

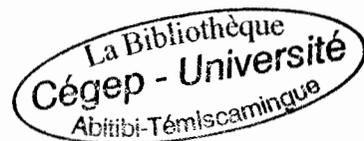
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE
PRÉSENTÉ À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À CHICOUTIMI
COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN INGÉNIERIE

PAR
CHRISTIAN JOLETTE

DÉVELOPPEMENT DES MODÈLES D'ESSAIS ET APPLICATION À
L'IDENTIFICATION DES MACHINES SYNCHRONES ET ASYNCHRONES
TRIPHASÉES

SEPTEMBRE 2007





Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue
Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue

Mise en garde

La bibliothèque du Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue et de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue a obtenu l'autorisation de l'auteur de ce document afin de diffuser, dans un but non lucratif, une copie de son œuvre dans Depositum, site d'archives numériques, gratuit et accessible à tous.

L'auteur conserve néanmoins ses droits de propriété intellectuelle, dont son droit d'auteur, sur cette œuvre. Il est donc interdit de reproduire ou de publier en totalité ou en partie ce document sans l'autorisation de l'auteur.

CE MÉMOIRE A ÉTÉ RÉALISÉ
À L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE
DANS LE CADRE DU PROGRAMME
DE MAÎTRISE EN INGÉNIERIE
DE L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À CHICOUTIMI
OFFERT PAR EXTENSION À L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC
EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE

Résumé

Le présent mémoire développe des modèles d'essais de la machine asynchrone et synchrone dans le but d'en faire l'identification des paramètres.

Pour la machine asynchrone, les modèles en mode moteur et en mode générateur sont examinés. Ils permettent de prédire les essais de démarrage très appropriés pour l'estimation des paramètres et l'essai d'amorçage en génératrice asynchrone auto excitée connectée à une charge locale.

Pour la machine synchrone, des formulations analytiques plus exactes des tensions d'armatures et du courant de charge sont développées à partir du modèle hybride. Ces expressions permettent de mieux prédire des essais de décroissance de flux statorique tels que : le délestage, le court-circuit de champ et l'enclenchement de charge. Afin de tenir compte de l'évolution des grands courants de charge un modèle hybride incluant la charge est proposé.

Tous les essais sont mis en œuvre à l'aide de « Matlab » et validés avec des essais expérimentaux obtenus sur des petites machines du laboratoire au centre de formation de Hydro-Québec.

Une procédure d'identification associant l'estimateur aux moindres carrés asymptotiques et un algorithme d'optimisation de type Quasi Newton est utilisée pour la détermination des paramètres des machines synchrones et asynchrones à partir des essais développés. Deux types de validation permettent de mieux apprécier la qualité des résultats obtenus : la validation directe (avec le même essai) et la validation croisée (avec un essai différent de celui utilisé pour l'identification).

Enfin, la technique de mise en œuvre numérique des essais et la procédure d'identification sont organisées sous forme de logiciel interactif pouvant faciliter, la simulation et l'identification des machines asynchrones et synchrones à partir des essais proposés.

Abstract

The present work develop test models for parameters identification of induction and synchronous machines.

For the induction machines, models in the generator and motor modes are studied. In the motor mode the proposed induction machine model is very appropriate to perform the starting test which is a very interesting test for the parameters estimation. Parameters obtained from the motor mode are after used for the cross-validation in the generator mode.

For the synchronous machine, exact analytical formulations of armature voltages and the field current following a stator developpement tests are derived. Load rejections tests, line switching tests and field short-circuit tests are performed from these analytical formulas. Space state hybrid model including the connected load model is also proposed for high armature current loads.

All models are implemented using the « Matlab » software. Experimental data obtained from Hydro-Quebec Laboratory are used for the model validation.

An identification process including the asymptotic least squares estimator and the Quasi Newton type optimization algorithm is applied for the machine parameters determination using the above mentionned tests.

A direct validation and a cross-validation are used to more assess the robustness of proposed models and the identification process.

Finally, the numerical method for the test prediction and the identification procedure are organized in a tutorial software form for simulations and parameters estimation experiments.

Avant-propos

Cette Maîtrise en ingénierie a été faite à l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT). Les essais ont été réalisés sur des équipements « Lab Volt » du centre de formation de Hydro-Québec à Rouyn-Noranda. Je remercie particulièrement les personnes suivantes :

M. René Wamkeue, ing. Ph.D., professeur titulaire à l'UQAT, pour m'avoir proposé le sujet de cette maîtrise, pour son encadrement en tant que directeur de cette maîtrise et pour son support moral.

Mon codirecteur M. Mohand Ouhrouche, ing., Ph. D. professeur titulaire à l'UQAC.

Mon grand ami Luc Lesage (Alias Charlot), pour son support moral tout le long de ce projet.

M. Fouad Erchiqui, M. Guyh Dituba et M. Tikou Belem, professeurs à l'UQAT pour leurs perpétuels conseils et encouragements.

Mes parents, Françoise Raymond et Réjean Jolette, ainsi que ma sœur Lyne pour leur support moral et leur amour infini.

Table des matières

Résumé.....	i
Abstract.....	ii
Avant-propos.....	iii
Table des matières.....	iv
Liste des figures.....	viii
Liste des tableaux.....	xv
Liste des symboles.....	xvii
Chapitre 1 : Introduction générale.....	1
1.1 Intérêts socio-économiques du sujet.....	1
1.2 Intérêts scientifiques du sujet.....	2
1.3 Organisation des différentes parties du rapport.....	3
Chapitre 2 : Aspects généraux de la modélisation des machines électriques.....	5
2.1 États de l'art dans la modélisation et l'identification des machines électriques.....	5
2.1.1 Machine asynchrone.....	5
2.1.2 Machine synchrone.....	6
2.2 Objectifs spécifiques du sujet par rapport à l'état de l'art.....	6
2.2.1 Machine asynchrone.....	6
2.2.2 Machine synchrone.....	7
2.2.3 Logiciel de simulation et d'identification.....	7
Chapitre 3 : Modélisation de la machine asynchrone.....	8
3.1 Équations électromécaniques de la machine asynchrone en grandeurs de phase.....	8
3.1.1 Hypothèses simplificatrices.....	8
3.1.2 Mode de fonctionnement de la machine.....	8
3.1.3 Équations électriques.....	9
3.1.4 Relation entre les flux et les courants.....	10
3.1.5 Transformation de Park.....	11
3.1.6 Équations électriques dans les axes « d » et « q ».....	14
3.1.7 Équations magnétiques dans les axes d et q.....	15
3.1.8 Équations mécaniques.....	16
3.2 Équations électromécaniques en grandeurs réduites (pu).....	16
3.2.1 Les valeurs réduites.....	16
3.2.2 Réduction des équations électriques et magnétiques.....	17
3.2.3 Réduction des équations mécaniques.....	19
3.3 Généralisation : Machine asynchrone à circuits rotoriques ajustables.....	21
3.4 Modèles d'état généralisé de la machine asynchrone.....	24
3.4.1 Introduction.....	24
3.4.2 Équations électriques.....	24
3.4.3 Équation mécanique.....	26
3.4.4 Calcul des conditions initiales.....	28
3.5 Modèle de saturation de la machine asynchrone.....	28
3.5.1 Modèle croisé à facteur de saturation.....	29
3.5.2 Identification des paramètres du modèle de saturation.....	30

3.6 Exemple de calcul du modèle d'état électromécanique saturé de la machine asynchrone	32
3.6.1 Paramètres de la machine asynchrone	33
3.6.2 Calcul des grandeurs de référence et réduction des paramètres	33
3.6.3 Coefficients de la courbe de saturation	35
3.6.4 Déterminer le degré de saturation.....	35
3.6.5 Calcul des conditions initiales.....	36
3.6.6 Exemple de calcul des conditions initiales.....	39
3.7 Analyse en mode moteur	43
3.7.1 Mise en œuvre numérique des essais dynamiques	43
3.7.2 Validation du modèle avec un essai de démarrage.....	45
3.7.3 Discussions.....	49
3.8 Fonctionnement en génératrice asynchrone auto excitée (GAAE).....	50
3.8.1 Circuit équivalent d'une génératrice asynchrone auto excitée (GAAE) en simple shunt	51
3.8.2 Calcul des condensateurs d'amorçage : Méthodologie	53
3.8.3 Modèle d'état électromécanique d'une génératrice asynchrone.....	54
3.8.4 Mise en œuvre numérique des essais dynamiques	59
3.8.5 Validation du modèle avec essai réel	63
3.8.6 Discussions et conclusion.....	67
Chapitre 4 : Modélisation de la machine synchrone	68
4.1 Équation électromécanique de la machine synchrone en grandeurs de phase.....	68
4.1.1 Équations des tensions.....	68
4.1.2 Équations de flux.....	69
4.1.3 Équations électriques de Park.....	70
4.1.4 Relation entre le flux et le courant de Park	70
4.1.5 Les équations mécaniques	71
4.2 Équations électromécaniques en grandeurs réduites (pu).....	71
4.2.1 Les valeurs réduites	71
4.2.2 Calcul de grandeurs de référence et réduction des paramètres.....	73
4.2.3 Réduction des équations électriques et magnétiques en pu.....	75
4.2.4 Réduction des équations mécaniques	77
4.3 Modèles d'état de la machine synchrone : structure admittance et hybride	77
4.3.1 Structure admittance.....	77
4.3.2 Modèle hybride de la machine synchrone	80
4.3.3 Calcul des conditions initiales.....	91
4.4 Modèle de saturation de la machine synchrone	92
4.5 Modèles d'état électromécaniques saturés de la machine synchrone : modèles admittance et hybride	94
4.5.1 Prise en compte de la saturation	94
4.5.2 Modèle d'état électromécanique.....	94
4.5.3 Calcul des conditions initiales.....	96
4.6 Modèle analytique hybride de la machine synchrone.....	98
4.6.1 Développement analytique du modèle hybride	98
4.6.2 Mise en œuvre numérique des essais dynamiques	106
4.7 Validation du modèle avec les essais réels : modèle admittance, modèle hybride, modèle analytique hybride	111
4.7.1 Paramètres de la machine synchrone.....	112
4.7.2 Coefficients de saturation	112
4.7.3 Modèle admittance	112

4.7.3.1	Court-circuit triphasé.....	112
4.7.4	Modèles d'état et analytique hybride	116
4.8	Conclusion	143
Chapitre 5 : Identification des machines asynchrones et synchrones		145
5.1	Introduction.....	145
5.2	Mesure expérimentale.....	145
5.2.1	Identification en différé	146
5.2.2	Mesure expérimentale	146
5.2.3	Machine Asynchrone.....	147
5.2.4	Machine synchrone.....	147
5.2.5	Oscilloscope numérique	148
5.3	Processus d'identification.....	148
5.3.1	Identification par la méthode des moindres carrés pondérés.....	149
5.3.2	Estimateur aux moindres carrés pondérés	151
5.3.3	Limites de recherche	151
5.3.4	Algorithme d'optimisation	152
5.3.5	Approximation de la matrice Hessienne.....	153
5.3.6	Algorithme BFGS.....	154
5.3.7	Déterminer le déplacement.....	154
5.3.8	Critères d'arrêts	155
5.4	Identification d'un moteur asynchrone	156
5.5	Identification de la machine synchrone	159
5.5.1	Court-circuit triphasé symétrique	159
5.5.2	Délestage total d'une charge purement inductive.....	161
5.5.3	Délestage inductif résistif.....	167
5.5.4	Délestage d'une charge capacitive résistive	173
5.5.5	Délestage partiel inductive résistive	179
5.5.6	Court-circuit du circuit de champ.....	185
5.5.7	Enclenchement d'une charge inductive.....	187
5.5.8	Enclenchement d'une charge inductive résistive.....	193
5.6	Conclusion	198
Chapitre 6 : Logiciel		200
6.1	Introduction.....	200
6.2	Matlab/Simulink	200
6.3	Essais possibles et modèle disponibles	201
6.3.1	Démarrage d'un moteur asynchrone	202
6.3.2	Amorçage d'une génératrice asynchrone auto excitée (GAAE).....	202
6.3.3	Court-circuit triphasé symétrique d'une génératrice synchrone.....	202
6.3.4	Délestage de charge et le court-circuit de champ	203
6.3.5	Enclenchement de charge.....	204
6.4	Installation du logiciel	204
6.5	Exemple d'utilisation avec un essai expérimental	205
6.5.1	Démarrage du logiciel	205
6.5.2	Choix d'un modèle	206
6.5.3	Configuration des paramètres.....	207
6.5.4	Définir les paramètres de saturation	208
6.5.6	Ouverture des mesures expérimentales	209
6.5.7	Calcul des conditions initiales et finales	212

6.5.8 Simulation de l'essai	215
6.5.9 Affichage des résultats	216
6.5.10 Identification des paramètres.....	219
6.6 Description des interfaces.....	223
6.6.1 Programme de simulation et d'identification « soft »	223
6.6.2 Interfaces graphiques de la machine synchrone	224
6.6.3 Interfaces graphiques de la machine asynchrone	231
6.7 Limites du logiciel	236
6.7.1 Modèle d'état instable	236
6.7.2 Erreur d'exécution.....	237
6.7.3 Paramètres mécaniques	238
6.7.4 Mode de la machine	238
6.8 Ajout et modification du logiciel.....	238
6.9 Conclusion.....	240
Chapitre 7 : Conclusion générale	241
Bibliographie.....	243
Annexe A	247
A.1 Schéma fonctionnel « Simulink »	248
A.2 Initialisation des variables.....	251
A.3 Calcul du modèle de saturation.....	254
A.4 Calcul des matrices d'état incluant la saturation.....	255
A.5 Autres fonctions.....	257
Annexe B.....	259
B.1 Schéma fonctionnel « Simulink »	260
B.2 Programme d'identification	261
B.4 Simulation des essais	268
B.5 Modèle d'état hybride complet avec charge R et charge RL	270
B.6 Modèle d'état de la GAEE avec charge RL « shunt »	283
B.7 Expressions analytiques	293
B.8 Calcul des conditions initiales de la machine synchrone	297
B.9 Calcul des conditions initiales de la machine asynchrone	304

Liste des figures

Figure 3-1 : Circuit de la phase « a » du stator d'un moteur asynchrone.....	9
Figure 3-2 : Inductances du stator et inductances du rotor d'une machine asynchrone.....	10
Figure 3-3 : Machine asynchrone dans les références (abc) et (dqh).....	12
Figure 3-4 : Angle « θ_{da} » entre la phase a et la phase d	13
Figure 3-5 : La machine de Park.....	15
Figure 3-6 : Circuit équivalent du moteur asynchrone avec un circuit rotorique : (a) circuit de l'axe « d » et (b) circuit de l'axe « q ».....	21
Figure 3-7 : Circuit équivalent du moteur asynchrone à plusieurs circuits rotoriques : (a) circuit de l'axe « d » et (b) circuit de l'axe « q ».....	22
Figure 3-8 : Circuit équivalent sous sa forme complexe.....	29
Figure 3-9 : Caractéristique « $u_t = f(i_t)$ ».....	31
Figure 3-10 : Courbe de « $k_\psi = f(\psi_m)$ ».....	32
Figure 3-11 : Déterminer le degré de saturation.....	36
Figure 3-12 : Calculer les matrices d'états.....	36
Figure 3-13 : Organigramme du calcul des conditions initiales avec prise en compte de la saturation magnétique.....	38
Figure 3-14 : Mesure d'un régime permanent.....	39
Figure 3-15 : Validation des conditions initiales.....	42
Figure 3-16 : Procédure de simulation d'un moteur asynchrone en régime dynamique.....	43
Figure 3-17 : Schéma de la procédure d'un moteur asynchrone.....	44
Figure 3-18 : Principe du démarrage d'un moteur asynchrone.....	44
Figure 3-19 : Courants du stator et courant du rotor.....	45
Figure 3-20 : Mesure des courants du stator et du courant rotorique lors du démarrage d'un moteur à induction.....	46
Figure 3-21 : Tension « u_a » mesurée et tension simulée lors d'un démarrage à vide.....	46
Figure 3-22 : Courant « i_a » mesuré et simulé lors d'un démarrage à vide.....	47
Figure 3-23 : Agrandissement du courant « i_a » mesuré et simulé lors d'un démarrage à vide.....	47
Figure 3-24 : Courant « i_A » lors d'une démarrage à vide.....	48
Figure 3-25 : Agrandissement du courant « i_A » lors d'un démarrage à vide.....	48
Figure 3-26 : Facteur de saturation « k_ψ » lors d'un démarrage à vide.....	49
Figure 3-27 : Caractéristique d'amorçage.....	51
Figure 3-28 : Circuit équivalent de la GAAE en simple shunt.....	51
Figure 3-29 : Circuit équivalent de la GAAE en simple shunt en fonction de F	52
Figure 3-30 : Schéma de la génératrice asynchrone autonome avec une charge RL.....	54
Figure 3-31 : Génératrice asynchrone connectée à un banc de condensateur et une charge RL.....	55
Figure 3-32 : Procédure numérique d'amorçage d'une génératrice.....	60
Figure 3-33 : Schéma de la procédure d'une GAAE en simple « shunt ».....	61
Figure 3-34 : Principe d'amorçage d'une GAAE en simple « shunt ».....	61
Figure 3-35 : Amorçage d'une GAAE en simple shunt.....	62

Figure 3-36 : Mesure des courants du stator en cour d'amorçage d'une GAAE en simple shunt. ...	63
Figure 3-37 : Tension « u_a » simulée et mesurée.	64
Figure 3-38 : Agrandissement de la tension « u_a » simulée et mesurée.	64
Figure 3-39 : Courant « i_a » simulé et mesuré.	65
Figure 3-40 : Agrandissement du courant « i_a » simulé et mesuré.	65
Figure 3-41 : Facteur de saturation « k_ψ ».	66
Figure 4-1 : Enroulements au stator et enroulements au rotor d'une machine synchrone.	69
Figure 4-2 : Lecture de « I_{fb0} » sur la caractéristique à vide.	74
Figure 4-3 : Machine synchrone connectée à une charge R en parallèle avec une charge RL.	84
Figure 4-4 : Décomposition de la tension terminale et du courant terminale dans le référentiel de Park.	91
Figure 4-5 : Procédure de simulation du modèle admittance.	106
Figure 4-6 : Schéma du modèle admittance.	107
Figure 4-7 : Schéma du modèle hybride.	108
Figure 4-8 : Schéma de principe de l'essai de court-circuit symétrique.	108
Figure 4-9 : Schéma de principe de l'essai de délestage.	109
Figure 4-10 : Courant terminal dans un délestage d'une charge inductive.	110
Figure 4-11 : Courant terminal dans un enclenchement de charge inductive.	110
Figure 4-12 : Schéma de principe de l'essai de court-circuit de champ.	111
Figure 4-13 : Tensions de champ « u_f » dans un court-circuit de champ.	111
Figure 4-14 : Tension « u_a » mesurée et simulée lors d'un court-circuit triphasé.	113
Figure 4-15 : Courant « i_a » mesuré et simulé lors d'un court-circuit triphasé.	114
Figure 4-16 : Tension « u_f » mesurée lors d'un court-circuit triphasé.	114
Figure 4-17 : Courant « i_f » mesuré et simulé lors d'un court-circuit triphasé.	115
Figure 4-18 : Saturation magnétique « k_{phi} » simulée lors d'un court-circuit triphasé.	115
Figure 4-19 : Tension « u_a » lors d'un délestage à 100% d'une charge capacitive.	117
Figure 4-20 : Agrandissement de la tension « u_a » lors d'un délestage à 100% d'une charge capacitive.	118
Figure 4-21 : Courant « i_f » lors d'un délestage à 100% d'une charge capacitive.	118
Figure 4-22 : Courant « i_a » lors d'un délestage à 100% d'une charge capacitive.	119
Figure 4-23 : Tension « u_a » lors d'un délestage à 50% d'une charge capacitive.	119
Figure 4-24 : Agrandissement de la tension « u_a » lors d'un délestage à 50% d'une charge capacitive.	120
Figure 4-25 : Courant « i_f » lors d'un délestage à 50% d'une charge capacitive.	120
Figure 4-26 : Courant « i_a » lors d'un délestage à 50% d'une charge capacitive.	121
Figure 4-27 : Tension « u_a » lors de l'enclenchement à 100% d'une charge inductive.	123
Figure 4-28 : Agrandissement de la tension « u_a » lors de l'enclenchement à 100% d'une charge inductive.	123

Figure 4-29 : Courant « i_f » lors de l'enclenchement à 100% d'une charge inductive.	124
Figure 4-30 : Courant « i_a » lors de l'enclenchement à 100% d'une charge inductive.	124
Figure 4-31 : Tension « u_a » lors de l'enclenchement à 50% d'une charge inductive.	125
Figure 4-32 : Agrandissement de la tension « u_a » lors de l'enclenchement à 50% d'une charge inductive.	125
Figure 4-33 : Courant « i_f » lors de l'enclenchement à 50% d'une charge inductive.	126
Figure 4-34 : Courant « i_a » lors de l'enclenchement à 50% d'une charge inductive.	126
Figure 4-35 : Agrandissement du courant « i_a » lors de l'enclenchement à 50% d'une charge inductive.	127
Figure 4-36 : Tension « u_a » lors d'un délestage d'une faible charge capacitive.	128
Figure 4-37 : Agrandissement de la tension « u_a » lors d'un délestage d'une faible charge capacitive.	129
Figure 4-38 : Courant « i_f » lors d'un délestage d'une faible charge capacitive.	129
Figure 4-39 : Courant « i_a » lors d'un délestage d'une faible charge capacitive.	130
Figure 4-40 : Tension « u_a » lors d'un délestage d'une faible charge inductive.	131
Figure 4-41 : Agrandissement de la tension « u_a » lors d'un délestage d'une faible charge inductive.	131
Figure 4-42 : Courant « i_f » lors d'un délestage d'une faible charge inductive.	132
Figure 4-43 : Courant « i_a » lors d'un délestage d'une faible charge inductive.	132
Figure 4-44 : Tension « u_a » lors d'un délestage d'une faible charge inductive résistive.	133
Figure 4-45 : Agrandissement de la tension « u_a » lors d'un délestage d'une faible charge inductive résistive.	134
Figure 4-46 : Courant « i_f » lors d'un délestage d'une faible charge inductive résistive.	134
Figure 4-47 : Courant « i_a » lors d'un délestage d'une faible charge inductive résistive.	135
Figure 4-48 : Tension « u_a » lors de l'enclenchement de faible charge inductive.	136
Figure 4-49 : Courant « i_f » lors de l'enclenchement de faible charge inductive.	137
Figure 4-50 : Courant « i_a » lors de l'enclenchement de faible charge inductive.	137
Figure 4-51 : Tension « u_a » lors de l'enclenchement de faible charge capacitive.	139
Figure 4-52 : Courant « i_f » lors de l'enclenchement de faible charge capacitive.	139
Figure 4-53 : Courant « i_a » lors de l'enclenchement de faible charge capacitive.	140
Figure 4-54 : Tension « u_f » lors d'un essai de court-circuit de champ à vide.	141
Figure 4-55 : Tension « u_a » lors d'un essai de court-circuit de champ à vide.	141
Figure 4-56 : Agrandissement de la tension « u_a » lors d'un essai de court-circuit de champ à vide.	142
Figure 4-57 : Courant « i_f » lors d'un essai de court-circuit de champ à vide.	142

Figure 5-1 : Photo des équipements servant aux mesures expérimentales.....	146
Figure 5-2 : Processus d'identification.	149
Figure 5-3 : Schéma de principe de l'identification par modèle de connaissance.	150
Figure 5-4 : Courant « i_a » lors d'un démarrage d'un moteur asynchrone bobiné.....	157
Figure 5-5 : Écart « $\sigma = i_a^{mesuré} - i_a^{estimé}$ » du courant « i_a ».	157
Figure 5-6 : Courant « i_A » lors d'un démarrage d'un moteur asynchrone bobiné.	158
Figure 5-7 : Écart « $\sigma = i_A^{mesuré} - i_A^{estimé}$ » du courant « i_A ».	158
Figure 5-8 : Tension « u_a » lors d'un court-circuit triphasé symétrique.	160
Figure 5-9 : Courant « i_a » lors d'un court-circuit triphasé symétrique.	160
Figure 5-10 : Courant « i_f » lors d'un court-circuit triphasé symétrique.	161
Figure 5-11 : Courant « i_f » lors d'un délestage total d'une charge inductive.	163
Figure 5-12 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors d'un délestage total d'une charge inductive.	163
Figure 5-13 : Tension « u_a » lors d'un délestage total d'une charge inductive.	164
Figure 5-14 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors d'un délestage total d'une charge inductive.	164
Figure 5-15 : Courant « i_f » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive.....	165
Figure 5-16 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive.	166
Figure 5-17 : Tension « u_a » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive.	166
Figure 5-18 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive... ..	167
Figure 5-19 : Courant « i_f » lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive.....	169
Figure 5-20 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive.	169
Figure 5-21 : Tension « u_a » lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive.....	170
Figure 5-22 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive.	170
Figure 5-23 : Courant « i_f » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive.....	171
Figure 5-24 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive.	172
Figure 5-25 : Tension « u_a » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive.....	172
Figure 5-26 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive.	173
Figure 5-27 : Courant « i_f » lors d'un délestage total d'une charge capacitive résistive.	175
Figure 5-28 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors d'un délestage total d'une charge capacitive résistive.	175
Figure 5-29 : Tension « u_a » lors d'un délestage total d'une charge capacitive résistive.....	176

Figure 5-30 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors d'un délestage total d'une charge capacitive résistive.	176
Figure 5-31 : Courant « i_f » lors d'un délestage partiel d'une charge capacitive résistive.	177
Figure 5-32 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors d'un délestage partiel d'une charge capacitive résistive.	178
Figure 5-33 : Tension « u_a » lors d'un délestage partiel d'une charge capacitive résistive.	178
Figure 5-34 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors d'un délestage partiel d'une charge capacitive résistive.	179
Figure 5-35 : Courant « i_f » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive.....	180
Figure 5-36 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive.	181
Figure 5-37 : Tension « u_a » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive.....	181
Figure 5-38 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive.	182
Figure 5-39 : Courant « i_f » lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive.....	183
Figure 5-40 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive.	183
Figure 5-41 : Tension « u_a » lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive.	184
Figure 5-42 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive	184
Figure 5-43 : Tension « u_a » lors d'un court-circuit de champ.....	186
Figure 5-44 : Courant « i_f » lors d'un court-circuit de champ.	186
Figure 5-45 : Courant « i_f » lors de l'enclenchement total d'une charge inductive.	188
Figure 5-46 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors de l'enclenchement total d'une charge inductive.	189
Figure 5-47 : Tension « u_a » lors de l'enclenchement total d'une charge inductive.....	189
Figure 5-48 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors de l'enclenchement total d'une charge inductive.	190
Figure 5-49 : Courant « i_f » lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive.....	191
Figure 5-50 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive.	191
Figure 5-51 : Tension « u_a » lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive.	192
Figure 5-52 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive.	192
Figure 5-53 : Courant « i_f » lors de l'enclenchement total d'une charge inductive résistive.....	194

Figure 5-54 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors de l'enclenchement total d'une charge inductive résistive.	194
Figure 5-55 : Tension « u_a » lors de l'enclenchement total d'une charge inductive résistive.	195
Figure 5-56 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors de l'enclenchement total d'une charge inductive résistive.	195
Figure 5-57 : Courant « i_f » lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive résistive.	196
Figure 5-58 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive résistive.	197
Figure 5-59 : Tension « u_a » lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive résistive.	197
Figure 5-60 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive résistive.	198
Figure 6-1 : Schéma « Simulink » du fichier « etat_g.mdl ».	201
Figure 6-2 : Changer le répertoire courant pour le répertoire du logiciel.	205
Figure 6-3 : Taper « MSv1 » dans la fenêtre de commande.	205
Figure 6-4 : La fenêtre principale du logiciel.	206
Figure 6-5 : Choisir le modèle de machine.	206
Figure 6-6 : Bouton « Paramètres ».	207
Figure 6-7 : Boîte « Paramètres MS ».	207
Figure 6-8 : Bouton « Saturation ».	208
Figure 6-9 : Boîte « Courbe de magnétisation (MS) ».	209
Figure 6-10 : Bouton « S & M » pour signaux et mesure.	210
Figure 6-11 : Boîte « Signaux & Mesures (MS) ».	210
Figure 6-12 : Bouton « Va ».	210
Figure 6-13 : Bouton « Ia ».	210
Figure 6-14 : Bouton « Vf ».	210
Figure 6-15 : Bouton « If ».	210
Figure 6-16 : Bouton « Montrer ».	211
Figure 6-17 : Montrer « Va » pour identifier le moment de l'événement.	211
Figure 6-18 : Moment de l'événement.	212
Figure 6-19 : Tension maximale initiale et finale.	212
Figure 6-20 : Bouton « CI » pour conditions initiales.	212
Figure 6-21 : Case à cocher pour tenir compte de la saturation.	213
Figure 6-22 : Boîte « Conditions initiales et finales (MS) ».	213
Figure 6-23 : Groupe « Valeurs mesurées » affiche les grandeurs initiales (efficaces).	213
Figure 6-24 : Bouton « Calculer ».	214
Figure 6-25 : Conditions initiales.	214
Figure 6-26 : Conditions finales.	214
Figure 6-27 : Groupe « Valeurs mesurées » affiche les grandeurs finales.	214
Figure 6-28 : Bouton « Simulation ».	215
Figure 6-29 : Boîte « Simulation ».	215
Figure 6-30 : Bouton « Simulation ».	215
Figure 6-31 : Pointeur de la souris en sablier.	216
Figure 6-32 : Bouton « Résultats ».	216
Figure 6-33 : Boîte « Résultats ».	216

Figure 6-34 : Liste déroulante des signaux simulés.	217
Figure 6-35 : Liste déroulante des signaux mesurés.	217
Figure 6-36 : Sélectionner le courant de champ « i_f ».	218
Figure 6-37 : Apparition du bouton « Afficher » à la droite des listes déroulantes.	218
Figure 6-38 : Afficher le courant de champ simulé et le courant de champ mesuré.	218
Figure 6-39 : Quitter la boîte « Résultats ».	219
Figure 6-40 : Bouton « Identification ».	219
Figure 6-41 : Boîte « Identification ».	219
Figure 6-42 : Cocher les paramètres à identifier.	220
Figure 6-43 : Paramètres initiaux à l'identification.	220
Figure 6-44 : Définition de la limite haute.	220
Figure 6-45 : Définition de la limite basse.	221
Figure 6-46 : Signaux utile à l'identification.	221
Figure 6-47 : Définir la fonction objective.	222
Figure 6-48 : Bouton « Identifie ».	222
Figure 6-49 : Fenêtre principale du logiciel.	223
Figure 6-50 : Boîte « Paramètre MS ».	225
Figure 6-51 : Boîte « Signaux & Mesures (MS) ».	227
Figure 6-52 : Boîte « Simulation ».	229
Figure 6-53 : Boîte « Résultats ».	230
Figure 6-54 : Boîte « Paramètre (MAS) ».	232
Figure 6-55 : Boîte « Courbe de magnétisation (MAS) ».	233
Figure 6-56 : Boîte « Signaux & Mesures (MAS) ».	234
Figure 6-57 : Boîte « Conditions Initiales (MAS) ».	234
Figure 6-58 : Boîte « Identification (MAS) ».	236
Figure 6-59 : Message d'avertissement d'un modèle instable.	237
Figure 6-60 : Message d'erreur.	237
Figure 6-61 : « Creating Graphical User Interfaces » accessible dans l'aide de « Matlab ».	239
Figure A-1 : Racine du schéma « Simulink »	248
Figure A-2 : Entrées du modèle d'état en tension.	248
Figure A-3 : Représentation des entrées et des sorties du modèle d'état	249
Figure A-4 : Modèle d'état avec prise en compte de la saturation magnétique dans le calcul des matrices d'état	249
Figure A-5 : Calcul du flux mutuel et de la saturation.	250
Figure A-6 : Calcul des grandeurs triphasées.	250
Figure B-1 : Schéma « Simulink » pour la simulation de modèle d'état sans charge électrique.	260
Figure B-2 : Schéma « Simulink » pour la simulation de modèle d'état avec charge électrique.	260

Liste des tableaux

Tableau 3-1 : Grandeurs de référence pour les valeurs réduites.	17
Tableau 3-2 : Paramètres de la machine asynchrone « Lab Volt ».	33
Tableau 3-3 : Coefficients de la courbe de saturation de la machine asynchrone.....	35
Tableau 3-4 : Mesure dans un régime permanent.	39
Tableau 3-5 : Paramètres en pu du condensateur d'excitation et de charge RL.....	63
Tableau 4-1 : Grandeurs de référence au stator.....	71
Tableau 4-2 : Paramètres en pu de la machine synchrone « Lab Volt ».	112
Tableau 4-3 : Coefficients de la courbe de saturation de la machine synchrone.	112
Tableau 4-4 : Conditions initiales en pu lors d'un court-circuit triphasé.....	113
Tableau 4-5 : Conditions initiales lors d'un déléstage à $\approx 50\%$ d'une charge capacitive.	117
Tableau 4-6 : Conditions initiales lors d'un déléstage à 100% d'une charge capacitive.	117
Tableau 4-7 : Conditions initiales lors de l'enclenchement à $\approx 50\%$ d'une charge inductive.	121
Tableau 4-8 : Conditions finales lors de l'enclenchement à $\approx 50\%$ d'une charge inductive.	122
Tableau 4-9 : Conditions initiales lors de l'enclenchement à 100% d'une charge inductive.....	122
Tableau 4-10 : Conditions finales lors de l'enclenchement à 100% d'une charge inductive.....	122
Tableau 4-11 : Conditions initiales lors d'un déléstage à 100% d'une charge capacitive à fort courant au stator.	128
Tableau 4-12 : Conditions initiales lors d'un déléstage à 100% d'une faible charge inductive.	130
Tableau 4-13 : Conditions initiales lors d'un déléstage à 100% d'une faible charge inductive résistive	133
Tableau 4-14 : Conditions initiales lors de l'enclenchement d'une faible charge inductive.....	135
Tableau 4-15 : Conditions initiales lors de l'enclenchement d'une faible charge capacitive.	138
Tableau 4-16 : Conditions initiales dans un essai de court-circuit de champ à vide.....	140
Tableau 5-1 : Valeur de base pour la machine asynchrone.....	147
Tableau 5-2 : Valeurs de base de la génératrice synchrone.	148
Tableau 5-3 : Paramètres estimés lors d'un démarrage.....	156
Tableau 5-4 : Cas de charge initiale et finales lors d'un court-circuit triphasé symétrique en pu. .	159
Tableau 5-5 : Conditions initiales et finales lors d'un court-circuit triphasé symétrique en pu.....	159
Tableau 5-6 : Paramètres estimés lors d'un court-circuit triphasé	159
Tableau 5-7 : Cas de charge initiale et finale lors d'un déléstage total d'une charge inductive en pu.	161
Tableau 5-8 : Conditions initiales et finales lors d'un déléstage total d'une charge inductive en pu.	162
Tableau 5-9 : Paramètres estimés lors d'un déléstage total d'une charge inductive en pu.	162
Tableau 5-10 : Cas de charge initiale et finale dans le déléstage partiel d'une charge inductive en pu.	165
Tableau 5-11 : Conditions initiales et finales dans le déléstage partiel d'une charge inductive en pu.	165
Tableau 5-12 : Cas de charge initiale et finale lors d'un déléstage total d'une charge inductive résistive en pu.....	168
Tableau 5-13 : Conditions initiales et finales lors d'un déléstage total d'une charge inductive résistive en pu.....	168
Tableau 5-14 : Paramètres estimés lors d'un déléstage total d'une charge inductive résistive.....	168

Tableau 5-15 : Cas de charge initiale et finale lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive en pu.....	171
Tableau 5-16 : Conditions initiales et finales lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive en pu.....	171
Tableau 5-17 : Cas de charge initiale et finale lors d'un délestage total d'une charge capacitive résistive en pu.....	174
Tableau 5-18 : Conditions initiales et finales lors d'un délestage total d'une charge capacitive résistive en pu.....	174
Tableau 5-19 : Paramètres estimés lors d'un délestage total d'une charge capacitive résistive.	174
Tableau 5-20 : Cas de charge initiale et finale lors d'un délestage partiel d'une charge capacitive résistive.	177
Tableau 5-21 : Conditions initiales et finales lors d'un délestage partiel d'une charge capacitive résistive en pu.....	177
Tableau 5-22 : Cas de charge initiale et finale lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive.	179
Tableau 5-23 : Conditions initiales et finales lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive en pu.....	179
Tableau 5-24 : Paramètres estimés lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive....	180
Tableau 5-25 : Cas de charge initiale et finale lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive en pu.....	182
Tableau 5-26 : Conditions initiales et finales lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive en pu.....	182
Tableau 5-27 : Conditions initiales et variables de commande lors du court-circuit de champ en pu.	185
Tableau 5-28 : Paramètres estimés lors du court-circuit de champ en pu.....	185
Tableau 5-29 : Cas de charge initiale et finale lors de l'enclenchement total d'une charge inductive en pu.....	187
Tableau 5-30 : Conditions initiales et variables de commande lors de l'enclenchement total d'une charge inductive en pu.	187
Tableau 5-31 : Paramètres estimés lors de l'enclenchement total d'une charge inductive en pu. ..	187
Tableau 5-32 : Cas de charge initiale et finale lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive en pu.....	190
Tableau 5-33 : Conditions initiales et variables de commande lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive en pu.	190
Tableau 5-34 : Cas de charge initiale et finale lors de l'enclenchement total d'une charge inductive résistive en pu.....	193
Tableau 5-35 : Conditions initiales et variables de commande lors de l'enclenchement total d'une charge inductive résistive en pu.	193
Tableau 5-36 : Paramètres estimés lors de l'enclenchement total d'une charge inductive résistive	193
Tableau 5-37 : Cas de charge initiale et finale lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive résistive en pu.....	196
Tableau 5-38 : Conditions initiales et variables de commande lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive résistive en pu.	196
Tableau 6-1 : Mesure de la courbe de magnétisation.....	208

Liste des symboles

ε	(Sans unité)	: 1 pour un moteur et -1 pour un alternateur.
p_p	(Entier positif)	: Nombre de paire de pôle.
p	(Sans unité)	: Opérateur linéaire de dérivation $\left(p = \frac{d}{dt} \right)$.
P		: Matrice de Park.
P^{-1}		: Matrice inverse de Park.
D_m	(N-M-s/rad)	: Coefficient de frottement.
D	(pu)	: Équivalent du coefficient de frottement en pu
J	(kg.m ²)	: Coefficient d'inertie.
H	(MW.s/MVA)	: Équivalent du coefficient d'inertie
δ	(rad)	: Angle interne de la machine synchrone.
φ	(rad)	: Déphasage du courant terminal par rapport à la tension terminale.
n	(Entier positif)	: Nombre de circuits rotoriques d'une machine asynchrone ($n = nd = nq$).
nd	(Entier positif)	: Nombre de circuit rotorique dans l'axe « d ».
nq	(Entier positif)	: Nombre de circuit rotorique dans l'axe « q ».
Δ	(Réel positif)	: Rapport de saillance.
θ_m	(rad)	: Angle mécanique.
θ_s	(rad)	: Angle du champ tournant ou angle de synchronisme.
θ_g	(rad)	: Angle du glissement.
ω_n	(rad)	: Pulsation de base ($\omega_n = \Omega_{base}$).
Ω_m	(rad)	: Vitesse de rotation du rotor.
ω_m	(pu)	: Vitesse de rotation du rotor.

ω_n	(pu)	: Pulsation de base (Ω_{base}).
Ω_s	(rad)	: Pulsation de synchronisme ou du champ tournant.
ω_s	(pu)	: Pulsation de synchronisme ou du champ tournant.
Ω_g	(rad)	: Pulsation de glissement.
ω_g	(pu)	: Pulsation de glissement.
g	(sans unité)	: Glissement du rotor.
R_a	(Ω)	: Résistance au stator.
r_a	(pu)	: Résistance au stator.
R_{A_l}	(Ω)	: Résistance du circuit rotorique l .
r_{A_l}	(pu)	: Résistance du circuit rotorique l .
F	(sans unité)	: Rapport entre la pulsation électrique et la pulsation de base.
L	(Henry)	: Inductance.
l	(pu)	: Inductance.
X	(Ω)	: Réactance.
x	(pu)	: Réactance.
$(L l X x)_a$: Inductance ou réactance de fuite d'armature.
$(L l X x)_{A_l}$: Inductance ou réactance de fuite rotorique l .
$(L l X x)_{aa}$: Inductance ou réactance propre d'armature.
$(L l X x)_{AA}$: Inductance ou réactance propre rotorique l .
$(L l X x)_{\mu w}$: Inductance ou réactance mutuelle entre les bobines quelconques μ et w .
r_l	(pu)	: Résistance de la charge RL.
x_l	(pu)	: Réactance de la charge RL.
x_c	(pu)	: Capacité d'auto-excitation de la génératrice asynchrone autonome auto-excité (GAEE).
r_r	(pu)	: Résistance de la charge R.

V	(Volts)	: Tension.
u	(pu)	: Tension.
I	(Ampère)	: Courant
i	(pu)	: Courant.
Ψ	(Weber)	: Flux.
ψ	(pu)	: Flux.
E	(Volts)	: Tension induite.
e	(pu)	: Tension induite.
$(V u I i \Psi \psi E e)_{(a b c)}$: Grandeurs triphasées au stator.
$(V u I i \Psi \psi E e)_{(A B C)}$: Grandeurs triphasées au rotor.
$(V u I i \Psi \psi E e)_{(d q h)}$: Grandeurs de Park au stator.
$(V u I i \Psi \psi E e)_f$: Grandeurs du circuit de champ.
$(V u I i \Psi \psi E e)_{(D Q)}$: Grandeurs de Park au rotor.
$(V u I i \Psi \psi)_t$: Tension terminale ou courant terminal.
$(I i \Psi \psi)_m$: Courant de magnétisation ou flux de magnétisation.
T_e	(N-M)	: Couple électromagnétique.
τ_e	(pu)	: Couple électromagnétique.
G_i		: Matrice servant au calcul du couple électromagnétique avec les courants de la machine.
G_ψ		: Matrice servant au calcul du couple électromagnétique avec les flux de la machine.
T_m	(N-M)	: Couple mécanique.
τ_m	(pu)	: Couple mécanique.
y_{mas}	(pu)	: Admittance de la machine asynchrone.
y_e	(pu)	: Admittance du circuit d'excitation.
y_l	(pu)	: Admittance de la charge RL.

t	(sec)	: Temps
k_ψ	(Réel entre 0 et 1)	: Facteur de saturation magnétique.
q_z	(Réel)	: Coefficients de la courbe de saturation.
$L\{ \}$	(sans unité)	: Transformée de Laplace.
$L^{-1}\{ \}$	(sans unité)	: Transformée inverse de Laplace.
$\Phi(s)$	(pu)	: Matrice de transition dans le domaine fréquentiel.
k		: Coefficient intermédiaire dans le calcul des expressions analytiques
K_1, K_2, K_3		: Interrupteur dans les schémas.
$\theta^{(z)}$	(pu)	: Groupe de paramètre à l'itération « z » dans l'identification.
$y(k)$	(pu)	: Sorties de la machine triphasé dans l'identification.
$y_p(\theta^{(z)}, k)$	(pu)	: Sorties prédite du modèle mathématique en fonction de $\theta^{(z)}$.
$\sigma(\theta^{(z)}, k)$	(pu)	: Écart entre $y(k)$ et $y_p(\theta^{(z)}, k)$.
W_p	(pu)	: Matrice de pondération.
$J(\theta^{(z)})$	(pu)	: Fonction objective.
$u(k)$	(pu)	: Vecteur de commande.
$w(k)$	(pu)	: Bruit du système.
$v(k)$	(pu)	: Bruit de mesure.
α_z	(pu)	: Incrément dans l'agorithme de Quasi Newton.
$d^{(z)}$	(pu)	: Direction de recherche dans l'agorithme de Quasi Newton.
$E\{ \}$: Espérance ou probabilité statistique.
U		: Vecteur de commande du modèle d'état.
G		: Vecteur de variable d'état du modèle d'état.
Y		: Vecteur de sortie du modèle d'état.

$A_{\psi}^v, B_{\psi}^v, C_{\psi}^v, D_{\psi}^v$: Matrices du modèle de la machine triphasé commandé en tension avec le flux comme variable d'état.
A_M, B_M, C_M, D_M	: Matrice du modèle électromécanique d'état du moteur asynchrone.
A_C, B_C, C_C, D_C	: Matrice du modèle du condensateur d'excitation.
A_I, B_I, C_I, D_I	: Matrice du modèle de la charge RL.
A_G, B_G, C_G, D_G	: Matrice du modèle électromécanique de la génératrice asynchrone.
$A_{Hrl}, B_{Hrl}, C_{Hrl}, D_{Hrl}$: Matrice du modèle hybride de la machine synchrone avec charge R en parallèle avec une charge RL.
A_A, B_A, C_A, D_A	: Matrice du modèle Admittance de la machine synchrone.
$A_{\psi}^{i,v}, B_{\psi}^{i,v}, C_{\psi}^{i,v}, D_{\psi}^{i,v}$: Matrice du modèle hybride de la machine synchrone.
A_H, B_H, C_H, D_H	: Matrice du modèle électromécanique hybride.

Chapitre 1

Introduction générale

1.1 Intérêts socio-économiques du sujet

Le coût des infrastructures comme les barrages hydroélectriques ou les centrales thermiques est énorme et exige de grands investissements. On ne peut accepter que des installations comme les turboalternateurs, qui produisent l'électricité, soient défectueuses. Les pertes imputables à des bris d'équipements s'élèvent rapidement.

Il faut mettre au point des outils efficaces pour permettre aux ingénieurs d'évaluer les comportements des machines, d'identifier les paramètres, de mesurer les temps de réponse et de détecter les bris, ainsi que des outils permettant d'innover dans le domaine de l'électricité pour la conception, l'analyse, la prédiction et la commande.

L'essai de court-circuit triphasé symétrique et asymétrique sont des essais classiques pour l'identification des paramètres d'une génératrice. Ils sont par ailleurs aussi dangereux pour les équipements qui subissent de forts « stress » lors de ces essais. Il apparaît donc nécessaire de mettre au point de nouvelles méthodes pour déterminer les paramètres et les constantes de temps en concevant des essais moins dangereux pour les équipements.

