

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À RIMOUSKI

RÉGULATION DE LA TENSION ET DE LA FRÉQUENCE D'UNE  
GÉNÉRATRICE ASYNCHRONE AUTO-EXCITÉE EXPLOITÉE DANS UNE  
TURBINE ÉOLIENNE

MÉMOIRE

PRÉSENTÉ À

L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À RIMOUSKI

COMME EXIGENCE PARTIELLE

DU PROGRAMME DE MAÎTRISE EN INGÉNIERIE

PAR

DAVID TREMBLAY

Décembre 2010

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À RIMOUSKI  
Service de la bibliothèque

Avertissement

La diffusion de ce mémoire ou de cette thèse se fait dans le respect des droits de son auteur, qui a signé le formulaire « *Autorisation de reproduire et de diffuser un rapport, un mémoire ou une thèse* ». En signant ce formulaire, l'auteur concède à l'Université du Québec à Rimouski une licence non exclusive d'utilisation et de publication de la totalité ou d'une partie importante de son travail de recherche pour des fins pédagogiques et non commerciales. Plus précisément, l'auteur autorise l'Université du Québec à Rimouski à reproduire, diffuser, prêter, distribuer ou vendre des copies de son travail de recherche à des fins non commerciales sur quelque support que ce soit, y compris l'Internet. Cette licence et cette autorisation n'entraînent pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits moraux ni à ses droits de propriété intellectuelle. Sauf entente contraire, l'auteur conserve la liberté de diffuser et de commercialiser ou non ce travail dont il possède un exemplaire.

## RÉSUMÉ

Le but de cette recherche était de trouver un moyen efficace de réguler la tension et la fréquence d'une génératrice asynchrone lorsque celle-ci est utilisée dans un système de production d'énergie électrique de faible puissance. Ce système de faible puissance, qui devait être en mesure de fonctionner dans une turbine éolienne, devait également fonctionner de façon autonome et isolée d'un réseau de grande envergure.

Afin d'atteindre les objectifs de la recherche, différents sujets ont été étudiés. Il s'agit de la modélisation des machines asynchrones, de l'auto-excitation de celles-ci, de l'électronique de puissance et du contrôle des systèmes.

La solution proposée lors de cette recherche est très satisfaisante, même si les performances obtenues sont légèrement sous les attentes. Par contre, un approfondissement de la solution pourrait permettre d'obtenir des résultats supérieurs. De plus, cette recherche a été effectuée en simulation et il serait nécessaire d'effectuer la même étude avec un système réel.

## TABLE DES MATIÈRES

<b>RÉSUMÉ</b> .....	ii
<b>TABLE DES MATIÈRES</b> .....	iii
<b>LISTE DES TABLEAUX ET GRAPHIQUES</b> .....	viii
<b>LISTE DES FIGURES</b> .....	xxi
<b>LISTE DES SIGLES ET DES SYMBOLES</b> .....	xxv
<b>CHAPITRE 1: INTRODUCTION</b> .....	1
1.1 Idée principale de la recherche.....	1
1.2 Problématique .....	2
1.3 Objectifs .....	3
1.4 Méthodologie .....	5
1.5 Étude bibliographique .....	7
1.6 Aspects originaux de la recherche.....	11
1.7 Organisation des chapitres .....	13
<b>CHAPITRE 2: LA MACHINE À INDUCTION AVEC ROTOR À CAGE D'ÉCUREUIL</b> .....	15
2.1 Vitesse synchrone.....	15
2.2 Glissement.....	16
2.3 Fréquence du rotor .....	17
2.4 Radians électriques.....	18
2.5 Modèle en régime permanent.....	18
2.6 Bilan de puissance.....	19

2.7 Couple induit.....	21
2.8 Classification des rotors à cage d'écureuil.....	23
2.9 Modèle en régime transitoire.....	25
2.10 Équations mécaniques du modèle en régime transitoire.....	32
2.11 Modèle transitoire dans un système de coordonnées $dq0$ .....	36
<b>CHAPITRE 3: VALIDATION EXPÉRIMENTALE DU MODÈLE DE LA MAS ....</b>	<b>43</b>
3.1 Résistance du stator.....	45
3.2 Essai à vide.....	48
3.3 Essai à rotor bloqué.....	50
3.4 Essai en décélération.....	54
3.5 Évaluation de la qualité du modèle.....	56
3.6 Amélioration du modèle.....	69
3.7 Modèle final.....	78
<b>CHAPITRE 4: AUTO-EXCITATION D'UNE MACHINE À INDUCTION.....</b>	<b>83</b>
4.1 Le processus d'auto-excitation.....	83
4.2 Charge capacitive requise.....	85
4.3 Validation en simulation.....	99
<b>CHAPITRE 5: ÉTUDE DU CONVERTISSEUR STATIQUE ET DU CONTRÔLE DES PUISSANCES.....</b>	<b>103</b>
5.1 Les interrupteurs à semi-conducteurs.....	103
5.2 Le convertisseur statique triphasé à source de tension avec MLI.....	105
5.3 Cas d'un convertisseur statique de tension à MLI avec pile.....	114

<b>CHAPITRE 6: IDENTIFICATION DU SYSTÈME EN VUE DE SON CONTRÔLE</b>	
.....	132
6.1 Théorie générale des systèmes .....	132
6.2 Modèle Simulink servant à l'identification du système .....	134
6.3 Définition du modèle mathématique .....	142
6.4 Validation du modèle .....	148
<b>CHAPITRE 7: CHOIX DU CONTRÔLEUR ET SIMULATION COMPLÈTE DU SYSTÈME</b>	
.....	155
7.1 Élimination des pôles et des zéros .....	155
7.2 Modèle Simulink complet .....	159
7.3 Validation sur différents points d'opération .....	165
<b>CHAPITRE 8: CONCLUSION</b>	
.....	176
<b>ANNEXE A: RÉSISTANCE DU STATOR</b>	
.....	182
A.1 But .....	182
A.2 Montage et équipement .....	182
A.3 Protocole.....	183
A.4 Résultats .....	185
A.5 Analyse.....	186
A.6 Conclusion.....	188
<b>ANNEXE B: ESSAI À VIDE</b>	
.....	189
B.1 But .....	189
B.2 Montage et équipement .....	189
B.3 Protocole.....	190

B.4 Résultats .....	191
B.5 Analyse .....	201
B.6 Conclusion .....	204
<b>ANNEXE C: ESSAI À ROTOR BLOQUÉ .....</b>	<b>205</b>
C.1 But .....	205
C.2 Montage et équipement .....	205
C.3 Protocole .....	205
C.4 Résultats .....	206
C.5 Analyse .....	209
C.6 Conclusion .....	210
<b>ANNEXE D: ESSAI EN DÉCÉLÉRATION .....</b>	<b>211</b>
D.1 But .....	211
D.2 Montage et équipement .....	211
D.3 Protocole .....	213
D.4 Résultats .....	213
D.5 Analyse .....	216
D.6 Conclusion .....	217
<b>ANNEXE E: TABLEAUX DE DONNÉES .....</b>	<b>218</b>
E.1 Essai à vide .....	218
E.2 Essai en accélération .....	220
E.3 Essai en décélération .....	223
E.4 L'inductance magnétisante .....	227
E.5 La constante d'inertie .....	231

E.6 Le coefficient de frottement.....	237
E.7 Modèle final.....	251
<b>BIBLIOGRAPHIE</b> .....	257



## LISTE DES TABLEAUX ET GRAPHIQUES

Tableau 3.1: Valeurs des principales caractéristiques de la machine considérée selon le constructeur (Phelan Brothers Electromec, TEP7.54) .....	44
Tableau 3.2: Branchements à faire en fonction du type de configuration (basse ou haute tension).....	46
Tableau 3.3: Pourcentage de la valeur initiale en fonction du type de fonction exponentielle et du multiple de $\tau$ .....	55
Tableau 3.4: Valeur et unité en fonction du paramètre et de son symbole .....	57
Tableau 3.5: Choix des différentes options du modèle lors de la simulation avec le logiciel Matlab .....	59
Graphique 3.1: Tension efficace de phase au stator en fonction du courant efficace de phase au stator .....	59
Tableau 3.6: Courant efficace de phase au stator en fonction de la tension efficace de ligne au stator .....	60
Graphique 3.2: Tension efficace de ligne au stator en fonction du courant efficace de phase au stator après amélioration de la courbe de magnétisation.....	61
Graphique 3.3: Courant efficace de phase du stator en régime permanent en fonction de la tension efficace de phase au stator pour les essais en laboratoire et en simulation .....	63
Graphique 3.4: Erreur relative et absolue sur le courant efficace de phase du stator en fonction de la tension efficace de phase au stator .....	63
Tableau 3.7: Courant efficace de phase du stator pour les données mesurées et simulées et erreurs relative et absolue sur les données mesurées en fonction de la tension efficace de phase au stator pour l'essai à rotor bloqué .....	65

Graphique 3.5: Vitesse du rotor en fonction du temps lors de l'accélération pour des tensions de ligne au stator de 20, 30, 40, 50, 60 et 70 V.....	66
Graphique 3.6: Vitesse du rotor en fonction du temps lors de la décélération pour des tensions initiales de ligne au stator de 30, 40, 50, 60 et 70 V (coupure à 0 seconde).....	68
Graphique 3.7: Courant efficace de phase du stator en fonction de la tension efficace de phase au stator selon les mesures prises en laboratoire et différentes valeurs de $L_m$ simulées pour l'essai à vide.....	70
Graphique 3.8: Erreur relative et absolue sur le courant efficace de phase du stator en fonction de la tension efficace de phase au stator et de la valeur de $L_m$ simulée pour l'essai à vide.....	70
Tableau 3.8: Courant efficace de phase du stator pour les données mesurées et simulées en fonction de la tension efficace de phase au stator et de l'inductance magnétisante pour l'essai à rotor bloqué.....	71
Tableau 3.9: Erreurs relative et absolue sur les données mesurées en fonction de la tension efficace de phase au stator et de l'inductance magnétisante pour l'essai à rotor bloqué.....	71
Tableau 3.10: Coefficient de frottement en fonction de la constante d'inertie et de son rapport comparé avec la valeur donnée par le fabricant pour un multiple de $\tau$ égal à 1 ....	72
Graphique 3.9: Vitesse du rotor en fonction du temps et de l'inertie lors de l'accélération pour une tension de ligne appliquée au démarrage de 20, 30, 40, 50, 60 et 70 V avec un multiple de $\tau$ égal à 1 et $F$ correspondant aux données du tableau 3.10.....	73
Tableau 3.11: Coefficient de frottement en fonction du multiple de la constante de temps utilisée pour son calcul.....	74
Graphique 3.10: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps lors de la décélération pour une tension de ligne avant coupure de 30 V.....	75
Graphique 3.11: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps lors de la décélération pour une tension de ligne avant coupure de 40 V.....	75

Graphique 3.12: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps lors de la décélération pour une tension de ligne avant coupure de 50 V .....	76
Graphique 3.13: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps lors de la décélération pour une tension de ligne avant coupure de 60 V .....	76
Graphique 3.14: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps lors de la décélération pour une tension de ligne avant coupure de 70 V .....	77
Tableau 3.12: Valeurs des principaux paramètres de la machine après amélioration de son modèle .....	78
Graphique 3.15: Courant efficace de phase du stator en fonction de la tension efficace de phase au stator pour les essais en laboratoire et en simulation après amélioration du modèle .....	79
Graphique 3.16: Erreur relative et absolue sur le courant efficace de phase du stator en fonction de la tension efficace de phase au stator après amélioration du modèle.....	79
Graphique 3.17: Vitesse du rotor en fonction du temps lors de l'accélération pour une tension de ligne appliquée au démarrage de 20, 30, 40, 50, 60 et 70 V après amélioration du modèle .....	80
Graphique 3.18: Vitesse du rotor en fonction du temps lors de la décélération pour des tensions initiales de ligne au stator de 30, 40, 50, 60 et 70 V après amélioration du modèle (coupure à 0 seconde).....	81
Tableau 3.13: Courant efficace de phase du stator pour les données mesurées et simulées et erreurs relative et absolue sur les données mesurées en fonction de la tension efficace de phase au stator pour l'essai à rotor bloqué après amélioration du modèle.....	82
Tableau 4.1: Tableau de calcul des variables connues au niveau du modèle équivalent de la MAS .....	95
Graphique 4.1: Fonction $f(F_{p,u})$ qui donne la charge active $R_{Lp,u}$ en fonction de la fréquence électrique du stator .....	96

Graphique 4.2: Fonction $f(F_{p.u.})$ qui donne la charge active $R_{Lp.u.}$ en fonction de la fréquence électrique du stator sur l'intervalle 0,4 à 1,1 p.u. ....	97
Graphique 4.3: Variation de la charge capacitive nécessaire pour l'auto excitation en fonction de la charge active.....	98
Tableau 4.2: Charge capacitive requise en fonction de la charge active pour l'auto-excitation .....	99
Tableau 4.3: Charge capacitive requise en fonction de la charge active après validation .	101
Tableau 5.1: Comparaison entre les principaux types d'interrupteurs contrôlables [26] ..	104
Tableau 5.2: Rapport entre la tension efficace de ligne en sortie et la tension en courant continu $((V_{LL})_h/V_d)$ en fonction de l'harmonique $h$ et du ratio d'amplitude pour une modulation linéaire [26].....	110
Tableau 5.3: Fréquence de coupure et gain à la fréquence nominale en fonction du point d'opération, de la résistance de charge et de la capacitance du banc de condensateurs ....	118
Graphique 5.1: Gain en tension en fonction de la fréquence pour $R_{Lmin}$ et un facteur de puissance unitaire .....	118
Graphique 5.2: Gain en tension en fonction de la fréquence pour $R_{Lrated}$ et un facteur de puissance unitaire .....	119
Graphique 5.3: Gain en tension en fonction de la fréquence pour $R_{L\infty}$ .....	119
Graphique 5.4: Gain en tension en fonction de la fréquence pour $R_{Lmin}$ et un facteur de puissance de 0,5 .....	123
Graphique 5.5: Gain en tension en fonction de la fréquence pour $R_{Lrated}$ et un facteur de puissance de 0,5 .....	123

Tableau 5.4: Fréquence de coupure et gain à la fréquence nominale en fonction du point d'opération, de la résistance et de l'inductance de charge et de la capacitance du banc de condensateurs .....	124
Graphique 5.6: Puissances active et réactive du convertisseur de puissance en fonction du déphasage de la tension du convertisseur de puissance par rapport à celle du stator et en fonction du rapport d'amplitude des tensions ( $\delta = \{-3,5 \text{ rad}, 3,5 \text{ rad}\}$ ) .....	129
Tableau 5.5: Valeur du rapport d'amplitude en fonction de l'indice du rapport d'amplitude des tensions .....	129
Graphique 5.7: Puissances active et réactive du convertisseur de puissance en fonction du déphasage de la tension du convertisseur de puissance par rapport à celle du stator et en fonction du rapport d'amplitude des tensions ( $\delta = \{-0,1 \text{ rad}, 0,1 \text{ rad}\}$ ) .....	131
Tableau 6.1: Sortie du signal triangulaire en fonction du temps pour une période du signal .....	136
Graphique 6.1: Amplitude et fréquence de la tension efficace de phase de sortie au stator en fonction du temps .....	143
Graphique 6.2: Amplitude de la tension efficace de phase de sortie au stator en fonction du temps lorsque l'échelon est appliqué sur l'entrée à $t = 0,8\text{s}$ .....	144
Tableau 6.2: Valeur et unité en fonction de la variable mesurée et de son symbole .....	147
Graphique 6.3: Comparaison entre la réponse du modèle sous-amorti du 2 <sup>e</sup> ordre et celle du système à un échelon d'amplitude $\Delta x = 0,30$ pour une charge nominale avec un facteur de puissance inductif de 0,95 et pour le couple nominal .....	147
Tableau 6.3: Puissance et facteur de puissance de la charge, couple de charge ainsi que l'amplitude et la valeur moyenne de la commande en fonction du point d'opération.....	148
Tableau 6.4: Corrélation entre la réponse du modèle et celle du système en fonction du point d'opération .....	149

Graphique 6.4: Comparaison entre la réponse du modèle sous-amorti du 2 <sup>e</sup> ordre et celle du système pour les points d'opération 1 à 4 .....	150
Graphique 6.5: Comparaison entre la réponse du modèle sous-amorti du 2 <sup>e</sup> ordre et celle du système pour les points d'opération 5 à 8 .....	151
Graphique 6.6: Comparaison entre la réponse du modèle sous-amorti du 2 <sup>e</sup> ordre et celle du système pour les points d'opération 9 à 12 .....	152
Graphique 7.1: Valeur efficace et fréquence de la tension de phase au stator en fonction du temps lors d'un changement de consigne de 80 à 120 V et pour $\chi = 1$ .....	165
Graphique 7.2: Valeur efficace et fréquence de la tension de phase au stator en fonction du temps lors d'un changement de consigne de 80 à 120 V et pour $\chi = 0,25$ .....	166
Tableau 7.1: Durée du régime transitoire et erreurs relatives maximale et statique en fonction de la variable observée lors d'un changement de consigne de 80 à 120 V et pour $\chi = 0,25$ .....	167
Tableau 7.2: Puissance, facteur de puissance et temps initial et final en fonction de la charge .....	168
Tableau 7.3: Valeur du couple et temps initial et final en fonction du couple d'entraînement .....	168
Tableau 7.4: Durée du régime transitoire et erreurs relatives maximale et statique en fonction du temps de la perturbation et de la variable avec $\chi = 0,25$ .....	170
Graphique 7.3: Valeur efficace de la tension de phase au stator en fonction du temps lors des différentes perturbations .....	171
Graphique 7.4: Amplitude des tensions de phase triphasées au stator en fonction du temps lors des différentes perturbations .....	171
Graphique 7.5: Fréquence de la tension de phase au stator en fonction du temps .....	172

Graphique 7.6: Puissances actives du générateur (haut), des charges 0 (trait plein), 1 (trait pointillé) et 2 (trait alternatif) (milieu) et du convertisseur de puissance (bas) .....	173
Graphique 7.7: Puissances réactives du générateur (haut), des charges 0 (trait plein), 1 (trait pointillé) et 2 (trait alternatif) (milieu) et du convertisseur de puissance (bas) .....	173
Graphique 7.8: Rapport d'amplitude du convertisseur et déphasage $\delta$ en fonction du temps .....	175
Tableau A.1: Liste des équipements utilisés .....	183
Tableau A.2: Tableau du calcul de la résistance du stator .....	185
Tableau A.3: Tableau du calcul de la résistance du stator (suite) .....	186
Tableau A.4: Résultats du test de mesure de la résistance du stator .....	188
Tableau B.1: Liste des équipements utilisés .....	190
Tableau B.2: Symbole, source de calcul et unité en fonction de la variable.....	192
Tableau B.3: Valeur des différentes variables en fonction de la tension efficace de phase au stator pour des tensions de phase variant de 10 à 90 V.....	193
Tableau B.4: Valeur des différentes variables en fonction de la tension efficace de phase au stator pour des tensions de phase variant de 100 à 128 V.....	194
Tableau B.5: Valeur des différentes variables en fonction de la tension efficace de phase au stator pour des tensions de phase variant de 131 à 147 V.....	195
Tableau B.6: Valeur des différentes variables en fonction de la tension efficace de phase au stator pour des tensions de phase variant de 149 à 161 V.....	196
Tableau B.7: Valeur des différentes variables en fonction de la tension efficace de phase au stator pour des tensions de phase variant de 163 à 171 V.....	197
Tableau B.8: Source de calcul, valeur et unité en fonction de la variable mesurée.....	197
Graphique B.1: Courant efficace de phase en fonction de la tension efficace de phase et de la phase.....	198

Graphique B.2: Tension efficace de phase en fonction du courant efficace de phase et de la phase.....	198
Graphique B.3: Puissance de phase en fonction de la tension efficace de phase et de la phase.....	199
Graphique B.4: Puissance totale d'entrée en fonction de la tension efficace de phase .....	199
Graphique B.5: Puissance résultante en fonction de la tension efficace de phase du stator au carré.....	200
Graphique B.6: Puissance résultante en fonction de la tension efficace de phase du stator au carré.....	200
Graphique B.7: Pertes dans le fer en fonction de la tension efficace de phase.....	201
Tableau B.9: Résultats de l'essai à vide.....	204
Tableau C.1: Tableau de calcul des paramètres de la MAS pour l'essai à rotor bloqué....	207
Tableau C.2: Tableau de calcul des paramètres de la MAS pour l'essai à rotor bloqué (suite) .....	208
Tableau C.3: Résultats de l'essai à rotor bloqué .....	210
Tableau D.1: Liste des équipements utilisés .....	212
Tableau D.2: Vitesse en fonction du temps et de la tension initiale de la source .....	214
Tableau D.3: Tableau du calcul du coefficient de frottement du rotor .....	215
Graphique D.1: Vitesse du rotor en fonction du temps lors de la décélération du rotor pour différentes tensions de ligne initiales .....	215
Graphique D.2: Vitesse du rotor en fonction du temps lors de la décélération du rotor pour différentes tensions de ligne initiales .....	216
Tableau D.4: Résultats de l'essai en décélération .....	217



Tableau E.1: Courant efficace de phase du stator pour les données mesurées et simulées et erreurs relative et absolue sur les données mesurées en fonction de la tension efficace de phase au stator pour l'essai à vide .....	218
Tableau E.2: Courant efficace de phase du stator pour les données mesurées et simulées et erreurs relative et absolue sur les données mesurées en fonction de la tension efficace de phase au stator pour l'essai à vide (suite).....	219
Tableau E.3: Vitesse du rotor en fonction du temps pour des tensions efficaces de ligne au stator de 20, 30 et 40 V lors de l'essai en accélération en laboratoire .....	220
Tableau E.4: Vitesse du rotor en fonction du temps pour des tensions efficaces de ligne au stator de 50, 60 et 70 V lors de l'essai en accélération en laboratoire .....	221
Tableau E.5: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la tension efficace de ligne au stator lors de l'essai en accélération en simulation .....	221
Tableau E.6: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la tension efficace de ligne au stator lors de l'essai en accélération en simulation (suite).....	222
Tableau E.7: Vitesse du rotor en fonction du temps pour des tensions efficaces de ligne au stator de 30 à 50 V lors de l'essai en décélération en laboratoire .....	223
Tableau E.8: Vitesse du rotor en fonction du temps pour des tensions efficaces de ligne au stator de 60 et 70 V lors de l'essai en décélération en laboratoire.....	224
Tableau E.9: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la tension efficace initiale de ligne au stator lors de l'essai en décélération en simulation .....	225
Tableau E.10: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la tension efficace initiale de ligne au stator lors de l'essai en décélération en simulation (suite).....	226
Tableau E.11: Courant efficace de phase du stator pour les données mesurées et simulées en fonction de la tension efficace de phase au stator et de l'inductance magnétisante pour l'essai à vide.....	227

Tableau E.12: Courant efficace de phase du stator pour les données mesurées et simulées en fonction de la tension efficace de phase au stator et de l'inductance magnétisante pour l'essai à vide (suite).....	228
Tableau E.13: Erreurs relative et absolue sur les courants efficaces de phase mesurés en fonction de la tension efficace de phase au stator et de l'inductance magnétisante pour l'essai à vide.....	229
Tableau E.14: Erreurs relative et absolue sur les courants efficaces de phase mesurés en fonction de la tension efficace de phase au stator et de l'inductance magnétisante pour l'essai à vide (suite).....	230
Tableau E.15: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la constante d'inertie pour des tensions efficaces de ligne au stator de 20 et 30 V lors de l'essai en accélération en simulation.....	231
Tableau E.16: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la constante d'inertie pour des tensions efficaces de ligne au stator de 20 et 30 V lors de l'essai en accélération en simulation (suite).....	232
Tableau E.17: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la constante d'inertie pour des tensions efficaces de ligne au stator de 40 et 50 V lors de l'essai en accélération en simulation.....	233
Tableau E.18: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la constante d'inertie pour des tensions efficaces de ligne au stator de 40 et 50 V lors de l'essai en accélération en simulation (suite).....	234
Tableau E.19: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la constante d'inertie pour des tensions efficaces de ligne au stator de 60 et 70 V lors de l'essai en accélération en simulation.....	235
Tableau E.20: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la constante d'inertie pour des tensions efficaces de ligne au stator de 60 et 70 V lors de l'essai en accélération en simulation (suite).....	236

Tableau E.21: Symbole, source de calcul et unité en fonction de la variable mesurée ou calculée.....	237
Tableau E.22: Symbole, source de calcul et unité en fonction de la variable mesurée ou calculée (suite) .....	238
Tableau E.23: Tableau de calcul des différentes valeurs du coefficient de frottement F ..	239
Tableau E.24: Tableau de calcul des différentes valeurs du coefficient de frottement F (suite).....	240
Tableau E.25: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 30 V lors de l'essai en décélération en simulation .....	241
Tableau E.26: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 30 V lors de l'essai en décélération en simulation (suite).....	242
Tableau E.27: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 40 V lors de l'essai en décélération en simulation .....	243
Tableau E.28: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 40 V lors de l'essai en décélération en simulation (suite).....	244
Tableau E.29: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 50 V lors de l'essai en décélération en simulation .....	245
Tableau E.30: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 50 V lors de l'essai en décélération en simulation (suite).....	246

Tableau E.31: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 60 V lors de l'essai en décélération en simulation .....	247
Tableau E.32: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 60 V lors de l'essai en décélération en simulation (suite).....	248
Tableau E.33: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 70 V lors de l'essai en décélération en simulation .....	249
Tableau E.34: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 70 V lors de l'essai en décélération en simulation (suite).....	250
Tableau E.35: Courant efficace de phase du stator pour les données mesurées et simulées et erreurs relative et absolue sur les données mesurées en fonction de la tension efficace de phase au stator pour l'essai à vide après amélioration du modèle .....	251
Tableau E.36: Courant efficace de phase du stator pour les données mesurées et simulées et erreurs relative et absolue sur les données mesurées en fonction de la tension efficace de phase au stator pour l'essai à vide après amélioration du modèle (suite) .....	252
Tableau E.37: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la tension efficace de ligne au stator lors de l'essai en accélération en simulation après amélioration du modèle.....	253
Tableau E.38: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la tension efficace de ligne au stator lors de l'essai en accélération en simulation après amélioration du modèle (suite) .....	254
Tableau E.39: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la tension efficace initiale de ligne au stator lors de l'essai en décélération en simulation après amélioration du modèle .....	255

Tableau E.40: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la tension efficace initiale de ligne au stator lors de l'essai en décélération en simulation après amélioration du modèle (suite).....	256
---	-----

## LISTE DES FIGURES

Figure 1.1: Schéma bloc d'un système de production énergétique auto-excité par un banc de condensateurs (a) ou par un convertisseur de puissance (b) .....	8
Figure 1.2: Exemple d'un système hydroélectrique autonome de production d'énergie de faible puissance [11] .....	9
Figure 1.3: Exemple d'un système éolien autonome de production d'énergie de faible puissance [5].....	9
Figure 1.4: Système autonome de production d'énergie de faible puissance proposé.....	12
Figure 2.1: Circuit équivalent par phase de la MAS en régime permanent [13] .....	19
Figure 2.2: Couple typique induit en fonction de la vitesse angulaire du rotor pour une MAS [13] .....	22
Figure 2.3: Courbes typiques du couple en fonction de la vitesse angulaire du rotor pour divers types de rotors à cage d'écureuil [14] .....	24
Figure 2.4: Schéma électrique triphasé équivalent d'une MAS [15].....	26
Figure 2.5: Représentation des trois systèmes de coordonnées (ABC, abc et dq0) [18] .....	37
Figure 2.6: Circuit équivalent d'une MAS dans un système de coordonnées $dq0$ [15] .....	41
Figure 3.1: Plan des bobinages du stator de la MAS (Phelan Brothers Electromec, TEP7.54) .....	46
Figure 3.2: Vitesse angulaire du rotor en fonction du temps lors de l'essai en décélération	55
Figure 3.3: Schéma bloc pour la validation des valeurs des paramètres du modèle transitoire .....	62
Figure 4.1: Courbe de magnétisation de la MAS [1] .....	84
Figure 4.2: Circuit équivalent en T par unité de la MAS en régime permanent .....	86

Figure 4.3: Circuit équivalent $\Gamma$ -inverse de la MAS en régime permanent .....	87
Figure 4.4: Circuit équivalent $\Gamma$ -inverse de la MAS en régime permanent avec branche d'auto-excitation [23].....	88
Figure 4.5: Schéma bloc du montage utilisé pour la validation de l'auto excitation .....	100
Figure 4.6: Sous système permettant le calcul de la tension efficace de phase à la sortie du générateur .....	101
Figure 5.1: Convertisseur triphasé à source de tension [26] .....	105
Figure 5.2: MLI : (a) signaux de contrôle, (b) tensions $v_{AY}$ , $v_{BY}$ et $v_{CY}$ en sortie [26] ....	106
Figure 5.3: MLI : tensions ligne-ligne en sortie [26] .....	108
Figure 5.4: Exemple de spectre harmonique en fonction du rapport entre la tension efficace de ligne en sortie et la tension en courant continu [26].....	110
Figure 5.5: Comparaison des différentes zones d'opération pour la MLI [26].....	111
Figure 5.6: Modulation par ondes carrées : tensions $v_{AY}$ , $v_{BY}$ et $v_{CY}$ en sortie [26] .....	112
Figure 5.7: Modulation par ondes carrées : tensions ligne-ligne en sortie [26].....	113
Figure 5.8: Circuit de phase de la sortie du stator pour une charge à facteur de puissance unitaire (charge résistive).....	116
Figure 5.9: Circuit de phase de la sortie du stator pour une charge de nature inductive ...	121
Figure 5.10: Circuit équivalent par phase entre la charge du stator de la MAS et la sortie du circuit d'électronique de puissance [2] .....	124
Figure 5.11: Fonctionnement équivalent du circuit d'électronique de puissance en fonction du déphasage $\delta$ de sa tension et du dénominateur de sa réactance équivalente $X_{r\varphi}$ [2]	127
Figure 6.1: Représentation simplifiée d'un système .....	133
Figure 6.2: Schéma bloc pour l'identification du système.....	135

Figure 6.3: Sous-système permettant de construire les signaux de commande du pont universel .....	136
Figure 6.4: Sous-système permettant le calcul et la sauvegarde des différentes variables du modèle .....	137
Figure 6.5: Sous-système permettant le calcul instantané des puissances actives et réactives dans le système.....	138
Figure 6.6: Sous système permettant le calcul instantané des puissances active et réactive d'un signal triphasé .....	138
Figure 6.7: Sous-système permettant le calcul instantané du déphasage des tensions du convertisseur de puissance par rapport aux tensions du stator.....	139
Figure 6.8: Sous-système permettant le calcul de l'amplitude et de la fréquence de la tension efficace de sortie au stator .....	140
Figure 6.9: Sous-système permettant d'obtenir la réponse à un système de deuxième ordre sous-amorti.....	142
Figure 6.10: Forme générale d'une fonction sous-amortie du 2 <sup>e</sup> ordre .....	145
Figure 7.1: Schéma bloc du système complet.....	159
Figure 7.2: Sous-système permettant de construire les signaux de commande du pont universel .....	160
Figure 7.3: Sous-système permettant le contrôle du système .....	161
Figure 7.4: Sous-système comprenant les fonctions de transfert du contrôleur PID et du compensateur avance/retard .....	161
Figure 7.5: Sous-système permettant le calcul de l'amplitude et de la fréquence de la tension efficace de sortie au stator .....	162
Figure 7.6: Sous-système permettant de modifier le couple d'entraînement jusqu'à 4 fois lors d'une même simulation.....	162



Figure 7.7: Sous-systèmes permettant de contrôler le branchement des charges 1 (gauche) et 2 (droite).....	163
Figure 7.8: Sous-système permettant le calcul et la sauvegarde des différentes variables du modèle .....	164
Figure 7.9: Sous-système permettant le calcul instantané des puissances actives et réactives dans le système.....	164
Figure A.1: Montage pour le chauffage de la machine .....	182
Figure A.2: Montage pour la mesure de la résistance du stator .....	183
Figure A.3: Plan des bobinages du stator de la MAS (Phelan Brothers Electromec, TEP7.54) .....	184
Figure B.1: Montage de l'essai à vide.....	190
Figure D.1: Montage pour l'essai en décélération .....	211
Figure D.2: Montage du tachymètre par rapport au rotor .....	212

## LISTE DES SIGLES ET DES SYMBOLES

$(V_{LL})_1$	Tension efficace ligne-ligne du signal fondamental
$(v_{LL})_1$	Tension instantanée ligne-ligne du signal fondamental
$(V_{LL})_h$	Tension efficace ligne-ligne du signal de l'harmonique $h$
$(\hat{V}_{LN})_1$	Tension crête ligne-neutre du signal fondamental
$\ V_\phi\ $	Module de la tension efficace de phase au stator
$\infty$	Infini
$a$	Pente
$A_f$	Amplitude de la tension à la sortie d'un filtre Butterworth de 2 <sup>e</sup> ordre pour une fréquence $f$ donnée
$A_v$	Gain en tension
$b$	Ordonnée à l'origine
BJT	« <i>Bipolar Junction Transistor</i> » (transistor à jonction bipolaire)
$C$	Capacitance quelconque
$C(s)$	Fonction de transfert d'un contrôleur PID
CA	Courant Alternatif
CC	Courant Continu
$C_{cb}$	Capacitance de phase du banc de condensateurs fixes
$C_{cbRLmin}$	Capacitance de phase du banc de condensateurs fixes pour la résistance de phase minimale de la charge
CD	Couple de Décrochage

$cmd_{RL1}$ ( $cmd_{RL2}$ )	Signal de contrôle des résistances $R_{L1}$ ( $R_{L2}$ ) et des inductances $L_{L1}$ ( $L_{L2}$ )
$\cos(\theta)$	Facteur de puissance
$C_{p.u.}$	Capacitance quelconque par unité
$C_{rated}$	Capacitance nominale
$D$	Partie dérivée d'un contrôleur PID
$E_{m\phi}$	Tension efficace à l'entrefer
$E_{m\phi p.u.}$	Tension efficace à l'entrefer par unité
$F$	Coefficient de frottement du rotor
$f$	Fréquence électrique quelconque
$F_{0.5}$ ( $F_1, F_{1.5}, F_2, F_3, F_4, F_5$ )	Coefficient de frottement du rotor calculé à 0,5 (1, 1,5, 2, 3, 4, 5) fois $\tau$
$f_1$	Fréquence électrique fondamentale
$f_{3dB}$	Fréquence de coupure d'un filtre (à -3 dB)
$f_{AB}$ ( $f_{BC}, f_{CA}$ )	Fréquence électrique de la tension ligne-ligne entre les phases $A$ ( $B, C$ ) et $B$ ( $C, A$ ) du stator
$f_e$	Fréquence électrique du stator
$f_{ep.u.}$	Fréquence électrique du stator par unité
$f_{h1}$	Fréquence électrique de la première harmonique
$f_L$	Fréquence électrique de l'essai à rotor bloqué
$FP$	Facteur de puissance
$F_{p.u.}$	Fréquence électrique du stator par unité

$f_r$	Fréquence électrique du rotor
$f_{rated}$	Fréquence électrique nominale
$f_s$	Fréquence électrique du signal triangulaire
$f_{V_{out}}$ ( $f_{V_{out}(rms)}$ )	Fréquence électrique de la tension de phase à la sortie du stator
$g$	Largeur de l'entrefer
GAS	Génératrice ASynchrone (ou génératrice à induction)
GTO	« <i>Gate-Turn-Off thyristor</i> » (thyristor blocable par la gâchette)
$h$	Valeur de l'harmonique
$H(s)$	Fonction de transfert d'un système dans le domaine de Laplace
$h(t)$	Fonction de transfert d'un système dans le domaine temporel
$H_c(s)$	Fonction de transfert compensée
$H_{cl}(s)$	Fonction de transfert résultante en boucle fermée
$H_o(s)$	Fonction de transfert quelconque
$I$	Partie intégrale d'un contrôleur PID
$i$	$i^{\text{ème}}$ élément d'une série
$I_A$ ( $I_B, I_C$ )	Courant efficace de la phase A ( $B, C$ ) du stator
$i_A$ ( $i_B, i_C$ )	Courant instantané de la phase A ( $B, C$ ) du stator
$i_a$ ( $i_b, i_c$ )	Courant instantané de la phase $a$ ( $b, c$ ) du rotor
$i'_a$ ( $i'_b, i'_c$ )	Courant instantané de la phase $a$ ( $b, c$ ) du rotor ramené au stator
$I_C$	Courant efficace capacitif
$I_{C_{max}}$	Courant efficace maximal supporté par une machine à induction

$i_d$	Courant instantané en courant continu d'un convertisseur de puissance
IGBT	« <i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> » (transistor bipolaire à grille isolée)
$\text{Im}(V_\phi)$	Partie imaginaire de la tension efficace de phase au stator
$I_{m\phi}$	Courant efficace magnétisant de phase
$I_{m\phi.u.}$	Courant efficace magnétisant de phase par unité
$i_{r0}$	Courant instantané du rotor parallèle à l'axe de séquence zéro ramené au stator
$i_{rd}$	Courant instantané du rotor parallèle à l'axe direct
$\dot{i}_{rd}$	Courant instantané du rotor parallèle à l'axe direct ramené au stator
$i_{rq}$	Courant instantané du rotor parallèle à l'axe de quadrature
$\dot{i}_{rq}$	Courant instantané du rotor parallèle à l'axe de quadrature ramené au stator
$I_{r\phi}$	Courant efficace de phase au rotor ramené au stator
$I_{r\phi.u.}$	Courant efficace de phase au rotor ramené au stator par unité
$I_s$	Courant efficace de phase au stator
$i_s$	Courant instantané de phase au stator
$I_{s0}$	Courant efficace de phase au stator pour l'essai à vide
$i_{s0}$	Courant instantané du stator parallèle à l'axe de séquence zéro
$i_{sA0} (i_{sB0}, i_{sC0})$	Courant instantané initial de la phase A (B, C) du stator
$i_{sd}$	Courant instantané du stator parallèle à l'axe direct

$I_{sL}$	Courant efficace de phase au stator pour l'essai à rotor bloqué
$i_{sq}$	Courant instantané du stator parallèle à l'axe de quadrature
$I_{s\phi}$	Courant efficace de phase au stator
$I_{s\phi p.u.}$	Courant efficace de phase au stator par unité
$I_{\phi}$	Courant efficace de phase
$J$	Constante d'inertie du rotor sans charge
$j$	Variable représentant la partie imaginaire d'un nombre complexe
$K_c$	Gain d'un contrôleur
$K_p$	Gain d'un procédé
$L$	Inductance quelconque
$l$	Longueur de la machine
$L_1 (L_2, L_3, L_4, L_5, L_6)$	Inductance équivalente 1 (2, 3, 4, 5, 6) du stator
$LdLg 2(s)$	Fonction de transfert d'un compensateur avance/retard du 2 <sup>e</sup> ordre
$L_l$	Inductance de phase de la charge
$L_{l,0}$	Inductance de phase initiale de la charge
$L_{l,1} (L_{l,2})$	Inductance de phase de la charge appliquée de $t_{RL,1a}$ ( $t_{RL,2a}$ ) à $t_{RL,1b}$ ( $t_{RL,2b}$ ) secondes
$L_{lr}$	Inductance de fuite du rotor
$\dot{L}_{lr}$	Inductance de fuite du rotor ramenée au stator
$L_{ls}$	Inductance de fuite du stator

$L_m$	Inductance magnétisante
$L_{r\phi}$	Inductance équivalente d'une phase du rotor
$L_s$	Inductance en série
$L_{sr}$	Inductance mutuelle maximale entre une phase du stator et une phase du rotor
$L_{s\phi}$	Inductance équivalente d'une phase du stator
$m$	Nombre de phases
$m_a$	Ratio d'amplitude
$m_{a(avg)}$	Ratio d'amplitude moyen
$m_{a2}$	Ratio d'amplitude final
MAS	Machine ASynchrone (ou machine à induction)
MCT	« <i>Metal-oxide-semiconductor-Controlled Thyristor</i> » (thyristor contrôlé par une grille en oxyde métallique)
MD	« <i>Monolithic Darlington</i> » (configuration en Darlington)
$m_f$	Ratio fréquentiel
MLI	Modulation par Largeur d'Impulsion
MOSFET	« <i>Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor</i> » (transistor à effet de champ à oxyde métallique)
$N$	Ordre d'un filtre Butterworth (ou nombre total de données dans une série)
$n$	Neutre (ou nombre entier)
$N_{0.5}$ ( $N_1, N_{1.5}, N_2, N_3, N_4, N_5$ )	Vitesse de rotation angulaire mécanique du rotor à $t_{0.5}$ ( $t_1, t_{1.5}, t_2, t_3, t_4, t_5$ ) en RPM

$N_m$	Vitesse de rotation angulaire mécanique du rotor en RPM
$N_{m0}$	Vitesse de rotation angulaire mécanique initiale du rotor en RPM
$N_r$	Nombre de tours d'une phase du bobinage équivalent du rotor
$N_{rated}$	Vitesse de rotation angulaire nominale en RPM
$N_s$	Nombre de tours d'une phase du bobinage du stator
$N_{sync}$	Vitesse de rotation angulaire synchrone en RPM
$OS$	Dépassement
$P$	Partie proportionnelle d'un contrôleur PID
$p$	Nombre de pôles
$P_0$	Puissance active totale pour l'essai à vide
$p_1 (p_2)$	Pôle d'un compensateur avance/retard du 2 <sup>e</sup> ordre
$P_A (P_C)$	Puissance active de la phase A (C) du stator
$P_{AG}$	Puissance active à l'entrefer
PC	Pleine Charge
$P_{conv}$	Puissance active convertie
$P_{core}$	Pertes dans le corps magnétique
$P_e$	Puissance active électrique au stator
$P_{F\&W}$	Pertes de friction mécanique et d'aérodynamisme
PID	Proportionnelle-Intégrale-Dérivée
$P_L$	Puissance active totale pour l'essai à rotor bloqué



$P_{load}$	Puissance active de la charge
$P_m$	Puissance active mécanique
$P_{misc}$	Pertes de sources diverses
$P_{out}$	Puissance active à la sortie du stator
$P_{pwm}$	Puissance active à la sortie du circuit d'électronique de puissance
$P_R$	Puissance active résultante
$P_{RCL}$	Pertes dans les barres de conduction du rotor
$P_{SCL}$	Pertes dans le cuivre du bobinage du stator
PWM	« <i>Pulse Width Modulation</i> » (modulation par largeur d'impulsion)
$P_\phi$	Puissance active de phase
$Q_0$	Puissance réactive pour l'essai à vide
$Q_1$ ( $Q_2, Q_3, Q_4,$ $Q_5, Q_6$ )	Interrupteur 1 (2, 3, 4, 5, 6)
$Q_L$	Puissance réactive pour l'essai à rotor bloqué
$Q_{load}$	Puissance réactive de la charge
$Q_{out}$	Puissance réactive à la sortie du stator
$Q_{pwm}$	Puissance réactive à la sortie du circuit d'électronique de puissance
$Q_\phi$	Puissance réactive de phase
$R$	Résistance quelconque
$r$	Rayon moyen de l'entrefer (ou corrélation)

$R_1 (R_2, R_3, R_4, R_5, R_6)$	Résistance équivalente 1 (2, 3, 4, 5, 6) du stator
$R_{14} (R_{25}, R_{39}, R_{67}, R_{68}, R_{78})$	Résistance entre les bornes 1 (2, 3, 6, 6, 7) et 4 (5, 9, 7, 8, 8) du stator
$R_A (R_B, R_C)$	Résistance équivalente de la phase A (B, C) du stator
$R_{AD}$	Résistance entre les points A et D
RB	Rotor Bloqué
$R_c$	Résistance équivalente du corps magnétique
$R_{CD}$	Résistance entre les points C et D
$\text{Re}(V_\phi)$	Partie réelle de la tension efficace de phase au stator
$R_{c\phi}$	Résistance équivalente de phase
$R_L$	Résistance de phase de la charge
$R_{L\infty}$	Résistance de phase de la charge à vide (en circuit ouvert)
$R_{L0}$	Résistance de phase initiale de la charge
$R_{L1} (R_{L2})$	Résistance de phase de la charge appliquée de $t_{RL1a}$ ( $t_{RL2a}$ ) à $t_{RL1b}$ ( $t_{RL2b}$ ) secondes
$R_{L\min}$	Résistance de phase minimale de la charge
$R_{L\min p.u.}$	Résistance de phase minimale de la charge par unité
$R_{Lp.u.}$	Résistance de phase de la charge par unité
$R_{Lrated}$	Résistance de phase de la charge nominale
$R_r$	Résistance équivalente d'une phase du rotor

$R_r'$	Résistance équivalente d'une phase du rotor ramenée au stator
$R_{rp.u.}'$	Résistance équivalente d'une phase du rotor ramenée au stator par unité
$R_s$	Résistance équivalente d'une phase du stator
$R_{sp.u.}$	Résistance équivalente d'une phase du stator par unité
$r_v$	Rapport entre la tension efficace à la sortie du circuit d'électronique de puissance et la tension efficace de phase du stator
$s$	Glissement (ou variable indépendante du domaine de Laplace)
$s_0$	Glissement initial
SCIM	« <i>Squirrel Cage Induction Machine</i> » (machine à induction avec rotor à cage d'écureuil)
$S_L$	Puissance apparente de la charge
$S_{rated}$	Puissance apparente nominale
$S_\phi$	Puissance apparente de phase
$T$	Couple quelconque
$t$	Temps
$t_0$	Temps initial
$t_{0.5}$ ( $t_1, t_{1.5}, t_2, t_3, t_4, t_5$ )	Temps à 0,5 (1, 1,5, 2, 3, 4, 5) fois $\tau$
$t_1$ ( $t_2, t_3, t_4, t_5, t_6, t_7, t_8$ )	Temps 1 (2, 3, 4, 5, 6, 7, 8)
$T_d$	Constante de temps de la partie dérivée d'un contrôleur PID

$T_e$	Couple électromagnétique (ou couple induit)
$T_f$	Constante de temps de la partie filtre de la partie dérivée d'un contrôleur PID
$T_i$	Constante de temps de la partie intégrale d'un contrôleur PID
$T_L$	Couple résistant appliqué par la charge
$T_{L0} (T_{L1}, T_{L2}, T_{L3})$	Couple résistant appliqué par la charge de $t_{TL0}$ ( $t_{TL1}, t_{TL2}, t_{TL3}$ ) à $t_{TL1}$ ( $t_{TL2}, t_{TL3}, t_{TL4}$ ) secondes
$T_{L4}$	Couple résistant appliqué par la charge de $t_{TL4}$ secondes à la fin de la simulation
$T_m$	Couple mécanique
$T_{\max}$	Couple de décrochage (ou couple maximal)
$T_p$	Demi-période d'oscillation
$t_{RL1a} (t_{RL2a})$	Temps initial d'application des résistances $R_{L1}$ ( $R_{L2}$ ) et des inductances $L_{L1}$ ( $L_{L2}$ )
$t_{RL1b} (t_{RL2b})$	Temps final d'application des résistances $R_{L1}$ ( $R_{L2}$ ) et des inductances $L_{L1}$ ( $L_{L2}$ )
$t_{TL0}$	Temps initial de la simulation
$t_{TL1} (t_{TL2}, t_{TL3}, t_{TL4})$	Temps d'application du couple $T_{L1}$ ( $T_{L2}, T_{L3}, T_{L4}$ )
$u(t)$	Fonction échelon unitaire
$\nu$	Pulsation angulaire électrique du rotor par unité
$\hat{V}$	Tension crête quelconque
$v_A (v_B, v_C)$	Tension instantanée de la phase A (B, C) du stator

$v_a (v_b, v_c)$	Tension instantanée de la phase $a$ ( $b, c$ ) du rotor
$\dot{v}_a (\dot{v}_b, \dot{v}_c)$	Tension instantanée de la phase $a$ ( $b, c$ ) du rotor ramenée au stator
$V_{AB} (V_{BC}, V_{CA})$	Tension efficace ligne-ligne entre les phases $A$ ( $B, C$ ) et $B$ ( $C, A$ ) du stator
$v_{AB} (v_{BC}, v_{CA})$	Tension instantanée ligne-ligne entre les phases $A$ ( $B, C$ ) et $B$ , ( $C, A$ )
$v_{AY} (v_{BY}, v_{CY})$	Tension instantanée entre la phase $A$ ( $B, C$ ) et le point de référence $Y$
$\hat{V}_{control}$	Tension crête du signal de contrôle
$v_{controlA} (v_{controlB}, v_{controlC})$	Tension instantané de la phase $A$ ( $B, C$ ) du signal de contrôle
$V_d$	Tension en courant continu d'un convertisseur de puissance
$V_{DC}$	Tension en courant continu d'une pile
$V_t$	Tension efficace de ligne au stator
$V_{LL,rms}$	Tension efficace ligne-ligne
$V_M$	Tension crête ligne-neutre du signal fondamental
$V_{out} (V_{out(rms)})$	Tension efficace de phase à la sortie du stator
$V_{PWM} (V_{pwm})$	Tension efficace à la sortie du circuit d'électronique de puissance
$v_{r0}$	Tension instantanée du rotor parallèle à l'axe de séquence zéro ramenée au stator
$V_{rated}$	Tension efficace de ligne nominale
$v_{rd}$	Tension instantanée du rotor parallèle à l'axe direct

$v_{rd}'$	Tension instantanée du rotor parallèle à l'axe direct ramenée au stator
$v_{rq}$	Tension instantanée du rotor parallèle à l'axe de quadrature
$v_{rq}'$	Tension instantanée du rotor parallèle à l'axe de quadrature ramenée au stator
$V_s$	Tension efficace de ligne (ou de phase) au stator
$V_{s0}$	Tension efficace de phase au stator pour l'essai à vide
$v_{s0}$	Tension instantanée du stator parallèle à l'axe de séquence zéro
VSC	« <i>Voltage Source Converter</i> » (convertisseur statique à source de tension)
$v_{sd}$	Tension instantanée du stator parallèle à l'axe direct
$V_{sl}$	Tension efficace de phase au stator pour l'essai à rotor bloqué
$v_{sq}$	Tension instantanée du stator parallèle à l'axe de quadrature
$\hat{V}_{tri}$	Tension crête du signal triangulaire
$v_{tri}$	Tension instantanée du signal triangulaire
$V_\phi$	Tension efficace de phase au stator
$V_{\phi,u.}$	Tension efficace de phase au stator par unité
$V_{\phi,ms}$	Tension efficace de phase
$W$	Énergie emmagasinée dans le champ magnétique de la machine
$W_m$	Énergie mécanique
$X$	Réactance quelconque
$x$	Série de données quelconque

$\bar{x}$	Moyenne de la série de données $x$
$X(s)$	Fonction d'entrée d'un système dans le domaine de Laplace
$x(t)$	Fonction d'entrée d'un système dans le domaine temporel
$X_{AD}$	Réactance entre les points $A$ et $D$
$X_C$	Réactance capacitive
$X_{cb}$	Réactance de phase du banc de condensateurs fixes
$X_{cbp.u.}$	Réactance de phase du banc de condensateurs fixes par unité
$X_{CD}$	Réactance entre les points $C$ et $D$
$X_{eq1}$	Réactance équivalente 1
$X_{eq\phi}$	Réactance équivalente de phase
$x_i$	$i^{\text{ème}}$ élément de la série de données $x$
$X_L$	Réactance de phase de la charge
$X'_{ir}$	Réactance de fuite du rotor ramenée au stator
$X'_{irL}$	Réactance de fuite du rotor ramenée au stator pour la fréquence de l'essai à rotor bloqué
$X'_{irp.u.}$	Réactance de fuite du rotor ramenée au stator par unité
$X_{is}$	Réactance de fuite du stator
$X_{isL}$	Réactance de fuite du stator pour la fréquence de l'essai à rotor bloqué
$X_{isp.u.}$	Réactance de fuite du stator par unité
$X_m$	Réactance magnétisante

$X_{mp.u.}$	Réactance magnétisante par unité
$X_{p.u.}$	Réactance quelconque par unité
$X_{rated}$	Réactance nominale
$X_{rp.u.}$	Réactance résultante par unité
$X_s$	Réactance en série
$X_{\phi.p.u.}$	Réactance de série par unité
$Y$	Admittance quelconque
$y$	Série de données quelconque
$\bar{y}$	Moyenne de la série de données $y$
$Y(s)$	Fonction de sortie d'un système dans le domaine de Laplace
$y(t)$	Fonction de sortie d'un système dans le domaine temporel
$Y_{AD}$	Admittance entre les points $A$ et $D$
$Y_C$	Admittance de phase du banc de condensateurs fixes
$y_i$	$i^{\text{ème}}$ élément de la série de données $y$
$Y_L$	Admittance de phase de la charge
$Z$	Impédance quelconque
$z_1 (z_2)$	Zéro d'un compensateur avance/retard du 2 <sup>e</sup> ordre
$Z_{AD}$	Impédance entre les points $A$ et $D$
$Z_C$	Impédance de phase du banc de condensateurs fixes
$Z_{CD}$	Impédance entre les points $C$ et $D$



$Z_{eq1}$	Impédance équivalente 1
$Z_L$	Impédance de phase de la charge
$\delta$	Déphasage de la tension efficace à la sortie du circuit d'électronique de puissance
$\Delta m_a$	Variation du ratio d'amplitude
$\Delta OS$	Amplitude du dépassement
$\Delta x$	Amplitude d'une entrée échelon
$\Delta y$	Amplitude de la sortie d'un système
$\zeta$	Taux d'amortissement
$\theta$	Position angulaire quelconque
$\theta_{dA}$	Position angulaire de l'axe direct par rapport à la phase $A$ du stator
$\theta_{da}$	Position angulaire de l'axe direct par rapport à la phase $a$ du rotor
$\theta_m$	Position angulaire du rotor en rad
$\theta_r$	Position angulaire du rotor en radians électriques
$\theta_s$	Position angulaire du stator en radians électriques
$\theta_{s0}$	Position angulaire électrique initiale du stator
$\theta_{sA0} (\theta_{sB0}, \theta_{sC0})$	Position angulaire électrique initiale de la phase $A$ ( $B$ , $C$ ) du stator
$\theta_{sym}$	Position angulaire du stator en rad
$\theta_o$	Déphasage du courant efficace de phase
$\lambda_A (\lambda_B, \lambda_C)$	Flux accroché au bobinage de la phase $A$ ( $B$ , $C$ ) du stator

$\lambda_a (\lambda_b, \lambda_c)$	Flux accroché au bobinage équivalent de la phase $a$ ( $b$ , $c$ ) du rotor
$\lambda'_a (\lambda'_b, \lambda'_c)$	Flux accroché au bobinage équivalent de la phase $a$ ( $b$ , $c$ ) du rotor ramené au stator
$\lambda'_{r0}$	Flux accroché au bobinage du rotor et parallèle à l'axe de séquence zéro ramené au stator
$\lambda'_{rd}$	Flux accroché au bobinage du rotor et parallèle à l'axe direct ramené au stator
$\lambda'_{rq}$	Flux accroché au bobinage du rotor et parallèle à l'axe de quadrature ramené au stator
$\lambda_{s0}$	Flux accroché au bobinage du stator et parallèle à l'axe de séquence zéro
$\lambda_{sd}$	Flux accroché au bobinage du stator et parallèle à l'axe direct
$\lambda_{sq}$	Flux accroché au bobinage du stator et parallèle à l'axe de quadrature
$\mu_0$	Perméabilité de l'air
$\sigma_x$	Écart-type de la série de données $x$
$\sigma_{xy}$	Covariance entre les séries de données $x$ et $y$
$\sigma_y$	Écart-type de la série de données $y$
$\tau$	Constante de temps
$\tau_{0,5} (\tau_1, \tau_{1,5}, \tau_2, \tau_3, \tau_4, \tau_5)$	Constante de temps calculée à 0,5 (1, 1,5, 2, 3, 4, 5) fois $\tau$
$\tau_{avg}$	Constante de temps moyenne
$\tau_{avg0,5} (\tau_{avg1}, \tau_{avg1,5}, \tau_{avg2}, \tau_{avg3}, \tau_{avg4}, \tau_{avg5})$	Constante de temps moyenne calculée à 0,5 (1, 1,5, 2, 3, 4, 5) fois $\tau$

$\tau_n$	Inverse de la pulsation naturelle
$\mathcal{X}$	Facteur d'accélération de la commande d'un contrôleur
$\Omega$	Vitesse de rotation angulaire quelconque en rad/s
$\Omega_{37\%}$	Vitesse de rotation angulaire à 37% de la vitesse maximale
$\Omega_{base}$	Vitesse de rotation angulaire de base en rad/s
$\omega_{d\lambda}$	Pulsation angulaire électrique de l'axe direct par rapport à la phase A du stator en rad/s
$\omega_{da}$	Pulsation angulaire électrique de l'axe direct par rapport à la phase a du rotor en rad/s
$\Omega_m$	Vitesse de rotation angulaire mécanique du rotor en rad/s
$\Omega_{max}$	Vitesse de rotation angulaire maximale
$\omega_n$	Pulsation naturelle
$\omega_r$	Pulsation angulaire électrique du rotor en rad/s
$\Omega_{rated}$	Vitesse de rotation angulaire nominale en rad/s
$\omega_{rated}$	Pulsation angulaire électrique nominale
$\omega_s$	Pulsation angulaire électrique du stator en rad/s
$\Omega_{slip}$	Vitesse de rotation angulaire de glissement en rad/s
$\omega_{slip}$	Pulsation angulaire électrique de glissement en rad/s
$\Omega_{sliprated}$	Vitesse de rotation angulaire de glissement nominal en rad/s
$\omega_{sp.u.}$	Pulsation angulaire électrique du stator par unité
$\Omega_{sync}$	Vitesse de rotation angulaire synchrone en rad/s

# CHAPITRE 1

## INTRODUCTION

### 1.1 Idée principale de la recherche

Aujourd'hui, dans un contexte où la population mondiale croît à une vitesse phénoménale, une quantité considérable de la population quitte les grandes agglomérations afin de rejoindre des endroits plus isolés où se trouve la grande majorité des ressources naturelles disponibles. Les nombreux progrès qui ont été accomplis dans les domaines du transport et des communications depuis la fin des années 80 font partie des principales raisons qui ont aidé ce mouvement des populations. Cet élargissement de la répartition de la population mondiale a mené à une très grande augmentation des demandes énergétiques afin de fournir de l'énergie aux populations isolées. Par soucis de préservation de l'environnement et en raison de la limitation des ressources naturelles, des façons plus efficaces et moins polluantes de produire de l'énergie ont vu le jour et ont gagné en popularité. Ainsi, ces différents phénomènes justifient les efforts de recherche effectués sur de nouveaux systèmes de production d'énergie électrique, qui sont souvent des systèmes hydroélectriques ou éoliens de faible puissance. Les systèmes de production énergétique de faible puissance sont ceux qui produisent moins de 100 kW de puissance [1]. Ils sont très populaires, puisqu'ils sont beaucoup moins réglementés que les projets à plus grande envergure. Il s'agit, dans la plupart des cas, de systèmes autonomes qui sont utilisés afin de réduire les coûts énergétiques d'un utilisateur particulier du réseau public.

## 1.2 Problématique

Lorsqu'une machine à induction, ou encore machine asynchrone (MAS), est utilisée dans un système de production d'énergie éolien, isolé et de faible puissance, de nombreux facteurs doivent être considérés. Le système de production doit être en mesure de s'auto-suffire, mais également de fournir une énergie électrique de qualité. En effet, une MAS avec rotor à cage d'écureuil peut être utilisée dans un système de production d'énergie de faible puissance, mais une attention particulière doit être apportée à la régulation de l'amplitude et de la fréquence de la tension générée. Lorsque la génératrice n'est pas branchée à un réseau, ces deux variables varient avec la vitesse du rotor [2]–[5], l'importance de l'excitation [5] et avec l'amplitude de la charge électrique et son facteur de puissance [2]–[5]. Il est pourtant primordial que l'amplitude et la fréquence de la tension électrique produite soient régulées, sinon l'énergie produite devient inutilisable par le consommateur. En effet, si les variations de tension et de fréquence dépassent les limites des équipements du consommateur, ceux-ci risquent d'être endommagés. Il est donc nécessaire de contrôler ces paramètres afin d'obtenir une énergie de qualité et le simple fait que le système soit isolé d'un réseau électrique de grande envergure amplifie le problème.

De plus, peu importe le point d'opération, une MAS consomme de l'énergie réactive. Il faut donc garder la machine en excitation et puisque le système est isolé, celui-ci doit être en mesure de s'auto-exciter. L'auto-excitation d'une MAS n'est pas une mince affaire, puisque l'énergie réactive nécessaire varie aussi en fonction de la vitesse du rotor, de

l'amplitude de la charge et du facteur de puissance de la charge. Puisque la force du vent n'est pas constante, la vitesse du rotor aura tendance à varier constamment.

En résumé, le présent projet consiste donc à concevoir un système de régulation qui permet de maintenir constantes l'amplitude et la fréquence de la tension générée par une génératrice asynchrone (GAS) avec rotor à cage d'écureuil utilisée dans un système de production d'énergie de faible puissance dans un contexte où, la puissance active consommée, la puissance réactive de la charge et la puissance produite sont variables. Le système est parfaitement autonome, c'est-à-dire que la puissance réactive nécessaire afin d'exciter la génératrice est fournie par le système. De plus, le système de production d'énergie est isolé du réseau électrique. Enfin, bien qu'il soit question de système éolien de production d'énergie, ce projet est généralisé afin que les solutions apportées soient également valides pour d'autres types de système de production d'énergie. Il pourra donc être appliqué à un système hydroélectrique par exemple.

## **1.3 Objectifs**

### **1.3.1 Régulation de la tension et de la fréquence**

L'objectif principal de la recherche est de réguler la tension et la fréquence d'une GAS auto-excitée. Cependant, la qualité de l'énergie est un domaine très difficile à quantifier. En effet, les standards sont très nombreux et variables. La fixation d'objectifs de performance s'avère donc être un exercice très fastidieux. Les objectifs pour ce projet sont donc basés sur la classe 1 des niveaux de compatibilité du cahier technique Schneider Electric n° 199 [6], ce qui constitue tout de même un standard très élevé. Une qualité

énergétique qui ne respecte pas ces standards, mais qui s'en rapproche, peut tout de même être considéré comme acceptable. Le contrôleur doit donc limiter l'amplitude de la tension à des variations de l'ordre de 8% sur une durée inférieure à  $\frac{1}{2}$  cycle. De plus, les variations de la fréquence ne devront pas dépasser 1%.

### 1.3.2 Modèle dynamique de la génératrice asynchrone

Puisque le présent projet va utiliser la simulation numérique afin de concevoir un système de contrôle, il est donc primordial de pouvoir compter sur un modèle dynamique de MAS assez fidèle. Une méthode doit être définie afin de modéliser une machine donnée et les performances du modèle devront au minimum égaler celles du modèle *Simulink* de la bibliothèque *SimPowerSystems* du logiciel *Matlab*.

### 1.3.3 Auto-excitation de la machine

Le système devra fournir la totalité de la puissance réactive nécessaire au fonctionnement de la GAS. En effet, celle-ci devra fonctionner de façon autonome et ne pas dépendre d'un système externe.

### 1.3.4 Charge réactive nécessaire

Une méthode mathématique devra être formulée afin de déterminer de façon théorique la charge capacitive nécessaire au fonctionnement de la génératrice en fonction de son point d'opération. Les résultats devront être testés en simulation et les valeurs retenues devront être ajustées pour correspondre aux besoins exacts du modèle simulé.

### 1.3.5 Conception du système

Lorsque le modèle de la MAS et sa consommation en puissance réactive seront définis, il faudra déterminer les différents équipements qui permettront de fournir cette puissance réactive. Ces équipements constitueront ainsi avec la MAS et la charge du consommateur le système à contrôler.

### 1.3.6 Conception d'un contrôleur

Il faudra modéliser le système et trouver une façon efficace de le contrôler. Ce contrôle devra être efficace sur l'ensemble des points d'opération de la MAS et répondre aux objectifs de régulation définis précédemment.

### 1.3.7 Système éolien de production d'énergie

Le système pourra être généralisé pour différentes méthodes de production d'énergie, mais il devra absolument être applicable dans le secteur éolien.

## **1.4 Méthodologie**

D'abord et avant tout, il sera nécessaire de bâtir une liste de différents ouvrages traitant des MAS, de la production d'énergie éolienne, des systèmes autonomes et du contrôle. Il est évident que les ouvrages antérieurs auront leur utilité afin d'éviter de refaire ce qui a déjà été fait.

Ensuite, la MAS sera modélisée et un modèle de simulation sera établi. Il sera aussi nécessaire d'effectuer des essais sur une machine réelle, ce qui permettra de calculer les paramètres à insérer dans le modèle de simulation. Les essais effectués en laboratoire pour



obtenir les paramètres seront par la suite répétés en simulation afin de valider le modèle en simulation. Une optimisation des paramètres pourra ensuite être effectuée si nécessaire.

Lorsque la machine choisie sera modélisée, il faudra déterminer une méthode de calcul afin de connaître la charge capacitive requise par la MAS en fonction du point d'opération. Les résultats obtenus devront être validés en simulation et optimisés si nécessaire. Lorsque les besoins en puissance réactive seront définis, il sera nécessaire de choisir les équipements qui vont fournir cette puissance au système. Si la solution choisie entraîne des harmoniques, il faudra aussi trouver une façon de filtrer ces harmoniques.

À ce moment, le système va comprendre une MAS, la charge du consommateur et les équipements choisis afin de fournir la puissance réactive. Il faudra alors déterminer les variables du système qui vont permettre de contrôler efficacement la tension et la fréquence de la MAS. Le système sera ensuite identifié par un modèle mathématique. Ce modèle sera validé et la méthode de contrôle devra ensuite être définie, ce qui permettra de concevoir le système de contrôle.

Le système de contrôle devra être testé en simulation pour différents points d'opération de la machine. Ces points d'opération devront représenter autant que possible l'ensemble des conditions d'utilisation de la MAS. Une étude complète des résultats devra être effectuée pour déterminer si le système est suffisamment efficace.

## 1.5 Étude bibliographique

Lors de la conception d'un système de production d'énergie de faible puissance, les GAS sont souvent reconnues comme étant les plus intéressantes pour ce type de production. En effet, elles ne nécessitent aucune source de courant continu indépendante [7] ou encore d'attention particulière relative à la synchronisation [1]. Elles peuvent opérer à vitesse variable et résistent mieux aux surcharges et aux courts-circuits [1],[2],[7]. De plus, la régulation de l'amplitude et de la fréquence de la tension générée par une GAS peut se faire de façon automatique si la machine est branchée à un système de distribution électrique de grande envergure [1]. Cependant, même si l'utilisation de la MAS comprend de nombreux avantages, elle comporte aussi quelques désavantages. Par exemple, cette machine consomme de la puissance réactive et la régulation de l'amplitude de la tension générée devient difficile lorsque la vitesse d'opération est variable [7]. Par contre, les récentes innovations faites dans les domaines de l'électronique de puissance et des systèmes de contrôle ont largement simplifié leur utilisation.

Puisqu'elles sont plus pratiques pour opérer à vitesse variable que les machines avec rotor à cage d'écureuil [3], les machines à rotor bobiné demeurent un très bon choix lors de la conception de systèmes de production d'énergie de faible puissance. Cependant, l'utilisation d'une machine avec rotor à cage d'écureuil apporte de nombreux avantages par rapport à la machine à rotor bobiné. D'une part, les machines avec rotor à cage d'écureuil sont plus robustes [1],[4],[5],[7]–[9]. D'autre part, elles sont beaucoup plus simples [1],[8], moins dispendieuses [2]–[5],[7]–[9] et sont relativement plus petites [1],[5],[7]. De plus,

elles nécessitent moins de maintenance, puisqu'elles ne comprennent aucune brosse [2]–[4],[7]–[9] et elles sont disponibles en plus grand nombre sur le marché [4].

Puisque les GAS nécessitent de la puissance réactive afin de maintenir constante l'amplitude de la tension au stator, il existe différentes méthodes pour fournir cette puissance réactive. Par exemple, la machine peut être auto-excitée par un banc de condensateurs variables (voir la figure 1.1(a)) ou par un convertisseur de puissance (voir la figure 1.1(b)).

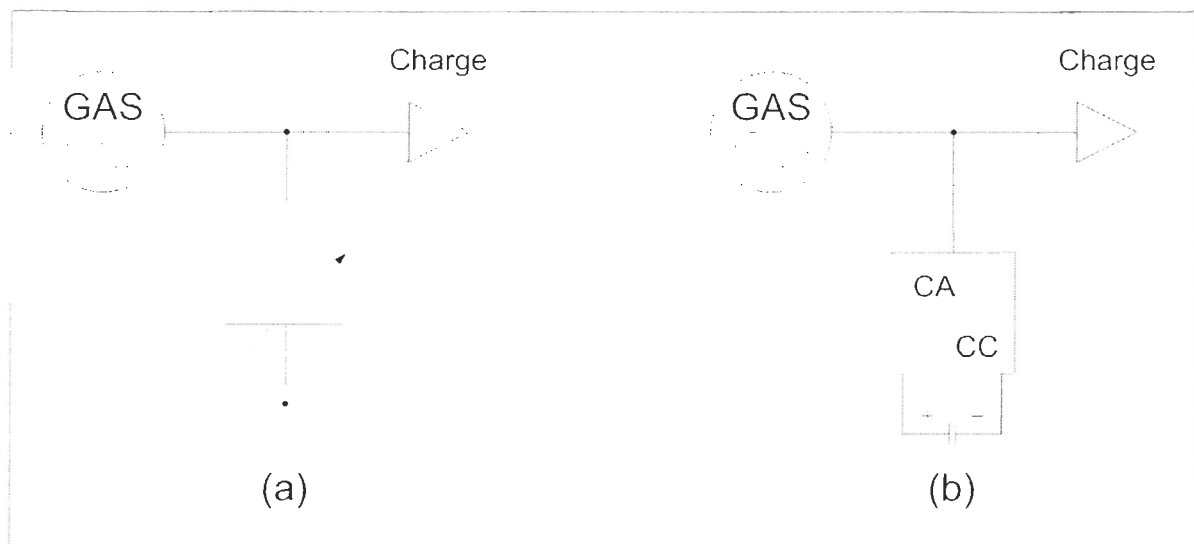


Figure 1.1: Schéma bloc d'un système de production énergétique auto-excitée par un banc de condensateurs (a) ou par un convertisseur de puissance (b)

Le banc de condensateurs est moins dispendieux et régule l'amplitude de la tension au stator, mais il n'a apparemment pas d'effet considérable sur la régulation de la fréquence [10]. Pour ce qui est du convertisseur de puissance, il permet de réguler la tension et la fréquence de la tension générée au stator, mais il est plus coûteux [10]. C'est pourquoi une

combinaison du banc de condensateurs variables et du convertisseur de puissance, comme pour les systèmes des figures 1.2 et 1.3, peut s'avérer être une excellente solution afin d'auto-exciter une MAS.

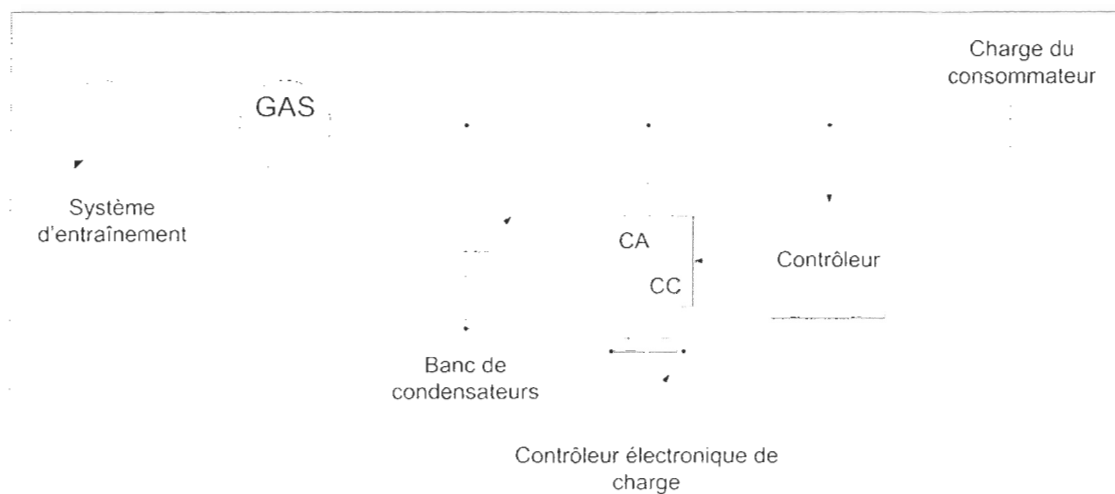


Figure 1.2: Exemple d'un système hydroélectrique autonome de production d'énergie de faible puissance [11]

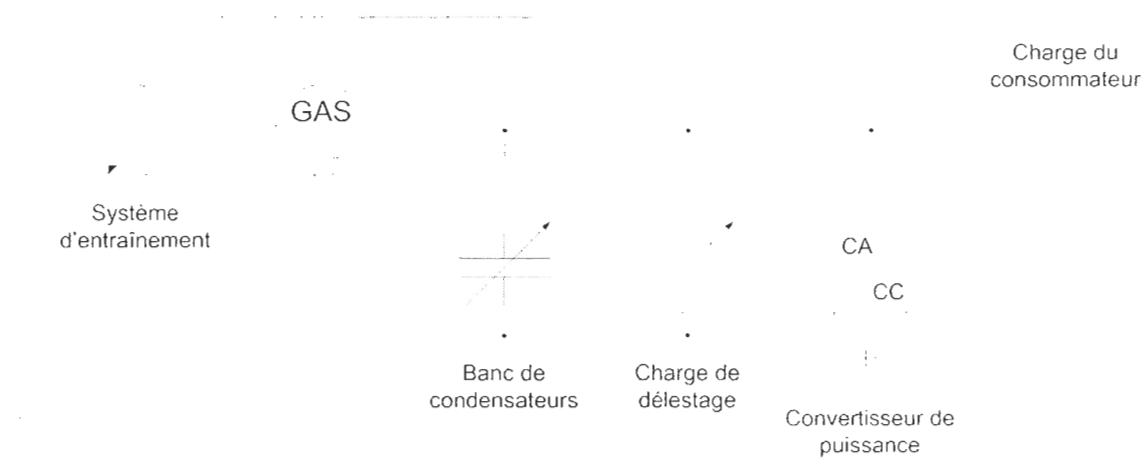


Figure 1.3: Exemple d'un système éolien autonome de production d'énergie de faible puissance [5]

Dans tous les systèmes de production d'énergie qui utilisent une GAS, un flux accroché minimum à l'entrefer et une impédance de charge sont nécessaires afin de préserver l'auto-excitation [12]. Lorsque la machine fonctionne dans la zone de saturation magnétique, l'inductance magnétisante dépend du flux magnétique [8], alors l'impédance minimale requise afin de maintenir l'effet d'excitation n'est pas constante. Donc, le phénomène de saturation magnétique joue un rôle important et doit être considéré lors de l'auto-excitation d'une MAS, tel que proposé dans ce projet.

Tel qu'expliqué précédemment, une grande quantité de systèmes hydroélectriques et éoliens de production d'énergie font l'objet d'articles scientifiques en ce qui a trait aux systèmes de faible puissance. Les systèmes des figures 1.2 et 1.3 sont des exemples parmi tant d'autres. Dans le schéma de la figure 1.2, le rotor de la GAS est entraîné par un débit d'eau constant. Le banc de condensateurs fournit une partie de la puissance réactive nécessaire au générateur et le contrôleur électronique de charge fournit la différence, puisque la puissance réactive nécessaire varie notamment avec la charge du consommateur. Le contrôleur électronique de charge et le système de contrôle permettent également de maintenir constante l'amplitude de la tension générée. Dans le schéma de la figure 1.3, le rotor est plutôt entraîné par un vent non constant, via un système d'engrenage qui augmente la vitesse de rotation. Un banc de condensateurs est aussi utilisé afin de fournir une partie de la puissance réactive que nécessite la génératrice. La différence est fournie par le convertisseur de puissance, qui est également utilisé afin de réguler l'amplitude et la fréquence de la tension fournie au consommateur. Enfin, une charge de délestage est

également utilisée pour compenser une partie de la variation de la charge du consommateur et ainsi contribuer au contrôle de la tension et de la fréquence.

## 1.6 Aspects originaux de la recherche

Cette recherche est basée sur les résultats de nombreux ouvrages, mais c'est surtout l'agencement particulier des solutions aux différents problèmes qui en fait son originalité. En effet, le modèle de simulation utilisé est directement celui de *Simulink* du logiciel de programmation *Matlab*. Cependant, une approche a été établie afin d'optimiser les paramètres du modèle de simulation d'une machine donnée. Cette méthode a été testée dans le cadre de cette recherche et s'avère une solution plus qu'intéressante pour tout projet utilisant une MAS en particulier.

Le calcul de la puissance réactive nécessaire au fonctionnement de la génératrice et la solution choisie afin de fournir cette énergie proviennent de résultats antérieurs. Il en va de même pour ce qui est de la conception des filtres passifs. Cependant, très peu d'ouvrages ont approfondi ces méthodes. Le système proposé lors de cette recherche est présenté à la figure 1.4. Ce système diffère quelque peu de ceux présentés précédemment. En effet, le banc de condensateurs n'est pas variable, mais bien fixe. De plus, des inductances en série avec le convertisseur de puissance permettent de filtrer les harmoniques créées par ce dernier.

C'est un article de Chatterjee, Perumal et Gopu [2] qui est à la base de la solution apportée lors de ce projet. En effet, cet article démontre de façon théorique et expérimentale qu'un convertisseur de puissance peut fournir et consommer autant de la puissance réactive

que de la puissance active. Cet ouvrage a cependant été approfondi dans le cadre de cette recherche.

