

**UNIVERSITÉ DU QUÉBEC**

**MÉMOIRE  
PRÉSENTÉ A  
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIERES**

**COMME EXIGENCE PARTIELLE  
DE LA MAITRISE EN ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE**

**PAR  
MOHAMED CHÉRIF GHANEM**

**ÉTUDE ET CONCEPTION DES ALGORITHMES DE COMMANDE  
NUMÉRIQUE DE LA VITESSE POUR UNE NOUVELLE LOI  
D'ASSERVISSEMENT D'UN MOTEUR SYNCHROME AUTOPILOTÉ A  
COMMUTATION NATURELLE**

**DÉCEMBRE 1990**

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

## **REMERCIEMENTS**

Je tiens ici à exprimer mes remerciements à:

Monsieur Kamal Al-Haddad, Professeur à l'U.Q.T.R., qui a bien dirigé cette thèse et qui m'a constamment guidé au cours de cette étude, sans ménager ni son temps ni ses encouragements; qu'il trouve ici ma plus profonde reconnaissance.

Monsieur Anatole Sévigny pour ses efforts et son temps consacrés à la mise au point de tout le plan de travail, mais aussi pour les précieux conseils qu'il m'a donnés et la disponibilité dont il a fait preuve.

Monsieur Venkatachari Rajagopalan pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail.

Que les professeurs du département de génie électrique de l'Université du Québec à Trois-Rivières ainsi que le professeur Yves Dubé du département de mécanique soient remerciés pour leurs conseils et leur aide.

Mes remerciements s'adressent également à tous mes collègues du groupe de recherche en électronique industrielle pour leur disponibilité et leur collaboration.

Je tiens également à remercier toutes les personnes qui m'ont, de près ou de loin, apporté leur concours, leur soutien, et au delà leur amitié durant ces trois années; qu'elles soient assurées de ma profonde reconnaissance.

Je tiens à remercier particulièrement toute ma famille pour son soutien moral pendant toute mes années d'études.

Enfin, on saisit cette occasion pour remercier le ministère de l'enseignement supérieur Algérien pour sa précieuse aide financière sans qui ce présent travail n'aurait pas vu le jour et sans qui on n'aurait pas vécu une expérience nord-américaine.

## RÉSUMÉ

L'objet du travail est l'étude des lois de commande de la vitesse de la machine synchrone autopilotée.

Nous étudions une structure classique d'autopilotage ainsi que l'intégration de fonctions numériques au niveau des asservissements de vitesse.

Une étude théorique approfondie de la machine synchrone basée sur la modélisation et la simulation nous permettra de connaître l'évolution des tensions et courants dans chaque phase de celle-ci.

Une étude en régime permanent et transitoire de la caractéristique couple-vitesse pour différents points d'opération sera suivie.

Nous procédons à la réalisation du redresseur onduleur triphasé à thyristors, l'ensemble sera commandé numériquement.

Une étude du problème de démarrage sera détaillée. Nous décrivons ensuite une nouvelle stratégie de commande de vitesse (commande polynômiale) entièrement numérique.

# TABLE DES MATIERES

REMERCIEMENTS

RÉSUMÉ

LISTE DES FIGURES

LISTE DES SYMBOLES

INTRODUCTION..... 1

## CHAPITRE 1

### ÉTUDE THÉORIQUE DE LA MACHINE SYNCHRONE DANS LE RÉFÉRENTIEL (d-q) ET DANS LE RÉFÉRENTIEL DES PHASES

1.1 Introduction.....	4
1.2 Étude de la machine synchrone.....	5
1.3 Relations qui permettent de déterminer les grandeurs électriques représentées dans le référentiel tournant avec le rotor à partir des mêmes grandeurs statoriques créées dans le référentiel fixe triphasé.....	6
1.3.1 Grandeurs relatives.....	6
1.4 Équations des tensions induites.....	8
1.5 Équations des flux couplés.....	9
1.6 Équation du couple électromagnétique.....	12
1.7 Équation du mouvement.....	12
1.8 Transformation du système d'équations pour l'axe transverse.....	12
1.9 Transformation du système d'équations pour l'axe direct.....	13
1.10 Étude et simulation d'un moteur synchrone autopiloté à pôles lisses, sans amortisseurs, alimenté en tension.....	14
1.10.1 Méthode de Runge-Kutta.....	17

1.10.2 Résultats de simulation et interprétation des courbes.....	20
1.11 Alimentation et autopilotage des machines synchrones.....	32
1.12 Moteur synchrone triphasé à pôles lisses non saturé sans amortisseurs...	32
1.12.1 Alimentation en tension.....	37
1.12.2 Alimentation en courant.....	40
1.12.3 Régime dynamique d'un moteur synchrone autopiloté.....	44
1.12.4 Moteur synchrone à pôles saillants sans amortisseurs.....	45
1.12.5 Étude et simulation d'un moteur synchrone triphasé à pôles saillants avec amortisseurs.....	46
1.12.6 Résultats de simulation et interprétation des courbes.....	48
Conclusion.....	61

## CHAPITRE 2

### ÉTUDE ET RÉALISATION DE L'ENSEMBLE MACHINE

#### CONVERTISSEUR DE FRÉQUENCE ET LES CARTES DE COMMANDE ANALOGIQUES

2.1 Introduction.....	62
2.2 Modèle du convertisseur de fréquence.....	63
2.2.1 Influence de la commutation.....	65
2.2.2 Étude de la commutation et ses influences.....	66
2.2.3 Influence de l'inductance $L_c$ pendant les commutations.....	66
2.2.4 Calcul de l'expression de la tension redressée $U_d$ .....	68
2.2.5 Calcul de l'expression de l'inductance $L_c$ .....	69
2.2.6 Étude de l'évolution du courant $I_d$ lorsque $t_r$ est inférieur à la durée minimale d'application de la tension inverse $t_q$ des thyristors utilisés.....	72
2.2.7 Calcul de la valeur l'inductance $L_c$ .....	74

2.2.8 Équations du système à régler.....	75
2.2.9 Dispositif de commande des gâchettes.....	76
2.2.10 Modèle du système à régler.....	78
<b>2.3 Régulation analogique du courant et de vitesse d'une machine synchrone autopilotée.....</b>	<b>78</b>
2.3.1 Étude théorique.....	78
2.3.1.1 Équation électrique de la machine.....	79
2.3.1.2 Équation mécanique de la machine.....	80
2.3.2 Influence de la tension $V_d$ sur la vitesse $\Omega$ .....	81
2.3.3 Influence du courant $I_d$ sur la vitesse $\Omega$ .....	82
2.3.4 Influence de la tension $V_d$ sur le courant $I_d$ .....	82
2.3.5 Modèle du convertisseur.....	83
2.3.6 Modèle du capteur de courant.....	83
2.3.7 Fonction de transfert de la boucle de courant.....	84
2.3.8 Régulation de courant du moteur.....	85
2.3.9 Résultats pratiques et de simulation de la boucle de courant.....	86
2.3.10 Contrôle de vitesse de la machine.....	90
2.3.11 Régulation de la vitesse $\Omega$ .....	90
2.3.12 Hypothèses simplificatrices.....	91
2.3.13 Fonction de transfert de la vitesse $\Omega$ .....	92
2.3.14 Résultats pratiques et de simulations de la boucle de vitesse.....	92
<b>2.4 Calcul des paramètres de la machine.....</b>	<b>97</b>
2.4.1 Mesure de la constante $K_E$ .....	97
2.4.2 Mesure de la constante mécanique $\tau_m$ .....	98
2.4.3 Mesure de la constante de temps électrique $\tau_e$ .....	99
<b>2.5 Calcul des éléments analogiques de la partie de régulation de courant.....</b>	<b>100</b>

<b>2.5.1 Boucle de courant.....</b>	<b>100</b>
<b>2.5.1.1 Shunt .....</b>	<b>100</b>
<b>2.5.1.2 Filtre passe bas.....</b>	<b>100</b>
<b>2.5.1.3 Amplificateur de gain 100.....</b>	<b>102</b>
<b>2.5.1.4 Sommateur de tension.....</b>	<b>102</b>
<b>2.5.1.5 Inverseur unitaire.....</b>	<b>103</b>
<b>2.5.1.6 Terme proportionnel.....</b>	<b>103</b>
<b>2.5.1.7 Adaptateur de la tension de commande <math>V_c</math>.....</b>	<b>103</b>
<b>2.5.2 Boucle de vitesse.....</b>	<b>104</b>
<b>2.5.2.1 Monostable.....</b>	<b>105</b>
<b>2.5.2.2 Amplificateur de gain de deux.....</b>	<b>106</b>
<b>2.5.2.3 Différentiateur de tension.....</b>	<b>107</b>
<b>2.5.2.4 Termes proportionnel et intégrale du régulateur de vitesse.....</b>	<b>107</b>

### CHAPITRE 3

#### LE NUMÉRIQUE DANS L'ENVIRONNEMENT DE LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTÉE

<b>3.1 Introduction.....</b>	<b>109</b>
<b>3.2 Exigence du cahier des charges.....</b>	<b>110</b>
<b>3.3 Domaines d'application des microprocesseurs.....</b>	<b>112</b>
<b>3.4 Conception et développement de la carte de contrôle.....</b>	<b>113</b>
<b>3.4.1 Répartition de la mémoire.....</b>	<b>113</b>
<b>3.4.2 Décodage des espaces mémoires de la carte de contrôle.....</b>	<b>114</b>
<b>3.4.3 Interface d'entrées/sorties parallèles.....</b>	<b>118</b>
<b>3.4.4 Programmation de l'interface parallèle.....</b>	<b>119</b>
<b>3.4.5 Interface d'entrées sorties séries.....</b>	<b>119</b>
<b>3.4.6 Fonctionnement de l'ACIA.....</b>	<b>119</b>
<b>3.5 Commande numérique de la machine synchrone autopilotée.....</b>	<b>123</b>



3.5.1 Principe de fonctionnement d'une machine synchrone autopilotée...	123
3.6 Schéma général du système de commande.....	125
3.6.1 Circuit d'interface du redresseur.....	130
3.6.2 Circuit de génération d'impulsion .....	131
3.6.3 Capteur de courant.....	132
3.6.4 Circuit d'interface du commutateur de courant.....	132
3.6.5 Capteur de position.....	134
3.6.6 Capteur de vitesse.....	137
3.7 Algorithme d'amorçage du commutateur .....	137
Conclusion.....	138
3.8 Démarrage de la machine synchrone autopilotée.....	140
3.8.1 Introduction.....	140
3.8.2 Démarrage du moteur synchrone autopiloté.....	141
3.9 Algorithme de démarrage pour la machine synchrone autopilotée.....	146
3.10 Démarrage par la méthode de discontinuité du courant intermédiaire...	147
3.10.1 Description de la méthode.....	147
3.10.2 Analyse de l'ondulation du courant.....	150
3.10.3 Calcul de la valeur moyenne du courant $i$ .....	155
3.11 Résultats pratiques de démarrage.....	157
Conclusion.....	161

## CHAPITRE 4

### UNE NOUVELLE LOI DE COMMANDE DE VITESSE D'UN MOTEUR SYNCHRONE AUTOPILOTÉ

4.1 Introduction.....	163
4.2 Paramètres utilisés.....	164
4.3 Montage pratique utilisé.....	165
4.4 Établissement de la loi de commande.....	166

<b>4.5 Commande du courant par le redresseur.....</b>	<b>174</b>
<b>4.6 Méthode d'observation d'ordre réduit du couple de charge de la machine</b>	<b>184</b>
<b>4.7 Résultats de simulation et de pratiques de la loi polynômiale.....</b>	<b>187</b>
<b>Conclusion.....</b>	<b>193</b>

**Conclusion générale**

**Références bibliographiques**

**Annexes**

## LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	La machine synchrone et ses enroulements.....	5
Figure 1.2	Schéma fonctionnel de la machine synchrone.....	15
Figure 1.3.1	(a) Évolution du courant $i_d$ en régime transitoire.....	22
Figure 1.3.1	(b) Évolution du courant $i_d$ en régime permanent.....	23
Figure 1.3.2	(a) Évolution du courant $i_q$ en régime transitoire.....	23
Figure 1.3.2	(b) Évolution du courant $i_q$ en régime permanent.....	24
Figure 1.3.3	Évolution du courant d'excitation $I_e(t)$ .....	24
Figure 1.3.4	Évolution du courant $i_A(t)$ de la phase A du moteur.....	25
Figure 1.3.5	(a) Évolution du couple électromagnétique $T_{em}$ (R.T).....	25
Figure 1.3.5	(b) Évolution du couple électromagnétique $T_{em}$ (R.P).....	26
Figure 1.3.6	Évolution de la vitesse $\omega_r$ .....	26
Figure 1.3.7	Évolution du courant $i_A$ .....	27
Figure 1.3.8	Évolution du courant $i_B$ .....	27
Figure 1.3.9	Évolution du courant d'excitation $i_e$ .....	28
Figure 1.3.10	Évolution du couple $T_{em}$ .....	28
Figure 1.3.11	Évolution de la vitesse $\omega_r$ .....	29
Figure 1.3.12	Évolution du courant $i_A$ .....	29
Figure 1.3.13	Évolution du courant $i_B$ .....	30
Figure 1.3.14	Évolution du courant d'excitation $i_e$ .....	30
Figure 1.3.15	Évolution du couple électromagnétique $T_{em}$ .....	31

Figure 1.3.16 Évolution de la vitesse $\omega_r$ .....	31
Figure 1.4 Circuit équivalent monophasé d'une machine synchrone.....	32
Figure 1.5 Diagramme vectoriel du moteur synchrone sur-excité (1).....	34
Figure 1.6 Diagramme vectoriel du moteur synchrone sur-excité (2).....	35
Figure 1.7 Diagramme vectoriel de la machine synchrone à pôles lisses pour un angle ( $\delta_{AR} = 90^\circ$ ).....	36
Figure 1.8 Diagramme vectoriel de la machine synchrone pour $\delta = 90^\circ$ et $\beta = 0^\circ$ .....	44
Figure 1.9.1 Le courant $i_d$ .....	51
(a) variation de (-10% $T_{ch}$ ).	
(b) variation de (-50% $T_{ch}$ ).	
(c) variation de (+10% $T_{ch}$ ).	
(d) variation de (-10% V).	
Figure 1.9.2 Le courant $i_q$ .....	52
(a) variation de (-10% $T_{ch}$ ).	
(b) variation de (-50% $T_{ch}$ ).	
(c) variation de (+10% $T_{ch}$ ).	
(d) variation de (-10% V).	
Figure 1.9.3 Le courant $i_D$ .....	53
(a) variation de (-10% $T_{ch}$ ).	
(b) variation de (-50% $T_{ch}$ ).	
(c) variation de (+10% $T_{ch}$ ).	
(d) variation de (-10% V).	

Figure 1.9.4	Le courant $i_Q$ .....	54
	(a) variation de (-10% $T_{ch}$ ).	
	(b) variation de (-50% $T_{ch}$ ).	
	(c) variation de (+10% $T_{ch}$ ).	
	(d) variation de (-10% V).	
Figure 1.9.5	Le courant $i_e$ .....	55
	(a) variation de (-10% $T_{ch}$ ).	
	(b) variation de (-50% $T_{ch}$ ).	
	(c) variation de (+10% $T_{ch}$ ).	
	(d) variation de (-10% V).	
Figure 1.9.6	La vitesse de rotation $\omega_r$ .....	56
	(a) variation de (-10% $T_{ch}$ ).	
	(b) variation de (-50% $T_{ch}$ ).	
	(c) variation de (+10% $T_{ch}$ ).	
	(d) variation de (-10% V).	
Figure 1.9.7	L'angle $\delta$ .....	57
	(a) variation de (-10% $T_{ch}$ ).	
	(b) variation de (-50% $T_{ch}$ ).	
	(c) variation de (+10% $T_{ch}$ ).	
	(d) variation de (-10% V).	
Figure 1.9.8	La puissance $P_u$ .....	58
	(a) variation de (-10% $T_{ch}$ ).	

(b) variation de (-50%  $T_{ch}$ ).

(c) variation de (+10%  $T_{ch}$ ).

(d) variation de (-10% V).

Figure 1.9.9 Le couple électromagnétique  $T_{em}$  ..... 59

(a) variation de (-10%  $T_{ch}$ ).

(b) variation de (-50%  $T_{ch}$ ).

Figure 1.9.9 Le couple électromagnétique  $T_{em}$  ..... 60

(c) variation de (+10%  $T_{ch}$ ).

(d) variation de (-10% V).

Figure 2.1 Alimentation d'un moteur synchrone par un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire..... 62

Figure 2.2 Modèle du dispositif à commander..... 64

Figure 2.3 Schéma équivalent du convertisseur de fréquence..... 65

Figure 2.4 Schéma équivalent du système à régler..... 66

Figure 2.5 Schéma équivalent du moteur synchrone autopiloté..... 67

Figure 2.6 (a) Formes d'ondes des tensions lors de la commutation..... 70

(b) Forme d'onde du courant  $I_d$  lors de la commutation..... 70

Figure 2.7 Formes d'ondes des tensions  $V_{10}, V_{20}, u_{12}$  et l'intensité  $I_d$  lors d'un raté d'amorçage..... 73

Figure 2.8 Schéma bloc de l'ensemble moteur synchrone et le convertisseur de fréquence..... 76

Figure 2.9 Schéma simplifié du système à régler et des organes de commandes de l'ensemble moteur, convertisseur de fréquence..... 77

Figure 2.10 Schéma équivalent du modèle du moteur synchrone

autopiloté.....	79
Figure 2.11 Diagramme fonctionnel du moteur synchrone autopiloté.....	81
Figure 2.12 Schéma bloc simplifié du moteur synchrone autopiloté.....	83
Figure 2.13 Schéma bloc de la boucle de régulation du courant.....	84
Figure 2.14 Schéma simplifié de la boucle de régulation du courant.....	85
Figure 2.15 Réponse de l'amplitude du courant $I_d$ en boucle ouverte.....	87
Figure 2.16 Réponse de la phase du courant $I_d$ en boucle ouverte.....	87
Figure 2.17 Réponse du courant $I_d$ à un échelon de commande.....	88
Figure 2.18 Réponse de l'amplitude du courant $I_d$ en boucle fermée.....	88
Figure 2.19 Réponse de la phase du courant $I_d$ en boucle fermée.....	88
Figure 2.20 Réponse du courant $I_d$ à un échelon de commande.....	89
Figure 2.21 Réponse pratique de $I_d$ à un échelon positif et négatif de la référence $I_{réf}$ .....	89
Figure 2.22 Réponse du courant $I_d$ à un échelon de tension d'alimentation 70V---->60V.....	89
Figure 2.23 Schéma bloc de la boucle de régulation de vitesse du moteur synchrone autopiloté.....	91
Figure 2.24.1 Réponse de vitesse à un échelon pour une constante d'intégration $K_{i\Omega} = 0.25$ et $K_{p\Omega} = 0.25:1:7.25$ .....	94
Figure 2.24.2 Réponse de vitesse à un échelon pour une constante d'intégration $K_{i\Omega} = 0.75$ et $K_{p\Omega} = 0.25:1:7.25$ .....	94
Figure 2.24.3 Réponse de vitesse à un échelon pour une constante d'intégration $K_{i\Omega} = 2.75$ et $K_{p\Omega} = 0.25:1:7.25$ .....	95
Figure 2.24.4 Réponse de vitesse à un échelon pour une constante d'intégration	

$K_{i\Omega} = 4.75$ et $K_{p\Omega} = 0.25:1:7.25$ .....	95
Figure 2.25 Réponse de la vitesse $\Omega_r$ à un échelon positif du courant $I_d$ .....	96
Figure 2.26 Réponse de la vitesse $\Omega_r$ à un échelon négatif du courant $I_d$ .....	96
Figure 2.27 Réponse de la vitesse $\Omega_r$ à une variation de -75% de charge.....	96
Figure 2.28 Réponse de la vitesse $\Omega_r$ à une variation de +75% de charge.....	96
Figure 2.29 Schéma équivalent du moteur synchrone autopiloté.....	97
Figure 2.30 Schéma pratique pour la détermination de $K_E$ .....	98
Figure 2.31 Mesure pratique de la constante mécanique du moteur synchrone.....	99
Figure 2.32 Montage pratique de mesure de la constante électrique du moteur synchrone.....	100
Figure 2.33 Réponse indicielle du courant intermédiaire.....	100
Figure 2.34 Schéma de principe du filtre passe bas du régulateur de courant.....	101
Figure 2.35 Amplificateur de gain 100.....	102
Figure 2.36 Schéma de principe de la partie du sommateur du régulateur de courant.....	102
Figure 2.37 Inverseur à gain unitaire.....	103
Figure 2.38 Schéma de principe du terme proportionnel du régulateur de courant du circuit intermédiaire.....	104
Figure 2.39 Adaptateur de tension pour les TCA 785.....	104



Figure 2.40	Schéma de principe du monostable.....	105
Figure 2.41	Amplificateur de gain = 2.....	106
Figure 2.42	Schéma de principe de l'ajustement de vitesse de référence.....	107
Figure 2.43	Schéma de principe du régulateur proportionnel et intégrale.....	108
Figure 3.1	Élément de base de la carte de contrôle.....	113
Figure 3.2	Schéma de branchement de la RAM de la carte de contrôle.....	115
Figure 3.3	Schéma de branchement de la ROM de la carte de contrôle.....	116
Figure 3.4	Schéma de décodage des espaces mémoires de la carte de contrôle.....	117
Figure 3.5	Schéma de branchement de la périphérie MC6850 dans la carte de contrôle.....	120
Figure 3.6	Schéma de branchement de la périphérie de communication entre l'IBM et la carte de contrôle.....	121
Figure 3.7	Circuit du driver RS-232.....	122
Figure 3.8	Diagramme fonctionnel du système de commande de courant.....	123
Figure 3.9	Principe du circuit de commande du moteur synchrone autopiloté.....	125
Figure 3.10	Diagramme fonctionnel du système de commande.....	126
Figure 3.11	Schéma général du système de commande.....	127
Figure 3.12	Schéma électrique de la machine synchrone autopilotée.....	128
Figure 3.13	(a) Intervalle de conduction.....	129
	(b) Intervalle de commutation.	
Figure 3.14	Schéma électrique de la machine synchrone autopilotée.....	129
Figure 3.15	Schéma des six positions fixes du champ tournant dans la machine synchrone autopilotée.....	130

Figure 3.16	Circuit d'interface du redresseur.....	131
Figure 3.17	Circuit de génération d'impulsion et de synchronisation.....	133
Figure 3.18	Schéma simplifié du capteur de courant du circuit intermédiaire du convertisseur de fréquence.....	134
Figure 3.19	Circuit d'interface du commutateur.....	135
Figure 3.20	Circuit du capteur de position.....	136
Figure 3.21	Schéma simplifié du capteur de vitesse.....	137
Figure 3.22	Schéma de principe de l'ensemble convertisseur côté machine et le moteur synchrone.....	140
Figure 3.23	Formes d'ondes des courants lors de démarrage du moteur.....	144
Figure 3.24	Schéma de principe de démarrage par discontinuité de courant.....	149
Figure 3.25	Schéma du circuit équivalent lors de démarrage.....	150
Figure 3.26	Évolution de la tension $V_d$ et du courant $i$ .....	151
Figure 3.27 (a)	La tension $U_d$ et le courant $I_d$ lors de démarrage numérique pour une vitesse cible ( $\Omega_r=185\text{tr/mn}$ ).....	158
Figure 3.27 (b)	La tension $U_d$ et le courant $I_d$ lors de démarrage numérique pour une vitesse cible ( $\Omega_r=295\text{tr/mn}$ ).....	158
Figure 3.27 (c)	La tension $U_d$ et le courant $I_d$ lors de démarrage numérique pour une vitesse cible ( $\Omega_r=455\text{tr/mn}$ ).....	158
Figure 3.27 (d)	La tension de commande et la tension $U_d$ lors de démarrage numérique pour une vitesse cible ( $\Omega_r=240\text{tr/mn}$ ).....	158
Figure 3.27 (e)	La tension de commande $V_{\text{com}}$ et le courant redressé $I_d$ pour	

une vitesse cible ( $\Omega_r=240\text{tr/mn}$ ).....	159
Figure 3.27 (f) La tension de commande $V_{\text{com}}$ et le courant redressé $I_d$ pour une vitesse cible ( $\Omega_r=585\text{tr/mn}$ ).....	159
Figure 3.27 (g) Le courant de la phase A $I_A$ et la tension de commande $V_{\text{com}}$ lors de démarrage pour une vitesse cible ( $\Omega_r=240\text{tr/mn}$ ).....	159
Figure 3.27 (h) Le courant de la phase A $I_A$ et la tension de commande $V_{\text{com}}$ lors de démarrage pour une vitesse cible ( $\Omega_r=415\text{tr/mn}$ ).....	159
Figure 3.27 (i) La tension $U_d$ et le courant $I_d$ lors de démarrage pour une vitesse cible ( $\Omega_r= 618\text{tr/mn}$ ).....	160
Figure 3.27 (j) La tension de commande générée par le microprocesseur et la tension triangulaire générée par le circuit de synchronisation .....	160
Figure 3.28 Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu, onduleur avec un pont d'excitation auxiliaire.....	162
Figure 4.1 Modèle du dispositif à commander.....	166
Figure 4.2 Schéma montrant le référentiel d-q.....	169
Figure 4.3 Schéma de principe de commande de vitesse de la machine synchrone en agissant sur le redresseur.....	175
Figure 4.4 Montage de l'ensemble à commander.....	175
Figure 4.5 Diagramme vectoriel du moteur synchrone autopiloté.....	176
Figure 4.6 Schéma bloc de la boucle de régulation de vitesse du moteur.....	180
Figure 4.7 Réglage de la vitesse du moteur par le principe de contrôle de l'angle d'amorçage des thyristors du redresseur.....	181
Figure 4.8 Schéma bloc du système d'asservissement de vitesse du moteur.	184
Figure 4.9 Schéma de principe du système de commande.....	187
Figure 4.10 Formes d'ondes de $V_A$ et $I_A$ .....	189

Figure 4.11	Formes d'ondes des tensions $V_A$ et $V_B$ .....	189
Figure 4.12	Tension $V_{CA}$ et courant $I_A$ .(a) et (b).....	189
Figure 4.13	Évolution de $\Omega_r$ et du courant $I_d$ lors de variation de la charge de (+75% charge) (a) et (b).....	190
Figure 4.14	Évolution de $\Omega_r$ et du courant $I_d$ lors de variation de la charge de (-75% charge) (a) et (b).....	190
Figure 4.15	Formes d'ondes des courants des phases $I_A$ et $I_B$ .....	191
Figure 4.16	Réponse du régulateur PI et de la loi polynômiale à une variation brusque du couple de charge.....	191
Figure 4.17	Évolution de la vitesse; simulation de la loi polynômiale avec des courants non sinusoïdaux.....	191
Figure 4.18	Évolution pratique de la vitesse .....	191
Figure 4.19	Évolution du couple $T_{em}$ ; simulation de la loi polynômiale avec des courants non sinusoïdaux.....	192
Figure 4.20	Évolution du couple $T_{em}$ ; simulation de la loi polynômiale avec des courants sinusoïdaux.....	192

## LISTE DES SYMBOLES

$I_a$  : courant dans la phase A de la machine

$I_b$  : courant dans la phase B de la machine

$I_c$  : courant dans la phase C de la machine

$U_A$  : tension dans la phase A de la machine

$U_B$  : tension dans la phase B de la machine

$U_C$  : tension dans la phase C de la machine

$U_{sa}$  : tension dans la phase A du stator

$U_{sb}$  : tension dans la phase B du stator

$U_{sc}$  : tension dans la phase C du stator

$U_d$  : tension statorique dans l'axe direct

$U_q$  : tension statorique dans l'axe transverse

$I_d$  : courant statorique dans l'axe direct

$I_q$  : courant statorique dans l'axe transverse

$\theta$  : angle entre la phase A du stator et le référentiel lié au rotor

$U_n$  : valeur nominale de la tension de phase

$I_n$  : valeur nominal du courant

$f_n$  : fréquence nominale

$\omega_n$  : pulsation nominale

$\Psi_n$  : flux couplé nominal

$S_n$  : puissance nominale

$\Omega_n$  : vitesse nominale du rotor

$T_{emn}$  : couple électromagnétique nominal

$Z_n$  : impédance nominale

$L_n$  : inductance nominale

$I_{Dr}$  : courant d'amortissement dans l'axe D

$I_{Qr}$  : courant d'amortissement dans l'axe Q

$I_{eo}$  : courant d'excitation

$L_{dD}$  : inductance mutuelle D avec l'enroulement équivalent d au stator

$L_{qQ}$  : inductance mutuelle Q avec l'enroulement équivalent q au stator

$L_{de}$  : inductance mutuelle e avec l'enroulement équivalent d au stator

$L_D$  : inductance propre de l'enroulement amortisseur D

$L_Q$  : inductance propre de l'enroulement amortisseur Q

$\Psi_{Qr}$  : flux d'amortissement dans l'axe Q

$U_{eo}$  : flux d'excitation

$R_e$  : résistance ohmique du circuit d'excitation

$L_e$  : inductance propre du circuit d'excitation

$\Psi_{eo}$  : flux d'excitation

$\Psi_d$  : flux totalisé couplé avec l'enroulement statorique dans l'axe direct

$\Psi_q$  : flux totalisé couplé avec l'enroulement statorique dans l'axe

transverse

$r_s$  : résistance ohmique de l'enroulement statorique

$R_D$  : résistance ohmique de l'enroulement amortisseur dans l'axe D

$R_Q$  : résistance ohmique de l'enroulement amortisseur dans l'axe Q

$\Psi_D$  : flux dans l'amortisseur dans l'axe D

$\Psi_Q$  : flux dans l'amortisseur dans l'axe Q

$L_{dD}$  : inductance mutuelle entre l'enroulement amortisseur et l'enroulement équivalent du stator d

$L_{qQ}$  : inductance mutuelle entre l'enroulement amortisseur et l'enroulement équivalent du stator q

$x_d$  : réactance synchrone de l'axe d

$x_q$  : réactance synchrone de l'axe q

$I_D$  : courant dans l'enroulement d'amortisseur D

$I_Q$  : courant dans l'enroulement d'amortisseur Q

$\sigma_D$  : coefficient de fuite

$\mu_D$  : rapport d'inductances

$\sigma_Q$  : coefficient de fuite

$\sigma_e$  : coefficient de fuite

$\mu_e$  : rapport d'inductances

$x_d'$  : réactance transitoire directe

$x_d''$  : réactance subtransitoire directe

$x_q''$  : réactance subtransitoire transversale

$x_{eq}$  : réactance équivalente

$\Psi_e$  : flux d'excitation

$T_{ch}$  : couple de charge

$T_{em}$  : couple électromagnétique

$\tau_m$  : constante de temps mécanique

$\tau_Q$  : constante de temps électrique dans l'amortisseur

$\tau_d'$  : constante de temps transitoire directe

$\tau_d''$  : constante de temps subtransitoire directe

$\tau_q''$  : constante de temps subtransitoire transversale

$\tau_e$  : constante de temps électrique du circuit d'excitation

$\alpha$  : angle d'amorçage du redresseur

$\beta$  : angle d'amorçage de l'onduleur

$p$  : nombre de paire de pôle

$D$  : viscosité de frottement

$k$  : constante

$V_1$  : tension simple du réseau d'alimentation

$U_d$  : tension à la sortie du redresseur

$U_d'$  : tension à l'entrée de l'onduleur

$i_s$  : courants dans le stator de la machine

$i_r$  : courants dans le rotor de la machine



$I_M$  : amplitude de l'onde fondamentale des courants  $i_s$

$T_{ch}$  : couple résistant

$\omega_r$  : vitesse de référence du moteur (rd/s)

$L_s$  : inductance moyenne d'une phase du stator

$R_s$  : résistance d'une phase du stator

$L_d$  : inductance de lissage du circuit intermédiaire

$R_d$  : résistance de la bobine de lissage

$R_a$  :  $R_d + R_s$

$M_{af}$  : Mutuelle inductance stator-rotor

$\tau_e$  : constante électrique de la machine

$\tau_m$  : constante mécanique de la machine

$K_C$  : gain du convertisseur de courant

$K_i$  : gain du capteur de courant

$K_\Omega$  : gain du capteur de vitesse

$H_{ri}(s)$  : correcteur de courant

$H_{r\Omega}(s)$  : correcteur de vitesse

$T$  : période d'échantillonnage

$T_a$  : période synchronisée au réseau

$k_{ci}$  : gain du convertisseur A/D du courant

$k_{cv}$  : gain du convertisseur A/D de vitesse

$U_d$  : tension continu au circuit intermédiaire

$V_1$ : tension simple du réseau d'alimentation

$\alpha$ : angle d'amorçage du redresseur

$\beta$ : angle d'amorçage du commutateur de courant

$G_c$ : fonction de transfert du convertisseur de fréquence

$\tau_{cm}$ : constante de temps du convertisseur

$U_{di\alpha}$ : tension idéale du convertisseur de courant 1 pour un angle d'amorçage  $\alpha$

$U_{dio}$ : tension idéale ( $\alpha=0$ ) du convertisseur de courant 1

$U_{cm}$ : tension de commande

$R_i$ : résistance de commutation

S: nombre de groupe de commutation en série

q: indice de commutation

$L_c$ : inductance de commutation

$r_i$ : résistance de commutation en grandeur relative

$R_c$ : résistance de commutation

$L_s$ : inductance synchrone de la machine

## INTRODUCTION

Les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance ont permis la construction de convertisseurs statiques à fréquence variable, ce qui a rendu possible le réglage effectif de la vitesse des machines à courant alternatif.

Les ensembles convertisseurs statique-moteur à courant alternatif, n'ayant pas les contraintes du collecteur mécanique, peuvent atteindre des performances allant au-delà des limites de la machine à courant continu.

La machine synchrone autopilotée fonctionne selon un principe assimilable à celui d'un moteur à courant continu non compensé. Dans le cas du moteur à courant continu, la commutation du courant d'une lame du collecteur à une autre s'effectue par le passage des lames devant les balais; dans le cas de la machine synchrone autopilotée, la commutation est régie par elle-même, soit par sa tension soit par la position du rotor.

L'absence de glissement et la présence d'une force électromotrice existant même en l'absence de courant dans le stator présente deux caractéristiques remarquables dans la machine synchrone autopilotée.

L'absence de glissement nous permet d'obtenir des vitesses rigoureuses. La présence de la force électromotrice nous permet d'utiliser des convertisseurs à commutation naturelle par la machine.

La commutation naturelle du convertisseur de fréquence écarte tout risque de décrochage; tout ralentissement de la vitesse, lent ou brusque, conduit automatiquement à une diminution correspondante de la fréquence des courants d'alimentation.

La fréquence reste donc toujours parfaitement synchrone à la vitesse. L'ensemble convertisseur-machine synchrone se comporte, à de nombreux points de vue, comme un moteur à courant continu alimenté par redresseur.

La fréquence d'alimentation de la machine synchrone devient ici un

paramètre secondaire: les couples moteur ou de freinage se déterminent, compte tenu de l'excitation et des angles de pilotage, à partir du courant continu que reçoit le commutateur statique de courant qui remplace le collecteur du moteur à courant continu. Cette analogie avec le moteur à courant continu vaut parfois à cette solution le nom de moteur sans collecteur.

La mise en oeuvre des réglages modernes par contre-réaction des grandeurs d'état avec ou sans observateur est particulièrement bien adapté à la puissance de calcul qu'offrent les systèmes programmés. Le progrès sur le marché de systèmes programmés à hautes performances et à haute intégration tels les microprocesseurs, a ouvert la voie à l'application massive des techniques numériques, en particulier dans le domaine des entraînements réglés. Le contrôle par voie numérique et le réglage échantillonné permettent d'améliorer sensiblement la précision statique des systèmes réglés. Le but de ce travail est d'étudier le réglage numérique par contre réaction des variables d'état appliqué à un moteur synchrone. Dans un premier chapitre, on établit l'étude théorique détaillée de la machine synchrone, une étude et simulation d'un moteur synchrone autopiloté à pôles lisses sans amortisseur alimenté en tension et une étude et simulation d'un moteur synchrone triphasé à pôles saillants avec amortisseur afin d'avoir le comportement des grandeurs d'état du moteur. Dans le chapitre 2, nous étudions et nous réalisons pratiquement l'ensemble machine-convertisseur de fréquence et les cartes de commande analogiques. On y discute également de l'influence de la commutation. Dans ce chapitre on aborde également le calcul des paramètres de la machine. Enfin des résultats pratiques et de simulation des régulateurs de courant et de vitesse seront présentés. On traite dans le chapitre 3, dans un premier temps le numérique dans l'environnement de la machine synchrone autopilotée. On consacrera dans ce chapitre toute une étude pratique de la conception et le développement de la carte de contrôle: répartition de la mémoire, décodage des espaces mémoires de

la carte de contrôle, Interface d'entrées sorties parallèles et série, circuit de génération d'impulsion. Aussi on traitera dans ce chapitre la partie intermédiaire entre la puissance et la commande: capteur de courant, capteur de vitesse, capteur de position, circuit d'interface du redresseur, circuit d'interface du commutateur de courant. Et enfin on développera les algorithmes d'amorçage du commutateur. Dans la deuxième partie de ce chapitre on consacrera une étude du problème de démarrage du moteur synchrone et on développera les algorithmes correspondants. Enfin on présentera les résultats pratiques de la commande numérique de la machine lors du démarrage et les performances de la carte développée. Dans le quatrième chapitre on présente l'étude théorique d'une nouvelle loi de commande de vitesse, dite loi polynômiale, du moteur synchrone alimenté par un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire. On présente aussi dans ce chapitre des résultats pratiques et de simulations de la nouvelle loi. On clôture ce travail par une conclusion générale.

# CHAPITRE 1

## ÉTUDE THÉORIQUE DE LA MACHINE SYNCHROME DANS LE RÉFÉRENTIEL d-q ET DANS LE RÉFÉRENTIEL DES PHASES

### 1.1 INTRODUCTION

Pour le fonctionnement en alternateur le bobinage rotorique à  $2p$  pôles est excité en courant continu; lorsqu'il est entraîné à la vitesse  $\Omega$ , il entraîne avec lui le champ qu'il crée. Les enroulements statoriques à  $2p$  pôles sont balayés par ce champ et il y apparaît 3 f.e.m. triphasées de pulsation  $\omega = p \Omega$ . Lorsque l'alternateur débite sur une charge triphasée, les courants statoriques créent un champ tournant à la vitesse  $\omega/p = \Omega$ . Ainsi les champs tournants statoriques et rotoriques tournent à la même vitesse  $\Omega$  par rapport à un repère lié au stator. Par rapport à un repère lié au rotor, ces 2 champs sont fixes: c'est la définition générale des machines synchrones. L'alternateur reçoit de la puissance mécanique  $P_m$  par son arbre et fournit de la puissance électrique disponible aux bornes du stator  $P_u$ .

Pour le fonctionnement en moteur, le stator à  $2p$  pôles est alimenté par 3 courants triphasés de pulsation  $\omega$ , il y a création d'un champ tournant à  $\omega/p = \Omega$ . Sachant qu'il n'existe un couple électromagnétique moyen que si le rotor alimenté en courant tourne à  $\Omega$ . Ainsi les champs tournants statoriques et rotoriques tournent à la même vitesse. La valeur du couple (moteur dans le cas d'un fonctionnement en moteur, ou de freinage dans le cas d'un fonctionnement en alternateur) dépend du décalage entre les 2 champs [13]. Le moteur reçoit de la puissance électrique  $P_e$  au stator et fournit de la puissance mécanique  $P_u$  sur

son arbre. Dans ce premier chapitre, on introduit l'étude théorique de la machine synchrone dans le modèle d-q afin de nous permettre d'analyser le comportement des grandeurs d'état de la machine et tirer des conclusions pour la réalisation pratique de notre commande qu'on va présenter dans les prochains chapitres.

## 1.2 Étude de la machine synchrone

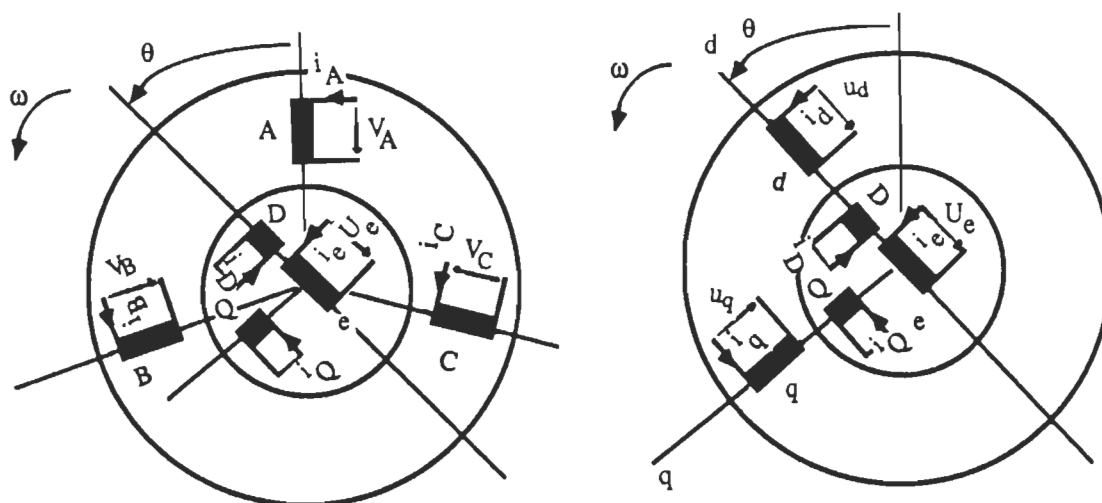


Figure 1.1 La machine synchrone et ses enroulements dans les référentiels des phases et (d-q)

La figure 1.1 présente une machine synchrone avec ses enroulements au stator et au rotor. Le rotor possède un enroulement d'excitation (e) et deux enroulements D et Q décalés de  $90^0$ , représentant l'enroulement amortisseur. L'axe de l'enroulement d'excitation est décalé d'un angle  $\theta$  par rapport à l'axe de la phase A de l'enroulement triphasé du stator. L'angle  $\theta$  mesure la position angulaire du rotor. Il est variable, si le moteur tourne.

Pour le traitement analytique, il s'avère gênant que le couplage entre les enroulements du stator et du rotor soit variable suivant la position du rotor. Par conséquent on introduit un référentiel commun qui, dans le cas de la machine synchrone est fixe par rapport au rotor et tourne à la vitesse angulaire électrique  $\omega$ . Pour le stator on peut s'imaginer deux enroulements équivalents d et q, décalés de  $90^\circ$  tournant à la vitesse synchrone. Le premier enroulement équivalent d est situé sur l'axe de l'enroulement d'excitation. On parle de l'axe direct (d), l'autre enroulement équivalent (q) forme l'axe transverse.

### **1.3 Relations qui permettent de déterminer les grandeurs électriques représentées dans le référentiel tournant avec le rotor ( d,q ) à partir des mêmes grandeurs statoriques créées dans le référentiel fixe triphasé ( A,B,C )**

Les équations 1.1 à 1.4 sont exprimées en grandeurs relatives. Ces équations donnent les relations des courants et tensions dans l'axe d-q exprimées en fonction des courants et tensions des phases [6].

$$i_d = \frac{2}{3} \left[ i_a - \frac{1}{2} (i_b + i_c) \right] \cos\theta + \frac{1}{\sqrt{3}} (i_b - i_c) \sin\theta \quad (1.1)$$

$$i_q = -\frac{2}{3} \left[ i_a - \frac{1}{2} (i_b + i_c) \right] \sin\theta + \frac{1}{\sqrt{3}} (i_b - i_c) \cos\theta \quad (1.2)$$

$$U_d = \frac{2}{3} \left[ U_{sa}(t) \cos\theta + U_{sb}(t) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + U_{sc}(t) \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (1.3)$$

$$U_q = -\frac{2}{3} \left[ U_{sa}(t) \sin\theta + U_{sb}(t) \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + U_{sc}(t) \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad (1.4)$$

#### **1.3.1 Grandeurs relatives:**

Il est avantageux de travailler avec des grandeurs relatives [6]. Toutes les grandeurs seront référées aux valeurs du point de fonctionnement nominal.



Comme grandeurs de référence, on introduit les valeurs suivantes :

$$\text{Tension de phase} \quad \widehat{U}_n = \sqrt{2} U_n \quad (1.5)$$

$$\text{Courant de phase} \quad \widehat{I}_n = \sqrt{2} I_n \quad (1.6)$$

$$\text{Pulsation} \quad \omega_n (\text{s}^{-1}) = 2 \pi f_n (\text{Hz}) \quad (1.7)$$

$$\text{Flux couplé} \quad \widehat{\Psi}_n = \frac{\widehat{U}_n}{\omega_n} \quad (1.8)$$

$$\text{Puissance} \quad S_n = 3 U_n I_n = \frac{3}{2} \widehat{U}_n \widehat{I}_n \quad (1.9)$$

$$\text{Vitesse angulaire mécanique} \quad \Omega_n = \frac{\omega_n}{p} \quad (1.10)$$

$$\text{Couple} \quad T_n = \frac{S_n}{\Omega_n} = 3 \frac{\widehat{U}_n \widehat{I}_n}{2 \Omega_n} \quad (1.11)$$

$$\text{Impédance} \quad Z_n = \frac{\widehat{U}_n}{\widehat{I}_n} \quad (1.12)$$

$$\text{Inductance} \quad L_n = \frac{\widehat{\Psi}_n}{\widehat{I}_n} = \frac{\widehat{U}_n}{\widehat{I}_n \omega_n} \quad (1.13)$$

Pour les enroulements amortisseurs, il n'y a pas de référence correspondant à un point de fonctionnement, étant donné que les courants d'amortissement s'annulent en régime établi. On prend comme grandeurs de référence (indice r) pour l'axe direct :

$$\text{- Courant d'amortissement} \quad I_{Dr} = \Psi_n / L_{dD} \quad (1.14)$$

$$\text{- Flux d'amortissement} \quad \Psi_{Dr} = L_D I_{Dr} \quad (1.15)$$

et pour l'axe transverse :

$$\text{- Courant d'amortissement} \quad I_{Qr} = \Psi_n / L_{qQ} \quad (1.16)$$

$$\text{- Flux d'amortissement} \quad \Psi_{Qr} = L_Q I_{Qr} \quad (1.17)$$

$L_D, L_Q$  sont les inductances propres des enroulements amortisseurs tandis que  $L_{dD}$  et  $L_{qQ}$  sont les inductances mutuelles avec les enroulements

équivalents au stator.

Les grandeurs du circuit d'excitation ne sont pas référées au point de fonctionnement à puissance nominale, mais au point de fonctionnement à vide (indice o) en supposant une caractéristique d'aimantation linéaire. Ainsi on définit les grandeurs de références :

$$\text{Courant d'excitation } I_{eo} = \frac{\widehat{\Psi}_n}{L_{de}} \quad (1.18)$$

$$\text{Tension d'excitation } U_{eo} = R_e I_{eo} \quad (1.19)$$

$$\text{Flux d'excitation } \Psi_{eo} = L_e I_{eo} \quad (1.20)$$

$R_e$  est la résistance ohmique du circuit d'excitation et  $L_e$  l'inductance propre tandis que  $L_{de}$  est l'inductance mutuelle entre l'enroulement d'excitation et l'enroulement équivalent dans l'axe direct d au stator. Toutes les grandeurs exprimées en grandeurs relatives sont désignées par des lettres minuscules. En particulier,  $\Omega$  est la vitesse relative du moteur et  $f_s$  la fréquence relative au stator.

## 1.4 Équations des tensions induites

Pour le stator de la machine synchrone, on peut poser les équations suivantes :

$$u_d = r_s i_d + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\Psi_d}{dt} - \Omega \Psi_q \quad (1.21)$$

$$u_q = r_s i_q + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\Psi_q}{dt} + \Omega \Psi_d \quad (1.22)$$

Où  $u_d$  et  $u_q$  sont les tensions statoriques dans l'axe direct et l'axe transverse.  $\Psi_d$  et  $\Psi_q$  sont les flux totalisés couplés avec l'enroulement statorique, dans l'axe direct et transverse.

$r_s$  est la résistance ohmique de l'enroulement statorique

$\omega_s$  est la pulsation nominale

$\Omega$  est la vitesse de rotation de la machine synchrone

Pour les enroulements amortisseurs, qui sont court-circuités, on a dans l'axe direct:

$$0 = R_D I_D + \frac{d\Psi_D}{dt} \quad (1.23)$$

et dans l'axe transverse

$$0 = R_Q I_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} \quad (1.24)$$

### 1.5 Équations des flux couplés

$$\Psi_d = L_d I_d + L_{dD} I_D + L_{de} I_e \quad (1.25)$$

$$\Psi_q = L_q I_q + L_{qQ} I_Q \quad (1.26)$$

$L_{dD}, L_{qQ}$  sont les inductances mutuelles entre l'enroulement statorique et l'enroulement amortisseur dans l'axe d et q.

$L_{de}$  est l'inductance mutuelle entre l'enroulement statorique de l'axe direct et l'enroulement d'excitation.

Exprimées en grandeurs relatives, ces relations deviennent :

$$\Psi_d = x_d i_d + i_D + i_e \quad (1.27)$$

$$\Psi_q = x_q i_q + i_Q \quad (1.28)$$

avec

$$x_d = L_d \frac{\hat{I}_n}{\hat{\Psi}_n} = \omega_n L_d \frac{\hat{I}_n}{\hat{U}_n} \quad (1.29)$$

$$x_q = L_q \frac{\hat{I}_n}{\hat{\Psi}_n} = \omega_n L_q \frac{\hat{I}_n}{\hat{U}_n} \quad (1.30)$$

Où  $x_d$  et  $x_q$  sont les réactances synchrones dans l'axe (d-q).

Les flux couplés dans les enroulements amortisseurs sont :

$$\Psi_D = L_{dD} I_d + L_D I_D + L_{eD} I_e \quad (1.31)$$

$$\Psi_Q = L_{qQ} I_q + L_Q I_Q \quad (1.32)$$

$L_{dD}$ ,  $L_{qQ}$  et  $L_{eD}$  sont les inductances mutuelles entre les enroulements amortisseurs et les enroulements équivalents du stator ou d'excitation.

L'introduction de grandeurs relatives donne :

$$\Psi_D = x_d (1 - \sigma_D) i_d + i_D + \mu_D i_e \quad (1.33)$$

avec

$$\sigma_D = 1 - \frac{L_{dD}^2}{L_D L_d} \quad (1.34)$$

et le rapport d'inductance

$$\mu_D = \frac{L_{dD} L_{eD}}{L_D L_{de}} \quad (1.35)$$

$$\Psi_Q = x_q (1 - \sigma_Q) i_q + i_Q \quad (1.36)$$

$$\text{avec } \sigma_Q = 1 - \frac{L_{qQ}^2}{L_Q L_q} \quad (1.37)$$

Le flux couplé avec l'enroulement d'excitation découle de

$$\Psi_e = L_{de} I_d + L_{eD} I_D + L_e I_e \quad (1.38)$$

Exprimé en grandeurs relatives, le flux couplé devient

$$\Psi_e = x_d (1 - \sigma_e) i_d + \mu_e i_D + i_e \quad (1.39)$$

avec le coefficient de fuite

$$\sigma_e = 1 - \frac{L_{de}^2}{L_e L_d} \quad (1.40)$$

et le rapport d'inductances

$$\mu_e = \frac{L_{de} L_{eD}}{L_e L_{dD}} \quad (1.41)$$

Pour les machines à grande puissance [3] on a :

$$x_{d1}' \approx \sigma_e x_d \quad (1.42)$$

$$x_d \approx \sigma_D x_{dD} \quad (1.43)$$

$$\tau_d' \approx \sigma_e \tau_e = \frac{x_d' \tau_e}{x_d} \quad (1.44)$$

$$\tau_d'' \approx \sigma_D \tau_{dD} \quad (1.45)$$

$$x_q'' \approx \sigma_Q x_q \quad (1.46)$$

$$\tau_q'' \approx \sigma_Q \tau_{qD} \quad (1.47)$$

où

$x_d'$  : réactance transitoire directe

$x_d''$  : réactance subtransitoire directe

$\tau_d'$  : constante de temps transitoire directe

$\tau_d''$  : constante de temps subtransitoire directe

$x_q''$  : réactance subtransitoire transversale

$\tau_q''$  : constante de temps subtransitoire transversale

Les coefficients de fuite  $\sigma_D$  et  $\sigma_Q$  ainsi que  $\mu_D$  dépendent des inductances propres des enroulements amortisseurs et des inductances mutuelles entre les enroulements amortisseurs, les enroulements équivalents du stator et l'enroulement d'excitation.

On tire

$$\Psi_D = x_d^2 \frac{x_d' - x_d''}{x_{\dot{e}q}^2} i_d + i_D + x_d \frac{x_d' - x_d''}{x_{\dot{e}q}^2} i_e \quad (1.48)$$

$$x_{\dot{e}q}^2 = x_d'' x_d' + x_d x_d' - x_d x_d'' \quad (1.49)$$

$$\Psi_Q = (x_q - x_q'') i_q + i_Q \quad (1.50)$$

$$\Psi_e = (x_d - x'_d) i_d + \frac{x_d - x'_d}{x_d} i_D + i_e \quad (1.51)$$

## 1.6 Équation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique  $T_{em}$ , exprimé en grandeurs relatives, est donné par l'équation suivante:

$$T_{em} = \Psi'_d i_q - \Psi_q i_d \quad (1.52)$$

## 1.7 Équation du mouvement

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{T_{em} - T_{ch}}{\tau_m} \quad (1.53)$$

$T_{ch}$  : le couple résistant

$\tau_m$  : la constante de temps mécanique

## 1.8 Transformation du système d'équations pour l'axe transverse

En général, on ne s'intéresse qu'aux courants circulant dans les enroulements amortisseurs et il est avantageux d'éliminer ces grandeurs. Les flux couplés et les courants sont liés par des équations différentielles linéaires. On peut donc faire appel à la transformation de Laplace.

De la relation (1.24) on tire

$$0 = i_Q + s \tau_Q \Psi_Q \quad (1.54)$$

d'où

$$\Psi_Q = -\frac{1}{s \tau_Q} i_Q \quad (1.55)$$

En introduisant  $\Psi_Q$  dans la relation (1.36) on obtient :

$$i_Q = - \frac{s x_q (1 - \sigma_Q) \tau_Q}{1 + s \tau_Q} i_q \quad (1.56)$$

et avec (1.28)

$$\Psi_q = x_q \frac{1 + s \sigma_Q \tau_Q}{1 + s \tau_Q} i_q \quad (1.57)$$

on peut introduire la réactance opérationnelle

$$x_q(s) = x_q \frac{1 + s \sigma_Q \tau_Q}{1 + s \tau_Q} i_q \quad (1.58)$$

et l'on obtient

$$\Psi_q = x_q(s) i_q \quad (1.59)$$

Dans les études relatives aux phénomènes transitoires des machines synchrones, on utilise souvent l'inverse de la réactance opérationnelle [6] qui est donnée sous la forme

$$\frac{1}{x_q(s)} = \frac{1}{x_q} + \left( \frac{1}{x_q''} - \frac{1}{x_q} \right) \frac{s \tau_q''}{1 + s \tau_q''} \quad (1.60)$$

## **1.9 Transformation du système d'équations pour l'axe direct**

$$\Psi_d = x_d(s) i_d + G_e(s) u_e \quad (1.61)$$

avec

$$\frac{1}{x_d(s)} = \frac{1}{x_d} + \left( \frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_d} \right) \frac{s \tau_d'}{1 + s \tau_d'} + \left( \frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_d'} \right) \frac{s \tau_d''}{1 + s \tau_d''} \quad (1.62)$$

$$G_e(s) \approx \frac{1}{1 + s \tau_e} \quad (1.63)$$

$$i_e \approx \frac{1}{1 + s \tau_e} u_e - (x_d - x_d') \frac{s \tau_e}{1 + s \tau_e} i_d \quad (1.64)$$

$$\frac{d\Psi_d}{dt} = \omega_n (u_d - r_s i_d + \Omega \Psi_q) \quad (1.65)$$

$$\frac{d\Psi_q}{dt} = \omega_n (u_q - r_s i_q + \Omega \Psi_d) \quad (1.66)$$

Les équations (1.60) et (1.61) permettent d'exprimer les courants  $i_d$  et  $i_q$  en fonction des flux couplés  $\Psi_d$  et  $\Psi_q$

$$i_d = \frac{1}{x_d(s)} \left( \Psi_d - \frac{1}{1 + s \tau_e} u_e \right) \quad (1.67)$$

$$i_q = \frac{1}{x_q(s)} \Psi_q \quad (1.68)$$

Ainsi, à partir des équations précédentes on peut construire le diagramme structurel de la machine synchrone présenté par la figure 1.2.

### **1.10 Étude et simulation d'un moteur synchrone autopiloté à pôles lisses, sans amortisseurs alimenté en tension**

Dans cette partie on va présenter trois études différentes de la machine synchrone:

- La première partie est une étude du moteur dans le référentiel (d-q) tournant avec le rotor.

- La deuxième est une étude du moteur dans le modèle réel des phases (A, B, C).

- La troisième partie présente une étude du moteur dans le modèle des phases mais par contre dans cette partie l'alimentation est non sinusoïdale.

Le moteur à étudier est défini par:

$$p = 2$$

$$L_d = 0.038H$$

$$M_o = 0.45H$$

$$L_f = 8.262H$$



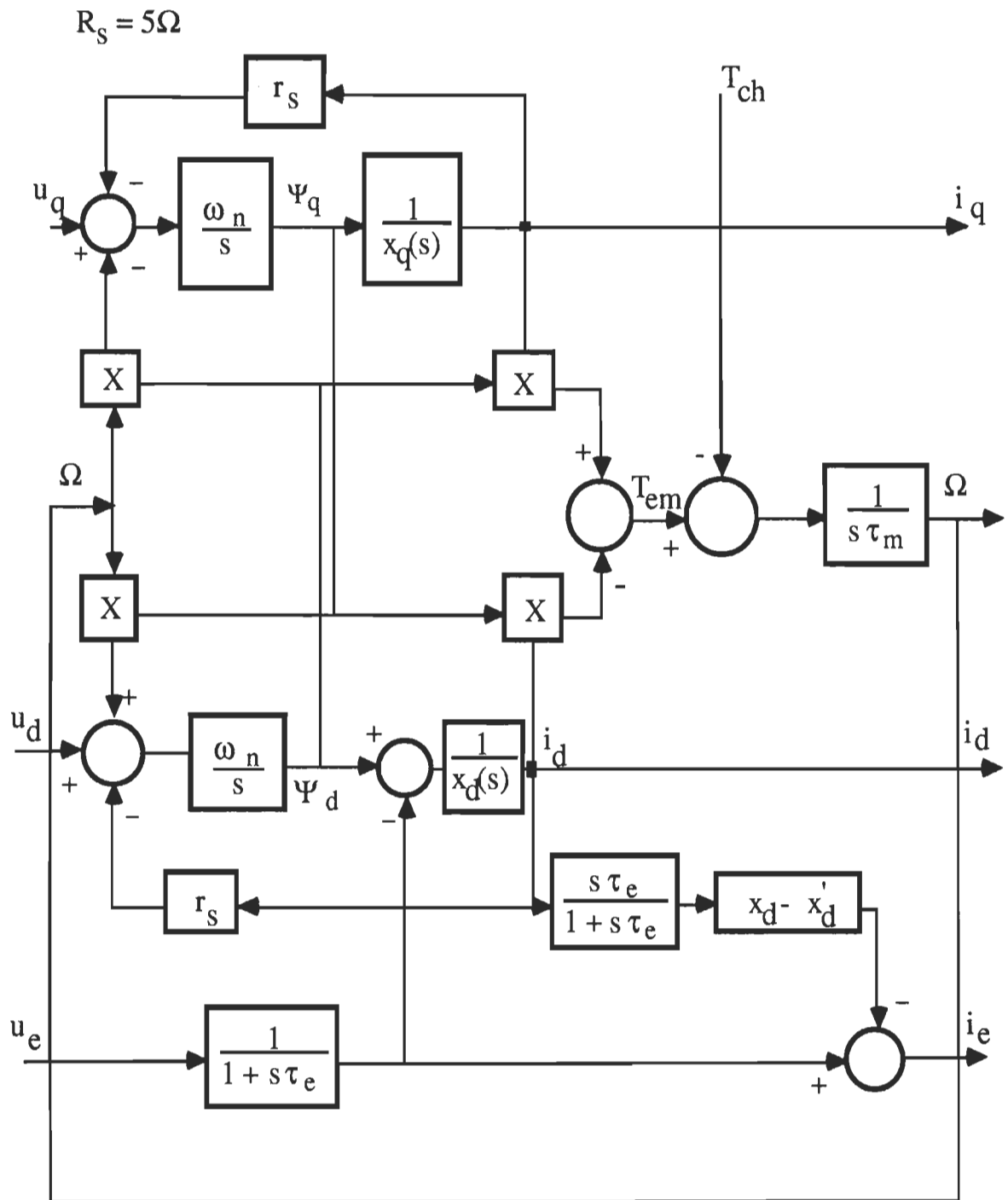


Figure 1.2 Schéma fonctionnel de la machine synchrone

$$R_f = 80\Omega$$

$$V_f = 80V$$

$$J = 0.1 \text{Kg-m}^2$$

$$D = 0.005 \text{N-m/rad/sec}$$

$$V = 120 \text{V efficace}$$

$$i_f(0) = 1 \text{A}$$

Avec le modèle d-q on détermine l'évolution de  $i_d$ ,  $i_f$ ,  $i_q$ ,  $\Omega$  et le couple électromagnétique  $T_{em}$  lors du démarrage sachant que la tension appliquée est maintenue en phase avec la tension induite à vide.

Posant :

$$L = L_d L_f - \frac{3}{2} M_o^2$$

et sachant que :

$$V_d = \sqrt{3} V \sin\left(\delta - \alpha + \frac{\pi}{2}\right)$$

$$V_q = \sqrt{3} V \cos\left(\delta - \alpha + \frac{\pi}{2}\right)$$

$\delta - \alpha + \pi/2$  définit le déphasage entre les tensions induites à vide et les tensions appliquées et puisque la tension appliquée est maintenue en phase avec la tension induite à vide alors  $\delta - \alpha + \pi/2 = 0$  d'où:

$$V_d = 0$$

$$V_q = \sqrt{3} V$$

Les équations d'état du moteur s'écrivent:

$$f_1 = \dot{i}_d = \frac{L_f L_d}{L} \omega_r i_q - \frac{L_f R_s}{L} i_d + \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o R_f}{L} i_f - \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o V_f}{L} \quad (1.69)$$

$$f_2 = \dot{i}_q = -\frac{R_s}{L_d} i_q - \omega_r i_d - \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o}{L_d} \omega_r i_f + \frac{\sqrt{3} V}{L_d} \quad (1.70)$$

$$f_3 = \dot{i}_f = -\frac{L_d R_f}{L} i_f - \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o L_d}{L} \omega_r i_q + \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o R_s}{L} i_d + \frac{L_d V_f}{L} \quad (1.71)$$

$$f_4 = \dot{\omega}_r = \frac{p^2}{J} \sqrt{\frac{3}{2}} M_o i_f i_q - \frac{D}{J} \omega_r - \frac{p}{J} T_{ch} \quad (1.72)$$

On constate d'après les équations définies ci-dessus que le système est non linéaire, de ce fait on va choisir pour nos trois parties d'études, la méthode de Runge Kutta [14] pour solutionner les équations différentielles du moteur.

Connaissant les valeurs initiales des variables d'état on peut appliquer facilement la méthode de Runge Kutta.

$$\text{Soient: } i_{d0} = 0, i_{q0} = 0, \omega_{r0} = 0, i_{f0} = 1A, V = 120V$$

### **1.10.1 Méthode de Runge Kutta**

$$x_j(t_i + h) = x_j(t_i) + \frac{h}{6} (S_{1j} + 2 S_{2j} + S_{4j})$$

$$S_{1j} = f_j(t_i, x_1, x_2, x_3, x_4)$$

$$S_{2j} = f_j(t_i + \frac{h}{2}, x_1 + \frac{h}{2} S_{11}, x_2 + \frac{h}{2} S_{12}, x_3 + \frac{h}{2} S_{13}, x_4 + \frac{h}{2} S_{14})$$

$$S_{3j} = f_j(t_i + \frac{h}{2}, x_1 + \frac{h}{2} S_{21}, x_2 + \frac{h}{2} S_{22}, x_3 + \frac{h}{2} S_{23}, x_4 + \frac{h}{2} S_{24})$$

$$S_{4j} = f_j(t_i + h, x_1 + h S_{31}, x_2 + h S_{32}, x_3 + h S_{33}, x_4 + h S_{34})$$

avec

$(x_1, x_2, x_3, x_4)$ : variables d'état

$$x_1 = i_d, x_2 = i_q, x_3 = i_f, x_4 = \omega_r$$

h: pas de calcul

$f_j$ : équations différentielles

$S_{ij}$  (i=1..4, j=1..4): pentes des fonctions  $f_j$  à un point donné

alors on peut calculer les pentes par les équations suivantes:

$$S_{11} = \frac{L_f L_d}{L} \omega_r(0) i_q(0) - \frac{L_f R_s}{L} i_d(0) + \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o R_f}{L} i_f(0) - \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o V_f(0)}{L}$$

$$S_{12} = -\frac{R_s}{L_d} i_q(0) - \omega_r(0) i_d(0) - \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o}{L_d} \omega_r(0) i_f(0) + \frac{\sqrt{3} V}{L_d}$$

$$S_{13} = -\frac{L_d R_f}{L} i_f(0) - \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o L_d}{L} \omega_r(0) i_q(0) + \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o R_s}{L} i_d(0) + \frac{L_d V_f(0)}{L}$$

$$S_{14} = \frac{p^2}{J} \sqrt{\frac{3}{2}} M_o i_f(0) i_q(0) - \frac{D}{J} \omega_r(0) - \frac{p}{J} T_{ch}$$

$$S_{21} = \frac{L_f L_d}{L} [\omega_r(0) + \frac{h}{2} S_{14}] [i_q(0) + \frac{h}{2} S_{12}] - \frac{L_f R_s}{L} [i_d(0) + \frac{h}{2} S_{11}] \\ + \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o R_f}{L} [i_f(0) + \frac{h}{2} S_{13}] - \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o V_f(0)}{L}$$

$$S_{22} = -\frac{R_s}{L_d} [i_q(0) + \frac{h}{2} S_{12}] - [\omega_r(0) + \frac{h}{2} S_{14}] [i_d(0) + \frac{h}{2} S_{11}] \\ - \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o}{L_d} [\omega_r(0) + \frac{h}{2} S_{14}] [i_f(0) + \frac{h}{2} S_{13}] + \frac{\sqrt{3} V}{L_d}$$

$$S_{23} = -\frac{L_d R_f}{L} [i_f(0) + \frac{h}{2} S_{13}] - \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o L_d}{L} [\omega_r(0) + \frac{h}{2} S_{14}] [i_q(0) + \frac{h}{2} S_{12}] \\ + \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o R_s}{L} [i_d(0) + \frac{h}{2} S_{11}] + \frac{L_d V_f}{L}$$

$$S_{24} = \frac{p^2}{J} \sqrt{\frac{3}{2}} M_o [i_f(0) + \frac{h}{2} S_{13}] [i_q(0) + \frac{h}{2} S_{12}] \\ - \frac{D}{J} [\omega_r(0) + \frac{h}{2} S_{14}] - \frac{p}{J} T_{ch}$$

$$S_{31} = \frac{L_f L_d}{L} [\omega_r(0) + \frac{h}{2} S_{24}] [i_q(0) + \frac{h}{2} S_{22}] - \frac{L_f R_s}{L} [i_d(0) + \frac{h}{2} S_{21}]$$

$$+ \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o R_f}{L} [i_f(0) + \frac{h}{2} S_{23}] - \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o V_f(0)}{L}$$

$$S_{32} = -\frac{R_s}{L_d} [i_q(0) + \frac{h}{2} S_{22}] - [\omega_r(0) + \frac{h}{2} S_{24}] [i_d(0) + \frac{h}{2} S_{21}]$$

$$- \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o}{L_d} [\omega_r(0) + \frac{h}{2} S_{24}] [i_f(0) + \frac{h}{2} S_{23}] + \frac{\sqrt{3} V}{L_d}$$

$$S_{33} = -\frac{L_d R_f}{L} [i_f(0) + \frac{h}{2} S_{23}] - \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o L_d}{L} [\omega_r(0) + \frac{h}{2} S_{24}] [i_q(0) + \frac{h}{2} S_{22}]$$

$$+ \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o R_s}{L} [i_d(0) + \frac{h}{2} S_{21}] + \frac{L_d V_f}{L}$$

$$S_{34} = \frac{p^2}{J} \sqrt{\frac{3}{2}} M_o [i_f(0) + \frac{h}{2} S_{23}] [i_q(0) + \frac{h}{2} S_{22}]$$

$$- \frac{D}{J} [\omega_r(0) + \frac{h}{2} S_{24}] - \frac{p}{J} T_{ch}$$

$$S_{41} = \frac{L_f L_d}{L} [\omega_r(0) + h S_{34}] [i_q(0) + h S_{32}] - \frac{L_f R_s}{L} [i_d(0) + h S_{31}]$$

$$+ \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o R_f}{L} [i_f(0) + h S_{33}] - \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o V_f(0)}{L}$$

$$S_{42} = -\frac{R_s}{L_d} [i_q(0) + h S_{32}] - [\omega_r(0) + h S_{34}] [i_d(0) + h S_{31}]$$

$$- \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o}{L_d} [\omega_r(0) + h S_{34}] [i_f(0) + h S_{33}] + \frac{\sqrt{3} V}{L_d}$$

$$S_{43} = -\frac{L_d R_f}{L} [i_f(0) + h S_{33}] - \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o L_d}{L} [\omega_r(0) + h S_{34}] [i_q(0) + h S_{32}]$$

$$+ \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} M_o R_s}{L} [ i_d (0) + h S_{31} ] + \frac{L_d V_f}{L}$$

$$S_{44} = \frac{p^2}{J} \sqrt{\frac{3}{2}} M_o [ i_f (0) + h S_{33} ] [ i_q (0) + h S_{32} ] \\ - \frac{D}{J} [ \omega_r (0) + h S_{34} ] - \frac{p}{J} T_{ch}$$

Après le calcul des pentes, on peut facilement calculer les valeurs des variables d'état à n'importe quel temps par l'équation générale suivante:

$$x_j(t_i + h) = x_j(t_i) + \frac{h}{6} ( S_{1j} + 2 S_{2j} + 2 S_{3j} + S_{4j} )$$

### **1.10.2 Résultats de simulation et interprétation des courbes**

Les figures 1.3.1-1.3.6 représentent les résultats de simulation du moteur synchrone autopiloté étudié dans le référentiel (d-q) tournant avec le rotor.

Les courbes représentées par la figure 1.3.1 représentent l'évolution en fonction du temps en régime transitoire (a) et permanent (b) du courant  $i_d$  lors de démarrage du moteur synchrone, l'évolution du courant transverse  $i_q$  est présentée par la figure 1.3.2 (a) et (b). La figure 1.3.3 donne l'allure du courant d'excitation lors du démarrage. Dans la figure 1.3.4 on constate la forme d'onde du courant de la phase A du moteur. La figure 1.3.5 donne le régime dynamique (a) et permanent (b) du couple électromagnétique  $T_{em}$  du moteur synchrone lors du démarrage, enfin la figure 1.3.6 donne l'évolution dans le temps de la vitesse  $\omega_r$  du rotor du moteur synchrone autopiloté.

Les figures 1.3.7-1.3.11 représentent les résultats de simulation du moteur synchrone autopiloté étudié par la deuxième méthode celle du référentiel des phases.

Les figures 1.3.7 et 1.3.8 représentent les formes d'ondes des courants circulant dans les phases A et B du moteur. La figure 1.3.9 donne l'allure du courant d'excitation  $i_e$  du moteur lors de démarrage. Le couple électromagnétique  $T_{em}$  est présenté par la figure 1.3.10, par contre la vitesse du moteur est donnée par la figure 1.3.11.

Les figures 1.3.12-1.3.16 représentent les résultats de simulation du moteur synchrone autopiloté étudié dans le référentiel des phases comme la deuxième méthode mais cette fois-ci l'alimentation du moteur est non sinusoïdale (rectangulaire).

Les figures 1.3.12 et 1.3.13 donnent les évolutions dans le temps des courants  $i_A, i_B$  des phases A et B du moteur synchrone. La figure 1.3.14 représente le courant d'excitation  $i_e$  lors de démarrage du moteur. Les figures 1.3.15, 1.3.16 représentent respectivement le couple électromagnétique et la vitesse de rotation du moteur synchrone autopiloté.

