative  $\frac{\Delta N}{N_{\text{limite}}}$  pour cette vitesse :

$$\begin{cases} N_{\text{limite}} = 0,03 \sqrt{\frac{f_p}{2T_f}} \\ \frac{\Delta N}{N_{\text{limite}}} = 2 \times \sqrt{\frac{1}{2T_f f_p}} \end{cases} \quad \text{IV.22.}$$

D'après ces expressions, l'erreur relative est faible lorsque la fréquence  $f_p$  est élevée et lorsque le temps  $T_f$  est grand. Cette dernière condition est à rapprocher du temps nécessaire au fréquencemètre pour effectuer sa conversion : celui-ci est proportionnel à  $T_f$ . Par conséquent, un compromis doit être établi, en fonction de la constante de temps mécanique du système.

Quant à la valeur numérique de la fréquence  $f_p$ , elle n'est limitée que par la technologie du composant employé. Le THCT 12024 n'autorise qu'une fréquence maximale de 10 MHz.

Etant donné ces considérations générales, nous avons réalisé un oscillateur de fréquence égale à 10 114 390 Hz que nous divisons par des puissances de 2 pour obtenir les différentes horloges nécessaires à l'asservissement, et en particulier le temps  $T_f$  du mode fréquencemètre :

$$T_f = \frac{2^{16}}{10\,114\,390} = 6,48 \text{ ms} \quad \text{IV.23.}$$

Ainsi les différentes caractéristiques du capteur de vitesse sont répertoriées au tableau IV.1. :

Demi-période du fréquencemètre $T_f$ (ms)	6,48
$N_{\max}$ mesurable par le fréquencemètre (tr/mn) (16 bits)	303 407
Limite des deux domaines	Vitesse limite (tr/mn)
	Erreur relative maximale (%)
	838
	0,55
$N_{\min}$ mesurable par le périodemètre (tr/mn) (24 bits)	0,009

Tableau IV.1. Caractéristiques du capteur de vitesse

#### IV.2.7.2. Mesure des courants

L'algorithme d'asservissement (Figure IV.15.) fait apparaître la nécessité de mesurer deux courants statoriques.

Ceux-ci sont captés par des dispositifs à effet Hall (LEM ZKB 464) associé à un filtre passe-bas dont le rôle majeur est d'éviter le phénomène de repliement de spectre lors du traitement numérique du signal.

La fréquence de coupure du filtre anti-repliement (type : 8e ordre) est fixée à 2,29 kHz car la période d'échantillonnage retenue est 4,870 kHz. Un signal de 50 Hz est alors déphasé de  $1,35^\circ$  sans diminution notable d'amplitude. On estime que ce déphasage est faible, donc négligeable. Le signal filtré est échantillonné bloqué pendant une période de manière à permettre sa conversion numérique dans de bonnes conditions, au moyen de deux convertisseurs analogiques numériques effectuant la transformation en un mot de 16 bits en 10  $\mu$ s.

Le bus d'observation est complètement décrit. Celui-ci envoie des informations à l'automate de commande rapprochée et au microcalculateur de processus matérialisés par la carte système du DSP. Cet ensemble est supervisé par l'automate de contrôle des modes de marche.



#### **IV.2.8. Automate de contrôle des modes de marche**

Il se matérialise par un ordinateur de type PC, hôte de la carte système du DSP.

Ses fonctions sont divisées en deux groupes principaux : d'une part, le PC sert d'outil pour la mise au point et la réalisation des programmes (compilation, édition des liens, création d'exécutables) ainsi que leur transfert sur le DSP ; d'autre part, il assure la communication entre l'utilisateur et le DSP : il délivre les consignes de vitesse et de flux, suivant les indications de l'utilisateur, et assure l'acquisition et l'exploitation des données du système. Le mode de communication PC-DSP est différent selon qu'il s'agit de l'une ou l'autre de ces fonctions. Dans le premier cas, le DSP n'exécute aucun programme car la communication se limite au chargement du programme exécutable créé par le PC. Dans le second cas, la communication doit s'effectuer quel que soit l'état du DSP (même en particulier s'il est en phase d'exécution). On utilise une structure mémoire particulière, la DPRAM (Dual Port RAM) qui est accessible à la fois aux deux microprocesseurs et qui gère elle-même les échanges d'informations. Ainsi, il est aisément possible au PC de stocker des données de l'asservissement pour effectuer un post-traitement.

#### **IV.2.9. Conclusion**

Cette structure matérielle est illustrée par la figure IV.21.

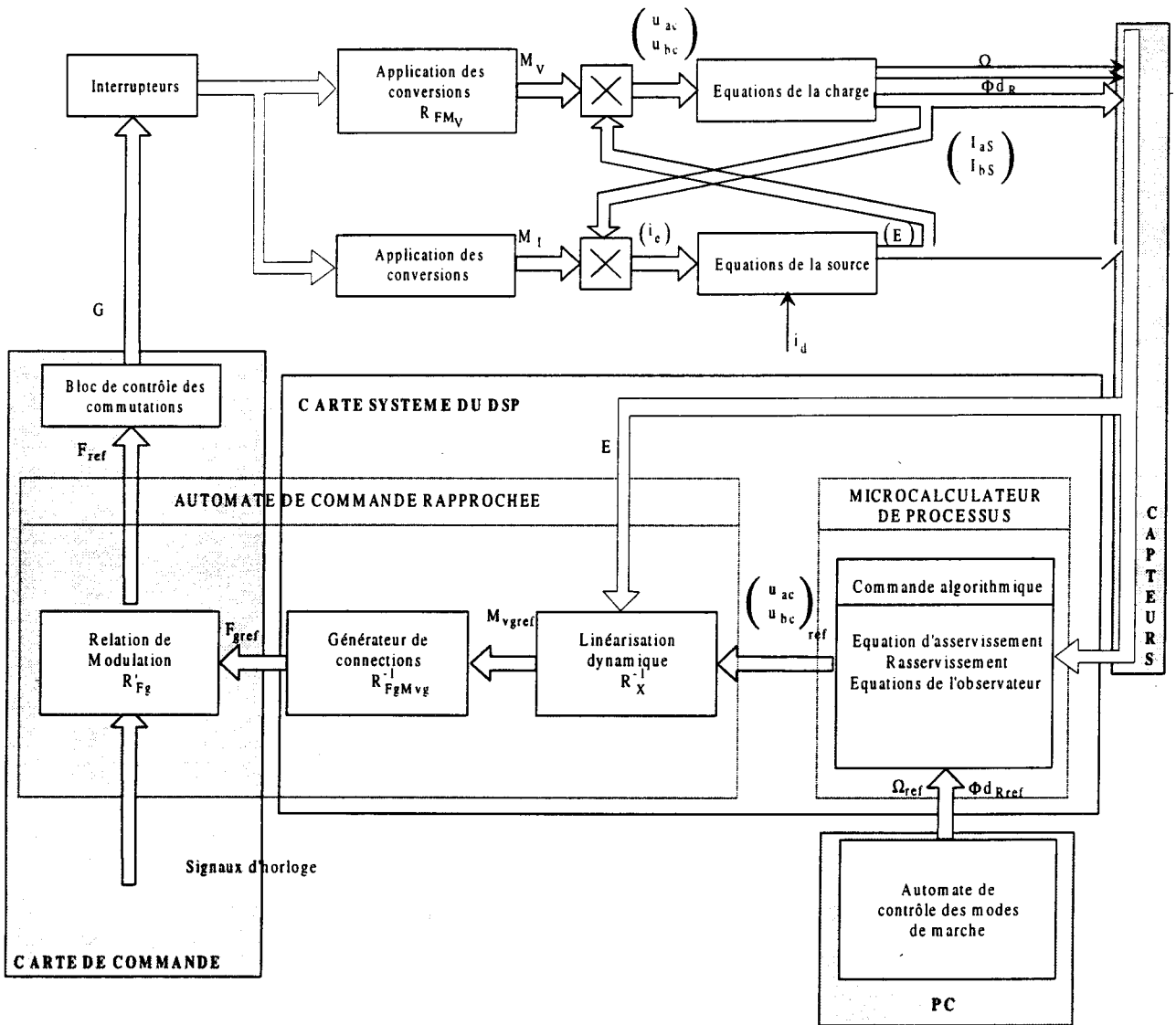


Figure IV.21. Structure matérielle et fonctionnelle de l'axe de contrôle

Etant donnée la présence de deux processeurs (PC et DSP), deux programmes coexistent : celui qui assure la commande vectorielle et celui qui supervise sur le PC tout l'ensemble en créant une communication entre les processeurs et l'utilisateur.

#### **IV.2.9.1. Structure du programme sur le PC**

Ce programme est écrit en langage C (Microsoft C, V600), ce qui nous donne une relative aisance dans la programmation. De plus, avec la carte système DSP nous disposons d'une bibliothèque de procédures concernant les opérations simples telles que le chargement d'un programme sur le DSP, une demande d'exécution ou d'interruption, de lecture en mémoire,...

Le programme implanté sur le PC se structure de la façon suivante. La première étape de l'algorithme consiste à sélectionner correctement la carte système du DSP, à y charger le programme d'asservissement retenu par l'utilisateur puis à donner le signal d'exécution au DSP. La seconde étape se déroule pendant l'asservissement : elle se décompose en plusieurs tâches laissées au choix de l'utilisateur : modifier les consignes, demander le stockage sur le disque dur de données rapatriées du DSP à travers la DPRAM, changer les paramètres d'asservissement, choisir le type de mesure de la vitesse, arrêter le processus.

Ce type de programme offre à l'utilisateur une aisance dans les expérimentations et autorise des hardiesses dans le choix des commandes.

#### **IV.2.9.2. Structure du programme sur le DSP**

C'est au DSP qu'incombe le rôle majeur de contrôler « vectoriellement » la machine. Ce programme de contrôle vectoriel peut être écrit en deux langages : l'assembleur et le C. Ainsi les procédures de communications avec l'extérieur, qui nécessitent des adressages mémoire, sont écrites en assembleur, alors que la commande vectorielle est simplement décrite en langage C, plus souple et convivial pour l'utilisateur.

Le but de ce programme est de réaliser la commande de la machine asynchrone en une durée inférieure à celle de la période d'échantillonnage.

Son principe se base sur l'exécution d'une procédure d'interruption (Figure IV.22.). Par conséquent, le programme dit principal réalise l'initialisation des cartes et du vecteur d'interruption lié à la procédure de commande et se termine par une boucle sans fin.

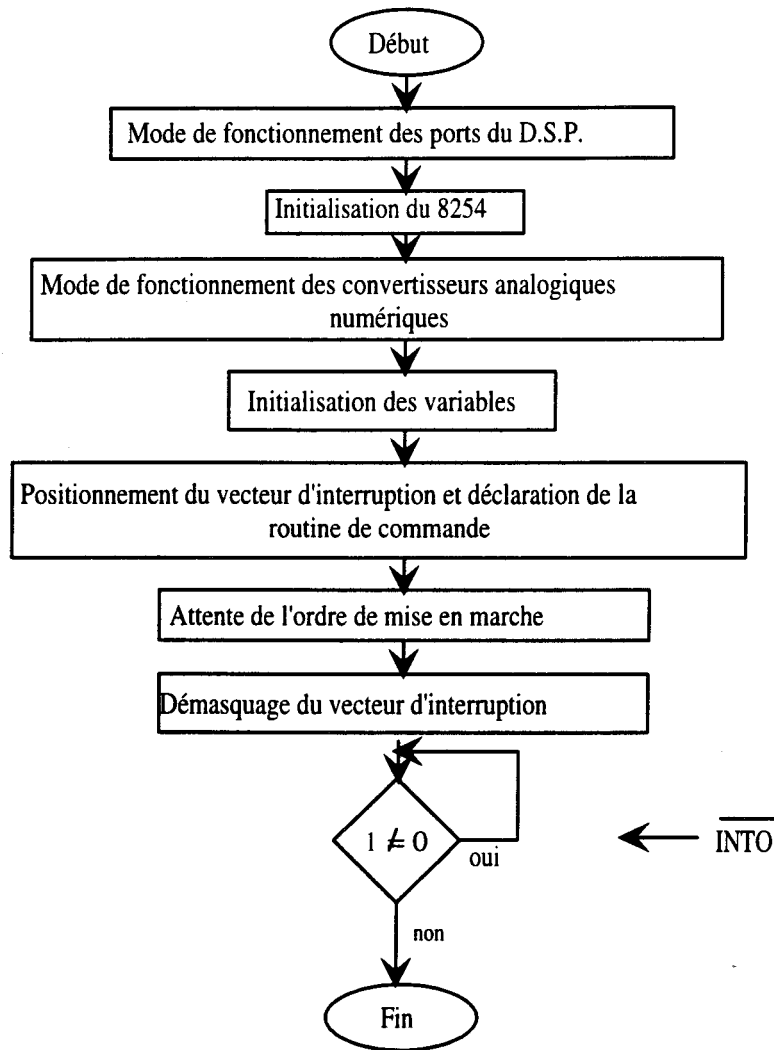


Figure IV.22. Organigramme du programme du DSP

Ainsi, synchronisée avec une horloge externe, la commande est exécutée à chaque période d'échantillonnage. Tandis que le programme principal est majoritairement écrit en langage assembleur, l'algorithme de commande est écrit en C96002 (version C écrite pour le DSP), afin de faciliter sa mise en oeuvre. Il se déroule suivant le chronogramme décrit à la figure IV.23.