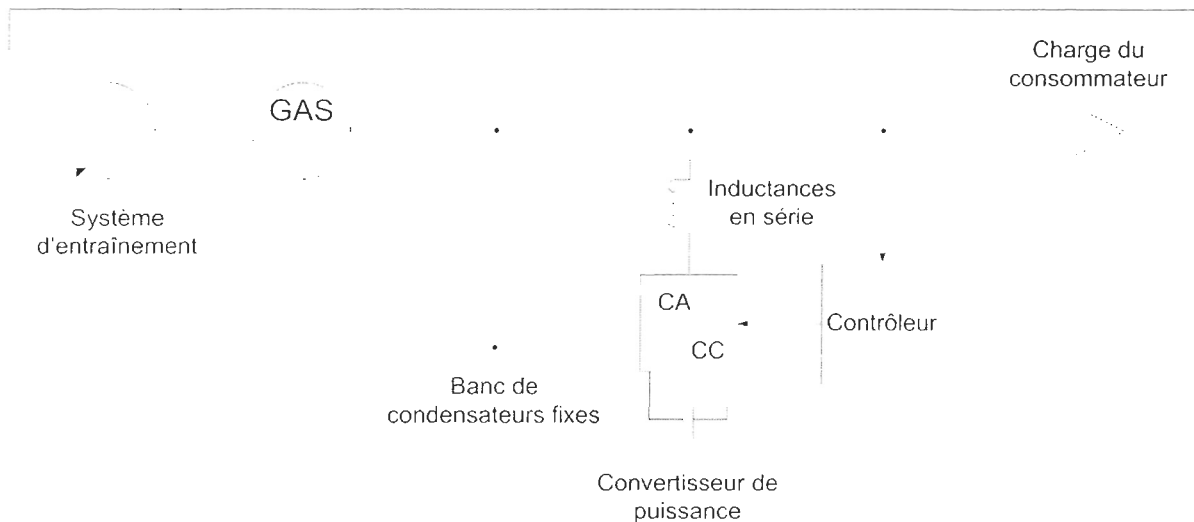


Figure 1.4: Système autonome de production d'énergie de faible puissance proposé

Par contre, c'est surtout la simplicité du contrôleur qui donne toute l'originalité à cette recherche. En effet, même si deux variables doivent être régulées, c'est-à-dire la tension et la fréquence de la tension générée, le contrôleur ne corrige pourtant qu'une seule variable. En effet, la variable contrôlée choisie a un effet si direct sur le système qu'il est même nécessaire de ralentir la réponse du système lors du contrôle afin d'éviter l'instabilité de celui-ci. L'efficacité du contrôleur est montrée à la fin de ce mémoire.

## 1.7 Organisation des chapitres

Ce travail est divisé en 8 chapitres. Le présent chapitre a pour objectif d'introduire le projet de recherche en présentant l'idée principale de la recherche, la problématique, les objectifs, la méthodologie, l'étude bibliographique et les aspects originaux de la recherche.

Par la suite, le chapitre 2 traite de la MAS avec rotor à cage d'écureuil. Les principaux concepts théoriques concernant ce type de machine sont expliqués, c'est-à-dire la vitesse synchrone, le glissement, la fréquence du rotor, les radians électriques, le modèle en régime permanent, le bilan de puissance, le couple induit, la classification des rotors à cage d'écureuil et finalement le plus important, soit le modèle en régime transitoire et ses équations mécaniques, qui sont ensuite transférées dans l'espace  $dq0$  par la transformée de coordonnées de Park.

Dans le chapitre 3, il est question de valider le modèle en laboratoire en effectuant un essai de mesure de la résistance du stator, un essai à vide, un essai à rotor bloqué et un essai en décélération. Il présente également une évaluation de la qualité des paramètres calculés avant d'apporter des améliorations qui permettent d'augmenter la qualité de ces paramètres.

Ensuite, le chapitre 4 traite de l'auto-excitation de la MAS. Le processus d'auto-excitation y est expliqué et la charge capacitive requise est calculée pour des conditions données. Les quantités calculées sont ensuite validées en simulation.



Le chapitre 5 présente brièvement les différents types d'interrupteur à semi-conducteurs et il traite du convertisseur triphasé à source de tension avec modulation par largeur d'impulsion (MLI) et du cas particulier où celui-ci est utilisé avec une pile.

Le chapitre 6 explique l'identification du système en présentant la théorie générale des systèmes, le modèle *Simulink* qui a servi à identifier le système et en définissant le modèle mathématique, tout en validant ce modèle.

Enfin, le chapitre 7 traite du système de contrôle. La méthode de conception utilisée, c'est-à-dire l'élimination des pôles et des zéros, y est expliquée et le modèle *Simulink* complet du système y est présenté. Il y est aussi question de la validation du modèle pour différents points d'opération.

Finalement, le chapitre 8 présente un sommaire des résultats obtenus lors du projet de recherche.

## CHAPITRE 2

### LA MACHINE À INDUCTION AVEC ROTOR À CAGE D'ÉCUREUIL

L'objectif de ce chapitre est de présenter les caractéristiques principales de la MAS avec rotor à cage d'écureuil. Premièrement, il sera question de la vitesse synchrone, du glissement, de la fréquence du rotor et des radians électriques. Par la suite, le modèle en régime permanent sera présenté, ce qui permettra de faire le bilan de puissance de la MAS. Ensuite, une discussion sur le couple créé permettra également d'aborder le sujet de la classification des rotors des machines à cage d'écureuil. Finalement, le modèle en régime permanent sera présenté avec ses équations mécaniques, avant d'être ramené dans un système de coordonnées  $dq0$  au moyen de la transformée de Park.

#### 2.1 Vitesse synchrone

Les MAS sont reconnues pour être appropriées pour la génération de faibles puissances, notamment en raison de leur robustesse et de leur habilité à opérer dans des applications à hautes vitesses [1]. Le rotor de ces machines peut être bobiné ou à cage d'écureuil et la construction de ce dernier est également beaucoup plus simple. Indépendamment du type de rotor, chaque MAS a un stator bobiné qui crée un champ magnétique tournant autour d'un axe perpendiculaire au plan de la machine. La vitesse de rotation angulaire synchrone ( $\Omega_{sync}$ ) dépend directement de la fréquence électrique  $f_c$  de la tension au stator et s'exprime comme suit :

$$\Omega_{sync} = \frac{4\pi f_e}{p} \quad (2.1)$$

où  $p$  est le nombre de pôles par phase dans le bobinage du stator. Il est également important de noter que la vitesse de rotation angulaire synchrone  $\Omega_{sync}$  est exprimée en rad/s. Dans le cas d'un rotor à cage d'écureuil, le champ magnétique créé par le bobinage du stator induit une tension électrique dans les barres court-circuitées du rotor et la tension induite dépend de la vitesse du rotor. Par exemple, si le rotor tourne à la vitesse synchrone, il n'y a pas de tension électrique induite dans les barres, parce que les vitesses du champ magnétique et du rotor sont les mêmes. Ainsi, il n'y a pas de couple induit sur le rotor.

## 2.2 Glissement

Afin de simplifier la relation entre les mouvements du champ magnétique du stator et de l'arbre du rotor, il est nécessaire d'introduire la notion de glissement. La vitesse de rotation angulaire de glissement  $\Omega_{slip}$  est simplement la différence entre la vitesse de rotation angulaire synchrone  $\Omega_{sync}$  et la vitesse de rotation angulaire mécanique  $\Omega_m$  du rotor :

$$\Omega_{slip} = \Omega_{sync} - \Omega_m \quad (2.2)$$

Ainsi donc, le glissement  $s$ , qui est le ratio entre la vitesse angulaire de glissement et la vitesse angulaire synchrone, peut être exprimé comme suit :

$$s = \frac{\Omega_{slip}}{\Omega_{sync}} (\times 100\%) = \frac{\Omega_{sync} - \Omega_m}{\Omega_{sync}} (\times 100\%) \quad (2.3)$$

Inversement, la vitesse angulaire du rotor peut être trouvée par l'expression qui suit :

$$\Omega_m = (1 - s)\Omega_{sync} \quad (2.4)$$

Donc, si le rotor tourne à la vitesse synchrone, le glissement est 0 et si le rotor est au repos, le glissement est 1. Lorsque le glissement est entre 0 et 1, la machine transforme la puissance électrique du stator en puissance mécanique sur l'arbre du rotor. Tel qu'expliqué précédemment, lorsque le rotor tourne à la vitesse synchrone, le couple induit est 0. Au-delà de cette limite, le couple est inversé et la machine commence à transformer la puissance mécanique du rotor en puissance électrique au stator. Ainsi, la machine commence à fonctionner comme un générateur. Cependant, il est important de noter qu'en raison des pertes par frottement, le point de fonctionnement où la machine commence à fonctionner comme un générateur n'est pas exactement la vitesse synchrone, mais bien une vitesse légèrement supérieure.

### 2.3 Fréquence du rotor

Une MAS peut être considérée comme un transformateur tournant, mais contrairement au transformateur, la fréquence électrique au secondaire (rotor) n'est pas nécessairement la même qu'au primaire (stator). Si le glissement est 1, ce qui veut dire que le rotor est bloqué, la fréquence électrique du rotor est égale à la fréquence synchrone et si le glissement est 0, le rotor tourne à la vitesse synchrone et la fréquence électrique du rotor est 0. En tout temps, la fréquence électrique  $f_r$  du rotor peut être exprimée ainsi :

$$f_r = sf_e \quad (2.5)$$

## 2.4 Radians électriques

Les modèles des générateurs à induction sont généralement construits pour des machines à 2 pôles, mais il est également possible de trouver des machines à 4 pôles ou plus. Donc, afin de généraliser la construction des modèles de machine, il est nécessaire de définir les positions angulaires  $\theta$  et les vitesses de rotation angulaires  $\Omega$  en radians électriques, qui sont indépendants du nombre de pôles par phase. Ainsi, les équations suivantes peuvent être utilisées afin de convertir les différentes variables angulaires en radians électriques :

$$\theta_s = \frac{p}{2} \theta_{\text{sym}}, \quad \omega_s = \frac{p}{2} \Omega_{\text{sym}}, \quad \theta_r = \frac{p}{2} \theta_m \quad \text{et} \quad \omega_r = \frac{p}{2} \Omega_m \quad (2.6)$$

où  $p$  est le nombre de pôles et  $\theta_s$ ,  $\omega_s$ ,  $\theta_r$  et  $\omega_r$  sont respectivement les positions angulaires et les pulsations angulaires électriques en radians électriques pour le stator (indices « s ») et le rotor (indices « r »).

## 2.5 Modèle en régime permanent

Puisque la MAS est comparable à un transformateur tournant, son circuit équivalent est également comparable à celui d'un transformateur. Il est d'ailleurs possible d'observer le circuit équivalent d'une phase de la machine à la figure 2.1. Dans ce schéma, la tension  $V_\phi$  est la tension d'une phase du stator. Les résistances  $R_s$ ,  $R_c$  et  $R_r$  représentent respectivement les pertes dans le cuivre du bobinage du stator, les pertes dans le corps magnétique et les pertes dans les barres de conduction du rotor à cage d'écureuil. Les inductances  $L_{\sigma s}$ ,  $L_{\sigma r}$  et  $L_m$  sont respectivement les inductances de fuite du stator et du

rotor et l'inductance magnétisante. Enfin, les variables  $E_{m\phi}$ ,  $I_{s\phi}$ ,  $I_{r\phi}$  et  $I_{m\phi}$  sont respectivement la tension à l'entrefer, les courants de phase du stator et du rotor et le courant magnétisant. Finalement, toutes les variables du rotor sont rapportées au stator de la même façon que pour un modèle de transformateur, ce qui simplifie considérablement le modèle.

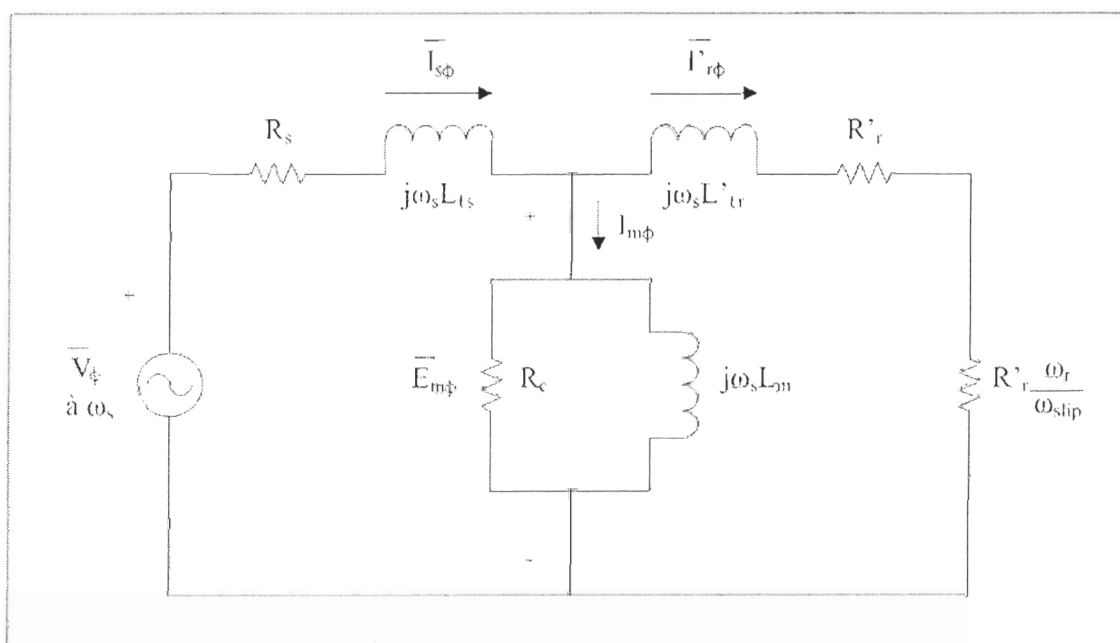


Figure 2.1: Circuit équivalent par phase de la MAS en régime permanent [13]

## 2.6 Bilan de puissance

Après avoir obtenu le modèle équivalent par phase en régime permanent de la MAS, il est possible d'effectuer le bilan de puissance, autant pour le fonctionnement en moteur que pour le fonctionnement en génératrice. D'abord, la puissance électrique  $P_e$  au stator peut être exprimée par l'expression qui suit :

$$P_e = 3V_\phi I_{s\phi} \cos(\theta) = \sqrt{3}V_l I_{s\phi} \cos(\theta), \quad \text{où } V_l = \sqrt{3}V_\phi \quad (2.7)$$

Dans cette équation,  $\cos(\theta)$  est le facteur de puissance et  $V_l$  est la tension de ligne du stator. Si la machine fonctionne comme un moteur, la puissance électrique  $P_e$  est la puissance d'entrée. Ainsi, il est possible d'obtenir la puissance  $P_{AG}$  à l'entrefer en soustrayant les pertes  $P_{SCL}$  dans le cuivre du bobinage du stator et les pertes  $P_{core}$  dans le corps magnétique à la puissance électrique d'entrée.

$$P_{SCL} = 3I_{s\phi}^2 R_s \quad (2.8)$$

$$P_{core} = 3 \frac{E_{m\phi}^2}{R_c} \quad (2.9)$$

$$P_{AG} = P_e - P_{SCL} - P_{core} \quad (2.10)$$

Ensuite, les équations qui permettent d'obtenir les pertes  $P_{RCL}$  dans les barres de conduction du rotor et la puissance convertie  $P_{conv}$  peuvent être déterminées. La puissance convertie  $P_{conv}$  peut également être exprimée à partir de la puissance à l'entrefer.

$$P_{RCL} = 3I_{r\phi}^2 R_r \quad (2.11)$$

$$P_{conv} = 3I_{r\phi}^2 R_r \left( \frac{\Omega_m}{\Omega_{slip}} \right) = \frac{\Omega_m}{\Omega_{sync}} P_{AG} \quad (2.12)$$

Enfin, la puissance mécanique  $P_m$  de sortie transmise à l'arbre du rotor dépend des pertes  $P_{F\&W}$  de friction mécanique et d'aérodynamisme ainsi que des autres pertes  $P_{misc}$  de sources diverses et qui sont la plupart du temps négligeables.

$$P_m = P_{conv} - P_{F\&W} - P_{misc} \quad (2.13)$$

Finalement, le couple induit (couple électromagnétique) peut être exprimé en fonction de la puissance convertie ou de la puissance à l'entrefer.

$$T_e = \frac{P_{conv}}{\Omega_m} = \frac{P_{AG}}{\Omega_{sync}} \quad (2.14)$$

Si la machine fonctionne comme une génératrice, la puissance mécanique  $P_m$  devient la puissance mécanique d'entrée. En soustrayant  $P_{F\&W}$  et  $P_{misc}$  de cette puissance d'entrée, la puissance convertie devient la puissance d'entrée du circuit équivalent. Il est alors possible d'obtenir la puissance électrique  $P_e$  de sortie en soustrayant les pertes dans les barres de conduction du rotor, les pertes dans le corps magnétique et les pertes dans le cuivre du bobinage du stator à la puissance convertie.

## 2.7 Couple induit

La figure 2.2 présente la caractéristique couple/vitesse en régime permanent d'une MAS. Tout d'abord, il est possible d'observer que la MAS possède 3 zones de fonctionnement, soient les zones de fonctionnement en frein, en moteur et en générateur.

Dans le cas de la production d'énergie électrique, c'est la zone de fonctionnement en générateur qui est utilisée. En effet, le couple est négatif au-delà de la vitesse de rotation angulaire synchrone  $\Omega_{sync}$  parce qu'il est inversé. Pour ce qui est du fonctionnement moteur, il existe 5 points de fonctionnement importants, dont 4 sont représentés sur la courbe de la figure 2.2.



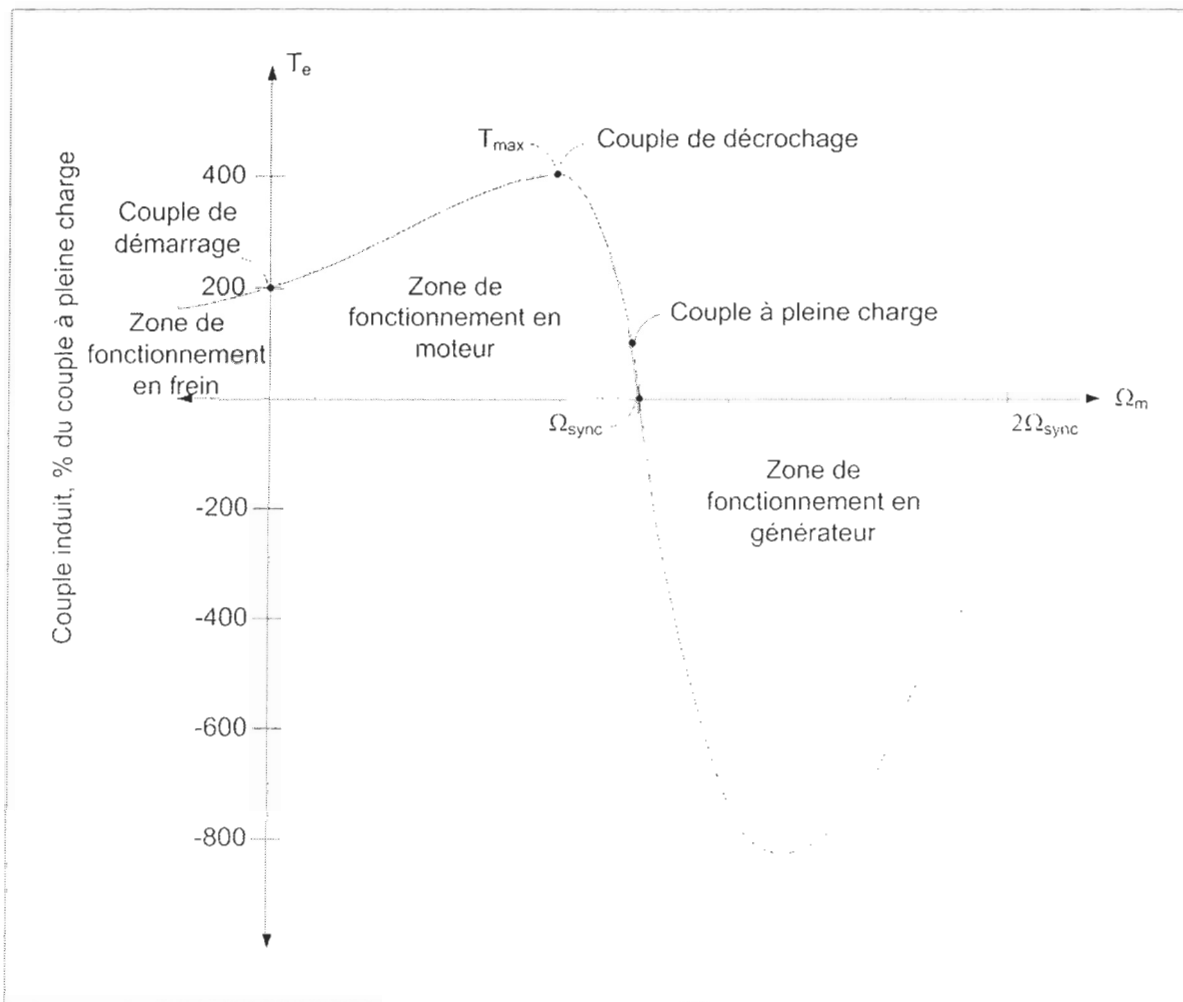


Figure 2.2: Couple typique induit en fonction de la vitesse angulaire du rotor pour une MAS [13]

Le premier de ces points est le couple de démarrage, qui correspond simplement au couple induit sur le rotor lorsque le moteur est mis sous tension. Le deuxième point correspond au couple de décrochage  $T_{max}$ . C'est le couple maximal qui peut être induit sur l'arbre du rotor dans la zone de fonctionnement en moteur. Il faut également prendre en note qu'il existe aussi un couple de décrochage dans la zone de fonctionnement en générateur. Enfin, les deux derniers points de fonctionnement présentés à la figure 2.2 sont

le couple à pleine charge (ou couple nominal) et le couple à vitesse synchrone. Bien entendu, le couple à vitesse synchrone est nul, car à ce point le rotor tourne à vitesse synchrone et aucun courant n'est induit dans les barres du rotor. Finalement, il existe également un couple à vide (ou couple sans charge) non nul, qui se retrouve à une vitesse légèrement inférieure à la vitesse synchrone. En effet, lorsque la machine fonctionne sans charge, la vitesse est légèrement inférieure à la vitesse synchrone en raison des pertes par frottement. Ainsi, lorsque la machine fonctionne sans charge, un couple est tout de même appliqué sur le rotor.

## **2.8 Classification des rotors à cage d'écureuil**

La conception des barres de conduction du rotor a une grande influence sur le comportement de la machine. En effet, la courbe couple/vitesse prend des allures différentes pour différents types de rotor (voir la figure 2.3). Il existe une infinité de façons de concevoir le profil des barres de conduction. Malgré tout, le CEMA (Canadian Electrical Manufacturers Association) classe les MAS avec rotor à cage d'écureuil en fonction de l'allure de la courbe couple/vitesse [14]. Ces standards utilisent de nombreuses caractéristiques pour classer précisément une machine, mais il est possible de résumer en quelques mots les principales catégories.

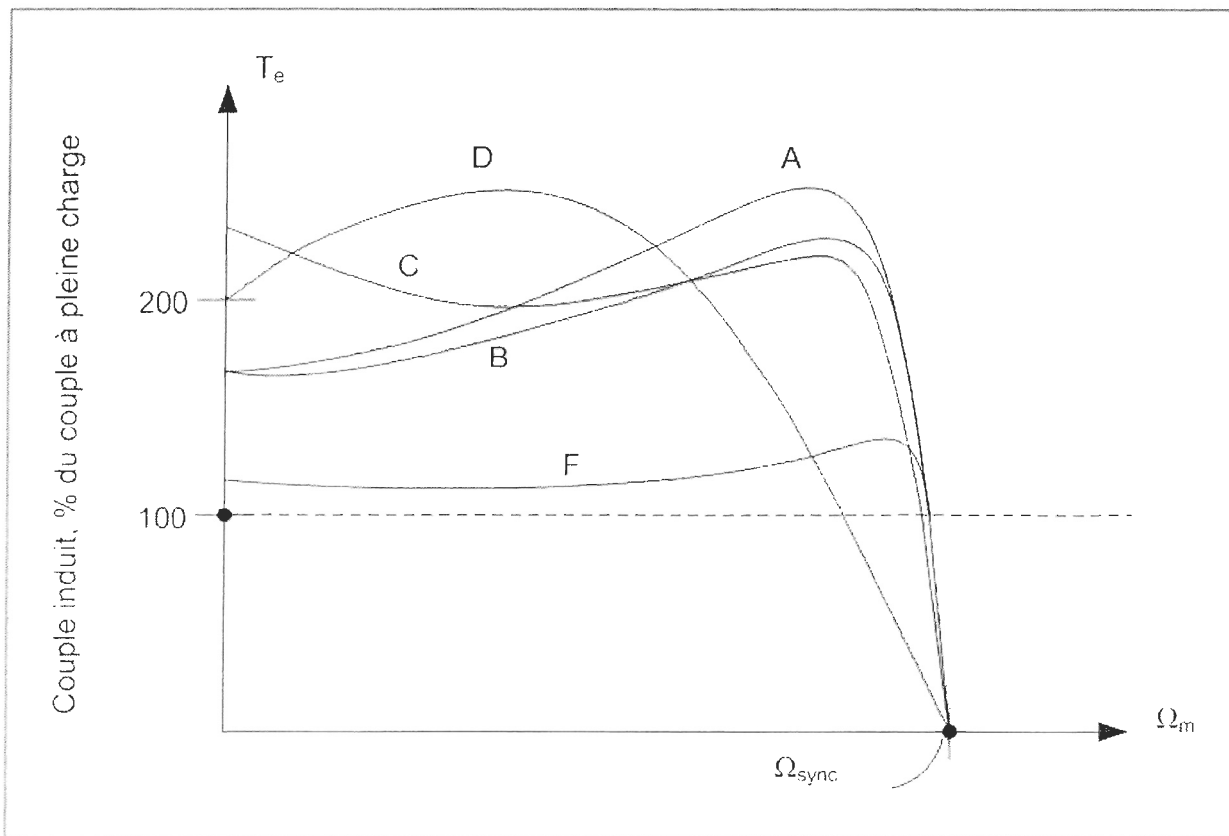


Figure 2.3: Courbes typiques du couple en fonction de la vitesse angulaire du rotor pour divers types de rotors à cage d'écureuil [14]

### 2.8.1 Type A (couple et courant de démarrage normaux)

À rotor bloqué, le couple est relativement élevé et le courant est de 6 à 8 fois plus élevé que le courant nominal. Le couple de décrochage est de 2 à 2,5 fois plus élevé que le couple nominal. À charge nominale, le glissement est faible.

### 2.8.2 Type B (couple normal et courant de démarrage faible)

Les machines de type B se comportent presque de la même façon que les machines de type A. Cependant, le courant de démarrage est plus faible et le couple de démarrage est

égal ou quelque peu supérieur. Les MAS à encoches profondes font partie de ce type de machines.

### 2.8.3 Type C (couple élevé et courant de démarrage faible)

Au démarrage, le couple est plus élevé et le courant est plus faible, comparativement aux machines des types A et B. Par contre, aux conditions nominales, le glissement est légèrement plus élevé. Les machines à double cage entrent dans cette catégorie.

### 2.8.4 Type D (couple et glissement élevés)

Le couple de démarrage est généralement supérieur aux autres machines et le glissement est très élevé. En effet, le glissement est normalement compris entre 5 et 20%.

### 2.8.5 Type F (couple de démarrage faible)

À charge nominale, le glissement est faible, comme pour les machines des types A et B. Au démarrage, le courant et le couple sont relativement faibles. En règle générale, le couple de démarrage est 1,25 fois le couple nominal et le couple de décrochage dépasse rarement 1,35 fois le couple nominal.

## **2.9 Modèle en régime transitoire**

Afin d'obtenir le modèle transitoire, ou modèle dynamique, de la MAS, il faut tout d'abord définir un schéma électrique équivalent qui représente bien le comportement physique d'une MAS. Ce schéma électrique se retrouve à la figure 2.4.

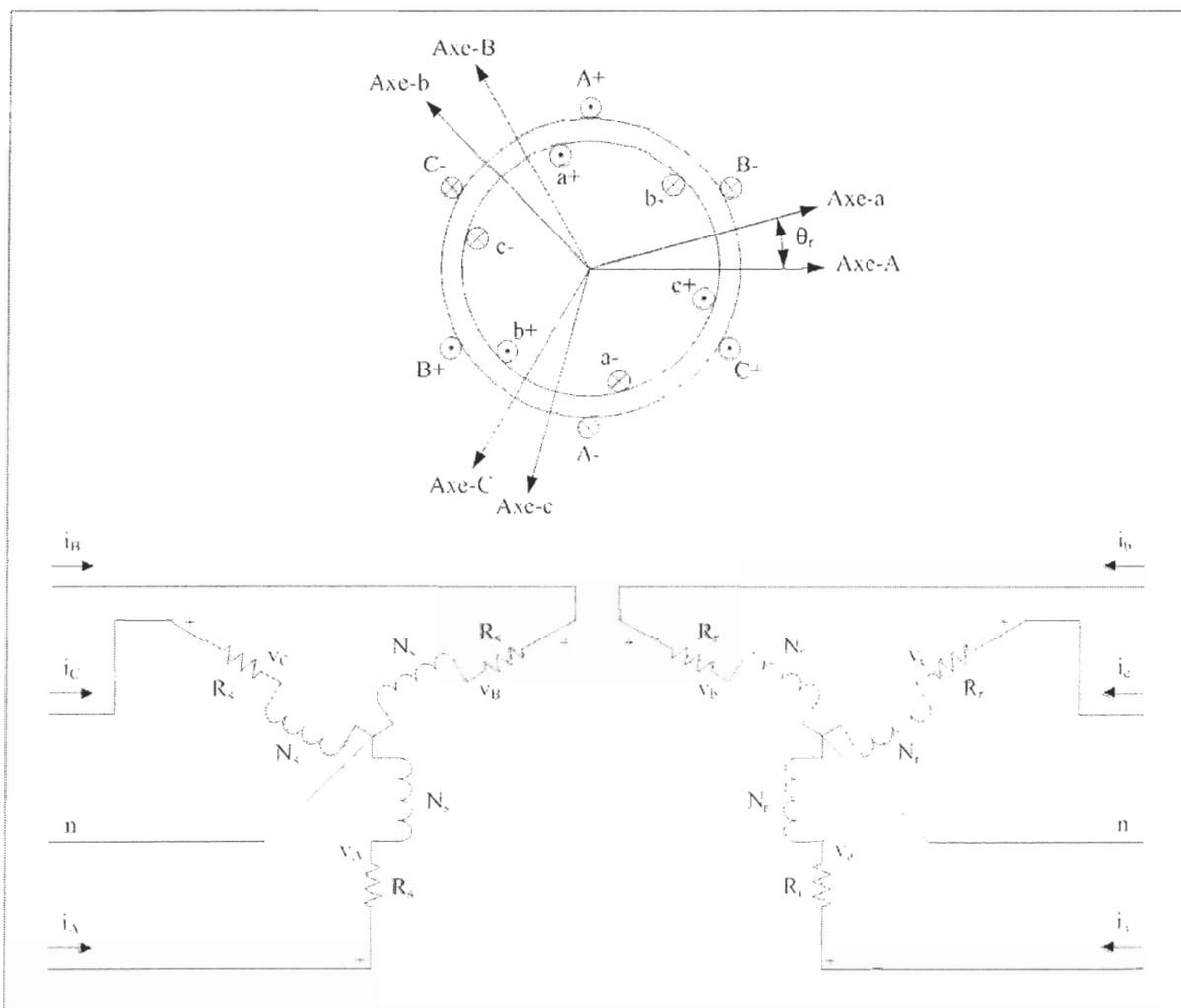


Figure 2.4: Schéma électrique triphasé équivalent d'une MAS [15]

Du côté du stator, le bobinage de chaque phase est représenté par une résistance  $R_s$  en série avec une bobine de  $N_s$  tours. Afin de simplifier considérablement le modèle, la résistance et le nombre de tours sont considérés équivalents sur chaque phase. Du côté du rotor, la modélisation est plus complexe, puisqu'il n'y a pas de bobinage sur le rotor d'une machine à cage d'écureuil. Cependant, trois bobinages équivalents sont utilisés pour modéliser le rotor et ces trois bobinages sont de même type que du côté du stator, avec des

résistances  $R_r$  et des bobines de  $N_r$  tours. Comme pour le stator, la résistance et le nombre de tours sont considérés équivalents sur chaque phase du rotor. De plus, le modèle qui suit est valide pour un entrefer constant et des bobinages distribués sinusoidalement au stator et au rotor. D'ailleurs, ces mêmes bobinages sont considérés électriquement et magnétiquement symétriques. Les forces magnétomotrices sont considérées sinusoidales et l'effet des encoches du stator et du rotor et de la température sont négligés. Les pertes dans le corps magnétique ne sont pas considérées. Ce milieu est de toute façon beaucoup plus perméable que l'air de l'entrefer. Enfin, la caractéristique la plus importante du modèle est que la saturation magnétique de la machine est considérée, puisque son effet peut être significatif au démarrage et lorsque le point d'opération se rapproche des conditions nominales [16].

De cette façon, il est possible de définir les courants  $i_A$ ,  $i_B$  et  $i_C$  qui traversent respectivement les phases  $A$ ,  $B$  et  $C$  du stator et les courants  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  pour les phases  $a$ ,  $b$  et  $c$  du rotor. De la même façon, il est possible de définir les tensions  $v_A$ ,  $v_B$  et  $v_C$  correspondant aux chutes de tension dans les 3 phases du stator et les tensions  $v_a$ ,  $v_b$  et  $v_c$  dans les phases du rotor. La figure 2.4 montre également que les axes du stator et du rotor sont décalés d'un angle  $\theta_r$ , qui est la position angulaire du rotor (en radians électriques) définie précédemment.

À partir de ce schéma, le système d'équations qui lie les tensions et les courants peut être développé comme suit [17] :

$$\begin{bmatrix} [v_{ABC}] \\ [v_{abc}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{ABC}] \\ [i_{abc}] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [\lambda_{ABC}] \\ [\lambda_{abc}] \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

où

$$[v_{ABC}] = [v_A \quad v_B \quad v_C]^T, \quad [v_{abc}] = [v_a \quad v_b \quad v_c]^T$$

$$[i_{ABC}] = [i_A \quad i_B \quad i_C]^T, \quad [i_{abc}] = [i_a \quad i_b \quad i_c]^T$$

$$[\lambda_{ABC}] = [\lambda_A \quad \lambda_B \quad \lambda_C]^T, \quad [\lambda_{abc}] = [\lambda_a \quad \lambda_b \quad \lambda_c]^T$$

et

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

Les variables  $\lambda_A$ ,  $\lambda_B$ ,  $\lambda_C$ ,  $\lambda_a$ ,  $\lambda_b$  et  $\lambda_c$  sont les flux accrochés aux différents bobinages du stator et du rotor. Le système d'équations qui définit les flux accrochés en fonction des courants est présenté à l'équation 2.16 [17].

$$\begin{bmatrix} [\lambda_{ABC}] \\ [\lambda_{abc}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^T & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{ABC}] \\ [i_{abc}] \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

où

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{ts} + L_{s\phi} & -\frac{1}{2}L_{s\phi} & -\frac{1}{2}L_{s\phi} \\ -\frac{1}{2}L_{s\phi} & L_{ts} + L_{s\phi} & -\frac{1}{2}L_{s\phi} \\ -\frac{1}{2}L_{s\phi} & -\frac{1}{2}L_{s\phi} & L_{ts} + L_{s\phi} \end{bmatrix}, \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{tr} + L_{r\phi} & -\frac{1}{2}L_{r\phi} & -\frac{1}{2}L_{r\phi} \\ -\frac{1}{2}L_{r\phi} & L_{tr} + L_{r\phi} & -\frac{1}{2}L_{r\phi} \\ -\frac{1}{2}L_{r\phi} & -\frac{1}{2}L_{r\phi} & L_{tr} + L_{r\phi} \end{bmatrix},$$

$$[L_{sr}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

La dernière équation introduit trois nouvelles variables qui n'ont pas été discutées jusqu'à présent. Il s'agit des inductances équivalentes d'une phase du stator et du rotor  $L_{s\phi}$  et  $L_{r\phi}$  et de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor  $L_{sr}$ . De plus, dans les systèmes d'équations 2.15 et 2.16, les équations concernant le rotor doivent ensuite être ramenées du côté du stator afin de simplifier celles-ci. Donc, selon le schéma de la figure 2.4, les tensions, les courants et les flux accrochés ramenés au stator deviennent :

$$[\dot{v}_{abc}] = \frac{N_s}{N_r} [v_{abc}] \quad (2.17)$$

$$[\dot{i}_{abc}] = \frac{N_r}{N_s} [i_{abc}] \quad (2.18)$$

$$[\dot{\lambda}_{abc}] = \frac{N_s}{N_r} [\lambda_{abc}] \quad (2.19)$$



où

$$[\dot{v}_{abc}] = [\dot{v}_a \quad \dot{v}_b \quad \dot{v}_c]^T, \quad [\dot{i}_{abc}] = [\dot{i}_a \quad \dot{i}_b \quad \dot{i}_c]^T, \quad [\dot{\lambda}_{abc}] = [\dot{\lambda}_a \quad \dot{\lambda}_b \quad \dot{\lambda}_c]^T$$

Quant aux inductances équivalentes et mutuelles, elles peuvent être exprimées comme suit [18] :

$$L_{s\phi} = \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \frac{\pi\mu_0 rl}{g} \quad (2.20)$$

$$L_{r\phi} = \left(\frac{N_r}{2}\right)^2 \frac{\pi\mu_0 rl}{g} \quad (2.21)$$

$$L_{sr} = \left(\frac{N_s}{2}\right)\left(\frac{N_r}{2}\right) \frac{\pi\mu_0 rl}{g} \quad (2.22)$$

où  $\mu_0$  est la perméabilité de l'air,  $r$  le rayon moyen de l'entrefer,  $l$  la longueur de la machine et  $g$  la largeur de l'entrefer. Donc, en combinant les équations 2.20 et 2.21 :

$$\begin{aligned} \frac{\pi\mu_0 rl}{g} &= L_{s\phi} \left(\frac{2}{N_s}\right)^2 = L_{r\phi} \left(\frac{2}{N_r}\right)^2 \\ L_{r\phi} &= \left(\frac{2}{N_s}\right)^2 \left(\frac{N_r}{2}\right)^2 L_{s\phi} = \left(\frac{N_r}{N_s}\right)^2 L_{s\phi} \end{aligned} \quad (2.23)$$

De plus, en combinant les équations 2.20 et 2.22 :

$$\begin{aligned} \frac{\pi\mu_0 rl}{g} &= L_{s\phi} \left(\frac{2}{N_s}\right)^2 = L_{sr} \left(\frac{2}{N_s}\right)\left(\frac{2}{N_r}\right) \\ L_{sr} &= \left(\frac{2}{N_s}\right)^2 \left(\frac{N_s}{2}\right)\left(\frac{N_r}{2}\right) L_{s\phi} = \frac{N_r}{N_s} L_{s\phi} \end{aligned} \quad (2.24)$$

Alors, les matrices  $[L_{sr}^{\cdot}]$  et  $[L_r^{\cdot}]$ , qui sont les matrices  $[L_{sr}]$  et  $[L_r]$  rapportées au stator, sont définies par :

$$[L_{sr}^{\cdot}] = \frac{N_s}{N_r} [L_{sr}] \quad (2.25)$$

$$[L_r^{\cdot}] = \left( \frac{N_s}{N_r} \right)^2 [L_r] \quad (2.26)$$

Celles-ci deviennent en combinant les équations 2.23 à 2.26 :

$$[L_{sr}^{\cdot}] = L_{s\phi} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$[L_r^{\cdot}] = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{s\phi} & -\frac{1}{2}L_{s\phi} & -\frac{1}{2}L_{s\phi} \\ -\frac{1}{2}L_{s\phi} & L_{lr} + L_{s\phi} & -\frac{1}{2}L_{s\phi} \\ -\frac{1}{2}L_{s\phi} & -\frac{1}{2}L_{s\phi} & L_{lr} + L_{s\phi} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

où

$$L_{lr} = \left( \frac{N_s}{N_r} \right)^2 L_{lr}$$

Les systèmes d'équations 2.15 et 2.16 deviennent enfin :

$$\begin{bmatrix} [v_{ABC}] \\ [\dot{v}_{abc}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{ABC}] \\ [\dot{i}_{abc}] \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} [\lambda_{ABC}] \\ [\dot{\lambda}_{abc}] \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$\begin{bmatrix} [\lambda_{ABC}] \\ [\dot{\lambda}_{abc}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{ABC}] \\ [\dot{i}_{abc}] \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

où

$$[R_r] = \left( \frac{N_s}{N_r} \right)^2 [R_r]$$

Ce dernier résultat est très important, car il suffit maintenant de déterminer 5 paramètres en laboratoire afin de combler les variables inconnues. Ces paramètres sont la résistance  $R_s$  d'un bobinage du stator, la résistance  $R_r$  d'un bobinage du rotor ramenée au stator, l'inductance de fuite  $L_{s\phi}$  du stator, l'inductance de fuite  $L_{r\phi}$  du rotor ramenée au stator et l'inductance équivalente  $L_{s\phi}$  d'une phase du stator. Si les 4 premiers paramètres sont identiques à ceux du modèle en régime permanent de la figure 2.1, l'inductance équivalente  $L_{s\phi}$  d'une phase du stator doit, quant à elle, être déterminée à partir de l'inductance magnétisante  $L_m$  de la figure 2.1 [19] :

$$L_{s\phi} = \frac{2}{3} L_m \quad (2.31)$$

## 2.10 Équations mécaniques du modèle en régime transitoire

Afin de compléter le modèle en régime transitoire, il est nécessaire de définir les équations du couple électromagnétique et de l'accélération angulaire. Tout d'abord, pour ce

qui est du couple électromagnétique, l'énergie  $W$  emmagasinée dans le champ magnétique de la machine est [15] :

$$W = \frac{1}{2} [i_{ABC}]^T ([L_s] - L_{rs} [I]) [i_{ABC}] + [i_{ABC}]^T [L_{sr}] [i_{abc}] + \frac{1}{2} [i_{abc}]^T ([L_r] - L_{tr} [I]) [i_{abc}] \quad (2.32)$$

où la matrice  $[I]$  est une matrice identité. De plus, dans un système en rotation, la variation d'énergie mécanique  $W_m$  peut être définie tel que :

$$dW_m = T_c d\theta_m \quad (2.33)$$

où il est possible de reconnaître le couple électromagnétique  $T_c$  et la position angulaire  $\theta_m$  du rotor. En remplaçant  $\theta_m$  par  $\theta_r$  (en radians électriques), l'équation 2.33 devient :

$$dW_m = \frac{2}{p} T_c d\theta_r \quad (2.34)$$

où  $p$  est encore une fois le nombre de pôles par phase. Enfin, puisque l'énergie  $W$  emmagasinée dans le champ magnétique devient de l'énergie mécanique  $W_m$  (moteur) ou vice-versa (générateur), il est possible de combiner les équations 2.32 et 2.34 :

$$\begin{aligned} T_c &= \left( \frac{p}{2} \right) \frac{\partial W}{\partial \theta_r} \\ &= \left( \frac{p}{2} \right) [i_{ABC}]^T \frac{\partial [L_{sr}]}{\partial \theta_r} [i_{abc}] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \left(\frac{p}{2}\right) L_{s\phi} [i_{ABC}]^T \frac{\partial}{\partial \theta_r} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} [i_{abc}] \\
&= -\left(\frac{p}{2}\right) L_{s\phi} [i_{ABC}]^T \begin{bmatrix} i_a' \sin(\theta_r) + i_b' \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) + i_c' \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_a' \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + i_b' \sin(\theta_r) + i_c' \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_a' \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) + i_b' \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c' \sin(\theta_r) \end{bmatrix} \\
&= -\left(\frac{p}{2}\right) L_{s\phi} \begin{bmatrix} i_A \left( i_a' \sin(\theta_r) + i_b' \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) + i_c' \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ + i_B \left( i_a' \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + i_b' \sin(\theta_r) + i_c' \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ + i_C \left( i_a' \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) + i_b' \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c' \sin(\theta_r) \right) \end{bmatrix} \\
&= -\left(\frac{p}{2}\right) L_{s\phi} \begin{bmatrix} i_A \left( i_a' \sin(\theta_r) + i_b' \left( \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \sin(\theta_r) + \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cos(\theta_r) \right) \right. \\ \left. + i_c' \left( \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \sin(\theta_r) - \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cos(\theta_r) \right) \right) \\ + i_B \left( i_a' \left( \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \sin(\theta_r) - \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cos(\theta_r) \right) \right. \\ \left. + i_b' \sin(\theta_r) + i_c' \left( \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \sin(\theta_r) + \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cos(\theta_r) \right) \right) \\ + i_C \left( i_a' \left( \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \sin(\theta_r) + \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cos(\theta_r) \right) \right. \\ \left. + i_b' \left( \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \sin(\theta_r) - \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \cos(\theta_r) \right) + i_c' \sin(\theta_r) \right) \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

$$T_e = -\left(\frac{p}{2}\right)L_{s\phi} \left\{ \begin{aligned} & \left[ i_A \left( i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c \right) + i_B \left( i_b - \frac{1}{2}i_a - \frac{1}{2}i_c \right) + i_C \left( i_c - \frac{1}{2}i_a - \frac{1}{2}i_b \right) \right] \sin(\theta_r) \\ & + \frac{\sqrt{3}}{2} [i_A (i_b - i_c) + i_B (i_c - i_a) + i_C (i_a - i_b)] \cos(\theta_r) \end{aligned} \right\} \quad (2.35)$$

Finalement, l'équation mécanique qui suit permet de définir l'accélération angulaire  $\omega_r$  afin de compléter la partie mécanique du modèle transitoire :

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \left(\frac{p}{2}\right) \frac{\sum T}{J} = \left(\frac{p}{2}\right) \frac{1}{J} (T_e - F\Omega_m - T_L) = \left(\frac{p}{2}\right) \frac{1}{J} \left( T_e - \left(\frac{2}{p}\right) F\omega_r - T_L \right) \quad (2.36)$$

où  $J$  est la constante d'inertie du rotor sans charge en  $\text{kg}\times\text{m}^2$ ,  $F$  est le coefficient de frottement du rotor en  $\text{kg}\times\text{m}^2\times\text{s}^{-1}$  et  $T_L$  est le couple résistant appliqué par la charge en  $\text{N}\times\text{m}$ . Bien entendu, la vitesse angulaire  $\omega_r$  et la position angulaire  $\theta_r$  sont liées tel que :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (2.37)$$

Dans l'équation 2.36, le signe des variables  $T_e$  et  $T_L$  a une signification très importante. En effet, la machine fonctionne en moteur lorsque  $T_e$  est positif et en générateur lorsque  $T_e$  est négatif. De plus, si le couple résistant appliqué par la charge  $T_L$  est positif, celui-ci est considéré comme une charge et si  $T_L$  est négatif, celui-ci entraîne le rotor.

## 2.11 Modèle transitoire dans un système de coordonnées $dq0$

Le principal inconvénient du modèle transitoire qui précède est que la matrice  $[L_{sr}]$  est dépendante de la position angulaire du rotor. Afin d'éliminer cette contrainte, il est possible de remplacer les systèmes de coordonnées actuels du stator et du rotor par un seul système de coordonnées se déplaçant à une vitesse arbitraire. Les variables qui sont exprimées en fonction des axes  $A, B, C, a, b$  et  $c$  seront donc exprimées en fonction des axes  $d, q$  et  $0$ . L'axe  $d$  est l'axe direct, l'axe  $q$  est l'axe de quadrature, qui est en avance de  $90^\circ$  sur l'axe direct, et l'axe  $0$  est l'axe de séquence zéro, qui est comparable à la composante homopolaire d'un système triphasé déséquilibré. Il est possible de comparer les 3 systèmes de référence sur la figure 2.5. Sur cette figure, il faut noter que l'axe de séquence zéro n'apparaît pas et que les trois systèmes de coordonnées tournent dans le sens horaire. En fait, cet axe ne fait pas partie du plan de la feuille, car en réalité il sort de la feuille de papier. Les angles  $\theta_{dA}$  et  $\theta_{da}$  sont respectivement l'angle entre les axes  $d$  et  $A$  (stator) et l'angle entre les axes  $d$  et  $a$  (rotor). De plus, il existe une pulsation angulaire électrique du plan  $dq$  par rapport à l'axe de la phase  $A$  du stator ( $\omega_{dA}$ ) ou de la phase  $a$  du rotor ( $\omega_{da}$ ). Pour déterminer  $\omega_{dA}$  et  $\omega_{da}$ , il faut fixer la pulsation angulaire  $\omega_{dA}$  du plan  $dq$ . Celle-ci peut être associée à trois principales pulsations angulaires, qui sont celles du stator  $\omega_s$ , du rotor  $\omega_r$  ou  $0$ . Ainsi,  $\omega_{dA}$  devient respectivement  $\omega_s - \omega_r$  (vitesse de glissement en radians électriques),  $0$  ou  $-\omega_r$ . À partir de la figure 2.5, il est possible de convertir les équations du modèle dynamique de la MAS dans un système de coordonnées  $dq0$  [15],[20] et [21].

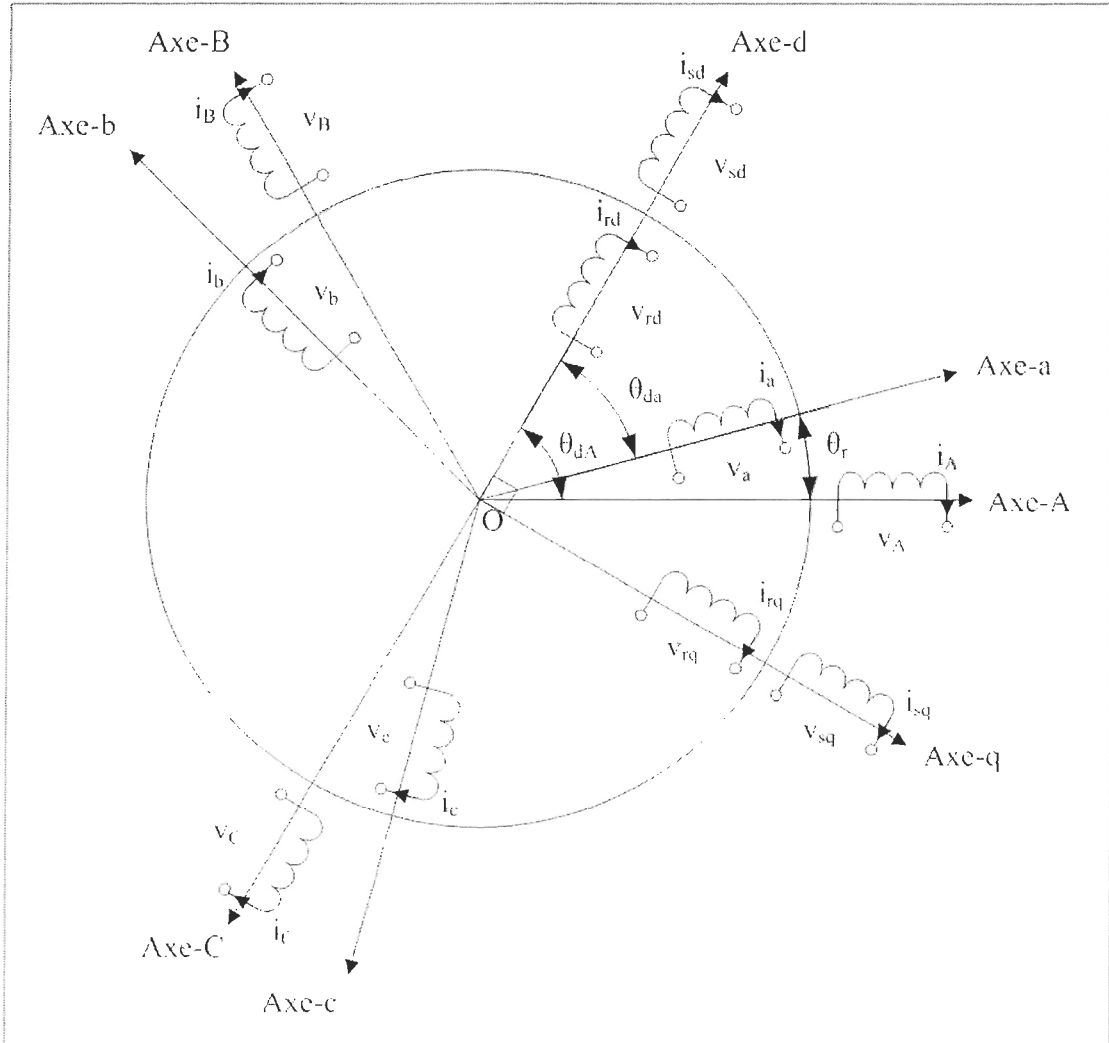


Figure 2.5: Représentation des trois systèmes de coordonnées (ABC, abc et dq0) [18]

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\lambda_{sd}}{dt} + \omega_{dA} \lambda_{sq} \quad (2.38)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\lambda_{sq}}{dt} - \omega_{dA} \lambda_{sd} \quad (2.39)$$

$$v_{s0} = R_s i_{s0} + \frac{d\lambda_{s0}}{dt} \quad (2.40)$$



$$\dot{v}_{rd} = R_r \dot{i}_{rd} + \frac{d\lambda_{rd}}{dt} + (\omega_{dA} - \omega_r) \lambda_{rq} \quad (2.41)$$

$$\dot{v}_{rq} = R_r \dot{i}_{rq} + \frac{d\lambda_{rq}}{dt} - (\omega_{dA} - \omega_r) \lambda_{rd} \quad (2.42)$$

$$\dot{v}_{r0} = R_r \dot{i}_{r0} + \frac{d\lambda_{r0}}{dt} \quad (2.43)$$

$$\lambda_{sd} = (L_{ts} + L_m) \dot{i}_{sd} + L_m \dot{i}_{rd} \quad (2.44)$$

$$\lambda_{sq} = (L_{ts} + L_m) \dot{i}_{sq} + L_m \dot{i}_{rq} \quad (2.45)$$

$$\lambda_{s0} = L_{ts} \dot{i}_{s0} \quad (2.46)$$

$$\lambda_{rd} = (L_{tr} + L_m) \dot{i}_{rd} + L_m \dot{i}_{sd} \quad (2.47)$$

$$\lambda_{rq} = (L_{tr} + L_m) \dot{i}_{rq} + L_m \dot{i}_{sq} \quad (2.48)$$

$$\lambda_{r0} = L_{tr} \dot{i}_{r0} \quad (2.49)$$

où

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{s0} \end{bmatrix} = [K]_s \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} = [K]_s \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \lambda_{sd} \\ \lambda_{sq} \\ \lambda_{s0} \end{bmatrix} = [K]_s \begin{bmatrix} \lambda_A \\ \lambda_B \\ \lambda_C \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \\ v_{r0} \end{bmatrix} = [K]_r \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} = [K]_r \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \lambda_{rd} \\ \lambda_{rq} \\ \lambda_{r0} \end{bmatrix} = [K]_r \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix}$$

et

$$[K]_s = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dA}) & \cos\left(\theta_{dA} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{dA} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_{dA}) & \sin\left(\theta_{dA} - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_{dA} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix},$$

$$[K]_r = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dA} - \theta_r) & \cos\left((\theta_{dA} - \theta_r) - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left((\theta_{dA} - \theta_r) + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_{dA} - \theta_r) & \sin\left((\theta_{dA} - \theta_r) - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left((\theta_{dA} - \theta_r) + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$$

De plus,  $\omega_{dA}$  et  $\theta_{dA}$  sont respectivement la vitesse angulaire et la position angulaire du nouveau système de coordonnées  $dq0$  et  $L_m$  est l'inductance magnétisante de la figure 2.1. Les relations qui suivent peuvent être utilisées afin de ramener les tensions, les courants et les flux accrochés dans le système de coordonnées original :

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = [K]_s^{-1} \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ v_{s0} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = [K]_s^{-1} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \lambda_A \\ \lambda_B \\ \lambda_C \end{bmatrix} = [K]_s^{-1} \begin{bmatrix} \lambda_{sd} \\ \lambda_{sq} \\ \lambda_{s0} \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} \dot{v}_a \\ \dot{v}_b \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = [K]_r^{-1} \begin{bmatrix} \dot{v}_{rd} \\ \dot{v}_{rq} \\ \dot{v}_{r0} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} = [K]_r^{-1} \begin{bmatrix} \dot{i}_{rd} \\ \dot{i}_{rq} \\ \dot{i}_{r0} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_a \\ \dot{\lambda}_b \\ \dot{\lambda}_c \end{bmatrix} = [K]_r^{-1} \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{rd} \\ \dot{\lambda}_{rq} \\ \dot{\lambda}_{r0} \end{bmatrix}$$

où

$$[K]_s^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dA}) & \sin(\theta_{dA}) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta_{dA} - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_{dA} - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left(\theta_{dA} + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_{dA} + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix},$$

$$[K]_r^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{dA} - \theta_r) & \sin(\theta_{dA} - \theta_r) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left((\theta_{dA} - \theta_r) - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left((\theta_{dA} - \theta_r) - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos\left((\theta_{dA} - \theta_r) + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left((\theta_{dA} - \theta_r) + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix}$$

Il est également possible de représenter les équations 2.38 à 2.49 dans un schéma électrique, tel que présenté sur la figure 2.6.

Pour ce qui est de l'équation du couple électromagnétique, celle-ci peut-être développée afin d'obtenir la forme suivante [15] :

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) L_m (i_{sq} \dot{i}_{rd} - i_{sd} \dot{i}_{rq}) \quad (2.50)$$

Enfin, à l'aide des relations qui suivent tirées des équations 2.44 et 2.45 :

$$L_m \dot{i}_{rd} = \lambda_{sd} - L_{ts} \dot{i}_{sd} - L_m \dot{i}_{sd}$$

$$L_m \dot{i}_{rq} = \lambda_{sq} - L_{ts} \dot{i}_{sq} - L_m \dot{i}_{sq}$$

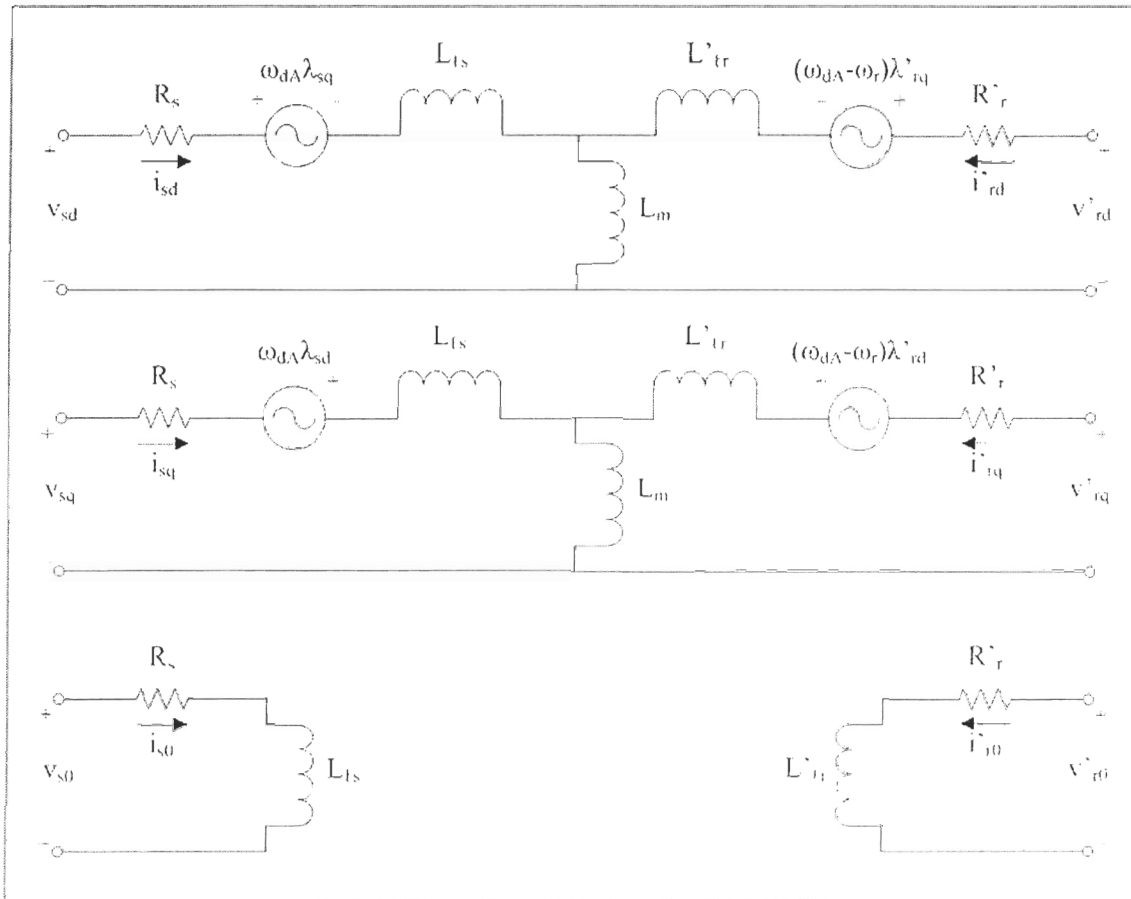


Figure 2.6: Circuit équivalent d'une MAS dans un système de coordonnées  $dq0$  [15]

L'équation 2.50 devient :

$$\begin{aligned}
 T_e &= \frac{3}{2} \left( \frac{p}{2} \right) L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) = \frac{3}{2} \left( \frac{p}{2} \right) (L_m i_{rd} i_{sq} - L_m i_{rq} i_{sd}) \\
 &= \frac{3}{2} \left( \frac{p}{2} \right) ((\lambda_{sd} - L_{ts} i_{sd} - L_m i_{sd}) i_{sq} - (\lambda_{sq} - L_{ts} i_{sq} - L_m i_{sq}) i_{sd}) \\
 &= \frac{3}{2} \left( \frac{p}{2} \right) (\lambda_{sd} i_{sq} - L_{ts} i_{sd} i_{sq} - L_m i_{sd} i_{sq} - \lambda_{sq} i_{sd} + L_{ts} i_{sd} i_{sq} + L_m i_{sd} i_{sq})
 \end{aligned}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \left( \frac{p}{2} \right) (\lambda_{sd} i_{sq} - \lambda_{sq} i_{sd}) \quad (2.51)$$

Cette dernière forme est plus pratique, car elle ne concerne que des variables liées au stator. Le système d'équations du modèle transitoire étant complet, il ne reste plus qu'à mesurer la valeur des différents paramètres en laboratoire afin d'appliquer le modèle à une machine réelle. L'objectif du prochain chapitre est d'ailleurs d'expliquer les méthodes utilisées pour obtenir les paramètres du modèle qui représentent le plus possible la réalité.

## CHAPITRE 3

### VALIDATION EXPÉRIMENTALE DU MODÈLE DE LA MAS

Le principal objectif de ce chapitre est de déterminer les valeurs optimales des paramètres du modèle transitoire établi au chapitre précédent pour une MAS donnée. Les valeurs optimales seront celles qui permettront d'obtenir un modèle qui soit le plus près possible de la réalité. Les paramètres concernés sont les résistances équivalentes du bobinage du stator ( $R_s$ ) et celui du rotor ( $R_r$ ), les inductances de fuite du stator ( $L_{\sigma_s}$ ) et du rotor ( $L_{\sigma_r}$ ), l'inductance magnétisante ( $L_m$ ), la constante d'inertie ( $J$ ) et le coefficient de frottement ( $F$ ). La MAS à l'étude est une machine de marque « Phelan Brothers Electromec » dont les caractéristiques sont présentées au tableau 3.1. Son numéro de modèle est TEP7.54. Il sera donc question dans ce chapitre d'effectuer les différents tests de fonctionnement en laboratoire, qui sont la mesure de la résistance du stator et les essais sans charge (ou à vide), à rotor bloqué et en décélération. Par la suite, les résultats obtenus en laboratoire seront comparés avec des résultats de simulation du modèle complet afin de déterminer la qualité de celui-ci. Enfin, suite à ces comparaisons, des améliorations seront apportées afin de raffiner le modèle final.

Tableau 3.1: Valeurs des principales caractéristiques de la machine considérée selon le constructeur (Phelan Brothers Electromec, TEP7.54)

<i>Caractéristique</i>		<b>Valeur</b>	<b>Unité</b>
<i>Puissance</i>		7,5	hp
<i>Vitesse synchrone</i>		1800	RPM
<i>Vitesse nominale</i>		1740	RPM
<i>Courant nominal</i>	(230 V)	18,4	A
	(460 V)	9,2	A
	(575 V)	7,4	A
<i>Efficacité nominale</i>	PC	89,5	%
	$\frac{3}{4}$ PC	89,5	%
	$\frac{1}{2}$ PC	89,0	%
<i>Facteur de puissance</i>	PC	0,84	---
	$\frac{3}{4}$ PC	0,81	---
	$\frac{1}{2}$ PC	0,74	---
<i>Couple</i>	PC	22,60	lbs×ft
	RB	210	% de PC
	CD	240	% de PC
<i>Courant à RB</i>	(230 V)	126	A
	(460 V)	63	A
	(575 V)	50	A
<i>Inertie</i>		0,88	lbs×ft <sup>2</sup>
<i>Poids net</i>		150	lbs

PC = Pleine charge

RB = Rotor bloqué

CD = Couple de décrochage

### 3.1 Résistance du stator

Ce test est employé afin de déterminer la valeur de la résistance équivalente  $R_x$  d'un bobinage du stator. Les détails des manipulations à faire en laboratoire, ainsi que les résultats sont présentés à l'annexe A. Tout d'abord, il est nécessaire de bien comprendre le schéma du stator de la machine à modéliser. Dans ce cas-ci, le plan des bobinages du stator est représenté à la figure 3.1 et comprend 9 bornes de branchement. Il faut noter que la machine utilisée comprenait une erreur de fabrication et les fils terminaux 6 et 9 ont été inversés sur la figure 3.1 afin de corriger l'erreur. La machine en question possède donc 2 enroulements triphasés au stator, dont l'un d'eux est préalablement branché en étoile. Ceci laisse donc 2 configurations possibles au stator. Si les bobinages triphasés sont branchés en série (voir le tableau 3.2), le stator est configuré en haute tension, puisque la tension efficace de ligne peut atteindre 416 V (60 Hz) au stator. S'ils sont branchés en parallèle (voir le tableau 3.2), le stator est configuré en basse tension et la tension efficace de ligne ne peut atteindre que 208 V (60 Hz) au stator. Il est important de noter que les calculs qui suivent correspondent à une configuration à basse tension, alors les bobinages du stator sont branchés en parallèle.

De cette façon, afin de déterminer la résistance du stator, il suffit de mesurer la résistance électrique entre les différentes paires de fil, ce qui donnera 6 mesures de résistance, soient  $R_{14}$ ,  $R_{25}$ ,  $R_{39}$ ,  $R_{67}$ ,  $R_{68}$  et  $R_{78}$ . Par exemple,  $R_{14}$  est la résistance entre les bornes 1 et 4. Toutes les autres combinaisons afficheront une résistance qui tend vers



l'infini, puisqu'elles ne sont pas reliées dans le circuit électrique du stator. Par la suite, il faut déterminer les résistances  $R_1$  à  $R_6$  de la figure 3.1.

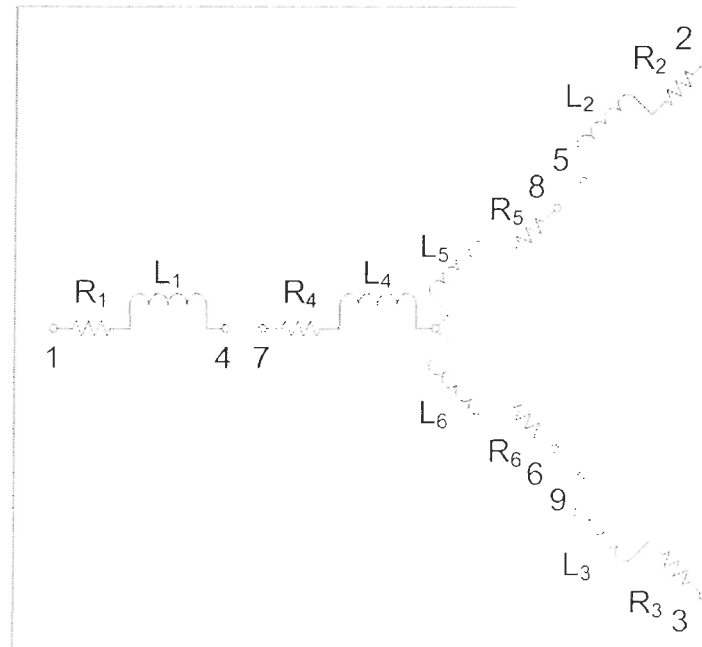


Figure 3.1: Plan des bobinages du stator de la MAS (Phelan Brothers Electromec, TEP7.54)

Tableau 3.2: Branchements à faire en fonction du type de configuration (basse ou haute tension)

Configuration	Alimentation			Joindre
	Phase A	Phase B	Phase C	
Basse tension	1 & 7	2 & 8	3 & 6	4 & 5 & 9
Haute tension	1	2	3	4 & 7, 5 & 8, 6 & 9

Si les résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$  sont directement égales aux résistances  $R_{14}$ ,  $R_{25}$  et  $R_{39}$ , respectivement, un développement mathématique est nécessaire afin de déterminer les

résistances  $R_4$  à  $R_6$ . Ainsi, selon la figure 3.1, il est possible d'obtenir les équations suivantes :

$$R_{67} = R_4 + R_6 \quad (3.1)$$

$$R_{68} = R_5 + R_6 \quad (3.2)$$

$$R_{78} = R_4 + R_5 \quad (3.3)$$

En combinant les équations 3.1 et 3.2 :

$$R_6 = R_{67} - R_4 = R_{68} - R_5$$

$$R_5 = R_{68} - R_{67} + R_4$$

Puis en combinant le résultat avec l'équation 3.3 :

$$R_5 = R_{68} - R_{67} + R_4 = R_{78} - R_4$$

$$2R_4 = R_{67} + R_{78} - R_{68}$$

$$R_4 = \frac{R_{67} + R_{78} - R_{68}}{2} \quad (3.4)$$

De la même façon :

$$R_5 = \frac{R_{68} + R_{78} - R_{67}}{2} \quad (3.5)$$

$$R_6 = \frac{R_{67} + R_{68} - R_{78}}{2} \quad (3.6)$$

Et dans le cas où les bobinages du stator sont branchés en parallèle, les résistances équivalentes des phases  $A$ ,  $B$  et  $C$  deviennent :

$$R_A = \frac{R_1 R_4}{R_1 + R_4} \quad (3.7)$$

$$R_B = \frac{R_2 R_5}{R_2 + R_5} \quad (3.8)$$

$$R_C = \frac{R_3 R_6}{R_3 + R_6} \quad (3.9)$$

Enfin, si les résistances des 3 enroulements de phase du stator sont considérées équivalentes, la moyenne peut être utilisée afin d'obtenir la résistance équivalente  $R_s$  du bobinage d'une phase du stator en configuration parallèle (basse tension) :

$$R_s = \frac{R_A + R_B + R_C}{3} \quad (3.10)$$

### 3.2 Essai à vide

Si le test précédent permettait de déterminer la résistance équivalente du stator, les deux prochains tests sont utilisés afin d'obtenir les autres paramètres du modèle en régime permanent de la figure 2.1. En effet, il est nécessaire de combiner les résultats de l'essai à vide et de l'essai à rotor bloqué afin de trouver la résistance équivalente  $R_r$  d'une phase du rotor, les inductances de fuite du stator et du rotor  $L_{\sigma_s}$  et  $L_{\sigma_r}$ , l'inductance magnétisante  $L_m$  et la résistance  $R_l$  correspondant aux pertes  $P_{cu}$  dans le corps magnétique de la machine. Les détails des manipulations à faire en laboratoire, ainsi que les résultats sont présentés à

l'annexe B en ce qui concerne l'essai à vide. Cet essai permet d'obtenir la relation entre le courant et la tension du stator afin de simuler la saturation d'une MAS.

Pour effectuer un essai à vide et obtenir la relation tension/courant, il est nécessaire de faire fonctionner la machine en moteur pour différentes valeurs de tension à la fréquence nominale. Naturellement, aucune charge mécanique n'est ajoutée sur le rotor. Au cours du test, les courants de lignes du stator et la puissance totale sont mesurés pour des tensions de lignes du stator variant entre 0 et la tension nominale. Il faut aussi continuer les mesures avec des tensions supérieures à la valeur nominale pour obtenir des mesures au-delà du point de saturation, tout en s'assurant de ne pas dépasser les limites de courant de la machine. Les valeurs mesurées aux conditions nominales, c'est-à-dire la tension de phase  $V_{s0}$ , le courant de phase  $I_{s0}$  du stator et la puissance totale  $P_0$  pour l'essai à vide, vont être utilisées avec les données de l'essai à rotor bloqué afin de déterminer les différents paramètres de la MAS. Pour l'essai à rotor bloqué, les données sont la tension de phase  $V_{sL}$  et le courant de phase  $I_{sL}$  du stator et la puissance totale de la machine  $P_L$ .

Pour ce qui est des pertes  $P_{core}$  dans le corps magnétique de la machine, il faut d'abord calculer les pertes  $P_{sCL}$  dans le cuivre des bobinages du stator pour chacune des tensions d'entrée en utilisant l'équation 2.8. Il faut ensuite soustraire cette puissance à la puissance totale pour chacune des tensions d'entrée. Par la suite, il faut tracer un graphique de la puissance résultante en fonction de la tension de phase du stator au carré  $V_s^2$ . Par régression linéaire, il faut remplacer la courbe obtenue par une courbe linéaire. Ainsi,

l'ordonnée à l'origine correspond aux pertes  $P_{F\&W}$  de friction mécanique et d'aérodynamique. Finalement, les pertes  $P_{core}$  en fonction de la tension d'entrée peuvent être obtenues en soustrayant les pertes  $P_{SCL}$  et  $P_{F\&W}$  de la puissance totale pour chacune des tensions d'entrée. De cette façon, les pertes  $P_{core}$  qui correspondent aux conditions nominales seront utilisées dans la section suivante afin d'obtenir la résistance  $R_c$  de la figure 2.1.

### 3.3 Essai à rotor bloqué

Dans ce test, il faut empêcher la rotation du rotor afin d'obtenir un glissement égal à 1. Dans ce cas, le courant dans la branche de magnétisation du circuit de la figure 2.1 peut être considéré négligeable. Les détails des manipulations à faire en laboratoire, ainsi que les résultats sont présentés à l'annexe C. Lors de ce test, le courant dans le stator est très élevé, même avec une très faible tension. Il est donc recommandé d'effectuer le test à tension réduite en imposant un courant nominal. De plus, dans un rotor à cage d'écureuil, le courant a tendance à être concentré en périphérie des barres de conduction lorsque le rotor est bloqué, ce qui fait que la résistance du rotor est plus grande que lors du fonctionnement à vide ou à pleine charge [14]. Donc, pour palier au fait que la résistance du rotor est variable, il est recommandé d'effectuer l'essai à rotor bloqué avec une fréquence maximale de 25% de la fréquence nominale [22].

Durant le test, il est nécessaire de mesurer les tensions et les courants de ligne du stator, ainsi que la puissance totale à rotor bloqué  $P_l$ . Par la suite, la moyenne des tensions

et des courants mesurés permet d'obtenir la tension de phase  $V_{sL}$  et le courant de phase  $I_{sL}$  du stator à rotor bloqué. En utilisant également les données mesurées lors de l'essai à vide, c'est-à-dire la tension de phase  $V_{s0}$  et le courant de phase  $I_{s0}$  du stator, la puissance totale  $P_0$  et les pertes  $P_{core}$  dans le corps magnétique, il est possible de déterminer les paramètres manquants du modèle en régime permanent de la figure 2.1, soient la résistance équivalente d'une phase du rotor  $R_r'$ , les inductances de fuite du stator et du rotor  $L_{\sigma s}$  et  $L_{\sigma r}$  et l'inductance magnétisante  $L_m$ .

En premier lieu, il est nécessaire de définir la relation entre les inductances de fuite. Effectivement, le rapport  $L_{\sigma s}/L_{\sigma r}$ , ou  $X_{\sigma s}/X_{\sigma r}$ , est égal à 1 pour une conception de type A ou D ou pour une machine à rotor bobiné, 0,67 pour une conception de type B et 0,43 pour une conception de type C [22]. Les variables  $X_{\sigma s}$  et  $X_{\sigma r}$  sont respectivement les réactances de fuite du stator et du rotor et sont définies plus loin. Afin de déterminer les paramètres, la méthode de calcul proposée dans les standards IEEE [22] a été utilisée. Les puissances réactives  $Q_0$  et  $Q_L$  pour les essais à vide et à rotor bloqué peuvent être déterminées par :

$$Q_0 = \sqrt{(mV_{s0}I_{s0})^2 - P_0^2} \quad (3.11)$$

$$Q_L = \sqrt{(mV_{sL}I_{sL})^2 - P_L^2} \quad (3.12)$$

où  $m$  est le nombre de phases.

La réactance magnétisante  $X_m$  peut être calculée comme suit à partir de  $Q_0$  :

$$X_m = \frac{mV_{s0}^2}{Q_0 - (mI_{s0}^2 X_{ts})} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{X_{ts}}{X_m}\right)^2} \quad (3.13)$$

Afin d'obtenir une première estimation de la réactance magnétisante, il est nécessaire de poser une valeur initiale pour  $X_{ts}/X_m$  et  $X_{ts}$ .