En comparant les résultats des variables d'état ( $i_A, i_e, T_{em}, \omega_r$ ) trouvés par la méthode des phases et ceux trouvés par la méthode des axes d-q, on constate qu'il sont tout à fait identiques. D'où on peut conclure que: une machine synchrone autopilotée peut être commandée numériquement en utilisant l'analyse du moteur dans le référentiel (d-q) tournant avec le rotor. L'étude du moteur dans le référentiel (d-q) est plus facile que celle des phases.

On constate, dans le cas de l'alimentation du moteur non sinusoïdale, que les courants des phases  $i_A$  et  $i_B$  présentent des variations brusques pouvant détériorer la machine, le courant  $i_e$  présente lui aussi des variations permanentes. Le couple électromagnétique  $T_{em}$  reste en oscillation même en régime permanent. Mais on constate que l'alimentation non sinusoïdale n'a

aucun effet sur la vitesse de rotation du moteur.

Pour diminuer toutes ces ondulations dans les variables d'états ( $i_A, i_e, T_{em}, \omega_r$ ), il faut toujours filtrer l'alimentation avant de l'utiliser.

Pour plus de détails concernant le programme de simulation, voir l'annexe A.

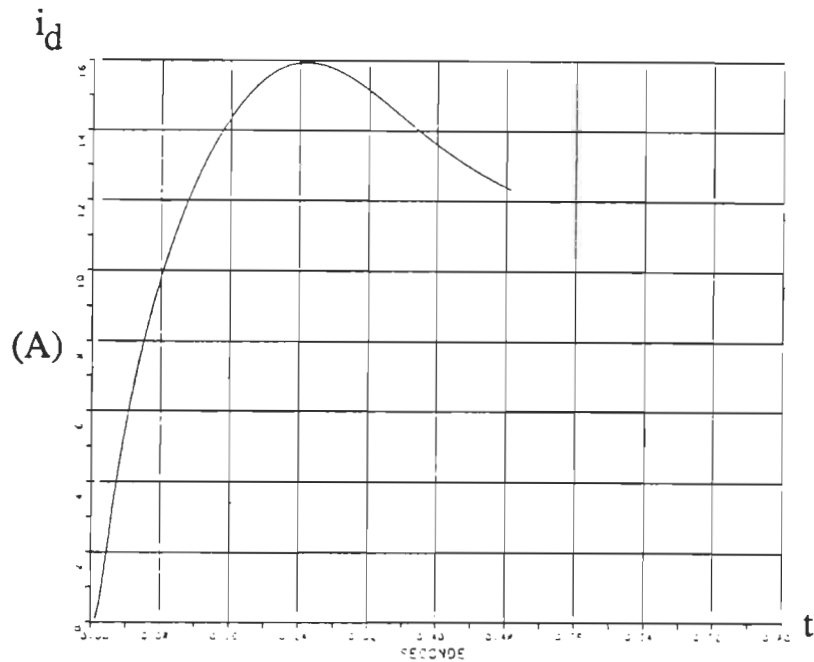


Figure 1.3.1 (a) Évolution du courant  $i_d$  en régime transitoire  
(Référentiel d-q)



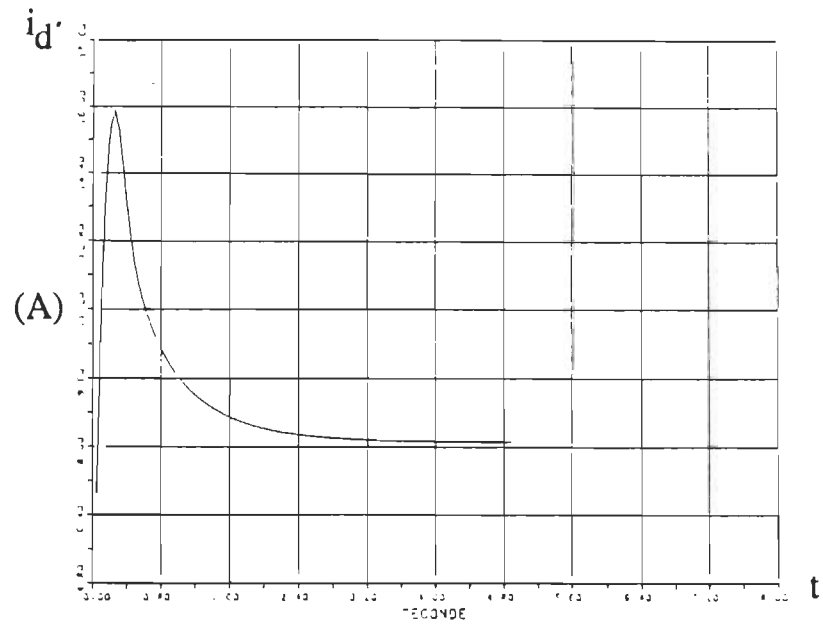


Figure 1.3.1 (b) Évolution du courant  $i_d$  en régime permanent  
(Référentiel d-q)

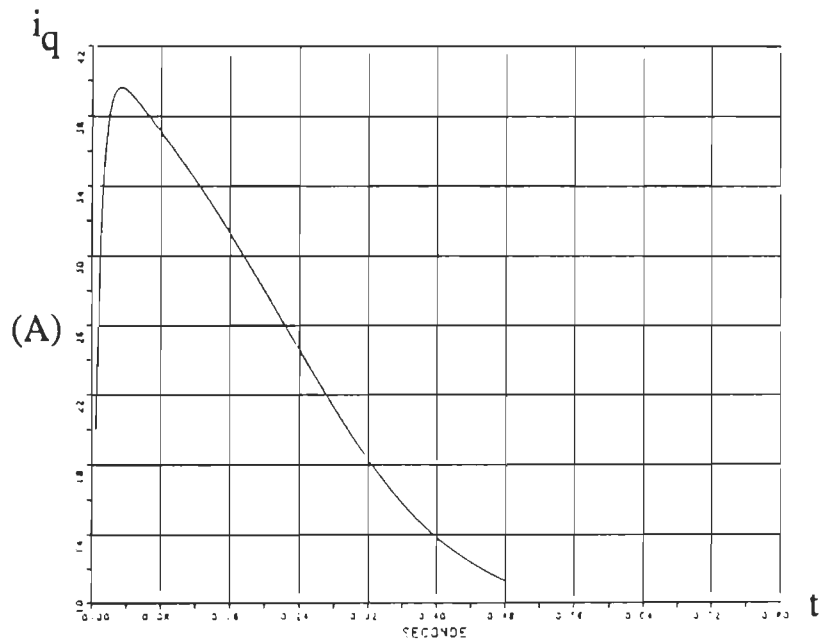


Figure 1.3.2 (a) Évolution du courant  $i_q$  en régime transitoire  
(Référentiel d-q)

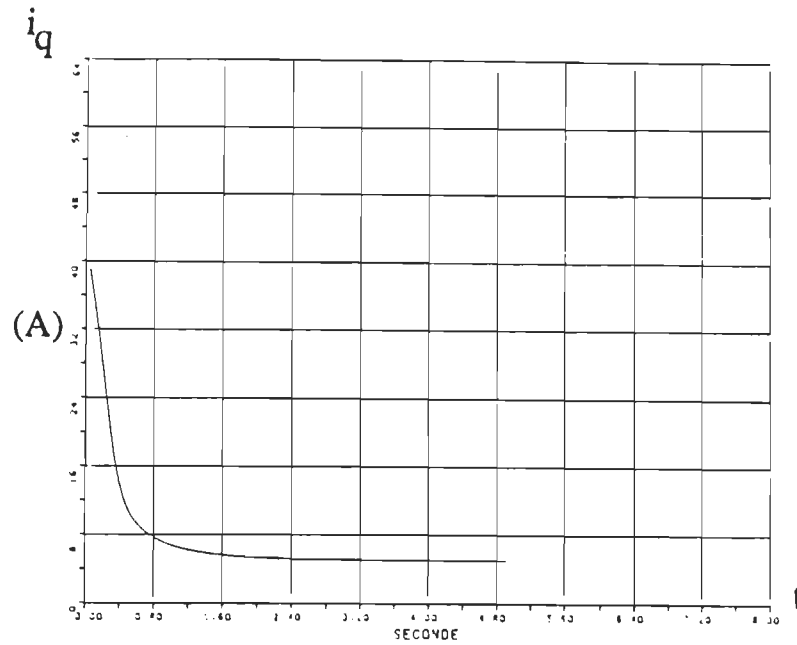


Figure 1.3.2 (b) Évolution du courant  $i_q$  en régime permanent  
(Référentiel d-q)

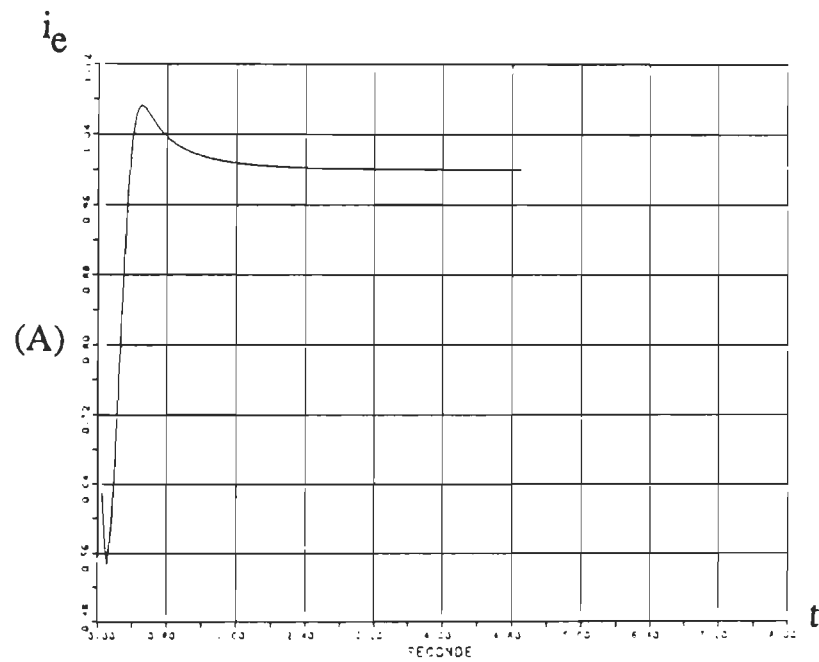


Figure 1.3.3 Évolution du courant d'excitation  $i_e$   
(Référentiel d-q)

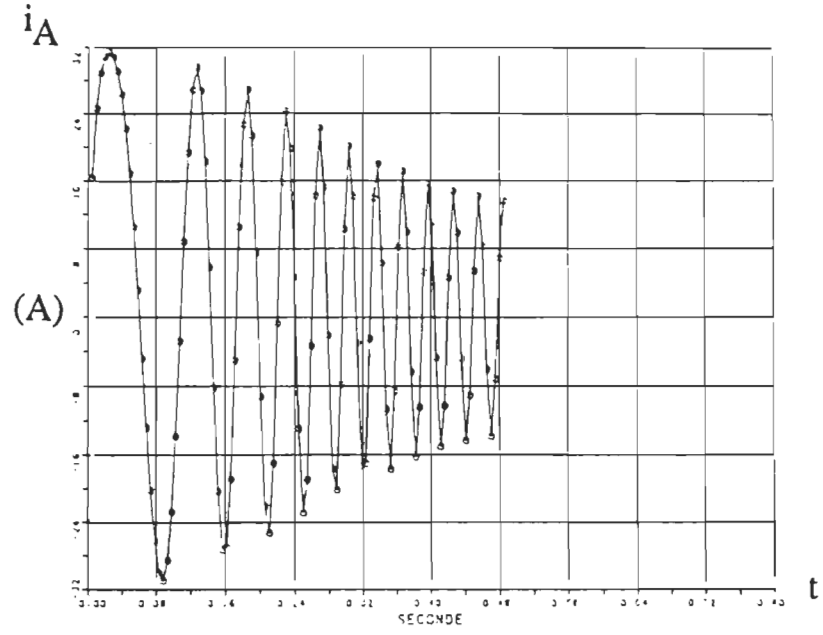


Figure 1.3.4 Évolution du courant  $i_A(t)$  de la phase A du moteur  
(Référentiel d-q)

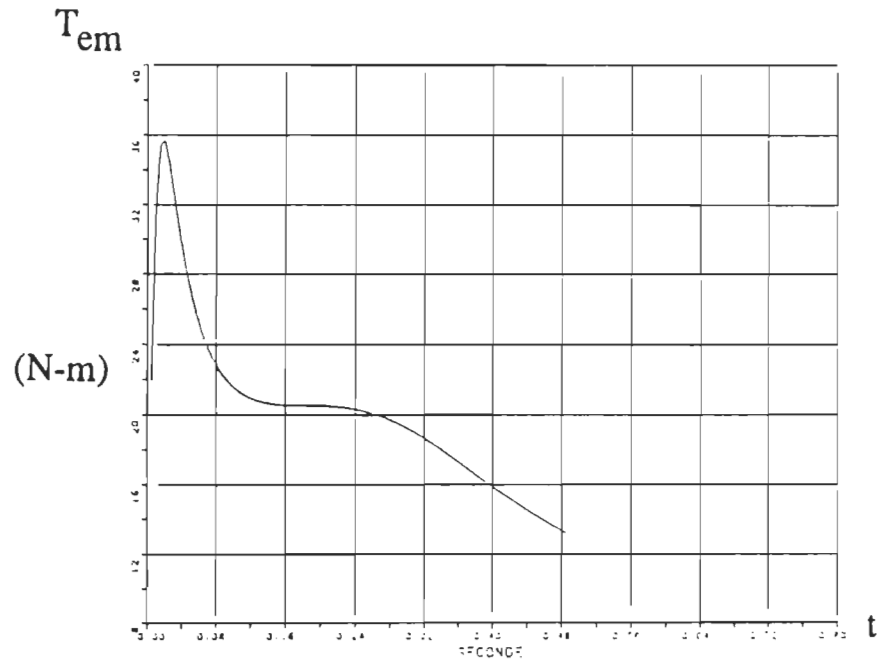


Figure 1.3.5 (a) Évolution du couple électromagnétique  $T_{em}$   
Régime transitoire  
(Référentiel d-q)

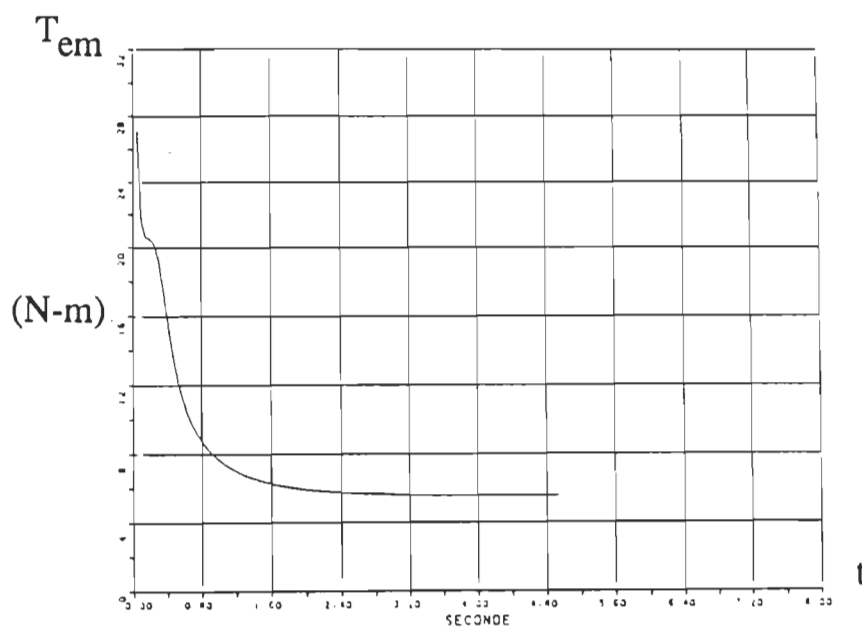


Figure 1.3.5 (b) Évolution du couple électromagnétique  $T_{em}$   
Régime permanent

(Référentiel d-q)

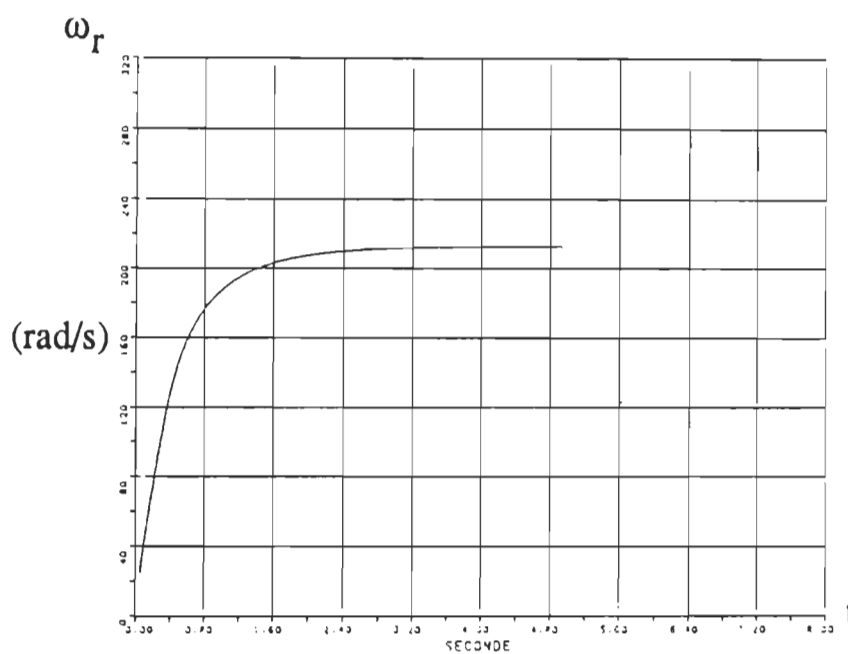


Figure 1.3.6 Évolution de la vitesse  $\omega_r$

(Référentiel d-q)

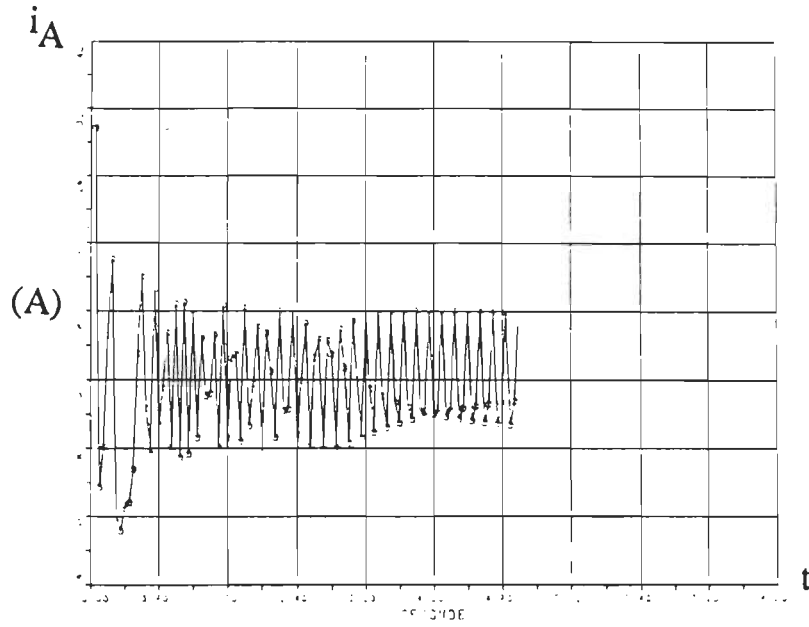


Figure 1.3.7 Évolution du courant  $i_A$   
(Référentiel des phases)

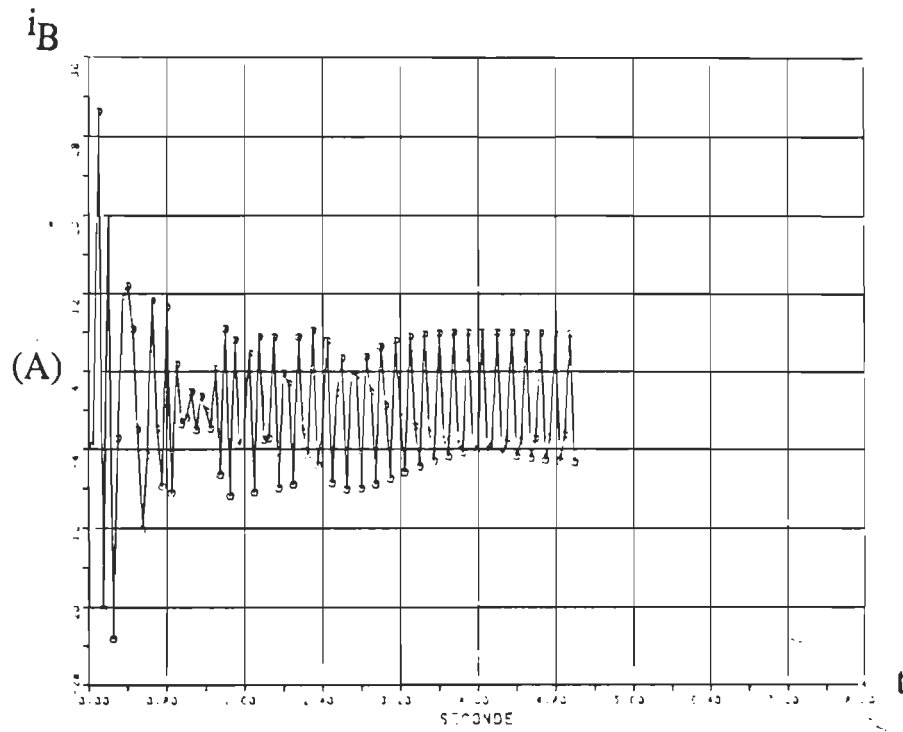


Figure 1.3.8 Évolution du courant  $i_B$   
(Référentiel des phases)

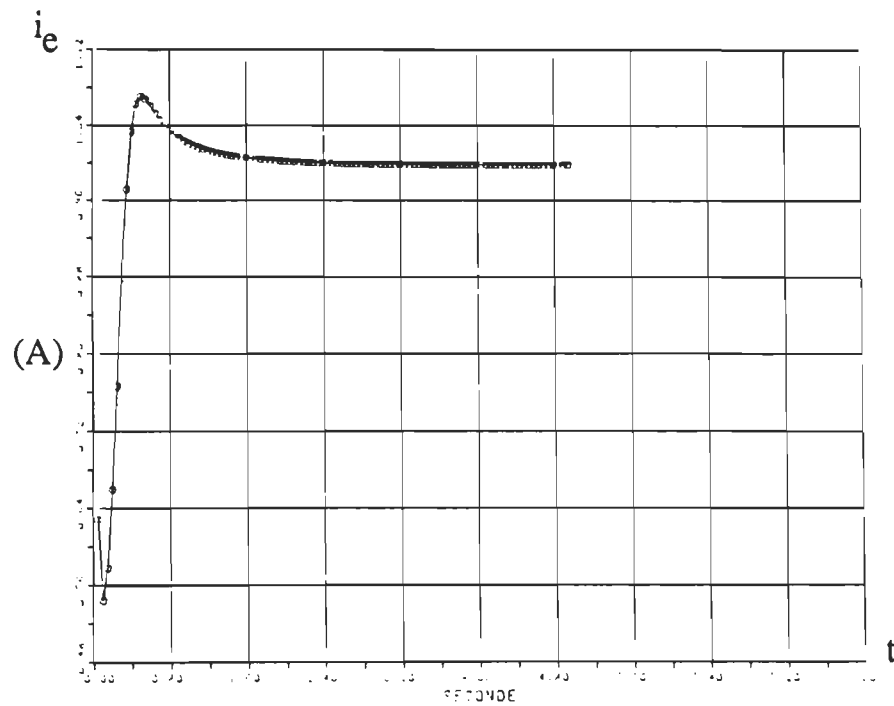


Figure 1.3.9 Évolution du courant d'excitation  $i_e$   
(Référentiel des phases)

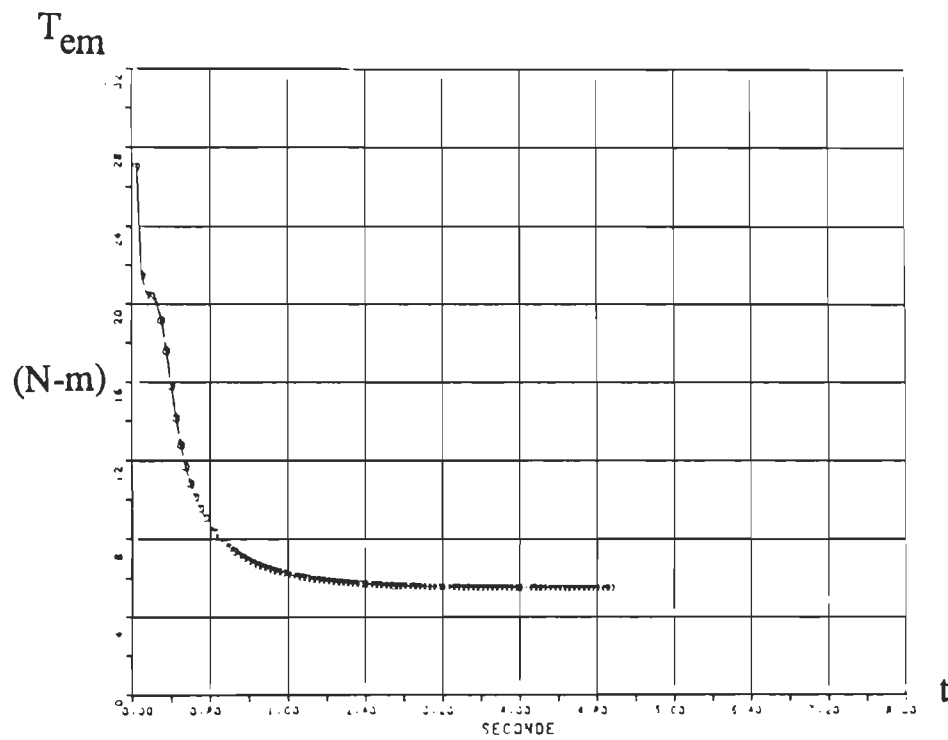


Figure 1.3.10 Évolution du couple  $T_{em}$   
(Référentiel des phases)

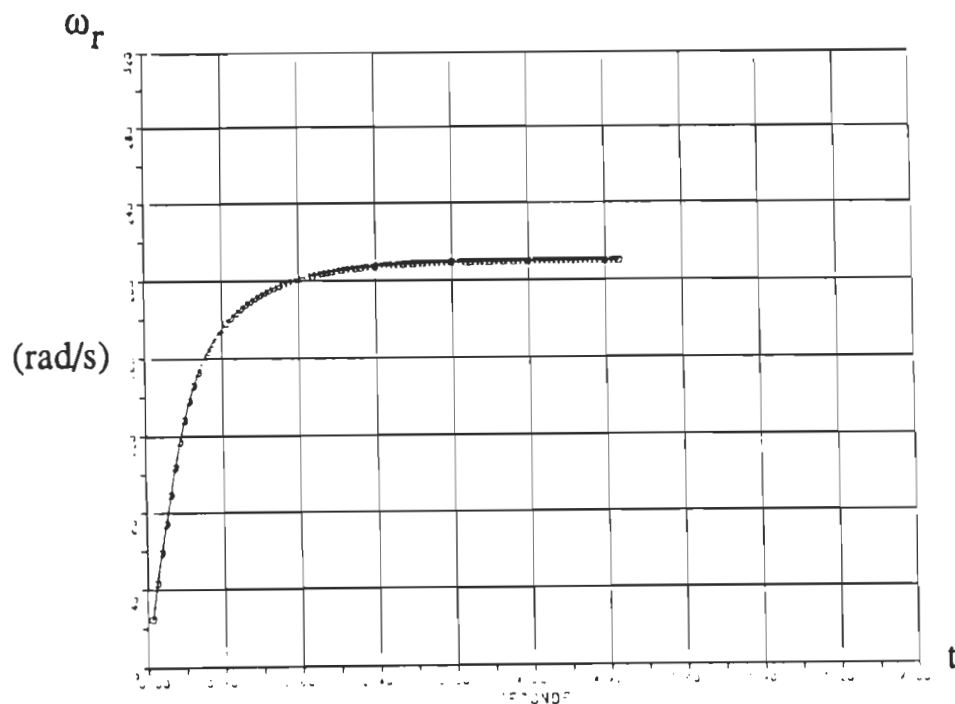


Figure 1.3.11 Évolution de la vitesse  $\omega_r$   
(Référentiel des phases)

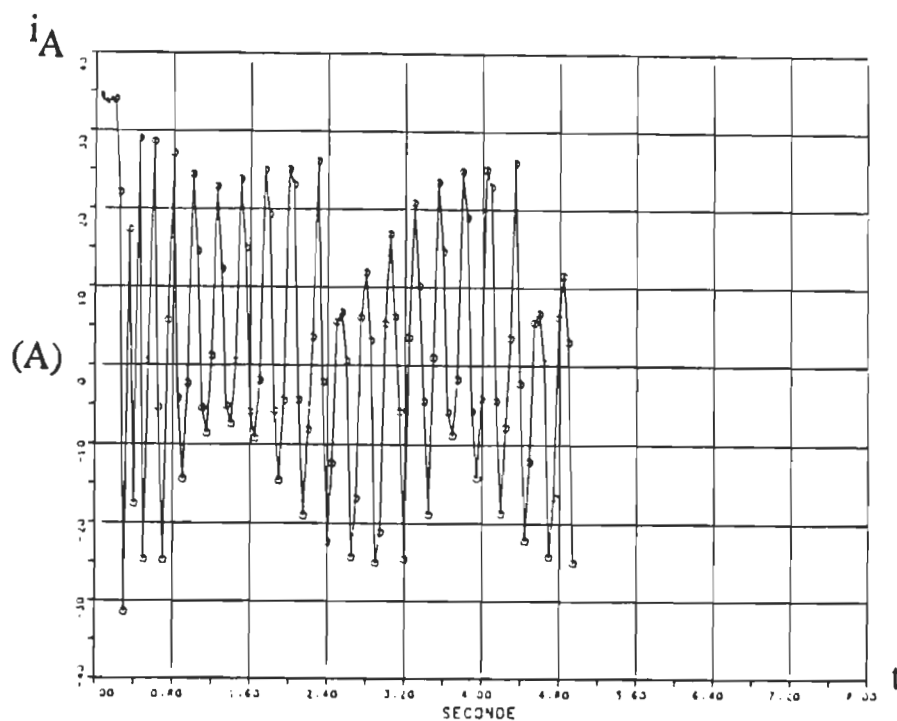


Figure 1.3.12 Évolution du courant  $i_A$   
(Référentiel des phases, alimentation non sinusoïdale)

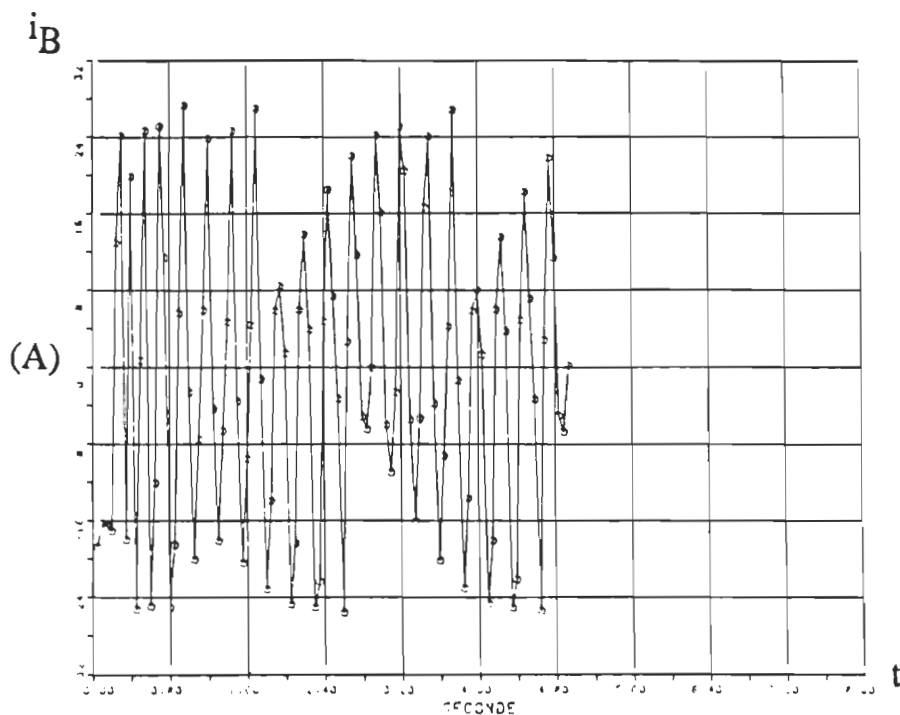


Figure 1.3.13 Évolution du courant  $i_B$   
(Référentiel des phases, alimentation non sinusoïdale)

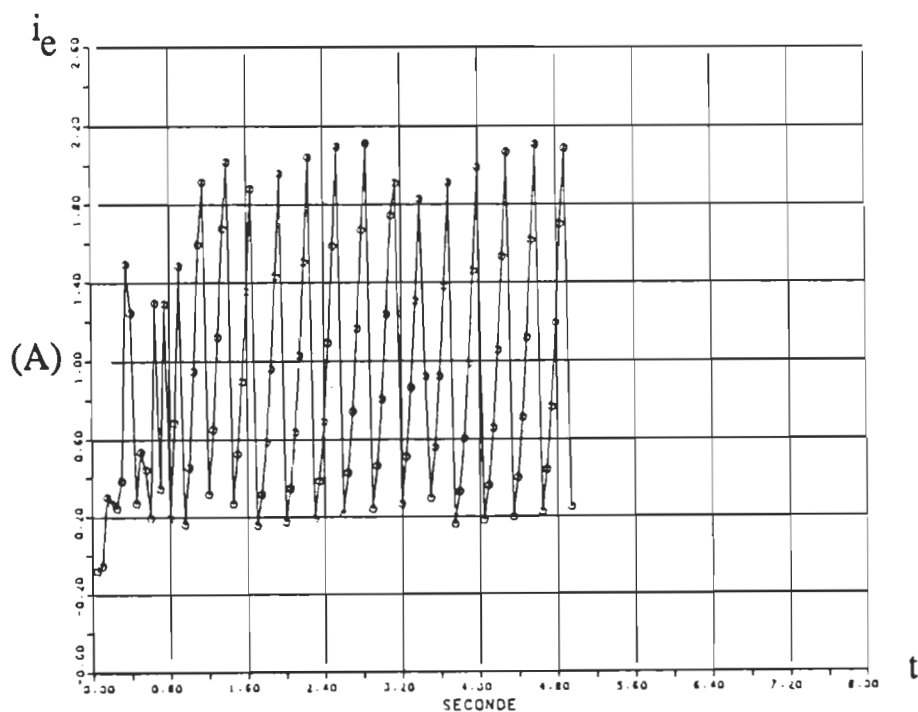


Figure 1.3.14 Évolution du courant d'excitation  $i_e$   
(Référentiel des phases, alimentation non sinusoïdale)



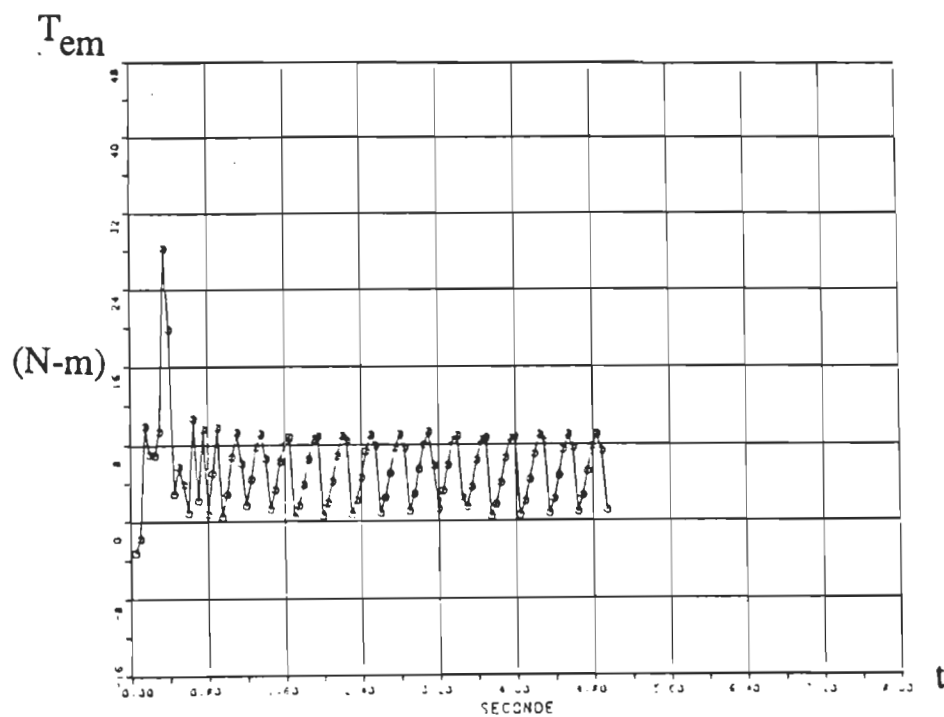


Figure 1.3.15 Évolution du couple électromagnétique  $T_{em}$   
(Référentiel des phases, alimentation non sinusoïdale)

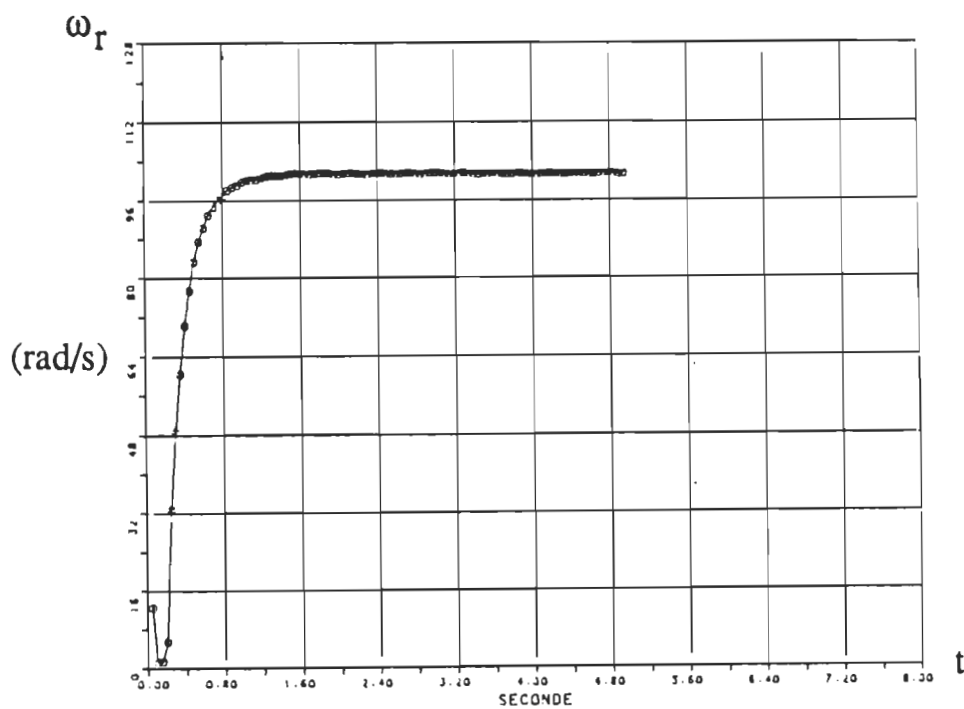


Figure 1.3.16 Évolution de la vitesse  $\omega_r$   
(Référentiel des phases, alimentation non sinusoïdale)

## 1.11 Alimentation et autopilotage des machines synchrones

La machine synchrone est caractérisée essentiellement par:

La fréquence d'alimentation du stator et la vitesse de rotation de la machine synchrone sont rigoureusement égales. La machine synchrone est normalement excitée par un courant continu au rotor. Le moteur synchrone peut opérer à différents facteurs de puissance (sur-excité, sous-excité, unité), lorsque le moteur fonctionne à vide surexcité, on l'appelle compensateur synchrone. A vide, la puissance active fournie du réseau est faible mais en surexcitant, le moteur fournit de la puissance réactive au réseau et on peut relever le facteur de puissance de la ligne d'alimentation. Le moteur synchrone peut être un moteur à pôles lisses ou à pôles saillants, avec ou sans enroulements amortisseurs, à aimant permanent ou à électroaimant. On va voir dans ce chapitre deux types de machine, une machine synchrone à pôles lisses non saturée sans amortisseurs, et une autre machine synchrone à pôles saillants sans et avec amortisseurs. Aussi on présente deux modes d'alimentation: alimentation en tension et alimentation en courant.

## 1.12 Moteur synchrone triphasé à pôles lisses non saturé sans amortisseurs

Le circuit équivalent monophasé (phase A) du moteur synchrone [13] est donné par la figure 1.4:

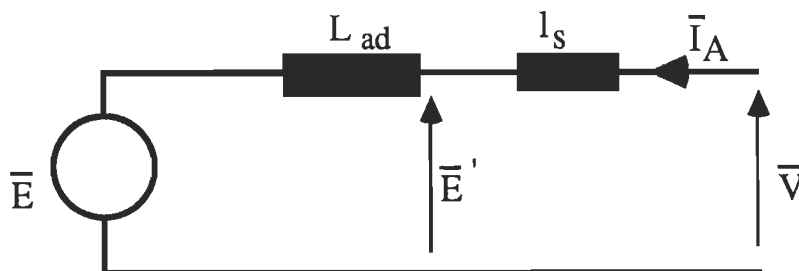


Figure 1.4 Circuit équivalent monophasé d'une machine synchrone

$l_s$  : inductance de fuite par phase

$L_{ad}$  : inductance propre cyclique par phase

On a:

$$\bar{V} = \bar{E} + j\omega (L_{ad} + l_s) \bar{I}_A \quad (1.73)$$

où

$$\bar{E} = -j\omega \bar{\Psi}_R$$

Or on sait que

$$E = \frac{\omega M_o I_f}{\sqrt{2}} = \frac{\omega K_{\omega A} N_A \Phi_R}{\sqrt{2}}$$

Où  $M_o$  : Inductance mutuelle maximale entre une phase et l'enroulement inducteur

$K_{\omega A}$  : Facteur d'enroulement d'une phase

$N_A$  : Nombre total de spires par phase

$K_{\omega A} N_A$  : Nombre effectif de spires par phase

$\Phi_R$  : Flux par pôle créé par l'inducteur

$$\Psi_R = \frac{M_o I_f}{\sqrt{2}} = \frac{K_{\omega A} N_A \Phi_R}{\sqrt{2}}$$

$\Psi_R$  : Flux efficace embrassé par une phase dû à l'inducteur seulement

par ailleurs, on a:

$$\begin{aligned} \bar{E}' - \bar{E} &= (-j\omega \bar{\Psi}_{RS}) - (-j\omega \bar{\Psi}_R) \\ &= j\omega (\bar{\Psi}_R - \bar{\Psi}_{RS}) \\ &= -j\omega \bar{\Psi}_S \\ &= j\omega L_{ad} \bar{I}_A \end{aligned} \quad (1.74)$$

Où  $\Psi_{RS}$  : Flux efficace embrassé par une phase dû au flux par pôle résultant  $\Phi_{RS}$  existant dans l'entrefer.

$\Psi_S$ : Flux efficace embrassé par une phase dû au flux par pôle  $\Phi_S$  produit par le stator dans l'entrefer

et si on considère le flux de fuite, on obtient

$$j\omega (L_{ad} + l_s) \bar{I}_A = -j\omega \bar{\Psi}_A \quad (1.75)$$

$\Psi_A$ : Flux efficace embrassé par la phase A dû au courant  $I_A$

On note que  $\bar{I}_A$  et  $\bar{\Psi}_A$  sont déphasés de  $180^\circ$  par conséquent

$$\begin{aligned} \bar{V} &= -j\omega \bar{\Psi}_R - j\omega \bar{\Psi}_A \\ &= -j\omega (\bar{\Psi}_R + \bar{\Psi}_A) \\ &= \bar{E} - j\omega \bar{\Psi}_A \end{aligned} \quad (1.76)$$

d'où la représentation vectorielle de la figure 1.5.

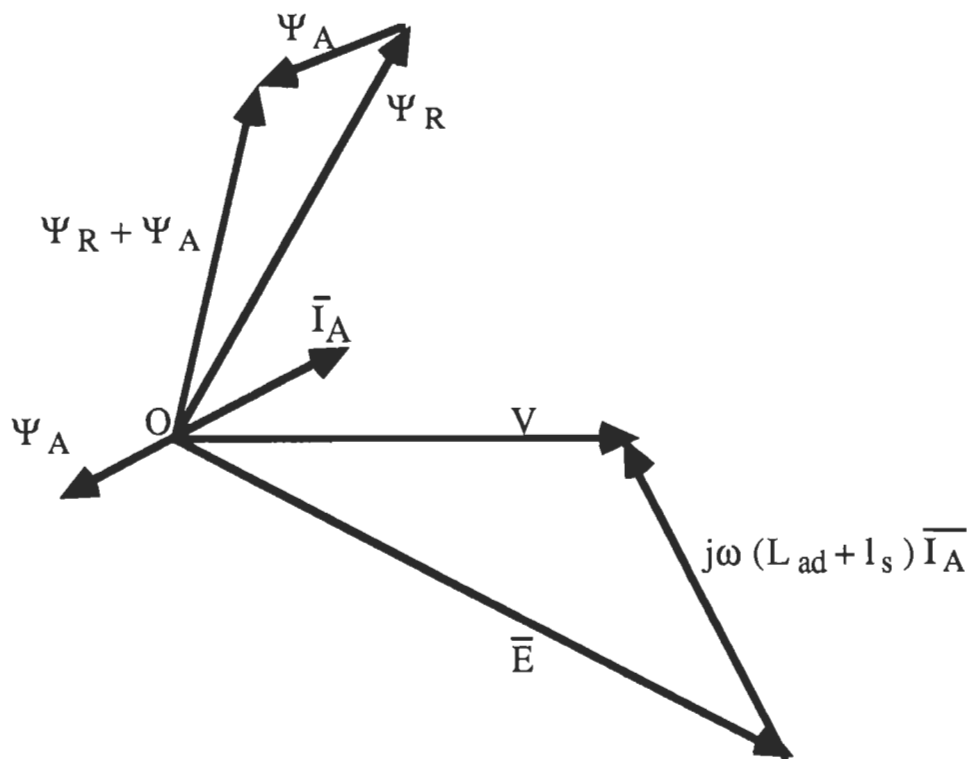


Figure 1.5 Diagramme vectoriel du moteur synchrone sur-excité (1)

Si on considère  $\bar{\Psi}_R = \Psi_R (0^\circ)$

On obtient le diagramme de la figure 1.6.

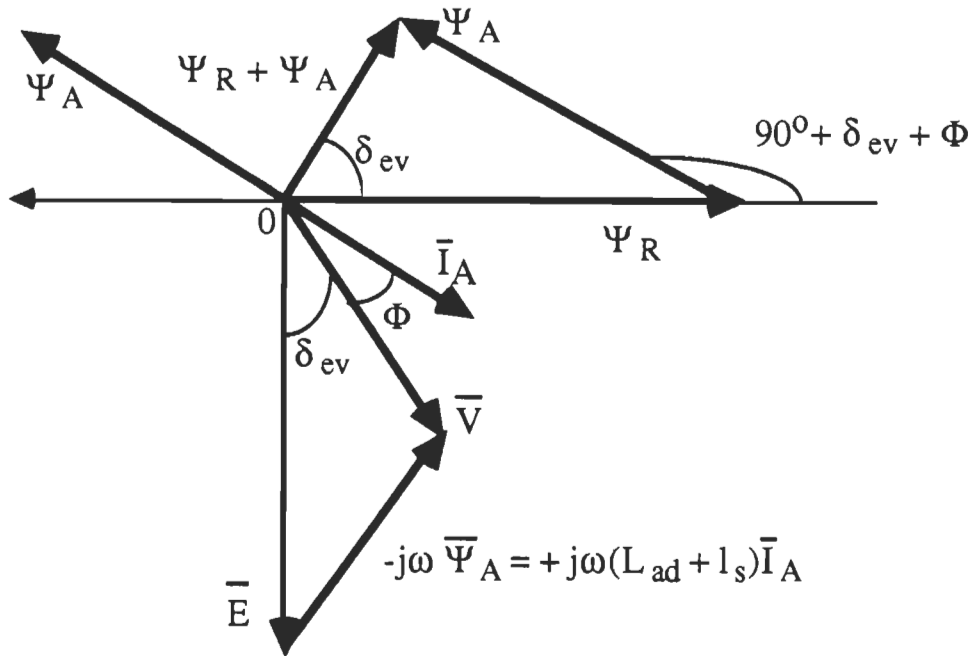


Figure 1.6 Diagramme vectoriel du moteur synchrone sur-excité (2)

Dans un moteur synchrone autopiloté, on maintient généralement, quelle que soit la charge, un déphasage constant entre  $\Psi_A$  et  $\Psi_R$  [13] c'est-à-dire

que:

$$90^\circ + \delta_{ev} + \Phi = \text{cte} = \delta_{AR}$$

Dans ce cas, le couple électromagnétique est donné par:

$$\begin{aligned} T_{em} &= \frac{3p}{\omega} E I_A \cos(\delta_{ev} + \Phi) \\ &= \frac{3p}{\omega} E I_A \cos(\delta_{AR} - 90^\circ) \end{aligned}$$

puisque ( $\omega = \omega_R$ ) on aura:

$$T_{em} = \frac{3 p E I_A}{\omega_r} \sin(\delta_{AR}) \quad (1.77)$$

Le plus souvent, on considère  $\delta_{AR} = 90^\circ$

$$T_{em} = \frac{3 p E I_A}{\omega_r}$$

D'où le diagramme vectoriel présenté par la figure 1.7.

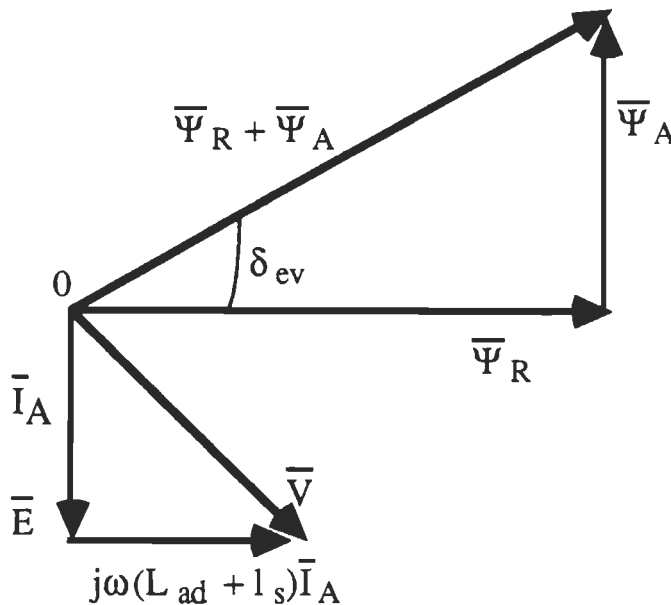


Figure 1.7 Diagramme vectoriel de la machine synchrone à pôles lisses pour un angle ( $\delta_{AR} = 90^\circ$ )

On peut maintenir l'angle de puissance  $\delta_{AR}$  constant à  $90^\circ$  électriques en fixant  $I_f$  et en maintenant le courant en phase avec la f.c.e.m. à vide du moteur en contrôlant, les commutations du commutateur de courant par rapport à la position du rotor [13].

On peut par ailleurs, maintenir constant l'angle de puissance  $\delta_{EV}$  plutôt que  $\delta_{AR}$  c'est-à-dire un angle constant entre  $(\Psi_R + \Psi_A)$  et  $\Psi_R$ .

On maintient  $\delta_{EV}$  constant en fixant  $I_f$  et en maintenant un déphasage constant entre  $V$  et  $E$  avec un onduleur de tension. Dans ce cas, le couple électromagnétique peut se formuler comme suit :

$$T_{em} = \frac{3p}{\omega_r} \frac{E V}{(L_{ad} + l_s)\omega_r} \sin(\delta_{ev}) \quad (1.78)$$

**Remarque:** Dans le cas d'un moteur synchrone autopiloté, on a **idéalement,**

autant en régime transitoire qu'en régime établi:  $\omega = \omega_r$

$\omega$ : la fréquence d'alimentation de la machine

$\omega_r$ : la fréquence du rotor

par conséquent, on a toujours :

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega - \omega_r = 0$$

et il vient que l'angle  $\delta$  demeure idéalement toujours constant à une valeur donnée ou à une valeur bien définie.

$\delta$ : définit la position au temps  $t = 0$  d'un pôle nord inducteur par rapport à l'axe magnétique de la phase A.

### 1.12.1 Alimentation en tension

Si le moteur est alimenté en tension, on doit définir  $V_d$  et  $V_q$  correspondant aux tensions  $V_A, V_B$  et  $V_C$  appliquées au stator, soit:

$$\begin{aligned} V_A &= \sqrt{2} V \cos(\omega t + \alpha) \\ V_B &= \sqrt{2} V \cos\left(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_C &= \sqrt{2} V \cos\left(\omega t + \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

On obtient les tensions  $V_d$  et  $V_q$  en appliquant la transformation de Park:

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta_r & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \sqrt{2} V \cos(\omega t + \alpha) \\ \sqrt{2} V \cos(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{2} V \cos(\omega t + \alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

où  $V_o$  est la composante homopolaire ( $V_o = 0$ )

$$V_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2} V \left[ \cos\theta_r \cos(\omega t + \alpha) + \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \cos(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}) + \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \cos(\omega t + \alpha + \frac{2\pi}{3}) \right]$$

$$V_q = -\sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2} V \left[ \sin\theta_r \cos(\omega t + \alpha) + \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \cos(\omega t + \alpha - \frac{2\pi}{3}) + \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \cos(\omega t + \alpha + \frac{2\pi}{3}) \right]$$

Sachant que :

$$\cos A \cos B = \frac{1}{2} \cos(A - B) + \frac{1}{2} \cos(A + B)$$

Alors

$$V_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2} V \left[ \frac{3}{2} \cos(\theta_r - \omega t - \alpha) \right] \\ = \sqrt{3} V \cos(\theta_r - \omega t - \alpha)$$

et comme



$$\sin A \sin B = \frac{1}{2} \sin(A - B) + \frac{1}{2} \sin(A + B)$$

Alors

$$\begin{aligned} V_q &= -\sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{2} V \left[ \frac{3}{2} \sin(\theta_r - \omega t - \alpha) \right] \\ &= -\sqrt{3} V \sin(\theta_r - \omega t - \alpha) \end{aligned}$$

par ailleurs, on sait que  $\theta_r = \omega t + \delta$

où  $\theta_r$  définit la position du rotor par rapport à l'axe magnétique de la phase A.

Il vient que :

$$V_d = \sqrt{3} V \cos(\delta - \alpha) = \sqrt{3} V \sin\left(\delta - \alpha + \frac{\pi}{2}\right) \quad (1.79)$$

$$V_q = -\sqrt{3} V \sin(\delta - \alpha) = -\sqrt{3} V \cos\left(\delta - \alpha + \frac{\pi}{2}\right) \quad (1.80)$$

où  $(\delta - \alpha + \pi/2)$  définit le déphasage entre les tensions induites à vide et les tensions appliquées.

$$\delta_{ev} = \delta - \alpha + \pi/2$$

Les équations d-q s'expriment comme suit :

$$V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + \sqrt{\frac{3}{2}} M_o \frac{di_f}{dt} - \omega_r L_d i_q$$

$$V_q = R_s i_q + L_d \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \sqrt{\frac{3}{2}} M_o i_f$$

$$V_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} + \sqrt{\frac{3}{2}} M_o \frac{di_d}{dt}$$

$$p \sqrt{\frac{3}{2}} M_o i_f i_q = \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{D}{p} \omega_r + T_{ch}$$

### 1.12.2 Alimentation en courant

Si le moteur est alimenté en courant, on doit définir  $i_d$  et  $i_q$  correspondant aux courants  $i_A$ ,  $i_B$  et  $i_C$  appliqués au stator [13], soit

$$\begin{aligned} i_A &= \sqrt{2} I \cos(\omega t + \beta) \\ i_B &= \sqrt{2} I \cos(\omega t + \beta - \frac{2\pi}{3}) \\ i_C &= \sqrt{2} I \cos(\omega t + \beta + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned}$$

On obtient, en utilisant la transformation de Park et sachant encore que

$$\begin{aligned} \theta_r &= \omega t + \delta \\ i_d &= \sqrt{3} I \cos(\delta - \beta) = \sqrt{3} I \sin(\delta - \beta + \frac{\pi}{2}) \end{aligned} \quad (1.81)$$

$$i_q = -\sqrt{3} I \sin(\delta - \beta) = \sqrt{3} I \cos(\delta - \beta + \frac{\pi}{2}) \quad (1.82)$$

où  $(\delta - \beta + \pi/2)$  définit le déphasage entre les tensions induites à vide et les courants appliqués.

$$\delta - \beta = \delta_{AR}$$

Avec un moteur synchrone non autopiloté, alimenté en courant ou en tension, l'angle  $\delta$ , suite à une variation de charge, évolue dans le temps tel que :

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_r - \omega$$

Maintenant, si on connaît, lorsqu'alimenté en tension, les valeurs de  $i_d$  et  $i_q$  ou si on connaît, lorsqu'alimenté en courant, les valeurs correspondantes de  $i_A$  ou de  $V_A$  en utilisant la transformation inverse de Park:

$$\begin{aligned}
i_A &= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \\
&= \sqrt{\frac{2}{3}} (i_d \cos\theta_r - i_q \sin\theta_r) \\
&= \sqrt{\frac{2}{3}} [i_d \cos(\omega t + \delta) - i_q \sin(\omega t + \delta)] \\
&= \operatorname{Re} \sqrt{\frac{2}{3}} \{ i_d e^{j\delta} e^{j\omega t} + j i_q e^{j\delta} e^{j\omega t} \} \\
&= \operatorname{Re} \sqrt{\frac{2}{3}} (i_d + j i_q) e^{j\delta} e^{j\omega t} \\
&= \operatorname{Re} \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{i_d^2 + i_q^2} e^{j \operatorname{tg}^{-1}(i_q/i_d)} e^{j\delta} e^{j\omega t} \tag{1.83}
\end{aligned}$$

Par ailleurs

$$\begin{aligned}
i_A &= \sqrt{2} I \cos(\omega t + \beta) \\
&= \operatorname{Re} \sqrt{2} I e^{j\beta} e^{j\omega t} \\
I e^{j\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{i_d^2 + i_q^2} e^{(\delta + \operatorname{tg}^{-1} \frac{i_q}{i_d})}
\end{aligned}$$

c'est -à -dire

$$i_A = \left( I = \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad , \quad \beta = \delta + \operatorname{tg}^{-1} \frac{i_q}{i_d} \right) \tag{1.84}$$

De même que

$$V_A = \operatorname{Re} \sqrt{\frac{2}{3}} (v_d + j v_q) e^{j\delta} e^{j\omega t}$$

$$= \operatorname{Re} \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{v_d^2 + v_q^2} e^{j \operatorname{tg}^{-1}(\frac{v_q}{v_d})} e^{j\delta} e^{j\omega t}$$

et comme

$$V_A = \sqrt{2} V \cos(\omega t + \alpha)$$

$$= \operatorname{Re} \sqrt{2} V e^{j\alpha} e^{j\omega t}$$

$$V e^{j\alpha} = \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{v_d^2 + v_q^2} e^{(\delta + \operatorname{tg}^{-1} \frac{v_q}{v_d})}$$

c'est-à-dire

$$V_A = \left( V = \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \quad , \quad \alpha = \delta + \operatorname{tg}^{-1} \frac{v_q}{v_d} \right) \quad (1.85)$$

Dans l'alimentation en courant on a:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{di_q}{dt} = 0 \quad \text{car } \delta = \text{cte}$$

Les équations d-q deviennent alors

$$v_d = R_s i_d + \sqrt{\frac{3}{2}} M_o \frac{di_f}{dt} - \omega_r L_d i_q \quad \text{où } L_d = L_{ad} + l_s$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \sqrt{\frac{3}{2}} M_o i_f$$

$$v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt}$$

$$p \sqrt{\frac{3}{2}} M_o i_f i_q = \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{D}{p} \omega_r + T_{ch}$$

### Cas particulier

$$\text{Si } i_f = \text{cte} = I_f$$

et si  $\delta - \beta = -90^\circ$  ça implique que:

$$i_d = 0 \text{ et } i_q = \sqrt{3} I$$

$$\text{avec } \delta = -90^\circ, \beta = 0$$

Les équations précédentes deviennent :

$$v_d = -\omega_r L_d i_q \quad \text{d'où} \quad v_d = -\omega_r L_d \sqrt{3} I$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_r \sqrt{\frac{3}{2}} M_o i_f \quad \text{d'où} \quad v_q = R_s \sqrt{3} I + \omega_r \sqrt{\frac{3}{2}} M_o i_f$$

$$V_f = R_f i_f$$

$$p \sqrt{\frac{3}{2}} M_o i_f i_q = \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{D}{p} \omega_r + T_{ch}$$

$$T_{em} = p \sqrt{\frac{3}{2}} M_o i_f \sqrt{3} I$$

$$= 3p \frac{M_o i_f I}{\sqrt{2}}$$

$$= 3p \frac{E}{\omega_r} I$$

$$V = \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{v_d^2 + v_q^2}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{3}} \sqrt{(\omega_r L_d \sqrt{3} I)^2 + (R_s \sqrt{3} I + \omega_r \sqrt{\frac{3}{2}} M_o i_f)^2}$$

et

$$\alpha = -90^\circ + \text{tg}^{-1}\left(\frac{v_q}{v_d}\right) = -90^\circ + \text{tg}^{-1}\left(\frac{R_s \sqrt{3} I + \omega_r \sqrt{\frac{3}{2}} M_o i_f}{-\omega_r L_d \sqrt{3} I}\right)$$

Ce cas particulier correspond au diagramme présenté par la figure 1.8.

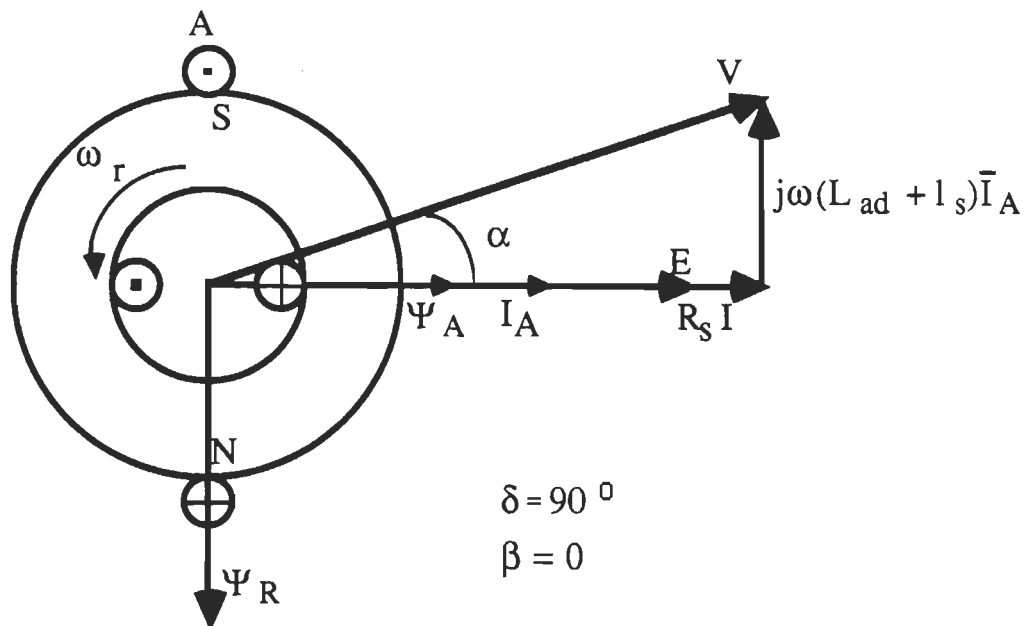


Figure 1.8 Diagramme vectoriel de la machine synchrone pour  $\delta = 90^\circ$  et  $\beta = 0^\circ$

### 1.12.3 Régime dynamique d'un moteur synchrone autopiloté

Si on considère notre moteur synchrone autopiloté à pôles lisses sans amortisseurs alimenté en courant tel que le courant d'induit est maintenu en phase avec la tension induite à vide et que le courant d'excitation est constant, on a comme équations régissant le régime transitoire:

$$v_d = -\omega_r L_d \sqrt{3} I \quad (1.86)$$

$$v_q = R_s \sqrt{3} I + \omega_r \sqrt{\frac{3}{2}} M_o I_f \quad (1.87)$$

$$3 p \frac{M_o I_f}{\sqrt{2}} I = \frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{D}{P} \omega_r + T_{ch} \quad (1.88)$$

A un échelon de courant correspond une vitesse donnée par la solution de

(1.88). Soit en considérant que  $T_{ch} = cte$ .

$$\omega_r = \frac{P}{D} \left( 3 p \frac{M_o I_f}{\sqrt{2}} I - T_{ch} \right) (1 - e^{-(Dt/J)}) + \omega_r(0) e^{-(Dt/J)} \quad (1.89)$$

L'évolution de  $v_d(t)$  et  $v_q(t)$  s'obtient en posant (1.89) dans (1.86) et (1.87).

Pour le cas de démarrage on a  $\omega_r(0) = 0$ .

Quant à la tension aux bornes de la phase A, elle est donnée par

$$\begin{aligned} v_A(t) &= \text{Re} \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{v_d^2 + v_q^2} e^{j(\omega_r t + \delta + \text{tg}^{-1} \frac{v_q}{v_d})} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \sin(\omega_r t + \text{tg}^{-1} \frac{v_q}{v_d}) \quad (\delta = -90^\circ) \end{aligned}$$

où  $v_d$  et  $v_q$  augmentent avec la vitesse

Par conséquent, on constate que l'amplitude et la pulsation des tensions statoriques augmentent avec la vitesse.

### 1.12.4 Moteur synchrone à pôles saillants sans amortisseurs

Si on considère un moteur synchrone autopiloté à pôles saillants sans amortisseurs, on a comme équations d-q d'un moteur à électro-aimant:

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + \sqrt{\frac{3}{2}} M_o \frac{di_f}{dt} - \omega_r L_q i_q$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \sqrt{\frac{3}{2}} M_o i_f$$

$$v_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} + \sqrt{\frac{3}{2}} M_o \frac{di_d}{dt}$$

$$p \left\{ (L_d - L_q) i_d i_q + \sqrt{\frac{3}{2}} M_0 i_f i_q \right\} = \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{D}{p} \omega_r + T_{ch}$$

Tandis que les équations d'un moteur à aimant permanent se réduisent à :

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \Psi$$

$$p \left\{ (L_d - L_q) i_d i_q + \Psi i_q \right\} = \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{D}{p} \omega_r + T_{ch}$$

### **1.12.5 Étude et simulation d'un Moteur synchrone triphasé à pôles saillants avec amortisseurs**

Dans cette partie on donne une étude détaillée dans le référentiel d-q d'un moteur synchrone triphasé à pôles saillants avec amortisseur. Les équations d-q en p.u. d'un moteur synchrone triphasé à pôles saillants ayant des amortisseurs sont données par [13]:

$$v_d = R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_r \Psi_q$$

$$v_q = R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_r \Psi_d$$

$$v_f = R_f i_f + \frac{d\Psi_f}{dt}$$

$$0 = R_D i_D + \frac{d\Psi_D}{dt}$$

$$0 = R_Q i_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt}$$

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_r - \omega_s$$

$$\frac{2}{3} (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) = 2 \omega H \frac{d\omega_r}{dt} + T_{ch}$$

où



$$\Psi_d = x_s i_d + x_{ad} (i_d + i_f + i_D)$$

$$\Psi_q = x_s i_q + x_{aq} (i_q + i_Q)$$

$$\Psi_f = x_f i_f + x_{ad} (i_d + i_f + i_D)$$

$$\Psi_D = x_D i_D + x_{ad} (i_d + i_f + i_D)$$

$$\Psi_Q = x_Q i_Q + x_{aq} (i_q + i_Q)$$

$$v_d = \sqrt{\frac{3}{2}} V \sin \delta$$

$$v_q = \sqrt{\frac{3}{2}} V \cos \delta$$

Le moteur à étudier est présenté par les paramètres suivants :

$$R_s = 0.0019 \text{ p.u.} \quad R_D = 0.0141 \text{ p.u.}$$

$$R_f = 0.00041 \text{ p.u.} \quad R_Q = 0.0136 \text{ p.u.}$$

$$x_s = 0.12 \text{ p.u.} \quad x_D = 0.16 \text{ p.u.}$$

$$x_f = 0.2049 \text{ p.u.} \quad x_Q = 0.1029 \text{ p.u.}$$

$$x_{ad} = 0.73 \text{ p.u.} \quad x_{aq} = 0.36 \text{ p.u.}$$

$$\omega = 120 \text{ P rad/s} \quad H = 7.49 \text{ s}$$

et soit :

$$T_{ch} = 1 \text{ p.u. (couple de charge)}$$

$$V = 1 \text{ p.u. (tension simple d'alimentation)}$$

$$v_f = 0.00069 \text{ p.u. (tension d'excitation)}$$

avec ces trois paramètres de commande [  $V$ ,  $V_f$ ,  $T_{ch}$  ] on calcule le point d'opération correspondant au régime établi.

On trouve après calcul

$$i_{do} = -0.2057$$

$$i_{qo} = 1.3045$$

$$i_{Do} = 0$$

$$i_{Qo} = 0$$

$$i_{fo} = 1.6829$$

$$\delta_o = -0.537$$

$$\omega_{ro} = 1$$

$$v_{do} = -0.6263$$

$$v_{qo} = 1.0524$$

$$v_{fo} = 0.00069$$

$$T_{ch} = 1$$

$$V = 1$$

$$P_o = 2 ( v_{do} i_{do} + v_{qo} i_{qo} ) / 3$$

### **1.12.6 Résultats de simulation et interprétation des courbes**

Une fois le point d'opération en régime établi est calculé, on peut écrire les équations d'état linéarisées autour de ce point. A partir de ces équations on peut étudier le régime dynamique de toutes les variables d'état, pour différentes variations du couple de charge et de tension d'alimentation.

Les figures 1.9.1-1.9.9 représentent les résultats de simulation du moteur synchrone à pôles saillants avec amortisseurs.

Les courbes représentées par les figures (1.9.1-1.9.9)(a) correspondent à une diminution de 10 % du couple de charge.

Les figures (1.9.1-1.9.9)(b) correspondent à une diminution de 50 % du couple de charge .

Les figures (1.9.1-1.9.9)(c) correspondent à une augmentation de 10 % du couple de charge.

Les figures (1.9.1-1.9.9)(d) correspondent à une diminution de 10 % de la tension d'alimentation.

La figure 1.9.1 (a), (b), (c), (d) représente l'évolution du courant  $i_d$  lors de variations brusques du couple de charge  $T_{ch}$  et de la tension d'alimentation  $V$ .

Pour les mêmes variations du couple de charge et de la tension d'alimentation on note que:

La figure 1.9.2 (a), (b), (c), (d) représente l'évolution du courant transverse  $i_q$ .

Les figures 1.9.3 et 1.9.4 (a), (b), (c), (d) représentent respectivement les évolutions des courants dans les amortisseurs du moteur  $i_D, i_Q$ .

La figure 1.9.5 (a), (b), (c), (d) représente le courant d'excitation  $i_e$  du moteur.

La figure 1.9.6 (a), (b), (c), (d) représente la variation de la vitesse de rotation du moteur.

La figure 1.9.7 (a), (b), (c), (d) représente la variation de l'angle de puissance  $\delta$  entre les flux  $\Psi_R$  et  $\Psi_R + \Psi_A$  .

La figure 1.9.8 (a), (b), (c), (d) donne l'évolution de la puissance utile  $P_u$  consommée par le moteur.

La figure 1.9.9 (a), (b), (c), (d) détermine la variation du couple

électromagnétique  $T_{em}$  développé par le moteur.