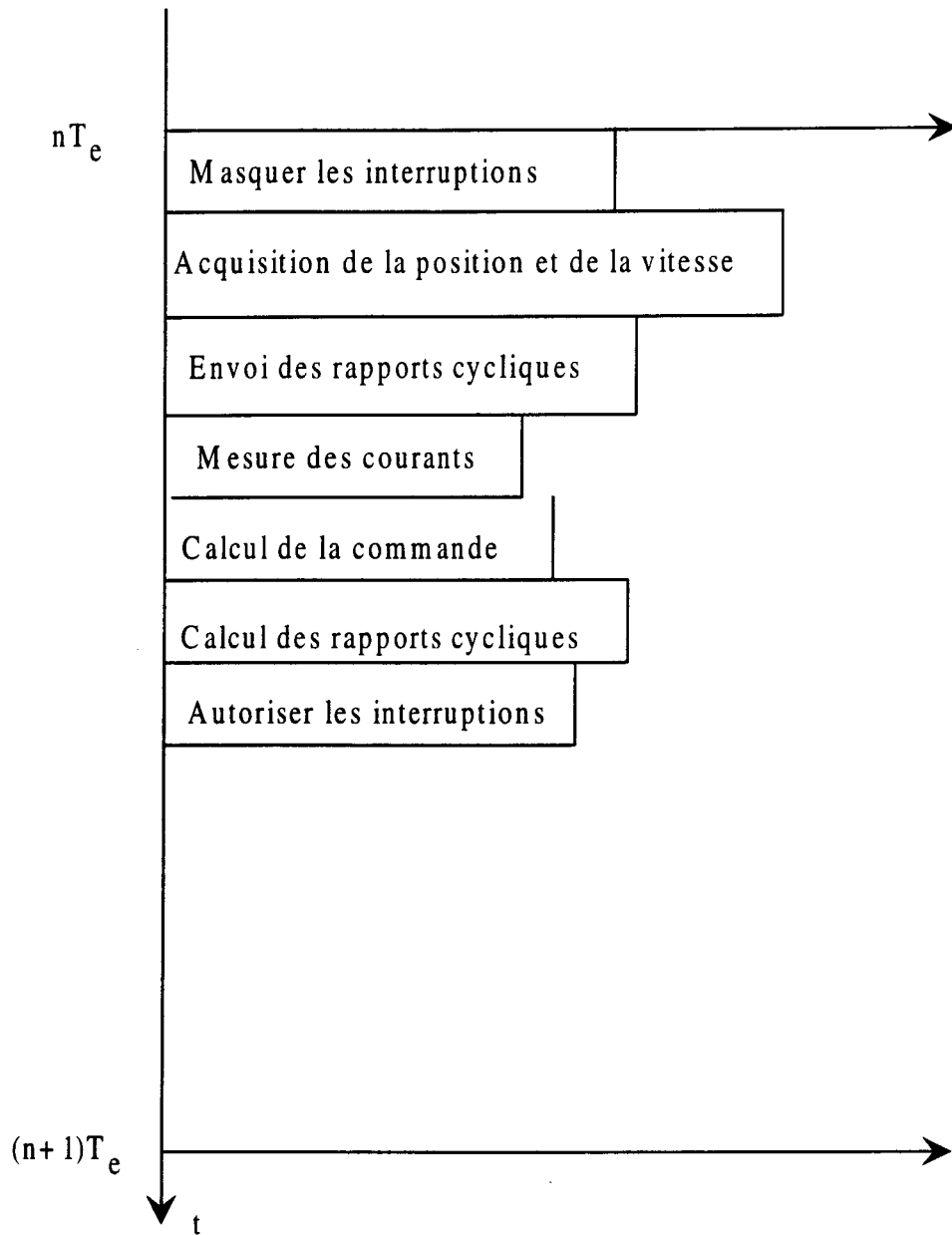


Figure IV.23. Diagramme temporel de l'interruption

Le calcul de la commande nécessite environ 150 à 180  $\mu\text{s}$ , ce qui n'est pas négligeable devant la plus petite des périodes d'échantillonnage considérées (cf chapitre III). Il est donc nécessaire d'en tenir compte dans le calcul des régulateurs (205  $\mu\text{s}$ ) (voir annexe 4).

### IV.3. Etude de l'axe de commande secondaire

L'axe de commande secondaire pilote le dispositif de dissipation d'énergie (Figure IV.3). Son rôle est de limiter la tension des condensateurs lors du fonctionnement en génératrice de la machine asynchrone.

La stratégie de commande retenue est un fonctionnement par hystérésis : si la tension aux bornes du redresseur dépasse  $E_{MAX}$  alors le transistor  $T_C$  est rendu passant ; si cette tension redescend en dessous de  $E_{MIN}$ , le transistor  $T_C$  est bloqué. Cette méthode nécessite la mise en place d'un bloc de contrôle des commutations et d'un automate de commande rapprochée.

Le bloc de contrôle des commutations est strictement identique à celui décrit lors de l'étude de l'axe de commande principal (§ IV.2.6.), sauf sur un seul point : il n'est pas nécessaire de construire la fonction de complémentarité.

L'automate de commande rapprochée élabore la fonction de connexion du transistor  $T_C$  à partir de la tension mesurée aux bornes du redresseur suivant le cycle d'hystérésis suivant :

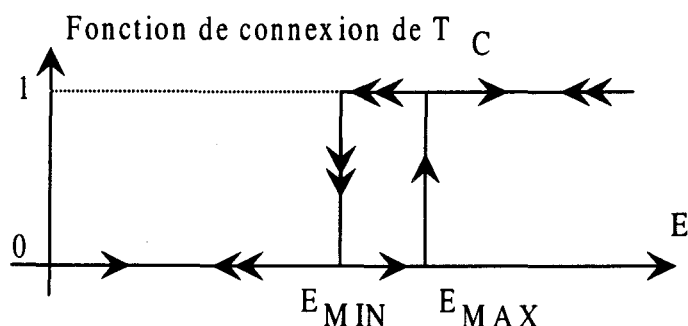


Figure IV.24. Cycle d'hystérésis de l'automate de commande rapprochée

Ayant décrit la commande et fixé le domaine de fonctionnement du transistor  $T_C$ , on peut alors dimensionner la résistance  $R_C$  (Figure IV.2.). Celle-ci doit dissiper une partie de l'énergie restituée par le moteur asynchrone lors d'une phase de freinage par exemple. Cette dernière, liée à la tension du redresseur et au courant  $i_e$  fourni par le redresseur, peut être estimée par simulation. Connaissant alors la valeur des capacités des condensateurs, on peut ainsi déterminer la valeur de la résistance  $R_C$  ainsi que la puissance qu'elle dissipe.

## **IV.4. Essais expérimentaux**

Le banc expérimental précédemment décrit est employé pour valider l'étude théorique, mais surtout pour développer les conclusions formulées à la fin du chapitre III.

D'abord, quelques valeurs numériques concernant la machine et l'onduleur sont précisées. Puis nous donnons la structure des correcteurs ainsi que les valeurs numériques des coefficients de réglage. Enfin nous étudions l'influence de la période d'échantillonnage puis celle des paramètres afin d'évaluer globalement les performances obtenues.

### **IV.4.1. Correcteurs utilisés**

Pour élaborer les correcteurs, il est nécessaire de connaître les paramètres du modèle de la machine et de l'onduleur.

Pour les essais expérimentaux, la tension redressée est fixée à 500 V. Par conséquent, de façon à éviter les plages de fonctionnement propres à solliciter les limites de l'onduleur, nous prendrons un champ d'investigation réduit : le flux  $\phi_{dR}$  est fixé à 0,9 Wb ; les vitesses sont comprises entre -800 tr/mn et 800 tr/mn ; le couple de charge reste inférieur à 12 Nm. L'annexe 3 présente un tableau des valeurs retenues.

Ces paramètres constituent la base de données de correcteurs dont la structure d'ensemble est présentée à la figure IV.25. :

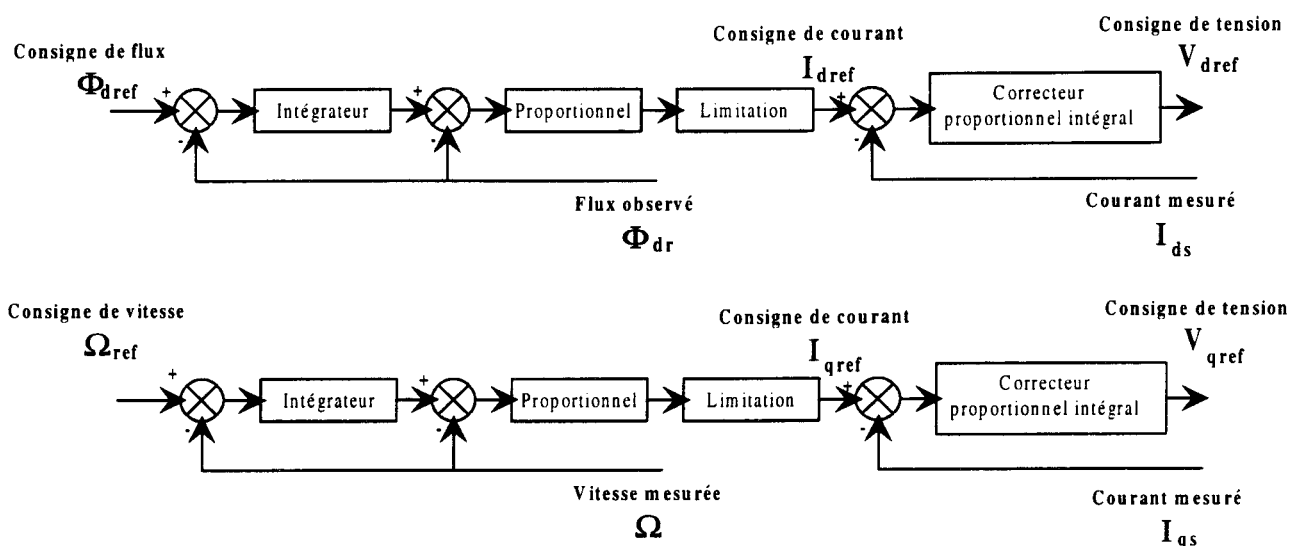


Figure IV.25. Structure des correcteurs

Les correcteurs de type intégral proportionnel ont une structure à deux boucles alors que ceux de type proportionnel intégral ont une forme classique. Les équations ainsi que les valeurs numériques sont présentées en annexe 4. Nous rappelons que deux périodes d'échantillonnage  $T_e$  sont envisagées pour l'observateur, donc pour les correcteurs de flux et de courant. Quant à la boucle de vitesse de vitesse, elle est échantillonnée à la période  $T_M$  constante.

Ayant précisé tous les paramètres de l'asservissement, nous allons analyser l'influence du réglage de l'observateur sur la réponse en vitesse.

#### IV.4.2. Influence de la période d'échantillonnage

On se propose de tester les différents gains retenus au chapitre III lors de l'étude de l'influence de la période d'échantillonnage (§ III.3.1.). Chaque type de discrétisation est envisagé : un observateur de gain  $K = \begin{pmatrix} 0 & -0.1 \\ 0.1 & 0 \end{pmatrix}$  dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre complet et un observateur de



gain  $K = \begin{pmatrix} -1 & -3,5 \\ 3,5 & -1 \end{pmatrix}$  dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre réduit sont donc mis en œuvre. Afin de rendre effective l'influence de la période d'échantillonnage, nous fixons celle-ci à 0.8108 ms, valeur voisine de celle envisagée au cours du chapitre III (§ III.3.1).

Un seul essai a été conduit : l'observateur issu de la méthode de discrétisation d'ordre réduit possède des pôles en z trop proches de zéro, le rendant ainsi trop sensible aux bruits. La figure IV.26 illustre la réponse en vitesse du moteur, dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre complet :

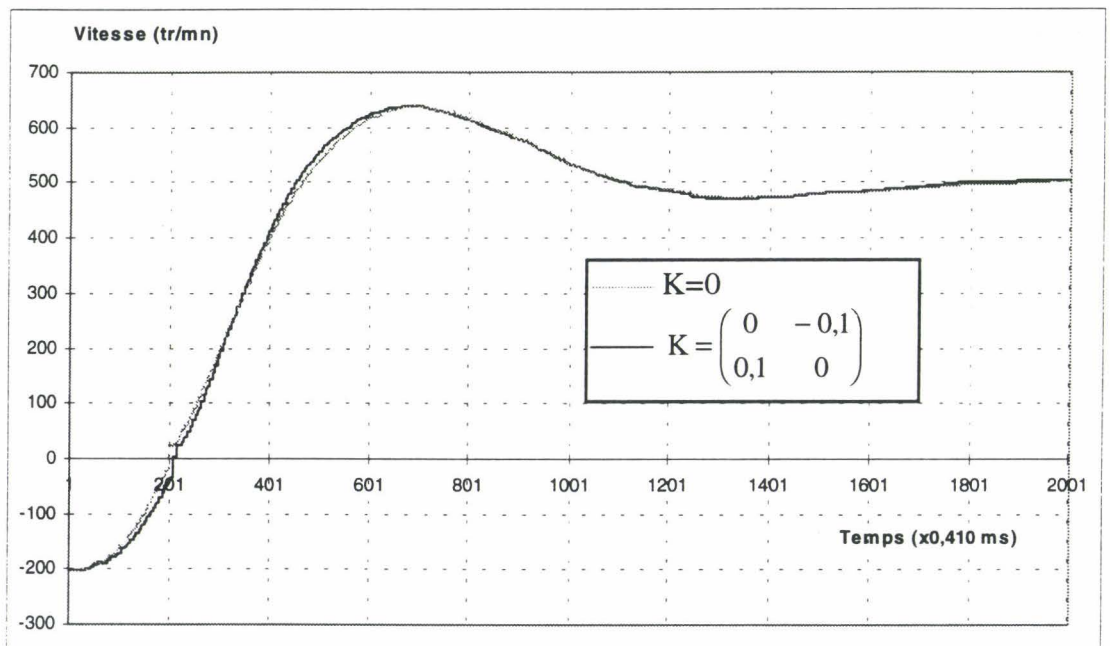


Figure IV.26. Réponse en vitesse

On constate une légère réduction du temps de réponse, toutefois non significative. Par conséquent, d'après le chapitre III, le seul avantage de cet observateur est de reconstituer correctement le flux.

### **IV.4.3. Influence des paramètres de la machine**

La démarche adoptée est la suivante : pour chaque erreur paramétrique, on présente la réponse en vitesse dans trois cas. Le premier cas correspond à un essai pour lequel les paramètres de l'observateur sont supposés être correctement estimés et le gain  $K$  est nul. Dans le second cas, une erreur volontaire d'un paramètre est introduite dans l'observateur, dont le gain  $K$  est toujours nul. Le troisième cas correspond à la mise en œuvre du gain  $K$  déterminé au chapitre III.

Tous les essais présentés sont réalisés avec une période d'échantillonnage  $T_e$  égale à 0,2054 ms. Quant aux paramètres employés, leurs valeurs supposées correctes sont données en annexe 3 et l'annexe 5 en détaille les valeurs modifiées. Nous rappelons que, au chapitre III, nous avons envisagé une erreur de 20% sur la résistance statorique, une erreur de 30% sur la mutuelle cyclique et une erreur de 33% sur la résistance rotorique.

Chaque partie suivante considère l'une des variations paramétriques citées précédemment.

#### **IV.4.3.1. Influence de la résistance statorique**

Une erreur  $x_{R_s}$  égale à 1,2 est introduite sur la valeur numérique de la résistance statorique employée dans les calculs de l'observateur.

Dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre complet, le gain retenu est indépendant de la vitesse (§ III.3.2.3.) :

$$K = K_1 = \begin{pmatrix} 0 & -0,1 \\ 0,1 & 0 \end{pmatrix} \quad \text{IV.24.}$$

Le test expérimental a été conduit sur un échelon de vitesse de 0 à 800 tr/mn (figure IV.27.). Le couple atteint en régime permanent vaut 12 Nm.

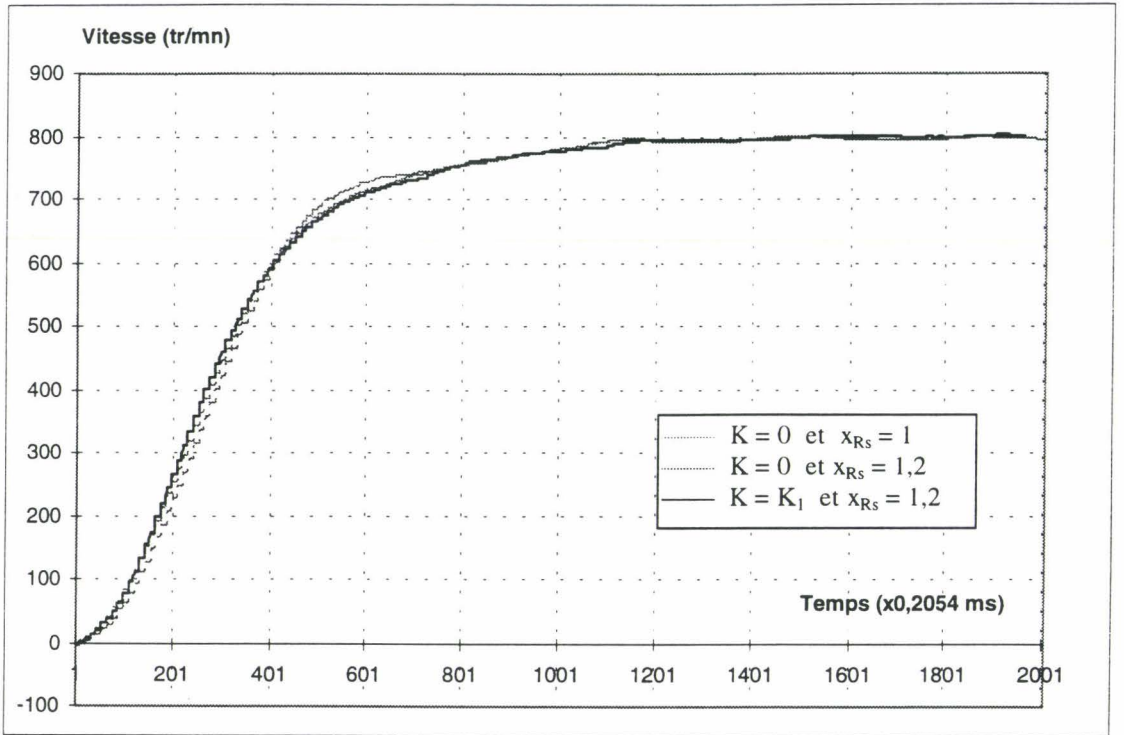


Figure IV.27. Réponse en vitesse

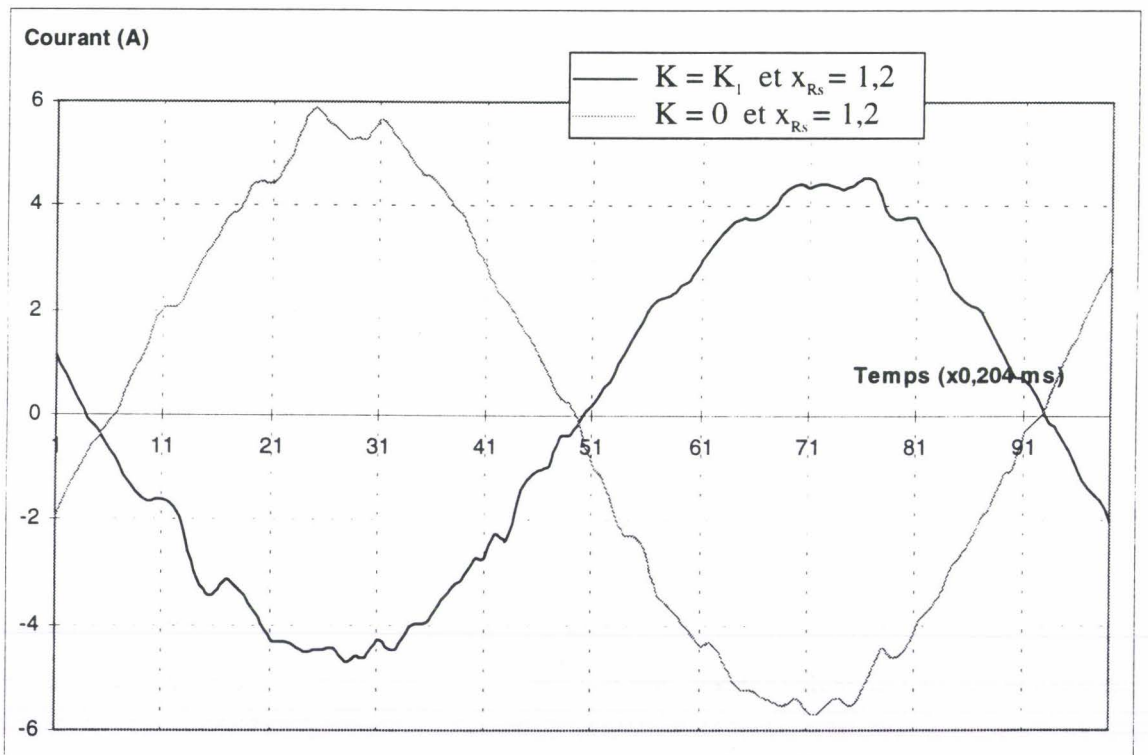


Figure IV.28. Allure du courant de la phase a en régime permanent

On ne remarque aucune amélioration du temps de réponse à 95% : le peu d'incidence du gain K est dû à sa faible valeur numérique. Toutefois, d'après la figure IV.28, on constate un gain énergétique important : la valeur efficace du courant triphasé est plus faible en présence d'un observateur, c'est à dire lorsque la matrice K n'est pas nulle.

#### IV.4.3.2. Influence de la mutuelle cyclique

Dans le cas de la méthode de discrétisation d'ordre réduit, trois essais sont présentés (Figure IV.29.). Pour le premier, les paramètres sont supposés correctement estimés et le gain K de l'observateur est nul ; dans le deuxième essai, une erreur  $r_M$  égale à 1,3 est introduite sur la valeur numérique de la mutuelle cyclique employée dans les calculs de l'observateur dont le gain K est toujours nul ; quant au troisième essai, l'erreur  $r_M$  et le gain K ont respectivement pour valeur 1,3 et  $K_2$  définie par :

$$K = K_2 = \begin{pmatrix} -1 & -0.25 \\ 0.25 & -1 \end{pmatrix} \quad \text{IV.25.}$$

Chaque réponse en vitesse, conduisant au même point de fonctionnement que dans le cas de la variation de résistance statorique, est illustrée par la figure IV.29 :

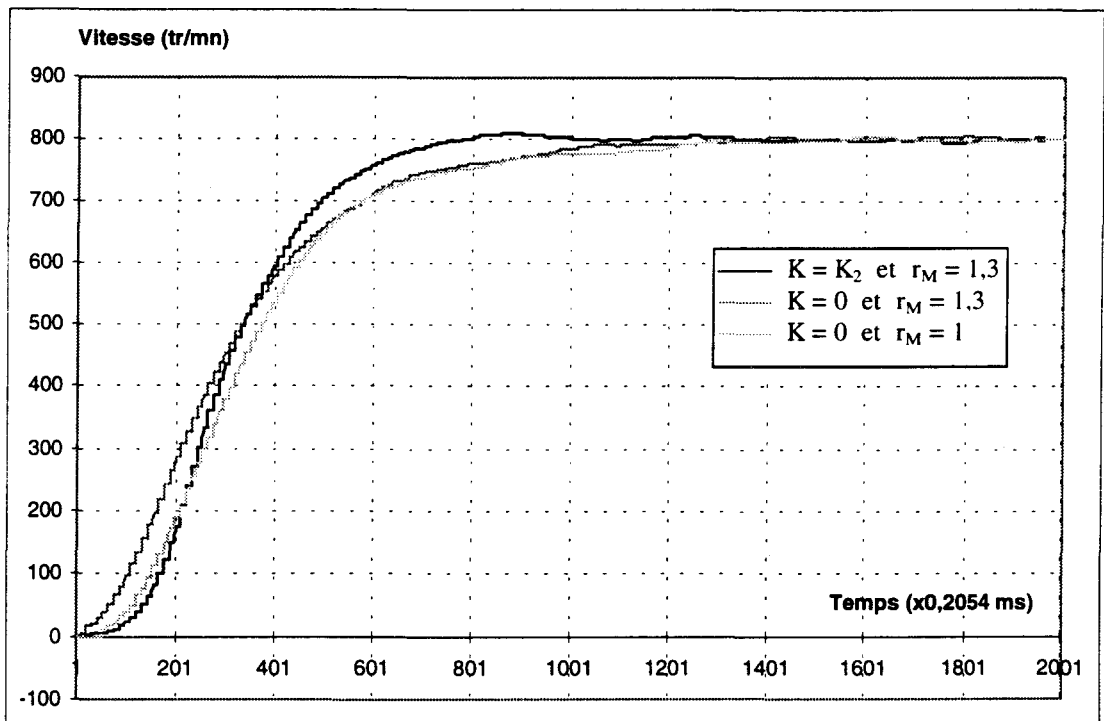


Figure IV.29. Réponse en vitesse

On constate une nette amélioration du temps de réponse à 95% : il passe de 160 ms à 124ms. Quant à la valeur du courant efficace primaire, en régime permanent, elle ne présente pas de différence notable. Dans ces conditions, on peut affirmer qu'une meilleure reconstitution du flux conduit à une amélioration des performances dynamiques et énergétiques du moteur.

#### IV.4.3.3. Influence de la résistance rotorique

Le cas de la méthode de discrétisation d'ordre réduit est testé expérimentalement avec un gain K indépendant de la vitesse:

Les trois mêmes types d'essais que précédemment sont envisagés : une erreur  $x_{Rr}$  égale à 1,33 est introduite sur la valeur numérique de la résistance rotorique utilisée dans les calculs de l'observateur, pour les deuxième et troisième essais ; le gain K assurant la correction au troisième essai est défini par (§ III.3.2.2.) :

$$K = K_3 = \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{pmatrix} \quad \text{IV.26.}$$

La réponse en vitesse, conduisant au même point de fonctionnement que dans le cas de la variation de résistance statorique, est illustrée par la figure IV.30 :

De même que précédemment, on constate une nette amélioration du temps de réponse à 95% : il passe de 178 ms à 120 ms. Ainsi une meilleure reconstitution du flux conduit à une amélioration des performances dynamiques du moteur.

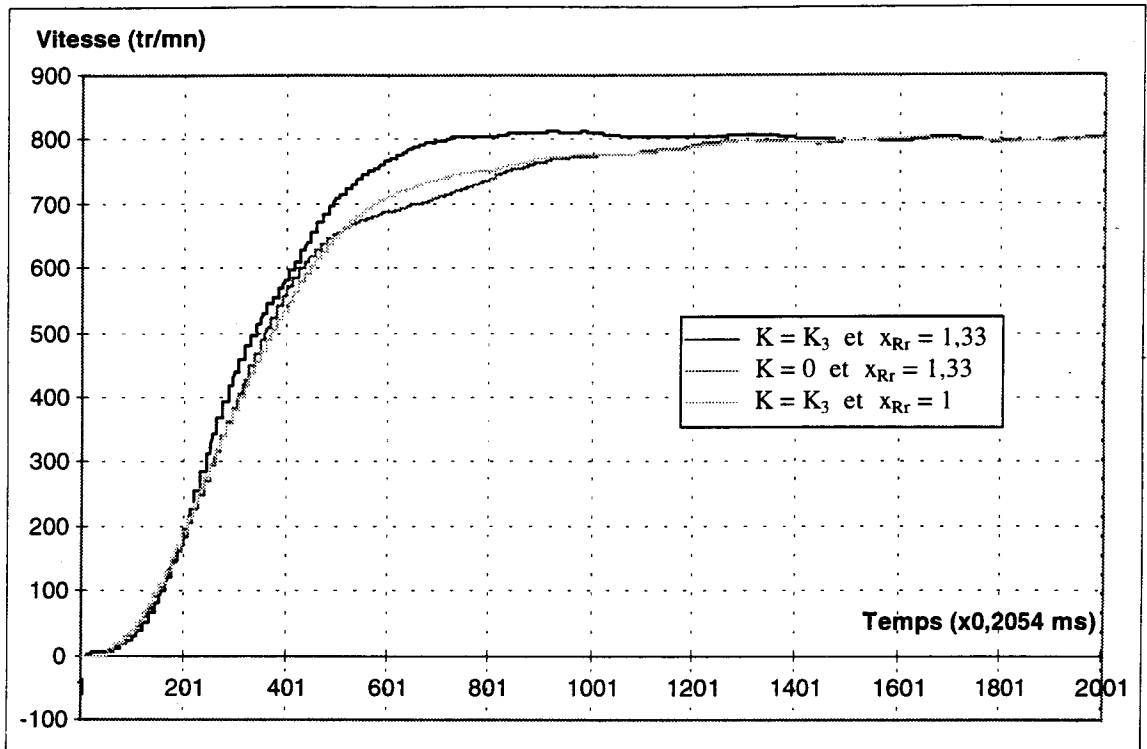


Figure IV.30. Réponse en vitesse

## **Conclusion**

Les gains K constants retenus au chapitre III sont bénéfiques à l'amélioration du temps de réponse en vitesse dans le cas d'une mauvaise estimation paramétrique et d'une utilisation d'une période d'échantillonnage trop grande. Les gains variables en fonction de la vitesse ne se sont pas révélés satisfaisants quant à la forme des courants.

# **CONCLUSION GENERALE**



## CONCLUSION GENERALE

Pour conserver un comportement optimal du moteur asynchrone, il est nécessaire d'élaborer des lois de commande pouvant prendre en considération les effets non linéaires consécutifs à un environnement d'électronique et de commande : nous avons choisi de mettre en œuvre un observateur déterministe. Nous avons alors développé une méthode de recherche systématique de son gain en régime permanent, en présence d'erreurs sur les paramètres et surtout en tenant compte de la période d'échantillonnage. Les résultats, complétés par une simulation en régime dynamique, valident cette approche. Les tests expérimentaux confirment la théorie en mettant en avant un autre avantage de l'observateur : une amélioration notable de la dynamique de vitesse en présence d'erreurs des paramètres.