La réactance de fuite du stator  $X_{tsL}$  pour la fréquence de l'essai à rotor bloqué peut être trouvée comme suit :

$$X_{tsL} = \frac{Q_L}{mI_{sL}^2 \times \left[1 + \frac{X_{ts}}{X_{tr}} + \frac{X_{ts}}{X_m}\right]} \times \left[\frac{X_{ts}}{X_{tr}} + \frac{X_{ts}}{X_m}\right] \quad (3.14)$$

Par la suite, la réactance de fuite du stator peut être convertie à la fréquence nominale :

$$X_{ts} = \frac{f_{rated}}{f_L} \times X_{tsL} \quad (3.15)$$

où  $f_{rated}$  et  $f_L$  sont respectivement la fréquence nominale et la fréquence de l'essai à rotor bloqué. Enfin, l'équation 3.13 peut être utilisée à nouveau afin de recalculer  $X_m$ , mais cette fois-ci en utilisant la valeur de  $X_{ts}$  calculée avec l'équation 3.15 et le rapport  $X_{ts}/X_m$  calculé à partir des résultats des équations 3.13 et 3.15. Le processus itératif se termine lorsque les valeurs de  $X_{ts}$  et  $X_m$  ne varient presque plus (typiquement une variation de moins de 0,1%).

Alors, la réactance de fuite du rotor  $X'_{trL}$  pour la fréquence de l'essai à rotor bloqué

est :

$$X'_{trL} = \frac{X_{\ell sL}}{\left( \frac{X_{\ell s}}{X'_{tr}} \right)} \quad (3.16)$$

et la réactance de fuite du rotor peut être convertie à la fréquence nominale :

$$X'_{tr} = \frac{f_{rated}}{f_L} \times X'_{trL} \quad (3.17)$$

De plus, la résistance  $R_c$  de la branche magnétisante peut être déterminée en sachant les pertes  $P_{core}$  dans le corps magnétique trouvées lors de l'essai à vide :

$$R_c = \frac{1}{\frac{P_{core}}{mV_{s0}^2} \times \left( 1 + \frac{X_{\ell s}}{X_m} \right)^2} \quad (3.18)$$

Finalement, la résistance équivalente du rotor  $R'_r$  peut être calculée comme suit :

$$R'_r = \left( \frac{P_L}{mI_{sL}^2} - R_s \right) \times \left( 1 + \frac{X'_{tr}}{X_m} \right)^2 - \left( \frac{X'_{tr}}{X_{\ell s}} \right)^2 \times \left( \frac{X_{\ell sL}^2}{R_c} \right) \quad (3.19)$$

Il ne reste plus qu'à convertir les réactances ( $X_{\ell s}$ ,  $X'_{tr}$  et  $X_m$ ) en inductances ( $L_{\ell s}$ ,  $L'_{tr}$  et  $L_m$ ) à partir de l'équation qui suit :

$$L = \frac{X}{2\pi f_{rated}} \quad (3.20)$$



où  $L$  et  $X$  sont une inductance et une réactance quelconques.

### 3.4 Essai en décélération

L'objectif de cet essai est de déterminer le coefficient de frottement  $F$  du rotor d'une MAS lorsqu'aucune charge mécanique n'est ajoutée sur l'arbre du rotor. Il consiste à faire tourner la machine en moteur jusqu'à la vitesse nominale et à couper subitement l'alimentation électrique. De cette façon, le rotor décélère jusqu'à atteindre une vitesse nulle. Les détails des manipulations à faire en laboratoire, ainsi que les résultats sont présentés à l'annexe D.

Donc, à partir de l'instant où l'alimentation électrique est coupée, seul le frottement et l'inertie influencent la vitesse de rotation du rotor, puisque le couple électromagnétique  $T_c$  devient subitement nul. De plus, puisqu'il n'y a pas de charge ajoutée sur l'arbre du rotor, le couple de charge  $T_l$  est également nul. De cette façon, l'équation 2.36 devient :

$$\frac{d\omega_r(t)}{dt} = -\left(\frac{p}{2}\right) \frac{F\Omega_m(t)}{J} \quad \Rightarrow \quad \frac{d\Omega_m(t)}{dt} = -\frac{F\Omega_m(t)}{J} \quad (3.21)$$

Ensuite, le rotor subit une décélération exponentielle, comme il est possible de le constater en théorie à la figure 3.2. Sur cette figure,  $\tau$  est une constante de temps qui caractérise le temps de descente de la vitesse angulaire du rotor et correspond au moment où la vitesse angulaire est égale à 36,8% de la vitesse initiale  $\Omega_{\max}$ . La constante de temps  $\tau$  peut aussi être mesurée à partir d'autres points du graphique de la figure 3.2, comme le montre le tableau 3.3.

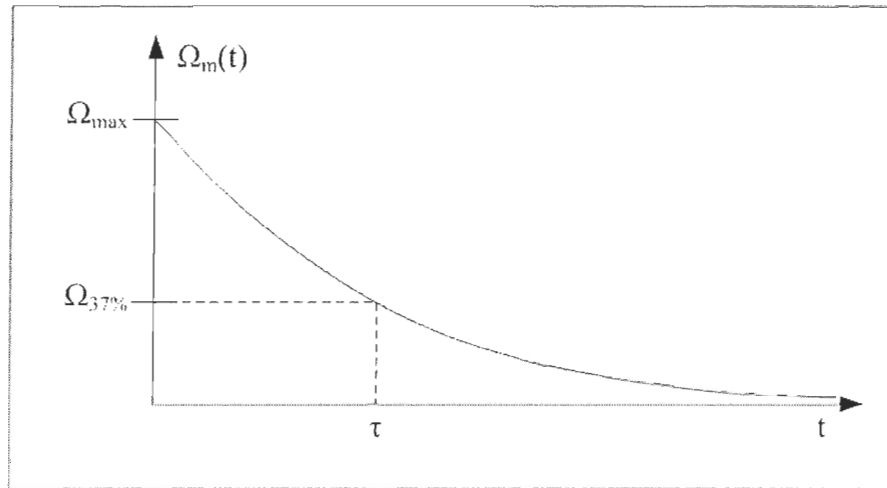


Figure 3.2: Vitesse angulaire du rotor en fonction du temps lors de l'essai en décélération

Quant à l'équation qui caractérise le graphique de la figure 3.2, elle est définie comme suit :

$$\Omega_m(t) = \Omega_{\max} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.22)$$

Tableau 3.3: Pourcentage de la valeur initiale en fonction du type de fonction exponentielle et du multiple de  $\tau$

<i>Multiple de <math>\tau</math></i>	Montée	Descente
	Pourcentage de la valeur initiale (en %)	
$1/2\tau$	39,35	60,65
$\tau$	63,21	36,79
$11/2\tau$	77,69	22,31
$2\tau$	86,47	13,53
$3\tau$	95,02	4,979
$4\tau$	98,17	1,832
$5\tau$	99,33	0,6738

Afin de combiner les équations 3.21 et 3.22, il est d'abord nécessaire de dériver l'équation 3.22 en fonction du temps, ce qui donne l'équation 3.23.

$$\frac{d\Omega_m(t)}{dt} = -\frac{\Omega_{\max}}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (3.23)$$

Enfin, en combinant les équations 3.21 à 3.23 :

$$-\frac{F\Omega_m(t)}{J} = -\frac{F\Omega_{\max}}{J} e^{-\frac{t}{\tau}} = -\frac{\Omega_{\max}}{\tau} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$F = \frac{J}{\tau} \quad (3.24)$$

L'équation 3.24 permet donc d'obtenir le coefficient de frottement à partir de l'inertie du rotor (calculée ou fournie par le fabricant) et de la constante de temps mécanique (mesuré en laboratoire).

### 3.5 Évaluation de la qualité du modèle

Afin d'évaluer la qualité du modèle et des paramètres mesurés en laboratoire, les données de simulation peuvent être comparées aux mesures obtenues en laboratoire. Le modèle transitoire avec effet de la saturation magnétique du logiciel *Matlab* est utilisé pour les simulations. Les équations du chapitre précédent correspondent d'ailleurs à ce modèle, qu'il est possible de les trouver dans la bibliothèque de « SimPowerSystems ». Les essais à vide, à rotor bloqué et en décélération vont donc être effectués en pratique et reproduits en simulation. De plus, puisque des données en accélération ont aussi été prises en laboratoire,

elles vont également être comparées afin de valider la constante d'inertie fournie par le fabricant. Les mesures en accélération ont été prises en suivant le protocole de l'annexe D, à la différence que la vitesse du rotor a été notée à partir du moment où l'alimentation électrique était mise sous tension, jusqu'au moment où la vitesse devenait stable.

Avant de simuler la machine, il est d'abord nécessaire de rappeler les valeurs des différents paramètres utilisés. Le tableau 3.4 résume les valeurs de ces paramètres.

Tableau 3.4: Valeur et unité en fonction du paramètre et de son symbole

<i>Paramètre</i>	<i>Symbole</i>	<i>Valeur</i>	<i>Unité</i>
<i>Nombre de pôles par phase</i>	$p$	4	---
<i>Puissance nominale</i>	$S_{rated}$	5595	VA
<i>Tension efficace nominale de ligne</i>	$V_{rated}$	208	V
<i>Fréquence nominale</i>	$f_{rated}$	60	Hz
<i>Rapport des réactances de fuite</i>	$X_{ts}/X_{tr}$	1	---
<i>Résistance de phase du stator</i>	$R_s$	209,6	mΩ
<i>Résistance de phase du rotor</i>	$R_r$	299,1	mΩ
<i>Inductance de fuite du stator</i>	$L_{ts}$	1,901	mH
<i>Inductance de fuite du rotor</i>	$L_{tr}$	1,901	mH
<i>Inductance magnétisante</i>	$L_m$	48,49	mH
<i>Inertie du rotor</i>	$J$	37,08E-03	kg×m <sup>2</sup>
<i>Coefficient de frottement</i>	$F$	2,963E-03	kg×m <sup>2</sup> ×s <sup>-1</sup>

Le premier groupe de paramètres (haut du tableau) concerne les paramètres fixes et le second groupe de paramètres (bas du tableau) comprend les paramètres variables, c'est-à-dire les paramètres qui peuvent être modifiés afin d'améliorer la correspondance entre la pratique et la simulation.

En tenant compte des caractéristiques du tableau 3.1, le courant de démarrage est 6,85 fois plus élevé que le courant nominal et le couple de décrochage est 2,4 fois le couple à pleine charge. Donc, selon la section 2.8 du chapitre précédent, il s'agit d'une machine de type A et le rapport  $X_{ls}/X_{lr}$  est donc égal à 1. L'inertie du rotor a été classée parmi les variables sujettes à être modifiées, puisqu'il s'agit d'une valeur moyenne estimée par le fabricant. Cette valeur peut donc varier d'une machine à l'autre.

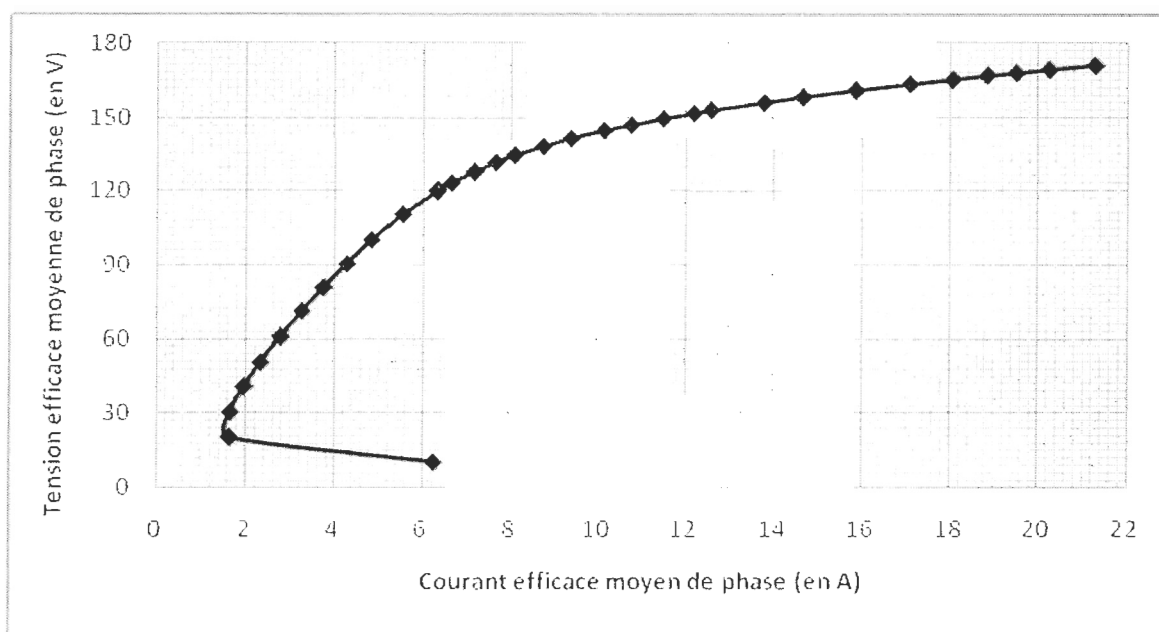
Lors de l'implantation du modèle dans le logiciel *Matlab*, les données du tableau 3.4 et les options du tableau 3.5 ont été utilisées. Il faut noter que toutes les conditions initiales sont égales à 0, sauf le glissement initial  $s_0$  qui est égal à 1 lorsque la machine est initialement au repos. Les conditions initiales sont l'angle électrique initial au stator  $\theta_{s0}$ , les courants initiaux de phase du stator  $i_{sA0}$ ,  $i_{sB0}$  et  $i_{sC0}$  et les angles initiaux de phase  $\theta_{sA0}$ ,  $\theta_{sB0}$  et  $\theta_{sC0}$ .

Enfin, puisque le modèle tient compte de la saturation magnétique de la machine, il est nécessaire de fournir une courbe de la tension du stator en fonction du courant du stator. En tenant compte des données de l'essai à vide de l'annexe B et en effectuant une moyenne sur les 3 phases, il est possible d'obtenir la relation tension/courant du graphique 3.1.

Tableau 3.5: Choix des différentes options du modèle lors de la simulation avec le logiciel Matlab

<i>Option</i>	<b>Choix</b>
<i>Modèle prédéfini</i>	Non
<i>Entrée mécanique</i>	Couple $T_m$
<i>Type de rotor</i>	Cage d'écureuil
<i>Axe de référence</i>	Synchrone

Graphique 3.1: Tension efficace de phase au stator en fonction du courant efficace de phase au stator



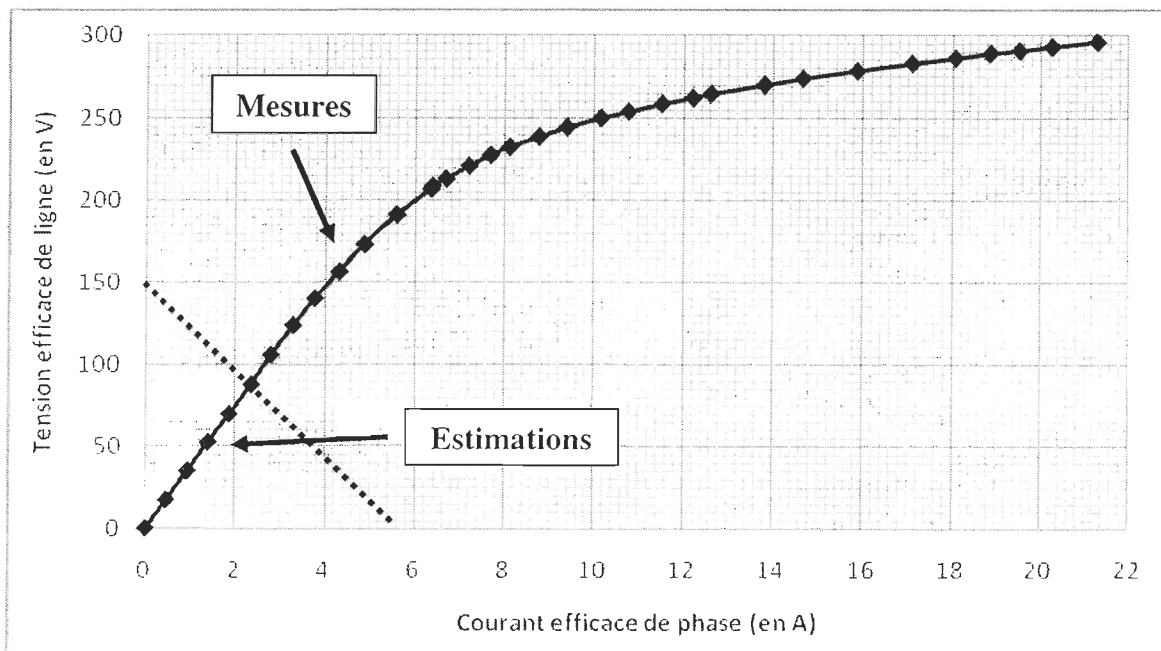
Lorsque la tension appliquée au stator est trop faible, la puissance fournie est trop faible afin d'entraîner le rotor jusqu'à sa vitesse nominale. Ainsi, la vitesse du rotor se stabilise à une vitesse très basse et une bonne partie de la puissance qui n'est pas convertie

est dissipée dans le bobinage du stator. C'est pourquoi le courant augmente à basse tension. Cependant, le bas de la courbe du graphique 3.1 doit être modifié pour correspondre avec le point d'origine du graphique, car il est évident que le courant est nul et non pas infini lorsque la tension est nulle. La courbe tension/courant est donc considérée parfaitement linéaire jusqu'à une tension efficace de phase de 50 V au stator, ce qui donne les résultats du tableau 3.6 et du graphique 3.2.

Tableau 3.6: Courant efficace de phase au stator en fonction de la tension efficace de ligne au stator

<i>Tension efficace de ligne au stator</i> ( $V_s$ )	<i>Courant efficace de phase au stator</i> ( $I_s$ )	<i>Tension efficace de ligne au stator</i> ( $V_s$ )	<i>Courant efficace de phase au stator</i> ( $I_s$ )
0,00	0,0000	232,7	8,107
17,32	0,4664	238,7	8,763
34,64	0,9327	244,6	9,397
51,96	1,399	250,1	10,14
69,28	1,866	253,9	10,77
87,40	2,353	258,5	11,50
105,4	2,797	262,2	12,20
123,1	3,287	264,5	12,60
139,6	3,770	269,8	13,80
156,2	4,303	273,7	14,67
173,2	4,867	278,3	15,87
191,0	5,573	282,7	17,10
207,0	6,343	286,0	18,07
208,5	6,363	288,8	18,87
213,0	6,677	290,5	19,53
220,9	7,200	292,9	20,27
227,5	7,677	295,9	21,30

Graphique 3.2: Tension efficace de ligne au stator en fonction du courant efficace de phase au stator après amélioration de la courbe de magnétisation



Il faut noter que le point d'origine (0,0) ne doit pas être utilisé dans le logiciel *Matlab*, car sinon il sera impossible de simuler le modèle. Finalement, il ne reste plus qu'à présenter le schéma bloc utilisé afin de simuler le modèle avec le logiciel *Matlab*. Ce schéma bloc est présenté à la figure 3.3.

Il comprend une source triphasée équilibrée avec des tensions d'entrée  $v_A$ ,  $v_B$  et  $v_C$ , la MAS modélisée et expliquée précédemment, un bloc de mesure de tension, un multimètre et un bloc démultiplexeur qui permet d'observer les variables de sortie de la MAS. Tous ces blocs sont directement tirés de la bibliothèque « SimPowerSystems ». De plus, des blocs graphiques permettent d'observer certaines variables et d'acquérir des données. La variable d'entrée  $T_L$  correspond au couple de charge. Cependant, cette variable



est égale à 0 pour les 4 simulations qui suivent. Le modèle *Matlab* étant complet, les différents essais en laboratoire peuvent être simulés afin de valider les valeurs des paramètres.

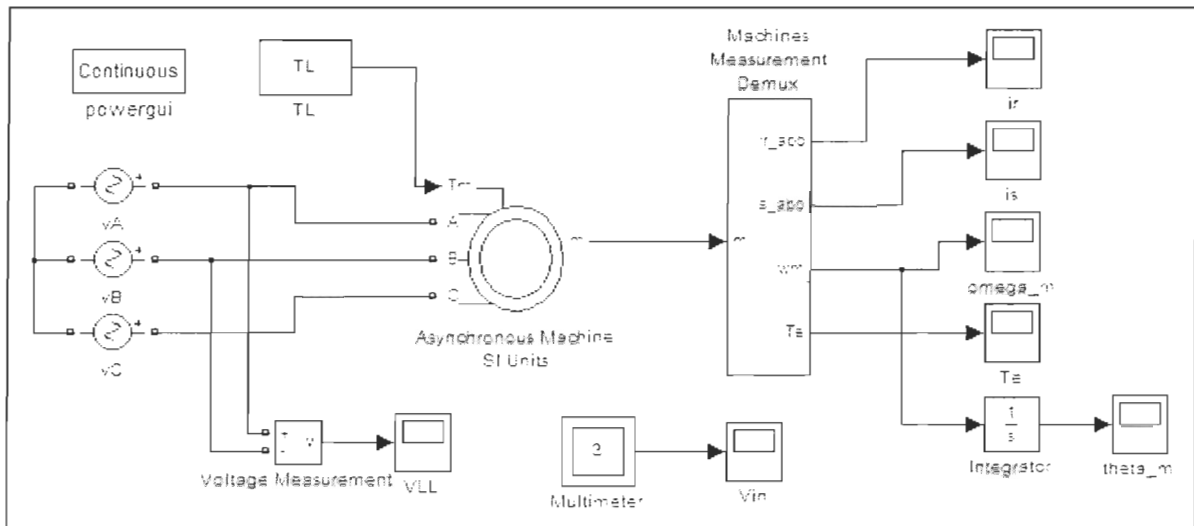


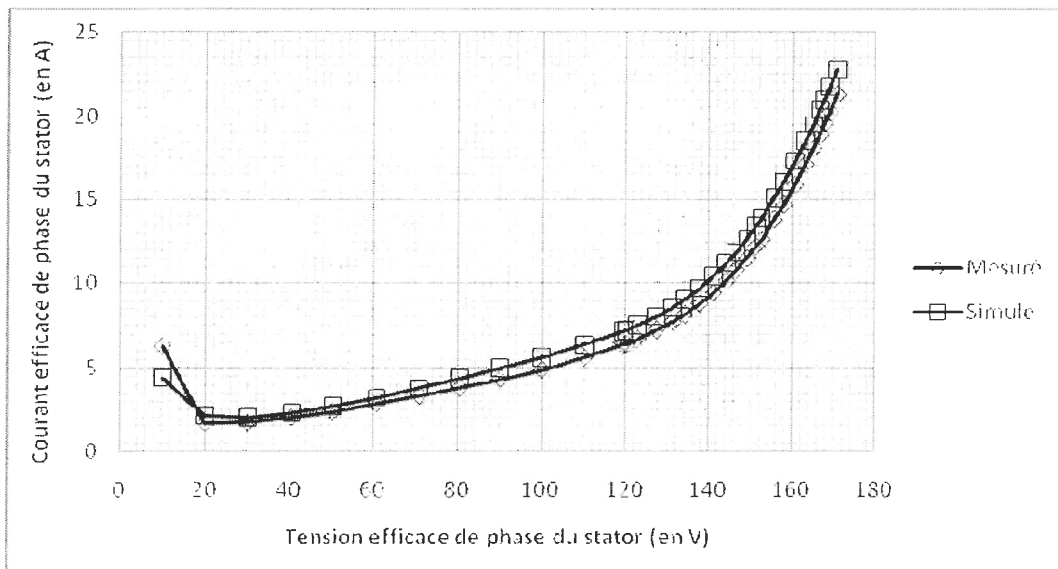
Figure 3.3: Schéma bloc pour la validation des valeurs des paramètres du modèle transitoire

### 3.5.2 Essai à vide

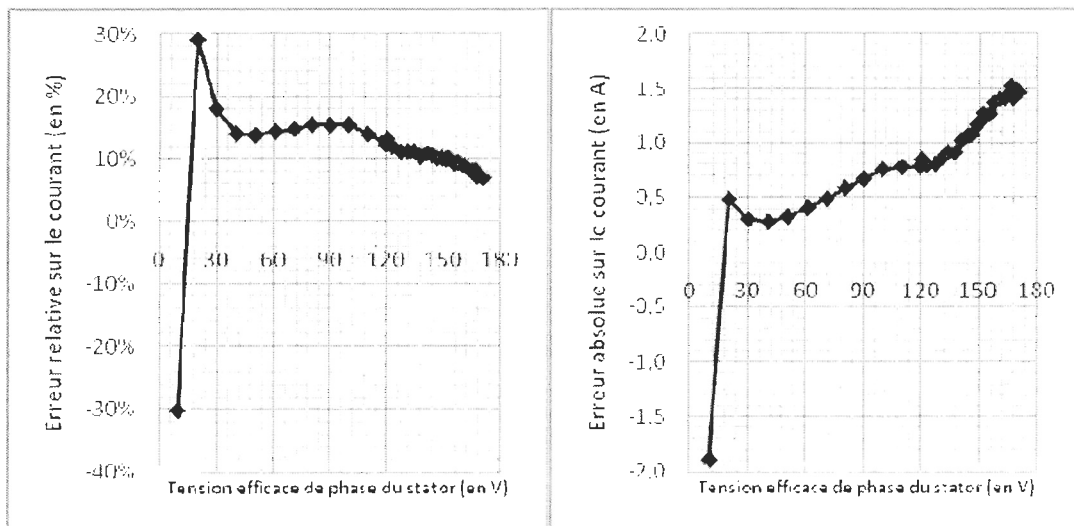
Pour cette simulation, le modèle est simulé pour chaque tension du graphique 3.1 dont les données sont à l'annexe B. Les paramètres du tableau 3.4 sont utilisés ainsi que la courbe de magnétisation du tableau 3.6 et du graphique 3.2. Même si la machine n'était pas initialement au repos pour chacune des mesures prises en laboratoire, le glissement initial  $s_0$  est supposé égal à 1 pour chaque simulation. De toute façon, le glissement initial ne représente pas un problème, puisque c'est la valeur finale en régime permanent du courant efficace de phase au stator qui est comparée avec les valeurs mesurées en laboratoire. Ainsi,

il est possible d'observer les résultats de la simulation aux tableaux E.1 et E.2 de l'annexe E et dans les graphiques 3.3 et 3.4.

Graphique 3.3: Courant efficace de phase du stator en régime permanent en fonction de la tension efficace de phase au stator pour les essais en laboratoire et en simulation



Graphique 3.4: Erreur relative et absolue sur le courant efficace de phase du stator en fonction de la tension efficace de phase au stator



Il est possible de constater avec le graphique 3.3 que le régime permanent du modèle simulé est très comparable aux données prises en laboratoire. Quant au graphique 3.4, il permet d'observer l'évolution de l'erreur en fonction de la tension. Puisque l'erreur est beaucoup plus grande pour de faibles tensions, il est possible de conclure que le modèle est de moins bonne qualité au démarrage et pour des opérations à faible tension. Pour des valeurs plus hautes de tension, l'erreur est relativement stable, mais non négligeable. Une façon d'améliorer la valeur du courant est de modifier la valeur de l'inductance magnétisante  $L_m$ , car ce paramètre a une grande influence sur la valeur finale du courant lorsque la machine tourne à vide. De plus, cette variable n'a pas une grande influence sur les résultats à rotor bloqué.

### 3.5.3 Essai à rotor bloqué

Pour la simulation de l'essai à rotor bloqué, le modèle est simulé dans les mêmes conditions que la simulation précédente, sauf qu'une seule tension d'entrée est considérée. Celle-ci est de 29,97 V, ce qui correspond à la tension efficace de phase du stator de l'annexe C. De plus, l'inertie du rotor est égale à l'infini lors de cet essai, ce qui correspond au fait que le rotor est bloqué. Les résultats, qui sont présentés dans le tableau 3.7, sont très satisfaisants, puisque l'erreur n'est que de 0,29%.

Tableau 3.7: Courant efficace de phase du stator pour les données mesurées et simulées et erreurs relative et absolue sur les données mesurées en fonction de la tension efficace de phase au stator pour l'essai à rotor bloqué

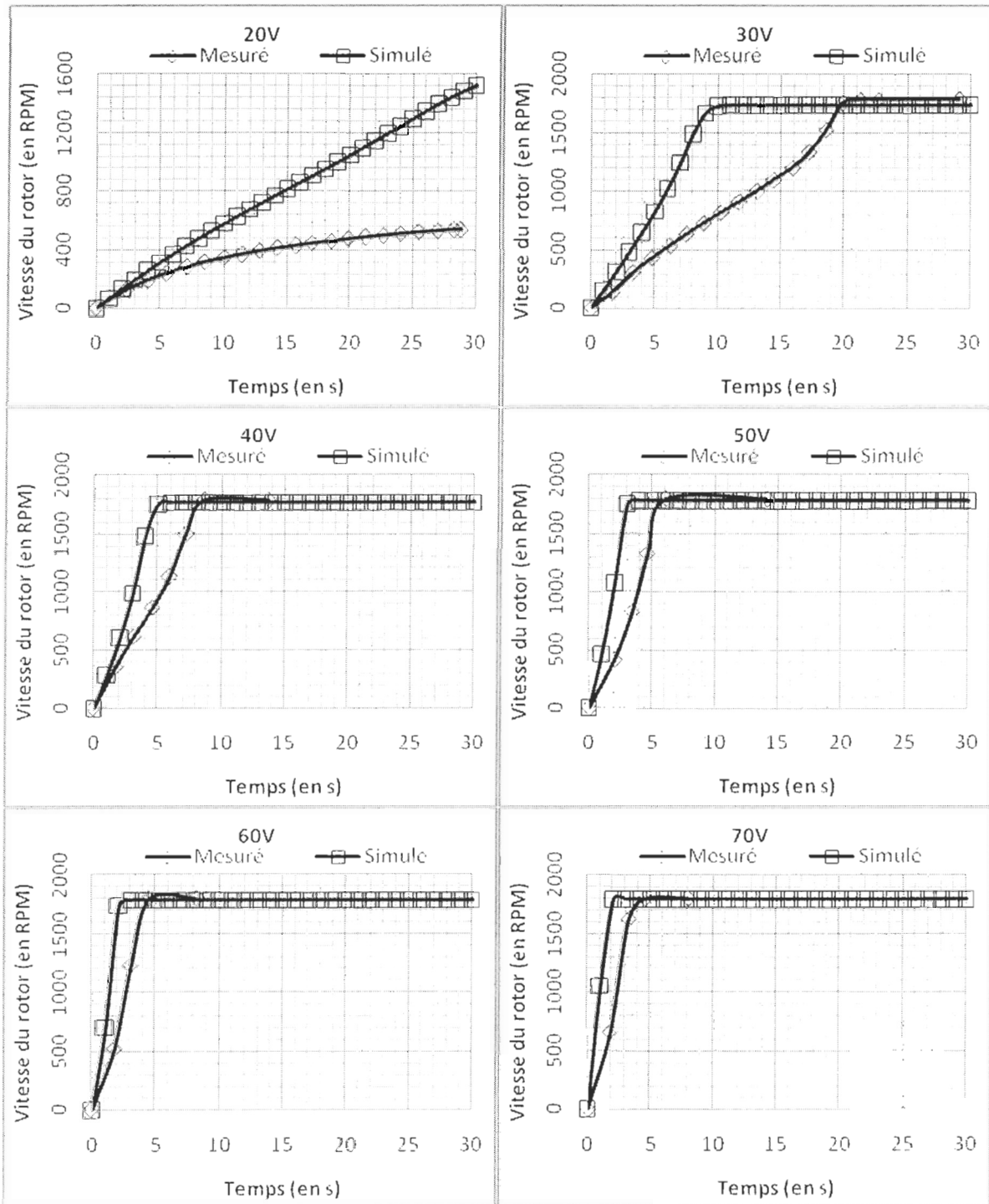
<i>Tension efficace de phase du stator (<math>V_s</math>)(en V)</i>	<b>Courant efficace de phase du stator (<math>I_s</math>)(en A)</b>		<b>Erreur relative sur <math>I_s</math></b>	<b>Erreur absolue sur <math>I_s</math></b>
	<b>Mesuré</b>	<b>Simulé</b>		
29,97	20,13	20,07	-0,29%	-0,0586

#### 3.5.4 Essai en accélération

Pour cette simulation, le modèle est exactement le même que pour l'essai à vide, mis à part les tensions d'entrée utilisées. Les mesures prises en laboratoire sont présentées dans les tableaux E.3 et E.4 de l'annexe E. Quant aux données simulées, elles sont présentées dans les tableaux E.5 et E.6 de la même annexe. Le graphique 3.5 compare les essais en laboratoire avec les essais en simulation.

Il est possible de constater que le régime transitoire du modèle simulé est plus court que le régime transitoire réel de la machine. Ceci s'explique simplement par une constante d'inertie trop faible. Il est donc nécessaire d'augmenter celle-ci afin d'améliorer la précision du modèle, car de toute façon la valeur donnée par le fabricant est une valeur moyenne estimée.

Graphique 3.5: Vitesse du rotor en fonction du temps lors de l'accélération pour des tensions de ligne au stator de 20, 30, 40, 50, 60 et 70 V

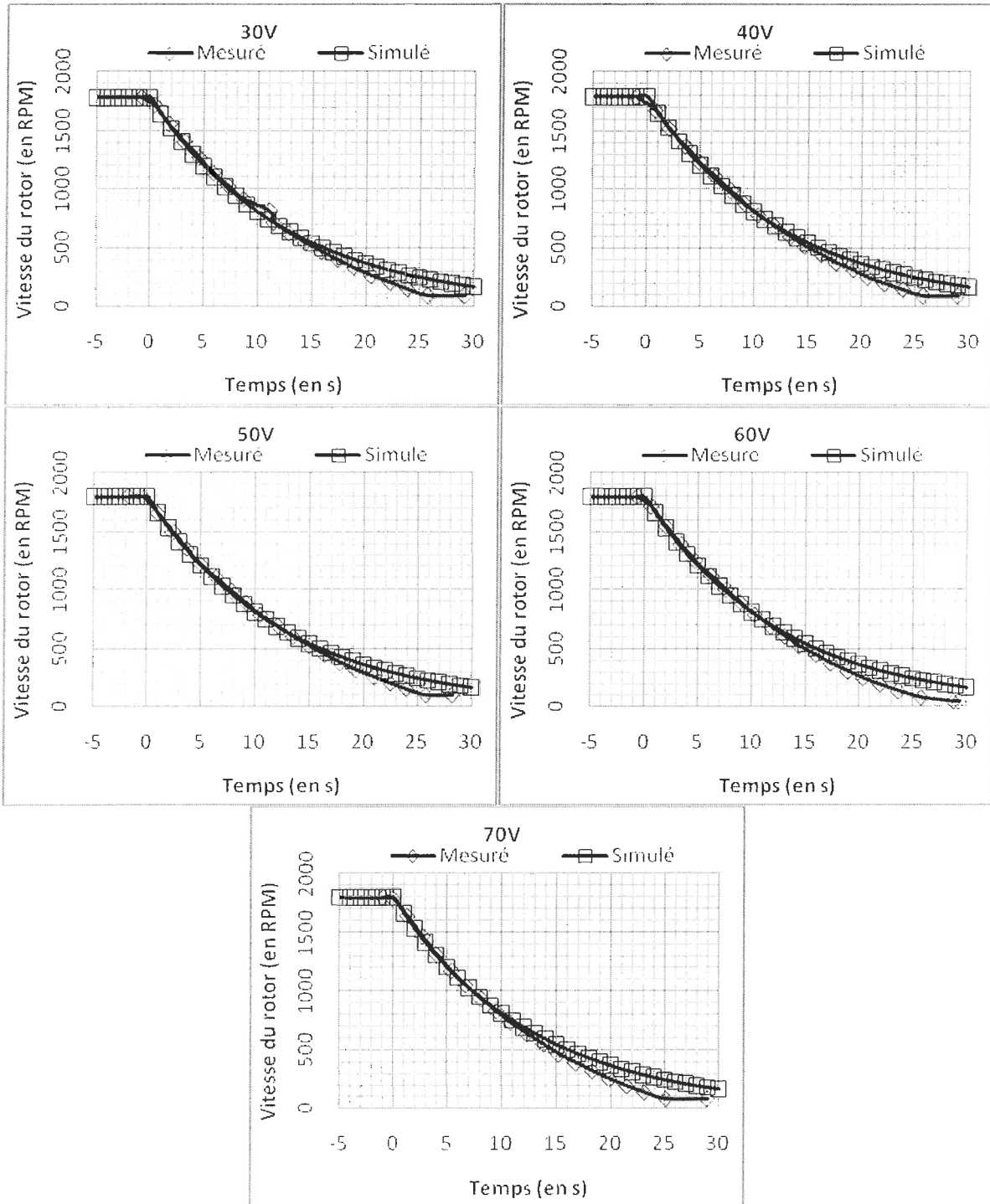


### 3.5.5 Essai en décélération

Pour la simulation de l'essai en décélération, le modèle est exactement le même que pour l'essai à vide, mis à part que la tension d'entrée est toujours nulle et que le glissement initial  $s_0$  dépend de la valeur finale en régime permanent lors de l'essai en accélération. Pour les valeurs mesurées en laboratoire, les données de l'annexe D ont été utilisées, mais l'échelle du temps a été ajustée pour chacune des tensions et les nouvelles données sont présentées aux tableaux E.7 et E.8 de l'annexe E. Quant aux données simulées, elles sont présentées aux tableaux E.9 et E.10 de la même annexe. Le graphique 3.6 compare les essais en laboratoire avec les essais en simulation.

Il est possible de constater que le modèle simulé s'arrête plus lentement qu'en laboratoire. En effet, en laboratoire le rotor était complètement arrêté à environ 30 secondes, parce que le frottement sec entre en jeu pour les vitesses faibles. Puisque selon l'équation 3.24 l'inertie  $J$  et le coefficient de frottement  $F$  sont directement proportionnels, il semble que la seule façon d'améliorer la qualité du modèle en décélération est d'utiliser un autre multiple de la constante de temps afin de calculer celle-ci (voir le tableau 3.3).

Graphique 3.6: Vitesse du rotor en fonction du temps lors de la décélération pour des tensions initiales de ligne au stator de 30, 40, 50, 60 et 70 V (coupure à 0 seconde)



### 3.6 Amélioration du modèle

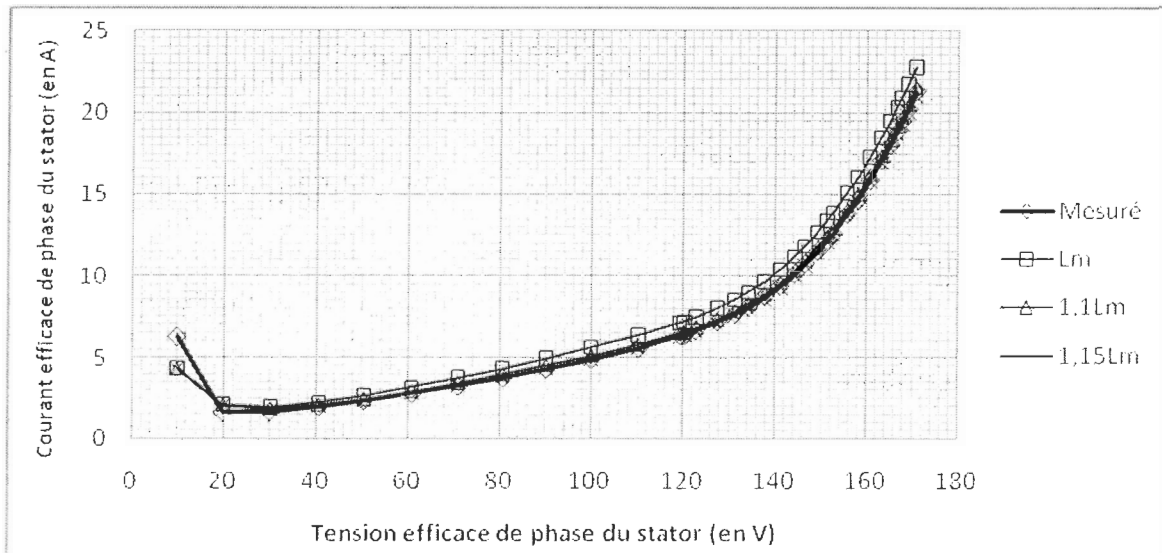
Les méthodes conventionnelles décrites précédemment ont permis d'obtenir un modèle de bonne qualité, mais il est encore possible d'améliorer considérablement la précision de celui-ci. Ce projet de recherche suggère donc une méthode afin d'obtenir un modèle de qualité supérieure et la présente section a pour objectif d'exposer cette méthode. Ainsi, selon les résultats de la section 3.5, 3 variables doivent être étudiées afin d'améliorer le modèle, c'est-à-dire l'inductance magnétisante  $L_m$ , la constante d'inertie  $J$  et le coefficient de frottement  $F$ .

#### 3.6.1 L'inductance magnétisante

Pour étudier cette variable, il faut refaire l'essai à vide avec différentes valeurs de  $L_m$  et vérifier si les données à rotor bloqué ne sont pas trop influencées par de nouvelles valeurs de  $L_m$ . Les résultats de ces nouveaux tests sont présentés aux tableaux E.11 à E.14 de l'annexe E, sur les graphiques 3.7 et 3.8 et aux tableaux 3.8 et 3.9. Les graphiques 3.7 et 3.8 montrent que l'erreur du modèle est considérable pour des valeurs de tension au stator faibles et ce peu importe la valeur de  $L_m$  testée. Cependant, ils montrent aussi que l'erreur est très faible pour tous les autres points d'opération lorsque  $L_m$  augmente de 15%. De plus, selon les tableaux 3.8 et 3.9, l'erreur demeure très acceptable à rotor bloqué même en augmentant  $L_m$ . Ainsi, la précision du modèle est grandement améliorée si  $L_m$  augmente de 15%.



Graphique 3.7: Courant efficace de phase du stator en fonction de la tension efficace de phase au stator selon les mesures prises en laboratoire et différentes valeurs de  $L_m$  simulées pour l'essai à vide



Graphique 3.8: Erreur relative et absolue sur le courant efficace de phase du stator en fonction de la tension efficace de phase au stator et de la valeur de  $L_m$  simulée pour l'essai à vide

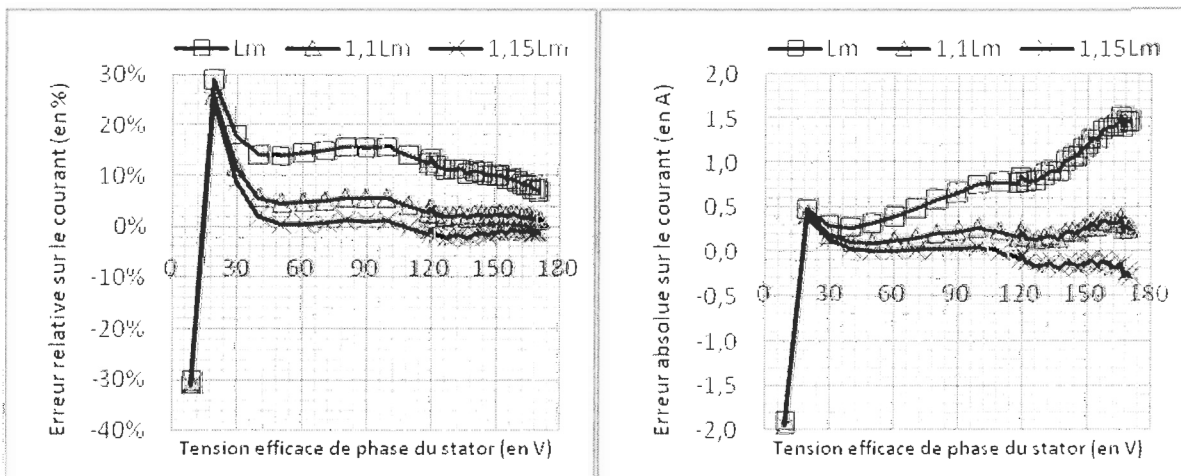


Tableau 3.8: Courant efficace de phase du stator pour les données mesurées et simulées en fonction de la tension efficace de phase au stator et de l'inductance magnétisante pour l'essai à rotor bloqué

<i>Tension efficace de phase du stator</i> ( $V_s$ )(en V)	<b>Courant efficace de phase du stator (<math>I_s</math>)(en A)</b>			
	Mesuré	$L_m$	$1,1L_m$	$1,15L_m$
29,97	20,13	20,07	20,04	20,03

Tableau 3.9: Erreurs relative et absolue sur les données mesurées en fonction de la tension efficace de phase au stator et de l'inductance magnétisante pour l'essai à rotor bloqué

<i>Tension efficace de phase du stator</i> ( $V_s$ )(en V)	<b>Erreur relative sur <math>I_s</math></b>			<b>Erreur absolue sur <math>I_s</math> (en A)</b>		
	$L_m$	$1,1L_m$	$1,15L_m$	$L_m$	$1,1L_m$	$1,15L_m$
29,97	-0,29%	-0,46%	-0,53%	-0,0586	-0,0920	-0,1066

### 3.6.2 La constante d'inertie

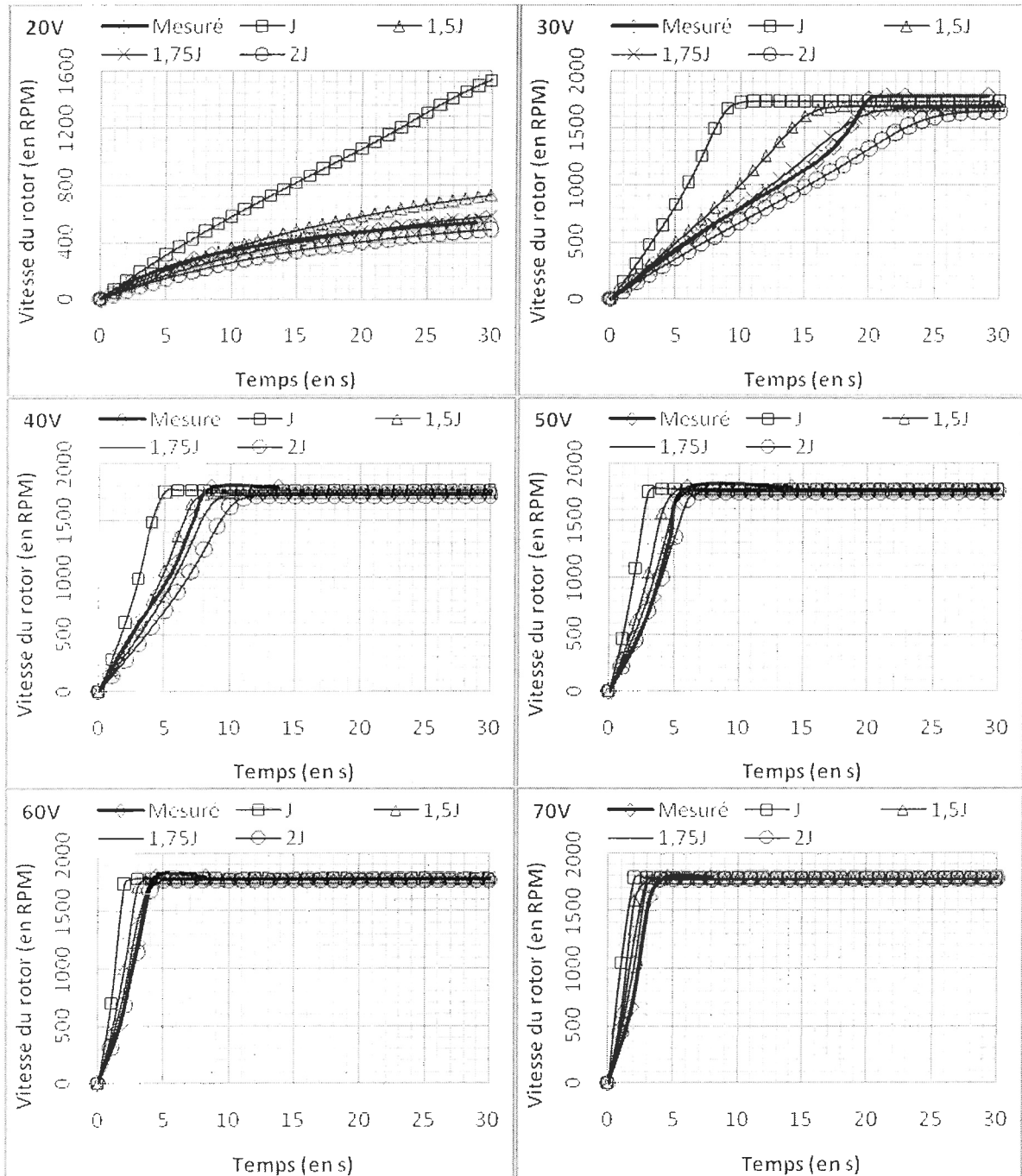
Pour étudier cette variable, il faut refaire l'essai en accélération avec différentes valeurs de  $J$ . Puisque  $J$  est directement proportionnelle à  $F$  (voir l'équation 3.24), une modification de  $J$  entraîne une nouvelle valeur de  $F$  lorsque  $\tau$  est constante (voir le tableau 3.10). Les données mesurées en laboratoire sont les mêmes que précédemment (voir les tableaux E.3 et E.4 de l'annexe E). Les résultats de simulation sont présentés aux tableaux E.15 à E.20 de la même annexe et sur le graphique 3.11.

Tableau 3.10: Coefficient de frottement en fonction de la constante d'inertie et de son rapport comparé avec la valeur donnée par le fabricant pour un multiple de  $\tau$  égal à 1

<i>Constante d'inertie (J)(en <math>kg \times m^2</math>)</i>	<i>Rapport</i>	<i>Coefficient de frottement (F)(<math>kg \times m^2 \times s^{-1}</math>)</i>
<i>37,08E-03</i>	<i>J</i>	<i>2,963E-03</i>
<i>55,62E-03</i>	<i>1,5J</i>	<i>4,444E-03</i>
<i>64,90E-03</i>	<i>1,75J</i>	<i>5,184E-03</i>
<i>74,17E-03</i>	<i>2J</i>	<i>5,925E-03</i>

Lors de cet essai, la tension appliquée influence le temps d'accélération de la machine, ce qui permet d'obtenir plusieurs courbes d'accélération différentes. Ainsi, selon les graphiques précédents, la constante d'inertie augmentée de 75% semble la valeur la plus appropriée pour faire correspondre les mesures avec les simulations.

Graphique 3.9: Vitesse du rotor en fonction du temps et de l'inertie lors de l'accélération pour une tension de ligne appliquée au démarrage de 20, 30, 40, 50, 60 et 70 V avec un multiple de  $\tau$  égal à 1 et  $F$  correspondant aux données du tableau 3.10



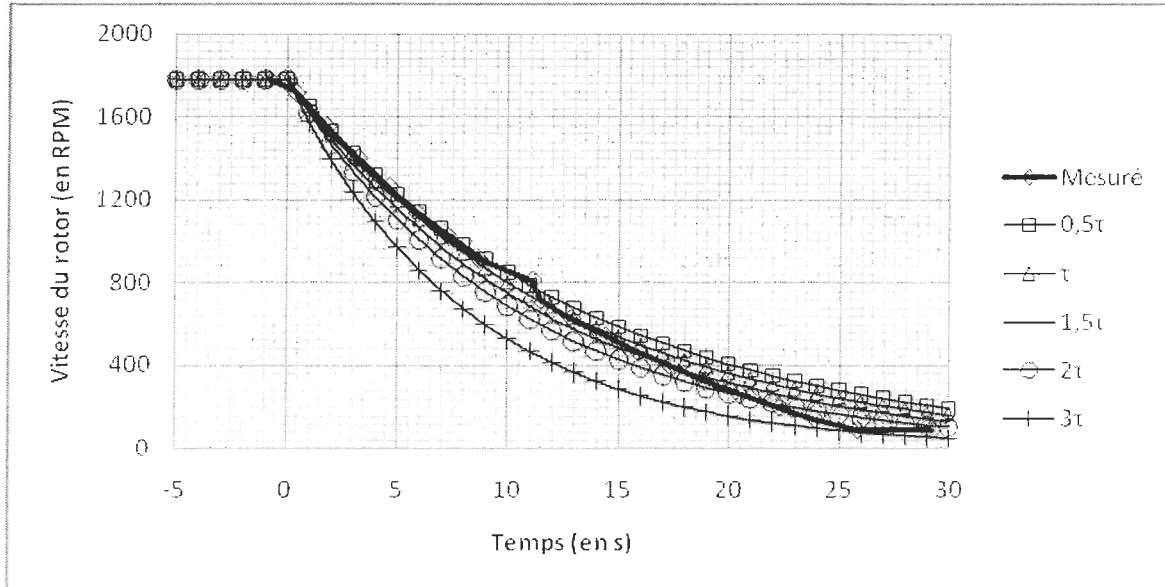
### 3.6.3 Le coefficient de frottement

Pour étudier cette variable, il faut refaire l'essai en décélération avec différentes valeurs de  $F$ . Les différentes valeurs de  $F$  sont obtenues en calculant la constante de temps à partir de différents multiples de celle-ci (voir le tableau 3.3). Le calcul des valeurs de  $F$  est présenté dans les tableaux E.21 à E.24 de l'annexe E et le tableau 3.11 montre les valeurs calculées. Les données mesurées en laboratoire sont les mêmes que précédemment (voir les tableaux E.7 et E.8 de l'annexe E). Les résultats de simulation sont présentés aux tableaux E.25 à E.34 de la même annexe et sur les graphiques 3.12 à 3.16.

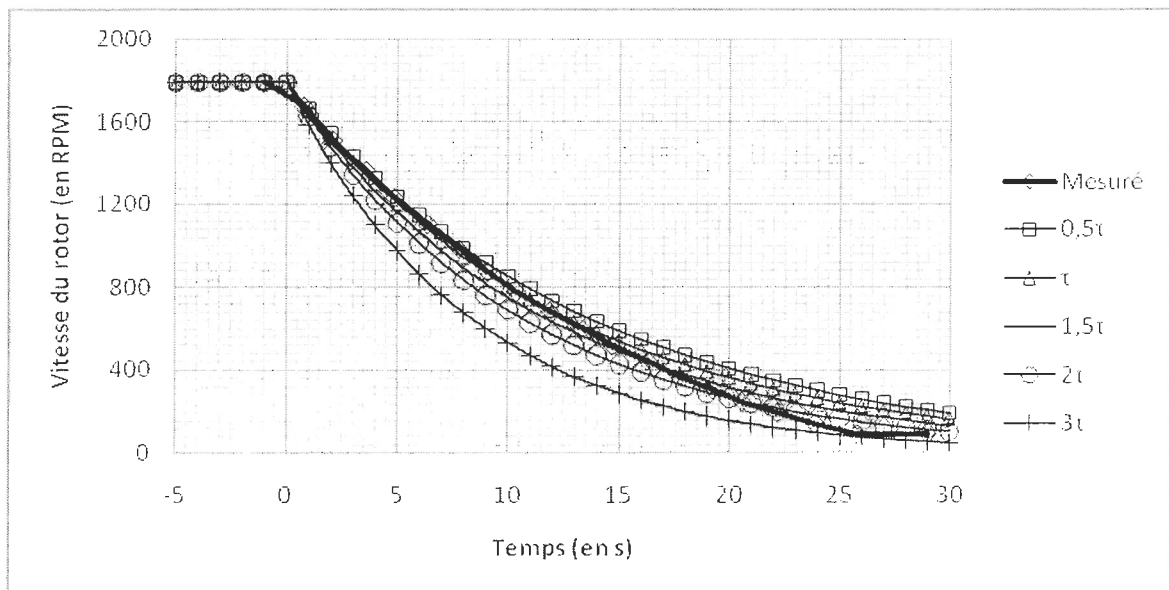
Tableau 3.11: Coefficient de frottement en fonction du multiple de la constante de temps utilisée pour son calcul

<i>Multiple de la constante de temps utilisée pour le calcul de celle-ci</i>	<b>Coefficient de frottement (F)(kg×m<sup>2</sup>×s<sup>-1</sup>)</b>
0,5τ	4,810E-03
τ	5,184E-03
1,5τ	5,632E-03
2τ	6,187E-03
3τ	7,896E-03
4τ	1,020E-02
5τ	1,261E-02

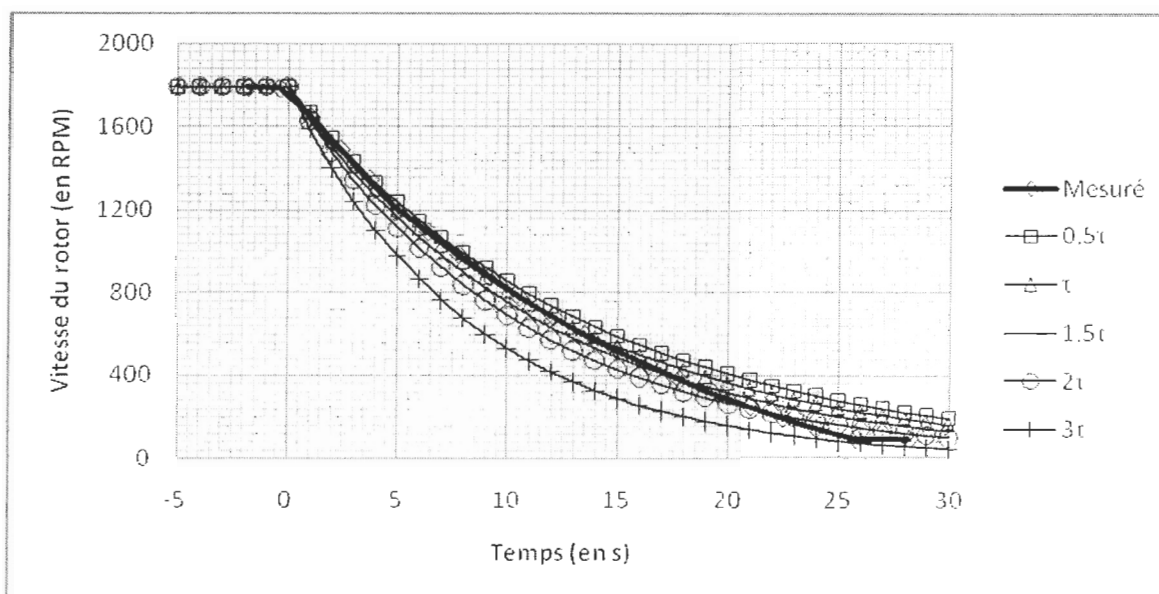
Graphique 3.10: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps lors de la décélération pour une tension de ligne avant coupure de 30 V



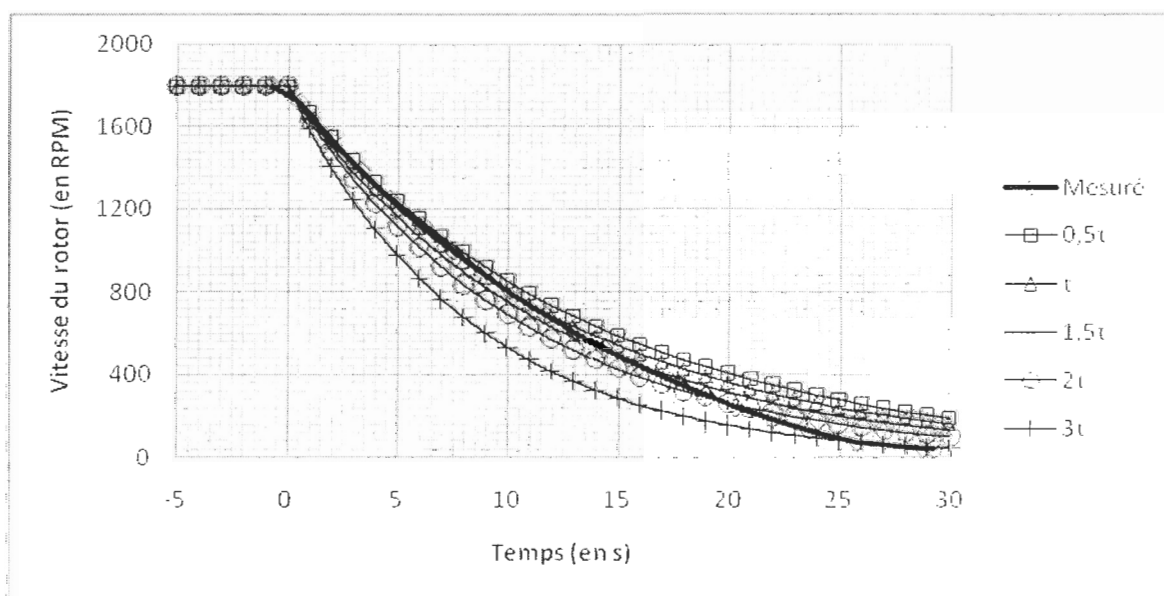
Graphique 3.11: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps lors de la décélération pour une tension de ligne avant coupure de 40 V



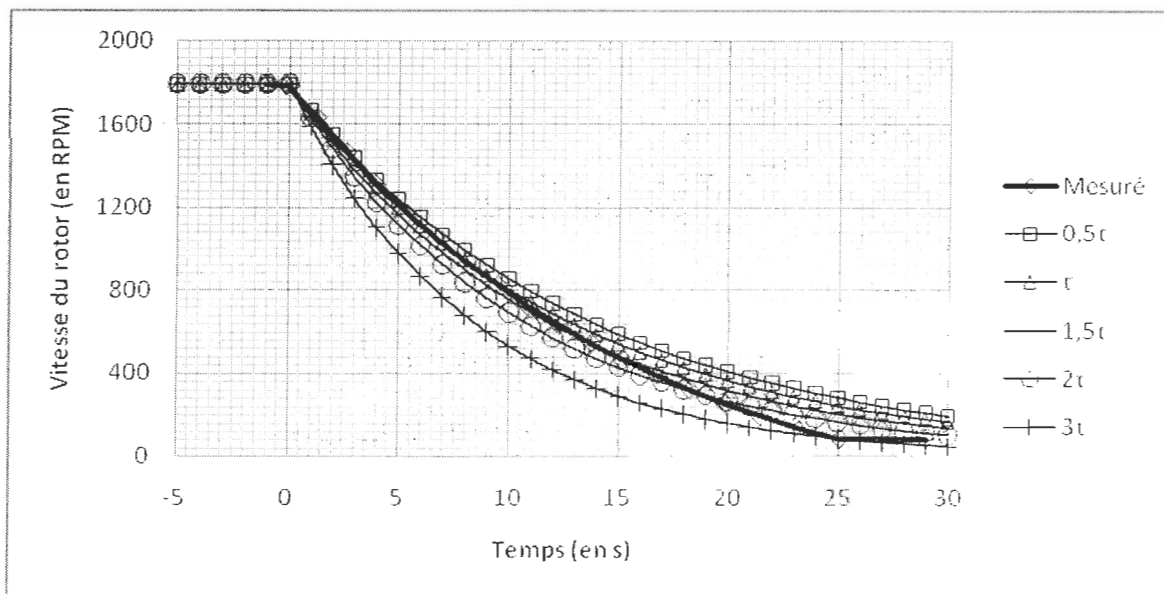
Graphique 3.12: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps lors de la décélération pour une tension de ligne avant coupure de 50 V



Graphique 3.13: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps lors de la décélération pour une tension de ligne avant coupure de 60 V



Graphique 3.14: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps lors de la décélération pour une tension de ligne avant coupure de 70 V



Bien entendu, la tension appliquée au stator avant la coupure n'influence pas la décélération du rotor. Cependant, pour chacune des tensions initiales appliquées, la vitesse de rotation du rotor en régime permanent est différente, ce qui fait que la vitesse initiale de rotation lors de la coupure est différente. Cette différence permet d'obtenir différentes courbes de décélération à comparer. Donc, sur les graphiques précédents, il semble que ce soit le calcul de  $F$  avec  $1,5\tau$  qui apporte les résultats les plus concluants. En effet, il ne faut pas trop tenir compte de la qualité de la courbe pour de très basses vitesses de rotation, car à ce point le frottement ne se comporte pas de la même façon et le modèle reflète de moins en moins la réalité. Le temps d'arrêt tend vers l'infini avec le modèle, ce qui n'est pas du tout la réalité.



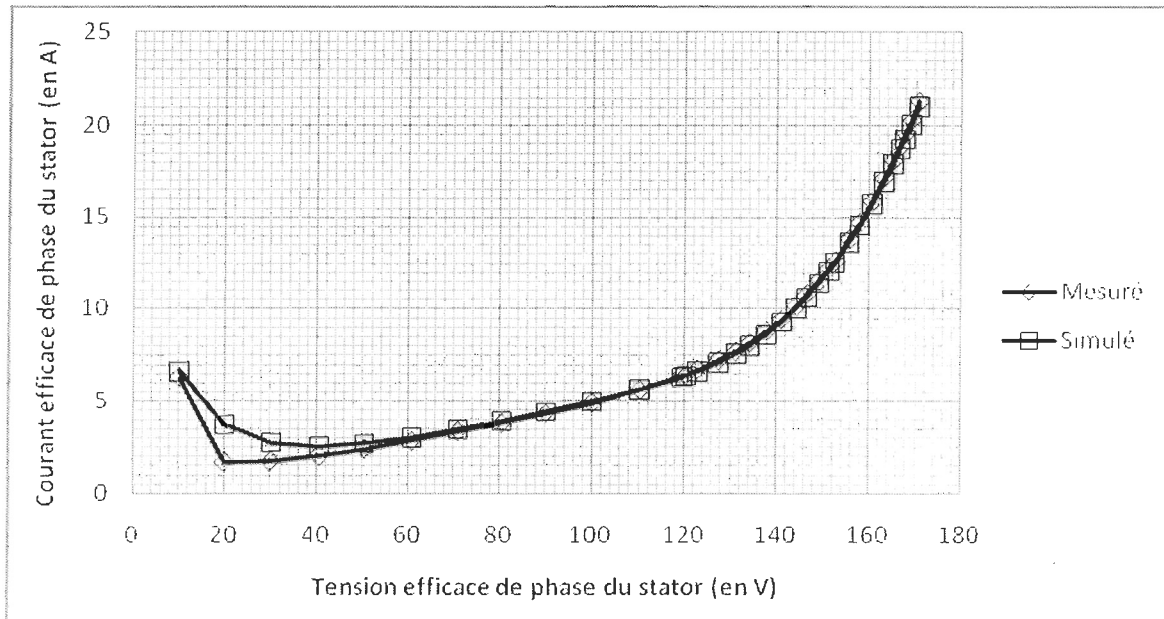
### 3.7 Modèle final

Dans la section précédente, il a été montré que l'ajustement du modèle pouvait être fait de diverses façons. Il ne reste maintenant plus qu'à montrer que l'ensemble des modifications améliorent la correspondance avec la réalité lorsqu'elles sont combinées. Il faut donc simuler à nouveau les essais à vide, à rotor bloqué, en accélération et en décélération. Tout d'abord la valeur finale de chacun des paramètres est indiquée dans le tableau 3.12. Les tableaux E.35 à E.40 de l'annexe E, les graphiques 3.15 à 3.18 et le tableau 3.13 montrent les résultats finaux des tests en simulation.

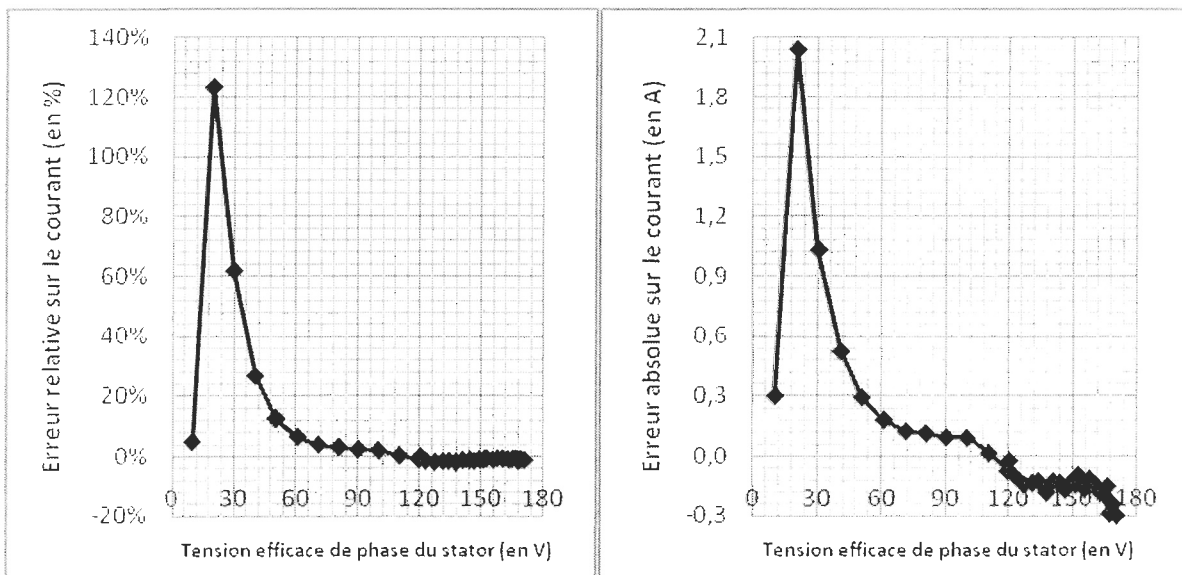
Tableau 3.12: Valeurs des principaux paramètres de la machine après amélioration de son modèle

<i>Paramètre</i>	<i>Symbole</i>	<b>Valeur</b>	<b>Unité</b>
<i>Nombre de pôles par phase</i>	$p$	4	---
<i>Puissance nominale</i>	$S_{rated}$	5595	VA
<i>Tension efficace nominale de ligne</i>	$V_{rated}$	208	V
<i>Fréquence nominale</i>	$f_{rated}$	60	Hz
<i>Rapport des réactances de fuite</i>	$X_{l_s} / X_{l_r}$	1	---
<i>Résistance de phase du stator</i>	$R_s$	209,6	mΩ
<i>Résistance de phase du rotor</i>	$R_r$	299,1	mΩ
<i>Inductance de fuite du stator</i>	$L_{l_s}$	1,901	mH
<i>Inductance de fuite du rotor</i>	$L_{l_r}$	1,901	mH
<i>Inductance magnétisante</i>	$L_m$	55,76	mH
<i>Inertie du rotor</i>	$J$	64,90E-03	kg×m <sup>2</sup>
<i>Coefficient de frottement</i>	$F$	5,632E-03	kg×m <sup>2</sup> ×s <sup>-1</sup>

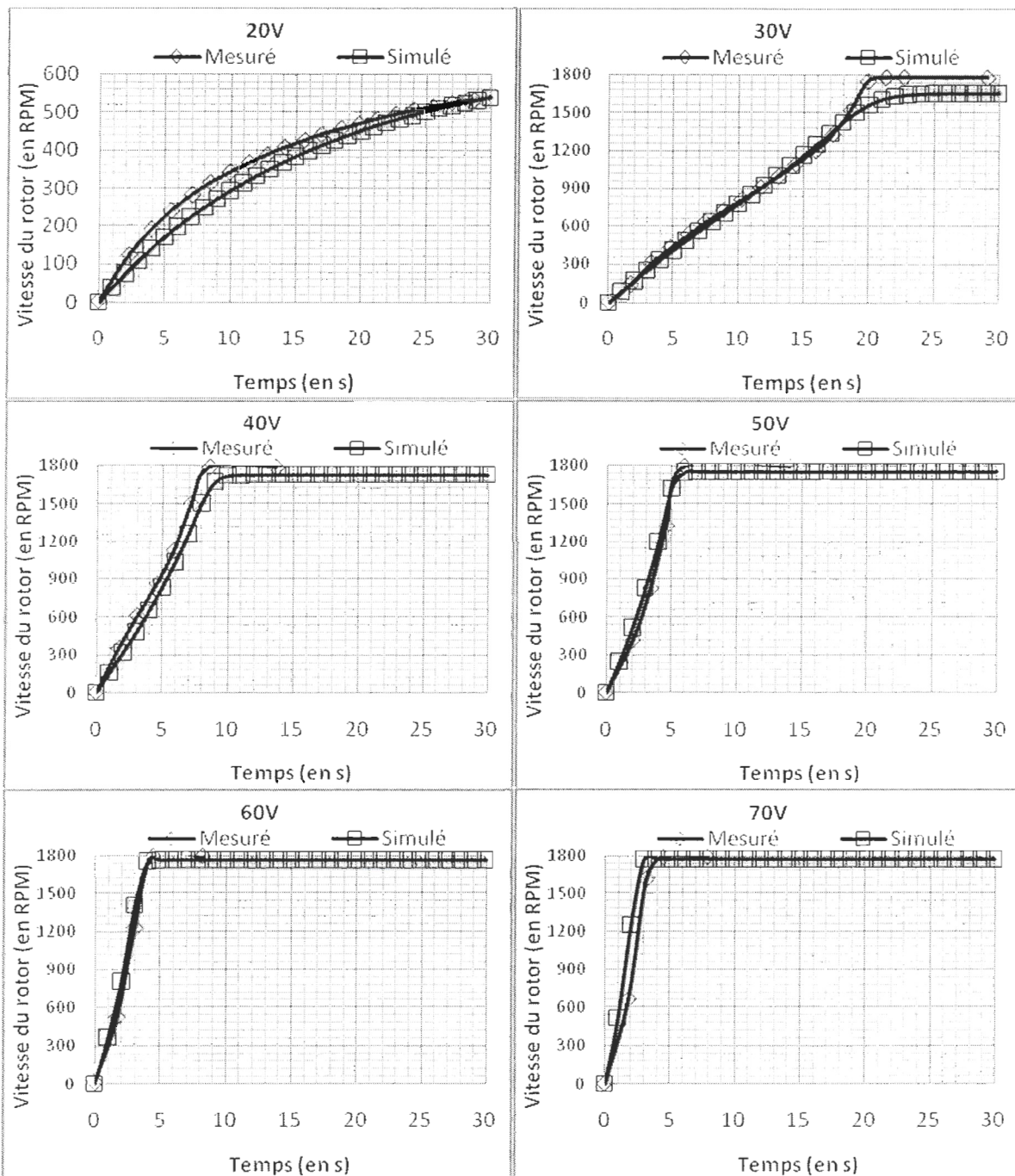
Graphique 3.15: Courant efficace de phase du stator en fonction de la tension efficace de phase au stator pour les essais en laboratoire et en simulation après amélioration du modèle



Graphique 3.16: Erreur relative et absolue sur le courant efficace de phase du stator en fonction de la tension efficace de phase au stator après amélioration du modèle



Graphique 3.17: Vitesse du rotor en fonction du temps lors de l'accélération pour une tension de ligne appliquée au démarrage de 20, 30, 40, 50, 60 et 70 V après amélioration du modèle



Graphique 3.18: Vitesse du rotor en fonction du temps lors de la décélération pour des tensions initiales de ligne au stator de 30, 40, 50, 60 et 70 V après amélioration du modèle (coupure à 0 seconde)

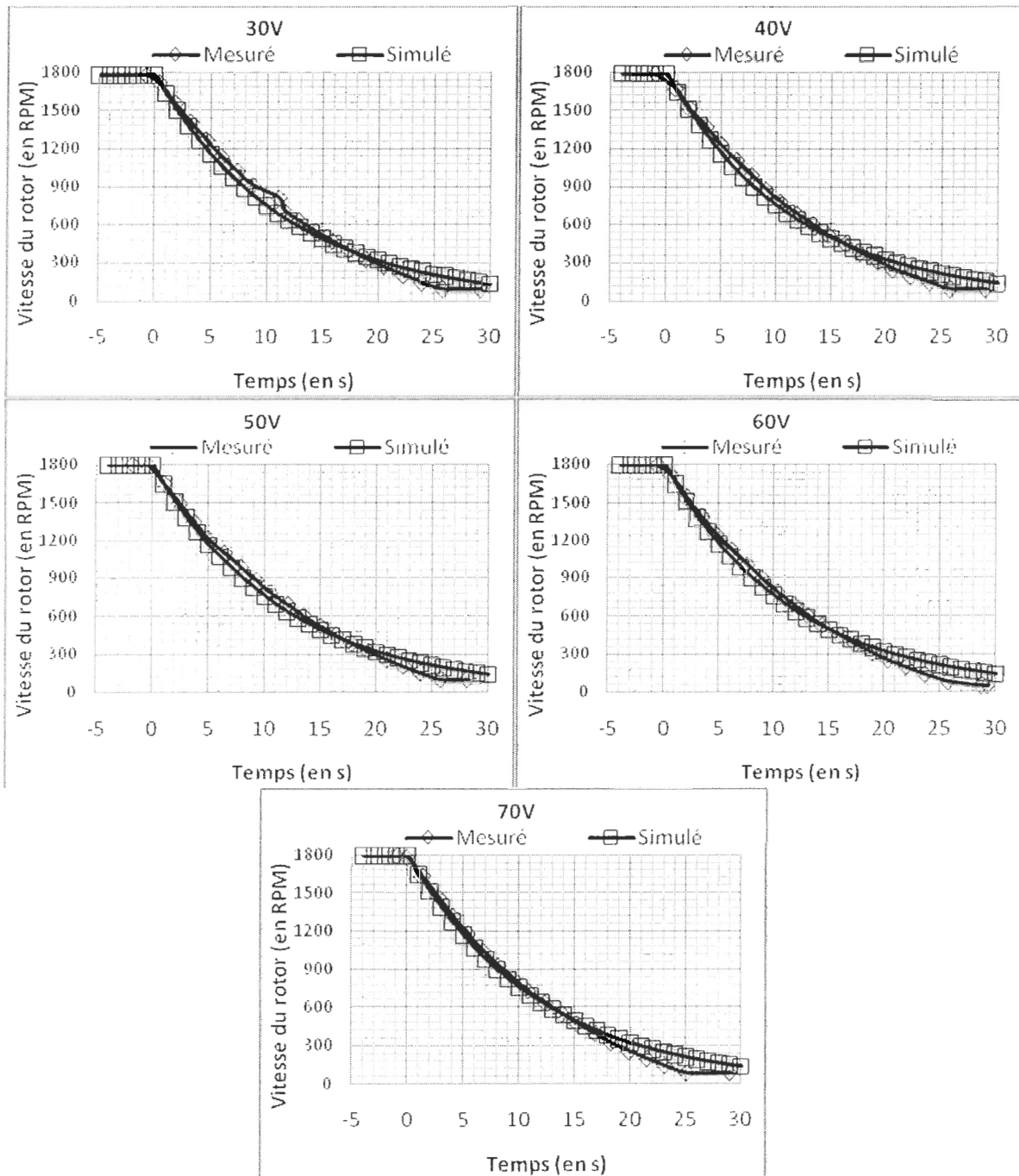


Tableau 3.13: Courant efficace de phase du stator pour les données mesurées et simulées et erreurs relative et absolue sur les données mesurées en fonction de la tension efficace de phase au stator pour l'essai à rotor bloqué après amélioration du modèle.