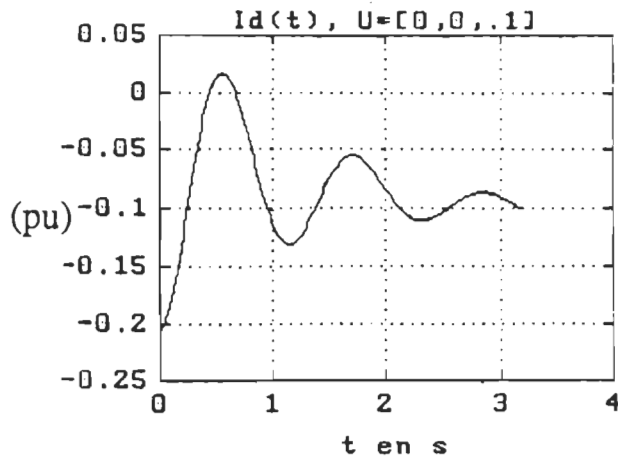
On peut constater de cette simulation que:

-le couple électromagnétique  $T_{em}$  développé par le moteur suit le sens de variation du couple de charge, par contre dans le cas de la diminution brusque de la tension d'alimentation,  $T_{em}$  présente une oscillation et tombe jusqu'à une valeur faible de 0.6 pu.

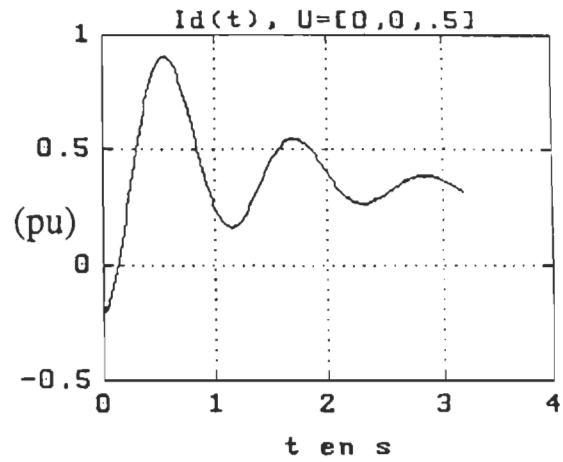
-la vitesse  $\omega_r$  reste toujours dans le synchronisme, ce qui est la définition de la machine synchrone.

- l'angle  $\delta(\Psi_R, \Psi_R + \Psi_A)$  de puissance diminue en valeur absolue lors d'une diminution du couple de charge, et augmente en valeur absolue lors d'une augmentation du couple de charge  $T_{ch}$ , dans le cas d'une diminution de la tension d'alimentation,  $\delta$  augmente en valeur absolue.

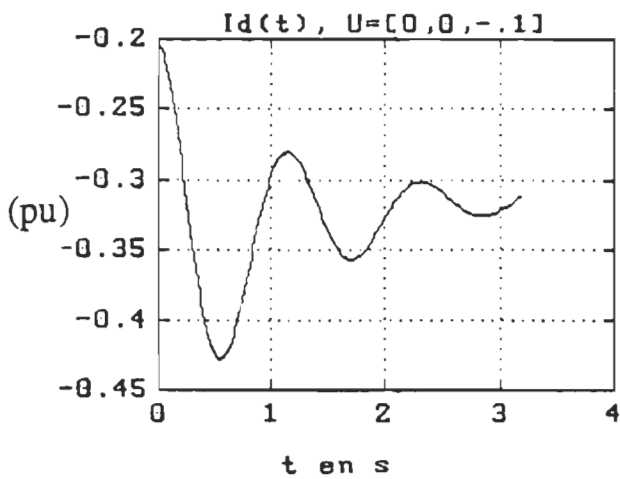
Pour plus de détails concernant le programme de simulation: voir l'annexe A.



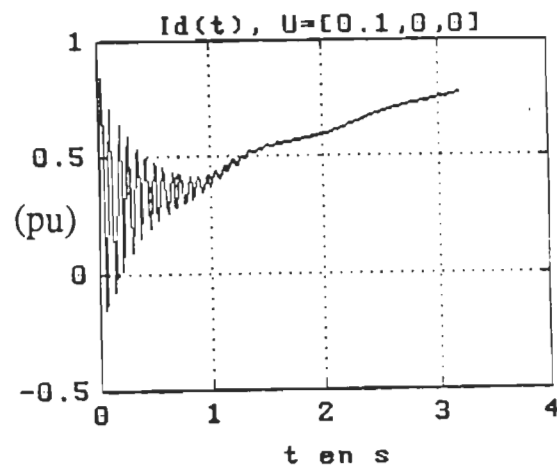
(a)

variation de (-10%  $T_{ch}$ ).

(b)

variation de (-50%  $T_{ch}$ )

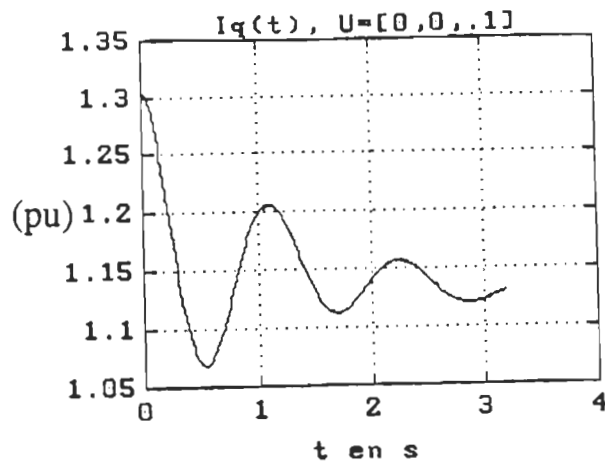
(c)

variation de (+10%  $T_{ch}$ )

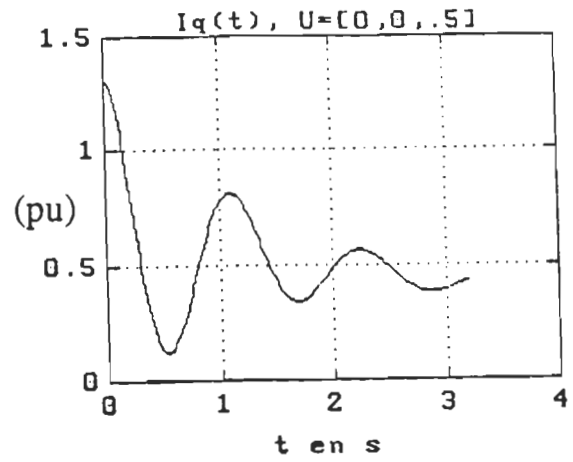
(d)

variation de (-10% V)

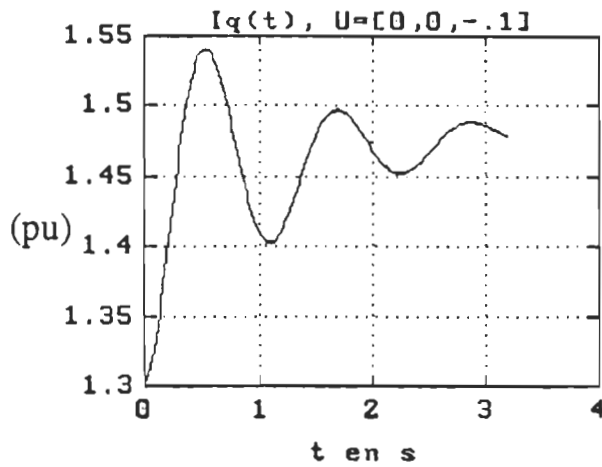
Figure 1.9.1 Le courant  $i_d$



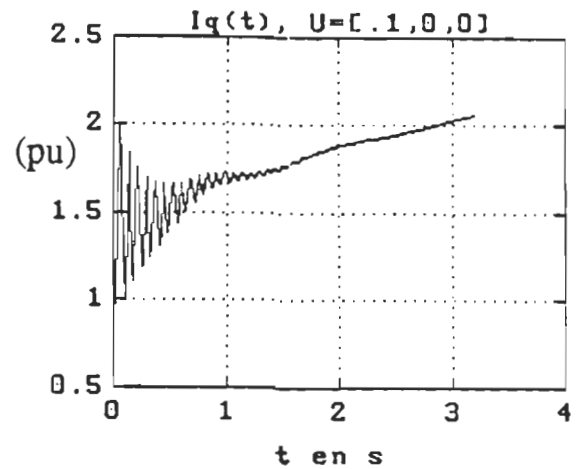
(a)

variation de  $(-10\% T_{ch})$ .

(b)

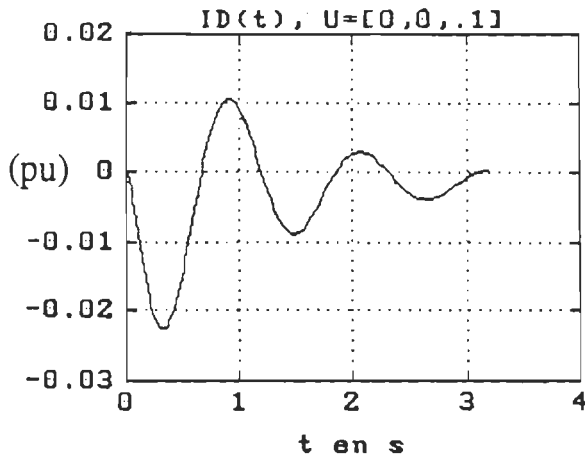
variation de  $(-50\% T_{ch})$ 

(c)

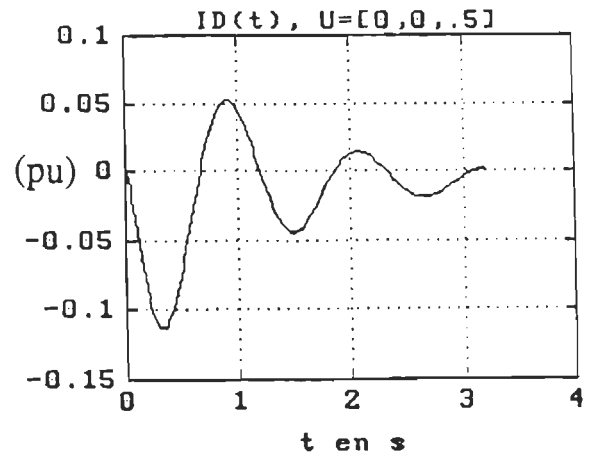
variation de  $(+10\% T_{ch})$ 

(d)

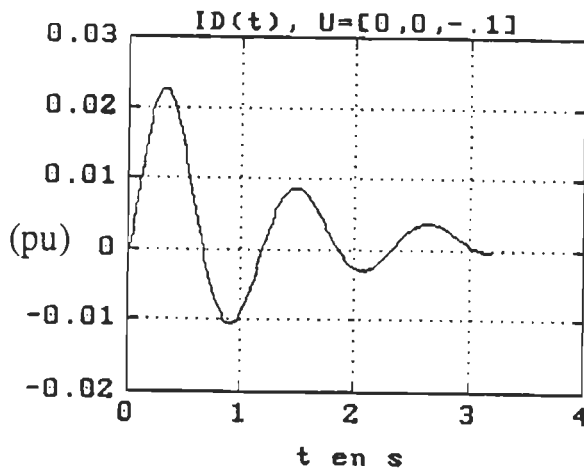
variation de  $(-10\% V)$ Figure 1.9.2 Le courant  $i_q$



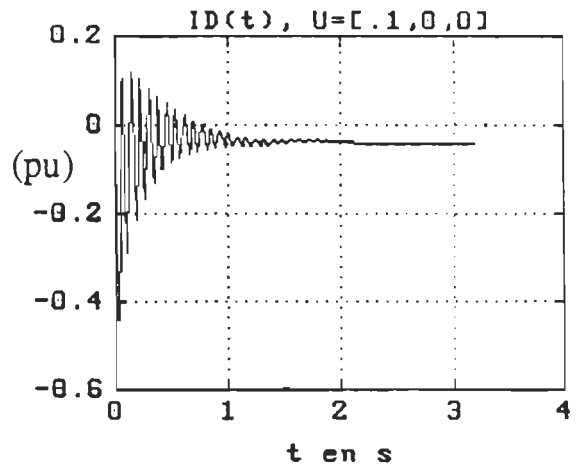
(a)  
variation de  $(-10\% T_{ch})$ .



(b)  
variation de  $(-50\% T_{ch})$ .

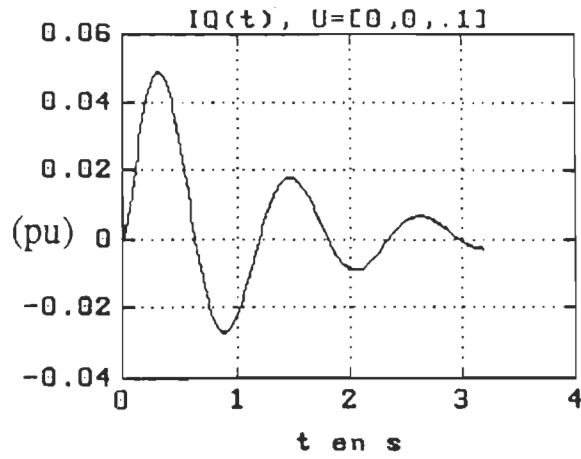


(c)  
variation de  $(+10\% T_{ch})$ .

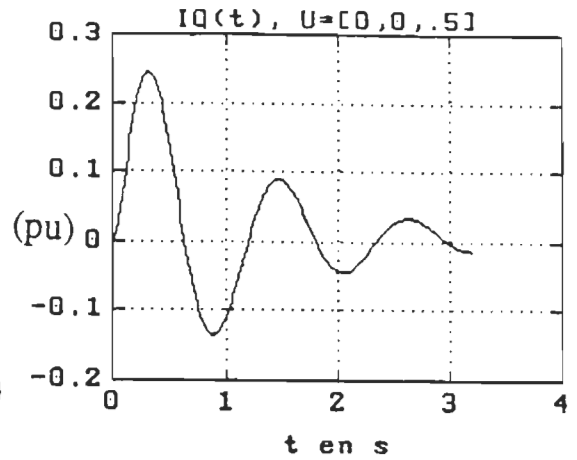


(d)  
variation de  $(-10\% V)$ .

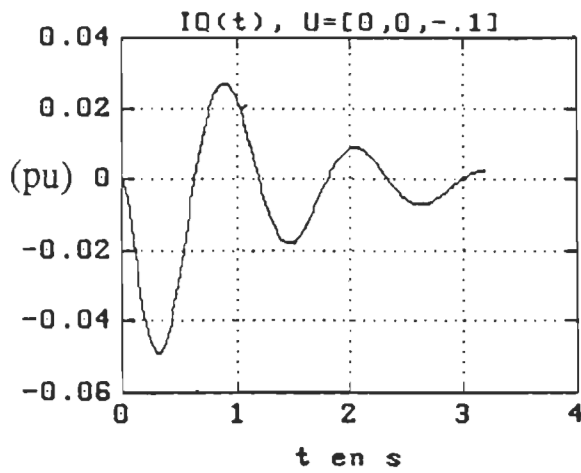
Figure 1.9.3 Le courant  $i_D$



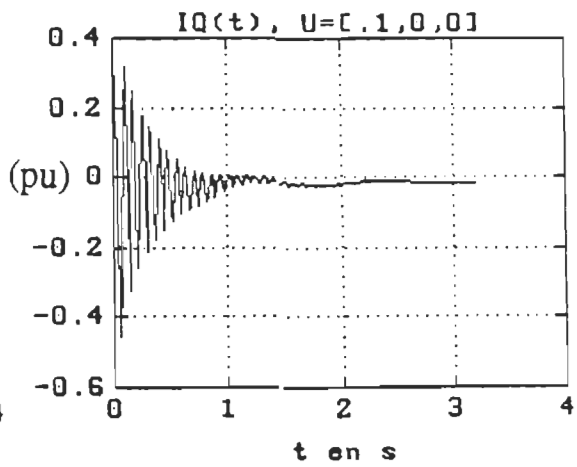
(a)

variation de (-10%  $T_{ch}$ ).

(b)

variation de (-50%  $T_{ch}$ ).

(c)

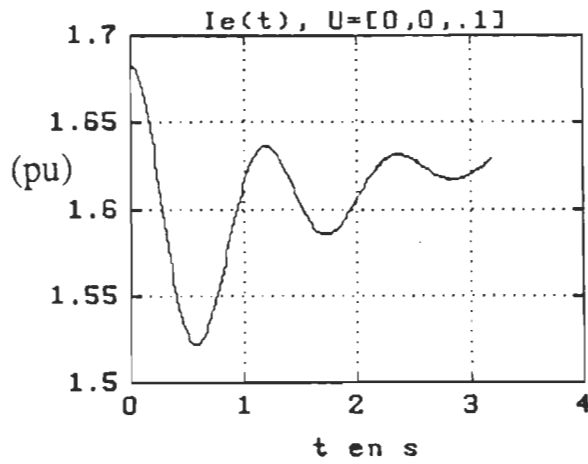
variation de (+10%  $T_{ch}$ ).

(d)

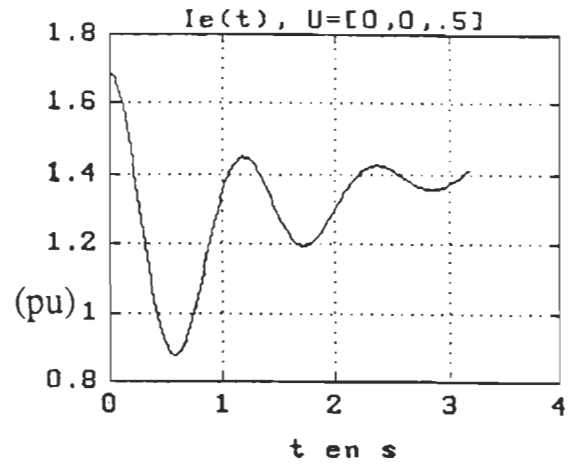
variation de (-10% V).

Figure 1.9.4 Le courant  $i_Q$

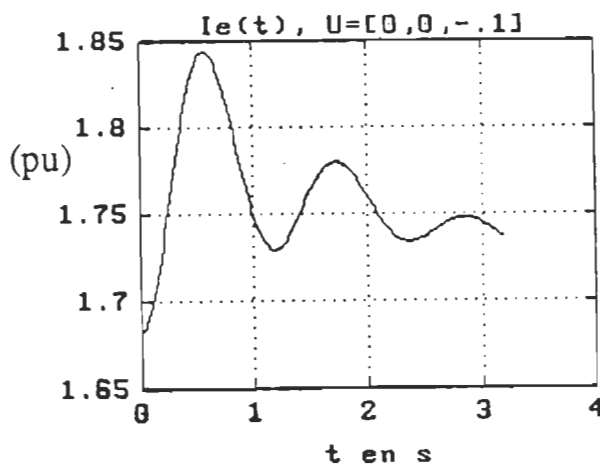




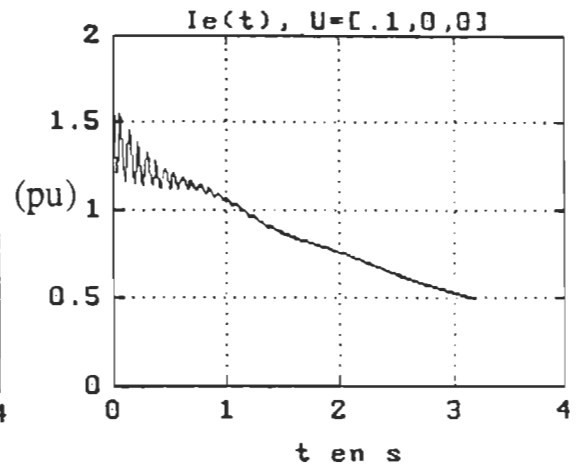
(a)

variation de  $(-10\% T_{ch})$ .

(b)

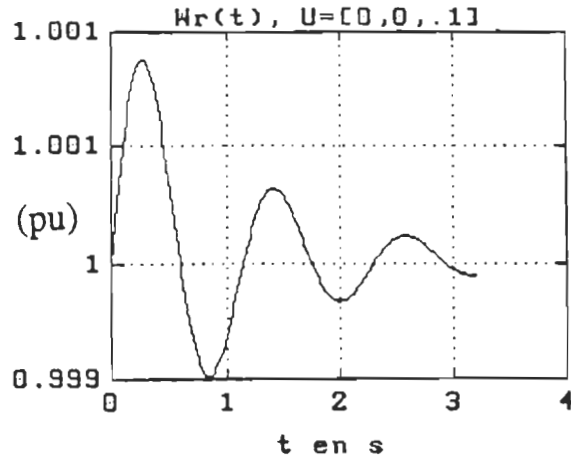
variation de  $(-50\% T_{ch})$ .

(c)

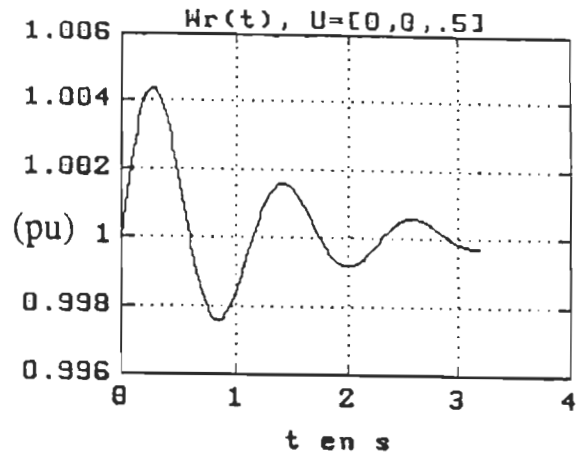
variation de  $(+10\% T_{ch})$ .

(d)

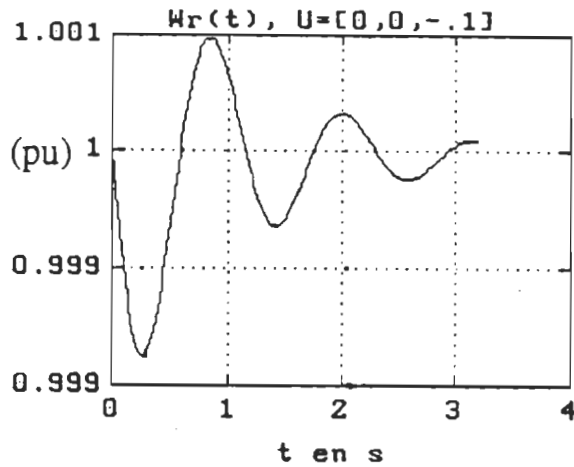
variation de  $(-10\% V)$ .Figure 1.9.5 Le courant  $i_e$



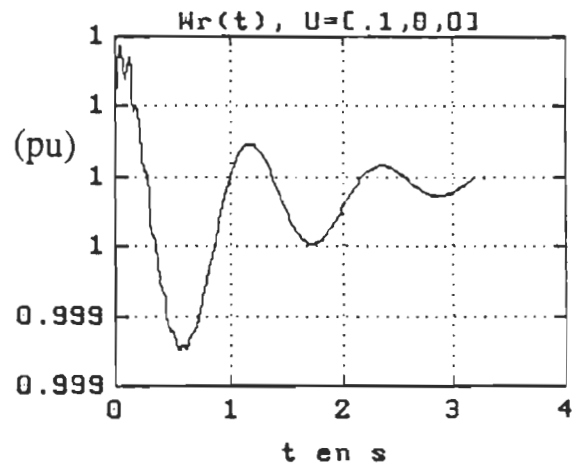
(a)  
variation de (-10%  $T_{ch}$ ).



(b)  
variation de (-50%  $T_{ch}$ ).

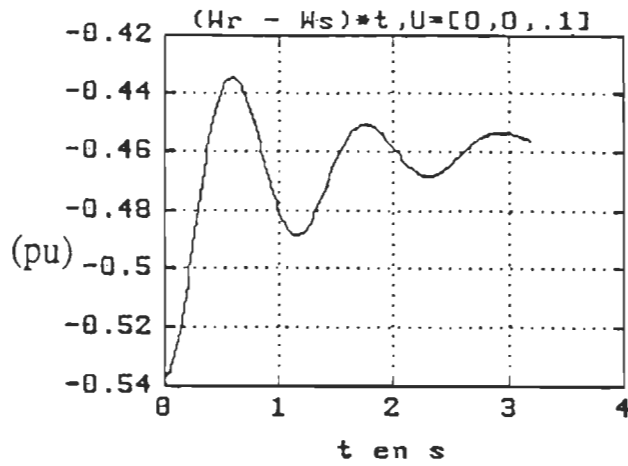


(c)  
variation de (+10%  $T_{ch}$ ).

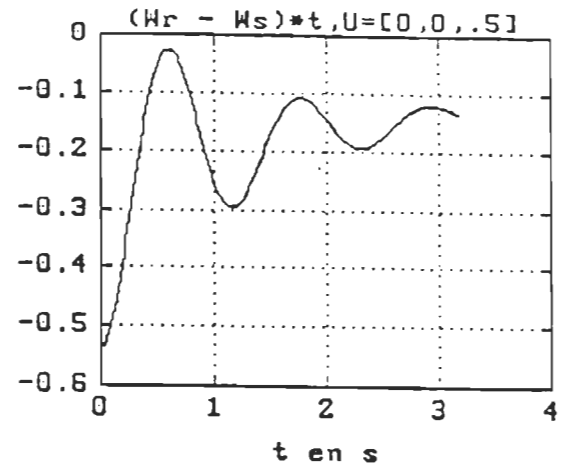


(d)  
variation de (-10%  $V$ ).

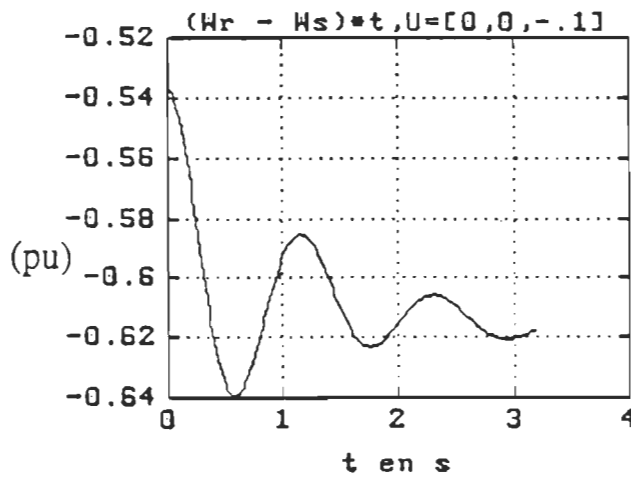
Figure 1.9.6 La vitesse de rotation  $\omega_r$



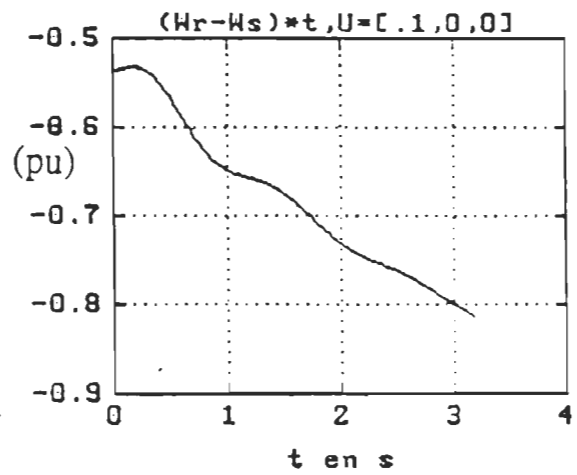
variation de (-10%  $T_{ch}$ ).



variation de (-50%  $T_{ch}$ ).

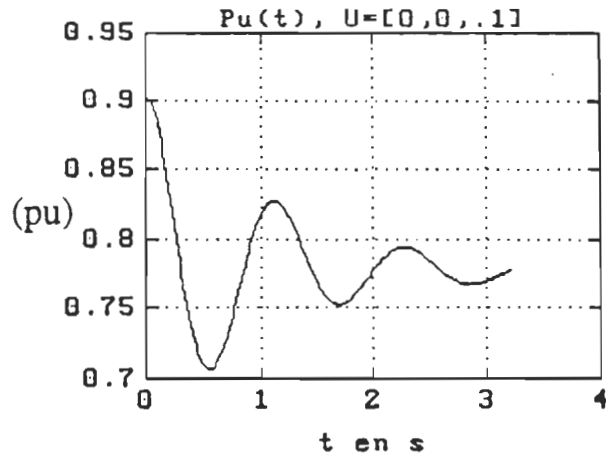


variation de (+10%  $T_{ch}$ ).

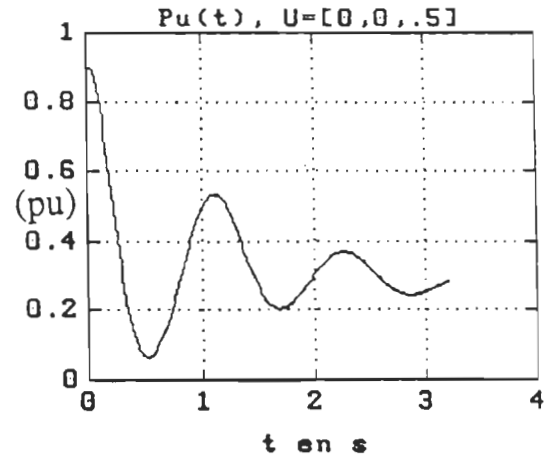


variation de (-10% V).

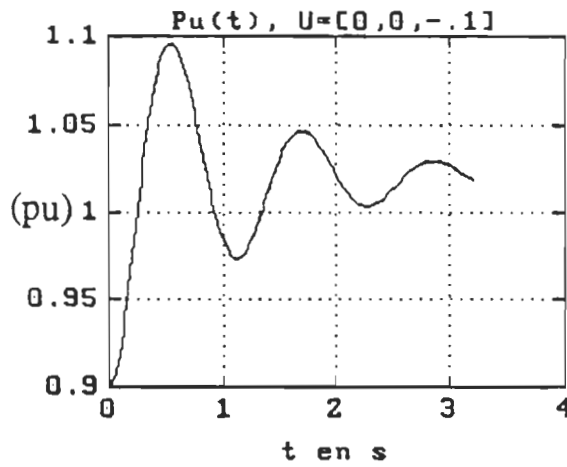
Figure 1.9.7 L'angle  $\delta$



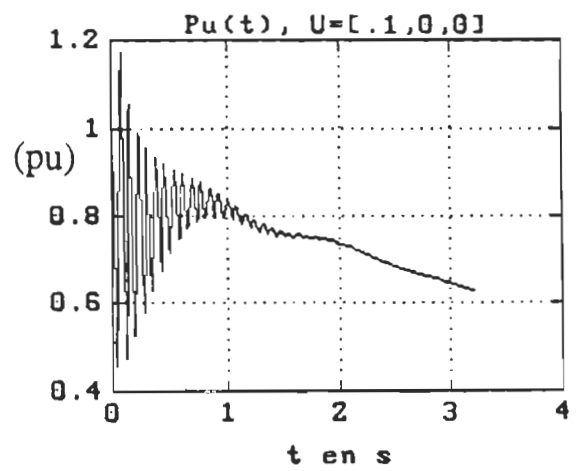
(a)

variation de (-10%  $T_{ch}$ ).

(b)

variation de (-50%  $T_{ch}$ ).

(c)

variation de (+10%  $T_{ch}$ ).

(d)

variation de (-10% V).

Figure 1.9.8 La puissance  $P_u$

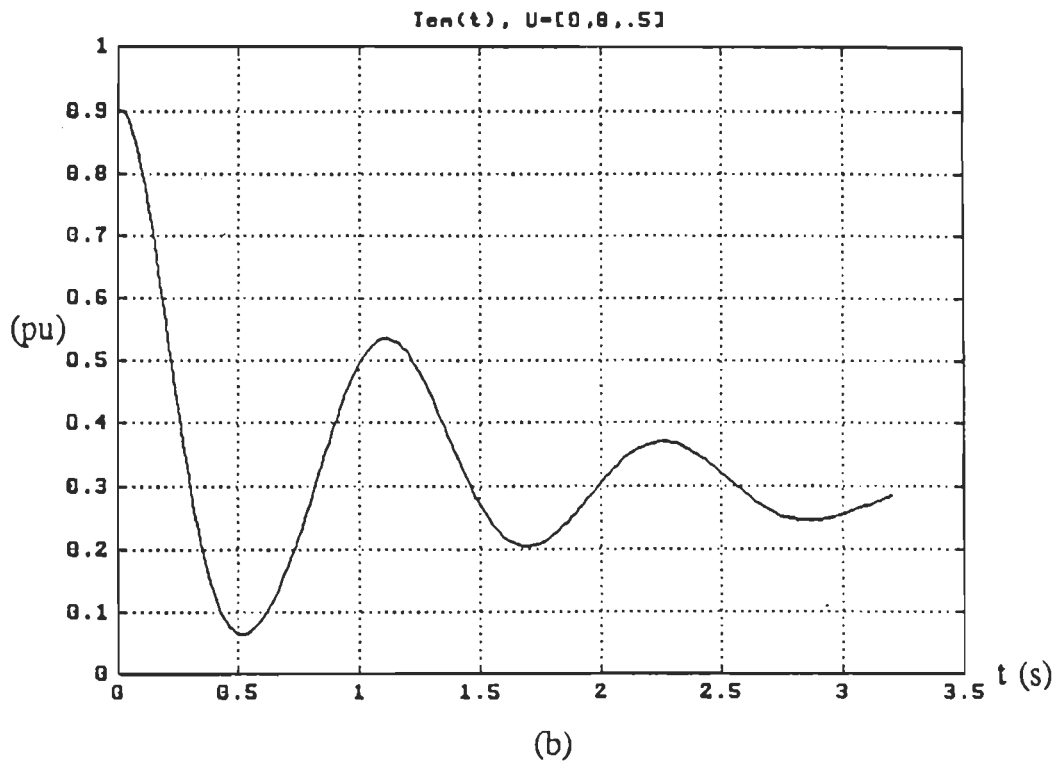
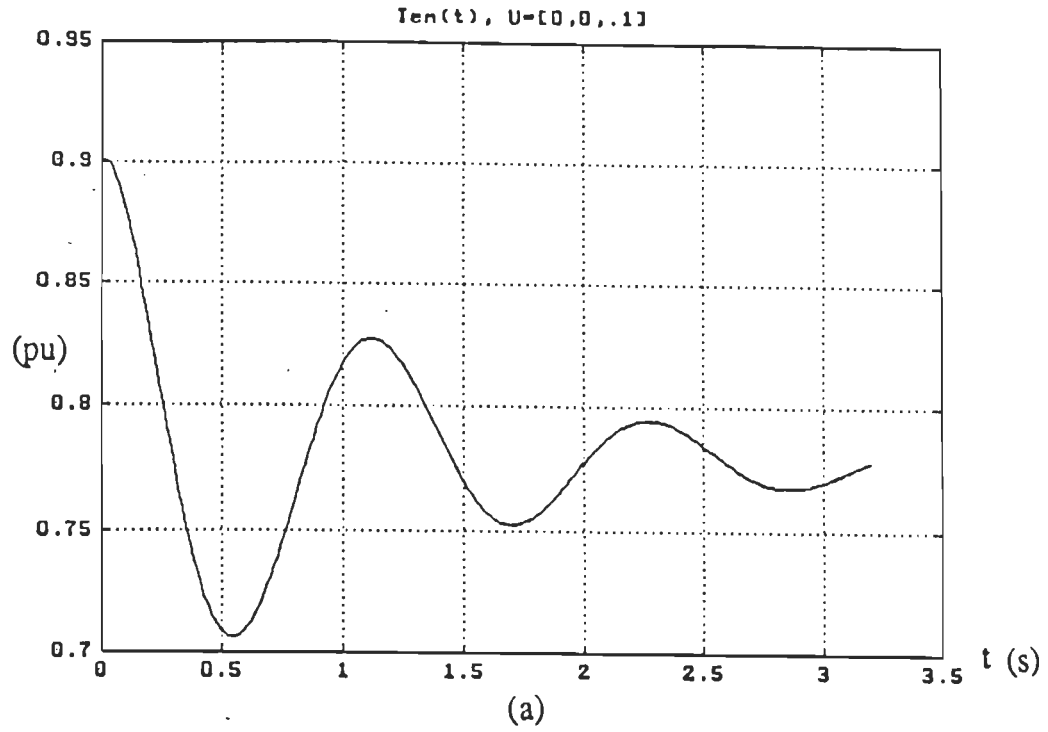


Figure 1.9.9 Le couple électromagnétique  $T_{em}$

(a) variation de (-10%  $T_{ch}$ ).

(b) variation de (-50%  $T_{ch}$ ).

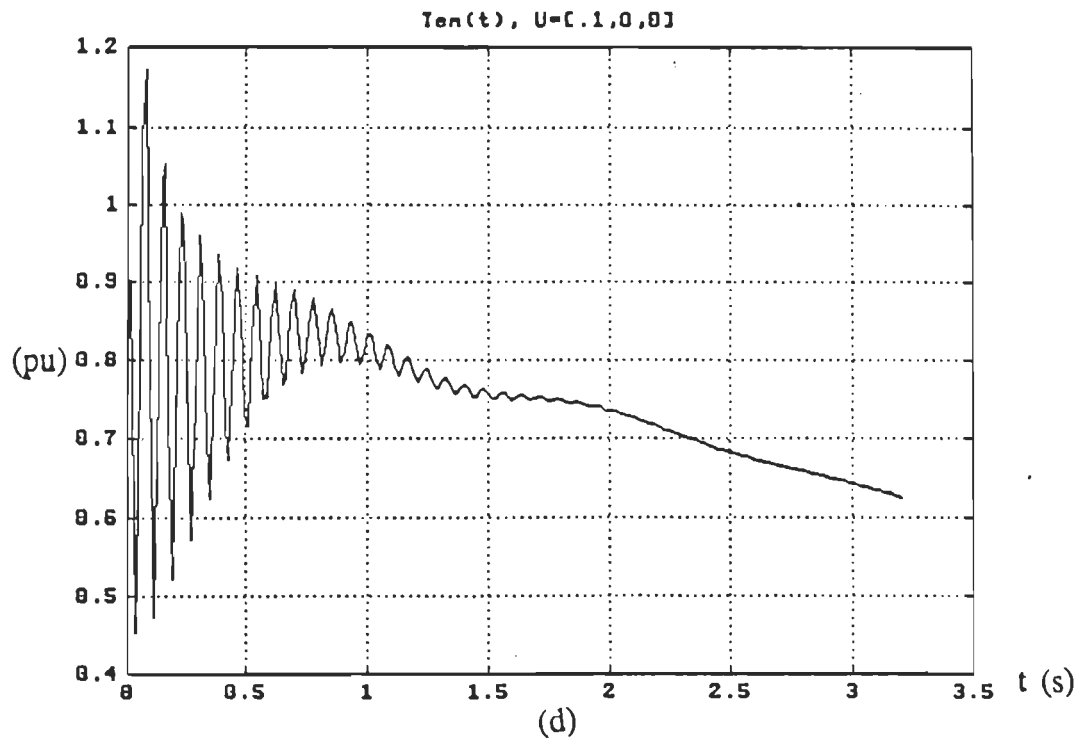
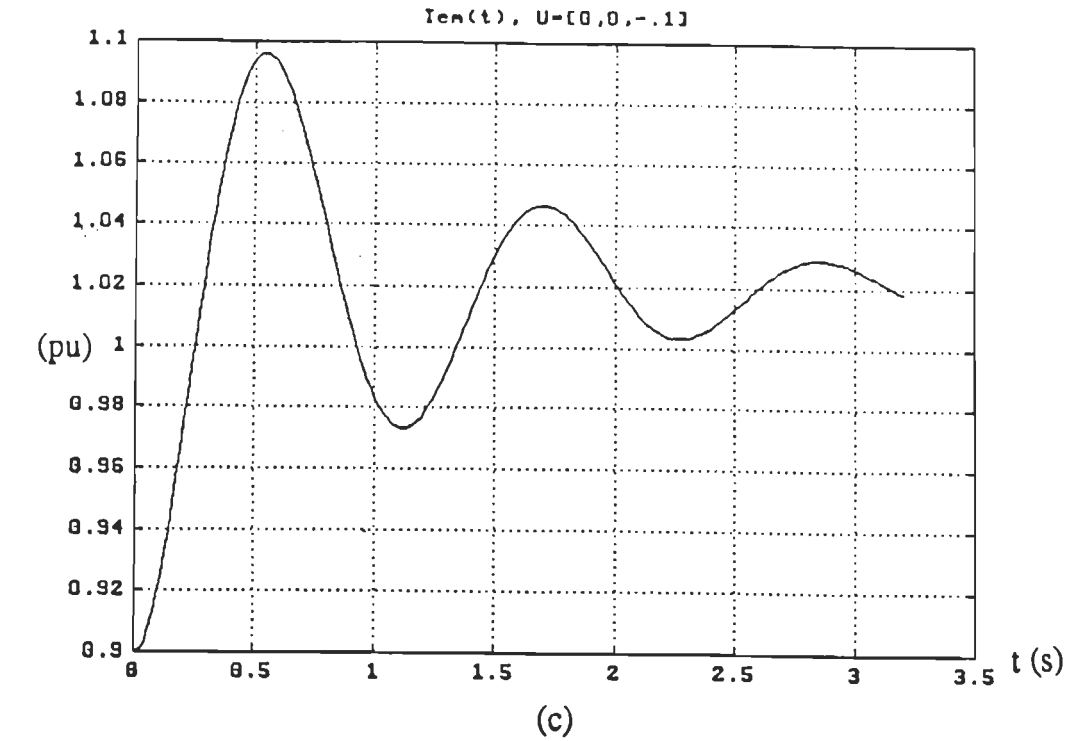


Figure 1.9.9 Le couple électromagnétique  $T_{em}$   
 (c) variation de (+10%  $T_{ch}$ ).  
 (d) variation de (-10% V).

## **Conclusion**

La modélisation du moteur synchrone à pôles lisses et à pôles saillants par les équations d'état dans le référentiel (d-q) tournant avec le rotor et le référentiel des phases nous a été très bénéfique, du fait que: elle nous permis de voir le comportement dynamique de tous les variables d'état lors du démarrage, lors d'une variation brusque du couple de charge ou lors d'une variation de la tension d'alimentation. Les courbes de la simulation du premier moteur ou de la simulation du deuxième moteur nous permettent d'avoir beaucoup d'information sur l'évolution des différentes variables d'état de la machine, ainsi on peut considérer ces informations comme une banque de données.

## CHAPITRE 2

# ÉTUDE ET RÉALISATION DE L'ENSEMBLE MACHINE-CONVERTISSEUR DE FRÉQUENCE ET LES CARTES DE COMMANDE ANALOGIQUE

### 2.1 INTRODUCTION

L'alimentation d'une machine synchrone par un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu est composée d'un redresseur de courant 1, commuté par le réseau primaire de fréquence constante (fig.2.1) ainsi que d'un deuxième convertisseur de courant 2 fonctionnant comme commutateur, qui convertit le courant continu du circuit intermédiaire en un deuxième système triphasé à fréquence variable. La commutation naturelle du commutateur de courant 2 est assurée par les f.e.m. induites au stator de la machine synchrone 3. Celle-ci doit aussi fournir la puissance réactive due à la commande du commutateur. Dans ce cas, on parle d'un commutateur commuté par une machine [5].

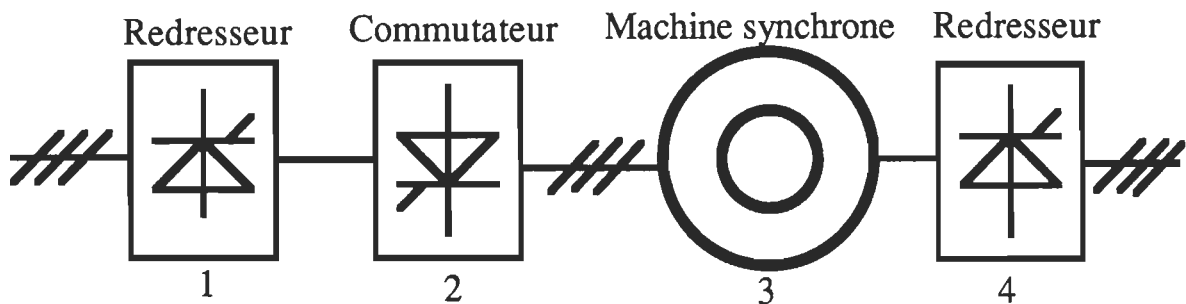


Figure 2.1 Alimentation d'un moteur synchrone par un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire.

Dans ce chapitre, on va étudier dans la première partie le convertisseur de



fréquence, la commutation et ses influences sur les formes d'ondes des courants et tensions, dans la deuxième partie on étudie la régulation analogique du courant et de vitesse du moteur synchrone autopiloté, une partie sera consacrée à la détermination des fonctions de transfert des boucles de courant et de vitesse, on décrit également les montages pratiques de la commande analogique réalisés au laboratoire de recherche. Enfin dans la dernière partie on donne les résultats pratiques et de simulations des régulateurs réalisés au laboratoire de recherche.

## **2.2 Modèle du convertisseur de fréquence**

En marche à vide, la tension  $U$  aux bornes de la machine synchrone est proportionnelle à sa vitesse  $\Omega$  [12]. Pour la tension continue  $U_d$  au circuit intermédiaire (fig.2.2), on a la relation:

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_1 \cos \alpha$$

Pour un angle de retard d'allumage  $\beta$  du commutateur 2 constant, la vitesse  $\Omega$  est proportionnelle à la tension  $U_d$  au circuit intermédiaire. Cette dernière peut être imposée par le convertisseur de courant 1 en intervenant sur son angle de retard d'allumage  $\alpha$ . Le commutateur à commutation naturelle commuté par la machine synchrone ne permet pas un déphasage quelconque entre courant et tension statorique [5],[12].

Il s'avère indispensable de surexciter la machine synchrone, en travaillant avec  $\cos \Phi < 1$ .

Le convertisseur de fréquence avec son dispositif de commande de gâchettes possède un comportement discret [6]. En négligeant le phénomène d'empiétement on trouve comme fonction de transfert du convertisseur de fréquence:

$$G_c(s) = \frac{K_{cm}}{1 + s \tau_{cm}} \quad (2.1)$$

avec

$$\tau_c = \frac{1}{2p} T = \frac{1}{2p f} \quad (2.2)$$

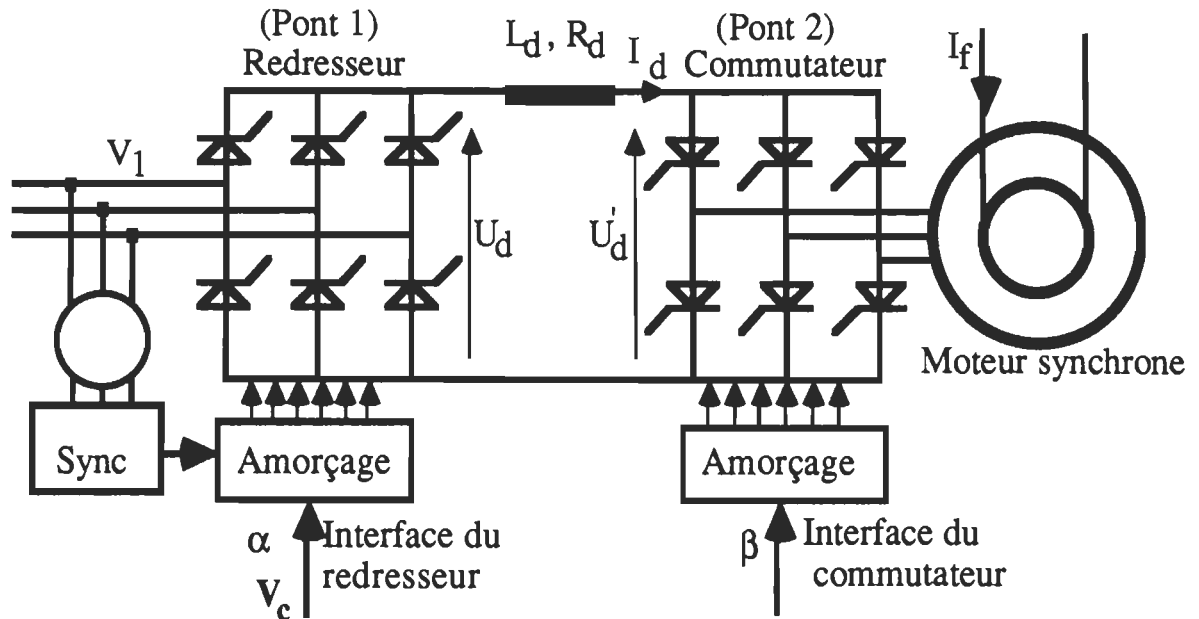


Figure 2.2 Modèle du dispositif à commander

Pour un pont d'indice de pulsation  $p = 6$ , la constante de temps du convertisseur est:

$$\tau_{cm} = \frac{1}{12f} \quad (2.3)$$

le facteur de transfert est indépendant du point de fonctionnement et vaut pour un convertisseur triphasé normal:

$$K_{cm} = \frac{\Delta U_{di\alpha} U_{dio}}{\Delta U_{cm}} \quad (2.4)$$

$U_{di\alpha}$ : tension idéale du convertisseur de courant 1 (pour un angle d'amorçage  $\alpha$ )

$U_{di0}$ : tension idéale ( $\alpha = 0$ ) du convertisseur de courant 1

$U_{cm}$ : tension de commande qui provient de la sortie de la structure de réglage par contre-réaction d'état.

### **2.2.1 Influence de la commutation**

La chute de tension inductive, due au phénomène de commutation naturelle peut être prise en considération en définissant une résistance  $R_i$  [6]

(fig. 2.3).

$$R_i = \frac{Sq}{2\pi} \omega L_c \quad (2.5)$$

Avec

S: nombre de groupes de commutation en série

q: l'indice de commutation

$L_c$ : l'inductance de commutation

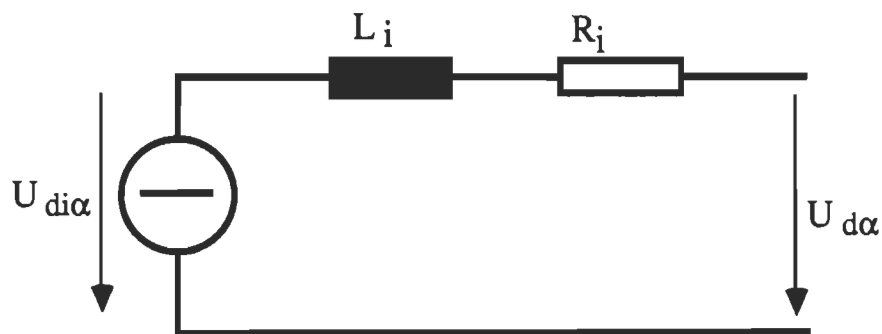


Figure 2.3 Schéma équivalent du convertisseur de fréquence

$$L_i = 2 L_c \quad (2.6)$$

En grandeur relative

$$r_i = \frac{R_i}{R_n} = \frac{R_i I_{dn}}{U_{dn}} \quad (2.7)$$

et

$$x_c = X_c \frac{\hat{I}_n}{\hat{U}_{yn}} = \omega_n L_c \frac{\hat{I}_n}{\hat{U}_{yn}} \quad (2.8)$$

$$\omega_n L_c = x_c \frac{\hat{U}_{yn}}{\hat{I}_n} = x_c \frac{\pi U_{di0}}{6 I_{dn}} \quad (2.9)$$

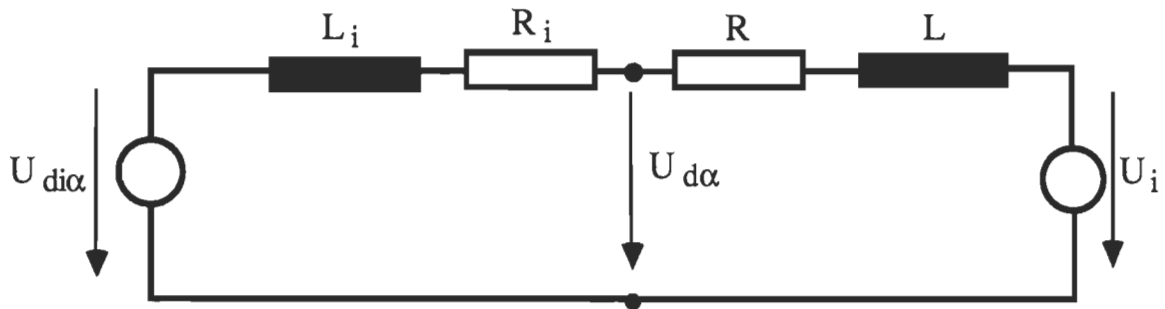


Figure 2.4 Schéma équivalent du système à régler

### 2.2.2 Étude de la commutation et ses influences

On présente sur la figure 2.5 le schéma équivalent de l'ensemble moteur synchrone-source d'alimentation, le moteur est remplacé par trois f.e.m. sinusoïdales  $v_a, v_b, v_c$  en série avec trois bobines de résistance négligeable et d'inductance  $L_c$ .

On négligera l'ondulation de  $I_d$  et  $U_d$ , on néglige aussi les impédances internes des sources de tension dont la valeur efficace commune est  $V$ .

### 2.2.3 Influence de l'inductance $L_c$ pendant les commutations

A l'instant  $t_1 = t_0 + \beta/\omega$  (fig.2.6) le thyristor Th1' est commandé et commence à commuter avec Th5' qui conduisait auparavant; pendant la commutation on a:

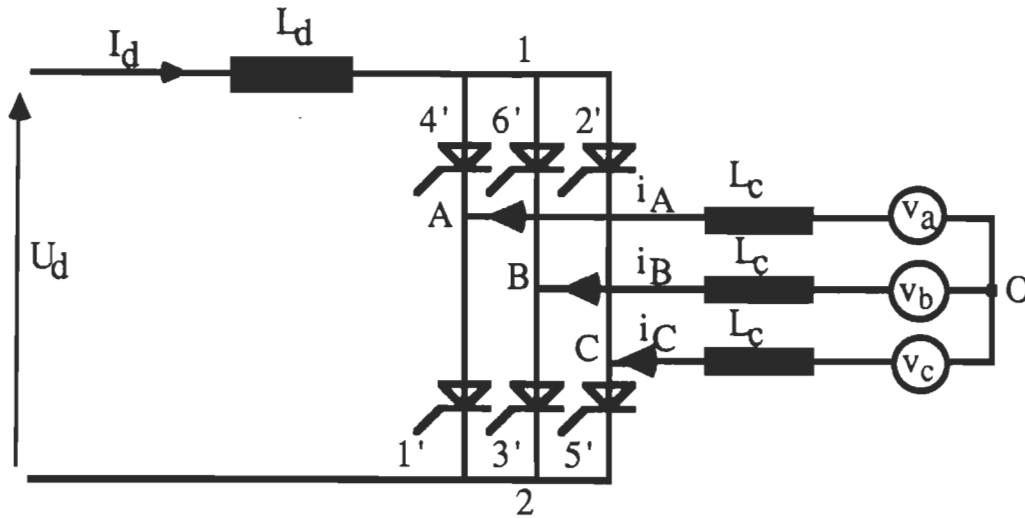


Figure 2.5 Schéma équivalent du moteur synchrone autopiloté

$$i_a + i_c = I_d = \text{cte}$$

$$v_{20} = v_a - L_c \frac{d(i_a)}{dt} = v_c - L_c \frac{d(i_c)}{dt}$$

$$\text{or } i_a + i_c = \text{cte}$$

D'où

$$\frac{d(i_a)}{dt} = - \frac{d(i_c)}{dt}$$

Ainsi

$$v_{20} = v_a + L_c \frac{d(i_c)}{dt} = v_c - L_c \frac{d(i_c)}{dt}$$

On en déduit que:

$$2 v_{20} = v_a + v_c \quad \text{et} \quad v_{20} = \frac{1}{2} (v_a + v_c)$$

$$u_{21} = v_{20} - v_{10} = \frac{1}{2} (v_a + v_c) - v_b = \frac{1}{2} (u_{ab} + u_{cb})$$

Au-delà de l'instant  $t_1 + \tau$  ( $\tau$  durée des commutations) la commutation est terminée et:

$$i_a = 0, i_b = I_d = \text{cte}, \quad L_c \frac{d(i_a)}{dt} = 0, v_{A0} = v_{20} = v_a \quad \text{et} \quad u_{21} = u_{ab}$$

On voit sur la courbe  $v_{A0} = f(t)$  (fig.2.6 a) que  $v_{A0}$  ne diffère de  $v_a$  que

durant les commutations de Th1' avec Th3' et Th5' et celles de Th4' avec Th6' et Th2' c'est-à-dire lorsque  $i_a$  varie, le reste du temps,

$$i_a = 0 = \text{cte} \text{ ou } i_a = i_d = \text{cte} \text{ et } L_c \frac{d(i_a)}{dt} = 0, v_{A0} = v_a$$

Alors on peut dire que l'inductance  $L_c$  n'a d'influence que pendant la commutation.

### 2.2.4 Calcul de l'expression de la tension redressée $U_d$

Si on considère la période de la tension  $u_{12}$  comprise entre  $t_1$  et  $t_1 + T/6$  (puisque  $u_{12}$  a une période d'amplitude  $T/6$ ) (fig.2.6) on a :

$$- t_1 \leq t \leq t_1 + \tau \quad u_{12} = u_1 - u_2 = v_b - v_A = v_b - v_a - (v_A - v_a)$$

$$- t_1 + \tau \leq t \leq t_1 + T/6 \quad u_{12} = u_1 - u_2 = v_b - v_A = v_b - v_a$$

D'où la valeur moyenne  $u_{12 \text{ moy}} = U_d$

$$U_d = \frac{6}{T} \left[ \int_{t_1}^{t_1 + \tau} (v_b - v_a - (v_A - v_a)) dt + \int_{t_1 + \tau}^{t_1 + \frac{T}{6}} (v_b - v_a) dt \right]$$

$$U_d = \frac{6}{T} \left[ \int_{t_1}^{t_1 + \frac{T}{6}} (v_b - v_a) dt + \int_{t_1}^{t_1 + \tau} (v_A - v_a) dt \right]$$

le premier terme est la valeur moyenne de  $u_{12}$  lorsque la commutation est instantanée.

$$U_{id} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V \cos \beta$$

Par ailleurs, nous avons vu que durant la commutation que

$$v_A - v_a = -L_c \frac{di_a}{dt}$$

D'où :

$$U_d = U_{id} + \frac{6}{T} \int_{t_1}^{t_1 + \tau} L_c \frac{di_a}{dt} dt = U_{id} + \frac{6}{T} L_c \int_0^{I_d} di_a = U_{id} + \frac{6}{T} L_c I_d$$

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V \cos \beta + \frac{3}{\pi} L_c \omega I_d$$

### 2.2.5 Calcul de l'expression de l'inductance $L_c$

Durant la commutation entre les thyristors Th1' et Th5' c'est-à-dire entre  $t_1$  et  $t_1 + \tau$  on a :

$$L_c \frac{di_a}{dt} = v_a - v_A = v_a - \frac{v_a + v_c}{2} = \frac{v_a - v_c}{2} = \frac{v_{ac}}{2}$$

Si on choisit l'instant  $t_0$  (commutation naturelle des thyristors Th1' et Th5') comme origine, on voit que  $u_{ac}$  qui passe par zéro en devenant positive à cet instant s'écrit :

$$u_{ac} = V \sqrt{6} \sin \omega t$$

D'où :

$$L_c \frac{di_a}{dt} = \frac{V\sqrt{6}}{2} \sin \omega t \quad \text{et} \quad \frac{di_a}{dt} = \frac{V\sqrt{6}}{2 L_c} \sin \omega t$$

$$i_a = -\frac{V\sqrt{6}}{2 L_c \omega} \cos \omega t + K$$

Détermination de la constante K

à  $t = t_1 = \beta/\omega$  on a  $i_a = 0$  (c'est le début de la commutation et  $i_a$  ne peut varier de façon discontinue du fait de la présence de la bobine  $L_c$ )

D'où :

$$K = \frac{V\sqrt{6}}{2 L_c \omega} \cos \beta$$

et

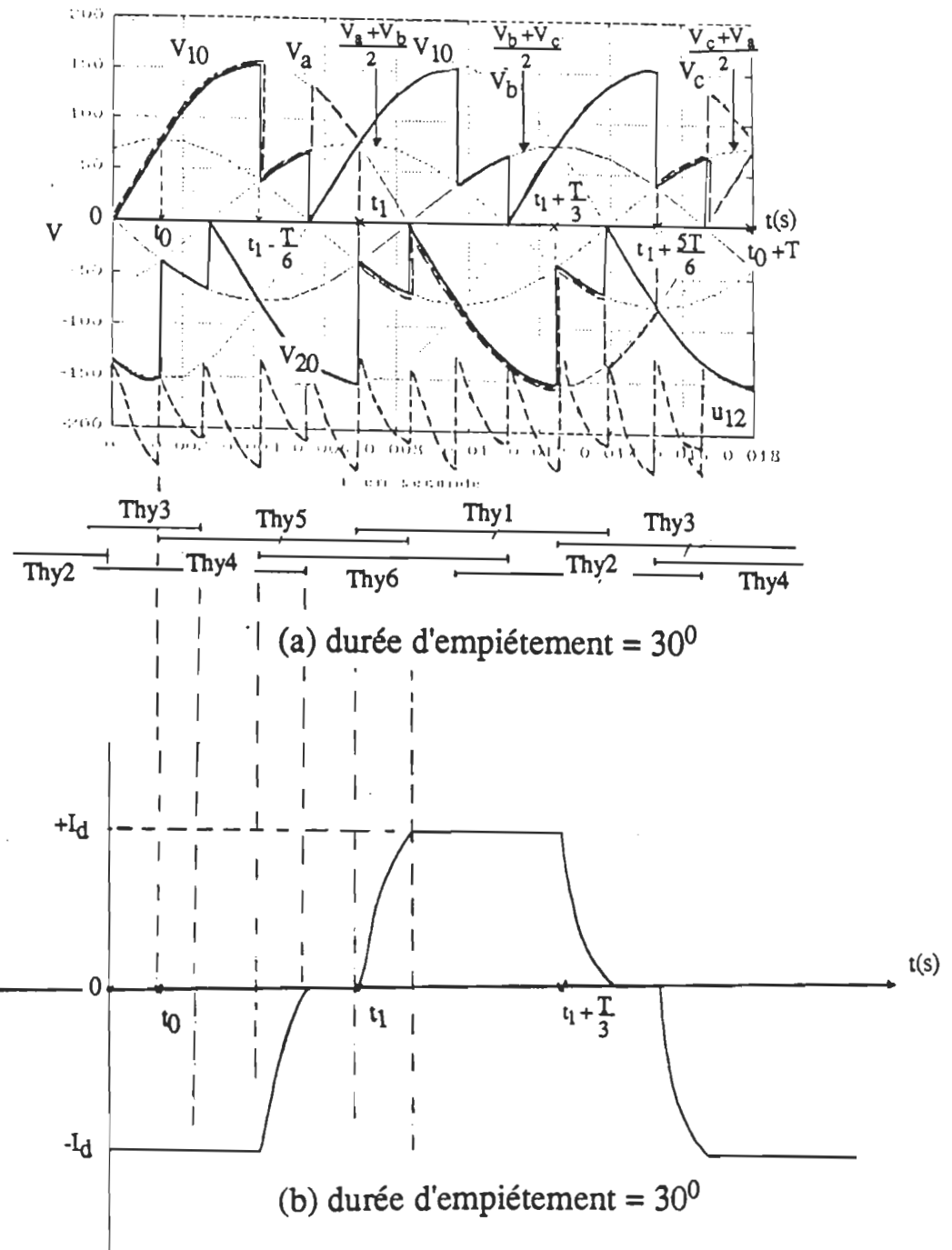


Figure 2.6 (a) Formes d'ondes des tensions lors de la commutation  
 (b) Formes d'onde du courant  $I_d$  lors de la commutation



$$i_a = \frac{V\sqrt{6}}{2 L_c \omega} (\cos \beta - \cos \omega t)$$

la commutation s'arrête à l'instant  $t_1 + \tau$  où la valeur de  $i_a$  atteint  $I_d$ .

$$i_a(t_1 + \tau) = \frac{V\sqrt{6}}{2 L_c \omega} (\cos \beta - \cos(\omega t_1 + \omega \tau))$$

Soit, en remarquant que  $\omega t_1 = \beta$  et en notant  $\omega \tau = \delta$  on écrit

$$\cos \beta - \cos(\beta + \delta) = \frac{2 L_c \omega I_d}{V\sqrt{6}}$$

Calculons maintenant le temps  $t_r$  pendant lequel un thyristor est soumis à une tension inverse.

$\beta$ : angle d'amorçage de l'onduleur

$\delta$ : angle de commutation

$\omega t_r$ : angle de garde

chaque thyristor est soumis à une tension inverse entre  $t_0 + (\beta/\omega) + (T/3) + \tau$  où s'achève son déclenchement et l'instant  $t_0 + T - T/6$  où il est à nouveau polarisé en direct.

$t_0$ : instant d'amorçage naturel

$\beta/\omega$ : retard à l'amorçage

$T/3$ : durée de conduction normale

$\tau$ : durée de la commutation déclenchant le thyristor

D'où la durée  $t_r$  d'application de la tension inverse

$$t_r = t_0 + T - \frac{T}{6} - (t_0 + \frac{\beta}{\omega} + \frac{T}{3} + \tau) = \frac{T}{2} - \frac{\beta}{\omega} - \tau$$

D'où si on note  $\omega t_r = g$  ( angle de garde ) on aura :

$$g = \omega \frac{T}{2} - \beta - \omega \tau = \pi - \beta - \delta$$

### 2.2.6 Étude de l'évolution du courant $I_d$ lorsque $t_r$ est inférieur à la durée minimale d'application de la tension inverse $t_q$ des thyristors utilisés

On représente sur la figure 2.7 les conséquences d'un raté d'amorçage du thyristor Th1' du commutateur dû, soit à une impulsion de commande insuffisante pour assurer l'enclenchement, soit à un retard à l'amorçage  $\beta$  trop grand pour assurer le blocage du thyristor à déclencher (ici Th5'). On représente aussi dans la figure 2.7 les formes d'ondes des tensions,  $v_{10}$ ,  $v_{20}$ ,  $u_{12}$  et l'intensité  $I_d$  au cours du temps avec  $\beta = 150^\circ$  et  $\omega\tau = 15^\circ$ .

On voit que: juste avant l'instant  $t_1$  d'enclenchement normal de Th1', les thyristors Th5' et Th6' conduisent:  $v_{10} = v_b$ ,  $v_{20} = v_c$ ,  $u_{12} = v_{bc}$

A l'instant  $t_1 = t_0 + \beta/\omega$  le thyristor Th1' ne s'enclenche pas (défaut) et Th5' reste conducteur puisque  $I_d$  est forcé par la source d'alimentation (redresseur fig.2.2) ; d'où toujours  $v_{20} = v_c$ ,  $u_{12} = u_{bc}$ .

A l'instant  $t_2 = t_1 + T/6$  le thyristor Th2' reçoit une impulsion de commande, il est alors sous tension  $v_{thy2} = v_1 - v_c = v_b - v_c > 0$  et s'amorce ; d'où  $v_{10} = v_c$  et toujours  $v_{20} = v_c$ . Après commutation de Th2' et Th6' on a  $u_{12} = 0$ .

La source  $U_d$  est donc mise en court-circuit par le commutateur (fig.2.2) et  $I_d$  tend vers  $I_{d_{cc}}$  avec une constante de temps qui dépend des caractéristiques du circuit ; à l'instant  $t_3 = t_1 + 2T/6 = t_1 + T/3$ , le thyristor Th3' reçoit une

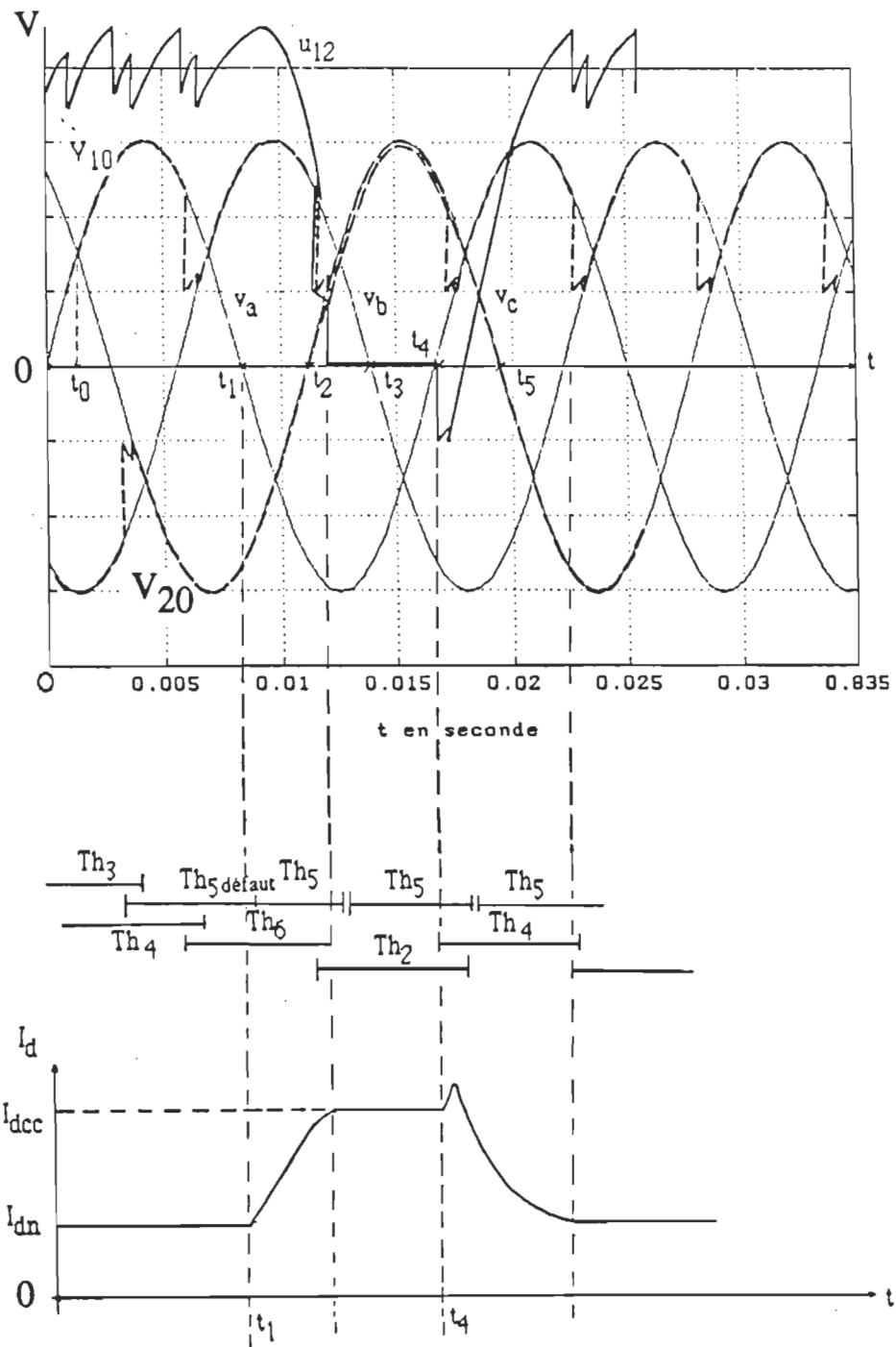


Figure 2.7 Formes d'ondes des tensions  $V_{10}$ ,  $V_{20}$ ,  $u_{12}$  et l'intensité  $I_d$  lors d'un raté d'amorçage.

impulsion et devrait commuter avec Th5'; avant  $t_3$  le thyristor Th3' est sous la tension:

$v_{thy3'} = v_B - v_2 = v_b - v_c$  cette tension est négative dans le cas où  $\beta > 120^\circ$  (cas étudié) et le thyristor Th3' ne s'enclenche pas, le thyristor Th5' reste conducteur et

$u_{12} = 0$ ; à l'instant  $t_4 = t_1 + 3T/6 = t_1 + T/2$ , le thyristor Th4' reçoit un signal de commande alors qu'il est sous la tension:

$v_{thy4'} = v_1 - v_A = v_c - v_a > 0$  le thyristor Th4' s'enclenche et  $v_{10} = v_a$ ,  $v_{20} = v_c$ ,

$u_{12} = v_{ac} < 0$  la tension  $u_{12}$  tend à faire circuler un courant  $I_d$  d'intensité supérieure à  $I_{dCC}$ . A l'instant  $t_5 = t_1 + 4T/6 = t_1 + 2T/3$  le thyristor Th5' reçoit une impulsion sans effet puisqu'il est déjà enclenché; on se retrouve dans les conditions normales de fonctionnement, les thyristors Th4' et Th5' conduisent, comme à partir de l'instant  $t_1 - 2T/3$ , un nouveau cycle commence. En conclusion, un raté de commutation conduit à un courant  $I_d$  très supérieur à celui prévu au fonctionnement normal puisqu'il amène la source  $U_d$  à fonctionner en régime de court-circuit.