Cependant, nous n'avons pas réussi à mettre en œuvre un gain variable en fonction de la vitesse. Les résultats restent donc incomplets et d'autres investigations sont encore nécessaires pour mieux les interpréter. Notamment, il serait intéressant de pouvoir comparer les réponses en vitesse issues de l'expérimentation et celles déduites d'une simulation numérique prenant en compte, en régime dynamique, les effets non-linéaires dus à la machine asynchrone et à son environnement d'électronique et de commande.

En outre, le domaine d'étude de l'observateur peut être étendu : par exemple, regarder l'influence du gain lorsque la machine fonctionne en génératrice ou en désexcitation. En effet rien ne nous permet d'affirmer que les gains, validés en fonctionnement moteur, sont encore efficaces.

De plus la méthode de calcul du gain décrite au deuxième chapitre est générale à tout type d'observateur déterministe : notamment, elle ne dépend pas du référentiel choisi pour la reconstitution du flux. Par conséquent, une recherche plus large des gains d'observateurs peut être entreprise. Notamment nous pouvons envisager de comparer l'efficacité d'autres observateurs (flux statorique par exemple).

Enfin cette méthode gagnerait à être validée en simulation avec d'autres modèles de machine, utilisant, par exemple, un modèle de Park à paramètres variables, ou basé sur les réseaux de perméances : la simulation serait alors plus proche de la réalité et permettrait d'éviter quelques essais expérimentaux.



# **ANNEXES**

# ANNEXE 1

## DONNEES CONSTRUCTIVES DE LA MACHINE

Puissance nominale:	3 kW
Nombre de paires de pôles :	$p = 2$
Tension nominale	380 V
Courant nominal:	6,78 A
Mutuelle cyclique	178 mH
Inductance cyclique statorique	185,06 mH
Inductance cyclique rotorique	186,9 mH
Résistance statorique :	1,896 $\Omega$
Résistance rotorique :	1,283 $\Omega$
Vitesse nominale :	1432 tr/mn
Couple nominal	20 Nm
Echauffement	78 K

## ANNEXE 2

### STRUCTURE DES MATRICES H ET K

Cette annexe présente une démonstration mathématique concernant la structure des matrices H et K définies au chapitre II (Eq. II.83 et II.55)

#### I. Enoncé du problème

Soit une matrice H définie par l'équation A2.1 :

$$H = \begin{pmatrix} h_1 & h_2 \\ h_3 & h_4 \end{pmatrix} \quad \text{A2.1.}$$

Soit un vecteur quelconque  $\varphi_R(n)$ , dépendant de n :

$$\varphi_R(n) = \begin{pmatrix} \varphi_\alpha(n) \\ \varphi_\beta(n) \end{pmatrix} \quad \text{A2.2.}$$

A ce vecteur, on associe le vecteur  $\varphi_{R_0}(n)$  défini par la relation suivante :

$$\varphi_{R_0}(n) = \begin{pmatrix} \varphi_{\alpha_0}(n) \\ \varphi_{\beta_0}(n) \end{pmatrix} = H\varphi_R(n) \quad \text{A2.3.}$$

On définit deux nombres :  $E_M$  est appelé erreur de module et  $E_o$  erreur d'orientation (Eq. A2.4. et A2.5.).

$$E_M^2 = \frac{{}'\varphi_R(n)\varphi_R(n)}{{}'\varphi_R(n)'HH\varphi_R(n)} = \frac{{}'\varphi_{R_0}(n)'H^{-1}H^{-1}\varphi_{R_0}(n)}{{}'\varphi_{R_0}(n)\varphi_{R_0}(n)} \quad \text{A2.4.}$$

$$E_o = \text{Arc tan} \frac{\varphi_\beta(n)}{\varphi_\alpha(n)} - \text{Arc tan} \frac{\varphi_{\beta_0}(n)}{\varphi_{\alpha_0}(n)} \quad \text{A2.5.}$$

Par hypothèse, les coefficients  $h_1, h_2, h_3, h_4$  sont indépendants de n.

Sachant que les nombres  ${}^t\varphi_{R_0}(n)\varphi_{R_0}(n)$  et  $\text{Arc tan} \frac{\varphi_{\beta_0}(n)}{\varphi_{\alpha_0}(n)}$  sont indépendants de  $n$ , on désire que les erreurs de module  $E_M$  et d'orientation  $E_o$  soient indépendantes des coordonnées du vecteur  $\varphi_R(n)$ . Quelles sont alors les structures à retenir pour la matrice  $H$  ?

## II. Condition sur l'erreur de module

Pour que l'erreur de module  $E_M$  soit indépendante des coordonnées de  $\varphi_R(n)$ , il faut et il suffit que  ${}^t\varphi_{R_0}(n)\varphi_{R_0}(n)$  soit indépendant de  $n$ .

Or, d'après A2.3. :

$${}^t\varphi_R(n)\varphi_R(n) = {}^t\varphi_{R_0}(n) {}^t H^{-1} H^{-1} \varphi_{R_0}(n) \quad \text{A2.6.}$$

On pose :

$$H^{-1} = \begin{pmatrix} h'_1 & h'_2 \\ h'_3 & h'_4 \end{pmatrix} \quad \text{A2.7.}$$

Il en résulte que l'équation A2.6 devient :

$${}^t\varphi_R(n)\varphi_R(n) = [h'^2_1 + h'^2_3] \varphi_{\alpha_0}^2(n) + 2(h'_1 h'_2 + h'_3 h'_4) \varphi_{\alpha_0}(n) \varphi_{\beta_0}(n) + [h'^2_2 + h'^2_4] \varphi_{\beta_0}^2(n) \quad \text{A2.8.}$$

### II.1. Condition nécessaire

Supposons que  ${}^t\varphi_{R_0}(n)\varphi_{R_0}(n)$  est indépendant de  $n$ . Posons alors :

$${}^t\varphi_R(n)\varphi_R(n) = \varphi_{\beta}^2(n) + \varphi_{\alpha}^2(n) = M_R \quad \text{A2.9.}$$

$${}^t\varphi_{R_0}(n)\varphi_{R_0}(n) = \varphi_{\beta_0}^2(n) + \varphi_{\alpha_0}^2(n) = M_o \quad \text{A2.10.}$$

$M_R$  et  $M_o$  sont deux constantes réelles par hypothèses. Elles sont positives ou nulles de part leur définition. Il en résulte que l'équation A2.8 s'écrit

$$M_R = [(h'^2_1 + h'^2_3) - (h'^2_2 + h'^2_4)] \varphi_{\alpha_0}^2(n) + 2(h'_1 h'_2 + h'_3 h'_4) \varphi_{\alpha_0}(n) \varphi_{\beta_0}(n) + (h'^2_2 + h'^2_4) M_o \quad \text{A2.11.}$$

On en déduit que :

$$\left\{ \left( h_1'^2 + h_3'^2 \right) - \left( h_2'^2 + h_4'^2 \right) \right\} \varphi_{\alpha_0}(n) + 2(h_1' h_2' + h_3' h_4') \varphi_{\beta_0}(n) \varphi_{\alpha_0}(n) = C \quad \text{A2.12.}$$

où C est une constante.

Cherchons à déterminer sa valeur. La remarque précédente est valable pour tout nombre n, donc pour tout couple  $(\varphi_{\alpha_0}, \varphi_{\beta_0})$ . En particulier, la paire  $[0, \varphi_{\beta_0}(n)]$  vérifie l'équation A2.12, qui s'écrit alors :

$$C = 0 \quad \text{A2.13.}$$

Nous connaissons donc maintenant la valeur de la constante C. Nous la reportons dans l'équation A2.12 :

$$\varphi_{\alpha_0}(n) \left\{ \left( h_1'^2 + h_3'^2 \right) - \left( h_2'^2 + h_4'^2 \right) \right\} \varphi_{\alpha_0}(n) + 2(h_1' h_2' + h_3' h_4') \varphi_{\beta_0}(n) \varphi_{\alpha_0}(n) = 0 \quad \text{A2.14.}$$

Cette équation est toujours valable pour tous les couples  $(\varphi_{\alpha_0}, \varphi_{\beta_0})$ , en particulier si  $\varphi_{\alpha_0} n$  est pas nul. Par conséquent, l'équation A2.14 devient :

$$\left\{ \left( h_1'^2 + h_3'^2 \right) - \left( h_2'^2 + h_4'^2 \right) \right\} \varphi_{\alpha_0}(n) + 2(h_1' h_2' + h_3' h_4') \varphi_{\beta_0}(n) \varphi_{\alpha_0}(n) = 0 \quad \text{A2.15.}$$

L'équation A2.15 est bien sûr valable si  $\varphi_{\beta_0}$  est nul et si  $\varphi_{\alpha_0}$  est différent de zéro. Il en résulte que :

$$h_1'^2 + h_3'^2 = h_2'^2 + h_4'^2 \quad \text{A2.16.}$$

Par conséquent, l'équation A2.15 devient :

$$(h_1' h_2' + h_3' h_4') \varphi_{\beta_0}(n) = 0 \quad \text{A2.17.}$$

Celle-ci est valable pour tous les nombres  $\varphi_{\beta_0}(n)$ . D'où :

$$h_1' h_2' + h_3' h_4' = 0 \quad \text{A2.18.}$$

Les équations A2.15 et A2.18 permettent de conclure sur la structure du produit  ${}^t H^{-1} H^{-1}$  :

$${}^t H^{-1} H^{-1} = \left( h_1'^2 + h_3'^2 \right) \Pi_2 \quad \text{A2.19.}$$

où  $\Pi_2$  représente la matrice unité.

Avant de continuer sur la structure de la matrice H, vérifions que les équations A2.16 et A2.18 sont suffisantes pour obtenir une erreur de module indépendante de  $E_M$ .

## II.2. Condition suffisante

On suppose que les relations A2.16 et A2.18 sont vérifiées. Il en résulte que l'équation A2.19 est vraie. En la reportant dans A2.8, nous obtenons :

$${}^t\varphi_R(n)\varphi_R(n) = (h'_1{}^2 + h'_3{}^2) {}^t\varphi_{R_0}(n)\varphi_{R_0}(n) \quad \text{A2.20.}$$

Or par hypothèse, le produit  ${}^t\varphi_{R_0}(n)\varphi_{R_0}(n)$  est indépendant de  $n$ . Donc le produit  ${}^t\varphi_R(n)\varphi_R(n)$  est indépendant de  $n$  ainsi que l'erreur de module  $E_M$  d'après sa définition A2.4.

## II.3. Conséquences sur la structure de $H^{-1}$

Nous avons donc montré que les relations A2.16 et A2.18 sont des conditions nécessaires et suffisantes pour que l'erreur de module  $E_M$  soit indépendante de  $n$ . Celles-ci peuvent être résumées par l'expression A2.21 :

$${}^tH^{-1}H^{-1} = \begin{pmatrix} h'_1{}^2 + h'_3{}^2 & h'_1 h'_2 + h'_3 h'_4 \\ h'_1 h'_2 + h'_3 h'_4 & h'_2{}^2 + h'_4{}^2 \end{pmatrix} = \tilde{H} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad \text{A2.21.}$$

où  $\tilde{H}$  est un nombre vérifiant :

$$\tilde{H} = h'_1{}^2 + h'_3{}^2 = h'_2{}^2 + h'_4{}^2 \quad \text{A2.22.}$$

Donc  $\tilde{H}$  est positif ou nul.

### II.3.1. Premier cas : $\tilde{H} = 0$

Si la constante  $\tilde{H}$  est nulle, alors :

$$\begin{cases} h'_1{}^2 + h'_3{}^2 = 0 \\ h'_2{}^2 + h'_4{}^2 = 0 \end{cases} \quad \text{A2.23.}$$

Comme  $h'_1, h'_2, h'_3$  et  $h'_4$  sont des réels, il en résulte que :

$$h'_1 = h'_2 = h'_3 = h'_4 = 0 \quad \text{A2.24.}$$

La matrice  $H^{-1}$ , donc aussi la matrice  $H$ , nulles toutes les deux, conviennent à notre problème.

### II.3.2. Deuxième cas : $\tilde{H} \neq 0$

On pose :

$$\begin{cases} h''_1 = \frac{h'_1}{\sqrt{\tilde{H}}} \\ h''_2 = \frac{h'_2}{\sqrt{\tilde{H}}} \\ h''_3 = \frac{h'_3}{\sqrt{\tilde{H}}} \\ h''_4 = \frac{h'_4}{\sqrt{\tilde{H}}} \end{cases} \quad \text{A2.25.}$$

D'après la relation A2.21, on en déduit que les coefficients  $h''_1, h''_2, h''_3$  et  $h''_4$  vérifient :

$$\begin{cases} h''_1{}^2 + h''_3{}^2 = 1 \\ h''_1 h''_2 + h''_3 h''_4 = 0 \\ h''_2{}^2 + h''_4{}^2 = 1 \end{cases} \quad \text{A2.26.}$$

Les première et troisième égalités du système A2.26 nous permettent de poser :

$$\begin{cases} h''_1 = \cos \theta_a \\ h''_3 = \pm \sin \theta_a \\ h''_2 = \cos \theta_b \\ h''_4 = \pm \sin \theta_b \end{cases} \quad \text{A2.27.}$$

où  $\theta_a$  et  $\theta_b$  sont deux réels quelconques.

La deuxième équation du système A2.26 conduit à une relation entre les réels  $\theta_a$  et  $\theta_b$  :

$$\cos \theta_a \cos \theta_b \pm \sin \theta_a \sin \theta_b = 0 \quad \text{A2.28.}$$

Cette équation s'écrit aussi :

$$\cos(\theta_a \pm \theta_b) = 0 \quad \text{A2.29.}$$

On en déduit que :

$$\theta_a \pm \theta_b = (2k+1)\frac{\pi}{2} \quad \text{A2.30.}$$

où  $k$  est un entier relatif quelconque.