<i>Tension efficace de phase du stator</i> ( $V_s$ )(en V)	<b>Courant efficace de phase du stator (<math>I_s</math>)(en A)</b>		<b>Erreur relative sur <math>I_s</math></b>	<b>Erreur absolue sur <math>I_s</math></b>
	<b>Mesuré</b>	<b>Simulé</b>		
29,97	20,13	20,03	-0,53%	-0,1066

Les graphiques 3.15 et 3.16 montrent que la correspondance est toujours de moindre qualité pour de faibles tensions en ce qui a trait à la valeur finale du courant au stator en régime permanent. Par contre, la simulation s'est grandement améliorée pour ce qui est du reste de la plage de tensions. En effet, pour des tensions plus élevées, l'erreur demeure la plupart du temps inférieure à 2%. Ensuite, les graphiques 3.17 et 3.18 montrent que la dynamique du modèle s'est grandement améliorée. Il faut toutefois mentionner que le modèle décrit moins bien la réalité pour de très faibles vitesses de rotation du rotor, car il est évident que le temps d'arrêt du rotor ne peut être infini. En effet, dans la réalité le frottement statique entre en jeu à basses vitesses afin d'arrêter complètement le rotor. Enfin, le tableau 3.13 montre que le résultat de l'essai à rotor bloqué en simulation est encore une fois excellent, car l'erreur sur la valeur finale en régime permanent du courant au stator est très faible. Le modèle est donc d'excellente qualité, mais il faudra cependant tenir compte de ses limites lors de son utilisation, surtout lorsque la vitesse de rotation du rotor est faible.

## CHAPITRE 4

### AUTO-EXCITATION D'UNE MACHINE À INDUCTION

Ce chapitre a pour principal objectif de déterminer les conditions nécessaires à l'auto-excitation de la machine présentée dans le chapitre précédent. Or, l'auto-excitation d'une MAS nécessite une combinaison appropriée de vitesse du rotor, de charge active et de charge réactive capacitive d'excitation [23]. Il sera d'abord question du processus d'excitation. Ensuite, la charge capacitive requise sera calculée pour différents points d'opération. Finalement, les valeurs calculées seront validées par des simulations.

#### 4.1 Le processus d'auto-excitation

Durant le processus d'excitation du générateur à induction, le flux rémanent résiduel dans le corps magnétique génère une tension qui produit un courant capacitif. Par la suite, le courant capacitif augmente la tension, ce qui augmente le courant capacitif et ainsi de suite. Ce processus continue jusqu'à ce que la tension soit complètement établie au stator, ce qui survient à la saturation du corps magnétique. Cependant, si le flux rémanent résiduel dans le corps magnétique est inexistant, le phénomène ne peut démarrer et le générateur à induction ne peut générer aucune tension par lui-même.

Dans le cas où le flux rémanent résiduel est complètement perdu, il existe deux techniques pour le recouvrir, c'est-à-dire faire fonctionner la machine comme un moteur sans charge afin de recouvrir le magnétisme ou causer une montée de courant continu dans

le bobinage du stator [1]. Dans le dernier cas, la montée de courant peut être assurée par une pile, des condensateurs ou par un redresseur alimenté par le réseau.

La courbe de magnétisation peut être utilisée afin de comprendre le processus d'excitation (voir la figure 4.1).

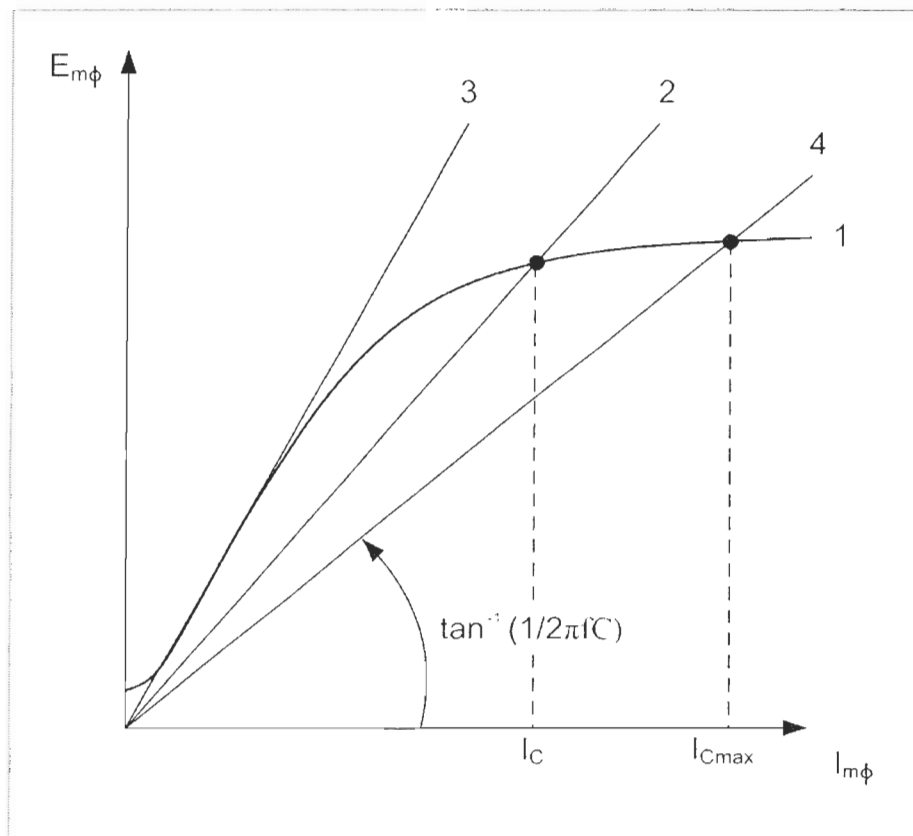


Figure 4.1: Courbe de magnétisation de la MAS [1]

Dans cette figure,  $E_{m\phi}$  est la tension de phase et  $I_{m\phi}$  est le courant de magnétisation. La courbe 1 représente la courbe de saturation de la machine, qui dépend de la construction de celle-ci. La courbe 2 est une courbe linéaire définie par la réactance  $X_c$  d'un banc de

condensateur branché en parallèle avec la machine (pour le cas où la montée de courant est créée par un banc de condensateurs) et qui peut être calculée comme suit :

$$X_c = \frac{1}{2\pi f C} \quad (4.1)$$

Le point d'intersection entre les courbes 1 et 2 est le point auquel le courant capacitif  $I_c$  fournit la totalité de la puissance réactive demandée par le générateur. Les courbes 3 et 4 sont des situations limites. En effet, la courbe 2 doit être maintenue à l'intérieur de ces limites. À la courbe 3, un nombre infini de points communs entre les courbes 1 et 3 conduit à une tension instable. Finalement, la courbe 4 est déterminée par le courant maximal  $I_{C \max}$  que la MAS peut supporter.

Pour l'application qui concerne le présent projet (contrôle de la tension et de la fréquence), il faut maintenir ces deux variables aux conditions nominales, tout en respectant les conditions nécessaires à l'auto-excitation de la machine. De cette façon, les conditions limites de la figure 4.1 sont respectées. Le problème consiste alors à déterminer la charge capacitive requise en fonction du point d'opération, soit pour une vitesse du rotor donnée et pour une charge active donnée. Les valeurs minimale et maximale de la capacité requise vont ainsi permettre d'effectuer la conception du circuit d'auto-excitation.

#### 4.2 Charge capacitive requise

Pour le calcul des besoins en charge réactive d'un point d'opération, il est nécessaire d'utiliser le schéma électrique de la figure 2.1 du chapitre 2, qui est le schéma équivalent



par phase (ou encore schéma équivalent en T) de la MAS en régime permanent. Les pertes  $R_c$  dans le corps magnétique ne sont pas considérées. Cependant, ce schéma électrique doit être modifié davantage afin de simplifier les calculs à suivre. Ainsi, la conversion dans un système par unité permet d'abord d'améliorer l'interprétation des valeurs des différentes variables, puisque celles-ci seront désormais exprimées en fonction des conditions nominales de la machine étudiée [24]. Après avoir réalisé cette conversion et après quelques modifications supplémentaires, le schéma équivalent en T prend la forme suivante :

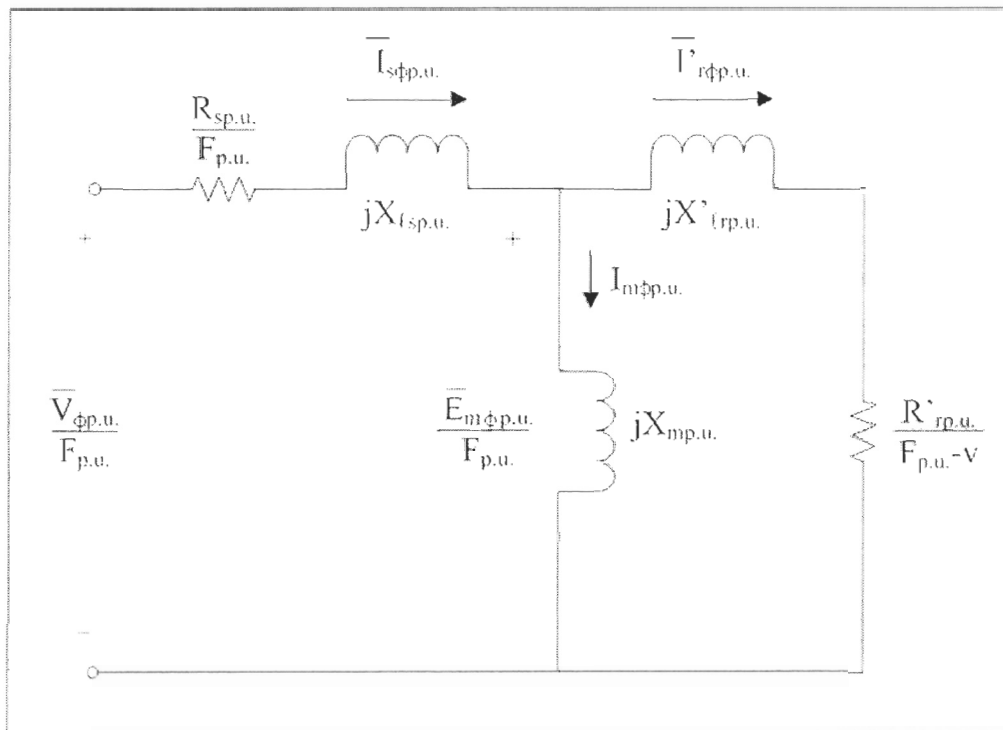


Figure 4.2: Circuit équivalent en T par unité de la MAS en régime permanent

Il est possible de reconnaître les variables utilisées au chapitre 2 et celles-ci sont suivies de l'indice  $p.u.$  afin d'indiquer que les quantités sont dans un système par unité. De plus,  $F_{p.u.}$  est la fréquence du stator,  $v$  est la vitesse du rotor par unité et les inductances  $L$  ont été remplacées par des réactances  $X$ , donc celles-ci sont désormais dépendantes de la fréquence  $F_{p.u.}$ .

Si le modèle en T qui précède peut être utilisé pour le calcul de la réactance nécessaire à l'auto-excitation, il est cependant plus complexe et un modèle équivalent  $\Gamma$ -inverse est plus approprié pour effectuer ce calcul [23]. Ce modèle est présenté à la figure 4.3.

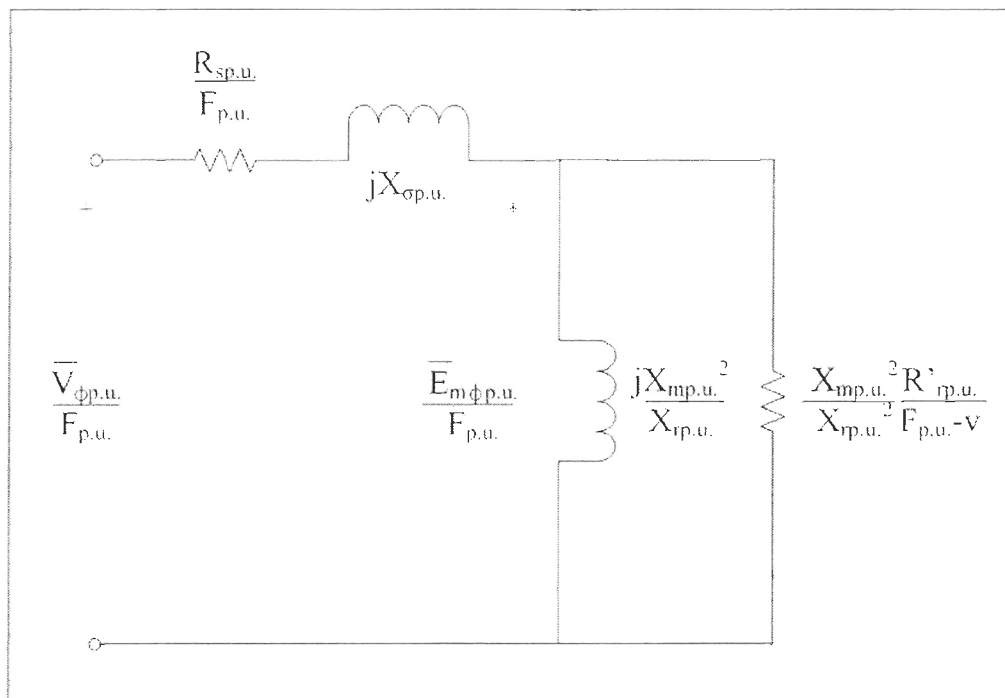


Figure 4.3: Circuit équivalent  $\Gamma$ -inverse de la MAS en régime permanent

Dans la figure précédente, il est important de préciser les relations qui suivent :

$$X_{\sigma p.u.} = X_{tsp.u.} + \frac{X_{mp.u.}}{X_{rp.u.}} X'_{tsp.u.} \quad (4.2)$$

$$X_{rp.u.} = X_{mp.u.} + X'_{tsp.u.} \quad (4.3)$$

Le schéma du modèle par phase de la machine avec la branche d'excitation est défini à la figure 4.4.

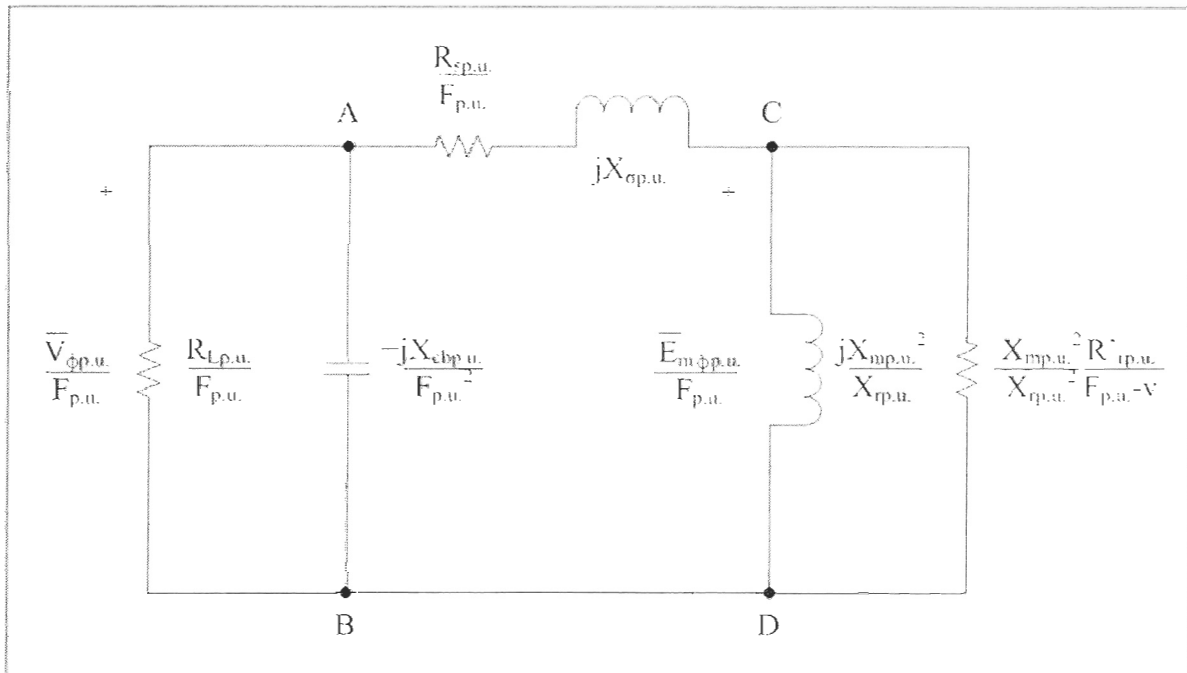


Figure 4.4: Circuit équivalent  $\Gamma$ -inverse de la MAS en régime permanent avec branche d'auto-excitation [23]

Dans cette figure  $R_{Lp.u.}$  est la charge active de phase aux bornes du stator et  $X_{cbp.u.}$  est la charge capacitive de phase nécessaire à l'auto-excitation de la machine. Dans ce cas-ci,

la partie capacitive sert uniquement à l'auto-excitation, donc la charge de ce modèle a un facteur de puissance unitaire, c'est-à-dire qu'elle est entièrement résistive. Évidemment, pour l'application concernée, il est possible de rencontrer des charges avec un facteur de puissance non unitaire. Cependant, puisque la charge peut être représentée par un circuit RL en parallèle [23], il peut être convenu que la partie imaginaire de la charge soit incluse dans la capacitance d'excitation, ce qui implique que  $X_{cp.u.}$  devra être plus élevée pour une charge plutôt inductive et plus faible pour une charge plutôt capacitive. Pour le reste, les équations qui suivent permettent d'expliquer la forme particulière de la réactance de la charge capacitive de la figure 4.4 :

$$X = \frac{1}{\omega_s C} \quad (4.4)$$

$$C_{p.u.} = \frac{C}{C_{rated}} \quad (4.5)$$

$$X_{p.u.} = \frac{X}{X_{rated}} = \frac{\omega_s C_{rated}}{\omega_s C} = \frac{C_{rated}}{C} = \frac{1}{C_{p.u.}} \quad (4.6)$$

$$\omega_s = 2\pi f_e \quad (4.7)$$

$$f_{ep.u.} = \frac{f_e}{f_{rated}} = F_{p.u.} \quad (4.8)$$

$$\omega_{sp.u.} = \frac{\omega_s}{\omega_{rated}} = \frac{2\pi f_e}{2\pi f_{rated}} = \frac{f_e}{f_{rated}} = F_{p.u.} \quad (4.9)$$

$$-j \frac{1}{\omega_s C} \Rightarrow -j \frac{X_{p.u.}}{F_{p.u.}} \quad (4.10)$$

où  $X$  et  $C$  sont respectivement une réactance et une capacitance quelconques. De plus, les indices  $p.u.$  correspondent à des quantités par unité et les indices *rated* à des quantités nominales. Et puisque toutes les tensions et impédances du modèle de la figure 4.4 sont divisées par  $F_{p.u.}$ , la réactance du modèle devient :

$$-j \frac{X_{p.u.}}{F_{p.u.}^2}$$

Cette dernière version du modèle permet enfin de calculer les besoins en charge capacitive pour un point d'opération donné. Pour respecter la loi de Kirchhoff, la somme des courants entrant ou sortant du point A de la figure 4.4 doit être nulle et ainsi respecter l'équation qui suit :

$$(Y_L + Y_C + Y_{AD}) \frac{V_{\phi p.u.}}{F_{p.u.}} = 0 \quad (4.11)$$

où

$$Y_L = \frac{1}{Z_L} = \frac{F_{p.u.}}{R_{Lp.u.}} \quad (4.12)$$

$$Y_C = \frac{1}{Z_C} = -\frac{F_{p.u.}^2}{jX_{cbp.u.}} \times \frac{j}{j} = j \frac{F_{p.u.}^2}{X_{cbp.u.}} \quad (4.13)$$

$$Y_{AD} = \frac{1}{Z_{AD}} = \frac{1}{R_{AD} + jX_{AD}} \times \frac{R_{AD} - jX_{AD}}{R_{AD} - jX_{AD}} = \frac{R_{AD} - jX_{AD}}{R_{AD}^2 + X_{AD}^2} = \frac{R_{AD}}{R_{AD}^2 + X_{AD}^2} - \frac{jX_{AD}}{R_{AD}^2 + X_{AD}^2} \quad (4.14)$$

et

$$R_{AD} = \frac{R_{rp.u.}}{F_{p.u.}} + R_{CD} \quad (4.15)$$

$$X_{AD} = X_{cp.u.} + X_{CD} \quad (4.16)$$

$$\begin{aligned} Z_{CD} = R_{CD} + jX_{CD} &= \frac{\frac{X_{mp.u.}^2}{X_{rp.u.}^2} \times \frac{R'_{rp.u.}}{F_{p.u.} - v} \times j \frac{X_{mp.u.}^2}{X_{rp.u.}} \times \frac{X_{rp.u.}}{X_{mp.u.}^2}}{\frac{X_{mp.u.}^2}{X_{rp.u.}^2} \times \frac{R'_{rp.u.}}{F_{p.u.} - v} + j \frac{X_{mp.u.}^2}{X_{rp.u.}} \times \frac{X_{rp.u.}}{X_{mp.u.}^2}} \\ &= \frac{j \frac{X_{mp.u.}^2}{X_{rp.u.}^2} \times \frac{R'_{rp.u.}}{F_{p.u.} - v} \times \frac{1}{X_{rp.u.}} \times \frac{R'_{rp.u.}}{F_{p.u.} - v} - j}{\frac{1}{X_{rp.u.}} \times \frac{R'_{rp.u.}}{F_{p.u.} - v} + j \frac{1}{X_{rp.u.}} \times \frac{R'_{rp.u.}}{F_{p.u.} - v} - j} \\ &= \frac{\frac{X_{mp.u.}^2}{X_{rp.u.}^2} \times \frac{R'_{rp.u.}}{F_{p.u.} - v} + j \frac{X_{mp.u.}^2}{X_{rp.u.}^3} \times \frac{R'^2_{rp.u.}}{(F_{p.u.} - v)^2}}{\frac{1}{X_{rp.u.}^2} \times \frac{R'^2_{rp.u.}}{(F_{p.u.} - v)^2} + 1} \times \frac{X_{rp.u.}^2 (F_{p.u.} - v)^2}{X_{rp.u.}^2 (F_{p.u.} - v)^2} \\ Z_{CD} &= \frac{R'_{rp.u.} X_{mp.u.}^2 (F_{p.u.} - v) + j \frac{R'^2_{rp.u.} X_{mp.u.}^2}{X_{rp.u.}}}{R'^2_{rp.u.} + (F_{p.u.} - v)^2 X_{rp.u.}^2} \quad (4.17) \end{aligned}$$

$$R_{CD} = \frac{R'_{rp.u.} X_{mp.u.}^2 (F_{p.u.} - v)}{R_{rp.u.}^2 + (F_{p.u.} - v)^2 X_{rp.u.}^2} \quad (4.18)$$

$$X_{CD} = \frac{R_{rp.u.}^2 X_{mp.u.}^2}{X_{rp.u.} (R_{rp.u.}^2 + (F_{p.u.} - v)^2 X_{rp.u.}^2)} \quad (4.19)$$

Dans le développement précédent, les variables  $R$ ,  $X$ ,  $Z$  et  $Y$  font respectivement référence à des résistances, des réactances, des impédances et des admittances et les indices  $A$ ,  $B$ ,  $C$  et  $D$  correspondent aux différents points de la figure 4.4. Enfin, pour que la tension au stator soit établie avec succès, celle-ci ne peut être nulle. Donc, dans l'équation 4.11,  $V_{\varphi.u.}$  ne peut être nulle, ce qui implique que la somme des admittances est nulle :

$$Y_L + Y_C + Y_{AD} = 0 \quad (4.20)$$

Pour que l'équation précédente soit respectée, la somme des parties réelles et imaginaires doit être nulle, ce qui conduit aux deux équations qui suivent :

$$\frac{F_{p.u.}}{R_{Lp.u.}} + \frac{R_{AD}}{R_{AD}^2 + X_{AD}^2} = 0 \Rightarrow \frac{F_{p.u.}}{R_{Lp.u.}} = -\frac{R_{AD}}{R_{AD}^2 + X_{AD}^2} \Rightarrow R_{Lp.u.} = -\left(\frac{R_{AD}^2 + X_{AD}^2}{R_{AD}}\right) F_{p.u.} \quad (4.21)$$

$$\frac{F_{p.u.}^2}{X_{cbp.u.}} - \frac{X_{AD}}{R_{AD}^2 + X_{AD}^2} = 0 \Rightarrow \frac{F_{p.u.}^2}{X_{cbp.u.}} = \frac{X_{AD}}{R_{AD}^2 + X_{AD}^2} \Rightarrow X_{cbp.u.} = \left(\frac{R_{AD}^2 + X_{AD}^2}{X_{AD}}\right) F_{p.u.}^2 \quad (4.22)$$

Ensuite, il est nécessaire de déterminer les variables connues et inconnues du développement mathématique qui précède. Tout d'abord, les variables  $R_{sp.u.}$ ,  $R'_{rp.u.}$ ,  $X_{\varphi.u.}$ ,  $X_{mp.u.}$  et  $X_{rp.u.}$  sont obtenues à partir des paramètres du modèle de la machine (voir le

tableau 3.12). Pour ce qui est de la vitesse du rotor, il est considéré que cette vitesse est maintenue à la vitesse nominale du fonctionnement en génératrice et que le glissement nominal est de même grandeur pour les fonctionnements en moteur et en générateur. Ainsi, à partir de l'équation 4.2 :

$$v = \frac{\Omega_{sync} + \Omega_{sliprated}}{\Omega_{base}} = \frac{\Omega_{sync} + (\Omega_{sync} - \Omega_{rated})}{\Omega_{sync}} = \frac{2\Omega_{sync} - \Omega_{rated}}{\Omega_{sync}} = 2 - \frac{\Omega_{rated}}{\Omega_{sync}} \quad (4.23)$$

Le résultat précédent est en p.u. et il est important de noter que bien que toutes les autres variables aient les valeurs nominales comme base, la vitesse synchrone est préférée à la vitesse nominale pour définir la vitesse de base. En effet, pour ce qui est de la vitesse, il existe deux quantités nominales différentes, soient pour les fonctionnements en moteur et en générateur, ce qui peut porter à confusion. L'utilisation de la vitesse synchrone comme quantité de base est donc plus pratique. Puisque dans le tableau 3.12 la vitesse nominale du rotor est exprimée en RPM, il est nécessaire de définir la vitesse synchrone dans les mêmes unités. Ainsi, à partir de l'équation 2.1 :

$$\Omega_{sync} = \frac{2\pi N_{sync}}{60} = \frac{4\pi f_e}{p} \Rightarrow N_{sync} = \frac{120 f_e}{p} \quad (4.24)$$

De cette façon, l'équation 4.23 devient :

$$v = 2 - \frac{N_{rated}}{N_{sync}} = 2 - \frac{p}{120 f_e} N_{rated} \quad (4.25)$$



Dans les équations précédentes,  $N_{sync}$  et  $N_{rated}$  sont les vitesses synchrones et nominales exprimées en RPM. De plus, la fréquence électrique  $f_e$  désirée est la fréquence nominale, donc  $f_e = f_{rated}$ . Le tableau 4.1 montre les valeurs calculées des différentes variables connues. Afin de calculer les réactances, une fréquence de 1 p.u. a été utilisée, car bien que celle-ci soit variable, sa valeur devrait demeurer proche de la fréquence nominale en raison de son contrôle.

Enfin, les seules variables inconnues dans les équations 4.21 et 4.22 sont la charge active  $R_{Lp.u.}$ , la charge capacitive d'excitation  $X_{cbp.u.}$  et la fréquence électrique  $F_{p.u.}$ . Il est donc possible de définir la charge capacitive requise en fonction de la charge active. En effet, l'équation 4.21 permet d'obtenir  $F_{p.u.}$  en fonction de  $R_{Lp.u.}$  et l'équation 4.22 permet de déterminer  $X_{cbp.u.}$  avec la valeur de  $F_{p.u.}$  obtenue. Cependant, une difficulté majeure est la complexité de l'équation 4.21, qui doit être résolue graphiquement. Il est donc nécessaire de définir la partie de droite de l'équation 4.21 comme une fonction  $f(F_{p.u.})$ .

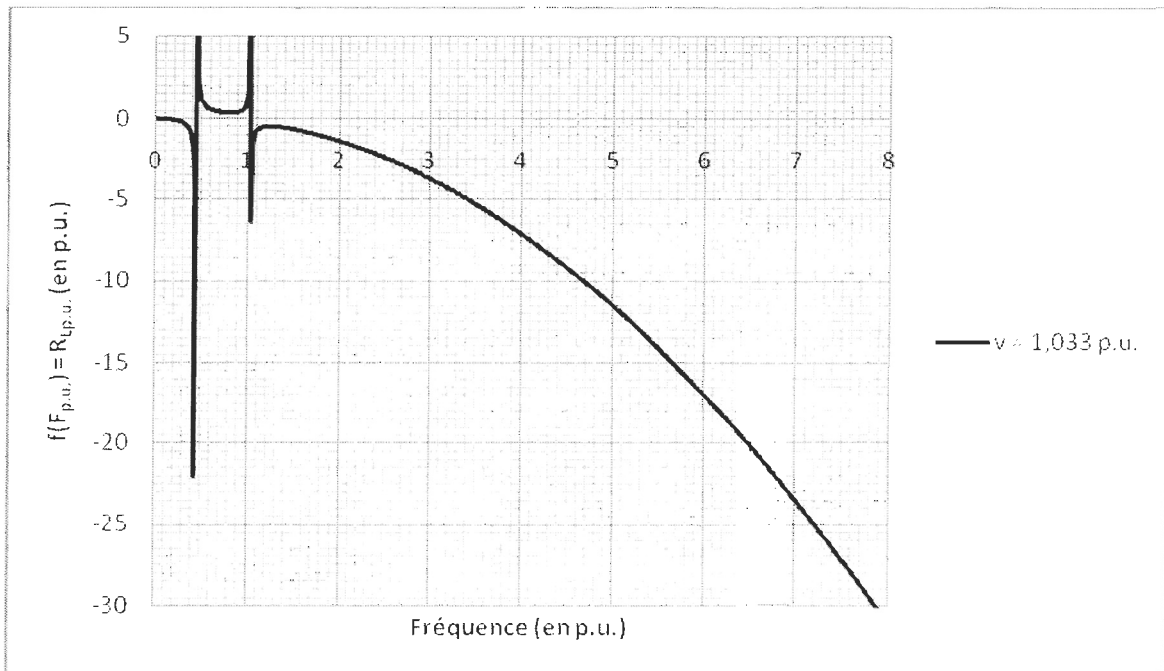
$$f(F_{p.u.}) = -\left(\frac{R_{AD}^2 + X_{AD}^2}{R_{AD}}\right)F_{p.u.} = R_{Lp.u.} \quad (4.26)$$

Par la suite, il faut tracer cette fonction (voir le graphique 4.1). Dans ce cas-ci, la courbe a été tracée pour  $v = 1,033$  p.u.. Ce graphique est très pratique, car selon l'équation 4.26, l'ordonnée du graphique donne directement la valeur de la charge active  $R_{Lp.u.}$ .

Tableau 4.1: Tableau de calcul des variables connues au niveau du modèle équivalent de la MAS

Item	Description	Source de Calcul	Valeur	Unité
1	Nombre de pôles par phase ( $p$ )	Modèle	4	---
2	Puissance nominale ( $S_{rated}$ )	Modèle	5595	VA
3	Tension efficace nominale de ligne ( $V_{rated}$ )	Modèle	208	V
4	Fréquence nominale ( $f_{rated}$ )	Modèle	60	Hz
5	Vitesse nominale ( $N_{rated}$ )	Modèle	1740	RPM
6	Résistance de phase du stator ( $R_s$ )	Modèle	209,6	m $\Omega$
7	Résistance de phase du rotor ( $R_r$ )	Modèle	299,1	m $\Omega$
8	Inductance de fuite du stator ( $L_{ts}$ )	Modèle	1,901	mH
9	Inductance de fuite du rotor ( $L_{tr}$ )	Modèle	1,901	mH
10	Inductance magnétisante ( $L_m$ )	Modèle	55,76	mH
11	Fréquence d'opération ( $F_{p.u.}$ )	Objectif du contrôle	1,00	p.u.
12	Vitesse d'opération ( $v$ )	$2-(1)\times(5)/[120\times(4)]$	1,033	p.u.
13	Réactance de fuite du stator ( $X_{tsp.u.}$ )	$[2\times\pi\times(11)\times(4)\times(8)\times(2)] / (3)^2$	9,270E-02	p.u.
14	Réactance de fuite du rotor ( $X_{trp.u.}$ )	$[2\times\pi\times(11)\times(4)\times(9)\times(2)] / (3)^2$	9,270E-02	p.u.
15	Réactance magnétisante ( $X_{mp.u.}$ )	$[2\times\pi\times(11)\times(4)\times(10)\times(2)] / (3)^2$	2,719	p.u.
16	Réactance résultante ( $X_{rp.u.}$ )	(14)+(15)	2,811	p.u.
17	Réactance de série ( $X_{op.u.}$ )	(13)+(14) $\times$ (15)/(16)	1,823E-01	p.u.
18	Résistance de phase du stator ( $R_{sp.u.}$ )	(6) $\times$ (2)/(3) <sup>2</sup>	2,711E-02	p.u.
19	Résistance de phase du rotor ( $R_{rp.u.}$ )	(7) $\times$ (2)/(3) <sup>2</sup>	3,868E-02	p.u.

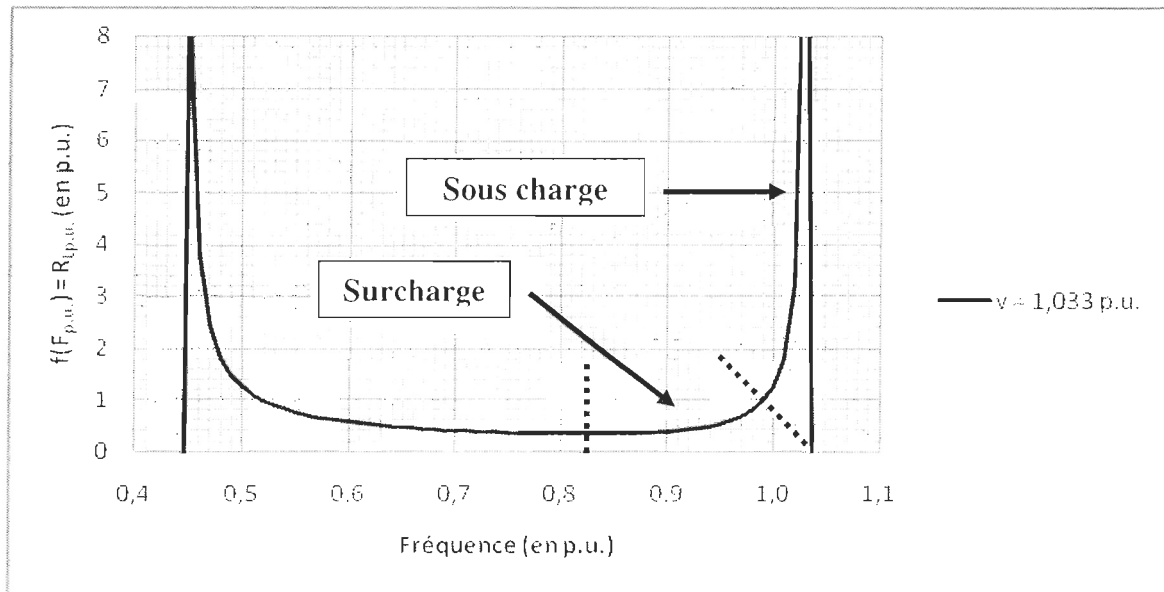
Graphique 4.1: Fonction  $f(F_{p.u.})$  qui donne la charge active  $R_{Lp.u.}$  en fonction de la fréquence électrique du stator



La compréhension du graphique 4.1 est très aisée, puisqu'une charge  $R_{Lp.u.}$  de 1 équivaut à la charge nominale, tandis qu'une valeur inférieure à 1 signifie une surcharge et une valeur supérieure à 1 une sous charge. De plus,  $F_{p.u.}$  et  $R_{Lp.u.}$  ne peuvent être négatifs et le graphique 4.1 montre que la fonction n'est positive que sur un court intervalle, soit approximativement  $F_{p.u.} = 0,4$  à  $1,1$ . Le graphique 4.2 représente alors la courbe  $f(F_{p.u.}) = R_{Lp.u.}$  définie sur cet intervalle. Ce dernier résultat est très intéressant, car il montre d'abord deux asymptotes qui délimitent un intervalle de fréquence dans lequel toutes les solutions sont comprises et il montre également qu'il existe une charge active minimale sous laquelle l'auto-excitation est impossible. Cependant, il s'agit ici d'un

concept théorique. En effet, une charge active minimale correspond à une grande surcharge en puissance de la machine et il n'est pas conseillé d'opérer une MAS dans ces conditions.

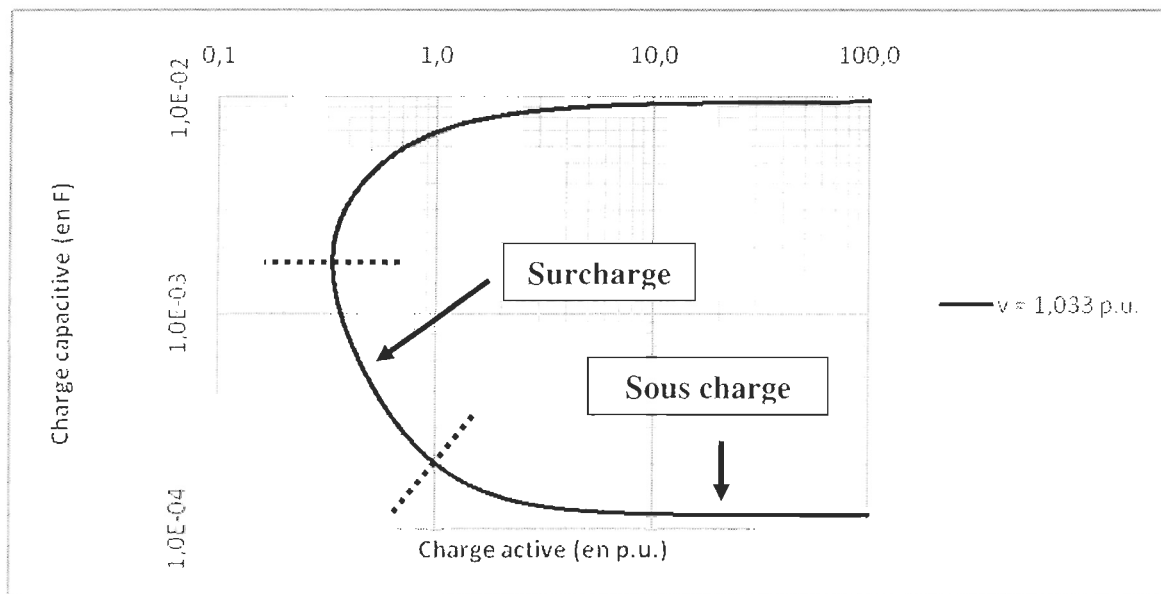
Graphique 4.2: Fonction  $f(F_{p.u.})$  qui donne la charge active  $R_{Lp.u.}$  en fonction de la fréquence électrique du stator sur l'intervalle 0,4 à 1,1 p.u.



Par la suite, si l'équation 4.22 est utilisée pour déterminer la charge capacitive requise en fonction de la fréquence, le graphique 4.3 est obtenu. Sur ce graphique, la charge capacitive est exprimée en Farads, car il est possible de combiner les équations 4.4 et 4.7 et les relations d'un système par unité afin de ramener cette quantité dans un système conventionnel.

$$C_{cb} = \frac{1}{\omega_s X_{cb}} = \frac{1}{2\pi f_e X_{cb}} = \frac{1}{2\pi F_{p.u.} f_{rated} X_{cbp.u.} X_{rated}} = \frac{S_{rated}}{2\pi F_{p.u.} f_{rated} X_{cbp.u.} V_{rated}^2} \quad (4.27)$$

Graphique 4.3: Variation de la charge capacitive nécessaire pour l'auto excitation en fonction de la charge active



Le graphique 4.3 montre encore une fois qu'il existe une charge minimale  $R_{L \min p.u.}$  sous laquelle l'excitation est impossible. Cependant, il est également possible de constater qu'il existe 2 solutions par valeur de charge active, mais de cette paire de solutions, une seule est valide. En effet, pour  $R_{L \min p.u.}$  il existe une capacité correspondante  $C_{cbRL \min}$ . En combinant les graphiques 4.2 et 4.3, il est possible de constater que les valeurs de capacitance supérieures à  $C_{cbRL \min}$  correspondent à des fréquences inférieures à 0,85 p.u. et les valeurs inférieures à des fréquences proches de 1 p.u., ce qui est la valeur de  $F_{p.u.}$  visée. À partir de ce dernier résultat, il est donc possible d'obtenir les valeurs limites de la charge capacitive nécessaire pour l'excitation de la machine et celles-ci sont résumées au tableau 4.2.

La méthode utilisée afin d'obtenir ces résultats, qui est inspirée des références [11], [23] et [25], permet de calculer la charge capacitive minimale nécessaire pour maintenir l'excitation. Cependant, ces valeurs ne conduisent pas à un recouvrement complet de la tension jusqu'à la valeur nominale, car elles sont les valeurs minimales requises afin d'initier le phénomène d'auto-excitation. En effet, pour un point d'opération donné, les capacitances doivent être légèrement supérieures afin d'obtenir une tension de 1 p.u.. Des essais ont donc été réalisés en simulation afin d'obtenir les mêmes points limites, mais pour un recouvrement complet de la tension nominale.

Tableau 4.2: Charge capacitive requise en fonction de la charge active pour l'auto-excitation

<i>Charge active</i>	<b>Valeur correspondante (en p.u.)</b>	<b>Charge capacitive correspondante (en <math>\mu\text{F}</math>)</b>
<i>Charge minimale (<math>R_{L \min \text{ p.u.}}</math>)</i>	3,367E-01	1716
<i>Pleine charge</i>	1,00	201,7
<i>Sans charge (<math>R_{L\infty}</math>)</i>	$\infty$	114,3

### 4.3 Validation en simulation

Le modèle *Matlab* utilisé pour la validation des quantités calculées dans la section précédente est présenté à la figure 4.5. Il s'agit du même modèle utilisé pour la validation du modèle transitoire de la MAS (voir la figure 3.3), mis à part les modifications qui ont été apportées afin de simuler le modèle en générateur plutôt qu'en moteur. Effectivement, dans les paramètres du bloc de la MAS, la vitesse du rotor  $\Omega_m$  en rad/s (ou  $N_m$  en RPM) est

désormais utilisée comme entrée, plutôt que le couple de charge  $T_L$ . La vitesse du rotor est fixée à 1860 RPM pour simuler une opération sable à une vitesse proche de la vitesse nominale en générateur. La source de tension triphasée est remplacée par une charge RC triphasée, dont les paramètres  $R_L$  et  $C_{cb}$  correspondent aux valeurs du tableau 4.2, selon le point d'opération simulé. Pour ce faire, la charge  $R_L$  doit évidemment être ramenée en  $\Omega$ .

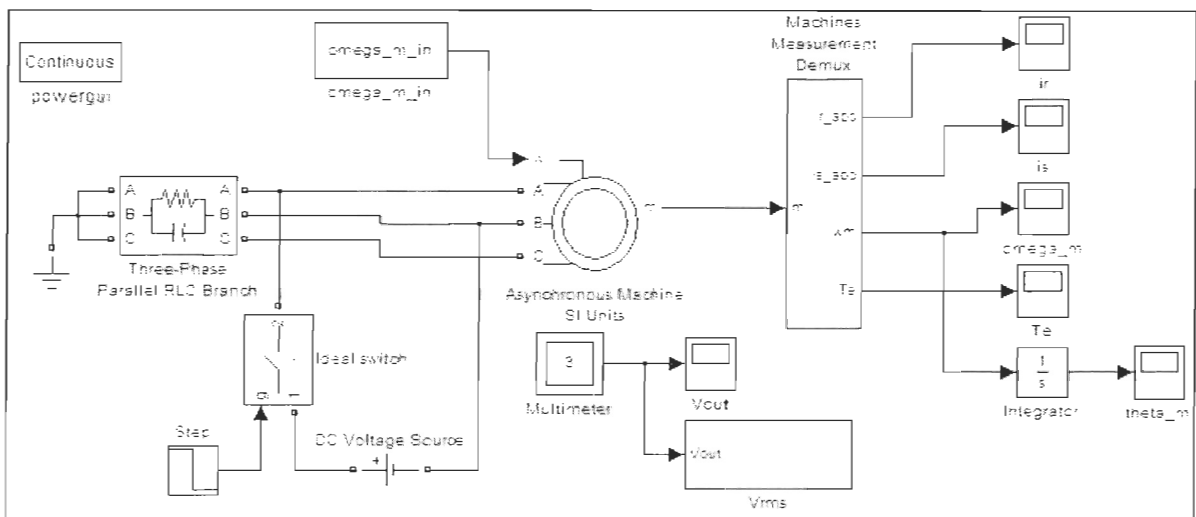


Figure 4.5: Schéma bloc du montage utilisé pour la validation de l'auto excitation

Afin d'initier le phénomène d'excitation, une pile de 5V est ajoutée entre deux phases du stator, mais celle-ci n'est branchée au circuit que pour une durée de 1 seconde, ce qui est largement suffisant afin d'initier le phénomène. L'interrupteur idéal, qui est commandé par une entrée d'échelon, permet de débrancher la pile de 5V au moment voulu. Enfin, le sous système  $V_{rms}$ , qui est présenté à la figure 4.6 et qui utilise une transformation d'un système de coordonnées  $abc$  à  $dq0$ , permet d'obtenir la tension efficace de phase à la sortie du générateur.

Ainsi, ce modèle permet de valider les points d'opération du tableau 4.2. Le tableau 4.3 montre les valeurs de résistance ou de capacitance ajustées qui permettent d'obtenir une tension  $V_{out}$  de 1 p.u. pour chacun des points d'opération. Les valeurs de capacitance requises ont été augmentées pour  $R_{L,p.u.} = 1$  et  $R_{L\infty}$  afin d'obtenir un rétablissement complet de la tension. Pour ce qui est de la résistance minimale  $R_{L,min p.u.}$ , celle-ci a été augmentée afin d'obtenir une valeur qui permet un rétablissement complet de la tension.

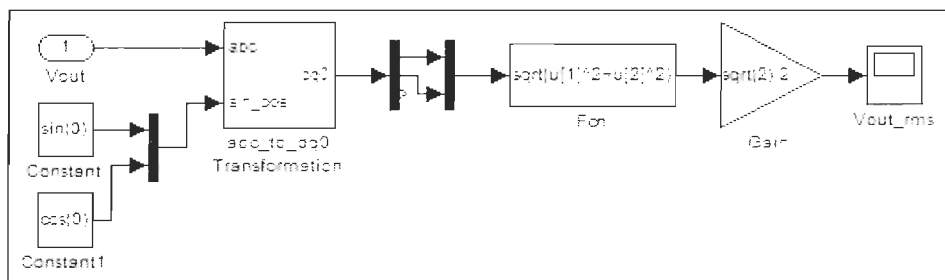


Figure 4.6: Sous système permettant le calcul de la tension efficace de phase à la sortie du générateur

Tableau 4.3: Charge capacitive requise en fonction de la charge active après validation

<i>Charge active</i>	<b>Valeur correspondante (en p.u.)</b>	<b>Charge capacitive correspondante (en <math>\mu\text{F}</math>)</b>	<b>Augmentation (en %)</b>
<i>Charge minimale (<math>R_{L,min p.u.}</math>)</i>	3,419E-01	1716	1,538*
<i>Pleine charge</i>	1,00	223,5	10,80**
<i>Sans charge (<math>R_{L\infty}</math>)</i>	$\infty$	128,0	11,93**

\* Augmentation de la valeur de la charge active

\*\* Augmentation de la valeur de la charge capacitive



Enfin, à l'aide des résultats obtenus dans ce chapitre, il est maintenant possible d'effectuer la conception de la partie électronique de puissance qui va permettre d'assurer la charge réactive nécessaire à l'auto-excitation de la MAS. Le système doit être en mesure d'assurer une charge réactive comprise entre 128,0  $\mu\text{F}$  et 1,716 mF. De plus, il est important de noter que pour maintenir la tension nominale à sa valeur, la charge active ne doit jamais être plus faible que 3,419E-01 p.u., ce qui correspond dans ce cas-ci à 2,644  $\Omega$ . Encore une fois, il est important de noter qu'une résistance aussi faible correspond à une très grande surcharge de puissance pour le système et pour la machine et il n'est pas conseillé d'opérer une MAS dans de telles conditions.

## CHAPITRE 5

### ÉTUDE DU CONVERTISSEUR STATIQUE ET DU CONTRÔLE DES PUISSANCES

Ce chapitre a pour principal objectif de présenter le circuit d'électronique de puissance nécessaire pour fournir la puissance réactive qui permet d'exciter la MAS. Ce même circuit peut également servir de charge de délestage ou encore de source. Bien qu'il existe de nombreux types de système en électronique de puissance qui peuvent être utilisés pour cette application, le convertisseur à source de tension avec modulation par largeur d'impulsion (MLI) et dont la partie en courant continu est simplement reliée à une pile a été choisi pour sa simplicité. De plus, ce composant peut fournir ou dépenser autant de la puissance active que de la puissance réactive [2]. Un système plus complexe peut également être utilisé, mais il requiert une étude plus approfondie. Ainsi, ce chapitre présente brièvement les principaux types d'interrupteurs qui peuvent être utilisés en électronique de puissance. Par la suite, le fonctionnement théorique du convertisseur à source de tension avec MLI sera présenté. Enfin, cette théorie sera appliquée sur un convertisseur relié à une pile.

#### 5.1 Les interrupteurs à semi-conducteurs

La présente section a pour objectif de présenter de façon très brève les principaux types d'interrupteurs qui peuvent être utilisés dans un circuit d'électronique de puissance. Les différentes données sont tirées de la référence [26] qui date de 2003, mais ces données

donnent tout de même un bon aperçu des possibilités qu'offre chaque composant. Le tableau 5.1 présente une comparaison entre les principaux types d'interrupteurs contrôlables. Il semble que les IGBT et les MCT soient le meilleur compromis entre une puissance nominale et une vitesse de commutation suffisamment élevées. De plus, ces deux composants sont conçus pour bloquer des tensions inverses. Par contre, la technologie des semi-conducteurs est un domaine qui ne cesse de progresser et il est nécessaire d'examiner les dernières technologies lors de la conception d'un circuit en électronique de puissance. Cependant, puisque le présent projet de recherche ne dépasse pas le stade de la simulation, les informations du tableau 5.1 sont suffisantes pour la compréhension du projet. En effet, puisqu'il s'agit d'une analyse théorique, le modèle idéal est utilisé.

Tableau 5.1: Comparaison entre les principaux types d'interrupteurs contrôlables [26]

<i>Composant</i>	<b>Puissance nominale</b>	<b>Vitesse de commutation</b>	<b>Blocage de tensions inverses</b>
<i>BJT/MD</i>	Moyenne	Moyenne	Non
<i>MOSFET</i>	Faible	Rapide	Non
<i>GTO</i>	Élevée	Lente	Oui
<i>IGBT</i>	Moyenne	Moyenne	Oui
<i>MCT</i>	Moyenne	Moyenne	Oui

BJT = Transistor à jonction bipolaire ou « bipolar junction transistor » en anglais

MD = Configuration en Darlington ou « monolithic Darlington » en anglais

MOSFET = Transistor à effet de champ à oxyde métallique ou « metal-oxide-semiconductor field effect transistor » en anglais

GTO = Thyristor blocable par la gâchette ou « gate-turn-off thyristor » en anglais

IGBT = Transistor bipolaire à grille isolée ou « insulated gate bipolar transistor » en anglais

MCT = Thyristor contrôlé par une grille en oxyde métallique ou « MOS-controlled thyristor » en anglais

## 5.2 Le convertisseur statique triphasé à source de tension avec MLI

Le modèle idéal du convertisseur statique triphasé à source de tension, ou « three-  
 phases voltage source converter » en anglais (VSC), est présenté à la figure 5.1. Ce  
 convertisseur est également appelé onduleur de tension. Le modèle utilisé est idéal, puisque  
 l'analyse qui suit est théorique et les temps de réponse des interrupteurs ne sont pas tenus  
 en compte. Dans ce modèle, les interrupteurs  $Q_1$  à  $Q_6$  peuvent correspondre à l'un des  
 types d'interrupteur de la section précédente.

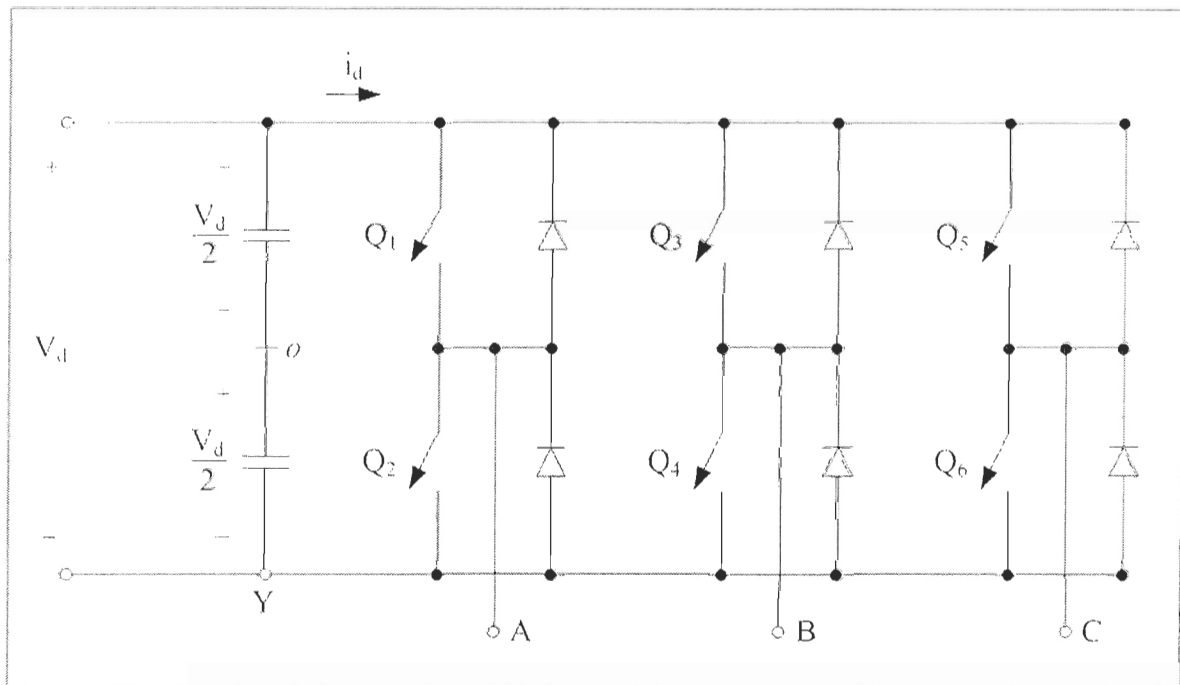


Figure 5.1: Convertisseur triphasé à source de tension [26]

Sur la figure 5.1,  $V_d$  et  $i_d$  sont respectivement la tension et le courant en courant  
 continu du convertisseur. Pour ce qui est de la MLI, ou « pulse width modulation » en

anglais (PWM), il s'agit d'obtenir des signaux  $Q_1$  à  $Q_6$  qui vont permettre de construire une tension en sortie avec une amplitude et une fréquence équivalentes à partir de la tension  $V_d$ .

La figure 5.2(a) montre les signaux d'entrée nécessaires. Pour chaque interrupteur, le même signal triangulaire  $v_{tri}$  est comparé à un signal de contrôle de forme sinusoïdale.

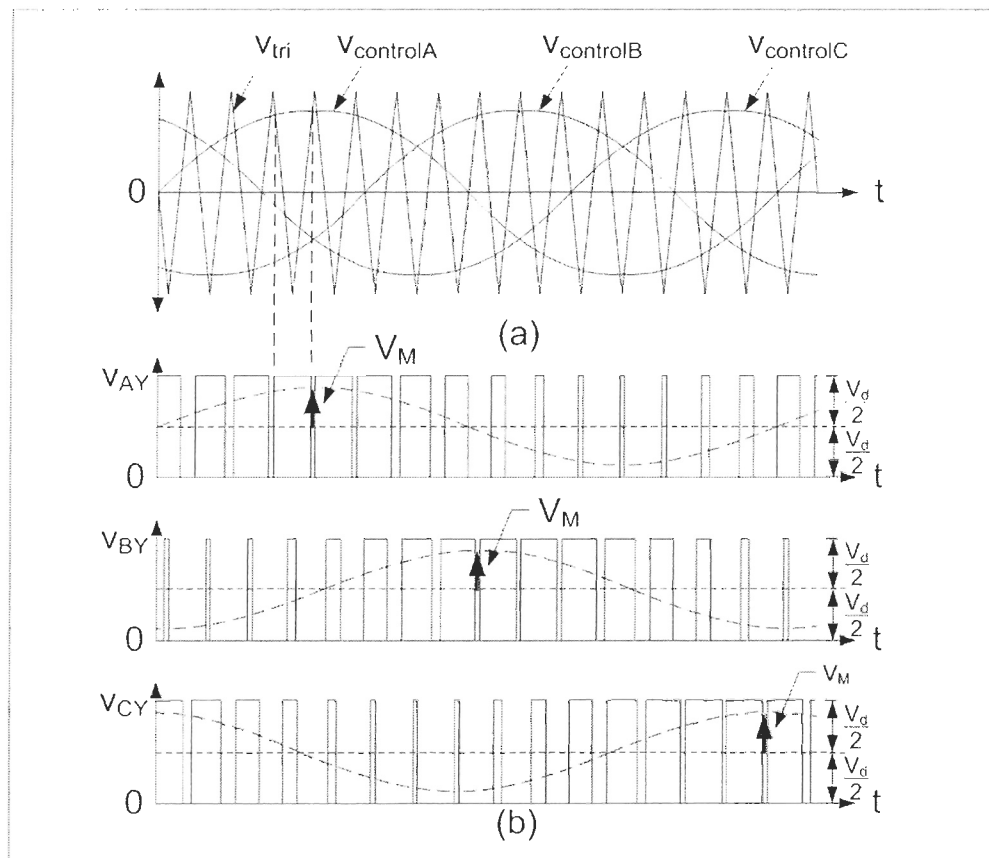


Figure 5.2: MLI : (a) signaux de contrôle, (b) tensions  $v_{AY}$ ,  $v_{BY}$  et  $v_{CY}$  en sortie [26]

Lorsque le signal sinusoïdal est supérieur au signal triangulaire, l'interrupteur est en conduction, sinon il est en blocage. Pour les interrupteurs  $Q_1$ ,  $Q_3$  et  $Q_5$ , les signaux  $v_{controlA}$ ,  $v_{controlB}$  et  $v_{controlC}$  sont respectivement utilisés, alors que pour les interrupteurs  $Q_2$ ,  $Q_4$  et  $Q_6$ , il s'agit des signaux  $-v_{controlA}$ ,  $-v_{controlB}$  et  $-v_{controlC}$  respectivement. Pour la MLI, le ratio fréquentiel  $m_f$  peut être calculé de la façon suivante :

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (5.1)$$

où  $f_s$  est la fréquence du signal triangulaire et  $f_1$  est la fréquence des différents signaux sinusoïdaux de contrôle. Pour l'exemple de la figure 5.2,  $m_f = 15$ .

Ainsi, à partir des différents signaux de contrôle, les signaux de tension de la figure 5.2(b) et ceux de la figure 5.3 sont obtenus. Les signaux de tension de ligne en sortie ne sont évidemment pas des signaux sinusoïdaux parfait, mais leur fréquence fondamentale est la même que pour les signaux sinusoïdaux de contrôle, soit  $f_1$ .

Quant aux harmoniques, elles dépendent de la nature des signaux de contrôle et de leurs différents paramètres. Mais avant tout, il est important de savoir que le ratio d'amplitude  $m_a$ , qui est simplement le rapport entre les valeurs crêtes  $\hat{V}_{control}$  et  $\hat{V}_{tri}$  des signaux de contrôle, peut être calculé de la façon suivante :

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (5.2)$$

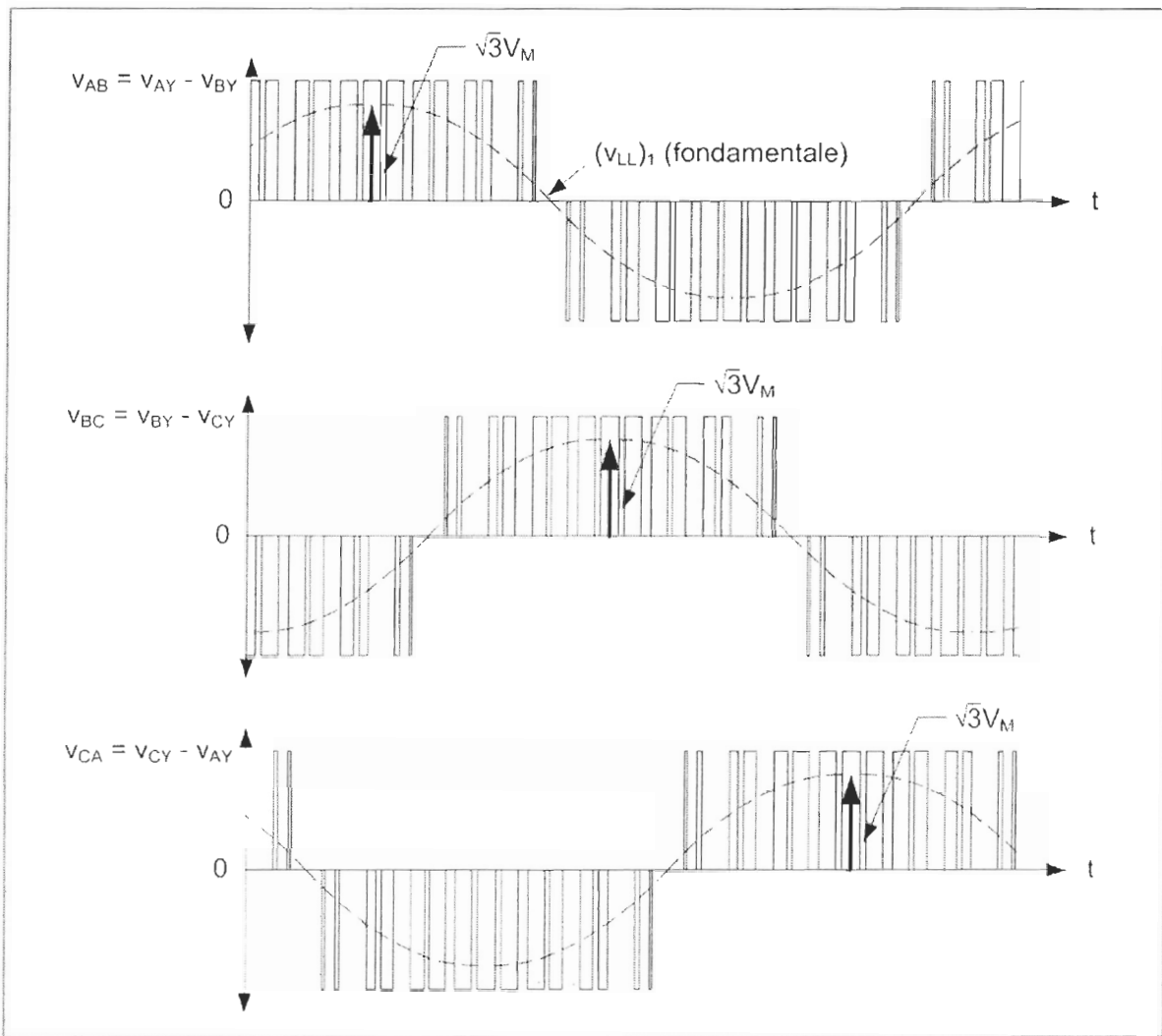


Figure 5.3: MLI : tensions ligne-ligne en sortie [26]

Pour l'exemple des figures 5.2 et 5.3,  $m_a = 0,8$ .

### 5.2.2 Modulation linéaire ( $m_a \leq 1$ )

Lorsque  $m_a \leq 1$ , le convertisseur fonctionne dans la zone de modulation linéaire, car la tension ligne-neutre crête qui correspond à la fréquence fondamentale  $(\hat{V}_{LN})_1$  est proportionnelle à la tension en courant continu  $V_d$ . En effet [26] :

$$(\hat{V}_{LN})_1 = m_a \frac{V_d}{2} = V_M \quad (5.3)$$

De plus, la valeur fondamentale de la tension efficace de ligne en sortie  $(V_{LL})_1$  devient :

$$(V_{LL})_1 = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (\hat{V}_{LN})_1 = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_d \times \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{4} m_a V_d \quad (5.4)$$

Tel que mentionné précédemment, la tension de ligne en sortie comprend différentes harmoniques. Un exemple de spectre harmonique est présenté à la figure 5.4 et le tableau 5.2 montre les différentes harmoniques en sortie en fonction du ratio d'amplitude.



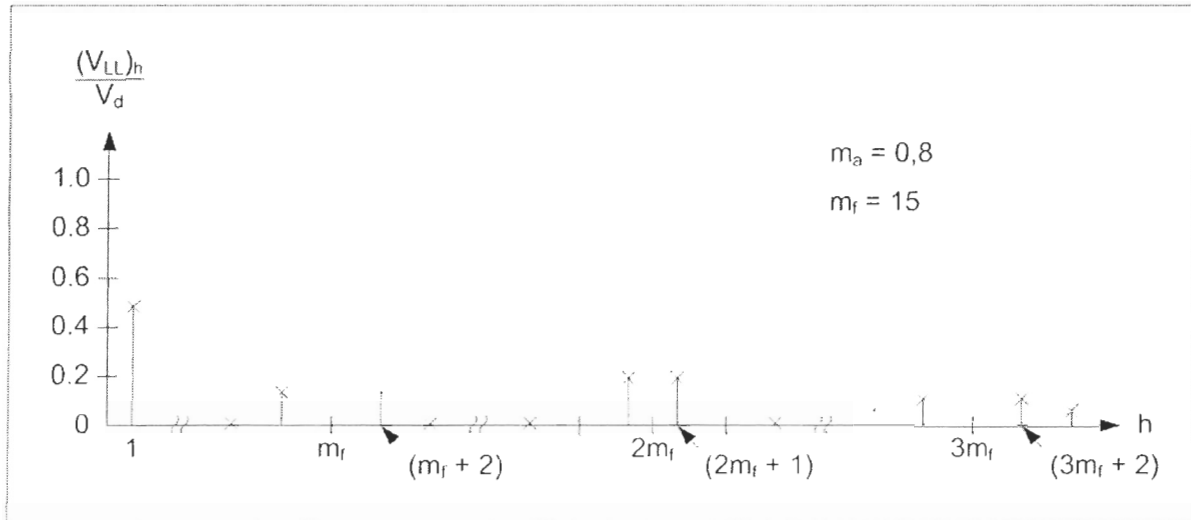


Figure 5.4: Exemple de spectre harmonique en fonction du rapport entre la tension efficace de ligne en sortie et la tension en courant continu [26]

Tableau 5.2: Rapport entre la tension efficace de ligne en sortie et la tension en courant continu  $((V_{LL})_h/V_d)$  en fonction de l'harmonique  $h$  et du ratio d'amplitude pour une modulation linéaire [26]

$h$	$m_a$				
	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
1	0,122	0,245	0,367	0,490	0,612
$m_f \pm 2$	0,010	0,037	0,080	0,135	0,195
$m_f \pm 4$	---	---	---	0,005	0,011
$2m_f \pm 1$	0,116	0,200	0,227	0,192	0,111
$2m_f \pm 5$	---	---	---	0,008	0,020
$3m_f \pm 2$	0,027	0,085	0,124	0,108	0,038
$3m_f \pm 4$	---	0,007	0,029	0,064	0,096
$4m_f \pm 1$	0,100	0,096	0,005	0,064	0,042
$4m_f \pm 5$	---	---	0,021	0,051	0,073
$4m_f \pm 7$	---	---	---	0,010	0,030

### 5.2.3 Surmodulation ( $m_a > 1$ )

Lorsque le ratio d'amplitude  $m_a$  est supérieur à 1, la relation entre la tension efficace de ligne en sortie et la tension en courant continu n'est plus linéaire. Le convertisseur fonctionne alors dans la zone de surmodulation. En effet, plus  $m_a$  est élevé, plus la sortie tend vers une onde carrée. De plus, dans la zone de surmodulation, le nombre de commutations des interrupteurs diminue à mesure que  $m_a$  augmente. Cependant, il faut tenir compte que la quantité d'harmoniques augmente également avec le ratio d'amplitude. Comme le montre la figure 5.5, même si  $m_a$  continue d'augmenter, le rapport entre la tension efficace de ligne en sortie et la tension en courant continu atteint un maximum et ce maximum délimite la zone de modulation par ondes carrées.

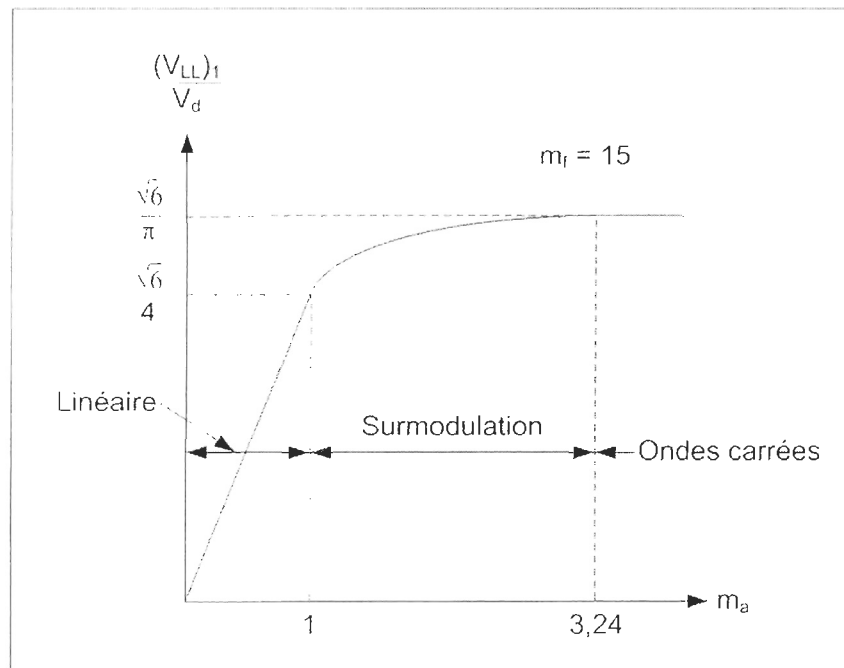


Figure 5.5: Comparaison des différentes zones d'opération pour la MLI [26]

### 5.2.4 Modulation par ondes carrées

Dans la zone de modulation par ondes carrées, la sortie est une onde carrée parfaite dont la fréquence est  $f_1$ , comme le montrent les figures 5.6 et 5.7. Évidemment, le ratio d'amplitude  $m_a$  n'influence plus la valeur de la tension efficace de ligne en sortie. La seule façon de varier celle-ci est donc de varier la tension en courant continu  $V_d$ . L'équation qui suit lie alors les deux variables [26] :

$$(V_{LL})_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d \quad (5.5)$$

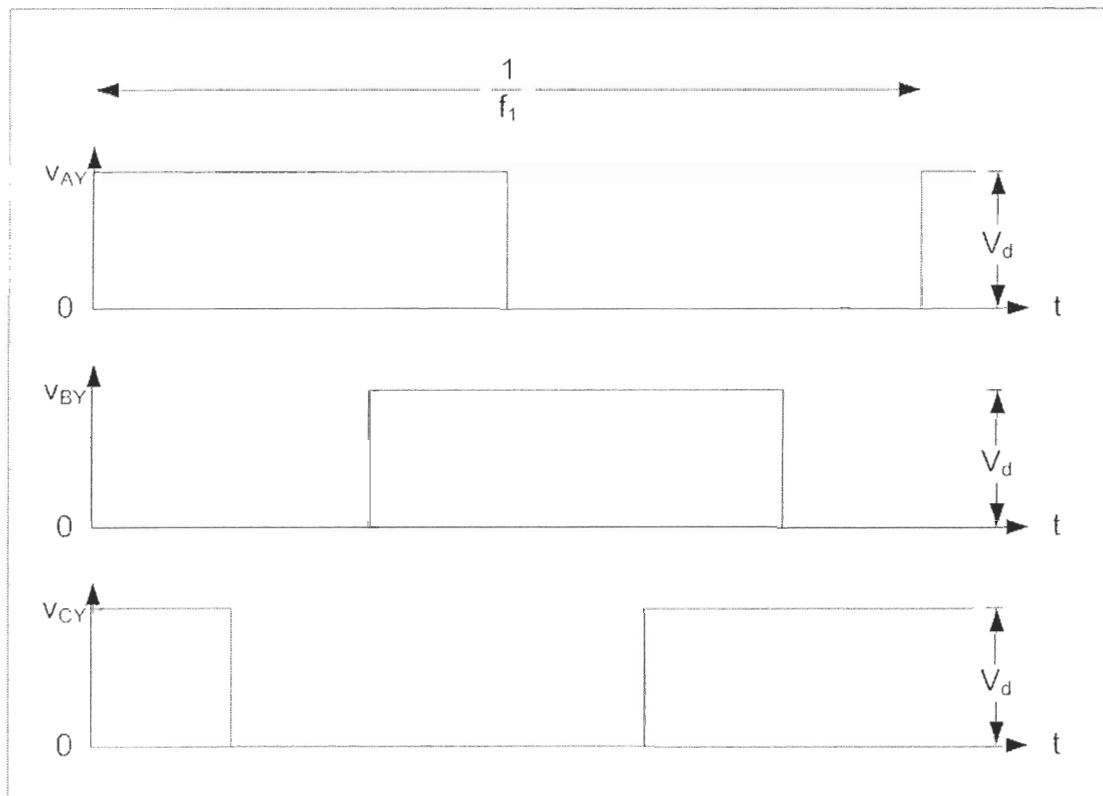


Figure 5.6: Modulation par ondes carrées : tensions  $v_{AY}$ ,  $v_{BY}$  et  $v_{CY}$  en sortie [26]

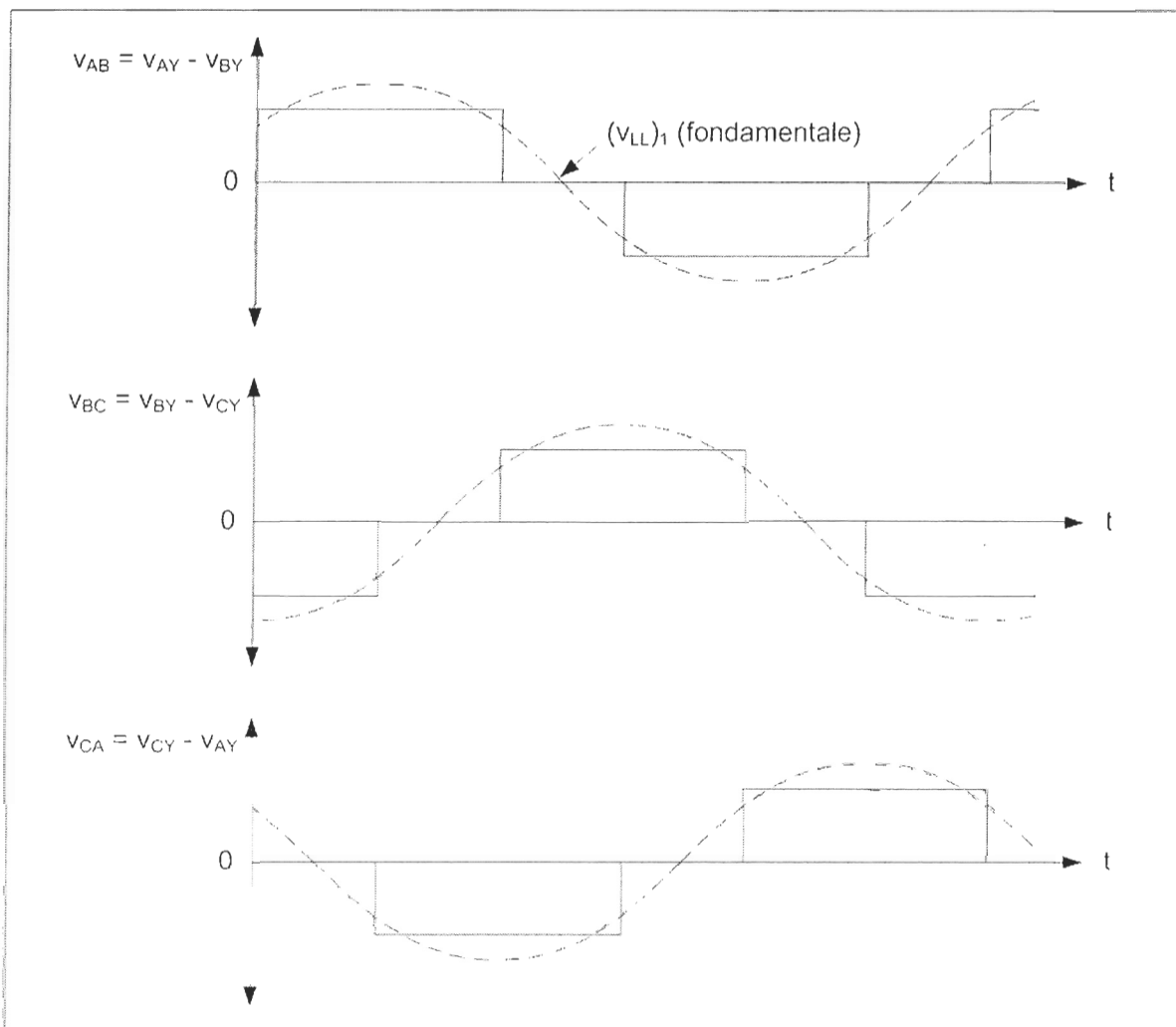


Figure 5.7: Modulation par ondes carrées : tensions ligne-ligne en sortie [26]

De plus, puisque la fonction de sortie est une onde carrée, celle-ci comprend de nombreuses harmoniques, qui peuvent être calculées de la façon suivante [26] :

$$(V_{i,L})_h = \frac{1}{h} \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d \quad (5.6)$$

où

$$h = 6n \pm 1 \quad (n = 1, 2, 3, \dots)$$

### 5.3 Cas d'un convertisseur statique de tension à MLI avec pile

Dans le cas où la MLI est utilisée sur un convertisseur à source de tension dont la partie en courant continu est reliée à une pile, il n'est pas possible de contrôler le niveau de tension de la pile. Ainsi, la modulation par ondes carrées n'est pas efficace pour contrôler la tension. De plus, pour diminuer les harmoniques de courant du côté alternatif, la modulation linéaire est préférable si le matériel permet d'appliquer une haute fréquence en commutation.