### **2.2.7 Calcul de la valeur de l'inductance $L_c$**

Un essai en charge nous a permis d'effectuer les mesures suivantes:

$$V = 110 \text{ V}, I_d = 10 \text{ A}, \beta = 120^\circ, f = 60 \text{ Hz}, \tau = 0.45 \text{ ms}$$

On a la relation suivante :

$$\cos \beta - \cos (\beta + \omega t) = \frac{2 L_c \omega I_d}{V \sqrt{6}}$$

D'où :

$$X_c = L_c \omega = \frac{V\sqrt{6}}{2 I_d} (\cos \beta - \cos (\beta + \omega \tau))$$

$$X_c = L_c \omega = \frac{110.\sqrt{6}}{2 .10} (\cos 120 - \cos (120 + 9.72))$$

$$X_c = \frac{110.\sqrt{6}}{2 .10} (-0.5 + 0.639) = 1.87 \Omega$$

D'où :

$$L_c = \frac{X_c}{2 \pi f} = \frac{1.87}{2 \pi .60} = 4.96 \text{ mH}$$

### 2.2.8 Équations du système à régler

Pour établir les équations du système à régler, nous faisons appel à la figure 2.4.

$$- u_{di\alpha} + (R + R_i) i_d + (L + L_i) \frac{di_d}{dt} + u_i = 0 \quad (2.10)$$

En introduisant des grandeurs relatives on obtient :

$$- u_{di\alpha} U_{dn} + (R + R_i) i_d I_{dn} + (L + L_i) \frac{dI_d}{dt} I_{dn} + u_i U_{dn} = 0 \quad (2.11)$$

d'où

$$- u_{di\alpha} + r_t i_d + r_t \tau_t \frac{di_d}{dt} + u_i = 0 \quad (2.12)$$

avec

$$r_t = \frac{(R + R_i)}{U_{dn}} I_{dn} \quad (2.13)$$

et

$$\tau_t = \frac{L + L_i}{R + R_i} \quad (2.14)$$

Pour trouver les équations du convertisseur de fréquence dans le référentiel tournant avec le rotor (d-q), il faut appliquer la transformation triphasé-biphasé [13] et voir les équations (2.10) à (2.14).

On obtient :

$$u_d = u_{id} - r_i i_d - \frac{x_i}{\omega_n} \frac{di_d}{dt} + \Omega x_i i_q \quad (2.15)$$

$$u_q = u_{iq} - r_i i_q - \frac{x_i}{\omega_n} \frac{di_q}{dt} - \Omega x_i i_d \quad (2.16)$$

$u_{id}$  et  $u_{iq}$  sont les tensions idéales équivalentes du convertisseur de fréquence dans les axes d-q.

$r_i = r_t$  : résistance interne du convertisseur de fréquence.

$x_i = (L + L_i) \omega_n$  : réactance interne équivalente du convertisseur de fréquence.

### 2.2.9 Dispositif de commande des gâchettes

Dans la figure 2.8 on représente le schéma bloc de l'ensemble machine synchrone-convertisseur de fréquence et leurs fonctions de transfert par contre dans la figure 2.9 on représente le schéma pratique équivalent du système à régler et les organes de commande de l'ensemble machine synchrone-convertisseur de fréquence.

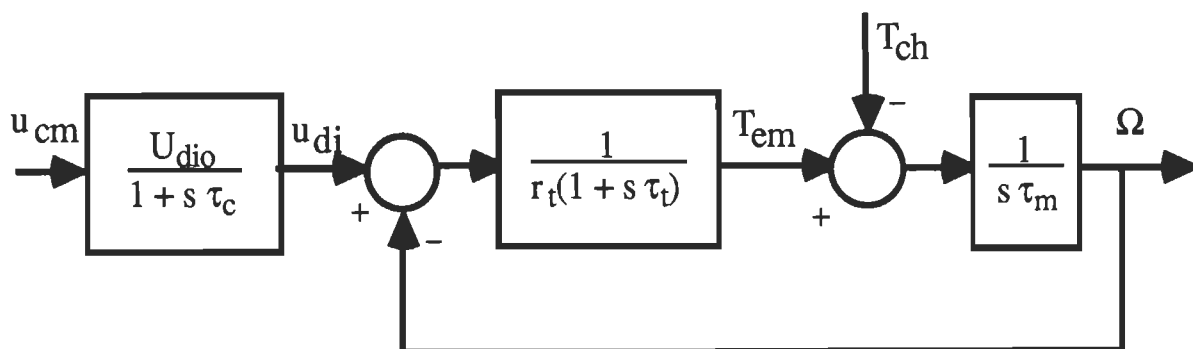


Figure 2.8 Schéma bloc de l'ensemble moteur synchrone et le convertisseur de fréquence.

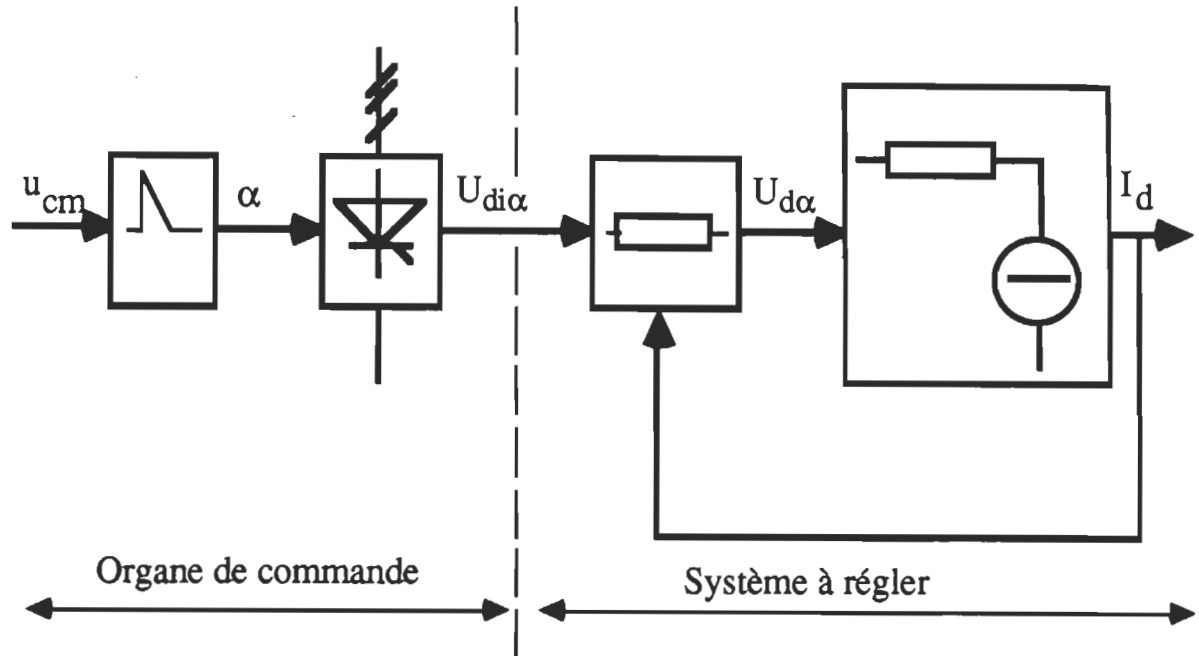


Figure 2.9 Schéma simplifié du système à régler et des organes de commandes de l'ensemble moteur, convertisseur de fréquence

De la figure 2.8 on détermine les équations d'état régissant le système à régler et les organes de commande.

$$\frac{du_{id}}{dt} = -\frac{1}{\tau_c} u_{id} + \Omega \omega_n u_{iq} + \frac{u_{di0}}{\tau_c} u_{cmd} \quad (2.17)$$

$$\frac{du_{iq}}{dt} = -\frac{1}{\tau_c} u_{iq} - \Omega \omega_n u_{id} + \frac{u_{di0}}{\tau_c} u_{cmq} \quad (2.18)$$

$u_{cm}$ : est la commande qui provient de la sortie de la structure de réglage par contre-réaction d'état.

$u_{di0}$ : est la tension idéale relative ( $\alpha = 0$ ) du convertisseur de courant

$\tau_c$ : est le temps de retard moyen qui peut s'écouler entre l'instant de variation de la commande  $u_{cm}$  et l'instant de variation de la tension  $u_{di}$ .

$$\tau_c = \frac{1}{12 f} \quad \text{avec } f \text{ la fréquence du réseau d'alimentation (} f = 60 \text{ Hz)}$$

### **2.2.10 Modèle du système à régler**

Les équations (2.15) et (2.16) du convertisseur de fréquence peuvent être combinées avec les équations (1.21) et (1.22) du moteur synchrone. On peut alors écrire:

$$u_{id} = r i_d + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\Psi_{dt}}{dt} + \Omega \Psi_{qt} \quad (2.19)$$

$$u_{iq} = r i_q + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\Psi_{qt}}{dt} - \Omega \Psi_{dt} \quad (2.20)$$

avec

$$r = r_s + r_i \quad (2.21)$$

$$\Psi_{dt} = \Psi_d + x_i i_d = \Psi_d + \Psi_{id} \quad (2.22)$$

$$\Psi_{qt} = \Psi_q + x_i i_q = \Psi_q + \Psi_{iq} \quad (2.23)$$

## **2.3 Régulation analogique du courant et de vitesse d'une machine synchrone autopilotée**

### **2.3.1 Étude théorique**

Sachant que la machine synchrone autopilotée se comporte comme une machine à courant continu à excitation indépendante à six lames [1]. D'où le choix de modéliser notre machine (dans le cas d'étude de son asservissement de vitesse et de courant) à une machine à courant continu à excitation indépendante. la figure 2.10 représente le modèle de la machine synchrone autopilotée.



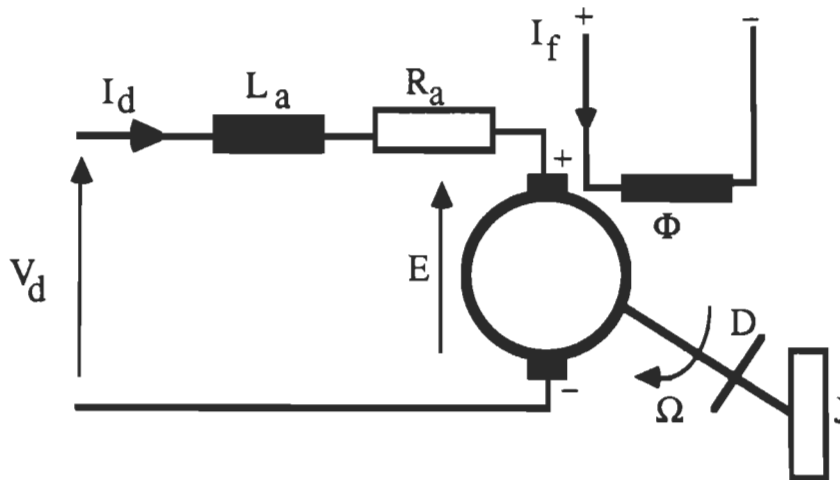


Figure 2.10 Schéma équivalent du modèle du moteur synchrone autopiloté

$$R_a = R_c + 2 R_s$$

$R_c$  : résistance de commutation

$$L_a = 2 L_s$$

$L_s$  : inductance synchrone de la machine

### 2.3.1.1 Équation électrique de la machine

L'équation électrique de la machine est définie par:

$$V_d = R_a I_d + L_a \frac{dI_d}{dt} + E \quad (2.24)$$

avec  $E = K \Phi \Omega$

En écriture opérationnelle :

$$V_d(s) = E(s) + R_a I_d(s) + L_a s I_d(s) \quad (2.25)$$

$$E(s) = K \Phi \Omega(s)$$

où bien

$$I_d(s) = \frac{V_d - E(s)}{R_a + s L_a} = \frac{(V_d(s) - E(s))/R_a}{1 + \tau_e s} \quad (2.26)$$

avec  $\tau_e = L_a/R_a$

### 2.3.1.2 Équation mécanique de la machine

L'équation mécanique de la machine est définie par:

$$T_{em} = T_{ch} + D \Omega + J \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.27)$$

avec  $T_{em} = K \Phi I_d$ : couple électromagnétique

$T_{ch}$ : Couple de charge

$J$ : Inertie

$D$ : Coefficient de frottement

En écriture opérationnelle:

$$T_{em}(s) = T_{ch}(s) + D \Omega(s) + J s \Omega(s) \quad (2.28)$$

$$T_{em}(s) = K \Phi I_d(s)$$

où bien

$$\Omega(s) = \frac{T_{em}(s) - T_{ch}(s)}{D + J s} = \frac{(T_{em}(s) - T_{ch}(s))/D}{1 + \tau_m s} \quad (2.29)$$

avec  $\tau_m = J/D$

de (2.28) et (2.31) on peut représenter dans la figure 2.11 le diagramme fonctionnel du moteur synchrone en présentant les deux variables de commande ( $V_d(s)$ ,  $T_{ch}(s)$ ) ainsi que les blocs présentant les équations électrique et mécanique: Ce système est soumis à deux oscillations, d'une part la tension d'entrée, et d'autre part le couple résistant. Comme ces deux signaux qui sont appliqués à un même système linéaire, sont indépendants, on peut chercher le comportement de chacun d'entre eux lorsque l'autre est supposé nul.

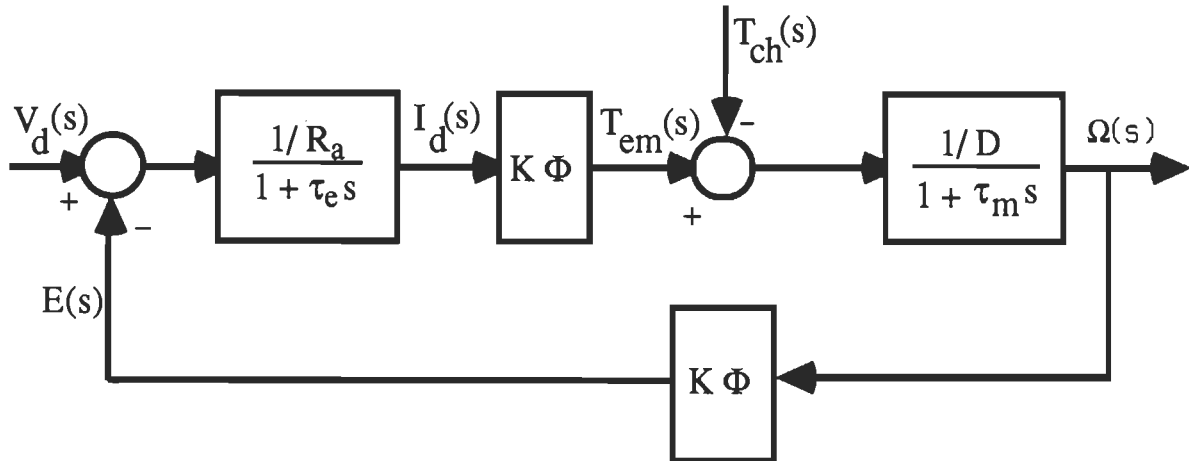


Figure 2.11 Diagramme fonctionnel du moteur synchrone autopiloté

### 2.3.2 Influence de la tension $V_d$ sur la vitesse $\Omega$

La fonction de transfert entre la vitesse  $\Omega$  et la tension redressée  $V_d$  à l'entrée du commutateur de courant est définie par l'équation  $F(s)$ .

De la figure 2.11 on écrit:

$$\Omega(s) = \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s) H_1(s)} V_d(s) + \frac{G_2(s)}{1 + G_2(s) H_2(s)} T_{ch}(s) \quad (2.30)$$

avec

$$G_1(s) = \frac{1/R_a}{1 + \tau_e s} K \Phi \frac{1/D}{1 + \tau_m s} \quad (2.31)$$

$$H_1(s) = K \Phi \quad (2.32)$$

$$G_2(s) = \frac{1/D}{1 + \tau_m s} \quad (2.33)$$

$$H_2(s) = K \Phi \frac{1/R_a}{1 + \tau_e s} K \Phi = \frac{(K \Phi)^2 / R_a}{1 + \tau_e s} \quad (2.34)$$

Si on néglige  $T_{ch}(s)$  on calcule la fonction de transfert entre la tension  $V_d(s)$  et  $\Omega(s)$ .

$$\frac{\Omega(s)}{V_d(s)} = \frac{K \Phi}{(K \Phi)^2 + R_a D (1 + \tau_e s)(1 + \tau_m s)} \quad (2.35)$$

$$F(s) = \frac{\Omega(s)}{V_d(s)} = \frac{K \Phi / (R_a D \tau_e \tau_m)}{s^2 + \frac{\tau_e + \tau_m}{\tau_e \tau_m} s + \frac{R_a D + (K \Phi)^2}{R_a D \tau_e \tau_m}} \quad (2.36)$$

### 2.3.3 Influence du courant $I_d$ sur la vitesse $\Omega$

La fonction de transfert entre la vitesse  $\Omega$  et le courant  $I_d$  du circuit intermédiaire est définie par  $F_2(s)$

$$F_2(s) = \frac{\Omega(s)}{I_d(s)} = \frac{K \Phi / D}{1 + \tau_m s} \quad (2.37)$$

### 2.3.4 Influence de la tension $V_d$ sur le courant $I_d$

La fonction de transfert entre la tension redressée et le courant dans le circuit intermédiaire est définie par  $F_1(s)$

$$F_1(s) = \frac{I_d(s)}{V_d(s)} = \frac{I_d(s) \Omega(s)}{\Omega(s) V_d(s)} \quad (2.38)$$

$$F_1(s) = \frac{K \Phi / (R_a D \tau_e \tau_m) \frac{1 + \tau_m s}{K \Phi / D}}{s^2 + \frac{\tau_e + \tau_m}{\tau_e \tau_m} s + \frac{R_a D + (K \Phi)^2}{R_a D \tau_e \tau_m}} \quad (2.39)$$

$$F_1(s) = \frac{I_d(s)}{V_d(s)} = \frac{\frac{1}{R_a \tau_e \tau_m} (1 + \tau_m s)}{s^2 + \frac{\tau_e + \tau_m}{\tau_e \tau_m} s + \frac{R_a D + (K \Phi)^2}{R_a D \tau_e \tau_m}} \quad (2.40)$$

Si l'équation caractéristique  $F_1(s)$  a deux racines distinctes,  $F_1(s)$  peut s'écrire alors sous la forme:

$$F_1(s) = \frac{I_d(s)}{V_d(s)} = K_m \frac{1 + \tau_m s}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)} \quad (2.41)$$

Donc le moteur peut être présenté par la figure 2.12 qui représente les deux blocs fonctionnels du moteur.

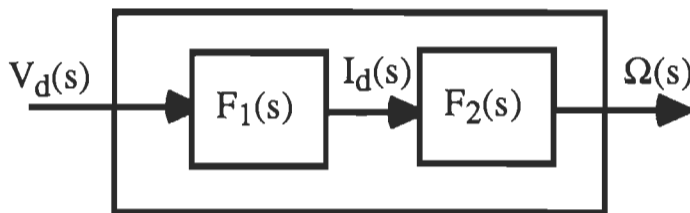


Figure 2.12 Schéma bloc simplifié du moteur synchrone autopiloté

### 2.3.5 Modèle du convertisseur

Nous supposons que la fonction de transfert de notre convertisseur côté réseau est linéaire [8], ainsi on peut établir la fonction de transfert  $H_c(s)$  entre la tension de sortie du redresseur  $V_d$  et la tension de commande du redresseur  $V_c$  qui est l'image de l'angle d'amorçage  $\alpha$ .

$$H_c(s) = \frac{V_d}{V_c} = K_c \quad (2.42)$$

### 2.3.6 Modèle du capteur de courant

On admet que le shunt donne une tension proportionnelle au courant d'où la fonction de transfert du capteur de courant:

$$H_c'(s) = \frac{X_i}{I_d} = K_i \quad (2.43)$$

La figure 2.13 représente le schéma fonctionnel de la boucle de régulation de courant .

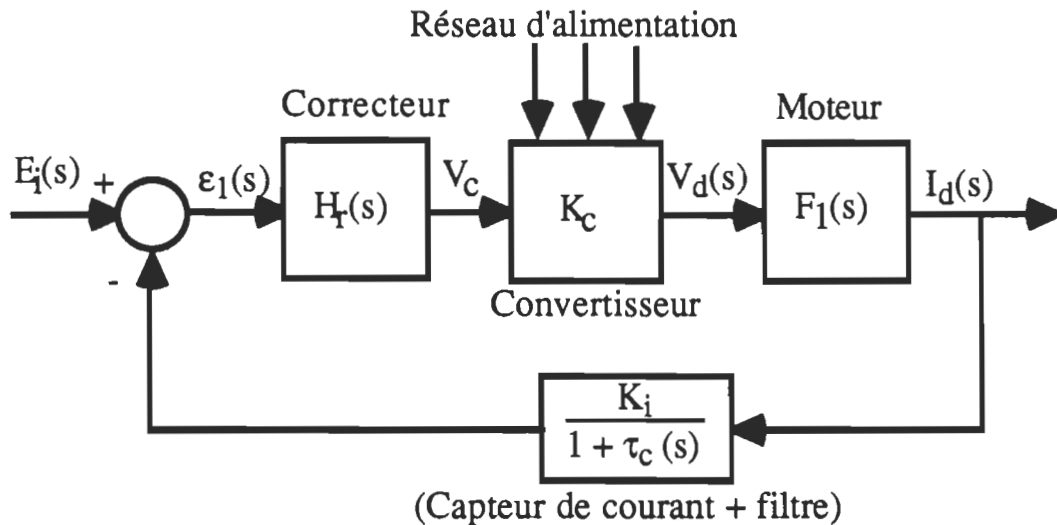


Figure 2.13 Schéma bloc de la boucle de régulation du courant

$$\tau_c = \frac{1}{f_c} ;$$

$f_c$  : fréquence de coupure

$f_f$  : fréquence de fonctionnement

$$f_c \approx \frac{f_f}{3} \approx \frac{360}{3} \approx 100$$

### 2.3.7 Fonction de transfert de la boucle du courant

La fonction de transfert de la boucle du courant est définie par l'équation

$$(2.44) \quad T_c(s) = \frac{I_d(s)}{E_i(s)} = \frac{K_c H_r(s) F_1(s)}{1 + H_c''(s) K_c H_r(s) F_1(s)} \quad (2.44)$$

avec

$$H_c''(s) = \frac{K_i}{1 + \tau_c s} \quad (2.45)$$

### 2.3.8 Régulation de courant du moteur

On a la fonction de transfert de courant du moteur qui est définie par  $F_1(s)$

$$F_1(s) = \frac{K_m (1 + \tau_m s)}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)} \quad (2.46)$$

avec

$$K_m = \frac{1}{R_a \tau_e \tau_m} \quad (2.47)$$

nous pouvons choisir le correcteur suivant:

$$H_r(s) = \frac{K_e (1 + \tau_1 s)}{s (1 + \tau_m s)} \quad \text{afin d'éliminer un pôle et un zéro}$$

#### Remarque

Ce correcteur pose de problème dans l'implantation pratique à cause de la précision que demande le choix des pôles et zéros qu'on veut éliminés.

Par contre ce choix donne de très bon résultats théoriques. Dans le cas pratique on choisi un régulateur proportionnel.

Le modèle du système de régulateur de courant peut être présenté par la figure 2.14, où  $G(s)$  présente la fonction de transfert du régulateur en boucle ouverte.

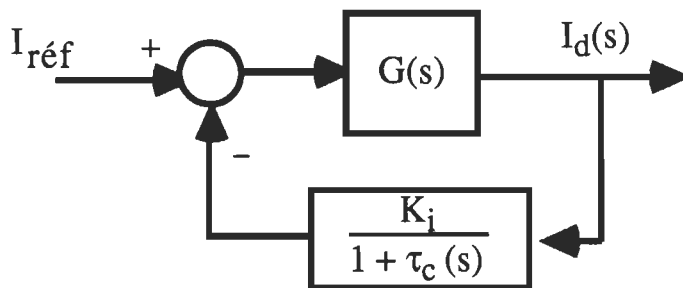


Figure 2.14 Schéma simplifié de la boucle de régulation du courant

$$G(s) = H_r(s) K_c F_1(s) = K_e K_c K_m \frac{1}{s(1 + \tau_2 s)} = K_3 \frac{1}{s(1 + \tau_2 s)} \quad (2.48)$$

$$\text{avec } K_3 = K_e K_c K_m \quad (2.49)$$

En l'absence du filtre, on aura un système en boucle fermée défini par l'équation (2.50).

$$\frac{I_d(s)}{\text{ref I}} = \frac{G(s)}{1 + K_i G(s)} = \frac{\frac{K_3}{s(1 + \tau_2 s)}}{1 + \frac{K_i K_3}{s(1 + \tau_2 s)}} \quad (2.50)$$

Donc le système en boucle fermée se comporte comme un système de deuxième ordre.

L'équation caractéristique est définie par:

$$\tau_2 s^2 + s + K_i K_3 = 0 \quad (2.51)$$

ou

$$s^2 + \frac{s}{\tau_2} + \frac{K_i K_3}{\tau_2} = 0 \quad (2.52)$$

### **2.3.9 Résultats pratiques et de simulations de la boucle de courant**

Les figures 2.15 et 2.16 représentent respectivement, la réponse en amplitude et la réponse en phase de la boucle du courant sans réseau correcteur. La figure 2.17 représente la réponse du courant de la machine à un échelon de commande, on constate que le système est stable mais présente un dépassement de presque 30%. Par contre lors de l'ajout du réseau correcteur dans la boucle de régulation du courant on constate des figures 2.18 et 2.19 qui présentent respectivement la réponse en amplitude et en phase du système avec réseau correcteur en boucle fermée que la marge de phase et la marge de gain sont augmentées. Enfin la figure 2.20 présente la réponse du courant de la machine de la boucle fermée avec le réseau correcteur choisit. Cette réponse de courant présente un léger dépassement mais un temps de réponse un peu plus long avec une bonne stabilité du système. Nous présentons dans la figure 2.21 la réponse pratique du courant  $I_d$  à un échelon positif et négatif de commande c'est-à-dire on fait varier la tension de commande de 0 à 6V et de 6V à 0V et on



relève la réponse de  $I_D$ . La figure 2.22 présente la réponse du régulateur de courant à un échelon de tension d'alimentation(-10V).

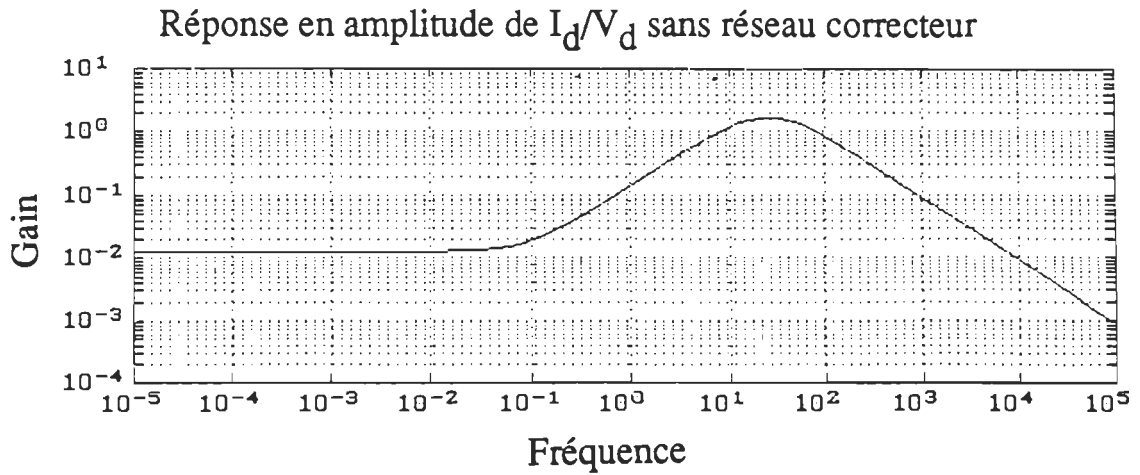


Figure 2.15 Réponse de l'amplitude du courant  $I_D$  en boucle ouverte

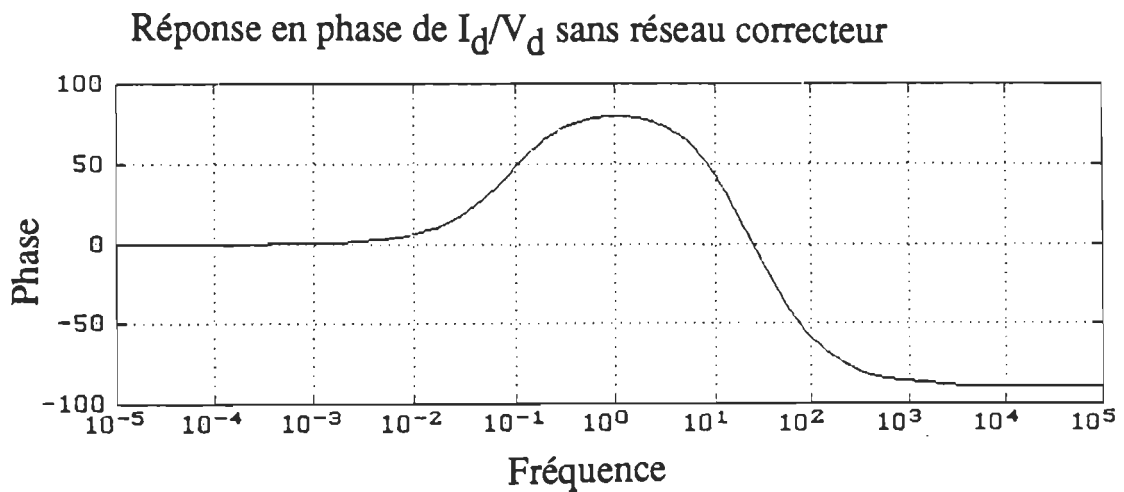


Figure 2.16 Réponse de la phase du courant  $I_D$  en boucle ouverte

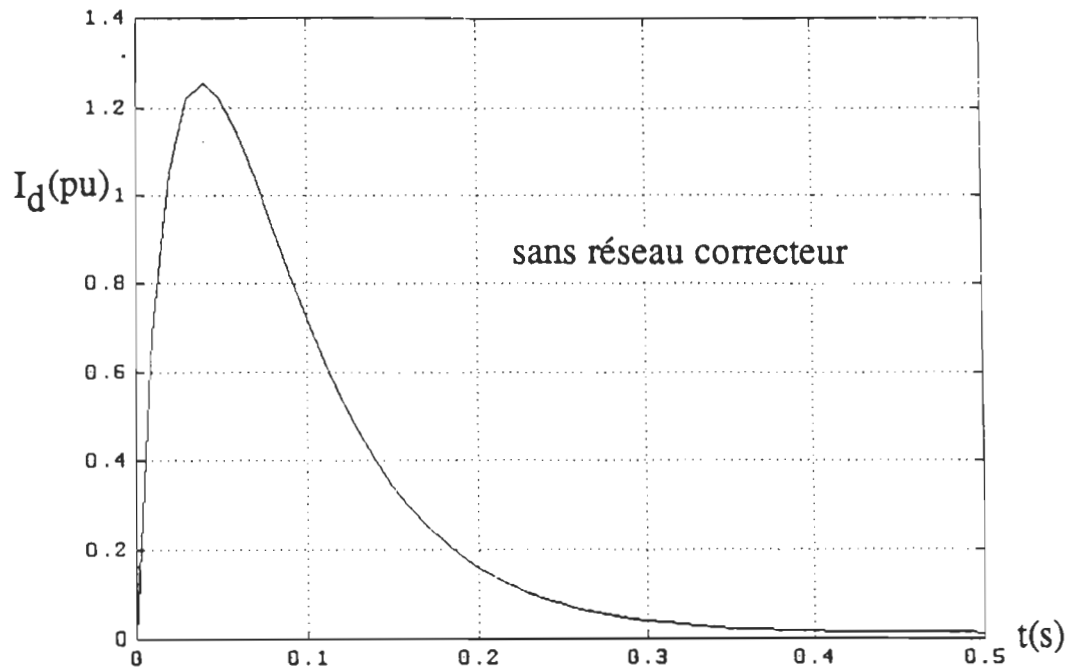


Figure 2.17 Réponse du courant  $I_D$  à un échelon de commande.

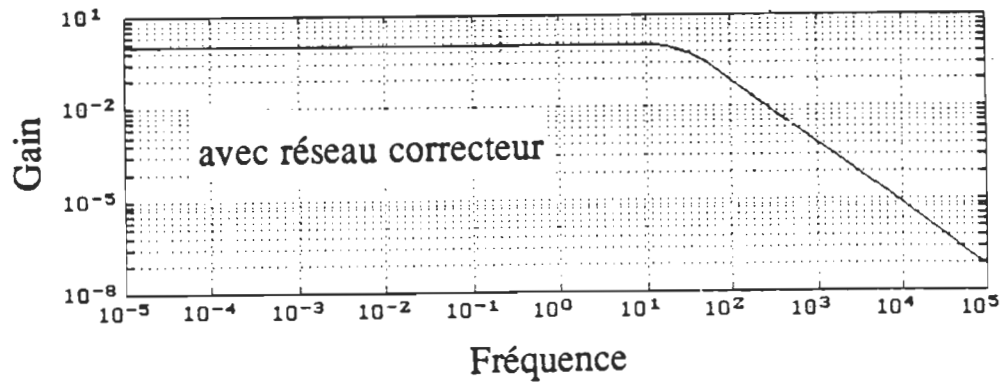


Figure 2.18 Réponse de l'amplitude du courant  $I_D$  en boucle fermée

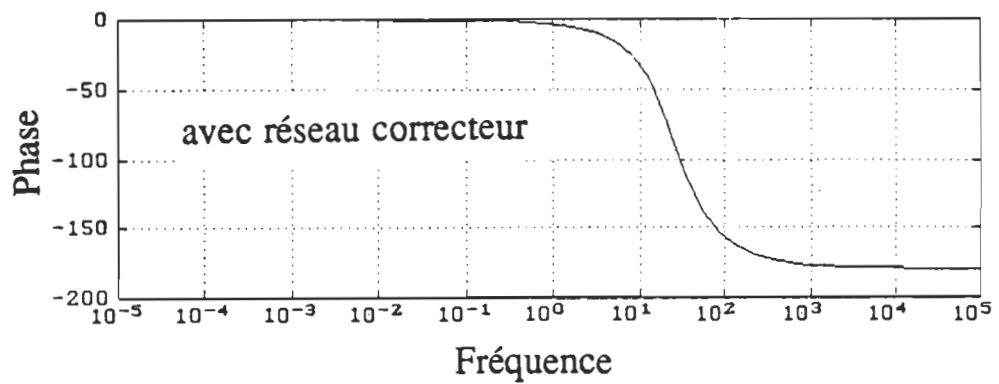


Figure 2.19 Réponse de la phase du courant  $I_D$  en boucle fermée

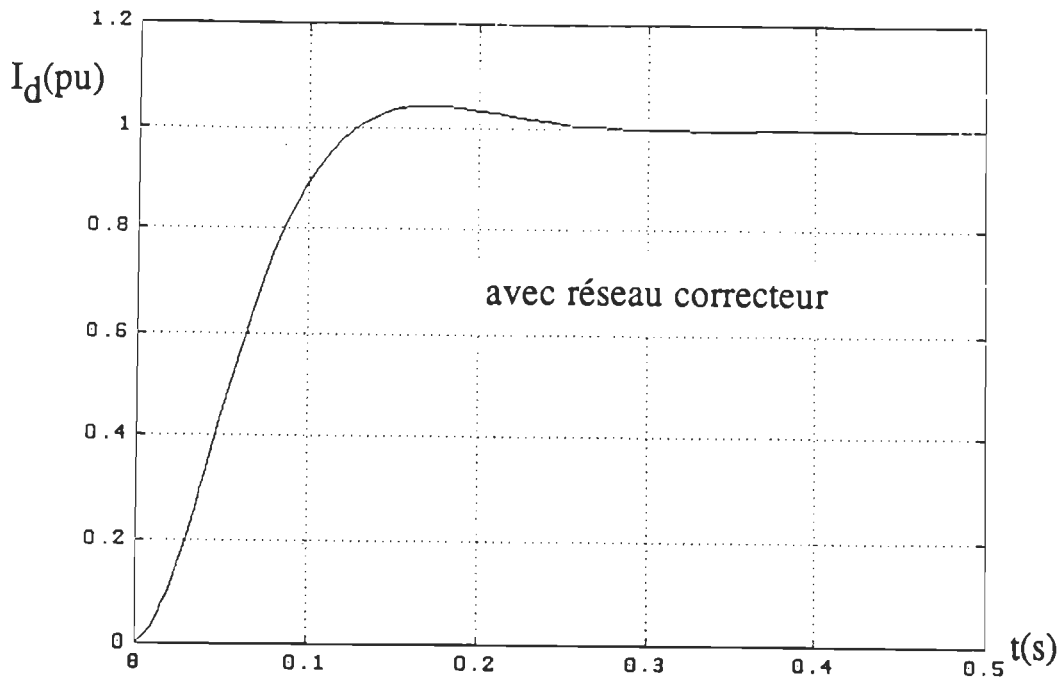


Figure 2.20 Réponse du courant  $I_D$  à un échelon de commande

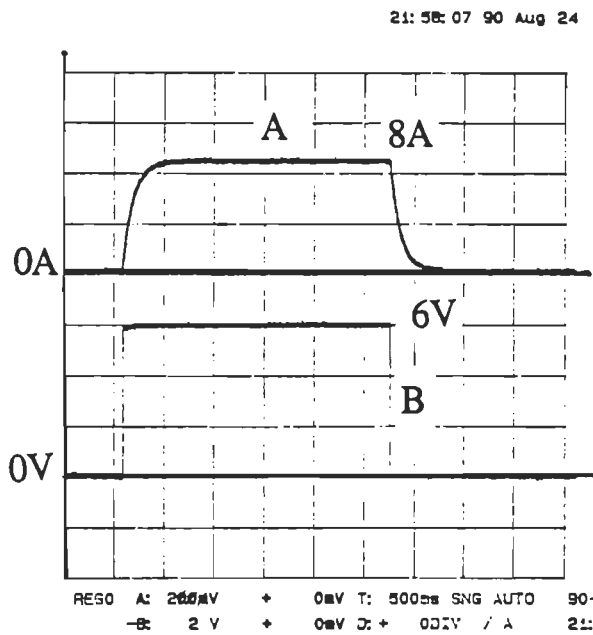


Figure 2.21 Réponse pratique de  $I_D$  à un échelon positif et négatif de la référence  $I_{réf}$

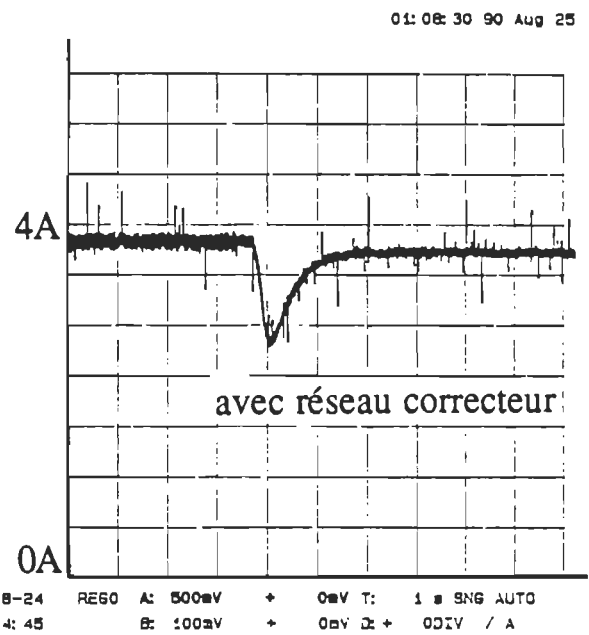
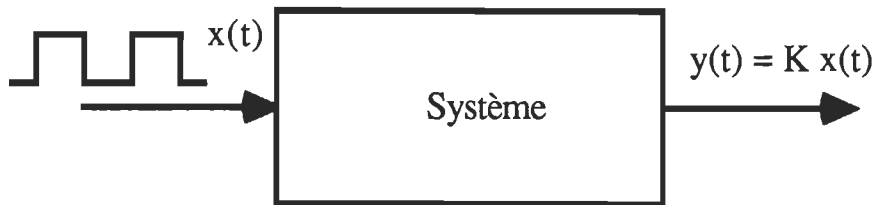


Figure 2.22 Réponse du courant  $I_D$  à un échelon de tension d'alimentation 70V----->60V

### 2.3.10 Contrôle de vitesse de la machine

On dispose d'un capteur de vitesse installé sur la machine qui donne 256 impulsions pour chaque tour du rotor. Afin de lire la vitesse du moteur on réalise un système qui nous donne une tension proportionnelle à la fréquence des impulsions. Ce capteur de vitesse est expliqué dans la partie de réalisation pratique des éléments de la boucle de régulation de vitesse.



$K$  : constante de proportionnalité

### 2.3.11 Régulation de la vitesse $\Omega$

Pour la régulation de vitesse  $\Omega$ , il s'agit d'un réglage en cascade qui permet de limiter le courant lors de grandes variations de la consigne de vitesse. De plus, dans le cas du réglage par contre-réaction d'état des systèmes séries, la structure du réglage en cascade permet d'obtenir une meilleure dynamique du système en boucle fermée, que le réglage par contre réaction d'état global. La référence du courant sera donnée par le régulateur de vitesse. La figure 2.23 représente les deux boucles de régulation, une boucle interne du courant constituée par le correcteur de courant  $H_{ri}(s)$ , le gain du convertisseur  $K_C$ , la fonction de transfert  $F_1(s)$  et un capteur de courant de gain  $K_i$  et une boucle externe de vitesse constituée par le correcteur de vitesse  $H_{r\Omega}(s)$ , la fonction de transfert  $F_2(s)$  et un capteur de vitesse de gain  $K_\Omega$ .

Le système à régler comporte une machine synchrone autopilotée

modélisée par une machine à courant continu à excitation indépendante. Le circuit d'excitation est alimenté de telle sorte que le flux couplé soit constant et nominal. Le circuit d'induit de la machine est alimenté par un convertisseur de fréquence.

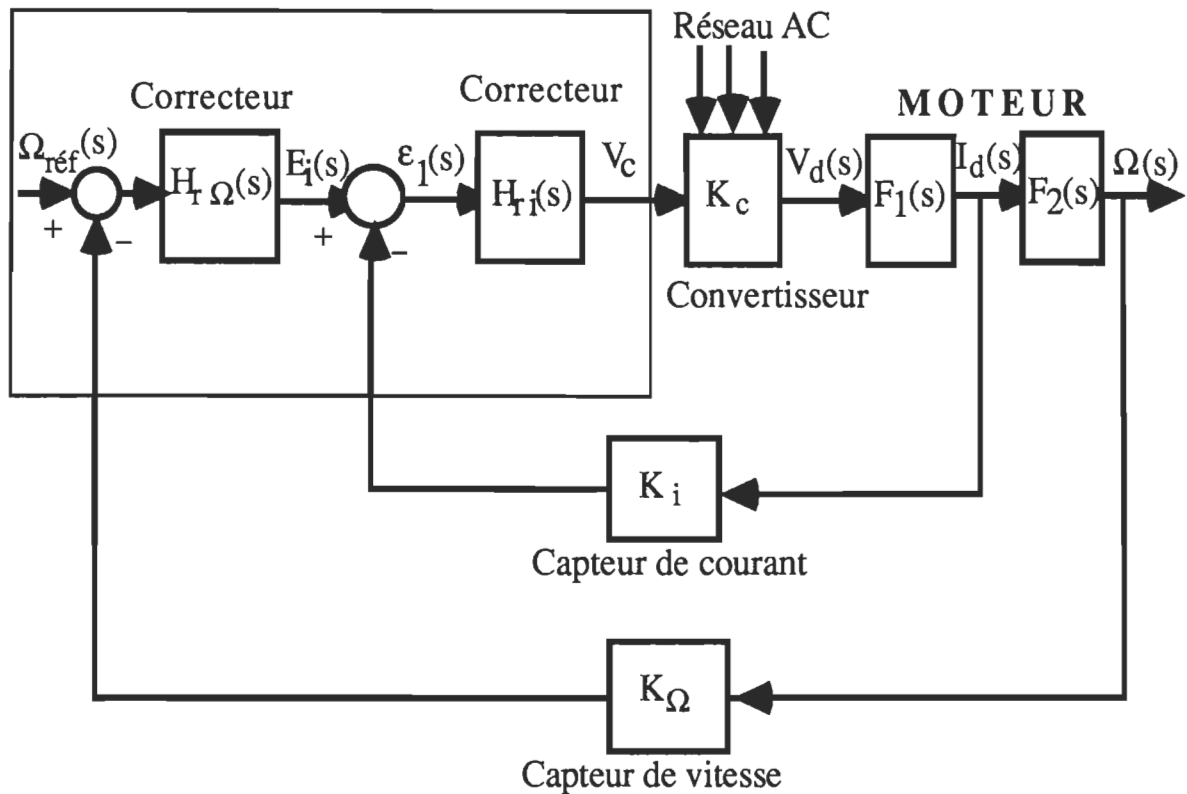


Figure 2.23 Schéma bloc de la boucle de régulation de vitesse du moteur synchrone autopiloté.

### 2.3.12 Hypothèses simplificatrices

Lors de l'établissement du modèle du moteur, on admet les hypothèses simplificatrices suivantes:

- la saturation du circuit magnétique est négligée.
- la réaction d'induit n'est pas considérée.
- l'enroulement biphasé d'induit, les enroulements des pôles auxiliaires

sont rassemblés dans une inductance et une résistance équivalentes.

-les résistances et les inductances sont considérées constantes.

-les frottements mécaniques sont négligés.

L'ondulation du courant au circuit intermédiaire introduite par le convertisseur de courant, n'est pas prise en considération.

### **2.3.13 Fonction de transfert de la vitesse $\Omega$**

De la figure 2.23 on tire la fonction de transfert de vitesse:

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega_{\text{réf}}(s)} = \frac{K_c H_{r\Omega} H_{ri} F_1 F_2}{1 + K_c K_i H_{ri} F_1 + K_c K_{\Omega} H_{r\Omega} H_{ri} F_1 F_2} \quad (2.53)$$

avec

$K_c$ : le gain du convertisseur

$K_i$ : Le gain de la boucle de retour du courant

$K_{\Omega}$ : le gain de la boucle de retour de vitesse

$H_{ri}$ : correcteur proportionnel de la boucle de courant

$H_{r\Omega}$ : correcteur proportionnel et intégral de la boucle de vitesse

### **2.3.14 Résultats pratiques et de simulation de la boucle de vitesse**

Les résultats suivants donnent les réponses à un échelon de la vitesse, pour différentes constantes d'intégration  $K_{i\Omega}$  et différentes constantes proportionnelles  $K_{p\Omega}$  du régulateur de vitesse.

Les figure 2.24.1 à 2.24.4 représentent les résultats de simulation du régulateur de vitesse du moteur. On constate que plus la constante d'intégration

augmente, plus l'oscillation de la vitesse sera importante, par contre l'erreur statique s'améliore.

On remarque aussi que plus la constante proportionnelle augmente, plus le système s'amortit.

Les figures 2.25 et 2.26 représentent simultanément la réponse de la vitesse à un échelon positif du courant intermédiaire et la réponse de la vitesse à un échelon négatif du courant  $I_d$ .

Les figures 2.27 et 2.28 représentent simultanément la réponse du régulateur de vitesse à une variation brusque de -75% de charge et de +75% de charge. On constate que lorsqu'on diminue la charge de 75%, le courant  $I_d$  diminue automatiquement pour fixer la vitesse à sa valeur de référence. La même chose se dit lors d'une augmentation de charge, ici le courant augmente pour compenser le couple électromagnétique et ainsi fixer la vitesse de référence.

On remarque dans les deux cas que la vitesse pendant un laps de temps, tombe ou augmente légèrement lors de la variation brusque de la charge.

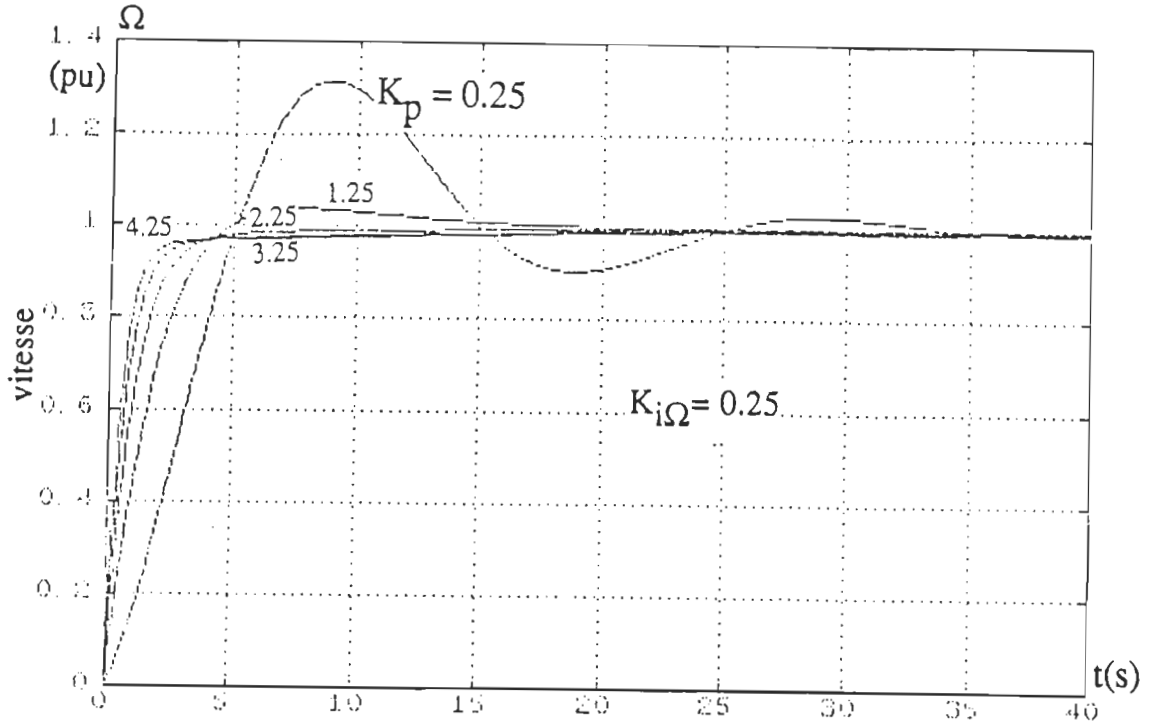


Figure 2.24.1 Réponse de vitesse à un échelon pour une constante d'intégration  $K_{i\Omega} = 0.25$

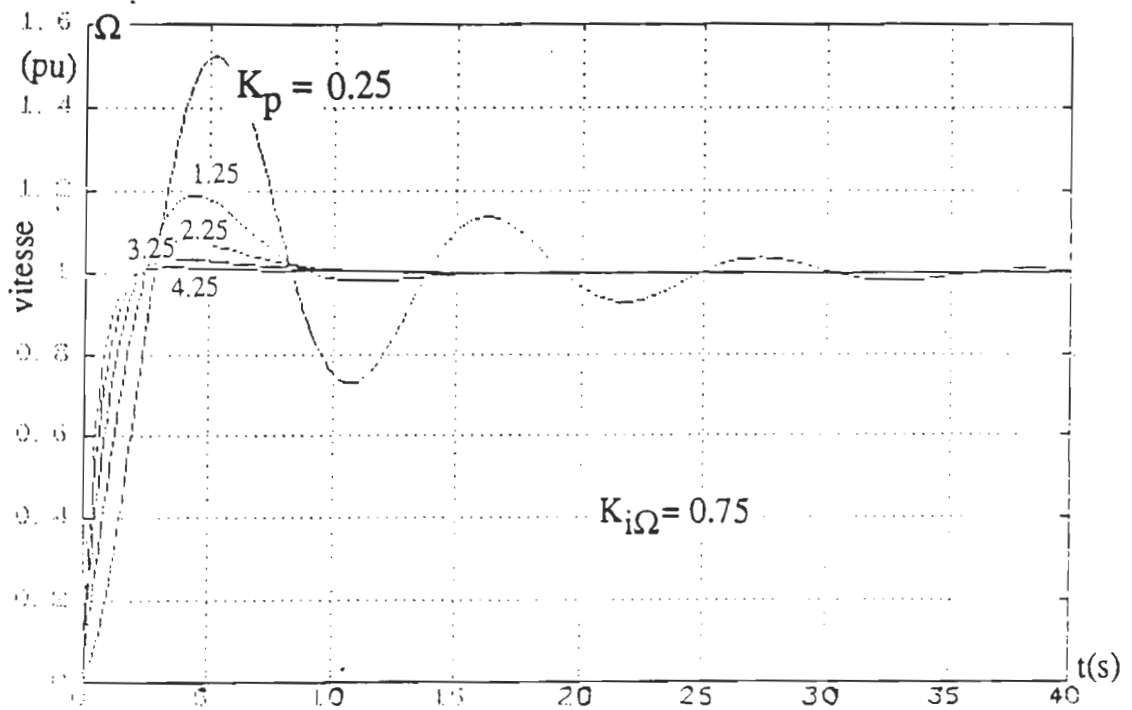


Figure 2.24.2 Réponse de vitesse à un échelon pour une constante d'intégration  $K_{i\Omega} = 1.25$



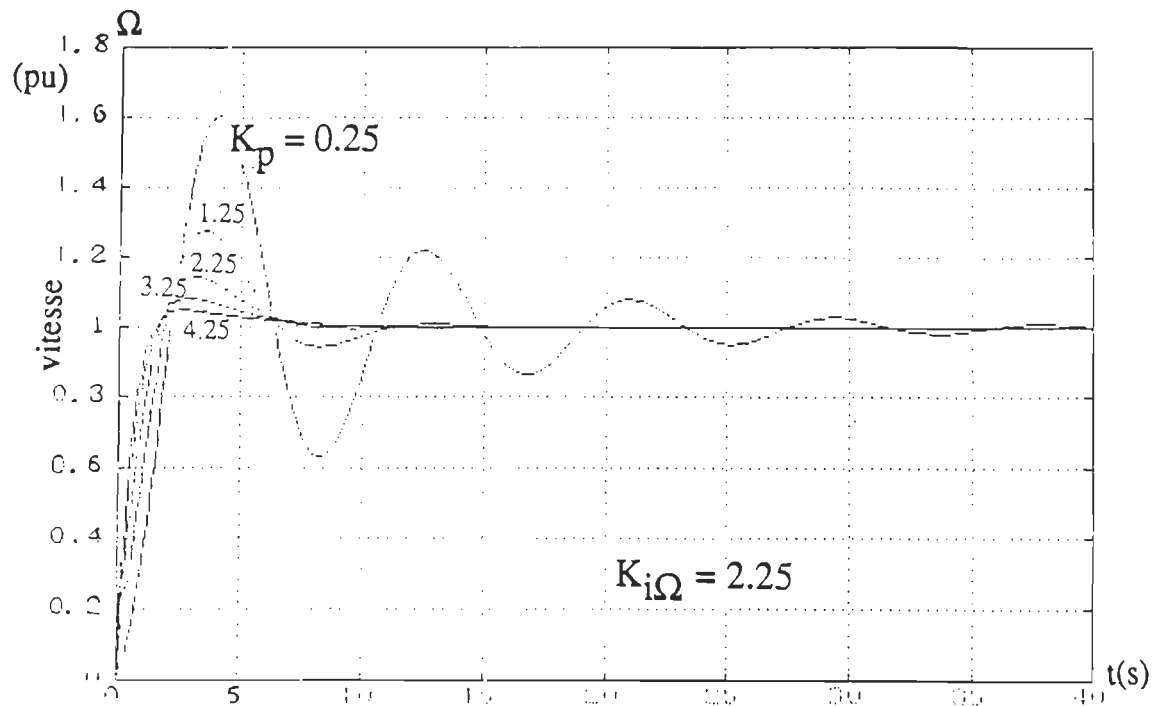


Figure 2.24.3 Réponse de vitesse à un échelon pour une constante d'intégration  $K_{i\Omega} = 2.25$

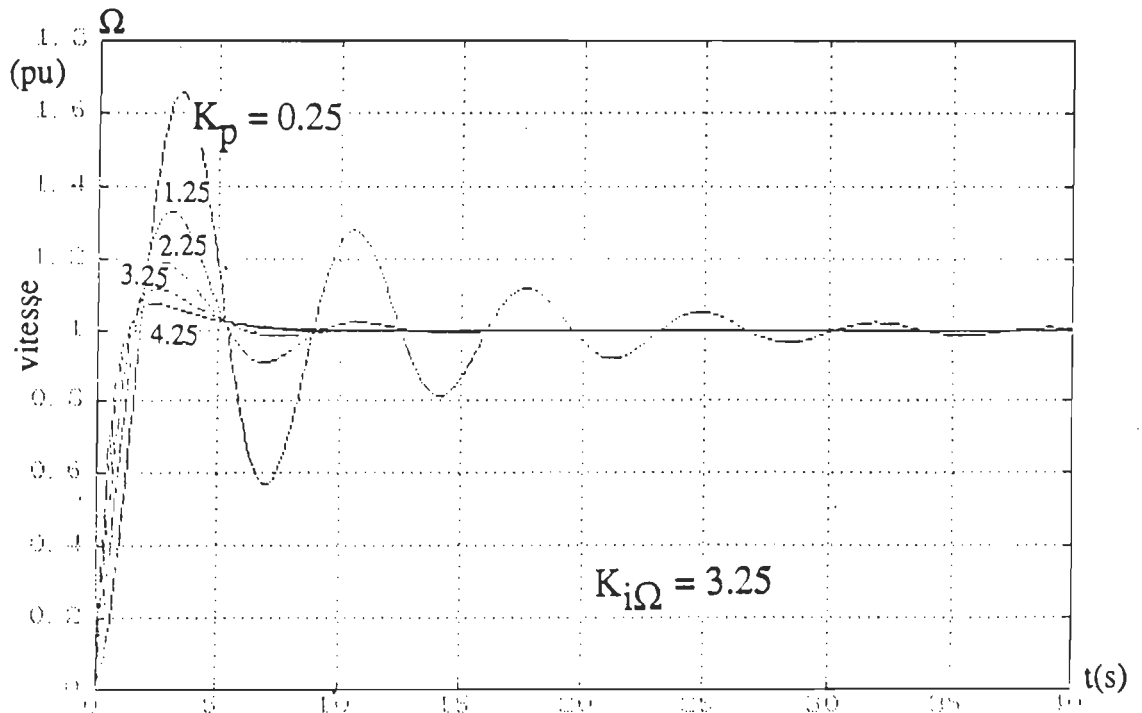


Figure 2.24.4 Réponse de vitesse à un échelon pour une constante d'intégration  $K_{i\Omega} = 3.25$

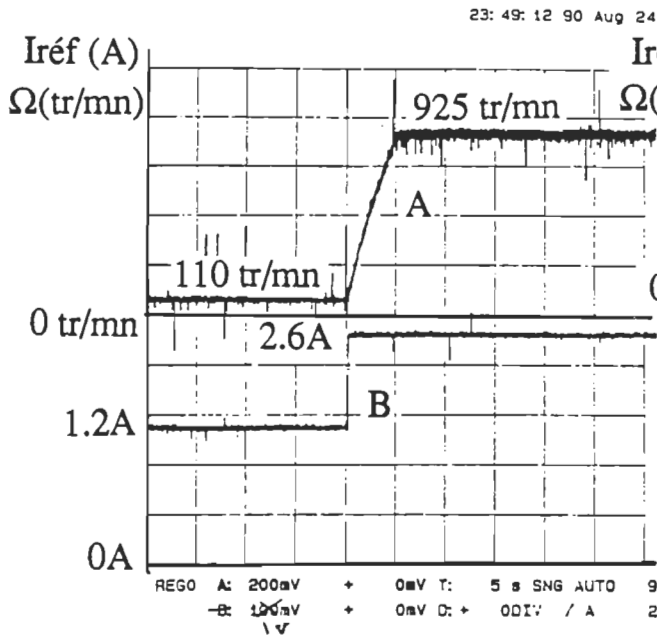


Figure 2.25 Réponse de la vitesse  $\Omega_T$  à un échelon positif du courant  $I_D$

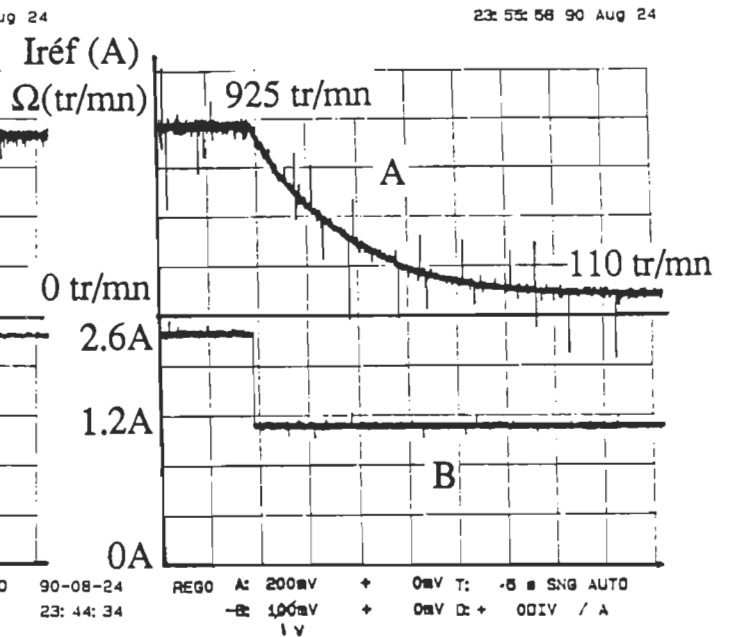


Figure 2.26 Réponse de la vitesse  $\Omega_T$  à un échelon négatif du courant  $I_D$

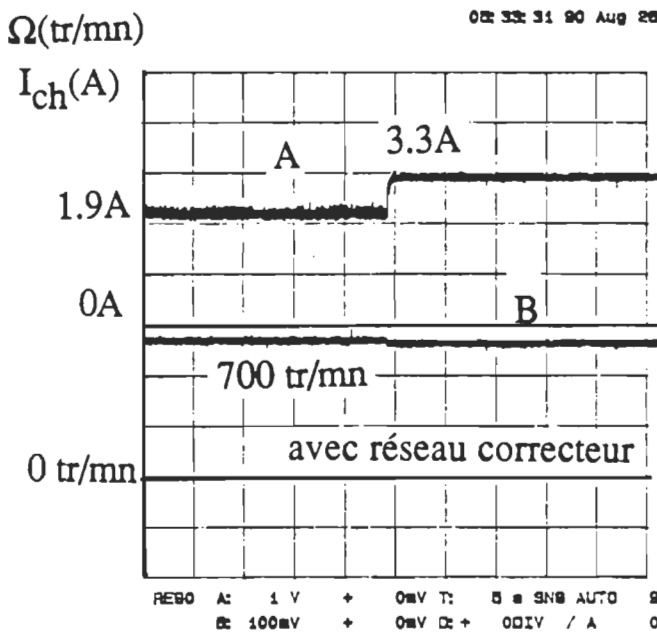


Figure 2.27 Réponse de la vitesse  $\Omega_T$  à une variation de -75% de charge

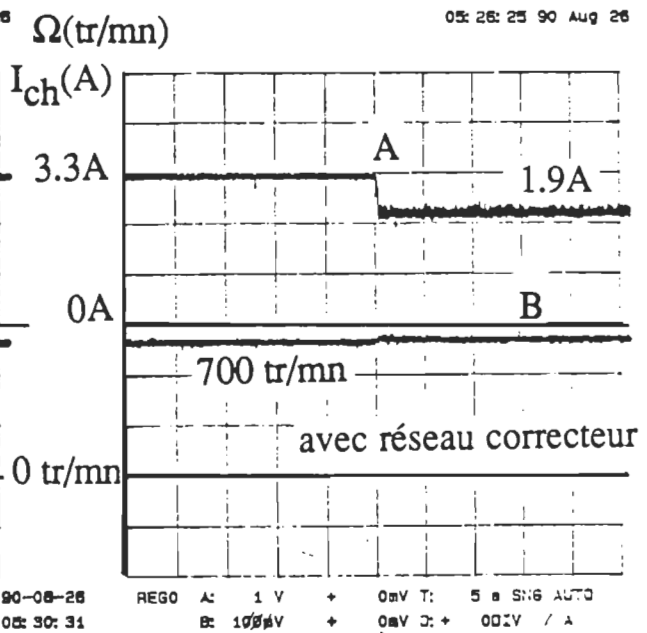


Figure 2.28 Réponse de la vitesse  $\Omega_T$  à une variation de +75% de charge

## 2.4 Calcul des paramètres de la machine

Soit le modèle choisi (déjà expliqué) de la machine synchrone autopilotée présenté par la figure 2.29.

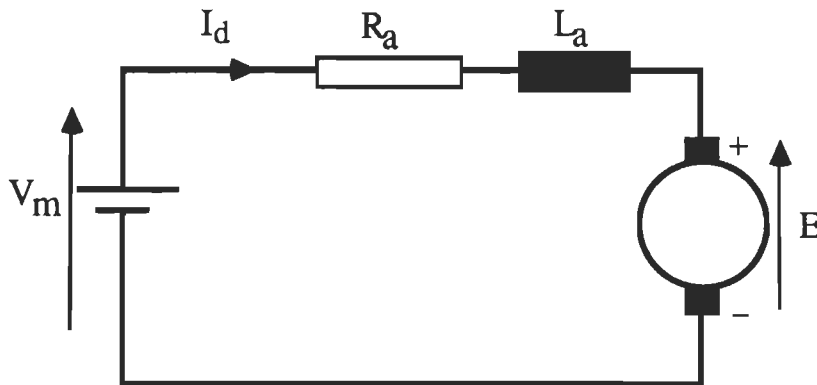


Figure 2.29 Schéma équivalent du moteur synchrone autopiloté

Ce modèle est équivalent à une machine à courant continu à excitation séparée.

### 2.4.1 Mesure de la constante $K_E$

De l'équation (2.55) qui donne la relation entre la tension  $E$  et la vitesse  $\Omega$ , on peut déduire la constante  $K_E$  définie par l'équation (2.25).

$$E = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} p M_{af} I_f \cos\Psi \Omega \quad (2.54)$$

$$K_E = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} p M_{af} I_f \cos \Psi \quad (2.55)$$

$M_{af}$ : Mutuelle entre une phase et l'inducteur

Comme on constate de l'équation (2.55), que  $K_E$  peut être déterminée en connaissant la valeur moyenne de  $E$  et la vitesse correspondante, ainsi on réalise le montage de la (fig.2.30). La figure 2.30 représente le montage pratique pour

la mesure de  $K_E$ , la figure montre une alimentation continue de tension variable  $E$ , un commutateur de courant contrôlé par un dispositif de commande synchronisé à la vitesse du rotor, un capteur de position et enfin notre machine synchrone.

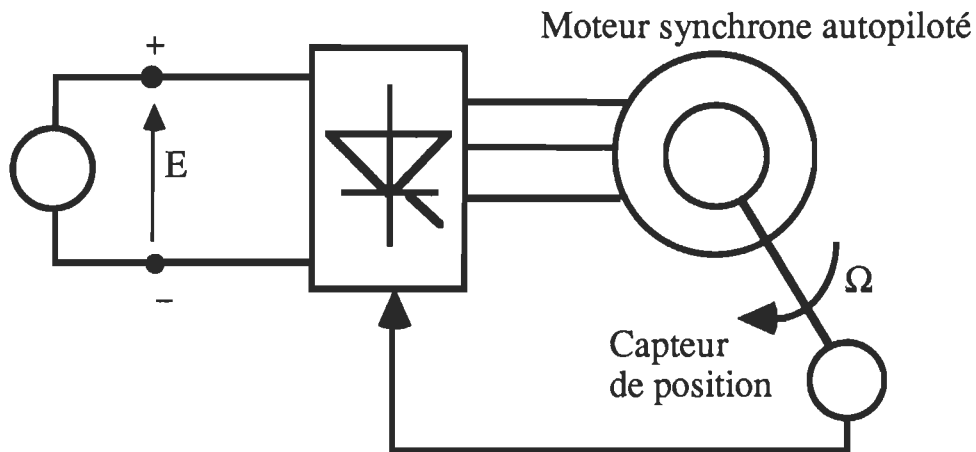


Figure 2.30 Schéma pratique pour la détermination de  $K_E$

Pour un angle  $\Psi$  constant on fait varier la tension continue  $E$ , et on mesure la vitesse du moteur  $\Omega$  correspondante. Ainsi on obtient le tableau suivant:

$\Psi = \text{cte}$

$V_m \approx E$	$\Omega(\text{RPM})$	$K_E$
65	750	.84
60	680	.84

$$E = K_E \Omega$$

$$K_E = 0.84 \text{ V/rad/s}$$

### 2.4.2 Mesure de la constante mécanique $\tau_m$

En variant le courant  $I_d$  de 4.4 A à 5.7A par un générateur de fonction qui génère une onde carrée de petite fréquence. Ce dernier est relié à la référence de  $I_d$ . Ainsi on peut observer l'évolution de la vitesse du moteur. La figure 2.31 montre la réponse de vitesse à un échelon de courant.

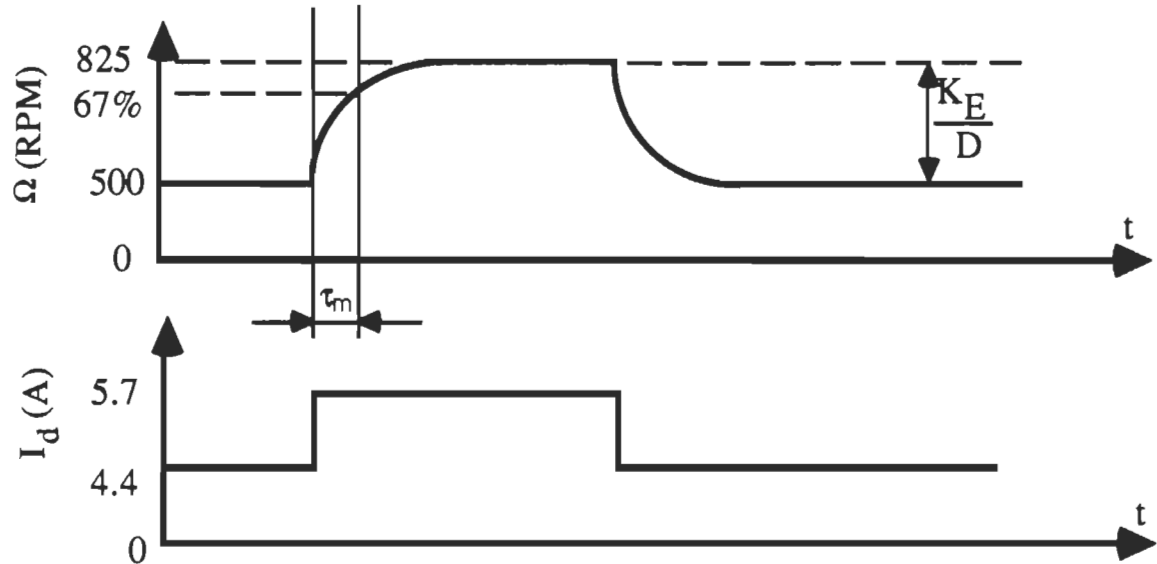


Figure 2.31 Mesure pratique de la constante mécanique du moteur synchrone

$\tau_m$  trouvée est 6s .

On peut déterminer le coefficient de frottement D:

$$\frac{K_E}{D} = \Omega_2 - \Omega_1$$

$$D = \frac{K_E}{\Delta\Omega} = \frac{0.84}{34} = 0.024 \text{ N.m/rad/s}$$

### 2.4.3 Mesure de la constante de temps électrique $\tau_e$

En alimentant la machine avec une source de tension (fig.2.32), On peut déterminer la réponse du courant à un échelon de tension. La figure 2.32 représente le dispositif pratique pour la mesure de constante de temps

électrique. La figure 2.33 montre la réponse du courant intermédiaire  $I_d$  alimentant la machine synchrone. De cette figure on détermine la constante électrique  $\tau_e$ .