Cette égalité permet d'affirmer que :

$$\begin{cases} \cos \theta_b = \pm \sin \theta_a \\ \sin \theta_b = \pm \cos \theta_a \end{cases} \quad \text{A2.31.}$$



D'après A2.27, on obtient ainsi les relations générales entre les coefficients  $h''_1$ ,  $h''_2$ ,  $h''_3$  et  $h''_4$

:

$$\begin{cases} h''_2 = \pm h''_3 \\ h''_4 = \pm h''_1 \end{cases} \quad \text{A2.32.}$$

En utilisant la deuxième équation du système A2.26, nous retenons les seules combinaisons possibles pour la matrice  $H^{-1}$  d'après la définition A2.25 :

$$H^{-1} = \begin{pmatrix} h'_1 & -h'_3 \\ h'_3 & h'_1 \end{pmatrix} \quad \text{ou} \quad H^{-1} = \begin{pmatrix} h'_1 & h'_3 \\ h'_3 & -h'_1 \end{pmatrix} \quad \text{A2.33.}$$

### II.3.3. Conclusion

On en conclut que seulement deux types de matrices  $H^{-1}$  conviennent : leurs expressions sont données par A2.33 où  $h'_1$  et  $h'_3$  sont des réels quelconques.

### II.4. Structure de la matrice H

L'inversion des expressions A2.33 de  $H^{-1}$  conduit à l'expression de  $H$ . Deux cas sont à distinguer :

$$1) h_1'^2 + h_3'^2 \neq 0$$

$$H = \frac{1}{h_1'^2 + h_3'^2} \begin{pmatrix} h'_1 & h'_3 \\ -h'_3 & h'_1 \end{pmatrix} \quad \text{ou} \quad \text{A2.34.}$$

$$H = \frac{1}{h_1'^2 + h_3'^2} \begin{pmatrix} h'_1 & h'_3 \\ h'_3 & -h'_1 \end{pmatrix}$$

$$2) h_1'^2 + h_3'^2 = 0$$

$$H = 0 \quad \text{A2.35.}$$

On remarque que  $H$  et  $H^{-1}$  ont la même structure.

En conclusion, les structures de  $H$  qui rendent  $E_M$  indépendant de  $n$  sont :

$$H = \begin{pmatrix} h'_1 & -h'_3 \\ h'_3 & h'_1 \end{pmatrix} \text{ ou } H = \begin{pmatrix} h'_1 & h'_3 \\ h'_3 & -h'_1 \end{pmatrix} \quad \text{A2.36.}$$

On en déduit, d'après A2.4, que l'erreur de module s'écrit alors :

$$E_M = \frac{1}{h_1^2 + h_3^2} \quad \text{A2.37.}$$

### **III. Condition de l'erreur d'orientation**

On retient la matrice H de l'équation A2.36. Pour chacune d'elles, nous calculons l'erreur d'orientation  $E_o$  et cherchons la condition pour laquelle  $E_o$  est indépendante de n.

#### **III.1. Premier cas**

Nous supposons que H est la forme suivante :

$$H = \begin{pmatrix} h_1 & h_3 \\ h_3 & -h_1 \end{pmatrix} \quad \text{A2.38.}$$

D'après le paragraphe II.4., nous savons que  $H^{-1}$  a la même structure :

$$H^{-1} = \begin{pmatrix} h'_1 & h'_3 \\ h'_3 & -h'_1 \end{pmatrix} \quad \text{A2.39.}$$

Grâce à la définition A2.3, nous calculons  $\varphi_R(n)$ . Sa valeur est reportée dans l'expression A2. de l'erreur d'orientation :

$$E_o = \text{Arctan} \frac{h'_3 \varphi_{\alpha o} - h'_1 \varphi_{\beta o}}{h'_1 \varphi_{\alpha o} + h'_3 \varphi_{\beta o}} - \text{Arctan} \frac{\varphi_{\beta o}}{\varphi_{\alpha o}} \quad \text{A2.40.}$$

On calcule  $\tan E_o$  en utilisant la formule trigonométrique donnant la tangente d'une somme d'angles en fonction de ces angles :

$$\tan E_o = \frac{\frac{h'_3 \varphi_{\alpha o} - h'_1 \varphi_{\beta o}}{h'_1 \varphi_{\alpha o} + h'_3 \varphi_{\beta o}} - \frac{\varphi_{\beta o}}{\varphi_{\alpha o}}}{1 + \frac{h'_3 \varphi_{\alpha o} - h'_1 \varphi_{\beta o}}{h'_1 \varphi_{\alpha o} + h'_3 \varphi_{\beta o}} + \frac{\varphi_{\beta o}}{\varphi_{\alpha o}}} \quad \text{A2.41.}$$

Après simplification, on obtient :

$$\tan E_o = \frac{h'_3 (\varphi_{\alpha o}^2 - \varphi_{\beta o}^2) - 2h'_1 \varphi_{\alpha o} \varphi_{\beta o}}{h'_1 (\varphi_{\alpha o}^2 - \varphi_{\beta o}^2) + 2h'_3 \varphi_{\alpha o} \varphi_{\beta o}} \quad \text{A2.42.}$$

Nous allons montrer que cet angle  $E_o$  dépend de  $n$ . Prenons par exemple :

$$\varphi_{Ro1}(n) = \begin{pmatrix} \varphi_{\alpha o1} \\ 0 \end{pmatrix} \quad \text{A2.43.}$$

On obtient alors :

$$\tan E_{o1} = \frac{h'_3}{h'_1} \quad \text{A2.44.}$$

Choisissons un autre exemple :

$$\varphi_{Ro2}(n) = \begin{pmatrix} \varphi_{\alpha o2} \\ \varphi_{\alpha o2} \end{pmatrix} \quad \text{A2.45.}$$

On obtient alors :

$$\tan E_{o2} = -\frac{h'_1}{h'_3} \quad \text{A2.46.}$$

On remarque alors que :

$$E_{o1} \neq E_{o2} \quad \text{A2.47.}$$

Par conséquent, cette forme de matrice  $H$  ne permet pas d'avoir une erreur d'orientation indépendante de  $n$ .

### III.2. Deuxième cas

Nous supposons maintenant que  $H$  est de la forme suivante :

$$H = \begin{pmatrix} h_1 & -h_3 \\ h_3 & h_1 \end{pmatrix} \quad \text{A2.48.}$$

De la même manière que précédemment, nous déterminons  $E_o$  :

$$E_o = \text{Arctan} \frac{h'_3 \varphi_{\alpha o} + h'_1 \varphi_{\beta o}}{-h'_3 \varphi_{\alpha o} + h'_1 \varphi_{\beta o}} - \text{Arctan} \frac{\varphi_{\beta o}}{\varphi_{\alpha o}} \quad \text{A2.49.}$$

On en déduit facilement  $\tan E_o$ . Après simplification, il vient :

$$\tan E_o = \frac{h'_3}{h'_1} \quad \text{A2.50.}$$

Nous pouvons alors en déduire que l'erreur d'orientation  $E_o$  est indépendante de l'instant  $n$ .

## **IV. Conclusion**

Pour que les erreurs de module  $E_M$  et d'orientation  $E_o$  soient indépendantes de  $n$ , il faut et il suffit que la matrice  $H$  soit de la forme suivante :

$$H = \begin{pmatrix} h_1 & -h_3 \\ h_3 & h_1 \end{pmatrix} \quad \text{A2.51.}$$

Comme, cette structure matricielle est déjà respectée par les matrices  $A_{d11}$ ,  $A_{d12}$ ,  $A_{d21}$ ,  $A_{d22}$ ,  $B_{d1}$  et  $B_{d2}$  de l'observateur (Eq. II.41.), il faut donc que la matrice  $K$  soit de la forme :

$$K = \begin{pmatrix} k_1 & -k_2 \\ k_2 & k_3 \end{pmatrix} \quad \text{A2.52.}$$

## ANNEXE 3

### DONNEES EXPERIMENTALES SUR LA MACHINE

Ci dessus sont présentées les valeurs des coefficients de la machine retenus pour les essais expérimentaux.

$L_{CS}$ : inductance cyclique statorique (Eq. I.9)	0,236 H
$L_{CR}$ : inductance cyclique rotorique (Eq. I.9)	0,2364 H
$M_C$ : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor (Eq. I.9)	0,227 H
$R_S$ : résistance d'une phase statorique	1,845 $\Omega$
$R_R$ : résistance d'une phase rotorique	1,6 $\Omega$
$T_R$ : constante de temps rotorique (Eq. I.37)	0,14775 s
$T_S$ : constante de temps statorique (Eq. ?)	0,127913 s
$\sigma$ : coefficient de fuites (Eq. I.30)	0,076382

# ANNEXE 4

## CORRECTEURS DE FLUX, VITESSE ET COURANTS

Cette annexe présente d'abord les équations des correcteurs de flux, vitesse et courants. Elle conclut sur un tableau des valeurs numériques des coefficients suivant la période d'échantillonnage envisagée.

### I. EQUATIONS DES CORRECTEURS NUMERIQUES

#### I.1. Correcteurs de flux et de vitesse

Ces correcteurs sont de type intégral proportionnel :

- Correcteur de flux

$$e_F(n) = \phi_{dRef}(n) - \phi_{dR}(n)$$

$$x_F(n) = x_F(n-1) + e_F(n)$$

$$I_{dRef}(n) = K_{F2} [K_{F1} x_F(n) - \phi_{dR}(n)]$$

- Correcteur de vitesse

$$e_V(n) = \Omega_{Ref}(n) - \Omega(n)$$

$$x_V(n) = x_V(n-1) + e_V(n)$$

$$I_{qRef}(n) = K_{V2} [K_{V1} x_V(n) - \Omega(n)]$$

Les coefficients sont obtenus par une étude en continu : la méthode de l'optimum symétrique de Kessler permet d'en calculer les valeurs numériques. Le passage en échantillonné s'effectue par l'utilisation de la transformation de Padé.

Remarque : Compte tenu des capacités du banc expérimental, la période d'échantillonnage  $T_M$  de la vitesse est fixée à 13 ms tandis que celle intervenant dans l'asservissement de flux peut prendre deux valeurs : 0,2054 ms ou 0,8108 ms.

## I.2. Correcteurs de courant

Ces correcteurs sont de type proportionnel intégral :

$$\begin{aligned}e_1(n) &= I_{\text{Ref}}(n) - I_{\text{Mes}}(n) \\x_1(n) &= x_1(n-1) + e_1(n) \\V_{\text{Ref}}(n) &= K_2 [K_1 x_1(n) + e_1(n)]\end{aligned}$$

Le courant  $I_{\text{Ref}}$  symbolise soit  $I_{d\text{Ref}}$ , soit  $I_{q\text{Ref}}$  ;  $I_{\text{mes}}$  correspond alors soit à  $I_{dS}$ , soit à  $I_{qS}$  selon la boucle de courant envisagée (fig. III.26.). Les coefficients s'obtiennent, d'une part en compensant le pôle en  $z$  de la fonction de transfert discrétisée entre le courant et la tension, et, d'autre part, par l'application de la méthode de l'amortissement relatif optimal.

Deux périodes d'échantillonnage sont envisagées : 0,2054 ms ou 0,8108 ms.

## II. VALEURS NUMERIQUES DES COEFFICIENTS DES CORRECTEURS

Période d'échantillonnage $T_e$	0,2054 ms	0,8108 ms
Période d'échantillonnage de la vitesse $T_M$	13 ms	13 ms
$K_{V1}$	0,183	0.183
$K_{V2}$	1,297 Wb.A/rad.s-1	0,325 Wb.A/rad.s-1
$K_{F1}$	0,00915	0,0476
$K_{F2}$	92,129 A/Wb	92,433 A/Wb
$K_1$	0,0021204	0,1633
$K_2$	29,549 V/A	6,9035 V/A

Il reste à préciser les limitations de courant envisagées : 10 A pour  $I_{d\text{Ref}}$  ; 50 A pour  $I_{q\text{Ref}}$ . Ces valeurs assurent une protection suffisante des composants et de la machine asynchrone.

## ANNEXE 5

### COEFFICIENTS DE L'OBSERVATEUR

Ci dessus sont présentées les valeurs des coefficients de l'observateur retenus pour les essais expérimentaux et en présence d'une erreur paramétrique :

- Erreur sur la résistance statorique :  $x_{R_S}=1,2$

$R_S$ : résistance d'une phase statorique	1,538 $\Omega$
$T_S$ : constante de temps statorique	0,153 s

- Erreur sur la mutuelle cyclique :  $r_M=1,3$

$M_C$ : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor	0,175 H
$L_{CS}$ : inductance cyclique statorique	0,184 H
$T_S$ : constante de temps statorique	0,1 s
$L_{CR}$ : inductance cyclique rotorique	0,1844 H
$T_R$ : constante de temps rotorique	0,115 s
$\sigma$ : coefficient de fuites	0,0974

- Erreur sur la résistance rotorique :  $x_{R_R}=1,33$

$R_R$ : résistance d'une phase rotorique	1,538 $\Omega$
$T_R$ : constante de temps rotorique	0,153 s



## ANNEXE 6

### TRANSFORMATION DE PARK

Avec les hypothèses rappelées au premier chapitre (§ I.2), l'étude physique d'une machine asynchrone conduit aux relations suivantes, écrites sous forme matricielle :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = R_S \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix}_S + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{pmatrix}_S \quad \text{et} \quad \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = R_R \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix}_R + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{pmatrix}_R \quad \text{A6.1}$$

avec :

$$\begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{pmatrix}_S = \begin{pmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix}_S + M_o \begin{pmatrix} \cos(p\theta) & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(p\theta) & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(p\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix}_R$$

$$\begin{pmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{pmatrix}_R = \begin{pmatrix} L_R & M_R & M_R \\ M_R & L_R & M_R \\ M_R & M_R & L_R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix}_R + M_o \begin{pmatrix} \cos(p\theta) & \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(p\theta) & \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(p\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix}_S$$

$(V_a, V_b, V_c)$  : tensions aux bornes des phases statoriques

$(I_a, I_b, I_c)_S$  : courants dans les enroulements triphasés statoriques

$(\phi_a, \phi_b, \phi_c)_S$  : flux magnétiques captés par les phases statoriques

$(I_a, I_b, I_c)_R$  : courants dans les enroulements triphasés rotoriques

$(\phi_a, \phi_b, \phi_c)_R$  : flux magnétiques captés par les phases rotoriques

$R_S$  : résistance d'une phase statorique

$L_S$  : coefficient d'inductance propre d'une phase statorique

$M_S$  : inductance mutuelle entre deux phases statoriques distinctes

$R_R$  : résistance d'une phase rotorique

$L_R$  : inductance propre d'une phase rotorique

$M_R$  : inductance mutuelle entre deux phases rotoriques distinctes

$M_o$  : inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique

$\theta$  : angle mécanique entre deux phases rotoriques et statoriques de même nom

$p$  : nombre de paires de pôles

La première étape de la transformation de Park consiste au passage d'un système triphasé à un système à composantes diphasées et homopolaire. Celle-ci est d'autant plus intéressante que la composante homopolaire du système triphasé est nulle. Cette condition peut être réalisée en pratique par un couplage étoile sans neutre des enroulements statoriques.