Puisque le convertisseur est utilisé afin de contrôler la tension à la sortie d'une GAS, la tension efficace de ligne fondamentale du convertisseur doit correspondre à la tension nominale de la machine, c'est-à-dire 208 V pour la machine utilisée dans les chapitres précédents. Comme le montre l'équation 5.4, la tension  $V_d$  de la pile doit être supérieure à cette valeur et si  $m_u$  est trop faible, la pile sera surdimensionnée. Le ratio d'amplitude doit donc être suffisamment élevé pour diminuer la tension de la pile, mais suffisamment faible afin de s'assurer que la modulation demeure linéaire. Un ratio d'amplitude moyen de 0,75 semble donc être un bon compromis. De cette façon, selon l'équation 5.4, la tension de la pile doit être approximativement 450 V.

En tenant compte des données du tableau 5.2, plus le ratio fréquentiel  $m_f$  est élevé, plus les harmoniques sont repoussées vers les hautes fréquences et plus elles sont faciles à filtrer. Par contre, le matériel de commutation limite la fréquence du signal triangulaire qui

peut être utilisée. Dans le cas d'une analyse en simulation, c'est le temps de calcul qui limite cette fréquence. Il faut également tenir compte des fréquences qui peuvent devenir irritantes pour l'oreille humaine, soit approximativement entre 6 à 20 kHz [26]. Puisque le temps de calcul devient trop important avec une fréquence supérieure à 20 kHz, il faut se tourner vers une fréquence inférieure à 6 kHz. Une fréquence  $f_s$  de 3,06 kHz est alors choisie pour l'analyse en simulation qui suit dans les chapitres suivants, ce qui donne un ratio fréquentiel  $m_f$  de 51. Il est également important que le signal triangulaire demeure en phase avec les signaux sinusoïdaux de contrôle, car la modulation asynchrone peut causer de forts courants lorsque le convertisseur est relié à une MAS [26].

### 5.3.1 Filtre passif avec charge à facteur de puissance unitaire

Afin de filtrer les harmoniques en haute fréquence, il est nécessaire de concevoir un filtre passif à la sortie du stator. L'ajout d'une inductance en série est suffisant pour compléter ce filtre, car une charge active et un banc de condensateurs sont déjà en parallèle avec la sortie du stator. Le circuit de phase à la sortie du stator devient donc tel que présenté à la figure 5.8. Dans cette figure, les tensions  $V_{PWM}$  et  $V_\phi$  sont respectivement les tensions à la sortie du circuit d'électronique de puissance et aux bornes du stator de la MAS et  $X_s$ ,  $R_L$  et  $X_{cb}$  sont respectivement la réactance en série, la résistance de charge et la réactance du banc de condensateurs. Dans ce circuit, seul les éléments du filtre passif sont considérés. Ainsi, d'un côté le convertisseur fournit une tension  $V_{PWM}$  et de l'autre côté la MAS fournit une tension  $V_\phi$ .

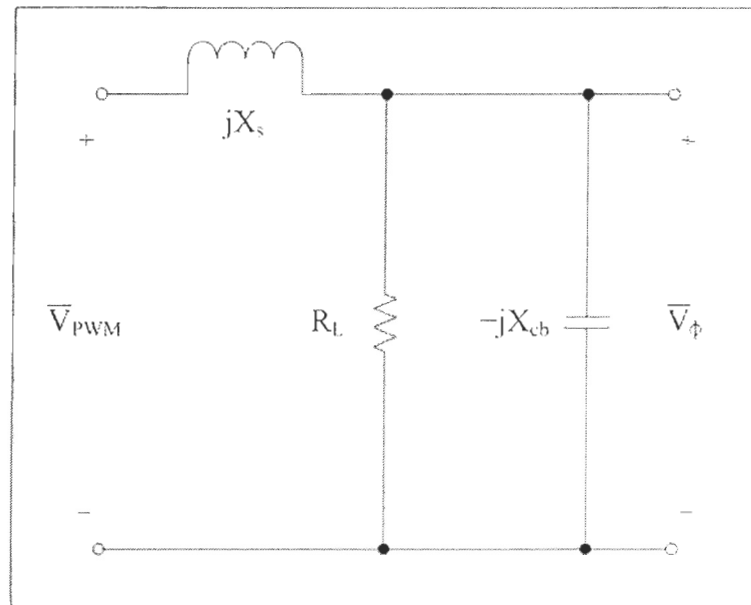


Figure 5.8: Circuit de phase de la sortie du stator pour une charge à facteur de puissance unitaire (charge résistive)

Par la suite, les réactances peuvent être exprimées en fonction de la fréquence  $f$  :

$$X_s = 2\pi f L_s \quad (5.7)$$

$$X_{cb} = \frac{1}{2\pi f C_{cb}} \quad (5.8)$$

où  $L_s$  et  $C_{cb}$  sont respectivement l'inductance en série et la capacitance du banc de condensateurs. Ensuite, en utilisant les lois de base des circuits électriques, il est possible d'effectuer le développement qui suit :

$$Z_L = \frac{-jR_L X_{cb}}{R_L - jX_{cb}} \times \frac{R_L + jX_{cb}}{R_L + jX_{cb}} = \frac{R_L X_{cb}^2 - jR_L^2 X_{cb}}{R_L^2 + X_{cb}^2} \quad (5.9)$$

$$\begin{aligned}
V_\phi &= \frac{Z_L}{Z_L + jX_s} V_{PWM} = \frac{\frac{R_L X_{cb}^2 - jR_L^2 X_{cb}}{R_L^2 + X_{cb}^2}}{\frac{R_L X_{cb}^2 - jR_L^2 X_{cb}}{R_L^2 + X_{cb}^2} + jX_s} V_{PWM} \times \frac{R_L^2 + X_{cb}^2}{R_L^2 + X_{cb}^2} \\
&= \frac{R_L X_{cb}^2 - jR_L^2 X_{cb}}{R_L X_{cb}^2 - jR_L^2 X_{cb} + jX_s (R_L^2 + X_{cb}^2)} V_{PWM} = \frac{R_L X_{cb}^2 - jR_L^2 X_{cb}}{R_L X_{cb}^2 + jZ_{eq1}} V_{PWM} \times \frac{R_L X_{cb}^2 - jZ_{eq1}}{R_L X_{cb}^2 - jZ_{eq1}} \\
&= \frac{R_L^2 X_{cb}^4 - Z_{eq1} R_L^2 X_{cb} - jR_L^3 X_{cb}^3 - jZ_{eq1} R_L X_{cb}^2}{R_L^2 X_{cb}^4 + Z_{eq1}^2} V_{PWM} \tag{5.10}
\end{aligned}$$

$$Z_{eq1} = X_s (R_L^2 + X_{cb}^2) - R_L^2 X_{cb} \tag{5.11}$$

$$\text{Re}(V_\phi) = \frac{R_L^2 X_{cb}^4 - Z_{eq1} R_L^2 X_{cb}}{R_L^2 X_{cb}^4 + Z_{eq1}^2} V_{PWM} \tag{5.12}$$

$$\text{Im}(V_\phi) = -\frac{(R_L^3 X_{cb}^3 + Z_{eq1} R_L X_{cb}^2)}{R_L^2 X_{cb}^4 + Z_{eq1}^2} V_{PWM} \tag{5.13}$$

$$\|V_\phi\| = \sqrt{(\text{Re}(V_\phi))^2 + (\text{Im}(V_\phi))^2} V_{PWM} \Rightarrow \frac{\|V_\phi\|}{V_{PWM}} = \sqrt{(\text{Re}(V_\phi))^2 + (\text{Im}(V_\phi))^2} \tag{5.14}$$

$$A_v = 10 \log_{10} \left( \frac{\|V_\phi\|}{V_{PWM}} \right) \tag{5.15}$$

où  $A_v$  est le gain en tension du filtre passif en dB. Les résultats précédents peuvent donc être utilisés afin de tracer graphiquement le gain du filtre en fonction de la fréquence pour ainsi déterminer la fréquence de coupure du filtre. Il s'agit d'utiliser les valeurs de



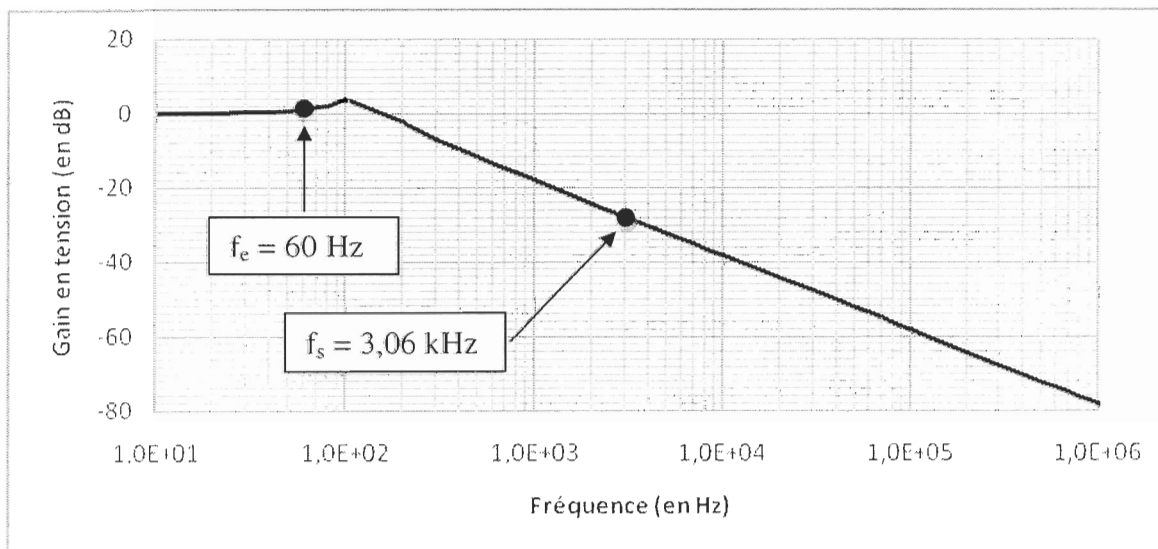
capacitance et de résistance du tableau 4.3 du chapitre précédent et de chercher une valeur d'inductance en série qui permet d'obtenir une fréquence de coupure adéquate. Après quelques essais, les résultats du tableau 5.3 et des graphiques 5.1 à 5.3 ont été obtenus avec une inductance de 1 mH.

Tableau 5.3: Fréquence de coupure et gain à la fréquence nominale en fonction du point d'opération, de la résistance de charge et de la capacitance du banc de condensateurs

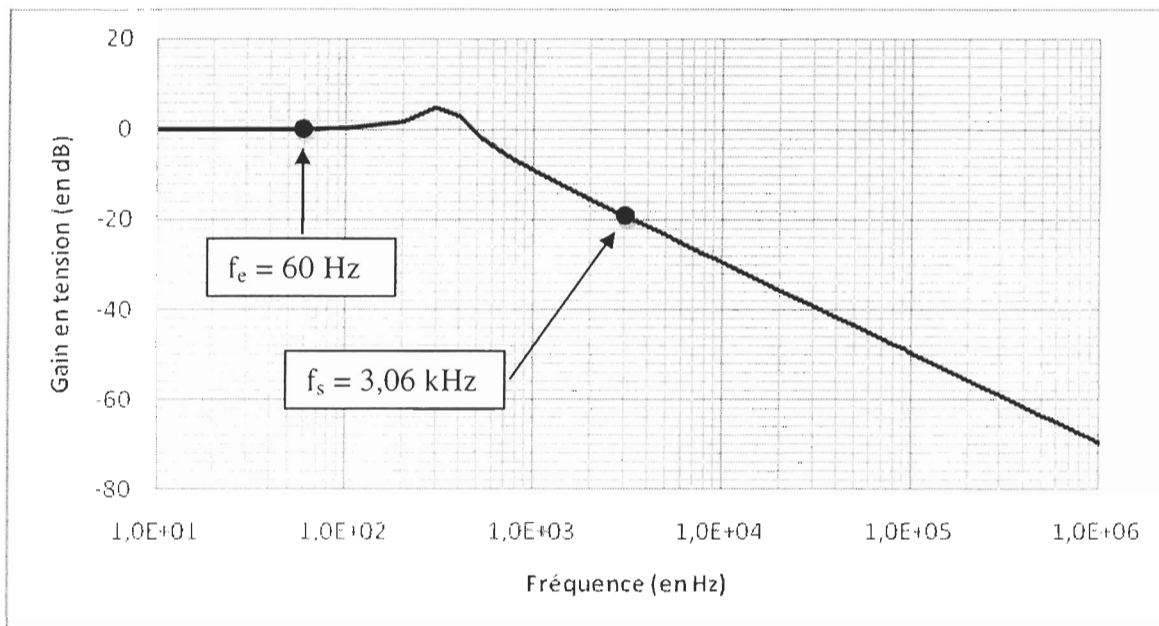
<i>Point d'opération</i>	<i>Résistance de charge (en <math>\Omega</math>)</i>	<i>Capacitance du banc de condensateurs (en <math>\mu\text{F}</math>)</i>	<i>Fréquence de coupure à -3 dB (en Hz)</i>	<i>Gain à 60 Hz (en V/V)</i>
$R_{L_{\min}}$ *	2,644	1716	208,1	1,300
$R_{L_{rated}}$	7,733	223,5	577,2	1,032
$R_{L_{\infty}}$	1E10	128,0	770,0	1,019

\*Surcharge avancée

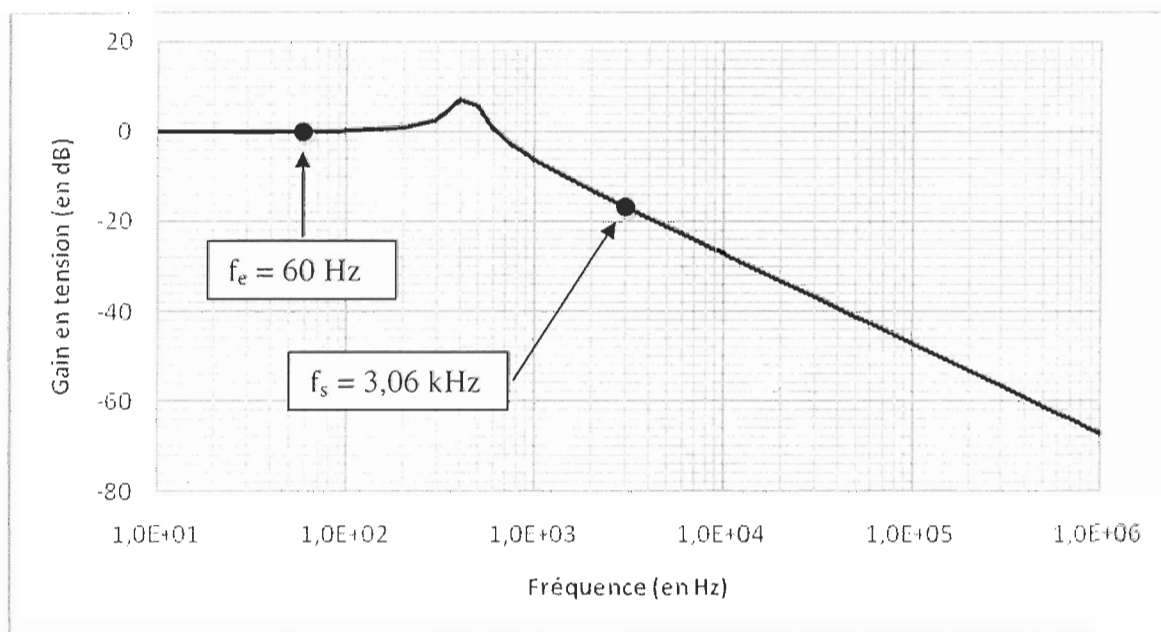
Graphique 5.1: Gain en tension en fonction de la fréquence pour  $R_{L_{\min}}$  et un facteur de puissance unitaire



Graphique 5.2: Gain en tension en fonction de la fréquence pour  $R_{L_{rated}}$  et un facteur de puissance unitaire



Graphique 5.3: Gain en tension en fonction de la fréquence pour  $R_{L_{\infty}}$



Les résultats montrent que ce filtre passif convient bien à la présente application. En effet, le tableau 5.3 montre d'abord que si la fréquence de coupure est considérée à -3 dB, celle-ci est inférieure à 1 kHz dans tous les cas. De plus, pour une fréquence d'environ 3 kHz, le gain maximal est d'environ -16 dB, ce qui correspond à 2,5%. Ce filtre va donc bloquer les harmoniques qui sont à 3,06 kHz et plus. Le tableau montre également que le gain à la fréquence nominale, c'est-à-dire 60 Hz, demeure près de 1 dans tous les cas, ce qui veut dire que la tension sera proche de la tension nominale, autant à la sortie du circuit d'électronique de puissance qu'aux bornes du stator. Ensuite, il est aussi important de considérer les graphiques 5.1 à 5.3 pour déterminer la nature du filtre. Ceux-ci montrent clairement que les hautes fréquences sont atténuées par le filtre passif. Il reste maintenant à déterminer si le filtre passif est aussi valide pour des charges de nature inductive.

### 5.3.2 Filtre passif avec charge de nature inductive

Le circuit de phase de la sortie du stator illustré à la figure 5.9 correspond au cas où la charge est de nature inductive. La partie inductive de la charge est représentée par la variable  $X_L$ , qui est la réactance de charge. Celle-ci peut être exprimée en fonction de la fréquence  $f$  :

$$X_L = 2\pi f L_L \quad (5.16)$$

où  $L_L$  est l'inductance de la charge.

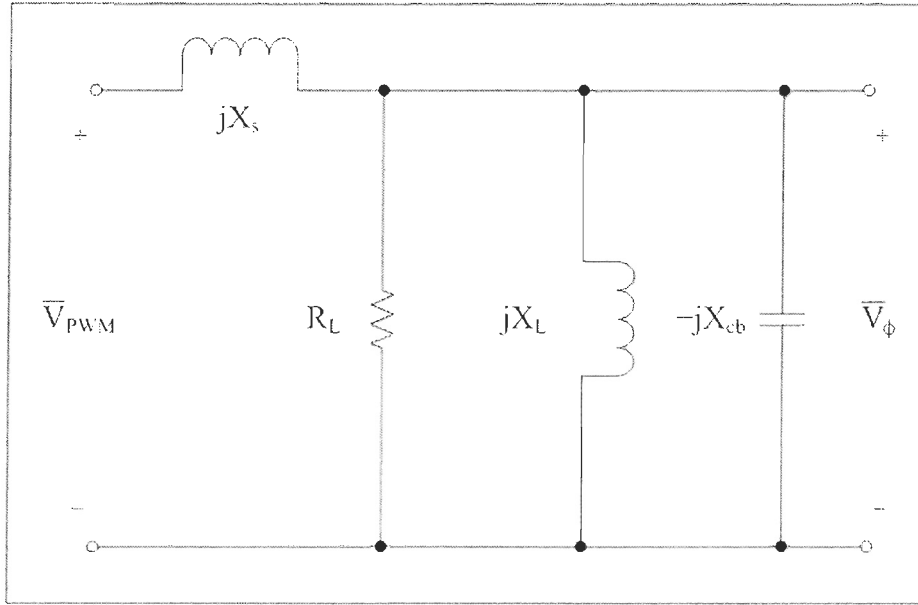


Figure 5.9: Circuit de phase de la sortie du stator pour une charge de nature inductive

Ensuite, en utilisant encore une fois les lois de base des circuits électriques, il est possible de modifier le développement mathématique de la section précédente :

$$jX_{eq1} = -\frac{j^2 X_L X_{cb}}{jX_L - jX_{cb}} = \frac{X_L X_{cb}}{j(X_L - X_{cb})} \times \frac{j}{j} = j \frac{X_L X_{cb}}{(X_{cb} - X_L)} \quad (5.17)$$

$$Z_L = \frac{jR_L X_{eq1}}{R_L + jX_{eq1}} \times \frac{R_L - jX_{eq1}}{R_L - jX_{eq1}} = \frac{R_L X_{eq1}^2 + jR_L^2 X_{eq1}}{R_L^2 + X_{eq1}^2} \quad (5.18)$$

$$V_\phi = \frac{Z_L}{Z_L + jX_s} V_{PWM} = \frac{\frac{R_L X_{eq1}^2 + jR_L^2 X_{eq1}}{R_L^2 + X_{eq1}^2}}{\frac{R_L X_{eq1}^2 + jR_L^2 X_{eq1}}{R_L^2 + X_{eq1}^2} + jX_s} V_{PWM} \times \frac{R_L^2 + X_{eq1}^2}{R_L^2 + X_{eq1}^2}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{R_L X_{eq1}^2 + jR_L^2 X_{eq1}}{R_L X_{eq1}^2 + jR_L^2 X_{eq1} + jX_s (R_L^2 + X_{eq1}^2)} V_{PWM} = \frac{R_L X_{eq1}^2 + jR_L^2 X_{eq1}}{R_L X_{eq1}^2 + jZ_{eq1}} V_{PWM} \times \frac{R_L X_{eq1}^2 - jZ_{eq1}}{R_L X_{eq1}^2 - jZ_{eq1}} \\
&= \frac{R_L^2 X_{eq1}^4 + Z_{eq1} R_L^2 X_{eq1} + jR_L^3 X_{eq1}^3 - jZ_{eq1} R_L X_{eq1}^2}{R_L^2 X_{eq1}^4 + Z_{eq1}^2} V_{PWM} \tag{5.19}
\end{aligned}$$

$$Z_{eq1} = X_s (R_L^2 + X_{eq1}^2) + R_L^2 X_{eq1} \tag{5.20}$$

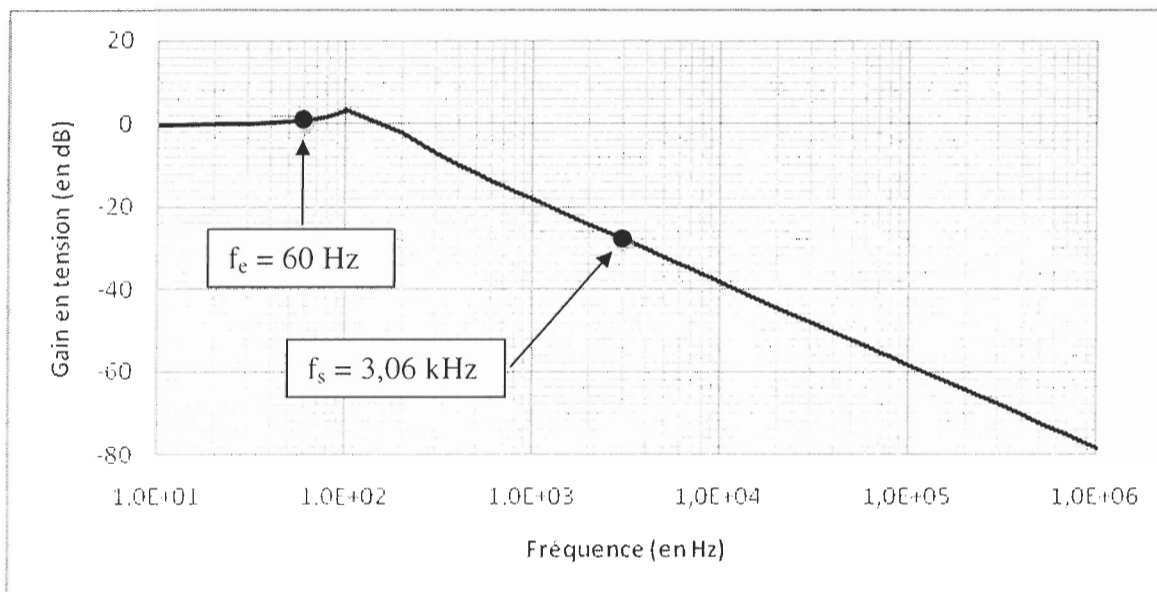
$$\text{Re}(V_\phi) = \frac{R_L^2 X_{eq1}^4 + Z_{eq1} R_L^2 X_{eq1}}{R_L^2 X_{eq1}^4 + Z_{eq1}^2} V_{PWM} \tag{5.21}$$

$$\text{Im}(V_\phi) = \frac{R_L^3 X_{eq1}^3 - Z_{eq1} R_L X_{eq1}^2}{R_L^2 X_{eq1}^4 + Z_{eq1}^2} V_{PWM} \tag{5.22}$$

À partir de ces derniers résultats, le gain du filtre peut être à nouveau obtenu en fonction de la fréquence pour déterminer les fréquences de coupure. Évidemment, il n'a pas été nécessaire de répéter les calculs à vide, donc seulement 2 points d'opération ont été calculés. Pour ces deux points d'opération, des charges avec un facteur de puissance de 0,5 ont été utilisées. Les inductances de charge équivalentes sont indiquées dans le tableau 5.4. Les résultats des calculs sont présentés aux graphiques 5.4 et 5.5 et dans le tableau 5.4.

Puisque les résultats sont très similaires aux résultats de la section précédente, le filtre actif va atténuer efficacement les hautes fréquences avec une inductance en série d'une valeur de 1 mH, et ce même si une charge avec un facteur de puissance inductif de 0,5 est branchée à la sortie du générateur.

Graphique 5.4: Gain en tension en fonction de la fréquence pour  $R_{L_{min}}$  et un facteur de puissance de 0,5



Graphique 5.5: Gain en tension en fonction de la fréquence pour  $R_{L_{rated}}$  et un facteur de puissance de 0,5

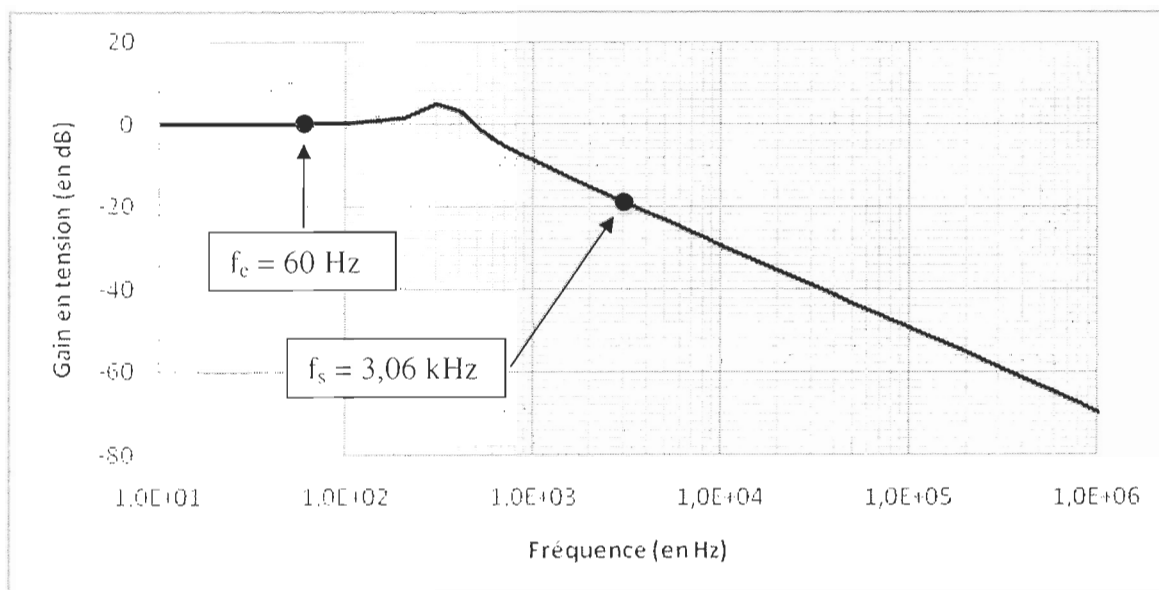


Tableau 5.4: Fréquence de coupure et gain à la fréquence nominale en fonction du point d'opération, de la résistance et de l'inductance de charge et de la capacitance du banc de condensateurs

<i>Point d'opération</i>	<i>Résistance de charge (en <math>\Omega</math>)</i>	<i>Inductance de charge (en mH)</i>	<i>Capacitance du banc de condensateurs (en <math>\mu\text{F}</math>)</i>	<i>Fréquence de coupure à -3 dB (en Hz)</i>	<i>Gain à 60 Hz (en V/V)</i>
$R_{L,\text{min}}^*$	2,644	12,15	1716	210,9	1,176
$R_{L,\text{rated}}$	7,733	35,53	223,5	579,9	1,002

\*Surcharge avancée

### 5.3.3 Variables de contrôle

Avant de discuter du fonctionnement du système de contrôle de la tension et de la fréquence, ce qui est l'objectif des deux prochains chapitres, il faut déterminer les variables qui vont être contrôlées. Ainsi, le schéma électrique de la figure 5.10 permet de déterminer la relation entre la tension  $V_\phi$  aux bornes du stator de la MAS et la tension  $V_{\text{PWM}}$  à la sortie du circuit d'électronique de puissance.

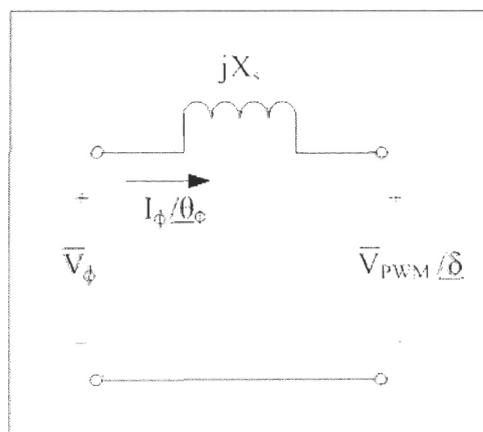


Figure 5.10: Circuit équivalent par phase entre la charge du stator de la MAS et la sortie du circuit d'électronique de puissance [2]

La réactance  $X_s$  est la réactance mise en série discutée dans la section précédente.

L'angle  $\delta$  est l'angle de déphasage de la tension  $V_{PWM}$  par rapport à  $V_\phi$ . Un courant électrique  $I_\phi$  avec un déphasage de  $\theta_\phi$  circule à travers l'inductance.

Par la suite, il est possible de déterminer la relation entre les tensions à partir des relations de base des circuits électriques.

$$\begin{aligned} V_\phi &= jX_s I_\phi \angle \theta_\phi + V_{PWM} \angle \delta = jX_s I_\phi (\cos(\theta_\phi) + j \sin(\theta_\phi)) + V_{PWM} (\cos(\delta) + j \sin(\delta)) \\ &= jX_s I_\phi \cos(\theta_\phi) - X_s I_\phi \sin(\theta_\phi) + V_{PWM} \cos(\delta) + jV_{PWM} \sin(\delta) \end{aligned} \quad (5.23)$$

$$\operatorname{Re}(V_\phi) = V_\phi = V_{PWM} \cos(\delta) - X_s I_\phi \sin(\theta_\phi) \quad (5.24)$$

$$\operatorname{Im}(V_\phi) = 0 = X_s I_\phi \cos(\theta_\phi) + V_{PWM} \sin(\delta) \quad (5.25)$$

Ensuite, l'équation 5.24 permet d'obtenir la composante active du courant :

$$I_\phi \sin(\theta_\phi) = \frac{V_{PWM} \cos(\delta) - V_\phi}{X_s} = \frac{V_\phi r_v \cos(\delta) - V_\phi}{X_s} = V_\phi \frac{r_v \cos(\delta) - 1}{X_s} \quad (5.26)$$

où

$$r_v = \frac{V_{PWM}}{V_\phi}$$

Et de la même façon, l'équation 5.25 permet d'obtenir la composante réactive du courant :



$$I_{\phi} \cos(\theta_{\phi}) = -\frac{V_{PWM} \sin(\delta)}{X_s} = -V_{\phi} \frac{r_v \sin(\delta)}{X_s} \quad (5.27)$$

Par la suite, la puissance apparente consommée dans une phase du circuit d'électronique de puissance correspond à :

$$S_{\phi} = V_{\phi} I_{\phi}^* = V_{\phi} I_{\phi} \angle -\theta_{\phi} = V_{\phi} I_{\phi} (\cos(\theta_{\phi}) - j \sin(\theta_{\phi})) \quad (5.28)$$

Ainsi, la puissance active consommée dans une phase du circuit d'électronique de puissance peut être déterminée à partir de l'équation 5.27.

$$P_{\phi} = V_{\phi} I_{\phi} \cos(\theta_{\phi}) = V_{\phi} \left( -V_{\phi} \frac{r_v \sin(\delta)}{X_s} \right) = -V_{\phi}^2 \frac{r_v}{X_s} \sin(\delta) \quad (5.29)$$

Et la puissance réactive consommée dans une phase du circuit d'électronique de puissance et dans l'inductance en série peut être déterminée à partir de l'équation 5.26.

$$Q_{\phi} = -V_{\phi} I_{\phi} \sin(\theta_{\phi}) = V_{\phi} \left( V_{\phi} \frac{1 - r_v \cos(\delta)}{X_s} \right) = V_{\phi}^2 \frac{1 - r_v \cos(\delta)}{X_s} \quad (5.30)$$

Enfin, à partir des équations 5.29 et 5.30, il est possible de définir une résistance et une réactance équivalentes pour le circuit combinant l'inductance en série et le circuit d'électronique de puissance.

$$R_{eq\phi} = -\frac{X_s}{r_v \sin(\delta)} \quad (5.31)$$

$$X_{eq\phi} = \frac{X_s}{1 - r_v \cos(\delta)} \quad (5.32)$$

Les équations 5.29 à 5.32 et la figure 5.11 permettent donc d'avoir une appréciation de la contribution du circuit d'électronique de puissance lorsqu'il est relié à une GAS.

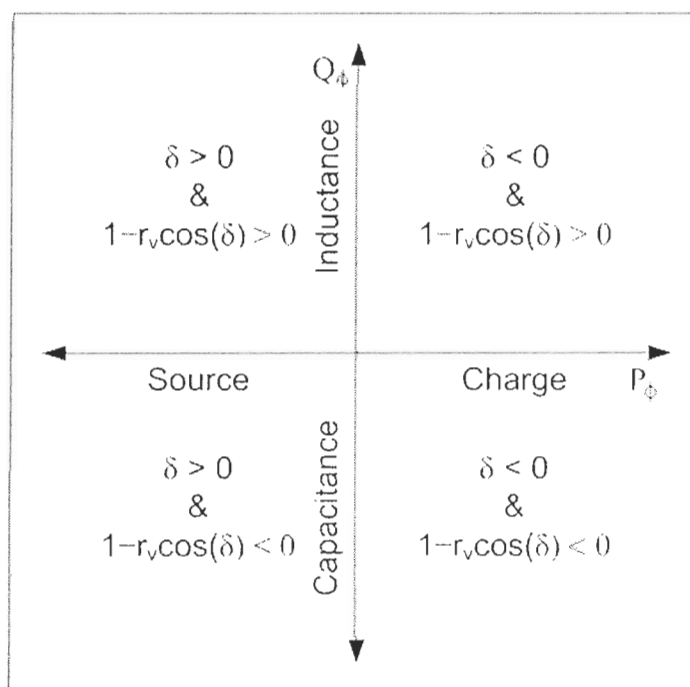


Figure 5.11: Fonctionnement équivalent du circuit d'électronique de puissance en fonction du déphasage  $\delta$  de sa tension et du dénominateur de sa réactance équivalente  $X_{eq\phi}$  [2]

Selon ces résultats, si les tensions  $V_\phi$  et  $V_{PWM}$  sont en phase,  $\delta$  est nul,  $R_{eq\phi}$  est infinie et  $P_\phi$  est nulle. Dans ce cas particulier, le convertisseur ne dépense ou ne délivre aucune puissance active. Cependant, il peut agir comme une inductance, une capacitance ou simplement un circuit ouvert. En effet, si  $r_v < 1$ ,  $X_{eq\phi}$  est positive tout comme  $Q_\phi$

(convertisseur équivalent à une inductance) et si  $r_v > 1$ ,  $X_{eq\phi}$  et  $Q_\phi$  sont négatives (convertisseur équivalent à une capacitance). Par contre, si  $r_v = 1$ ,  $X_{eq\phi}$  est infinie,  $Q_\phi$  est nulle et le convertisseur se comporte comme un circuit ouvert.

D'un autre côté, si  $\delta < 0$ ,  $R_{eq\phi}$  et  $P_\phi$  sont supérieures à 0 et le convertisseur agit comme une résistance et si  $\delta > 0$ ,  $R_{eq\phi}$  et  $P_\phi$  sont inférieures à 0 et le convertisseur agit comme une résistance négative, c'est-à-dire comme une source. Dans les deux cas, le fonctionnement réactif du convertisseur dépend autant du rapport de tension  $r_v$  que de l'angle  $\delta$ .

Puisque l'objectif du contrôle est d'obtenir la tension nominale de phase, qui est de 120V, et puisque l'inductance en série a précédemment été définie à 1 mH (377.0 m $\Omega$  à 60 Hz), les équations 5.29 et 5.30 ne comprennent plus que deux inconnues, c'est-à-dire le rapport d'amplitude des tensions  $r_v$  et le déphasage  $\delta$ . Les puissances active et réactive du convertisseur de puissance peuvent donc être tracées en fonction de ces deux variables, ce qui donne le graphique 5.6 pour une variation de 360° de l'angle  $\delta$ . Les différentes valeurs de  $r_v$  utilisées pour tracer ce graphique sont détaillées au tableau 5.5.

Puisque la puissance nominale de la machine est de 5595 VA (voir le tableau 3.4), il n'est pas nécessaire que le convertisseur de puissance soit en mesure de fournir beaucoup plus de puissance, ce qui est vrai autant pour la puissance active que pour la puissance

réactive. Une analyse détaillée du graphique 5.6 permet de constater que l'angle  $\delta$  doit absolument se maintenir à des valeurs avoisinant 0 rad pour respecter ce critère.

Graphique 5.6: Puissances active et réactive du convertisseur de puissance en fonction du déphasage de la tension du convertisseur de puissance par rapport à celle du stator et en fonction du rapport d'amplitude des tensions ( $\delta = \{-3,5 \text{ rad}, 3,5 \text{ rad}\}$ )

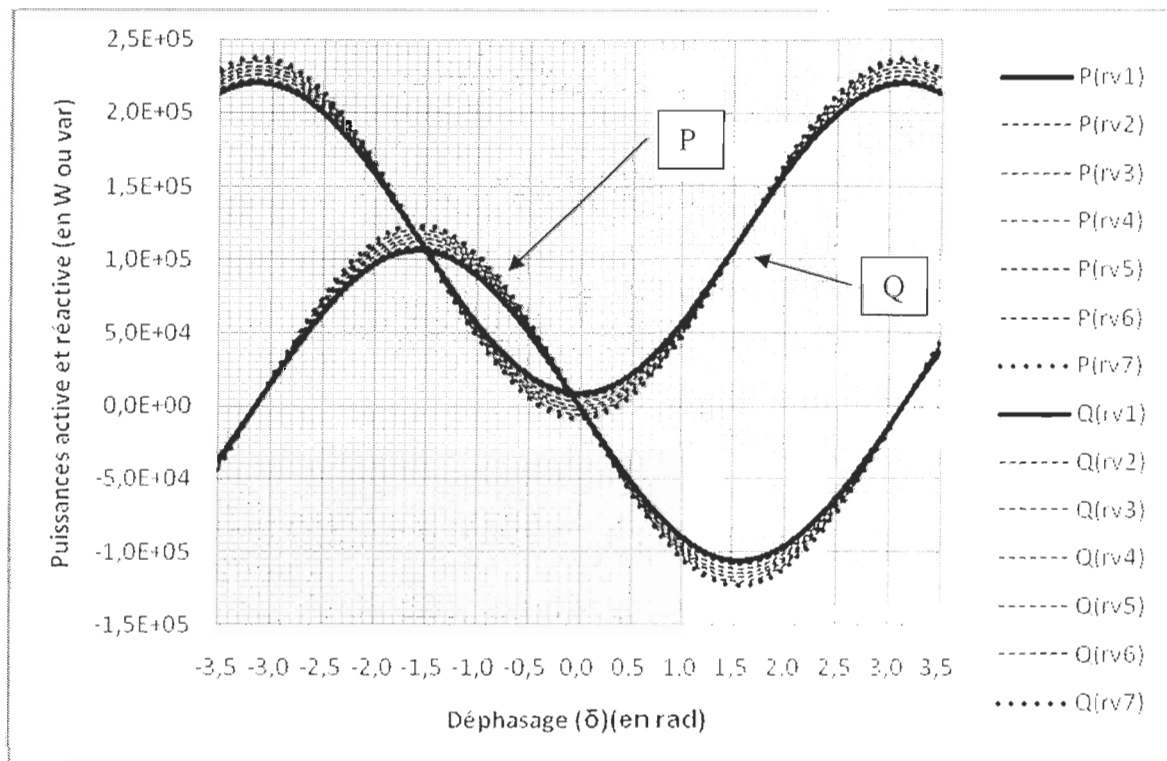


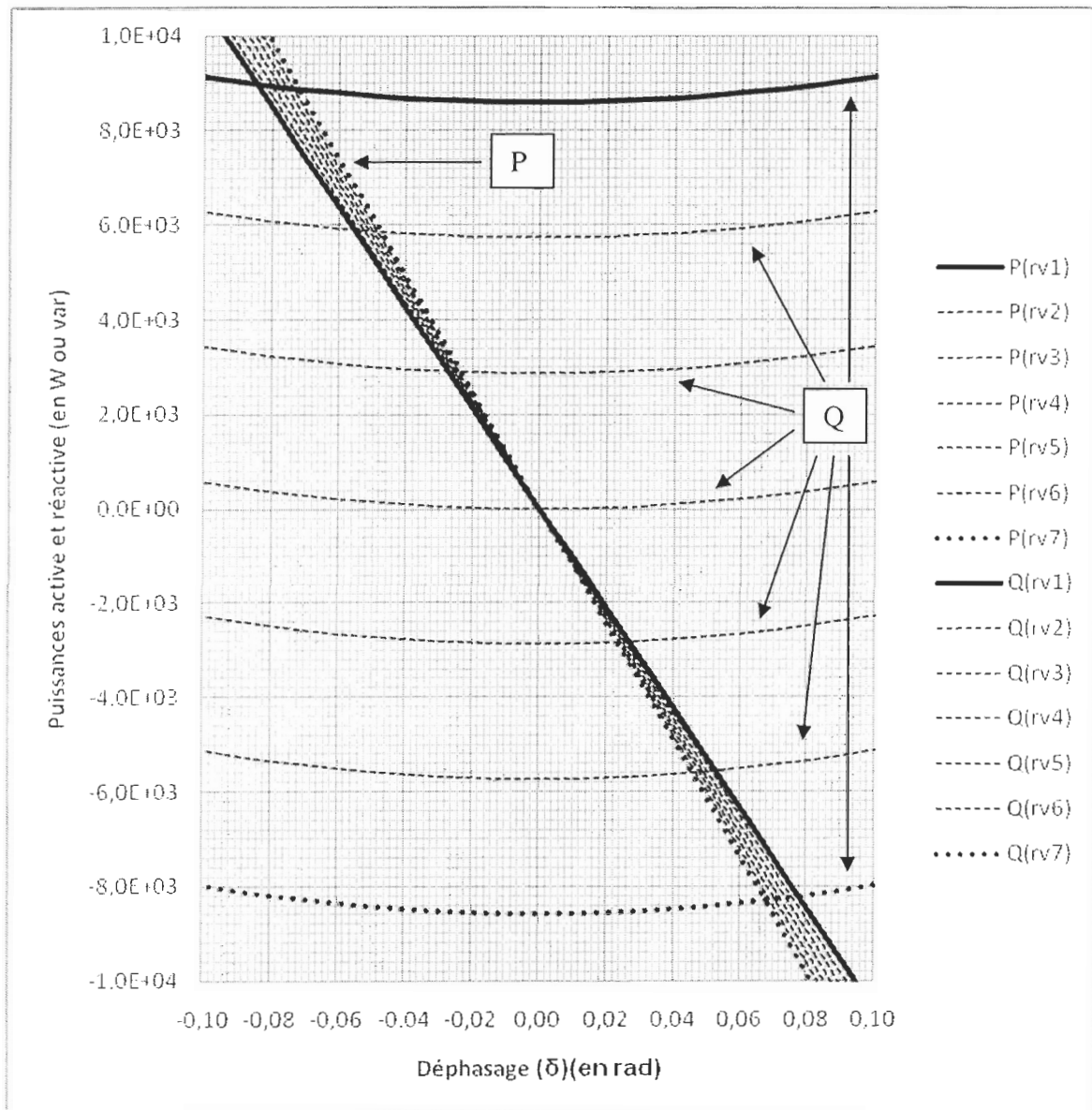
Tableau 5.5: Valeur du rapport d'amplitude en fonction de l'indice du rapport d'amplitude des tensions

Indice du rapport d'amplitude des tensions ( $r_v$ )	1	2	3	4	5	6	7
Valeur du rapport d'amplitude	0,925	0,950	0,975	1,000	1,025	1,050	1,075

Le graphique a donc été retracé pour les conditions correspondantes au fonctionnement du système (voir le graphique 5.7). Ce dernier graphique est très utile, car il permet d'estimer les valeurs des variables  $r_v$  et  $\delta$  à partir des besoins en puissance. Puisque sur cet intervalle la puissance active varie très peu en fonction de  $r_v$ ,  $\delta$  peut d'abord être approximé à partir de celle-ci. Ensuite, la valeur de  $\delta$  peut être utilisée afin de déterminer  $r_v$ . Par exemple, si le convertisseur doit consommer 3 kW et -2 kvar (donc fournir 2 kvar),  $\delta \approx -0,026$  rad et  $r_v \approx 1,02$ . Il s'agit d'une estimation peu précise, mais qui peut permettre de repérer rapidement une erreur dans le système ou simplement permettre de mieux comprendre le fonctionnement du convertisseur de puissance dans le système.

Ces démonstrations montrent que le circuit d'électronique de puissance utilisé dans ce chapitre peut à la fois fournir et dépenser autant de la puissance active que de la puissance réactive. La nature du fonctionnement de celui-ci dépend directement de l'angle de phase  $\delta$  entre les tensions  $V_{pWM}$  et  $V_\theta$  et du rapport  $r_v$  entre ces mêmes tensions. Par contre, les simulations présentées dans les chapitres qui suivent montrent que l'angle  $\delta$  est une variable incontrôlable, car celle-ci s'ajuste automatiquement afin de rétablir l'équilibre dans le circuit électrique. Cependant, le travail qui suit montre également que le rapport  $r_v$ , suffit pour contrôler la qualité de l'énergie fournie à la charge. Afin de modifier  $r_v$ , il n'est pas possible de modifier la tension  $V_\theta$ , puisque celle-ci doit être régulée et maintenue constante. Il est cependant possible de modifier la tension  $V_{pWM}$  en changeant le ratio d'amplitude  $m_u$ .

Graphique 5.7: Puissances active et réactive du convertisseur de puissance en fonction du déphasage de la tension du convertisseur de puissance par rapport à celle du stator et en fonction du rapport d'amplitude des tensions ( $\delta = \{-0,1 \text{ rad}, 0,1 \text{ rad}\}$ )



## CHAPITRE 6

### IDENTIFICATION DU SYSTÈME EN VUE DE SON CONTRÔLE

Le chapitre précédent a permis de déterminer la variable à contrôler afin de réguler la tension et la fréquence d'une GAS. Le présent chapitre a donc pour objectif de présenter l'identification du système, qui va ensuite mener à la conception du système de contrôle. Il traite d'abord de la théorie générale des systèmes. Ensuite, le modèle *Simulink* permettant l'identification du système est présenté et le modèle mathématique est défini. Enfin, le modèle choisi est validé en simulation.

#### 6.1 Théorie générale des systèmes

Lorsqu'il s'agit de réaliser un système de contrôle, la première étape consiste d'abord à identifier le système à contrôler, c'est-à-dire à trouver un modèle mathématique qui permet de représenter autant que possible la réponse du système lorsque le signal reçoit une commande. Ainsi, en sa plus simple expression, tout système peut-être représenté par le schéma de la figure 6.1(a). Il s'agit en quelque sorte d'une boîte noire dans laquelle il est uniquement possible d'observer l'entrée et la sortie, ce qui donne mathématiquement le schéma de la figure 6.1(b). En effet, si le système correspond à une fonction  $h(t)$  de nature inconnue, l'entrée et la sortie peuvent être respectivement représentées par des fonctions  $x(t)$  et  $y(t)$ , qui sont observables. Enfin, ces trois fonctions temporelles, c'est-à-dire dont la variable indépendante est le temps, peuvent être exprimées dans le domaine de Laplace,

tel que présenté à la figure 6.1(c). Cette transformation permet de simplifier la démarche mathématique qui suit dans ce chapitre.

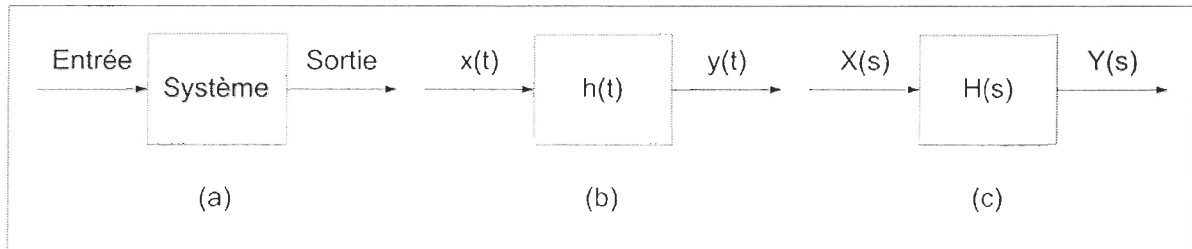


Figure 6.1: Représentation simplifiée d'un système

Ainsi, il est possible de déterminer la relation entre les trois différentes fonctions.

Dans le domaine temporel, cette relation prend la forme qui suit :

$$y(t) = x(t) * h(t) \quad (6.1)$$

Tandis que dans le domaine de Laplace, elle devient :

$$Y(s) = X(s)H(s) \quad (6.2)$$

De cette façon, il est possible d'isoler la fonction inconnue qui représente le procédé :

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (6.3)$$

Cette dernière forme est très intéressante. En effet, il suffit d'appliquer une entrée au système et de mesurer l'entrée et la sortie afin de trouver l'expression mathématique qui représente le système. Par exemple, si l'entrée  $x(t)$  est un échelon tel que :



$$x(t) = \Delta x \times u(t) \quad (6.4)$$

$$u(t) = \begin{cases} 0 & , t < 0 \\ 1 & , t \geq 0 \end{cases} \quad (6.5)$$

où  $\Delta x$  est l'amplitude de l'échelon, il est alors plus simple de représenter cette fonction dans le domaine de Laplace afin de simplifier les manipulations qui vont suivre, ce qui donne :

$$X(s) = \frac{\Delta x}{s} \quad (6.6)$$

Ensuite, pour la fonction  $y(t)$  de sortie qui résulte de l'entrée appliquée, il est également nécessaire de trouver un modèle mathématique la représentant. Par contre, pour obtenir la fonction de sortie dans le domaine temporel, il est nécessaire d'utiliser le modèle de simulation qui est présenté dans la section qui suit.

## 6.2 Modèle Simulink servant à l'identification du système

Avant d'aller plus loin, il est nécessaire de présenter le modèle *Simulink* qui a permis d'identifier le système. Celui-ci est représenté à la figure 6.2. Bien qu'il soit construit directement à partir du modèle utilisé dans le chapitre 4, de nombreuses modifications ont été apportées. Tout d'abord, il faut noter que 3 différentes composantes se retrouvent maintenant du côté du stator, c'est-à-dire le convertisseur de puissance, les inductances de série et la charge. Le convertisseur de puissance est composé d'une pile dont la tension est représentée par la variable  $V_{DC}$ , d'un pont universel triphasé à 6 interrupteurs et du sous

système *command* qui comprend simplement les signaux de contrôle des 6 interrupteurs du pont universel.

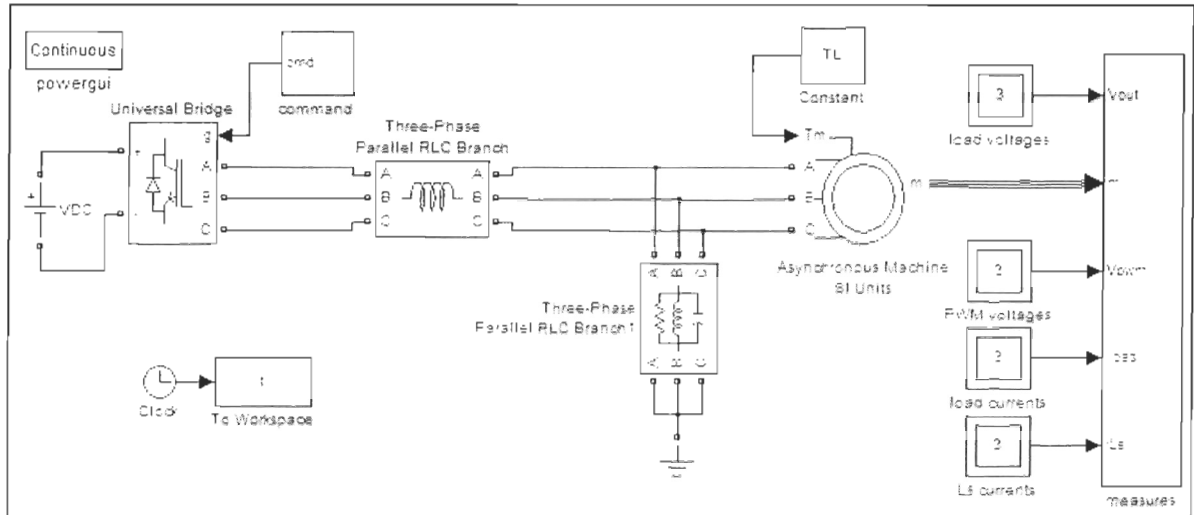


Figure 6.2: Schéma bloc pour l'identification du système

Pour le pont universel, des transistors IGBT sont utilisés et les tensions de conduction sont considérées nulles. Quant au sous-système *command*, il est détaillé à la figure 6.3. Les 6 signaux de commande nécessaires sont construits à partir de 3 fonctions sinusoïdales qui sont triphasées et équilibrées et dont l'amplitude est directement  $m_a$ , soit le rapport d'amplitude. Un deuxième groupe de 3 fonctions sinusoïdales, dont l'amplitude est  $m_{a2}$ , permet un changement d'amplitude en cours de simulation. En effet, puisque les entrées à échelon unitaire sont complémentaires,  $m_a$  correspond à la commande avant un temps  $t$  et  $m_{a2}$  à la commande à partir de ce temps  $t$ , ce qui permet d'obtenir un échelon unitaire sur la commande  $m_a$ . Le signal triangulaire (voir le tableau 6.1) a une amplitude unitaire, ce

qui permet de déterminer la nature de la modulation directement à partir de la valeur de  $m_u$ .

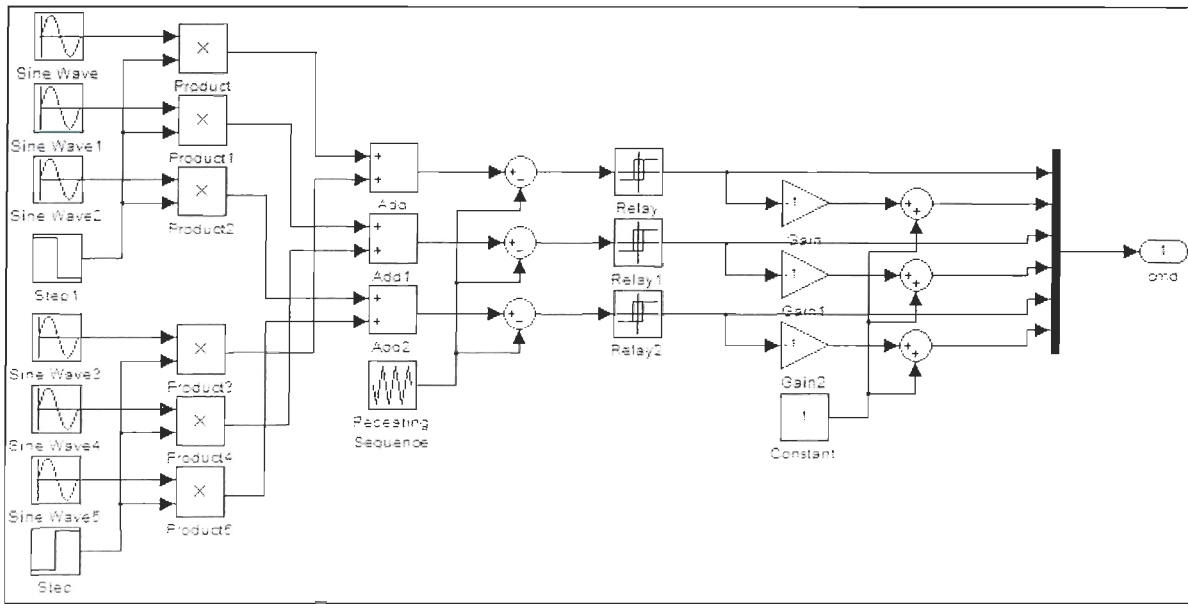


Figure 6.3: Sous-système permettant de construire les signaux de commande du pont universel

Tableau 6.1: Sortie du signal triangulaire en fonction du temps pour une période du signal

<b>Temps (en s)</b>	0	$\frac{1}{4f_s}$	$\frac{1}{2f_s}$	$\frac{3}{4f_s}$	$\frac{1}{f_s}$
<b>Sortie (en V)</b>	0	-1	0	1	0

Une charge triphasée parallèle correspond à l'inductance en série  $L_\nu$ . Telle que déterminée dans le chapitre précédent,  $L_\nu$  est égale à 1 mH. Enfin, une charge RLC triphasée parallèle comprend la résistance de charge  $R_L$  (partie active de la charge),

l'inductance de charge  $L_L$  (partie réactive de la charge) et la charge capacitive  $C_{cb}$  du banc de condensateur, dont la valeur a été fixée à  $127,96 \mu\text{F}$ . Cette valeur correspond à la charge capacitive minimale nécessaire pour l'auto-excitation (voir le chapitre 4).

L'entrée mécanique du modèle de la MAS est la même qu'au chapitre 3, c'est-à-dire le couple  $T_L$  de charge ou d'entraînement. De plus, l'horloge permet d'obtenir le vecteur temps ( $t$ ) de la simulation et trois nouveaux multimètres ont été ajoutés afin de mesurer les tensions triphasées à la sortie du convertisseur de puissance ainsi que les courants triphasés circulant dans les inductances en série et la charge. Ces données, ainsi que le signal de mesure provenant du modèle de la MAS, sont regroupées dans le sous-système *measures*. Ce nouveau sous-système sert au calcul et à la sauvegarde des différentes variables et il est présenté à la figure 6.4.

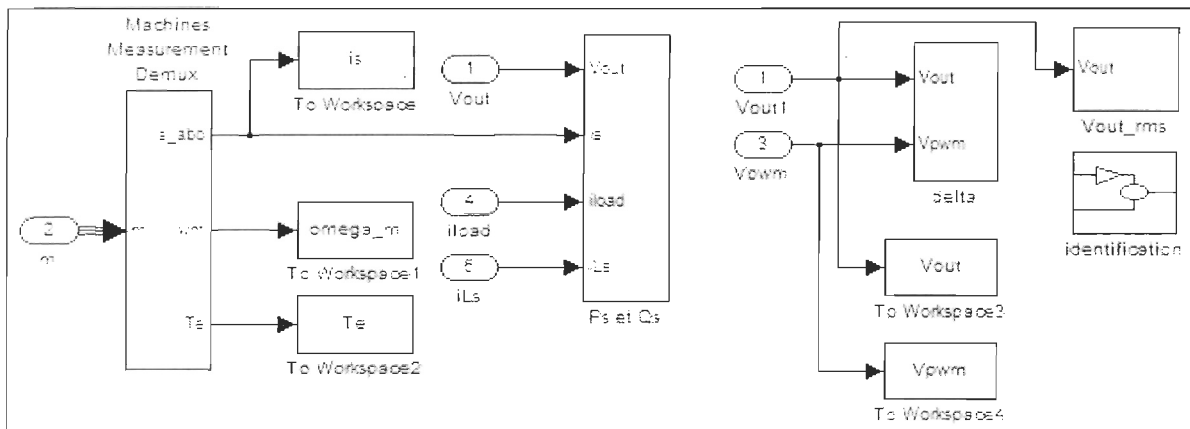


Figure 6.4: Sous-système permettant le calcul et la sauvegarde des différentes variables du modèle

Ainsi, les courants de phase au stator ( $i_s$ ), la vitesse de rotation du rotor ( $\Omega_m$ ), le couple électromagnétique ( $T_e$ ), les tensions de phase au stator ( $V_{out}$ ) et les tensions de ligne du convertisseur de puissance ( $V_{pwm}$ ) sont sauvegardés.

Le sous-système  $Ps$  et  $Qs$ , qui est présenté à la figure 6.5, permet de sauvegarder les puissances actives et réactives instantanées de la MAS ( $P_{out}$  et  $Q_{out}$ ), de la charge ( $P_{load}$  et  $Q_{load}$ ) et du convertisseur de puissance ( $P_{pwm}$  et  $Q_{pwm}$ ) à partir du sous système  $PQ$  (figure 6.6).

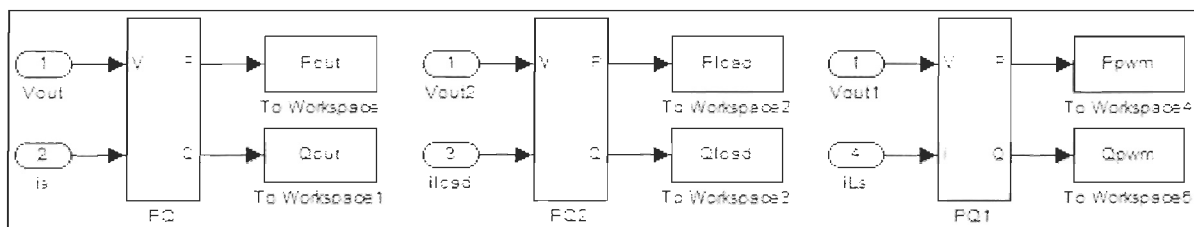


Figure 6.5: Sous-système permettant le calcul instantané des puissances actives et réactives dans le système

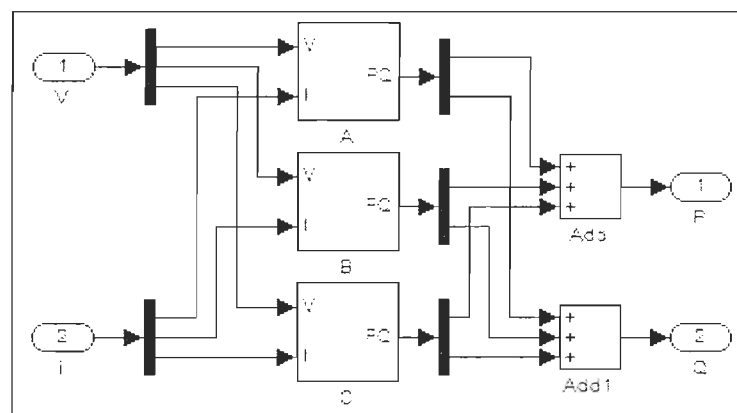


Figure 6.6: Sous système permettant le calcul instantané des puissances active et réactive d'un signal triphasé

Le sous-système *delta* (figure 6.7) permet de calculer et sauvegarder en radians le déphasage ( $\delta$ ) de la tension  $V_{pwm}$  par rapport à la tension  $V_{out}$ . Il faut noter que les blocs qui permettent d'obtenir l'angle en fonction du temps ont été empruntés directement de la structure du bloc *Active & Reactive Power* de la bibliothèque *SimPowerSystems* de *Simulink*.

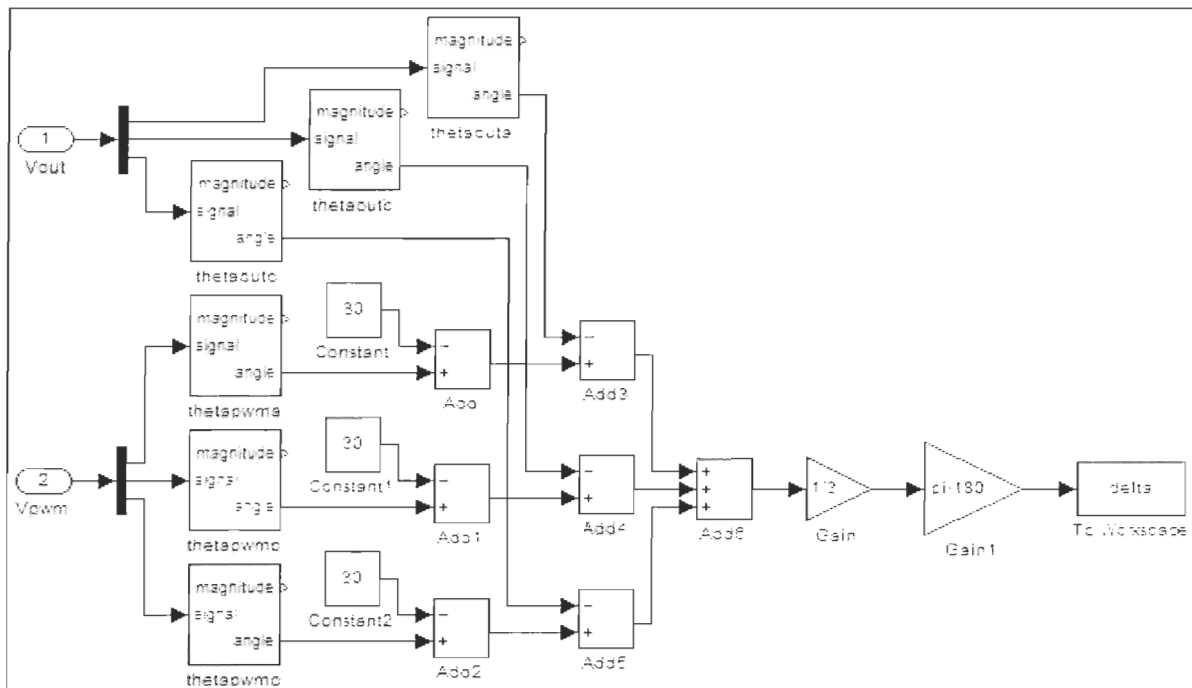


Figure 6.7: Sous-système permettant le calcul instantané du déphasage des tensions du convertisseur de puissance par rapport aux tensions du stator

Le sous-système  $V_{out\_rms}$  (figure 6.8) est une version modifiée du modèle de mesure de la fréquence et de la valeur efficace présenté au chapitre 4. En plus de sauvegarder la tension efficace de sortie au stator ( $V_{out(rms)}$ ), le sous-système permet de sauvegarder également la fréquence de la tension de sortie ( $f_{V_{out}}$ ). Il faut noter que la tension triphasée

est d'abord filtrée afin d'éliminer autant que possible les harmoniques pour obtenir une mesure de la valeur fondamentale uniquement. De plus, celle-ci est normalisée pour ce qui est du calcul de la fréquence.

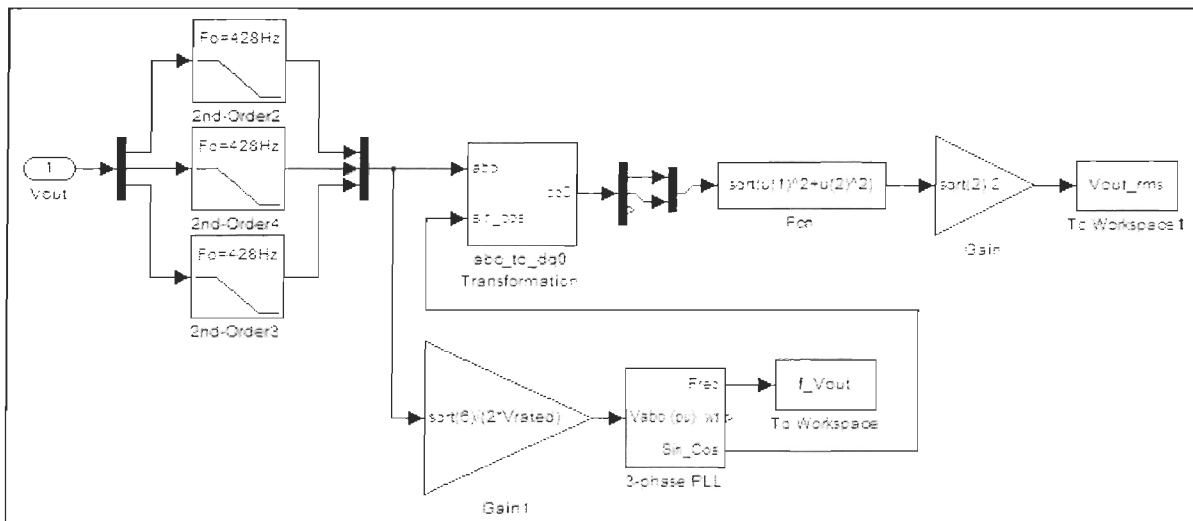


Figure 6.8: Sous-système permettant le calcul de l'amplitude et de la fréquence de la tension efficace de sortie au stator

Avant d'aller plus loin, il est nécessaire d'expliquer certains choix en ce qui a trait aux filtres et au gain utilisés. Tout d'abord, le filtre passe-bas utilisé sur chaque phase est un filtre Butterworth de deuxième ordre. L'amplitude de la tension  $A_f$  pour une fréquence  $f$  donnée, peut donc être obtenue à partir de l'équation 6.7 [27].

$$A_f = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{3dB}}\right)^{2N}}} \quad (6.7)$$

où  $f_{3dB}$  est la fréquence de coupure et  $N$  l'ordre du filtre. Il faut cependant déterminer la fréquence de coupure du filtre, qui idéalement doit se retrouver sur une échelle logarithmique à mi-chemin entre la fréquence fondamentale  $f_1$  et la première harmonique  $f_{h1}$  devant être filtrée. La fréquence de coupure peut donc être calculée ainsi :

$$f_{3dB} = 10^{\left[ \frac{1}{2}(\log(f_1) + \log(f_{h1})) \right]} \quad (6.8)$$

Donc, si la fondamentale est à 60 Hz et la première harmonique à filtrer est à 3,06 kHz, la fréquence de coupure sera à environ 428 Hz. Avec ce résultat, il est maintenant possible de calculer l'amplitude de la tension à la fréquence fondamentale à partir de l'équation 6.7, ce qui donne 99,96%. Il faut donc en conclure que la fondamentale sera très peu altérée par le filtre, ce qui est d'ailleurs l'effet recherché.

Afin de normaliser la tension, le gain doit être l'inverse de la tension nominale crête et le développement qui suit permet d'expliquer la formule utilisée pour calculer le gain :

$$Gain = \frac{1}{\hat{V}} = \frac{1}{\sqrt{2}V_{\phi rms}} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}V_{LL rms}} = \frac{\sqrt{2}\sqrt{3}}{2V_{LL rms}} = \frac{\sqrt{6}}{2V_{LL rms}} = \frac{\sqrt{6}}{2V_{rated}} \quad (6.9)$$

Par défaut, la valeur de la tension nominale ( $V_{rated}$ ) a été définie comme étant la tension de ligne, dans ce cas-ci 208V (voir le tableau 3.4). Dans le développement précédent,  $\hat{V}$ ,  $V_{\phi rms}$  et  $V_{LL rms}$  correspondent respectivement aux valeurs crête, efficace de phase et efficace de ligne de la tension.



Finalement, le sous-système *identification* permet de sauvegarder la réponse à un système de 2<sup>e</sup> ordre sous-amorti (*modele*) afin de comparer avec la réponse du système, et il est représenté à la figure 6.9. Dans cette figure, l'échelon et la constante sont configurés pour que l'entrée passe de  $m_a$  à  $m_{a2}$  au moment déterminé.

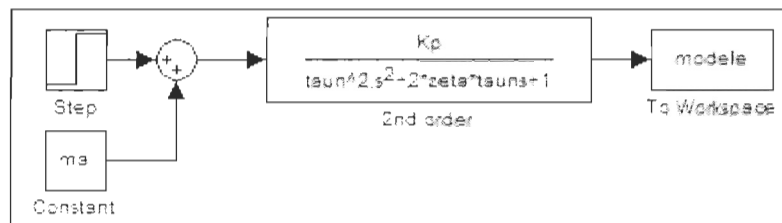


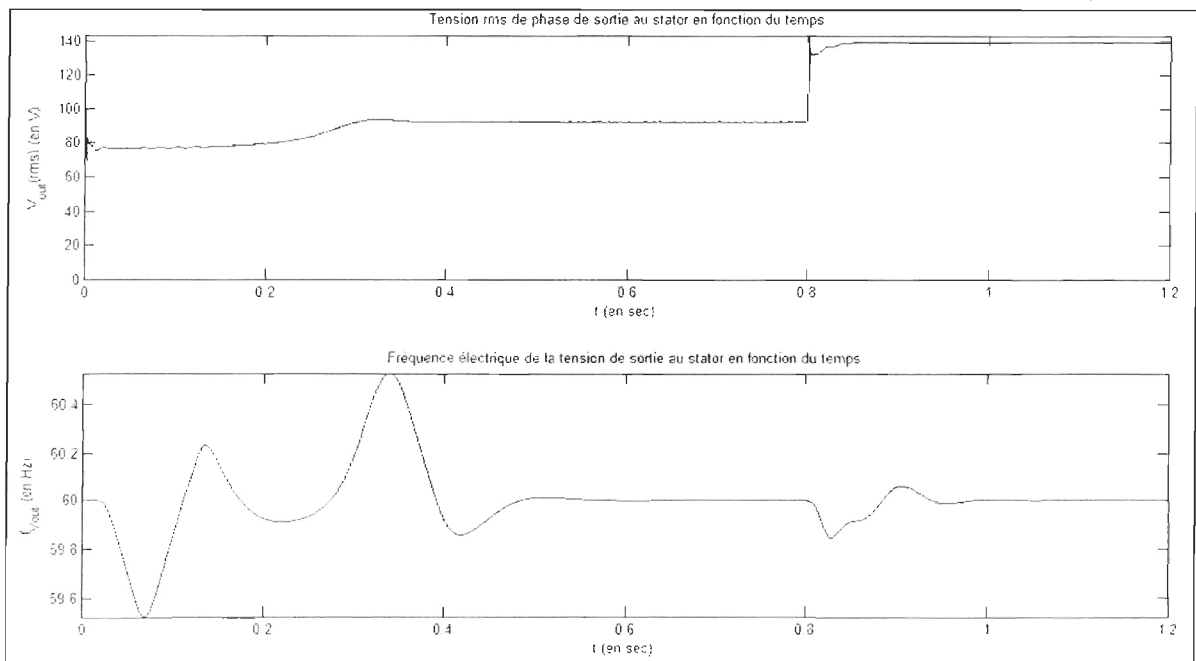
Figure 6.9: Sous-système permettant d'obtenir la réponse à un système de deuxième ordre sous-amorti

### 6.3 Définition du modèle mathématique

Le modèle de simulation de la section précédente a donc été utilisé afin de mesurer la réponse de la sortie, c'est-à-dire la tension efficace à la sortie de la MAS, à un échelon appliqué sur la commande  $m_a$ . Le test initial a été effectué dans des conditions nominales d'utilisation de la génératrice, c'est-à-dire à une puissance nominale avec un facteur de puissance inductif de 95% sur la charge. À l'instant où l'échelon est appliqué sur l'entrée, c'est-à-dire à  $t = 0,8s$ , la commande  $m_a$  passe immédiatement de 0,60 à 0,90, ce qui correspond à un échelon de taille considérable avec une valeur moyenne égale à la valeur nominale de la commande, qui est d'environ 0,75, tel que spécifié au chapitre 5. Un couple nominal de charge de -23,44 Nm est appliqué sur l'arbre du rotor. Celui-ci a été calculé à partir du modèle en régime permanent de la figure 2.1 en tenant compte également des

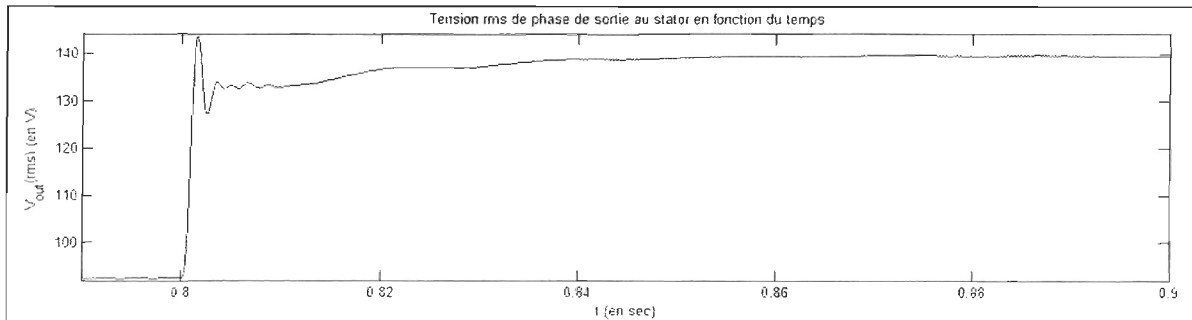
perles par frottement. Enfin, le graphique 6.1 montre le comportement de l'amplitude et de la fréquence de la tension efficace de phase du stator en fonction du temps.