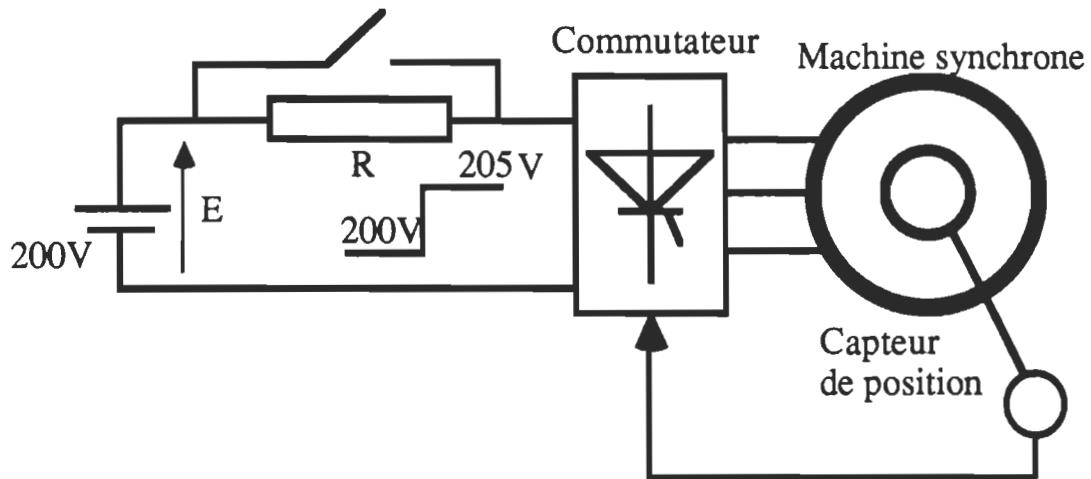


Figure 2.32 Montage pratique de mesure de la constante électrique du moteur synchrone

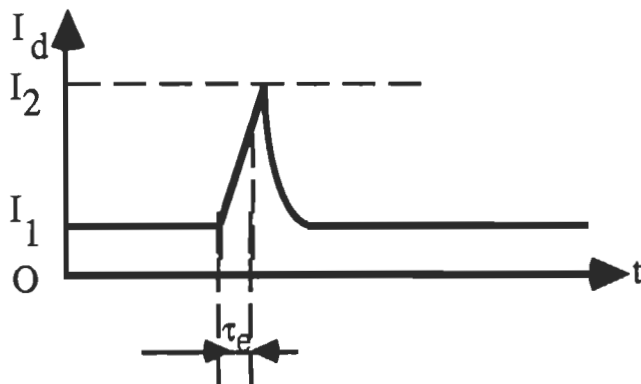


Figure 2.33 Réponse indicielle du courant intermédiaire

## 2.5 Calcul des éléments analogiques de la partie de régulation du courant

### 2.5.1 Boucle de courant

Le calcul des éléments de la boucle de régulation de courant est basé sur les

deux contraintes suivantes:

- la stabilité
- la rapidité

La boucle de courant est constituée par les éléments suivants:

### 2.5.1.1 Shunt

de 50 mV/10 A qui sert à transformer un courant en une tension linéairement proportionnelle au courant.

### 2.5.1.2 Filtre passe-bas

La fréquence de la tension à la sortie du shunt (qui est proportionnelle au courant  $I_d$  du circuit intermédiaire) est de 360 Hz. Le calcul du filtre sera fait pour une fréquence de coupure de  $f_c = 100\text{Hz}$  c'est-à-dire  $t_c = 0.1\text{ s}$ , afin d'avoir un bon signal de régulation. La figure 2.34 représente le schéma fonctionnel du filtre.

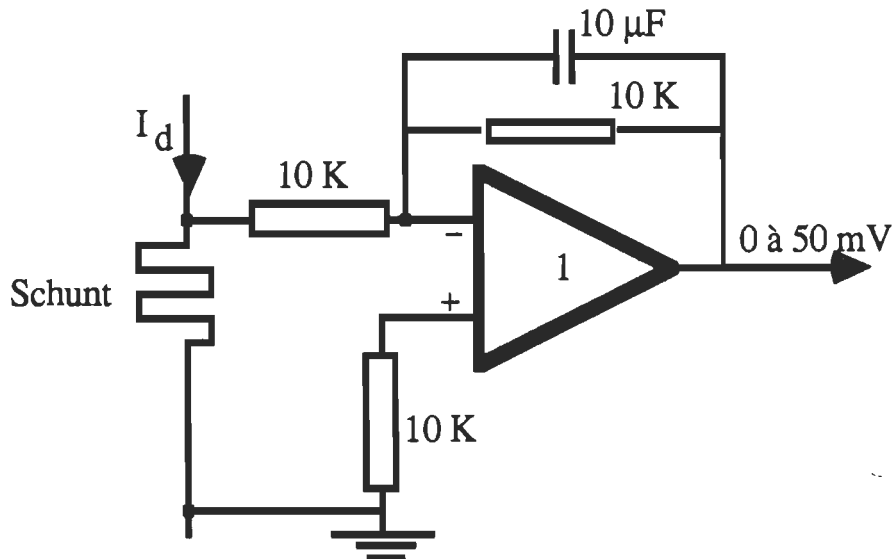


Figure 2.34 Schéma de principe du filtre passe bas du régulateur de courant

### 2.5.1.3 Amplificateur de gain = 100

Ce gain est fait pour avoir une très bonne sensibilité aux variations de courant sans oublier la contrainte de stabilité du régulateur. La figure 2.35 représente un amplificateur opérationnel de gain de 100.

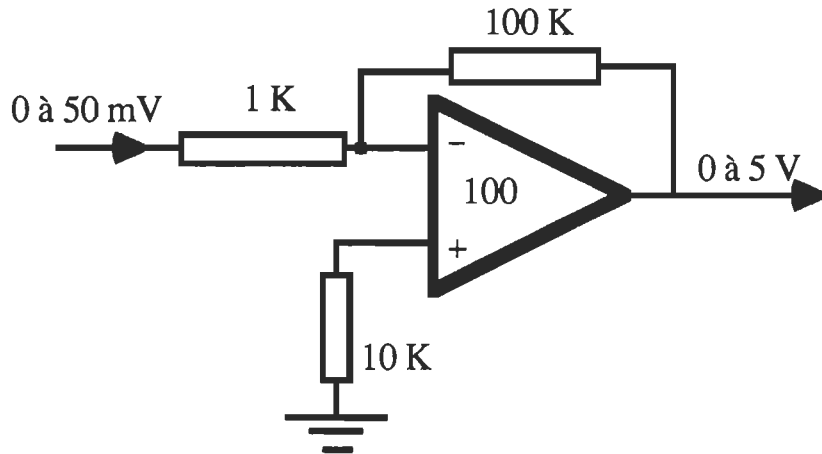


Figure 2.35 Amplificateur de gain 100

### 2.5.1.4 Sommateur de tension

Un sommateur qui sert à fixer la référence du courant  $I_d$  afin d'avoir l'amplitude voulue dans le circuit de puissance. La figure 2.36 représente un sommateur de tension.

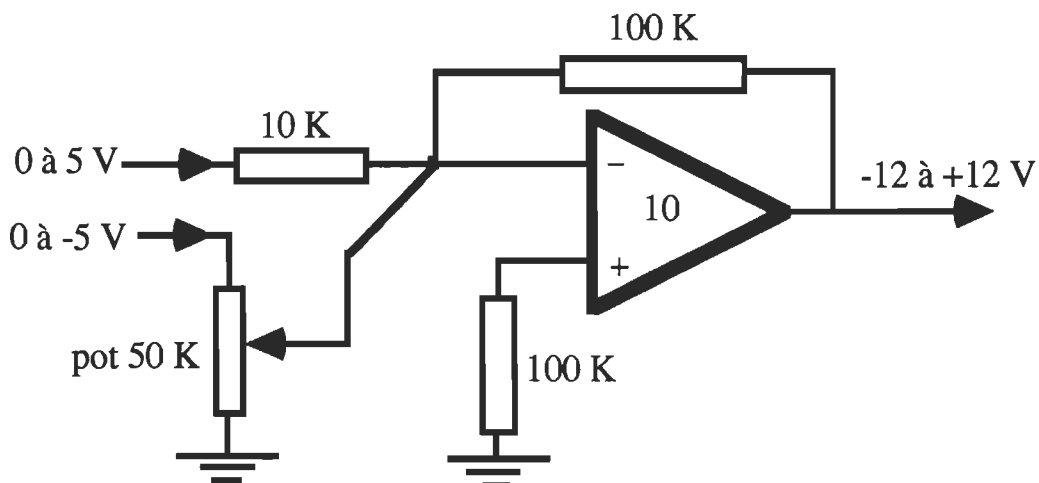


Figure 2.36 Schéma de principe du sommateur du régulateur de courant



### 2.5.1.5 Inverseur unitaire

Cet inverseur sert simplement d'avoir la logique inverse du sommateur. La figure.2.37 représente le schéma d'un amplificateur inverseur de gain de 1.

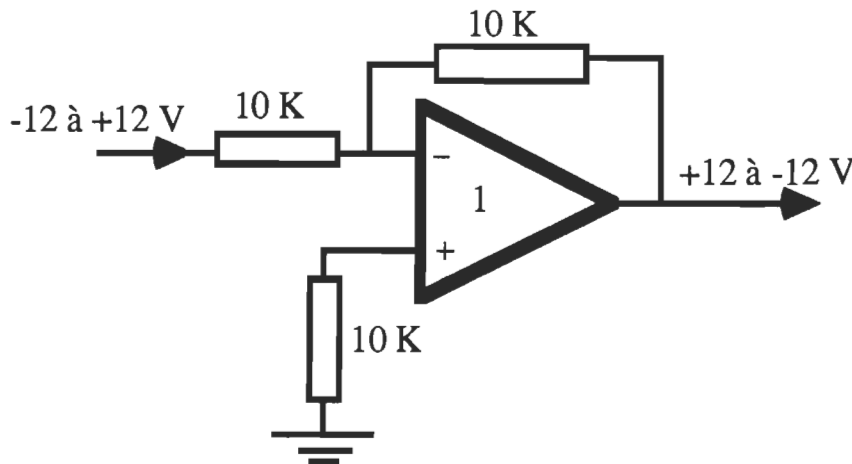


Figure 2.37 Inverseur à gain unitaire

### 2.5.1.6 Terme proportionnel

Dans la boucle du courant on utilise simplement un régulateur proportionnel de constante  $K_p = 100/22$  afin d'avoir une source de courant. Le choix de la constante  $K_p$  dépend du modèle de la machine sous les contraintes de la performance du régulateur et la stabilité du système. La figure 2.38 présente un amplificateur opérationnel de gain de  $K_p$ .

### 2.5.1.7 Adaptateur de la tension de commande $V_c$

La tension de contrôle du redresseur  $V_c$  varie de 0 à 10 V, c'est une contrainte due au circuit de génération d'impulsion qui est constitué par des TCA785. Pour cela on va construire un circuit d'adaptation de tension de commande afin d'avoir une plage de variation de l'angle d'amorçage du

redresseur de  $30^\circ$  à  $180^\circ$ . La figure 2.39 représente un circuit d'adaptation de tension, de  $[+ 12V \text{ à } - 12V]$  à  $[0 \text{ à } +10V]$ .

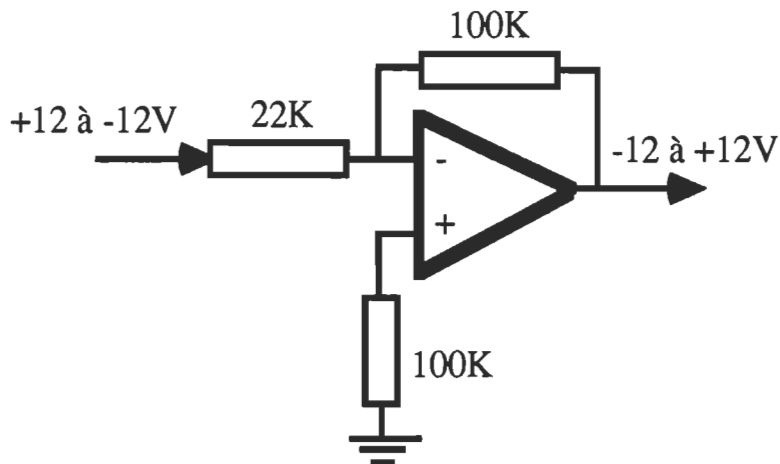


Figure 2.38 Schéma de principe du terme proportionnel du régulateur de courant du circuit intermédiaire

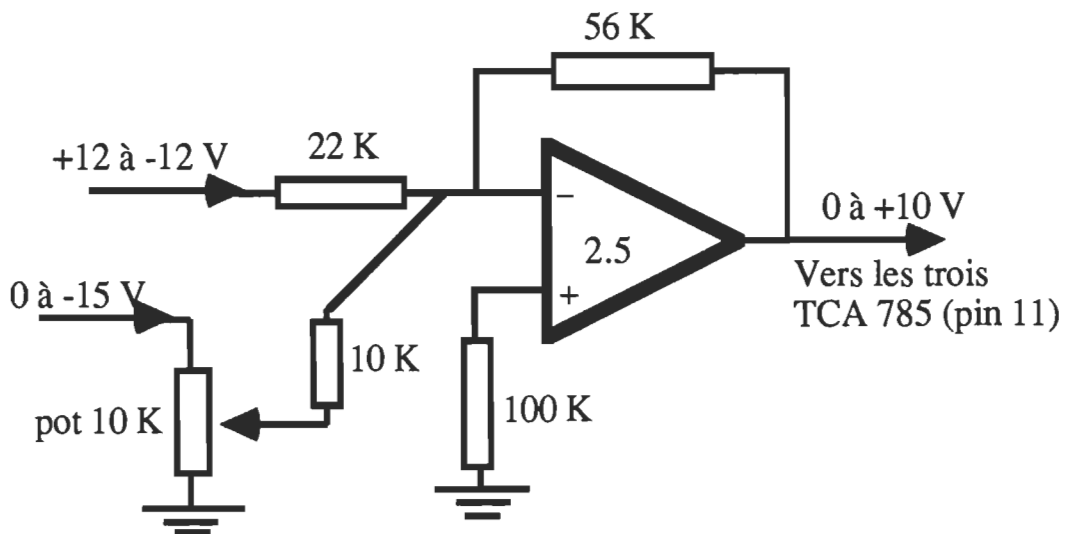


Figure 2.39 Adaptateur de tension pour les TCA 785

## 2.5.2 Boucle de vitesse

Le calcul des éléments de la boucle de régulation de vitesse est basé sur les deux contraintes suivantes:

- la stabilité
- la rapidité

La boucle de vitesse est constituée par les éléments suivants:

### 2.5.2.1 Monostable

Pour réaliser la fonction linéaire  $y(t) = f(\Omega)$  on propose d'utiliser un monostable avec un filtre, le monostable utilisé est un 74LS12.

Ce monostable sert à avoir dans une certaine plage de vitesse, une tension à sa sortie linéaire en fonction de la vitesse de rotation de la machine. A la sortie du monostable on ajoute un filtre pour avoir une tension moyenne proportionnelle à la vitesse de rotation  $\Omega$  (lu par le capteur de vitesse). La figure 2.40 montre le schéma de principe du circuit du monostable avec le filtre utilisé.

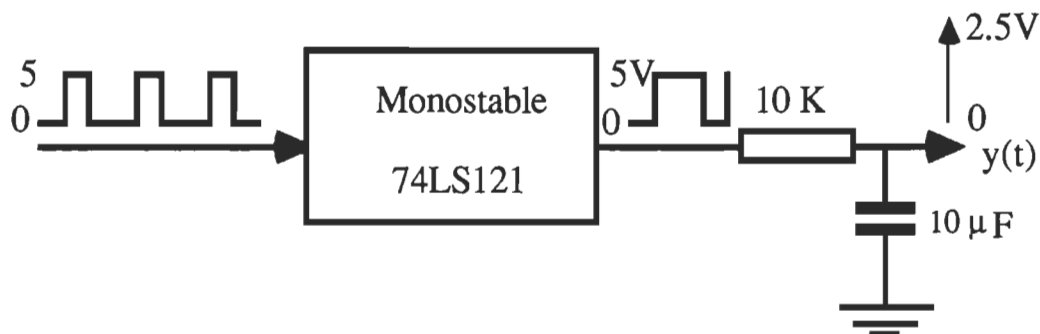


Figure 2.40 Schéma de principe du monostable

La fréquence envoyée par le capteur de vitesse varie de 0 à 7680 Hz .

$$\Omega_{\max} = 1800 \text{ RPM} \quad f_{\max} = 1800 \times 256/60 = 7680 \text{ Hz} .$$

d'où

$$T_{\min} = .13 \text{ ms}$$

On prend  $T_{\min}(\text{mono}) = .95 T_{\min} = .95 \times .13 \cdot 10^{-3} = .12 \text{ ms}$

on a  $t_{\Omega(\text{out})} = .7 R C = .12 \text{ ms}$

d'où  $C = .01 \mu\text{F}$  et  $R_{\text{variable}} = 50 \text{ K}\Omega$

$f_c = \frac{1}{2 \pi R C}$ ; on veut un filtre passe haut avec  $f_c \approx 1 \text{ Hz}$

alors on choisi un R-C avec  $R = 10 \text{ K}\Omega$  et  $C = 10 \mu\text{F}$

$f_c = \frac{1}{2 \pi R C} = 1.6 \text{ Hz}$

$f_c$ : fréquence de coupure

### 2.5.2.2 Amplificateur de gain de deux

Notre carte de commande est alimentée par une source de tension ( $\pm 5\text{V}$  et  $\pm 15\text{V}$ ) d'où la nécessité de travailler avec une tension variant entre 0 et 5V, cette contrainte nous oblige d'ajouter un amplificateur opérationnel de gain de 2 qui donne une tension proportionnelle à la vitesse de rotation  $\Omega$  du moteur comprise entre 0 et 5V. La figure 2.41 représente un amplificateur opérationnel de gain égal à 2.

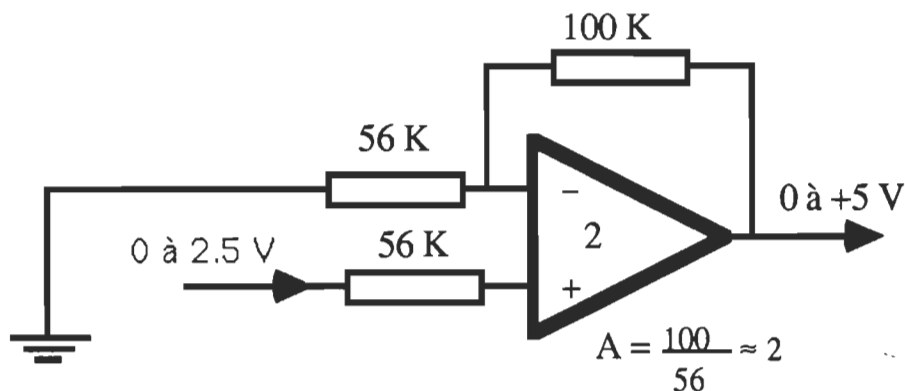


Figure 2.41 Amplificateur de gain = 2

### 2.5.2.3 Différenciateur de tension

La figure 2.42 représente le schéma de principe d'un différenciateur de tension afin de fixer la référence de la vitesse de rotation du moteur. Ce différenciateur a le même principe que le sommateur du régulateur de courant.

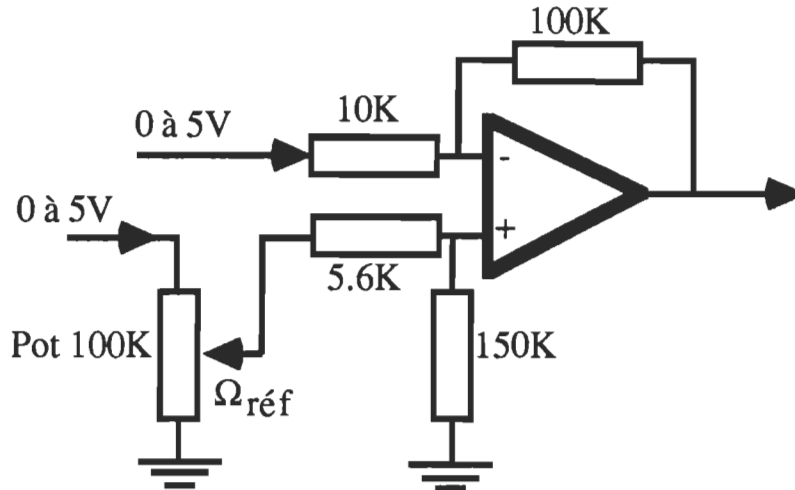


Figure 2.42 Schéma de principe de l'ajustement de vitesse de référence

### 2.5.2.4 Termes proportionnel et intégral du régulateur de vitesse

La figure 2.43 représente le schéma de principe du régulateur PI (proportionnel-intégrateur). Il possède un circuit de contre-réaction formé d'un condensateur mis en série avec une résistance. Le choix des constantes  $K_{p\Omega}$  et  $K_{i\Omega}$  dépend du modèle de la machine sous les contraintes de performance du régulateur de vitesse et la stabilité du système à régler. Suite aux résultats de simulation du régulateur de courant et de vitesse on choisit les valeurs des constantes des régulateurs.

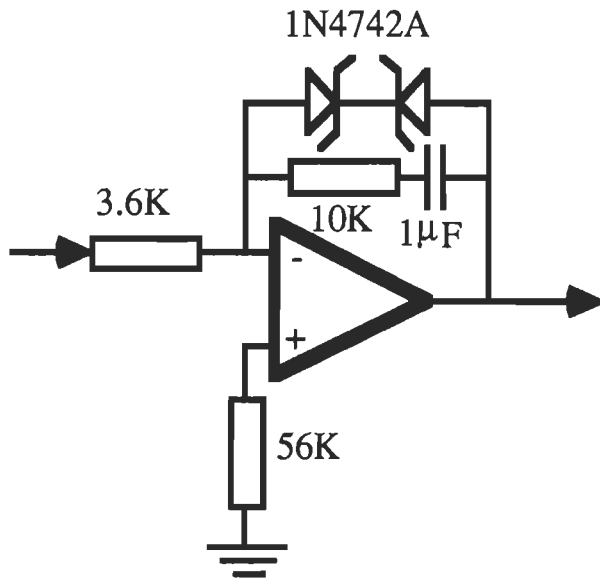


Figure 2.43 Schéma de principe du régulateur proportionnel et intégral

On a la constante d'intégration  $\tau = 100 \text{ ms}$

$$K_p = \frac{10}{3.6} = 2.78 \quad ; \quad K_i = \frac{1}{3.6 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6}} = 277.77$$

$$\tau = 3.6 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6} = 3.6 \text{ ms}$$

## **CHAPITRE 3**

# **LE NUMÉRIQUE DANS L'ENVIRONNEMENT DE LA MACHINE SYNCHROME AUTOPILOTÉE**

### **3.1 INTRODUCTION**

Jusqu'à ces dernières années, la commande des convertisseurs statiques industriels (ponts de Graetz, ponts mixtes, onduleur autonomes...) était généralement réalisée à l'aide de circuits analogiques ou logiques à faible ou moyen degré d'intégration. Les procédures de contrôle et de régulation des différentes grandeurs du convertisseur (courant, tension ...) faisaient aussi appel à ce type de technologie. Mais le développement récent et spectaculaire de la micro-électronique et de la micro-informatique met aujourd'hui à la disposition de l'électrotechnicien des circuits à très haut degré d'intégration dont les possibilités matérielles sont encore accrues par leur facilité de programmation.

Les gens cherchent à développer leurs systèmes de commande en faisant introduire les microprocesseurs tout en améliorant leur fonctionnement et leur robustesse. L'électronique de puissance comme tous les autres domaines, essaie d'améliorer davantage le contrôle des systèmes électroniques en faisant entrer la commande numérique à la place de celle analogique.

On constate aussi l'apparition des microcalculateurs de plus en plus puissants, ce qui a permis de développer d'autres lois de commande plus compliquées mais réalisables [2]. L'utilisation judicieuse de ces nouvelles technologies, mais aussi des concepts qui y sont associés, permet de reconsidérer

bon nombre de procédures de commande et de régulation, soit dans un but de simplification, soit au contraire en envisageant des algorithmes sophistiqués, jusqu'alors inaccessibles à la mise en oeuvre industrielle. On cite par exemple la commande par retour d'état [2] qui a été développée dans les années soixante mais malheureusement ça n'était pas possible de l'appliquer dans tous les domaines à cause de sa complexité dans le temps et le manque de microcalculateurs puissants; or maintenant vue l'apparition des microcalculateurs puissants comme le DSP56000, TMS314 et ses séries, l'application de cette loi est devenue possible dans certains domaines de travail [11].

Il en est de même des lois de commandes suivantes:

Commande par mode de glissement;

Commande par hystérisis;

commande vectorielle;

et même la commande PID qui est devenue très simple numériquement [8].

Le présent chapitre décrit dans un premier temps, les principaux domaines d'application des microprocesseurs, les principales caractéristiques des éléments d'un micro-calculateur: microprocesseur, circuits périphériques, mémoires, etc...et ses capacités de traitement de données et de calcul. Ensuite on abordera la commande numérique de la machine synchrone autopilotée. Dans la quatrième partie on discutera de circuit d'amorçage des thyristors du redresseur, et dans la cinquième partie on développera le circuit d'interface du commutateur. La sixième partie parlera en détails du problème de démarrage de la machine synchrone autopilotée. Finalement nous discuterons des avantages et inconvénients de la technique numérique par rapport à la technique analogique.

### **3.2 Exigences du cahier des charges**



La carte de contrôle du système (convertisseur-machine) doit avoir les ressources nécessaires à l'emmagasinage et à l'exécution d'un logiciel permettant l'asservissement d'un moteur synchrone autopilotée en vitesse. L'algorithme de contrôle utilisera des nombres de 8 bits, il faut donc que la carte puisse les traiter adéquatement. La carte de contrôle une fois programmée devra être en mesure d'exécuter les tâches suivantes:

- lecture du courant
- élaboration de l'algorithme de correction pour obtenir une valeur de l'angle  $\alpha$  (angle d'allumage du redresseur)
- limitation de l'angle d'amorçage  $\alpha$
- lecture de la vitesse
- élaboration de l'algorithme de correction pour obtenir une valeur de référence de courant
- limitation de courant
- lecture de la position
- allumage des thyristors du commutateur (pour créer un champ tournant dans le sens désiré)
- commutation forcée des thyristors du commutateur de courant
- passage de la commutation forcée à la commutation naturelle
- inversion des rôles des convertisseurs
- inversion de l'ordre de distribution des signaux d'allumage des thyristors du commutateur

La carte de contrôle doit recevoir les informations venant d'un micro AT, la vitesse et la direction désirée, et accepter des changements à tout moment venant du AT. La régulation du courant et de la vitesse doit être effectuée de façon périodique. Les autres tâches (démarrage, freinage, et inversion de sens) sont exécutées de façon aperiodique ou occasionnelle sur réception d'un ordre ou d'un signal d'interruption.

Dans la machine synchrone autopilotée, la variable qui évolue la plus vite est le courant continu  $I_d$ . Sa valeur est réglée en faisant varier l'angle d'amorçage  $\alpha$  du redresseur. Cet angle ne peut être commandé qu'à des instants discrets, avec une période moyenne égale à 1/6 de la période du réseau, c'est-à-dire 2.77ms. Par conséquent, il suffit d'effectuer l'échantillonnage et la régulation du courant  $I_d$  toutes les 2.77ms.

La variation de la vitesse est par contre beaucoup plus lente et sa régulation peut s'effectuer à un rythme moins rapide. Nous pouvons alors considérer 2.77ms comme la limite du temps d'exécution des programmes de régulation de courant et de vitesse.

### **3.3 Domaines d'application des microprocesseurs**

Les principaux domaines d'application des microprocesseurs en électronique de puissance sont :

- La commande des circuits d'amorçage des convertisseurs statiques;
- Les séquences de commande;
- L'asservissement;
- La génération des signaux (MLI);
- Le calcul et le développement de fonctions mathématiques;

Dans le cas de notre microcalculateur, il se compose d'une mémoire vive (RAM) de 4K, une mémoire morte (ROM) de 4K, quatre périphériques parallèles de 64 entrées/sorties, un périphérique de communication série, deux convertisseurs analogique/digital, un convertisseur numérique/analogique, un décodeur de 16 sorties, un microprocesseur MC6809 qui s'occupe de tous les calculs nécessaires pour le contrôle de la vitesse, du courant et de la position ainsi que le sens de direction du moteur, et enfin un coprocesseur INT8132 qui s'occupe des calculs de fonctions compliquées comme la fonction  $\text{Arccos}(x)$ . La

figure 3.1 représente un schéma bloc de la carte de contrôle montée au laboratoire de recherche. Cette figure montre les éléments de base pour la conception et le développement de la carte.

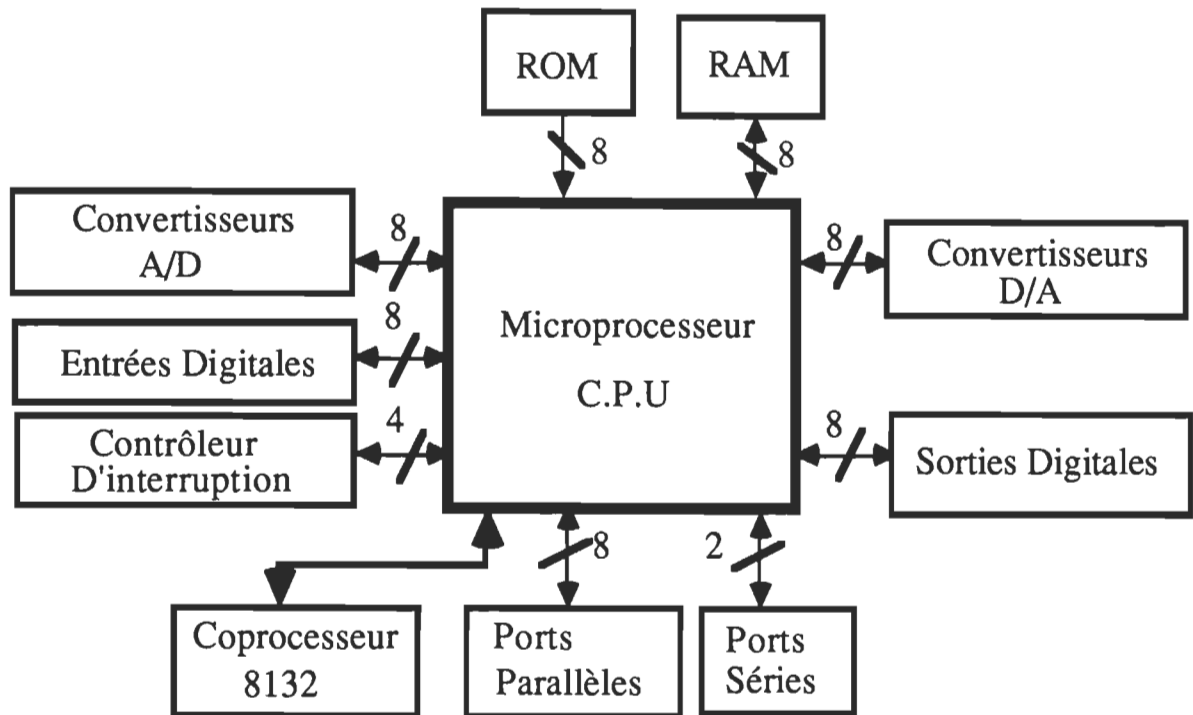


Figure 3.1 Éléments de base de la carte de contrôle

## 3.4 Conception et développement de la carte de contrôle

### 3.4.1 Répartition de la mémoire

Deux types de mémoires semiconductrices sont utilisées.

- La mémoire vive RAM 2016 de 4K octets, une unité de rangement temporaire. Celle-ci possède des entrées d'adresses ainsi que des entrées de sélection de puce et d'activation de lecture / écriture (fig.3.2). Cette RAM est munie de 8 sorties à trois états connectées au bus des données et finalement les connexions d'alimentation.

- Une ROM 2764 de 8K octets, une mémoire permanente qui contient le moniteur de la carte de contrôle, elle possède des entrées d'adresses ainsi que des

entrées d'activations et de sélection de puce (fig.3.3). Elle comporte, également des sorties à trois états et finalement les connexions d'alimentation. Vue l'emplacement des adresses du RESET,IRQ,FIRQ,NMI, ainsi que les autres interruptions matérielles affectées par le microprocesseur lui-même en haut de la mémoire, on est obligé de placer la ROM au sommet de la mémoire du processeur. Par contre la mémoire vive RAM dont elle contient nos programmes de commande de la machine temporaire on la place au début de la mémoire du processeur. Pour les quatres octets de mémoire occupés par chaque périphérique de communication parallèle PIA 6821, on va leur associer des adresses bien précises, aussi bien que pour le périphérique de communication série ACIA 6850 et l'afficheur; toutes ces adresses sont expliquées dans la partie suivante de décodage.

### **3.4.2 Décodage des espaces mémoires de la carte de contrôle**

Vu que notre micro-processeur possède 16 bus d'adresses c'est-à-dire 64K octets de mémoire, nous allons utiliser un décodeur à 16 sorties afin de diviser la mémoire totale du micro-processeur par 16 de 4K chacune. Ainsi on définit les sorties par le tableau de décodage. Le décodeur est très utile pour la sélection des unités qui entourent l'unité centrale.

En effet les 16 bits d'adresses contiennent les informations qui indiquent laquelle des unités sera activée. Notre décodeur choisi se compose de deux TTL (74LS138) montés en série afin d'avoir un seul décodeur équivalent de 16 sorties (fig.3.4).

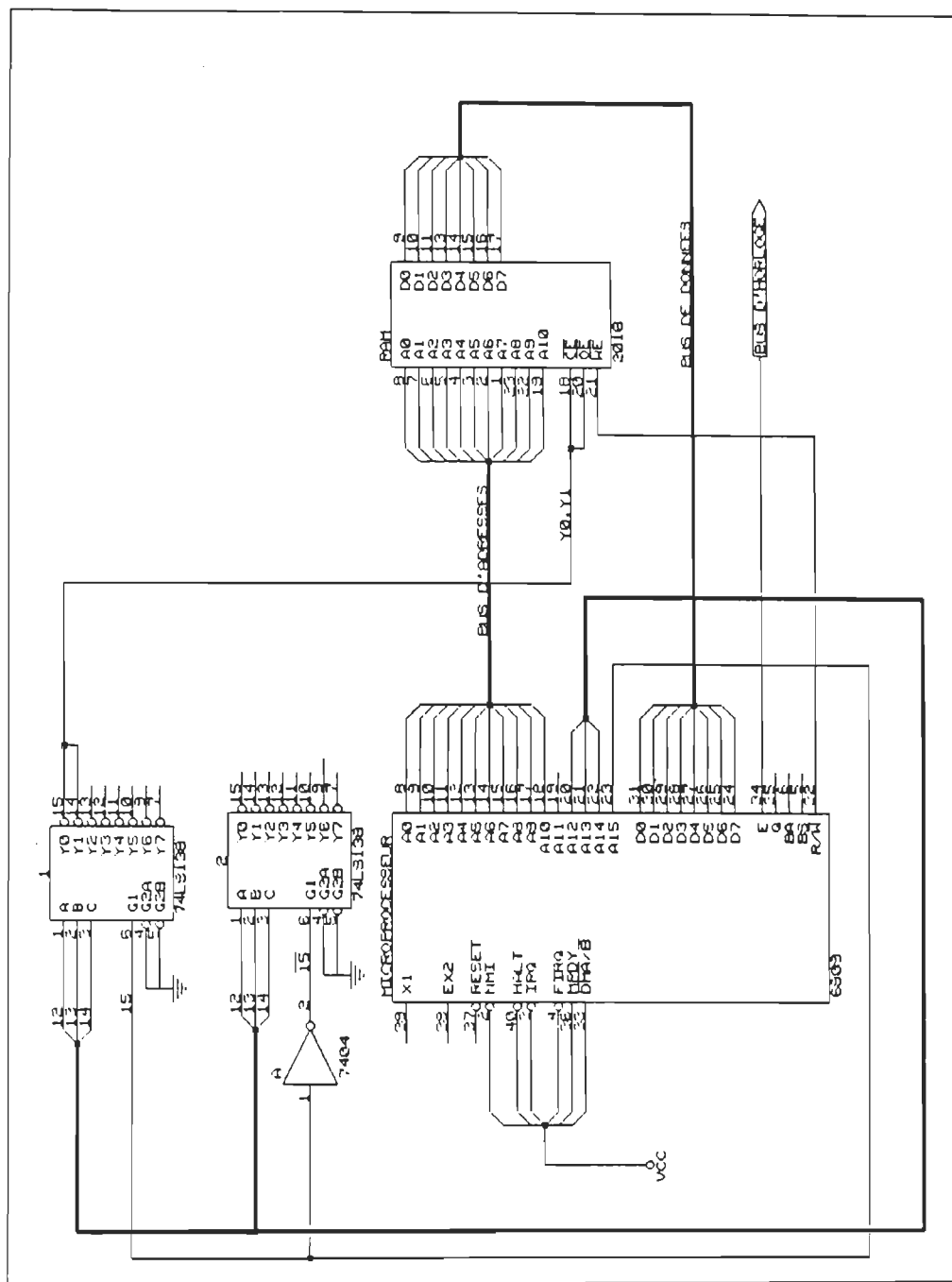


Figure 3.2 Schéma de branchement de la RAM de la carte de contrôle

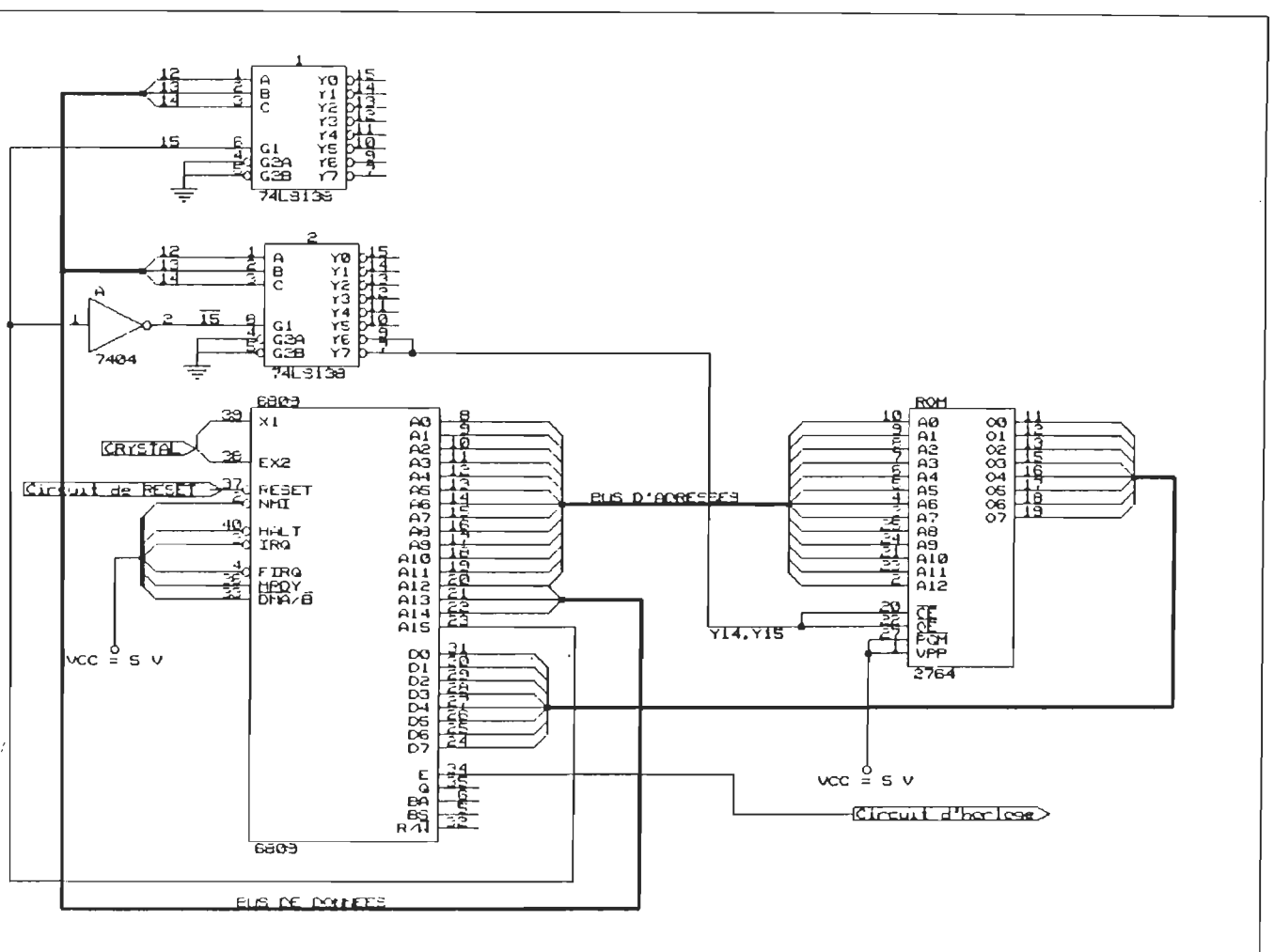


Figure 3.3 Schéma de branchement de la ROM de la carte de contrôle



D	C	B	A	S	Adresses	Mémoires
0	0	0	0	y0	0000h----0FFFh	RAM 2016 (2K)
0	0	0	1	y1	1000h----1FFFh	RAM 2016 (2K)
0	0	1	0	y2	2000h----2FFFh	PIA 3 MC8621 (sortie-Machine)
0	0	1	1	y3	3000h----3FFFh	
0	1	0	0	y4	4000h----4FFFh	PIA 1 (Clavier et afficheur)
0	1	0	1	y5	5000h----5FFFh	
0	1	1	0	y6	6000h----6FFFh	PIA 2 (Onduleur et redresseur)
0	1	1	1	y7	7000h----7FFFh	8231 Coprocesseur
1	0	0	0	y8	8000h----8FFFh	ACIA MC6850
1	0	0	1	y9	9000h----9FFFh	
1	0	1	0	y10	A000h----AFFFh	LATCH 74LS373
1	0	1	1	y11	B000h----BFFFh	LATCH 74LS373
1	1	0	0	y12	C000h----CFFFh	PIA 4 (entrées de la machine)
1	1	0	1	y13	D000h----DFFFh	
1	1	1	0	y14	E000h----EFFFh	ROM 2764 (4K )
1	1	1	1	y15	F000h----FFFFh	ROM 2764 ( 4K )

Tableau de décodage des espaces mémoires de la carte de contrôle

### **3.4.3 Interface d'entrées / sorties parallèles**

Le PIA 6821 est un circuit d'interface d'entrées / sorties parallèles. Il est le coupleur qui permet de réaliser la liaison entre le microprocesseur 6809 et ses périphériques (Convertisseur de fréquence). Le PIA communique avec le microprocesseur par l'intermédiaire des bus de données (8bits), d'adresse (5 lignes) et de bus de contrôle (fig.3.5). Les dialogues avec le périphérique sont assurés par deux bus de 8 lignes bidirectionnelles, quatre broches de contrôles assurent la synchronisation de transfert. Le PIA 6821 est un circuit divisé en deux parties A et B indépendantes. Chacune des parties possède un port 8 bits bidirectionnels et deux lignes de contrôles du dialogue avec le périphérique ainsi



que trois registres internes 8 bits à lecture et écriture.

### **3.4.4 Programmation de l'interface parallèle**

Les registres de contrôle du PIA remplissent deux rôles; le mode de fonctionnement est déterminé par le contenu des bits 0 à 5 (à lecture et écriture) tandis que les bits 6 et 7 remplissent le rôle d'indicateur d'état associés aux lignes de dialogues.

### **3.4.5 Interface d'entrées sorties série**

L'ACIA 6850 est le coupleur de périphériques qui permet de réaliser la liaison série entre le processeur de la carte de contrôle et ses périphériques. L'ACIA communique avec la carte de contrôle par l'intermédiaire des bus de données (8 bits), d'adresses (4 lignes) et de contrôle (fig.3.6). Les dialogues avec la périphérie sont assurés par une ligne de transmission et une autre de réception, trois broches de contrôle assurent la synchronisation des transferts.

### **3.4.6 Fonctionnement de L'ACIA**

a) Transfert d'une donnée entre le processeur et la périphérie

La donnée est chargée dans le registre de transmission TDR, on fait un accès en écriture. TDR transfère cette donnée dans un registre à décalage qui la sérialise.

b) Transfert d'une donnée entre la périphérie et le processeur

Le mot est réceptionné par le registre à décalage RSR qui le déserialise. Il est ensuite transféré dans le registre de réception. Pour la communication entre l'IBM et notre carte de contrôle on a utilisé un driver RS-232 qui permet l'adaptation entre l'IBM qui fonctionne à 12V et le processeur de la carte de contrôle MC6809 qui lui fonctionne à 5V (fig.3.7).

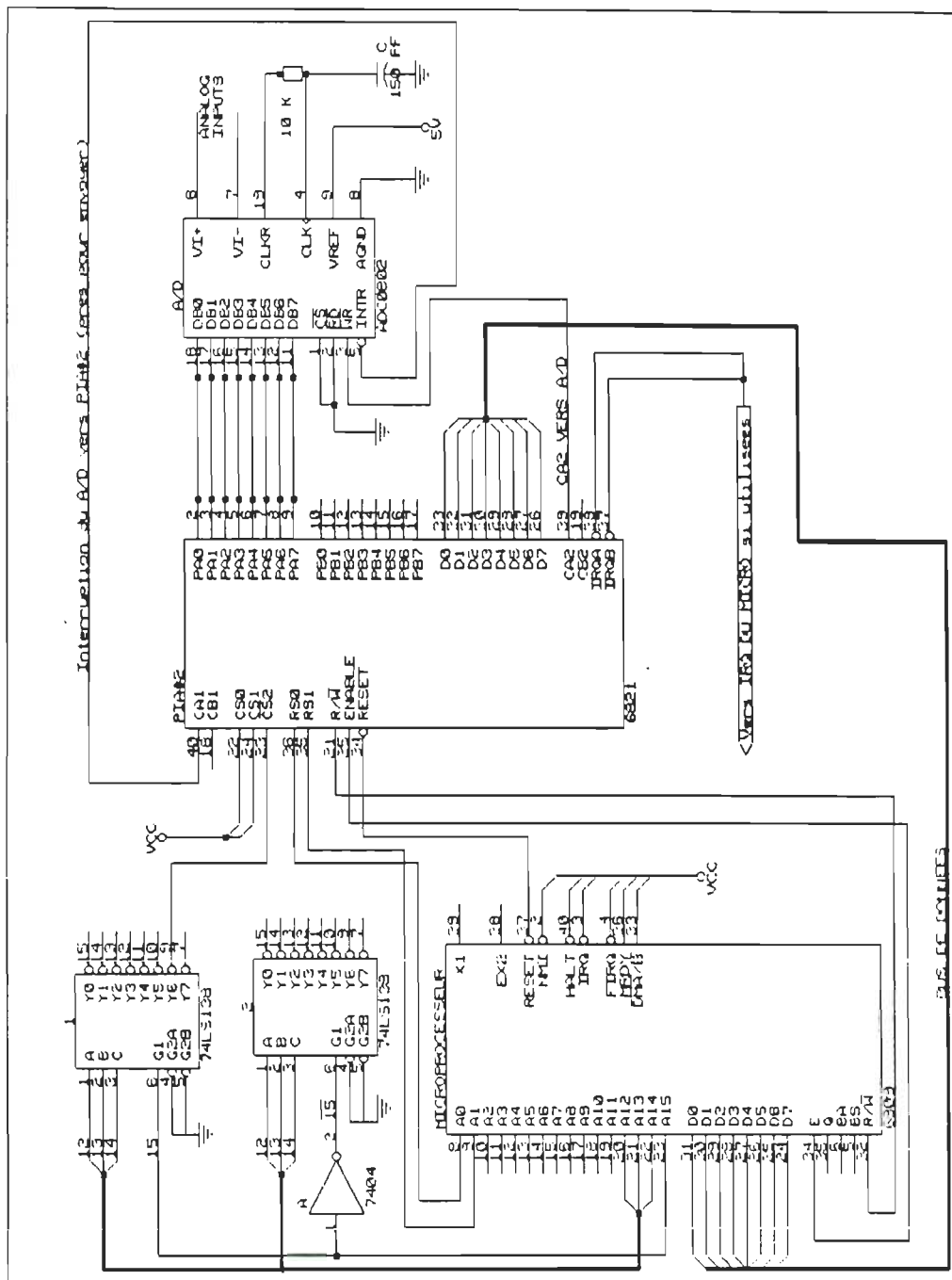


Figure 3.5 Schéma de branchement de la périphérie parallèle MC6850 dans la carte de contrôle



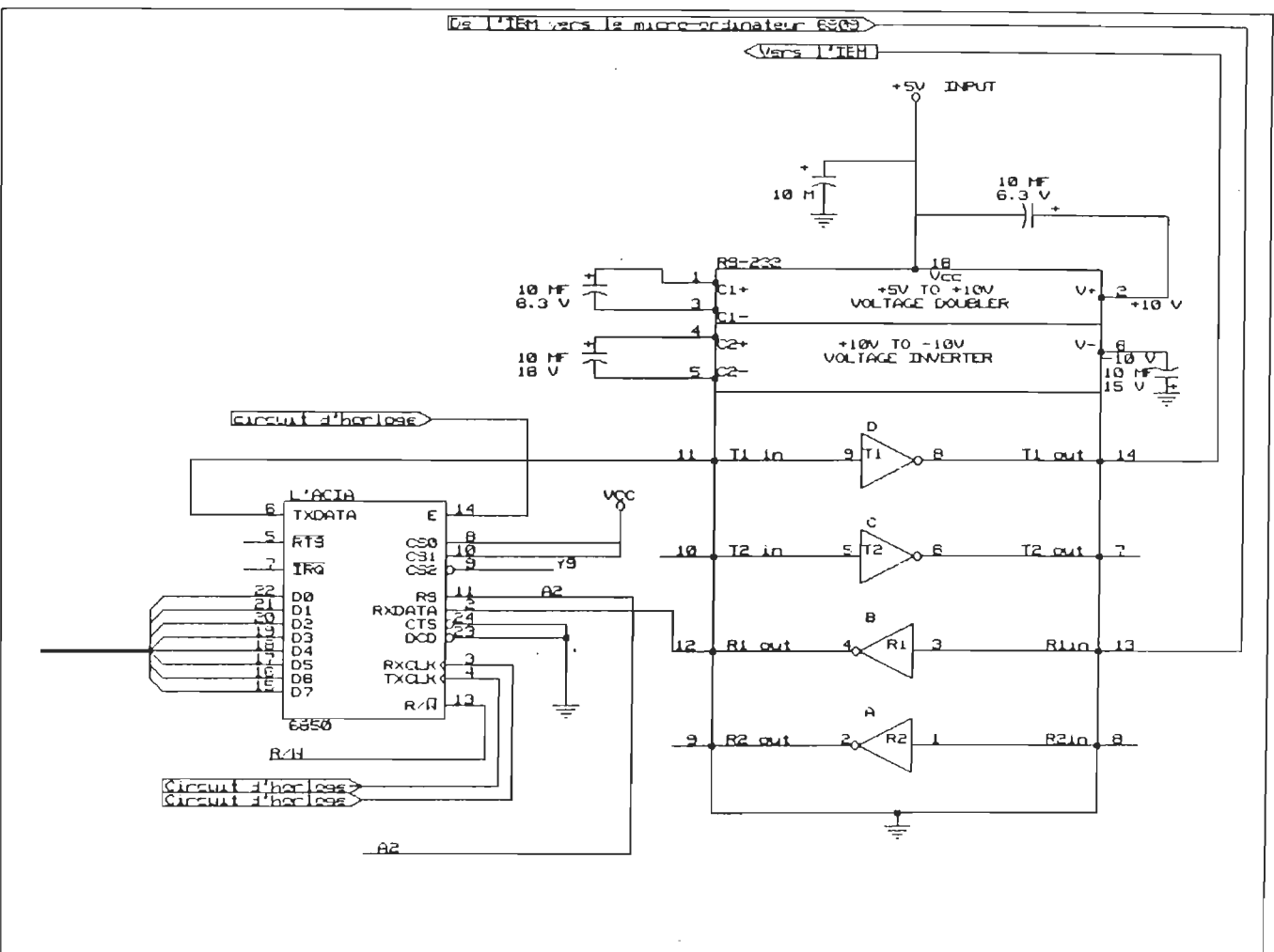


Figure 3.7 Circuit du driver RS-232

### 3.5 Commande numérique de la machine synchrone autopilotée

La figure 3.8. représente le principe général de la commande du courant dans le circuit intermédiaire de l'ensemble convertisseur machine, ce principe de commande est utilisé dans le cas du fonctionnement au démarrage de la machine. Par contre dans le cas du réglage de la vitesse, le courant de référence  $I_{réf}$  sera déterminé par l'erreur dans la vitesse.

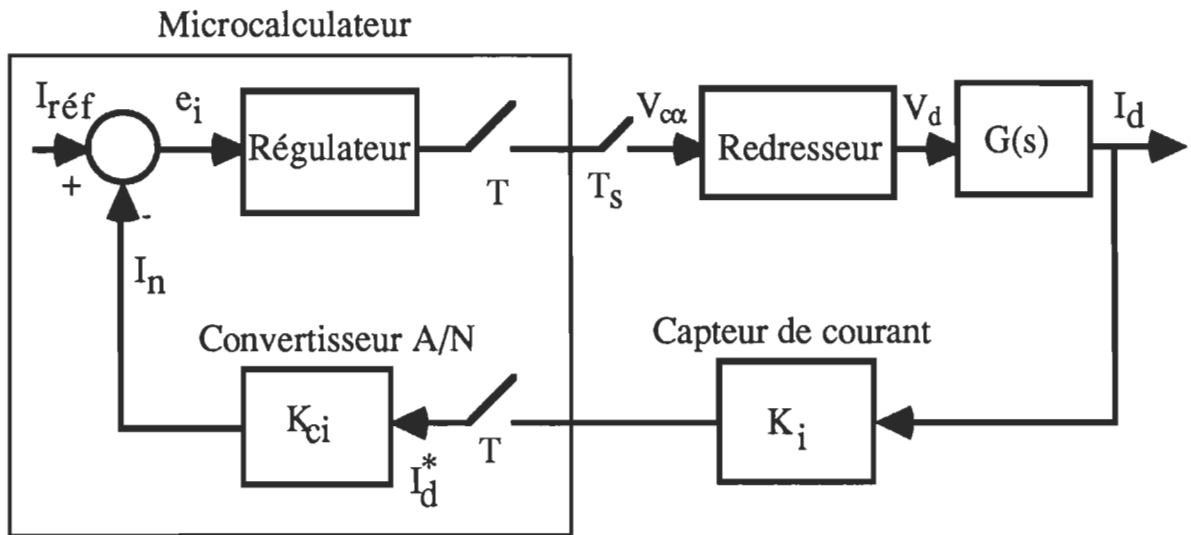


Figure 3.8 Diagramme fonctionnel du système de commande de courant  
 $G(s)$ : la fonction de transfert de la machine synchrone autopilotée

#### 3.5.1 Principe de fonctionnement d'une machine synchrone autopilotée

Le fonctionnement autopiloté nécessite la détection de la position du rotor de la machine et une source d'alimentation à fréquence variable pouvant être synchronisée par rapport à une référence extérieure.

Le moteur autopiloté est présenté comme un moteur à courant continu sans balais ou comme un moteur à collecteur sans balais. La machine à courant

continu peut être vue comme une machine synchrone dans laquelle l'inducteur est stationnaire, et l'induit avec plusieurs phases alternatives en rotation. L'alimentation alternative de l'induit est assurée par l'entrée de l'alimentation continue à travers le collecteur et les balais, dont on peut les voir comme un commutateur de position mécanique.

La machine synchrone autopilotée est assimilable à la machine à courant continu par contre ici l'inducteur est en rotation et l'induit est stationnaire. L'induit est alimenté par un commutateur électronique commandé par le codeur de position angulaire. La machine synchrone autopilotée peut être alimentée en tension, en courant ou par un cycloconvertisseur. Les tensions ou les courants doivent avoir des fréquences correspondant instantanément aux vitesses angulaires électriques du rotor. Afin d'assurer le synchronisme des impulsions de commande du commutateur et de la tension d'alimentation de la machine synchrone, un capteur de position est fixé sur l'arbre de la machine, et délivre des impulsions rigoureusement synchrones de la rotation de la machine. La position de la f.m.m. stator  $F_s$  est alors asservie à celle de la f.m.m. rotor  $F_r$ . La fréquence de la source d'alimentation est commandée par la vitesse du rotor; le déphasage des grandeurs de sortie de la source d'alimentation (tension ou courant suivant le cas) par rapport à la position du rotor permet, également, de commander l'angle entre les deux forces magnétomotrices, ce qui constitue une des grandeurs de réglage du couple moteur. Cette méthode élimine tous les risques d'instabilité, en maintenant à tout instant le synchronisme entre les deux f.m.m.. Le principe de l'autopilotage est illustré par la figure 3.9.

La figure 3.10 représente le diagramme fonctionnel du système de commande et de puissance de l'ensemble: Microcalculateur, convertisseur de fréquence et la machine synchrone. De cette figure on peut constater les interfaces utilisées afin d'autopiloter et asservir la vitesse de la machine synchrone.

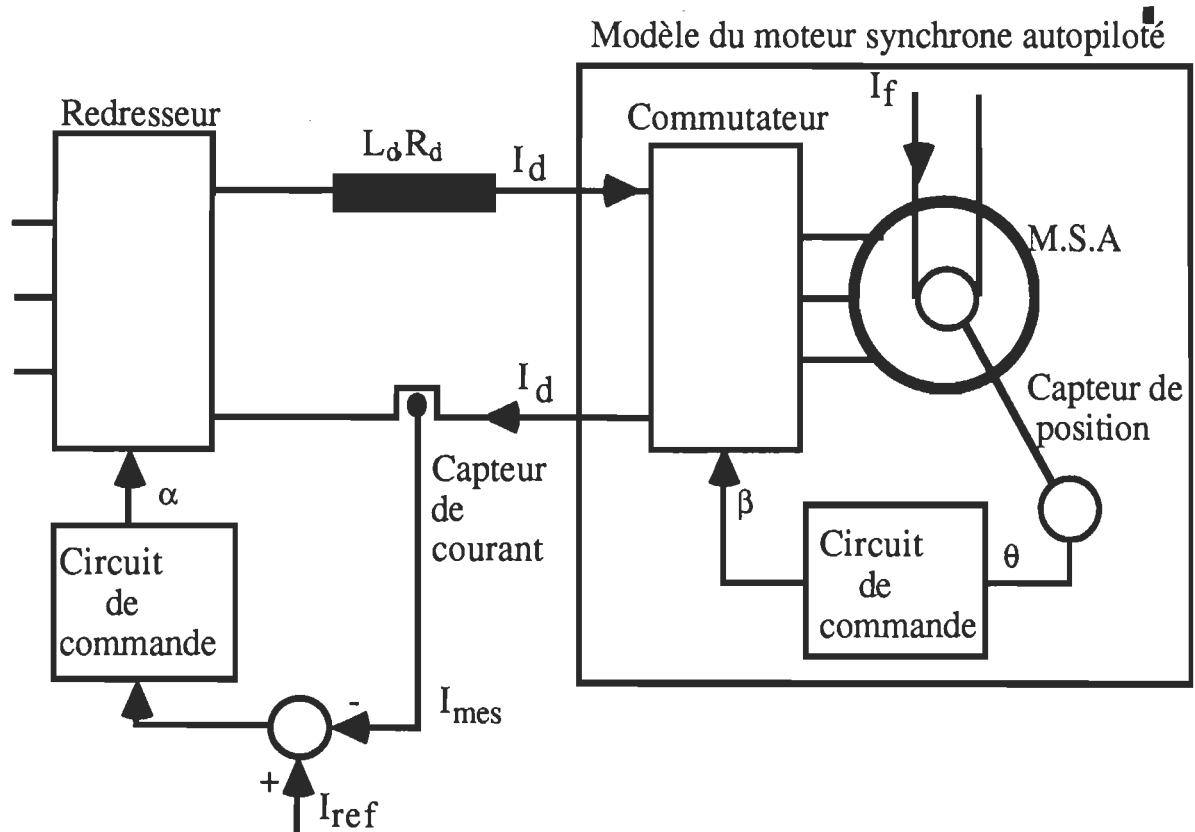


Figure 3.9 Principe du circuit de commande du moteur synchrone autopiloté

### 3.6 Schéma général du système de commande

Dans le schéma général de la figure 3.11 on présente le principe d'alimentation et le contrôle de la vitesse. La machine est alimentée par un convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire. Ce convertisseur de fréquence est composé de trois parties, la première partie est reliée au réseau, c'est un **redresseur** (fonctionnement moteur) qu'on fait fonctionner comme une source de courant, une deuxième partie intermédiaire qui se compose d'une bobine de lissage de courant, et enfin une troisième partie reliée à la machine et qui fonctionne comme commutateur de courant. Pour la source de courant, elle se compose d'un convertisseur statique à six thyristors en pont de Graetz commandé par un circuit d'amorçage synchronisé au réseau.

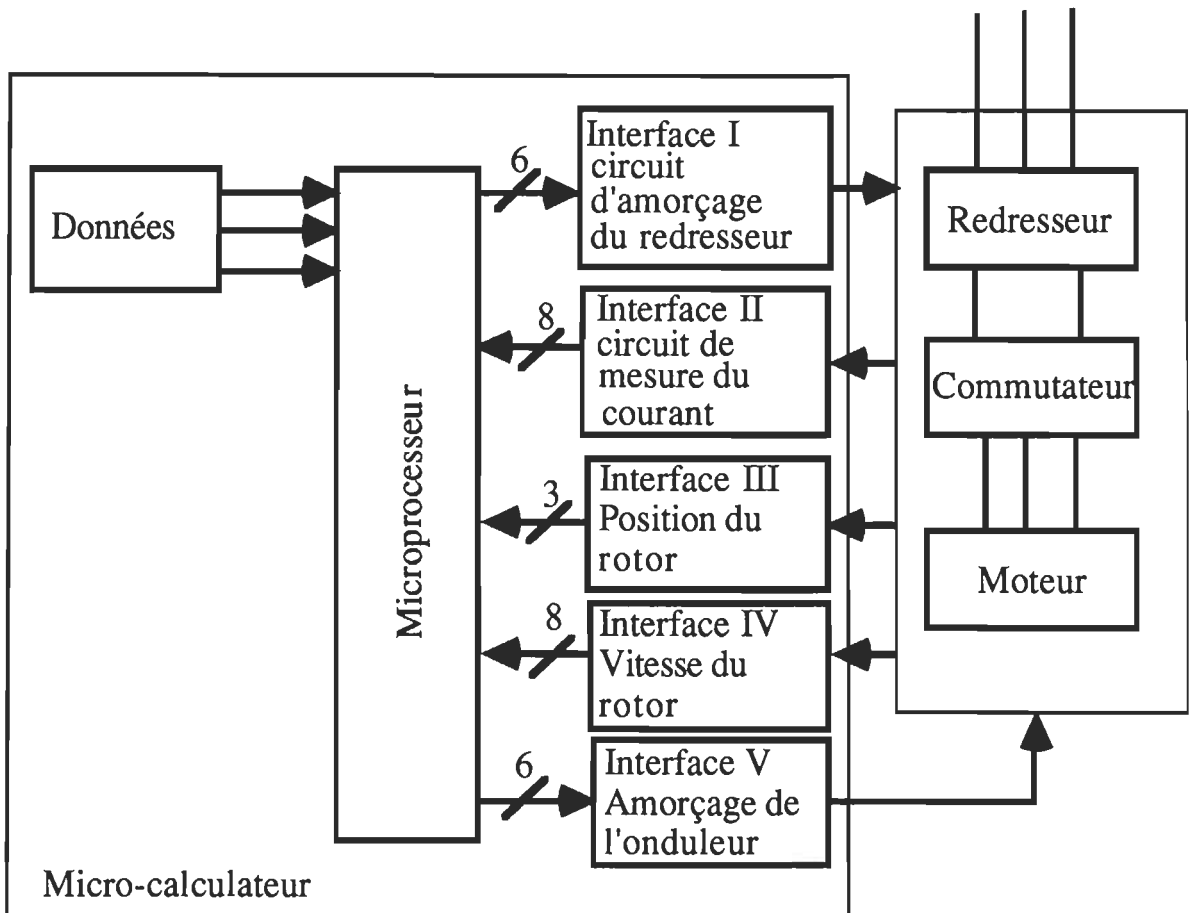


Figure 3.10 Diagramme fonctionnel du système de commande

L'angle d'amorçage est contrôlé par un micro-contrôleur afin d'asservir la vitesse. Le contrôle de vitesse par le redresseur dans le fonctionnement normal devient un contrôle de courant dans le cas du fonctionnement en démarrage.

L'asservissement du courant dans le fonctionnement au démarrage sera fait par un contrôleur PI. Par contre l'asservissement de vitesse dans le fonctionnement normal sera fait par la commande polynômiale. Le circuit intermédiaire se compose d'une grande inductance pour lisser le courant continu. Le convertisseur côté machine appelé commutateur de courant commute périodiquement le courant continu du convertisseur côté réseau d'une



phase à une autre du moteur.

La commutation du commutateur est assurée par les tensions de la machine synchrone qui fournit la puissance réactive nécessaire. Les instants de commutation sont synchronisés à la position du rotor, déterminée par un capteur de position. On obtient ainsi dans les phases du moteur des courants triphasés nécessaires pour développer un couple sur l'arbre de la machine.

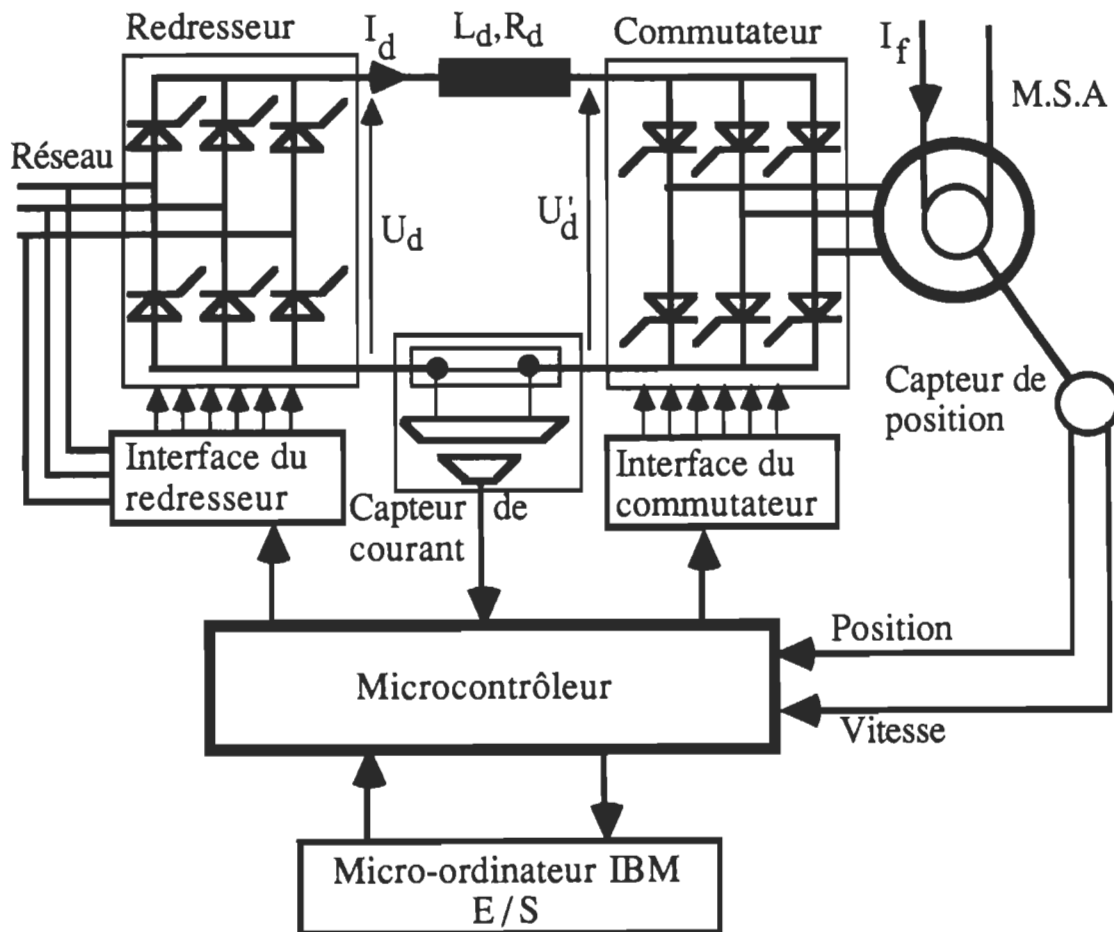


Figure 3.11 Schéma général du système de commande

Le montage est symétrique électriquement car la tension continue de l'étage intermédiaire peut s'inverser pour renvoyer l'énergie de la machine vers

le réseau, permettant le freinage par récupération d'énergie. La machine fonctionne alors comme alternateur et les rôles des deux convertisseurs s'inversent: le commutateur devient redresseur et le convertisseur côté réseau devient commutateur, comme on va le voir dans le cas du fonctionnement au démarrage.

Le sens de rotation de la machine peut être inversé en changeant le sens de distribution des ordres de commande des thyristors du commutateur, ce qui inverse le sens du champ tournant résultant. Ceci s'effectue au niveau de la commande uniquement, sans modifier la partie puissance. L'entraînement considéré est donc capable de fonctionner dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.

Les figures 3.12 et 3.13 présentent les deux phénomènes existants dans la machine lors d'amorçage des thyristors du commutateur. Ces deux phénomènes sont la conduction et la commutation entre deux thyristors. La figure 3.14 présente les forces électromotrices induites dans les phases de la machine lors de la conduction et la commutation. La figure 3.15 présente les positions fixes du champ tournant ainsi que les thyristors correspondants.