Nous observons aussi un nouvel engouement pour l'énergie éolienne qui se développe de plus en plus. Cette technologie moins classique est aussi moins connue. Elle utilise pour générer de l'énergie les génératrices asynchrones. L'intégration des éoliennes dans les réseaux classiques pose beaucoup de problèmes dus à l'auto excitation des génératrices asynchrones. Une bonne intégration des machines nécessite également la connaissance de paramètres dynamiques.

D'un point de vue pédagogique, l'étude des comportements dynamiques des machines nécessite la simulation numérique de modèles complexes. La maîtrise de la prédiction et de l'identification par des étudiants en génie devient une nécessité, vu les nombreux défis industriels futurs dans le domaine de la production de l'énergie électrique.

1.2 Intérêts scientifiques du sujet

Des travaux ont été réalisés dans l'identification de la machine synchrone et asynchrone à partir des modèles complexes et des essais contraignants (courts-circuits) pour ces machines (Wamkeue, 1998). Il convient de proposer des méthodes d'estimation des paramètres plus simple, efficaces et sans dommage pour les machines.

Pour la machine asynchrone, les méthodes proposées sont appliquées en mode moteur (Lucas, 2004; Aguglia, 2004). Les génératrices asynchrones utilisées dans la production d'énergie fonctionnent généralement en saturation et incluent des artifices qui donnent des VARS à la génératrice. Les paramètres de tout le système de production (génératrice-condensateurs, etc) doivent être identifiés pour une bonne prédiction et la commande du système de production.

Pour la machine synchrone, le délestage de charge électrique et l'enclenchement de charge sont des essais dynamiques qui peuvent être utilisés pour l'identification des paramètres de la machine et qui permettent de contourner les inconvénients des essais de court-circuit. Ces essais constituent à cet égard des alternatives potentielles aux essais de courts-circuits triphasés.

Ce travail de maîtrise propose un outil numérique permettant de simuler et de déterminer les paramètres des machines asynchrones et synchrones triphasées. Le logiciel regroupera plusieurs structures pour la simulation d'essais variés : les structures admittances des machines asynchrones, des machines synchrones et la structure hybride. Le logiciel ou didacticiel permettra aux chercheurs et étudiants d'approfondir leurs connaissances de façon plus interactive.

1.3 Organisation des différentes parties du rapport

Dans le chapitre 2, nous positionnerons le présent travail. Une actualisation des récentes recherches sera présentée, ainsi que les objectifs du présent projet de maîtrise.

Le chapitre 3 couvre la machine asynchrone. Nous présenterons les modèles mathématiques du moteur asynchrone (MAS) et de la génératrice asynchrone auto excitée (GAAE). La conversion des équations dans le référentiel de Park sera présentée. La réduction des équations sera couverte. L'effet de la saturation sera présenté et nous l'intégrerons au modèle de la machine asynchrone. Nous calculerons les conditions initiales et nous réaliserons la mise en œuvre numérique de la machine asynchrone. Nous ferons également le calcul de banc de condensateurs d'auto-excitation. Des simulations numériques seront comparées à des mesures expérimentales de démarrage de la machine asynchrone en mode moteur et de l'amorçage en mode génératrice.

Le chapitre 4 traite de la machine synchrone. Nous élaborerons les modèles mathématiques de la machine synchrone. Nous aborderons plusieurs aspects : la conversion des grandeurs physiques en valeur réduite, les équations de Park et l'intégration de la saturation. Nous calculerons les conditions initiales et nous réaliserons la mise en œuvre numérique de la machine synchrone. Nous utiliserons la structure admittance et la structure hybride. Nous formulerons les expressions analytiques à partir de la structure hybride. Les simulations numériques d'essais de courts-circuits triphasés, d'essai de délestage de charge électrique, d'essai d'enclenchement de charge et d'essai de court-circuit de champ seront comparées à des mesures expérimentales.

Au chapitre 5, nous présenterons la technique d'identification aux moindres carrés pondérés. Nous montrerons l'efficacité de cette méthode. Les résultats de l'identification de la machine asynchrone avec un essai de démarrage est présenté. Les résultats de l'identification de la machine synchrone sont aussi présentés dans des essais de délestage de charge, d'enclenchement de charge et de court-circuit de champ.

Le chapitre 6 donne un aperçu du logiciel de simulation et d'identification conçu dans l'environnement « Matlab ». Nous présentons les caractéristiques principales de ce logiciel qui

regroupe les développements réalisés dans le mémoire. Une description du logiciel, un mode d'emploi, la procédure d'exécution d'une tâche donnée et ses limites seront également présentés.

Nous clôturons cette étude par une conclusion générale qui résume les points saillants du travail accompli.

Chapitre 2

Aspects généraux de la modélisation des machines électriques

2.1 États de l'art dans la modélisation et l'identification des machines électriques

2.1.1 Machine asynchrone

La faiblesse de la génératrice asynchrone est son auto-excitation. L'amorçage nécessite une puissance réactive, celle-ci doit être fournie par le réseau où la génératrice est connectée par cogénération. La puissance réactive peut être fournie en branchant en parallèle à la machine un banc de condensateurs (Lucas, 2004; Aguglia 2004).

Deux groupes de techniques fournissent l'énergie réactive à la machine asynchrone : les techniques passives (Basset, 1935; Wagner, 1939; Shridhar, 1993; Wang, 1997) où il n'y a pas de contrôle externe et les techniques actives (Wang, 1997; Leidhold, 1999) où un circuit électronique de puissance contrôle la génératrice.

De nombreux travaux ont été faits sur l'utilisation de la technique passive (Basset, 1935; Wagner, 1939). Les bancs de capacités donnent la solution la plus économique et offrent plusieurs configurations (Wang, 1997) : la connexion « simple shunt », la connexion « short shunt » ou « série-shunt » et la connexion « long shunt ». Ces différentes configurations ont été développées afin d'améliorer la régulation de la tension de la charge et de garder une fréquence stable (Shridhar, 1993; Wang, 1997).

Bien que la recherche se soit beaucoup concentrée sur l'étude de l'auto-excitation, l'identification des paramètres de la machine en mode génératrice n'a pas encore été abordée. La détermination des paramètres se fait à partir des essais en moteur (Aguglia 2004).

2.1.2 Machine synchrone

L'identification des paramètres statiques et dynamiques des machines asynchrones a utilisé les essais de court-circuit triphasé et des essais de délestage. La fermeture séquentielle du disjoncteur triphasé produit des harmoniques. Le phénomène est mal représenté dans les modèles développés jusque-là. Les paramètres estimés sont pollués par la présence de ces harmoniques (Kamwa, 1993).

Bien que les résultats soient très satisfaisants, les essais de court-circuits sont contraignants pour la machine. Afin de contourner ces problèmes précédemment répertoriés, des essais de courts-circuits asymétriques ont été mis au point dans l'identification paramétrique de la machine en opération (Wamkeue, 1998).

Les essais de décroissance de flux statorique dont le délestage de charge ont été proposés par (Wamkeue, 1998) à partir du modèle hybride pour contourner les essais de court-circuit. Ces modèles d'essais seront utilisés par (Beatcher, 2004) pour identifier les paramètres d'une machine de 15 kW. (Beatcher, 2004) proposera également une manière de prédire les essais de délestage à partir des expressions analytiques des tensions d'armature et de courant de champ. Bien que les résultats soient très satisfaisants, l'étude des délestages de charge n'a pas été exploitée entièrement. Des expressions analytiques ont été déduites du modèle hybride simplifié par résolution d'équations différentielles (Beatcher, 2004). Le développement de ses expressions analytiques est lourd et difficile à utiliser.

2.2 Objectifs spécifiques du sujet par rapport à l'état de l'art

2.2.1 Machine asynchrone

La modélisation de la machine asynchrone est largement traitée dans la littérature. Nous allons intégrer la saturation au modèle électromécanique du moteur. Nous allons identifier les paramètres

électriques et les paramètres mécaniques d'un moteur asynchrone. L'identification se fera avec un essai de démarrage.

Nous modéliserons la génératrice asynchrone avec la saturation. Ce modèle de génératrice permettra de faire une validation croisée de l'identification en moteur.

2.2.2 Machine synchrone

Nous identifierons les paramètres de la génératrice synchrone avec des essais d'enclenchement de charge et de délestage.

Les expressions analytiques du modèle hybride sont développées ici par la transformée de Laplace. Ces expressions simplifient les calculs numériques et l'utilisation du modèle.

Le court-circuit de champ est abordé. Nous allons faire la simulation de cet essai avec le modèle hybride.

2.2.3 Logiciel de simulation et d'identification

Nous résumons l'ensemble du travail fait ici dans un petit logiciel de simulation et d'identification. Une interface graphique permet d'entrer les paramètres nécessaires à la simulation numérique et à l'identification. Le logiciel permet de comparer les résultats de la simulation avec des mesures expérimentales.

Chapitre 3

Modélisation de la machine asynchrone

3.1 Équations électromécaniques de la machine asynchrone en grandeurs de phase

3.1.1 Hypothèses simplificatrices

Pour alléger les calculs dans les simulations et faciliter le travail de modélisation, nous effectuons des hypothèses simplificatrices des machines asynchrones et synchrones. Voici ces hypothèses (Chatelain, 1983; Caron et Hautier, 1995; Boldea et Nasar, 2002) :

- Les effets des courants induits ou *courant de Foucault* sont considérés comme négligeable. Le circuit magnétique sera supposé parfaitement feuilleté.
- Les effets pelliculaires sont négligés. Dans la section des conducteurs, la densité de courant sera supposée uniforme.
- Vu la faible contribution des harmoniques dans la force magnétomotrice, seul le premier harmonique de la distribution de l'induction dans l'entrefer est considéré pour déterminer le flux à travers les enroulements induits.
- Les effets thermiques qui pourraient influencer le comportement électrique et mécanique de la machine ne seront pas considérés dans la présente étude.
- La symétrie des trois bobines du stator sera considérée parfaite dans la machine.

3.1.2 Mode de fonctionnement de la machine

La machine peut fonctionner selon deux modes : le mode moteur et le mode alternateur. Dans les deux cas, les équations sont presque similaires. D'un mode à l'autre, il n'y a que le sens du courant au stator de la machine qui change de direction. Afin d'élaborer les équations une seule fois pour les

deux modes, le symbole ε sera introduit dans les équations électriques de la machine. Le symbole ε prend la valeur de 1 pour le moteur et -1 pour l'alternateur (Wamkeue, 1998).

3.1.3 Équations électriques

La modélisation du moteur débute avec les équations électriques. Au stator, le circuit électrique se compose simplement d'une inductance en série avec une résistance. La figure 3-1 présente le circuit simplifié de la phase « a » du stator (Chatelain, 1983).

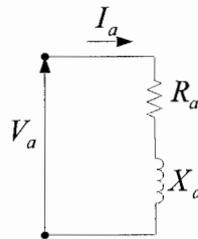


Figure 3-1 : Circuit de la phase « a » du stator d'un moteur asynchrone.

Dans ce circuit, la tension de phase est égale à la somme de la tension des deux composantes. La tension aux bornes de la résistance est la multiplication de l'impédance et du courant. La tension aux bornes de l'inductance dépend de la dérivée du flux. Cette relation est présentée dans l'équation (3-1). En considérant les 3 phases du stator et en intégrant ces équations sous forme matricielle, nous obtenons l'équation (3-2).

$$V_a = \frac{d\psi_a}{dt} + R_a I_a \quad (3-1)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} + R_a \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

Les circuits rotoriques peuvent être représentés de plusieurs façons en raison des différents types de machines asynchrones. Les bornes sont accessibles pour un moteur à rotor bobiné. Sur ces circuits rotoriques, il est possible d'appliquer une tension ou de mesurer le courant qui circule. L'équation (3-3) montre l'équation matricielle du circuit rotorique d'une machine à rotor bobiné et (3-4) celle

d'une machine à cage d'écureuil, dont les bouts sont court-circuités aux extrémités par des anneaux.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} + R_A \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (3-3)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{bmatrix} + R_A \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} \quad (3-4)$$

3.1.4 Relation entre les flux et les courants

Les inductances du stator et du rotor sont présentées à la figure 3-2. Il y a 120 degrés entre chaque bobine du stator et entre chaque bobine du rotor (Chatelain, 1983).

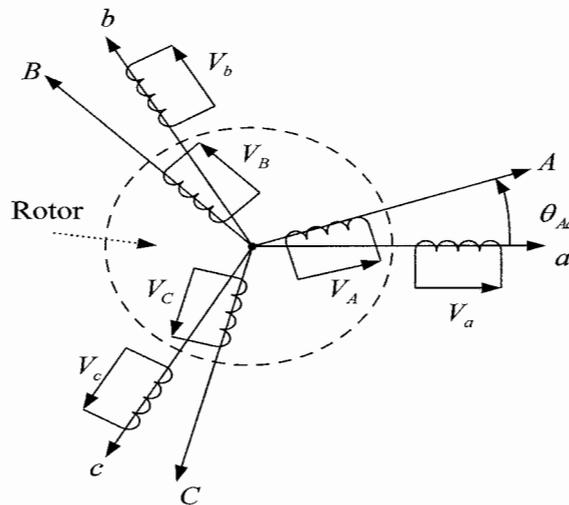


Figure 3-2 : Inductances du stator et inductances du rotor d'une machine asynchrone.

Les équations de flux sous formes matricielles sont les suivantes :

$$\begin{bmatrix} \Psi_a & \Psi_b & \Psi_c \end{bmatrix}^T = [L_s] \begin{bmatrix} I_a & I_b & I_c \end{bmatrix}^T + [L_{sr}] \begin{bmatrix} I_A & I_B & I_C \end{bmatrix}^T \quad (3-5)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_A & \Psi_B & \Psi_C \end{bmatrix}^T = [L_{sr}]^T \begin{bmatrix} I_a & I_b & I_c \end{bmatrix}^T + [L_r] \begin{bmatrix} I_A & I_B & I_C \end{bmatrix}^T \quad (3-6)$$

avec

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{aa} & L_{ab} \\ L_{ab} & L_{ab} & L_{aa} \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AA} & L_{AB} \\ L_{AB} & L_{AB} & L_{AA} \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

$$[L_{sr}] = [L_{rs}]^T = L_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_{Aa}) & \cos\left(\theta_{Aa} + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{Aa} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_{Aa} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_{Aa}) & \cos\left(\theta_{Aa} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_{Aa} + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{Aa} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_{Aa}) \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

Les enroulements au stator sont considérés identique ($L_{aa} = L_{bb} = L_{cc}$) et les enroulements au rotor sont considérés identique ($L_{AA} = L_{BB} = L_{CC}$). Les enroulements au stator sont séparé par la même distance et par le même angle ($L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb}$). Les enroulements au rotor sont séparé par la même distance et par le même angle ($L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb}$). L'inductance est maximale (L_m) entre un enroulement au stator et un enroulement au rotor quand l'angle qui les sépare est nulle. Les deux bobines ont entre elles une incidence réciproque quand l'angle entre deux bobines est différent de 90° degrés. Dans le but de calculer le flux dans chaque bobine, il faut d'abord calculer la matrice de réactance en fonction de l'angle du rotor. Cette matrice devrait être calculée à chaque pas de temps dans cette simulation numérique. Nous verrons qu'avec la transformée de Park, cette matrice des réactances est simplifiée.

3.1.5 Transformation de Park

La transformation de Park simplifie la résolution numérique en réduisant les calculs, principalement le calcul de la matrice de réactance pour la détermination des flux. Les trois phases coplanaires du

stator et les trois phases coplanaires du rotor sont montrées à la figure 3-3 en trois phases perpendiculaires au stator et trois phases perpendiculaires au rotor. La bobine homopolaire sort du plan pour être perpendiculaire aux deux autres bobines (Chatelain, 1983).

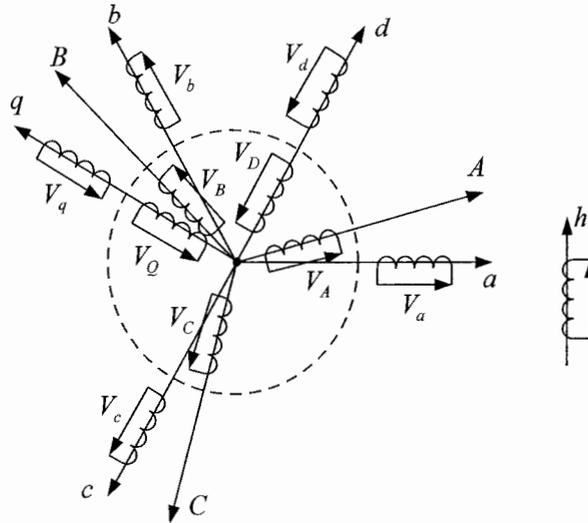


Figure 3-3 : Machine asynchrone dans les références (abc) et (dqh).

L'inductance mutuelle entre deux bobines est nulle quand un angle de 90° les sépare. La transformation de Park permet de projeter les trois phases du stator coplanaires sur trois phases perpendiculaires si nous considérons l'axe homopolaire.

$$P = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{da}) & \cos\left(\theta_{da} - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_{da} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_{da}) & -\sin\left(\theta_{da} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{da} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_h \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad f_a = V_a, I_a, \Psi_a \quad (3-11)$$

La matrice P des équations (3-10) et (3-11) permet de faire la conversion des grandeurs physiques de la référence triphasée à la référence de Park. L'angle « θ_{da} » sépare la phase « a » triphasée et la phase « d » de Park à la figure 3-4. La conversion des courants, des tensions et des flux dans le repère de Park se réalise comme dans l'équation (3-11).

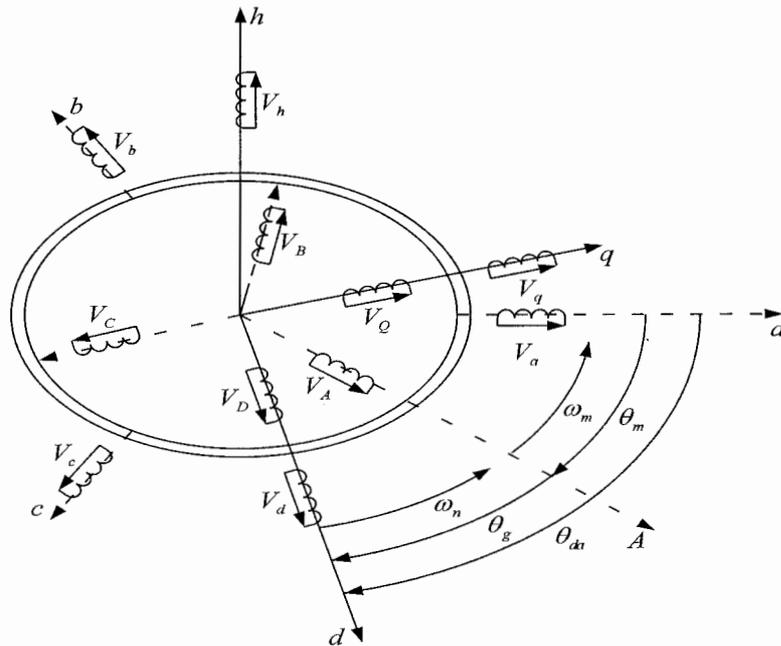


Figure 3-4 : Angle « θ_{da} » entre la phase a et la phase d .

La matrice P^{-1} de (3-12) est la matrice inverse de Park, elle permet d'assurer la conversion inverse.

$$P^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{da}) & -\sin(\theta_{da}) & 1 \\ \cos\left(\theta_{da} - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{da} - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_{da} + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_{da} + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3-12)$$

Le référentiel de Park tourne avec le champ tournant du stator, ainsi les grandeurs physiques n'oscillent pas comme dans le référentiel triphasé. L'alimentation alternative de la machine rend

difficile l'interprétation des phénomènes physiques dans le cadre du comportement dynamique. Dans la référence de Park, les grandeurs continues facilitent l'analyse du comportement dynamique.

3.1.6 Équations électriques dans les axes « d » et « q »

Reprenons les équations électriques et voyons la conversion des équations dans le repère de Park. L'équation (3-13) reprend l'équation (3-2). Elle fait ressortir les grandeurs dans le repère de Park. L'équation (3-14) isole la tension dans le repère de Park (Chatelain, 1983).

$$V_{abc} = (P^{-1}V_{dqh}) = P^{-1}RI_{dqh} + \frac{d(P^{-1}\Psi_{dqh})}{dt} \quad (3-13)$$

La dérivée du flux se sépare en deux dérivées partielles dans l'équation (3-15), puisque le flux et la matrice inverse de Park dépendent du temps ($\theta_{da} = \Omega_s t + \theta_{da0}$). Nous obtenons (3-16) à partir de (3-14) et (3-15).

$$V_{dqh} = PP^{-1}RI_{dqh} + P \frac{d(P^{-1}\Psi_{dqh})}{dt} \quad (3-14)$$

$$\frac{d(P^{-1}\Psi_{dqh})}{dt} = \frac{dP^{-1}}{dt}\Psi_{dqh} + P^{-1} \frac{d\Psi_{dqh}}{dt} \quad (3-15)$$

$$V_{dqh} = PP^{-1}RI_{dqh} + P \frac{dP^{-1}}{dt}\Psi_{dqh} + PP^{-1} \frac{d\Psi_{dqh}}{dt} \quad (3-16)$$

La matrice de Park est multipliée par la dérivée de la matrice inverse de Park à (3-18).

$$PP^{-1} = I \quad (3-17)$$

$$P \frac{dP^{-1}}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \Omega_s \Xi; \quad \frac{d\theta_{da}}{dt} = \Omega_s \quad (3-18)$$

Les équations (3-16) à (3-18) permettent d'établir les équations de la tension au stator (3-19) et au rotor (3-20). Le repère tourne à la vitesse du champ tournant. Le symbole « Ω_s » correspond à la

vitesse du champ tournant à (3-19). Le symbole « Ω_g » correspond à la vitesse de glissement, c'est-à-dire la différence entre la pulsation du champ tournant et la vitesse de rotor.

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\Psi_s}{dt} + \Omega_s \Xi \Psi_s \quad (3-19)$$

$$V_r = R_r I_r + \frac{d\Psi_r}{dt} + \Omega_g \Xi \Psi_r \quad (3-20)$$

$$\Omega_g = \Omega_s - \Omega_m \quad (3-21)$$

3.1.7 Équations magnétiques dans les axes d et q.

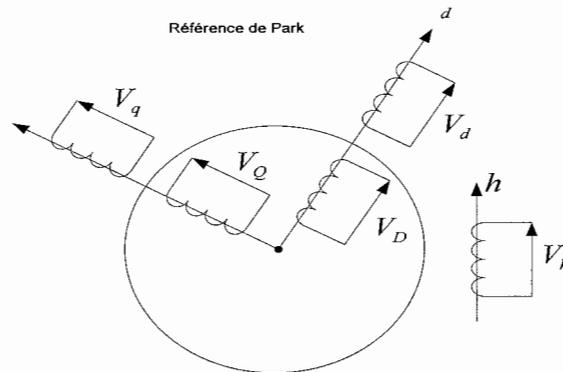


Figure 3-5 : La machine de Park.

Les bobines sur des axes perpendiculaires ne s'influencent pas mutuellement. Les bobines du stator et du rotor qui sont sur le même axe s'influencent mutuellement. Les équations magnétiques (3-5) et (3-6) deviennent dans la référence de Park (3-22) (Chatelain, 1983).

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_h \\ \Psi_D \\ \Psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dd} & 0 & 0 & L_{dD} & 0 \\ 0 & L_{qq} & 0 & 0 & L_{qQ} \\ 0 & 0 & L_h & 0 & 0 \\ L_{Dd} & 0 & 0 & L_{DD} & 0 \\ 0 & L_{Qq} & 0 & 0 & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_h \\ I_D \\ I_Q \end{bmatrix} \quad (3-22)$$

L'équation (3-22) peut s'écrire en trois équations indépendantes dans les axes « d », « q » et « h », comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dD} \\ L_{Dd} & L_{DD} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_D \end{bmatrix} \quad (3-23)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_q \\ \Psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{qq} & L_{qQ} \\ L_{Qq} & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ I_Q \end{bmatrix} \quad (3-24)$$

$$\Psi_h = L_h I_h \quad (3-25)$$

Les matrices de réactance sont constantes dans (3-23), (3-24) et (3-25).

3.1.8 Équations mécaniques.

L'équation mécanique correspond à (3-26) (Chatelain, 1983).

$$\frac{J}{p_p} \frac{d\Omega_m}{dt} = T_e - D_m \Omega_m - T_m \quad (3-26)$$

Le couple induit se calcule avec (3-27).

$$T_e = \frac{3}{2} p_p (I_d \Psi_q - I_q \Psi_d) \quad (3-27)$$

3.2 Équations électromécaniques en grandeurs réduites (pu)

3.2.1 Les valeurs réduites.

La conversion en valeurs réduites est nécessaire pour plusieurs raisons. La première se rapporte à la clarté. La réduction des grandeurs à une base unitaire facilite l'interprétation de mesure et de simulation. En dépassant la valeur unitaire, la grandeur physique dépasse la valeur nominale. De plus, les logiciels de calculs numériques utilisent plus facilement les valeurs normalisées. La

diversité des grandeurs physiques entraîne des erreurs numériques qui sont minimisées lorsque ces grandeurs ont la même unité. Enfin, la comparaison du comportement dynamique de deux machines différentes est possible du fait que les dimensions physiques sont réduites à une échelle unitaire (Chatelain, 1983; Kundur, 1993).

Tableau 3-1 : Grandeurs de référence pour les valeurs réduites.

GRANDEUR	BASE	UNITÉ	GRANDEUR	BASE	UNITÉ
Tension	$V_{s,base} = \sqrt{2}V_n$	[V]	Flux	$\Psi_{s,base} = \frac{V_{s,base}}{\Omega_{base}}$	[Wb]
Courant	$I_{s,base} = \sqrt{2}I_n$	[A]	Pulsation	$\Omega_{base} = 2\pi f_{base}$ $\omega_{base} = \omega_n$	[rad/s]
Puissance	$S_{3\phi,base} = \frac{3}{2}V_{s,base}I_{s,base}$ $S_{3\phi,base} = S_{base}$	[VA]	Vitesse angulaire du rotor	$\Omega_{m,base} = \frac{\Omega_{base}}{p_p}$	[rad/s]
Impédance	$Z_{s,base} = \frac{V_{s,base}}{I_{s,base}}$	[Ω]	Couple	$T_{base} = \frac{S_{3\phi,base}}{\Omega_{m,base}}$	[Nm]
Inductance	$L_{s,base} = \frac{Z_{s,base}}{\Omega_{base}}$	[H]	fréquence	$f_{base} = \begin{cases} 50 \\ 60 \end{cases}$	[Hertz]

En Amérique du Nord, l'alimentation électrique fonctionne sur 60 Hertz tandis qu'en Europe l'alimentation utilise 50 Hertz. Les valeurs de base présentées dans le tableau 3-1 s'appliquent autant pour les grandeurs du stator que pour les grandeurs du rotor (Chatelain, 1983; Luca, 2004).

3.2.2 Réduction des équations électriques et magnétiques.

Il faut commencer avec la tension de base du stator pour réduire les équations électriques. (3-28) présente deux équivalences à la tension de base.

$$V_{s,base} = Z_{s,base} I_{s,base} = \Omega_{base} \Psi_{s,base} \quad (3-28)$$

Divisons l'équation de la tension dans l'axe « d » par la tension de base dans (3-29). Le terme de tension est divisé par la tension de base, la résistance par l'impédance de base, la pulsation

électrique par la pulsation de base et le courant par le courant de base. En dernier lieu, le flux est lui aussi divisé par le flux de base (Chatelain, 1983).

$$\frac{V_d}{V_{s,base}} = \frac{R_a}{Z_{s,base}} \frac{I_d}{I_{s,base}} + p \left(\frac{1}{\Omega_{base}} \frac{\Psi_d}{\Psi_{s,base}} \right) - \frac{\Omega_s}{\Omega_{base}} \frac{\Psi_q}{\Psi_{s,base}} \quad (3-29)$$

Les grandeurs en valeurs réduites seront écrites en minuscule. Les équations (3-31) à (3-35) reprennent les équations (3-19) et (3-20), mais en termes réduits. Il convient de remarquer que le symbole « ω_n » remplace « Ω_{base} ». La dérivée du flux est divisée par la pulsation de base. La pulsation de base peut s'écrire « ω_n ». La pulsation électrique « Ω_s » réduite s'écrit « ω_s ».

$$\frac{\Omega_s}{\Omega_{base}} = \omega_s \quad (3-30)$$

$$u_d = \varepsilon r_d i_d + \frac{1}{\omega_n} p \psi_d - \omega_s \psi_q; \quad (\omega_{base} = \omega_n) \quad (3-31)$$

$$u_q = \varepsilon r_d i_q + \frac{1}{\omega_n} p \psi_q + \omega_s \psi_d \quad (3-32)$$

$$u_h = \varepsilon r_h i_h + \frac{1}{\omega_n} p \psi_h \quad (3-33)$$

$$u_D = r_A i_D + \frac{1}{\omega_n} p \psi_D - \omega_g \psi_Q; \quad \left(\omega_g = \frac{\Omega_g}{\Omega_{base}} \right) \quad (3-34)$$

$$u_Q = r_A i_Q + \frac{1}{\omega_n} p \psi_Q + \omega_g \psi_D \quad (3-35)$$

Il est à noter que la tension est symbolisée par la lettre majuscule « V » et, en valeur réduite, par la lettre minuscule « u ». L'équation (3-36) donne une équivalence du flux de base. L'équation (3-37) démontre que la valeur réduite de l'inductance est équivalent à la valeur de la réactance réduite (Chatelain, 1983).

$$\Psi_{base} = L_{base} I_{base} \quad (3-36)$$

$$l = \frac{L}{L_{base}} = \frac{\Omega_{base} L}{\Omega_{base} L_{base}} = \frac{X}{Z_{base}} = x \quad (3-37)$$

La réduction des équations magnétiques suit la même logique que les équations électriques. Le flux de la bobine « d » est divisé par le flux de base à (3-38). L'équation (3-39) donne le résultat de la réduction. Nous pouvons aisément déduire la réduction des autres équations magnétiques que nous retrouvons aux équations (3-40) à (3-42). Nous avons également introduit le symbole « ε » pour tenir compte du comportement de la machine en mode moteur ($\varepsilon = 1$) et en mode génératrice ($\varepsilon = -1$).

$$\frac{\Psi_d}{\Psi_{base}} = \frac{L_{dd} I_d}{L_{base} I_{base}} + \frac{L_{dD} I_D}{L_{base} I_{base}} \quad (3-38)$$

$$\psi_d = \varepsilon x_{dd} i_d + x_{dD} i_D \quad (3-39)$$

$$\psi_q = \varepsilon x_{qq} i_q + x_{qQ} i_Q \quad (3-40)$$

$$\psi_h = \varepsilon x_h i_h \quad (3-41)$$

$$\psi_{D_1} = \varepsilon x_{Dd} i_d + x_{DD} i_D \quad (3-42)$$

$$\psi_{Q_1} = \varepsilon x_{Qq} i_q + x_{QQ} i_Q \quad (3-43)$$

3.2.3 Réduction des équations mécaniques.

Commençons cette fois avec l'équation du couple de base (3-44).

$$T_{base} = \frac{3}{2} p_p \Psi_{s,base} I_{s,base} \quad (3-44)$$

Divisons l'équation du couple induit précédemment vue en (3-27) par le couple de base de l'équation (3-44). Nous obtenons l'équation suivante (Chatelain, 1983) :

$$\frac{T_e}{T_{base}} = \frac{\frac{3}{2} p_p (I_d \Psi_q - I_q \Psi_d)}{\frac{3}{2} p_p \Psi_{s,base} I_{s,base}} \quad (3-45)$$

Observez à l'équation (3-46) la réduction de l'équation du couple induit. La fraction $(\frac{2}{3})$ et le nombre de paires de pôles (p_p) ont disparu. Nous obtenons ainsi :

$$\tau_e = \psi_q i_d - \psi_d i_q \quad (3-46)$$

Les paramètres mécaniques doivent être aussi réduits. L'équation (3-47) donne la réduction de l'inertie et (3-48) la réduction du coefficient de frottement.

$$H = \frac{\frac{1}{2} J \Omega_{m,base}^2}{p_p S_{base}} \quad [\text{MW.s/MVA}] \quad (3-47)$$

$$D = \frac{\frac{D_m}{S_{base}}}{\Omega_{m,base}^2} \quad [\text{pu}] \quad (3-48)$$

La réduction de l'inertie a pour unité des [MW.s/MVA] au lieu de [pu] (par unité).

$$\frac{\frac{J}{p_p} p(\Omega_m)}{T_{base}} = \frac{\frac{J \Omega_{m,base}}{p_p} p\left(\frac{\Omega_m}{\Omega_{m,base}}\right)}{\frac{S_{base}}{\Omega_{m,base}}} = 2 \left(\frac{J \Omega_{m,base}^2}{2 p_p S_{base}} \right) p(\omega_m) = 2 H p(\omega_m) \quad (3-49)$$

$$\frac{D_m \Omega_m}{T_{base}} = \left(\frac{D_m \Omega_{m,base}^2}{S_{base}} \right) \omega_m = D \omega_m \quad (3-50)$$

$$\frac{\frac{J}{p_p} p(\Omega_m)}{T_{base}} = \frac{T_e - D_M \Omega_m - T_m}{T_{base}} = 2 H p(\omega_m) = \tau_e - D \omega_m - \tau_m \quad (3-51)$$

En divisant (3-26) par le couple de base et en effectuant les substitutions des (3-49) et (3-50), nous obtenons l'équation réduite (3-51), la dérivée de la vitesse mécanique. L'équation mécanique devient alors :

$$p(\omega_m) = \frac{1}{2H} [\varepsilon(t_e - t_m) - D\omega_m] \quad (3-52)$$

3.3 Généralisation : Machine asynchrone à circuits rotoriques ajustables

Le moteur à simple cage d'écuriel est doté d'un faible couple et absorbe beaucoup de courant au démarrage. En revanche, un moteur à double cage nécessite moins de courant pour un couple plus élevé. La modélisation de ces deux machines nécessite des représentations différentes. La littérature traite surtout du moteur à simple cage d'écuriel où il n'y a qu'un circuit rotorique dans les axes « d » et « q ». La figure 3-6 présente ce cas où il a un unique circuit rotorique.

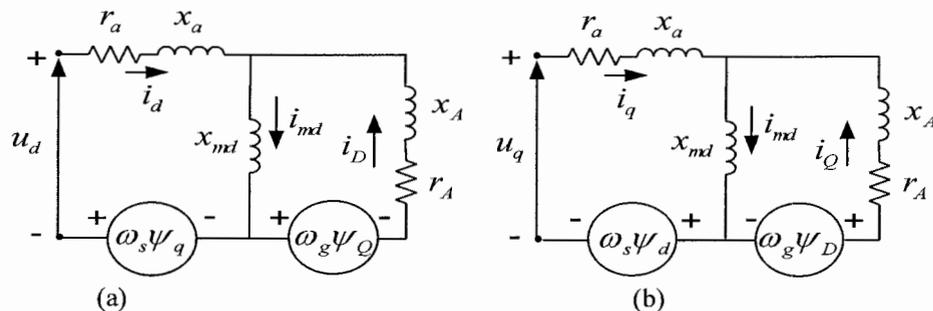


Figure 3-6 : Circuit équivalent du moteur asynchrone avec un circuit rotorique : (a) circuit de l'axe « d » et (b) circuit de l'axe « q ».

La figure 3-7 montre le circuit d'une machine asynchrone avec un nombre ajustable de circuits rotoriques (Wamkeue, 1998; Luca, 2004).

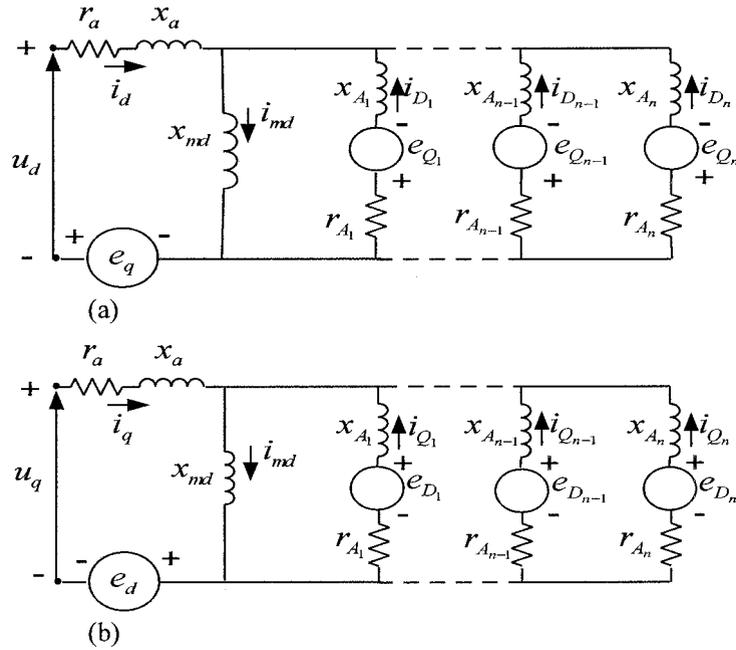


Figure 3-7 : Circuit équivalent du moteur asynchrone à plusieurs circuits rotoriques : (a) circuit de l'axe « d » et (b) circuit de l'axe « q ».

Où les tensions induites sont :

$$e_d = -\omega_s \psi_q \quad (3-53)$$

$$e_q = \omega_s \psi_d \quad (3-54)$$

$$e_{D_l} = -\omega_g \psi_{Q_l} = -g \omega_s \psi_{Q_l}; \quad l = 1, \dots, n \quad (3-55)$$

$$e_{Q_l} = \omega_g \psi_{D_l} = g \omega_s \psi_{D_l}; \quad l = 1, \dots, n \quad (3-56)$$

Avec le glissement (g) et la vitesse de glissement (ω_g) décrites comme suit :

$$g = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (3-57)$$

$$\omega_g = \frac{\Omega_g}{\Omega_{base}} = g \omega_s \quad (3-58)$$

Les équations des tensions :

$$u_d = \varepsilon r_a i_d + \frac{1}{\omega_n} p \psi_d - \omega_s \psi_q \quad (\omega_{base} = \omega_n) \quad (3-59)$$

$$u_q = \varepsilon r_a i_q + \frac{1}{\omega_n} p \psi_q + \omega_s \psi_d \quad (3-60)$$

$$u_h = r_h i_h + \frac{1}{\omega_n} p \psi_h \quad (3-61)$$

$$u_{D_l} = r_{A_l} i_{D_l} + \frac{1}{\omega_n} p \psi_{D_l} - g \omega_s \psi_{Q_l} \quad l = 1, 2, \dots, n \quad (3-62)$$

$$u_{Q_l} = r_{A_l} i_{Q_l} + \frac{1}{\omega_n} p \psi_{Q_l} + g \omega_s \psi_{D_l} \quad l = 1, 2, \dots, n \quad (3-63)$$

Les équations de flux :

$$\psi_d = \varepsilon x_{dd} i_d + x_{dD_1} i_{D_1} + \dots + x_{dD_{n-1}} i_{D_{n-1}} + x_{dD_n} i_{D_n} \quad (3-64)$$

$$\psi_q = \varepsilon x_{qq} i_q + x_{qQ_1} i_{Q_1} + \dots + x_{qQ_{n-1}} i_{Q_{n-1}} + x_{qQ_n} i_{Q_n} \quad (3-65)$$

$$\psi_h = \varepsilon x_h i_h \quad (3-66)$$

$$\psi_{D_l} = \varepsilon x_{D_l d} i_d + x_{D_l D_1} i_{D_1} + \dots + x_{D_l D_{n-1}} i_{D_{n-1}} + x_{D_l D_n} i_{D_n}; \quad l = 1, 2, \dots, n \quad (3-67)$$

$$\psi_{Q_l} = \varepsilon x_{Q_l q} i_q + x_{Q_l Q_1} i_{Q_1} + \dots + x_{Q_l Q_{n-1}} i_{Q_{n-1}} + x_{Q_l Q_n} i_{Q_n}; \quad l = 1, 2, \dots, n \quad (3-68)$$

Tandis que les réactances se calculent comme suit :

$$x_d = x_q = x_m + x_a \quad (3-69)$$

$$x_{D_l} = x_{Q_l} = x_m + x_{A_l}; \quad l = 1 \dots n \quad (3-70)$$

$$x_{dD_l} = x_{D_l d} = x_{D_l D_l} = x_m; \quad l, l' = 1, 2, \dots, n; \quad l \neq l' \quad (3-71)$$

$$x_{qQ_l} = x_{Q_l q} = x_{Q_l Q_l} = x_m; \quad l, l' = 1, 2, \dots, n; \quad l \neq l' \quad (3-72)$$

3.4 Modèles d'état généralisé de la machine asynchrone

3.4.1 Introduction

Il est possible de simuler le comportement dynamique de la machine électrique avec une assez bonne précision à partir du modèle d'état et d'une résolution numérique. Le modèle doit représenter adéquatement les phénomènes physiques de la machine pour prédire son comportement dynamique.

Le moteur asynchrone commandé en tension sera développé sous forme de modèle d'état. L'implémentation numérique se fera dans « Matlab/Simulink ». La forme d'état standard est donnée par l'équation qui suit :

$$p(G(t)) = AG(t) + BU(t) \quad (3-73)$$

$$Y(t) = CG(t) + DU(t) \quad (3-74)$$

$$p(G(t)) = \dot{G}(t) = \frac{dG(t)}{dt} \quad (3-75)$$

Nous déterminerons les matrices « A », « B », « C » et « D » du modèle d'état à partir des équations développées dans les parties précédentes.

3.4.2 Équations électriques

À titre arbitraire, prenons les flux comme variables d'état ($G(t) = \psi(t)$). En remplaçant le courant par le courant des équations électriques (3-59) à (3-63) et en isolant la dérivée des flux, nous obtenons, sous forme matricielle, l'équation suivante :

$$\begin{aligned} p(G(t)) &= p(\psi(t)) = \omega_n (R_{mas} X_{mas}^{-1} + W) \psi(t) - \omega_n U(t) \\ &= A_{\psi}^v G(t) + B_{\psi}^v U(t) \end{aligned} \quad (3-76)$$

où

$$\Xi = \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-77)$$

$$\Pi = \omega_g \begin{bmatrix} 0_{n,n} & -I_{n,n} \\ I_{n,n} & 0_{n,n} \end{bmatrix} = g\omega_s \begin{bmatrix} 0_{n,n} & -I_{n,n} \\ I_{n,n} & 0_{n,n} \end{bmatrix} \quad (3-78)$$

$$W = \begin{bmatrix} \Xi & 0_{3,3} \\ 0_{2n,2n} & \Pi \end{bmatrix} \quad (3-79)$$

$$R_s = \text{diag}(r_a \quad r_a \quad r_h) \quad (3-80)$$

$$R_r = \text{diag}(r_{D_1} \quad \dots \quad r_{D_n} \quad r_{Q_1} \quad \dots \quad r_{Q_n}) \quad (3-81)$$

$$R_{mas} = \begin{bmatrix} \varepsilon R_s & 0_{3,2n} \\ 0_{2n,3} & R_r \end{bmatrix} \quad (3-82)$$

$$X_s = \begin{bmatrix} x_a & 0 & 0 \\ 0 & x_g & 0 \\ 0 & 0 & x_h \end{bmatrix} \quad (3-83)$$

$$X_{sr} = \begin{bmatrix} J_{1,n} & 0 \\ 0 & J_{1,n} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3-84)$$

$$J_{1,n} = [1 \quad 1 \quad \dots \quad 1] \quad (3-85)$$

$$X_r = \begin{bmatrix} x_{D_1 D_1} & \dots & x_{D_1 D_n} \\ \dots & \dots & \dots \\ x_{D_n D_1} & \dots & x_{D_n D_n} \end{bmatrix} \quad (3-86)$$

$$X_{mas} = \begin{bmatrix} \varepsilon X_s & X_{sr} \\ \varepsilon X_{sr}^T & X_r \end{bmatrix} \quad (3-87)$$

Les matrices « A_ψ^v » et « B_ψ^v » du modèle d'état utilisent le flux comme variable dans un modèle de commande en tension.

$$A_\psi^v = \omega_n (R_{mas} X_{mas}^{-1} + W) \quad (3-88)$$

$$B_\psi^v = -\omega_n I_{3+2n,3+2n} \quad (3-89)$$

L'équation d'observation reste à définir. Le vecteur de flux pourrait être observé, ou encore le vecteur courant. Pour faciliter la validation, le vecteur courant sera choisi car les courants sont facilement mesurables. Nous obtenons l'équation d'observation suivante :

$$i(t) = X_{mas}^{-1} \psi(t) = C_\psi^v G(t) + D_\psi^v U(t) \quad (3-90)$$

Où les matrices d'observation sont (3-91) et (3-92).

$$C_\psi^v = X_{mas}^{-1} \quad (3-91)$$

$$D_\psi^v = 0_{3+2n,3+2n} \quad (3-92)$$

3.4.3 Équation mécanique

À partir des équations de flux (3-64) et (3-68) ainsi que du couple induit (3-46). L'équation (3-93) s'écrit de manière à calculer le couple induit à partir des courants et des réactances (Chatelain, 1983). La matrice « G_i » permet de calculer le couple induit avec les courants de la machine ($i(t)$). Le couple induit se calcule aussi avec les flux (Luca, 2004; Aguglia, 2004). La matrice « G_ψ » permet de calculer le couple induit avec les flux de la machine ($\psi(t)$).

$$\begin{aligned} \tau_e &= i(t)^T \cdot G_i \cdot i(t) = (X_{mas}^{-1} \cdot \psi(t))^T G_i (X_{mas}^{-1} \cdot \psi(t)) \\ &= \psi(t)^T \cdot (X_{mas}^{-1})^T \cdot G_i \cdot X_{mas}^{-1} \cdot \psi(t) = \psi(t)^T \cdot G_\psi \cdot \psi(t) \end{aligned} \quad (3-93)$$

où

$$G_i = \begin{bmatrix} 0 & -x_{qq} & 0 & 0_{1,n} & -x_{md}J_{1,n} \\ x_{dd} & 0 & 0 & x_{md}J_{1,n} & 0_{1,n} \\ 0 & 0 & 0 & 0_{1,n} & 0_{1,n} \end{bmatrix} \quad (3-94)$$

$$G_\psi = (X_{mas}^{-1})^T \cdot G_i \cdot X_{mas}^{-1} \quad (3-95)$$

La vitesse mécanique est considérée comme variable d'état dans le modèle d'état, et le couple mécanique, comme commande. En ajoutant (3-52), les équations (3-96) à (3-97) donnent le nouveau modèle d'état suivant :

$$P \begin{bmatrix} \psi \\ \omega_m \end{bmatrix} = A_M \begin{bmatrix} \psi \\ \omega_m \end{bmatrix} + B_M \begin{bmatrix} u \\ \tau_m \end{bmatrix} \quad (3-96)$$

$$\begin{bmatrix} i \\ \omega_m \end{bmatrix} = C_M \begin{bmatrix} \psi \\ \omega_m \end{bmatrix} + D_M \begin{bmatrix} u \\ \tau_m \end{bmatrix} \quad (3-97)$$

avec

$$A_M = \begin{bmatrix} A_\psi^v & 0_{3+2n,1} \\ \frac{\varepsilon \psi^t G_\psi}{2H} & \frac{-D}{2H} \end{bmatrix} \quad (3-98)$$

$$B_M = \begin{bmatrix} B_\psi^v & 0_{3+2n,1} \\ 0_{1,3+2n} & \frac{-\varepsilon}{2H} \end{bmatrix} \quad (3-99)$$

$$C_M = \begin{bmatrix} C_\psi^v & 0_{1,1} \\ 0_{1,3+2n} & 1 \end{bmatrix} \quad (3-100)$$

$$D_M = \begin{bmatrix} D_\psi^v & 0_{3+2n,1} \\ 0_{1,3+2n} & 0_{1,1} \end{bmatrix} \quad (3-101)$$

La simulation du modèle électromagnétique est obtenue à partir de (3-96) et (3-97). La matrice « G_ψ » est calculée à chaque pas d'itération de la simulation numérique pour tenir compte des variables d'état qui changent dans le temps.