Graphique 6.1: Amplitude et fréquence de la tension efficace de phase de sortie au stator en fonction du temps



La fréquence varie très faiblement en régime transitoire et se stabilise à 60 Hz, tel que prévu. Pour ce qui est de l'amplitude, il est nécessaire d'observer une vue agrandie afin d'en tirer des conclusions (voir le graphique 6.2). Sur ce dernier graphique, il est possible de constater que la réponse du système à l'échelon est une fonction plutôt complexe. Une simplification est donc nécessaire. Malgré la complexité de la fonction obtenue, celle-ci possède des similitudes avec un modèle sous-amorti du 2<sup>e</sup> ordre, donc elle peut être approchée par ce type de fonction.

Graphique 6.2: Amplitude de la tension efficace de phase de sortie au stator en fonction du temps lorsque l'échelon est appliqué sur l'entrée à  $t = 0,8s$



Dans le domaine de Laplace, une fonction du deuxième ordre peut être définie tel que [28] :

$$H(s) = \frac{K_p \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (6.10)$$

où

$$K_p = \frac{\Delta y}{\Delta x}$$

La variable  $\omega_n$  est la pulsation naturelle (en rad/s) et  $\zeta$  est le taux d'amortissement. Quant au gain  $K_p$  du modèle, il s'agit du rapport entre l'amplitude de la sortie  $\Delta y$  (voir la figure 6.10) et celle de l'entrée  $\Delta x$  (voir l'équation 6.6). De plus, afin d'obtenir une fonction de 2<sup>e</sup> ordre sous-amortie, le taux d'amortissement doit être compris entre 0 et 1. Mais avant d'aller plus loin, l'équation 6.10 doit être ramenée sous une forme qui va simplifier son utilisation.

$$H(s) = \frac{K_p \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{K_p}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + 1} = \frac{K_p}{\tau_n^2 s^2 + 2\zeta\tau_n s + 1} \quad (6.11)$$

où

$$\tau_n = \frac{1}{\omega_n}$$

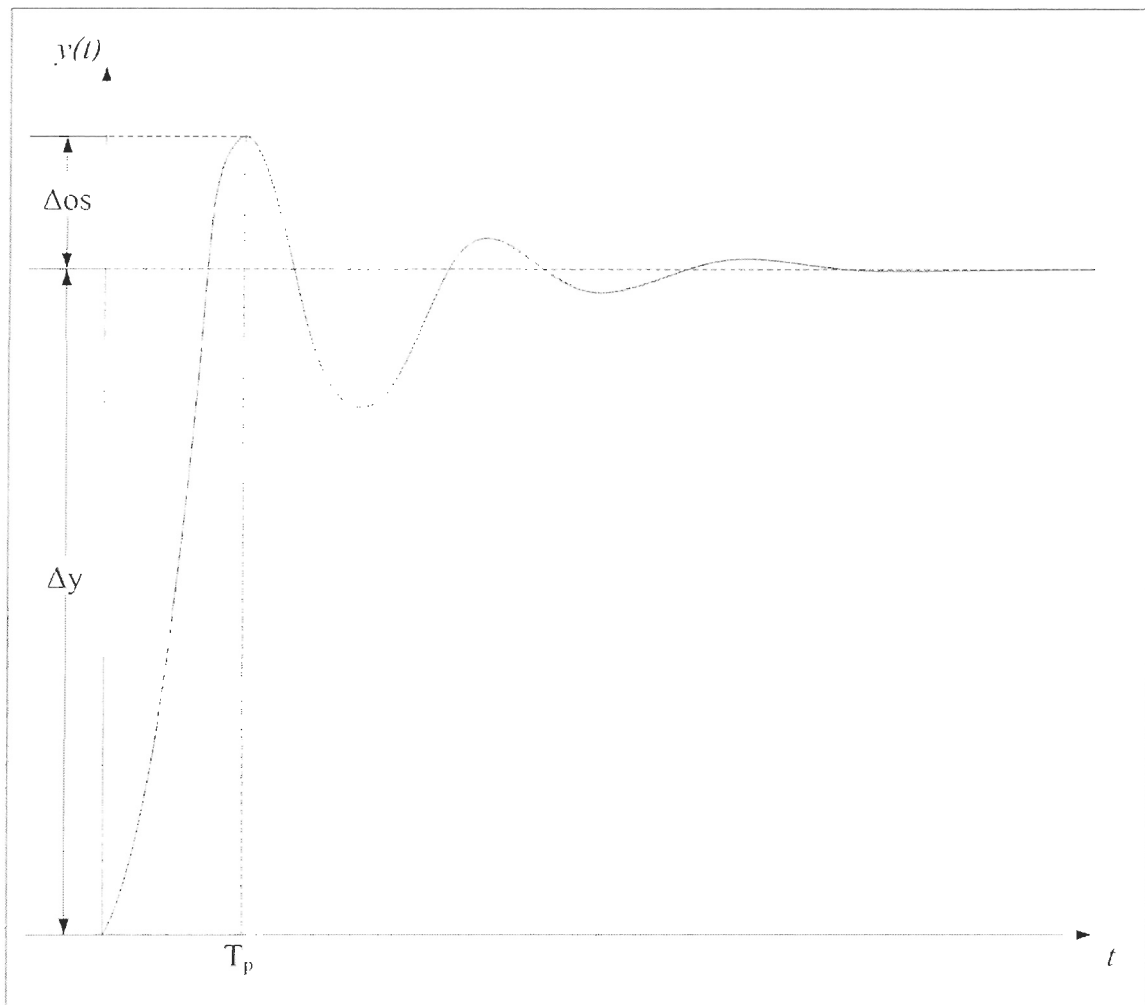


Figure 6.10: Forme générale d'une fonction sous-amortie du 2<sup>e</sup> ordre

Dans l'équation 6.11, il est important de ne pas confondre la variable  $\tau_n$  avec une constante de temps, car il s'agit bien de l'inverse de la pulsation naturelle (en s/rad). Afin d'identifier un tel système, il faut d'abord déterminer le taux d'amortissement  $\zeta$  à partir de la réponse à l'échelon de l'équation 6.4 et de la formule de l'équation 6.12 [28]. Le taux d'amortissement se calcule directement avec le dépassement  $OS$  (de l'anglais *overshoot*), concept qui est montré à la figure 6.10.

$$\zeta = \frac{-\ln(OS)}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2(OS)}} \quad (6.12)$$

où

$$OS = \frac{\Delta os}{\Delta y}$$

Ensuite, à partir de la demi-période d'oscillation  $T_p$  de la figure 6.10, il est possible de déterminer l'inverse de la pulsation naturelle  $\tau_n$  [28].

$$T_p = \frac{\pi}{\omega_n \sqrt{1-\zeta^2}} = \frac{\pi \tau_n}{\sqrt{1-\zeta^2}} \Rightarrow \tau_n = \frac{T_p \sqrt{1-\zeta^2}}{\pi} \quad (6.13)$$

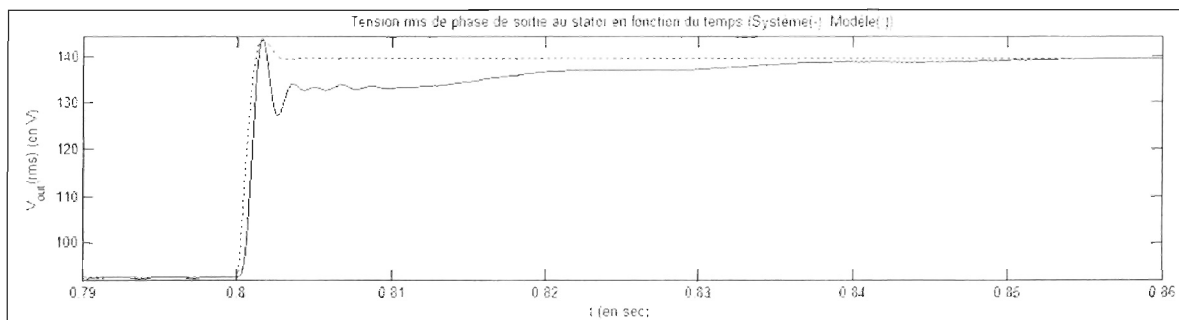
À partir de la réponse du graphique 6.2, il est possible de mesurer le gain  $K_p$  du modèle, la demi-période d'oscillation  $T_p$  et le dépassement  $OS$ , ce qui permet ensuite de calculer le taux d'amortissement  $\zeta$  et l'inverse de la pulsation naturelle  $\tau_n$  à partir des équations 6.12 et 6.13. Les résultats, qui sont présentés dans le tableau 6.1, permettent de

tracer la réponse du modèle de 2<sup>e</sup> ordre et de comparer cette réponse à celle du système (voir le graphique 6.3).

Tableau 6.2: Valeur et unité en fonction de la variable mesurée et de son symbole

<i>Variable</i>	<i>Symbole</i>	<i>Valeur</i>	<i>Unité</i>
<i>Gain du modèle</i>	$K_p$	156,8	-----
<i>Demi-période d'oscillation</i>	$T_p$	1,620	ms
<i>Dépassement</i>	$OS$	8,646	%
<i>Taux d'amortissement</i>	$\zeta$	6,147E-01	-----
<i>Inverse de la pulsation naturelle</i>	$\tau_n$	4,066E-04	s/rad

Graphique 6.3: Comparaison entre la réponse du modèle sous-amorti du 2<sup>e</sup> ordre et celle du système à un échelon d'amplitude  $\Delta x = 0,30$  pour une charge nominale avec un facteur de puissance inductif de 0,95 et pour le couple nominal



La réponse du modèle sous-amorti du 2<sup>e</sup> ordre possède une corrélation de 80,04% avec la réponse du système, ce qui est très bien pour modéliser un système de cette complexité. En effet, la réponse de la plupart des systèmes n'est pas linéaire, ce qui est aussi le cas avec le présent système. La réponse du système étudié peut non seulement

varier en fonction de l'amplitude et de la valeur moyenne de la commande  $m_a$ , mais également en fonction de la puissance de la charge, du facteur de puissance de la charge et du couple de charge. C'est pourquoi le modèle a également été comparé pour différents points d'opérations du système.

#### 6.4 Validation du modèle

Les différents points d'opération qui ont été simulés sont présentés dans le tableau 6.3.

Tableau 6.3: Puissance et facteur de puissance de la charge, couple de charge ainsi que l'amplitude et la valeur moyenne de la commande en fonction du point d'opération

<i>Point d'opération</i>	$S_L$ (en p.u.)	FP	$T_L$	$\Delta m_a$	$m_{a(\text{avg})}$
1	0,00	-----	1,0	0,30	0,75
2	0,25	0,95	1,0	0,30	0,75
3	0,50	0,95	1,0	0,30	0,75
4	0,75	0,95	1,0	0,30	0,75
5	1,00	0,75	1,0	0,30	0,75
6	1,00	1,00	1,0	0,30	0,75
7	1,00	0,95	0,5	0,30	0,75
8	1,00	0,95	1,5	0,30	0,75
9	1,00	0,95	1,0	0,10	0,75
10	1,00	0,95	1,0	-0,30	0,75
11	1,00	0,95	1,0	0,10	0,70
12	1,00	0,95	1,0	0,10	0,80

$S_L$  = Puissance de la charge

$FP$  = Facteur de puissance de la charge

$T_L$  = Couple de charge (en fraction du couple nominal en générateur)

$\Delta m_a$  = Amplitude de la commande ( $m_{a2} - m_a$ )

$m_{a(\text{avg})}$  = Valeur moyenne de la commande

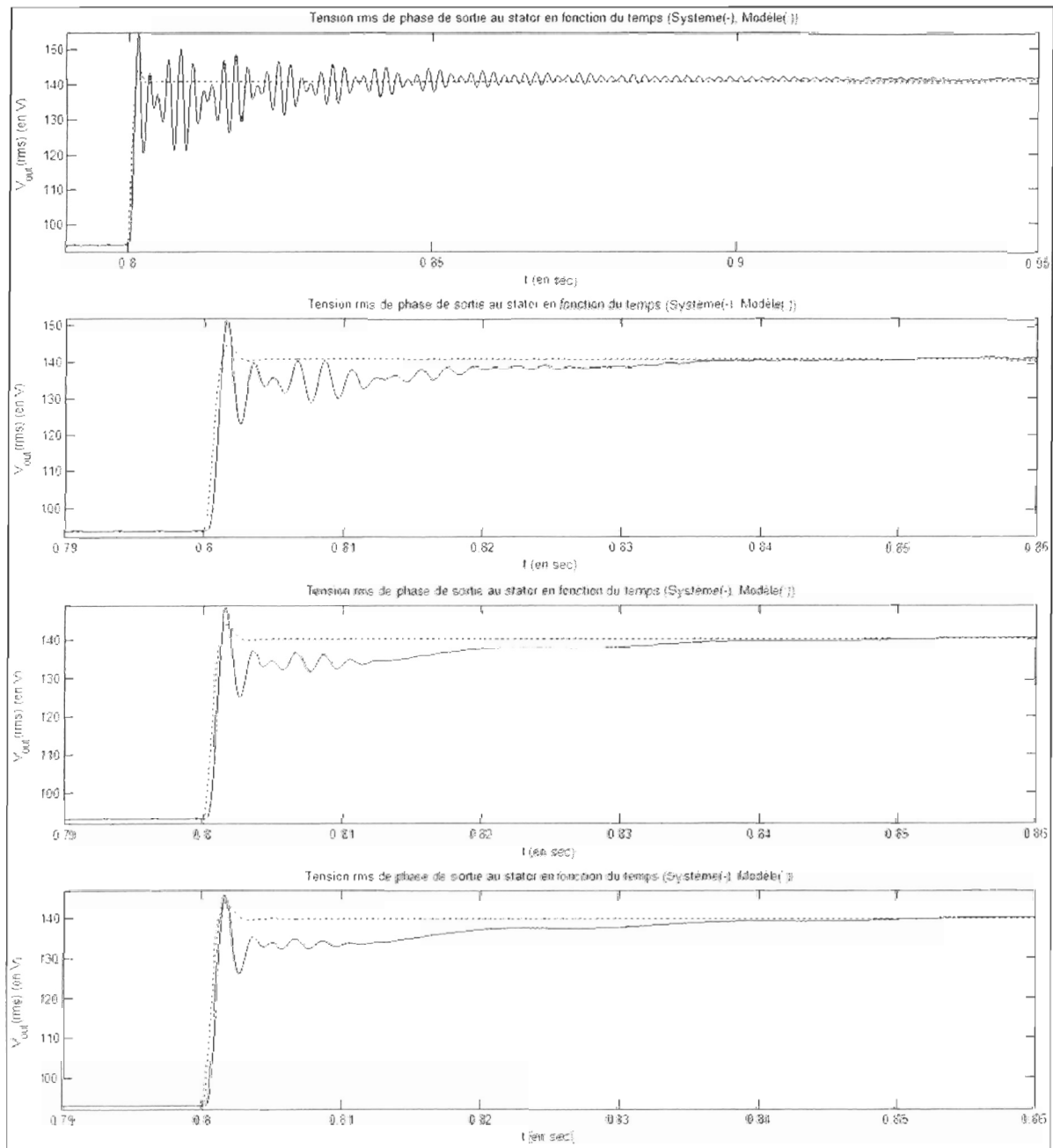
Tout d'abord, le système a été testé à vide, puis la puissance de la charge a été augmentée graduellement jusqu'à pleine charge. Ensuite, un facteur de puissance relativement faible (0,75) a été simulé, ainsi qu'un facteur de puissance unitaire. Le système a également été simulé avec des couples d'entraînement inférieur (0,5) et supérieur (1,5) à la valeur nominale. Par la suite, une amplitude plus faible (0,10) a été testée sur la commande, ainsi qu'une amplitude négative (-0,30). Enfin, des valeurs moyennes de la commande inférieure (0,70) et supérieure (0,80) à la valeur nominale de la commande, qui est d'environ 0,75 (voir le chapitre 5), ont été simulées. Ces différents points d'opération représentent en général les conditions extrêmes du système. Les résultats obtenus sont présentés au tableau 6.4, ainsi qu'aux graphiques 6.4 à 6.6.

Tableau 6.4: Corrélacion entre la réponse du modèle et celle du système en fonction du point d'opération

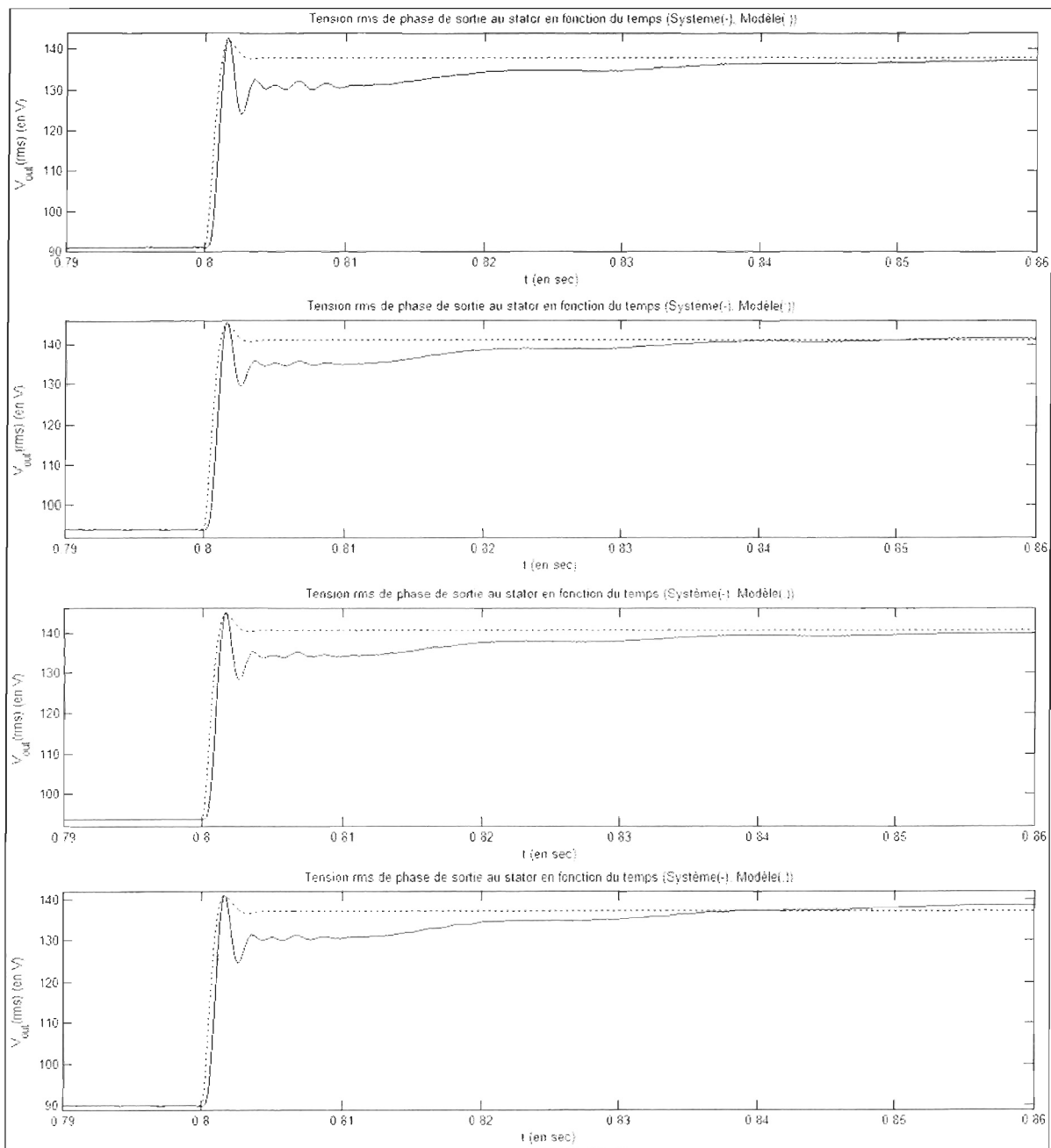
<i>Point d'opération</i>	<i>Corrélacion (en %)</i>
1	66,19
2	78,40
3	79,24
4	79,97
5	79,52
6	80,30
7	82,86
8	72,11
9	79,21
10	78,05
11	77,84
12	81,20



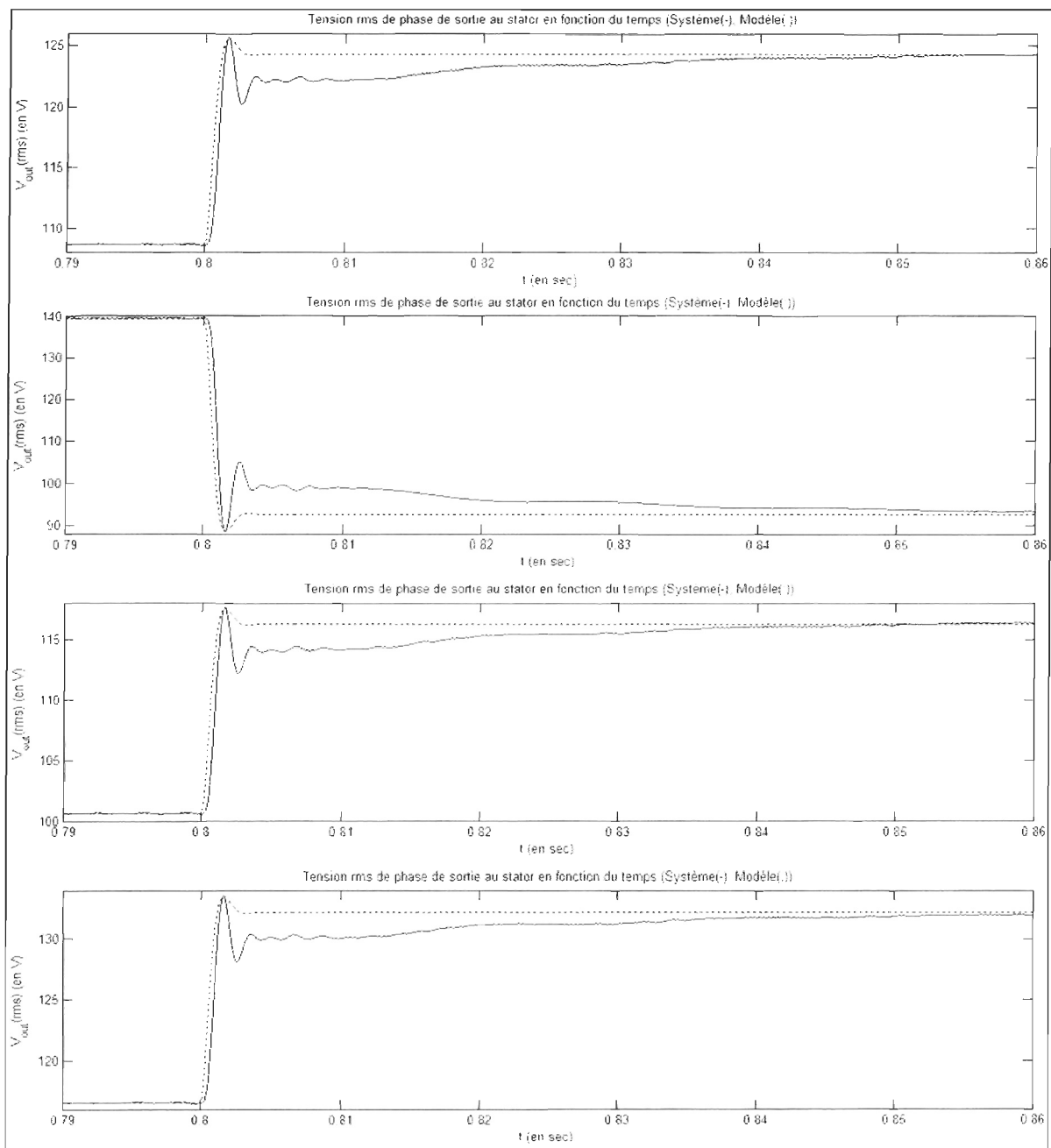
Graphique 6.4: Comparaison entre la réponse du modèle sous-amorti du 2<sup>e</sup> ordre et celle du système pour les points d'opération 1 à 4



Graphique 6.5: Comparaison entre la réponse du modèle sous-amorti du 2<sup>e</sup> ordre et celle du système pour les points d'opération 5 à 8



Graphique 6.6: Comparaison entre la réponse du modèle sous-amorti du 2<sup>e</sup> ordre et celle du système pour les points d'opération 9 à 12



La corrélation  $r$  du tableau 6.4 est calculée à partir de l'équation 6.14. Il s'agit d'un indice de ressemblance entre une série de données  $x$  et une autre série de données  $y$ , dans ce cas-ci la tension efficace de sortie au stator ( $V_{out(rms)}$ ) et la réponse du modèle de 2<sup>e</sup> ordre.

$$r = \frac{\sigma_{xy}}{\sigma_x \sigma_y} \quad (6.14)$$

Dans l'équation précédente,  $\sigma_{xy}$  est la covariance entre les courbes  $x$  et  $y$ ,  $\sigma_x$  est l'écart-type de  $x$  et  $\sigma_y$  est l'écart-type de  $y$ . Ces trois variables peuvent être calculées de la façon suivante :

$$\sigma_{xy} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x}) \times (y_i - \bar{y}) \quad (6.15)$$

$$\sigma_x = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2} \quad (6.16)$$

$$\sigma_y = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (y_i - \bar{y})^2} \quad (6.17)$$

et

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad (6.18)$$

$$\bar{y} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N y_i \quad (6.19)$$

où  $N$  est le nombre total de données dans chaque série. Ce nombre doit être équivalent pour  $x$  et  $y$ . De plus,  $i$  correspond au  $i^{\text{ème}}$  élément de la série et  $\bar{x}$  et  $\bar{y}$  sont respectivement les moyennes des séries de données  $x$  et  $y$ .

Ainsi, les graphiques 6.4 à 6.6 et le tableau 6.4 permettent de constater que l'apparence de la réponse du système varie très peu d'un point d'opération à l'autre, excepté lorsque la puissance de la charge est diminuée. Ainsi, plus la puissance de la charge est faible, plus l'amplitude des oscillations est élevée et plus la corrélation entre les 2 courbes est faible. Le modèle représente alors moins bien le système pour de faibles puissances de la charge. Par contre, dans tous les cas, la fréquence des oscillations ne semble pas varier.

Pour ce qui est des autres résultats, il est possible d'observer la plupart du temps une différence entre les régimes permanents des 2 courbes, ce qui est dû à la non linéarité du système. Cependant, cette différence demeure très faible, comme il est possible de le constater sur les différentes figures. Quant aux valeurs de corrélation, elles s'expliquent principalement par la lenteur du système à atteindre le régime établi, comparativement au modèle de 2<sup>e</sup> ordre. Un modèle du 1<sup>er</sup> ordre et un modèle à amortissement critique du 2<sup>e</sup> ordre (pôle double) ont préalablement été testés, mais le modèle sous-amorti du 2<sup>e</sup> ordre a donné des résultats supérieurs. De plus, bien qu'il soit possible qu'un modèle d'ordre supérieur améliore la corrélation entre les réponses du modèle et du système, celui a l'inconvénient de compliquer le contrôleur. C'est pourquoi le modèle sous-amorti du 2<sup>e</sup> ordre a été choisi afin de concevoir le contrôleur du chapitre suivant.

## CHAPITRE 7

### CHOIX DU CONTRÔLEUR ET SIMULATION COMPLÈTE DU SYSTÈME

Le chapitre précédent a permis d'obtenir un modèle mathématique permettant d'identifier le système. C'est à partir de celui-ci que le système de contrôle est conçu. Le chapitre 7 traite donc de l'utilisation de la méthode d'élimination des pôles et des zéros pour la conception du système de contrôle. Par la suite, le modèle *Simulink* du chapitre 6 a été modifié afin d'y intégrer le système de contrôle. Enfin, ce dernier est validé pour différents points d'opération du système.

#### 7.1 Élimination des pôles et des zéros

Le régulateur utilisé pour le contrôle du système à l'étude est un régulateur de type Proportionnelle-Intégrale-Dérivée (PID). Avant d'aller plus loin dans le développement de celui-ci, il est d'abord nécessaire de définir une forme générale pour ce type de contrôleur. Bien qu'il existe de nombreuses façons de définir la fonction de transfert  $C(s)$  d'un contrôleur PID, voici celle qui est utilisée pour la présente application [29] :

$$C(s) = (P) \times (I) \times (D) = K_c \times \frac{(1 + T_i s)}{T_i s} \times \frac{(1 + T_d s)}{(1 + T_f s)} = \frac{K_c (1 + T_i s)(1 + T_d s)}{T_i s(1 + T_f s)} \quad (7.1)$$

où  $K_c$  est le gain du contrôleur,  $T_i$  la constante de temps de l'intégrale et  $T_d$  et  $T_f$  sont les constantes de temps de la dérivée. Le principe de l'élimination des pôles et des

zéros est que les zéros du contrôleur correspondent directement aux pôles du procédé et vice-versa. Le produit entre le contrôleur et le procédé devient donc égal à 1. Cependant, puisque les pôles du procédé (modèle  $H(s)$  du système, voir l'équation 6.11) ne sont pas définis, il est nécessaire d'utiliser un compensateur avance/retard (en anglais « *lead/lag* »). La fonction de transfert du compensateur avance/retard de premier ordre est simplement composée d'un zéro au numérateur et d'un pôle au dénominateur. Pour ce projet, il est nécessaire d'utiliser la forme du 2<sup>e</sup> ordre, ce qui donne :

$$LdLg2(s) = \frac{(1 + z_1s)(1 + z_2s)}{(1 + p_1s)(1 + p_2s)} = \frac{z_1z_2s^2 + (z_1 + z_2)s + 1}{(1 + p_1s)(1 + p_2s)} \quad (7.2)$$

où  $z_1$  et  $z_2$  sont les zéros du compensateur  $LdLg2(s)$  et  $p_1$  et  $p_2$  sont ses pôles. Il est alors possible d'obtenir une forme de l'équation 7.2 qui va permettre d'obtenir un procédé plus facile à contrôler. En effet, si :

$$\bar{z}_1\bar{z}_2 = \tau_n^2 \quad (7.3)$$

$$\bar{z}_1 + \bar{z}_2 = 2\zeta\tau_n \quad (7.4)$$

$$p_1 = p_2 = \tau_n \quad (7.5)$$

Le compensateur  $LdLg2(s)$  devient :

$$LdLg2(s) = \frac{\tau_n^2 s^2 + 2\zeta\tau_n s + 1}{(1 + \tau_n s)^2} \quad (7.6)$$

Le produit entre  $LdLg2(s)$  et  $H(s)$  (équation 6.11) donne ce qui suit :

$$LdLg 2(s) \times H(s) = H_c(s) = \frac{\tau_n^2 s^2 + 2\zeta\tau_n s + 1}{(1 + \tau_n s)^2} \times \frac{K_p}{\tau_n^2 s^2 + 2\zeta\tau_n s + 1} = \frac{K_p}{(1 + \tau_n s)^2} \quad (7.7)$$

Il est alors plus aisé de concevoir un contrôleur pour la fonction de transfert compensée  $H_c(s)$ . Si,

$$T_i = T_d = \tau_n \quad (7.8)$$

Alors le produit entre  $C(s)$  et  $H_c(s)$  devient :

$$C(s) \times H_c(s) = \frac{K_c (1 + T_i s)(1 + T_d s)}{T_i s(1 + T_f s)} \times \frac{K_p}{(1 + \tau_n s)^2} = \frac{K_c K_p}{\tau_n s(1 + T_f s)} \quad (7.9)$$

En boucle fermée, cette fonction devient :

$$\begin{aligned} H_{cl}(s) &= \frac{\frac{K_c K_p}{\tau_n s(1 + T_f s)}}{\frac{K_c K_p}{\tau_n s(1 + T_f s)} + 1} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_n s(1 + T_f s)}{K_c K_p}} = \frac{1}{1 + \frac{\tau_n s + \tau_n T_f s^2}{K_c K_p}} \\ &= \frac{1}{\frac{\tau_n T_f}{K_c K_p} s^2 + \frac{\tau_n}{K_c K_p} s + 1} \end{aligned} \quad (7.10)$$

où  $H_{cl}(s)$  est la fonction résultante en boucle fermée. Cependant, celle-ci comprend encore 2 inconnues, c'est-à-dire  $T_f$  et  $K_p$ . Pour résoudre ce problème, il est nécessaire d'établir une consigne à la commande. La fonction de transfert à compenser (équation 7.7) est une fonction du 2<sup>e</sup> ordre à pôle double dont la constante de temps est  $\tau_n$ . Il faut donc



remplacer cette fonction de transfert par une autre comprenant une constante de temps plus ou moins rapide, selon le contrôle désiré. Dans l'exemple qui suit :

$$H_o(s) = \frac{1}{\left(1 + \frac{\tau_n}{\chi} s\right)^2} = \frac{1}{\frac{\tau_n^2}{\chi^2} s^2 + \frac{2\tau_n}{\chi} s + 1} \quad (7.11)$$

la réponse de la fonction de transfert  $H_o(s)$  est  $\chi$  fois plus rapide que la fonction  $H_c(s)$  à compenser. La variable  $\chi$  devient de cette façon une consigne supplémentaire sur la commande. Les dénominateurs des fonctions de transfert des équations 7.10 et 7.11 doivent donc être équivalents, ce qui implique que :

$$\frac{\tau_n T_f}{K_c K_p} = \frac{\tau_n^2}{\chi^2} \quad (7.12)$$

$$\frac{\tau_n}{K_c K_p} = \frac{2\tau_n}{\chi} \quad (7.13)$$

Ainsi :

$$K_c = \frac{\chi}{2K_p} \quad (7.14)$$

$$T_f = \frac{K_c K_p \tau_n}{\chi^2} \quad (7.15)$$

Avec ce résultat, le contrôleur PID et le compensateur avance/retard peuvent directement être ajoutés au modèle.

## 7.2 Modèle Simulink complet

Afin d'implanter le système de contrôle de la section précédente, le modèle *Simulink*, qui a déjà subi de nombreuses transformations, doit subir une transformation ultime, qui permettra un contrôle de la tension et de la fréquence pouvant être testé sur différents points d'opération. Le modèle complet est présenté à la figure 7.1. Bien qu'il semble à première vue très complexe, sa structure demeure tout de même simple, puisqu'elle repose sur la même architecture que le modèle du chapitre 6.

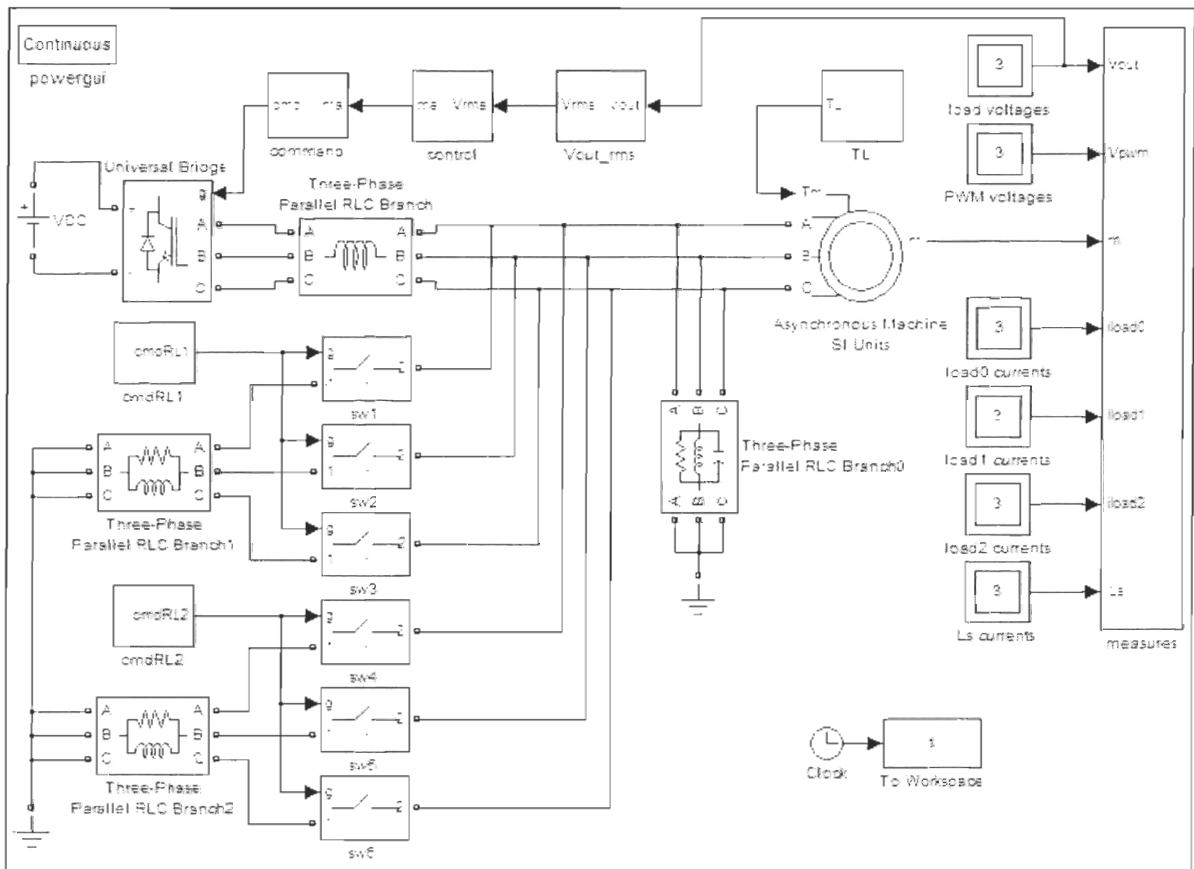


Figure 7.1: Schéma bloc du système complet

Tout d'abord, le bloc *command*, qui est présenté à la figure 7.2, a été simplifié et accueille désormais le système de contrôle en boucle fermée.

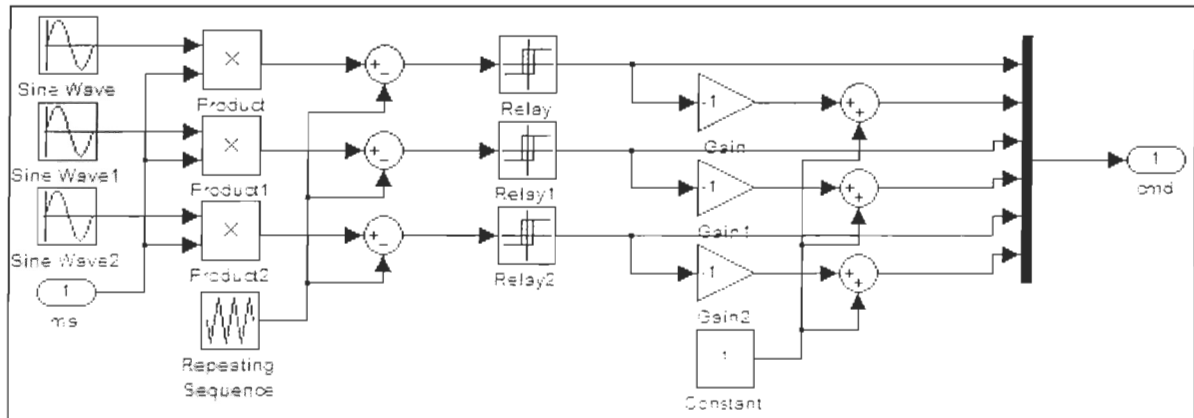


Figure 7.2: Sous-système permettant de construire les signaux de commande du pont universel

En effet, un signal d'entrée ( $m_a$ ) permet de modifier l'amplitude des signaux de commande, et ce de façon instantanée. Ce bloc est maintenant précédé des blocs *control* et *Vout\_rms*. Le bloc *control* est présenté à la figure 7.3. Il permet de modifier la valeur de la consigne en cours de simulation, puisque les signaux des fonctions échelons sont complémentaires. Il s'agit de la même méthode qui avait été utilisée afin d'effectuer un échelon sur la commande dans le modèle du chapitre 6. La consigne est la tension efficace de phase désirée. L'erreur est calculée directement à partir de la tension efficace de phase instantanée qui est le signal d'entrée du bloc. Le bloc *control* comprend également le sous-système *controller* (figure 7.4), qui représente la fonction de transfert du contrôleur PID et du compensateur avance/retard. Enfin, un bloc de saturation permet de s'assurer que la

valeur de la commande demeure dans la zone de modulation linéaire, c'est-à-dire entre 0 et 1 (voir le chapitre 5).

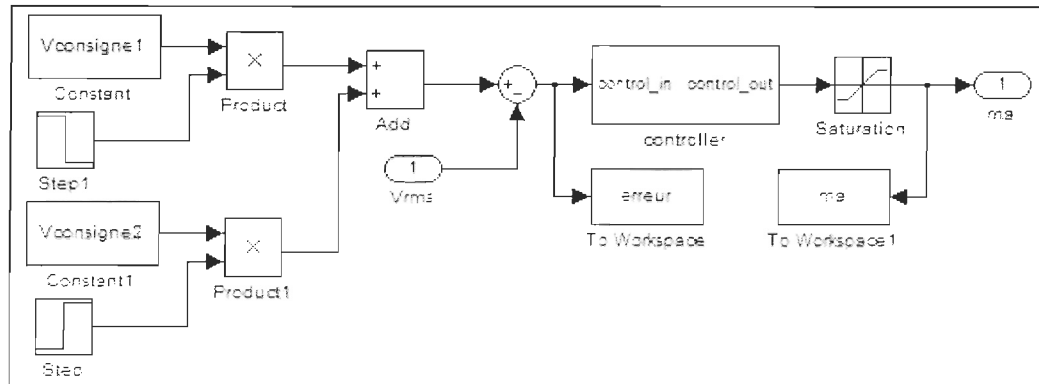


Figure 7.3: Sous-système permettant le contrôle du système

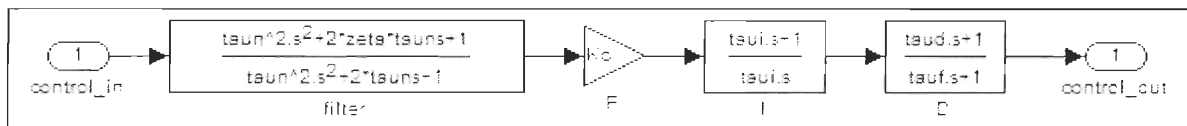


Figure 7.4: Sous-système comprenant les fonctions de transfert du contrôleur PID et du compensateur avance/retard

Quant au bloc  $V_{out\_rms}$  (figure 7.5), une seule modification a été apportée au modèle précédent. En effet, le signal de la tension efficace de phase est désormais disponible en sortie, car ce signal est nécessaire au contrôleur. Du côté de la charge mécanique d'entrée, le bloc constant du modèle précédent a été remplacé par le sous-système  $TL$  de la figure 7.6. Il permet d'utiliser 5 valeurs différentes pour le couple d'entraînement  $T_L$  ( $T_{L0}$ ,  $T_{L1}$ ,  $T_{L2}$ ,  $T_{L3}$  et  $T_{L4}$ ). Ces dernières sont respectivement actives de 0 à  $t_{TL1}$  secondes, de  $t_{TL1}$  à  $t_{TL2}$  et ainsi de suite.

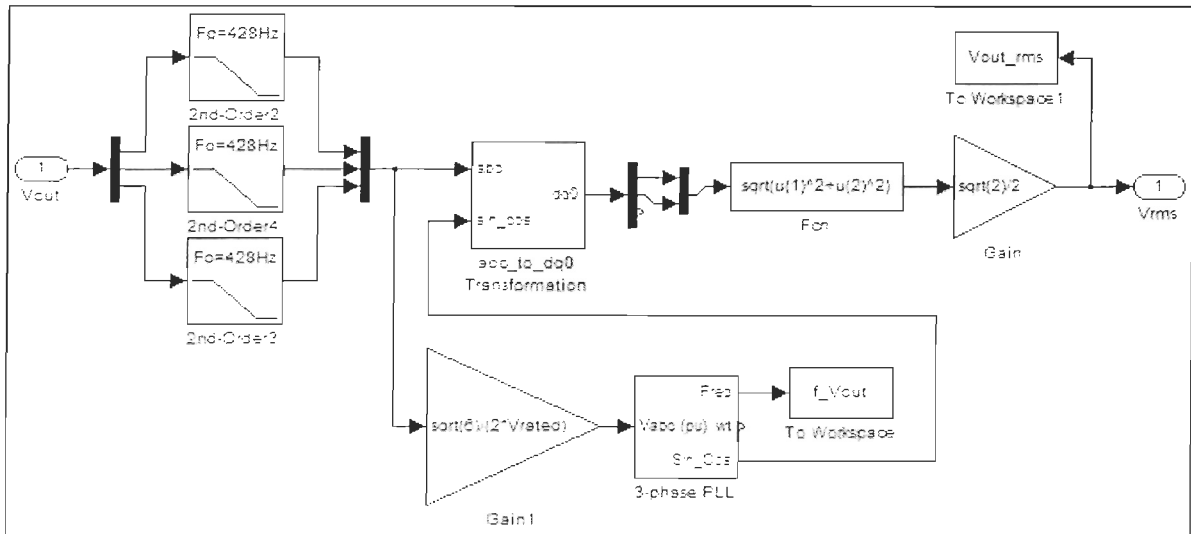


Figure 7.5: Sous-système permettant le calcul de l'amplitude et de la fréquence de la tension efficace de sortie au stator

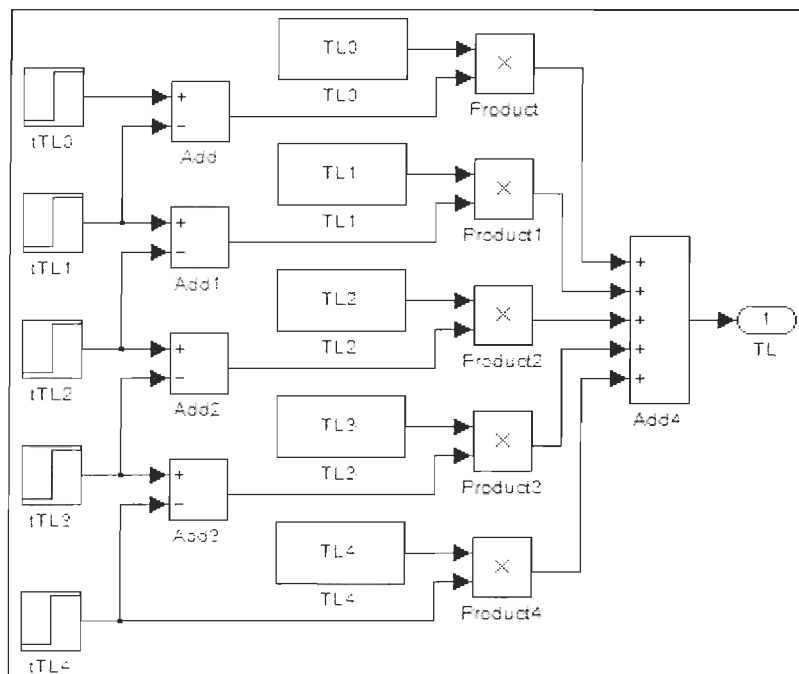


Figure 7.6: Sous-système permettant de modifier le couple d'entraînement jusqu'à 4 fois lors d'une même simulation

Il est également possible avec ce modèle de modifier la charge électrique du système à 2 reprises, puisque 2 nouvelles charges triphasées parallèles ont été ajoutées. Ces charges ont un facteur de puissance unitaire ou inductif, selon les valeurs de  $R_{L1}$ ,  $L_{L1}$ ,  $R_{L2}$  et  $L_{L2}$ , qui sont dans l'ordre la résistance et l'inductance pour les charges 1 et 2. De plus, la charge triphasée parallèle initiale  $R_{L0}$  et  $L_{L0}$  comprend également les charges capacitives d'excitation ( $C_{cb}$ ). Des interrupteurs idéaux permettent de contrôler les instants de branchement des charges 1 et 2. Ceux-ci sont contrôlés par les signaux de contrôle  $cmd_{RL1}$  et  $cmd_{RL2}$  (voir la figure 7.7). La charge 1 est donc branchée de  $t_{RL1a}$  à  $t_{RL1b}$  secondes et la charge 2 de  $t_{RL2a}$  à  $t_{RL2b}$  secondes. Il est très important de noter que la charge initiale (charge 0) est branchée en permanence au système.

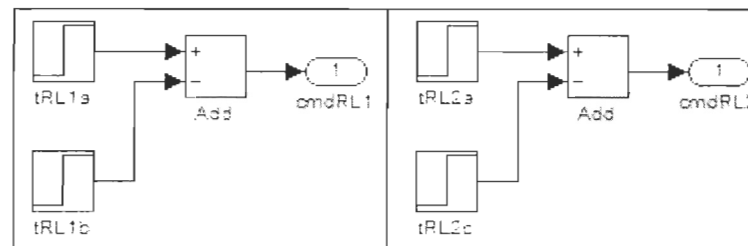


Figure 7.7: Sous-systèmes permettant de contrôler le branchement des charges 1 (gauche) et 2 (droite)

Avec l'apparition de 2 nouvelles charges, 2 nouveaux multimètres ont été ajoutés afin de mesurer les courants de phase qui circulent dans celles-ci et leurs signaux sont également envoyés vers le bloc *measures* (figure 7.8). Celui-ci conserve exactement la même structure qu'au chapitre 6. Il faut cependant noter l'ajout du calcul de la puissance instantanée dans les charges 1 et 2 dans le bloc *Ps et Qs* (figure 7.9) et le retrait du bloc

identification, ce dernier n'étant plus utile. De plus, le bloc *Vout\_rms* fait désormais partie de la fenêtre principale (voir la figure 7.1).

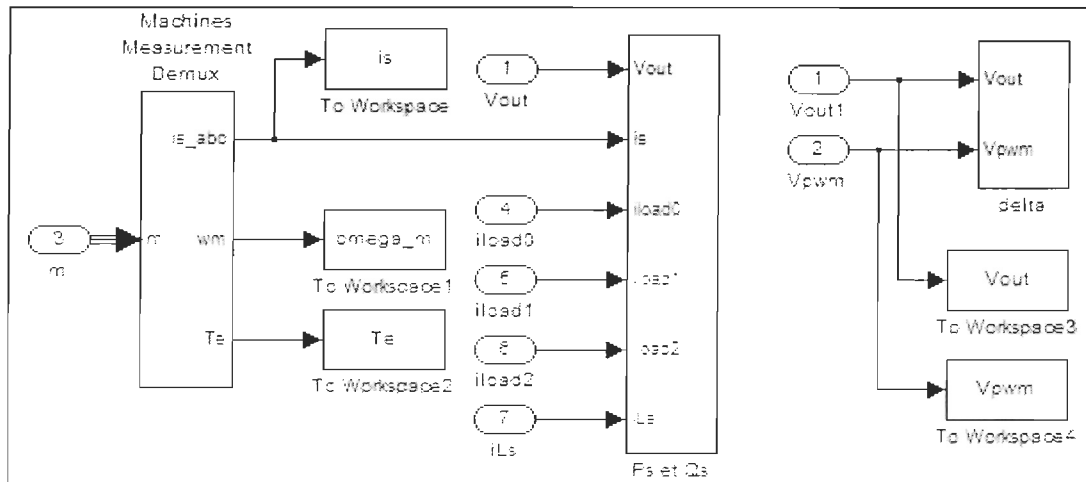


Figure 7.8: Sous-système permettant le calcul et la sauvegarde des différentes variables du modèle

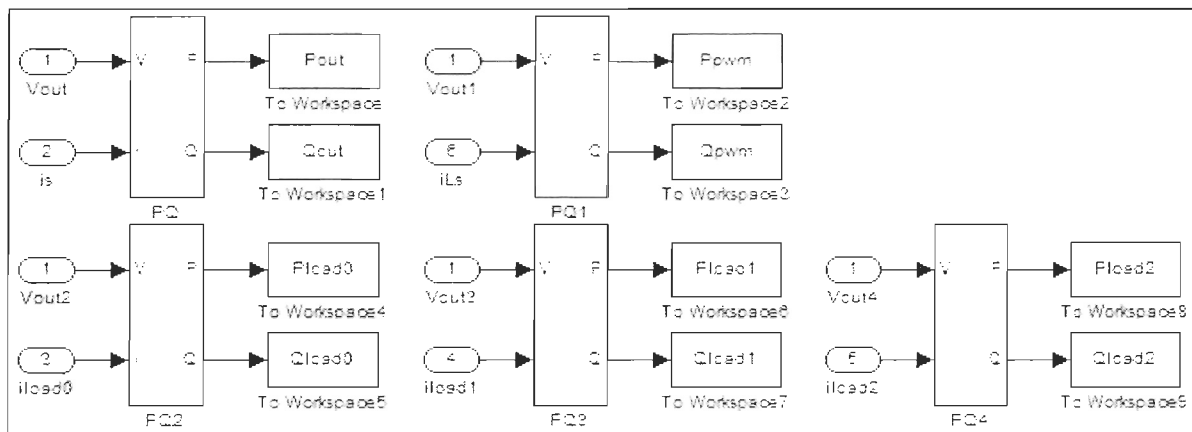
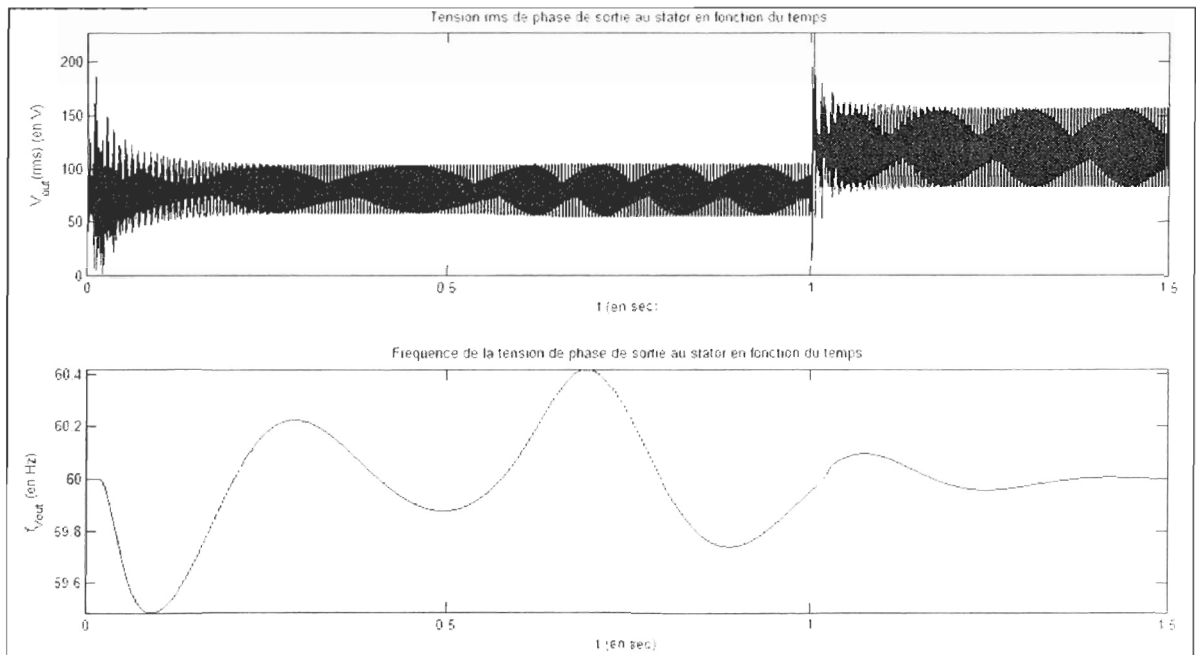


Figure 7.9: Sous-système permettant le calcul instantané des puissances actives et réactives dans le système

### 7.3 Validation sur différents points d'opération

Afin de valider le contrôleur, il faut d'abord observer ses performances lors d'un changement de consigne. Pour la première simulation, la consigne sur la tension passe de 80 V à 120 V à  $t = 1$  seconde et  $\chi = 1$  pour toute la durée de la simulation, ce qui signifie que le contrôleur tend à conserver la vitesse originale du procédé. Cependant, les premiers résultats montrent une grande instabilité, tel qu'il est possible de le constater sur le graphique 7.1.

Graphique 7.1: Valeur efficace et fréquence de la tension de phase au stator en fonction du temps lors d'un changement de consigne de 80 à 120 V et pour  $\chi = 1$



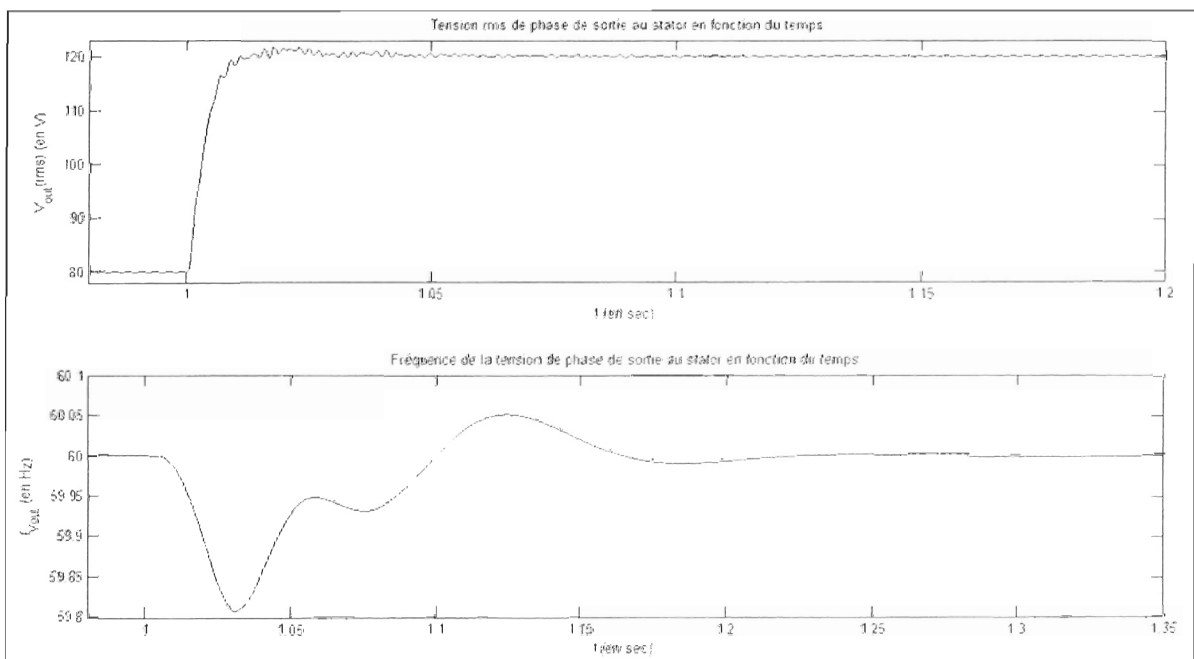
En effet, la valeur efficace de la tension n'atteint jamais une valeur stable, que ce soit suite au démarrage du système ou encore suite au changement de commande. De plus, la fréquence ne semble pas se stabiliser davantage. Cette instabilité vient apparemment du fait



que le contrôleur est trop agressif et c'est pourquoi le système doit être simulé avec une valeur inférieure de  $\chi$ , ce qui a pour effet de ralentir la réponse du procédé.

Ainsi, avec  $\chi = 0,25$ , l'instabilité disparaît suffisamment et ce en conservant une grande rapidité du système. La réponse peut être observée sur le graphique 7.2.

Graphique 7.2: Valeur efficace et fréquence de la tension de phase au stator en fonction du temps lors d'un changement de consigne de 80 à 120 V et pour  $\chi = 0,25$



À partir du moment où le système est stable, trois facteurs doivent être considérés afin de déterminer la qualité du système de contrôle, c'est-à-dire la durée du régime transitoire, l'erreur maximale enregistrée lors du régime transitoire et l'erreur en régime permanent (ou erreur statique). Ces trois facteurs doivent être considérés sur les deux variables dont le contrôle est désiré, c'est-à-dire sur la valeur efficace ( $V_{out(rms)}$ ) et la

fréquence ( $f_{V_{out}(rms)}$ ) de la tension de phase au stator. Pour un changement de consigne sur la tension de 80 V à 120 V avec  $\chi = 0,25$ , ces données ont été mesurées et elles sont présentées au tableau 7.1. Il faut noter qu'il a été décidé que le régime permanent est atteint lorsque l'erreur est plus faible que 1%, ce qui est valable pour toutes les simulations de ce chapitre.

Tableau 7.1: Durée du régime transitoire et erreurs relatives maximale et statique en fonction de la variable observée lors d'un changement de consigne de 80 à 120 V et pour  $\chi = 0,25$

<b>Variable observée</b>	<b>Durée du régime transitoire (en cycle)<sup>(a)</sup></b>	<b>Erreur relative maximale (en %)<sup>(b)</sup></b>	<b>Erreur relative statique (en %)</b>
$V_{out}$ <sup>(c)</sup>	1,513	1,490 <sup>(c)</sup>	5,154E-02
$f_{V_{out}}$ <sup>(d)</sup>	0,000	3,204E-01	-5,3E-05

(a) Un cycle = une période à 60 Hz

(b) En valeur absolue

(c)  $V_{out}$  = valeur efficace de la tension de phase au stator

(d)  $f_{V_{out}}$  = fréquence de la tension de phase au stator

(e) Puisque la consigne de tension change, l'erreur maximale sur la valeur efficace correspond au dépassement (en %)

Pour un changement de consigne aussi large que 40 V, c'est-à-dire 33,3% de la valeur nominale, la valeur efficace de la tension est rétablie en moins de deux cycles avec un dépassement très faible et une erreur statique quasi inexistante. Pour ce qui est de la fréquence, la variation en régime transitoire est tellement faible qu'elle ne dépasse jamais le critère de 1%. En raison de la qualité des réponses observées, il faut en déduire que le contrôleur ne nécessite pas d'améliorations supplémentaires. En effet, une diminution du temps de réponse se traduit par une augmentation de l'erreur en régime transitoire et une

diminution du dépassement entraîne une augmentation de l'erreur statique. Le résultat obtenu est donc un excellent compromis. Il ne reste plus qu'à observer les performances du modèle lors de perturbations.

Ainsi, afin de valider le modèle pour différents points d'opération, une séquence de changements a été introduite au modèle. Celle-ci est détaillée dans les tableaux 7.2 et 7.3.

Tableau 7.2: Puissance, facteur de puissance et temps initial et final en fonction de la charge

<i>Charge</i>	<b>Puissance de la charge <math>S_L</math> (en p.u.)</b>	<b>Facteur de puissance (FP)</b>	<b>Temps initial (en sec)</b>	<b>Temps final (en sec)</b>
0	0,0	----	0,0	5,0
1	0,5	1,0	1,0	3,0
2	0,5	0,9	2,0	4,5

Tableau 7.3: Valeur du couple et temps initial et final en fonction du couple d'entraînement

<i>Couple d'entraînement (<math>T_L</math>)</i>	<b>Valeur du couple<sup>(a)</sup></b>	<b>Temps initial (en sec)</b>	<b>Temps final (en sec)</b>
0	1,0	0,0	1,5
1	0,5	1,5	2,5
2	1,5	2,5	3,5
3	1,0	3,5	4,0
4	0,0	4,0	5,0

(a) Fraction du couple nominal en générateur

L'objectif de cette séquence est d'observer le travail du contrôleur lors des transitions vers différents points d'opération qui constituent les principales conditions d'utilisation du système. En effet, le système est testé à vide, à charge intermédiaire et à pleine charge avec des facteurs de puissance unitaire et inductif, ce qui constitue les principales valeurs possibles de la charge électrique. De plus, le couple d'entraînement a été testé avec des valeurs inférieure et supérieure à sa valeur nominale, ce qui permet d'observer la réponse du système en périodes de vents faibles ou de vents forts. Enfin, la réponse du système est également observée pour des vents si faibles que l'entrée mécanique devient nulle. Le tableau 7.4 montre les performances du contrôleur pour la séquence de perturbations détaillée précédemment.

Les mêmes résultats sont observables sur les graphiques 7.3 et 7.4. Ces graphiques illustrent la tension de phase au stator lors des différentes perturbations, la première série étant la tension efficace et la deuxième série les formes d'onde des tensions triphasées instantanées. De plus, contrairement au tableau, les figures montrent le démarrage du système, mais ces données sont à titre informatif seulement.

Tout d'abord, pour ce qui est du contrôle de la valeur efficace de la tension, les résultats montrent que lorsqu'il s'agit d'un changement de charge électrique, le système se stabilise très rapidement en moins d'un cycle pour atteindre une erreur statique très faible, mais l'erreur maximale en régime transitoire se rapproche de 10%. Par contre, lorsque le vent est très faible et que le système fonctionne à vide, celui-ci met un peu plus de quatre

cycles à se stabiliser. Cependant, cela ne cause aucun problème si le convertisseur de puissance est conçu pour ce type de perturbation.

Tableau 7.4: Durée du régime transitoire et erreurs relatives maximale et statique en fonction du temps de la perturbation et de la variable avec  $\chi = 0,25$

<i>Temps de la perturbation (en s)</i>	<b>Durée du régime transitoire (en cycle<sup>(a)</sup>)</b>		<b>Erreur relative maximale (en %)<sup>(b)</sup></b>		<b>Erreur relative statique (en %)</b>	
	$V_{out}^{(c)}$	$f_{Vout}^{(d)}$	$V_{out}$	$f_{Vout}$	$V_{out}$	$f_{Vout}$
$t_1=1,0$	0,444	0,000	9,211	0,309	-0,152	-1,909E-04
$t_2=1,5$	0,000	0,000	0,121	0,192	-0,034	3,791E-05
$t_3=2,0$	0,158	0,000	8,021	0,282	-0,075	2,620E-04
$t_4=2,5$	0,000	0,000	0,239	0,380	-0,049	2,943E-04
$t_5=3,0$	0,555	0,000	9,222	0,306	-0,082	6,769E-06
$t_6=3,5$	0,000	0,000	0,235	0,181	-0,084	-1,286E-04
$t_7=4,0$	0,000	0,000	0,169	0,380	-0,071	-3,372E-04
$t_8=4,5$	4,041	0,000	9,807	0,282	-0,122	1,734E-04

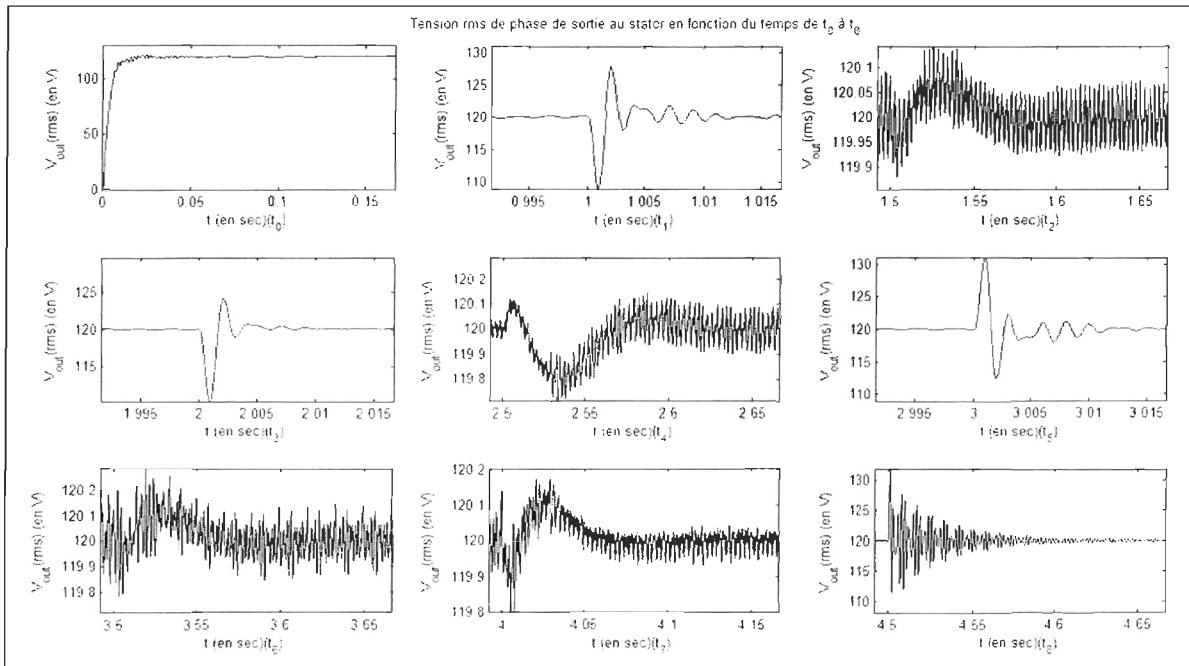
(a) Un cycle = une période à 60 Hz

(b) En valeur absolue

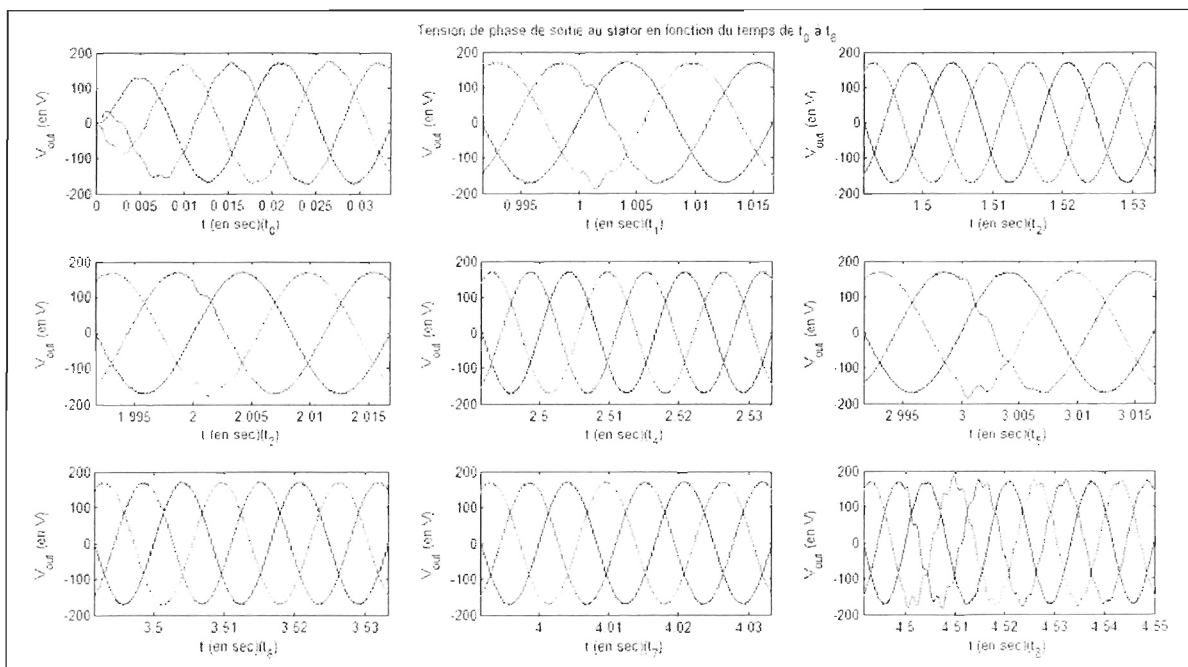
(c)  $V_{out}$  = valeur efficace de la tension de phase au stator

(d)  $f_{Vout}$  = fréquence de la tension de phase au stator

Graphique 7.3: Valeur efficace de la tension de phase au stator en fonction du temps lors des différentes perturbations



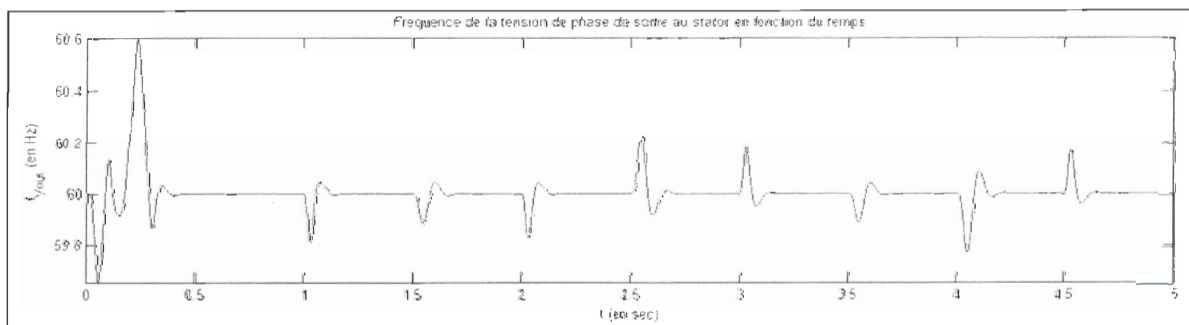
Graphique 7.4: Amplitude des tensions de phase triphasées au stator en fonction du temps lors des différentes perturbations



Le seul véritable problème demeure donc l'importance de l'erreur maximale en régime transitoire. Néanmoins, le graphique 7.4 montre que les formes d'onde sont tout de même d'excellente qualité. Lors d'un changement de charge mécanique, qui est entraîné par la variation du vent, le régime transitoire est si faible qu'il ne dépasse jamais le critère de 1%. La valeur efficace de la tension n'est donc pas affectée par un changement de la puissance mécanique, ce qui est nécessaire puisque le vent n'est pratiquement jamais constant.

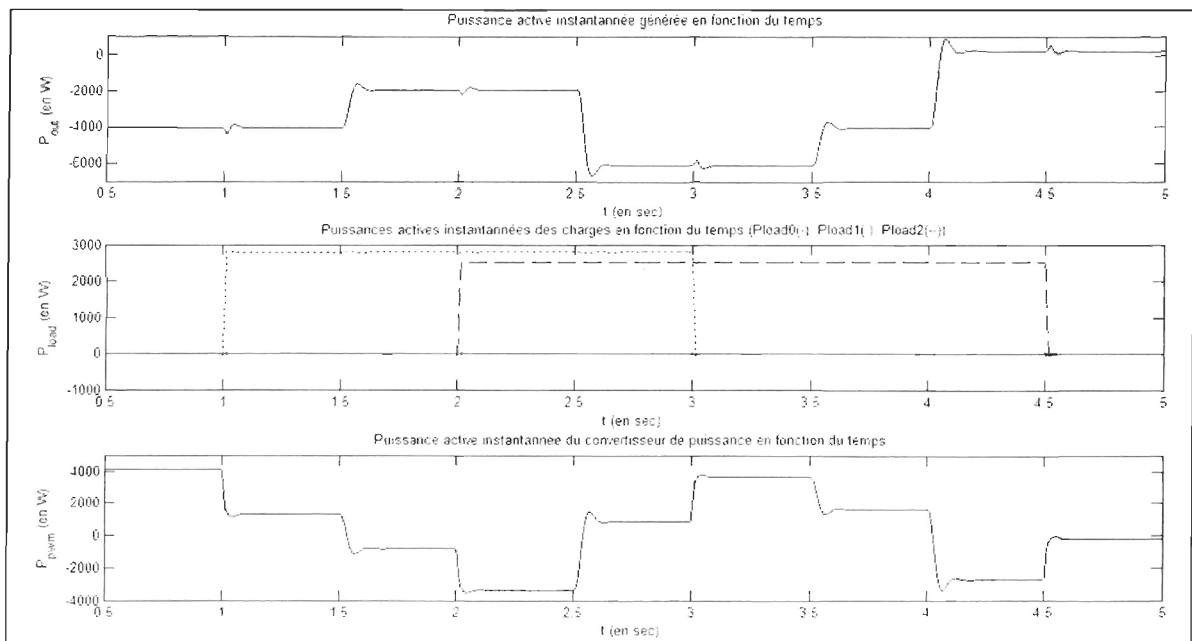
Enfin, pour la fréquence de la tension, qui peut aussi être observée sur le graphique 7.5, celle-ci n'atteint jamais le critère de 1% et demeure en régime permanent tout au long de la simulation.