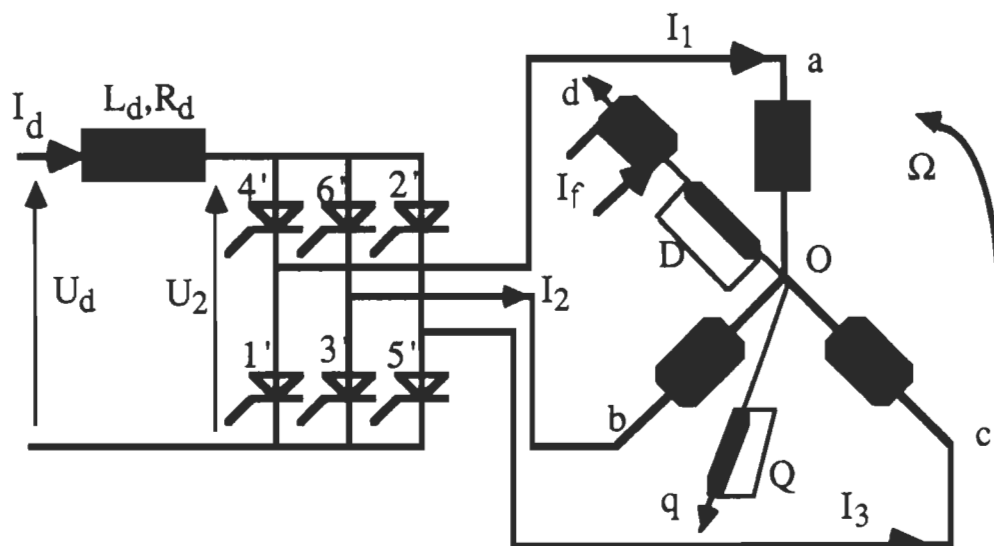


Figure 3.12 Schéma électrique de la machine synchrone autopilotée

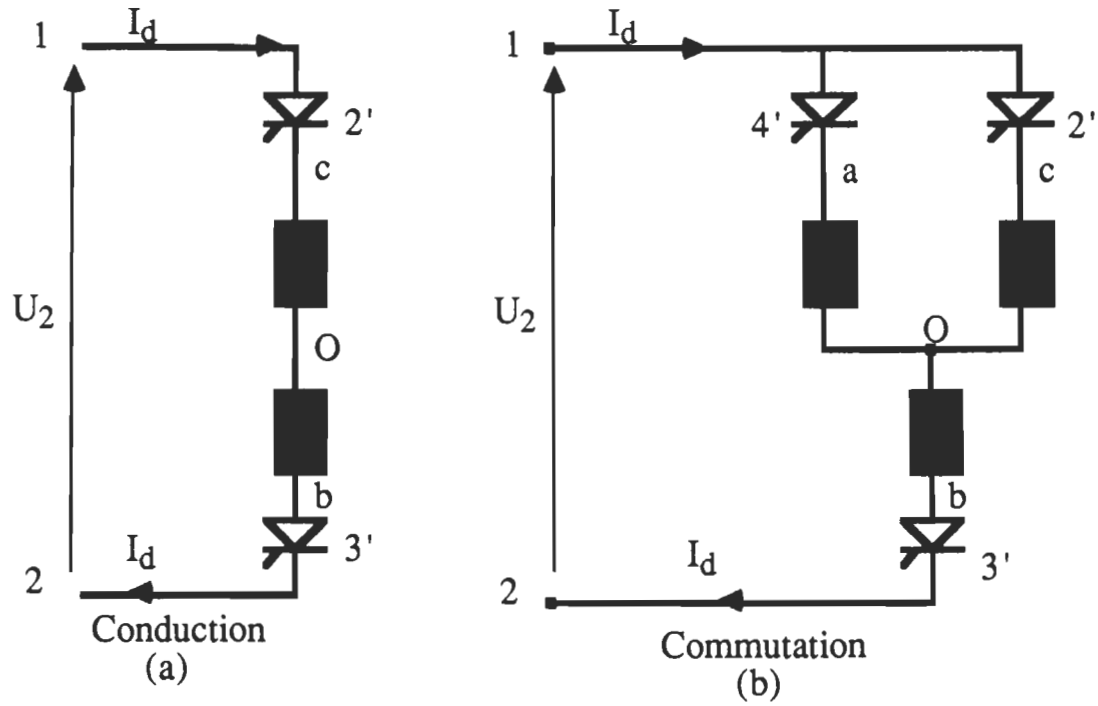


Figure 3.13 (a) Intervalle de conduction (b) Intervalle de commutation

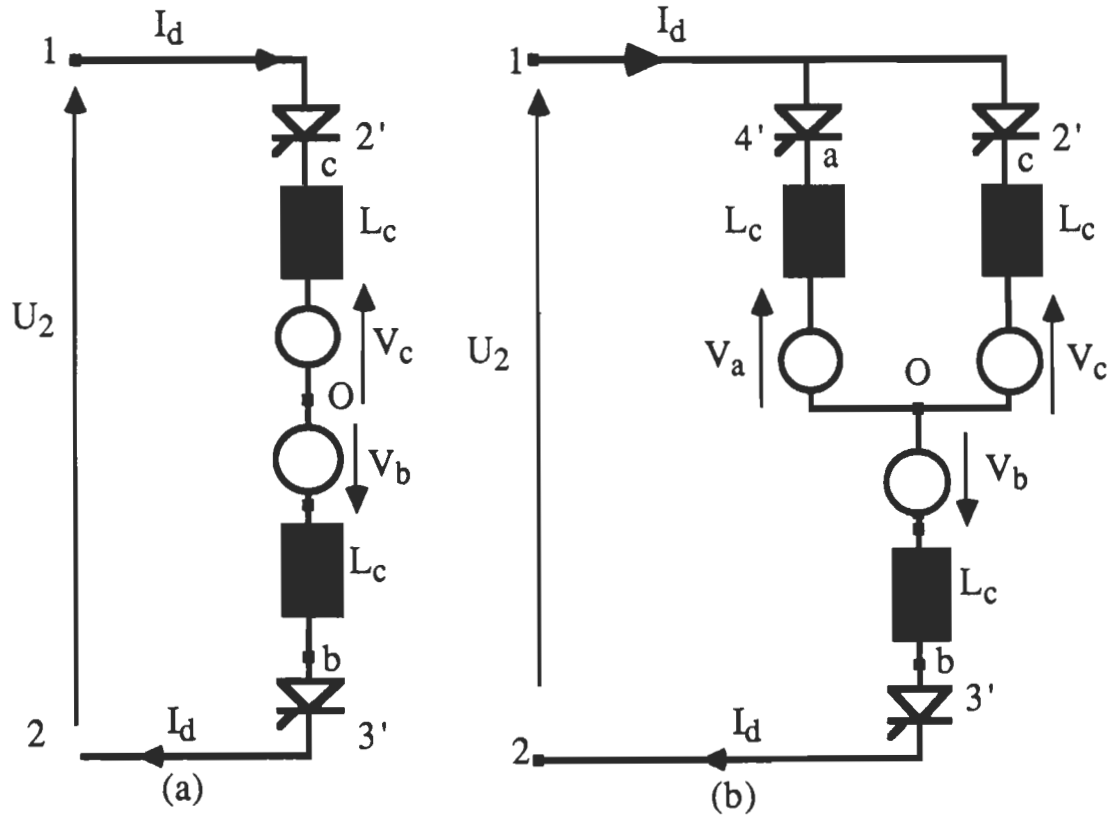


Figure 3.14 Schéma électrique de la machine synchrone autopilotée

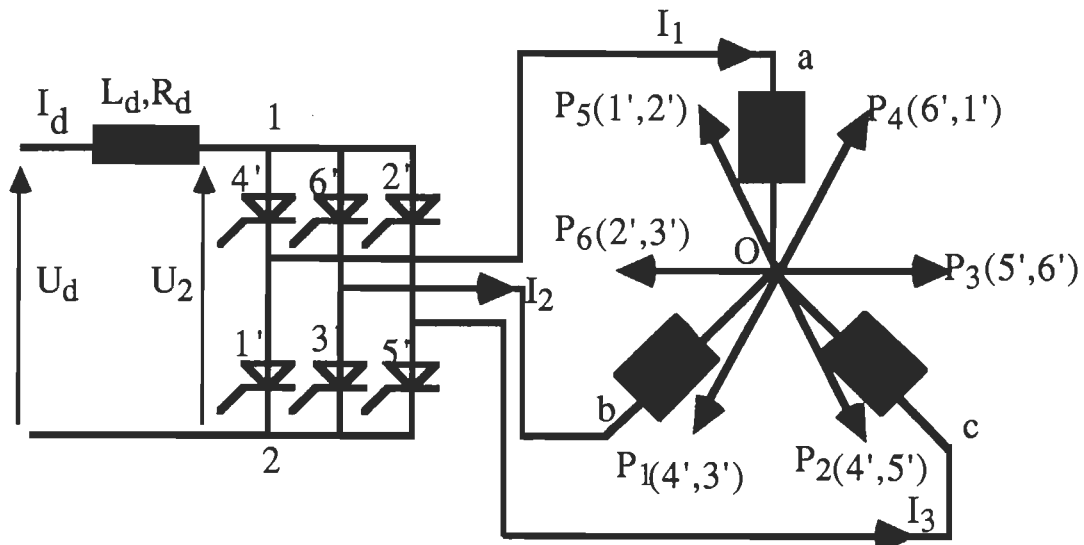


Figure 3.15 Schéma des six positions fixes du champ tournant dans la machine synchrone autopilotée

### 3.6.1 Circuit d'interface du redresseur

Le circuit d'interface du redresseur figure 3.16 se compose d'un circuit de synchronisation et d'un circuit d'amorçage des thyristors (fig.3.17.), le circuit d'amorçage comporte trois TCA780 (voir annexe), ces trois TCA780 sont synchronisés sur les tensions composées  $V_{CA}$ ,  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$  respectivement.

A partir de ces trois TCA780 on génère trois signaux synchronisés au réseau de  $180^\circ$  de largeur décalés entre eux de  $120^\circ$ .

En utilisant des portes logiques "ET" et "NON", on génère les six signaux convenables à l'amorçage des six thyristors du redresseur.

Ces six signaux générés ont une largeur de  $120^\circ$  et sont décalés de  $60^\circ$ .

Une fois les six signaux générés, on les fait hacher à une fréquence élevée afin d'attaquer les transformateurs d'impulsions qui servent d'isolation galvanique entre le circuit de commande et le circuit de puissance.

L'angle  $\alpha$  d'amorçage des thyristors du redresseur est commandé par le micro-contrôleur. Le micro-contrôleur envoie un mot de huit bits, ce mot sera

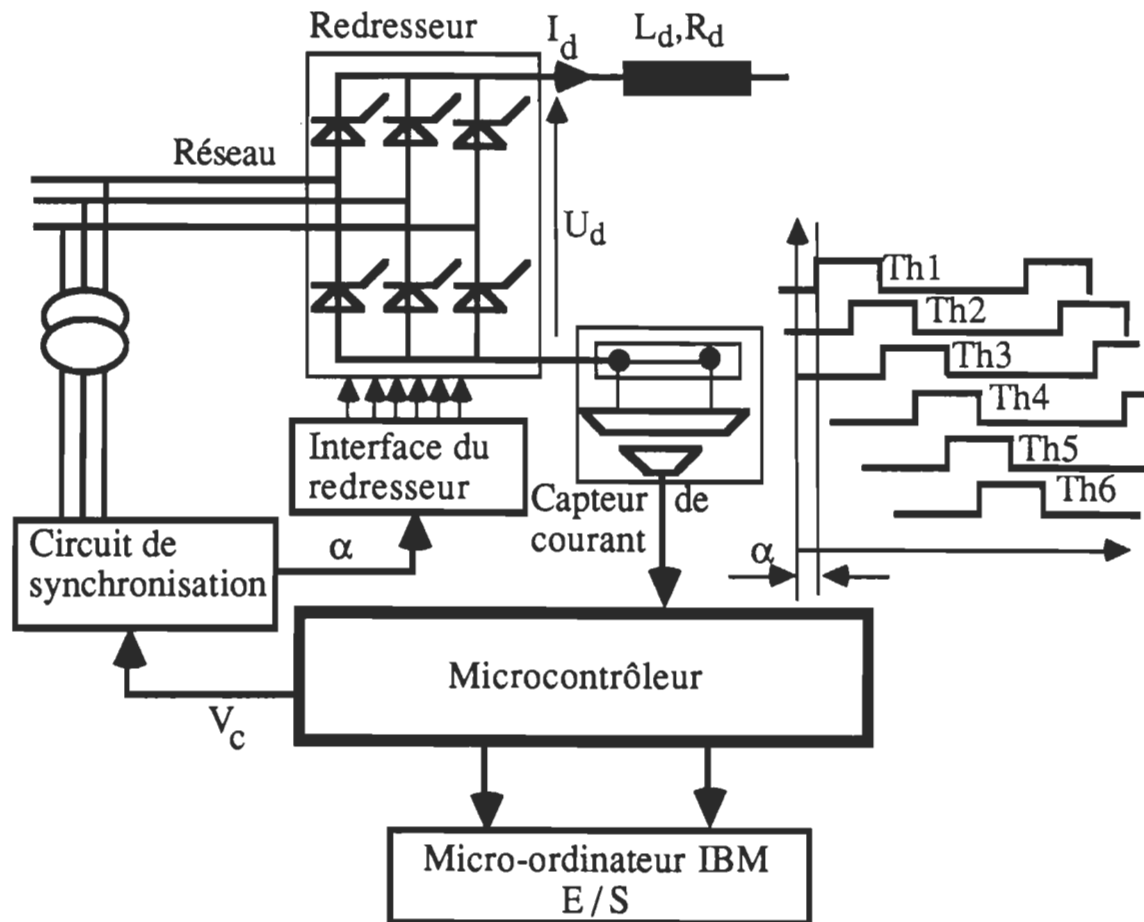


Figure 3.16 Circuit d'interface du redresseur

converti par un convertisseur N/A en une tension analogique qui commandera les trois TCA780 ( pin 11 ) de générer trois signaux synchronisés au réseau et décalés de  $\alpha$  degrés. Le mot de commande varie suivant la variation de la vitesse et le couple mécanique du moteur.

### **3.6.2 Circuit de génération d'impulsion**

On dispose de trois phases alternatives de 120 V (efficace) d'amplitude, décalées l'une de l'autre de  $120^\circ$ .

On utilise trois transformateurs monophasés abaisseurs de tensions 120/12.6V pour former un transformateur triphasé. Le primaire et le

secondaire sont montés en étoile. Le thyristor  $Th_1$  peut être amorcé quand la tension de la phase A est supérieure à la somme des deux autres tensions  $V_B + V_C$ ; cela correspond à un déphasage de  $30^\circ$  par rapport à la phase A. Il est donc possible de générer des signaux de synchronisation en se basant sur les tensions combinées comme  $V_{CA}$ ,  $V_{AB}$  et  $V_{BC}$  afin d'éviter des circuits de déphasage sur la carte, on présente à la figure 3.17 un circuit permettant la génération de ces tensions de synchronisation.

### **3.6.3 Capteur de courant**

La lecture des courants par le micro-calculateur nécessite un capteur dont le rôle est de convertir le courant en un signal utilisable (continu 0-2.65V) et aussi d'isoler galvaniquement la commande de la puissance. Dans la machine synchrone autopilotée, deux (parmi trois) variables de commande (le courant à l'entrée du commutateur et le courant d'inducteur) sont des courants continus. La détection de ces courants peut être réalisée par un capteur de courant à effet Hall ou par un shunt connecté à un amplificateur d'isolement. Nous avons adopté la deuxième solution pour notre montage expérimental.

Un convertisseur analogique digital **AD0804** 8bits convertit la tension analogique du capteur en une valeur numérique, cette dernière sera lue par le microprocesseur de la carte de contrôle (fig.3.18).

### **3.6.4 Circuit d'interface du commutateur de courant**

Les tensions ou les courants doivent avoir des fréquences correspondant instantanément aux vitesses angulaires électriques du rotor. Afin d'assurer le synchronisme des impulsions de commande du commutateur et de la tension d'alimentation de la machine synchrone, un capteur de position est fixé sur

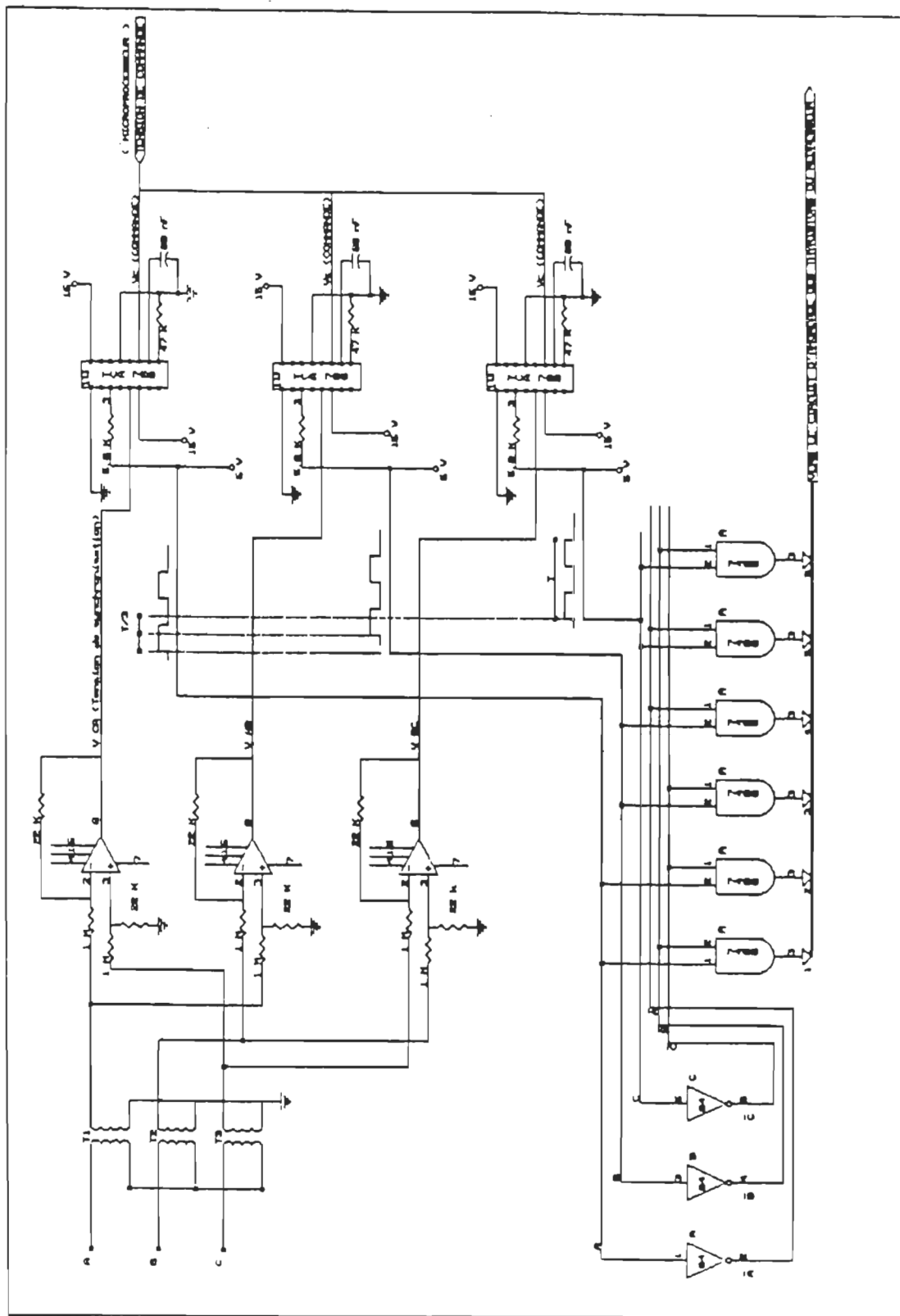


Figure 3.17 Circuit de génération d'impulsion et de synchronisation

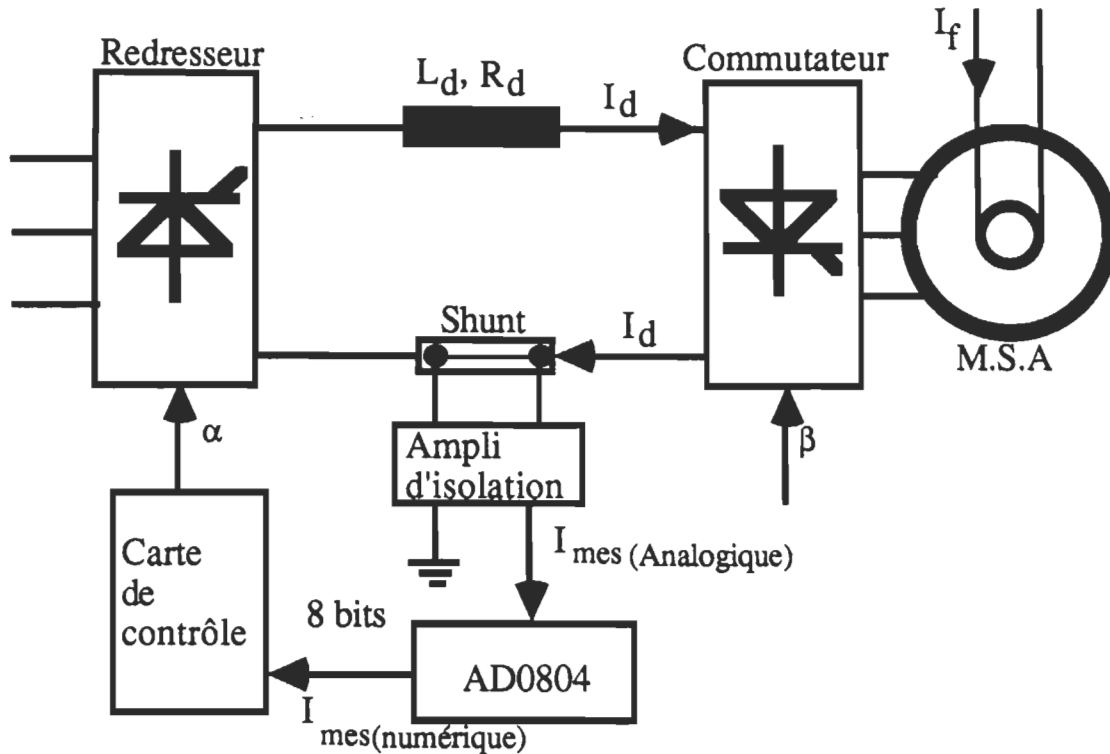


Figure 3.18 Schéma simplifié du capteur de courant du circuit intermédiaire du convertisseur de fréquence

l'arbre de la machine, et délivre des impulsions rigoureusement synchrones de la rotation de la machine. Le micro-contrôleur lit la position du rotor, et suivant cette dernière il commandera les deux thyristors correspondants. La figure 3.19 présente le commutateur avec la machine synchrone, le commutateur est commandé par un capteur optique de position afin d'avoir à tout moment le synchronisme des courants d'alimentation avec les forces électromotrices induites de la machine.

### **3.6.5 Capteur de position**

Afin d'assurer le synchronisme des impulsions de commande du



commutateur et de la tension d'alimentation de la machine, un capteur de position est fixé sur l'arbre de la machine et délivre des impulsions rigoureusement synchrones de la rotation de la machine. L'information issue de ce capteur, une fois traitée, fournit les ordres d'aiguillage des impulsions vers les gâchettes des thyristors du commutateur (fig.3.20). De cette façon, la fréquence des courants alimentant la machine est asservie à la vitesse de rotation conservant ainsi le synchronisme des champs tournants de l'inducteur et de l'induit, et leur phase à la position du capteur par rapport aux axes polaires de la machine. On peut varier cette phase en modifiant la position angulaire du

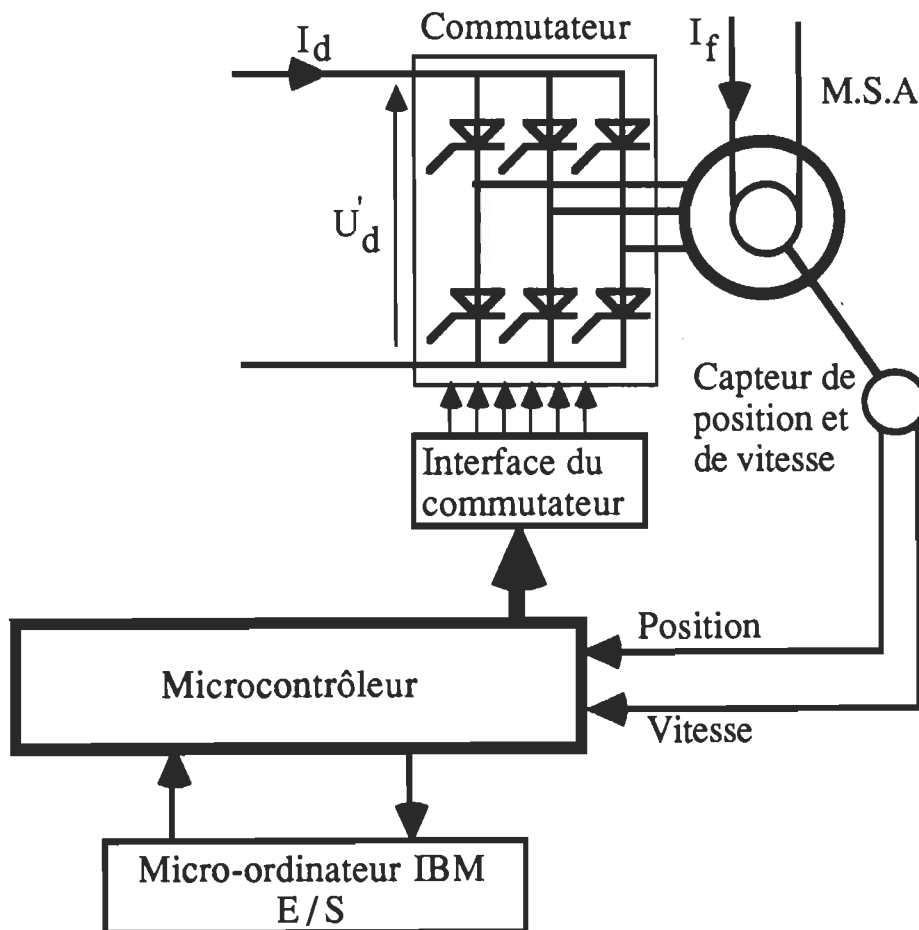


Figure 3.19 Circuit d'interface du commutateur

capteur ou plus simplement en décalant par un circuit logique adéquat les impulsions issues de ce capteur. On dit alors que la machine est autopilotée.

La figure 3.20 montre un capteur optique de position et les formes d'onde captées par ce dernier pour une machine à quatre pôles. Le capteur de position est composé d'un disque codé solidaire au rotor, et quatre détecteurs opto-électroniques fixés au stator. Le disque codé possède 256 dents sur sa circonférence et deux fentes en forme d'arc de  $90^\circ$  chacune. Chaque détecteur opto-électronique comprend une diode émettrice et un photo-transistor. Les trois détecteurs  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ , placés à  $60^\circ$  ( $120^\circ$  électriques) l'un de l'autre, captent les passages des deux fentes  $90^\circ$ . Le quatrième détecteur  $S_4$  détecte les dents de circonférence. Il en résulte trois signaux rectangulaires symétriques décalés de  $120^\circ$  l'un par rapport à l'autre, et un train d'impulsions de fréquence égale à 128 fois celle des trois signaux précédents. Ces quatre signaux sont utilisés pour élaborer la séquence de déclenchement des thyristors du commutateur.

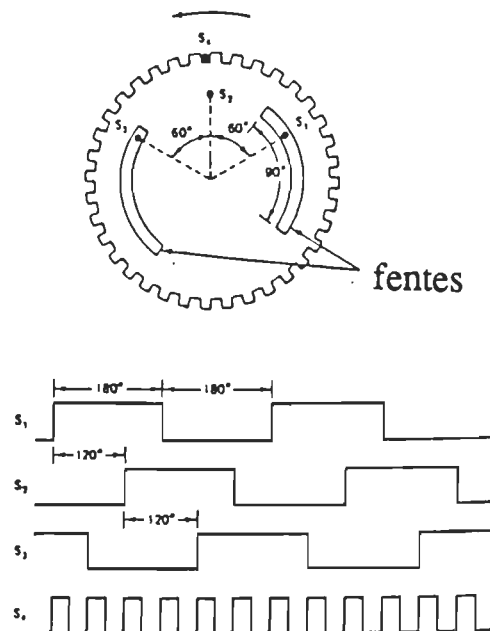


Figure 3.20 Capteur de position

### 3.6.6 Capteur de vitesse

Nous avons construit un capteur de vitesse (fig.3.21) qui est constitué par un monostable 74LS121, un filtre et enfin un convertisseur analogique digital AD0804. Le monostable avec le filtre nous permet d'avoir une tension à la sortie proportionnelle à la fréquence du rotor de la machine synchrone. Cette tension analogique sera convertie à l'aide du convertisseur AD0804 en une tension numérique qui sera transmise directement au microprocesseur de la carte de contrôle.

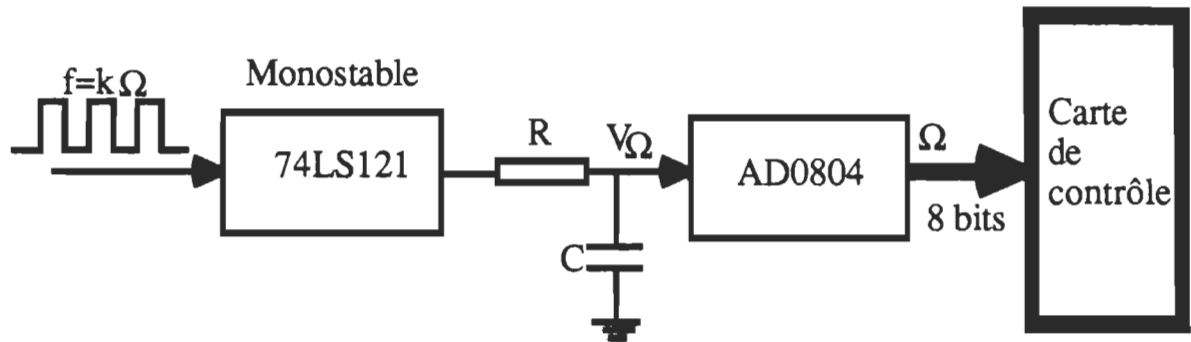
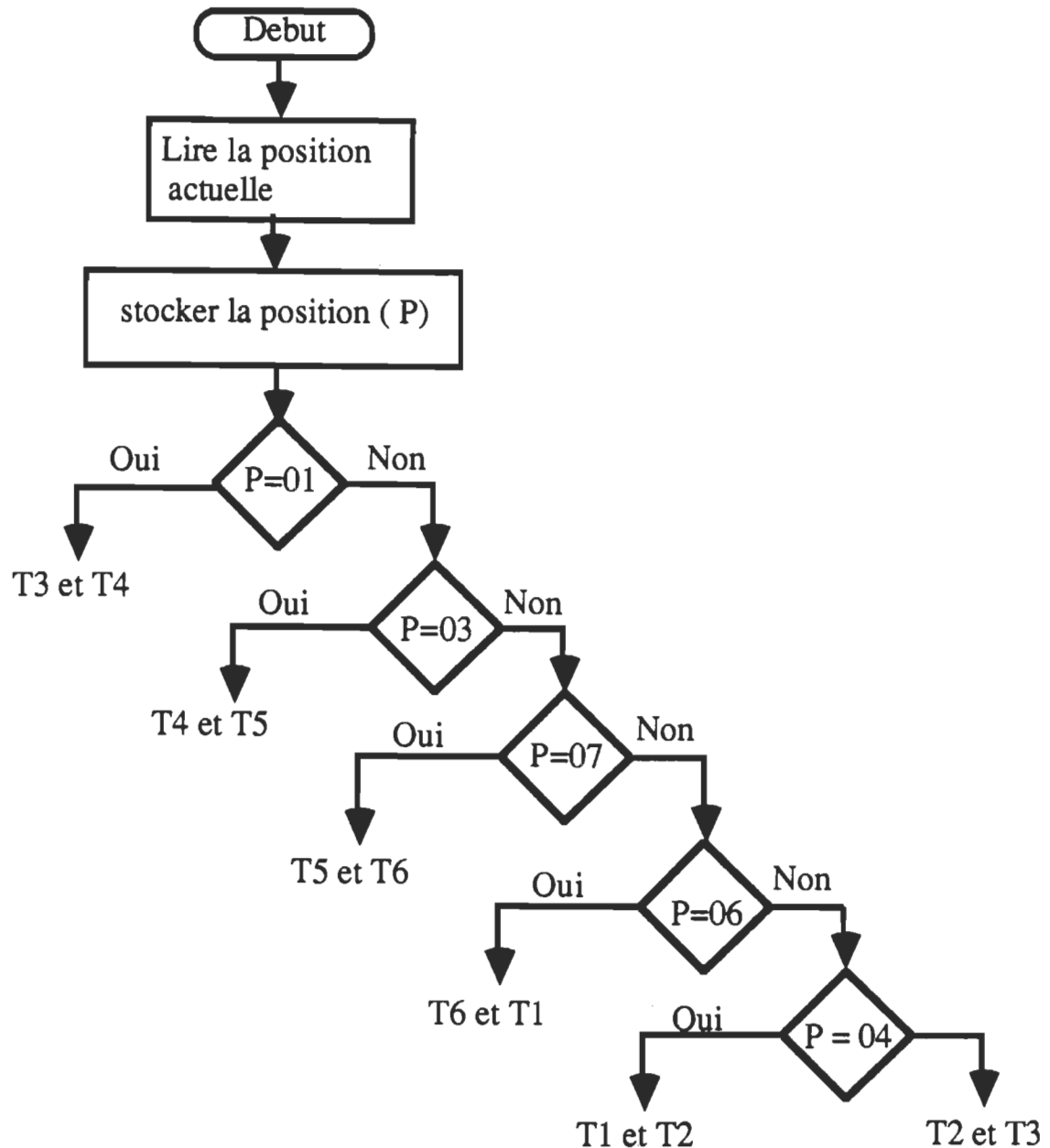


Figure 3.21 Schéma simplifié du capteur de vitesse

### 3.7 Algorithme d'amorçage du commutateur

Suivant la position détectée de la machine, on amorce les deux thyristors convenables afin d'avoir le couple maximum sur le rotor. L'algorithme suivant présente la méthode de la lecture de la position de la machine et l'amorçage des thyristors du commutateur par le microcalculateur.



Algorithme d'amorçage des thyristors du commutateur de courant

## Conclusion

Le micro-calculateur nous a permis d'avoir un assouplissement dans la commande de la machine synchrone autopilotée. Le démarrage, la régulation du courant, la régulation de vitesse et la commande du commutateur sont tous

gérés par notre carte de contrôle sans aucun problème. Notre carte de contrôle nous a facilité la manipulation de nos régulateurs, et elle a augmentée la possibilité de construire des régulateurs à base de fonctions mathématiques complexes comme celles de notre nouvelle loi de commande de vitesse, la loi polynômiale développée en détail dans le chapitre 4. Aussi on va voir dans la partie deux de ce chapitre les résultats pratiques du démarrage numérique de la machine, ainsi que le réglage numérique du courant intermédiaire du convertisseur de fréquence. Tout cela montre bien le bon fonctionnement de la carte de contrôle construite au laboratoire de recherche.

## 3.8 Démarrage de la machine synchrone autopilotée

### 3.8.1 INTRODUCTION

La commutation naturelle du commutateur alimentant le moteur synchrone autopiloté (fig.3.22) est utilisée pour des vitesses élevées, par contre, aux basses vitesses la commutation est faite par la pulsation du courant dans le circuit intermédiaire [17],[5],[6],[12],.

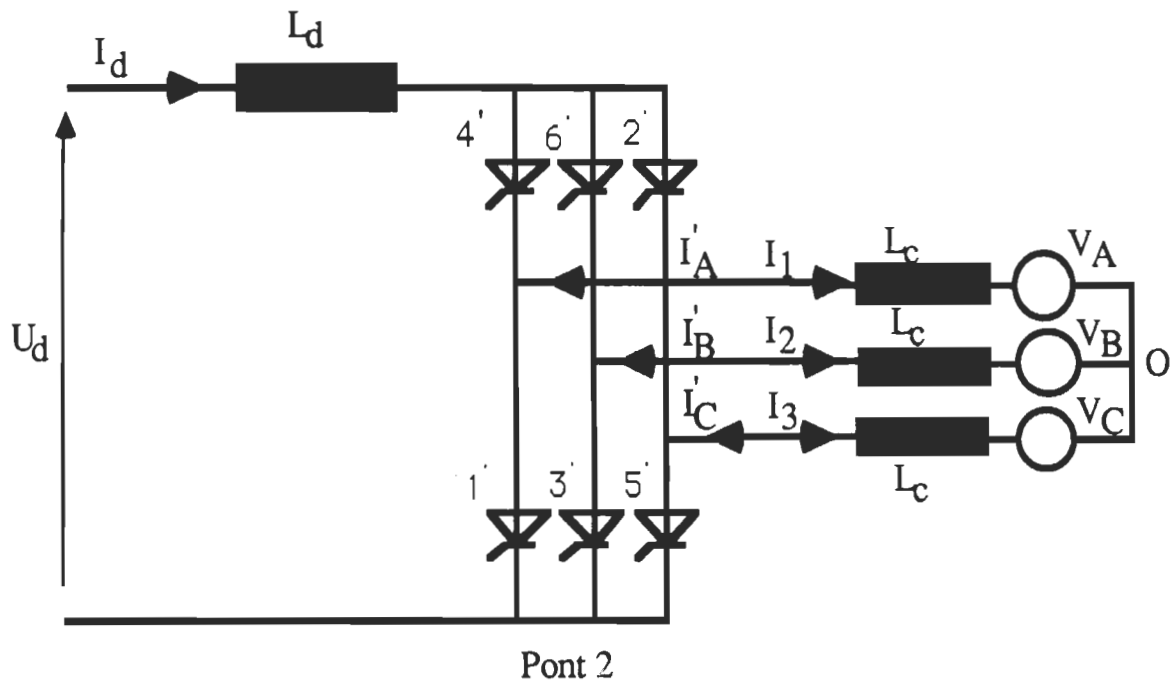


Figure 3.22 Schéma de principe de l'ensemble convertisseur côté machine et le moteur synchrone

En dessous d'une certaine vitesse (environ 10% de la vitesse nominale), les f.e.m. induites dans les enroulements sont insuffisantes pour provoquer l'enclenchement de la commutation des thyristors du commutateur de courant (pont 2) [5],[6]. Pour le démarrage à partir de l'arrêt jusqu'au domaine de vitesse garantissant un fonctionnement normal, il faut prendre des mesures particulières.

On pourrait alors utiliser le pont 2 en onduleur autonome ce qui

supposerait la présence de circuit de blocage pour tous les thyristors.

On peut aussi provoquer l'enclenchement et le déclenchement des thyristors du pont 2 en agissant sur la tension  $U_d$  produite par le pont 1.

Cette méthode est caractérisée par la pulsation du courant au circuit intermédiaire. Dans ce cas, on a qu'à intervenir sur le mode de contrôle du convertisseur de courant commuté par le réseau d'alimentation. On évite le phénomène d'empiétement dans le commutateur de courant en bloquant le courant continu  $I_d$  au circuit intermédiaire, juste avant le passage du courant statorique d'une phase à une autre. Dans ce but, le convertisseur de courant (pont 1), commuté par le réseau d'alimentation, doit être commandé en régime onduleur.

Le courant dans le circuit intermédiaire diminue rapidement et par conséquent, le courant statorique diminue également.

Tous les thyristors du commutateur se bloquent à l'instant où les courants s'annulent. Après un petit laps de temps sans courant, garantissant le blocage des thyristors, on augmente de nouveau le courant  $I_d$  au circuit intermédiaire en allumant simultanément les thyristors du commutateur correspondant aux phases statoriques qui doivent conduire le courant.

### **3.8.2 Démarrage du moteur synchrone autopiloté**

On va étudier le fonctionnement d'un moteur dont les fondamentaux des décompositions harmoniques des courants circulant dans les enroulements A, B, C du moteur sont en phase avec les tensions simples  $V_A, V_B, V_C$ , ce fonctionnement au couple mécanique de moment maximal (à tension et intensité fixe ); ce qui est souhaitable durant le démarrage. Ce fonctionnement suppose donc que les thyristors du pont 2 soient commandés avec un retard:

$\alpha = \pi + \phi = 180^\circ$  car ( $\phi = 0$ ) sur l'amorçage naturel d'où amorçage du thyristor Th1' à l'instant:  $t_1 = t_0 + T/2$  (si  $t_0$  est l'instant d'amorçage naturel théorique de Th1'); (voir figure 3.23).

La figure 3.23 représente l'évolution des courants dans les trois phases de la machine synchrone autopilotée. On n'a plus à se poser le problème de l'angle de garde qui limite le retard maximal à l'amorçage dans la mesure où il n'y a plus commutation entre les thyristors. A l'instant  $t_1$  où on commande les thyristors Th1' et Th6', aucun thyristor n'est en service et Th1' et Th6' sont en série sous la tension:

$$U_d + V_B - V_A = U_d - U_{BA} \quad (3.1)$$

Ces thyristors s'enclencheront si  $U_d > U_{BA}$  (et si les impulsions de commande sont suffisantes et simultanées ).

A l'instant  $t_2$  on désire bloquer les thyristors Th1' et Th6' en appliquant grâce au pont 1 une tension  $u_2$  négative (pont 1 utilisé en onduleur); la loi des mailles donne alors :

comme,

$$i = i_d = -i_{B'} = i_{A'} \quad (3.2)$$

$$u_2 = L_d \frac{di}{dt} + L_c \frac{di}{dt} + V_B - V_A + L_c \frac{di}{dt} = u_{BA} + (L_d + 2L_c) \frac{di}{dt} \quad (3.3)$$

D'où

$$(L_d + 2L_c) \frac{di}{dt} = u_2 - u_{BA} = u_2 + u_{AB} \quad (3.4)$$

Si on admet que la durée du blocage de Th1' et Th6' est assez courte pour que  $u_2 + u_{AB}$  puisse être considérée comme constante.

on a :



$$\frac{di}{dt} = \frac{u_2 + u_{AB}}{L_d + 2L_c}$$

D'où

$$i = \frac{u_2 + u_{AB}}{L_d + 2L_c} t + K \quad (3.5)$$

pour  $t = t_2$ , on a  $i = I_d$ ,

$$K = I_d - \frac{1}{L_d + 2L_c} (u_2 + u_{AB}) t_2$$

Donc

$$i = \frac{u_2 + u_{AB}}{L_d + 2L_c} (t - t_2) + I_d \quad (3.6)$$

le blocage sera obtenu à l'instant  $t_2' = t_2 + t_b$  ( $t_b$  est la durée du blocage)

tel que:  $i(t_2') = 0$

d'où

$$t_b = t_2' - t_2 = \frac{(L_d + 2L_c)I_d}{u_2 + u_{AB}} \quad (3.7)$$

la durée du blocage sera donc d'autant plus courte que  $u_2$  sera grande en valeur absolue ( $u_2$  est négative); en commandant le pont 1 avec un retard  $\alpha = \pi = 180^\circ$  (en supposant résolus les problèmes de commutation), on a

$$u_2 = 2.34 V_1 \cos \alpha = -2.34 V_1 \quad (3.8)$$

par ailleurs, au voisinage de  $t_2 = t_1 + T/6$  on a

$$u_{AB} = V\sqrt{6} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{3V}{\sqrt{2}}$$

D'où

$$t_b = \frac{(L_d + 2L_c)I_d}{2.34 V_1 + 2.12 V} \quad (3.9)$$

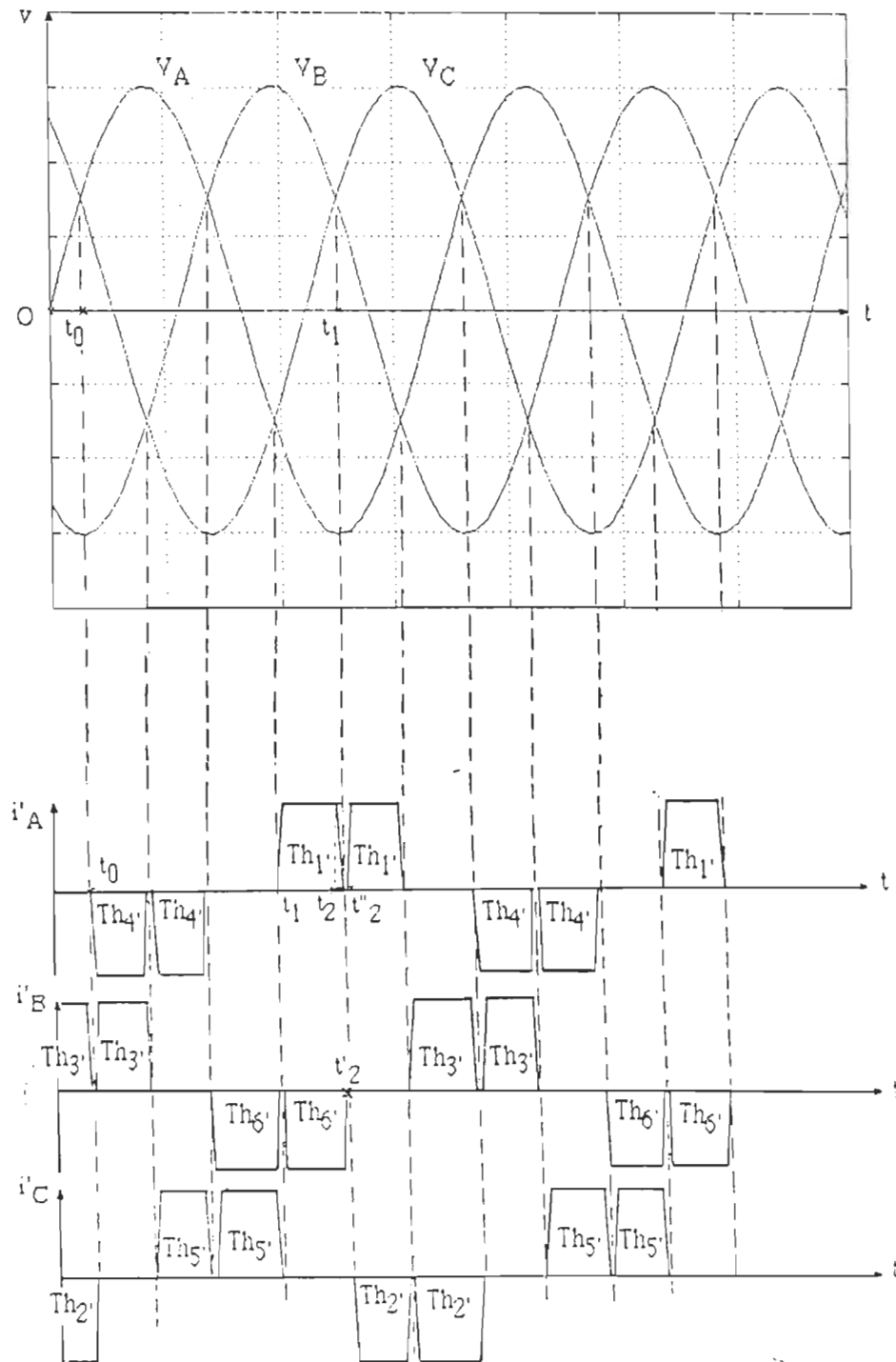


Figure 3.23 Formes d'ondes des courants lors du démarrage du moteur

Si  $L = L_d = 30 \text{ mH}$ ,  $L_c = 1.076 \text{ mH}$ ,  $V_1 = 110\text{V}$   $\Omega_d = (1/10) \Omega_n =$   
 $180 \text{ tr/mn}$

$$V = (1/10)V_1 = 11\text{V}$$

si  $i$  est voisin de  $i_{no}$

d'où pour  $I_d = 10\text{A}$  on a

$$t_b = 1.145 \text{ ms}$$

Cette durée est bien négligeable devant la période des tensions et courants du moteur puisqu'à  $\Omega_d = (1/10) \Omega_n$ ,  $T_2 = 10 T_n = (10/60)\text{s} = 166.66 \text{ ms}$ . Elle est aussi petite devant la période des tensions d'alimentation du pont 1,  $T_1 = 16 \text{ ms}$ , et on peut admettre que  $u_2$  varie peu durant le blocage. Les deux thyristors doivent rester bloqués pendant une durée supérieure à leur  $t_q$  (durée de recouvrement) pour que  $\text{Th6}'$  ne se réamorçe pas lorsque le pont 2 est à nouveau alimenté sous tension  $u$  positive (et  $\text{Th1}'$  reenclenché).

A l'instant  $t_2'' = t_1 + T_2/6$ , on remet le pont 2 sous tension  $u$  positive tandis que les thyristors  $\text{Th1}'$  et  $\text{Th2}'$  reçoivent des signaux de commande. Alors, la maille empruntée par le courant  $i$  est telle que:

$$i_C' = -i, i_A' = i$$

$$u_2' = L_d \frac{di}{dt} + L_c \frac{di}{dt} + V_C - V_A + L_c \frac{di}{dt} = U_{CA} + (L_d + 2L_c) \frac{di}{dt} \quad (3.10)$$

D'où

$$\frac{di}{dt} = \frac{u_2' - U_{CA}}{L_d + 2L_c} \quad \text{et} \quad i = \frac{u_2' - U_{CA}}{L_d + 2L_c} t + K \quad (3.11)$$

Si on fait à nouveau l'hypothèse que la durée d'enclenchement est faible devant la période et que par conséquent  $u_2' = U_{CA} = \text{cte}$ . En tenant compte des conditions initiales:

à  $t_2''$   $i = 0$  il vient que :

$$i = \frac{u_2' - U_{CA}}{L_d + 2L_c} (t - t_2'') \quad (3.12)$$

l'amorçage sera terminé à l'instant  $t_2''' = t_2'' + t_e$  tel que  $i = I_d$

d'où la durée d'enclenchement  $t_e$

$$t_e = t_2''' - t_2'' = \frac{(L_d + 2L_c) I_d}{u_2' - U_{CA}} \quad (3.13)$$

Pour avoir un enclenchement rapide, il faut que  $u_2$ , soit maximale; à l'enclenchement, on commandera le pont 1 avec un retard  $\alpha = 0$ . Alors

$$u_2' = 2.34 V_1$$

et comme à l'instant  $t_2''$  on a

$$U_{CA} = V\sqrt{6} \frac{\sqrt{3}}{2} = 2.12 V$$

la durée de l'enclenchement est:

$$t_e = \frac{(L_d + 2L_c) I_d}{2.34 V_1 - 2.12 V} \quad (3.14)$$

$$L_d + 2L_c = 32.15 \text{ mH}, \quad V_1 = 110V, \quad V = V_1/10 \text{ (à } \Omega_n/10 \text{)}$$

d'où pour  $I_d = 10 A$

$$t_e = 1.37 \text{ ms}$$

Les durées d'enclenchement et de blocage sont bien très petites devant la période ( $T_2 = 166 \text{ ms}$   $f = 6 \text{ Hz}$ ) des tensions et courants des moteurs; les intensités varient pratiquement linéairement durant ces régimes transitoires. D'où l'allure des courants ( fig.3.23).

### **3.9 Algorithme de démarrage pour la machine synchrone autopilotée**

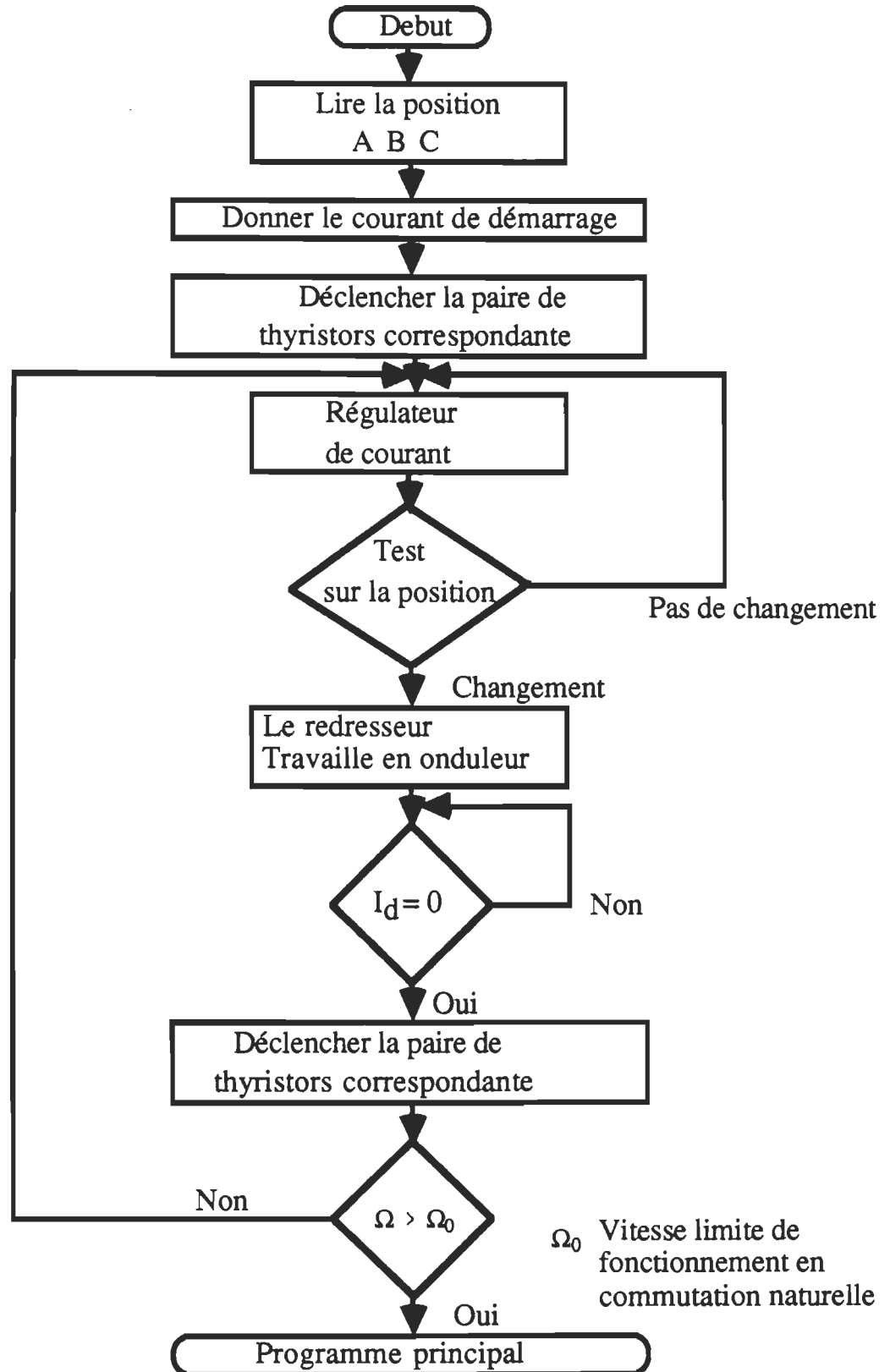
L'algorithme suivant présente la méthode de démarrage de la machine synchrone autopilotée. Le micro-calculateur lit la position du rotor de la machine, le courant dans le circuit intermédiaire du convertisseur de fréquence et la vitesse. Après les avoir traités il donne la valeur de l'angle  $\alpha$  au circuit d'interface du redresseur et l'ordre de déclenchement de la paire de thyristors correspondante dans le commutateur (pont 2). Cette séquence reste en exécution tant que le moteur synchrone n'a pas dépassé la vitesse critique de démarrage. Une fois qu'on dépasse cette dernière le micro-calculateur passe au programme principal pour le contrôle de la vitesse. Il contrôle aussi le courant dans le circuit intermédiaire. Le micro-calculateur commande le convertisseur côté réseau dans les deux modes, soit comme redresseur ou comme onduleur suivant le cas. Pour plus de détails concernant le programme de démarrage voir l'annexe B.

### **3.10 Démarrage par la méthode de discontinuité du courant intermédiaire**

#### **3.10.1 Description de la méthode**

Aux basses vitesses, la tension moyenne redressée est faible, et par conséquent la tension de sortie du convertisseur (pont 1) contient des ondulations six fois la fréquence d'alimentation [17],[16]. Sans la bobine de lissage la tension ondulée sera directement appliquée aux deux phases de la machine à travers deux thyristors du commutateur (pont 2) fig.3.24.

L'inductance équivalente du circuit sera égale  $2L_c$  et le courant discontinu aura une valeur moyenne très grande. Si le courant intermédiaire est intermittent et a une fréquence de pulsation six fois la fréquence d'alimentation, alors tout le mécanisme du commutateur (pont 2) se polarise en inverse avec la même fréquence.



Algorithme général de démarrage et d'asservissement du courant et de vitesse

Par conséquent, le changement de la configuration d'amorçage sera fait automatiquement lors du changement dans la conduction dans la prochaine ondulation, sans changer le mode d'opération du (pont 1), ou capter l'annulation de courant.

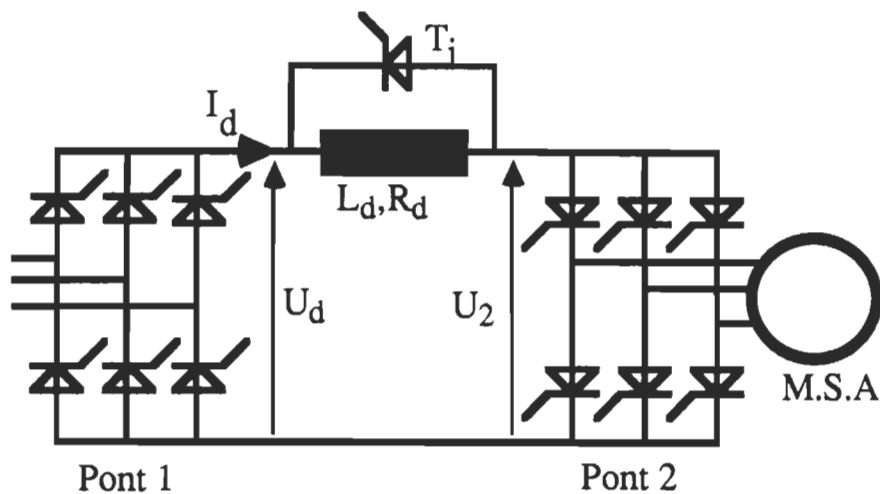


Figure 3.24 Schéma de principe de démarrage par discontinuité de courant

La conduction peut être approchée par:

Si le thyristor  $T_i$  (fig.3.24) est continuellement amorcé pendant la période de démarrage, la bobine de lissage protège la machine contre la montée rapide du courant moyen intermédiaire, mais elle a peu d'effet sur l'ondulation de la valeur moyenne du courant permanent. Puisque le courant dans l'induit oscille à haute fréquence, le couple sera affecté par la même oscillation.

La valeur moyenne du courant détermine la moyenne du couple produit durant une configuration de conduction.

Remarque: Il y a une limite pour le courant moyen dans la méthode de discontinuité de courant, qui dépend des paramètres de la machine et les conditions d'opération.

### 3.10.2 Analyse de l'ondulation de courant

Le circuit de la figure 3.24 peut être approximé par le circuit de la figure 3.25 dans le cas où la fréquence d'induit de la machine est très inférieure à la fréquence d'alimentation et  $T_i$  continuellement amorçé lors de démarrage.

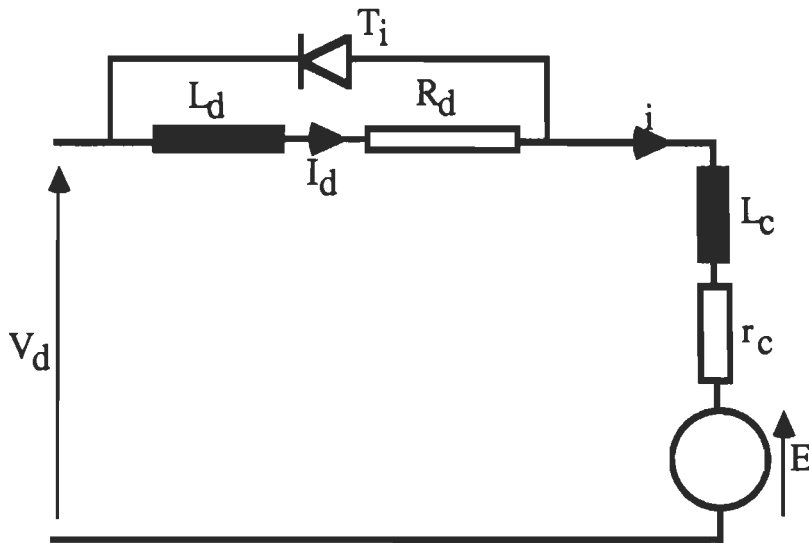


Figure 3.25 Schéma du circuit équivalent lors de démarrage

- $L_d$ : Inductance de la bobine de lissage
- $R_d$ : Résistance de la bobine de lissage
- $L_c$ : L'inductance subtransitoire par phase
- $r_c$ : Résistance effective par phase de l'induit
- $E$ : F.E.M. de la machine  
 $E$  est considérée constante lors de démarrage  
 ( elle varie tous les  $60^\circ$  électrique du rotor )
- $V_d$ : La tension de sortie du redresseur (pont 1)  
 ( elle varie avec l'angle de retard d'amorçage du pont 1 :  $\alpha$  )



$$r_c \ll R_d$$

Considérons que le chevauchement dans le convertisseur d'alimentation est négligeable. Alors  $V_d = V \cos(\omega t + \alpha - \pi/6)$  pour  $0 < \omega t < \pi/3$

$V$ : Tension maximale entre ligne de l'alimentation  $V = \sqrt{2} V_L$ ,  $\omega = 2 \Pi . f$

Dans la condition de régime permanent, et en considérant le courant  $i$  intermittent le schéma présenté par la figure 3.26 peut être présentatif du mécanisme de démarrage.

Posons  $\theta = \omega t$

à  $\theta = 0$ ,  $i = 0$  le courant  $I_d$  circule dans le thyristor de roue libre .

et la tension  $V_d - E$  sera appliquée à l'inductance  $2L_c$ , qui causera l'augmentation rapide du courant  $i$ .

à  $\theta = \beta$ ,  $i$  devient égal à  $I_d$ , le thyristor  $T_i$  bloque, et l'inductance  $L_d$  s'oppose à une davantage augmentation du courant  $i$ .

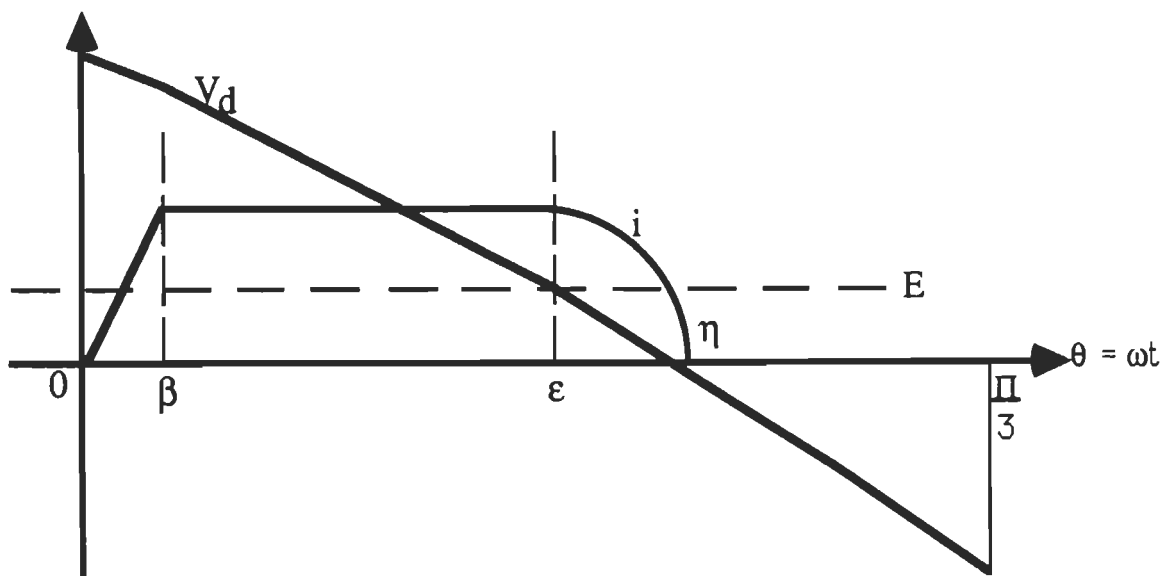


Figure 3.26 Évolution de la tension  $V_d$  et du courant  $i$

à  $\theta = \varepsilon$ , la tension aux bornes du thyristor  $T_1$  s'inverse, il conduira de nouveau, et le courant  $i$  diminue .

à  $\theta = \eta$ , le courant  $i$  s'annule

Avec  $\eta < \pi / 3$  ( pour un courant discontinu ).

Dans la plupart des cas on a  $L_d \gg 2L_c$  et la constante de temps

$(L_d / R_d) \gg 1 / (6f)$

Ainsi la variation de courant intermédiaire devient petite devant l'amplitude d'ondulation et on peut considérer que le courant dans la bobine de lissage a une valeur constante  $I_d$ .

D'où pour  $0 \leq \theta \leq \beta$

$$V_d - E = 2L_c \frac{di}{dt} = \omega 2L_c \frac{di}{dq} \quad (3.15)$$

or  $i = 0$  à  $\theta = 0$

$$i = \int_{\theta=0}^{\theta=\beta} \frac{V_d - E}{\omega 2L_c} d\theta = \frac{1}{\omega 2L_c} [ V \sin(\theta + \alpha - \frac{\pi}{6}) - E \theta ]_{\theta=0}^{\theta=\beta}$$

$$i = \frac{1}{\omega 2L_c} [ \sin(\theta + \alpha - \frac{\pi}{6}) - \sin(\alpha - \frac{\pi}{6}) - \frac{E}{V} \theta ] \quad (3.16)$$

**Pour**  $\beta \leq \theta \leq \varepsilon$

$$i = I_d \quad (3.17)$$

**Pour**  $\varepsilon \leq \theta \leq \eta$

$$V_d - E = 2L_c \frac{di}{dt} = \omega 2L_c \frac{di}{dq}$$

Sachant que  $i = I_d$  à  $\theta = \varepsilon$ ,

la solution de l'équation différentielle donne:

$$i = I_d + \frac{V}{\omega 2L_c} \left[ \sin\left(\theta + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{E}{V} (\theta - \varepsilon) \right] \quad (3.18)$$

Pour les grandeurs suivantes  $V$ ,  $\omega L_c$ ,  $E$  et  $I_d$  données on peut solutionner les équations (3.16) et (3.18).

à  $\theta = \varepsilon$ , le thyristor  $T_i$  cesse de bloquer,  $i = I_d = \text{constant}$ ,

cela correspond à  $V_d - E < 0$  d'où

$$V \cos\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - E = 0 \quad (3.19)$$

L'énergie consommée par la résistance  $R_d$  en une période d'ondulation est égale:

$$I_d^2 R_d \left(\frac{\pi}{3\omega}\right)$$

Cette énergie peut être consommée durant l'intervalle  $\beta < \theta < \varepsilon$  quand le thyristor  $T_i$  est bloqué.

Ainsi:

$$\int_{\omega t = \beta}^{\omega t = \varepsilon} (V - E) I_d dt = I_d^2 R_d \frac{\pi}{3\omega}$$

$$V \left[ \sin\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\beta + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{E}{V} (\varepsilon - \beta) \right] = I_d R_d \frac{\pi}{3\omega} \quad (3.20)$$

En combinant les équations suivantes (3.16), (3.18), (3.19) et (3.20) on trouve :

**1°)**

De l'équation (3.19) on a

$$\cos\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) = \frac{E}{V}$$

En posant

$$e = \frac{E}{V}$$

d'où

$$\varepsilon = \cos^{-1}(e) - \alpha + \frac{\pi}{6} \quad (3.21)$$

2°)

à  $\theta = \varepsilon$ ,  $i = I_d$  et de l'équation (1) on trouve

$$I_d = \frac{V}{\omega 2L_c} \left[ \sin\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{E}{V} \varepsilon \right]$$

$$e \varepsilon = \sin\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{\omega 2L_c}{V} I_d$$

en posant

$$a = \frac{\omega 2L_c}{V} I_d$$

et de (3) on tire

$$\sin\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) = \sqrt{1 - \cos^2\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right)} = \sqrt{1 - e^2}$$

d'où

$$e \varepsilon = \sqrt{1 - e^2} - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - a \quad (3.22)$$

3°)

De l'équation (3.20) on trouve:

$$e \beta = \frac{\pi R_d I_d}{3 V} + e \varepsilon - \sin\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(\beta + \alpha - \frac{\pi}{6}\right)$$

or

$$e \varepsilon - \sin\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) = -\sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{\omega 2L_c}{V} I_d$$

d'où

$$e \beta = \sin\left(\beta + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) + \frac{\pi R_d I_d}{3 V} - \frac{\omega 2L_c}{V} I_d$$

en posant

$$b = \frac{\pi R_d}{3 \omega 2L_c}$$

d'où

$$e \beta = \sin\left(\beta + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - a(1 - b) \quad (3.23)$$

4<sup>o</sup> )

à  $\theta = \eta$ ,  $i = 0$ , et de l'équation (3.18) on tire

$$0 = I_d + \frac{V}{\omega 2L_c} \left[ \sin\left(\eta + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{E}{V} (\eta - \varepsilon) \right]$$

d'où

$$\frac{E}{V} \eta = \frac{\omega 2L_c}{V} I_d + \sin\left(\eta + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) + \frac{E}{V} \varepsilon$$

Sachant que

$$e \varepsilon - \sin\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) = -\sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - a$$

d'où

$$e \eta = \sin\left(\eta + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) \quad (3.24)$$

Avec les paramètres a, b et e donnés, les équations (3.16) et (3.18) peuvent être résolues par une méthode d'itération pour  $\alpha$  et  $\varepsilon$ ; en donnant  $\alpha = \Pi/2$  comme valeur initiale de démarrage.

Avec  $\alpha$  connue, les équations (3.23) et (3.24) peuvent être résolues par une méthode itérative pour  $\beta$  et  $\eta$  successivement.

### 3.10.3 Calcul de la valeur moyenne du courant i

La valeur moyenne de i peut être obtenue par intégration de la forme d'onde du courant de la figure 3.26. Elle sera donnée par :

$$i_{\text{moy}} = te_1 + te_2 + te_3 \quad (3.25)$$

a) **te1**

$$te_1 = \frac{3}{\pi} \int_0^{\beta} \frac{V}{\omega 2L_c} \left[ \sin\left(\theta + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{E}{V} \theta \right] d\theta$$

$$= \frac{3}{\pi} \frac{V}{\omega 2L_c} \left[ -\cos\left(\theta + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \theta \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{E}{V} \frac{\theta^2}{2} \right]_0^{\beta}$$

$$te1 = \frac{3}{\pi} \frac{V}{\omega 2L_c} \left[ -\cos\left(\beta + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \beta \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{E}{V} \frac{\beta^2}{2} + \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (3.26)$$

b) **te 2**

$$te2 = \frac{3}{\pi} \int_{\beta}^{\varepsilon} I_d d\theta = \frac{3}{\pi} I_d (\varepsilon - \beta) \frac{V}{\omega L_c} \frac{\omega 2L_c}{V} \quad (3.27)$$

c) **te 3**

$$\begin{aligned} te3 &= \frac{3}{\pi} \int_{\varepsilon}^{\eta} \left( I_d + \frac{V}{\omega 2L_c} \left[ \sin\left(\theta + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \sin\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{E}{V} \theta + \frac{E}{V} \varepsilon \right] \right) d\theta \\ &= \frac{3}{\pi} \left( I_d (\eta - \varepsilon) \frac{V}{\omega L_c} \frac{\omega 2L_c}{V} + \right. \\ &\quad \left. \frac{V}{\omega L_c} \left[ -\cos\left(\theta + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \theta \sin\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{E}{V} \frac{\theta^2}{2} + \frac{E}{V} \varepsilon \theta \right]_{\varepsilon}^{\eta} \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} te3 &= \frac{3}{\pi} \frac{V}{\omega L_c} \left( I_d \frac{V}{\omega L_c} (\eta - \varepsilon) - \cos\left(\eta + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \eta \sin\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \right. \\ &\quad \left. \frac{E}{V} \frac{\eta^2}{2} + \frac{E}{V} \varepsilon \eta + \cos\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) + \right. \\ &\quad \left. \varepsilon \sin\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) + \frac{E}{V} \frac{\varepsilon^2}{2} - \frac{E}{V} \varepsilon^2 \right) \quad (3.28) \end{aligned}$$

d'où de (3.25) on trouve :

$$\begin{aligned} I_{moy} &= \frac{3}{\pi} \frac{V}{\omega L_c} \left( a (\eta - \beta) - \frac{e}{2} (\beta^2 + \eta^2 + \varepsilon^2 - \eta\varepsilon) + \right. \\ &\quad \left. \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\beta + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\eta + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \right. \\ &\quad \left. \beta \sin\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - (\eta - \varepsilon) \sin\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) \right) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} I_{moy} &= \frac{3}{\pi} \frac{V}{\omega L_c} \left( a (\eta - \beta) - \frac{e}{2} (\beta^2 + (\eta - \varepsilon)^2) + e + \right. \\ &\quad \left. \cos\left(\alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\beta + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(\eta + \alpha - \frac{\pi}{6}\right) - \right. \end{aligned}$$

$$\beta \sin \left( \alpha - \frac{\pi}{6} \right) - (\eta - \varepsilon) \sin \left( \varepsilon + \alpha - \frac{\pi}{6} \right) \quad (3.29)$$

### **3.11 Résultats pratiques de démarrage**

La figure 3.27 (a) représente la tension  $U_d$  et le courant  $I_d$  dans le circuit intermédiaire lors du démarrage numérique du moteur, la vitesse cible est de 185tr/mn. La figure 3.27 (b) représente le couple ( $U_d, I_d$ ) à une vitesse cible de 295tr/mn et enfin la figure 3.27 (c) représente la tension redressée  $U_d$  et le courant  $I_d$  à une vitesse cible de 455tr/mn pour tester le bon fonctionnement de la carte de contrôle dans des situations difficiles. La figure 3.27 (d) donne l'allure de la tension de commande  $V_{com}$  générée par le microprocesseur pour le contrôle de la tension  $U_d$  lors de démarrage à une vitesse cible de 240tr/mn. Même chose pour la figure 3.27 (e) qui donne la relation entre la tension de commande  $V_{com}$  et le courant redressé  $I_d$ . La figure 3.27 (f) donne le bon fonctionnement de la carte de commande pour une vitesse cible de démarrage de 585tr/mn ce qui montre la rapidité et la souplesse du programme de démarrage.

Les figures 3.27 (g) et 3.27 (h) montrent bien le courant dans une phase de la machine et la tension de commande pour respectivement une vitesse cible de démarrage de 240tr/mn et une vitesse de 415tr/mn. La figure 3.27 (i) donne la tension  $U_d$  et le courant  $I_d$  pour une vitesse cible de démarrage de 618tr/mn et une charge sur le moteur de 2A. Enfin la figure 3.27 (j) donne les formes d'ondes de la tension de commande  $V_{com}$  générée par le microprocesseur et la tension triangulaire générée par le circuit de synchronisation avec le réseau d'alimentation.