3.4.4 Calcul des conditions initiales

Les conditions initiales sont particulièrement importantes. Des mauvaises conditions initiales induisent nécessairement un mauvais comportement de la machine dans la simulation. Dans les régimes permanents, il n'y a pas de variation des variables d'états ($\psi_0 = G_0 = \text{const}$). Dans ces conditions, la dérivée des conditions initiales est nulle ($p(\psi_0) = 0$) (Luca, 2004). À partir de (3-102), nous obtenons les variables d'états à (3-103).

$$p(\psi_0) = A_\psi^v G_0 + B_\psi^v U_0 = 0 \quad (3-102)$$

$$\psi_0 = -\left(A_\psi^v\right)^{-1} B_\psi^v U_0 \quad (3-103)$$

$$\omega_{m0} = \frac{\mathcal{E}}{D} (\tau_{e0} - \tau_{m0}); \quad (p(\omega_m) = 0) \quad (3-104)$$

$$\tau_{e0} = \psi_0 G_\psi \psi_0 \quad (3-105)$$

La machine asynchrone en régime permanent a une accélération nulle ($p(\omega_{m0}) = 0$). L'équation mécanique (3-52) se simplifie pour donner (3-104). La vitesse mécanique est calculée à (3-104). L'équation (3-106) permet de calculer les courants initiaux. La mesure des courants du stator et des courants du rotor, ainsi que la vitesse mécanique, peuvent servir à valider le calcul des conditions initiales.

$$i_0 = X_m^{-1} \psi_0; \quad (3-106)$$

3.5 Modèle de saturation de la machine asynchrone

La réactance de magnétisation sature lorsque le courant traversant cette réactance est trop important. Nous chercherons à décrire le comportement de la saturation dans cette section. Nous utiliserons un modèle mathématique pour tenir en compte du phénomène de la saturation en fonction du courant de magnétisation ou flux de magnétisation.

3.5.1 Modèle croisé à facteur de saturation

Nous présumons que la saturation affecte seulement le flux mutuel et non le flux de fuite. Le trajet du flux de fuite passe en bonne partie dans l'air, qui possède une perméabilité beaucoup plus faible que celle du fer. Nous commençons par calculer le courant mutuel qui traverse la branche de magnétisation des axes « d » et « q ». Les équations (3-107) et (3-108) rendent compte de ces courants, alors que (3-109) et (3-110) les flux correspondant (Levi 1997; Wankeue et Songia, 2006).

$$\bar{i}_{md} = \varepsilon \bar{i}_d + \bar{i}_{D_1} + \dots + \bar{i}_{D_n} \quad (3-107)$$

$$\bar{i}_{mq} = \varepsilon \bar{i}_q + \bar{i}_{Q_1} + \dots + \bar{i}_{Q_n} \quad (3-108)$$

$$\bar{\Psi}_{md} = x_m \bar{i}_{md} = \bar{\Psi}_d - \varepsilon x_a \bar{i}_d \quad (3-109)$$

$$\bar{\Psi}_{mq} = x_m \bar{i}_{mq} = \bar{\Psi}_q - \varepsilon x_a \bar{i}_q \quad (3-110)$$

La figure 3-8 montre un circuit équivalent sous sa forme complexe, autrement dit elle unit les axes « d » et « q ». Les courants et les tensions présentés dans cette figure sont des complexes.

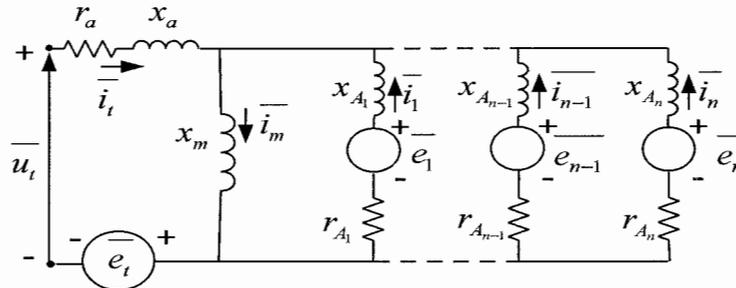


Figure 3-8 : Circuit équivalent sous sa forme complexe.

Les tensions induites sont définies comme suit :

$$\bar{e}_t = e_d + j e_q \quad (3-111)$$

$$\bar{e}_l = g \omega_s \bar{\Psi}_l = g \omega_s (\bar{\Psi}_{D_l} + j \bar{\Psi}_{Q_l}) \quad ; l = 1, \dots, n \quad (3-112)$$

La tension du stator, le courant du stator, les courants du rotor et le flux mutuel sont énoncés comme suit :

$$\bar{i}_t = i_d + j i_q \quad (3-113)$$

$$\bar{i}_l = i_{Dl} + j i_{Ql} \quad ; l = 1, \dots, n \quad (3-114)$$

$$\bar{i}_m = i_{md} + j i_{mq} \quad (3-115)$$

$$\bar{u}_t = u_d + j u_q \quad (3-116)$$

$$\bar{\psi}_m = \psi_{md} + j \psi_{mq} \quad (3-117)$$

Le module du courant de magnétisation et le flux mutuel se calculent avec (3-118) et (3-119).

$$i_m = \sqrt{i_{md}^2 + i_{mq}^2} \quad (3-118)$$

$$\psi_m = \sqrt{\psi_{md}^2 + \psi_{mq}^2} = x_m i_m \quad (3-119)$$

Le facteur de saturation (k_ψ) exprime le degré de saturation. Il est multiplié à la réactance de magnétisation non saturé (x_m^0) pour calculer la réactance de magnétisation (x_m).

$$x_m = k_\psi x_m^0 \quad (3-120)$$

Le facteur de saturation (k_ψ) représente le rapport entre le flux mutuel (ψ_m) et le flux mutuel sans saturation ($x_m^0 i_m$). Il équivaut aussi au rapport entre la réactance et la réactance non saturée.

$$k_\psi = \frac{\psi_m}{x_m^0 i_m} = \frac{x_m i_m}{x_m^0 i_m} = \frac{x_m}{x_m^0} \quad (3-121)$$

3.5.2 Identification des paramètres du modèle de saturation

La saturation varie en fonction du flux qui traverse la réactance de magnétisation (x_m). En charge ou à vide, le phénomène de saturation de la machine réagit de la même manière. La variation de la

saturation en fonction du flux mutuel peut être déterminée à partir de la courbe à vide de la figure 3-9. Cette figure montre l'évolution de la tension terminale en fonction du courant terminal tandis que le rotor est entraîné à la vitesse de synchronisation. Dans ces conditions, les courants rotoriques sont considérés comme nuls ($\bar{i}_1 = \dots = \bar{i}_n = 0$). Le courant terminal correspond au courant de magnétisation ($\bar{i}_t = \bar{i}_m$).

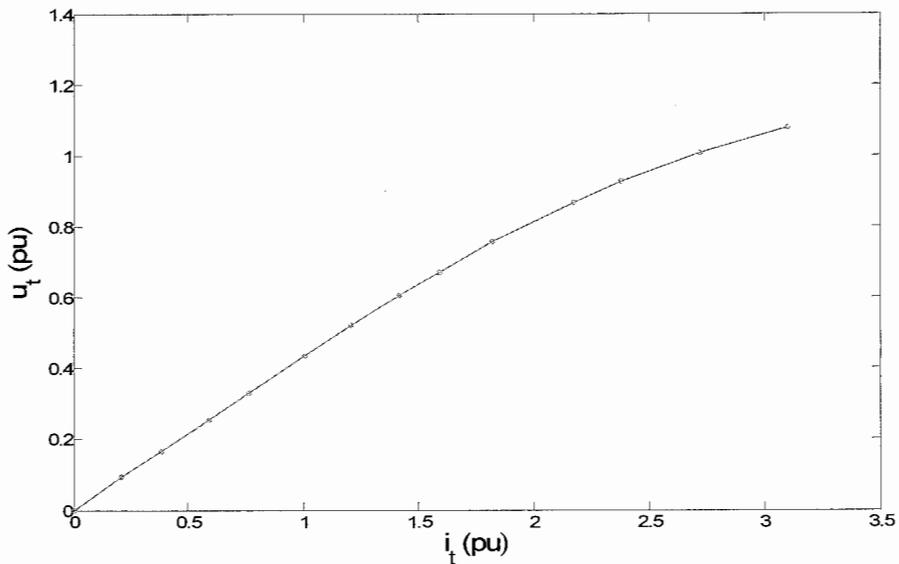


Figure 3-9 : Caractéristique « $u_t = f(i_t)$ ».

Le facteur de saturation se calcule avec (3-123).

$$\bar{u}_t = r_a \bar{i}_t + j\psi_t = (r_a + jx_a)\bar{i}_t + jx_m \bar{i}_t \approx jx_m \bar{i}_m = j\psi_{m, \text{vide}} \quad (3-122)$$

$$k_\psi = \frac{\psi_m}{x_m^0 \bar{i}_m} = \frac{u_t}{x_m^0 \bar{i}_t} \quad (3-123)$$

La caractéristique à vide de la figure 3-9 permet de trouver le degré de saturation en fonction du flux mutuel de la figure 3-10. Les différentes mesures permettent de déterminer un polynôme d'ordre « n ». La méthode des moindres carrés est utilisée pour déterminer les coefficients de ce polynôme. À faible f.m.m., la réactance reste constante.

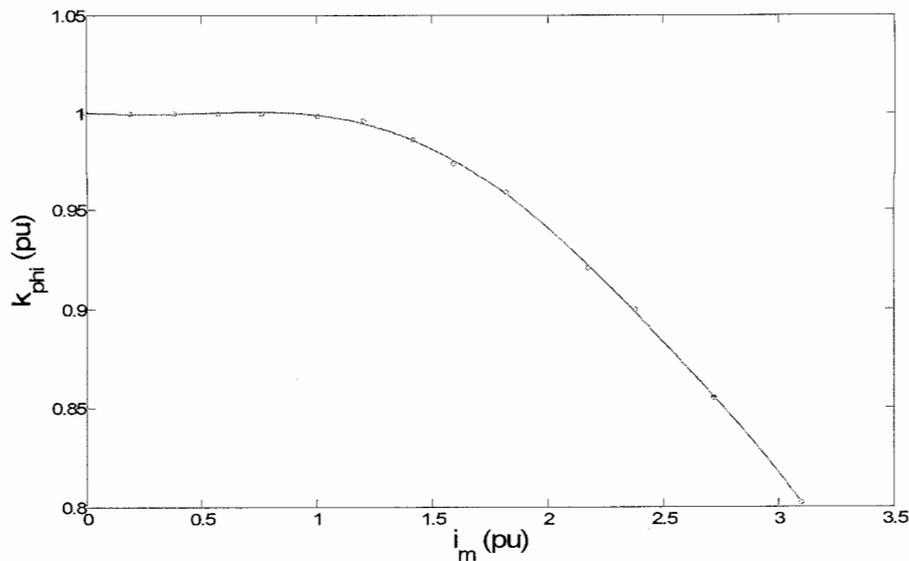


Figure 3-10 : Courbe de « $k_{\psi} = f(\psi_m)$ ».

L'intervalle linéaire fait apparaître la contrainte (3-125), cette contrainte produit l'égalité (3-126).

$$k_{\psi}(\psi_m) = \sum_{z=0}^n q_z \psi_m^z = q_0 + q_1 \psi_m^1 + \dots + q_n \psi_m^n \quad (3-124)$$

$$\frac{1}{x_m^0} \left. \frac{d(\psi_m(i_m))}{d(i_m)} \right|_{\psi=0} = 1 \quad (3-125)$$

$$q_0 = 1 \quad (3-126)$$

3.6 Exemple de calcul du modèle d'état électromécanique saturé de la machine asynchrone

Comment pouvons-nous tenir compte du niveau de la saturation de façon numérique dans le modèle d'état électromécanique saturé de la machine asynchrone? Dans un premier temps, le niveau de saturation doit être connu pour calculer les conditions initiales d'un essai. Dans la plupart des cas, les courants rotoriques ne peuvent être mesurés. Ils peuvent être relativement estimés si le degré de

saturation est connu. Le facteur de saturation est calculé à partir des courants de la machine. Les courants rotoriques et le facteur de saturation doivent être estimés ensemble. Ensuite, la simulation doit tenir compte de la saturation magnétique.

3.6.1 Paramètres de la machine asynchrone

Nous avons vu précédemment que la réactance mutuelle peut être approximée (voir la section 3.5). Dans une première approximation les paramètres électriques au stator et au rotor peuvent être mesurés en statique avec un moteur à rotor bobiné. Les paramètres mécaniques ont été identifiés. Le courant au rotor a une pulsation qui correspond au glissement. La prédiction de la pulsation du courant au rotor nécessite la simulation de la partie mécanique. Un essai de démarrage en moteur fait fortement varier la vitesse mécanique. Nous verrons l'identification au chapitre 5. Voici les paramètres de la machine asynchrone utilisée pour ce scénario de démarrage et d'amorçage de la section 3.8.5.

Tableau 3-2 : Paramètres de la machine asynchrone « Lab Volt ».

Paramètre	Valeur	Valeur réduite (pu)	Paramètre	Valeur	Valeur réduite (pu)
x_m^0	25,3584	0,8876			
r_a	0,6121	0,0215	r_A	2,3333	0,0817
x_a	1,1554	0,0404	x_A	1,1394	0,0399
D_{pu}	0,022585	0,5307	H	0,011347	1,0665

3.6.2 Calcul des grandeurs de référence et réduction des paramètres

Nous allons réduire en pu les paramètres de la machine asynchrone. La tension nominale est de 120 V et le courant nominale est de 4.2 A. Ces grandeurs sont des grandeurs efficaces. Nous pouvons calculer les grandeurs de référence à partir de ces valeurs nominales (voir tableau 3.1).

$$S_{base} = 3 \cdot V_n \cdot I_n = 3 \cdot (120) \cdot (4,2) = 1512 \text{ [Va]} \quad (3-127)$$

$$V_{s,base} = \sqrt{2} \cdot V_n = \sqrt{2} \cdot (120) = 169,7 \text{ [V]} \quad (3-128)$$

$$I_{s,base} = \sqrt{2} \cdot I_n = \sqrt{2} \cdot (4,2) = 5,939 \text{ [A]} \quad (3-129)$$

$$Z_{s,base} = \frac{V_{s,base}}{I_{s,base}} = \frac{169,7}{5,939} = 28,57 \text{ [\Omega]} \quad (3-130)$$

Les paramètres électriques peuvent être réduits avec l'impédance de base de stator ($Z_{s,base}$). Les grandeurs de référence au stator sont aussi utilisées comme grandeurs de références au rotor.

$$x_m^0 = \frac{X_m^0}{Z_{s,base}} = \frac{25,358}{28,57} = 0,8907 \text{ [pu]} \quad (3-131)$$

$$x_a = \frac{X_a}{Z_{s,base}} = \frac{1,1554}{28,57} = 0,0406 \text{ [pu]} \quad (3-132)$$

$$r_a = \frac{R_a}{Z_{s,base}} = \frac{0,6121}{28,57} = 0,0215 \text{ [pu]} \quad (3-133)$$

$$x_A = \frac{X_A}{Z_{s,base}} = \frac{1,1394}{28,47} = 0,0400 \text{ [pu]} \quad (3-134)$$

$$r_a = \frac{R_a}{Z_{s,base}} = \frac{2,3333}{28,47} = 0,0817 \text{ [pu]} \quad (3-135)$$

Nous devons calculer la vitesse mécanique de base ($\Omega_{m,base}$) pour réduire les paramètres mécaniques.

$$f_{base} = 60 \text{ [hz]} \quad (3-136)$$

$$\omega_n = 2\pi f_{base} = 2\pi(60) = 376,99 \text{ [rad/s]} \quad (3-137)$$

$$\Omega_{m,base} = \frac{\omega_n}{p_p} = \frac{376,99}{2} = 188,49 \text{ [rad/s]} \quad (3-138)$$

Les paramètres mécaniques peuvent être réduits :

$$D_{pu} = \frac{D_M \Omega_{m,base}^2}{S_{base}} = \frac{(0,02259) \cdot (188,49)^2}{1517,27} = 0,5307 \text{ [pu]} \quad (3-139)$$

$$H = \frac{2P_p J \Omega_{m,base}^2}{S_{base}} = \frac{2 \cdot (2)(0,01135)(188,49)^2}{1517,27} = 1,0665 \text{ [MW.s/MVA]} \quad (3-140)$$

3.6.3 Coefficients de la courbe de saturation

Voici les coefficients de la courbe de saturation. Ces coefficients sont utilisés dans les validations de la section 3.7.2 et de la section 3.8.5. Ils correspondent à la saturation de la machine synchrone « Lab Volt » décrite.

Tableau 3-3 : Coefficients de la courbe de saturation de la machine asynchrone.

q_7	q_6	q_5	q_4	q_3	q_2	q_1	q_0
-11,7679	45,4112	-69,8589	54,1465	-21,7843	3,8938	-0,2446	1,0023

3.6.4 Déterminer le degré de saturation

$$\theta(k_\psi) = [r_a \quad r_h \quad r_A \quad x_a \quad x_h \quad x_A \quad x_m^0 \cdot k_\psi \quad D \quad H] \quad (3-141)$$

$$\psi_m = x_m i_m = x_m \sqrt{i_{md}^2 + i_{mq}^2} = \sqrt{(\psi_d - \varepsilon x_a i_d)^2 + (\psi_q - \varepsilon x_a i_q)^2} \quad (3-142)$$

Les paramètres de la machine asynchrone définis dans le vecteur θ ne changent pas lors du comportement dynamique, à l'exception de la réactance mutuelle ($x_m = x_m^0 \cdot k_\psi$) qui varie pour tenir compte de la saturation. Nous voyons à la figure 3-9 (courbe de magnétisation) que la machine sature lorsque la tension terminale s'élève pour se rapprocher de la tension nominale. Voyant l'écart entre la droite d'entrefer et la courbe de magnétisation, il est important de considérer la saturation dans les simulations pour s'assurer de la fiabilité des résultats. L'équation (3-142) calcule le flux mutuel, et (3-124), le facteur de saturation. Comme dans le schéma de la figure 3-11, le facteur de saturation (k_ψ) est calculé à partir des courants du stator et des flux du stator à chaque pas de la simulation.

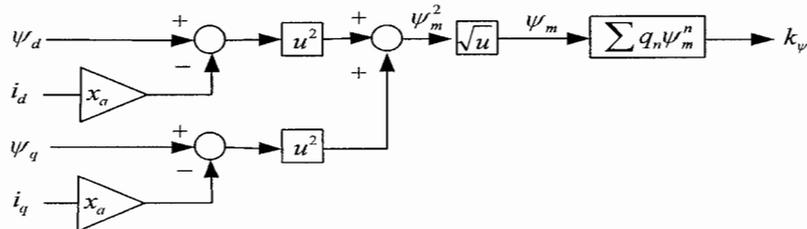


Figure 3-11 : Déterminer le degré de saturation.

La saturation influence les matrices d'état par le biais de la réactance mutuelle du vecteur de paramètres. Les matrices d'états sont recalculées pour tenir compte de la saturation à chaque pas de simulation, comme à la figure 3-12.

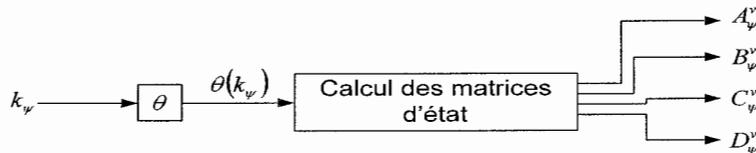


Figure 3-12 : Calculer les matrices d'états.

3.6.5 Calcul des conditions initiales

Le calcul des conditions initiales est directement influencé par cette réactance mutuelle. Nous avons vu que la réactance mutuelle est toujours saturée en charge. Comment pouvons-nous déterminer les conditions initiales en tenant compte du degré de saturation ? Voici une technique itérative permettant de déterminer les conditions initiales ainsi que le degré de saturation.

Dans un essai, il est possible de déduire les conditions initiales à l'aide des paramètres de la machine, de la tension du stator et du courant du stator. Dans des conditions de saturation, la réactance mutuelle ou le facteur de saturation doit être considéré comme une condition initiale. Comment pouvons-nous déterminer le degré de saturation? Commençons par calculer le courant avec la réactance mutuelle non saturée ($k_\psi = 1$) avec un seul circuit au rotor (voir figure 3-8).

$$\bar{z}_a = r_a + j \cdot x_a \quad (3-143)$$

$$\bar{z}_A = r_A / g + j \cdot x_A \quad (3-144)$$

$$\bar{z}_m = j \cdot x_m^0 \cdot k_\psi \quad (3-145)$$

$$\bar{z}_{mas} = \bar{z}_a + \frac{\bar{z}_m \cdot \bar{z}_A}{\bar{z}_m + \bar{z}_A} \quad (3-146)$$

$$\bar{i}_a = \frac{\bar{u}_t}{\bar{z}_{mas}} \quad (3-147)$$

$$\bar{u}_m = \bar{u}_t - \bar{z}_a \bar{i}_t = (u_d + ju_q) - (r_a + jx_a) \cdot (i_d + ji_q) \quad (3-148)$$

$$\bar{i}_A = \frac{\bar{u}_m}{\bar{z}_A} \quad (3-149)$$

$$\bar{i}_m = \bar{i}_t - \bar{i}_A \quad (3-150)$$

L'équation (3-143) présente l'impédance du stator (\bar{z}_a), (3-145) l'impédance de la branche de magnétisation (\bar{z}_m) et (3-146) l'impédance rotorique (\bar{z}_A). Nous calculons la tension aux bornes de la réactance de magnétisation à (3-148). Le courant du circuit rotorique et le courant traversant la branche de magnétisation sont aussi calculés. Nous pouvons ensuite déterminer la réactance de magnétisation à (3-151).

$$\bar{z}_m = \frac{\bar{u}_m}{\bar{i}_m} \approx jx_m \quad (3-151)$$

$$\psi_m = x_m^0 \cdot k_\psi \cdot i_m \quad (3-152)$$

$$k_\psi^* = \sum q_z \psi_m^z \quad (3-153)$$

$$erreur = |k_\psi - k_\psi^*| \quad (3-154)$$

Nous pouvons estimer la saturation et le courant du stator uniquement avec la tension terminale. Les équations de (3-143) à (3-152) permettent de calculer le flux mutuel sans l'influence de la saturation ($k_\psi = 1$). L'équation (3-153) détermine un nouveau facteur de saturation (k_ψ^*). Nous recalculons le flux mutuel avec le nouveau facteur de saturation ($k_\psi = k_\psi^*$). Ensuite, nous déterminons un nouveau facteur de saturation (3-153). Les étapes (3-143) à (3-154) sont répétées jusqu'à ce que

l'erreur calculée soit suffisamment petite ($erreur \leq 0,05$). L'organigramme de la figure 3-13 présente cet algorithme.

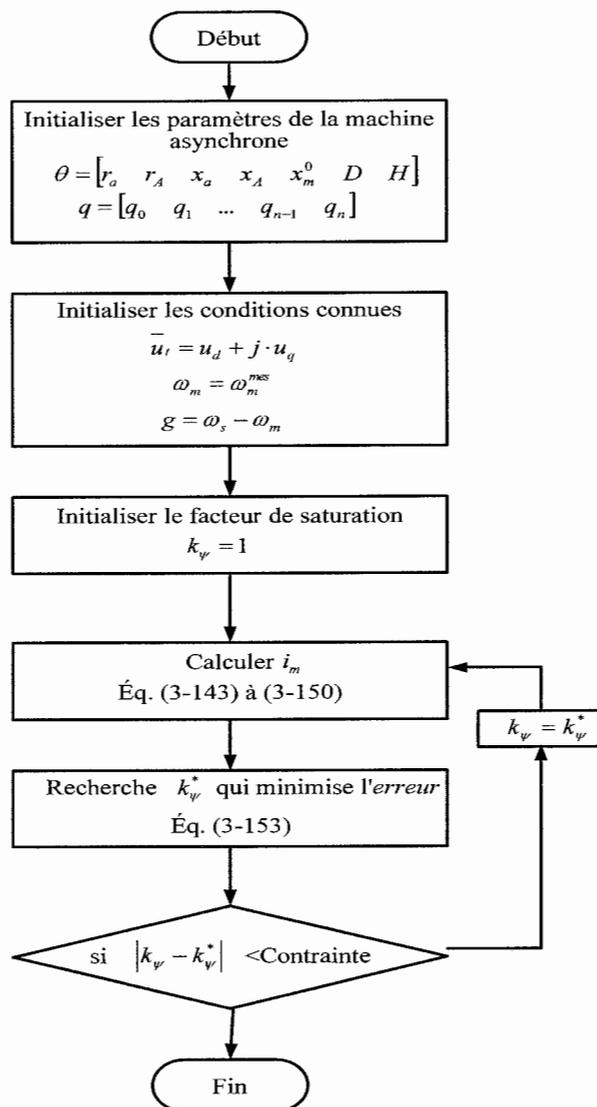


Figure 3-13 : Organigramme du calcul des conditions initiales avec prise en compte de la saturation magnétique.

Une fois la réactance de magnétisation calculée, le facteur de saturation (k_ψ) est évalué à l'aide de (3-153). Ensuite, les conditions initiales se calculent avec les équations (3-103) à (3-106) de la section 3.4.4. Le programme « *CalcCIMAS.m* » à l'annexe B présente cet algorithme.

3.6.6 Exemple de calcul des conditions initiales

Il convient d'utiliser les paramètres de la machine Lab-Volt du tableau 3-2 pour calculer les conditions initiales. Dans un régime permanent où la machine tourne sans charge mécanique ($\tau_m = 0$) à une vitesse de 1750 tours/min, nous obtenons les mesures de la tension « U_a » et du courant « I_a ».

Tableau 3-4 : Mesure dans un régime permanent.

Grandeur	Mesure
$U_{t,max}$	157,8 [V]
$U_a(t=0)$	-50,17 [V]
$I_{t,max}$	7,68 [A]
$I_a(t=0)$	-7,67 [A]
ω_m	1750 [tours/min]

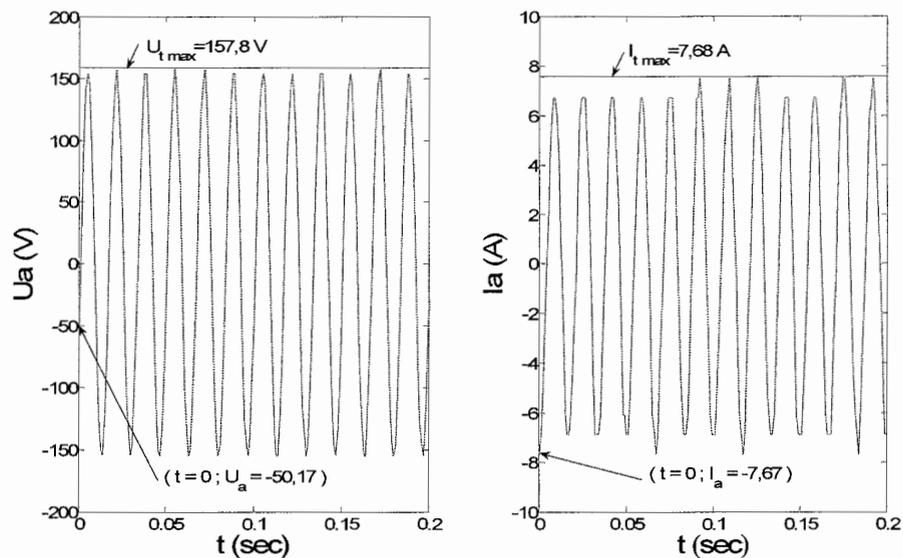


Figure 3-14 : Mesure d'un régime permanent.

Nous pouvons déterminer la tension terminale (\bar{u}_t) et le courant du stator (\bar{i}_t) dans ces mesures.

$$u_t = \frac{U_{t,max}}{V_{sref}} = \frac{157,8V}{169,7V} = 0,9298 \text{ (pu)} \quad (3-155)$$

$$\varphi_u = 360^\circ - \cos^{-1}\left(\frac{U_{a0}}{U_{t,\max}}\right) = 360^\circ - \cos^{-1}\left(\frac{-50,17}{157,8}\right) = 251,46^\circ \quad (3-156)$$

$$\bar{u}_t = u_t \angle \varphi_u = 0,9298 \angle 251,46 = -0,2956 - j0,8815(pu) \quad (3-157)$$

$$i_t = \frac{I_{t,\max}}{I_{sref}} = \frac{7,68A}{5,939V} = 1,293 (pu) \quad (3-158)$$

$$\varphi_i = 360^\circ - \cos^{-1}\left(\frac{I_{a0}}{I_{t,\max}}\right) = 360^\circ - \cos^{-1}\left(\frac{-7,67}{7,68}\right) = 182,93^\circ \quad (3-159)$$

$$\bar{i}_t = i_t \angle \varphi_i = 1,293 \angle 182,93 = -1,2913 - j0,0661(pu) \quad (3-160)$$

L'angle entre la tension et le courant donne :

$$\varphi = (U_a \wedge I_a) = 251,46^\circ - 182,93^\circ = 68,53^\circ \quad (3-161)$$

La vitesse mécanique en valeur réduite et le glissement donnent :

$$\omega_m = \frac{\Omega_m}{\Omega_{base}} = \frac{1750tr/s / \min}{1800tr/s / \min} = 0,9722(pu) \quad (3-162)$$

$$g = 1 - \omega_m = 0,0278 \quad (3-163)$$

Cherchons à évaluer la réactance de magnétisation.

$$\bar{u}_m = \bar{u}_t - Z_a \bar{i}_t \quad (3-164)$$

$$\bar{u}_m = 0,9298 \angle 251,46^\circ - (0,0215 + j0,0404) \cdot 1,293 \angle 182,93^\circ \quad (3-165)$$

$$\bar{u}_m = 0,8710 \angle -108,09^\circ(pu) \quad (3-166)$$

$$\bar{i}_A = \frac{\bar{u}_m}{Z_A} = \frac{0,871 \angle -108,09^\circ}{(0,0817 / 0,0278 + j0,0399)} = 0,2954 \angle -108,86^\circ \quad (3-167)$$

$$\bar{i}_m = \bar{i}_t - \bar{i}_A = 1,293 \angle 182,93^\circ - 0,2954 \angle -108,86^\circ = 1,2147 \angle 169,87^\circ \quad (3-168)$$

$$x_m \approx z_m = \frac{u_m}{i_m} = \frac{0,871}{1,2147} = 0,717(pu) \quad (3-169)$$

$$k_\psi = \frac{x_m}{x_m^0} = \frac{0,717}{0,8876} = 0,8077 \quad (3-170)$$

Nous obtenons le vecteur de commande « U_0 » suivant :

$$U_0 = \begin{bmatrix} u_t \cdot \cos(\varphi_u) \\ u_t \cdot \sin(\varphi_u) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,2956 \\ -0,8815 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-171)$$

Nous obtenons le vecteur des flux initiaux (ψ_0) suivant :

$$\psi_0 = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} = -(A_\psi^v)^{-1} \cdot B_\psi^v \cdot U_0 \quad (3-172)$$

$$\psi_0 = - \begin{bmatrix} -103,53 & 377 & 98,06 & 0 \\ -377 & -103,53 & 0 & 98,06 \\ 372,46 & 0 & -393,45 & 10,44 \\ 0 & 372,46 & -10,44 & -393,45 \end{bmatrix}^{-1} \cdot 377 \cdot I_{4,4} \cdot \begin{bmatrix} -0,2956 \\ -0,8815 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3-173)$$

$$\psi_0 = \begin{bmatrix} -0,8834 \\ 0,2686 \\ -0,8289 \\ 0,2763 \end{bmatrix} \quad (3-174)$$

Si nous calculons le couple induit (τ_e) et la vitesse mécanique (ω_m^{cal}). Cela donne :

$$\tau_e = \psi_0^T G_\psi \psi_0 \quad (3-175)$$

$$\tau_e = \begin{bmatrix} -0,8834 \\ 0,2686 \\ -0,8289 \\ 0,2763 \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} 0 & -25,54 & 0 & 0 \\ 25,54 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 24,19 & 0 & 0 \\ -24,19 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -0,8834 \\ 0,2686 \\ -0,8289 \\ 0,2763 \end{bmatrix} = 0,5180(pu) \quad (3-176)$$

$$\omega_m^{cal} = \frac{\varepsilon}{D} (\tau_e - \tau_m) = \frac{(1)}{0,5307} (0,5180 - 0) = 0,976(pu) \quad (3-177)$$

$$G_0 = [\psi_0 \quad \omega_m] ^T \quad (3-178)$$

La vitesse mécanique calculée (ω_m^{cal}) doit être assez près de la vitesse mécanique mesurée (ω_m^{mes}) aux fins de valider les calculs. Nous obtenons le vecteur de conditions initiales (G_0). Une simulation en régime permanent permettra la validation.

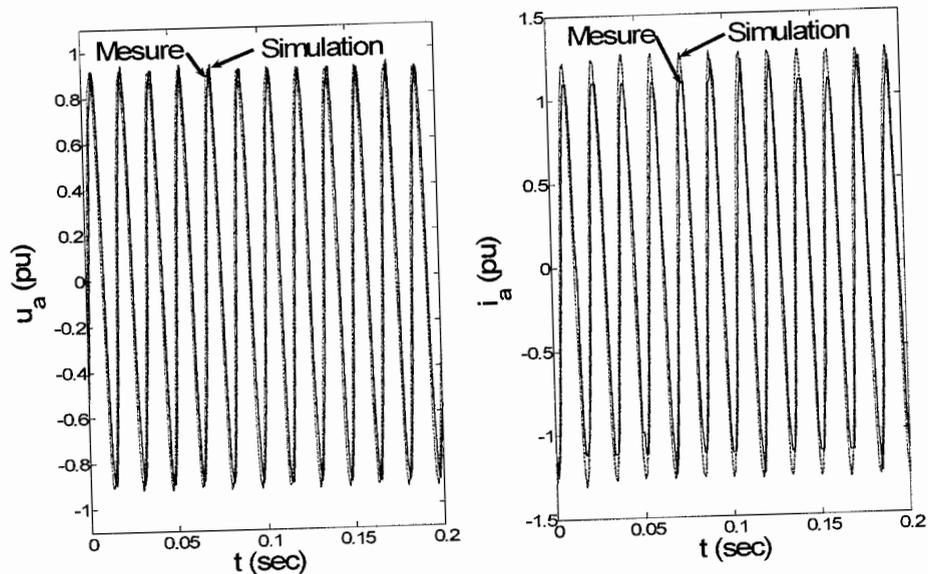


Figure 3-15 : Validation des conditions initiales.

La figure 3-15 montre que la simulation du modèle d'état avec les conditions initiales calculées donne de très bons résultats.

3.7 Analyse en mode moteur

3.7.1 Mise en œuvre numérique des essais dynamiques

3.7.1.1 Procédure de simulation

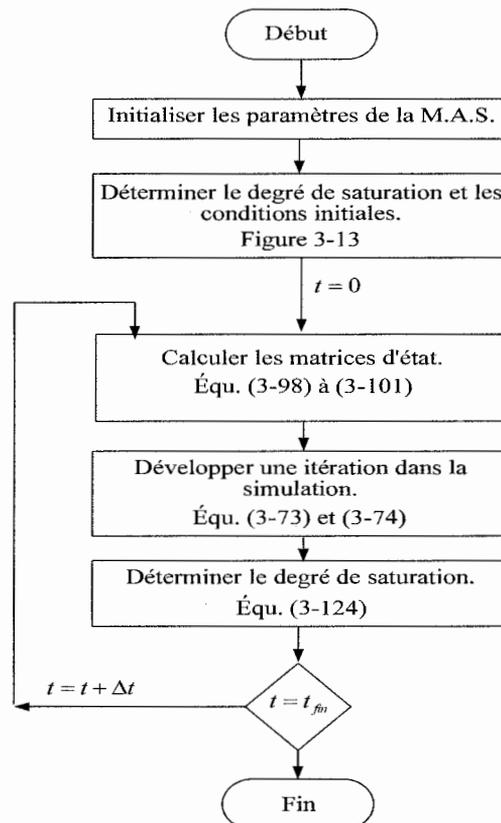


Figure 3-16 : Procédure de simulation d'un moteur asynchrone en régime dynamique

La procédure numérique d'analyse et de prédiction du comportement de la machine est résumée dans l'organigramme de la figure 3-16. La méthode proposée s'applique à la machine commandée en tension statorique et un couple mécanique. La saturation peut être ignorée ou prise en compte.

3.7.1.2 Schéma de la procédure

Nous retrouvons l'essentiel des schémas « Simulink » dans le schéma de la figure 3-17. L'annexe A contient les codes sources et les schémas « Simulink » utilisés pour la simulation du démarrage d'un moteur à la fin présent du document.

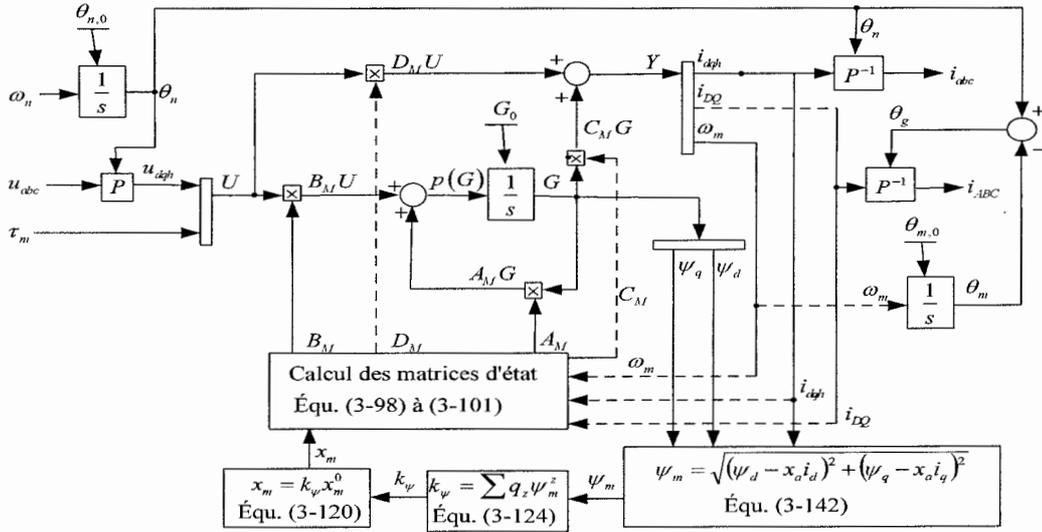


Figure 3-17 : Schéma de la procédure d'un moteur asynchrone.

3.7.1.3 Principe du démarrage

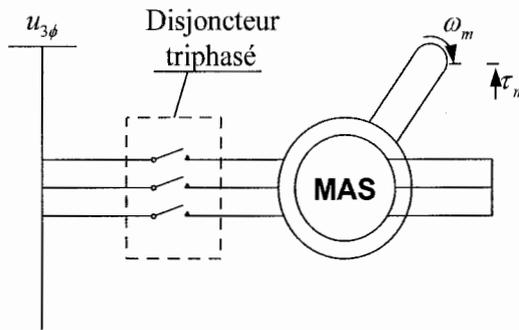


Figure 3-18 : Principe du démarrage d'un moteur asynchrone.

Initialement, la vitesse du rotor et le couple mécanique sont nuls. Le démarrage se produit par la fermeture du disjoncteur triphasé qui commande le moteur asynchrone. La tension d'alimentation venant du réseau est supposée stable et l'impédance des lignes de transmission nulles, les conditions initiales calculées par la procédure numérique de la figure 3-16 donnent le vecteur d'état suivant :

$$G_0 = [\psi_{d0} \quad \psi_{q0} \quad \psi_{h0} \quad \psi_{D0} \quad \psi_{Q0} \quad \omega_{m0}]^T = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \quad (3-179)$$

Le vecteur de commande est lui aussi nul :

$$U_0 = [u_{d0} \quad u_{q0} \quad u_{h0} \quad u_{D0} \quad u_{Q0} \quad \tau_{m0}]^T = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \quad (3-180)$$

À la fermeture du disjoncteur triphasé, le vecteur de commande devient :

$$U = [u_d \quad u_q \quad u_h \quad u_D \quad u_Q \quad \tau_m]^T = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]^T \quad (3-181)$$

L'application de la procédure de la figure 3-16 conduit aux résultats de la figure 3-19.

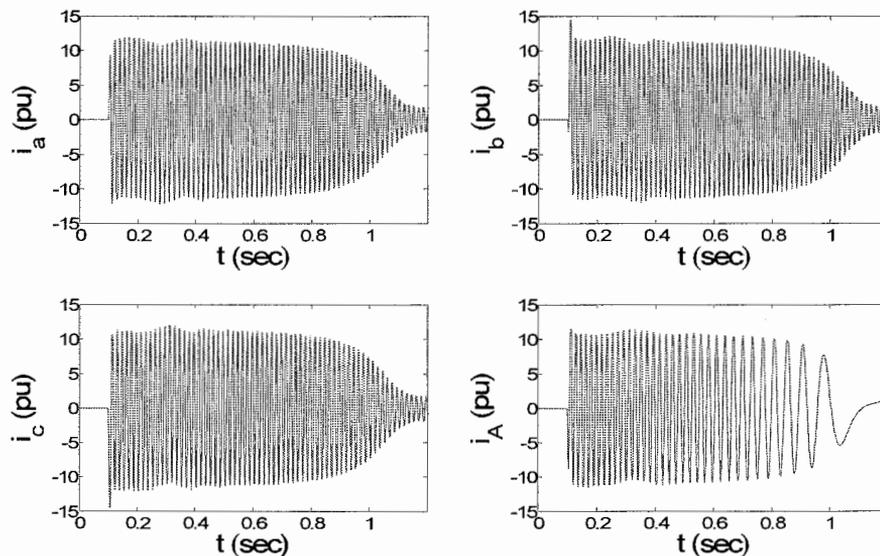


Figure 3-19 : Courants du stator et courant du rotor.

3.7.2 Validation du modèle avec un essai de démarrage

Le démarrage est un essai qui permet de valider le modèle aussi bien que les paramètres électromécaniques. Le schéma de câblage de la figure 3-20 montre que dans cet essai nous mesurons les courants du stator et un courant du rotor pour les valider avec le modèle. La mesure de la tension « u_a » sert à reconstruire les tensions de commande dans la simulation. Les paramètres de la machine asynchrone utilisée sont présentés dans le tableau 3-2 et les paramètres de la saturation, dans le tableau 3-3. Dans cet essai, aucune charge mécanique n'est appliquée sur le rotor du moteur.

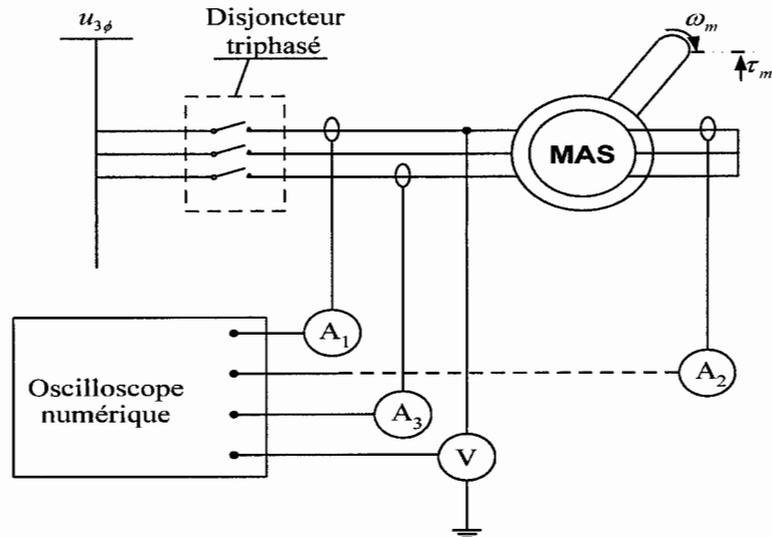


Figure 3-20 : Mesure des courants du stator et du courant rotorique lors du démarrage d'un moteur à induction.

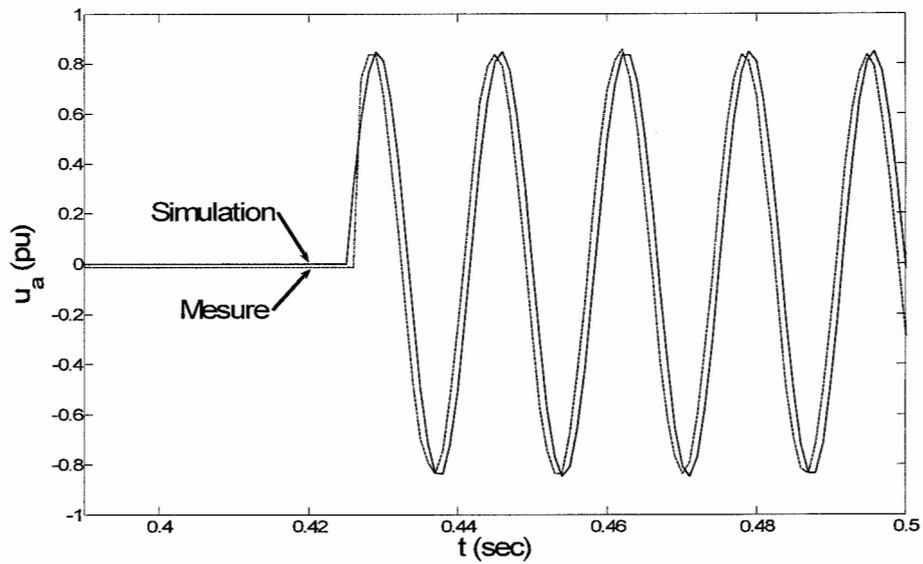


Figure 3-21 : Tension « u_a » mesurée et tension simulée lors d'un démarrage à vide.