Le système diphasé s'obtient alors par la relation suivante :

$$\begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix} = T_{32} \begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{pmatrix} \quad \text{A6.2.}$$

avec :

$$T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \cos \frac{2\pi}{3} & \sin \frac{2\pi}{3} \\ \cos \frac{2\pi}{3} & -\sin \frac{2\pi}{3} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad \text{A6.3.}$$

Cette transformation conserve la puissance. On montre aisément que :

$$V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c = V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta \quad \text{A6.4.}$$

Les équations électriques et magnétiques deviennent :

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{pmatrix}_S = R_S \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix}_S + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_\alpha \\ \phi_\beta \end{pmatrix}_S \text{ et } \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}_R = R_R \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix}_R + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_\alpha \\ \phi_\beta \end{pmatrix}_R \quad \text{A6.5.}$$

avec

$$\begin{pmatrix} \phi_\alpha \\ \phi_\beta \end{pmatrix}_S = L_{CS} \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix}_S + M_C P(p\theta) \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix}_R$$

$$\begin{pmatrix} \phi_\alpha \\ \phi_\beta \end{pmatrix}_R = L_{CR} \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix}_R + M_C P(-p\theta) \begin{pmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{pmatrix}_S \quad \text{A6.6}$$

$L_{CS} = L_S - M_S$  : inductance cyclique statorique

$M_C = 3/2 M_O$  : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

$L_{CR} = L_R - M_R$  : inductance cyclique rotorique

$P(\varepsilon) = \begin{pmatrix} \cos \varepsilon & -\sin \varepsilon \\ \sin \varepsilon & \cos \varepsilon \end{pmatrix}$  : matrice de rotation d'angle  $\varepsilon$

Ce changement de système est interprété comme une transformation des enroulements des deux armatures [LOU91] : les courants triphasés parcourent des enroulements déphasés électriquement d'un angle de  $120^\circ$  (figure A6.1) :

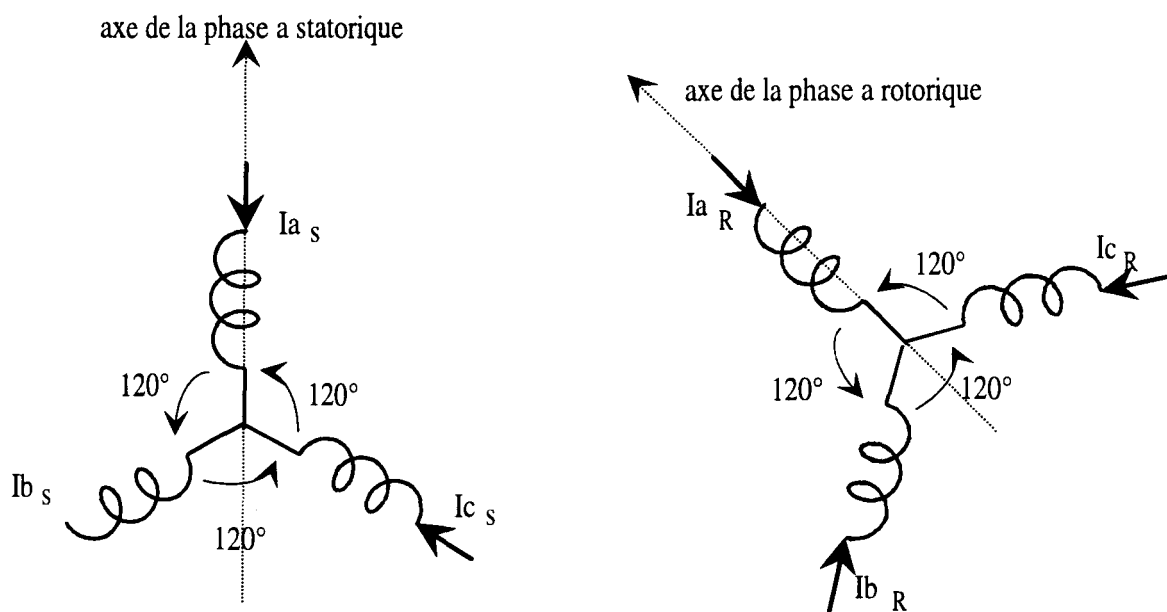


Figure A6.1.: Axes des enroulements triphasés

Les courants diphasés équivalents (figure A6.2) parcourent des enroulements déphasés électriquement d'un angle de  $90^\circ$  et créent la même force magnétomotrice que le système triphasé précédent :

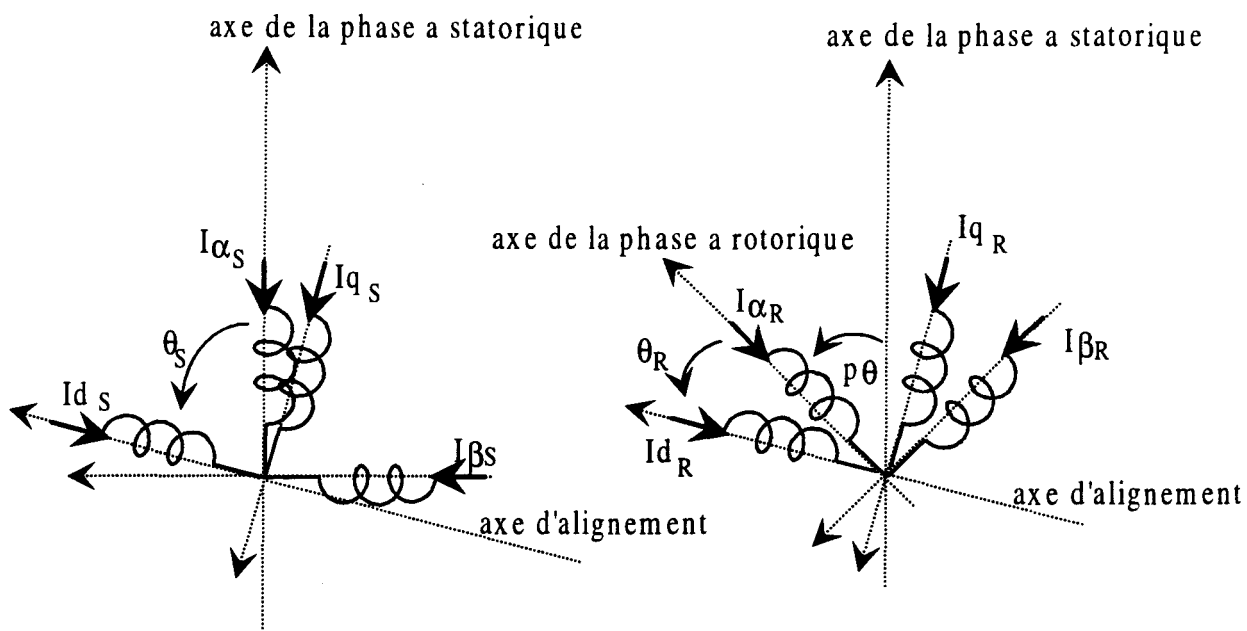


Figure A6.2 : Axes des enroulements diphasés

Dans ce nouveau système de bobinages, les inductances mutuelles dépendent de la position du rotor comme le montrent les équations A6.6.

Pour simplifier leurs expressions, il suffit que les axes des enroulements diphasés de même nom soient à chaque instant alignés (figure A6.3) :

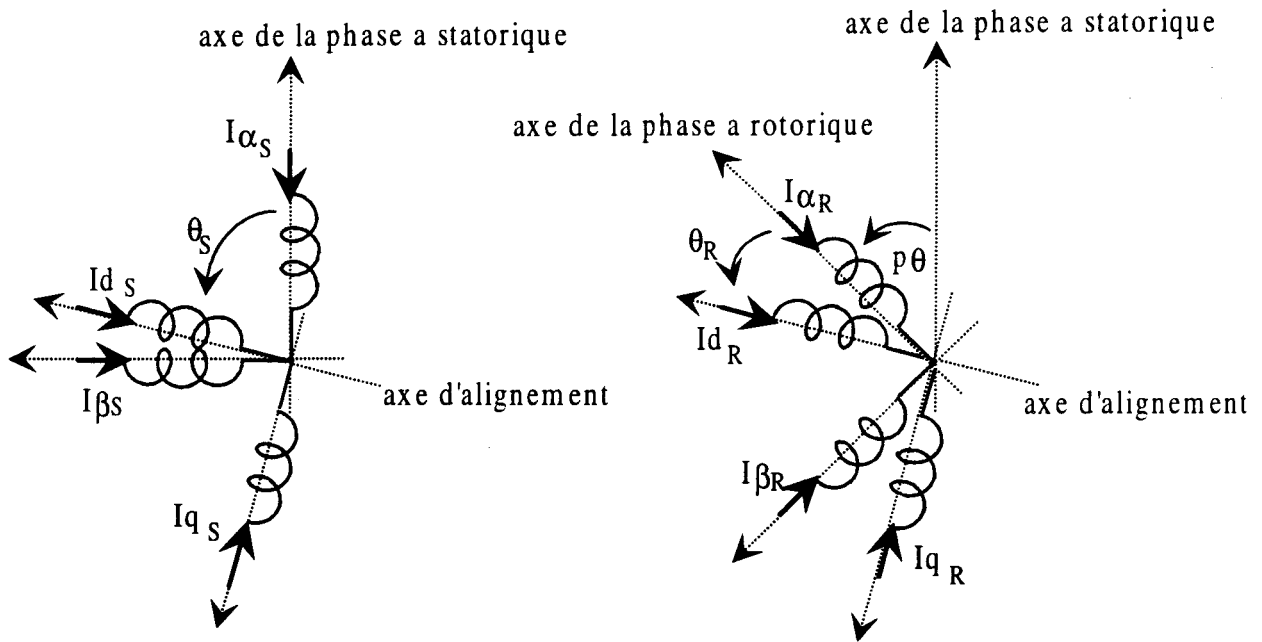


Figure A6.3 : Aligment des axes des enroulements diphasés équivalents

Pour cela, on fait subir à chacun des enroulements  $(\alpha\beta)_s$  et  $(\alpha\beta)_R$  une rotation respectivement d'angle  $\theta_s$  et  $\theta_R$ . Les grandeurs diphasées statoriques sont transformées par :

$$\begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{pmatrix}_s = P(\theta_s) \begin{pmatrix} X_d \\ X_q \end{pmatrix}_s \quad \text{A6.7.}$$

Les grandeurs diphasées rotoriques subissent la transformation suivante :

$$\begin{pmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{pmatrix}_R = P(\theta_R) \begin{pmatrix} X_d \\ X_q \end{pmatrix}_R \quad \text{A6.8.}$$

Ces deux transformations conservent également la puissance. De plus, afin de satisfaire la condition d'alignement, il faut que les angles  $\theta_s$  et  $\theta_R$  vérifient la relation :

$$\theta_s = \theta_R + p\theta \quad \text{A6.9.}$$

Dans ce nouveau repère, les équations s'écrivent :

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix}_S = R_S \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_S + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_S + \frac{d\theta_S}{dt} P\left(\frac{\pi}{2}\right) \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_S$$

et

A6.10

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}_R = R_R \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_R + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_R + \frac{d\theta_R}{dt} P\left(\frac{\pi}{2}\right) \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_R$$

avec

$$\begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_S = L_{CS} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_S + M_C \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_R$$

$$\begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_R = L_{CR} \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_R + M_C \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_S$$

On notera la simplification effective de l'écriture des flux.

Afin d'alléger encore la formulation précédente, la notation matricielle peut être remplacée par une notation complexe. On pose alors :

$$\underline{Xdq} = X_d + j X_q \quad \text{A6.11}$$

Avec ce formalisme, on obtient :

$$\underline{Vdq}_S = R_S \underline{Idq}_S + \frac{d}{dt} \underline{\phi dq}_S + j \frac{d\theta_S}{dt} \underline{\phi dq}_S$$

A6.12

$$0 = R_R \underline{Idq}_R + \frac{d}{dt} \underline{\phi dq}_R + j \frac{d\theta_R}{dt} \underline{\phi dq}_R$$

avec

$$\underline{\phi dq}_S = L_{CS} \underline{Idq}_S + M_C \underline{Idq}_R$$

$$\underline{\phi dq}_R = L_{CS} \underline{Idq}_R + M_C \underline{Idq}_S$$

La condition d'alignement impose de choisir le même repère pour les grandeurs statoriques et rotoriques. Il peut être fixe ou tournant suivant le choix de l'angle  $\theta_S$  : s'il est nul, alors le repère retenu est celui, fixe, de la phase a statorique ; s'il est égal à l'angle  $p\theta$ , alors c'est celui, mobile, de la phase a rotorique. D'autres valeurs d'angle  $\theta_S$  sont possibles.

Cette modélisation, décrite par les équations A6.9. et A6.10. amène à une expression simple du couple électromagnétique grâce au bilan de puissance active :

$$\begin{aligned}
V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} &= \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix}_S \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_S = R_S (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix}_S \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_S \\
&\quad + \frac{d\theta_S}{dt} \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_S P\left(-\frac{\pi}{2}\right) \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_S \\
0 &= \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}_R \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_R = R_R (I_{dR}^2 + I_{qR}^2) + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix}_R \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_R \\
&\quad + \frac{d\theta_R}{dt} \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_R P\left(-\frac{\pi}{2}\right) \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_R
\end{aligned} \tag{A6.11}$$

En sommant membre à membre ces deux équations, on obtient une seule relation globale :

$$\begin{aligned}
V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} &= R_S (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) + R_R (I_{dR}^2 + I_{qR}^2) \\
&\quad + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix}_S \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_S + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{bmatrix}_R \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_R \\
&\quad + \frac{d\theta_S}{dt} \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_S P\left(-\frac{\pi}{2}\right) \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_S + \frac{d\theta_R}{dt} \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_R P\left(-\frac{\pi}{2}\right) \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_R
\end{aligned} \tag{A6.12}$$

La première ligne correspond aux pertes Joule dans la machine. La deuxième ligne traduit la variation temporelle de l'énergie magnétique stockée. Enfin la troisième représente la puissance mécanique  $P_{mec}$  qui vaut aussi :

$$P_{mec} = C_{em} \Omega \tag{A6.13}$$

où  $\Omega$  est la vitesse de rotation de l'arbre.