23: 33: 13 90 Aug 17

23: 21: 25 90 Aug 17



Figure 3.27 (a) La tension  $U_d$  et le courant  $I_d$  lors de démarrage numérique ( $\Omega_r = 185$  tr/mn)

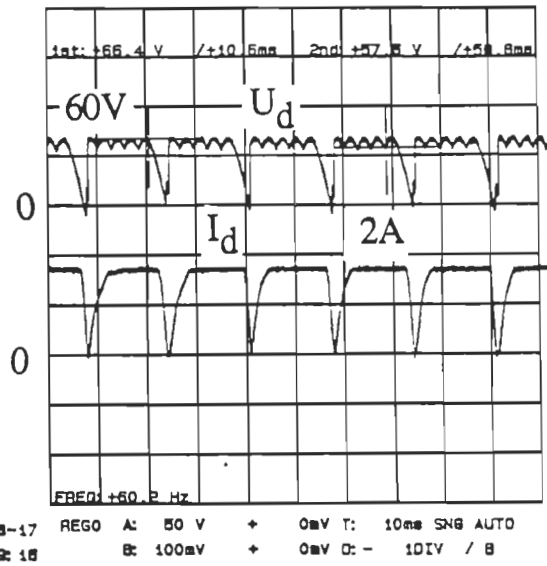


Figure 3.27 (b) La tension  $U_d$  et le courant  $I_d$  lors de démarrage numérique ( $\Omega_r = 295$  tr/mn)

23: 47: 08 90 Aug 17

00: 21: 18 90 Aug 18

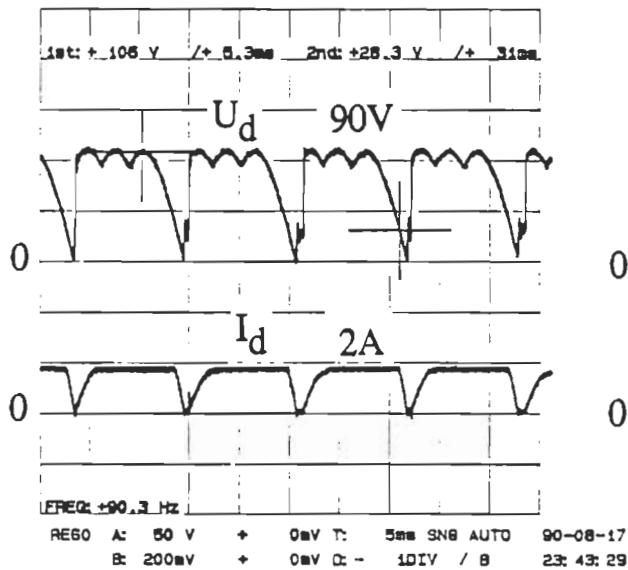


Figure 3.27 (c) La tension  $U_d$  et le courant  $I_d$  lors de démarrage numérique ( $\Omega_r = 455$  tr/mn)

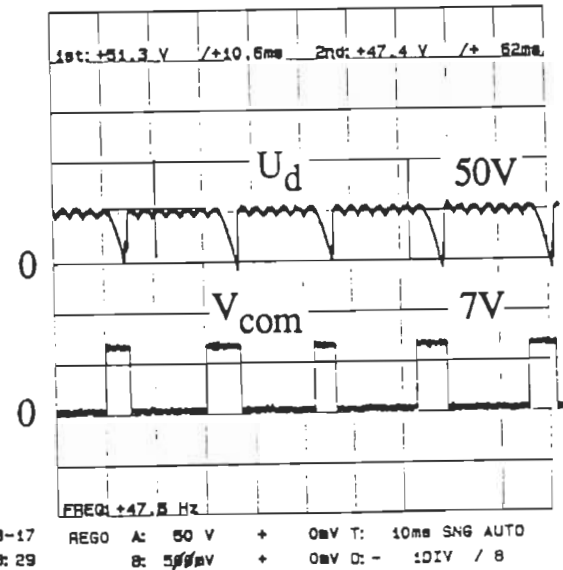


Figure 3.27 (d) La tension de commande  $V_{com}$  et la tension  $U_d$  lors de démarrage numérique ( $\Omega_r = 240$  tr/mn)



00:32:12 90 Aug 18

01:12:47 90 Aug 18

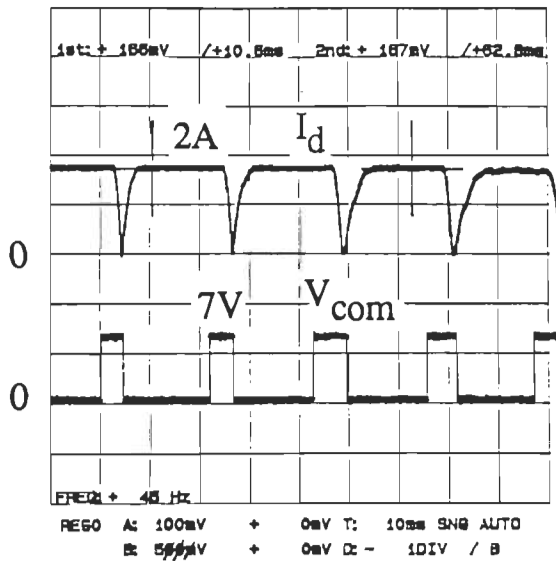


Figure 3.27 (e) La tension de commande  $V_{com}$  et le courant redressé  $I_D$  ( $\Omega_T = 240$  tr/mn)

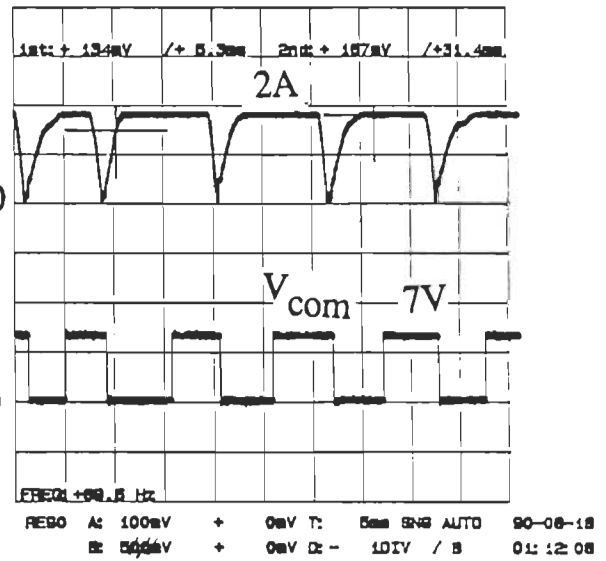


Figure 3.27 (f) La tension de commande  $V_{com}$  et le courant redressé  $I_D$  ( $\Omega_T = 585$  tr/mn)

00:42:38 90 Aug 18

00:50:02 90 Aug 18

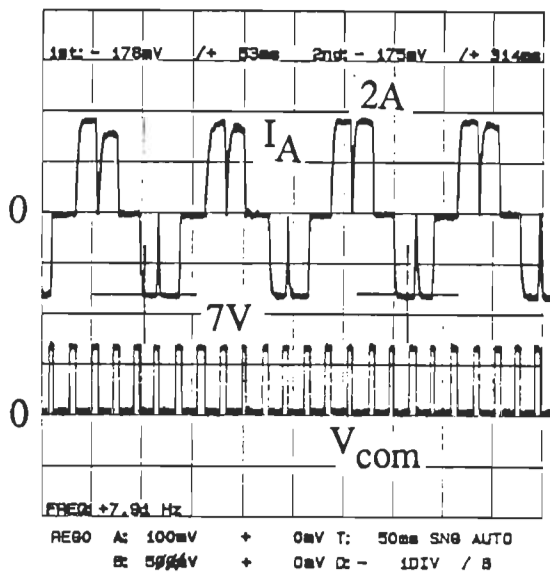


Figure 3.27 (g) Le courant de la phase A  $I_A$  et la tension de commande ( $\Omega_T = 240$  tr/mn)

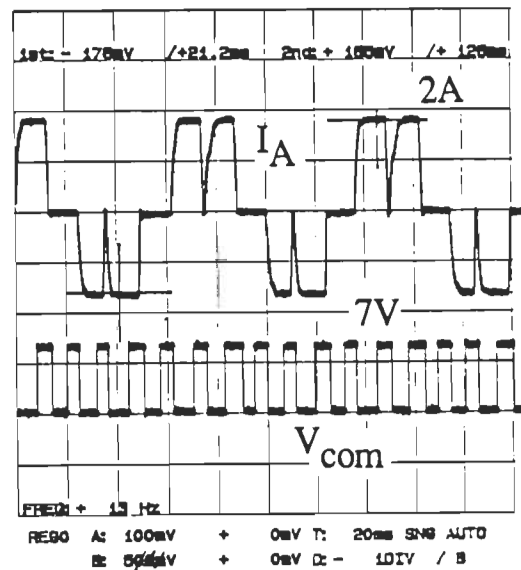


Figure 3.27 (h) Le courant de la phase A  $I_A$  et la tension de commande. ( $\Omega_T = 415$  tr/mn)

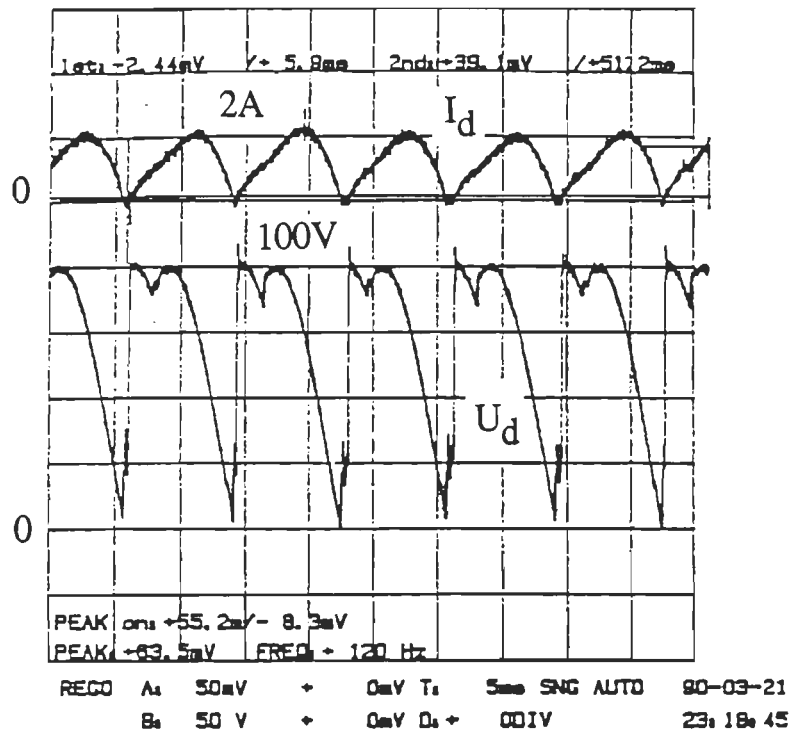


Figure 3.27 (i) La tension  $U_d$  et le courant  $I_d$ . ( $\Omega_r = 618$  tr/mn)

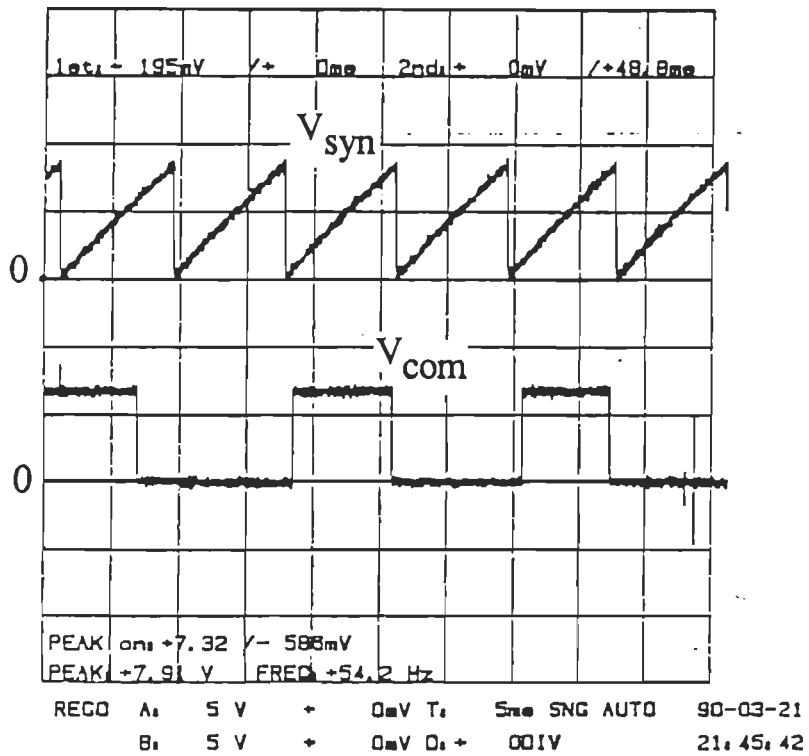


Figure 3.27 (j) La tension de commande et la tension de synchronisation

## Conclusion

Au démarrage et aux très faibles vitesses, il n'est pas possible d'assurer la commutation à l'aide des tensions développées par la machine, qui sont alors trop faibles. Les résultats pratiques nous montrent le bon fonctionnement de notre régulateur de démarrage implanté dans le microcalculateur.

Le courant statorique passe donc d'une phase à l'autre avec un bref temps mort, la valeur instantanée de la puissance active  $P$  et du couple électromagnétique  $T_{em}$  tombent temporairement à zéro. On obtient donc des pulsations du couple électromagnétique  $T_{em}$  très prononcées, avec une diminution de sa valeur moyenne. Cette réduction peut être compensée partiellement en ajustant le déphasage  $\Psi$  de l'onde fondamentale du courant alternatif de l'onduleur à  $180^\circ$ . Le procédé de la pulsation du courant au circuit intermédiaire peut être appliqué seulement si l'on peut démarrer avec un couple réduit. Pour des conditions de démarrage plus exigeantes, il s'avère indispensable de faire passer le courant statorique sans interruption d'une phase à l'autre.

Dans ce but il faut faire appel à un onduleur à commutation forcée (fig.3.28) ou appliquer la méthode utilisant la discontinuité du courant  $I_D$  dont elle donne des bonnes performances et sans perturber le système. Cette méthode peut donner un couple électromagnétique moyen près de l'unité.

Les résultats de la pratique nous ont permis d'avoir une bonne idée sur le principe de démarrage par discontinuité du courant intermédiaire.

Pour des conditions de démarrage plus exigeantes, il s'avère indispensable de faire passer le courant statorique sans interruption d'une phase à l'autre. Par contre pour des conditions de démarrage à faible couple, la méthode de discontinuité de courant intermédiaire et celle de pulsation du courant sont

possibles.

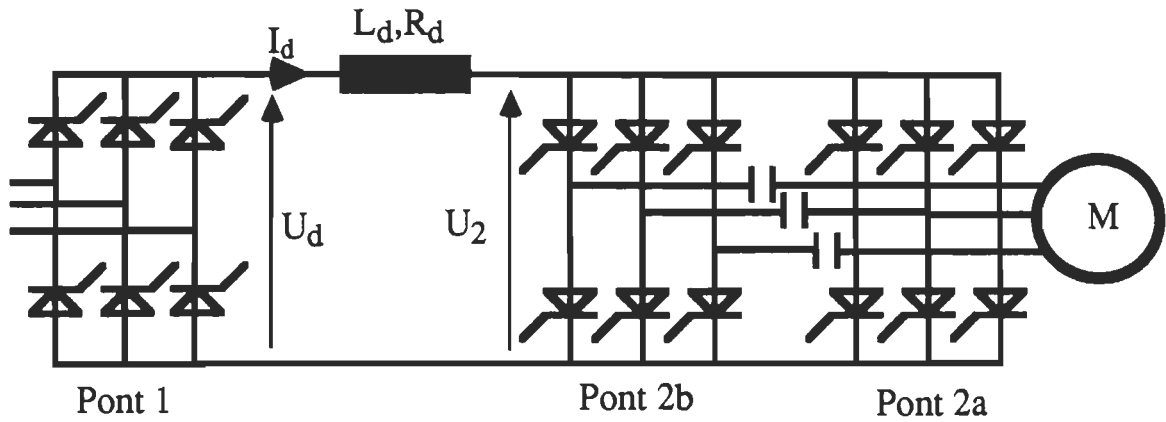


Figure 3.28 Convertisseur de fréquence à circuit intermédiaire à courant continu, onduleur avec un pont d'excitation auxiliaire

## CHAPITRE 4

### UNE NOUVELLE LOI DE COMMANDE DE VITESSE D'UN MOTEUR SYNCHROME AUTOPILOTÉ

Cette étude présente, une nouvelle loi de commande de vitesse d'un moteur synchrone autopiloté alimenté en courant. Cette loi dite polynômiale basée sur l'équation mécanique du moteur en régime permanent, améliore le temps de réponse et le dépassement de vitesse du moteur synchrone. La valeur du couple de charge est utilisée dans les calculs, elle sera estimée à partir d'un observateur de couple. L'implantation de cette commande est entièrement numérique; une carte à base de microprocesseur 6809 est utilisée. On comparera les résultats de cette étude, à ceux d'un régulateur classique proportionnel et intégral de vitesse. Nous vérifierons cette nouvelle commande, sur une machine synchrone autopilotée, et des résultats de simulation et d'expérimentation y seront donnés.

#### 4.1 INTRODUCTION

Les entraînements à vitesse variable pour les montages de faible puissance exigent des systèmes de régulation de plus en plus performants : temps de réponse élevé, dépassement faible, bonne régulation lors des perturbations [1], etc. La commande par retour d'état a été introduite afin de remédier aux limitations du régulateur classique à action proportionnelle et intégrale [2]. Cependant, la technique de retour d'état ne peut être appliquée que pour un système linéaire invariant, dans les systèmes non-linéaires, ce problème est contourné en faisant une linéarisation autour du point d'opération. De plus à cause du grand nombre d'opérations à effectuer [3], un microcontrôleur est

indispensable pour une application en temps réel [2],[3].

Dans cette partie, nous présentons une nouvelle loi de commande qui donne de bon résultats de contrôle de vitesse. Appliquée à la régulation de vitesse d'un moteur synchrone autopiloté (fig.4.1), la loi de commande développée calcule le courant requis par le moteur afin d'atteindre ou de conserver le régime établi [7]. Cette loi exige la connaissance du couple de charge à chaque instant pour bien asservir la vitesse (fig.4.9). Le couple est difficilement mesurable, il sera estimé à l'aide d'un estimateur ou d'un observateur [4]. La partie 4.6 donne la méthode d'observation d'ordre réduit du couple de charge de la machine [4] qui, normalement doit être utilisée dans la réalisation pratique, malheureusement, elle n'a pas été implantée à cause de la contrainte de temps. Pour cela, on a opté pour l'utilisation de la méthode de calcul de  $T_{ch}$  d'hors ligne. La seule variable de commande est l'angle d'amorçage du redresseur (fig.4.3), elle sera calculée par un microcontrôleur à partir de la valeur du couple observée (fig.4.8).

## 4.2 Paramètres utilisés

$\alpha$ : angle d'amorçage du redresseur

$\beta$ : angle d'amorçage de l'onduleur

p: nombre de paire de pôle

D: viscosité de frottement

k: constante

$V_1$ : tension simple du réseau d'alimentation

$U_d$ : tension à la sortie du redresseur

$U_d'$ : tension à l'entrée de l'onduleur

$i_s$ : courants dans le stator de la machine

$i_f$ : courants dans le rotor de la machine

$I_M$ : amplitude de l'onde fondamentale des courants  $i_s$

$T_{ch}$ : couple résistant

$\omega_r$ : vitesse de référence du moteur (rd/s)

$L_s$ : inductance moyenne d'une phase du stator

$R_s$ : résistance d'une phase du stator

$L_d$ : inductance de lissage du circuit intermédiaire

$R_d$ : résistance de la bobine de lissage

$R_a$ :  $R_d + R_s$

$M_{af}$ : Mutuelle inductance stator-rotor

$\tau_e$ : constante électrique de la machine

$\tau_m$ : constante mécanique de la machine

$K_c$ : gain du convertisseur de courant

$K_i$ : gain du capteur de courant

$K_\Omega$ : gain du capteur de vitesse

$H_{ri}(s)$ : correcteur de courant

$H_{r\Omega}(s)$ : correcteur de vitesse

$T$ : période d'échantillonnage

$T_a$ : période synchronisée au réseau

$k_{ci}$ : gain du convertisseur A/D du courant

$k_{cv}$ : gain du convertisseur A/D de vitesse

### 4.3 Montage pratique utilisé

Le procédé à contrôler consiste en un moteur synchrone autopiloté d'une puissance de 2 KW alimenté par une source de courant (fig.4.1).

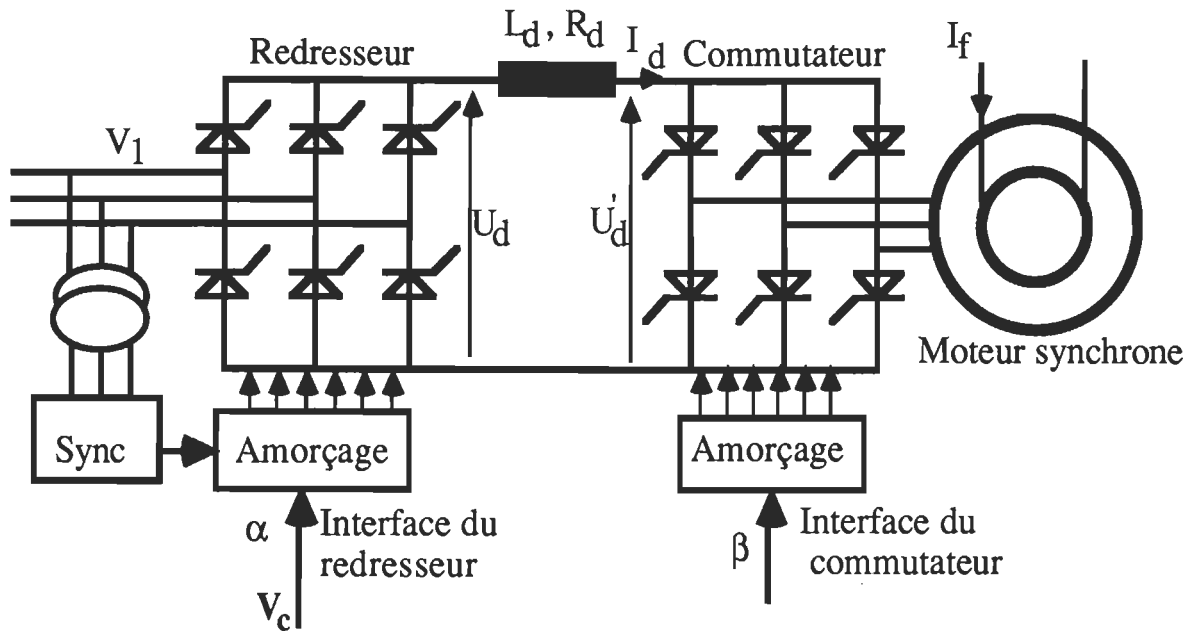


Figure 4.1 Modèle du dispositif à commander

Le moteur est connecté à une génératrice avec une charge variable et un tachymètre pour la mesure de vitesse. Afin d'assurer le synchronisme des impulsions de commande du commutateur de courant et de la tension d'alimentation de la machine, un capteur de position est utilisé. Une fois l'information, issue de ce capteur, traitée et le couple de charge estimé ( nous mentionnons que dans la réalisation pratique, le couple de charge est calculé hors ligne), la loi de commande polynômiale est alors appliquée à l'entrée du redresseur pour compléter la boucle de régulation (fig.4.9).



#### 4.4 Etablissement de la loi de commande

Soit l'équation mécanique:

$$T_{em} = p.i^T.[G].i/2$$

p:nombre de paire de pôle

$$\text{où } i = [i_A, i_B, i_C, i_f, i_{kd}, i_{kq}]^T = [i_S^T, i_r^T]$$

$$\text{avec } i_S = [i_A, i_B, i_C]^T$$

$$i_r = [i_f, i_{kd}, i_{kq}]$$

En régime permanent on a :

$$i_{kd} = i_{kq} = 0$$

d'où

$$i_r = [i_f, 0, 0]^T$$

En ce qui concerne la matrice [ G ], elle est représentée comme suit :

$$G = \begin{bmatrix} [G_{ss}] & [G_{sr}] \\ [G_{rs}] & [G_{rr}] \end{bmatrix}$$

La matrice [ G ] est donnée par :

$$[G] = \frac{\partial}{\partial \theta} [L]$$

$$\text{Or } [G_{rr}] = 0$$

D'où

$$[G] = \begin{bmatrix} [G_{SS}] & [G_{SR}] \\ [G_{RS}] & [0] \end{bmatrix}$$

Calculons

$$\begin{aligned} i^T \cdot [G] \cdot i &= [i_s^T, i_r^T] \begin{bmatrix} [G_{SS}] & [G_{SR}] \\ [G_{RS}] & [0] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \\ &= [i_s^T [G_{SS}] + i_r^T [G_{RS}], i_s^T [G_{SR}]] \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \\ &= [i_s^T [G_{SS}] + i_r^T [G_{RS}]] i_s + i_s^T [G_{SR}] i_r \end{aligned}$$

### Calcul de $i_s^T [G_{SS}]$

On a :

$$G_{SS} = -2 L_2 \begin{bmatrix} \sin 2\theta_r & \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \sin(2\theta_r) \\ \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \sin(2\theta_r) & \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Si on pose

$$i_A(t) = I_M \cos(\theta_r + \alpha)$$

$$i_B(t) = I_M \cos(\theta_r + \alpha - 2\pi/3)$$

$$i_C(t) = I_M \cos(\theta_r + \alpha + 2\pi/3)$$

et

$$i_s^T [G_{ss}] = -2L_2 [A_1, A_2, A_3]$$

La matrice des inductances contient des termes en fonction de  $\theta_r$  et par conséquent du temps. Les équations sont alors difficiles à résoudre.

On peut obtenir une solution beaucoup plus facilement en transformant les équations c'est-à-dire en effectuant des changements de variables dans le référentiel (d q) (fig.4.2).

Il s'en suit que :

$$i_s^T [G_{ss}] = -2L_2 [i_A, i_B, i_C] \begin{bmatrix} \sin 2\theta_r & \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \sin(2\theta_r) \\ \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \sin(2\theta_r) & \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

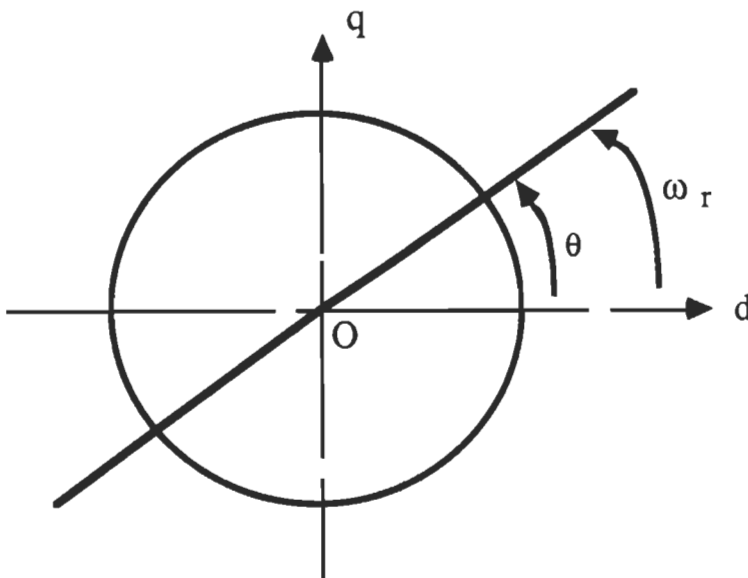


Figure 4.2 Schéma montrant le référentiel d-q  
 $= -2L_2 [i_A \sin 2\theta_r + i_B \sin(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) + i_C \sin(2\theta_r - \frac{2\pi}{3})]$  ,

$$\begin{aligned}
& i_A \sin \left( 2\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) + i_B \sin \left( 2\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) + i_C \sin 2\theta_r, \\
& i_A \sin \left( 2\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) + i_B \sin 2\theta_r + i_C \sin \left( 2\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) ] \\
& = -2L_2 \left[ I_M \cos (\theta_r + \alpha) \sin 2\theta_r + I_M \cos \left( \theta_r + \alpha - \frac{2\pi}{3} \right) \sin \left( 2\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \right. \\
& \quad \left. + I_M \cos \left( \theta_r + \alpha + \frac{2\pi}{3} \right) \sin \left( 2\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \right. \\
& I_M \cos (\theta_r + \alpha) \sin \left( 2\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) + I_M \cos \left( \theta_r + \alpha - \frac{2\pi}{3} \right) \sin \left( 2\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\
& \quad \left. + I_M \cos \left( \theta_r + \alpha + \frac{2\pi}{3} \right) \sin (2\theta_r) \right. \\
& I_M \cos (\theta_r + \alpha) \sin \left( 2\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) + I_M \cos \left( \theta_r + \alpha - \frac{2\pi}{3} \right) \sin (2\theta_r) \\
& \quad \left. + I_M \cos \left( \theta_r + \alpha + \frac{2\pi}{3} \right) \sin \left( 2\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \right]
\end{aligned}$$

Sachant que  $\cos \alpha \sin \beta = (\sin(\alpha + \beta) - \sin(\alpha - \beta)) / 2$

Il en résulte que :

$$i_s^T [G_{SS}] = -2L_2 I_M \left[ \frac{3}{2} \sin (3\theta_r + \alpha), \frac{3}{2} \sin \left( 3\theta_r + \alpha + \frac{2\pi}{3} \right), \frac{3}{2} \sin \left( 3\theta_r + \alpha - \frac{2\pi}{3} \right) \right]$$

posons :

$$A_1 = \frac{3}{2} \sin (3\theta_r + \alpha)$$

$$A_2 = \frac{3}{2} \sin \left( 3\theta_r + \alpha + \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$A_3 = \frac{3}{2} \sin \left( 3\theta_r + \alpha - \frac{2\pi}{3} \right)$$

d'où

$$i_s^T [G_{SS}] = -2L_2 I_M [A_1 \ A_2 \ A_3] \quad (4.1)$$

Ainsi

$$i_s^T [G_{SS}] = -3L_2 I_M \left[ \sin (3\theta_r + \alpha) \quad \sin \left( 3\theta_r + \alpha + \frac{2\pi}{3} \right) \quad \sin \left( 3\theta_r + \alpha - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (4.2)$$

Calcul de  $i_r^T [G_{rs}]$

$$\text{on a : } i_r = [i_f \ 0 \ 0]^T$$

$$[G_{rs}] = - \begin{bmatrix} M_0 \sin \theta_r & M_0 \sin (\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & M_0 \sin (\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ L_3 \sin \theta_r & L_3 \sin (\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_3 \sin (\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ L_4 \cos \theta_r & L_4 \cos (\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_4 \cos (\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

d'où

$$i_r [G_{rs}] = -M_0 i_f \left[ \sin \theta_r \quad \sin (\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \quad \sin (\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \right] \quad (4.3)$$

les relations (4.2) et (4.3) nous donnent:

$$T_1 = i_s^T [G_{ss}] + i_r^T [G_{rs}]$$

$$= \begin{bmatrix} -3L_2 I_M \sin (3\theta_r + \alpha) - M_0 i_f \sin \theta_r \\ -3L_2 I_M \sin (3\theta_r + \alpha + \frac{2\pi}{3}) - M_0 i_f \sin (\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ -3L_2 I_M \sin (3\theta_r + \alpha - \frac{2\pi}{3}) - M_0 i_f \sin (\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}^T \quad (4.4)$$

$$\text{Calcul de } T_2 = T_1 \cdot i_s = \{i_s^T [G_{ss}] + i_r^T [G_{rs}]\}$$

$$\text{Sachant que : } i_s = [i_A \ i_B \ i_C]^T$$

$$\begin{aligned} T_2 &= (-3L_2 I_M \sin (3\theta_r + \alpha) - M_0 i_f \sin \theta_r) I_M \cos (\theta_r + \alpha) \\ &+ (-3L_2 I_M \sin (3\theta_r + \alpha + \frac{2\pi}{3}) - M_0 i_f \sin (\theta_r - \frac{2\pi}{3})) I_M \cos (\theta_r + \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ &+ (-3L_2 I_M \sin (3\theta_r + \alpha - \frac{2\pi}{3}) - M_0 i_f \sin (\theta_r + \frac{2\pi}{3})) I_M \cos (\theta_r + \alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned}$$

$$T_2 = \frac{-3}{2} L_2 I_M^2 \left[ \sin (4\theta_r + 2\alpha) + \sin (2\theta_r) + \sin (4\theta_r + 2\alpha) + \sin (2\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \right]$$

$$\begin{aligned}
& + \sin(4\theta_r + 2\alpha) + \sin(2\theta_r - \frac{4\pi}{3}) ] - \frac{M_0}{2} I_{Mif} [\sin(2\theta_r + \alpha) + \sin(-\alpha) + \\
& \sin(2\theta_r + \alpha - \frac{4\pi}{3}) + \sin(-\alpha) + \sin(2\theta_r + \alpha + \frac{4\pi}{3}) + \sin(-\alpha) ] \\
T_2 = & \frac{-3}{2} L_2 I_M^2 [3\sin(4\theta_r + 2\alpha)] - \frac{M_0}{2} I_{Mif} 3\sin(-\alpha)
\end{aligned}$$

d'où

$$T_2 = \frac{1}{2} \{ -9L_2 I_M^2 \sin(4\theta_r + 2\alpha) + 3M_0 I_{Mif} \sin(\alpha) \} \quad (4.5)$$

Calcul de  $T_3 = i_s^T [G_{sr}] i_r$

$$\text{on a : } i_r = [ i_f \ 0 \ 0 ]^T$$

et

$$[G_{sr}] = - \begin{bmatrix} M_0 \sin \theta_r & L_3 \sin \theta_r & L_4 \cos \theta_r \\ M_0 \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_3 \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_4 \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ M_0 \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_3 \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_4 \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

et

$$[G_{sr}] i_r = -M_0 i_f \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$\text{et } i_s^T = [ i_A \ i_B \ i_C ]$$

$$i_s^T [G_{sr}] i_r = -M_0 i_f [ i_A \ i_B \ i_C ] \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

$$= -M_0 i_f I_M \left[ \cos(\theta_r + \alpha) \sin \theta_r + \cos\left(\theta_r + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\theta_r + \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

$$= \frac{-M_0}{2} i_f I_M \left( \sin(2\theta_r + \alpha) - \sin \alpha + \sin\left(2\theta_r + \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) + \sin \alpha + \sin\left(2\theta_r + \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) + \sin \alpha \right)$$

d'où

$$T_3 = i_s^T [G_{sr}] i_r = \frac{-M_0}{2} i_f I_M \sin \alpha \quad (4.6)$$

Si l'on additionne les relations (4.5) et (4.6), on obtient:

$$\begin{aligned} i^T [G] i &= \frac{9}{2} L_2 I_M^2 \sin(4\theta_r + 2\alpha) + \frac{3}{2} M_0 i_f I_M \sin \alpha - \frac{M_0}{2} i_f I_M \sin \alpha \\ &= \frac{1}{2} [-9L_2 I_M^2 \sin(4\theta_r + 2\alpha) + 2 M_0 i_f I_M \sin \alpha] \end{aligned}$$

or le couple électromagnétique est donné par :

$$\begin{aligned} T_{em} &= p i^T [G] i / 2 \\ T_{em} &= \frac{p}{4} [-9 L_2 I_M^2 \sin(4\theta_r + 2\alpha) + 2 M_0 i_f I_M \sin \alpha] \end{aligned} \quad (4.7)$$

En régime permanent, l'équation mécanique est

$$T_{em} = T_{ch} + D \omega_r / p \quad (4.8)$$

Pour une vitesse  $\omega_{ref}$  donnée, on peut calculer  $I_M$ : amplitude de l'onde fondamentale du courant statorique.

De (4.7) et (4.8) on a :

$$\begin{aligned} -9 \frac{p}{4} L_2 I_M^2 \sin(4\theta_r + 2\alpha) + 2 \frac{p}{4} M_0 i_f I_M \sin \alpha &= T_{ch} + D \frac{\omega_r}{p} \\ -9 p L_2 I_M^2 \sin(4\theta_r + 2\alpha) + 2 p M_0 i_f I_M \sin \alpha &= 4 T_{ch} + 4 D \frac{\omega_r}{p} \end{aligned} \quad (4.9)$$

De l'équation (4.9) on constate que le premier terme donne un couple moyen nul, d'où le couple total moyen est:

$$2 p M_0 i_f I_M \sin \alpha = 2T_{ch} + 4 D \omega_r / p$$

$$p M_0 i_f I_M \sin \alpha = T_{ch} + 2 D \omega_r / p \quad (4.10)$$

Donc pour une vitesse  $\omega_{ref}$  donnée on a le courant statorique:

$$I_M = \frac{2 (pT_{ch} + D\omega_{ref})}{p^2 M_0 i_f I_M \sin \alpha} \quad (4.11)$$

Dans le cas où le courant excitant le moteur est tel que:

$$i_A = I_M \cos(\theta_r + \alpha) = - I_M \sin \theta_r$$

c'est à dire  $\alpha = \pi / 2$

$$I_M = \frac{2 (pT_{ch} + D\omega_{ref})}{p^2 M_0 i_f I_M} \quad (4.12)$$

$I_M$ : représente l'amplitude de l'onde fondamentale excitant le stator du moteur .

## **4.5 Commande du courant par le redresseur**

Les convertisseurs statiques à thyristors sont de nature discrète. Les thyristors peuvent être considérés comme des systèmes échantillonnés avec une période d'échantillonnage égale à la valeur moyenne des intervalles entre commutations.

La figure 4.3 représente le principe de commande de vitesse par le redresseur. Le redresseur a une période de fonctionnement égale à:

$$1 / (6f) = T / 6 = 1 / 360 = 2.77 \text{ ms}$$

Cette période de fonctionnement est inférieure à la constante de temps électrique du système qu'il alimente. Notre machine d'essai a comme constante de temps électrique

$$\tau_e = 20 \text{ ms}$$

par conséquent on peut calculer la tension moyenne à la sortie du redresseur.



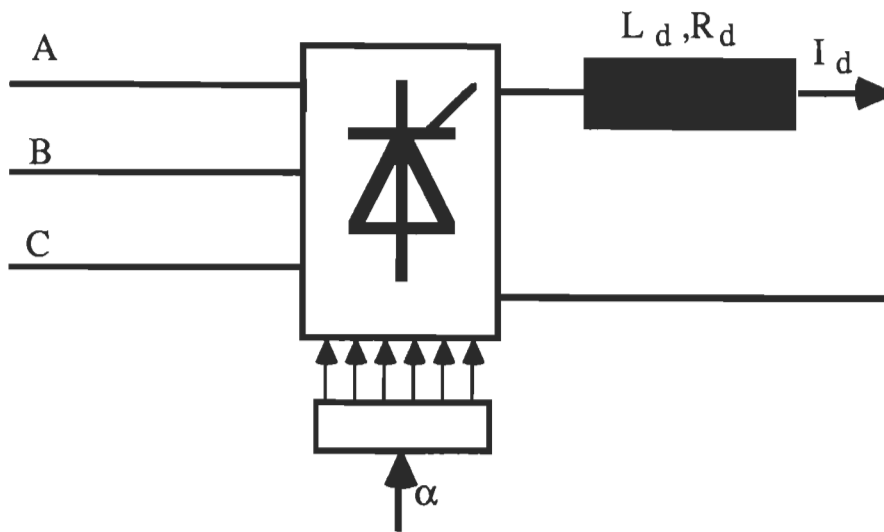


Figure 4.3 Schéma de principe de commande de vitesse de la machine synchrone en agissant sur le redresseur

La figure 4.4 représente le redresseur (pont 1), un commutateur de courant (pont 2) et un moteur synchrone. Le moteur est excité par un circuit indépendant d'alimentation continu de 120V et un courant continu  $I_f$  égale à 1.5A. La puissance du moteur est de 2KW.

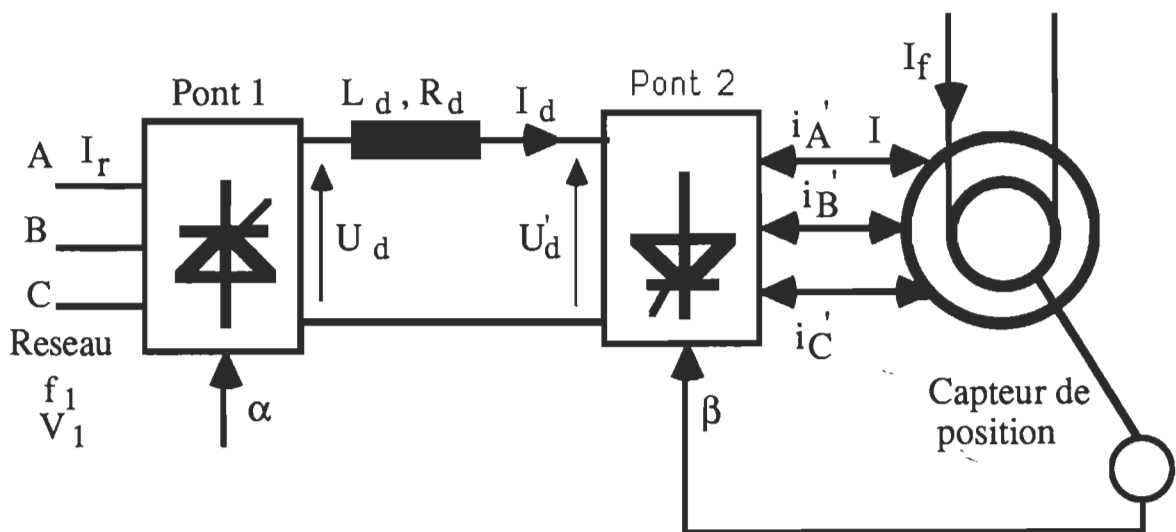


Figure 4.4 Montage de l'ensemble à commander

Afin d'assurer le synchronisme des impulsions de commande du pont 2 et de la tension d'alimentation de la machine, un capteur de position est fixé sur l'arbre du moteur et délivre des impulsions rigoureusement synchrones à la rotation. L'information issue de ce capteur, une fois traitée, fournit les ordres d'aiguillage des impulsions vers les gâchettes des thyristors du pont 2, de cette façon, la fréquence des courants alimentant la machine est asservie à la vitesse de rotation (conservant ainsi le synchronisme des champs tournants de l'inducteur et de l'induit), et leurs phases à la position du capteur par rapport aux axes polaires du moteur. On peut faire varier cette phase en modifiant la position angulaire du capteur ou plus simplement en décalant (par un circuit logique adéquat par exemple un microprocesseur) les impulsions issues de ce capteur. Cette dernière constitution nous impose un déphasage  $\psi$  constant (mais réglable) entre le terme fondamental  $I$  du courant et la force électromotrice  $E$  intervenant dans le diagramme de la machine ( $\phi$  déphasage entre  $I$  et  $V$ ) figure 4.5.

La figure 4.5 représente le diagramme vectoriel de la machine synchrone autopilotée.

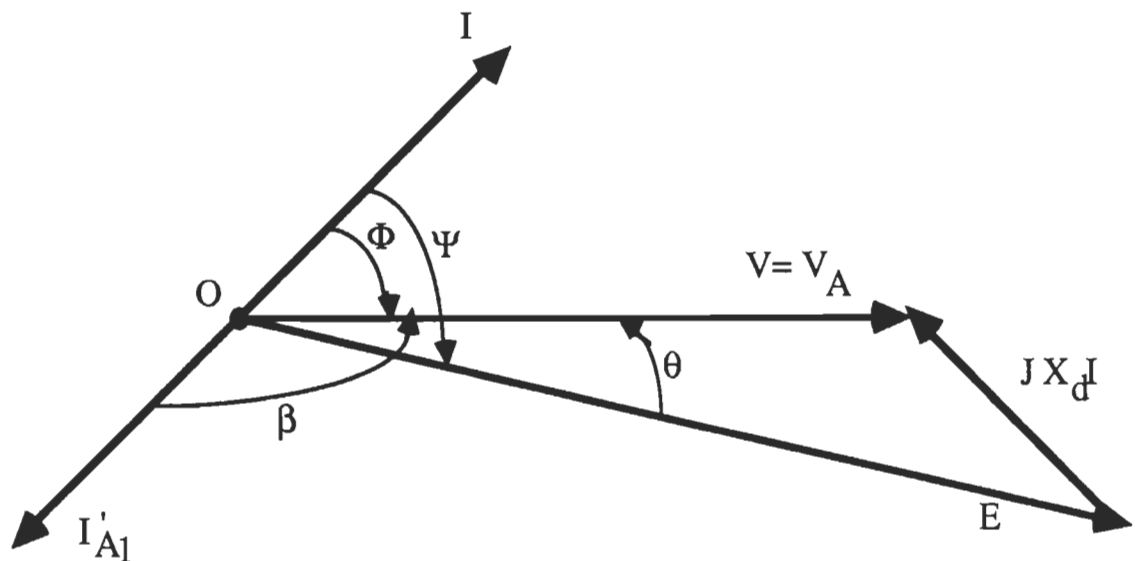


Figure 4.5 Diagramme vectoriel du moteur synchrone autopiloté

Si on néglige les composantes harmoniques de rang 2 plus des courants absorbés par le pont 2 cela revient à confondre  $I$  et  $-I_{A1}'$ , si on note  $I_1'$  intensité du courant sinusoïdal dans la phase  $A'$  du moteur synchrone (convention de signes des récepteurs pour les moteurs) et  $I_{A1}'$  le fondamental de  $I_{A'}$  (courant absorbé par le pont 2 sur la phase  $A'$ ). Le diagramme vectoriel du moteur synchrone a l'allure représenté sur la figure 3,  $I_{A1}'$  est en retard sur  $V$  de  $\beta$  (retard à l'amorçage des thyristors du pont 2), on déduit que  $I$  est en retard de  $V$  de:

$$\phi = \beta - \pi = \beta - 180 \quad (4.13)$$

En pratique, les thyristors ne sont pas commandés avec un retard fixe sur les tensions simples  $\underline{V}$ ; on commande le pont par des signaux élaborés à partir d'une **référence** prélevée par un capteur disposé sur l'arbre de la machine. Cette référence, liée à la position de la roue polaire est donc associée à la phase de la f.e.m. à vide  $\underline{E}$  due à cette roue polaire. Donc, à réglage fixe du décalage introduit entre la **référence** et les signaux de commande, les courants  $i_{A'}$ ,  $i_{B'}$ ,  $i_{C'}$ , ont un retard constant sur les f.e.m. à vide dans les enroulements correspondants; on travaille donc à  $\beta - \theta = \text{cte}$ ,

$$\begin{aligned} \text{Ou comme } \beta - \theta &= \pi + \psi \\ \text{on travaille donc à } \psi &= \text{cte} \end{aligned} \quad (4.14)$$

La commande introduit donc un retard  $\psi$  constant ( mais réglable ) entre  $\underline{I}$  et  $\underline{E}$ .

On remarque que ce retard est négatif, c'est-à-dire que  $I$  est toujours en avance sur  $\underline{V}$  et  $\underline{E}$ , ce qui découle du fait que  $\beta$  est nécessairement compris entre  $90^\circ$  et  $180^\circ$  lors du fonctionnement du pont 2 en onduleur assisté.

Ceci peut s'expliquer en remarquant que le pont 2 absorbe de la puissance réactive, ce qui contraint le moteur synchrone à fonctionner comme une charge

capacitive. Si on néglige la chute de tension résistive aux bornes de la bobine de lissage, on est nécessairement au régime permanent ( $I_d$  constant).

$$U_d = U'_d \text{ soit } \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_1 \cos \alpha = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_2 \cos \beta$$

D'où

$$V_1 \cos \alpha = V_2 \cos \beta$$

$$U_o = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_2 \cos \phi = -\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_2 \cos \beta \quad \text{car } (\phi = \beta - \pi)$$

or  $V_2 \cos \phi = E \cos \psi$  (valeur de la projection commune de  $V$  et  $E$  sur la direction de  $I$  puisque  $j X_d I$  est normal à  $I$ ).

D'où :

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} E \cos \psi = 2.34 E \cos \psi \quad (4.15)$$

On sait que la f.e.m.  $E$  est proportionnelle au flux et donc à l'intensité  $i_f$  (machine non saturée) et à la pulsation de rotation.

$$E = k \cdot i_f \cdot \Omega$$

$$E = \frac{\pi}{\sqrt{2}} N \cdot f \cdot \Phi_m \cdot K_b \quad (\text{relation de Boucherot})$$

D'où :

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} k \cdot i_f \cdot \Omega \cdot \cos \Psi$$

on en déduit que :

$$\Omega = \frac{\pi}{3\sqrt{6} k i_f \cos \Psi} U_d = k_1 U_d \quad (4.16)$$

avec

$$\text{avec } k_1 = \frac{\pi}{3\sqrt{6} k i_f \cos \Psi}$$

$k_1$ : constante car on travaille à courant d'excitation constant sans toucher au décalage  $\Psi$  des courants sur les f.e.m. (commande constante). Dans ces conditions la vitesse de rotation est proportionnelle à la tension  $U_d$  et elle est

réglée par l' angle d'amorçage  $\alpha$  (figure 4.7).

sachant que :

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_1 \cos \alpha \quad (4.17)$$

$$U_d = 2.33 V_1 \cos \alpha .$$

D'où :

$$\Omega = \frac{V_1}{k \cdot i_f \cdot \cos \Psi} \sin \alpha \quad (4.18)$$

$i_f$ : courant d'excitation

De l'expression (4.16) on constate que  $k_1$  est une constante si on travaille à excitation constante ( $i_f = \text{cte}$ ) sans toucher au décalage  $\Psi$  des courants sur les f.e.m. (commande constante ).

Dans ces conditions, la pulsation de rotation est proportionnelle à la tension  $U_d$  (et elle est réglée par  $\alpha$  puisque  $U_d = 2.24 V_1 \cos \alpha$ ).

Le moment du couple électromagnétique s'exprime, en négligeant les pertes autres que celles de l'inducteur :

$$T_{em} = \frac{P_u}{\Omega} = \frac{P_a}{\Omega} = \frac{3 V I \cos \Phi}{\Omega} = \frac{3 E I \cos \Psi}{\Omega}$$

Ou

$$T_{em} = \frac{1}{\Omega} U_d I_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} E \cos \Psi \frac{I_d}{\Omega} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} k i_f \Omega \cos \Psi \frac{I_d}{\Omega}$$

Mais le pont 2 est constitué de thyristors supposés parfaits; on peut aussi écrire que  $P_a = U_d \cdot I_d$  puissance fournie au pont 2 par le pont 1, d'où :

$$T_{em} = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} k i_f \cos \Psi I_d = k_2 I_d \quad (4.19)$$

avec

$$k_2 = \frac{3\sqrt{6} k i_f \cos \Psi}{\pi}$$

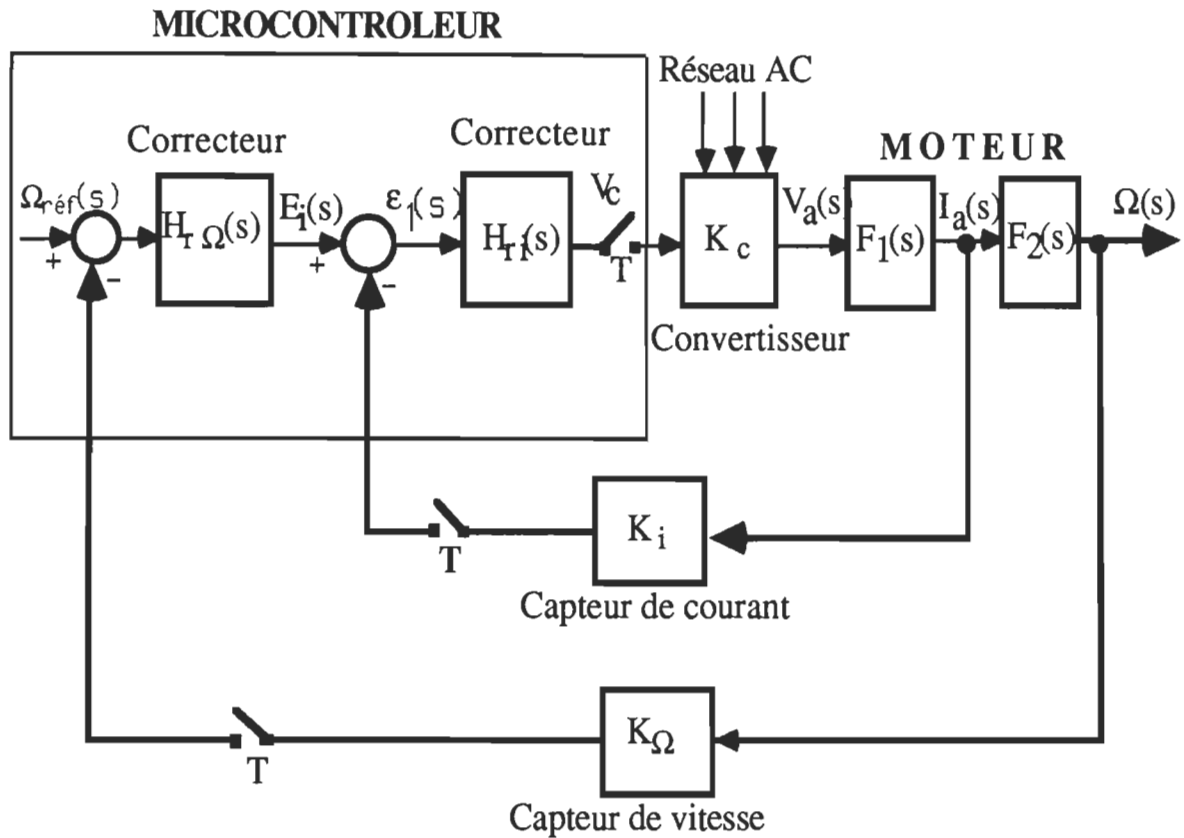


Figure 4.6 Schéma bloc de la boucle de régulation de vitesse du moteur

où  $k_2$ : constante car  $i_f$  et  $\Psi$  sont constants. Le moment du couple ne dépend que de  $I_d$  qui n'a aucune influence sur la tension  $U_d$  (si le réseau, le redresseur et la bobine de lissage ne provoquent pas de chute de tension en charge) et donc sur la pulsation  $\Omega$ . Ainsi la tension du réseau continu  $U_d$  par réglage de  $\alpha$  (figure 4.6) décide de la vitesse de rotation tandis que la charge, par son couple résistant impose la valeur de l'intensité du courant  $I_d$ .

La figure 4.7 représente le schéma de principe de la commande du redresseur par le microprocesseur.

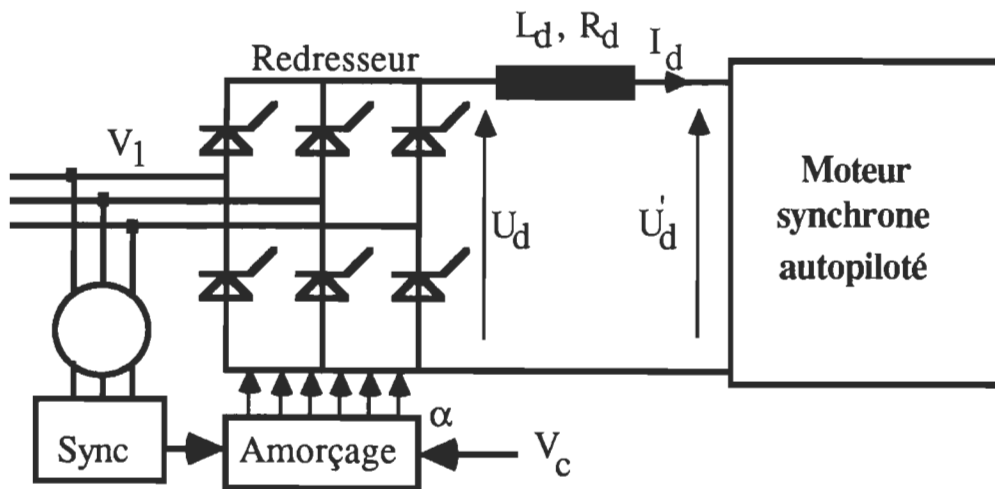


Figure 4.7 Réglage de la vitesse du moteur par le principe de contrôle de l'angle d'amorçage des thyristors du redresseur

Le moment du couple ne dépend que de  $I_d$  qui n'a aucune influence sur la tension  $U_d$  (si le réseau 1, le pont 1 et la bobine de lissage ne provoquent pas de chute de tension en charge) et donc sur la pulsation  $\Omega$ .

Ainsi la tension du réseau continu  $U_d$  ( par réglage de  $\alpha$  ) décide de la vitesse de rotation tandis que la charge, par son couple résistant, impose la valeur de l'instabilité du courant  $I_d$ .

D'où la tension à la sortie du redresseur est :

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_1 \cos \alpha$$

Si on néglige pas la chute de tension dans la bobine de lissage on aura:

la tension moyenne à l'entrée de l'onduleur  $U_d'$

$$U_d' = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} p M_{af} i \cos \beta + 2L_s \frac{dI_d}{dt} + 2R_s I_d \quad (4.20)$$

Avec

$L_s$ : inductance moyenne d'une phase du stator.

$R_s$ : résistance d'une phase du stator.

$\beta$  : angle d'amorçage du commutateur et  $M_{af}$  la mutuelle inductance stator-rotor.

La relation entre les tensions moyennes  $U_d$  et  $U_d'$  est donnée par :

$$U_d = U_d' + L_d \frac{dI_d}{dt} + R_d I_d \quad (4.21)$$

avec  $L_d$  et  $R_d$ , paramètres de l'étage à courant continu.

de (20) et (21), on a :

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} p M_{af} i \cos \beta + 2L_s \frac{dI_d}{dt} + 2R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} + R_d I_d$$

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} p M_{af} i \cos \beta + (L_d + 2L_s) \frac{dI_d}{dt} + (R_d + 2R_s) I_d$$

En régime établi

$$\frac{dI_d}{dt} = 0$$

on obtient pour un angle d'allumage  $\beta$  donné et un courant d'excitation  $i_f$  constant, la relation suivante :

$$U_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} p M_{af} i \cos \beta + (R_d + 2R_s) I_d$$

$$U_d = V + R I_d \quad (4.22)$$

avec

$$V = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} p M_{af} i \cos \beta$$

$$R = R_d + 2R_s$$

Des relations (17) et (22) on trouve :

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_1 \cos \beta$$

avec  $V_1$  la tension simple du réseau d'alimentation et  $\alpha$  l'angle d'amorçage du pont 1.



$$\alpha = \text{Arccos} \left[ \frac{\pi U_d}{3\sqrt{6} V_1} \right] = \text{Arccos} \left[ \frac{\pi (V + R I_d)}{3\sqrt{6} V_1} \right] \quad (4.23)$$

pour obtenir la loi de commande, il suffit d'exprimer le courant  $I_d$  en fonction de l'amplitude du courant  $I$  du stator. Comme l'amplitude de la fondamentale de l'onde carrée du courant dans la phase du moteur synchrone est donnée par :

$$|i_{A1}| = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d$$

on obtient en vertu de la relation (4.12) et en égalisant  $I_M = I_{A1}$

l'équivalence suivante :

$$\frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d = \frac{\pi (pT_{ch} + D \omega_{ref})}{p^2 M_o i_f}$$

D'où :

$$I_d = \frac{\pi (p T_{ch} + D \omega_{ref})}{\sqrt{3} p^2 M_o i_f} \quad (4.24)$$

Des relations (4.23) et (4.24), on établit la loi de commande polynômiale :

$$\alpha = \text{Arccos} \left[ \frac{p M_{af} i \cos \beta}{\sqrt{2} V_1} + \frac{\pi^2 (R_d + 2R_s) (pT_{ch} + D \omega_{ref})}{9 \sqrt{2} p^2 M_o i_f V_1} \right] \quad (4.25)$$

Avec:

$\beta$ : angle d'amorçage du pont 2

$M_{af}$ : mutuelle inductance stator-rotor

$i_f$ : courant d'excitation

$V_1$ : tension simple du réseau d'alimentation

$p$ : nombre de paire de pôle

$R_d$ : résistance de la bobine de lissage

$R_s$ : résistance d'une phase du stator

$T_{ch}$ : couple résistant

$\omega_{ref}$ : vitesse de référence

D: viscosité de frottement

### 4.6 Méthode d'observation d'ordre réduit du couple de charge de la machine

Soit le système multivariable représentant le moteur synchrone autopiloté (fig.4.5):

$$X(k+1) = A X(k) + B u(k) \tag{4.26}$$

$$y(k) = C X(k)$$

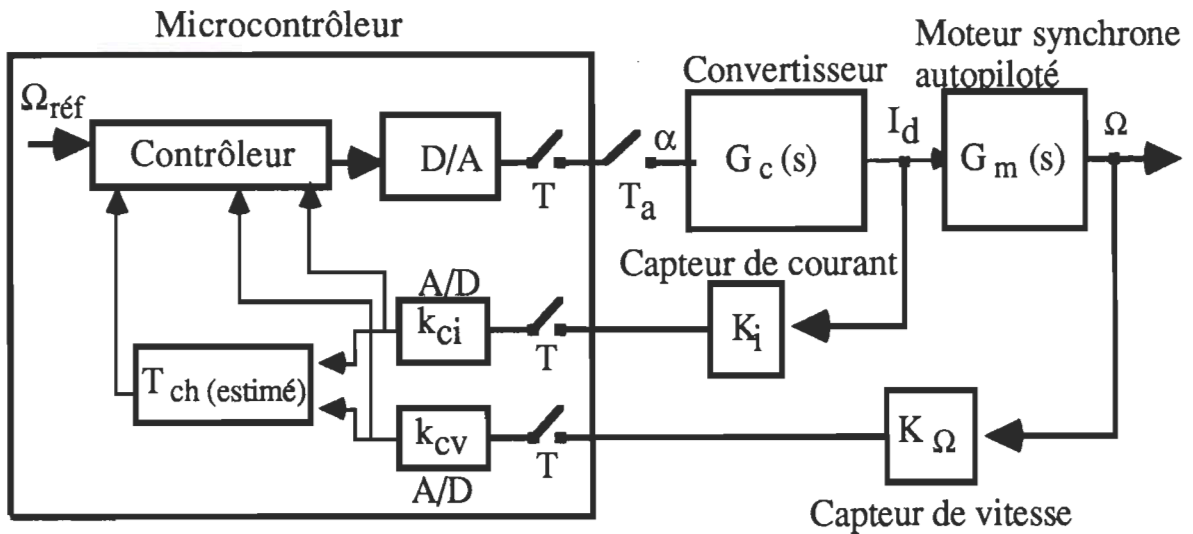


Figure 4.8 Schéma bloc du système d'asservissement de vitesse du moteur

avec

$$u(k) = \begin{bmatrix} V_d(k) \\ T_{ch}(k) \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

$$X(k) = [ i_d(k) , \Omega(k) ]$$

L'ensemble machine, commutateur de courant et capteur, vu des bornes de sortie du redresseur, constitue une machine à courant continu à excitation indépendante d'où le modèle de la machine suivant :

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ \Omega(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ \Omega(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d(k) \\ T_{ch}(k) \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Supposons maintenant que le couple de charge reste constant entre deux périodes d'échantillonnages consécutives [4] tel que :

$$T_{ch}(k+1) = T_{ch}(k) \quad (4.29)$$

et posons  $T_{ch}$  comme variable d'état, on aura :

$$\begin{bmatrix} i_d(k+1) \\ \Omega(k+1) \\ T_{ch}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & b_{12} \\ a_{21} & a_{22} & b_{22} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(k) \\ \Omega(k) \\ T_{ch}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{21} \\ 0 \end{bmatrix} u_1(k) \quad (4.30)$$

avec  $u_1(k) = V_d(k)$

La seule variable à estimer est le couple de charge  $T_{ch}$ .

Si on élimine l'équation du courant de la représentation d'état on aura:

$$\begin{bmatrix} \Omega(k+1) \\ T_{ch}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{22} & b_{22} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega(k) \\ T_{ch}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_{21} \\ 0 \end{bmatrix} i_d(k) + \begin{bmatrix} b_{21} \\ 0 \end{bmatrix} u_1(k) \quad (4.31)$$

et on définit

$$X_o(k) = T_{ch}(k) - K \Omega(k) \quad (4.32)$$

Alors l'équation d'observateur sera :

$$X_o(k+1) = T_{ch}(k+1) - K \Omega(k+1)$$

$$\begin{aligned}
&= (1 - K b_{22}) X_o(k) + (1 - K b_{22} - a_{22}) K \Omega(k) \\
&\quad - K a_{21} i_d(k) - K b_{21} u_1(k) \\
X_o(k+1) &= a X_o(k) + b \Omega(k) + c i_d(k) + d u_1(k) \tag{4.33}
\end{aligned}$$

avec  $a = 1 - K b_{22}$

$$b = K (1 - K b_{22} - a_{22})$$

$$c = -K a_{21}$$

$$d = -K b_{21} \tag{4.34}$$

Le temps de réponse de l'observateur dépend de la localisation des pôles. Le pôle de l'observateur est sélectionné à l'origine; ainsi on peut déterminer la valeur du gain de l'observateur K:

$$K = \frac{1}{b_{22}} \tag{4.35}$$

D'où le schéma général de principe du système de commande présenté par la figure 4.9.

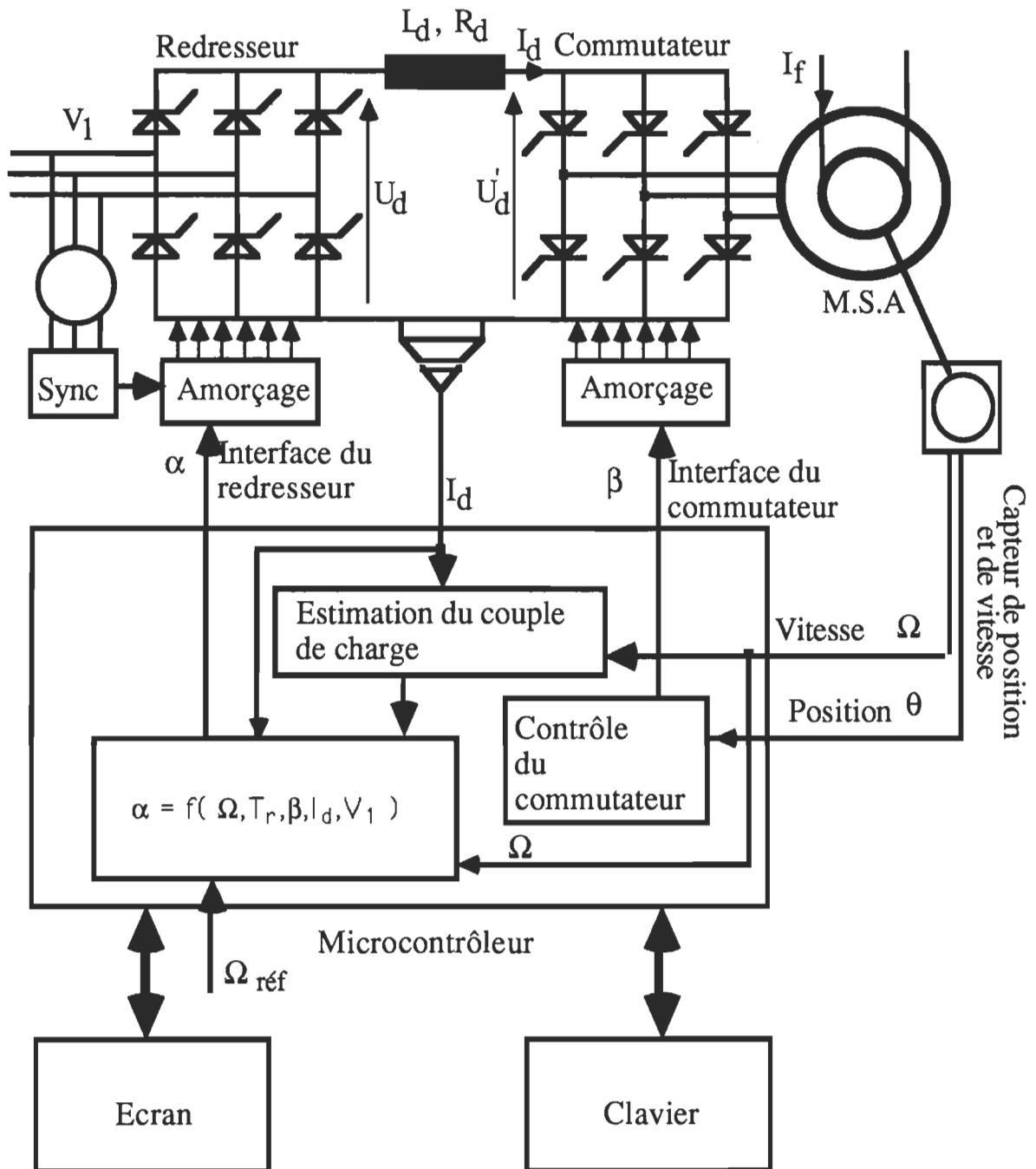


Figure 4.9 Schéma de principe du système de commande

## 4.7 Résultats de simulation et pratiques de la loi polynômiale

Les figure 4.10 et 4.11 présentent simultanément les formes d'ondes de la tension  $V_A$  et le courant  $I_A$  dans la phase A de la machine et les tensions  $V_A$  et

$V_B$  dans les phases A, B de la machine pour une vitesse du moteur de 1500tr/mn. La figure 4.12 (a) et (b) présentent la tension  $V_{CA}$  et le courant  $I_A$ . Les figures 4.13 a et b présentent l'évolution de la vitesse  $\Omega_r$  et le courant  $I_d$  du circuit intermédiaire du moteur lors d'une augmentation de charge sur l'arbre du moteur. On constate aussi la tension de commande  $V_c$  de la loi polynômiale générée par le microcontrôleur.

Les figures 4.14 a et b présentent l'évolution de la vitesse  $\Omega_r$  et le courant  $I_d$  lors d'une diminution de charge sur l'arbre du moteur.

La figure 4.15 présente les formes d'ondes des courants dans les phases A et B de la machine.

La figure 4.16 représente les résultats de simulation du contrôleur PI et de la loi polynômiale. Pour la même variation de charge, on note une chute de vitesse plus importante avec le contrôleur PI qu'avec le contrôleur polynômial. Dans le cas du régulateur polynômial le courant atteignant rapidement sa nouvelle valeur ce qui empêchera la vitesse de chuter.

La figure 4.17 représente le résultat de simulation de la réponse de vitesse de rotation à un échelon. La figure 4.18 donne le résultat pratique de l'évolution de vitesse de rotation suite à une application d'un échelon.

Les figures 4.19 et 4.20 représentent successivement l'évolution du couple électromagnétique pour une alimentation en courants non sinusoidaux de la machine et une alimentation en courants sinusoidaux. Aussi ces deux mêmes figures 4.19 et 4.20 représentent l'évolution du couple électromagnétique lors d'une variation du couple de charge.

01:20:40 90 Aug 24

01:32:58 90 Aug 24

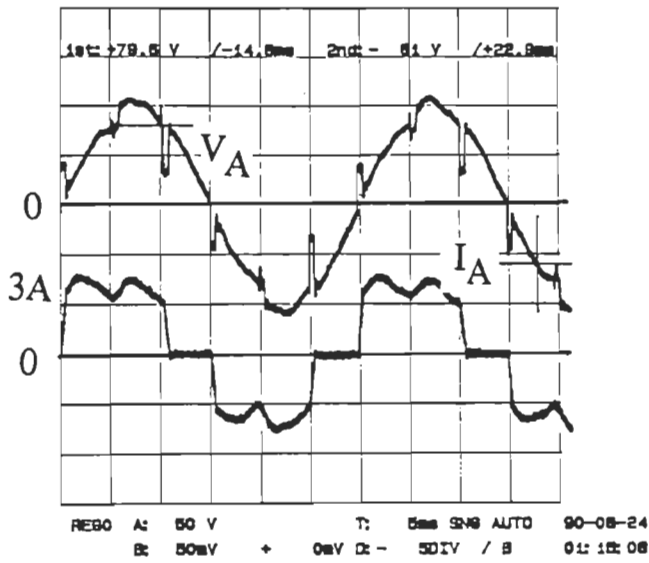


Figure 4.10 Formes d'ondes de  $V_A$  et  $I_A$ .