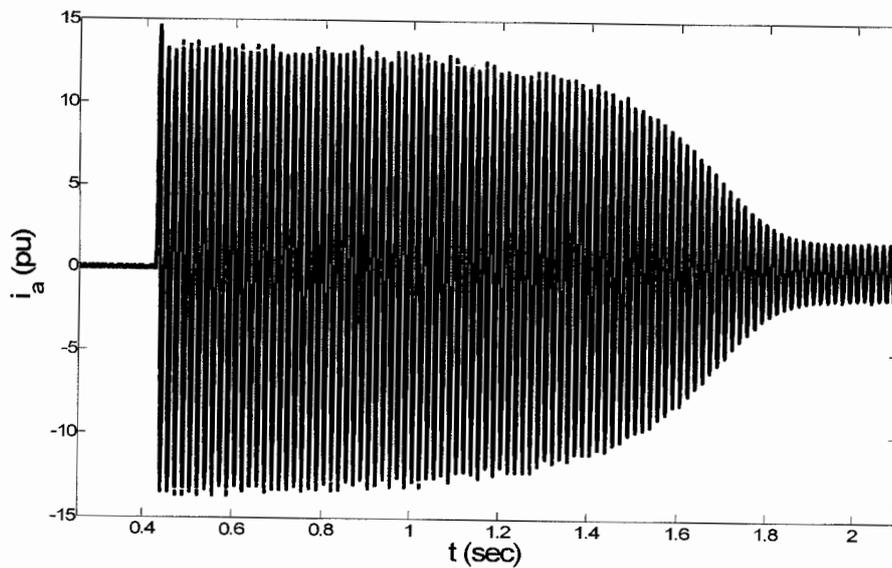


Figure 3-22 : Courant « i_a » mesuré et simulé lors d'un démarrage à vide.

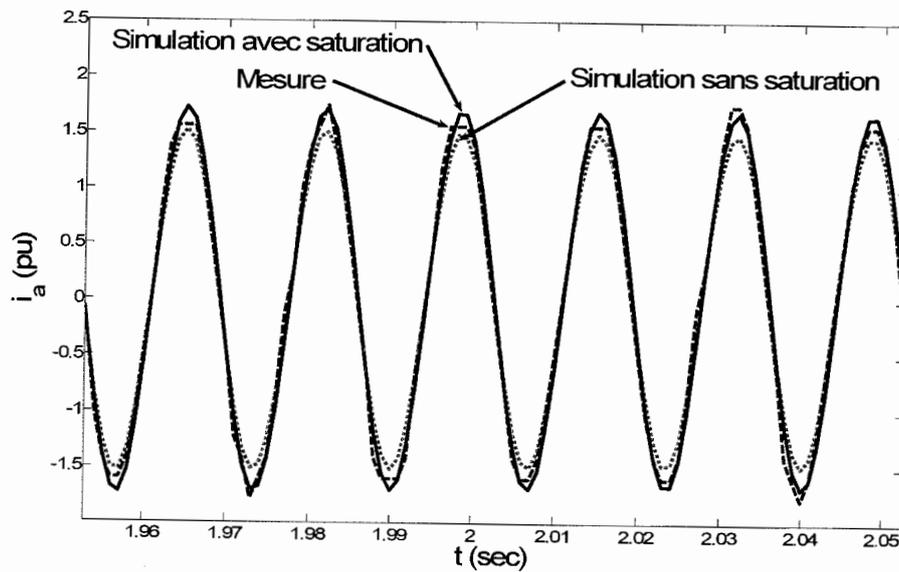


Figure 3-23 : Agrandissement du courant « i_a » mesuré et simulé lors d'un démarrage à vide.

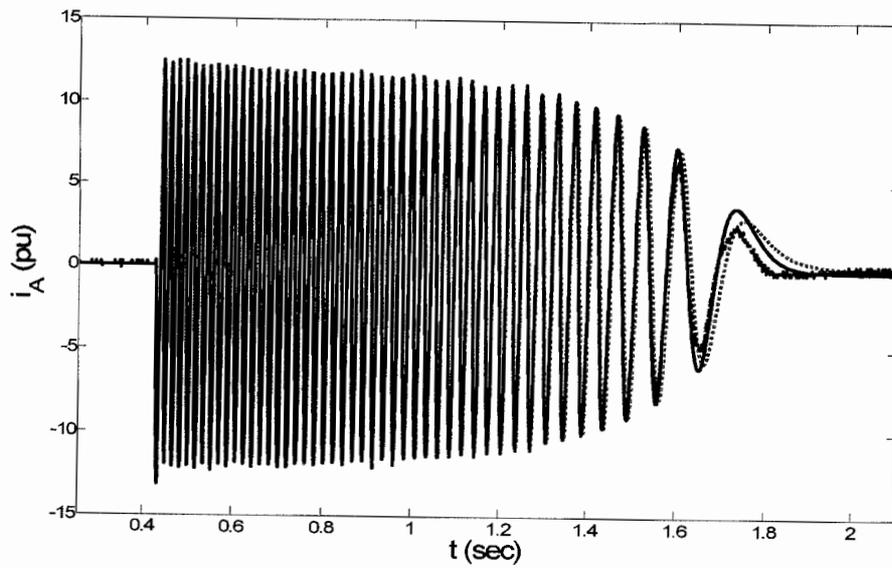


Figure 3-24 : Courant « i_A » lors d'une démarrage à vide.

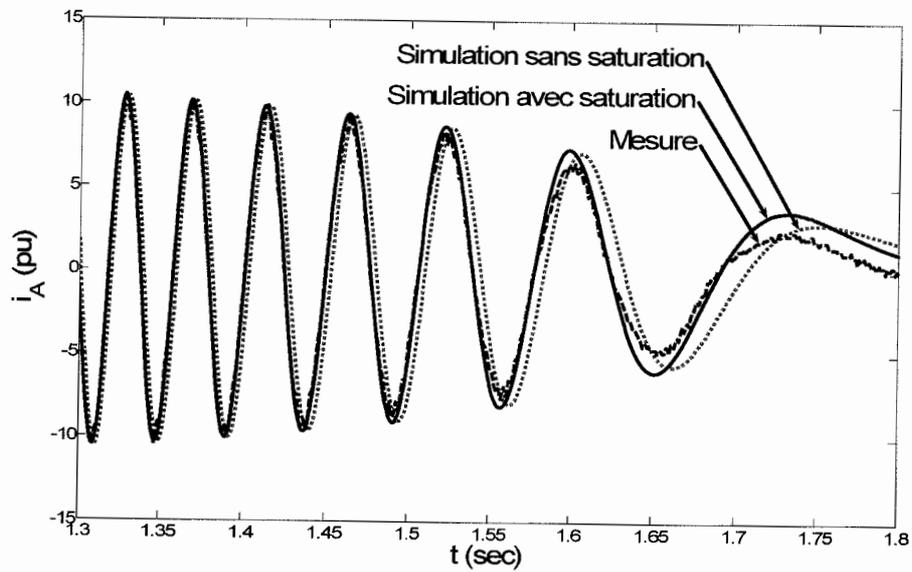


Figure 3-25 : Agrandissement du courant « i_A » lors d'un démarrage à vide.

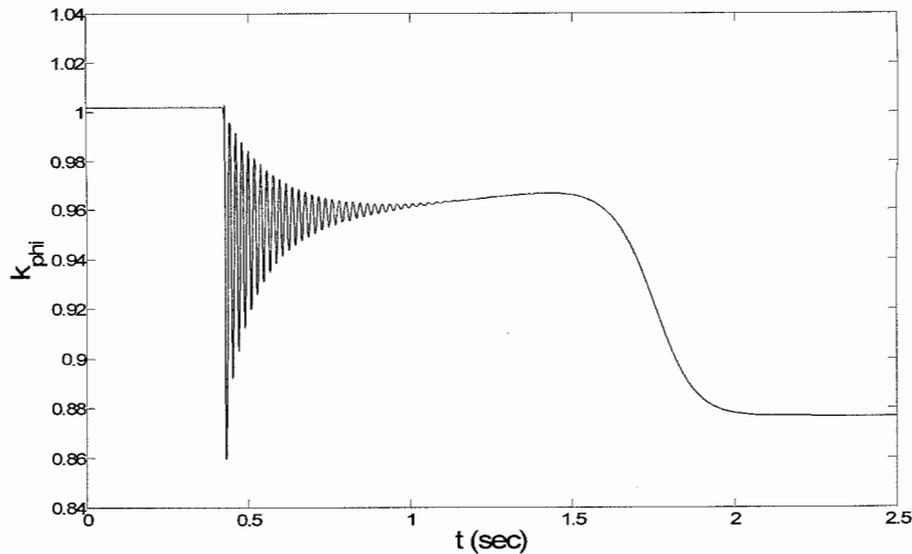


Figure 3-26 : Facteur de saturation « k_{ψ} » lors d'un démarrage à vide.

3.7.3 Discussions

La comparaison des mesures et des simulations montre que le modèle donne de bons résultats. Le modèle permet de prédire aussi bien les courants du stator que les courants rotoriques. Nous observons quand même une différence entre les mesures et les courants obtenus dans la validation. L'écart vient des paramètres qui ont été mesurés expérimentalement. Les paramètres exacts de cette machine sont inconnus.

La machine asynchrone à rotor bobiné a une réactance de fuite rotorique proche de la réactance de fuite du stator. Nous voyons que le courant du stator de la figure 3-22 a la même enveloppe et la même amplitude que le courant rotorique de la figure 3-24.

La figure 3-24 montre qu'au démarrage à vide, il y a peu de différence entre le modèle linéaire et le modèle non linéaire. Le moteur sans charge exige peu de courant. Toujours à la figure 3-24, nous voyons que la pulsation électrique du courant rotorique simulé est assez fidèle au courant mesuré.

À la figure 3-26, la saturation est saccadée au démarrage en raison de la faible inertie du rotor. La saturation converge lorsque la machine atteint son régime permanent.

Les mesures prises et le modèle d'état électromécanique saturé de la machine asynchrone pourraient être utilisés pour l'identification des paramètres électromécaniques.

Il aurait été intéressant de mesurer la vitesse mécanique du rotor. Cette mesure aurait permis de valider les paramètres mécaniques : le coefficient de frottement et le coefficient d'inertie.

En conclusion, le modèle de la machine asynchrone en mode moteur permet de simuler le comportement dynamique. Il permet de prédire aussi bien les courants du stator que les courants du rotor. Il est difficile de commenter l'impact de la saturation magnétique avec les essais considérés. La prédiction du modèle linéaire ressemble à la prédiction du modèle non linéaire.

3.8 Fonctionnement en génératrice asynchrone auto excitée (GAAE)

Dans la présente section, nous expliquerons comment mettre en œuvre et simuler l'amorçage d'une génératrice asynchrone auto excitée (GAAE) en simple shunt. L'amorçage d'une génératrice ressemble beaucoup à l'amorçage d'une génératrice DC shunt, dont le circuit d'excitation est branché en parallèle. La GAAE utilise un banc de condensateur pour créer un courant d'excitation au stator de la machine contrairement à la génératrice DC shunt.

La rotation du rotor avec le flux de rémanence dans le fer du rotor produit une force électromotrice dans les bobines du stator. Cette force appliquée aux bornes du condensateur crée un courant de magnétisation. Le courant de magnétisation produit un champ d'entrefer, ce champ additionné au champ de rémanence produit une force électromotrice encore plus grande. Avec une vitesse d'entraînement constante et une capacité d'excitation donnée, la machine atteint un certain degré de saturation et la tension terminale cesse de croître.

En négligeant la chute de tension au stator de la machine, la tension terminale correspond au point de croisement de la courbe de magnétisation et la tension aux bornes du condensateur. La figure 3-

27 montre ce croisement. La tension terminale reste stable tant que la machine est saturée (Boldea et Nasar, 2002).

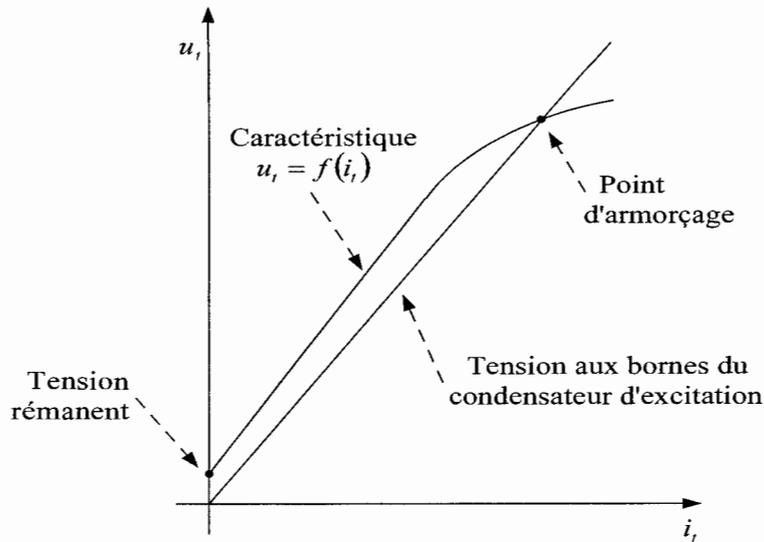


Figure 3-27 : Caractéristique d'amorçage.

3.8.1 Circuit équivalent d'une génératrice asynchrone auto excitée (GAAE) en simple shunt

La figure 3-28 illustre le circuit équivalent de la GAAE en simple shunt. Ce circuit est utilisé pour des analyses en régime permanent où les réactances se calculent avec la pulsation de base. Normalement, la pulsation électrique du circuit n'est pas stable et ne correspond pas à la pulsation de base. Le schéma de la figure 3-28 n'est pas valable pour représenter la GAAE en simple shunt (Chatelain, 1983; Luca, 2004; Simões, 2004).

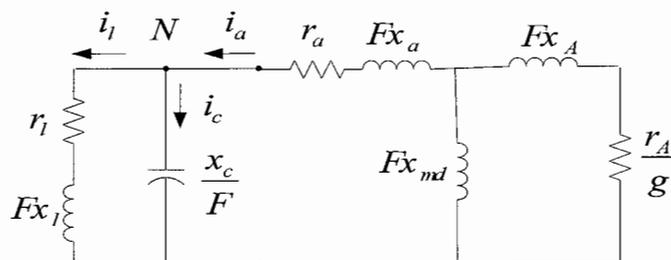


Figure 3-28 : Circuit équivalent de la GAAE en simple shunt.

Introduisons le ratio « F », qui correspond au rapport de la pulsation électrique (ω_s) sur la pulsation de base (ω_{base}) afin de minimiser les changements du circuit équivalents. Le ratio « F » s'exprime en unité réduite (pu) (Boldea et Nasar, 2002).

$$F = \frac{f_s}{f_{base}} = \frac{\omega_s}{\omega_{base}} = \frac{\Omega_s}{\Omega_{base}} \quad (3-182)$$

$$x_{l,\omega_s} = \omega_s l = \omega_n l F = x_{l,\omega_n} F \quad (3-183)$$

$$x_{c,\omega_s} = \frac{1}{\omega_s c} = \frac{1}{\omega_n c F} = \frac{x_{c,\omega_n}}{F} \quad (3-184)$$

Le circuit équivalent est obtenu en multipliant le ratio F aux réactances inductives et en divisant par « F » les réactances capacitives. La pulsation électrique n'affecte pas l'impédance des résistances. Nous obtenons la nouvelle expression du glissement en valeur réduite en remplaçant la pulsation électrique dans (3-185).

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_m}{\Omega_s} = \frac{\Omega_s}{\Omega_{base}} \frac{\Omega_m}{\Omega_{base}} = \frac{F - \omega_m}{F} \quad (3-185)$$

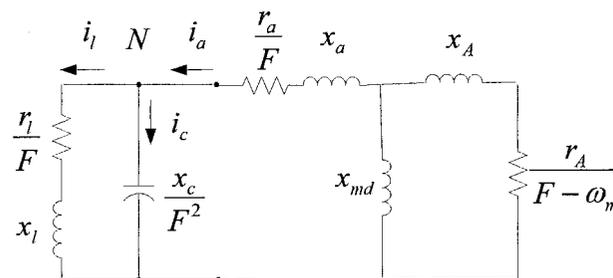


Figure 3-29 : Circuit équivalent de la GAAE en simple shunt en fonction de F .

Nous retrouvons le nouveau schéma équivalent d'un GAAE en simple shunt à la figure 3-29. Nous avons utilisé dans cette figure les transformations apportées par les équations (3-183), (3-184) et (3-185). Tous les paramètres ont été divisés par le ratio « F ». La figure 3-29 prend en considération la pulsation électrique, contrairement à la figure 3-28. De plus, cette figure s'exprime en fonction de

la vitesse d'entraînement (ω_m). Tous les paramètres sont considérés constants, à l'exception de la réactance de magnétisation « x_m » dans ce circuit. La saturation de la machine influence la réactance de magnétisation (Alolah, 2000; Luca, 2004).

3.8.2 Calcul des condensateurs d'amorçage : Méthodologie

Le calcul d'amorçage s'inspire de l'analyse nodale de l'admittance (Alolah, 2000; Shridhar, 1996; Luca, 2004) qui permet de trouver la valeur minimale de la capacité pour que le GAEE soit fonctionnel pour différents cas de charges et de vitesses. En remplaçant les inconnues, cette méthode permet de déterminer le niveau de saturation de la génératrice en fonction de la valeur du banc de condensateur d'excitation.

À la figure 3-29, le nœud « N » correspond au nœud terminal de la GAEE. Selon la loi de Kirchhoff, la somme des courants dans un nœud est nulle. L'équation (3-186) donne la somme des courants à ce point « N ». L'équation (3-187) exprime la somme des admittances multipliée à la tension terminale ou à la somme des courants. La somme des admittances doit être nulle même si la tension terminale est non nulle ($u_t \neq 0$)

$$\sum i = i_{mas} + i_c + i_t = 0 \quad (3-186)$$

$$(y_{mas} + y_c + y_t)u_t = 0 \quad (3-187)$$

$$y_{mas} + y_c + y_t = 0 \quad (3-188)$$

La somme des admittances de (3-188) devient un système de deux équations à deux inconnues :

$$\begin{matrix} \text{Re}\{y_t\} \\ \text{Im}\{y_t\} \end{matrix} \Leftrightarrow \text{Re}^2\{y_t\} + \text{Im}^2\{y_t\} = |y_t|^2 = 0 \quad (3-189)$$

L'équation (3-189) formule la fonction objective à minimiser. Selon le problème posé, deux inconnues peuvent être trouvées, soit « F » et « x_c » ou « F » et « x_m ». Nous voulons ici déterminer les valeurs de condensateurs d'excitation. Après l'amorçage de la machine, le niveau de

saturation qu'elle doit atteindre pendant de l'amorçage est considéré comme connue ou la réactance de magnétisation « x_m^s » (Boldea et Nasar, 2002).

$$x_m^s = k_\psi x_m^0 \quad (3-190)$$

3.8.3 Modèle d'état électromécanique d'une génératrice asynchrone

Nous voyons le schéma synoptique d'une génératrice asynchrone triphasé en fonctionnement autonome à la figure 3-30. La génératrice asynchrone est entraînée par un moteur synchrone dans nos essais. La vitesse reste synchrone au cours des expériences. Le présent modèle est dépouillé de la partie mécanique et d'un régulateur, comme le modèle de Luca (Luca, 2004). La connexion simple shunt avec une charge résistive inductive est réalisée. Ce schéma nous permet de décrire le modèle d'état de la génératrice (Luca, 2004).

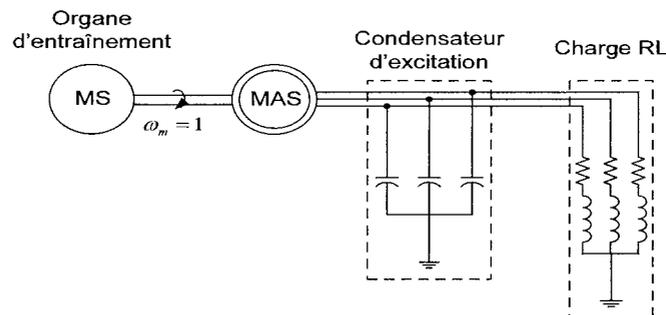


Figure 3-30 : Schéma de la génératrice asynchrone autonome avec une charge RL.

Dans mes validations, un moteur entraîne la GAAE. La vitesse reste constante à la vitesse de synchronisation. La figure 3-30 montre le schéma synoptique de la génératrice. Dans ce modèle, la connexion simple « shunt » avec une charge résistive inductive est réalisée. Cette GAAE simplifiée de Lucas (Lucas, 2004) se résume en trois sous modèles : la partie électrique de la machine asynchrone, les condensateurs d'excitations et la charge R-L simple « shunt ». Les équations électriques ont été élaborées à la section 3.4.2. La figure 3-31 montre que la tension au stator correspond à la tension aux bornes du condensateur et de la charge quand ceux-ci sont connectés. Le courant de la génératrice correspond à la somme du courant traversant les condensateurs d'excitation et le courant consommé par la charge RL.

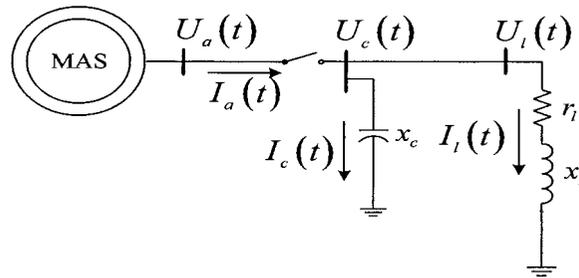


Figure 3-31 : Génératrice asynchrone connectée à un banc de condensateur et une charge RL.

3.8.3.1 Modèle électrique de la génératrice asynchrone

Utilisons l'indice « n » pour désigner ce qui se rapporte au modèle de la génératrice asynchrone, l'indice « a » pour stator et l'indice « r » pour rotor. Le modèle ne montre qu'un seul circuit rotorique dans chacun des axes, qui sont court-circuités. Le vecteur de commande, le vecteur d'état et le vecteur de sortie deviennent :

$$U_n(t) = \begin{bmatrix} V_a^t(t) & V_r^t(t) \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} u_d(t) & u_q(t) & u_h(t) & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (3-191)$$

$$G_n(t) = \psi_n(t) = \begin{bmatrix} \psi_d(t) & \psi_q(t) & \psi_h(t) & \psi_D(t) & \psi_Q(t) \end{bmatrix}^T \quad (3-192)$$

$$Y_n(t) = i_n(t) = \begin{bmatrix} i_d(t) & i_q(t) & i_h(t) & i_D(t) & i_Q(t) \end{bmatrix}^T \quad (3-193)$$

Les matrices d'état sont représentées par les équations (3-88), (3-89), (3-91) et (3-92).

3.8.3.2 Modèle du circuit d'excitation avec bancs de condensateurs

Utilisons l'indice « c » pour désigner ce qui se rapportent au modèle du circuit d'excitation.

L'équation différentielle d'un condensateur s'écrit comme suit :

$$V_c(t) = \frac{1}{C_c} \int I_c(t) dt + V_{c0} \quad (3-194)$$

En dérivant les deux côtés de l'équation on obtient :

$$\frac{dV_c(t)}{dt} = \frac{1}{C_c} I_c(t) \quad (3-195)$$

Cette équation donne sous forme de Park et sous sa forme réduite :

$$p(G_c(t)) = p(u_c(t)) = [c_c]^{-1} i_c(t) - \omega_n \omega_s \Xi u_c(t) = A_c G_c(t) + B_c U_c(t) \quad (3-196)$$

Et sous la forme d'équation d'état, où les variables d'état sont les tensions et les commandes sont les courants entrants dans la branche du condensateur d'excitation :

$$G_c(t) = u_c(t) = [u_{cd}(t) \quad u_{cq}(t) \quad u_{ch}(t)]^T \quad (3-197)$$

$$U_c(t) = i_c(t) = [i_{cd}(t) \quad i_{cq}(t) \quad i_{ch}(t)]^T \quad (3-198)$$

$$A_c = -\omega_n \omega_s \Xi \quad (3-199)$$

$$B_c = [c_c]^{-1} \quad (3-200)$$

L'équation d'observation donne les tensions de sortie.

$$Y_c(t) = u_c(t) = [u_{cd}(t) \quad u_{cq}(t) \quad u_{ch}(t)]^T \quad (3-201)$$

où

$$C_c = I_{3,3} \quad (3-202)$$

$$D_c = 0_{3,3} \quad (3-203)$$

3.8.3.3 Le modèle de la charge

Utilisons l'indice « l » pour signifier ce qui se rapporte au modèle de la charge. L'équation dynamique de la charge se décrit par l'expression suivante :

$$V_l(t) = R_l I_l(t) + \frac{d\Psi_l(t)}{dt} \quad (3-204)$$

Sous la forme réduite et dans la forme de Park, l'équation (3-192) donne l'expression suivante :

$$p(\psi_l(t)) = \omega_n u_l(t) - \omega_n r_l i_l(t) - \omega_n \omega_a \Xi \psi_l(t) \quad (3-205)$$

En remplaçant le flux par l'expression en fonction du courant, on obtient l'expression d'état suivante :

$$\begin{aligned} p(G_l(t)) &= p(i_l(t)) = \omega_n x_l^{-1} u_l(t) - \omega_n (x_l^{-1} r_l i_l(t) + \omega_s \Xi x_l^{-1}) i_l(t) \\ &= A_l G_l + B_l U_l \end{aligned} \quad (3-206)$$

Sous la forme d'équation d'état, où les variables d'état sont les courants qui traversent la charge et les commandes forment la tension terminale aux bornes de la génératrice.

$$G_l(t) = i_l(t) = [i_{ld}(t) \quad i_{lq}(t) \quad i_{lh}(t)]^T \quad (3-207)$$

$$U_l(t) = u_l(t) = [u_{ld}(t) \quad u_{lq}(t) \quad u_{lh}(t)]^T \quad (3-208)$$

$$A_l = -\omega_n (x_l^{-1} r_l + \omega_s \Xi) \quad (3-209)$$

$$B_l = \omega_n x_l^{-1} \quad (3-210)$$

L'équation d'observation donne les courants qui traversent la charge.

$$Y_l = i_l(t) = [i_{ld}(t) \quad i_{lq}(t) \quad i_{lh}(t)]^T \quad (3-211)$$

où

$$C_l = I_{3,3} \quad (3-212)$$

$$D_l = 0_{3,3} \quad (3-213)$$

3.8.3.4 Le modèle complet de la génératrice autonome

Nous utiliserons l'indice « G » pour signifier ce qui se rapporte à la génératrice autonome. Le branchement de ces sous modèles pour construire un modèle complet nécessite la construction de nouvelles matrices d'état. Le modèle s'inspire de celui de Luca (Luca, 2004). Le modèle de la

machine asynchrone et le modèle de charge sont commandés par la tension aux bornes des condensateurs d'excitation.

$$V_a(t) = V_l(t) = V_c(t); \quad u_n(t) = u_l(t) = u_c(t) \quad (3-214)$$

La dérivée du flux de la génératrice ne dépend pas d'une commande externe.

$$p(\psi_n(t)) = A_n \psi_n(t) + B_n u_c(t) = [A_n \quad B_n] [\psi_n^T(t) \quad u_c^T(t)]^T \quad (3-215)$$

La dérivée du courant traversant la charge R-L ne dépend pas d'une commande externe.

$$p(i_l(t)) = A_l i_l(t) + B_l u_c(t) = [A_l \quad B_l] [i_l^T(t) \quad u_c^T(t)]^T \quad (3-216)$$

Le courant traversant les condensateurs d'excitation est donné par la différence entre le courant du stator sortant de la machine asynchrone et le courant traversant la charge R-L.

$$i_c(t) = i_a(t) - i_l(t) = X_{mas}^{-1} \psi_n(t) - i_l(t) \quad (3-217)$$

La dérivée de la tension aux bornes des condensateurs d'excitation ne dépend pas d'une commande externe.

$$p(u_c(t)) = A_c u_c(t) + B_c (X_{mas}^{-1} \psi_n(t) - i_l(t)) \quad (3-218)$$

$$p(u_c(t)) = [A_c \quad B_c X_{mas}^{-1} \quad -B_c] [u_c^T(t) \quad \psi_n^T(t) \quad i_l^T(t)]^T \quad (3-219)$$

En intégrant (3-215), (3-216) et (3-219), l'équation d'état et l'équation d'observation deviennent :

$$p \begin{bmatrix} \psi_n^T(t) & u_c^T(t) & i_l^T(t) \end{bmatrix}^T = A_G \begin{bmatrix} \psi_n^T(t) & u_c^T(t) & i_l^T(t) \end{bmatrix}^T + B_G U_G(t) \quad (3-220)$$

$$\begin{aligned} Y(t) &= \begin{bmatrix} i_n^T(t) & u_c^T(t) & i_l^T(t) \end{bmatrix}^T \\ &= C_G \begin{bmatrix} \psi_n^T(t) & u_c^T(t) & i_l^T(t) \end{bmatrix}^T + D_G U_G(t) \end{aligned} \quad (3-221)$$

Où les matrices d'état sont :

$$A_G = \begin{bmatrix} A_n & B_n & 0_{5,3} \\ B_c X_{mas}^{-1} & A_c & -B_c \\ 0_{3,5} & B_l & A_l \end{bmatrix} \quad (3-222)$$

$$B_G = [0_{11,1}] \quad (3-223)$$

$$C_G = \begin{bmatrix} X_{mas}^{-1} & 0_{5,6} \\ 0_{6,5} & I_{6,6} \end{bmatrix} \quad (3-224)$$

$$D_G = [0_{11,1}] \quad (3-225)$$

3.8.3.5 Paramètres de la machine asynchrone

La même machine asynchrone qu'à la section 3.6.1 a été utilisée pour valider le modèle de la GAAE. Les paramètres utilisés sont décrits dans le tableau 3-2. Le comportement de la saturation réagit de la même manière qu'en mode moteur. Les coefficients de la courbe de saturation figurent au tableau 3-3.

3.8.4 Mise en œuvre numérique des essais dynamiques

3.8.4.1 Procédure

L'initialisation des paramètres de la GAAE inclue l'initialisation des paramètres du circuit d'excitation et du circuit de la charge R-L. La saturation peut être prise en compte comme en mode moteur. À l'amorçage, la tension du stator s'élève jusqu'à ce que la machine sature. Les conditions initiales sont calculées de la même manière qu'en mode moteur mais avec $\varepsilon = -1$.

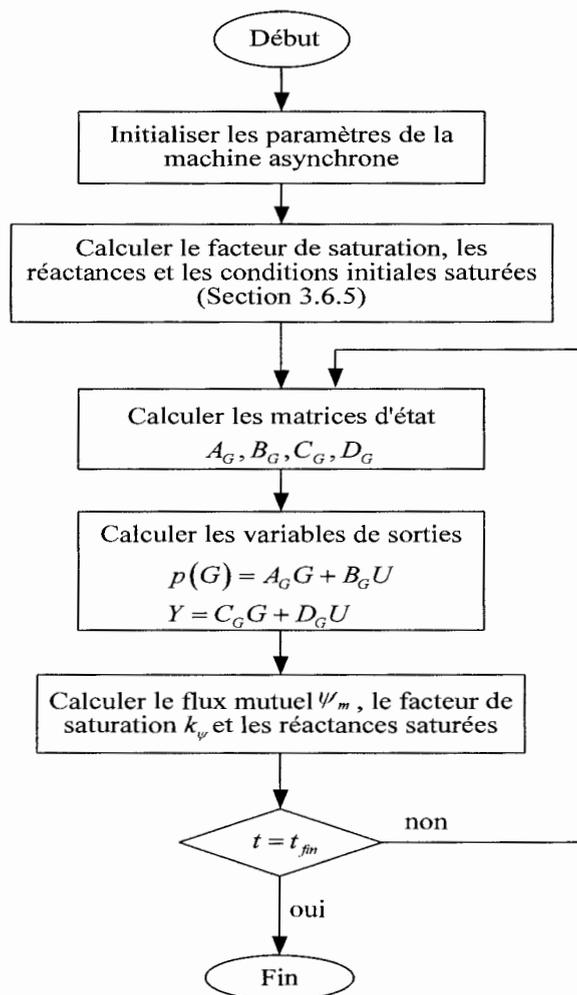


Figure 3-32 : Procédure numérique d'amorçage d'une génératrice.

3.8.4.2 Schéma de la procédure

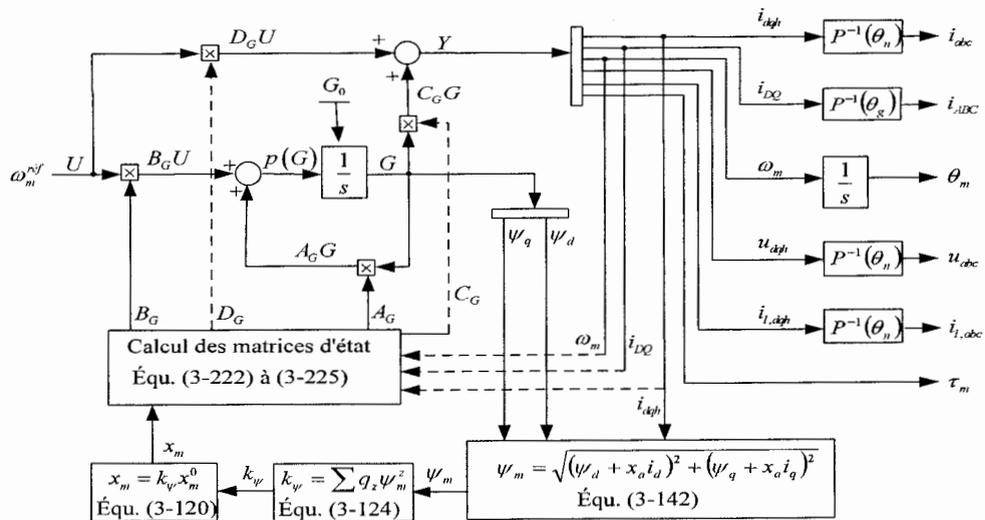


Figure 3-33 : Schéma de la procédure d'une GAAE en simple « shunt ».

Le schéma de la figure 3-33 ressemble beaucoup à celui de la figure 3-17. Les figures de sortie nous donnent les courants de la machine, les tensions du stator et les courants traversant la charge R-L.

3.8.4.3 Principe d'amorçage

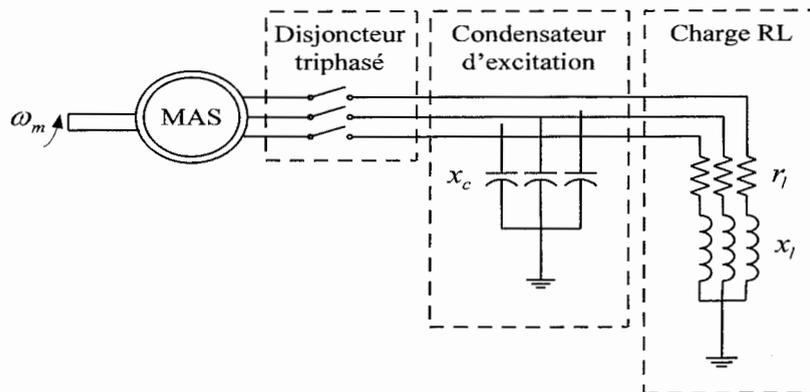


Figure 3-34 : Principe d'amorçage d'une GAAE en simple « shunt ».

Dans un mode génératrice, le rotor est entraîné à la vitesse de synchronisme. L'amorçage débute lorsque le disjoncteur triphasé reliant la génératrice aux condensateurs d'excitation se ferme.

Initialement, la tension est produite par la rotation du rotor et le flux de rémanence dans le fer du rotor. L'amorçage ne se produit pas dans des conditions initiales nulles (Simões, 2004).

$$G_0 = \begin{bmatrix} \psi_{d0} & \psi_{q0} & \psi_{D0} & \psi_{Q0} & \omega_{m0} & u_{d0} & u_{q0} & i_{d0} & i_{q0} & \tau_m \end{bmatrix} \quad (3-226)$$

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

L'application de la procédure de la figure 3-32 conduit aux résultats de la figure 3-35 avec les conditions initiales (3-226).

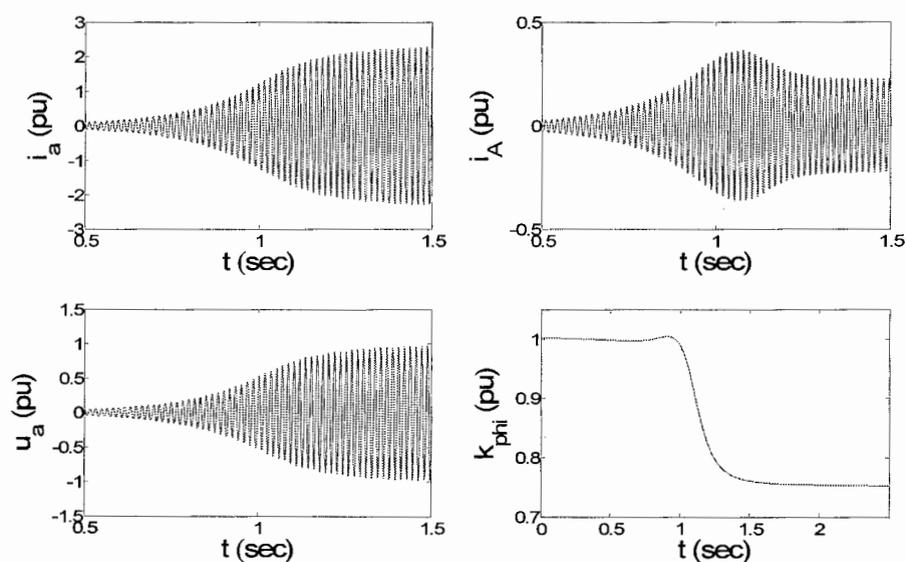


Figure 3-35 : Amorçage d'une GAAE en simple shunt.

3.8.5 Validation du modèle avec essai réel

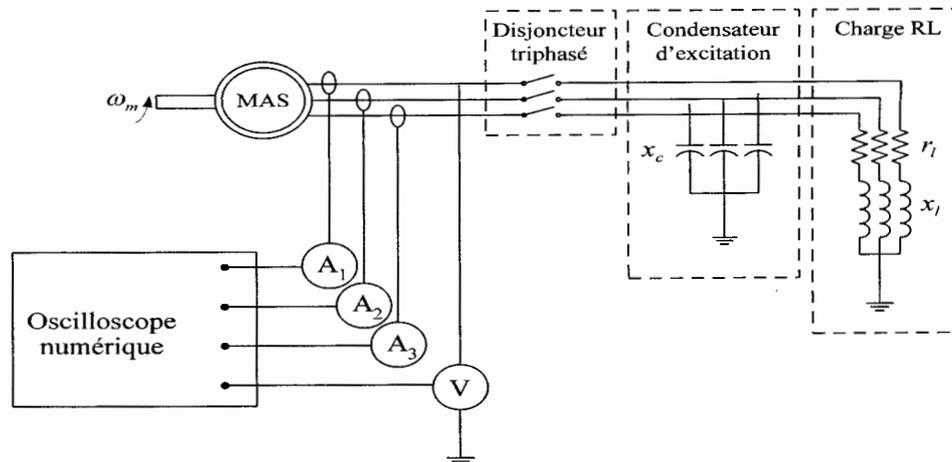


Figure 3-36 : Mesure des courants du stator en court-circuit d'une GAAE en simple shunt.

La figure 3-36 présente le schéma de branchement de cette validation. Les courants du stator et la tension de la phase « a » (u_a) sont mesurés à l'aide d'un oscilloscope.

Tableau 3-5 : Paramètres en pu du condensateur d'excitation et de charge RL.

x_c [pu]	r_l [pu]	x_l [pu]	F
0,5690	3,0065	3,0065	0,9989925

Le tableau 3-5 présente les paramètres de la charge triphasée R-L et du banc de condensateurs d'excitation. La figure 3-37 montre la tension de phase « u_a » mesurée et obtenue dans la simulation. La correspondance entre la tension mesurée et celle simulée est montrée dans l'agrandissement à la figure 3-38. Le courant de la phase « a » à la figure 3-39 est agrandi à la figure 3-40. Le facteur de saturation est présenté à la figure 3-41.

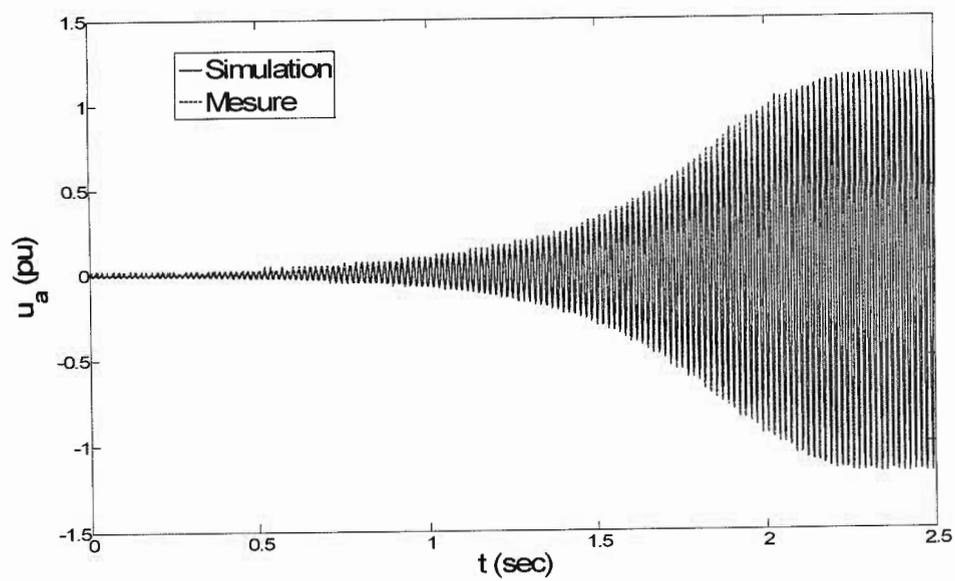


Figure 3-37 : Tension « u_a » simulée et mesurée.

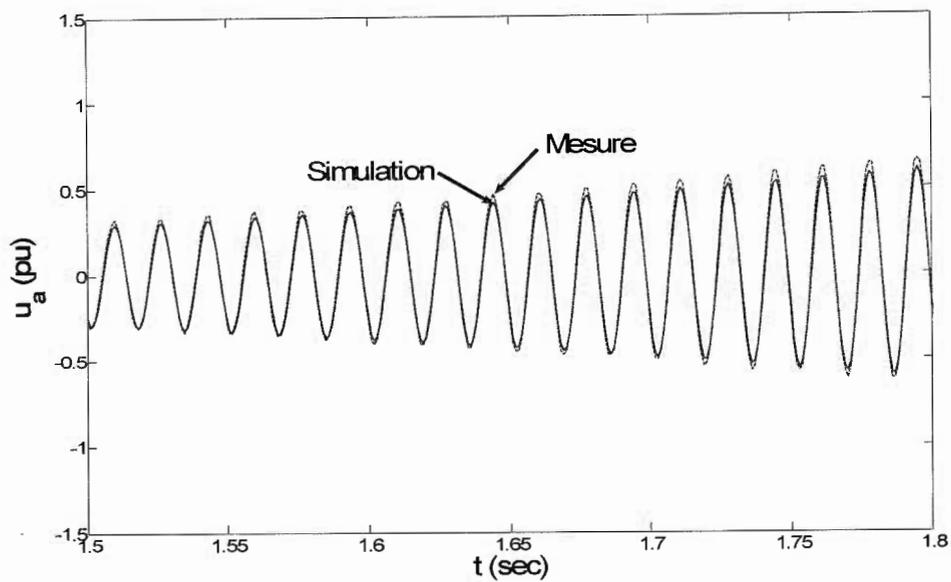


Figure 3-38 : Agrandissement de la tension « u_a » simulée et mesurée.

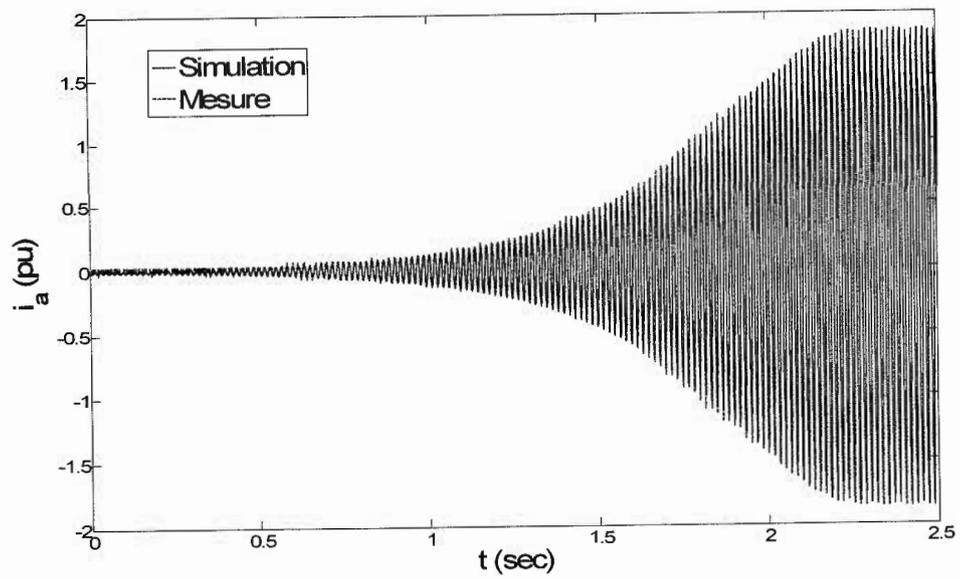


Figure 3-39 : Courant « i_a » simulé et mesuré.