Graphique 7.5: Fréquence de la tension de phase au stator en fonction du temps

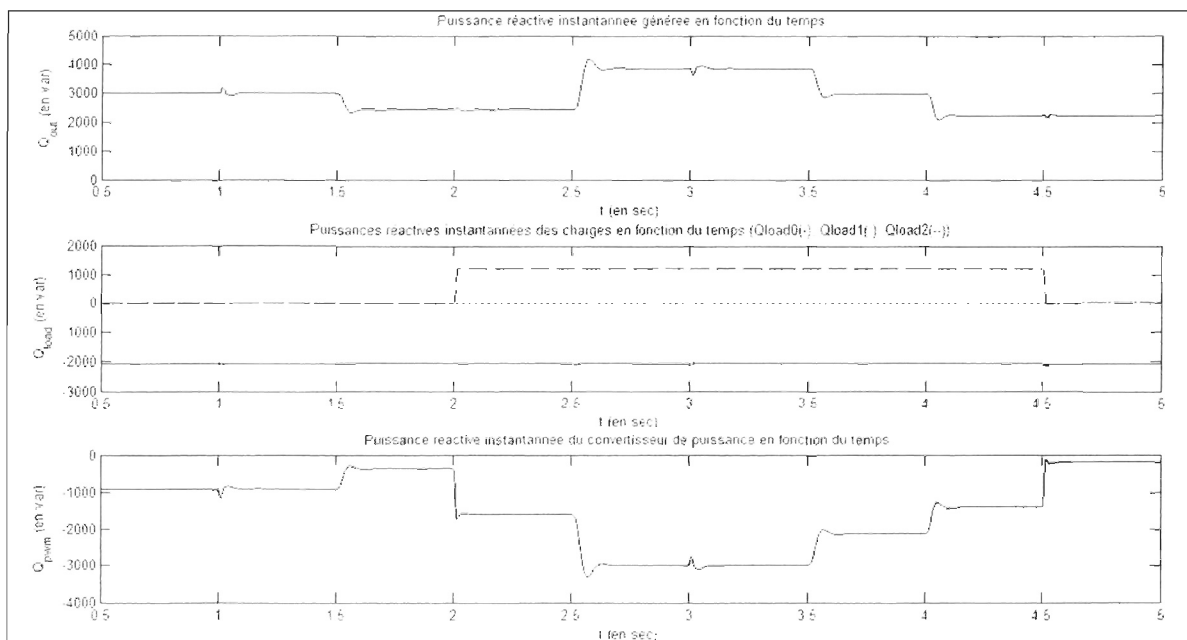


Le système compense donc très bien les perturbations. Les graphiques 7.6 (puissances actives) et 7.7 (puissances réactives) permettent d'apprécier son fonctionnement. Ils montrent dans l'ordre la puissance du générateur, des charges et du convertisseur de puissance. Pour ce qui est des charges, la courbe pleine correspond à la charge 0, la courbe pointillée à la charge 1 et la courbe alternative à la charge 2.

Graphique 7.6: Puissances actives du générateur (haut), des charges 0 (trait plein), 1 (trait pointillé) et 2 (trait alternatif) (milieu) et du convertisseur de puissance (bas)



Graphique 7.7: Puissances réactives du générateur (haut), des charges 0 (trait plein), 1 (trait pointillé) et 2 (trait alternatif) (milieu) et du convertisseur de puissance (bas)

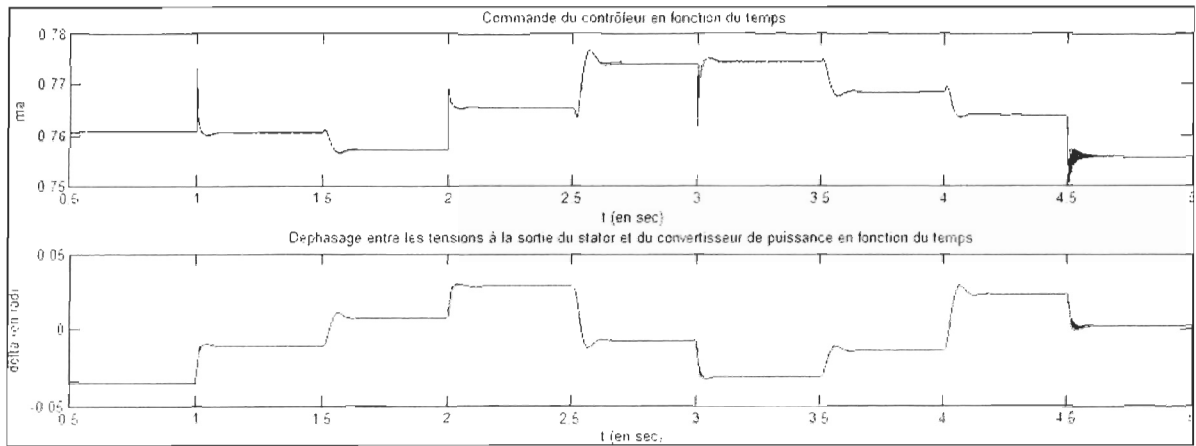




Ainsi, le système demeure équilibré au niveau du bilan des puissances, puisqu'à chaque instant le convertisseur de puissance complète cet équilibre. En effet la somme des puissances demeure nulle en tout temps, ce qui est aussi vrai pour la puissance active que pour la puissance réactive. Le graphique 7.6 montre bien que la puissance active du convertisseur de puissance peut être positive ou négative.

Lorsqu'elle est positive, la génératrice fournit plus que la demande et à ce moment la pile du convertisseur se charge. Lorsqu'elle est négative, la génératrice ne fournit pas suffisamment et la différence de puissance provient de la pile du convertisseur. Pour que le système demeure stable, il est donc important que la pile du convertisseur demeure chargée. Ainsi, la génératrice devrait la plupart du temps fournir plus que la demande. Dans ce système, la puissance réactive du convertisseur de puissance est toujours inférieure à 0, tout simplement parce que la charge n'est jamais de nature capacitive. Donc, le convertisseur de puissance ne dépense jamais de la puissance réactive. Dans l'éventualité où le banc de condensateurs serait surdimensionné, il pourrait être en mesure de dépenser également de la puissance réactive. Il est donc possible de faire varier la taille du banc de condensateurs et du convertisseur de puissance afin de trouver la combinaison la plus économique.

Finalement, le graphique 7.8 montre le comportement du rapport d'amplitude  $m_a$  et du déphasage  $\delta$ . Tel qu'expliqué à la fin du chapitre 5,  $m_a$  et  $\delta$  varient très peu malgré les perturbations qui elles sont considérables. C'est ce qui explique en partie la courte durée du régime transitoire.

Graphique 7.8: Rapport d'amplitude du convertisseur et déphasage  $\delta$  en fonction du temps

## CHAPITRE 8

### CONCLUSION

Le projet dont il a été question dans ce mémoire consistait à réguler l'amplitude et la fréquence de la tension produite par une GAS avec rotor à cage d'écureuil fonctionnant de façon autonome et isolée d'un réseau électrique dans un système de production d'énergie de faible puissance. Bien que l'emphase ait surtout été placée sur les systèmes éoliens, les résultats peuvent également être utilisés pour d'autres types de système de production énergétique, comme les systèmes hydroélectriques par exemple.

Afin de résoudre la problématique, différents objectifs avaient été fixés au départ du projet. Tout d'abord, il avait été convenu que le modèle dynamique de la MAS utilisé lors du projet devait au minimum être aussi performant que le modèle *Simulink* de la bibliothèque *SimPowerSystems* du logiciel *Matlab*. Ensuite, le contrôleur devait être en mesure de limiter les perturbations à une variation de l'ordre de 8% sur une durée de  $\frac{1}{2}$  cycle pour ce qui est de l'amplitude et à une variation maximale de 1% pour ce qui est de la fréquence de la tension générée. Le système conçu devait aussi être parfaitement autonome et la charge réactive nécessaire à l'auto-excitation de la MAS devait être calculée en fonction du point d'opération, car ces résultats devaient permettre de déterminer les équipements nécessaires à l'auto-excitation. De plus, le système devait être modélisé afin

de concevoir un contrôleur permettant d'atteindre les performances décrites précédemment et ce pour tous les points d'opération de la MAS.

Par la suite, il a été question d'exposer les principaux concepts théoriques concernant la MAS afin de bien expliquer son modèle dynamique théorique. Toutes les simplifications du modèle par rapport à la réalité ont été détaillées, la plus importante étant que l'effet de la saturation magnétique a été considéré, puisque son influence est importante au démarrage et pour des opérations avoisinant la tension nominale. Enfin, un système arbitraire de coordonnées  $dq0$  a été utilisé afin de simplifier les équations du modèle théorique.

Lorsque les différents concepts théoriques du modèle dynamique de la MAS ont été clarifiés, il a ensuite été question de construire un modèle de simulation. Puisque l'objectif visé était d'obtenir un modèle de la même qualité, sinon meilleur, que le modèle du logiciel *Matlab*, deux principales options ont été étudiées. La première option consistait à bâtir un modèle dynamique à partir des équations théoriques obtenues et à comparer ce modèle avec celui de *Matlab*. L'avantage d'un tel modèle est qu'il est conçu pour un projet précis et devient de cette façon plus efficace pour ce qui est du temps de calcul. Par contre, il nécessite de passer beaucoup de temps à reconstruire ce qui a déjà été fait pour obtenir la même qualité de résultats. L'autre option consistait plutôt à utiliser directement le modèle dynamique de *Simulink*, à effectuer des essais en laboratoire sur une machine réelle et à utiliser les résultats obtenus et la méthode standard de calculs pour déterminer les paramètres de la machine. Par la suite, il fallait comparer le modèle aux essais en laboratoire afin de modifier les paramètres et obtenir un modèle particulier pour une

machine en particulier. Cette option a été retenue et a permis de définir une méthode qui permet de modéliser plus efficacement une machine donnée.

Puisque la machine doit fonctionner de façon autonome, l'auto-excitation de celle-ci est un aspect incontournable du problème. Le processus d'excitation de la GAS a donc été expliqué et la charge réactive requise a été calculée pour différentes conditions. Par exemple, lorsque la machine fonctionne à vide et que la charge mécanique est nominale (fonctionnement en générateur), celle-ci nécessite 128,0  $\mu\text{F}$  de charge capacitive sur chaque phase afin de conserver la tension à sa valeur nominale. Cette donnée, qui a été validée en simulation, constitue la charge capacitive minimale qui permet de rétablir la tension au stator de la génératrice lorsque la charge mécanique est nominale. Donc, pour des conditions nominales, il n'est pas possible d'obtenir la tension nominale avec moins d'excitation. C'est pourquoi cette quantité constitue la charge capacitive du banc de condensateurs fixes.

Dans le système qui a été conçu dans le cadre de ce projet, l'auto-excitation est fournie par deux différentes composantes. La différence est donc fournie par un convertisseur de puissance. Plus particulièrement, il s'agit d'un convertisseur triphasé à source de tension avec MLI opérant dans la zone linéaire de fonctionnement et dont la partie en courant continu est reliée à une pile. Le rôle de la pile est de fournir de l'énergie lorsque la génératrice ne peut pas fournir la totalité de l'énergie nécessaire et d'emmagasiner celle-ci lorsque la génératrice produit un surplus d'énergie. Puisque l'utilisation d'un convertisseur de puissance entraîne l'apparition d'harmoniques dans le

système, des inductances ont été ajoutées en série du côté de la partie en courant alternatif. Celles-ci ont pour objectif de former un filtre passif avec la charge du consommateur et le banc de condensateurs fixes, ce qui permet de filtrer les harmoniques. Par la suite, des calculs ont montré que le convertisseur de puissance utilisé pour ce projet permet de fournir et de dépenser autant la puissance active que réactive, ce qui est nécessaire pour la stabilité du système. Il a été convenu que la fréquence de la tension générée au stator allait être automatiquement contrôlée par le convertisseur de puissance et que pour contrôler l'amplitude de la tension, il suffisait d'utiliser le rapport d'amplitude des signaux de commande du convertisseur. Ce projet explique également comment calculer la commande qui est nécessaire afin de conserver la tension nominale pour des conditions données.

Par la suite, avant de concevoir le système de contrôle, il a été nécessaire d'établir un modèle mathématique pour identifier le système à contrôler. Un bref rappel de la théorie générale des systèmes a donc été exposé et le modèle de simulation qui a permis d'identifier le système a été présenté. Ensuite, le modèle mathématique a été défini avant d'être validé en simulation pour différents points d'opération du système. Le modèle utilisé est une fonction de transfert sous-amortie du 2<sup>e</sup> ordre.

Finalement, la dernière étape du projet consistait à concevoir le système de contrôle. La méthode d'élimination des pôles et des zéros a été utilisée pour obtenir le modèle mathématique du contrôleur. Celui-ci a été ajouté au modèle de simulation avant d'être validé pour un changement de commande et pour différents points d'opération. Pour l'ensemble des perturbations qui ont été testées, la variation maximale sur l'amplitude de la

tension a été de 9,2% pour une durée de 0,55 cycles, ce qui dépasse légèrement les limites établies (8% et 0,5 cycle). Il faut noter que lorsque la charge électrique a été subitement débranchée, la variation maximale a été de 9,8% pour une durée de quatre cycles. Par contre, puisque la charge du consommateur était débranchée, ces conditions n'ont aucune incidence pour l'utilisateur. Il faut simplement s'assurer que les différentes composantes du système puissent résister dans ces conditions. Pour ce qui est de la fréquence de la tension générée, la variation maximale a été de 0,38%, ce qui remplit largement les attentes (1%). Il faut se rappeler que le standard recherché était plutôt exigeant, mais il faut aussi considérer qu'il s'agit ici d'une simulation, ce qui fait que sur un système réel les résultats pourraient et devraient être de moins bonne qualité. Il faut donc considérer ces résultats comme étant très acceptables, mais la possibilité d'améliorer les performances du système est toujours possible. Enfin, le fonctionnement général du système a été expliqué plus en détails, dans l'éventualité où des améliorations seraient apportées au projet.

Ainsi, la plupart des objectifs fixés au début du projet ont été atteints. En effet, le modèle de simulation de la MAS utilisé dans le cadre de cette recherche a reproduit les essais en laboratoire avec une erreur inférieure à 3%, sauf pour des tensions efficaces de phase au stator de moins de 90 V. Par contre, mis à part le démarrage et l'arrêt de la MAS, la tension au stator est nominale pour tous les autres points d'opération, puisque l'objectif est de réguler cette tension à 120 V. Ensuite, le système proposé est parfaitement autonome et son autonomie a été montrée lors de cette recherche. La méthode utilisée pour le calcul de la charge réactive nécessaire à l'auto-excitation de la MAS a également été validée en simulation. Cependant, il faut porter attention aux valeurs obtenues. En effet, le calcul nous

donne les conditions minimales afin d'auto-exciter la MAS alors que l'objectif est d'obtenir les conditions nécessaires afin d'auto-exciter la MAS jusqu'à sa tension nominale. Ainsi, il est nécessaire de valider les calculs en simulation. Par la suite, La combinaison d'équipements utilisée pour auto-exciter la MAS s'est avérée très efficace, puisque le convertisseur de puissance permet de fournir et de consommer autant de la puissance active que de la puissance réactive. De plus, puisqu'il existe une valeur minimale de puissance réactive qui doit être fournie en tout temps à la GAS, le banc de condensateurs fixes a été très utile afin d'éviter de surdimensionner le convertisseur de puissance. Enfin, le système de contrôle conçu lors de cette recherche a permis d'obtenir des performances très satisfaisantes, même si celles-ci sont légèrement inférieures aux attentes. Cependant, une étude plus approfondie du projet pourrait permettre d'obtenir des résultats de qualité supérieure, car après tout, il a été montré que la solution proposée pouvait être utilisée dans un système de production d'énergie éolien de faible puissance. Par exemple, l'utilisation d'un contrôleur plus complexe pourrait améliorer les performances. Il serait également primordial que la même étude soit réalisée avec sur un système réel.



## ANNEXE A

### RÉSISTANCE DU STATOR

#### A.1 But

Déterminer la résistance équivalente  $R_s$  du bobinage d'une phase du stator.

#### A.2 Montage et équipement

Effectuer le montage de la figure A.1 pour le chauffage de la machine avant d'effectuer le montage de la figure A.2 pour le test. La liste de l'équipement est dans le tableau A.1 pour une MAS avec rotor à cage d'écuréuil (SCIM). La source de tension  $V_{source}$  doit être triphasée et en mesure de fournir la tension nominale et le courant nominal de la machine.

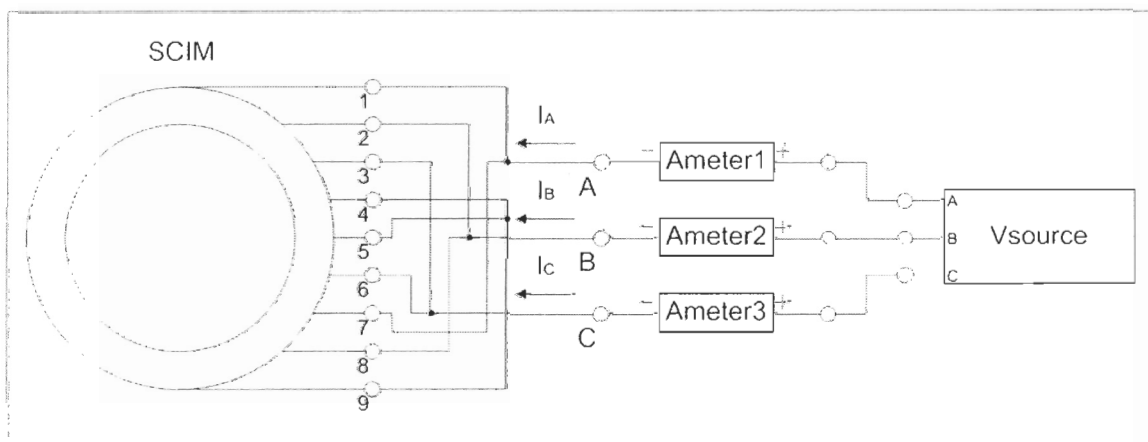


Figure A.1: Montage pour le chauffage de la machine

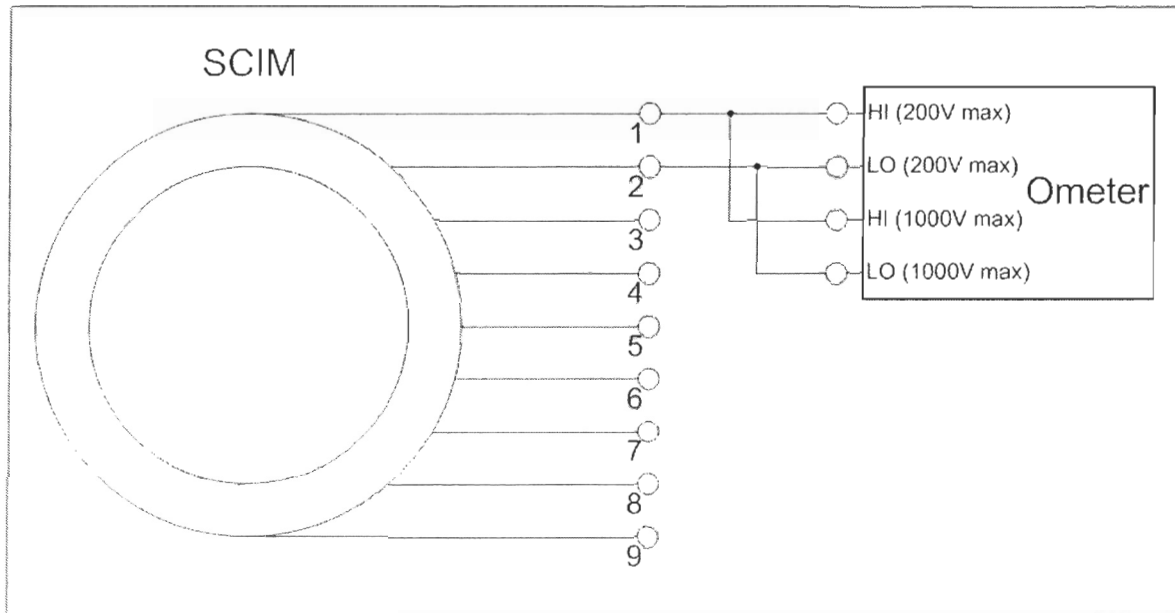


Figure A.2: Montage pour la mesure de la résistance du stator

Tableau A.1: Liste des équipements utilisés

<i>Composant</i>	<i>Appareil</i>	<i>Fabriquant</i>	<i>Modèle</i>	<i>Numéro UQAR</i>
<i>Ometer</i>	Multimètre	HP	34401A	017441
<i>Ameter1</i>	Multimètre	Fluke	179	030539
<i>Ameter2</i>	Multimètre	Fluke	179	030574
<i>Ameter3</i>	Multimètre	Fluke	179	030571

### A.3 Protocole

- Réaliser le montage de la figure A.1 et bloquer mécaniquement le rotor de façon sécuritaire. Augmenter la tension de la source de manière à obtenir entre 50% et 60% du courant nominal dans chaque phase du stator. Laisser la machine sous tension pendant environ 30 minutes, afin de réchauffer les bobinages du stator.

- Réaliser le montage de la figure A.2. Ce montage permet de mesurer la résistance entre les bornes 1 et 2 de la machine. Utiliser la fonction du multimètre qui permet une mesure de la résistance avec quatre fils. De cette façon, l'appareil soustrait la résistance des fils et les résistances mesurées ont une meilleure précision.
- La figure A.3 montre le plan des bobinages du stator. Cette machine a deux bobinages triphasés au stator et a donc deux types de branchement possibles, soit à basse tension et à haute tension. À basse tension, ces bobinages sont montés en parallèle comme à la figure A.1 et à haute tension, ils sont montés en série.

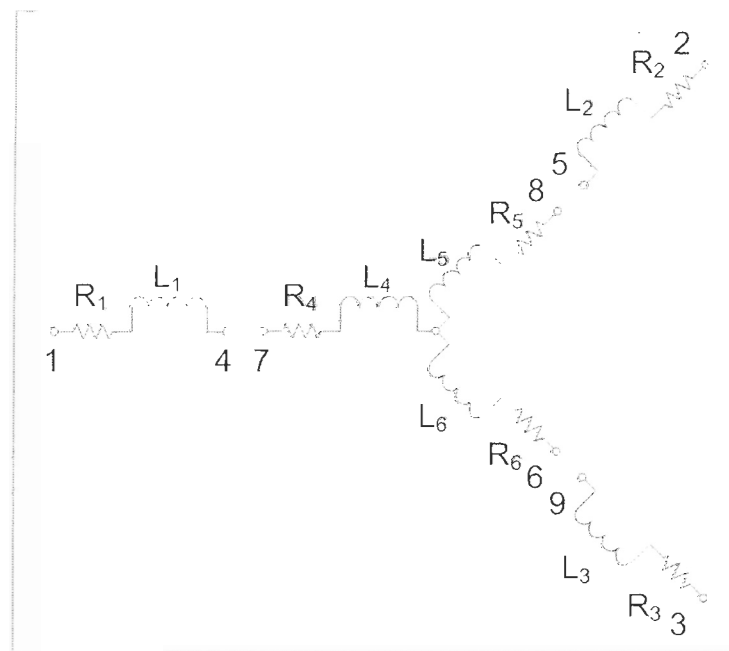


Figure A.3: Plan des bobinages du stator de la MAS (Phelan Brothers Electromec, TEP7.54)

- Mesurer la résistance entre les bornes 1 et 2. Cette résistance devrait être infinie, puisque ces points ne sont pas reliés à l'intérieur de la machine tel qu'illustré à la figure A.3.
- Pour toutes les combinaisons possibles, mesurer la résistance entre les deux bornes. Selon le plan de la figure A.3, les combinaisons 1-4, 2-5 et 3-9 devraient avoir sensiblement la même résistance, les combinaisons 6-7, 6-8 et 7-8 devraient avoir environ le double de cette résistance et les autres combinaisons devraient avoir une résistance infinie. Noter les résistances  $R_{14}$ ,  $R_{25}$ ,  $R_{39}$ ,  $R_{67}$ ,  $R_{68}$  et  $R_{78}$ .

#### A.4 Résultats

Les tableaux suivant permettent de déterminer  $R_x$ .

Tableau A.2: Tableau du calcul de la résistance du stator

<i>Item</i>	<i>Description</i>	<i>Source de calcul</i>	<i>Valeur</i>	<i>Unité</i>
1	Résistance entre les bornes 1-4 ( $R_{14}$ )	Mesure	426	mΩ
2	Résistance entre les bornes 2-5 ( $R_{25}$ )	Mesure	424	mΩ
3	Résistance entre les bornes 3-9 ( $R_{39}$ )	Mesure	420	mΩ
4	Résistance entre les bornes 6-7 ( $R_{67}$ )	Mesure	830	mΩ
5	Résistance entre les bornes 6-8 ( $R_{68}$ )	Mesure	831	mΩ
6	Résistance entre les bornes 7-8 ( $R_{78}$ )	Mesure	830	mΩ

Tableau A.3: Tableau du calcul de la résistance du stator (suite)

<i>Item</i>	<i>Description</i>	<i>Source de calcul</i>	<i>Valeur</i>	<i>Unité</i>
7	Résistance du bobinage 1 ( $R_1$ )	(1)	426	mΩ
8	Résistance du bobinage 2 ( $R_2$ )	(2)	424	mΩ
9	Résistance du bobinage 3 ( $R_3$ )	(3)	420	mΩ
10	Résistance du bobinage 4 ( $R_4$ )	[(4)+(6)-(5)]/2	415	mΩ
11	Résistance du bobinage 5 ( $R_5$ )	[(5)+(6)-(4)]/2	416	mΩ
12	Résistance du bobinage 6 ( $R_6$ )	[(4)+(5)-(6)]/2	416	mΩ
13	Résistance de la phase A du stator ( $R_A$ )	(7)×(10)/[(7)+(10)]	210,1	mΩ
14	Résistance de la phase B du stator ( $R_B$ )	(8)×(11)/[(8)+(11)]	209,9	mΩ
15	Résistance de la phase C du stator ( $R_C$ )	(9)×(12)/[(9)+(12)]	208,9	mΩ
16	Résistance d'une phase du stator ( $R_s$ )	[(13)+(14)+(15)]/3	209,6	mΩ

### A.5 Analyse

L'objectif principal de ce test était d'obtenir la résistance équivalente  $R_s$  des bobinages du stator. Les tableaux A.2 et A.3 montrent donc la valeur des résistances  $R_1$  à  $R_6$  du schéma de la figure A.3. Puisque la machine est alimentée en basse tension, les résistances  $R_1$  et  $R_4$  sont en parallèle, ainsi que les résistances  $R_2$  et  $R_5$  et les résistances  $R_3$  et  $R_6$ , ce qui donne les résistances  $R_A$ ,  $R_B$  et  $R_C$ . Enfin, en supposant que la résistance des trois bobinages du stator est équivalente, la résistance  $R_s$  est également donnée au tableau A.3. Cette hypothèse peut être considérée comme satisfaisante, puisqu'elle laisse une erreur maximale sur la résistance réelle de 0,34 %. Il est également

possible de constater que les résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$  sont légèrement plus élevées que les résistances  $R_4$ ,  $R_5$  et  $R_6$ , c'est-à-dire qu'elles diffèrent en moyenne de 1,81%. En effet, en mesurant la résistance d'une composante, il est préférable de débrancher celle-ci du circuit pour éviter ce genre d'erreur sur la mesure. Cependant, les résistances  $R_4$ ,  $R_5$  et  $R_6$  sont reliées de façon interne et il est donc impossible de les débrancher pour les mesures. Ce branchement est probablement la cause de la différence observée. Par contre, puisque l'erreur demeure faible, les résultats obtenus peuvent être considérés comme satisfaisants.

Généralement, une source de tension continue et des multimètres sont utilisés pour mesurer la résistance des bobinages du stator. Avec cette méthode, la mesure de la tension et du courant continu traversant le bobinage permet de déterminer avec précision la résistance du bobinage. Quant à la méthode du multimètre, celle-ci peut apporter des imprécisions, puisqu'en mesurant de faibles résistances directement avec le multimètre, la résistance des fils peut fausser les données. Cependant, afin de contrer ce problème, une mesure à quatre fils a été effectuée avec le multimètre. De cette façon, l'appareil soustrait la résistance des fils utilisés pour la mesure. Durant les tests en laboratoire, les deux méthodes précédentes ont été employées et comparées, et des résultats similaires ont été obtenus. Puisque la méthode du multimètre est beaucoup plus simple que la méthode avec une source de tension continue, celle-ci a été retenue.

## A.6 Conclusion

En conclusion du test, les valeurs de la résistance de chaque bobinage du stator ( $R_1$  à  $R_6$ ), de la résistance équivalente de chaque phase du stator ( $R_A$ ,  $R_B$  et  $R_C$ ) et de la résistance équivalente  $R_s$  des bobinages du stator sont présentées dans le tableau A.4.

Tableau A.4: Résultats du test de mesure de la résistance du stator

<i>Composante</i>	<i>Valeur</i>	<i>Unité</i>
<i>Résistance du bobinage 1 (<math>R_1</math>)</i>	426	mΩ
<i>Résistance du bobinage 2 (<math>R_2</math>)</i>	424	mΩ
<i>Résistance du bobinage 3 (<math>R_3</math>)</i>	420	mΩ
<i>Résistance du bobinage 4 (<math>R_4</math>)</i>	415	mΩ
<i>Résistance du bobinage 5 (<math>R_5</math>)</i>	416	mΩ
<i>Résistance du bobinage 6 (<math>R_6</math>)</i>	416	mΩ
<i>Résistance de la phase A du stator (<math>R_A</math>)</i>	210,1	mΩ
<i>Résistance de la phase B du stator (<math>R_B</math>)</i>	209,9	mΩ
<i>Résistance de la phase C du stator (<math>R_C</math>)</i>	208,9	mΩ
<i>Résistance d'une phase du stator (<math>R_s</math>)</i>	209,6	mΩ

## ANNEXE B

### ESSAI À VIDE

#### B.1 But

Déterminer les pertes  $P_{core}$  dans le corps magnétique et les pertes  $P_{F\&W}$  dues au frottement et à la ventilation. Le courant de phase  $I_s$ , la tension de phase  $V_s$ , la puissance totale  $P_0$  et les pertes  $P_{core}$  dans le corps magnétique de cet essai vont permettre de calculer les différents paramètres de la MAS, soient les inductances de fuite du stator et du rotor  $L_{\sigma_s}$  et  $L_{\sigma_r}$ , l'inductance magnétisante  $L_m$  et les résistances équivalentes du corps magnétique  $R_c$  et du rotor  $R_r$ . Les valeurs de  $I_s$ ,  $V_s$ ,  $P_0$  et  $P_{core}$  utilisées seront celles mesurées à la tension nominale.

#### B.2 Montage et équipement

Effectuer le montage de la figure B.1 avec l'équipement du tableau B.1 pour une MAS avec rotor à cage d'écureuil (SCIM). La source de tension  $V_{source}$  doit être triphasée et en mesure de fournir 150% de la tension nominale et le courant nominal de la machine.



Tableau B.1: Liste des équipements utilisés

<i>Composante</i>	<i>Appareil</i>	<i>Fabriquant</i>	<i>Modèle</i>	<i>Numéro</i>
<i>Wmeter1</i>	Analyseur de puissance et d'harmonique	Elcontrol	Nano VIP Plus	024732
<i>Wmeter2</i>	Analyseur de puissance et d'harmonique	Elcontrol	Nano VIP Plus	020475
<i>Ameter1</i>	Analyseur de puissance et d'harmonique	Elcontrol	Nano VIP Plus	024733
<i>Vmeter1</i>	Multimètre	Fluke	179	030539
<i>Vmeter2</i>	Multimètre	Fluke	179	030574
<i>Vmeter3</i>	Multimètre	Fluke	179	030571

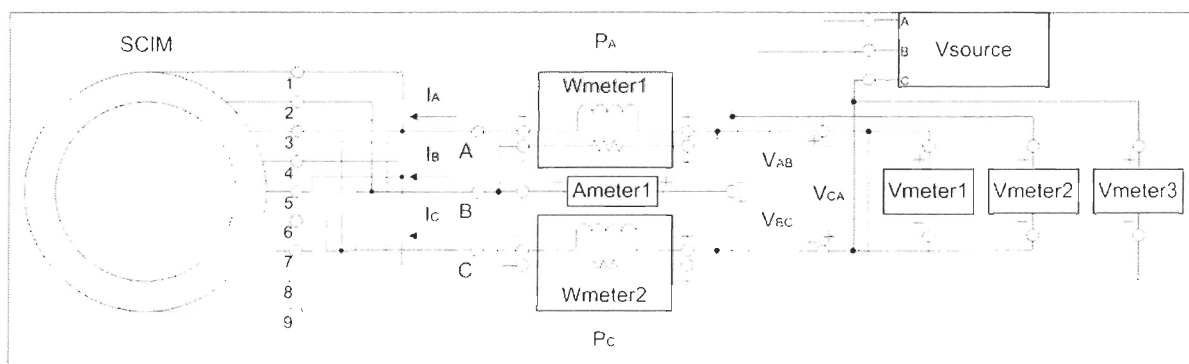


Figure B.1: Montage de l'essai à vide

### B.3 Protocole

- Réaliser le montage de la figure B.1 et bloquer mécaniquement le rotor de façon sécuritaire. Augmenter la tension de la source de manière à obtenir entre 50% et 60% du courant nominal dans chaque phase du stator. Laisser la machine sous tension pendant environ 30 minutes, afin de réchauffer les bobinages du stator.

- Lorsque la machine est réchauffée, mettre la source hors tension et débloquer le rotor afin qu'il puisse tourner à nouveau.
- Mesurer les courants de phase  $I_A$ ,  $I_B$  et  $I_C$  du stator, les tensions de ligne  $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$  et  $V_{CA}$  du stator et les puissances  $P_A$  et  $P_C$  pour des tensions en courant alternatif appliquées au stator variant de 10 V à la tension nominale par incréments de 10 V. Utiliser une fréquence de 60 Hz à chaque fois.
- Continuer les mesures avec des tensions d'entrée supérieures à la tension nominale, jusqu'à ce que le courant dans le stator atteigne une valeur proche de sa valeur nominale. Il est donc important d'observer les courants au stator tout au long de l'essai afin de ne pas dépasser la limite en courant. Dans ce cas, il faudrait immédiatement mettre la source hors tension pour éviter d'endommager la machine.

#### B.4 Résultats

Les tableaux B.2 à B.8 qui suivent permettent de déterminer les pertes  $P_{core}$  dans le corps magnétique et les pertes  $P_{f\&v}$  dues au frottement et à la ventilation. De plus, il est possible d'observer l'évolution des différentes variables du test sur les graphiques B.1 à B.7.

Tableau B.2: Symbole, source de calcul et unité en fonction de la variable

<i>Description</i>	<i>Symbole</i>	<i>Source de calcul</i>	<i>Unité</i>
<i>Courant efficace de la phase A</i>	$I_A$	Mesure	A
<i>Courant efficace de la phase B</i>	$I_B$	Mesure	A
<i>Courant efficace de la phase C</i>	$I_C$	Mesure	A
<i>Tension efficace de ligne entre les phases A et B</i>	$V_{AB}$	Mesure	V
<i>Tension efficace de ligne entre les phases B et C</i>	$V_{BC}$	Mesure	V
<i>Tension efficace de ligne entre les phases C et A</i>	$V_{CA}$	Mesure	V
<i>Puissance de la phase A</i>	$P_A$	Mesure	W
<i>Puissance de la phase C</i>	$P_C$	Mesure	W
<i>Courant de phase efficace au stator</i>	$I_s$	$[I_A + I_B + I_C]/3$	A
<i>Tension de phase efficace au stator</i>	$V_s$	$\sqrt{3} \times [V_{AB} + V_{BC} + V_{CA}]/9$	V
<i>Puissance totale</i>	$P_0$	$P_A + P_C$	W
<i>Tension de phase au stator au carré</i>	$V_s^2$	$V_s^2$	V <sup>2</sup>
<i>Pertes de cuivre du stator</i>	$P_{SCL}$	$3 \times I_s^2 \times R_s$	W
<i>Puissance résultante</i>	$P_R$	$P_0 - P_{SCL}$	W
<i>Pertes dans le corps magnétique</i>	$P_{corr}$	$P_R - P_{F\&W}$	W

Tableau B.3: Valeur des différentes variables en fonction de la tension efficace de phase au stator pour des tensions de phase variant de 10 à 90 V

Sym.	Tension efficace de phase appliquée au stator (en V)								
	10	20	30	40	50	60	70	80	90
$I_A$	6,37	1,69	1,73	1,96	2,39	2,81	3,32	3,88	4,25
$I_B$	6,22	1,62	1,59	1,84	2,16	2,58	3,06	3,55	4,12
$I_C$	6,21	1,66	1,70	2,14	2,51	3,00	3,48	3,88	4,54
$V_{AB}$	17,63	34,74	52,22	69,9	87,1	104,9	122,6	139,4	155,7
$V_{BC}$	17,17	34,57	51,95	70,2	87,3	105,4	123,0	139,4	156,4
$V_{CA}$	17,37	34,67	52,34	70,6	87,8	105,9	123,6	140,1	156,5
$P_A$	-19,7	19,9	6,01	-27,0	-58,7	-109	-160	-215	-285
$P_C$	80,7	56,6	81,3	123	167	222	289	356	436
$I_s$	6,267	1,657	1,673	1,980	2,353	2,797	3,287	3,770	4,303
$V_s$	10,04	20,01	30,12	40,55	50,46	60,85	71,05	80,62	90,18
$P_0$	61,0	76,5	87,31	96,0	108,3	113	129	141	151
$V_s^2$	100,8	400,4	907,2	1644	2546	3703	5048	6499	8133
$P_{SCL}$	24,69	1,726	1,761	2,465	3,483	4,918	6,793	8,937	11,64
$P_R$	36,31	74,77	85,55	93,53	104,8	108,1	122,2	132,1	139,4
$P_{core}$	-47,93	-9,461	1,314	9,300	20,58	23,85	37,97	47,83	55,12

Tableau B.4: Valeur des différentes variables en fonction de la tension efficace de phase au stator pour des tensions de phase variant de 100 à 128 V

Sym.	Tension efficace de phase appliquée au stator (en V)					
	100	110	119	120	123	128
$I_A$	4,78	5,52	6,15	6,33	6,58	7,05
$I_B$	4,68	5,31	6,16	6,05	6,41	6,95
$I_C$	5,14	5,89	6,72	6,71	7,04	7,60
$V_{AB}$	172,7	190,4	206,2	207,7	212,2	220,0
$V_{BC}$	173,5	191,2	207,5	208,7	213,3	221,4
$V_{CA}$	173,5	191,4	207,2	209,0	213,4	221,2
$P_A$	-365	-483	-605	-618	-671	-730
$P_C$	532	670	782	823	851	940
$I_s$	4,867	5,573	6,343	6,363	6,677	7,200
$V_s$	100,0	110,3	119,5	120,4	123,0	127,5
$P_0$	167	187	177	205	180	210
$V_s^2$	10,00E+03	12,16E+03	14,28E+03	14,49E+03	15,12E+03	16,26E+03
$P_{SCL}$	14,89	19,53	25,30	25,46	28,03	32,60
$P_R$	152,1	167,5	151,7	179,5	152,0	177,4
$P_{core}$	67,87	83,23	67,46	95,30	67,73	93,17

Tableau B.5: Valeur des différentes variables en fonction de la tension efficace de phase au stator pour des tensions de phase variant de 131 à 147 V

Sym.	Tension efficace de phase appliquée au stator (en V)					
	131	134	138	141	144	147
$I_A$	7,59	7,91	8,59	9,19	9,96	10,6
$I_B$	7,33	7,83	8,43	9,14	9,77	10,5
$I_C$	8,11	8,58	9,27	9,86	10,7	11,2
$V_{AB}$	226,6	231,7	237,6	243,7	249,0	253,1
$V_{BC}$	228,0	233,3	239,4	245,3	250,7	254,5
$V_{CA}$	228,0	233,0	239,1	244,8	250,5	254,2
$P_A$	-816	-875	-981	-1,06E+03	-1,20E+03	-1,27E+03
$P_C$	1,04E+03	1,11E+03	1,23E+03	1,33E+03	1,49E+03	1,57E+03
$I_s$	7,677	8,107	8,763	9,397	10,14	10,77
$V_s$	131,4	134,3	137,8	141,2	144,4	146,6
$P_0$	224	235	249	2,7E+02	2,9E+02	3,0E+02
$V_s^2$	17,26E+03	18,04E+03	18,99E+03	19,94E+03	20,84E+03	21,49E+03
$P_{SCL}$	37,06	41,32	48,29	55,52	64,70	72,89
$P_R$	186,9	193,7	200,7	214,5	225,3	227,1
$P_{core}$	102,7	109,4	116,5	130,2	141,1	142,9

Tableau B.6: Valeur des différentes variables en fonction de la tension efficace de phase au stator pour des tensions de phase variant de 149 à 161 V

Sym.	Tension efficace de phase appliquée au stator (en V)					
	149	151	153	156	158	161
$I_A$	11,4	12,0	12,4	13,6	14,4	15,6
$I_B$	11,2	11,9	12,3	13,4	14,3	15,5
$I_C$	11,9	12,7	13,1	14,4	15,3	16,5
$V_{AB}$	257,7	261,3	263,5	268,6	272,5	277,4
$V_{BC}$	259,0	262,9	265,3	270,6	274,6	279,1
$V_{CA}$	258,8	262,5	264,7	270,1	274,0	278,5
$P_A$	-1,39E+03	-1,50E+03	-1,57E+03	-1,76E+03	-1,86E+03	-2,01E+03
$P_C$	1,70E+03	1,83E+03	1,90E+03	2,13E+03	2,28E+03	2,49E+03
$I_s$	11,50	12,20	12,60	13,80	14,67	15,87
$V_s$	149,2	151,4	152,7	155,7	158,0	160,7
$P_0$	3,1E+02	3,3E+02	3,3E+02	3,7E+02	4,2E+02	4,8E+02
$V_s^2$	22,27E+03	22,92E+03	23,32E+03	24,26E+03	24,97E+03	25,82E+03
$P_{SCL}$	83,16	93,59	99,83	119,8	135,3	158,3
$P_R$	226,8	236,4	230,2	250,2	284,7	321,7
$P_{core}$	142,6	152,2	145,9	166,0	200,5	237,5

Tableau B.7: Valeur des différentes variables en fonction de la tension efficace de phase au stator pour des tensions de phase variant de 163 à 171 V

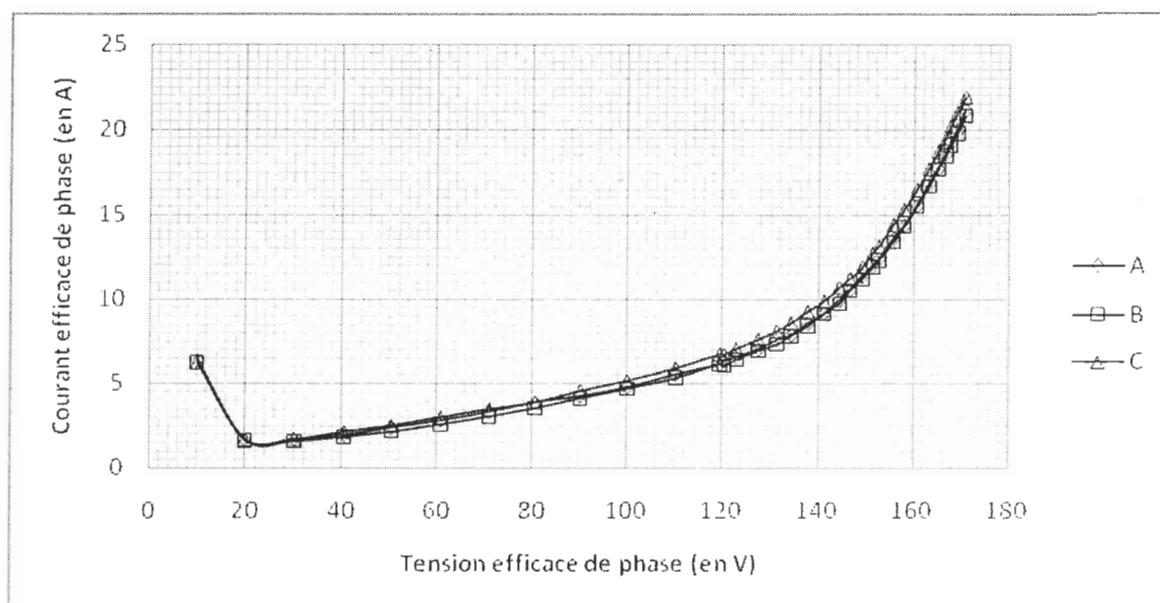
Sym.	Tension efficace de phase appliquée au stator (en V)					
	163	165	167	168	169	171
$I_A$	16,9	17,8	18,6	19,3	20,0	21,2
$I_B$	16,7	17,7	18,5	19,1	19,8	20,8
$I_C$	17,7	18,7	19,5	20,2	21,0	21,9
$V_{AB}$	281,6	285,0	287,7	289,4	291,8	294,9
$V_{BC}$	283,4	286,8	289,6	291,3	293,9	296,5
$V_{CA}$	283,1	286,2	289,1	290,8	293,1	296,3
$P_A$	-2,24E+03	-2,36E+03	-2,50E+03	-2,60E+03	-2,72E+03	-2,91E+03
$P_C$	2,75E+03	2,91E+03	3,07E+03	3,19E+03	3,34E+03	3,54E+03
$I_s$	17,10	18,07	18,87	19,53	20,27	21,30
$V_s$	163,2	165,1	166,7	167,7	169,1	170,8
$P_0$	5,1E+02	5,5E+02	5,7E+02	5,9E+02	6,2E+02	6,3E+02
$V_s^2$	26,64E+03	27,27E+03	27,80E+03	28,13E+03	28,60E+03	29,19E+03
$P_{SCL}$	183,9	205,2	223,8	239,9	258,3	285,3
$P_R$	326,1	344,8	346,2	350,1	361,7	344,7
$P_{core}$	241,9	260,5	261,9	265,8	277,5	260,5

Tableau B.8: Source de calcul, valeur et unité en fonction de la variable mesurée

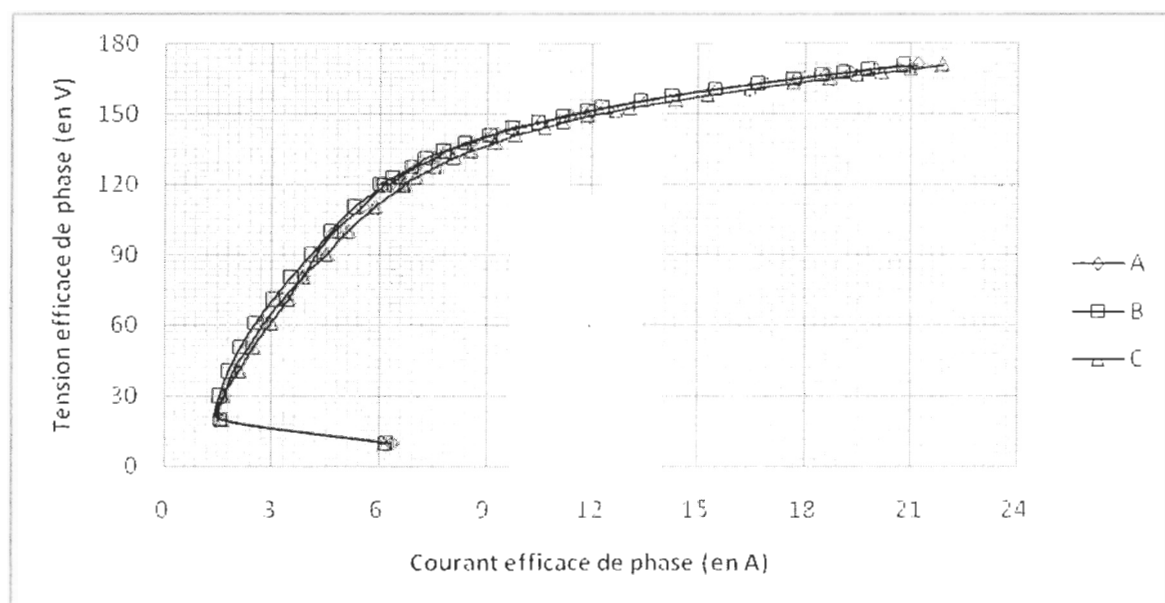
Description	Source de calcul	Valeur	Unité
Résistance d'une phase du stator ( $R_s$ )	Résistance du stator	209,6	mΩ
Pertes dues au frottement et à la ventilation ( $P_{F\&W}$ )	Régression linéaire	84,24	W



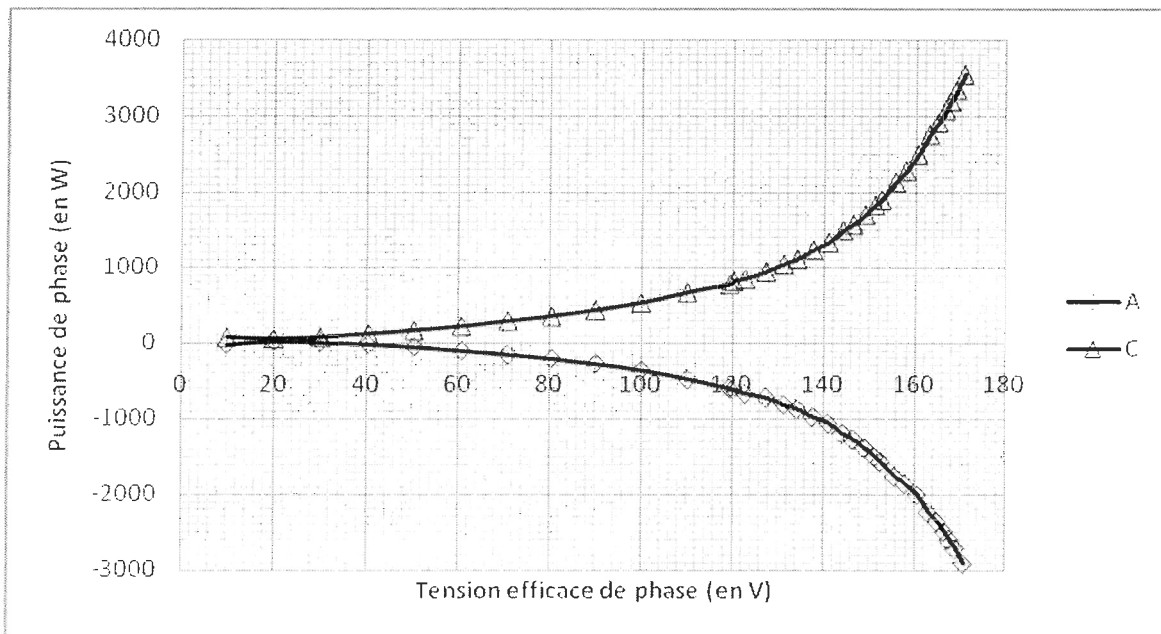
Graphique B.1: Courant efficace de phase en fonction de la tension efficace de phase et de la phase



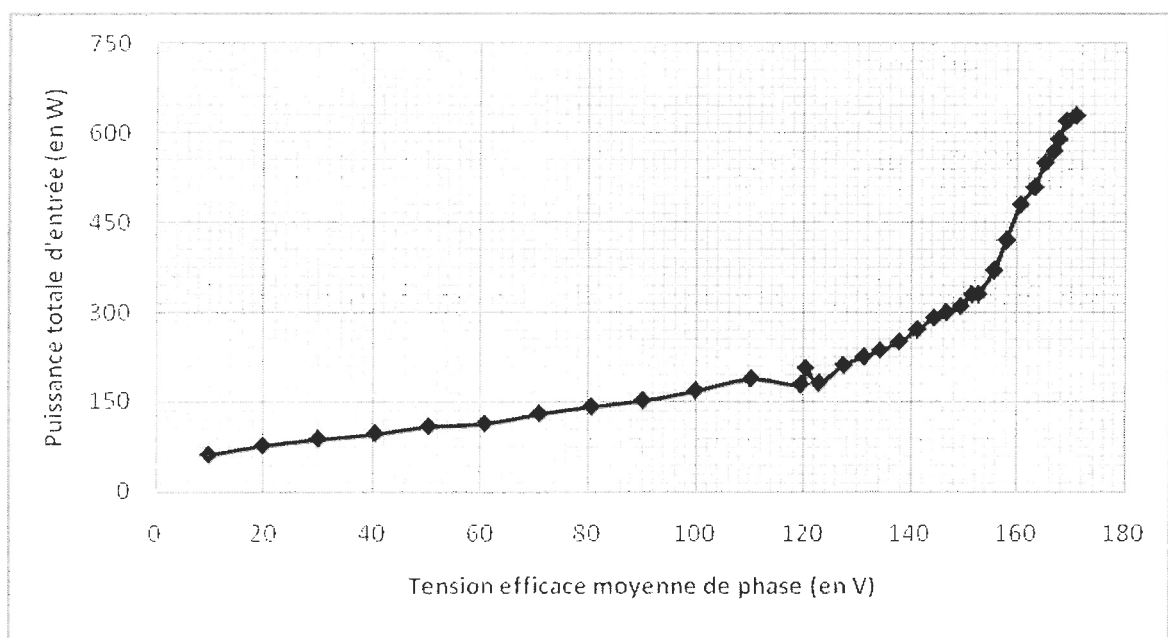
Graphique B.2: Tension efficace de phase en fonction du courant efficace de phase et de la phase



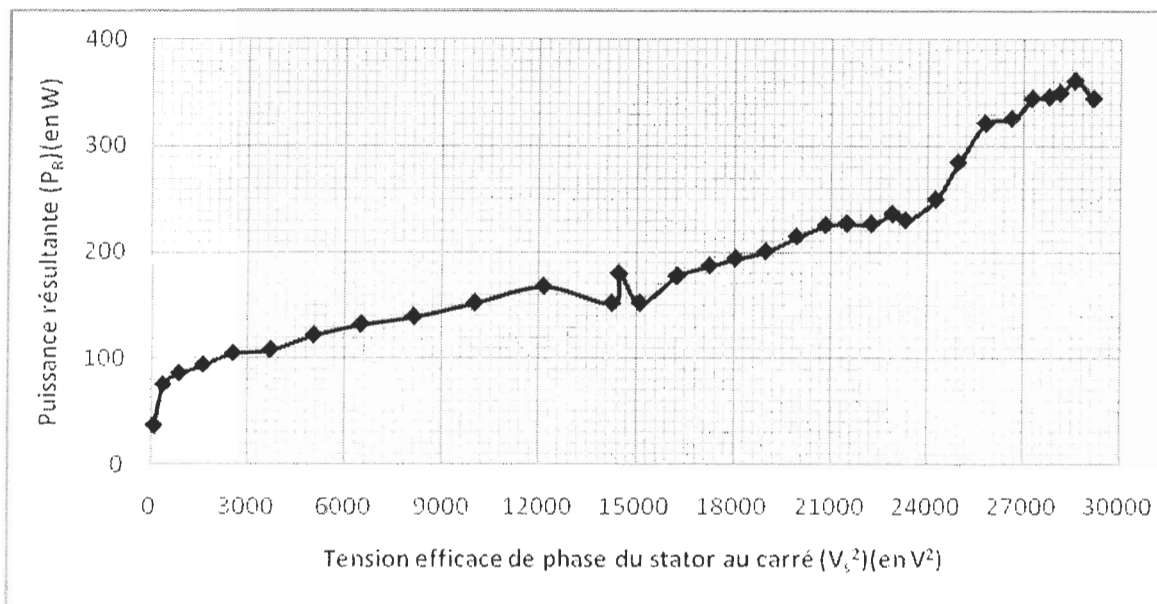
Graphique B.3: Puissance de phase en fonction de la tension efficace de phase et de la phase



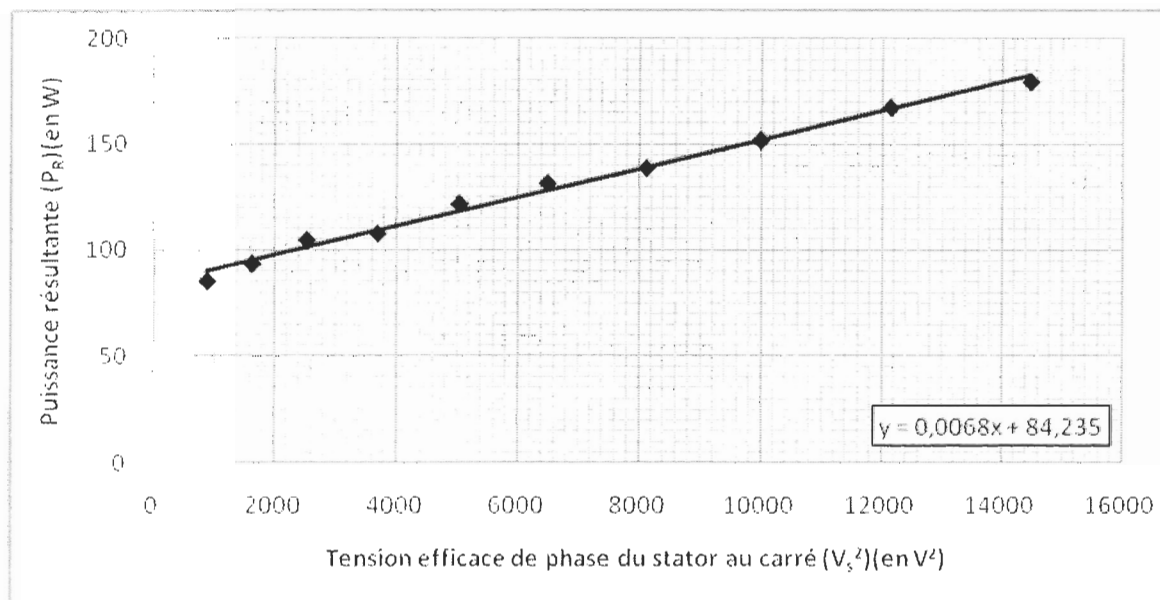
Graphique B.4: Puissance totale d'entrée en fonction de la tension efficace de phase



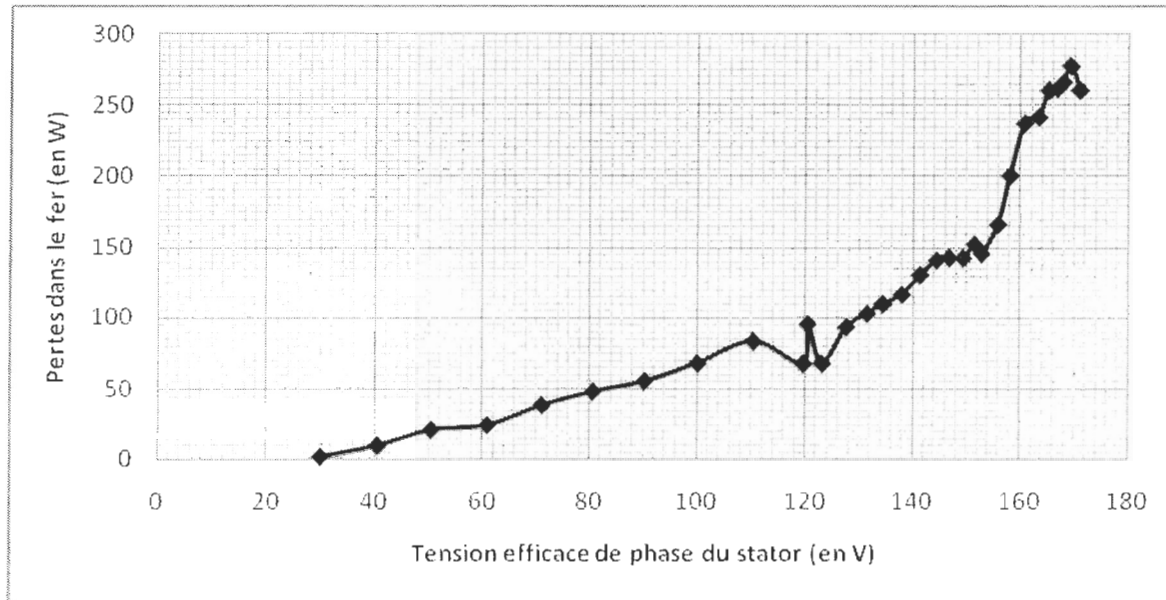
Graphique B.5: Puissance résultante en fonction de la tension efficace de phase du stator au carré



Graphique B.6: Puissance résultante en fonction de la tension efficace de phase du stator au carré



Graphique B.7: Pertes dans le fer en fonction de la tension efficace de phase



### B.5 Analyse

Les objectifs principaux de ce test étaient d'obtenir les pertes  $P_{core}$  dans le corps magnétique et les pertes  $P_{F\&W}$  dues au frottement et à la ventilation, mais également de mesurer le courant de phase  $I_s$ , la tension de phase  $V_s$ , la puissance totale  $P_0$  et les pertes  $P_{core}$  dans le corps magnétique d'un essai à vide aux conditions nominales. Ces quatre dernières variables vont être utilisées avec les données de l'essai à rotor bloqué afin de déterminer les différents paramètres de la MAS.

Les données des tableaux B.2 à B.8 ont permis de tracer les graphiques B.1 à B.7. Tout d'abord, le graphique B.1 permet d'observer la relation entre la tension et le courant au stator. À partir d'environ 24 V jusqu'à la tension nominale, qui est de 120 V dans ce

cas-ci, la relation entre les deux variables est linéaire. Pour des tensions inférieures à 24 V, l'énergie électrique fournie à la machine est trop faible comparativement au frottement. Pour cette raison, la vitesse du rotor en régime permanent est très éloignée de la vitesse synchrone, ce qui augmente le courant induit dans le rotor. Ainsi, le courant qui circule dans le stator est plus élevé. Pour des tensions supérieures à la tension nominale, la machine entre en saturation. Le graphique B.2 est une représentation plus conventionnelle de la relation entre les deux variables.

Ensuite, le graphique B.3 permet d'observer la relation entre les puissances des phases A et C et la tension lors de la mesure de la puissance avec deux wattmètres. Il est possible de remarquer que les deux puissances sont de signe opposé pour presque toutes les tensions observées, ce qui indique un facteur de puissance inférieur à 0,5. De plus, avec l'augmentation de la tension au stator, ce facteur de puissance a tendance à diminuer, ce qui indique que les pertes inductives sont de plus en plus importantes par rapport aux pertes résistives. Puisque pratiquement aucune puissance n'est convertie au rotor, cette puissance se perd dans le corps magnétique et en augmentant la puissance au stator, les pertes de fer sont donc augmentées.

Par la suite, le graphique B.4 permet d'examiner la puissance totale en fonction de la tension au stator. La puissance totale est donc linéaire jusqu'à la tension nominale. Au-delà de la tension nominale, elle subit l'effet de la saturation et augmente plus rapidement. Ce graphique permet également d'observer que les données prises à 119 V et à 123 V semblent erronées. En effet, cette plage de données est le résultat de deux tests différents, soit le

premier entre 10 V et 120 V et le second entre 119 V et 171 V. Lors du second test, il a été observé que la température de la machine était plus faible lors des premières prises de données. C'est pourquoi les deux premières mesures du deuxième test (à 119 V et à 123 V) doivent être négligées. L'erreur s'est d'ailleurs propagée lors du calcul des autres puissances et est facilement observable sur les autres figures.

Pour ce qui est du graphique B.5, il concerne la relation entre la puissance résultante à l'entrefer et la tension du stator au carré. En théorie, cette relation doit être pratiquement linéaire lorsque le rotor tourne à une vitesse proche de la vitesse synchrone. Cependant, même en retirant les données aberrantes à 119 V et à 123 V, la corrélation tend à diminuer avec l'augmentation de la tension. Par contre, l'appareil qui permet de mesurer la puissance ne donne que trois chiffres significatifs, ce qui augmente l'erreur en augmentant la puissance. En effet, une différence entre 1,00 W et 1,01 W donne un écart relatif de 10% et un écart absolu de seulement 0,01 W, tandis qu'une différence entre 1000 W et 1010 W donne le même écart relatif, mais un écart absolu de 10 W, ce qui est largement supérieur. C'est pourquoi la qualité de la courbe diminue avec l'augmentation de la tension au stator. Pour cette raison, le graphique B.6, qui permet de calculer les pertes dues au frottement et à la ventilation, ne contient que les données non aberrantes comprises entre 24 V et la tension nominale, puisque avec des tensions inférieures à 24 V la vitesse du rotor est faible. L'ordonnée à l'origine de ce graphique donne donc les pertes  $P_{r\&w}$  dues au frottement et à la ventilation, c'est-à-dire 84,24 W.

Enfin, le dernier graphique, soit le graphique B.7, montre les pertes dans le fer en fonction de la tension au stator. Pour les raisons énumérées précédemment, la courbe est de moindre qualité au-delà de la tension nominale. Pour des tensions comprises entre 24 V et la tension nominale, cette relation est linéaire. Pour des tensions inférieures à 24 V, les données calculées n'ont pas de sens propre, puisque les pertes dans le fer ne peuvent être négatives. Cependant, puisqu'à ce moment le rotor tourne à très faible vitesse, les pertes dues au frottement et à la ventilation ne peuvent plus être considérées constantes.

## B.6 Conclusion

En conclusion du test, les valeurs du courant efficace de phase  $I_{s0}$ , de la tension efficace de phase  $V_{s0}$ , de la puissance totale d'entrée  $P_0$ , des pertes  $P_{core}$  dans le corps magnétique et des pertes  $P_{F\&W}$  dues au frottement et à la ventilation sont présentées dans le tableau B.9. Il faut noter que  $I_{s0}$ ,  $V_{s0}$ ,  $P_0$  et  $P_{core}$  sont les valeurs à la tension nominale.

Tableau B.9: Résultats de l'essai à vide

<i>Variable</i>	<b>Valeur</b>	<b>Unité</b>
<i>Courant efficace de phase au stator (<math>I_{s0}</math>)</i>	6,363	A
<i>Tension efficace de phase au stator (<math>V_{s0}</math>)</i>	120,4	V
<i>Puissance totale d'entrée (<math>P_0</math>)</i>	205	W
<i>Pertes dans le corps magnétique (<math>P_{core}</math>)</i>	95,30	W
<i>Pertes dues au frottement et à la ventilation (<math>P_{F\&amp;W}</math>)</i>	84,24	W

## ANNEXE C

### ESSAI À ROTOR BLOQUÉ

#### C.1 But

Déterminer les différents paramètres de la MAS, c'est-à-dire les inductances de fuite du stator et du rotor  $L_{l_s}$  et  $L_{l_r}$ , l'inductance magnétisante  $L_m$  et les résistances équivalentes du corps magnétique  $R_c$  et du rotor  $R_r$ , à partir du courant de phase  $I_{s0}$ , de la tension de phase  $V_{s0}$ , de la puissance totale  $P_0$  et des pertes  $P_{core}$  dans le corps magnétique provenant de l'essai à vide pour une tension nominale appliquée au stator.

#### C.2 Montage et équipement

Puisque le montage est le même que pour l'essai à vide (voir l'annexe B), effectuer le montage de la figure B.1 avec l'équipement du tableau B.1 pour une MAS avec rotor à cage d'écureuil (SCIM). La source de tension  $V_{source}$  doit être triphasée et en mesure de fournir la tension nominale et le courant nominal de la machine.

#### C.3 Protocole

- Réaliser le montage de la figure B.1 et bloquer mécaniquement le rotor de façon sécuritaire. Augmenter la tension de la source de manière à obtenir entre 50% et 60% du courant nominal dans chaque phase du stator. Laisser la machine sous tension pendant environ 30 minutes, afin de réchauffer les bobinages du stator.



- Lorsque la machine est réchauffée, augmenter la tension de la source afin d'obtenir le courant nominal dans les bobinages du stator. La fréquence doit être changée pour environ 25% de la fréquence nominale. Noter si possible la fréquence exacte des tensions de ligne au stator ( $f_{AB}$ ,  $f_{BC}$  et  $f_{CA}$ ). Noter également les courants dans chaque phase du stator ( $I_A$ ,  $I_B$  et  $I_C$ ), les tensions de ligne entre chaque paire de phase ( $V_{AB}$ ,  $V_{BC}$  et  $V_{CA}$ ) et les puissances  $P_A$  et  $P_C$ . Il est très important que la température de la machine ne dépasse pas la température nominale de plus de 40°C, donc les mesures doivent être prises aussi vite que possible. Idéalement, la source ne doit pas fournir le courant nominal plus de 5 secondes.

#### C.4 Résultats

Les tableaux C.1 et C.2 permettent de déterminer les inductances de fuite du stator et du rotor  $L_{l_s}$  et  $L_{l_r}$ , l'inductance magnétisante  $L_m$  et les résistances équivalentes du corps magnétique  $R_c$  et du rotor  $R_r$ .

Tableau C.1: Tableau de calcul des paramètres de la MAS pour l'essai à rotor bloqué

Item	Description	Source de calcul	Valeur	Unité
1	Tension efficace de ligne entre les phases A et B ( $V_{AB}$ )	Mesure	51,75	V
2	Tension efficace de ligne entre les phases B et C ( $V_{BC}$ )	Mesure	51,53	V
3	Tension efficace de ligne entre les phases C et A ( $V_{CA}$ )	Mesure	52,45	V
4	Fréquence de $V_{AB}$ ( $f_{AB}$ )	Mesure	60	Hz
5	Fréquence de $V_{BC}$ ( $f_{BC}$ )	Mesure	60	Hz
6	Fréquence de $V_{CA}$ ( $f_{CA}$ )	Mesure	60	Hz
7	Courant efficace de la phase A ( $I_A$ )	Mesure	20,4	A
8	Courant efficace de la phase B ( $I_B$ )	Mesure	19,6	A
9	Courant efficace de la phase C ( $I_C$ )	Mesure	20,4	A
10	Puissance de la phase A ( $P_A$ )	Mesure	-205	W
11	Puissance de la phase C ( $P_C$ )	Mesure	798	W
12	Tension efficace de phase au stator à rotor bloqué ( $V_{sL}$ )	$\sqrt{3} \times [(1)+(2)+(3)]/9$	29,97	V
13	Fréquence moyenne du test à rotor bloqué ( $f_L$ )	$[(4)+(5)+(6)]/3$	60	Hz
14	Courant efficace de phase au stator à rotor bloqué ( $I_{sL}$ )	$[(7)+(8)+(9)]/3$	20,13	A
15	Puissance totale à rotor bloqué ( $P_L$ )	(10)+(11)	593	W
16	Tension efficace de phase au stator à vide ( $V_{s0}$ )	Voir l'essai à vide	120,4	V
17	Courant efficace de phase au stator à vide ( $I_{s0}$ )	Voir l'essai à vide	6,363	A
18	Puissance totale à vide ( $P_0$ )	Voir l'essai à vide	205	W

Tableau C.2: Tableau de calcul des paramètres de la MAS pour l'essai à rotor bloqué (suite)

Item	Description	Source de calcul	Valeur	Unité
19	Puissance réactive à rotor bloqué ( $Q_L$ )	$\sqrt{\{[3 \times (12) \times (14)]^2 - (15)^2\}}$	1,710	kvar
20	Puissance réactive à vide ( $Q_0$ )	$\sqrt{\{[3 \times (16) \times (17)]^2 - (18)^2\}}$	2,288	kvar
21	Rapport des réactances de fuite ( $X_{is}/X_{ir}$ )	Dépend de la conception (section 3.3)	1	---
22	Fréquence nominale ( $f_{roted}$ )	Plaque signalétique	60	Hz
23	Réactance magnétisante ( $X_m$ )	Méthode itérative (section 3.3)	18,28	$\Omega$
24	Réactance de fuite du stator à rotor bloqué ( $X_{isL}$ )	Méthode itérative (section 3.3)	716,8	m $\Omega$
25	Réactance de fuite du stator ( $X_{is}$ )	Méthode itérative (section 3.3)	716,8	m $\Omega$
26	Réactance de fuite du rotor à rotor bloqué ( $X_{irL}$ )	(24)/(21)	716,8	m $\Omega$
27	Réactance de fuite du rotor ( $X_{ir}$ )	(22) $\times$ (26)/(13)	716,8	m $\Omega$
28	Pertes dans le corps magnétique ( $P_{core}$ )	Voir l'essai à vide	95,30	W
29	Résistance équivalente du corps magnétique ( $R_c$ )	$1/\{[(28)/[3 \times (16)^2]] \times [1 + (25)/(23)]^2\}$	422,2	$\Omega$
30	Résistance du bobinage du stator ( $R_s$ )	Résistance du stator	209,6	m $\Omega$
31	Résistance équivalente du rotor ( $R_r$ )	$\{(15)/[3 \times (14)^2] - (30)\} \times [1 + (27)/(23)]^2 - [1/(21)]^2 \times [(24)^2/(29)]$	299,1	m $\Omega$
32	Inductance magnétisante ( $L_m$ )	(23)/[2 $\times$ $\pi$ $\times$ (22)]	48,49	mH
33	Inductance de fuite du stator ( $L_{is}$ )	(25)/[2 $\times$ $\pi$ $\times$ (22)]	1,901	mH
34	Inductance de fuite du rotor ( $L_{ir}$ )	(27)/[2 $\times$ $\pi$ $\times$ (22)]	1,901	mH

## C.5 Analyse

L'objectif principal de l'essai à rotor bloqué était d'obtenir les inductances de fuite du stator et du rotor  $L_{l,s}$  et  $L_{l,r}$ , l'inductance magnétisante  $L_m$  et les résistances équivalentes du corps magnétique  $R_c$  et du rotor  $R_r'$ . Les données de l'essai à vide ( $I_{s0}$ ,  $V_{s0}$ ,  $P_0$  et  $P_{corr}$ ) et les calculs de la section 3.3 ont donc permis d'obtenir ces paramètres. Les tableaux C.1 et C.2 montrent aussi la démarche utilisée et les valeurs calculées des paramètres. Puisque la réactance dépend directement de la fréquence et que les réactances ont été calculées pour la fréquence nominale, cette fréquence a été utilisée pour calculer les inductances. Également, les inductances de fuite ont été supposées équivalentes, puisque l'hypothèse a été faite qu'il s'agissait d'une conception de type A. Enfin, il est aussi important de noter que la fréquence du test était la fréquence nominale, et non 25% de la fréquence nominale tel que prévu dans le protocole de la section E.3. De cette façon, la résistance équivalente du rotor obtenue est plus élevée que la résistance en fonctionnement normal. Ceci s'explique par le fait que pour les rotors à cage d'écureuil, le courant circulant dans le rotor est concentré dans la partie supérieure des barres de conduction lorsque le rotor est bloqué, parce que la réactance y est relativement plus faible. En effet, dans les profondeurs du rotor, le milieu est plus perméable et la réactance y est plus élevée. Ainsi, c'est parce que le courant est concentré sur les zones périphériques des barres de conduction que la résistance apparente est plus élevée dans ce mode de fonctionnement. La résistance  $R_r'$  calculée est donc légèrement plus élevée que celle du fonctionnement à la vitesse nominale.

## C.6 Conclusion

En conclusion du test, les valeurs de l'inductance magnétisante  $L_m$ , des inductances de fuite du stator et du rotor  $L_{i_s}$  et  $L_{i_r}$  et des résistances équivalentes du corps magnétique  $R_c$  et du rotor  $R_r$  sont présentées dans le tableau C.3.

Tableau C.3: Résultats de l'essai à rotor bloqué

<i>Variable</i>	<i>Valeur</i>	<i>Unité</i>
<i>Inductance magnétisante (<math>L_m</math>)</i>	48,49	mH
<i>Inductance de fuite du stator (<math>L_{i_s}</math>)</i>	1,901	mH
<i>Inductance de fuite du rotor (<math>L_{i_r}</math>)</i>	1,901	mH
<i>Résistance équivalente du corps magnétique (<math>R_c</math>)</i>	422,2	$\Omega$
<i>Résistance équivalente du rotor (<math>R_r</math>)</i>	299,1	m $\Omega$

## ANNEXE D

### ESSAI EN DÉCÉLÉRATION

#### D.1 But

Déterminer le coefficient de frottement  $F$  du rotor.

#### D.2 Montage et équipement

Effectuer le montage de la figure A.1 (voir la résistance du stator à l'annexe A) pour le chauffage de la machine avant d'effectuer le montage de la figure D.1 pour le test.

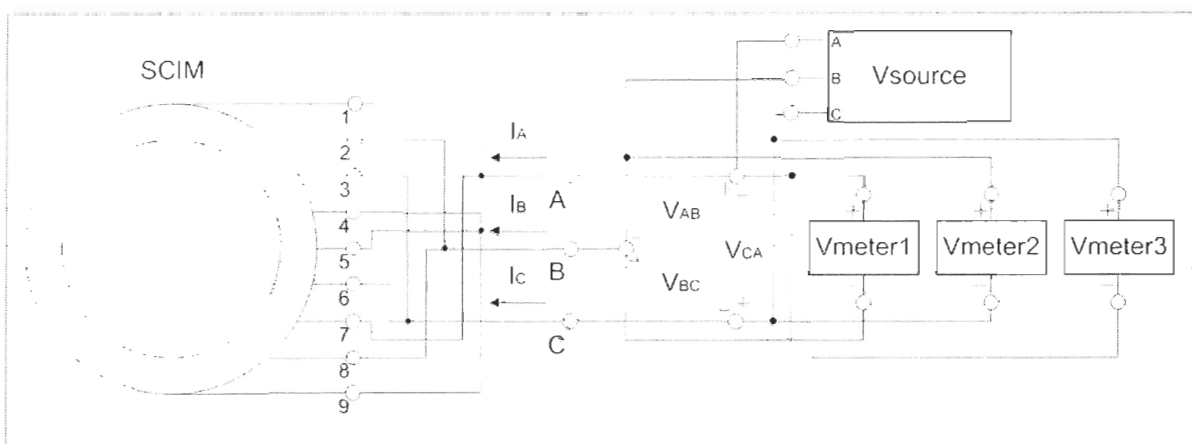


Figure D.1: Montage pour l'essai en décélération

Le montage du tachymètre est montré à la figure D.2. La liste de l'équipement est dans le tableau D.1 pour une MAS avec rotor à cage d'écureuil (SCIM). La source de

tension  $V_{source}$  doit être triphasée et en mesure de fournir la tension nominale et le courant nominal de la machine.