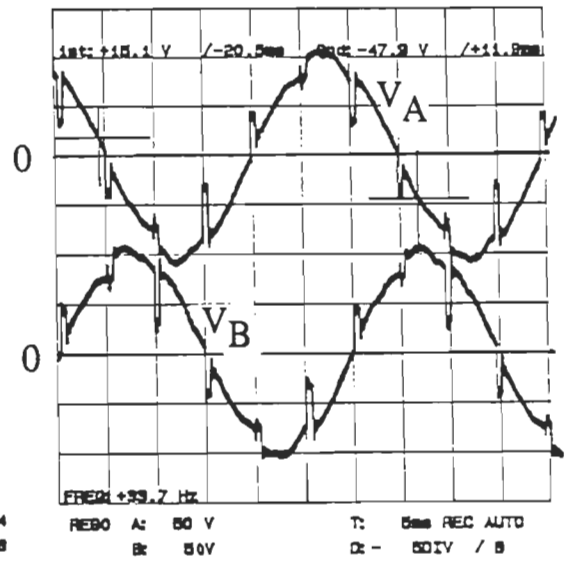
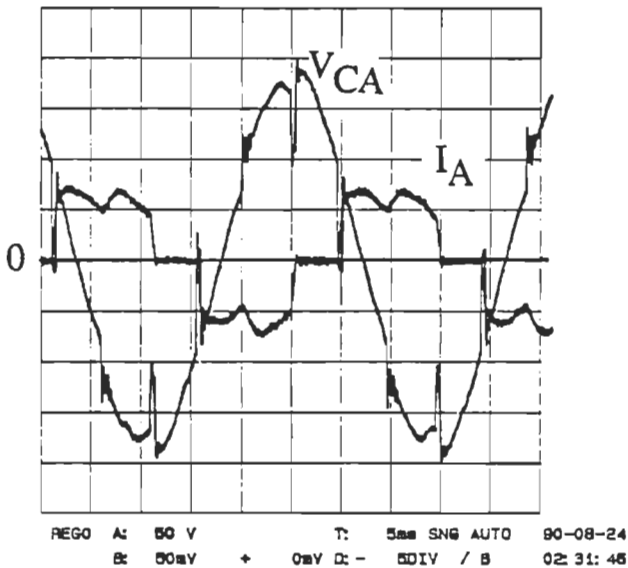


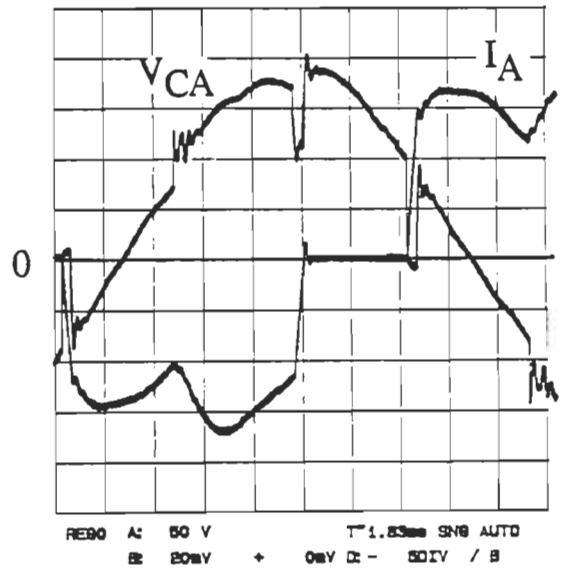
Figure 4.11 Formes d'ondes des tensions  $V_A$  et  $V_B$ .

02:36:09 90 Aug 24

02:02:08 90 Aug 24



(a)

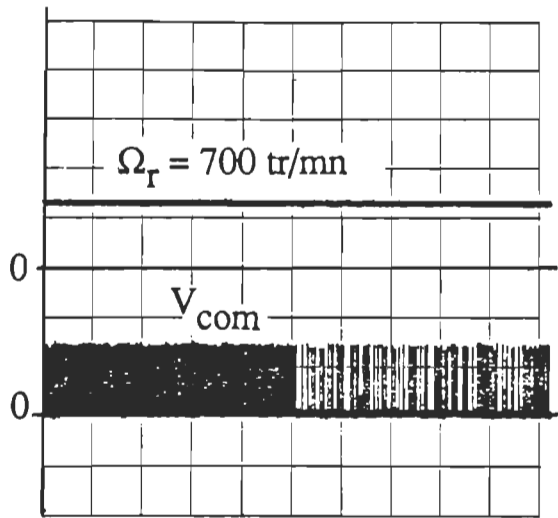


(b)

Figure 4.12 Tension  $V_{CA}$  et corant  $I_A$ .

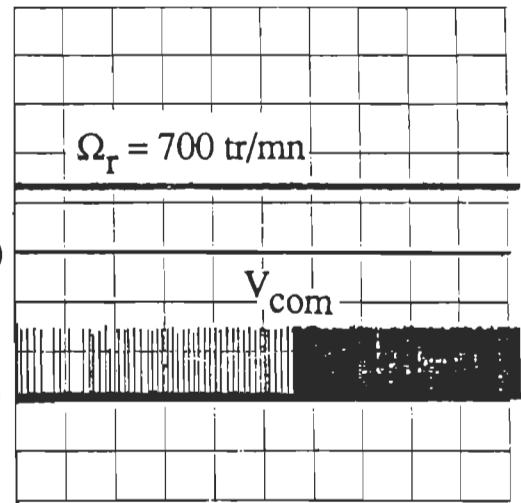
04: 28: 10 90 Aug 26

04: 20: 10 90 Aug 26



REBO A: 2 V + 0mV T: 2 s SNG AUTO 90-08-26  
B: 500µV + 0mV D: + 0DIV / A 04: 28: 38

(a)

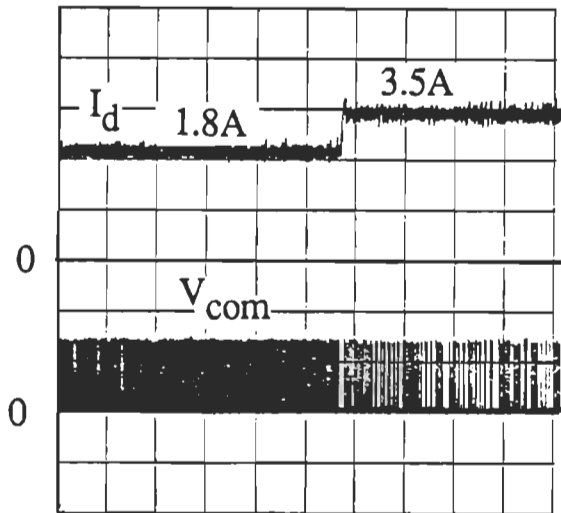


REBO A: 2 V + 0mV T: 2 s SNG AUTO 90-08-26  
B: 500µV + 0mV D: + 0DIV / A 04: 18: 59

(a)

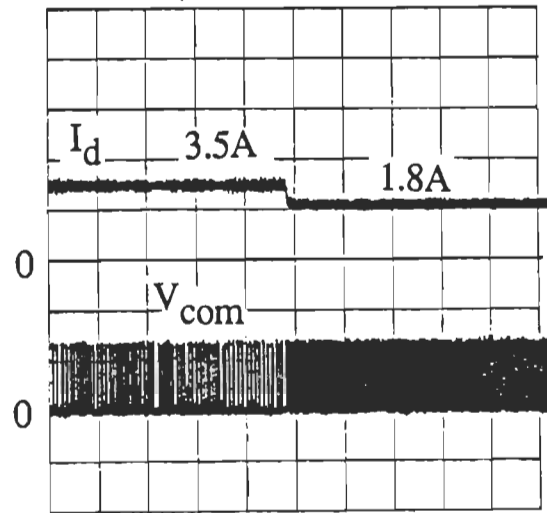
04: 37: 47 90 Aug 26

04: 50: 44 90 Aug 26



REBO A: 1 V + 0mV T: 2 s SNG AUTO 90-08-26  
B: 500µV + 0mV D: + 0DIV / A 04: 34: 15

(b)



REBO A: 2 V + 0mV T: 2 s SNG AUTO 90-08-26  
B: 500µV + 0mV D: + 0DIV / B 04: 47: 19

(b)

Figure 4.13 Évolution de  $\Omega_T$  et du courant  $I_d$  lors de variation de la charge de (+75% charge)

Figure 4.14 Évolution de  $\Omega_T$  et du courant  $I_d$  lors de variation de la charge de (-75% charge)



03: 16: 26 90 Aug 24

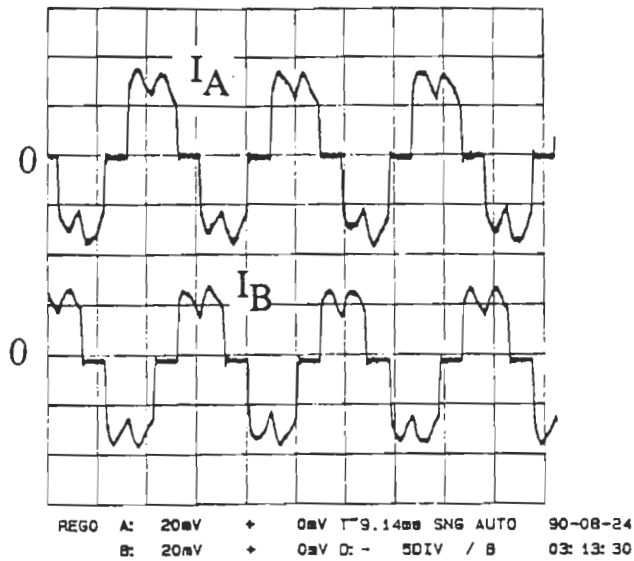


Figure 4.15 Formes d'ondes des courants des phases A et B

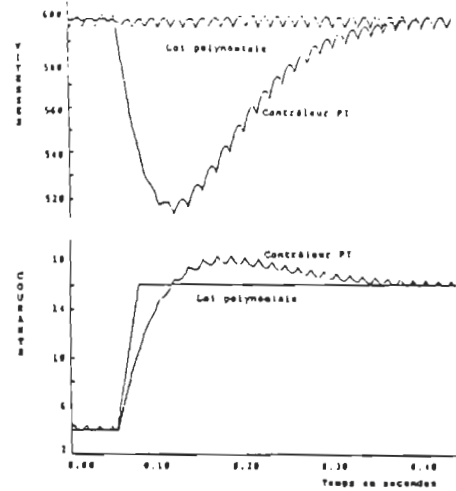


Figure 4.16 Réponses du régulateur PI et de la loi polynômiale à une variation brusque du couple de charge

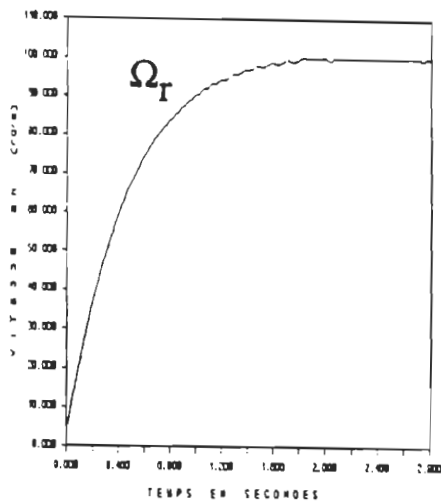


Figure 4.17 Évolution de la vitesse, simulation de la loi polynômiale avec des courants non sinusoïdaux

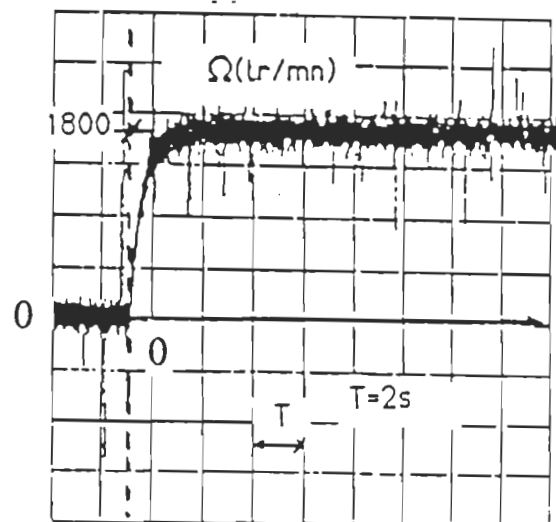


Figure 4.18 Évolution pratique de la vitesse

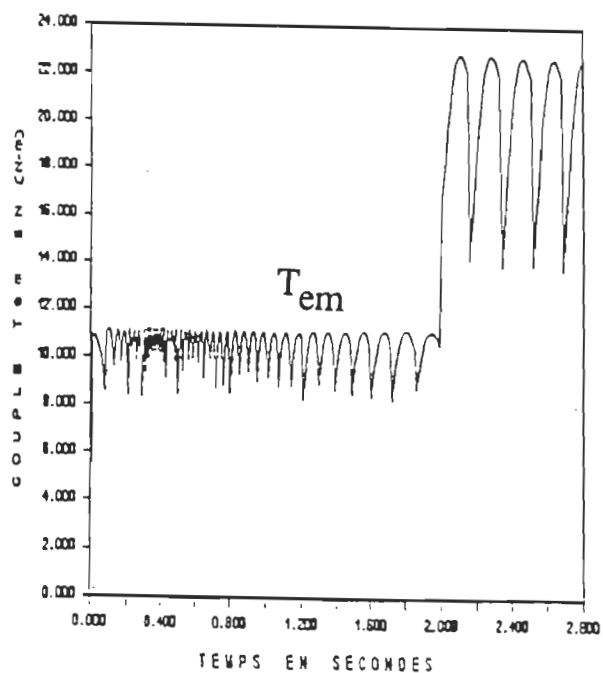


Figure 4.19 Évolution du couple  $T_{em}$ , simulation de la loi polynômiale avec des courants non sinusoïdaux

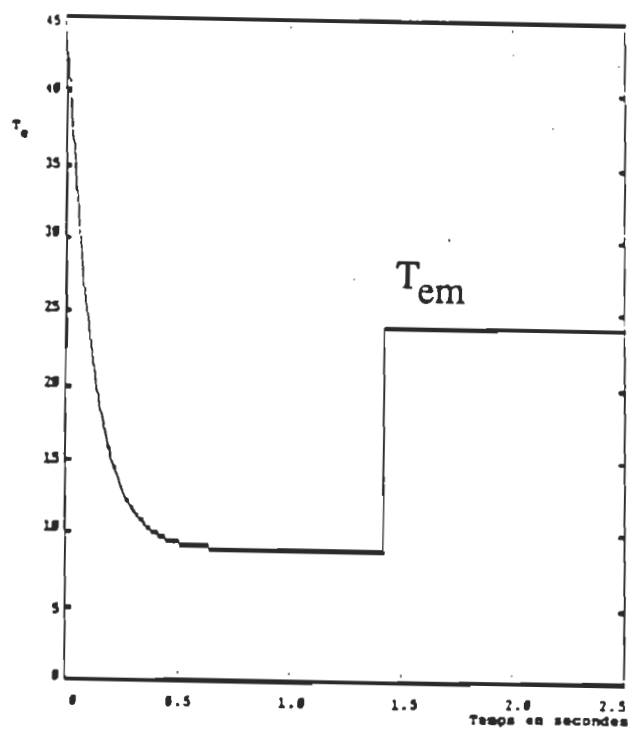


Figure 4.20 Évolution du couple  $T_{em}$ , simulation de la loi polynômiale avec des courants sinusoïdaux

## **Conclusion**

Les résultats issus des simulations et des expériences pratiques de la commande polynômiale permettent d'affirmer que cette dernière assure :

- Une très bonne régulation de vitesse;
- Un dépassement très faible de vitesse lors de variation de charge;
- Une implantation facile dans un microcontrôleur;

## Conclusion Générale

Dans ce mémoire nous avons simulé le régime dynamique du moteur synchrone autopiloté, et nous avons pu constater le comportement de toutes les variables d'état en régime dynamique et en régime statique. On a montré que l'étude, dans le référentiel d-q, donne les mêmes résultats que ceux de l'étude du moteur dans le référentiel des phases, ce qui nous amène à conclure que, le moteur synchrone autopiloté peut être contrôlé numériquement en utilisant la transformation de Park (d-q). Notons qu'en régime permanent, les grandeurs statoriques repérées dans le référentiel tournant avec le rotor (d-q) sont continues.

L'implantation pratique de la commande analogique de la régulation en cascade de la vitesse est réalisée dans le laboratoire d'électronique de puissance dans le but d'avoir une comparaison entre la commande polynômiale et la commande PI classique de la vitesse.

Les résultats d'expérimentation et de simulation nous montrent que la dynamique et la stabilité du système sont fortement améliorées avec la commande polynômiale.

Également on a constaté la simplicité d'élaborer l'algorithme numérique de la commande polynômiale en utilisant la caractéristique mécanique du moteur.

Enfin, mentionnons qu'il est préférable d'utiliser un micro-contrôleur assez rapide comme le DSP56000 afin d'obtenir une meilleure commande en temps réel de la vitesse du moteur.

## **BIBLIOGRAPHIE**

- [1] Hoang Le-Huy, Alain Jakubowicz, and Robert Perret, A self-controlled Synchronous Motor Drive using Terminal Voltage System, IEEE Transactions On Industry Applications, Vol.IA-18, No.1, January/February 1982, pp 46-53.
  
- [2] H.Buhler, Réglages échantillonnés, Volume 1 et 2, Presses polytechniques romandes,1983.
  
- [3] Pierre-Jean Riedo, Réglages D'état Digitaux Appliqués à la Machine à courant continu et à la Machine synchrone,Thèse pour l'obtention du grade de docteur ès sciences techniques. École polytechnique fédérale de Lausanne. Année 1985.
  
- [4] Mohsen Ghribi, Yves Dubé, Kamal Al-Haddad and Venkatachari Rajagopalan, Robust Optimal Control of a D.C.Motor, IEEE 1989 PESC Rec. 1989, pp468.473
  
- [5] H.Buhler, Électronique de puissance, Traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique. Dunod, Année 1979.
  
- [6] H.Buhler, Électronique de réglage et de commande, Traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique. Dunod, Année 1979.
  
- [7] Mohamed Hadj-Mahersi, Simulation de commande de vitesse d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant. Thèse de maîtrise présentée à l'Université du Québec à Trois-Rivières. Année 1989.

- [8] H.Le-Huy, Etude de la commande numérique par microprocesseur d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant. Thèse de doctorat présentée à l'Institut National Polytechnique de Grenoble. Année 1980.
- [9] Ahmed Chériti, Commande numérique de la vitesse d'une machine synchrone autopilotée à commutation naturelle. Thèse de maîtrise présentée à l'Université du Québec à Trois-Rivières. Année 1987.
- [10] Philippe Mollard, Actionneur Numérique synchrone autopiloté, structure-modélisation-commande. Thèse de doctorat présentée à l'Institut National Polytechnique de Grenoble. Année 1988.
- [11] B.K.Bose, Power Electronics And AC Drives, General Electric Company, Corporate Research and Development, Schenectady, New York, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey 07632.
- [12] J.L.Dalmasso, Cours D'électrotechnique. 1. Machines Tournantes à courants alternatifs. D.I.A Technique Supérieur 1985.
- [13] Philippe Barret, Les cours de l'école supérieure d'électricité. Régime transitoire des machines tournantes électriques. Préface de Maurice Magnien. Eyrolles Année 1981.
- [14] Anatole Sévigny, Electrotechnique approfondie des machines, Notes de cours à l'Université du Québec à Trois-Rivières 1988.
- [15] M.C.Ghanem, K.AL-Haddad, A.Sévigny, V.Rajagopalan, Une nouvelle loi de commande de vitesse d'un moteur synchrone autopiloté. Canadian

Conference on Electrical and Computer Engineering, Vol II. Septembre 1990, pp 57.1.1-57.1.4.

- [16] Hoang Le-Huy, Alain Jakubowicz, and Robert Perret, A self-controlled synchronous motor drive using terminal voltage system. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.IA-18 , No.1, January/February 1982. pp 46-53.
- [17] A.C.Williamson, Ph.D., C.Eng., M.I.E.E., and K.M.S.Al-Khalid, M.Sc, Starting of Convertor-fed Synchronous Machine Drives. IEE Proceedings, Vol.132, Pt.B, No.4, July 1985. pp 209- 214.
- [18] P.B.Anajaneyulu, S.S.Prabhu, And G.K.Dubey Controlled DC Drive, Stability Analysis, Design, and Simulation of Closed-Loop Converter. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.IE-31, No.2, May 1984, pp:175-180.
- [19] Shoji Nishikata, Member, IEEE, Shoichi Muto, and Teruo Kataoka, Member IEEE. Dynamic Performance Analysis of Self-Controlled Synchronous Motor Speed Control Systems. IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. IA-18, No. 3, May/june 1982. pp 205-212.
- [20] P.H.Chappell, B.Sc., Ph.D., W.F.Ray, M.A., C.Eng., M.I.E.E., and R.J.Blake, M.Sc., D.I.C. Microprocessor Control of Variable Reluctance Motor. IEE Proceedings, Vol.131, Pt.B, No. 2, March 1984 PP 51-60.
- [21] Chandra Sekhar Namuduri and Paresh C.Sen, A servo-control system using a self-controlled synchronous motor (SCSM) with sliding mode

- controller. IEEE Transactions on Industry Application, Vol. IA-23. No. 2. March/ / April 1987.
- [22] P.H.Chappell, B.Sc., Ph.D., and R.M.Davis, B.Sc (Eng), C.Eng., M.I.E.E. IEE Proceedings, Vol. 132, Pt. B, No. 2, March 1985.
- [23] A.Ghandakhli, Peter Kronegger, Digital controller design method for synchronous generator excitation and stabilizer systems. Part I: Methodology and computer simulation. IEEE Transactions on Power Systems, Vol. PWRS-2, No. 3, August 1987.
- [24] F.L.Luo, B.Sc., Eng.Sc., Sen.M.C.S.M., R.D.Jackson, M.A., M.I.E.E., C.Eng., and R.J.Hill, B.Eng., M.A., Ph.D., M.I.E.E., C.Eng. Digital controller for thyristor current source. IEE Proceedings, Vol.132, Pt. B, No. 1, January 1985.
- [25] Duo Deng and Thomas A. Lipo. A modified control method for fast-response current source inverter drives. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 4, July / August 1986.
- [26] Prof. B.J. Chalmers, B.Sc., Ph.D., D.Sc., C.Eng.,F.I.E.E., S.A. Hamed, M.c., and G.D. Baines, B.Sc. Parameters and performance of a high-field permanent-magnet synchronous motor for variable-frequency operation. IEE Proceedings, Vol. 132, Pt.B, No.3, May 1985.
- [27] Francis Piriou et Adel Razek, Modélisation des machines synchrones autopilotées en considérant la saturation magnétique. RGE - 4/85 - Avril 1985. p. 293-298.



- [28] D.E. Hesmondhalgh, MSc, Ph.D., CEng, MIEE, D. Tipping, BA, BSc, Ph.D., Relating instability insynchronous motors to steady-state theory using the Hurwitz-Routh criterion. IEE Proceedings, Vol. 134, Pt. B, No. 2, March 1987.
- [29] P.M. Hart, M.EngSc, W.J. Bonwick, Ph.D., FIEE, Harmonic modeling of synchronous machines, IEE Proceedings, Vol. 135, Pt. B, No. 2, March 1988.
- [30] Robert Chauprade, Les entraînements à vitesse variable par variateurs de fréquence. Procédé moderne d'entraînements à vitesse variable par moteur électriques autopilotés de grande puissance. RGE - Tome 87 - No. 10 - Octobre 1978.
- [31] Abdelsatar Kazdagli, Francis Piriou, Adel Razek, Modélisation numérique des entraînements autopilotés à vitesse élevées variables. RGE - 4/84 - Avril 1984, p. 231- 236.
- [32] Peter L. Falb, William A. Wolovich, Decoupling in the design and synthesis of multivariable control systems. IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-12, No. 6, December 1967.
- [33] M.Boumahrat, A.Gourdin, Méthodes Numériques Appliquées, Office des publications universitaires, 29 Rue Abou Nouas, Hydra, Alger.
- [34] K.J.Binns, B.Sc., D.Sc., C.Eng., A.F.I.M.A., M.I.EE., and M.A.Jabbar, B.Sc. (Eng), Ph.D. High -field self-starting permanent-magnet

synchronous motor. IEE Proc., Vol. 128, Pt. B, No. 3, May 1981.

- [35] S.K. Tso, B.Sc.(Eng.), Ph.D., C.Eng., M.I.E.E., and F.W.Pu, Software realisation of synchronisation and firing control of thyristor convertors. IEE Proceedings, Vol. 131, Pt. B, No. 4, July 1984.
- [36] S.K. Tso, B.Sc.(Eng.), Ph.D., C.Eng., M.I.E.E., and P.T. Ho, B.Sc.(Eng), Dedicated-microprocessor scheme for thyristor phase control of multiphase convertors. IEE Proceedings, Vol. 128, Pt. B, No. 2, March 1981.
- [37] P.B. Anajaneyulu, S.S.Prabhu, and G.K.Dubey, Stability Analysis, Design, and Simulation of Closed-Loop Converter-Controlled DC Drive, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.IE-31, No.2, May 1984, pp 175,180.
- [38] Mariusz J. Nieniewski and Richard S. Marleau, Digital Simulation of an SCR-Driven DC motor, IEEE Transactions on Industry Application, Vol. IA-14, No. 4, July/August 1978, pp.341. 346
- [39] Geza Joos and Thomas H. Barton, Four-Quadrant DC Variable-Speed Drives-Design Considerations, Proceedings of the IEEE, Vol. 63, No. 12, December 1975, pp.1660.1668
- [40] K.M. Abbott and J.D. Wheeler, Simulation and Control of Thyristor Drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation, Vol. IECI-25, No.2, May 1978, pp. 130.137.

## **Annexe A**

```

PROGRAM STR3 ETUDE DE LA M. S. A. ALIMENTEE EN TENSION ( D-Q )
REAL ID, IIF, IQ
REAL WR, TEM, IA
REAL MO, D, Z, T
REAL PI, LF, LD, H
REAL V, VF, TMEC
REAL RF, RS, F, P
OPEN(1, FILE='INPUT')
OPEN(2, FILE='OUTPUT')
  OPEN(3, FILE='ID')
  OPEN(4, FILE='IQ')
  OPEN(5, FILE='IF')
  OPEN(6, FILE='WR')
  OPEN(7, FILE='TIA')
  OPEN(8, FILE='TEM')
I=1
T=0
PI=3.145927
  ID=0
  IQ=0
  WR=0
  IIF=1
THE=-PI/2
LD=0.038
MO=0.45
LF=8.262
P=2.
RS=5.
RF=80.
VF=80.
TMEC=5.
PI=3.1415927
  Z=0.1
  D=0.005
  V=120
  F=LD*LF-1.5*MO**2
  H=0.0001
C
C   INTEGRATION PAR LA METHODE DE RUNGE KUTTA
10  S11=(LF*LD*WR*IQ-LF*RS*ID+SQRT(1.5)*MO*RF*IIF
C     2-SQRT(1.5)*MO*VF)/F
C
C     S12=(-LD*RF*IIF-SQRT(1.5)*MO*LD*WR*IQ+SQRT(1.5)
C     3*MO*RS*ID+LD*VF)/F
C
C     S13=(-RS*IQ-WR*SQRT(1.5)*MO*IIF+SQRT(3.)*V)/LD
C     1-WR*ID
C
C     S14=(4*SQRT(1.5)*MO*IIF*IQ-D*WR-P*TMEC)/Z
C
C     S15=WR
C
C
C
C     S21=(LF*LD*(WR+H*S14/2)*(IQ+H*S13/2)-LF*RS
C     4*(ID+H*S11/2)+SQRT(1.5)*MO*RF*(IIF+H*S12/2)
C     5-SQRT(1.5)*MO*VF)/F
C

```

```

C      7*(ID+H*S11/2)+LD*VF)/F
C      S23=(-RS*(IQ+H*S13/2)
C      7-(WR+H*S14/2)*SQRT(1.5)*MO
C      8*(IIF+H*S12/2)+SQRT(3.)*V)/LD
C      9-(WR+H*S14/2)*(ID+H*S11/2)
C      S24=(4*SQRT(1.5)*MO*(IIF+H*S12/2)
C      8*(IQ+H*S13/2)-D*(WR+H*S14/2)-P*TMEC)/Z
C      S25=WR+H*S14/2
C
C      S31=(LF*LD*(WR+H*S24/2)*(IQ+H*S23/2)-LF*RS
C      1*(ID+H*S21/2)+SQRT(1.5)*MO*RF*(IIF+H*S22/2)
C      2-SQRT(1.5)*MO*VF)/F
C      S32=(-LD*RF*(IIF+H*S22/2)-SQRT(1.5)*MO*LD
C      1*(WR+H*S24/2)*(IQ+H*S23/2)+SQRT(1.5)*MO*RS
C      2*(ID+H*S21/2)+LD*VF)/F
C      S33=(-RS*(IQ+H*S23/2)
C      1-(WR+H*S24/2)*SQRT(1.5)*MO
C      2*(IIF+H*S22/2)+SQRT(3.)*V)/LD
C      3-(WR+H*S24/2)*(ID+H*S21/2)
C      S34=(4*SQRT(1.5)*MO*(IIF+H*S22/2)
C      1*(IQ+H*S23/2)-D*(WR+H*S24/2)
C      2-P*TMEC)/Z
C      S35=WR+H*S24/2
C
C      S41=(LF*LD*(WR+H*S34)*(IQ+H*S33)-LF*RS
C      1*(ID+H*S31)+SQRT(1.5)*MO*RF*(IIF+H*S32)
C      2-SQRT(1.5)*MO*VF)/F
C      S42=(-LD*RF*(IIF+H*S32)-SQRT(1.5)*MO*LD
C      1*(WR+H*S34)*(IQ+H*S33)+SQRT(1.5)*MO*RS
C      2*(ID+H*S31)+LD*VF)/F
C      S43=(-RS*(IQ+H*S33)
C      1-(WR+H*S34)*SQRT(1.5)*MO
C      2*(IIF+H*S32)+SQRT(3.)*V)/LD
C      3-(WR+H*S34)*(ID+H*S31)
C      S44=(4*SQRT(1.5)*MO*(IIF+H*S32)*(IQ+H*S33)
C      1-D*(WR+H*S34)-P*TMEC)/Z
C      S45=WR+H*S34
C
C      ID=ID+H*(S11+2*S21+2*S31+S41)/6
C      IIF=IIF+H*(S12+2*S22+2*S32+S42)/6
C      IQ=IQ+H*(S13+2*S23+2*S33+S43)/6
C      WR=WR+H*(S14+2*S24+2*S34+S44)/6
C      THE=THE+H*(S15+2*S25+2*S35+S45)/6
C

```

```
C
C      IA=A*B
C
C      IA=SQRT(2./3.)*(ID*COS(THI)-IG*SIN(THI))
C
C      IF(I.EQ.50) GOTO 20
C      GOTO 30
20     I=1
C      WRITE(3,100) T, ID
C      WRITE(4,100) T, IG
C      WRITE(5,100) T, IIF
C      WRITE(6,100) T, WR
C      WRITE(7,100) T, IA
C      WRITE(8,100) T, TEM
100    FORMAT(F7.5,3X,F11.5)
30     IF(T.GT..5) GOTO 40
C      I=I+1
C      T=T+H
C      GOTO 10
40     CLOSE(3)
C      CLOSE(4)
C      CLOSE(5)
C      CLOSE(6)
C      CLOSE(7)
C      CLOSE(8)
C      STOP
C      END
```

```

PROGRAM S3 ETUDE D UN M. S. A. ALIMENTE PAR TENSION SINUSOIDALE (M. PHASE)
REAL IA, IB, IF, WR, TEM
REAL THE, LD, LF, MO, RF
REAL RS, V, VF, PI
REAL T, H, X, VA, VB
REAL J, D, TMEC
OPEN(1, FILE='INPUT')
OPEN(2, FILE='OUTPUT')
OPEN(3, FILE='PIAA')
OPEN(4, FILE='PIB')
OPEN(5, FILE='PIFF')
OPEN(6, FILE='PWRR')
OPEN(7, FILE='PTEMM')
OPEN(8, FILE='PVA')
I=1
T=0.
IA=0.
IB=0.
IF=1.
WR=0.
V=120.
VA=120
VB=-60
PI=3.1415927
THE=-PI/2
LD=0.038
LF=8.262
MO=0.45
RF=80
RS=5
VF=80
TMEC=5
J=0.1
D=0.005
X=LD*(LD*LF-1.5*MO**2)
Y=LD*LF-1.5*MO**2
H=0.0001
C   INTEGRATION PAR LA METHODE DE RUNGE KUTTA
C10  VA=SQRT(2.)*V*COS(THE+PI/2)
C    VB=SQRT(2.)*V*COS(THE+PI/2-2*PI/3)
10   VA=SQRT(2.)*VA
    VB=SQRT(2.)*VB
    S11=(LD*LF*(VA-RS*IA+WR*MO*IF*SIN(THE))
1-LD*MO*COS(THE)
1*(VF-RF*IF+WR*MO*IA*(SIN(THE)
1-SIN(THE+2*PI/3))
1-SQRT(3.)
2*WR*MO*IB*COS(THE))-SQRT(3.)*MO**2
2*SIN(THE))*((VA-
3RS*IA+WR*MO*IF*SIN(THE))*COS(THE-2*PI/3)-(VB-
4RS*IB+WR*MO*IF*SIN(THE-2*PI/3))*COS(THE)))/X
C
    S12=(LD*(LF*(VB-RS*IB+WR*MO*IF
1*SIN(THE-2*PI/3))-MO
1*(VF-RF*IF+WR*MO*IA*(SIN(THE)
1-SIN(THE+2*PI/3))-
2SQRT(3.)*WR*MO*IB*COS(THE))*COS(THE-2*PI/3))
2+MO**2

```

```

4SIN( THE ) * COS( THE - 2 * PI / 3 ) - ( VB - RS * IB
5 + WR * MO * IF * SIN( THE - 2 * PI / 3 ) * COS( THE ) ) / X
C
S13 = ( ( ( VF - RF * IF + WR * MO * IA * ( SIN( THE )
1 - SIN( THE + 2 * PI / 3 ) )
1 - SQRT( 3. ) * WR * MO * IB * COS( THE ) * LD
1 - ( VB - RS * IB + WR * MO * IF
2 * SIN( THE - 2 * PI / 3 ) * MO * SQRT( 3. ) * SIN( THE )
2 - ( VA - RS * IA +
3WR * MO * IF * SIN( THE ) * MO * ( COS( THE )
3 - COS( THE + 2 * PI / 3 ) ) ) / Y
C
S14 = ( - 4 * MO * IF * ( IA * ( SIN( THE ) - SIN( THE + 2 * PI / 3 ) )
1 - SQRT( 3. )
1 * IB * COS( THE ) ) / J ) - ( D * WR / J ) - 2 * TMEC / J
C
S15 = WR
C
S21 = ( LD * ( LF * ( VA - RS * ( IA + H * S11 / 2 )
1 + ( WR + H * S14 / 2 ) * MO *
1 ( IF + H * S13 / 2 ) * SIN( THE + H * S15 / 2 ) ) - MO * ( VF - RF
1 * ( IF + H * S13 / 2 )
2 + ( WR + H * S14 / 2 ) * MO * ( IA + H * S11 / 2 )
2 * ( SIN( THE + H * S15 / 2 ) -
3SIN( ( THE + H * S15 / 2 ) + 2 * PI / 3 ) ) - SQRT( 3. )
3 * ( WR + H * S14 / 2 ) * MO
4 * ( IB + H * S12 / 2 ) * COS( THE + H * S15 / 2 ) )
4 * COS( THE + H * S15 / 2 ) )
5 - SQRT( 3. ) * MO * 2 * SIN( THE + H * S15 / 2 ) * ( ( VA - RS
5 * ( IA + H * S11 / 2 )
6 + ( WR + H * S14 / 2 ) * MO * ( IF + H * S13 / 2 )
6 * SIN( THE + H * S15 / 2 ) ) *
7COS( ( THE + H * S15 / 2 ) - 2 * PI / 3 )
7 - ( VB - RS * ( IB + H * S12 / 2 ) + ( WR +
8H * S14 / 2 ) * MO * ( IF + H * S13 / 2 ) * SIN( ( THE + H * S15 / 2 )
8 - 2 * PI / 3 ) )
9 * COS( THE + H * S15 / 2 ) ) ) / X
C
S22 = ( LD * ( LF * ( VB - RS * ( IB + H * S12 / 2 )
1 + ( WR + H * S14 / 2 ) * MO *
1 ( IF + H * S13 / 2 ) * SIN( ( THE + H * S15 / 2 ) - 2 * PI / 3 ) )
1 - MO * ( VF -
2RF * ( IF + H * S13 / 2 ) + ( WR + H * S14 / 2 )
2 * MO * ( IA + H * S11 / 2 ) * (
3SIN( THE + H * S15 / 2 ) - SIN( ( THE + H * S15 / 2 )
3 + 2 * PI / 3 ) ) -
4SQRT( 3. ) * ( WR + H * S14 / 2 ) * MO * ( IB + H * S12 / 2 )
4 * COS( THE + H * S15 / 2 ) )
5 * COS( ( THE + H * S15 / 2 ) - 2 * PI / 3 ) ) + MO * 2 * (
6COS( THE + H * S15 / 2 ) - COS( ( THE + H * S15 / 2 ) + 2 * PI / 3 ) ) *
7( ( VA - RS * ( IA + H * S11 / 2 ) + ( WR + H * S14 / 2 ) * MO
7 * ( IF + H * S13 / 2 )
8 * SIN( THE + H * S15 / 2 ) ) * COS( ( THE + H * S15 / 2 )
8 - 2 * PI / 3 ) - (
9VB - RS * ( IB + H * S12 / 2 ) + ( WR + H * S14 / 2 )
9 * MO * ( IF + H * S13 / 2 )
1 * SIN( ( THE + H * S15 / 2 ) - 2 * PI / 3 ) )
1 * COS( THE + H * S15 / 2 ) ) ) / X
C
S23 = ( ( ( VF - RF * ( IF + H * S13 / 2 ) + ( WR + H * S14 / 2 ) * MO * (
1IA + H * S11 / 2 ) * ( SIN( THE + H * S15 / 2 )
1 - SIN( ( THE + H * S15 / 2 ) +
22 * PI / 3 ) ) - SQRT( 3. ) * ( WR + H * S14 / 2 ) * MO * ( IB + H * S12 / 2 ) *

```



```

5*MO*SQR(3.)*SIN(TH+H*S15/2)-(VA-RS
5*(IA+H*S11/2)
6+(WR+H*S14/2)*MO*(IF+H*S13/2)
6*SIN(TH+H*S15/2))*
7*MO*(COS(TH+H*S15/2)-COS((TH+H*S15/2)
7+2*PI/3)))/Y
C
S24=(-4*MO*(IF+H*S13/2)/J)*((IA+H*S11/2)*(SIN(TH+
1H*S15/2)-SIN((TH+H*S15/2)+2*PI/3))-SQR(3.)*(IB+
2H*S12/2)*COS(TH+H*S15/2))-(D*(WR+H*S14/2)/J)
3-2*TMEC/J
C
S25=WR+H*S14/2
C
S31=(LD*(LF*(VA-RS*(IA+H*S21/2)+(WR+H*S24/2)*MO*(
1IF+H*S23/2)*SIN(TH+H*S25/2))-MO*(VF-RF
1*(IF+H*S23/2)
2+(WR+H*S24/2)*MO*(IA+H*S21/2)*(SIN(TH+H*S25/2)-
3SIN((TH+H*S25/2)+2*PI/3))-SQR(3.))
3*(WR+H*S24/2)*MO
4*(IB+H*S22/2)*COS(TH+H*S25/2))*COS(TH
4+H*S25/2))-
5SQR(3.)*MO**2*SIN(TH+H*S25/2)*((VA-RS
5*(IA+H*S21/2)
6+(WR+H*S24/2)*MO*(IF+H*S23/2)*SIN(TH+H*S25/2))*
7COS((TH+H*S25/2)-2*PI/3)-(VB-RS*(IB+H*S22/2)+
8(WR+H*S24/2)*MO*(IF+H*S23/2)*SIN(
8(TH+H*S25/2)-2*PI/3))
9*COS(TH+H*S25/2)))/X
C
S32=(LD*(LF*(VB-RS*(IB+H*S22/2)
1+(WR+H*S24/2)*MO*(
1IF+H*S23/2)*SIN((TH+H*S25/2)-2*PI/3))
1-MO*(VF-RF*(IF
2+H*S23/2)+(WR+H*S24/2)*MO*(IA+H*S21/2)
2*(SIN(TH+H*S25/2)
3-SIN((TH+H*S25/2)+2*PI/3))-SQR(3.))
3*(WR+H*S24/2)*MO*
4*(IB+H*S22/2)*COS(TH+H*S25/2))
4*COS((TH+H*S25/2)-2*PI/3))
5+MO**2*(COS(TH+H*S25/2)-COS((TH+H*S25/2)
5+2*PI/3)))*((
6VA-RS*(IA+H*S21/2)+(WR+H*S24/2)
6*MO*(IF+H*S23/2)*
7SIN(TH+H*S25/2))*COS((TH+H*S25/2)-2*PI/3)
7-(VB-RS*(
8IB+H*S22/2)+(WR+H*S24/2)*MO*(IF+H*S23/2)
8*SIN((TH+H*S25/2)
9-2*PI/3))*COS(TH+H*S25/2)))/X
C
S33=((VF-RF*(IF+H*S23/2)+(WR+H*S24/2)
1*MO*(IA+H*S21/2)
1*(SIN(TH+H*S25/2)-SIN((TH+H*S25/2)
1+2*PI/3))-SQR(3.))
2*(WR+H*S24/2)*MO*(IB+H*S22/2)
2*COS(TH+H*S25/2))*LD
3-(VB-RS*(IB+H*S22/2)+(WR+H*S24/2)*MO
3*(IF+H*S23/2)
4*SIN((TH+H*S25/2)-2*PI/3))*MO*SQR(3.))*
5SIN(TH+H*S25/2)-(VA-RS*(IA+H*S21/2)
5+(WR+H*S24/2)
5*MO*(IF+H*S23/2)*SIN(TH+H*S25/2))*MO
5*(COS(TH+H*S25/2)
6-COS((TH+H*S25/2)+2*PI/3)))/Y
C

```

```

1*(SIN(TH+
1H*S25/2)-SIN((THE+H*S25/2)+2*PI/3))-SQRT(3.)*
2*(IB+H*S22/2)*COS(TH+H*S25/2)-(D
2*(WR+H*S24/2)/J)-2*TMEC/J
C
S35=WR+H*S24/2
C
S41=(LD*(LF*(VA-RS*(IA+H*S31)+(WR+H*S34))*MO
1*(IF+H*S33)*SIN(TH+H*S35))-MO*(VF-RF*
2*(IF+H*S33)+(WR+H*S34))*MO*(IA+H*S31)*
3SIN(TH+H*S35)-SIN((TH+H*S35)+2*PI/3))
4-SQRT(3.)*(WR+H*S34))*MO*(IB+H*S32)*
5COS(TH+H*S35))*COS(TH+H*S35))-SQRT(3.
6*MO**2*SIN(TH+H*S35))*((VA-RS*(IA+H*S31)+
7(WR+H*S34))*MO*(IF+H*S33)*SIN(TH+H*S35))*
8COS((TH+H*S35)-2*PI/3)-(VB-RS*(IB+H*S32)
9+(WR+H*S34))*MO*(IF+H*S33)*SIN((TH+H*S35)
1-2*PI/3))*COS(TH+H*S35)))/X
C
S42=(LD*(LF*(VB-RS*(IB+H*S32)+(WR+H*S34)
1*MO*(IF+H*S33)*SIN((TH+H*S35)-2*PI/3))-
2MO*(VF-RF*(IF+H*S33)+(WR+H*S34))*MO*(IA+H
3*S31)*SIN(TH+H*S35)-SIN((TH+H*S35)+2*PI/3))
4-SQRT(3.)*(WR+H*S34))*MO*(IB+H*S32)*COS(TH+
5H*S35))*COS((TH+H*S35)-2*PI/3))+MO**2*(
6COS(TH+H*S35)-COS((TH+H*S35)+2*PI/3))*
7(VA-RS*(IA+H*S31)+(WR+H*S34))*MO*(IF+H*S33)
8*SIN(TH+H*S35))*COS((TH+H*S35)-2*PI/3)-
9(VB-RS*(IB+H*S32)+(WR+H*S34))*MO*(IF+H*S33)
1*SIN((TH+H*S35)-2*PI/3))*COS(TH+H*S35)))/X
C
S43=((VF-RF*(IF+H*S33)+(WR+H*S34))*MO*(IA+H
1*S31)*SIN(TH+H*S35)-SIN((TH+H*S35)+2*PI/3))
2-SQRT(3.)*(WR+H*S34))*MO*(IB+H*S32)*COS(TH+H
3*S35))*LD-(VB-RS*(IB+H*S32)+(WR+H*S34))*MO*
4(IF+H*S33)*SIN((TH+H*S35)-2*PI/3))*MO*
5SQRT(3.)*SIN(TH+H*S35))-VA-RS*(IA+H*S31)+(
6WR+H*S34))*MO*(IF+H*S33)*SIN(TH+H*S35))*MO*
7(COS(TH+H*S35)-COS((TH+H*S35)+2*PI/3)))/Y
C
S44=(-4*MO*(IF+H*S33)/J)*((IA+H*S31)*SIN(TH+
1+H*S35)-SIN((TH+H*S35)+2*PI/3))-SQRT(3.)
2*(IB+H*S32)*COS(TH+H*S35))-(D*(WR+H*S34)/J)
3-2*TMEC/J
C
S45=WR+H*S34
C
IA=IA+H*(S11+2*S21+2*S31+S41)/6
IB=IB+H*(S12+2*S22+2*S32+S42)/6
IF=IF+H*(S13+2*S23+2*S33+S43)/6
WR=WR+H*(S14+2*S24+2*S34+S44)/6
THE=THE+H*(S15+2*S25+2*S35+S45)/6
TEM=-2*MO*IF*(IA*(SIN(TH)-SIN(TH+2*PI/3))
1+IB*(SIN(TH-2*PI/3)-SIN(TH+2*PI/3)))
C
IF(TH. GE. -PI/6) GOTO 15
VA=120.
VB=-60.
GOTO 3
15 IF(TH. GE. PI/6) GOTO 25
VA=60.
VB=60.
GOTO 3
25 IF(TH. GE. 3*PI/6) GOTO 35

```

```
      VD=120.  
      GOTO 3  
35    IF (THE. GE. 5*PI/6) GOTO 45  
      VA=-120.  
      VB=60.  
      GOTO 3  
45    IF (THE. GE. 7*PI/6) GOTO 55  
      VA=-60.  
      VB=-60.  
      GOTO 3  
55    IF (THE. GE. 9*PI/6) GOTO 65  
      VA=60.  
      VB=-120.  
      GOTO 3  
65    THE=-PI/2  
      VA=120  
      VB=-60  
3     IF (I. EQ. 500) GOTO 20  
      GOTO 30  
20    I=1  
      WRITE(3, 90) T, IA  
      WRITE(4, 90) T, IB  
      WRITE(5, 90) T, IF  
      WRITE(6, 90) T, WR  
      WRITE(7, 90) T, TEM  
      WRITE(8, 90) T, VA  
  
C  
90    FORMAT(F7. 5, 3X, F11. 5)  
C  
30    IF (T. GT. 5) GOTO 40  
      I=I+1  
      T=T+H  
      GOTO 10  
40    CLOSE(3)  
      CLOSE(4)  
      CLOSE(5)  
      CLOSE(6)  
      CLOSE(7)  
      CLOSE(8)  
      STOP  
      END
```

## **Annexe B**

519 \*\*\*\*\* MOTEUR SYNCHROME TRIPHASE A POLES SAILLANTS \*\*\*\*\*

% LA MATRICE A DU MOTEUR-SYNCHROME LINEARISEE AU POINT D'OPERATION

% POINT D'OPERATION

```

Ido=-0.2057      ;
Iqo=1.3045      ;
Ifo=1.6829      ;
IDo=0           ;
IQo=0           ;
delo=-0.537     ;
Wro=1           ;
Vdo=-0.6263     ;
Vqo=1.0524      ;
Vfo=0.00069     ;
Imec=1          ;
V =1           ;
Po=2/3*(Vdo*Ido+Vqo*Iqo);

```

%LA MATRICE DE TRANSITION A

%-----

```

A=[-0.0095  2.400  .0008  .0352  1.8000  3.1308  5.2622;
   -4.2494  -0.0095  -3.6495  -3.6495  .0529  -5.2676  3.1315;
    .0037  -.9370  -.0015  .0206  -.7028  -1.2223  -2.0544;
    .0047  -1.2000  .0006  -.0617  -.9000  -1.5654  -2.6311;
    3.3048  .0074  2.8383  2.8383  -.0705  4.0967  -2.4353;
    .00005  .0001  .0001  .0001  .0000  .0000  .0000
    .0000  .0000  .0000  .0000  .0000  1.0000  .0000];

```

%LA MATRICE DE COMMANDE B

%-----

```

B=[-3.132  -1.9521  0;
    5.26    0      0;
    1.22    3.7372  0;
    1.56    -1.4641  0;
   -4.09    0      0;
    0       0      0.000177;
    0       0      0  1;

```

```

%LE VECTEUR DE COMMANDE U
%-----
%U = [V;Vf;Tch]
U=[.10;0;0];

[X,D]=eig(A);

Z=eig(A);

M=X;
G=-inv(A)*B*U;

Xto=[0;0;0;0;0;0;0];

W=Xto-G;

K=M\W;

K1=[K(1)  0    0    0    0    0    0;
     0    K(2)  0    0    0    0    0;
     0    0    K(3)  0    0    0    0;
     0    0    0    K(4)  0    0    0;
     0    0    0    0    K(5)  0    0;
     0    0    0    0    0    K(6)  0;
     0    0    0    0    0    0    K(7)];

C=M*K1;

t=0:5:1000;
%*****

%L'EXPRESSION ANALYTIQUE DU COURANT Id
%-----

id1=C(1)*exp(Z(1)*t)+C(8)*exp(Z(2)*t)+C(15)*exp(Z(3)*t)+C(22)*exp(Z(4)*t);
id2=C(29)*exp(Z(5)*t)+C(36)*exp(Z(6)*t)+C(43)*exp(Z(7)*t);

id=id1+id2+G(1)+Ido;

subplot(221)

plot(t/314,id),title(' Id(t), U=[0.1,0,0] '),grid
xlabel(' t en s ');
ylabel(' Id en pu')

%*****

%L'EXPRESSION ANALYTIQUE DU COURANT Iq
%-----

iq1=C(2)*exp(Z(1)*t)+C(9)*exp(Z(2)*t)+C(16)*exp(Z(3)*t)+C(23)*exp(Z(4)*t);
iq2=C(30)*exp(Z(5)*t)+C(37)*exp(Z(6)*t)+C(44)*exp(Z(7)*t);

iq=iq1+iq2+G(2)+Iqo;

subplot(222)

```

```

plot(t/314,iq),title(' Iq(t), U=[.1,0,0] '),grid
xlabel('t en s')
ylabel('Iq en pu')
%*****
%L'EXPRESSION ANALYTIQUE DU COURANT D'AMORTISSEMENT ID
%-----
subplot(223)

ID1=C(4)*exp(Z(1)*t)+C(11)*exp(Z(2)*t)+C(18)*exp(Z(3)*t)+C(25)*exp(Z(4)*t);

ID2=C(32)*exp(Z(5)*t)+C(39)*exp(Z(6)*t)+C(46)*exp(Z(7)*t);

ID=ID1+ID2+G(4)+IDo;
plot(t/314,ID),title(' ID(t), U=[.1,0,0] '),grid
xlabel('t en s')
ylabel('ID en pu')

%*****
%L'EXPRESSION ANALYTIQUE DU COURANT D'AMURTISSEMENT IQ
%-----
subplot(224)

IQ1=C(5)*exp(Z(1)*t)+C(12)*exp(Z(2)*t)+C(19)*exp(Z(3)*t)+C(26)*exp(Z(4)*t);

IQ2=C(33)*exp(Z(5)*t)+C(40)*exp(Z(6)*t)+C(47)*exp(Z(7)*t);

IQ=IQ1+IQ2+G(5)+IQo;
plot(t/314,IQ),title(' IQ(t), U=[.1,0,0] '),grid
xlabel('t en s')
ylabel('IQ en pu')
pause
clg
%*****
%L'EXPRESSION ANALYTIQUE DU COURANT d'EXCITATION Ie
%-----

If1=C(3)*exp(Z(1)*t)+C(10)*exp(Z(2)*t)+C(17)*exp(Z(3)*t)+C(24)*exp(Z(4)*t);

If2=C(31)*exp(Z(5)*t)+C(38)*exp(Z(6)*t)+C(45)*exp(Z(7)*t);

If=If1+If2+G(3)+Ifo;

subplot(221)
plot(t/314,If),title(' Ie(t), U=[.1,0,0] '),grid
xlabel('t en s')
ylabel('Ie en pu')
%*****
%L'EXPRESSION ANALYTIQUE DE LA VITESSE DU ROTUR Wr
%-----
subplot(222)

WR1=C(6)*exp(Z(1)*t)+C(13)*exp(Z(2)*t)+C(20)*exp(Z(3)*t)+C(27)*exp(Z(4)*t);

WR2=C(34)*exp(Z(5)*t)+C(41)*exp(Z(6)*t)+C(48)*exp(Z(7)*t);

WR=WR1+WR2+G(6)+Wro;
plot(t/314,WR),title(' Wr(t), U=[.1,0,0] '),grid
xlabel('t en s')
ylabel('Wr en pu')
%*****

```

```

%L'EXPRESSION ANALYTIQUE DE L'ANGLE DELIA
%-----
subplot(223)

del1=C(7)*exp(Z(1)*t)+C(14)*exp(Z(2)*t)+C(21)*exp(Z(3)*t)+C(28)*exp(Z(4)*t)

del2=C(35)*exp(Z(5)*t)+C(42)*exp(Z(6)*t)+C(49)*exp(Z(7)*t);

del=del1+del2+G(7)+delo;

plot(t/314,del),title('Wr-Ws)*t, U=[.1,0,0]'),grid
xlabel('t en s')
ylabel('en radian')

%*****
Vd=1.102*sin(del);
Vq=1.102*cos(del);
VD=Vd';
VQ=Vq';
Id=id';
Iq=iq';
WWR=WR';
T=t';
n=1;
k=1;
dn=1;
while n<=201
%*****

%L'EXPRESSION ANALYTIQUE DE LA PUISSANCE UTILE Pu
%-----
p=2/3*(VD(n)*Id(n)+VQ(n)*Iq(n));
c=p/WWR(n);
P(k)=p;
CC1(k)=c;
NN(k)=n;
n=n+1;
k=k+1;
end
subplot(224)
plot(NN*5/314,P),title('Pu(t), U=[.1,0,0]'),grid
xlabel('t en s')
ylabel('Pu en pu')
pause
clf

%*****
%subplot(224)
plot(NN*5/314,CC1),title('Tem(t), U=[.1,0,0]'),grid
xlabel('t en pu')
ylabel('Tem en pu')
pause
clf
end

```



## **Annexe C**

```

clg
%   ***ETUDE DE L'INFLUENCE DE LA TENSION Vd SUR LE COURANT Id***

%           ***MOTEUR SYNCHROME AUTOPILOTE***

%                               Id(s)
%***ETUDE DE LA FONCTION DE TRANSFERF ---- sans regulation
%                               Vd(s)
%R.C : Reseau correcteur;
num =[0 89.6 8.072];
den =[1 53.85 626.97];

w =logspace(-5,5);

%   ***DETERMINATION DE LA BANDE PASSANTE***

[mag,phase]=bode(num,den,w);

subplot(211)

loglog(w,mag),title(' Reponse en amplitude du syst sans R.Correcteur'),grid

xlabel('w en rad/s')
ylabel('valeur reelle')

pause

subplot(212)

semilogx(w,phase),title(' Reponse en phase sans R.C'),grid

xlabel('w en rad/s')
ylabel('rad')

pause

[Gm,Pm,Wcm,Wcp]=margin(mag,phase,w)
pause
clg

%   ***REPONSE INDICIELLE DU COURANT DU M.S.A. SANS REGULATION***

t=0:.01:.5;

plot(t,step(num,den,t)),title('Reponse a un echellon du Id sans R.C'),grid

xlabel('sec')
ylabel('Id')
pause

%   ***ETUDE DE LA VARIATION DU COLIRANT AVEC RESEAU CORRECTEUR****

km=.0128746;
kc=2;
ke=719.18704;
kf=km*kc*ke;

```

```

% ****DETRMINATION DE LA BANDE PASSANTE*****

num1=[0 0 kf];
den1=[.027 1 kf];

[mag1,phase1]=bode(num1,den1,w);

subplot(211)
loglog(w,mag1),title('reponse en amplitude b-f systeme regule'),grid

xlabel('w en rad/s')
ylabel('valeur reelle')
pause

subplot(212)
semilogx(w,phase1),title('Reponse en phase B-F'),grid
pause
clf

% ****REPONSE INDICIELLE DU SYSTEME REGULE****

plot(t,step(num1,den1,t)),title('Reponse indicielle du syst avec R.C'),grid

xlabel('sec')
ylabel('Id')
pause

% **DETERMINATION DU MARGE DE GAIN ET DE MARGE DE PHASE**

%FONCTION DE TRANSFERT EN BOUCLE OUVERTE

num2=[0 0 km*kc*ke];
den2=[.027 1 0];

[mag2,phase2]=bode(num2,den2,w);
subplot(211)

loglog(w,mag2),title('Reponse en amplitude B-0 du syst Regule'),grid

xlabel('w en rad/s')
ylabel('valeur reelle')
pause

subplot(212)
semilogx(w,phase2),title('reponse en phase B-U du systeme avec K.C'),grid

xlabel('w en rad/s')
ylabel('degre')
pause
clf

[Gm,Pm,Wcm,Wpm]=margin(mag2,phase2,w)

end

```

```

% Regulation de vitesse d'un moteur synchrone autopilote

%Les parametres du moteur

clg

Ra=.7;
La=.446E-03;
KF=.84;%Cte de flux
J=.186;%Inertie
D=.024;%coefficien de frottement
te=La/Ra;
tm=J/D;
km= 1/(Ra*te*tm) ;

%les facteurs de l'equation caracteristique de F1(s)

a=1;
b=(te + tm)/(te*tm) ;
c=(Ra*D + KF^2)/(Ra*D*te*tm) ;

%Calcul du determinant

d= b^2 - 4*a*c ;

%les deux constantes de temps de courant

t1 = (-b - sqrt(d))/2 ;
t2 = (-b + sqrt(d))/2 ;

i=1;
j=1;

kiw =.25 ;

dkiw =.5;
dkpw =1 ;
M =221; % M :pour avoir 4 courbes sur le meme ecran;
dt=.1;

while kiw<= 5.50
kpw=.25;
while kpw<=6.25

t=0:0.1:40;
while M<=224

ki=10 ;% gain de retour de la boucle de courant
kw=290 ;%gain de la boucle de vitesse
kc=10 ; %gain du convertisseur de courant
kpi=10 ;% constante du terme proportionnel du regulateur de courant
%kpw=2 ;%constante du terme proportionnel du regulateur de vitesse
%kiw =2.5 ;% constante integrale du regulateur de vitesse

a1=kc*km*KF*kpi*kpw/D;
a2=kc*km*KF*kpi*kiw/D;

```

```

a3=t1*t2;
a4=t1+t2+kc*ki*km*kpi*tm;
a5=1+kc*ki*km*kpi+kc*KF*kw*kpi*kpw/D ;
a6=kc*kw*kpi*KF*kiw/D ;

num=[0      0      a1      a2 ];
den=[a3     a4     a5     a6 ];

y=Step(num,den,t);

kiw
kpw
M
pause

subplot(M)

plot(t,y),title('kiw=      ,kpw=      '),grid
xlabel('t en sec')
ylabel('vitesse')
pause

kiw;
kpw=kpw+dkpw;
M=M+1;
end
M=221;
clf
end
kiw =kiw+dkiw;
end

```

## **Annexe D**

AVOCET SYSTEMS 6809 CROSS-ASSEMBLER - VERSION 1.09M

SOURCE FILE NAME: GHAA2.ASM

```

;PROGRAMME DE DEMARRAGE D'UNE MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE
;ET ASSERVISSEMENT DE VITESSE (LOI POLYNOMIALE)

6001      CRA1          EQU      $6001  ;INNITIALISATION
0000                                           ;PERIPHERIES
6000      DDRA1         EQU      $6000
6000      ORA1          EQU      $6000  ;(Commande du redresseur)

6003      CRB1          EQU      $6003
6002      DDRB1         EQU      $6002
6002      ORB1          EQU      $6002  ;(Commande de l'onduleur)

2001      CRA2          EQU      $2001
2000      DDRA2         EQU      $2000
2000      ORA2          EQU      $2000  ;(Mesure de Id)

2003      CRB2          EQU      $2003
2002      DDRB2         EQU      $2002
2002      ORB2          EQU      $2002

C001      CRA3          EQU      $C001
C000      DDRA3         EQU      $C000
C000      ORA3          EQU      $C000  ;(Mesure de vitesse)

C003      CRB3          EQU      $C003
C002      DDRB3         EQU      $C002
C002      ORB3          EQU      $C002  ;(lecture de la position)

01FF      IREFD         EQU      $01FF  ;reference du courant
0000                                           ;de demarrage

0200      IMES          EQU      $0200  ;courant mesure

0201      PPRE          EQU      $0201  ;position precedente

0203      VREFD         EQU      $0203  ;reference de vitesse
0000                                           ;de demarrage

0204      VMES          EQU      $0204  ;vitesse mesuree

0205      SIGN          EQU      $0205

0206      IERR          EQU      $0206  ;erreure dans le courant

0207      VERR          EQU      $0207  ;erreur dans la vitesse

0208      IFME          EQU      $0208  ;courant d'excitation If

0209      VCRED         EQU      $0209  ;tension de commande

```

AVOCET SYSTEMS 6809 CROSS-ASSEMBLER - VERSION 1.09M

SOURCE FILE NAME: GHAA2.ASM

```

0000                                     ;du redresseur
020B      KIINT      EQU      $020B      ;ct d'integration
020C      KPPRO      EQU      $020C      ;ct proportionnelle
020D      INTAC      EQU      $020D      ;integrale actuelle
020F      PROAC      EQU      $020F      ;proportionnel actuel
0211      INTPRE     EQU      $0211      ;INTEGRALE PRECEDENTE
0213      PROPRE     EQU      $0213      ;PROPORTIONNEL PREC
0215      IREF       EQU      $0215      ;REFERENCE DU COURANT Id
0000
0216      VREF       EQU      $0216      ;REFERENCE DE VITESSE

0400                                     ORG      $0400
0400
0400 4F                                     CLRA
0401
0401 B76001      STA      CRA1
0404 B76003      STA      CRB1
0407 B72002      STA      DDRB2      ;PORT B2 ENTREE
040A                                     ;(REF DE VITESSE)

040A B72001      STA      CRA2
040D B72003      STA      CRB2
0410 B72000      STA      DDRA2      ;PORT A2 ENTREE
0413                                     ;(LA MEGURE DE Id)

0413 B7C001      STA      CRA3
0416 B7C003      STA      CRB3
0419 B7C000      STA      DDRA3      ;PORT A3 ENTREE
041C                                     ;(MEGURE DE VITESSE)
041C B7C002      STA      DDRB3      ;PORT B3 ENTREE
041F                                     ;(LA POSITION )

041F 43                                     COMA

0420 B76002      STA      DDRB1      ;PORT B1 SORTIE
0423                                     ;(LA COMMANDE DE L'OND)
0423 B76000      STA      DDRA1      ;PORT A1 SORTIE
0426                                     ;(LA COMMANDE DU REDRESSEUR)
0426 8604        LDA      #$04
0428 B76001      STA      CRA1      ;ACCES A ORA1

042B B76003      STA      CRB1      ;ACCES A ORB1

042E B72001      STA      CRA2      ;ACCES A ORA2

```



AVOCET SYSTEMS 6809 CROSS-ASSEMBLER - VERSION 1.09M

SOURCE FILE NAME: GHAA2.ASM

```

0431 B72003          STA      CRB2      ;ACCES A ORB2
0434 B7C001          STA      CRA3      ;ACCES A ORA3
0437 B7C003          STA      CRB3      ;ACCES A ORB3
043A
043A
043A 8630             LDA      #$30      ;CHARGEMENT DE REFERENCE DE
043C B701FF          STA      IREFD     ;COURANT DE DEMARRAGE
043F B70206          STA      IERR      ;ERREUR AU DEMARRAGE=IREFD

0442 8633             LDA      #$33      ;CHARGEMENT DE LA REF
0444                 ;DE VITESSE
0444 B70203          STA      VREFD     ;DE VITESSE
0447 B70207          STA      VERR      ;ERREUR AU DEMARRAGE=VREFD

044A 860A             LDA      #$0A      ;KP=0AH
044C B7020C          STA      KPPRO

044F 8620             LDA      #$20      ;KI=20H
0451 B7020B          STA      KIINT

0454
0454 F601FF          LDB      IREFD
0457 3D              MUL      ;INTPRE=KI*IREF/8
0458 44              LSRA
0459 56              RORB
045A 44              LSRA
045B 56              RORB
045C 44              LSRA
045D 56              RORB
045E FD0211          STD      INTPRE

0461 B6C002          LDA      ORB3      ;LECTURE DE LA POSITION
0464 8407            ANDA     #$07
0466 B70201          STA      PPRE      ;STOCKAGE DE LA POSITION
0469 BD0478          JSR      L00

046C F6C000          LDB      ORA3      ;LECTURE DE LA VITESSE
046F F70204          STB      VMES
0472
0472 BD04B5          JSR      REGPI
0475 7E058D          JMP      LBPOS

0478 8101            L00      CMPA     #$01      ;TEST SUR LA POSITION
047A 2607            BNE     LBL1      ;DE LA MACHINE
047C 860C            LDA     #$0C      ;ENCLenchement D'UNE
047E B76002          STA     ORB1      ;PAIRE DE L'OND
0481 2031            BRA     LBL6

0483 8103            LBL1    CMPA     #$03

```

AVOCET SYSTEMS 6809 CROSS-ASSEMBLER - VERSION 1.09M

SOURCE FILE NAME: GHAA2.ASM

```

0485 2607          BNE     LBL2
0487 8618          LDA     #$18
0489 B76002        STA     ORB1
048C 2026          BRA     LBL6

048E 8107          LBL2    CMPA    #$07
0490 2607          BNE     LBL3
0492 8630          LDA     #$30
0494 B76002        STA     ORB1
0497 201B          BRA     LBL6

0499 8106          LBL3    CMPA    #$06
049B 2607          BNE     LBL4
049D 8621          LDA     #$21
049F B76002        STA     ORB1
04A2 2010          BRA     LBL6

04A4 8104          LBL4    CMPA    #$04
04A6 2607          BNE     LBL5
04A8 8603          LDA     #$03
04AA B76002        STA     ORB1
04AD 2005          BRA     LBL6

04AF 8606          LBL5    LDA     #$06
04B1 B76002        STA     ORB1
04B4 39           LBL6    RTS          ;FIN DE LA BOUCLE L00

04B5 B62000        REGPI   LDA     ORA2    ;MESURE DU COURANT Id
04B8 B70200        STA     IMES
04BB B101FF        CMPA    IREFD
04BE 252B          BLO     ETI2    ;BRANCHEMENT SI < 0
04C0 B001FF        SUBA    IREFD   ;IMES-IREFD
04C3 B70206        STA     IERR

04C6 8601          LDA     #$01
04C8 B70205        STA     SIGN
04CB              ;
04CB B60206        ETI1    LDA     IERR
04CE F6020C        LDB    KPPRO
04D1 3D           MUL    ;KP*IERR/4
04D2 44           LSRA
04D3 56           RORB
04D4 44           LSRA
04D5 56           RORB
04D6 FD020F        STD    PROAC   ;STOCKAGE DU TERME PROP
04D9              ;
04D9 B60206        LDA     IERR
04DC F6020B        LDB    KIINT
04DF 3D           MUL    ;KI*IERR/8
04E0 44           LSRA

```

AVOCET SYSTEMS 6809 CROSS-ASSEMBLER - VERSION 1.09M

SOURCE FILE NAME: GHAA2.ASM

```

04E1 56          RORB
04E2 44          LSRA
04E3 56          RORB
04E4 44          LSRA
04E5 56          RORB
04E6 FD020D     STD      INTAC
04E9 2010       BRA      ETI3
04EB F601FF     ETI2    LDB      IREFD
04EE F00200     SUBB    IMES      ;IERR=IREFD-IMES
04F1 F70206     STB      IERR
04F4 8600       LDA      #$00
04F6 B70205     STA      SIGN
04F9 20D0       BRA      ETI1
04FB 8601       ETI3    LDA      #$01
04FD B10205     CMPA    SIGN      ;TEST DE SIGNE
0500 2713       BEQ      ETI4
0502 BE020D     LDX      INTAC
0505 BC0211     CMPX    INTPRE   ;TEST KIT*IERR>INTPRE ?
0508 2A30       BPL      ETI5     ;BRANCHEMENT SI > 0
050A FC0211     LDD      INTPRE
050D B3020D     SUBD    INTAC     ;INTPRE-KIT*IERR
0510 FD0211     STD      INTPRE
0513 2009       BRA      ETI6     ;GO TO LIMITATION

0515 FC0211     ETI4    LDD      INTPRE
0518 F3020D     ADDD    INTAC     ;INTPRE=INTPRE+INTAC
051B FD0211     STD      INTPRE

051E 8E0090     ETI6    LDX      #$0090H
0521 BC0211     CMPX    INTPRE   ;LIMITATION 00 < INT < 90H
0524 2A05       BPL      ETI12   ;BRANCHEMENT SI > 0
0526 BF0211     STX      INTPRE
0529 2015       BRA      ETI7

052B 8E0000     ETI12   LDX      #$00H
052E BC0211     CMPX    INTPRE
0531 2A02       BPL      ETI13
0533 200B       BRA      ETI7

0535 BF0211     ETI13   STX      INTPRE
0538 2006       BRA      ETI7
053A CC0000     ETI5    LDD      #$00
053D FD0211     STD      INTPRE

0540 8601       ETI7    LDA      #$01
0542 B10205     CMPA    SIGN
0545 2711       BEQ      ETI8

0547 FC0211     LDD      INTPRE
054A 10B3020F   CMPD    PROAC    ;TEST PROAC>INTPRE
054E 2A13       BPL      ETI9

```

AVOCET SYSTEMS 6809 CROSS-ASSEMBLER - VERSION 1.09M

SOURCE FILE NAME: GHAA2.ASM

```

0550
0550 CC0000          LDD    #S00H
0553 FD0211          STD    INTPRE ;INTPRE=00H
0556 202E           BRA    ETI11

0558 FC0211    ETI8   LDD    INTPRE
055B F3020F          ADDD   PROAC  ;VCOM=INTPRE+PROAC
055E FD0209          STD    VCRED
0561 2009           BRA    ETI10 ;GO TO LIMITATION
0563                ;DE LA VCRED
0563 FC0211    ETI9   LDD    INTPRE
0566 B3020F          SUBD   PROAC
0569 FD0209          STD    VCRED ;VCOM=INTPRE-PROAC

056C 8E0090    ETI10  LDX    #S90
056F BC0209          CMPX   VCRED
0572 2A05          BPL    ETI14 ;LIMITATION DE LA TENSION
0574 BF0209          STX    VCRED ;DE COMMANDE DU REDRESSEUR
0577 200D           BRA    ETI11

0579 8E0000    ETI14  LDX    #S00
057C BC0209          CMPX   VCRED
057F 2A02          BPL    ETI15
0581 2003           BRA    ETI11

0583 BF0209    ETI15  STX    VCRED
0586 FC0209    ETI11  LDD    VCRED
0589 F76000          STB    ORA1 ;ENVOI DU MOT DE CONSIGNE
058C                ;AUX TCA
058C 39           RTS    ;FIN DE LA BOUCLE REPET
058D
058D B6C002    LBPOS  LDA    ORB3 ;TEST DE CHANGEMENT
0590                ;DE LA POSITION
0590 8407          ANDA   #S07
0592 B10201          CMPA   PPRE
0595 2606          BNE    ETI16
0597 BD04B5          JSR    REGPI ;GO TO REGULATEUR
059A 7E058D          JMP    LBPOS

059D B70201    ETI16  STA    PPRE ;POSITION ACTUELLE
05A0 86FF          LDA    #SFF
05A2 B76000          STA    ORA1 ;LE RED TRAVAIL EN ONDULEUR

05A5 F62000    ETI17  LDB    ORA2 ;ANNULATION DE COURANT Id
05A8 C100          CMPB   #S00
05AA 26F9          BNE    ETI17

05AC B60201          LDA    PPRE
05AF BD0478          JSR    LOO ;(Amorçage de l'onduleur)
05B2 B60203          LDA    VREFD ;TEST SUR LA VITESSE
05B5 B10204          CMPA   VMES ;COMPARAISON DE VMES

```

AVOCET SYSTEMS 6809 CROSS-ASSEMBLER - VERSION 1.09M

SOURCE FILE NAME: GHAA2.ASM

```
05B8                                ;AVEC VREFD
05B8 2A03                            BPL    ETI18    ;VREFD-VMES >0 GO TO ETI18
05BA BD05C0    ETI170                JSR    POLY    ;GO AU PROGRAMME
05BD                                ;D'ASSERVISSEMENT DE VITESSE
05BD                                ;LOI POLYNOMIALE SI ON
05BD                                ;DEPASSE LA VITESSE LIMITE
05BD 16FEAC    ETI18                LBRA   REPET
0000                                POLY    END
```