L'égalité des deux expressions de la puissance mécanique conduit à :

$$C_{em} \frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_S}{dt} \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_S P\left(-\frac{\pi}{2}\right) \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_S + \frac{d\theta_R}{dt} \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_R P\left(-\frac{\pi}{2}\right) \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_R \tag{A6.14}$$

En explicitant les matrices  $P\left(-\frac{\pi}{2}\right)$  et d'après les expressions des flux du système A6.10., il

vient :

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_S P\left(-\frac{\pi}{2}\right) \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_S &= M_C (I_{dR} I_{qS} - I_{qR} I_{dS}) \\ \begin{pmatrix} \phi_d \\ \phi_q \end{pmatrix}_R P\left(-\frac{\pi}{2}\right) \begin{pmatrix} I_d \\ I_q \end{pmatrix}_R &= M_C (I_{dS} I_{qR} - I_{dR} I_{qS}) \end{aligned} \quad \text{A6.15}$$

De plus, les angles vérifient la relation A6.9. D'après A6.14. et A6.15., il en résulte donc :

$$C_{em} = p(\phi_{dS} I_{qS} - \phi_{qS} I_{dS}) = -p(\phi_{dR} I_{qR} - \phi_{qR} I_{dR}) \quad \text{A6.16}$$

Une autre expression est obtenue à l'aide des équations magnétiques du système A6.10. :

$$C_{em} = p \frac{M_C}{L_{CR}} (\phi_{dR} I_{qS} - \phi_{qR} I_{dS}) \quad \text{A6.17}$$

Les équations A6.9., A6.10. et A6.17. constituent le modèle de Park de la machine asynchrone.

# **BIBLIOGRAPHIE**



# BIBLIOGRAPHIE

- [BOL 87] I. Boldea, S.A. Nasar, « A unified analysis of magnetic saturation in orthogonal axis models of electrical machines », *Electric Machines and Power Systems*, 1987, pp 195-204
- [BOR 90] P. Borne, G. Dauphin-Tanguy, J.P. Richard, F. Rotella, I. Zambettakis, « Commande et optimisation des processus », Editions Technip, 1990
- [BOR 92] P. Borne, G. Dauphin-Tanguy, J.P. Richard, F. Rotella, I. Zambettakis, « Modélisation et identification des processus », tomes 1 et 2, Editions Technip, 1990
- [BOR 93] P. Borne, G. Dauphin-Tanguy, J.P. Richard, F. Rotella, I. Zambettakis, « Analyse et régulation des processus industriels », Editions Technip, tome 1, 1993
- [BUH 86] H. Bühler, « Réglages échantillonnées », Presses Polytechniques Romandes, Vol. 1 et 2, 1986
- [CAM 96] J.P. Cambronne, « Synthèse des commandes des systèmes électrotechniques à convertisseurs statiques entièrement commandés », Rapport de synthèse en vue d'obtenir une habilitation à diriger des recherches, 1996
- [CAR 95] J.P. Caron, J.P. Hautier, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Editions Technip, Paris, 1995
- [CHA 83] J. Chatelain, « Machines électriques », *Traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique*, tomes I et II, Dunod, 1983
- [CHA 92] C.M. Liaw, K.H. Chao, F.J. Lin, « A discrete adaptive field-oriented induction motor drive », *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 7, n°2, Avril 1992
- [DAV 93] M. David, X. Roboam, « Contrôle vectoriel des moteurs asynchrones. Contraintes spécifiques du contrôle vectoriel : description, effets, dégradation des performances », GDR Conception des dispositifs et systèmes électrotechniques, 1993
- [DEG 94] Ph. Degobert, J.P. Hautier, « Sur une commande numérique de la machine asynchrone à flux statorique orienté », GDR CNRS, Décembre 1994
- [DEG 97] P. Degobert, « Formalisme pour la commande des machines électriques alimentées par convertisseurs statiques », Thèse de doctorat, Juin 1997
- [DEL 95] C. Delforge, « Modélisation d'un actionneur asynchrone et de sa commande vectorielle par réseaux de perméances », Thèse de Doctorat, Janvier 1995

- [DEL 96] E. Delmotte, B. Robyns, B. Lemaire-Semail, « Analysis of flux observer sensitivity for F.O.C. Induction Machine », ELECTRIMACS 96, Saint-Nazaire, Septembre 1996
- [FRA 96] B. François, « Formalisme de modélisation et de synthèse des commandes appliqué aux convertisseurs statiques à structure matricielle », Thèse de doctorat, 1996
- [GUI 94] X. Guillaud, J.P. Hautier, « Concepts de modélisation pour la commande de convertisseurs statiques », Journal de physique, Avril 1994
- [HAR 93] K. Harms, W. Leonhard, « Parameter adaptive control of induction motor based on steady state machine model », EPE 93
- [HAU 94] J.P. Hautier, X. Guillaud, « Formalisme et modèles pour systèmes à convertisseurs statiques électroniques », Symposium ADPM'94, 1994
- [HAU 96] J.P. Hautier, J. Faucher, « Le graphe informationnel causal, outil de modélisation et de synthèse des commandes de processus électromécaniques », Bulletin de l'Union des Physiciens, Vol. 90, Juin 1996
- [HO 88] E.Y.Y. Ho and P. C. Sen, « Decoupling control of induction motor drives », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 35, n°2, May 1988
- [JIM 85] A.A. Jimoh, R.D. Findlay, M. Poloujadoff, « Stray losses in induction machines. Part I and II », IEEE Transactions on power apparatus and systems, Vol. PAS. 104, n°6, Juin 1985
- [JUF 79] M. Jufer « Electromécanique », Traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique, Dunod, 1979
- [KLA 87] A. Kladas « Contribution à la modélisation des courants de Foucault dans les parties massives des systèmes électromagnétiques », Thèse de doctorat de l'université Paris VI, Juin 1987
- [LEO 85] W. Leonhard, « Control of electrical drives », Springer-Verlag, 1985
- [LES 80] J. Lesenne, F. Notelet, G. Séguier, « Introduction à l'électrotechnique approfondie », Technique et Documentation, 1980
- [LEV 89] E. Levi, V. Vučković, « Field-oriented control of induction machines in the presence of magnetic saturation », Electric machines and power systems, 1989
- [LEV 95] E. Levi, « A unified approach to main flux saturation modelling in d-q axis models of induction machines », IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 10, n°3, Septembre 1995
- [LEV 96] E. Levi, « Rotor flux oriented control of induction machines considering the core loss », Electric machines and power systems, 1996

- [LOU 91] J.P. Louis, « Modélisation des machines à courant alternatif au sens du premier harmonique », Polycopié de cours de DEA, ENS Cachan, 1991
- [MAT 94] Matlab®, « High performance numeric computation and visualization software », The Math Works Inc.
- [MEN 93] E. Mendes, « Contribution à l'étude de servomoteurs à induction. Etude et mise en oeuvre de commandes numériques à flux orienté et adaptatives », Thèse de Doctorat de l'Université Paris VI, Octobre 1993
- [PIE 88] M. Pietrzak épouse David, « Algorithmes de commande d'un variateur électrique asynchrone », Thèse de Doctorat, 1988
- [ROB 95] B. Robyns, X. Roboam, « Methodology to determine the flux control sensitivity to parameter uncertainties of induction motor F.O.C. strategies using flux observers », E.P.E.'95 Conference, Séville, 1995
- [SEG 77] G. Séguier, F. Notelet, « Electrotechnique Industrielle », Technique et Documentation, Paris, 1977
- [SEM 90] B. Semail, E. Mendes, F. Bouillault, A. Razek, « Vector controlled induction machine simulation-parameter sensibility analysis », IMACS, Nancy, 1990
- [VAS 90] P. Vas, M. Alakula, « Field oriented control of saturated induction machines » IEEE Trans. Energy Conversion 5, 1990, pp 218-224
- [VER 88] G.C. Verghese, S.R. Sanders, « Observers for flux estimation in induction machines », IEEE Transactions on industrial electronics, Vol.35, N°1, p85, Fevrier 1988
- [WIL 90] S. Williamson, L.H. Lim and M. Robinson, « Finite element models for cage induction motor analysis », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, n°6, Nov/Dec 1990, pp 1007-1017

# **GLOSSAIRE**

# GLOSSAIRE

A	Matrice de dérive d'une représentation d'état de la machine asynchrone (Eq. I.28)
$A_{11}, A_{12}, A_{21}, A_{22}$	Composantes de la matrice A (Eq. II.26, Eq. II.27, Eq. II.28, Eq. II.29, Eq. II.30)
$A_d$	Matrice de dérive du système échantillonné (Eq. II.14)
$A_{d11}, A_{d12}, A_{d21}, A_{d22}$	Composantes de la matrice $A_d$ (Eq. II.14)
$A_{d111}, A_{d112}$	Composantes de la matrice $A_{d11}$ (Eq. II.54)
$A_{d211}, A_{d212}$	Composantes de la matrice $A_{d21}$ (Eq. II.54)
$A'_{d11}$	Matrice $A_{11}$ discrétisée (Eq. II.32, Eq. II.33)
$A'_{d12}$	Matrice $A_{12}$ discrétisée (Eq. II.32, Eq. II.34)
$A'_{d21}$	Matrice $A_{21}$ discrétisée (Eq. II.32, Eq. II.34)
$A'_{d22}$	Matrice $A_{22}$ discrétisée (Eq. II.32, Eq. II.33)
$A_o$	Matrice de dérive de l'observateur (Eq. II.1)
A.C.M.M.	Automate de contrôle des modes de marche
A.C.R.	Automate de commande rapprochée
b	Largeur d'une barre rotorique (figure I.16)
B	Matrice de commande d'une représentation d'état de la machine asynchrone (Eq. I.28)
$B_2$	Composante de la matrice B (Eq. II.26, Eq. II.31)
$B_d$	Matrice de commande du système échantillonné (Eq. II.19)
$B_{d1}, B_{d2}$	Composantes de la matrice $B_d$ (Eq. II.20)
$B'_{d2}$	Matrice $B_2$ discrétisée (Eq. II.32, Eq. II.34)
B.C.C.	Bloc de contrôle des commutations
$B_o$	Matrice de commande de l'observateur (Eq. II.1)
C	Matrice d'observation d'une représentation d'état de la machine asynchrone (Eq. I.28)
$C_1$ et $C_2$	Capacités des condensateurs du redresseur
$C_{em}$	Couple électromagnétique d'une machine électrique
$C_o$	Matrice d'observation de l'observateur (Eq. II.1)
$C_r$	Couple résistant ne tenant pas compte des frottements visqueux

$C_{ref}$	Couple de référence (figure I.2)
CISC	Complex instruction set computer
$d$	Profondeur de pénétration du courant dans une barre rotorique (Eq. I.37)
$D_d$	Matrice de dérive associée à l'erreur de reconstitution (Eq. II.53)
DPRAM	Dual Port RAM
D.S.P.	Digital Signal Processor
$e$	Ecart d'observation entre les courants statoriques mesurés et observés
$E$	Tension de sortie du redresseur
$E_M$	Erreur de module (Eq. II.86)
$E_{MAX}$	Tension maximale aux bornes du redresseur (§ IV.3.)
$E_{MAX}$	Tension maximale aux bornes du redresseur (§ IV.3.)
$E_{MIN}$	Tension minimale aux bornes du redresseur (§ IV.3.)
$E_o$	Erreur d'orientation (Eq. II.87)
$f$	Coefficient de frottement visqueux
$f_{11g}, f_{12g}$ et $f_{13g}$	Fonctions génératrices de connexion (Eq. IV.11)
$f_A$	Fréquence du signal issu du codeur optique qui est utilisé par le fréquencemètre (Eq. IV.16)
$f_{ic}$	Fonction de connexion (Eq IV.2)
$f_r$	Fréquence du courant dans une barre rotorique (Eq. I.41)
$F$	Matrice de connexion (Eq. IV.3.)
$F_g$	Matrice génératrice de connexion (Figure IV.13)
$f_p$	Fréquence du signal de référence du périodemètre (Eq. IV.19.)
$F_{ref}$	Matrice de connexion de référence (Figure. IV.16.)
$F_{gref}$	Matrice génératrice de connexion de référence (Figure. IV.16.)
G.I.C.	Graphe informationnel causal
$h$	Hauteur d'une barre rotorique (figure I.16)
$h_1, h_2$	Composantes de la matrice H (Eq. II.89 et Eq. II.90)
$h_v$	Hauteur virtuelle du conducteur (Eq. I.38)
$H$	Matrice reliant le flux observé au flux réel (Eq. II.82)
$H_1, H_2$	Formes possibles pour la matrice H (Eq. II.89 et Eq. II.90) :

$i$	Courant traversant un interrupteur (Eq. IV.2.)
$i_{com}$	Courant commuté (Eq. IV.2.)
$I$	Courant d'induit d'une M.C.C.
$i_D$	Source de courant alimentant le redresseur
$i_e$	Courant fourni par le redresseur
$I_{dSref}$	Courant $I_{dS}$ de référence (figure I.6)
$I_{qSref}$	Courant $I_{qS}$ de référence (figure I.7)
$I_{Sm}$	Courant diphasé statorique mesuré (Eq. II.42)
$I_{So}$	Courant statorique observé (Eq. II.25)
$(I_a, I_b, I_c)_R$	Courants triphasés dans les enroulements triphasés rotoriques
$(I_a, I_b, I_c)_S$	Courants triphasés dans les enroulements triphasés statoriques
$(I_d, I_q)_R$	Courants diphasés équivalents dans les enroulements triphasés rotoriques
$(I_d, I_q)_S$	Courants diphasés équivalents dans les enroulements triphasés statoriques
$(I_\alpha, I_\beta)_{Sm}$	Composantes de $I_{Sm}$ (Eq. II.42)
$(I_{S\alpha o}, I_{S\beta o})$	Coordonnées du courant statorique diphasé observé
$(I_\alpha, I_\beta)_R$	Courants diphasés équivalents dans les enroulements triphasés rotoriques
$(I_\alpha, I_\beta)_S$	Courants diphasés équivalents dans les enroulements triphasés statoriques
$\underline{Idq}_R$	Complexe associée au courant diphasé rotorique (Eq. I.12.)
$\underline{Idq}_S$	Complexe associée au courant diphasé statorique (Eq. I.12.)
IGBT	Insulated gate bipolar transistor
$j$	Imaginaire pur
$J$	Moment d'inertie des masses tournantes
$k$	Coefficient de proportionnalité entre la force électromotrice et la vitesse d'une M.C.C.
$k_1, k_2$	Composantes de la matrice $K$ (Eq. II.55)
$K$	Gain correcteur de l'observateur (Figure I.10)
$K_1$	Valeur particulière du gain correcteur de l'observateur (Eq. IV.24.)
$K_2$	Valeur particulière du gain correcteur de l'observateur (Eq. IV.25.)
$K_3$	Valeur particulière du gain correcteur de l'observateur (Eq. IV.26.)
$l$	Inductance de ligne du réseau triphasé industriel vue par le redresseur (Figure IV.2.)
$L$	Inductance d'induit d'une M.C.C.