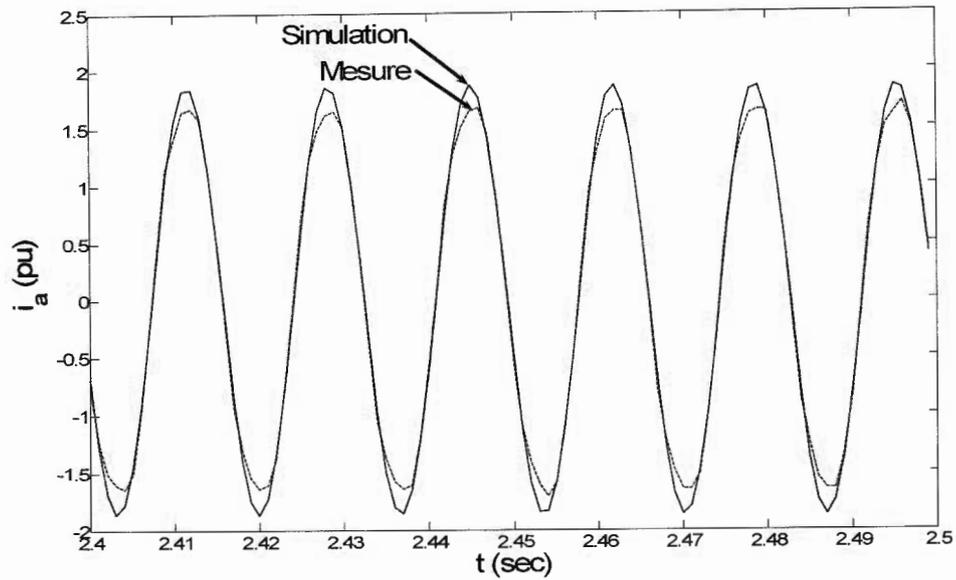


Figure 3-40 : Agrandissement du courant « i_a » simulé et mesuré.

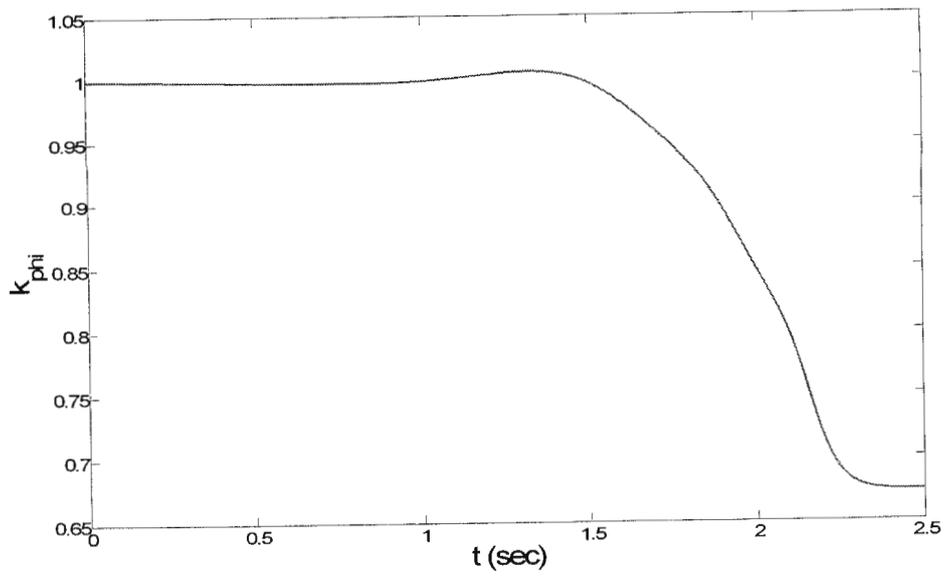


Figure 3-41 : Facteur de saturation « k_{ψ} ».

3.8.6 Discussions et conclusion

On remarque à partir des résultats obtenus que le modèle développé est précis et suit bien les mesures.

Une erreur notable subsiste entre les mesures et les signaux simulés. Les paramètres de la machine ont été mesurés avec des multimètres. Les multimètres donnent une valeur efficace alors que l'oscilloscope montre un signal dans le temps. Les multimètres n'ont pas la même précision que l'oscilloscope. Une identification permettrait d'affiner les paramètres. Les résultats seraient encore meilleurs.

Il est important de démarrer la simulation dans des conditions non nulles. L'amorçage nécessite un flux rémanent. L'amorçage ne se produit pas dans des conditions nulles.

Nous observons que le système n'inclut pas de régulateur de vitesse comme celui de Luca (Luca, 2004). Le modèle de la GAAE n'a pas de commande.

La vitesse mécanique est supposée constante puisque la génératrice est entraînée par un moteur synchrone.

La génératrice asynchrone a besoin d'une énergie réactive pour s'amorcer. La méthode de calcul des condensateurs d'excitation et le modèle de la GAAE sont deux outils qui permettent d'assimiler le phénomène de l'amorçage de la génératrice.

En conclusion, le modèle de la GAAE pourrait être modifié au besoin. Il permet de prédire les courants et tensions du stator. Il tient compte d'une charge électrique qui peut être, elle aussi, modifiée.

Chapitre 4

Modélisation de la machine synchrone

4.1 Équation électromécanique de la machine synchrone en grandeurs de phase

4.1.1 Équations des tensions

Nous obtenons les équations électriques suivantes pour le stator (Chatelain, 1983) :

$$\begin{aligned}
 V_a &= \frac{d\Psi_a}{dt} + \varepsilon R_a I_a = p(\Psi_a) + \varepsilon R_a I_a \\
 V_b &= \frac{d\Psi_b}{dt} + \varepsilon R_a I_b = p(\Psi_b) + \varepsilon R_a I_b \\
 V_c &= \frac{d\Psi_c}{dt} + \varepsilon R_a I_c = p(\Psi_c) + \varepsilon R_a I_c
 \end{aligned} \tag{4-1}$$

Le circuit de champ est alimenté tandis que les amortisseurs sont court-circuités en permanence.

Les équations électriques produites pour le rotor sont les suivantes :

$$\begin{aligned}
 V_f &= \frac{d\Psi_f}{dt} + R_f I_f = p(\Psi_f) + R_f I_f \\
 V_D &= 0 = \frac{d\Psi_D}{dt} + R_D I_D = p(\Psi_D) + R_D I_D \\
 V_Q &= 0 = \frac{d\Psi_Q}{dt} + R_Q I_Q = p(\Psi_Q) + R_Q I_Q
 \end{aligned} \tag{4-2}$$

4.1.2 Équations de flux

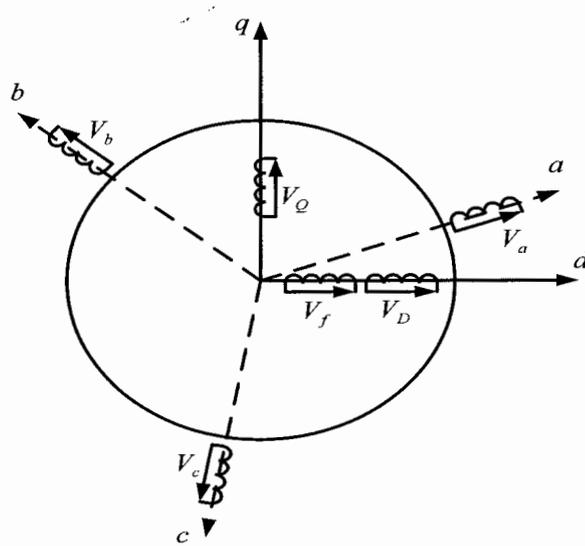


Figure 4-1 :Enroulements au stator et enroulements au rotor d'une machine synchrone.

La figure 4-1 montre les enroulements du stator séparés de 120°. La bobine du circuit de champ se trouve sur l'axe « d ». Les circuits rotoriques sont perpendiculaires. Les équations de flux sous forme matricielle sont (Chatelain, 1983) :

$$[\Psi_a \quad \Psi_b \quad \Psi_c]^T = \varepsilon [L_s] [I_a \quad I_b \quad I_c]^T + [L_{sr}] [I_f \quad I_D \quad I_Q]^T \quad (4-3)$$

$$[\Psi_f \quad \Psi_D \quad \Psi_Q]^T = \varepsilon [L_{sr}]^T [I_a \quad I_b \quad I_c]^T + [L_r] [I_f \quad I_D \quad I_Q]^T \quad (4-4)$$

où

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}; \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_{ff} & L_{fD} & 0 \\ L_{Df} & L_{DD} & 0 \\ 0 & 0 & L_{QQ} \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{af}(\theta_{da}) & L_{aD}(\theta_{da}) & L_{aQ}(\theta_{da}) \\ L_{bf}(\theta_{da}) & L_{bD}(\theta_{da}) & L_{bQ}(\theta_{da}) \\ L_{cf}(\theta_{da}) & L_{cD}(\theta_{da}) & L_{cQ}(\theta_{da}) \end{bmatrix} \quad (4-6)$$

$$[L_{rs}] = \begin{bmatrix} L_{fa}(\theta_{da}) & L_{fb}(\theta_{da}) & L_{fc}(\theta_{da}) \\ L_{Da}(\theta_{da}) & L_{Db}(\theta_{da}) & L_{Dc}(\theta_{da}) \\ L_{Qa}(\theta_{da}) & L_{Qb}(\theta_{da}) & L_{Qc}(\theta_{da}) \end{bmatrix} \quad (4-7)$$

4.1.3 Équations électriques de Park

L'équation (4-8) présente dans le repère de Park les équations électriques au stator de la machine synchrone. La transformation de Park ne s'applique pas aux circuits rotoriques. Ces circuits se trouvent déjà dans le référentiel de Park. Le circuit de champ se trouve dans l'axe longitudinal.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_h \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_h \end{bmatrix} + \varepsilon R_a \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_h \end{bmatrix} \quad (4-8)$$

4.1.4 Relation entre le flux et le courant de Park

Toujours dans le repère de Park, les équations magnétiques de la machine synchrone sont assez similaires à celles de la machine asynchrone. Il suffit de considérer l'enroulement d'excitation qui se trouve dans l'axe longitudinal (Chatelain, 1983) :

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_f \\ \Psi_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varepsilon L_{da} & L_{df} & L_{dD} \\ \varepsilon L_{fd} & L_{ff} & L_{fD} \\ \varepsilon L_{Dd} & L_{Df} & L_{DD} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_f \\ I_D \end{bmatrix} \quad (4-9)$$

Dans l'axe « q » :

$$\begin{bmatrix} \Psi_q \\ \Psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varepsilon L_{qq} & L_{qQ} \\ \varepsilon L_{Qq} & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_q \\ I_Q \end{bmatrix} \quad (4-10)$$

Et dans l'axe homopolaire :

$$[\Psi_h] = \varepsilon [L_h] [I_h] \quad (4-11)$$

4.1.5 Les équations mécaniques

Les équations mécaniques (4-12) et (4-13) sont exactement les mêmes que celles de la machine asynchrone (3-26) et (3-27) dans le repère de Park (Chatelain, 1983).

$$\frac{J}{p_p} \frac{d\Omega_m}{dt} = T_e - D_m \Omega_m - T_m \quad (4-12)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p_p (I_d \Psi_q - I_q \Psi_d) \quad (4-13)$$

4.2 Équations électromécaniques en grandeurs réduites (pu)

4.2.1 Les valeurs réduites

4.2.1.1 Les grandeurs de référence relatives aux enroulements au stator

Les grandeurs de référence pour le stator sont les mêmes que celles vues pour la machine asynchrone. Le tableau 4-1 présente ces valeurs (Kundur, 1994; Beatcher, 2004).

Tableau 4-1 : Grandeurs de référence au stator.

GRANDEUR	BASE	UNITÉ	GRANDEUR	BASE	UNITÉ
Tension	$V_{s,base} = \sqrt{2} V_n$	[V]	Flux	$\Psi_{s,base} = \frac{V_{s,base}}{\Omega_{base}}$	[Wb]
Courant	$I_{s,base} = \sqrt{2} I_n$	[A]	Pulsation	$\Omega_{base} = 2\pi f_{base}$ $\Omega_{base} = \omega_n$	[rad/s]
Puissance	$S_{3\phi,base} = \frac{3}{2} V_{s,base} I_{s,base}$ $S_{3\phi,base} = S_{base}$	[VA]	Vitesse angulaire du rotor	$\Omega_{m,base} = \frac{\Omega_{base}}{p_p}$	[rad/s]
Impédance	$Z_{s,base} = \frac{V_{s,base}}{I_{s,base}}$	[Ω]	Couple	$T_{base} = \frac{S_{3\phi,base}}{\Omega_{m,base}}$	[Nm]
Inductance	$L_{s,base} = \frac{Z_{s,base}}{\Omega_{base}}$	[H]	fréquence	$f_{base} = \begin{cases} 50 \\ 60 \end{cases}$	[Hertz]

La grandeur de référence s'exprime par l'indice « s,base ». La puissance apparente de base (S_{base}) est la même pour le stator et le rotor. La puissance, le couple, la fréquence et la pulsation ont l'indice « base ». Ces grandeurs s'appliquent au rotor et au stator.

4.2.1.2 Les grandeurs de référence relative aux circuits rotoriques

Le courant de base d'un circuit rotorique produit le même flux dans l'entrefer que le courant de base du circuit dans l'enroulement au stator (Chatelain, 1983). L'équation (4-14) donne le courant de base « $I_{k,base}$ » d'un enroulement « k ». Dans cette équation, la réactance « x_p » en pu correspond à la réactance principale « x_{md} » pour l'axe « d » et à « x_{mq} » pour l'axe « q ».

$$I_{k,base} = \frac{V_{s,base}}{\omega_n L_k} x_p \quad (4-14)$$

La valeur « I_{fb0} » de (4-15) correspond au courant d'excitation nécessaire pour induire une tension de « 1 » pu au stator sur la droite d'entrefer. Le courant de base se définit comme le produit de la réactance principale non saturée et de la valeur « I_{fb0} » (Kundur, 1994; Beatcher, 2004).

$$I_{f,base} = I_{fb0} \cdot x_{md}^0 \quad (4-15)$$

Nous pouvons dire qu'un courant d'excitation de 1 pu produit une tension égale à la réactance principale « x_{md}^0 » en valeur réduite sur la droite d'entrefer. La puissance de base et le courant de base dans l'enroulement « k » permettent de déduire la tension de base et l'inductance de base.

$$V_{k,base} = \frac{S_{base}}{I_{k,base}} \quad (4-16)$$

$$Z_{k,base} = \frac{V_{k,base}}{I_{k,base}} \quad (4-17)$$

4.2.2 Calcul de grandeurs de référence et réduction des paramètres

Nous allons calculer les grandeurs de référence au stator de la machine. Nous allons considérer une tension nominale de 120 V et un courant nominale de 4.2 A.

$$V_{s,base} = \sqrt{2} \cdot V_n = \sqrt{2} \cdot (120) = 169,7 \text{ [V]} \quad (4-18)$$

$$I_{s,base} = \sqrt{2} \cdot I_n = \sqrt{2} \cdot 4,2 = 5,939 \text{ [A]} \quad (4-19)$$

$$Z_{s,base} = \frac{V_{s,base}}{I_{s,base}} = \frac{169,7}{5,939} = 28,57 \text{ [\Omega]} \quad (4-20)$$

$$S_{base} = \frac{3}{2} V_{s,base} \cdot I_{s,base} = \frac{3}{2} (169,7) \cdot (5,939) = 1511,77 \text{ [Va]} \quad (4-21)$$

La réactance de fuite du stator est de 5,6 Ω . La résistance du stator est de 0,5 Ω . Les réactance mutuel sont de 18,69 Ω dans l'axe « d » et de 10,59 Ω dans l'axe « q ». Les paramètres vu au stator seront réduite en pu.

$$x_a = \frac{X_a}{Z_{s,base}} = \frac{5,6}{28,57} = 0,1960 \text{ [pu]} \quad (4-22)$$

$$r_a = \frac{R_a}{Z_{s,base}} = \frac{0,5}{28,57} = 0,0175 \text{ [pu]} \quad (4-23)$$

$$x_{md} = \frac{X_{md}}{Z_{s,base}} = \frac{18,69}{28,57} = 0,6541 \text{ [pu]} \quad (4-24)$$

$$x_{mq} = \frac{X_{mq}}{Z_{s,base}} = \frac{10,59}{28,57} = 0,3707 \text{ [pu]} \quad (4-25)$$

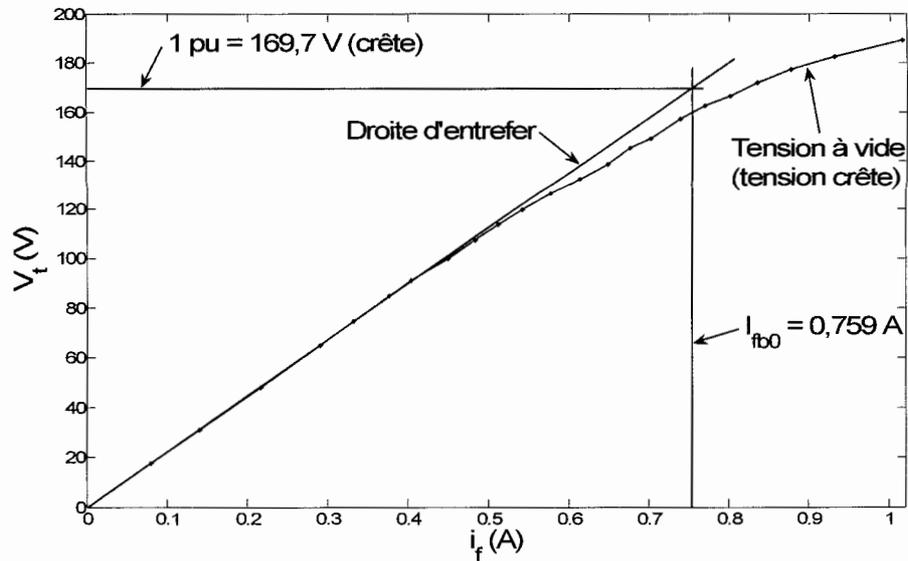


Figure 4-2 : Lecture de « I_{fb0} » sur la caractéristique à vide.

Nous pouvons lire la valeur de « I_{fb0} » sur la caractéristique à vide comme à la figure 4-2. La tension à vide est présentée en grandeurs crête. Nous traçons la droite d'entrefer. Une tension de « 1 » pu correspond à une tension de 169,7 V en grandeur crête. Un courant de champ de 0,759 A permet d'avoir une tension de 1 pu sur la droite d'entrefer. Nous calculerons les grandeurs de référence du circuit de champ avec « I_{fb0} ».

$$I_{f,base} = x_{md} \cdot I_{fb0} = (0,6541) \cdot (0,759) = 0,4965 \text{ [A]} \quad (4-26)$$

$$V_{f,base} = \frac{S_{base}}{I_{f,base}} = \frac{1511,77}{0,4965} = 3044,9 \text{ [V]} \quad (4-27)$$

$$Z_{f,base} = \frac{V_{f,base}}{I_{f,base}} = \frac{3044,9}{0,4965} = 6132,6 \text{ [\Omega]} \quad (4-28)$$

Nous noterons que la puissance apparente (S_{base}) est la même au stator et au rotor comme pour le primaire et le secondaire d'une transformateur. Les équations (4-26) à (4-28) assurent que le flux de base au stator est égale au flux de base au circuit de champ ($\Psi_{f,base} = \Psi_{s,base}$). La résistance du

circuit de champ est de 71 Ω . La réactance de fuite du circuit de champ est de 225 Ω . Nous réduirons les paramètres du circuit de champ.

$$r_f = \frac{R_f}{Z_{f,base}} = \frac{71}{6132,6} = 0,0116 \text{ [pu]} \quad (4-29)$$

$$x_f = \frac{X_f}{Z_{f,base}} = \frac{225}{6132,6} = 0,0367 \text{ [pu]} \quad (4-30)$$

La réduction des paramètres des paramètres des amortisseurs n'est pas abordée. Les amortisseurs ne sont pas des circuits directement accessibles. Les grandeurs de référence du circuits de champ ($V_{f,base}$, $Z_{f,base}$ et $I_{f,base}$) peuvent être utilisées comme grandeurs de références des amortisseurs ($V_{k,base}$, $Z_{k,base}$ et $I_{k,base}$). Cette manière assurent que le flux de base des circuits amortisseurs est égale au flux de base au stator ($\Psi_{k,base} = \Psi_{f,base} = \Psi_{s,base}$). Le courant de « 1 » pu dans un circuit amortisseur produit le même flux dans l'entrefer que « 1 » pu dans le circuit de champ ou que « 1 » pu dans le circuit au stator.

4.2.3 Réduction des équations électriques et magnétiques en pu

L'équation (4-31) est obtenue en divisant l'équation de la tension dans l'axe « d » vu à (4-8) par la tension de base au stator.

$$\frac{V_d}{V_{s,base}} = \varepsilon \frac{R_a}{Z_{s,base}} \frac{I_d}{I_{s,base}} + p \left(\frac{1}{\Omega_{base}} \frac{\Psi_d}{\Psi_{s,base}} \right) - \frac{\Omega_s}{\Omega_{base}} \frac{\Psi_q}{\Psi_{s,base}} \quad (4-31)$$

Il est alors simple de déduire les équations électriques suivantes :

$$u_d = \varepsilon r_a i_d + \frac{1}{\omega_n} p \Psi_d - \omega_s \Psi_q \quad (4-32)$$

$$u_q = \varepsilon r_a i_q + \frac{1}{\omega_n} p \Psi_q + \omega_s \Psi_d \quad (4-33)$$

$$u_h = \varepsilon r_h i_h + \frac{1}{\omega_n} p \psi_h \quad (4-34)$$

$$u_f = r_f i_f + \frac{1}{\omega_n} p \psi_f \quad (4-35)$$

$$u_D = r_A i_D + \frac{1}{\omega_n} p \psi_D - \omega_g \psi_Q = r_A i_D + \frac{1}{\omega_n} p \psi_D \quad (4-36)$$

$$u_Q = r_A i_Q + \frac{1}{\omega_n} p \psi_Q + \omega_g \psi_D = r_A i_Q + \frac{1}{\omega_n} p \psi_Q \quad (4-37)$$

$$\omega_s - \omega_m = \omega_g = 0 ; \quad \omega_s = \omega_m \quad (4-38)$$

Le rotor et les flux au rotor tournent à la vitesse de synchronisme, il n'y a pas de glissement entre le rotor et le champ tournant. Le troisième terme des équations (4-36) et (4-37) s'annule en raison de la vitesse de glissement nulle.

$$\frac{\Psi_d}{\Psi_{base}} = \varepsilon \frac{L_{dd} I_d}{L_{base} I_{base}} + \frac{L_{df} I_f}{L_{base} I_{base}} + \frac{L_{dD} I_D}{L_{base} I_{base}} \quad (4-39)$$

L'équation (4-39) divise le flux dans l'enroulement « d » par le flux de base. Cette division se traduit par (4-40). Les équations (4-41) à (4-44) présentent les autres équations de flux réduits.

$$\psi_d = \varepsilon x_{dd} i_d + x_{df} i_f + x_{dD} i_D \quad (4-40)$$

$$\psi_q = \varepsilon x_{qq} i_q + x_{qQ} i_Q \quad (4-41)$$

$$\psi_h = \varepsilon x_h i_h \quad (4-42)$$

$$\psi_D = \varepsilon x_{Dd} i_d + x_{DD} i_D \quad (4-43)$$

$$\psi_Q = \varepsilon x_{Qq} i_q + x_{QQ} i_Q \quad (4-44)$$

4.2.4 Réduction des équations mécaniques

Les équations du couple induit et du couple de base sont les mêmes que celles de la machine asynchrone. L'équation (3-46) nous donne le couple induit réduit de la machine synchrone. L'équation de la puissance de base étant encore une fois la même, les équations (3-47), (3-48) et (3-52) s'appliquent aussi à la machine synchrone.

4.3 Modèles d'état de la machine synchrone : structure admittance et hybride

4.3.1 Structure admittance

Les essais de court-circuit triphasé sont des essais très contraignants pour les enroulements de la machine synchrone. Les court-circuits produisent de grands courants pouvant endommager le circuit statorique de la machine synchrone. Il est toujours indispensable de pouvoir prédire les courants de court-circuit à partir des modèles appropriés. Le modèle de prédiction des courts-circuits est le modèle de commande en tensions.

4.3.1.1 Modèle de commande en tension avec les courants comme variables d'état

Nous avons les courants comme variables d'état à l'équation (4-45). Le vecteur de commande est composé des tensions du stator et la tension du circuit de champ. Les circuits rotoriques ne sont pas accessibles, ils sont court-circuités. Les variables de sortie de la structure se composent des courants.

$$G = \begin{bmatrix} i_s^T & i_r^T \end{bmatrix}^T \quad (4-45)$$

$$i_s = \begin{bmatrix} i_d & i_q & i_h \end{bmatrix}^T \quad (4-46)$$

$$i_r = \begin{bmatrix} i_f & i_D & i_Q \end{bmatrix}^T \quad (4-47)$$

$$U = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ u_h \\ u_f \\ u_D \\ u_Q \end{bmatrix} ; \quad Y = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_h \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (4-48)$$

L'équation (4-49) résume toutes les équations électriques. Elle sépare les équations du stator et du rotor. L'indice « s » se rapporte aux grandeurs du stator tandis que l'indice « r » se rapporte aux grandeurs du rotor.

$$U = R_{ms} G + \frac{1}{\omega_n} p \begin{bmatrix} \psi_s \\ \psi_r \end{bmatrix} + W \begin{bmatrix} \psi_s \\ \psi_r \end{bmatrix} \quad (4-49)$$

où

$$W = \omega_m \begin{bmatrix} \Xi & 0_{3,3} \\ 0_{3,3} & 0_{3,3} \end{bmatrix} \quad (4-50)$$

$$\Xi = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4-51)$$

$$R_{ms} = \begin{bmatrix} \varepsilon R_s & 0_{3,3} \\ 0_{3,3} & R_r \end{bmatrix} \quad (4-52)$$

$$R_s = \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_a & 0 \\ 0 & 0 & r_h \end{bmatrix} \quad (4-53)$$

$$R_r = \text{diag}([r_f \quad r_D \quad r_Q]) \quad (4-54)$$

$$X_{ms} = \begin{bmatrix} \varepsilon X_s & X_{sr} \\ \varepsilon X_{sr}^T & X_r \end{bmatrix} \quad (4-55)$$

$$X_s = \varepsilon \begin{bmatrix} x_{dd} & 0 & 0 \\ 0 & x_{qq} & 0 \\ 0 & 0 & x_h \end{bmatrix} \quad (4-56)$$

$$X_{sr} = \begin{bmatrix} x_{df} & x_{dD} & 0 \\ 0 & 0 & x_{qQ} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4-57)$$

$$X_r = \begin{bmatrix} x_{ff} & x_{fD} & 0 \\ x_{Df} & x_{DD} & 0 \\ 0 & 0 & x_{QQ} \end{bmatrix} \quad (4-58)$$

Nous isolons la dérivée du courant pour obtenir l'équation d'état (4-59).

$$p(G) = -\omega_n X_{ms}^{-1} (WX_{ms} + R_{ms})G + \omega_n X_{ms}^{-1} U \quad (4-59)$$

Nous trouvons les matrices « A_i^v » et « B_i^v » de (4-59) qui sont définies comme suit :

$$A_i^v = -\omega_n X_{ms}^{-1} (WX_{ms} + R_{ms}) \quad (4-60)$$

$$B_i^v = \omega_n X_{ms}^{-1} \quad (4-61)$$

Nous voulons observer les courants, les matrices « C_i^v » et « D_i^v » donnent :

$$C_i^v = I_{(6,6)} \quad (4-62)$$

$$D_i^v = 0_{(6,6)} \quad (4-63)$$

4.3.1.2 Modèle de commande en tension avec les flux comme variables d'état

Il suffit d'appliquer une transformation de repère pour obtenir les flux comme variables d'état.

$$G = \begin{bmatrix} \psi_s \\ \psi_r \end{bmatrix} = X_{ms} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (4-64)$$

Les matrices d'état « A_{ψ}^v », « B_{ψ}^v », « C_{ψ}^v » et « D_{ψ}^v » sont obtenues comme suit :

$$A_{\psi}^v = X_{ms} A_i^v X_{ms}^{-1} \quad (4-65)$$

$$B_{\psi}^v = X_{ms} B_i^v \quad (4-66)$$

$$C_{\psi}^v = C_i^v X_{ms}^{-1} \quad (4-67)$$

$$D_{\psi}^v = D_i^v \quad (4-68)$$

4.3.2 Modèle hybride de la machine synchrone

Le délestage, l'enclenchement de charge et le court-circuit de champ peuvent être simulés avec le modèle hybride de la machine synchrone introduite par (Wamkeue, 1998). Nous allons présenter ici la structure hybride qui permet de prédire le courant de champ et la tension terminale en fonction du courant au stator et de la tension de champ (Wamkeue, 1998; Baetcher, 2004).

4.3.2.1 Structure complète

Nous allons omettre les grandeurs homopolaires dans le développement de la structure hybride, contrairement à la structure admittance. Nous considérons que la machine opère de manière symétrique dans les essais. Les variables d'état se composent des flux au rotor. La tension de champ et le courant au stator commandent la structure. La structure permet d'observer le courant de champ et les tensions au stator (Wamkeue, 1998 ; Baetcher, 2004). Nous considérons ici que les courants au stator varient comme des échelons. Les tensions terminales et le courant de champ sont alors les variables observables. Si les tensions terminales étaient maintenues constantes, les courants au stator varieraient. Ce cas correspond au modèle admittance précédant.

$$G = \psi_r = \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} u_f \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix}; \quad Y = \begin{bmatrix} i_f \\ u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (4-69)$$

L'équation (4-70) est obtenue en gardant la tension au rotor de (4-49). Nous isolons le courant au rotor en (4-71).

$$u_r = R_r i_r + \frac{P}{\omega_n} \psi_r \quad (4-70)$$

$$i_r = R_r^{-1} \left(u_r - \frac{P}{\omega_n} \psi_r \right) \quad (4-71)$$

Nous pouvons aussi déduire le courant au rotor à partir des équations magnétiques (4-72). L'équation (4-74) isole le courant au rotor.

$$\begin{bmatrix} \psi_s \\ \psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varepsilon X_s & X_{sr} \\ \varepsilon X_{sr}^T & X_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (4-72)$$

$$\psi_r = \varepsilon X_{sr}^T i_s + X_r i_r \quad (4-73)$$

$$i_r = X_r^{-1} (\psi_r - \varepsilon X_{sr}^T i_s) \quad (4-74)$$

Les équations (4-71) et (4-74) sont équivalentes pour calculer les courants au rotor à (4-75). Nous isolons la dérivée du flux au rotor à (4-76), elle produit l'équation d'état (4-76)

$$i_r = X_r^{-1} (\psi_r - \varepsilon X_{sr}^T i_s) = R_r^{-1} \left(u_r - \frac{P}{\omega_n} \psi_r \right) \quad (4-75)$$

$$p(\psi_r) = \omega_r u_r - \omega_n R_r X_r^{-1} \psi_r + \varepsilon \omega_n R_r X_r^{-1} X_{sr}^T i_s = A_\psi^{i,v} G + B_\psi^{i,v} U \quad (4-76)$$

Les matrices d'état « $A_\psi^{i,v}$ » et « $B_\psi^{i,v}$ » sont déduites à (4-77) et (4-78).

$$A_\psi^{i,v} = \left[-\omega_n R_r X_r^{-1} \right]_{(3,3)} \quad (4-77)$$

$$B_{\psi}^{i,v} = \begin{bmatrix} \omega_n \\ \varepsilon \omega_n R_r X_r^{-1} X_{sr}^T \end{bmatrix}_{(3,3)} \quad (4-78)$$

Nous élaborons maintenant l'équation d'observation. L'équation (4-79) présente la tension au stator en fonction du vecteur de commande, des flux au stator et la dérivée des flux au stator. L'équation (4-80) développe les flux au stator avec l'aide des équations (4-72) et (4-75). L'équation (4-81) reformule l'équation (4-80) en fonction du vecteur de commande « U » et du vecteur d'état « ψ_r ».

$$u_s = \begin{bmatrix} 0_{(2,1)} & \varepsilon R_{s(1,2,1,2)} \end{bmatrix} U + \frac{P}{\omega_n} \psi_s + W \dot{\psi}_s \quad (4-79)$$

$$\psi_s = \varepsilon X_s i_s + X_{sr} i_r = \varepsilon X_s i_s + X_{sr} \left(X_r^{-1} (\psi_r - \varepsilon X_{sr}^T i_s) \right) \quad (4-80)$$

$$\psi_s = C_{\varphi} \psi_r + \begin{bmatrix} 0_{(2,1)} & D_{\varphi} \end{bmatrix} U = C_{\varphi} \psi_r + D_{\varphi}^* U \quad (4-81)$$

L'équation (4-82) calcule la tension au stator où le flux du stator a été remplacé par son équivalence de (4-81). La dérivée du vecteur de commande est considérée comme nulle ($p(U) = 0$) en considérant le vecteur de commande comme constant ($U = cste$). L'équation (4-84) calcule la dérivée du flux au rotor. L'équation (4-82) se simplifie avec (4-83) et (4-84). L'équation (4-86) s'obtient en factorisant le vecteur de commande et le vecteur d'état.

$$u_s = \begin{bmatrix} 0_{(2,1)} & \varepsilon R_{s(1,2,1,2)} \end{bmatrix} U + \frac{P}{\omega_n} (C_{\varphi} \psi_r + D_{\varphi}^* U) + W (C_{\varphi} \dot{\psi}_r + \dot{D}_{\varphi}^* U) \quad (4-82)$$

$$\frac{P}{\omega_n} D_{\varphi}^* U = 0 ; \quad (4-83)$$

$$p(\psi_r) = A^{i,v} \psi_r + B^{i,v} U \quad (4-84)$$

$$u_s = \begin{bmatrix} 0_{(2,1)} & \varepsilon R_{s(1,2,1,2)} \end{bmatrix} U + \frac{C_{\varphi}}{\omega_n} (A^{i,v} \psi_r + B^{i,v} U) + W (C_{\varphi} \dot{\psi}_r + D_{\varphi}^* U) \quad (4-85)$$

$$u_s = \left(\frac{C_\varphi A^{i,v}}{\omega_n} + WC_\varphi \right) \psi_r + \left(\begin{bmatrix} 0_{(2,1)} & \varepsilon R_{s(1,2,1,2)} \end{bmatrix} + \frac{C_\varphi B^{i,v}}{\omega_n} + WD_\varphi^* \right) U \quad (4-86)$$

Les grandeurs observées sont le courant de champ et les tensions au stator. Le courant de champ se calcule avec (4-74). La tension au stator se calcule avec (4-86). L'équation d'observation (4-87) est obtenue à partir de ces deux dernières équations.

$$Y = C_\psi^{i,v} G + D_\psi^{i,v} U \quad (4-87)$$

où

$$C_\psi^{i,v} = \begin{bmatrix} (X_r^{-1})_{(1,1,3)} \\ C_\psi^v \end{bmatrix} \quad (4-88)$$

$$D_\psi^{i,v} = \begin{bmatrix} 0_{1,1} & -\varepsilon X_r^{-1} X_{sr}^T \\ & D_\psi^v \end{bmatrix} \quad (4-89)$$

$$C_\psi^v = \frac{C_\varphi A^{i,v}}{\omega_n} + WC_\varphi \quad (4-90)$$

$$D_\psi^v = \begin{bmatrix} 0_{(2,1)} & -R_{s(1,2,1,2)} \end{bmatrix} + \frac{C_\varphi B^{i,v}}{\omega_n} + WD_\varphi^* \quad (4-91)$$

Les équations (4-76) et (4-87) forment la structure complète. L'équation d'observation peut-être simplifiée (Baetcher, 2004).

4.3.2.2 Structure hybride simplifiée

Nous pouvons aussi poser comme hypothèse que l'impédance de fuite au stator de la machine peut être négligée dans le calcul de la tension au stator. On admet aussi que la vitesse du rotor est constante et égale à « 1 » pu. Dans la structure hybride simplifiée, les variables observées correspondent au flux du stator. Le flux est alors considéré équivalent à la tension terminale.

$$Y = \begin{bmatrix} i_f \\ u_q \\ -u_d \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} i_f \\ \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (4-92)$$

L'équation (4-81) nous donne le flux au stator. L'équation d'observation (4-97) est construite avec les équations (4-74) et (4-81).

$$Y = C_{\psi_s}^{i,v} G + D_{\psi_s}^{i,v} U \quad (4-93)$$

où

$$C_{\psi_s}^{i,v} = \begin{bmatrix} (X_r^{-1})_{(1,13)} \\ C_\varphi \end{bmatrix} \quad (4-94)$$

$$D_{\psi_s}^{i,v} = \begin{bmatrix} 0_{1,1} & -\varepsilon X_r^{-1} X_{sr}^T \\ D_\varphi^* \end{bmatrix} \quad (4-95)$$

4.3.2.3 Modèle hybride d'une machine synchrone connectée à une charge R en parallèle avec une charge RL

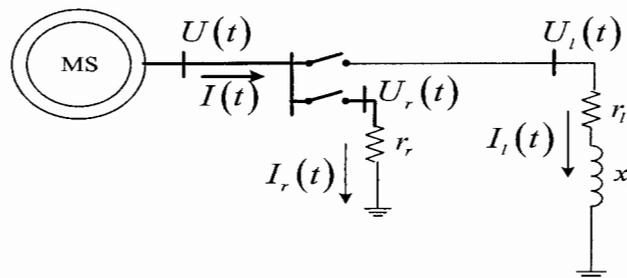


Figure 4-3 : Machine synchrone connectée à une charge R en parallèle avec une charge RL.

La structure hybride seule ne permet pas de prédire le courant de la charge dans un essai d'enclenchement où le courant de charge est très important (faible impédance de charge). Les pertes magnétiques (réaction magnétique d'induit) $X_a I_a$ est très importante. Ceci entraîne une grande variation du courant de champ pendant la contingence de la machine, donc une importante variation du courant. Le courant de la charge évolue alors avec l'évolution de la tension au stator. Nous

allons considérer que les deux charges sont connectées en même temps ou séparément. La première charge est une charge résistive. La prédiction du courant traversant la charge « R » ne nécessite pas l'ajout de variable d'état. La deuxième charge est une charge inductive résistive. L'équation de la tension aux bornes de la charge « RL » est une équation du premier ordre. L'ajout de cette charge augmente le nombre des variables d'état. Cette charge permet de simuler l'essai de l'enclenchement. Nous allons construire une structure hybride avec ces deux charges en parallèle. La nouvelle structure permettra de prédire également le courant de charges. Les équations d'état sont données en (4-96) et (4-97).

$$p(G) = p \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \\ i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} = A_{Hrl} \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \\ i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} + B_{Hrl} [u_f] \quad (4-96)$$

$$Y = \begin{bmatrix} i_f \\ u_d \\ u_q \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = C_{Hrl} \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \\ i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} + D_{Hrl} [u_f] \quad (4-97)$$

Nous allons revenir sur l'hypothèse fait à (4-83). Cette hypothèse est maintenue ici dans la situation où le courant fournie par la génératrice reste faible.

$$\frac{p}{\omega_n} [D_\varphi^* U] = \frac{1}{\omega_n} D_\varphi^* \cdot p(U) \quad (4-98)$$

$$\frac{1}{\omega_n} D_\varphi = [X_{sr} X_r^{-1} X_{sr}^T - X_s] = \begin{bmatrix} -0,0001643 & 0 \\ 0 & -0,0002896 \end{bmatrix} \quad (4-99)$$

La dérivée du courant ($p(U)$) est multipliée par une matrice ($(1/\omega_n)D_\varphi$) que nous pouvons évaluer. L'équation (4-99) montre les coefficients qui multiplient la dérivée du courant ($p(U)$). La matrice calculée à (4-99) a été faite avec les paramètres du tableau 4-2. Ce calcul montre la faible influence de la dérivée du courant dans le modèle hybride. La génératrice fournit un courant égale à

la somme des courants de la charge « R » et de la charge « RL » à (4-100). La tension aux bornes de la génératrice est la même qu'aux bornes de la charge « R » et qu'aux bornes de la charge « RL » à (4-101).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{i}_{rd} \\ \dot{i}_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{i}_{ld} \\ \dot{i}_{lq} \end{bmatrix} \quad (4-100)$$

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{rd} \\ u_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{ld} \\ u_{lq} \end{bmatrix} \quad (4-101)$$

Nous débuterons avec l'équation d'état du modèle hybride. Nous la modifions pour tenir compte du courant des deux charges à (4-102).

$$P \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} = A_{\psi}^{i,v} \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + B_{\psi}^{i,v} \begin{matrix} (,1) \\ (,2,3) \end{matrix} [u_f] + B_{\psi}^{i,v} \begin{matrix} (,2,3) \\ (,2,3) \end{matrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{rd} \\ \dot{i}_{rq} \end{bmatrix} + B_{\psi}^{i,v} \begin{matrix} (,2,3) \\ (,2,3) \end{matrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{ld} \\ \dot{i}_{lq} \end{bmatrix} \quad (4-102)$$

Le courant dans la charge « R » s'obtient en divisant la tension de sortie par la valeur de la résistance. Nous utilisons l'équation de sortie du modèle hybride en tenant compte des deux charges pour calculer ce courant.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{rd} \\ \dot{i}_{rq} \end{bmatrix} = \frac{1}{r_r} \left(C_{\psi}^{i,v} \begin{matrix} (2,3,;) \\ (2,3,;) \end{matrix} \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + D_{\psi}^{i,v} \begin{matrix} (2,3,1) \\ (2,3,2,3) \end{matrix} [u_f] + D_{\psi}^{i,v} \begin{matrix} (2,3,2,3) \\ (2,3,2,3) \end{matrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{rd} \\ \dot{i}_{rq} \end{bmatrix} + D_{\psi}^{i,v} \begin{matrix} (2,3,2,3) \\ (2,3,2,3) \end{matrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{ld} \\ \dot{i}_{lq} \end{bmatrix} \right) \quad (4-103)$$

$$\left(I_{2,2} - \frac{1}{r_r} D_{\psi}^{i,v} \begin{matrix} (2,3,2,3) \\ (2,3,2,3) \end{matrix} \right) \begin{bmatrix} \dot{i}_{rd} \\ \dot{i}_{rq} \end{bmatrix} = \frac{1}{r_r} \left(C_{\psi}^{i,v} \begin{matrix} (2,3,;) \\ (2,3,;) \end{matrix} \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + D_{\psi}^{i,v} \begin{matrix} (2,3,1) \\ (2,3,1) \end{matrix} [u_f] + D_{\psi}^{i,v} \begin{matrix} (2,3,2,3) \\ (2,3,2,3) \end{matrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{ld} \\ \dot{i}_{lq} \end{bmatrix} \right) \quad (4-104)$$

L'équation (4-105) s'obtient en isolant le courant de la charge R.