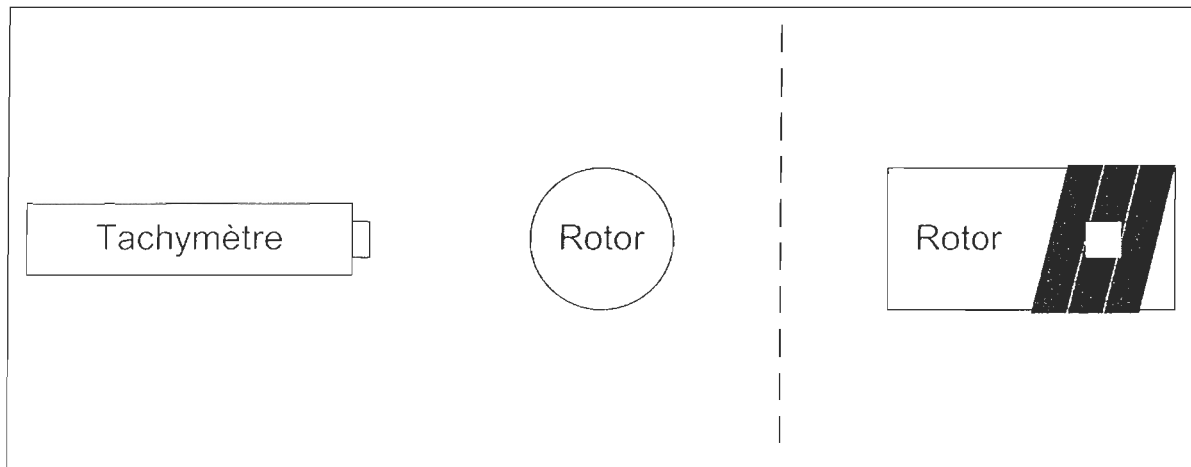


Figure D.2: Montage du tachymètre par rapport au rotor

Tableau D.1: Liste des équipements utilisés

<b><i>Composant</i></b>	<b>Appareil</b>	<b>Fabriquant</b>	<b>Modèle</b>	<b>Numéro UQAR</b>
<i>Ameter1</i>	Multimètre	Fluke	179	030539
<i>Ameter2</i>	Multimètre	Fluke	179	030574
<i>Ameter3</i>	Multimètre	Fluke	179	030571
<i>Vmeter1</i>	Multimètre	Fluke	179	030539
<i>Vmeter2</i>	Multimètre	Fluke	179	030574
<i>Vmeter3</i>	Multimètre	Fluke	179	030571
<i>Tachymètre</i>	Tachymètre photo/contact	Kleton	K4010	016855

### D.3 Protocole

- Réaliser le montage de la figure A.1 et bloquer mécaniquement le rotor de façon sécuritaire. Augmenter la tension de la source de manière à obtenir entre 50% et 60% du courant nominal dans chaque phase du stator. Laisser la machine sous tension pendant environ 30 minutes, afin de réchauffer les bobinages du stator.
- Réaliser le montage de la figure D.1. Ce montage permet d'observer la tension fournie par la source. Réaliser également le montage de la figure D.2 pour positionner le tachymètre. Du ruban adhésif noir peut être utilisé sous la bande réfléchissante pour permettre une meilleure lecture par le capteur du tachymètre.
- Augmenter la tension de la source pour obtenir une tension de ligne de 30V et attendre que la vitesse du rotor soit stable. Lorsque c'est le cas, mettre la source hors tension et mesurer la vitesse du rotor en fonction du temps, jusqu'à l'arrêt complet du rotor.
- Recommencer avec des tensions de ligne de 40V à 70V par incréments de 10V.

### D.4 Résultats

Les tableaux D.2 et D.3 et les graphiques D.1 et D.2 permettent de déterminer le coefficient de frottement  $F$ .



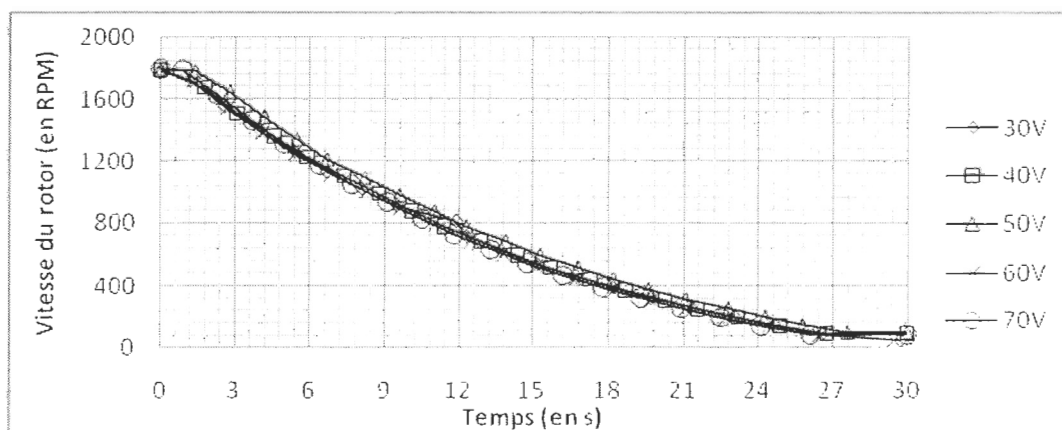
Tableau D.2: Vitesse en fonction du temps et de la tension initiale de la source

<i>Tension efficace de ligne au stator (en V)</i>									
<i>30V</i>		<i>40V</i>		<i>50V</i>		<i>60V</i>		<i>70V</i>	
<i>Temps (en s)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Temps (en s)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Temps (en s)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Temps (en s)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Temps (en s)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>
0,0	1778	0,0	1788	0,0	1793	0,0	1795	0,0	1795
1,2	1717	1,8	1673	1,4	1785	1,3	1712	0,9	1785
2,6	1553	3,1	1511	2,8	1648	2,7	1542	2,3	1631
4,0	1402	4,6	1366	4,2	1492	4,1	1387	3,7	1463
5,4	1263	5,9	1230	5,5	1348	5,4	1248	5,0	1312
6,7	1134	7,4	1102	6,7	1215	6,9	1116	6,4	1173
8,1	1019	8,8	985,6	8,2	1096	8,3	999,7	7,7	1048
9,5	912,1	10,1	877,3	9,6	982,6	9,6	889,0	9,1	931,7
11,9	810,6	11,4	777,2	11,0	877,0	11,0	783,5	10,5	824,3
12,3	714,8	12,9	683,8	12,3	780,3	12,5	687,4	11,8	725,2
13,7	625,0	14,4	594,1	13,9	686,6	13,8	603,1	13,3	633,2
15,2	538,6	15,7	514,7	15,3	596,7	15,1	522,1	14,8	544,0
16,7	462,1	17,3	439,8	16,8	519,5	16,7	445,1	16,2	464,9
18,2	389,8	18,7	369,7	18,2	446,7	18,1	373,2	17,8	389,5
19,7	322,2	20,3	304,3	19,6	378,6	19,7	305,6	19,3	318,8
21,3	259,7	21,6	244,9	21,1	315,1	21,1	243,7	20,9	252,3
23,1	197,4	23,2	191,7	22,8	252,8	22,7	187,8	22,5	192,0
24,7	140,8	24,9	140,2	24,3	196,3	24,4	133,4	24,1	137,5
26,6	89,0	26,8	88,8	25,8	145,6	26,5	76,9	26,1	82,2
30,0	89,0	30,0	88,8	27,6	95,7	29,5	43,9	30,0	82,2
				30,0	95,7	30,0	43,9		

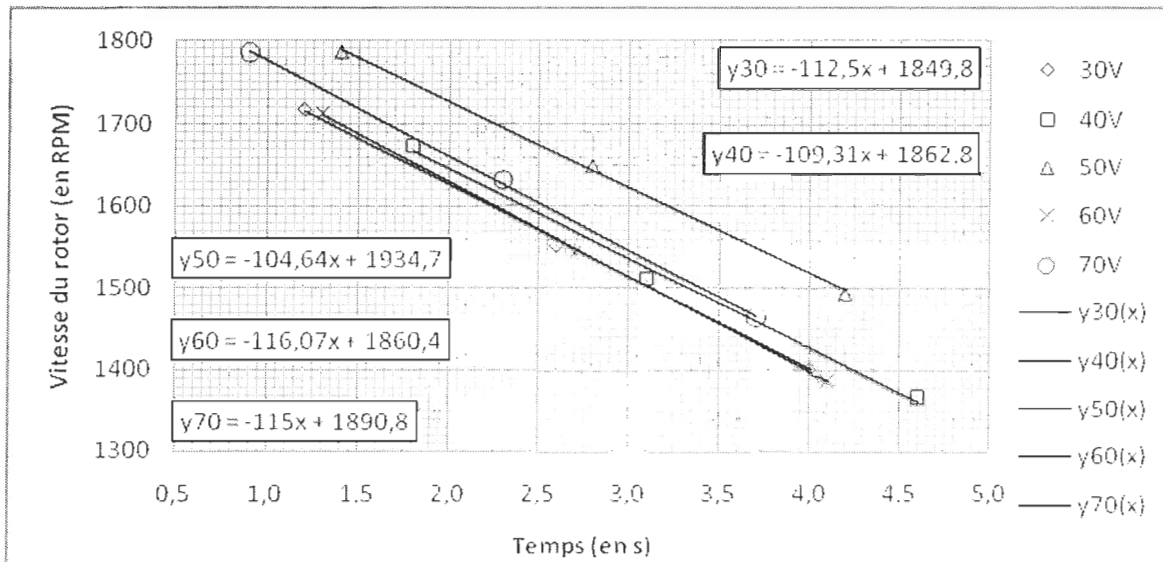
Tableau D.3: Tableau du calcul du coefficient de frottement du rotor

Description	Source de calcul	Tension efficace de ligne au stator (en V)				
		30V	40V	50V	60V	70V
Vitesse initiale du rotor ( $N_{m0}$ ) (en RPM)	Mesure	1778	1788	1793	1795	1795
Pente ( $a$ ) (en RPM/s)	Régression linéaire	-112,5	-109,3	-104,6	-116,1	-115
Ordonnée à l'origine ( $b$ ) (en RPM)	Régression linéaire	1850	1863	1935	1860	1891
Temps initial ( $t_0$ ) (en s)	$[N_{m0} - b]/a$	0,6382	0,6843	1,354	0,5635	0,8330
Vitesse à $\tau$ ( $N_1$ ) (en RPM)	$0,368 \times N_{m0}$	654,3	658,0	659,8	660,6	660,6
Temps à $N_1$ ( $t_1$ ) (en s)	Interpolation	13,24	13,33	14,32	12,91	12,85
Constante de temps ( $\tau$ ) (en s)	$t_1 - t_0$	12,60	12,65	12,96	12,35	12,02
Constante de temps moyenne ( $\tau_{avg}$ ) (en s)	$\sum \tau / 5$	12,51				
Inertie du rotor ( $J$ ) (en $kg \times m^2$ )	Données techniques	3,708E-02				
Coefficient de frottement ( $F$ ) (en $kg \times m^2/s$ )	$J/\tau_{avg}$	2,963E-03				

Graphique D.1: Vitesse du rotor en fonction du temps lors de la décélération du rotor pour différentes tensions de ligne initiales



Graphique D.2: Vitesse du rotor en fonction du temps lors de la décélération du rotor pour différentes tensions de ligne initiales



### D.5 Analyse

L'objectif principal de ce test était d'obtenir le coefficient de frottement  $F$  du rotor. Pour ce faire, la courbe de décélération a été mesurée pour cinq différentes tensions initiales au stator et les résultats sont présentés dans le tableau D.2 et sur le graphique D.1. D'ailleurs, ce graphique montre une corrélation entre les différentes mesures. Cependant, la méthode utilisée pour ces mesures n'est pas optimale, puisque la donnée indiquée par le tachymètre ne se rafraîchit qu'environ une fois par seconde. De plus, plus la vitesse est basse, moins la lecture du tachymètre est précise. En effet, après 27 secondes le rotor était arrêté et le tachymètre indiquait toujours une vitesse. Ce genre d'appareil met un certain temps à afficher le zéro. Par contre, la méthode utilisée est suffisante pour obtenir une

bonne estimation de la constante de temps, ce qui nous est nécessaire pour déterminer le coefficient de frottement  $F$ .

Ensuite, le tableau D.3 est utilisé pour déterminer  $F$ . Afin d'identifier les moments  $t_0$  où la source a été mise hors tension, une régression linéaire est effectuée sur les trois premiers points de chaque courbe, excluant le point initial. Le graphique D.2 montre les résultats de cette régression et les équations qui en résultent. Par la suite, les vitesses initiales  $N_{m0}$  du rotor, les pentes  $a$  et les ordonnées à l'origine  $b$  sont utilisées pour obtenir le temps initial  $t_0$ . Les constantes de temps sont calculées à 36,8% de la valeur initiale et les temps  $t_1$  sont interpolés dans le tableau D.2 pour une meilleure précision. La moyenne des constantes de temps  $\tau_{avg}$  et l'inertie  $J$  du rotor, qui provient des données techniques, permettent d'obtenir une bonne estimation du coefficient de frottement  $F$ .

## D.6 Conclusion

En conclusion du test, les valeurs de l'inertie  $J$  du rotor et du coefficient de frottement  $F$  du rotor sont présentées dans le tableau D.4.

Tableau D.4: Résultats de l'essai en décélération

<i>Composante</i>	<b>Valeur</b>	<b>Unité</b>
<i>Inertie du rotor (<math>J</math>)</i>	3,708E-02	kg×m <sup>2</sup>
<i>Coefficient de frottement (<math>F</math>)</i>	2,976E-03	kg×m <sup>2</sup> /s

## ANNEXE E

### TABLEAUX DE DONNÉES

#### E.1 Essai à vide

Tableau E.1: Courant efficace de phase du stator pour les données mesurées et simulées et erreurs relative et absolue sur les données mesurées en fonction de la tension efficace de phase au stator pour l'essai à vide

<i>Tension efficace de phase du stator (<math>V_s</math>)(en V)</i>	<b>Courant efficace de phase du stator (<math>I_s</math>)(en A)</b>		<b>Erreur relative sur <math>I_s</math></b>	<b>Erreur absolue sur <math>I_s</math></b>
	Mesuré	Simulé		
10,04	6,267	4,374	-30,20%	-1,892
20,01	1,657	2,138	29,05%	0,4812
30,12	1,673	1,975	18,04%	0,3018
40,55	1,980	2,258	14,04%	0,2780
50,46	2,353	2,678	13,78%	0,3244
60,85	2,797	3,199	14,40%	0,4026
71,05	3,287	3,773	14,79%	0,4862
80,62	3,770	4,356	15,53%	0,5856
90,18	4,303	4,969	15,47%	0,6657
100,0	4,867	5,623	15,55%	0,7566
110,3	5,573	6,352	13,97%	0,7788
119,5	6,343	7,124	12,31%	0,7806
120,4	6,363	7,207	13,26%	0,8436
123,0	6,677	7,471	11,90%	0,7946
127,5	7,200	8,004	11,16%	0,8035
131,4	7,677	8,539	11,23%	0,8622

Tableau E.2: Courant efficace de phase du stator pour les données mesurées et simulées et erreurs relative et absolue sur les données mesurées en fonction de la tension efficace de phase au stator pour l'essai à vide (suite)

<i>Tension efficace de phase du stator (<math>V_s</math>)(en V)</i>	<b>Courant efficace de phase du stator (<math>I_s</math>)(en A)</b>		<b>Erreur relative sur <math>I_s</math></b>	<b>Erreur absolue sur <math>I_s</math></b>
	Mesuré	Simulé		
134,3	8,107	9,018	11,25%	0,9117
137,8	8,763	9,671	10,35%	0,9074
141,2	9,397	10,42	10,84%	1,019
144,4	10,14	11,21	10,54%	1,069
146,6	10,77	11,84	10,00%	1,076
149,2	11,50	12,66	10,12%	1,164
151,4	12,20	13,40	9,84%	1,200
152,7	12,60	13,88	10,13%	1,276
155,7	13,80	15,07	9,19%	1,269
158,0	14,67	16,04	9,36%	1,373
160,7	15,87	17,27	8,85%	1,404
163,2	17,10	18,52	8,29%	1,417
165,1	18,07	19,51	8,01%	1,447
166,7	18,87	20,39	8,09%	1,527
167,7	19,53	20,94	7,22%	1,411
169,1	20,27	21,75	7,33%	1,485
170,8	21,30	22,77	6,88%	1,465

## E.2 Essai en accélération

Tableau E.3: Vitesse du rotor en fonction du temps pour des tensions efficaces de ligne au stator de 20, 30 et 40 V lors de l'essai en accélération en laboratoire

<i>Tension efficace de ligne au stator (en V)</i>					
<i>20,20</i>		<i>30,34</i>		<i>40,61</i>	
<i>Temps (en s)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Temps (en s)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Temps (en s)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>
0,0	5,1	0,0	0	0,0	6,4
2,3	125,2	1,7	141,1	1,7	356,5
4,0	191,3	3,3	305,5	3,1	613,9
5,5	240,5	4,8	428,9	4,6	863,4
7,1	283,5	6,2	533,3	5,9	1126
8,5	315,3	7,5	628,1	7,2	1497
10,0	342,8	8,9	723,8	8,6	1787
11,4	366,8	10,3	815,5	13,7	1787
12,8	388,4	11,7	906,1		
14,2	408,2	13,1	998,6		
15,7	426,0	14,4	1096		
17,0	441,8	15,9	1202		
18,5	456,0	17,2	1331		
19,9	469,8	18,6	1521		
21,3	482,5	19,9	1750		
22,7	494,3	21,3	1779		
24,1	505,4	22,7	1780		
25,5	515,5	29,1	1780		
27,0	524,6				
28,3	532,6				
28,8	532,6				

Tableau E.4: Vitesse du rotor en fonction du temps pour des tensions efficaces de ligne au stator de 50, 60 et 70 V lors de l'essai en accélération en laboratoire

<i>Tension efficace de ligne au stator (en V)</i>					
<i>50,56</i>		<i>60,43</i>		<i>70,43</i>	
<i>Temps (en s)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Temps (en s)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Temps (en s)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>
0,0	0	0,0	10,2	0,0	0
2,0	411,6	1,7	518,5	1,8	659,1
3,4	826,1	3,0	1224	3,2	1615
4,6	1324	4,4	1793	4,5	1795
6,0	1791	8,2	1793	7,9	1795
14,1	1793				

Tableau E.5: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la tension efficace de ligne au stator lors de l'essai en accélération en simulation

<i>Tension efficace de ligne au stator (en V)</i>						
<i>Temps (en s)</i>	<i>20,20</i>	<i>30,34</i>	<i>40,61</i>	<i>50,56</i>	<i>60,43</i>	<i>70,43</i>
	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>
0,0	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
1,0	67,57	154,8	284,5	459,8	699,2	1047
2,0	132,4	312,1	604,4	1073	1736	1788
3,0	194,6	473,1	984,7	1749	1783	1788
4,0	254,3	640,8	1474	1776	1783	1788
5,0	311,8	819,7	1748	1776	1783	1788
6,0	367,4	1016	1762	1776	1783	1788
7,0	421,2	1239	1762	1776	1783	1788
8,0	473,5	1483	1762	1776	1783	1788



Tableau E.6: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la tension efficace de ligne au stator lors de l'essai en accélération en simulation (suite)

<i>Temps (en s)</i>	<i>Tension efficace de ligne au stator (en V)</i>					
	<i>20,20</i>	<i>30,34</i>	<i>40,61</i>	<i>50,56</i>	<i>60,43</i>	<i>70,43</i>
	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>
9,0	524,4	1663	1762	1776	1783	1788
10,0	574,1	1719	1762	1776	1783	1788
11,0	622,8	1729	1762	1776	1783	1788
12,0	670,6	1731	1762	1776	1783	1788
13,0	717,8	1731	1762	1776	1783	1788
14,0	764,6	1731	1762	1776	1783	1788
15,0	810,9	1731	1762	1776	1783	1788
16,0	857,2	1731	1762	1776	1783	1788
17,0	903,4	1731	1762	1776	1783	1788
18,0	949,9	1731	1762	1776	1783	1788
19,0	996,7	1731	1762	1776	1783	1788
20,0	1044	1731	1762	1776	1783	1788
21,0	1092	1731	1762	1776	1783	1788
22,0	1141	1731	1762	1776	1783	1788
23,0	1190	1731	1762	1776	1783	1788
24,0	1240	1731	1762	1776	1783	1788
25,0	1291	1731	1762	1776	1783	1788
26,0	1341	1731	1762	1776	1783	1788
27,0	1390	1731	1762	1776	1783	1788
28,0	1437	1731	1762	1776	1783	1788
29,0	1479	1731	1762	1776	1783	1788
30,0	1515	1731	1762	1776	1783	1788

### E.3 Essai en décélération

Tableau E.7: Vitesse du rotor en fonction du temps pour des tensions efficaces de ligne au stator de 30 à 50 V lors de l'essai en décélération en laboratoire

<i>Tension efficace de ligne au stator (en V)</i>					
<i>30,34</i>		<i>40,61</i>		<i>50,56</i>	
<i>Temps (en s)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Temps (en s)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Temps (en s)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>
-0,8	1778	-1,0	1788	-1,8	1793
0,4	1717	0,8	1673	-0,4	1785
1,8	1553	2,1	1511	1,0	1648
3,2	1402	3,6	1366	2,4	1492
4,6	1263	4,9	1230	3,7	1348
5,9	1134	6,4	1102	4,9	1215
7,3	1019	7,8	985,6	6,4	1096
8,7	912,1	9,1	877,3	7,8	982,6
11,1	810,6	10,4	777,2	9,2	877,0
11,5	714,8	11,9	683,8	10,5	780,3
12,9	625,0	13,4	594,1	12,1	686,6
14,4	538,6	14,7	514,7	13,5	596,7
15,9	462,1	16,3	439,8	15,0	519,5
17,4	389,8	17,7	369,7	16,4	446,7
18,9	322,2	19,3	304,3	17,8	378,6
20,5	259,7	20,6	244,9	19,3	315,1
22,3	197,4	22,2	191,7	21,0	252,8
23,9	140,8	23,9	140,2	22,5	196,3
25,8	89,0	25,8	88,8	24,0	145,6
29,2	89,0	29,0	88,8	25,8	95,7
				28,2	95,7

Tableau E.8: Vitesse du rotor en fonction du temps pour des tensions efficaces de ligne au stator de 60 et 70 V lors de l'essai en décélération en laboratoire

<i>Tension efficace de ligne au stator (en V)</i>			
<i>60,43</i>		<i>70,43</i>	
<i>Temps (en s)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Temps (en s)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>
-0,7	1795	-1,0	1795
0,6	1712	-0,1	1785
2,0	1542	1,3	1631
3,4	1387	2,7	1463
4,7	1248	4,0	1312
6,2	1116	5,4	1173
7,6	999,7	6,7	1048
8,9	889,0	8,1	931,7
10,3	783,5	9,5	824,3
11,8	687,4	10,8	725,2
13,1	603,1	12,3	633,2
14,4	522,1	13,8	544,0
16,0	445,1	15,2	464,9
17,4	373,2	16,8	389,5
19,0	305,6	18,3	318,8
20,4	243,7	19,9	252,3
22,0	187,8	21,5	192,0
23,7	133,4	23,1	137,5
25,8	76,9	25,1	82,2
28,8	43,9	29,0	82,2
29,3	43,9		

Tableau E.9: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la tension efficace initiale de ligne au stator lors de l'essai en décélération en simulation

<i>Temps (en s)</i>	<i>Tension efficace de ligne au stator (en V)</i>				
	<i>30,34</i>	<i>40,61</i>	<i>50,56</i>	<i>60,43</i>	<i>70,43</i>
	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>
-5,0	1778	1788	1793	1795	1795
-4,0	1778	1788	1793	1795	1795
-3,0	1778	1788	1793	1795	1795
-2,0	1778	1788	1793	1795	1795
-1,0	1778	1788	1793	1795	1795
0,0	1778	1788	1793	1795	1795
1,0	1641	1651	1655	1657	1657
2,0	1515	1524	1528	1530	1530
3,0	1399	1407	1411	1412	1412
4,0	1292	1299	1303	1304	1304
5,0	1192	1199	1203	1204	1204
6,0	1101	1107	1110	1111	1111
7,0	1016	1022	1025	1026	1026
8,0	938,4	943,6	946,3	947,3	947,3
9,0	866,3	871,2	873,6	874,6	874,6
10,0	799,8	804,3	806,5	807,4	807,4
11,0	738,4	742,5	744,6	745,4	745,4
12,0	681,7	685,5	687,4	688,2	688,2
13,0	629,3	632,9	634,7	635,4	635,4
14,0	581,0	584,3	585,9	586,6	586,6
15,0	536,4	539,4	540,9	541,5	541,5
16,0	495,2	498,0	499,4	500,0	500,0
17,0	457,2	459,8	461,1	461,6	461,6

Tableau E.10: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la tension efficace initiale de ligne au stator lors de l'essai en décélération en simulation (suite)

<i>Temps (en s)</i>	<i>Tension efficace de ligne au stator (en V)</i>				
	<i>30,34</i>	<i>40,61</i>	<i>50,56</i>	<i>60,43</i>	<i>70,43</i>
	<b>Vitesse (en RPM)</b>	<b>Vitesse (en RPM)</b>	<b>Vitesse (en RPM)</b>	<b>Vitesse (en RPM)</b>	<b>Vitesse (en RPM)</b>
<i>18,0</i>	422,1	424,5	425,7	426,1	426,1
<i>19,0</i>	389,7	391,9	393,0	393,4	393,4
<i>20,0</i>	359,8	361,8	362,8	363,2	363,2
<i>21,0</i>	332,1	334,0	334,9	335,3	335,3
<i>22,0</i>	306,6	308,4	309,2	309,6	309,6
<i>23,0</i>	283,1	284,7	285,5	285,8	285,8
<i>24,0</i>	261,4	262,8	263,6	263,9	263,9
<i>25,0</i>	241,3	242,7	243,3	243,6	243,6
<i>26,0</i>	222,8	224,0	224,6	224,9	224,9
<i>27,0</i>	205,7	206,8	207,4	207,6	207,6
<i>28,0</i>	189,9	190,9	191,5	191,7	191,7
<i>29,0</i>	175,3	176,3	176,8	177,0	177,0
<i>30,0</i>	161,8	162,7	163,2	163,4	163,4

#### E.4 L'inductance magnétisante

Tableau E.11: Courant efficace de phase du stator pour les données mesurées et simulées en fonction de la tension efficace de phase au stator et de l'inductance magnétisante pour l'essai à vide

<i>Tension efficace de phase du stator (<math>V_s</math>)(en V)</i>	<b>Courant efficace de phase du stator (<math>I_s</math>)(en A)</b>			
	<b>Mesuré</b>	<b><math>L_m</math></b>	<b><math>1,1L_m</math></b>	<b><math>1,15L_m</math></b>
10,04	6,267	4,374	4,334	4,316
20,01	1,657	2,138	2,087	2,065
30,12	1,673	1,975	1,868	1,822
40,55	1,980	2,258	2,092	2,020
50,46	2,353	2,678	2,460	2,366
60,85	2,797	3,199	2,929	2,812
71,05	3,287	3,773	3,450	3,308
80,62	3,770	4,356	3,980	3,816
90,18	4,303	4,969	4,540	4,352
100,0	4,867	5,623	5,137	4,925
110,3	5,573	6,352	5,805	5,566
119,5	6,343	7,124	6,518	6,253
120,4	6,363	7,207	6,595	6,327
123,0	6,677	7,471	6,841	6,565
127,5	7,200	8,004	7,339	7,047
131,4	7,677	8,539	7,842	7,536
134,3	8,107	9,018	8,295	7,976
137,8	8,763	9,671	8,913	8,578
141,2	9,397	10,42	9,621	9,268
144,4	10,14	11,21	10,38	10,01
146,6	10,77	11,84	10,98	10,60
149,2	11,50	12,66	11,77	11,37

Tableau E.12: Courant efficace de phase du stator pour les données mesurées et simulées en fonction de la tension efficace de phase au stator et de l'inductance magnétisante pour l'essai à vide (suite)

<i>Tension efficace de phase du stator (<math>V_s</math>)(en V)</i>	<b>Courant efficace de phase du stator (<math>I_s</math>)(en A)</b>			
	Mesuré	$L_m$	$1,1L_m$	$1,15L_m$
151,4	12,20	13,40	12,48	12,07
152,7	12,60	13,88	12,94	12,51
155,7	13,80	15,07	14,08	13,64
158,0	14,67	16,04	15,02	14,57
160,7	15,87	17,27	16,21	15,74
163,2	17,10	18,52	17,42	16,93
165,1	18,07	19,51	18,39	17,89
166,7	18,87	20,39	19,25	18,73
167,7	19,53	20,94	19,79	19,26
169,1	20,27	21,75	20,57	20,04
170,8	21,30	22,77	21,57	21,02

Tableau E.13: Erreurs relative et absolue sur les courants efficaces de phase mesurés en fonction de la tension efficace de phase au stator et de l'inductance magnétisante pour l'essai à vide

<i>Tension efficace de phase du stator (<math>V_s</math>)</i> (en V)	Erreur relative sur $I_s$			Erreur absolue sur $I_s$		
	$L_m$	$1,1L_m$	$1,15L_m$	$L_m$	$1,1L_m$	$1,15L_m$
10,04	-30,20%	-30,85%	-31,13%	-1,892	-1,933	-1,951
20,01	29,05%	25,96%	24,66%	0,4812	0,4301	0,4086
30,12	18,04%	11,63%	8,89%	0,3018	0,1946	0,1488
40,55	14,04%	5,66%	2,04%	0,2780	0,1120	0,0403
50,46	13,78%	4,55%	0,54%	0,3244	0,1071	0,0127
60,85	14,40%	4,74%	0,53%	0,4026	0,1326	0,0148
71,05	14,79%	4,96%	0,66%	0,4862	0,1629	0,0217
80,62	15,53%	5,58%	1,22%	0,5856	0,2102	0,0461
90,18	15,47%	5,49%	1,13%	0,6657	0,2364	0,0486
100,0	15,55%	5,56%	1,19%	0,7566	0,2705	0,0579
110,3	13,97%	4,16%	-0,13%	0,7788	0,2319	-0,0075
119,5	12,31%	2,76%	-1,43%	0,7806	0,1748	-0,0907
120,4	13,26%	3,64%	-0,57%	0,8436	0,2319	-0,0362
123,0	11,90%	2,47%	-1,67%	0,7946	0,1646	-0,1117
127,5	11,16%	1,93%	-2,13%	0,8035	0,1389	-0,1530
131,4	11,23%	2,16%	-1,84%	0,8622	0,1655	-0,1412
134,3	11,25%	2,32%	-1,62%	0,9117	0,1880	-0,1311
137,8	10,35%	1,70%	-2,12%	0,9074	0,1493	-0,1858
141,2	10,84%	2,38%	-1,37%	1,019	0,2239	-0,1283
144,4	10,54%	2,34%	-1,31%	1,069	0,2369	-0,1326
146,6	10,00%	2,01%	-1,54%	1,076	0,2166	-0,1659
149,2	10,12%	2,35%	-1,11%	1,164	0,2707	-0,1280
151,4	9,84%	2,28%	-1,10%	1,200	0,2776	-0,1348



Tableau E.14: Erreurs relative et absolue sur les courants efficaces de phase mesurés en fonction de la tension efficace de phase au stator et de l'inductance magnétisante pour l'essai à vide (suite)

<i>Tension efficace de phase du stator (<math>V_s</math>)</i> (en V)	Erreur relative sur $I_s$			Erreur absolue sur $I_s$		
	$L_m$	$1,1L_m$	$1,15L_m$	$L_m$	$1,1L_m$	$1,15L_m$
152,7	10,13%	2,66%	-0,68%	1,276	0,3354	-0,0856
155,7	9,19%	2,06%	-1,13%	1,269	0,2848	-0,1566
158,0	9,36%	2,43%	-0,69%	1,373	0,3558	-0,1011
160,7	8,85%	2,19%	-0,80%	1,404	0,3480	-0,1276
163,2	8,29%	1,90%	-0,99%	1,417	0,3243	-0,1688
165,1	8,01%	1,81%	-1,00%	1,447	0,3261	-0,1800
166,7	8,09%	2,03%	-0,71%	1,527	0,3837	-0,1334
167,7	7,22%	1,30%	-1,38%	1,411	0,2534	-0,2702
169,1	7,33%	1,52%	-1,11%	1,485	0,3077	-0,2251
170,8	6,88%	1,25%	-1,31%	1,465	0,2655	-0,2781

### E.5 La constante d'inertie

Tableau E.15: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la constante d'inertie pour des tensions efficaces de ligne au stator de 20 et 30 V lors de l'essai en accélération en simulation

<i>Temps (en s)</i>	<i>Tension efficace de ligne au stator (en V)</i>							
	<i>20,20</i>				<i>30,34</i>			
	<i>Vitesse (en RPM)</i>				<i>Vitesse (en RPM)</i>			
	<i>J</i>	<i>1,5J</i>	<i>1,75J</i>	<i>2J</i>	<i>J</i>	<i>1,5J</i>	<i>1,75J</i>	<i>2J</i>
0,0	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
1,0	67,76	45,08	38,63	33,79	155,0	102,4	87,57	76,51
2,0	133,0	87,73	74,99	65,48	313,2	203,3	173,0	150,6
3,0	195,5	128,1	109,3	95,28	475,2	302,3	255,9	222,0
4,0	255,5	166,3	141,6	123,3	644,2	400,0	336,9	291,0
5,0	313,4	202,5	172,1	149,7	824,6	497,3	416,2	358,1
6,0	369,4	236,9	200,9	174,5	1023	594,9	494,4	423,4
7,0	423,6	269,5	228,1	197,9	1249	693,7	571,8	487,2
8,0	476,2	300,5	253,9	219,9	1495	794,7	649,1	549,9
9,0	527,5	329,9	278,2	240,6	1670	899,2	726,6	611,7
10,0	577,6	358,0	301,3	260,2	1721	1009	805,0	672,9
11,0	626,7	384,8	323,1	278,6	1730	1125	884,9	733,8
12,0	675,0	410,3	343,8	296,1	1731	1249	967,0	794,8
13,0	722,7	434,6	363,4	312,5	1731	1378	1052	856,0
14,0	770,0	457,9	382,1	328,0	1732	1503	1141	918,0
15,0	816,9	480,2	399,7	342,7	1732	1601	1233	981,1
16,0	863,7	501,5	416,5	356,6	1732	1656	1329	1046
17,0	910,6	521,9	432,5	369,7	1732	1679	1425	1112
18,0	957,8	541,4	447,6	382,1	1732	1688	1512	1180
19,0	1005	560,2	462,1	393,8	1732	1691	1581	1250

Tableau E.16: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la constante d'inertie pour des tensions efficaces de ligne au stator de 20 et 30 V lors de l'essai en accélération en simulation (suite)

<i>Temps (en s)</i>	<i>Tension efficace de ligne au stator (en V)</i>							
	<i>20,20</i>				<i>30,34</i>			
	<i>Vitesse (en RPM)</i>				<i>Vitesse (en RPM)</i>			
	<b>J</b>	<b>1,5J</b>	<b>1,75J</b>	<b>2J</b>	<b>J</b>	<b>1,5J</b>	<b>1,75J</b>	<b>2J</b>
20,0	1053	578,2	475,8	404,9	1732	1692	1625	1321
21,0	1102	595,5	488,9	415,4	1732	1692	1649	1392
22,0	1152	612,2	501,3	425,3	1732	1692	1661	1459
23,0	1202	628,2	513,2	434,8	1732	1692	1666	1518
24,0	1253	643,6	524,5	443,7	1732	1692	1669	1565
25,0	1305	658,5	535,3	452,1	1732	1692	1670	1598
26,0	1356	672,9	545,6	460,1	1732	1692	1670	1619
27,0	1405	686,7	555,4	467,7	1732	1692	1670	1631
28,0	1452	700,1	564,7	474,9	1732	1692	1671	1638
29,0	1493	713,0	573,7	481,8	1732	1692	1671	1642
30,0	1528	725,5	582,2	488,3	1732	1692	1671	1644

Tableau E.17: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la constante d'inertie pour des tensions efficaces de ligne au stator de 40 et 50 V lors de l'essai en accélération en simulation

<i>Temps (en s)</i>	<i>Tension efficace de ligne au stator (en V)</i>							
	<i>40,61</i>				<i>50,56</i>			
	<i>Vitesse (en RPM)</i>				<i>Vitesse (en RPM)</i>			
	<b>J</b>	<b>1,5J</b>	<b>1,75J</b>	<b>2J</b>	<b>J</b>	<b>1,5J</b>	<b>1,75J</b>	<b>2J</b>
0,0	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
1,0	284,7	186,0	158,7	138,4	460,0	294,9	250,4	217,6
2,0	606,5	380,6	321,3	278,1	1077	631,3	525,6	450,8
3,0	989,9	585,6	488,3	419,2	1752	1039	837,9	704,9
4,0	1484	808,6	663,3	563,5	1776	1559	1221	996,5
5,0	1750	1062	851,4	713,6	1776	1758	1644	1351
6,0	1762	1360	1061	873,2	1776	1764	1753	1676
7,0	1763	1641	1299	1047	1776	1764	1758	1747
8,0	1763	1732	1549	1241	1776	1764	1758	1751
9,0	1763	1742	1694	1451	1776	1764	1758	1752
10,0	1763	1743	1727	1625	1776	1764	1758	1752
11,0	1763	1743	1732	1700	1776	1764	1758	1752
12,0	1763	1743	1733	1718	1776	1764	1758	1752
13,0	1763	1743	1733	1722	1776	1764	1758	1752
14,0	1763	1743	1733	1723	1776	1764	1758	1752
15,0	1763	1743	1733	1723	1776	1764	1758	1752
16,0	1763	1743	1733	1723	1776	1764	1758	1752
17,0	1763	1743	1733	1723	1776	1764	1758	1752
18,0	1763	1743	1733	1723	1776	1764	1758	1752
19,0	1763	1743	1733	1723	1776	1764	1758	1752
20,0	1763	1743	1733	1723	1776	1764	1758	1752
21,0	1763	1743	1733	1723	1776	1764	1758	1752

Tableau E.18: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la constante d'inertie pour des tensions efficaces de ligne au stator de 40 et 50 V lors de l'essai en accélération en simulation (suite)

<i>Temps (en s)</i>	<i>Tension efficace de ligne au stator (en V)</i>							
	<i>40,61</i>				<i>50,56</i>			
	<i>Vitesse (en RPM)</i>				<i>Vitesse (en RPM)</i>			
	<i>J</i>	<i>1,5J</i>	<i>1,75J</i>	<i>2J</i>	<i>J</i>	<i>1,5J</i>	<i>1,75J</i>	<i>2J</i>
<i>22,0</i>	1763	1743	1733	1723	1776	1764	1758	1752
<i>23,0</i>	1763	1743	1733	1723	1776	1764	1758	1752
<i>24,0</i>	1763	1743	1733	1723	1776	1764	1758	1752
<i>25,0</i>	1763	1743	1733	1723	1776	1764	1758	1752
<i>26,0</i>	1763	1743	1733	1723	1776	1764	1758	1752
<i>27,0</i>	1763	1743	1733	1723	1776	1764	1758	1752
<i>28,0</i>	1763	1743	1733	1723	1776	1764	1758	1752
<i>29,0</i>	1763	1743	1733	1723	1776	1764	1758	1752
<i>30,0</i>	1763	1743	1733	1723	1776	1764	1758	1752

Tableau E.19: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la constante d'inertie pour des tensions efficaces de ligne au stator de 60 et 70 V lors de l'essai en accélération en simulation

<i>Temps (en s)</i>	<i>Tension efficace de ligne au stator (en V)</i>							
	<i>60,43</i>				<i>70,43</i>			
	<i>Vitesse (en RPM)</i>				<i>Vitesse (en RPM)</i>			
	<i>J</i>	<i>1,5J</i>	<i>1,75J</i>	<i>2J</i>	<i>J</i>	<i>1,5J</i>	<i>1,75J</i>	<i>2J</i>
0,0	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
1,0	699,8	435,4	367,1	317,6	1048	620,2	517,5	444,6
2,0	1739	1004	814,2	687,0	1788	1594	1260	1031
3,0	1783	1716	1423	1151	1788	1782	1776	1733
4,0	1783	1775	1764	1684	1788	1782	1779	1775
5,0	1783	1775	1771	1765	1788	1782	1779	1775
6,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
7,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
8,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
9,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
10,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
11,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
12,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
13,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
14,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
15,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
16,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
17,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
18,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
19,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
20,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
21,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775

Tableau E.20: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la constante d'inertie pour des tensions efficaces de ligne au stator de 60 et 70 V lors de l'essai en accélération en simulation (suite)

<i>Temps (en s)</i>	<i>Tension efficace de ligne au stator (en V)</i>							
	<i>60,43</i>				<i>70,43</i>			
	<i>Vitesse (en RPM)</i>				<i>Vitesse (en RPM)</i>			
	<b>J</b>	<b>1,5J</b>	<b>1,75J</b>	<b>2J</b>	<b>J</b>	<b>1,5J</b>	<b>1,75J</b>	<b>2J</b>
22,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
23,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
24,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
25,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
26,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
27,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
28,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
29,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775
30,0	1783	1775	1771	1766	1788	1782	1779	1775

## E.6 Le coefficient de frottement

Tableau E.21: Symbole, source de calcul et unité en fonction de la variable mesurée ou calculée

<i>Description</i>	<b>Symbole</b>	<b>Source de calcul</b>	<b>Unité</b>
<i>Vitesse initiale du rotor</i>	$N_{m0}$	Mesure	RPM
<i>Pente</i>	$a$	Régression linéaire	RPM/s
<i>Ordonnée à l'origine</i>	$b$	Régression linéaire	RPM
<i>Temps initial</i>	$t_0$	$[N_{m0} - b]/a$	s
<i>Vitesse à <math>0,5\tau</math></i>	$N_{0.5}$	$0,6065 \times N_{m0}$	RPM
<i>Vitesse à <math>\tau</math></i>	$N_1$	$0,368 \times N_{m0}$	RPM
<i>Vitesse à <math>1,5\tau</math></i>	$N_{1.5}$	$0,223 \times N_{m0}$	RPM
<i>Vitesse à <math>2\tau</math></i>	$N_2$	$0,135 \times N_{m0}$	RPM
<i>Vitesse à <math>3\tau</math></i>	$N_3$	$0,05 \times N_{m0}$	RPM
<i>Vitesse à <math>4\tau</math></i>	$N_4$	$0,018 \times N_{m0}$	RPM
<i>Vitesse à <math>5\tau</math></i>	$N_5$	$0,007 \times N_{m0}$	RPM
<i>Temps à <math>N_{0.5}</math></i>	$t_{0.5}$	Interpolation	s
<i>Temps à <math>N_1</math></i>	$t_1$	Interpolation	s
<i>Temps à <math>N_{1.5}</math></i>	$t_{1.5}$	Interpolation	s
<i>Temps à <math>N_2</math></i>	$t_2$	Interpolation	s
<i>Temps à <math>N_3</math></i>	$t_3$	Interpolation	s
<i>Temps à <math>N_4</math></i>	$t_4$	Interpolation	s
<i>Temps à <math>N_5</math></i>	$t_5$	Interpolation	s



Tableau E.22: Symbole, source de calcul et unité en fonction de la variable mesurée ou calculée (suite)

<i>Description</i>	<i>Symbole</i>	<i>Source de calcul</i>	<i>Unité</i>
Constante de temps de $N_{0,5}$	$\tau_{0,5}$	$2 \times (t_{0,5} - t_0)$	s
Constante de temps de $N_1$	$\tau_1$	$t_1 - t_0$	s
Constante de temps de $N_{1,5}$	$\tau_{1,5}$	$(t_{1,5} - t_0)/1,5$	s
Constante de temps de $N_2$	$\tau_2$	$(t_2 - t_0)/2$	s
Constante de temps de $N_3$	$\tau_3$	$(t_3 - t_0)/3$	s
Constante de temps de $N_4$	$\tau_4$	$(t_4 - t_0)/4$	s
Constante de temps de $N_5$	$\tau_5$	$(t_5 - t_0)/5$	s
Constante de temps moyenne pour $\tau_{0,5}$	$\tau_{avg 0,5}$	$\sum \tau_{0,5}/5$	s
Constante de temps moyenne pour $\tau_1$	$\tau_{avg 1}$	$\sum \tau_1/5$	s
Constante de temps moyenne pour $\tau_{1,5}$	$\tau_{avg 1,5}$	$\sum \tau_{1,5}/5$	s
Constante de temps moyenne pour $\tau_2$	$\tau_{avg 2}$	$\sum \tau_2/5$	s
Constante de temps moyenne pour $\tau_3$	$\tau_{avg 3}$	$\sum \tau_3/5$	s
Constante de temps moyenne pour $\tau_4$	$\tau_{avg 4}$	$\sum \tau_4/5$	s
Constante de temps moyenne pour $\tau_5$	$\tau_{avg 5}$	$\sum \tau_5/5$	s
Inertie du rotor	$J$	Données techniques	$\text{kg}\times\text{m}^2$
Coefficient de frottement pour $\tau_{0,5}$	$F_{0,5}$	$J/\tau_{avg 0,5}$	$\text{kg}\times\text{m}^2/\text{s}$
Coefficient de frottement pour $\tau_1$	$F_1$	$J/\tau_{avg 1}$	$\text{kg}\times\text{m}^2/\text{s}$
Coefficient de frottement pour $\tau_{1,5}$	$F_{1,5}$	$J/\tau_{avg 1,5}$	$\text{kg}\times\text{m}^2/\text{s}$
Coefficient de frottement pour $\tau_2$	$F_2$	$J/\tau_{avg 2}$	$\text{kg}\times\text{m}^2/\text{s}$
Coefficient de frottement pour $\tau_3$	$F_3$	$J/\tau_{avg 3}$	$\text{kg}\times\text{m}^2/\text{s}$
Coefficient de frottement pour $\tau_4$	$F_4$	$J/\tau_{avg 4}$	$\text{kg}\times\text{m}^2/\text{s}$
Coefficient de frottement pour $\tau_5$	$F_5$	$J/\tau_{avg 5}$	$\text{kg}\times\text{m}^2/\text{s}$

Tableau E.23: Tableau de calcul des différentes valeurs du coefficient de frottement F

Symbole	Tension efficace de ligne au stator (en V)				
	30V	40V	50V	60V	70V
$N_{m0}$	1778	1788	1793	1795	1795
$a$	-112,5	-109,3	-104,6	-116,1	-115
$b$	1850	1863	1935	1860	1891
$t_0$	0,6382	0,6843	1,354	0,5635	0,8330
$N_{0.5}$	1078	1084	1087	1089	1089
$N_1$	654,3	658,0	659,8	660,6	660,6
$N_{1.5}$	396,5	398,7	399,8	400,3	400,3
$N_2$	240,0	241,4	242,1	242,3	242,3
$N_3$	88,90	89,40	89,65	89,75	89,75
$N_4$	32,00	32,18	32,27	32,31	32,31
$N_5$	12,45	12,52	12,55	12,57	12,57
$t_{0.5}$	7,38	7,61	8,31	7,23	7,28
$t_1$	13,24	13,33	14,32	12,91	12,85
$t_{1.5}$	18,06	18,12	19,16	17,57	17,57
$t_2$	21,87	21,71	23,09	21,14	21,16
$t_3$	25,40	25,59	26,49	25,09	24,79
$t_4$	26,17	26,36	27,20	25,99	25,63
$t_5$	26,43	26,63	27,44	26,30	25,92

Tableau E.24: Tableau de calcul des différentes valeurs du coefficient de frottement F  
(suite)

Symbole	Tension efficace de ligne au stator (en V)				
	30V	40V	50V	60V	70V
$\tau_{0,5}$	13,48	13,85	13,90	13,33	12,89
$\tau_1$	12,60	12,65	12,96	12,35	12,02
$\tau_{1,5}$	11,62	11,62	11,87	11,34	11,16
$\tau_2$	10,62	10,51	10,87	10,29	10,17
$\tau_3$	8,254	8,301	8,379	8,175	7,987
$\tau_4$	6,383	6,420	6,462	6,357	6,199
$\tau_5$	5,159	5,189	5,218	5,148	5,017
$\tau_{avg 0,5}$	13,49				
$\tau_{avg 1}$	12,52				
$\tau_{avg 1,5}$	11,52				
$\tau_{avg 2}$	10,49				
$\tau_{avg 3}$	8,219				
$\tau_{avg 4}$	6,364				
$\tau_{avg 5}$	5,146				
$J$	6,490E-02				
$F_{0,5}$	4,810E-03				
$F_1$	5,184E-03				
$F_{1,5}$	5,632E-03				
$F_2$	6,187E-03				
$F_3$	7,896E-03				
$F_4$	1,020E-02				
$F_5$	1,261E-02				

Tableau E.25: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 30 V lors de l'essai en décélération en simulation

<i>Temps (en s)</i>	<b>Vitesse (en RPM)</b>				
	<b>0,5<math>\tau</math></b>	<b><math>\tau</math></b>	<b>1,5<math>\tau</math></b>	<b>2<math>\tau</math></b>	<b>3<math>\tau</math></b>
-5,0	1778	1778	1778	1778	1778
-4,0	1778	1778	1778	1778	1778
-3,0	1778	1778	1778	1778	1778
-2,0	1778	1778	1778	1778	1778
-1,0	1778	1778	1778	1778	1778
0,0	1778	1778	1778	1778	1778
1,0	1651	1641	1630	1616	1574
2,0	1533	1515	1495	1469	1394
3,0	1424	1399	1370	1336	1234
4,0	1322	1292	1257	1214	1093
5,0	1227	1192	1152	1104	967,7
6,0	1140	1101	1056	1003	856,8
7,0	1058	1016	968,5	912,2	758,7
8,0	982,6	938,4	888,0	829,3	671,8
9,0	912,4	866,3	814,1	753,9	594,8
10,0	847,3	799,8	746,5	685,3	526,7
11,0	786,7	738,4	684,4	623,0	466,3
12,0	730,5	681,7	627,5	566,3	412,9
13,0	678,3	629,3	575,3	514,8	365,6
14,0	629,9	581,0	527,5	468,0	323,7
15,0	584,9	536,4	483,7	425,5	286,7
16,0	543,1	495,2	443,5	386,8	253,8
17,0	504,3	457,2	406,6	351,6	224,7
18,0	468,3	422,1	372,8	319,6	199,0

Tableau E.26: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 30 V lors de l'essai en décélération en simulation (suite)

<i>Temps (en s)</i>	<b>Vitesse (en RPM)</b>				
	<b>0,5<math>\tau</math></b>	<b><math>\tau</math></b>	<b>1,5<math>\tau</math></b>	<b>2<math>\tau</math></b>	<b>3<math>\tau</math></b>
19,0	434,8	389,7	341,8	290,6	176,2
20,0	403,7	359,8	313,4	264,1	156,0
21,0	374,9	332,1	287,3	240,1	138,1
22,0	348,1	306,6	263,5	218,3	122,3
23,0	323,2	283,1	241,6	198,4	108,3
24,0	300,1	261,4	221,5	180,4	95,90
25,0	278,7	241,3	203,1	164,0	84,91
26,0	258,8	222,8	186,2	149,1	75,19
27,0	240,3	205,7	170,7	135,5	66,57
28,0	223,1	189,9	156,5	123,2	58,95
29,0	207,2	175,3	143,5	112,0	52,19
30,0	192,4	161,8	131,6	101,8	46,21

Tableau E.27: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 40 V lors de l'essai en décélération en simulation

<i>Temps (en s)</i>	<b>Vitesse (en RPM)</b>				
	<b>0,5<math>\tau</math></b>	<b><math>\tau</math></b>	<b>1,5<math>\tau</math></b>	<b>2<math>\tau</math></b>	<b>3<math>\tau</math></b>
-5,0	1788	1788	1788	1788	1788
-4,0	1788	1788	1788	1788	1788
-3,0	1788	1788	1788	1788	1788
-2,0	1788	1788	1788	1788	1788
-1,0	1788	1788	1788	1788	1788
0,0	1788	1788	1788	1788	1788
1,0	1660	1651	1639	1625	1583
2,0	1542	1524	1503	1478	1402
3,0	1432	1407	1378	1343	1241
4,0	1329	1299	1264	1221	1099
5,0	1234	1199	1159	1110	973,2
6,0	1146	1107	1062	1009	861,7
7,0	1064	1022	973,9	917,4	763,0
8,0	988,2	943,6	893,0	833,9	675,6
9,0	917,6	871,2	818,7	758,1	598,2
10,0	852,0	804,3	750,7	689,2	529,6
11,0	791,2	742,5	688,3	626,5	469,0
12,0	734,6	685,5	631,0	569,5	415,2
13,0	682,1	632,9	578,6	517,7	367,7
14,0	633,4	584,3	530,5	470,7	325,6
15,0	588,2	539,4	486,4	427,9	288,3
16,0	546,1	498,0	446,0	389,0	255,2
17,0	507,1	459,8	408,9	353,6	226,0
18,0	470,9	424,5	374,9	321,4	200,1

Tableau E.28: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 40 V lors de l'essai en décélération en simulation (suite)

<i>Temps (en s)</i>	<b>Vitesse (en RPM)</b>				
	<b>0,5<math>\tau</math></b>	<b><math>\tau</math></b>	<b>1,5<math>\tau</math></b>	<b>2<math>\tau</math></b>	<b>3<math>\tau</math></b>
19,0	437,2	391,9	343,7	292,2	177,2
20,0	406,0	361,8	315,2	265,6	156,9
21,0	377,0	334,0	289,0	241,5	138,9
22,0	350,1	308,4	264,9	219,5	123,0
23,0	325,1	284,7	242,9	199,6	108,9
24,0	301,8	262,8	222,7	181,4	96,44
25,0	280,3	242,7	204,2	164,9	85,39
26,0	260,2	224,0	187,2	149,9	75,61
27,0	241,7	206,8	171,7	136,3	66,95
28,0	224,4	190,9	157,4	123,9	59,28
29,0	208,4	176,3	144,3	112,6	52,49
30,0	193,5	162,7	132,3	102,4	46,47

Tableau E.29: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 50 V lors de l'essai en décélération en simulation

<i>Temps (en s)</i>	<b>Vitesse (en RPM)</b>				
	<b>0,5<math>\tau</math></b>	<b><math>\tau</math></b>	<b>1,5<math>\tau</math></b>	<b>2<math>\tau</math></b>	<b>3<math>\tau</math></b>
-5,0	1793	1793	1793	1793	1793
-4,0	1793	1793	1793	1793	1793
-3,0	1793	1793	1793	1793	1793
-2,0	1793	1793	1793	1793	1793
-1,0	1793	1793	1793	1793	1793
0,0	1793	1793	1793	1793	1793
1,0	1665	1655	1644	1630	1588
2,0	1546	1528	1507	1482	1406
3,0	1436	1411	1382	1347	1245
4,0	1333	1303	1267	1225	1102
5,0	1238	1203	1162	1113	975,9
6,0	1149	1110	1065	1012	864,1
7,0	1067	1025	976,6	919,9	765,1
8,0	990,9	946,3	895,5	836,3	677,4
9,0	920,1	873,6	821,0	760,2	599,8
10,0	854,4	806,5	752,8	691,1	531,1
11,0	793,4	744,6	690,2	628,2	470,3
12,0	736,7	687,4	632,8	571,1	416,4
13,0	684,1	634,7	580,2	519,2	368,7
14,0	635,2	585,9	532,0	472,0	326,5
15,0	589,8	540,9	487,7	429,1	289,1
16,0	547,7	499,4	447,2	390,0	256,0
17,0	508,5	461,1	410,0	354,6	226,6
18,0	472,2	425,7	375,9	322,3	200,7



Tableau E.30: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 50 V lors de l'essai en décélération en simulation (suite)

<i>Temps (en s)</i>	<b>Vitesse (en RPM)</b>				
	<b>0,5<math>\tau</math></b>	<b><math>\tau</math></b>	<b>1,5<math>\tau</math></b>	<b>2<math>\tau</math></b>	<b>3<math>\tau</math></b>
19,0	438,5	393,0	344,7	293,0	177,7
20,0	407,1	362,8	316,0	266,4	157,3
21,0	378,1	334,9	289,8	242,2	139,3
22,0	351,0	309,2	265,7	220,1	123,3
23,0	326,0	285,5	243,6	200,1	109,2
24,0	302,7	263,6	223,3	181,9	96,71
25,0	281,1	243,3	204,8	165,4	85,63
26,0	261,0	224,6	187,7	150,3	75,82
27,0	242,3	207,4	172,1	136,7	67,13
28,0	225,0	191,5	157,8	124,2	59,44
29,0	208,9	176,8	144,7	112,9	52,63
30,0	194,0	163,2	132,7	102,7	46,60

Tableau E.31: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 60 V lors de l'essai en décélération en simulation

<i>Temps (en s)</i>	<b>Vitesse (en RPM)</b>				
	<b>0,5<math>\tau</math></b>	<b><math>\tau</math></b>	<b>1,5<math>\tau</math></b>	<b>2<math>\tau</math></b>	<b>3<math>\tau</math></b>
-5,0	1795	1795	1795	1795	1795
-4,0	1795	1795	1795	1795	1795
-3,0	1795	1795	1795	1795	1795
-2,0	1795	1795	1795	1795	1795
-1,0	1795	1795	1795	1795	1795
0,0	1795	1795	1795	1795	1795
1,0	1667	1657	1646	1632	1589
2,0	1548	1530	1509	1483	1407
3,0	1437	1412	1384	1349	1246
4,0	1334	1304	1269	1226	1103
5,0	1239	1204	1163	1114	977,0
6,0	1151	1111	1066	1013	865,0
7,0	1068	1026	977,7	920,9	765,9
8,0	992,0	947,3	896,4	837,2	678,2
9,0	921,2	874,6	821,9	761,1	600,5
10,0	855,4	807,4	753,6	691,9	531,7
11,0	794,2	745,4	691,0	628,9	470,8
12,0	737,5	688,2	633,5	571,8	416,9
13,0	684,8	635,4	580,8	519,8	369,1
14,0	635,9	586,6	532,6	472,5	326,8
15,0	590,5	541,5	488,3	429,5	289,4
16,0	548,3	500,0	447,7	390,5	256,2
17,0	509,1	461,6	410,5	355,0	226,9
18,0	472,7	426,1	376,4	322,7	200,9

Tableau E.32: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 60 V lors de l'essai en décélération en simulation (suite)

<i>Temps (en s)</i>	<b>Vitesse (en RPM)</b>				
	<b>0,5<math>\tau</math></b>	<b><math>\tau</math></b>	<b>1,5<math>\tau</math></b>	<b>2<math>\tau</math></b>	<b>3<math>\tau</math></b>
19,0	439,0	393,4	345,1	293,3	177,9
20,0	407,6	363,2	316,4	266,7	157,5
21,0	378,5	335,3	290,1	242,4	139,5
22,0	351,4	309,6	266,0	220,4	123,5
23,0	326,3	285,8	243,9	200,3	109,3
24,0	303,0	263,9	223,6	182,1	96,82
25,0	281,4	243,6	205,0	165,6	85,72
26,0	261,3	224,9	188,0	150,5	75,90
27,0	242,6	207,6	172,3	136,8	67,21
28,0	225,3	191,7	158,0	124,4	59,51
29,0	209,2	177,0	144,9	113,1	52,69
30,0	194,2	163,4	132,8	102,8	46,66

Tableau E.33: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 70 V lors de l'essai en décélération en simulation

<i>Temps (en s)</i>	<b>Vitesse (en RPM)</b>				
	<b>0,5<math>\tau</math></b>	<b><math>\tau</math></b>	<b>1,5<math>\tau</math></b>	<b>2<math>\tau</math></b>	<b>3<math>\tau</math></b>
-5,0	1795	1795	1795	1795	1795
-4,0	1795	1795	1795	1795	1795
-3,0	1795	1795	1795	1795	1795
-2,0	1795	1795	1795	1795	1795
-1,0	1795	1795	1795	1795	1795
0,0	1795	1795	1795	1795	1795
1,0	1667	1657	1646	1632	1589
2,0	1548	1530	1509	1483	1407
3,0	1437	1412	1384	1349	1246
4,0	1334	1304	1269	1226	1103
5,0	1239	1204	1163	1114	977,0
6,0	1151	1111	1066	1013	865,0
7,0	1068	1026	977,7	920,9	765,9
8,0	992,0	947,3	896,4	837,2	678,2
9,0	921,2	874,6	821,9	761,1	600,5
10,0	855,4	807,4	753,6	691,9	531,7
11,0	794,2	745,4	691,0	628,9	470,8
12,0	737,5	688,2	633,5	571,8	416,9
13,0	684,8	635,4	580,8	519,8	369,1
14,0	635,9	586,6	532,6	472,5	326,8
15,0	590,5	541,5	488,3	429,5	289,4
16,0	548,3	500,0	447,7	390,5	256,2
17,0	509,1	461,6	410,5	355,0	226,9
18,0	472,7	426,1	376,4	322,7	200,9

Tableau E.34: Vitesse du rotor en fonction du temps et du multiple de la constante de temps pour une tension efficace initiale de ligne au stator de 70 V lors de l'essai en décélération en simulation (suite)

<i>Temps (en s)</i>	<b>Vitesse (en RPM)</b>				
	<b>0,5<math>\tau</math></b>	<b><math>\tau</math></b>	<b>1,5<math>\tau</math></b>	<b>2<math>\tau</math></b>	<b>3<math>\tau</math></b>
19,0	439,0	393,4	345,1	293,3	177,9
20,0	407,6	363,2	316,4	266,7	157,5
21,0	378,5	335,3	290,1	242,4	139,5
22,0	351,4	309,6	266,0	220,4	123,5
23,0	326,3	285,8	243,9	200,3	109,3
24,0	303,0	263,9	223,6	182,1	96,82
25,0	281,4	243,6	205,0	165,6	85,72
26,0	261,3	224,9	188,0	150,5	75,90
27,0	242,6	207,6	172,3	136,8	67,21
28,0	225,3	191,7	158,0	124,4	59,51
29,0	209,2	177,0	144,9	113,1	52,69
30,0	194,2	163,4	132,8	102,8	46,66

### E.7 Modèle final

Tableau E.35: Courant efficace de phase du stator pour les données mesurées et simulées et erreurs relative et absolue sur les données mesurées en fonction de la tension efficace de phase au stator pour l'essai à vide après amélioration du modèle

<i>Tension efficace de phase du stator (<math>V_s</math>)(en V)</i>	<b>Courant efficace de phase du stator (<math>I_s</math>)(en A)</b>		<b>Erreur relative sur <math>I_s</math></b>	<b>Erreur absolue sur <math>I_s</math></b>
	Mesuré	Simulé		
10,04	6,267	6,566	4,77%	0,2989
20,01	1,657	3,697	123,2%	2,040
30,12	1,673	2,702	61,49%	1,029
40,55	1,980	2,503	26,39%	0,5225
50,46	2,353	2,645	12,41%	0,2920
60,85	2,797	2,976	6,43%	0,1797
71,05	3,287	3,411	3,79%	0,1246
80,62	3,770	3,885	3,05%	0,1148
90,18	4,303	4,399	2,23%	0,0961
100,0	4,867	4,958	1,87%	0,0912
110,3	5,573	5,589	0,28%	0,0158
119,5	6,343	6,269	-1,18%	-0,0746
120,4	6,363	6,343	-0,33%	-0,0207
123,0	6,677	6,579	-1,47%	-0,0982
127,5	7,200	7,057	-1,98%	-0,1428
131,4	7,677	7,543	-1,74%	-0,1337
134,3	8,107	7,981	-1,55%	-0,1258
137,8	8,763	8,580	-2,09%	-0,1832
141,2	9,397	9,268	-1,37%	-0,1283
144,4	10,14	10,01	-1,33%	-0,1349
146,6	10,77	10,60	-1,58%	-0,1699
149,2	11,50	11,37	-1,17%	-0,1340

Tableau E.36: Courant efficace de phase du stator pour les données mesurées et simulées et erreurs relative et absolue sur les données mesurées en fonction de la tension efficace de phase au stator pour l'essai à vide après amélioration du modèle (suite)

<i>Tension efficace de phase du stator (<math>V_s</math>)(en V)</i>	<b>Courant efficace de phase du stator (<math>I_s</math>)(en A)</b>		<b>Erreur relative sur <math>I_s</math></b>	<b>Erreur absolue sur <math>I_s</math></b>
	Mesuré	Simulé		
151,4	12,20	12,06	-1,17%	-0,1424
152,7	12,60	12,51	-0,75%	-0,0941
155,7	13,80	13,63	-1,21%	-0,1672
158,0	14,67	14,55	-0,77%	-0,1133
160,7	15,87	15,73	-0,89%	-0,1414
163,2	17,10	16,92	-1,08%	-0,1841
165,1	18,07	17,87	-1,09%	-0,1964
166,7	18,87	18,72	-0,80%	-0,1506
167,7	19,53	19,25	-1,47%	-0,2879
169,1	20,27	20,02	-1,20%	-0,2435
170,8	21,30	21,00	-1,40%	-0,2973

Tableau E.37: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la tension efficace de ligne au stator lors de l'essai en accélération en simulation après amélioration du modèle

<i>Temps (en s)</i>	<i>Tension efficace de ligne au stator (en V)</i>					
	<i>20,20</i>	<i>30,34</i>	<i>40,61</i>	<i>50,56</i>	<i>60,43</i>	<i>70,43</i>
	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>
<i>0,0</i>	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000
<i>1,0</i>	38,49	87,27	158,2	249,5	365,8	515,7
<i>2,0</i>	74,48	171,8	319,1	521,9	808,1	1250
<i>3,0</i>	108,2	253,3	483,2	828,5	1406	1774
<i>4,0</i>	139,7	332,3	653,8	1201	1761	1777
<i>5,0</i>	169,3	409,2	835,8	1622	1768	1777
<i>6,0</i>	197,1	484,4	1036	1748	1768	1777
<i>7,0</i>	223,1	558,3	1263	1754	1768	1777
<i>8,0</i>	247,5	631,5	1507	1754	1768	1777
<i>9,0</i>	270,5	704,3	1673	1754	1768	1777
<i>10,0</i>	292,0	777,2	1718	1754	1768	1777
<i>11,0</i>	312,3	850,8	1726	1754	1768	1777
<i>12,0</i>	331,4	925,7	1727	1754	1768	1777
<i>13,0</i>	349,4	1002	1727	1754	1768	1777
<i>14,0</i>	366,3	1082	1727	1754	1768	1777
<i>15,0</i>	382,3	1164	1727	1754	1768	1777
<i>16,0</i>	397,3	1249	1727	1754	1768	1777
<i>17,0</i>	411,5	1336	1727	1754	1768	1777
<i>18,0</i>	424,9	1422	1727	1754	1768	1777
<i>19,0</i>	437,5	1501	1727	1754	1768	1777
<i>20,0</i>	449,5	1564	1727	1754	1768	1777
<i>21,0</i>	460,7	1606	1727	1754	1768	1777
<i>22,0</i>	471,4	1631	1727	1754	1768	1777



Tableau E.38: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la tension efficace de ligne au stator lors de l'essai en accélération en simulation après amélioration du modèle (suite)

<i>Temps (en s)</i>	<i>Tension efficace de ligne au stator (en V)</i>					
	<i>20,20</i>	<i>30,34</i>	<i>40,61</i>	<i>50,56</i>	<i>60,43</i>	<i>70,43</i>
	<b>Vitesse (en RPM)</b>	<b>Vitesse (en RPM)</b>	<b>Vitesse (en RPM)</b>	<b>Vitesse (en RPM)</b>	<b>Vitesse (en RPM)</b>	<b>Vitesse (en RPM)</b>
23,0	481,5	1644	1727	1754	1768	1777
24,0	491,0	1651	1727	1754	1768	1777
25,0	500,0	1654	1727	1754	1768	1777
26,0	508,5	1655	1727	1754	1768	1777
27,0	516,6	1656	1727	1754	1768	1777
28,0	524,2	1656	1727	1754	1768	1777
29,0	531,5	1656	1727	1754	1768	1777
30,0	538,3	1656	1727	1754	1768	1777

Tableau E.39: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la tension efficace initiale de ligne au stator lors de l'essai en décélération en simulation après amélioration du modèle

<i>Temps (en s)</i>	<i>Tension efficace de ligne au stator (en V)</i>				
	<i>30,34</i>	<i>40,61</i>	<i>50,56</i>	<i>60,43</i>	<i>70,43</i>
	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>	<i>Vitesse (en RPM)</i>
-5,0	1778	1788	1793	1795	1795
-4,0	1778	1788	1793	1795	1795
-3,0	1778	1788	1793	1795	1795
-2,0	1778	1788	1793	1795	1795
-1,0	1778	1788	1793	1795	1795
0,0	1778	1788	1793	1795	1795
1,0	1630	1639	1644	1646	1646
2,0	1495	1503	1507	1509	1509
3,0	1370	1378	1382	1384	1384
4,0	1257	1264	1267	1269	1269
5,0	1152	1159	1162	1163	1163
6,0	1056	1062	1065	1066	1066
7,0	968,5	973,9	976,6	977,7	977,7
8,0	888,0	893,0	895,5	896,4	896,4
9,0	814,1	818,7	821,0	821,9	821,9
10,0	746,5	750,7	752,8	753,6	753,6
11,0	684,4	688,3	690,2	691,0	691,0
12,0	627,5	631,0	632,8	633,5	633,5
13,0	575,3	578,6	580,2	580,8	580,8
14,0	527,5	530,5	532,0	532,6	532,6
15,0	483,7	486,4	487,7	488,3	488,3
16,0	443,5	446,0	447,2	447,7	447,7
17,0	406,6	408,9	410,0	410,5	410,5

Tableau E.40: Vitesse du rotor en fonction du temps et de la tension efficace initiale de ligne au stator lors de l'essai en décélération en simulation après amélioration du modèle (suite)

<i>Temps (en s)</i>	<i>Tension efficace de ligne au stator (en V)</i>				
	<i>30,34</i>	<i>40,61</i>	<i>50,56</i>	<i>60,43</i>	<i>70,43</i>
	<b>Vitesse (en RPM)</b>	<b>Vitesse (en RPM)</b>	<b>Vitesse (en RPM)</b>	<b>Vitesse (en RPM)</b>	<b>Vitesse (en RPM)</b>
<i>18,0</i>	372,8	374,9	375,9	376,4	376,4
<i>19,0</i>	341,8	343,7	344,7	345,1	345,1
<i>20,0</i>	313,4	315,2	316,0	316,4	316,4
<i>21,0</i>	287,3	289,0	289,8	290,1	290,1
<i>22,0</i>	263,5	264,9	265,7	266,0	266,0
<i>23,0</i>	241,6	242,9	243,6	243,9	243,9
<i>24,0</i>	221,5	222,7	223,3	223,6	223,6
<i>25,0</i>	203,1	204,2	204,8	205,0	205,0
<i>26,0</i>	186,2	187,2	187,7	188,0	188,0
<i>27,0</i>	170,7	171,7	172,1	172,3	172,3
<i>28,0</i>	156,5	157,4	157,8	158,0	158,0
<i>29,0</i>	143,5	144,3	144,7	144,9	144,9
<i>30,0</i>	131,6	132,3	132,7	132,8	132,8

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] Félix A. FARRET, Marcelo Godoy SIMÕES, Renewable energy systems: Design and Analysis with Induction Generators, Boca Raton, Florida, CRC Press, 2004, 408 p.
- [2] Jayanta K. CHATTERJEE, B. Venkatesa PERUMAL, Naveen Reddy GOPU, Analysis of Operation of a Self-Excited Induction Generator with Generalized Impedance Controller, Transactions on Energy Conversion, Juin 2007, Volume 22, Numéro 2.
- [3] T. F. CHAN, K. A. NIGIM, L. L. LAI, Voltage and Frequency Control of Self-Excited Slip-Ring Induction Generators, IEEE Transactions on Energy Conversion, Mars 2004, Volume 19, Numéro 1.
- [4] Bhim SINGH, S. S. MURTHY, Sushma GUPTA, Analysis and Design of STATCOM-Based Voltage Regulator for Self-Excited Induction Generators, IEEE Transactions on Energy Conversion, Décembre 2004, Volume 19, Numéro 4.
- [5] Luiz A. C. LOPES, Rogério G. ALMEIDA, Wind-Driven Self-Excited Induction Generator with Voltage and Frequency Regulated by a Reduced-Rating Voltage Source Inverter, Transactions on Energy Conversion, Juin 2006, Volume 21, Numéro 2.
- [6] Philippe FERRACCI, Cahier Technique Schneider Electric n° 199: La qualité de l'énergie électrique, Octobre 2001, 36 p.
- [7] R. C. BANSAL, T. S. BHATTI, D. P. KOTHARI, Bibliography on the Application of Induction Generators in Nonconventional Energy Systems, IEEE Transactions on Energy Conversion, Septembre 2003, Volume 18, Numéro 3.
- [8] Jyoti SASTRY, Olorunfemi OJO, Zhiqiao WU, High-Performance Control of a Boost AC-DC PWM Rectifier/Induction Generator System, IEEE Transactions on Industry Applications, Septembre/Octobre 2006, Volume 42, Numéro 5.
- [9] Woei-Luen CHEN, Yuan-Yih HSU, Controller Design for an Induction Generator Driven by a Variable-Speed Wind Turbine, Transactions on Energy Conversion, Septembre 2006, Volume 21, Numéro 3.
- [10] Olorunfemi OJO, Performance of Self-Excited Single-Phase Induction Generators with Shunt, Short-Shunt and Long-Shunt Excitation Connections, IEEE Transactions on Energy Conversion, Septembre 1996, Volume 11, Numéro 3.

- [11] Bhim SINGH, S. S. MURTHY, Sushma GUPTA, Analysis and Design of Electronic Load Controller for Self-Excited Induction Generators, IEEE Transactions on Energy Conversion, Mars 2006, Volume 21, Numéro 1.
- [12] Olorunfemi OJO, Dynamics and System Bifurcation in Autonomous Induction Generators, IEEE Transactions on Industry Applications, July/August 1995, Volume 31, Numéro 4.
- [13] Stephen J. CHAPMAN, Electric Machinery Fundamentals, McGraw Hill, New York, 2005, 4<sup>e</sup> édition, 744 p.
- [14] Réal-Paul BOUCHARD, Guy OLIVIER, Électrotechnique, Montréal, Presses internationales Polytechnique, 1999, 2<sup>e</sup> édition, 686 p.
- [15] Paul C. KRAUSE, Oleg WASYNCZUK, Scott D. SUDHOFF, Analysis of Electric Machinery, New York City, New York, IEEE Press, 1995, 564 p.
- [16] V. DONESCU, A. CHARETTE, Z. YAO, V. RAJAGOPALAN, Modeling and Simulation of Saturated Induction Motors in Phase Quantities, IEEE Transactions on Energy Conversion, Septembre 1999, Volume 14, Numéro 3.
- [17] Clovis GOLDEMBERG, Aderbal DE ARRUDA PENTEADO Jr., Improvements on the inductance matrix inversion simplifying the use of the ABC/abc induction machine model, International Conference on Electric Machines and Drives, Mai 1999.
- [18] Ned MOHAN, Advanced Electric Drives : Analysis, Control and Modeling using Simulink®, Minneapolis, Minnesota, MNPERE, 2001.
- [19] P. PILLAY, V. LEVIN, Mathematical Models for Induction Machines, IEEE Industry Applications Conference, Octobre 1995, Volume 1.
- [20] F. BARRET, Régime Transitoire des Machines Tournantes Électriques, Collection des études de recherche Édition Eyrolles, Paris 1982.
- [21] Marian P. KAZMIERKOWSKI, R. KRISHNAN, Frede BLAABJERG, J. D. IRWIN, Control in Power Electronics: Selected Problems, London, United Kingdom, Academic Press, 2002, 1<sup>ère</sup> édition, 518 p.
- [22] IEEE Standard 112-2004, IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators.

- [23] Chandan CHAKRABORTY, Sailendra N. BHADRA, Ajit K. CHATTOPADHYAY, Excitation Requirements for Stand Alone Three-Phase Induction Generator, IEEE Transactions on Energy Conversion, Décembre 1998, Volume 13, Numéro 4.
- [24] J. Duncan GLOVER, Mulukutla S. SARMA, Power System : Analysis and Design, Pacific Grove, California, Thomson Learning, 2002, 3<sup>e</sup> édition, 656 p.
- [25] T. F. CHAN, Capacitance Requirements of Self-Excited Induction Generators, IEEE Transactions on Energy Conversion, Juin 1993, Volume 8, Numéro 2.
- [26] Ned MOHAN, Tore M. UNDELAND, William P. ROBBINS, Power Electronics: Converters, Applications, and Design, Hoboken, New Jersey, John Wiley & Sons, Inc., 2003, 3<sup>e</sup> édition, 802 p.
- [27] Donald A. NEAMEN, Electronic Circuit Analysis and Design, New York City, New York, McGraw-Hill Higher Education, 2001, 2<sup>e</sup> édition, 1232 p.
- [28] Norman S. NISE, Control Systems Engineering, Hoboken, New Jersey, John Wiley & Sons, Inc., 2004, 4<sup>e</sup> édition, 983 p.
- [29] André POMERLEAU, André DESBIENS, Éric POULIN, La Commande de Procédés Industriels, Paris, Hermès, 1997, 367 p.