$L_{CR}$	Inductance cyclique rotorique (Eq. I.5)
$L_{CS}$	Inductance cyclique statorique (Eq. I.5)
$L_{CS0}$	Inductance cyclique statorique estimée (Eq. II.1)
$L_S$	Coefficient d'inductance propre d'une phase statorique
LSI	Loughborough Sound Images
$L_R$	Inductance propre d'une phase rotorique
$M$	Matrice antisymétrique (Eq. II.35)
$m_1, m_2$	Composants de la matrice $M$ (Eq. II.35)
M.C.C.	Machine à courant continu
$M_I^{-1}$	Matrice définie à l'équation II.80
$M_C$	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor (Eq. I.5)
$M_{C0}$	Inductance mutuelle estimée (Eq. II.1)
$M_d$	Matrice définie à l'équation II.79
$M_I$	Matrice de conversion des courants (Eq. IV.4.)
$M_{Ig}$	Matrice génératrice de conversion des courants (Eq. IV.12.)
$M_0$	Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique
$M_R$	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques distinctes
$M_S$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques distinctes
$M_V$	Matrice de conversion des tensions (Eq. IV.5.)
$M_{Vg}$	Matrice génératrice de conversion des tensions (Eq. IV.9.)
$M_{Vgref}$	Matrice génératrice de conversion des tensions de référence (Eq. IV.12.)
M.C.P.	Microcalculateur de processus
$n$	Entier positif ou nul
$N$	Vitesse en tours par minute
$N_f$	Mot binaire délivré par le fréquencemètre (Eq. IV.17)
$N_{limite}$	Vitesse limite mesurable par le capteur de vitesse (Eq. IV.22.)
$N_p$	Mot binaire délivré par le périodemètre (Eq. IV.19)
$p$	Nombre de paires de pôles
$P_d$	Matrice définie à l'équation II.79
$P_{mec}$	Puissance mécanique
$P(\varepsilon)$	Matrice de rotation d'angle $\varepsilon$



$P(\theta_{sc} - \theta_Q)$	Matrice de rotation d'angle $\theta_{sc} - \theta_Q$
$r_M$	Rapport entre la mutuelle cyclique de la machine et celle utilisée pour l'observateur (§ III.2.1.)
R	Résistance d'induit d'une M.C.C.
$R_1$	Relation du G.I.C. <u>de la machine à courant continu</u> traduisant la relation I.1. (Figure I.1.)
$R_2$	Relation du G.I.C. <u>de la machine à courant continu</u> traduisant la relation I.2. (Figure I.1.)
$R_3$	Relation du G.I.C. <u>de la machine à courant continu</u> traduisant la relation I.3. (Figure I.1.)
$R'_1$	Relation du G.I.C. traduisant le correcteur de courant <u>d'une M.C.C.</u> (Figure I.2.)
$R'_3$	Relation du G.I.C. traduisant le correcteur de vitesse d'une <u>M.C.C.</u> (Figure I.2.)
$R_2^{-1}$	Relation inverse de $R_2$
$R_1$	Relation du G.I.C. <u>de la machine asynchrone</u> traduisant la relation I.19. (Figure I.5.)
$R_1$ et $R_2$	Valeurs des résistances aux bornes des condensateurs du redresseur
$R_2$	Relation du G.I.C. <u>de la machine asynchrone</u> traduisant la relation I.21. (Figure I.5.)
$R_3$	Relation du G.I.C. <u>de la machine asynchrone</u> traduisant la relation I.20. (Figure I.5.)
$R_4$	Relation du G.I.C. <u>de la machine asynchrone</u> traduisant la relation I.11. (Figure I.5.)
$R_5$	Relation du G.I.C. <u>de la machine asynchrone</u> traduisant la relation I.3. (Figure I.5.)
$R'_1$	Relation du G.I.C. traduisant le correcteur de courant $I_{ds}$ <u>d'une machine asynchrone</u> (Figure I.6.)
$R'_2$	Relation du G.I.C. traduisant le correcteur de flux $\phi_{dR}$ <u>d'une machine asynchrone</u> (Figure I.6.)
$R'_3$	Relation du G.I.C. traduisant le correcteur de courant $I_{qs}$ <u>d'une machine asynchrone</u> (Figure I.7.)
$R'_5$	Relation du G.I.C. traduisant le correcteur de vitesse d'une <u>machine asynchrone</u> (Figure I.7.)

$R_4^{-1}$	Relation inverse de $R_4$
$R_C$	Résistance de charge du hacheur
$R_{\text{asservissement}}$	Relation représentant l'asservissement en vitesse (Figure IV.14. et Figure IV.15.)
$R_{\text{charge}}$	Relation résumant le G.I.C. associé à la machine asynchrone et sa charge (Figure IV.9.)
$R_d$	Résistance de charge des condensateurs du redresseur
$R_f$	Résistance équivalente des pertes fer (Figure I.13)
$R_{Fg}$	Relation représentant le démodulateur (Figure IV.13.)
$R'_{Fg}$	Relation représentant le modulateur (Figure IV.16.)
$R_{Fg\ Mvg}$	Relation représentant la passage de la matrice génératrice de connexion à la matrice génératrice de conversion des tensions (Eq. IV.9.)
$R^{-1}_{Fg\ Mvg}$	Relation inverse de la relation $R_{Fg\ Mvg}$ (Figure IV.13.)
$R_{FMi}$	Relation représentant le passage de la matrice de connexion à la matrice de conversion des courants
$R_{FMv}$	Relation t représentant le passage de la matrice de connexion à la matrice de conversion des tensions
$R_{\text{park}}$	Relation représentant la « transformation de Park » entre les deux tensions composées, $u_{ab}$ et $u_{bc}$ , et les tensions $V_{dS}$ et $V_{qS}$
$R'_{\text{park}}$	Relation représentant la « transformation de Park » entre les deux courants, $I_a$ et $I_b$ , et les courants $I_{dS}$ et $I_{qS}$
$R_Q$	Repère quelconque
$R_R$	Résistance d'une phase rotorique
$R_S$	Résistance d'une phase statorique
$R_{\text{source}}$	Relation résumant le G.I.C. associé à la source(Figure IV.10.)
$R_{SC}$	Repère du champ tournant
$R_X$	Relation représentant la modulation (Figure IV.12.)
$R_X^{-1}$	Relation représentant la linéarisation dynamique (Figure IV.16.)
$T_{22}$	Matrice de transformation associée à $R_{\text{park}}$
$T'_{22}$	Matrice de transformation associée à $R'_{\text{park}}$
$T_{32}$	Matrice de transformation des grandeurs triphasées en grandeurs diphasées (Eq. A6.3.)
$T_A$	Durée d'un niveau haut de la tension $V_A$ (Eq. IV.20.)
$T_e$	Période d'échantillonnage

$T_f$	Période du signal de référence du fréquencemètre (Eq. IV.16)
$T_M$	Période d'échantillonnage de la vitesse
$T_R$	Constante de temps rotorique
$T_{Ro}$	Constante de temps rotorique estimée (Eq. II.1)
$T_S$	Constante de temps statorique
$T_{So}$	Constante de temps statorique estimée (Eq. II.1)
$u(t)$	Vecteur de commande d'un système linéaire (Eq. II.7)
$u_{ac}$ et $u_{bc}$	Tensions composées appliquées aux bornes de la machine asynchrone
$u_{acref}$ et $u_{bcref}$	Tensions composées de référence
$U$	Tension d'induit d'une M.C.C.
$U$	Vecteur d'entrée d'une représentation d'état du processus réel (figure I.10 et Eq. I.28.)
$v$	Tension aux bornes d'un interrupteur (Eq. IV.2.)
$v_{com}$	Tension commutée (Eq. IV.2.)
$v_1, v_2, v_3$	tensions triphasées du réseau industriel (Figure IV.2.)
$v_{C1}$	Tension au bornes du condensateur $C_1$ (Eq. IV.1.)
$v_{C2}$	Tension au bornes du condensateur $C_2$ (Eq. IV.1.)
$V_A$ et $V_B$	Tensions issues du codeur optique (§ IV.2.7.1.2.a.)
$V_{dSref}$	Tension $V_{dS}$ de référence (figure I.6)
$V_{qSref}$	Tension $V_{qS}$ de référence (figure I.7)
$(V_a, V_b, V_c)$	Tensions triphasées aux bornes des phases statoriques
$(V_d, V_q)_S$	Tensions diphasées équivalentes aux bornes des phases statoriques
$(V_\alpha, V_\beta)_S$	Tensions diphasées équivalentes aux bornes des phases statoriques
$\underline{Vdq}_S$	Complexe associée à la tension diphasée statorique (Eq. I.12.)
$W_1$	Matrice définie à l'équation II.80
$W_d^{-1}$	Matrice définie à l'équation II.79
$x(t)$	Vecteur d'état d'un système linéaire (Eq. II.7.)
$x_{Rr}$	Rapport entre la résistance rotorique de la machine et celle utilisée pour l'observateur (§ III.2.2.)
$x_{Rs}$	Rapport entre la résistance statorique de la machine et celle utilisée pour l'observateur (§ III.2.3.)

$X$	Vecteur d'état d'une représentation d'état du processus réel (figure I.9)
$(X)_Q$	Coordonnées d'une grandeur magnétique $X$ dans un repère quelconque $R_Q$
$X_0$	Vecteur d'état du modèle de la machine asynchrone issu d'une représentation d'état (figure I.9 et Eq I.28)
$X_0(n)$	Valeur du vecteur d'état $X_0$ à l'instant $nT_e$ (Eq. II.11)
$(X)_{SC}$	Coordonnées d'une grandeur magnétique $X$ dans le repère du champ tournant
$(X_a, X_b, X_c)$	Grandeurs triphasées
$(X_a, X_b, X_c)_R$	Grandeurs triphasées rotoriques
$(X_a, X_b, X_c)_S$	Grandeurs triphasées statoriques
$(X_d, X_q)$	Grandeurs diphasées
$(X_d, X_q)_R$	Grandeurs diphasées rotoriques
$(X_d, X_q)_S$	Grandeurs diphasées statoriques
$(X_\alpha, X_\beta)$	Grandeurs diphasées
$(X_\alpha, X_\beta)_R$	Grandeurs diphasées rotoriques
$(X_\alpha, X_\beta)_S$	Grandeurs diphasées statoriques
$\underline{X}_{dq}$	Grandeur complexe associée aux grandeurs diphasées (Eq. I.12.)
$ \underline{X}_{dq} $	Norme du nombre complexe $\underline{X}_{dq}$
$y(t)$	Sortie d'un système linéaire (Eq. II.7)
$Y$	Vecteur de sortie d'une représentation d'état du processus réel (figure I.9)
$Y_0$	Vecteur de sortie du modèle (observateur) de la machine asynchrone issu d'une représentation d'état (figure I.9 et Eq. I.28)

## SYMBOLES

### GRECS

$\phi$	Flux inducteur d'une M.C.C.
$\Phi_{dref}$	Flux $\Phi_{dR}$ de référence (figure I.6)
$(\phi_a, \phi_b, \phi_c)_R$	Flux magnétiques triphasés captés par les phases rotoriques
$(\phi_a, \phi_b, \phi_c)_S$	Flux magnétiques triphasés captés par les phases statoriques
$(\phi_d, \phi_q)_R$	Flux magnétiques diphasés équivalents captés par les phases rotoriques
$(\phi_d, \phi_q)_S$	Flux magnétiques diphasés équivalents captés par les phases statoriques
$(\phi_\alpha, \phi_\beta)_R$	Flux magnétiques diphasés équivalents captés par les phases rotoriques
$(\phi_\alpha, \phi_\beta)_S$	Flux magnétiques diphasés équivalents captés par les phases statoriques
$\underline{\phi}_{dqR}$	Complexe associée au flux diphasé rotorique (Eq. I.12.)

$\phi_{dq_s}$	Complexe associée au flux diphasé statorique (Eq. I.12.)
$\Omega$	Vitesse angulaire d'une machine électrique
$\Omega_0$	Constante homogène à une vitesse (Eq. III.11.)
$\Omega_1$	Constante homogène à une vitesse (Eq. III.16.)
$\Omega_2$	Constante homogène à une vitesse (Eq. III.16.)
$\Omega_3$	Constante homogène à une vitesse (Eq. III.20.)
$\Omega_{ref}$	Vitesse de référence (figure I.7)
$\zeta$	Erreur de reconstitution (Eq. I.31)
$\varepsilon(n)$	Erreur de reconstitution (Eq. II.51)
$\phi_{Ro}$	Flux rotorique observé (Eq. II.25)
$\phi'_{Ro}$	Flux observé (Eq. II.49)
$(\phi_{Ra0}, \phi_{R\beta0})$	Coordonnées du flux rotorique diphasé observé
$\lambda_1, \lambda_2$	Valeurs propres de la matrice $D_d$ (Eq. II.57)
$\theta$	Angle mécanique entre deux phases rotoriques et statoriques de même nom
$\theta_Q$	Angle entre la phase a statorique et le repère $R_Q$ (figure II.1)
$\theta_R$	Angle de changement de repère des grandeurs rotoriques (Figure A6.2.)
$\theta_S$	Angle de changement de repère des grandeurs statoriques (Figure A6.2.)
$\theta_{SC}$	Angle entre la phase a statorique et le repère $R_{SC}$ du champ tournant (Figure II.1)
$\theta(A_o, C_o)$	Matrice d'observabilité associée aux matrices $A_o$ et $C_o$ (Eq. II.2)
$\sigma$	Coefficient de fuites
$\sigma_b$	Conductivité d'une barre rotorique (Eq. I.37)
$\sigma_o$	Coefficient de fuites estimé (Eq. II.1)
$\mu_o$	Permittivité du vide
$\omega_Q$	Vitesse du repère $R_Q$ par rapport à la phase a statorique (Figure II.1)
$\omega_{SC}$	Vitesse du champ tournant par rapport à la phase a statorique (Figure II.1)