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \left(I_{2,2} - \frac{1}{r_r} D_{\psi}^{i,v} (2,3,2,3) \right)^{-1} \frac{1}{r_r} \left(C_{\psi}^{i,v} (2,3,:) \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + D_{\psi}^{i,v} (2,3,1) [u_f] + D_{\psi}^{i,v} (2,3,2,3) \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \right) \quad (4-105)$$

L'équation (4-106) est obtenue en remplaçant le courant de la charge « R » (4-105) dans (102).

$$\begin{aligned} P \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} &= A_{\psi}^{i,v} \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + B_{\psi}^{i,v} (,:,1) [u_f] \\ &+ H \left(C_{\psi}^{i,v} (2,3,:) \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + D_{\psi}^{i,v} (2,3,1) [u_f] + D_{\psi}^{i,v} (2,3,2,3) \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \right) + B_{\psi}^{i,v} (,:,2,3) \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-106)$$

où

$$Z = \left(I_{2,2} - \frac{1}{r_r} D_{\psi}^{i,v} (2,3,2,3) \right)^{-1} \frac{1}{r_r} \quad (4-107)$$

$$H = B_{\psi}^{i,v} (,:,2,3) Z \quad (4-108)$$

Nous obtenons l'équation d'état de notre structure à deux charges.

$$\begin{aligned} P \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} &= \left(A_{\psi}^{i,v} + H C_{\psi}^{i,v} (2,3,:) \right) \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} \\ &+ \left(B_{\psi}^{i,v} (,:,1) + H D_{\psi}^{i,v} (2,3,1) \right) [u_f] + \left(B_{\psi}^{i,v} (,:,2,3) + H D_{\psi}^{i,v} (2,3,2,3) \right) \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-109)$$

Le modèle d'état de la charge « RL » est vu à la section 3.8.3.3. L'équation d'état de la charge « RL » donne :

$$P \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} = A_{l(1,2,1,2)} \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} + B_{l(1,2,1,2)} \begin{bmatrix} u_{ld} \\ u_{lq} \end{bmatrix} \quad (4-110)$$

Nous utilisons encore une fois l'équation de sortie du modèle hybride pour calculer la tension.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u}_d \\ \mathbf{u}_q \end{bmatrix} = \left(C_{\psi}^{i,v} \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + D_{\psi}^{i,v} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + D_{\psi}^{i,v} \mathbf{u}_f \right) \quad (4-111)$$

Nous remplaçons la tension (4-111) dans (4-110) pour obtenir (4-112).

$$\begin{aligned} P \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} &= A_{l(1,2,1,2)} \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \\ &+ B_{l(1,2,1,2)} \left(C_{\psi}^{i,v} \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + D_{\psi}^{i,v} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + D_{\psi}^{i,v} \mathbf{u}_f \right) \end{aligned} \quad (4-112)$$

Nous séparons les courants des charges.

$$\begin{aligned} P \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} &= B_{l(1,2,1,2)} C_{\psi}^{i,v} \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + B_{l(1,2,1,2)} D_{\psi}^{i,v} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \\ &+ \left(A_{l(1,2,1,2)} + B_{l(1,2,1,2)} D_{\psi}^{i,v} \right) \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} + B_{l(1,2,1,2)} D_{\psi}^{i,v} \mathbf{u}_f \end{aligned} \quad (4-113)$$

L'équation (4-112) est obtenue en remplaçant le courant de la charge « R » (4-105) dans (4-113).

$$\begin{aligned} P \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} &= B_{l(1,2,1,2)} C_{\psi}^{i,v} \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + B_{l(1,2,1,2)} D_{\psi}^{i,v} \mathbf{u}_f \\ &+ \left(A_{l(1,2,1,2)} + B_{l(1,2,1,2)} D_{\psi}^{i,v} \right) \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \\ &+ B_{l(1,2,1,2)} D_{\psi}^{i,v} Z \left(C_{\psi}^{i,v} \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + D_{\psi}^{i,v} \mathbf{u}_f + D_{\psi}^{i,v} \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (4-114)$$

L'équation d'état du courant dans la charge « RL » (4-115) est obtenue en factorisant (4-114).

$$\begin{aligned}
p \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} &= \left(B_{l(1,2,1,2)} C_{\psi}^{i,v}{}_{(2,3,:)} + N C_{\psi}^{i,v}{}_{(2,3,:)} \right) \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} \\
&+ \left(B_{l(1,2,1,2)} D_{\psi}^{i,v}{}_{(2,3,1)} + N D_{\psi}^{i,v}{}_{(2,3,1)} \right) [u_f] \\
&+ \left(A_{l(1,2,1,2)} + B_{l(1,2,1,2)} D_{\psi}^{i,v}{}_{(2,3,2,3)} + N D_{\psi}^{i,v}{}_{(2,3,2,3)} \right) \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4-115}$$

avec

$$N = B_{l(1,2,1,2)} D_{\psi}^{i,v}{}_{(2,3,2,3)} Z \tag{4-116}$$

L'équation d'état est complète en joignant les équations d'état (4-109) et (4-115).

$$A_{Hrl} = \begin{bmatrix} \left(A_{\psi}^{i,v} + H C_{\psi}^{i,v}{}_{(2,3,:)} \right) & \left(B_{\psi}^{i,v}{}_{(:,2,3)} + H D_{\psi}^{i,v}{}_{(2,3,2,3)} \right) \\ \left(B_{l(1,2,1,2)} C_{\psi}^{i,v}{}_{(2,3,:)} + N C_{\psi}^{i,v}{}_{(2,3,:)} \right) & \left(A_{l(1,2,1,2)} + B_{l(1,2,1,2)} D_{\psi}^{i,v}{}_{(2,3,2,3)} + N D_{\psi}^{i,v}{}_{(2,3,2,3)} \right) \end{bmatrix} \tag{4-117}$$

$$B_{Hrl} = \begin{bmatrix} \left(B_{\psi}^{i,v}{}_{(:,1)} + H D_{\psi}^{i,v}{}_{(2,3,1)} \right) \\ \left(B_{l(1,2,1,2)} D_{\psi}^{i,v}{}_{(2,3,1)} + N D_{\psi}^{i,v}{}_{(2,3,1)} \right) \end{bmatrix} \tag{4-118}$$

Nous élaborons maintenant l'équation de sortie. L'équation de sortie de la structure hybride est modifiée pour tenir compte des courants des deux charges.

$$Y = \begin{bmatrix} i_f \\ u_d \\ u_q \end{bmatrix} = C_{\psi}^{i,v} \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + D_{\psi}^{i,v}{}_{(:,1)} [u_f] + D_{\psi}^{i,v}{}_{(:,2,3)} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + D_{\psi}^{i,v}{}_{(:,2,3)} \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \tag{4-119}$$

$$\begin{aligned}
Y &= \begin{bmatrix} i_f \\ u_d \\ u_q \end{bmatrix} = C_{\psi}^{i,v} \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + D_{\psi}^{i,v}{}_{(:,1)} [u_f] \\
&+ K \left(C_{\psi}^{i,v}{}_{(2,3,:)} \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + D_{\psi}^{i,v}{}_{(2,3,1)} [u_f] + D_{\psi}^{i,v}{}_{(2,3,2,3)} \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \right) + D_{\psi}^{i,v}{}_{(:,2,3)} \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4-120}$$

où

$$\mathbf{K} = D_{\psi}^{i,v}{}_{(:,2;3)} \mathbf{Z} \quad (4-121)$$

L'équation (4-122) est obtenue en factorisant (4-120).

$$\begin{aligned} Y = \begin{bmatrix} i_f \\ u_d \\ u_q \end{bmatrix} &= \left(C_{\psi}^{i,v} + K C_{\psi}^{i,v}{}_{(2;3,:)} \right) \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + \left(D_{\psi}^{i,v}{}_{(:,1)} + K D_{\psi}^{i,v}{}_{(2;3,1)} \right) \mathbf{u}_f \\ &+ \left(D_{\psi}^{i,v}{}_{(:,2;3)} + K D_{\psi}^{i,v}{}_{(2;3,2;3)} \right) \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4-122)$$

Nous partons de (4-100) pour calculer le courant fourni par la génératrice.

$$Y = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \quad (4-123)$$

L'équation (4-124) est obtenue en remplaçant le courant de la charge « R » de (4-109) dans (4-122).

$$Y = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \mathbf{Z} \left(C_{\psi}^{i,v}{}_{(2;3,:)} \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + D_{\psi}^{i,v}{}_{(2;3,1)} \mathbf{u}_f + D_{\psi}^{i,v}{}_{(2;3,2;3)} \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \right) + \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \quad (4-124)$$

L'équation (4-125) est obtenue en factorisant (4-124).

$$Y = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \left(\mathbf{Z} C_{\psi}^{i,v}{}_{(2;3,:)} \right) \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + \left(\mathbf{Z} D_{\psi}^{i,v}{}_{(2;3,1)} \right) \mathbf{u}_f + \left(I_{2,2} + \mathbf{Z} D_{\psi}^{i,v}{}_{(2;3,2;3)} \right) \begin{bmatrix} i_{ld} \\ i_{lq} \end{bmatrix} \quad (4-125)$$

Les matrices de l'équation de sortie sont construites en joignant les équations (4-125) et (4-122).

$$C_{Hrl} = \left[\begin{array}{c} \left(C_{\psi}^{i,v} + K C_{\psi}^{i,v}{}_{(2;3,:)} \right) \\ \left(\mathbf{Z} C_{\psi}^{i,v}{}_{(2;3,:)} \right) \end{array} \quad \begin{array}{c} \left(D_{\psi}^{i,v}{}_{(:,2;3)} + K D_{\psi}^{i,v}{}_{(2;3,2;3)} \right) \\ \left(I_{2,2} + \mathbf{Z} D_{\psi}^{i,v}{}_{(2;3,2;3)} \right) \end{array} \right] \quad (4-126)$$

$$D_{HFI} = \begin{bmatrix} (D_{\psi}^{i,v})_{(j,1)} + KD_{\psi}^{i,v}{}_{(2;3,1)} \\ (ZD_{\psi}^{i,v})_{(2;3,1)} \end{bmatrix} \quad (4-127)$$

4.3.3 Calcul des conditions initiales

La figure 4-4 place la tension terminale et le courant au stator dans le référentiel de Park. L'équation (4-128) calcule l'angle interne (δ_0) qui sépare l'axe « q » de la tension terminale (u_t).

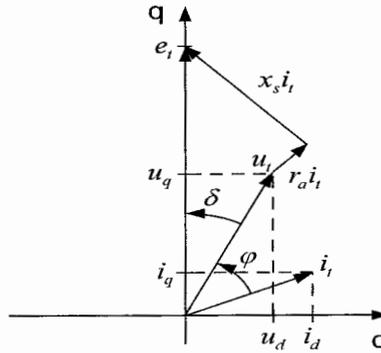


Figure 4-4 : Décomposition de la tension terminale et du courant terminale dans le référentiel de Park.

$$\delta_0 = \tan^{-1} \left(\frac{x_s i_t \cos \theta - r_a i_t \sin \theta}{u_t + x_s i_t \sin \theta + r_a i_t \cos \theta} \right) \quad (4-128)$$

La tension terminale et le courant au stator se décomposent de la façon suivante :

$$u_{q0} = u_{t0} \sin(\delta_0) \quad (4-129)$$

$$u_{d0} = u_{t0} \cos(\delta_0) \quad (4-130)$$

$$i_{d0} = i_{t0} \sin(\varphi_0 + \delta_0) \quad (4-131)$$

$$i_{q0} = i_{t0} \cos(\varphi_0 + \delta_0) \quad (4-132)$$

Les dérivées des flux sont nulles en régime permanent. Les courants au rotor sont aussi nuls ($i_D = i_Q = 0$), à l'exception du courant de champ. L'équation (4-133) calcule le courant de champ.

$$i_{f0} = \frac{u_{q0} + r_a i_{q0} + x_{dd} i_{d0}}{x_{md}} \quad (4-133)$$

Les flux initiaux se calculent avec les équations suivantes :

$$\psi_{d0} = \varepsilon x_{dd} i_{d0} + x_{df} i_{f0} ; \quad (4-134)$$

$$\psi_{q0} = \varepsilon x_{qq} i_{q0} ; \quad (4-135)$$

$$\psi_{f0} = \varepsilon x_{fd} i_{d0} + x_{ff} i_{f0} \quad (4-136)$$

$$\psi_{D0} = \varepsilon x_{Dd} i_{d0} + x_{Df} i_{f0} \quad (4-137)$$

$$\psi_{Q0} = \varepsilon x_{Qq} i_{q0} \quad (4-138)$$

La génératrice est entraînée à sa vitesse de synchronisme. La vitesse mécanique est donc unitaire en pu.

$$\omega_{m0} = 1 \quad (4-139)$$

4.4 Modèle de saturation de la machine synchrone

La saturation magnétique n'affecte que la réactance mutuelle. La réactance de fuite n'est pas affectée par la saturation et elle reste constante (Wamkeue, 1998 ; Levi, 2002). La machine synchrone peut avoir un rotor à pôle saillant. La présence des pôles saillants entraîne une réluctance différente dans les deux axes de Park. Le phénomène de saturation croisé doit tenir compte de cette différence. Les réactances mutuelles sont différentes dans les deux axes. Les flux magnétiques sont calculés dans les deux axes de la manière suivantes (Wamkeue, 1998 ; Beatcher, 2004) :

$$\psi_{md} = x_{md} (\varepsilon i_d + i_f + i_D) \quad (4-140)$$

$$\psi_{mq} = x_{mq} (\varepsilon i_q + i_Q) \quad (4-141)$$

Le rapport de saillance (Δ^2) est défini comme suit :

$$\Delta^2 = \frac{x_{md}^0}{x_{mq}^0} = \frac{x_{md}^s}{x_{mq}^s} \quad (4-142)$$

L'équation (4-142) exprime le fait que la saillance est indépendante de l'état de saturation de la machine (Levi, 2002). Le rapport de saillance sert à calculer le courant mutuel traversant la branche de magnétisation (4-143) (Tahan, 1993). Il sert aussi à calculer le flux mutuel (4-144).

$$i_m = \sqrt{i_{md}^2 + \frac{1}{\Delta^2} i_{mq}^2} \quad (4-143)$$

$$\psi_m = \sqrt{\psi_{md}^2 + \Delta^2 \psi_{mq}^2} \quad (4-144)$$

Les réactances mutuelles dans les deux axes varient en fonction de la saturation.

$$x_{md}^s = \frac{\psi_m}{i_m} = k_\psi x_{md}^0 \quad (4-145)$$

$$x_{mq}^s = k_\psi x_{mq}^0 \quad (4-146)$$

La caractéristique à vide de la machine permet de déterminer la saturation en fonction du courant de magnétisation ou du flux de magnétisation. La tension terminale correspond au flux de magnétisation ($u_t = \psi_m$) et le courant de champ correspond au courant mutuel ($i_f = i_m$) lorsque la machine est à vide (Wamkeue, 1998).

$$k_\psi = \frac{\psi_m}{x_{md}^0 i_m} = \frac{1}{x_{md}^0} \frac{u_t}{i_f} \quad (4-147)$$

L'équation (4-148) présente le polynôme qui calcule le facteur de saturation en fonction du flux mutuel. Les coefficients « q_z » peuvent être approximés avec la méthode des moindres carrés appliquée sur la courbe de magnétisation.

$$k_\psi = f(\psi_m) = \sum_{z=0}^6 q_z \psi_m^z \quad (4-148)$$

$$\frac{1}{x_{md}^0} \left. \frac{d(\psi_m(i_m))}{d(i_m)} \right|_{\psi=0} = 1 \quad (4-149)$$

La saturation est soumise à la contrainte (4-149) qui donne l'égalité (3-124) comme avec la machine asynchrone.

4.5 Modèles d'état électromécaniques saturés de la machine synchrone : modèles admittance et hybride

4.5.1 Prise en compte de la saturation

Nous obtenons le flux mutuel dans l'axe « d » en soustrayant le flux de fuite du flux de l'axe « d » dans (4-150). Le flux mutuel dans l'axe « q » s'obtient de la même manière à (4-151).

$$\psi_{md} = \psi_d - x_d i_d \quad (4-150)$$

$$\psi_{mq} = \psi_q - x_q i_q \quad (4-151)$$

Ensuite, nous pouvons calculer le flux mutuel avec (4-144). L'équation (4-148) permet d'obtenir le facteur de saturation (k_ψ). Les réactances principales saturées se calculent avec (4-145) et (4-146).

4.5.2 Modèle d'état électromécanique

4.5.2.1 Modèle admittance

Le vecteur de commande (U) et le vecteur de variables d'état (G) se définissent comme :

$$U = [u_d \quad u_q \quad u_h \quad 0 \quad 0 \quad \tau_m]^T \quad (4-152)$$

$$G = [\psi_d \quad \psi_q \quad \psi_h \quad \psi_f \quad \psi_D \quad \psi_Q \quad \omega_m]^T \quad (4-153)$$

L'ajout de l'équation mécanique (3-52) aux matrices d'état de la structure admittance $(A_\psi^v, B_\psi^v, C_\psi^v, D_\psi^v)$ donne les matrices d'état du modèle admittance (A_A, B_A, C_A, D_A) .

$$A_A = \begin{bmatrix} A_\psi^v & 0_{6,1} \\ \frac{\varepsilon \psi_{sr} G_\psi}{2H} & \frac{-D}{2H} \end{bmatrix} \quad (4-154)$$

$$B_A = \begin{bmatrix} B_\psi^v & 0_{6,1} \\ 0_{1,6} & \frac{-\varepsilon}{2H} \end{bmatrix} \quad (4-155)$$

$$C_A = \begin{bmatrix} C_\psi^v & 0_{6,1} \\ 0_{1,6} & 1 \end{bmatrix} \quad (4-156)$$

$$D_A = [0_{7,7}] \quad (4-157)$$

4.5.2.2 Modèle hybride

Le vecteur de commande (U) et le vecteur de variables d'état (G) se définissent comme :

$$U = [u_f \quad i_d \quad i_q \quad \tau_m]^T \quad (4-158)$$

$$G = [\psi_f \quad \psi_D \quad \psi_Q \quad \omega_m]^T \quad (4-159)$$

Le couple induit se décompose en flux au stator (4-81) et courant au stator (i_{qd}) à (4-160).

$$\tau_c = [i_q \quad -i_d] \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = [i_q \quad -i_d] C_\phi \psi_r + [i_q \quad -i_d] D_\phi^* \begin{bmatrix} u_f \\ i_s \end{bmatrix} \quad (4-160)$$

L'ajout de l'équation mécanique (3-52) aux matrices d'état de la structure hybride $(A_\psi^{i,v}, B_\psi^{i,v}, C_\psi^{i,v}, D_\psi^{i,v})$ donne les matrices d'état du modèle hybride (A_H, B_H, C_H, D_H) .

$$A_H = \begin{bmatrix} A_\psi^{i,v} & 0_{3,1} \\ \frac{\varepsilon i_{qd} C_\varphi}{2H} & \frac{-D}{2H} \end{bmatrix}; \quad i_{qd} = \begin{bmatrix} i_q & -i_d \end{bmatrix} \quad (4-161)$$

$$B_H = \begin{bmatrix} B_\psi^{i,v} & 0_{3,1} \\ \frac{\varepsilon i_{qd} D_\varphi^*}{2H} & \frac{-\varepsilon \tau_m}{2H} \end{bmatrix} \quad (4-162)$$

$$C_H = \begin{bmatrix} C_\psi^{i,v} & 0_{3,1} \\ 0_{1,3} & 1 \end{bmatrix} \quad (4-163)$$

$$D_H = \begin{bmatrix} D_\psi^{i,v} & 0_{3,1} \\ 0_{1,3} & 0_{1,1} \end{bmatrix} \quad (4-164)$$

4.5.3 Calcul des conditions initiales

S'inspirant de la méthode de (Wamkeue, 1998; Beatcher, 2004), les conditions initiales sont calculées avec une méthode itérative. À partir des grandeurs mesurées, nous déterminons le degré de saturation de la machine pour le modèle saturé. Ensuite, les conditions rotoriques sont facilement identifiables. Avec une charge purement inductive ou purement capacitive, l'angle entre la tension terminale et le courant terminal est facile à calculer. Le courant de champ et le courant terminal sont initialisés avec les courants mesurés. La tension terminale est utilisée pour valider le calcul de conditions initiales.

$$\delta_0 = 0 \quad (4-165)$$

$$\varphi_0 = \varphi \quad (4-166)$$

$$u_{f0} = u_{f0}^{mes} \quad (4-167)$$

$$i_{f0} = i_{f0}^{mes} \quad (4-168)$$

$$i_{t0} = i_{t0}^{mes} \quad (4-169)$$

Les courants et les tensions sont décomposées dans le référentielle de Park comme dans les équations (4-129) à (4-132). Le courant mutuel se calcule à (4-170). Le degré de saturation est ensuite calculé à partir du flux mutuel à (4-171). Les coefficients du polynôme doivent être préalablement déterminés.

$$i_m = \sqrt{(e i_{d0} + i_{f0})^2 + \frac{1}{\Delta^2} i_{q0}^2} \quad (4-170)$$

$$k_\psi = \sum q_z \psi_m^z \quad (4-171)$$

Les réactances qui varient en fonction de la saturation sont calculées :

$$x_{md} = k_\psi x_{md}^0 \quad (4-172)$$

$$x_{mq} = k_\psi x_{mq}^0 \quad (4-173)$$

$$x_{dd} = x_{md} + x_a \quad (4-174)$$

$$x_{qq} = x_{mq} + x_a \quad (4-175)$$

La tension dans l'axe « q » se calcule à partir des courants au stator, du courant de champ et les paramètres de la machine.

$$u_{q0} = x_{md} i_{f0} - r_a i_{q0} - x_{dd} i_{d0} \quad (4-176)$$

Le module de la tension terminale peut être déterminé avec (4-177). Nous calculons l'angle interne avec l'équation (4-96).

$$u_{t0} = \sqrt{u_{d0}^2 + u_{q0}^2} \quad (4-177)$$

Une « erreur » est calculée pour valider le degré de saturation en fonction de la différence entre la tension terminale mesurée et la tension terminale calculée. Nous recommençons le calcul à la décomposition des tensions (4-128) et des courants dans le référentiel de Park si l'erreur est plus élevée que 5%.

$$erreur = \frac{|u_{t0} - u_{t0}^{mes}|}{u_{t0}^{mes}} * 100\% \quad (4-178)$$

Les courants amortisseurs sont nuls dans un régime permanent. Les flux dans les différents enroulements sont facilement calculables à partir de (4-136) à (4-138). La génératrice est entraînée à sa vitesse de synchronisme, ce qui donne :

$$\omega_{m0} = 1 \quad (4-179)$$

4.6 Modèle analytique hybride de la machine synchrone

4.6.1 Développement analytique du modèle hybride

La mise en application d'un modèle d'état semble difficile à réaliser. L'utilisation du modèle d'état est lourde et abstraite pour un usage d'analyse ou pour l'identification. Des expressions analytiques sont développées à partir de la structure hybride (Baetcher, 2004). Les expressions temporelles développées ici seront plus compréhensibles qu'un modèle d'état. Elles seront aussi facilement utilisables.

4.6.1.1 Formes analytiques des matrices d'état

Les matrices d'état se composent d'expressions lourdes à utiliser dans des développements mathématiques. Simplifions ces matrices et déclarons des coefficients significatifs. La matrice « $A_{\psi}^{i,v}$ » de (4-77) se décompose selon les deux axes dans (4-180) et (4-181). Les autres matrices de la structure hybride (4-78), (4-94) et (4-95) se simplifient dans (4-182) à (4-187). Les expressions sont aussi obtenues à partir de la routine symbolique de « Matlab ».

$$A_{\psi}^{i,v} = \omega_n \begin{bmatrix} \frac{-r_f x_{DD}}{N} & \frac{r_f x_{fD}}{N} & 0 \\ \frac{r_D x_{fD}}{N} & \frac{-r_D x_{ff}}{N} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_Q}{x_{QQ}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{rd} & 0_{2,1} \\ 0_{1,2} & A_{rq} \end{bmatrix} \quad (4-180)$$

$$A_{rd} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}; \quad A_{rq} = -\frac{r_Q}{x_{QQ}} \quad (4-181)$$

$$B_{\psi}^{i,v} = \omega_n \begin{bmatrix} 1 & \frac{r_f(-x_{DD}x_{df} + x_{dD}x_{fD})}{N} & 0 \\ 0 & \frac{r_D(-x_{dD}x_{ff} + x_{df}x_{fD})}{N} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_Q x_{qQ}}{x_{QQ}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{rd} & 0_{2,1} \\ 0_{2,1} & B_{rq} \end{bmatrix} \quad (4-182)$$

$$B_{rd} = \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ 0 & b_{22} \end{bmatrix}; \quad B_{rq} = -\frac{r_Q x_{qQ}}{x_{QQ}} \quad (4-183)$$

$$C_{\psi}^{i,v} = \begin{bmatrix} \frac{x_{DD}}{N} & \frac{-x_{fD}}{N} & 0 \\ \frac{x_{DD}x_{df} - x_{dD}x_{fD}}{N} & \frac{x_{dD}x_f - x_{df}x_{fD}}{N} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{x_{Qq}}{x_{QQ}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{rd} & 0_{2,1} \\ 0_{1,2} & C_{rq} \end{bmatrix} \quad (4-184)$$

$$C_{rd} = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} \\ c_{21} & c_{22} \end{bmatrix}; \quad C_{rq} = c_{33} = \frac{x_{Qq}}{x_{QQ}} \quad (4-185)$$

$$D_{\psi}^{i,v} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{x_{fd}x_{DD} - x_{Df}x_{Dd}}{N} & 0 \\ 0 & \frac{x_{DD}x_{df}^2 - x_d x_{DD}x_{ff} + x_{ff}x_{df}^2 - 2x_{dD}x_{df}x_{fD} + x_d x_{fD}^2}{N} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{x_{Qq}^2}{x_{QQ}} - x_q \end{bmatrix} \quad (4-186)$$

$$D_{\psi}^{i,v} = \begin{bmatrix} D_{rd} & 0_{2,1} \\ 0_{1,2} & D_{rq} \end{bmatrix}$$

$$D_{rd} = \begin{bmatrix} 0 & d_{12} \\ 0 & d_{22} \end{bmatrix}; \quad D_{rq} = d_{33} = \frac{x_{Qq}^2}{x_{QQ}} - x_q \quad (4-187)$$

où

$$N = x_{DD}x_{ff} - x_{fD}^2 \quad (4-188)$$

4.6.1.2 Expression analytique dans l'axe « q »

Le circuit rotorique dans l'axe « q » est indépendant du circuit de champ et du circuit rotorique dans l'axe « d ». Le flux de cet amortisseur peut être développé facilement. La dérivée de ce flux s'exprime à (4-189). Nous considérons que le courant au stator reste constant (4-191).

$$p(\psi_Q)(t) = A_{rd}\psi_Q(t) + B_{rq}i_q(t) \quad (4-189)$$

$$\psi_Q(t_0) = \psi_{Q0} \quad (4-190)$$

$$i_q(t) = i_q = cste \quad (4-191)$$

La transformée de Laplace ($L\{p(\psi_Q(t))\}$) donne (4-192) en tenant compte de la condition initiale (4-190). Le courant du stator devient échelon dans le domaine de Laplace.

$$[s\Psi_Q(s) - \psi_{Q0}] = A_{rq}\Psi_Q(s) + B_{rq}\left(\frac{i_q}{s}\right) \quad (4-192)$$

L'équation se factorise et devient :

$$[s - A_{rq}]\Psi_Q(s) = \psi_{Q0} + B_{rq}\left(\frac{i_q}{s}\right) \quad (4-193)$$

L'équation devient en isolant le flux de l'axe « q » :

$$\Psi_Q(s) = \frac{\psi_{Q0}}{[s - A_{rq}]} + \frac{B_{rq}i_q}{s[s - A_{rq}]} \quad (4-194)$$

La transformée inverse de Laplace de la solution homogène devient :

$$L^{-1} \left\{ \frac{\psi_{Q0}}{[s - a_{33}]} \right\} = \psi_Q(t) = \psi_{Q0} e^{A_{33}t} = \psi_{Q0} e^{\frac{\omega_n r_{Q0} t}{x_{Q0}}} \quad (4-195)$$

La réponse à l'entrée forcée nécessite la décomposition en fraction partielle :

$$\frac{B_{rq} i_q}{s[s - A_{rq}]} = \frac{-B_{rq} i_q}{A_{rq} s} + \frac{B_{rq} i_q}{A_{rq} [s - A_{rq}]} \quad (4-196)$$

La transformée inverse de Laplace de la réponse à l'entrée forcée donne l'équation suivante :

$$L^{-1} \left\{ \frac{-B_{rq} i_q}{A_{rq} s} + \frac{B_{rq} i_q}{A_{rq} [s - A_{rq}]} \right\} = \psi_Q(t) \quad (4-197)$$

$$\psi_Q(t) = -\frac{B_{rq} i_d}{A_{rq}} + \frac{B_{rq} i_d}{A_{rq}} e^{A_{rq} t} = x_{qQ} i_q \left(e^{\frac{\omega_n r_{Q0} t}{x_{Q0}}} - 1 \right)$$

La solution complète dans l'axe « q » donne l'expression temporelle suivante :

$$\psi_Q(t) = (\psi_{Q0} + x_{qQ} i_q) e^{\frac{\omega_n r_{Q0} t}{x_{Q0}}} - x_{qQ} i_q \quad (4-198)$$

4.6.1.3 Expressions analytiques dans l'axe « d »

Nous allons travailler dans l'axe « d » maintenant. Deux variables d'état sont dépendantes : le flux de champ et le flux de l'amortisseur. Deux pôles s'obtiennent du déterminant.

$$\det(sI - A_{rd}) = (s - a_{11})(s - a_{22}) - a_{12} a_{21} = (s - p_1)(s - p_2) \quad (4-199)$$

Les deux pôles sont trouvés avec cette équation :

$$p_{1,2} = \frac{a_{11} + a_{22} \pm \sqrt{\Lambda}}{2} \quad (4-200)$$

Où la valeur « Λ » est calculée comme suit :

$$\Lambda = a_{11}^2 - 2a_{11}a_{22} + a_{22}^2 + 4a_{12}a_{21} \quad (4-201)$$

La transformée inverse de Laplace se calcule aisément comme suit :

$$L^{-1}\{\Phi_{rd}(s)\} = L^{-1}\{(sI - A_{rd})^{-1}\} = L^{-1}\left\{\frac{1}{(s-p_1)(s-p_2)} \begin{bmatrix} s-a_{22} & a_{12} \\ a_{21} & s-a_{11} \end{bmatrix}\right\}$$

$$L^{-1}\{\Phi_{rd}(s)\} = \begin{bmatrix} \alpha_{11}(t) & \alpha_{12}(t) \\ \alpha_{21}(t) & \alpha_{22}(t) \end{bmatrix} \quad (4-202)$$

Les expressions temporelles sont les équations suivantes :

$$\alpha_{11}(t) = \frac{a_{11} - a_{22} + \sqrt{\Lambda}}{2\sqrt{\Lambda}} e^{p_1 t} + \frac{-a_{11} + a_{22} + \sqrt{\Lambda}}{2\sqrt{\Lambda}} e^{p_2 t} = k_{\alpha 1} e^{p_1 t} + k_{\alpha 2} e^{p_2 t} \quad (4-203)$$

$$\alpha_{12}(t) = \frac{a_{12}}{\sqrt{\Lambda}} e^{p_1 t} - \frac{a_{12}}{\sqrt{\Lambda}} e^{p_2 t} ; \quad \alpha_{21}(t) = \frac{a_{21}}{\sqrt{\Lambda}} e^{p_1 t} - \frac{a_{21}}{\sqrt{\Lambda}} e^{p_2 t} \quad (4-204)$$

$$\alpha_{22}(t) = \frac{-a_{11} + a_{22} + \sqrt{\Lambda}}{2\sqrt{\Lambda}} e^{p_1 t} + \frac{a_{11} - a_{22} + \sqrt{\Lambda}}{2\sqrt{\Lambda}} e^{p_2 t} = k_{\alpha 2} e^{p_1 t} + k_{\alpha 1} e^{p_2 t} \quad (4-205)$$

L'équation matricielle complète de Laplace du flux au rotor dans l'axe « d » donne :

$$\Psi_{rd} = (sI - A_{rd})^{-1} [\Psi_{rd0} + B_{rd} U_{rd}] = \Phi_{rd}(s) \Psi_{rd0} + \Phi_{rd}(s) B_{rd} U_{rd} \quad (4-206)$$

L'équation (4-207) développe la solution homogène ou la réponse aux conditions initiales.

$$\begin{bmatrix} \psi_f(t) \\ \psi_D(t) \end{bmatrix} = \Phi_{rd}(t) \begin{bmatrix} \psi_{f0} \\ \psi_{D0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{f0} \alpha_{11}(t) + \psi_{D0} \alpha_{12}(t) \\ \psi_{f0} \alpha_{21}(t) + \psi_{D0} \alpha_{22}(t) \end{bmatrix} \quad (4-207)$$

L'entrée doit être connue pour développer l'expression analytique, ici la tension de champ et le courant au stator sont considérés comme constants. La transformée de Laplace de l'entrée nous est donnée par l'équation (4-209).

$$U_{rd}(t) = \begin{bmatrix} u_f(t) \\ i_d(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_f = cste \\ i_d = cste \end{bmatrix} \quad (4-208)$$

$$L\{U_{rd}(t)\} = U_{rd}(s) = \begin{bmatrix} u_f(s) \\ i_d(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{u_f}{s} \\ \frac{i_d}{s} \end{bmatrix} \quad (4-209)$$

Dans l'espace de Laplace, les expressions du flux au rotor s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} \psi_f(s) \\ \psi_D(s) \end{bmatrix} = \Phi_{rd}(s) \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} \\ 0 & b_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{u_f}{s} \\ \frac{i_d}{s} \end{bmatrix} = \quad (4-210)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_f(s) \\ \psi_D(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{s(s-p_1)(s-p_2)} \begin{bmatrix} \alpha_{11}(t)(b_{11}u_f + b_{12}i_d) + \alpha_{12}(t)b_{22}i_d \\ \alpha_{21}(t)(b_{11}u_f + b_{12}i_d) + \alpha_{22}(t)b_{22}i_d \end{bmatrix}$$

La transformée inverse de Laplace donne :

$$L^{-1}\left\{\begin{bmatrix} \psi_f(s) \\ \psi_D(s) \end{bmatrix}\right\} = \begin{bmatrix} \psi_f(t) \\ \psi_D(t) \end{bmatrix} \quad (4-211)$$

Nous avons les deux expressions temporelles suivantes :

$$\begin{aligned} \psi_D(t) = & k_{D13} \cdot u_f + k_{D23} \cdot i_d + (k_{D10} + k_{D11} \cdot u_f + k_{D21} \cdot i_d) \cdot e^{p_1 t} \\ & + (k_{D20} + k_{D12} \cdot u_f + k_{D22} \cdot i_d) \cdot e^{p_2 t} \end{aligned} \quad (4-212)$$

$$\begin{aligned} \psi_f(t) = & k_{f13} \cdot u_f + k_{f23} \cdot i_d + (k_{f10} + k_{f11} \cdot u_f + k_{f21} \cdot i_d) \cdot e^{p_1 t} \\ & + (k_{f20} + k_{f12} \cdot u_f + k_{f22} \cdot i_d) \cdot e^{p_2 t} \end{aligned} \quad (4-213)$$

où

$$k_{D10} = k_{\alpha 2} \psi_{D0} + \frac{a_{21}}{\sqrt{\Lambda}} \psi_{f0} ; \quad k_{D20} = k_{\alpha 1} \psi_{D0} - \frac{a_{21}}{\sqrt{\Lambda}} \psi_{f0} \quad (4-214)$$

$$k_{D11} = \frac{a_{21} b_{11}}{\sqrt{\Lambda} p_1} ; \quad k_{D21} = \frac{1}{\sqrt{\Lambda}} \left[b_{12} + \frac{a_{21} b_{12} - a_{11} b_{22}}{p_1} \right] \quad (4-215)$$

$$k_{D12} = -\frac{a_{21} b_{11}}{\sqrt{\Lambda} p_2} ; \quad k_{D22} = -\frac{1}{\sqrt{\Lambda}} \left[b_{12} + \frac{a_{21} b_{12} - a_{11} b_{22}}{p_2} \right] \quad (4-216)$$

$$k_{D13} = \frac{a_{21}b_{11}}{p_1 p_2} ; \quad k_{D23} = \frac{a_{21}b_{12} - a_{11}b_{22}}{p_1 p_2} \quad (4-217)$$

$$k_{f10} = k_{\alpha 1} \psi_{f0} + \frac{a_{12}}{\sqrt{\Lambda}} \psi_{D0} ; \quad k_{f20} = k_{\alpha 2} \psi_{f0} - \frac{a_{12}}{\sqrt{\Lambda}} \psi_{D0} \quad (4-218)$$

$$k_{f11} = \frac{1}{\sqrt{\Lambda}} \left[b_{11} - \frac{a_{22}b_{11}}{p_1} \right] ; \quad k_{f21} = \frac{1}{\sqrt{\Lambda}} \left[b_{12} + \frac{a_{12}b_{22} - a_{22}b_{12}}{p_1} \right] \quad (4-219)$$

$$k_{f12} = -\frac{1}{\sqrt{\Lambda}} \left[b_{11} - \frac{a_{22}b_{11}}{p_2} \right] ; \quad k_{f22} = -\frac{1}{\sqrt{\Lambda}} \left[b_{12} + \frac{a_{12}b_{22} - a_{22}b_{12}}{p_2} \right] \quad (4-220)$$

$$k_{f13} = -\frac{a_{22}b_{11}}{p_1 p_2} ; \quad k_{f23} = \frac{a_{12}b_{22} - a_{22}b_{12}}{p_1 p_2} \quad (4-221)$$

4.6.1.4 Expressions des sorties

L'équation (4-222) montre les expressions des variables de sorties du modèle en fonction des variables d'état et des entrées. Le modèle hybride simplifié donne le courant de champ et le flux au stator. Nous pouvons estimer la tension au stator comme à (4-222) en supposant la vitesse mécanique et l'impédance au stator négligeable.

$$\begin{bmatrix} i_f(t) \\ u_q(t) \\ -u_d(t) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} i_f(t) \\ \psi_d(t) \\ \psi_q(t) \end{bmatrix} = C_{\psi}^{i,v} \begin{bmatrix} \psi_f(t) \\ \psi_D(t) \\ \psi_Q(t) \end{bmatrix} + D_{\psi}^{i,v} \begin{bmatrix} u_f(t) \\ i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} \quad (4-222)$$

Nous exprimons le flux à partir du courant au stator et des conditions initiales. L'équation (4-223) donne le flux du stator dans l'axe « q ».

$$\psi_q(t) = (k_{q1} i_q(t) + k_{q3} \psi_{Q0}) e^{-t/T_{q0}} + k_{q2} i_q(t) \quad (4-223)$$

où

$$k_{q1} = c_{33} x_{Qq} ; \quad k_{q2} = -c_{33} x_{Qq} + d_{33} ; \quad k_{q3} = c_{33} \quad (4-224)$$

L'équation (4-225) donne le courant de champ et (4-226) donne le flux dans l'axe « d ».

$$\begin{aligned}
i_f(t) = & \left(k_{if11} u_f(t) + k_{if21} i_d(t) + k_{if31} \psi_{f0} + k_{if41} \psi_{D0} \right) \cdot e^{-t/T_{d0}} \\
& + \left(k_{if12} u_f(t) + k_{if22} i_d(t) + k_{if32} \psi_{f0} + k_{if42} \psi_{D0} \right) \cdot e^{-t/T_{d0}''} \\
& + k_{if13} u_f(t) + k_{if23} i_d(t)
\end{aligned} \tag{4-225}$$

$$\begin{aligned}
\psi_d(t) = & \left(k_{\psi d11} u_f(t) + k_{\psi d21} i_d(t) + k_{\psi d31} \psi_{f0} + k_{\psi d41} \psi_{D0} \right) \cdot e^{-t/T_{d0}} \\
& + \left(k_{\psi d12} u_f(t) + k_{\psi d22} i_d(t) + k_{\psi d32} \psi_{f0} + k_{\psi d42} \psi_{D0} \right) \cdot e^{-t/T_{d0}''} \\
& + k_{\psi d13} u_f(t) + k_{\psi d23} i_d(t)
\end{aligned} \tag{4-226}$$

où

$$k_{if11} = c_{11} k_{f11} + c_{12} k_{D11}; \quad k_{if12} = c_{11} k_{f12} + c_{12} k_{D12} \tag{4-227}$$

$$k_{if13} = c_{11} k_{f13} + c_{12} k_{D13}; \quad k_{if21} = c_{11} k_{f21} + c_{12} k_{D21} \tag{4-228}$$

$$k_{if22} = c_{11} k_{f22} + c_{12} k_{D22}; \quad k_{if23} = c_{11} k_{f23} + c_{12} k_{D23} + d_{21} \tag{4-229}$$

$$k_{if31} = c_{11} k_{\alpha 1} + c_{12} \frac{a_{21}}{\sqrt{\Lambda}}; \quad k_{if32} = c_{11} k_{\alpha 2} - c_{12} \frac{a_{21}}{\sqrt{\Lambda}} \tag{4-230}$$

$$k_{if41} = c_{11} \frac{a_{12}}{\sqrt{\Lambda}} + c_{12} k_{\alpha 2}; \quad k_{if42} = -c_{11} \frac{a_{12}}{\sqrt{\Lambda}} + c_{12} k_{\alpha 1} \tag{4-231}$$

$$k_{\psi d11} = c_{21} k_{f11} + c_{22} k_{D11}; \quad k_{\psi d12} = c_{21} k_{f12} + c_{22} k_{D12} \tag{4-232}$$

$$k_{\psi d13} = c_{21} k_{f13} + c_{22} k_{D13}; \quad k_{\psi d21} = c_{21} k_{f21} + c_{22} k_{D21} \tag{4-233}$$

$$k_{\psi d22} = c_{21} k_{f22} + c_{22} k_{D22}; \quad k_{\psi d23} = c_{21} k_{f23} + c_{22} k_{D23} + d_{22} \tag{4-234}$$

$$k_{\psi d31} = c_{21} k_{\alpha 1} + c_{22} \frac{a_{21}}{\sqrt{\Lambda}}; \quad k_{\psi d32} = c_{21} k_{\alpha 2} - c_{22} \frac{a_{21}}{\sqrt{\Lambda}} \tag{4-235}$$

$$k_{\psi d41} = c_{21} \frac{a_{12}}{\sqrt{\Lambda}} + c_{22} k_{\alpha 2}; \quad k_{\psi d42} = -c_{21} \frac{a_{12}}{\sqrt{\Lambda}} + c_{22} k_{\alpha 1} \tag{4-236}$$

Nous retrouvons dans l'annexe B le développement des expressions analytiques sous code « Matlab ». Le fichier se nomme « *analytique.m* ».

4.6.2 Mise en œuvre numérique des essais dynamiques

4.6.2.1 Procédure de simulation

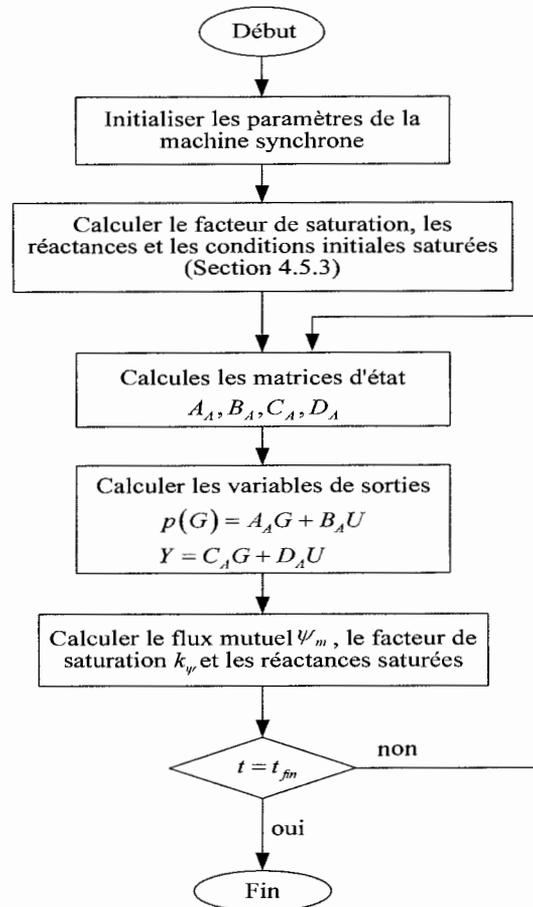


Figure 4-5 : Procédure de simulation du modèle admittance.

La figure 4-5 résume les étapes franchies dans la simulation numérique du modèle admittance. Les matrices d'état « A_H », « B_H », « C_H » et « D_H » sont reconstruites en fonction de la vitesse mécanique et du niveau de saturation à chaque pas d'intégration,

Les étapes franchies sont les mêmes dans la procédure du modèle hybride. Les matrices d'état « A_H », « B_H », « C_H » et « D_H » sont construites et utilisées dans le calcul des sorties.

4.6.2.2 Modèle

4.6.2.2.1 Modèle admittance

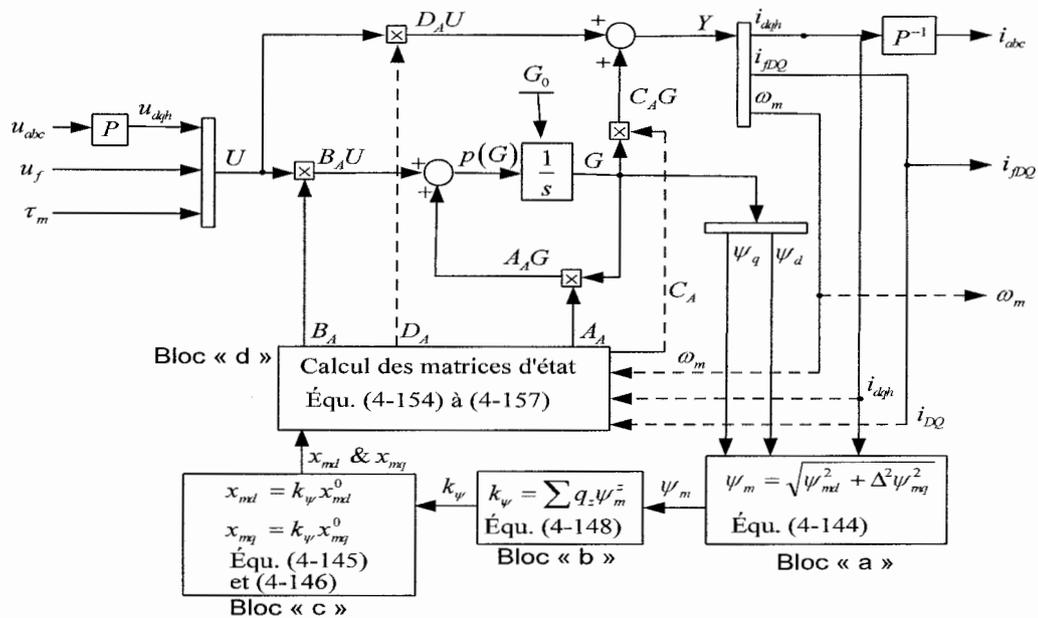


Figure 4-6 : Schéma du modèle admittance.

Le modèle de la figure 4-6 présente mieux les opérations effectuées dans une simulation. Nous voyons le vecteur de commande construite à partir des tensions au stator à gauche. Le bloc « a » calcule le flux mutuel. Celui-ci permet de calculer le facteur de saturation dans le bloc « b ». Les deux réactances principales sont ensuite déterminées dans le bloc « c ». Le bloc « d » reconstruit les matrices d'état. Le modèle d'état utilise ensuite les matrices calculées. Nous voyons les variables de sorties à droite.

4.6.2.2.2 Modèle Hybride

Le modèle hybride de la figure 4-7 montre les mêmes blocs que le modèle d'admittance. À gauche, le vecteur de commande se compose de la tension de champ, des courants au stator et du couple mécanique. À droite, le vecteur de sortie donne le courant de champ, les flux au stator et la vitesse mécanique.

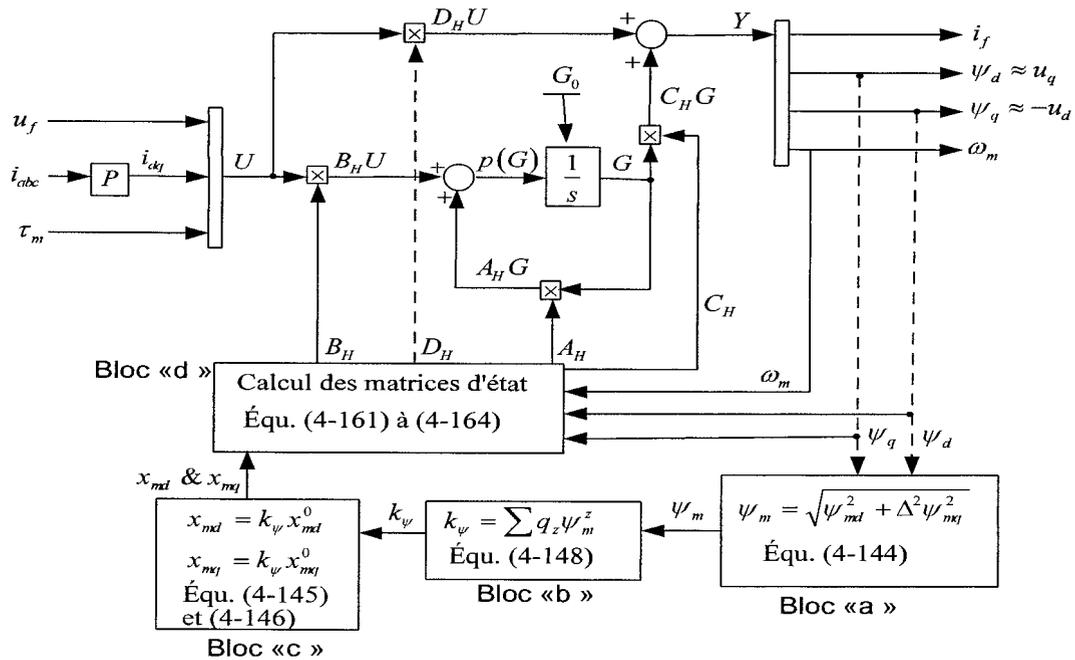


Figure 4-7 : Schéma du modèle hybride.

4.6.2.3 Principe de quelques essais dynamiques

4.6.2.3.1 Principe d'un courts-circuit triphasé

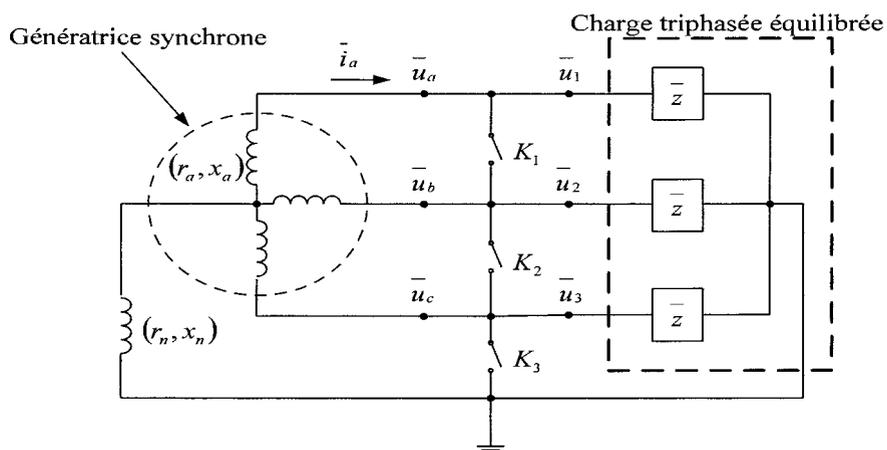


Figure 4-8 : Schéma de principe de l'essai de court-circuit symétrique.

Le court-circuit triphasé a été largement traité par (Wamkeue, 1998). La figure 4-8 présente l'essai de court-circuit symétrique. Une génératrice synchrone est connectée à une charge triphasée. Le principe d'un court-circuit triphasé consiste à fermer les trois interrupteurs (K_1 , K_2 et K_3) en même temps. Les tensions terminales deviennent nulles ($u_a = u_b = u_c = 0$). Le défaut provoque des courants de grandes amplitudes.

4.6.2.3.2 Principe d'un délestage

Le délestage de charge a été traité par (Beatcher, 2004). La figure 4-9 montre une génératrice synchrone branchée à deux charges triphasées équilibrées. Les deux charges sont branchées en parallèle.

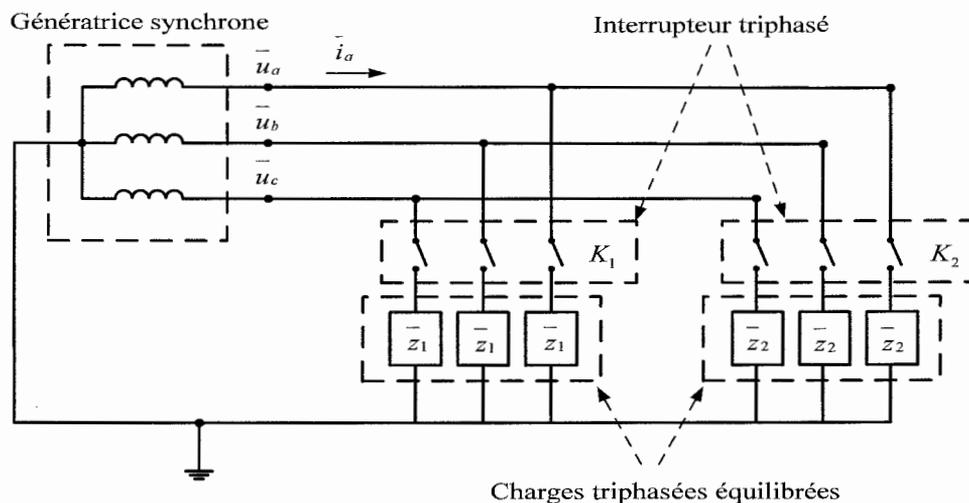


Figure 4-9 : Schéma de principe de l'essai de délestage.

Le principe de délestage consiste à ouvrir un interrupteur ou les deux en supposant qu'ils sont initialement fermés (K_1 et K_2). L'ouverture d'un interrupteur entraîne la chute du courant terminal de α % du courant terminal initial. Nous parlerons d'un délestage à α %. Nous obtenons un délestage à 100% lorsque les deux relais sont ouverts. La nature de la charge délestée va influencer la variation de la tension terminale. Le délestage d'une charge purement capacitive provoque une chute de tension terminale. Une charge inductive provoque une élévation de la tension terminale comme à la figure 4-10.

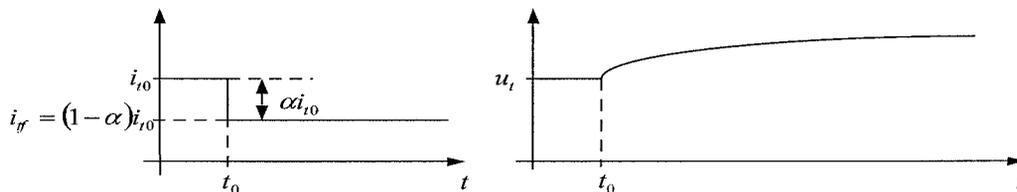


Figure 4-10 : Courant terminal dans un délestage d'une charge inductive.

4.6.2.3.3 Principe d'enclenchement de charge

Le principe d'enclenchement d'une charge entraîne l'élévation du courant terminal de $\alpha\%$ du courant final (i_f) en supposant que les deux interrupteurs triphasés sont initialement ouverts (K_1 et K_2) (figure 4-9). Nous parlerons d'enclenchement de $\alpha\%$. Nous obtenons une mise en charge à 100% lorsque les deux interrupteurs sont fermés simultanément.

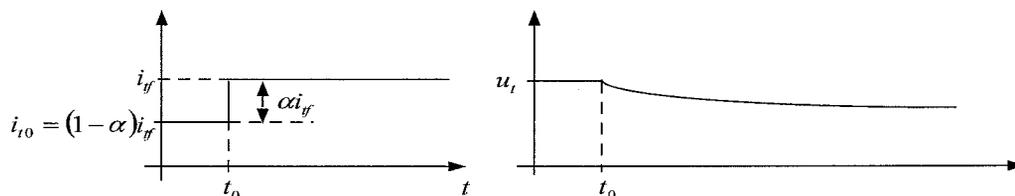


Figure 4-11 : Courant terminal dans un enclenchement de charge inductive.

La nature de la charge va influencer la variation de la tension terminale. La mise en charge d'une charge purement capacitive provoque une élévation de la tension terminale. Une charge inductive provoque une chute de la tension terminale comme à la figure 4-11. L'essai d'enclenchement apparaît donc comme l'essai dual du délestage

4.6.2.3.4 Principe d'un essai de court-circuit de champ

La figure 4-12 montre une génératrice synchrone à vide. L'interrupteur « K_1 » permet de court-circuiter le circuit de champ. Le principe du court-circuit de champ consiste à fermer l'interrupteur « K_1 » initialement ouvert lorsque la machine opère à vide et à vitesse synchrone.

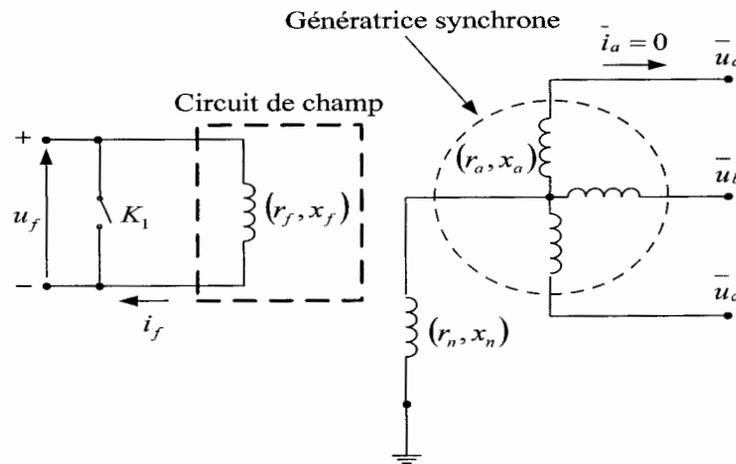


Figure 4-12 : Schéma de principe de l'essai de court-circuit de champ.

La tension de champ qui devient nulle entraîne la chute de tension terminale de la génératrice synchrone.

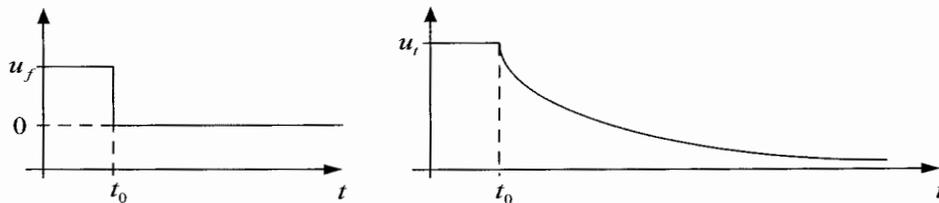


Figure 4-13 : Tensions de champ « u_f » dans un court-circuit de champ.

4.7 Validation du modèle avec les essais réels : modèle admittance, modèle hybride, modèle analytique hybride

La validation consiste à comparer la simulation numérique des différents modèles avec des essais expérimentaux. Dans un premier temps, nous allons faire la validation avec le modèle d'admittance qui a déjà été traité par (Wamkeue, 1998). Cette première validation permettra de tester la technique de calcul des conditions initiales et des paramètres utilisés dans les simulations.

Ensuite, nous utiliserons les mêmes paramètres pour valider le modèle hybride et les expressions analytiques. Des essais marginaux sont ici utilisés : le délestage de charge, l'enclenchement de charge et court-circuit de champ.

Nous présenterons la commande du modèle et les résultats dans les simulations, Les conditions initiales utilisées seront aussi données pour chacune des simulations.

4.7.1 Paramètres de la machine synchrone

Tableau 4-2 : Paramètres en pu de la machine synchrone « Lab Volt ».

x_{md}	0,6541	x_{mq}	0,3707
x_a	0,0101	r_a	0,0203
x_f	0,0713	r_f	0,0116
x_D	0,6690	r_D	0,0120
x_{kf}	-0,0081		
x_Q	0,1352	r_Q	0,0073

Voici les paramètres de la machine synchrone utilisé pour valider les modèles. La résistance du circuit au stator et la résistance du circuit de champ ont été mesurées sur la machine. Les autres paramètres ont été identifiés lors d'un court-circuit triphasé symétrique à la section 5.5.1.

4.7.2 Coefficients de saturation

Voici les coefficients de la courbe de saturation. Elles correspondent à la saturation de la machine synchrone « Lab Volt » décrite au tableau 4-2.

Tableau 4-3 : Coefficients de la courbe de saturation de la machine synchrone.

q_0	q_1	q_2	q_3	q_4	q_5	q_6	q_7
1,0005	-0,0036	-0,0114	0,0573	-0,0645	0,0282	-0,0057	0,0004

4.7.3 Modèle admittance

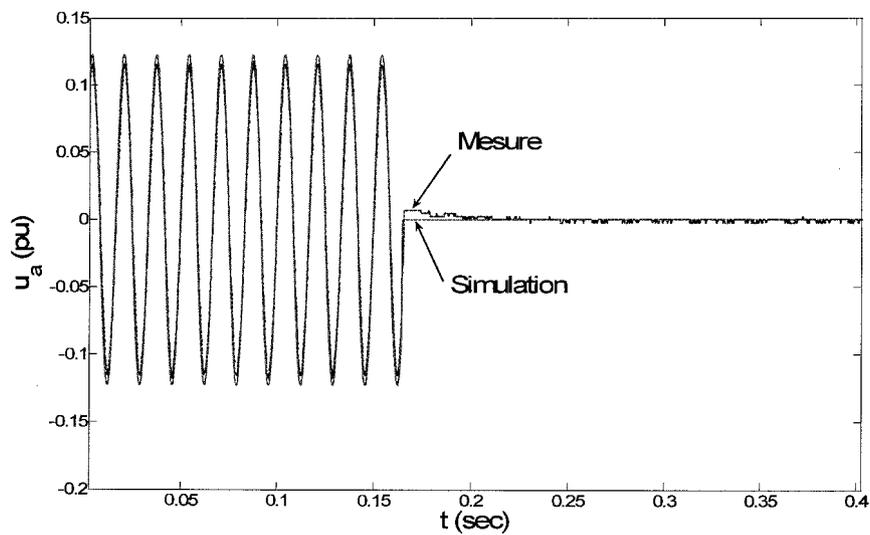
4.7.3.1 Court-circuit triphasé

Nous avons les conditions initiales d'un court-circuit triphasé au tableau 4-4. Les paramètres du tableau 4-2 ont été utilisés pour calculer les conditions initiales et pour simuler le comportement de la machine synchrone.

Tableau 4-4 : Conditions initiales en pu lors d'un court-circuit triphasé.

φ_0	0 [rad]	δ_0	0.919685 [rad]
u_{d0}	0,0975	u_{q0}	0,0743
i_{d0}	0,3615	i_{q0}	0,2755
i_{f0}	0,5357	u_{f0}	0,0062
ψ_{d0}	0,1103	ψ_{q0}	-0,1049
ψ_{D0}	0,1096	ψ_{Q0}	-0,1021
ψ_{f0}	0,1478	k_ψ	1

Le court-circuit a été provoqué lorsque la génératrice alimentait une charge résistive que l'on va supposer équilibrée. L'expérience s'est déroulée à tension réduite pour respecter les courants nominaux de la machine. La saturation n'intervient pas dans cette simulation à cause de la tension réduite.

Figure 4-14 : Tension « u_a » mesurée et simulée lors d'un court-circuit triphasé.

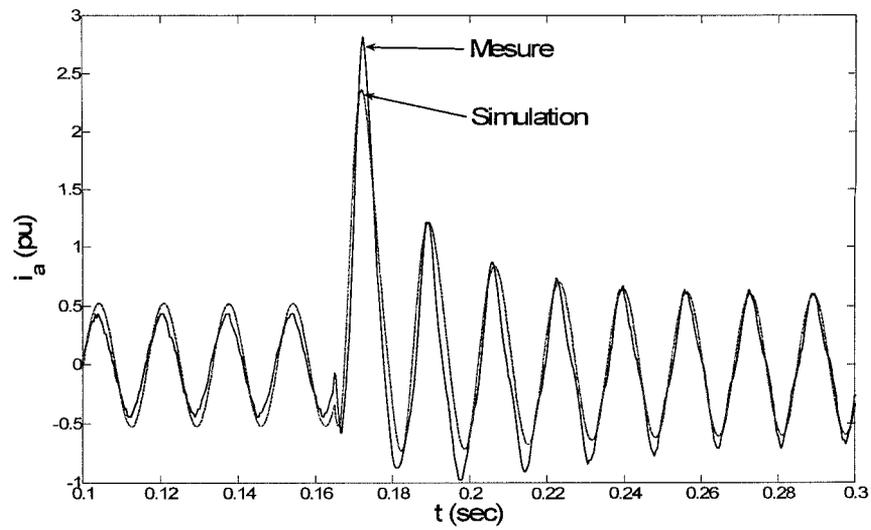


Figure 4-15 : Courant « i_a » mesuré et simulé lors d'un court-circuit triphasé.

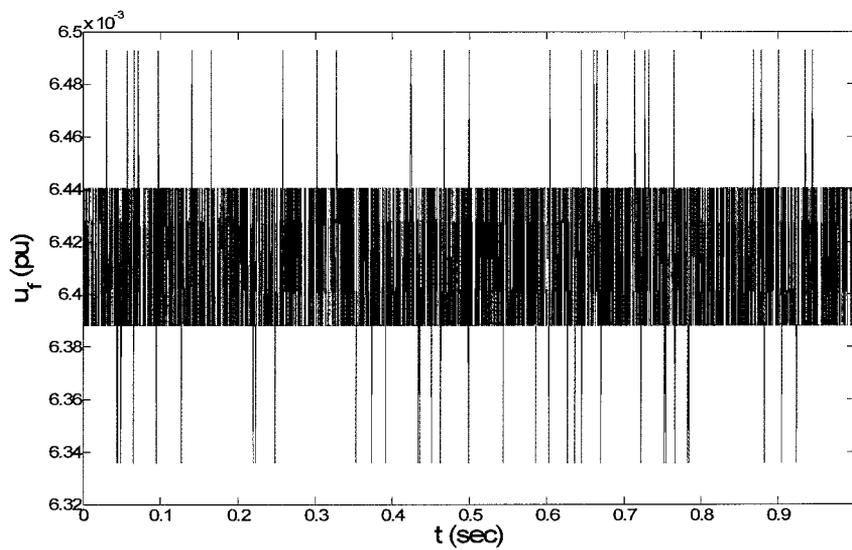


Figure 4-16 : Tension « u_f » mesurée lors d'un court-circuit triphasé.

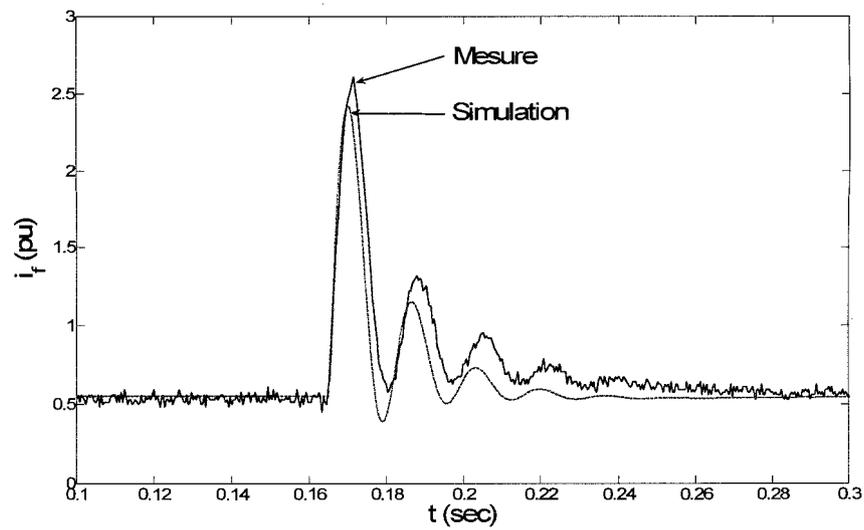


Figure 4-17 : Courant « i_f » mesuré et simulé lors d'un court-circuit triphasé.

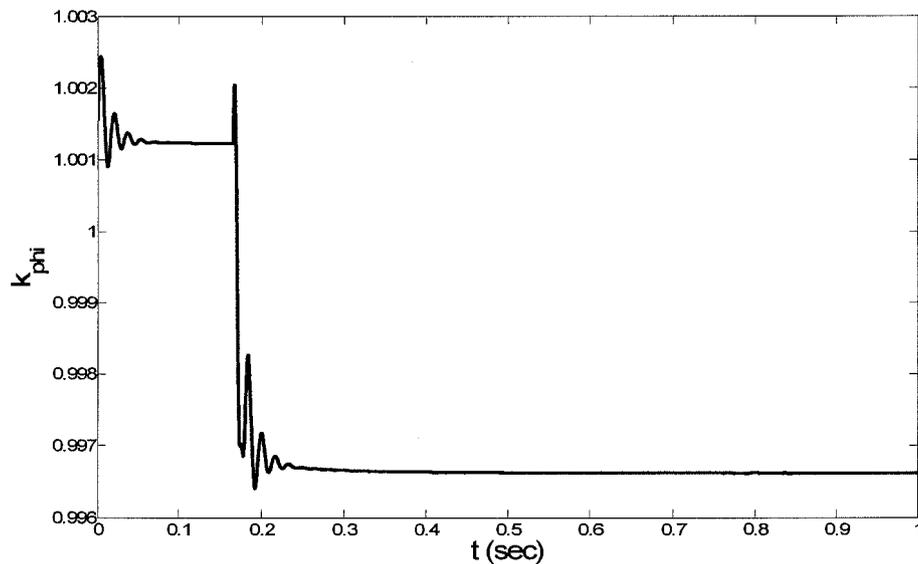


Figure 4-18 : Saturation magnétique « k_{phi} » simulée lors d'un court-circuit triphasé.

Les figures 4-14 et 4-16 présentent des tensions qui sont utilisées pour commander le modèle d'admittance dans cette simulation. Elles sont montrées pour valider la commande du modèle. Les figures 4-15 et 4-17 donnent des courants ayant des comportements dynamiques en réponse au

court-circuit provoqué. Ces résultats montrent le faible écart entre les mesures expérimentales et la simulation numérique.

La simulation couvre trois intervalles distincts : le régime permanent précédent le court-circuit triphasé, le régime transitoire provoqué par le court-circuit et le régime permanent après le court-circuit. Nous nous intéressons principalement à la période transitoire. La faible erreur dans les trois périodes démontre la robustesse du modèle d'admittance, des conditions initiales et des paramètres utilisés dans cette simulation. La figure 4-18 montre la saturation magnétique. Le court-circuit triphasé symétrique est fait à tension réduite. La saturation magnétique varie peu lors du court-circuit triphasé.

4.7.4 Modèles d'état et analytique hybride

Le modèle hybride a la caractéristique de prédire le comportement de la tension au stator et du courant de champ. Les essais de délestage, les essais d'enclenchements de charge et le court-circuit de champ provoquent des variations de la tension au stator et des variations sur du courant de champ. Le modèle admittance ne peut prédire ces essais. Les principes de délestage, d'enclenchement et de court-circuit de champ ont été décrits précédemment à la section 4.6.2.3.4. Nous allons ici comparer les résultats obtenus avec le modèle hybride et des essais expérimentaux. Les paramètres utilisés sont ceux fournis au tableau 4-2. Le modèle hybride complet, le modèle hybride simplifié et les expressions analytiques donnent toujours des résultats identiques. La courbe simulée se réfère aux trois modèles qui se superposent pour alléger les graphiques dans les figures. Ce résultat rejoint les résultats de (Beatcher, 2004). Les expressions analytiques ne tiennent pas compte de la saturation. Les essais de délestage, d'enclenchement et de court-circuit de champ ont été faits à tension réduite. La saturation magnétique n'est pas incluse dans ces essais.

4.7.4.1 Délestage d'une charge capacitive

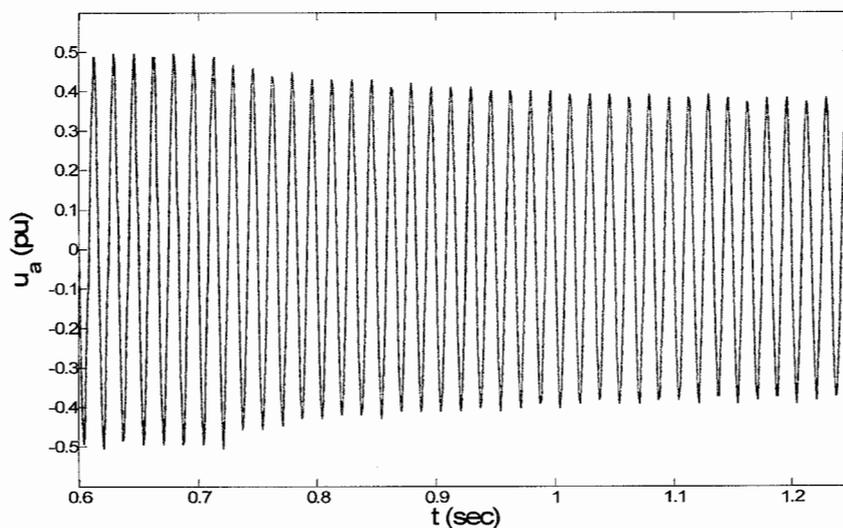
Nous allons traiter deux essais de délestages : un délestage à 50 % et un à 100 %. La charge totale avant le délestage est de $85,5 \angle -90^\circ \Omega$. Les conditions initiales sont présentées dans les tableaux 4-5 et le tableau 4-6. La puissance réactive de la charge initiale est faible par rapport à la puissance que la génératrice peut fournir. L'expérience s'est déroulée à tension réduite pour minimiser l'influence de la saturation.

Tableau 4-5 : Conditions initiales lors d'un délestage à $\approx 50\%$ d'une charge capacitive.

φ_0	1,5708 [rad]	δ_0	-0,007768 [rad]
u_{d0}	0,0049	u_{q0}	0,6331
i_{d0}	-0,2110	i_{q0}	0,0016
i_{f0}	0,5128	u_{f0}	0,0059
ψ_{d0}	0,4756	ψ_{q0}	-0,0006242
ψ_{f0}	0,5058	k_ψ	1
ψ_{D0}	0,4693	ψ_{Q0}	-0,0006077

Tableau 4-6 : Conditions initiales lors d'un délestage à 100% d'une charge capacitive.

φ_0	-1,5708 [rad]	δ_0	0,007768 [rad]
u_{d0}	0,0049	u_{q0}	0,6264
i_{d0}	-0,2088	i_{q0}	0,0016
i_{f0}	0,5073	u_{f0}	0,0059
ψ_{d0}	0,4705	ψ_{q0}	-0,0006175
ψ_{f0}	0,5004	k_ψ	1
ψ_{D0}	0,4643	ψ_{Q0}	-0,0006012

Figure 4-19 : Tension « u_a » lors d'un délestage à 100% d'une charge capacitive.

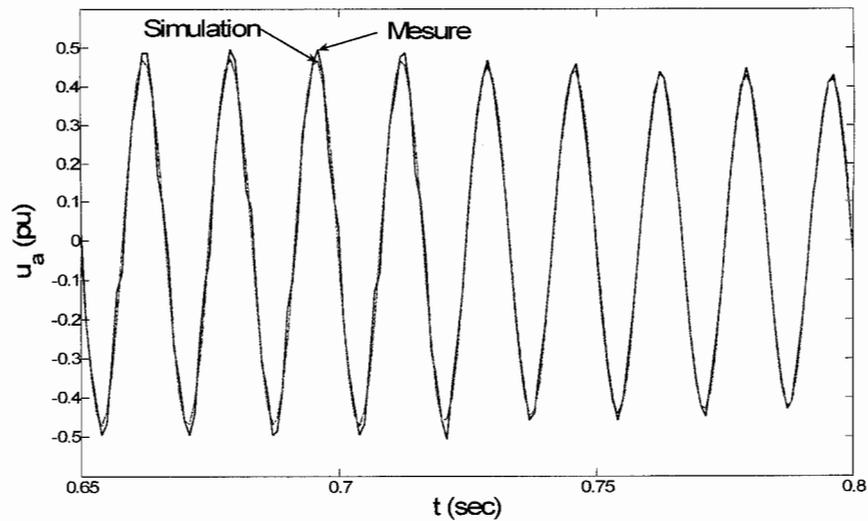


Figure 4-20 : Agrandissement de la tension « u_a » lors d'un délestage à 100% d'une charge capacitive.

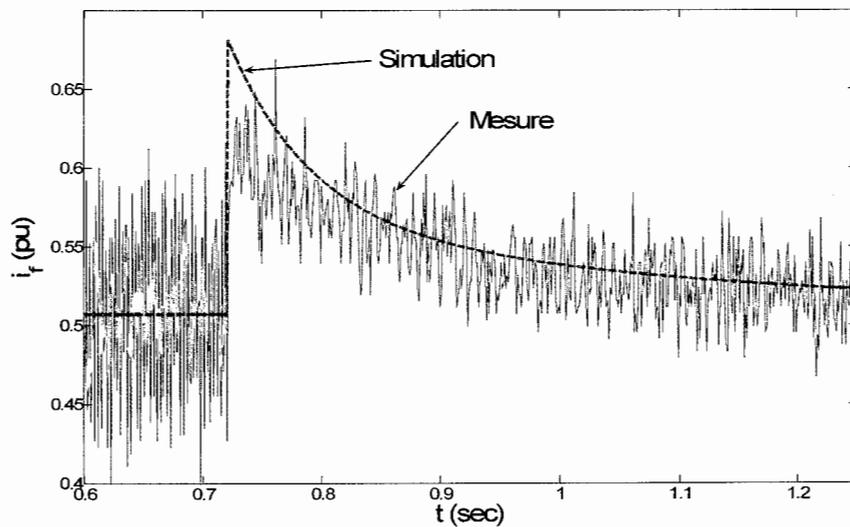


Figure 4-21 : Courant « i_f » lors d'un délestage à 100% d'une charge capacitive.

Les figures 4-19 à 4-20 montrent que le modèle hybride donne de bons résultats pour prédire la tension terminale. Le courant de champ mesuré de la figure 4-21 montre un bruit important. L'influence du délestage est peu significative sur le courant de champ, le courant de charge étant faible (0,2 pu). Le courant mesuré au stator de la figure 4-22 est suffisamment bruité.

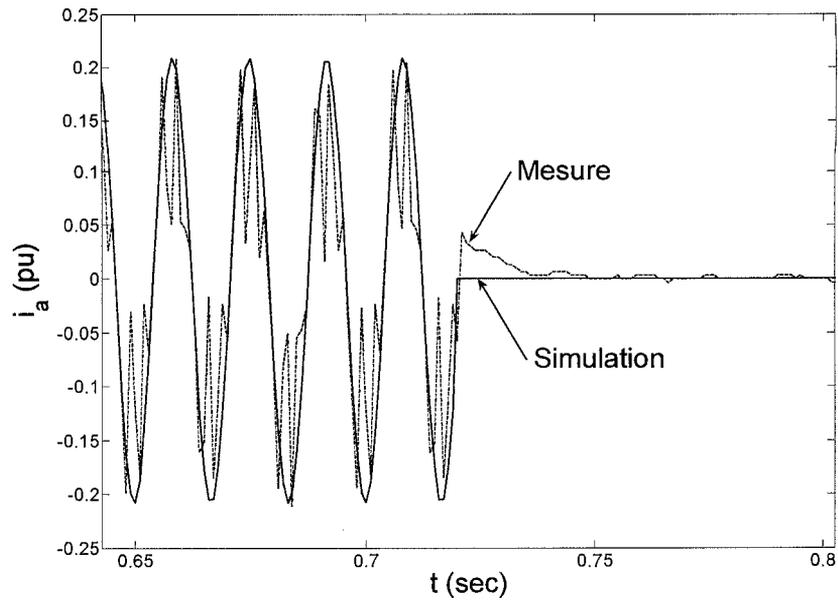


Figure 4-22 : Courant « i_a » lors d'un délestage à 100% d'une charge capacitive.

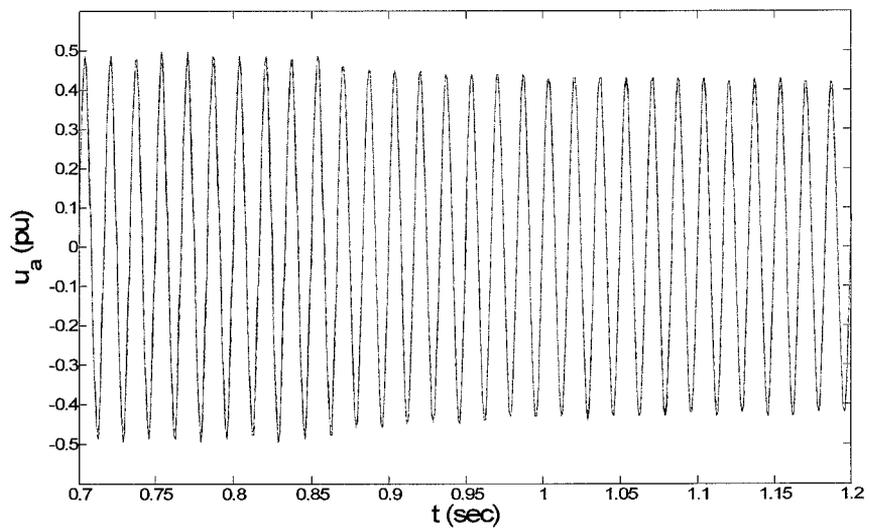


Figure 4-23 : Tension « u_a » lors d'un délestage à 50% d'une charge capacitive.

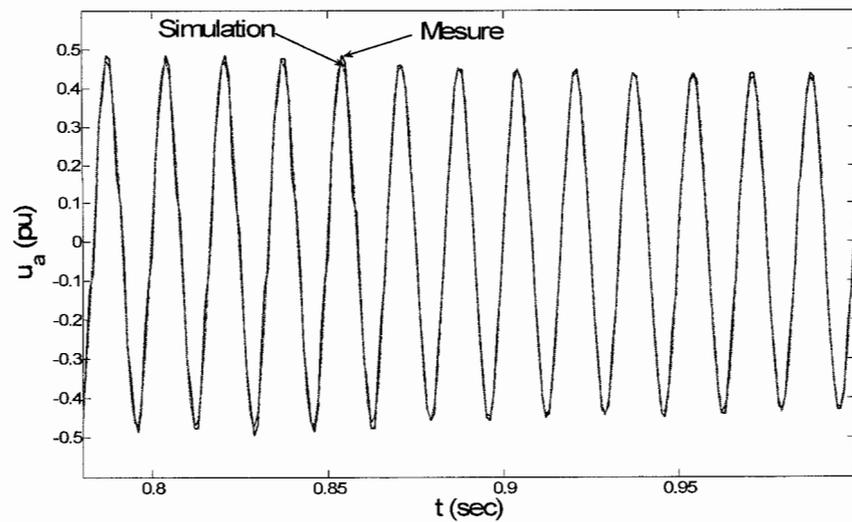


Figure 4-24 : Agrandissement de la tension « u_a » lors d'un délestage à 50% d'une charge capacitive.

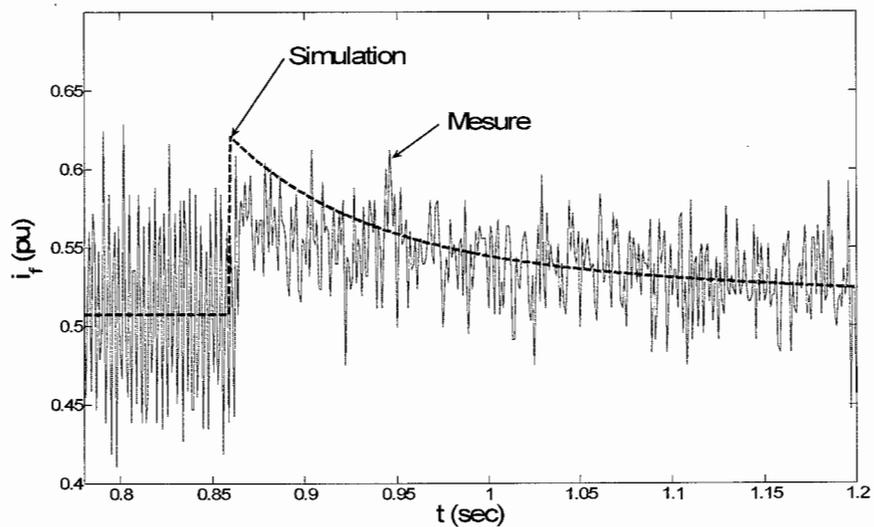


Figure 4-25 : Courant « i_f » lors d'un délestage à 50% d'une charge capacitive.

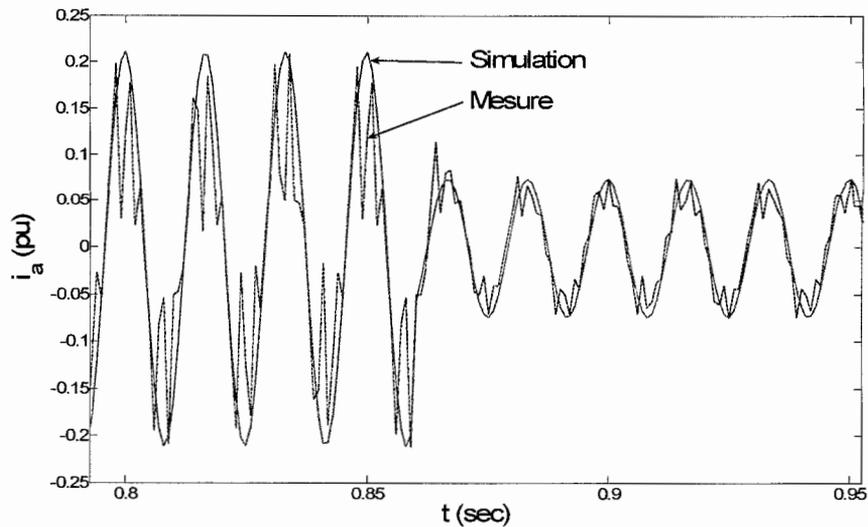


Figure 4-26 : Courant « i_a » lors d'un délestage à 50% d'une charge capacitive.

La prédiction de la tension au stator des figures 4-23 et 4-24 est très bonne pour le délestage à 50 %. Nous voyons que l'influence du délestage est moins importante à 50 % de la figure 4-25 qu'à 100 % de la figure 4-21. Le courant de champ reste quand même très bruité. Le courant au stator semble moins bruité à 50 % de la charge qu'à 100 %. Le modèle hybride donne de bons résultats qualitatifs. La tension prédite est belle.

4.7.4.2 Enclenchement d'une charge Inductive

Tableau 4-7 : Conditions initiales lors de l'enclenchement à $\approx 50\%$ d'une charge inductive.

φ_0	-1,5708 [rad]	δ_0	-0,003188 [rad]
u_{d0}	-0,0010	u_{q0}	0,3189
i_{d0}	0,0531	i_{q0}	0,0002
i_{f0}	0,6605	u_{f0}	0,0059
ψ_{d0}	0,3967	ψ_{q0}	-0,00006453
ψ_{f0}	0,4390	k_ψ	1
ψ_{D0}	0,3919	ψ_{Q0}	-0,00006282

L'enclenchement d'une charge nécessite la connaissance des conditions initiales et des conditions finales dans un enclenchement à 50 %. La charge totale après l'enclenchement est de $85,5 \angle 90^\circ \Omega$. Les conditions initiales se retrouvent au tableau 4-7 et les conditions finales au tableau 4-8. Les courants finaux sont utilisés dans la simulation de l'enclenchement pour commander le modèle.

Tableau 4-8 : Conditions finales lors de l'enclenchement à $\approx 50\%$ d'une charge inductive.

φ	-1,5708 [rad]	δ	-0,00601869 [rad]
u_d	-0,0019	u_q	0,3077
i_d	0,1026	i_q	0,0006
i_f	0,6605	u_f	0,0059

Les conditions initiales de l'enclenchement à 100 % sont données dans le tableau 4-9. Nous avons la même charge finale dans les deux expériences. Les conditions finales du tableau 4-8 sont presque identiques au tableau 4-10.

Tableau 4-9 : Conditions initiales lors de l'enclenchement à 100% d'une charge inductive.

φ_0	0 [rad]	δ_0	0 [rad]
u_{d0}	0	u_{q0}	0,4771
i_{d0}	0	i_{q0}	0
i_{f0}	0,6614	u_{f0}	0,0059
ψ_{d0}	0,4326	ψ_{q0}	-0,005532
ψ_{f0}	0,4744	k_ψ	1
ψ_{D0}	0,4273	ψ_{Q0}	-0,005385

Tableau 4-10 : Conditions finales lors de l'enclenchement à 100% d'une charge inductive.

φ	-1,5708 [rad]	δ	-0,006018[rad]
u_d	-0,0020	u_q	0,3275
i_d	0,1092	i_q	0,0007
i_f	0,6614	u_f	0,0059

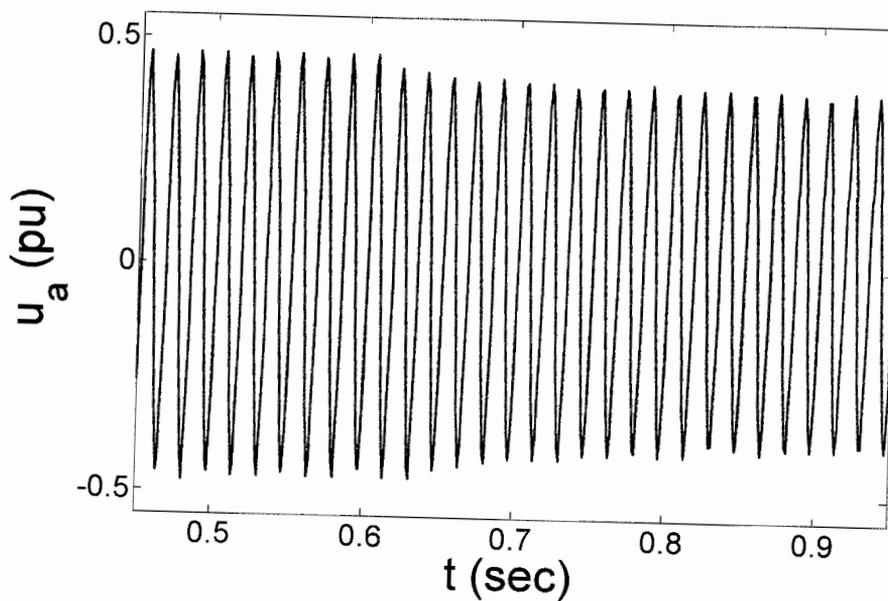


Figure 4-27 : Tension « u_a » lors de l'enclenchement à 100% d'une charge inductive.

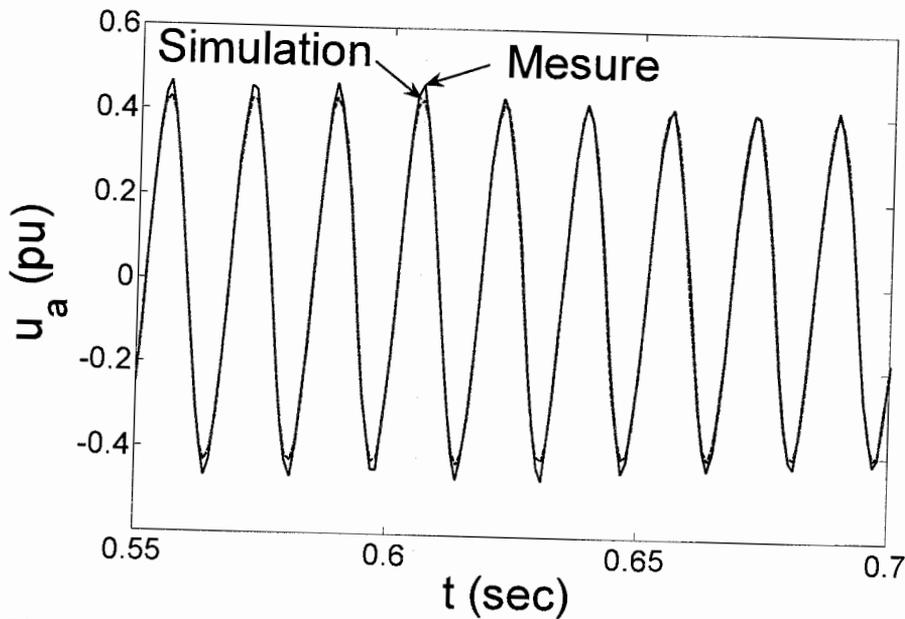


Figure 4-28 : Agrandissement de la tension « u_a » lors de l'enclenchement à 100% d'une charge inductive.

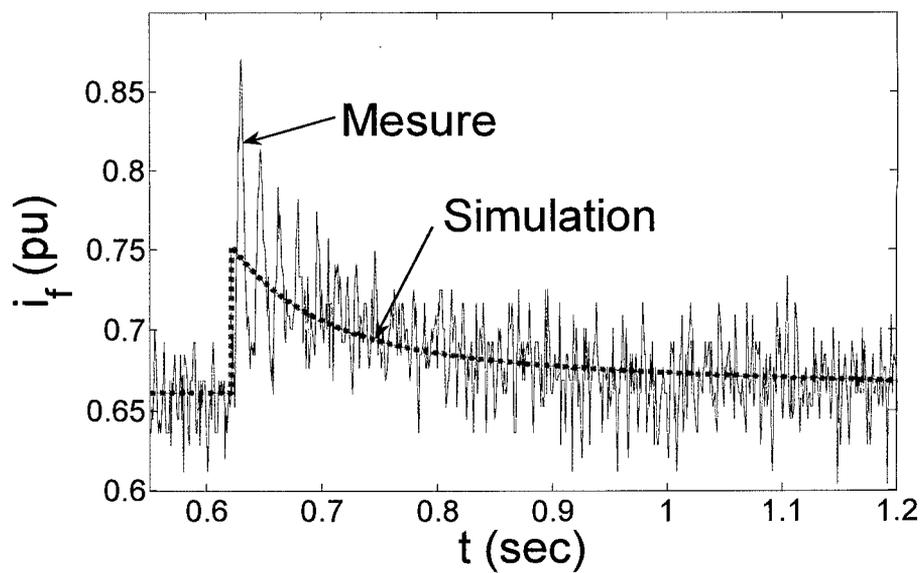


Figure 4-29 : Courant « i_f » lors de l'enclenchement à 100% d'une charge inductive.

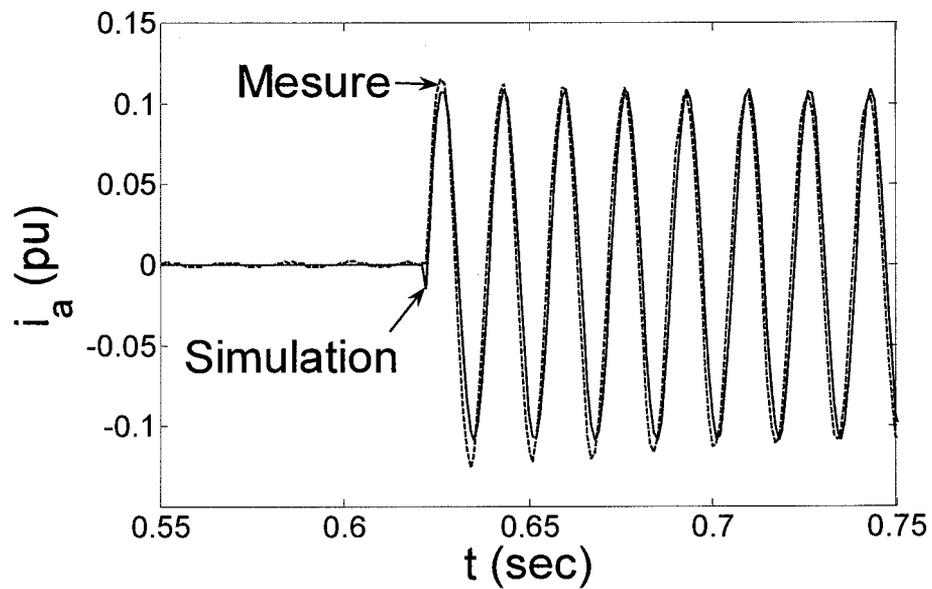


Figure 4-30 : Courant « i_a » lors de l'enclenchement à 100% d'une charge inductive.

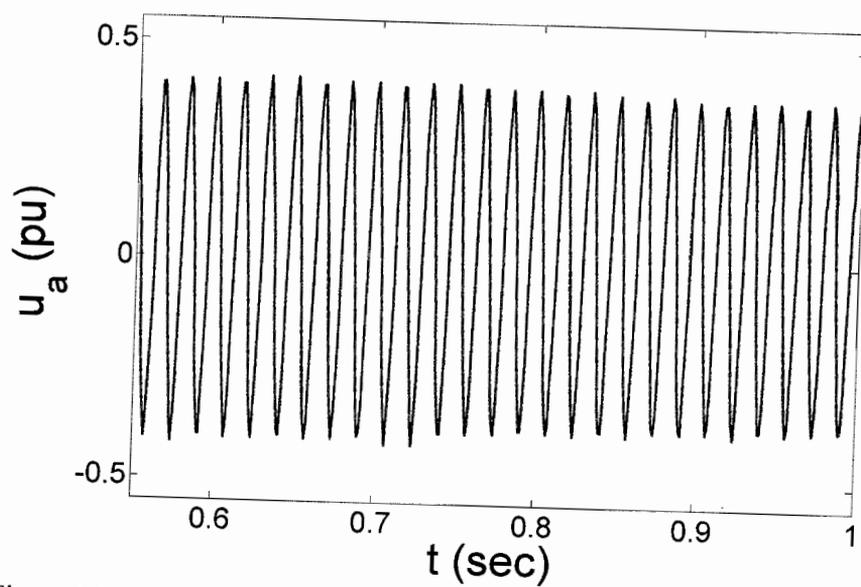


Figure 4-31 : Tension « u_a » lors de l'enclenchement à 50% d'une charge inductive.

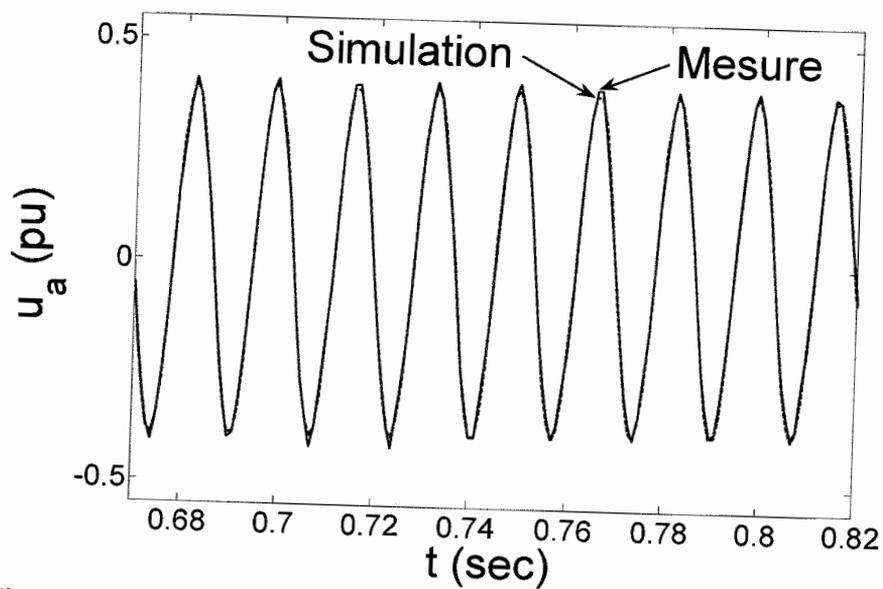


Figure 4-32 : Agrandissement de la tension « u_a » lors de l'enclenchement à 50% d'une charge inductive.

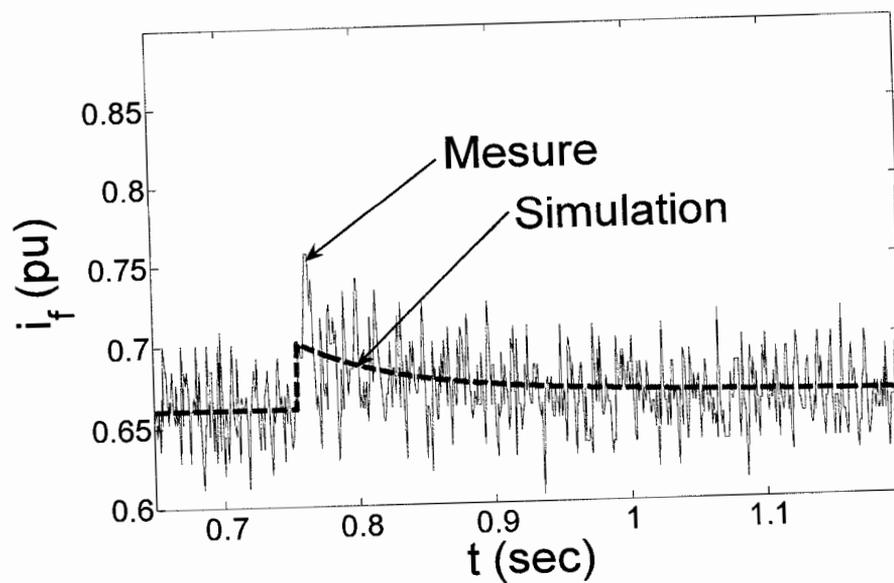


Figure 4-33 : Courant « i_f » lors de l'enclenchement à 50% d'une charge inductive.

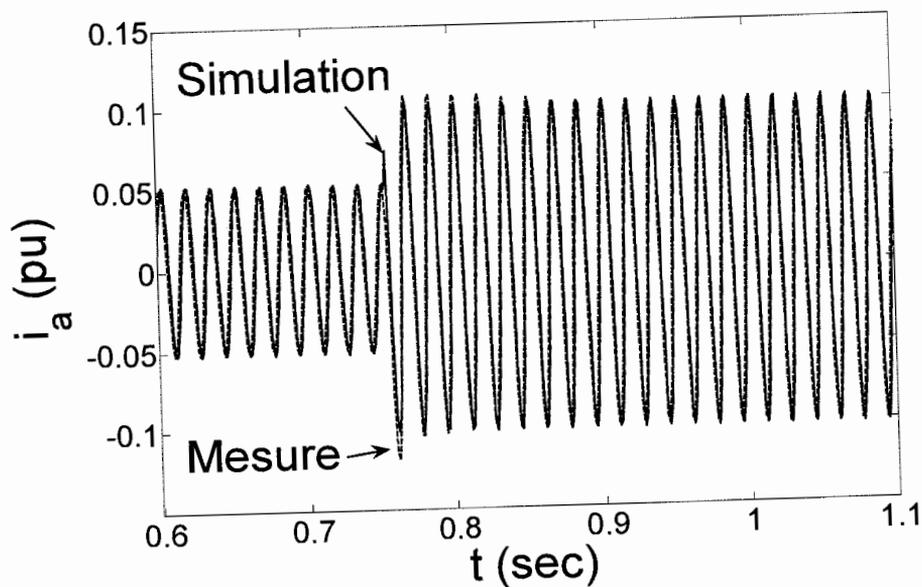


Figure 4-34 : Courant « i_a » lors de l'enclenchement à 50% d'une charge inductive.

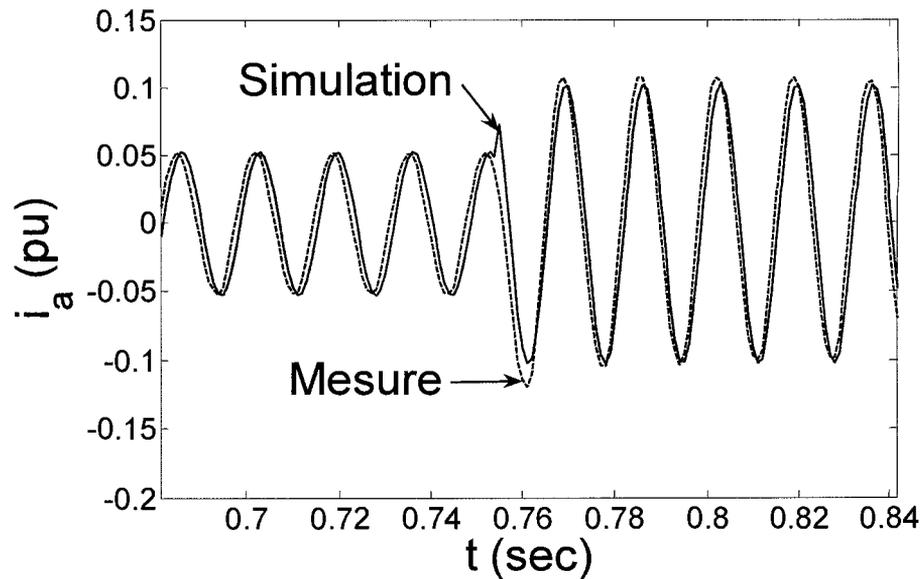


Figure 4-35 : Agrandissement du courant « i_a » lors de l'enclenchement à 50% d'une charge inductive.

La tension au stator donne de bons résultats dans les deux essais. Nous voyons dans les deux essais que la tension diminue sensiblement dans l'enclenchement inductive. Les courants de champ sont encore une fois bruités. La variation ou l'amplitude de l'impulsion du courant de champ est deux fois plus importantes à l'enclenchement à 100% qu'à l'enclenchement à 50%.

Le comportement dynamique du courant au stator mesuré est très bref. La modélisation du courant au stator par un échelon ou « step » est valable ici. Les sorties du modèle hybride sont proches de la mesure. Le modèle hybride permet bien de prédire le délestage de charge et d'enclenchement pour de faibles courants de charge (fortes impédances de charges).

4.7.4.3 Délestage d'une faible charge capacitive.

La variation du courant de champ est proportionnelle à la puissance délestée. Supposons une charge totale avant le délestage est de $30 \angle -90^\circ \Omega$. Nous répétons le délestage avec une charge plus faible dans le but de montrer la robustesse du modèle hybride. Le tableau 4-11 donne les conditions initiales du délestage d'une charge faible de type capacitif (fort courant au stator).

Tableau 4-11 : Conditions initiales lors d'un délestage à 100% d'une charge capacitive à fort courant au stator.

φ_0	1,5708 [rad]	δ_0	0,031272 [rad]
u_{d0}	0,0168	u_{q0}	0,5380
i_{d0}	-0,5218	i_{q0}	0,0163
i_{f0}	0,2809	u_{f0}	0,0059
ψ_{d0}	0,5303	ψ_{q0}	-0,006214
ψ_{f0}	0,4390	k_ψ	1
ψ_{D0}	0,5428	ψ_{Q0}	-0,006050

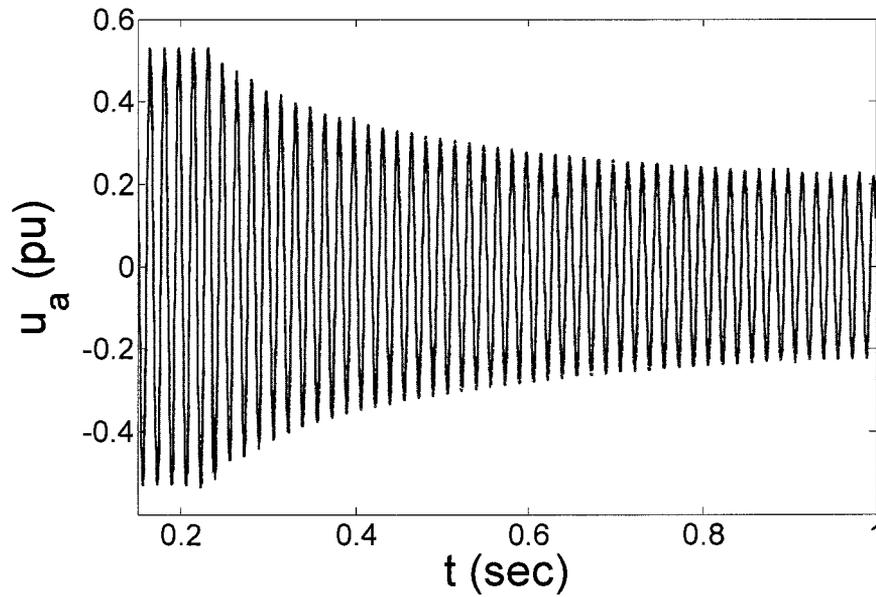


Figure 4-36 : Tension « u_a » lors d'un délestage d'une faible charge capacitive.

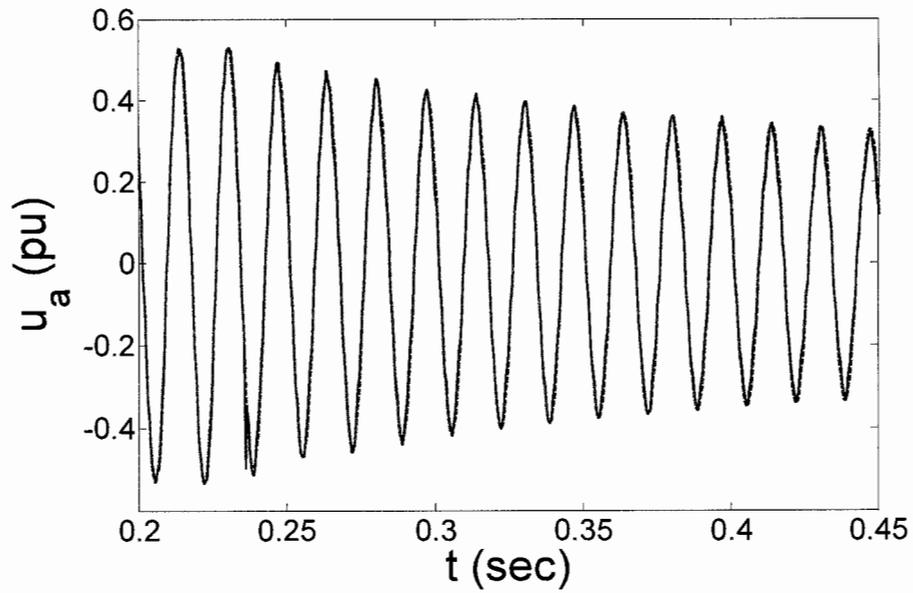


Figure 4-37 : Agrandissement de la tension « u_a » lors d'un délestage d'une faible charge capacitive.

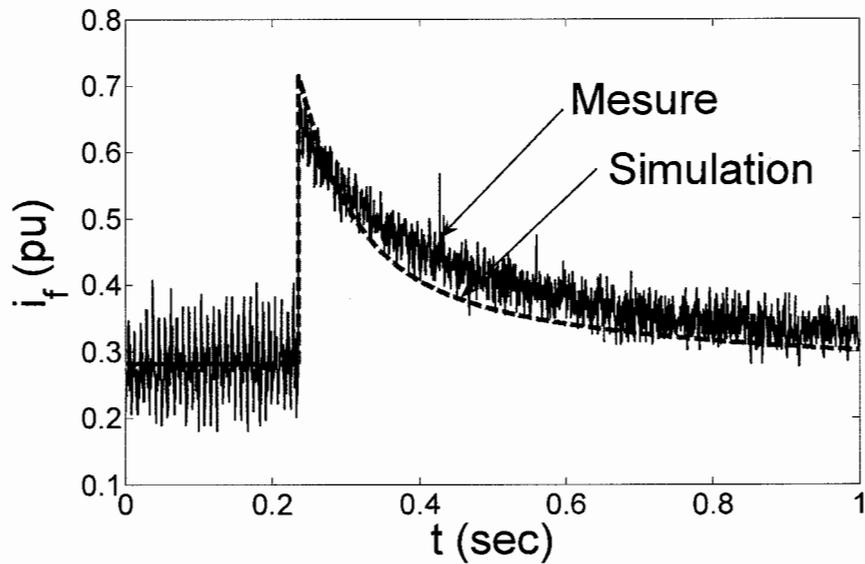


Figure 4-38 : Courant « i_f » lors d'un délestage d'une faible charge capacitive.

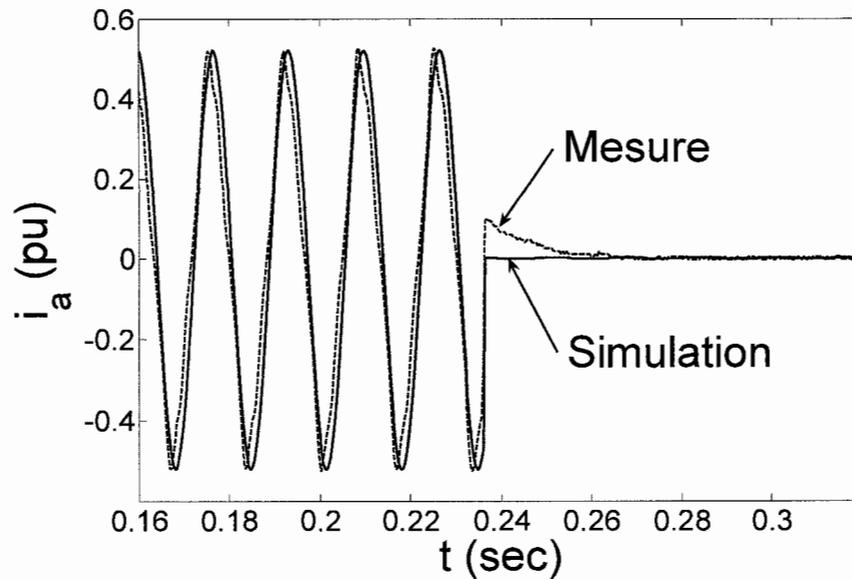


Figure 4-39 : Courant « i_a » lors d'un délestage d'une faible charge capacitive.

Le modèle donne une bonne prédiction de la tension terminale aux figures 4-36 et 4-37. La figure 4-38 donne le courant de champ. Le rapport du bruit sur le signal est ici moins important. Le courant de champ simulé subit une variation plus importante que le courant mesuré. La prédiction est très bonne. La figure 4-39 montre la forme le courant mesuré au stator. La forme n'est pas parfaitement sinusoïdale comme le courant simulé, mais les deux courants sont très proches.

4.7.4.4 Délestage d'une faible charge inductive.

Tableau 4-12 : Conditions initiales lors d'un délestage à 100% d'une faible charge inductive.

φ_0	-1,5708 [rad]	δ_0	-0,0194503 [rad]
u_{d0}	-0,0055	u_{q0}	0,2825
i_{d0}	0,4247	i_{q0}	0,0083
i_{f0}	0,9588	u_{f0}	0,0111
ψ_{d0}	0,3451	ψ_{q0}	-0,003145
ψ_{f0}	0,4100	k_ψ	1
ψ_{D0}	0,3417	ψ_{Q0}	-0,003062

Nous effectuons ici le délestage d'une faible charge inductive. La charge totale avant le délestage est de $30\angle 90^\circ \Omega$. Les expressions analytiques ont été utilisées pour simuler le délestage. Le tableau 4-12 présente les conditions initiales.

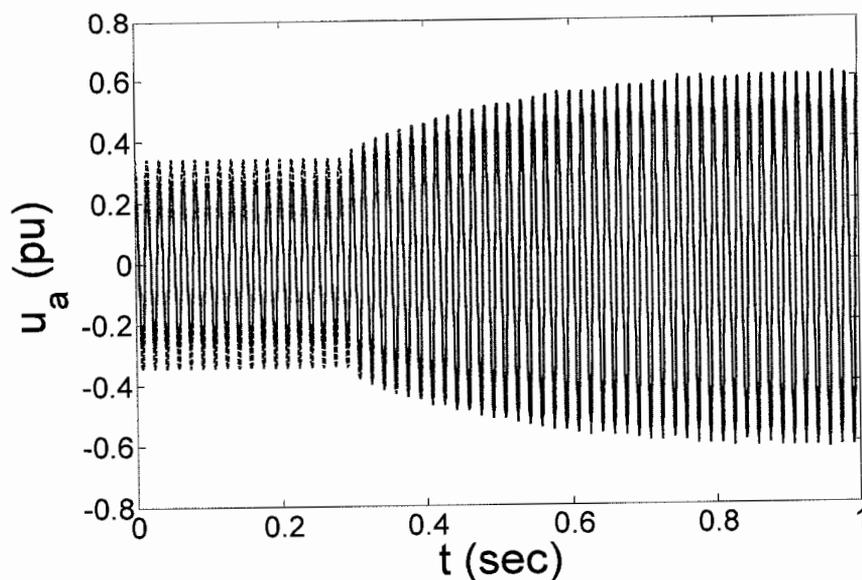


Figure 4-40 : Tension « u_a » lors d'un délestage d'une faible charge inductive.

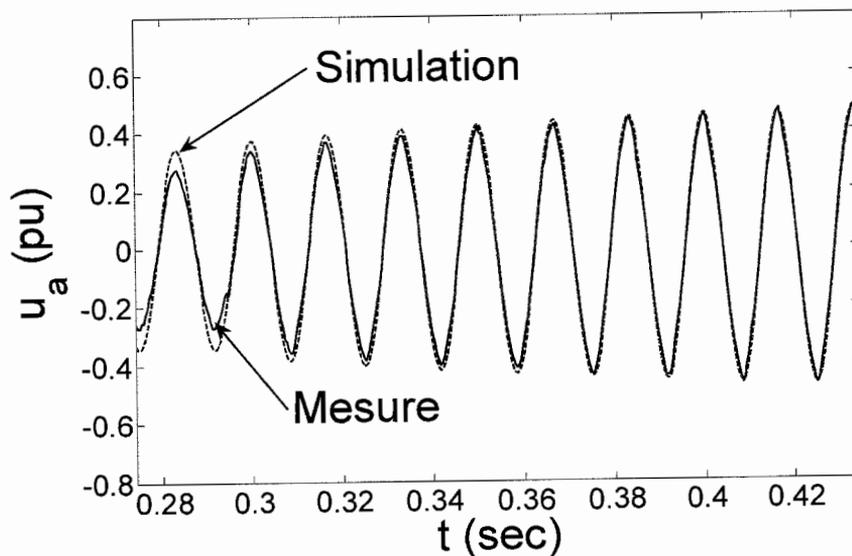


Figure 4-41 : Agrandissement de la tension « u_a » lors d'un délestage d'une faible charge inductive.

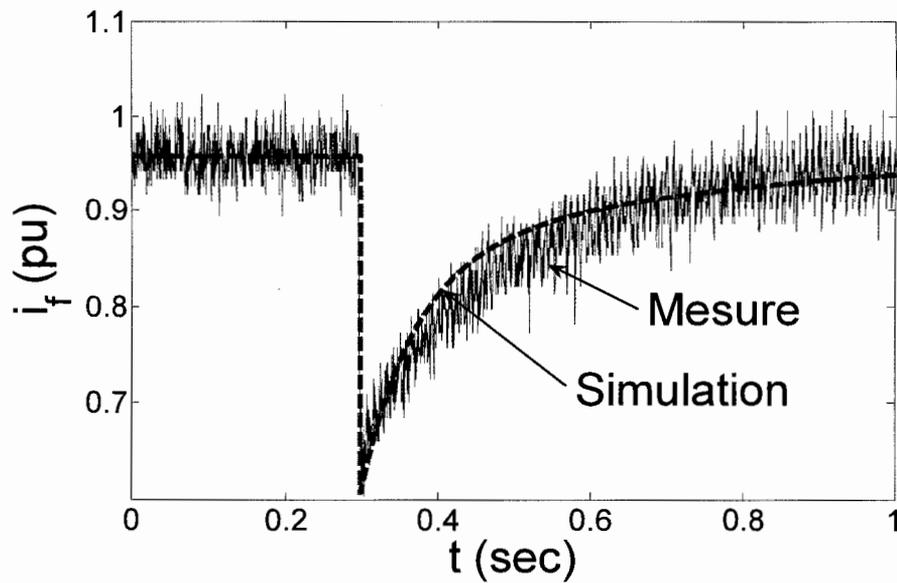


Figure 4-42 : Courant « i_f » lors d'un délestage d'une faible charge inductive.

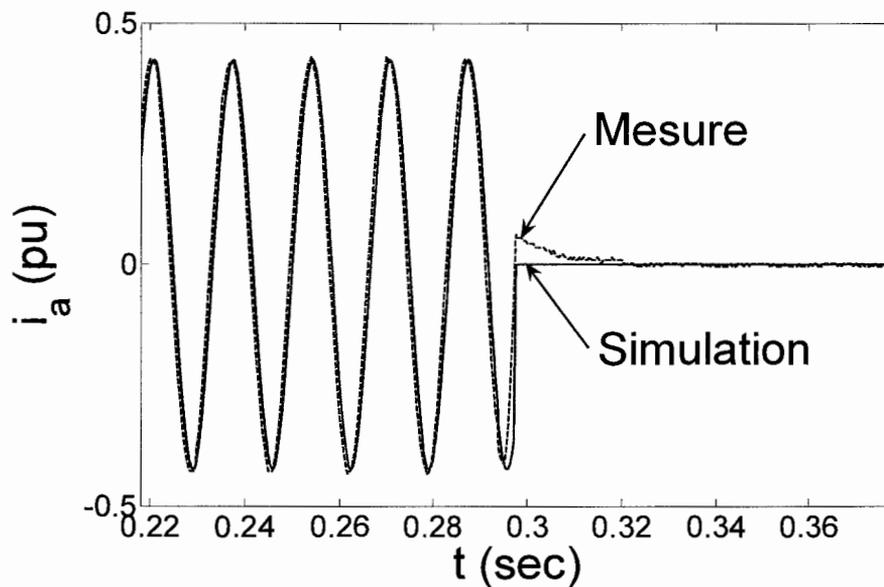


Figure 4-43 : Courant « i_a » lors d'un délestage d'une faible charge inductive.

Nous voyons la tension au stator dans les figures 4-40 et 4-41. La tension au stator simulée est trop importante par rapport à la tension mesurée dans l'intervalle de temps précédent le délestage. La tension simulée concorde assez bien à la tension mesurée au cours du comportement dynamique et

après le délestage. Le courant de champ simulé donne une plus grande variation et une constante de temps plus court que le courant mesuré à la figure 4-42. Nous avons ici un courant plus sinusoïdal à la figure 4-43.

4.7.4.5 Délestage d'une faible charge inductive résistive

Nous effectuons ici le délestage d'une faible charge inductive résistive. La charge totale avant le délestage est de $21,21\angle 45^\circ \Omega$. Les expressions analytiques ont été utilisées pour simuler le délestage. Le tableau 4-13 présente les conditions initiales.

Tableau 4-13 : Conditions initiales lors d'un délestage à 100% d'une faible charge inductive résistive

φ_0	-0,78539 [rad]	δ_0	0,35048 [rad]
u_{d0}	0,0794	u_{q0}	0,2172
i_{d0}	0,5072	i_{q0}	0,2357
i_{f0}	0,9563	u_{f0}	0,0111
ψ_{d0}	0,2886	ψ_{q0}	-0,08972
ψ_{f0}	0,3542	k_ψ	1
ψ_{D0}	0,2860	ψ_{Q0}	-0,08735

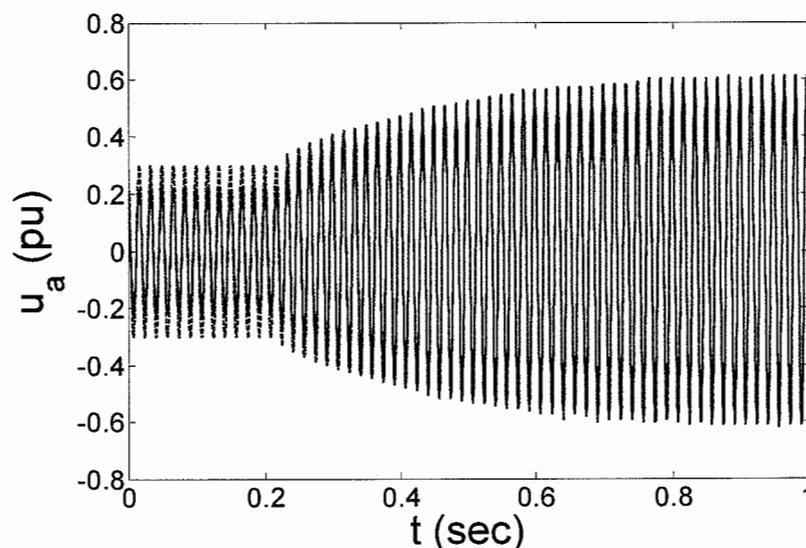


Figure 4-44 : Tension « u_a » lors d'un délestage d'une faible charge inductive résistive.

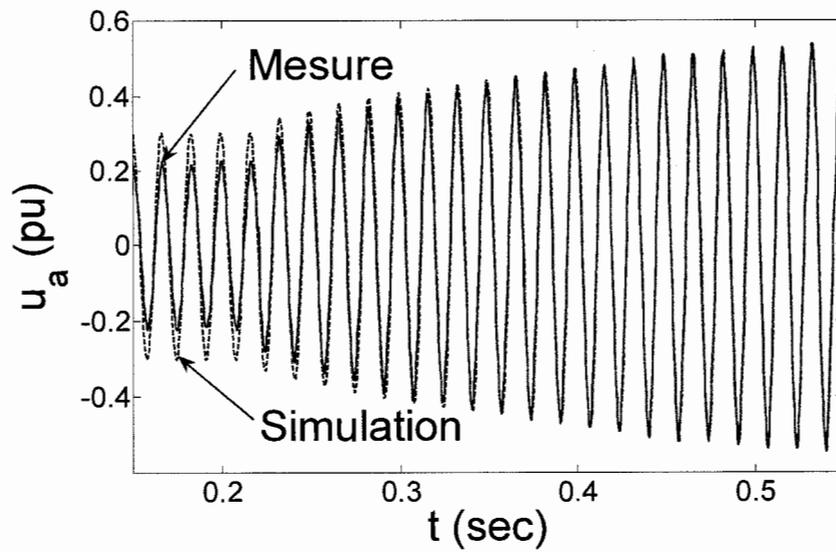


Figure 4-45 : Agrandissement de la tension « u_a » lors d'un délestage d'une faible charge inductive résistive.

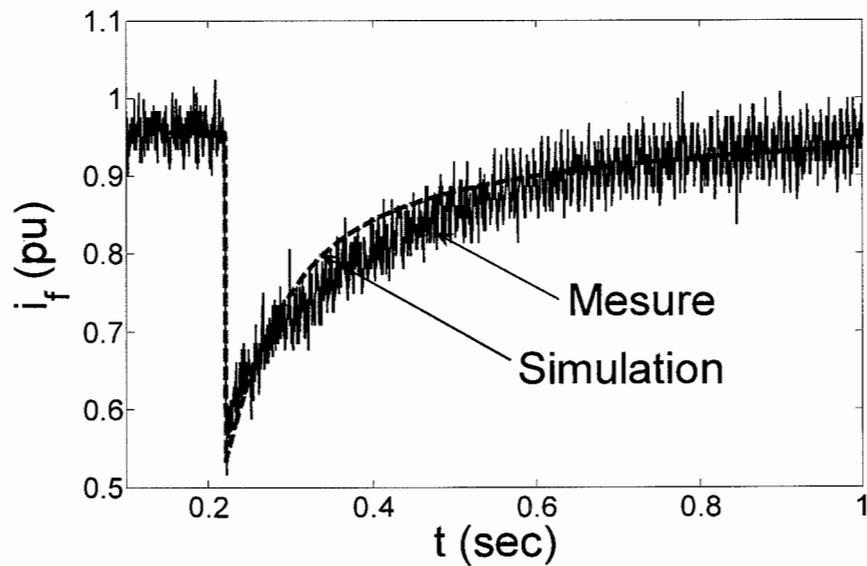


Figure 4-46 : Courant « i_f » lors d'un délestage d'une faible charge inductive résistive.

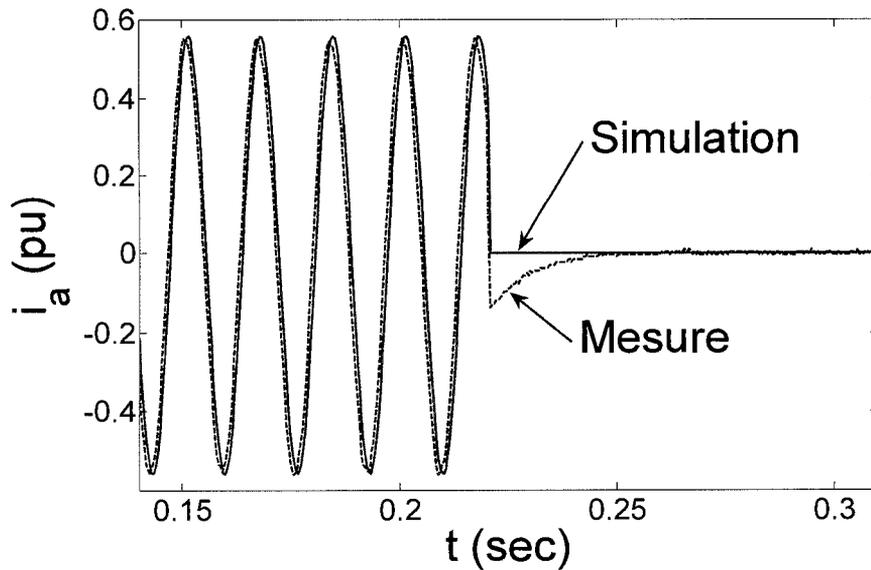


Figure 4-47 : Courant « i_a » lors d'un délestage d'une faible charge inductive résistive.

Nous voyons la tension au stator dans les figures 4-44 et 4-45. La tension au stator simulée est importante par rapport à la tension mesurée dans l'intervalle de temps précédent le délestage. La tension semble bonne au cours du comportement dynamique et après le délestage. Nous avons ici un courant au stator sinusoïdal à la figure 4-47. Les résultats de simulations concordent assez bien avec ceux obtenus expérimentalement.

4.7.4.6 Enclenchement de faible charge inductive

Tableau 4-14 : Conditions initiales lors de l'enclenchement d'une faible charge inductive.

φ_0	0 [rad]	δ_0	0 [rad]
u_{d0}	0	u_{q0}	0,6238
i_{d0}	0,7677	i_{q0}	0,0165
i_{f0}	0,9427	u_{f0}	0,0109
ψ_{f0}	0,6763	k_ψ	1
ψ_{D0}	0,6167	ψ_{Q0}	0

L'essai consiste à connecter une charge inductive aux bornes de la génératrice. La charge connectée est de $30\angle 90^\circ \Omega$. La figure 4-48 montre trois tensions « u_a ». La première tension est la tension mesurée. La seconde tension est obtenue avec la structure hybride simplifiée. Le courant au stator est modélisé par un échelon. La troisième tension est obtenue avec la structure hybride connectée à une charge. La structure hybride connectée à une charge correspond à la structure hybride complète avec deux charges en parallèle de la section 4.3.2.3. Ce modèle permet de prédire le courant de la machine, contrairement au modèle hybride pour de faibles charges.

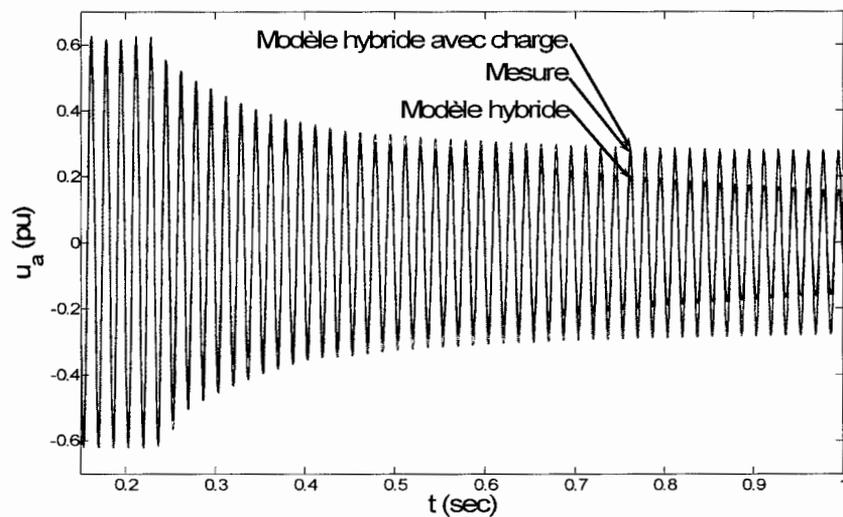


Figure 4-48 : Tension « u_a » lors de l'enclenchement de faible charge inductive.

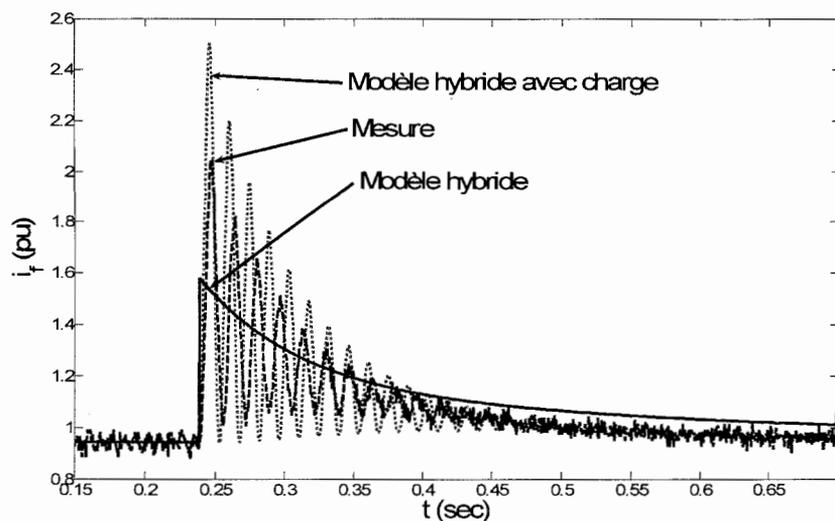


Figure 4-49 : Courant « i_f » lors de l'enclenchement de faible charge inductive.

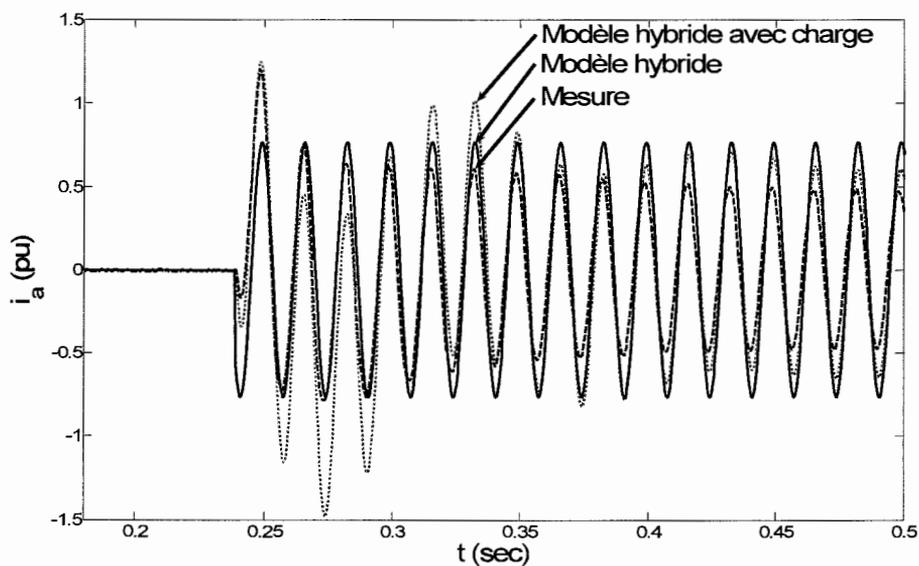


Figure 4-50 : Courant « i_a » lors de l'enclenchement de faible charge inductive.

La figure 4-49 montre elle aussi trois courbes de courant de champ. Le premier courant est le courant mesuré. La mesure expérimentale oscille. Le second courant est obtenu avec la structure hybride simplifiée. La structure hybride simplifiée produit une prédiction sans oscillation. Le troisième courant est obtenu avec le modèle hybride avec charge. La structure hybride complète

avec la charge prédit un courant de champ qui oscille comme la mesure. Il est plus représentatif pour cet essai.

La figure 4-50 montre trois courants « i_d ». Le premier courant, la mesure expérimentale augmente au moment de l'enclenchement pour ensuite décroître avec la décroissance de la tension terminale. Il faut considérer que les sondes utilisées pour mesurer le courant dans les essais expérimentaux produisent un déphasage de 14° et une atténuation non quantifiée. Le deuxième courant correspond au courant de la structure hybride. La structure hybride est commandée par un courant qui prend la forme d'un échelon dans le repère de Park. Le troisième courant est simulé avec le modèle hybride avec charge. Le courant simulé comporte deux oscillations. La première est à 60 Hz et la seconde à faible fréquence. Nous voyons la courbe de la structure hybride avec charge dépassée en bas et en haut par rapport à la courbe de la structure hybride. L'enclenchement d'une faible charge inductive entraîne un courant important. Nous voyons que l'évolution du courant au stator ne prend pas la forme d'un échelon (« step »).

4.7.4.7 Enclenchement de faible charge capacitive

Le modèle avec charge ne permet pas de simuler l'enclenchement d'une charge capacitive. Les figures 4-51, 4-52 et 4-53 montrent uniquement deux courbes : la mesure expérimentale et la prédiction de la structure hybride. La charge connectée est de $30 \angle -90^\circ \Omega$.

Tableau 4-15 : Conditions initiales lors de l'enclenchement d'une faible charge capacitive.

φ_0	0 [rad]	δ_0	0 [rad]
u_{d0}	0	u_{q0}	0,2208
i_{d0}	-0,4926	i_{q0}	0,0156
i_{f0}	0,3266	u_{f0}	0,0038
ψ_{f0}	0,2343	k_ψ	1
ψ_{D0}	0,2137	ψ_{Q0}	0

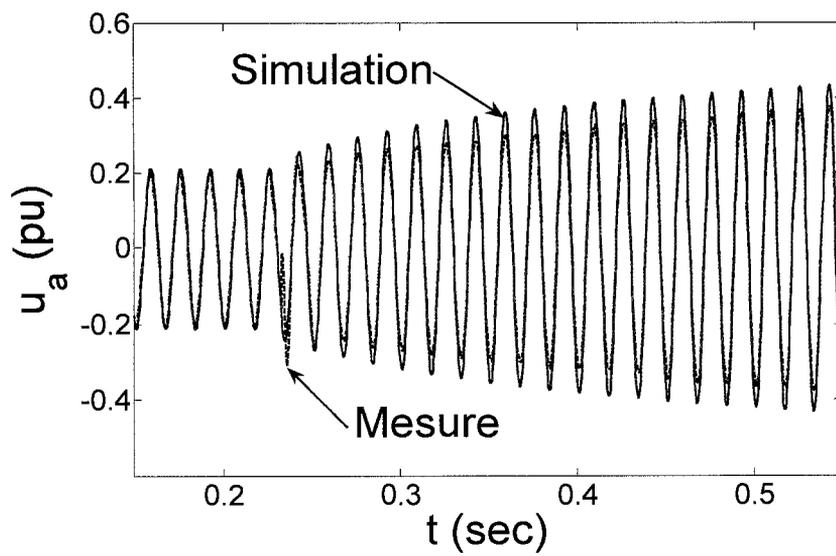


Figure 4-51 : Tension « u_a » lors de l'enclenchement de faible charge capacitive.

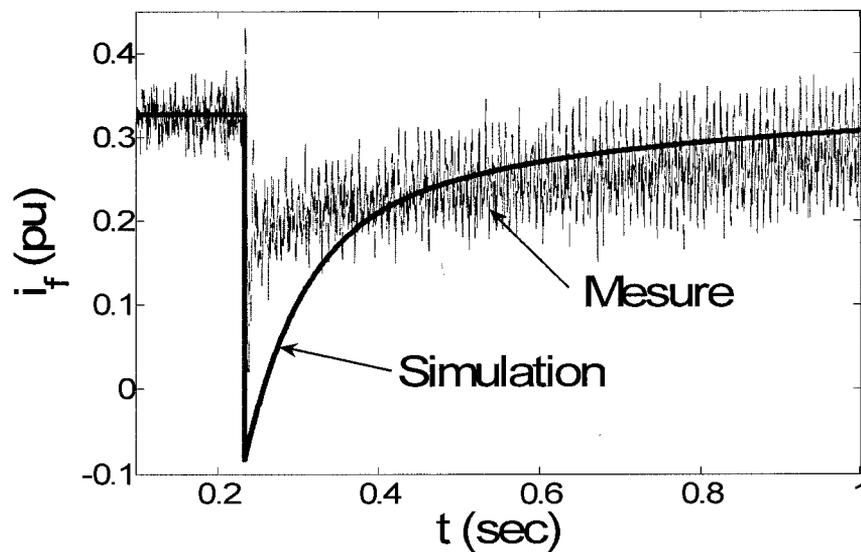


Figure 4-52 : Courant « i_f » lors de l'enclenchement de faible charge capacitive.

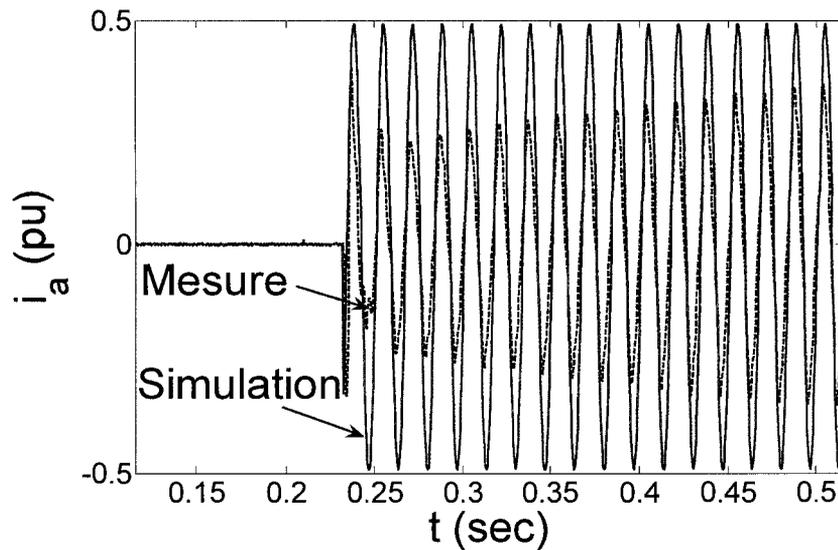


Figure 4-53 : Courant « i_a » lors de l'enclenchement de faible charge capacitive.

Le courant de champ simulé a une réponse démesurée par rapport à la mesure sur la figure 4-52. Nous voyons le courant au stator à la figure 4-53. L'amplitude du courant simulé est modélisée par un échelon ou « step ». L'amplitude du courant mesurée correspond à la réponse de la charge à la tension fournie par la génératrice. Le courant au stator ne peut pas être modélisé par un échelon. La structure hybride donne la prédiction de la tension au stator en fonction du courant au stator. La simulation de l'enclenchement d'une charge capacitive nécessite la prédiction du courant de la charge capacitive en fonction de la tension.

4.7.4.9 Essai de court-circuit de champ à vide

Tableau 4-16 : Conditions initiales dans un essai de court-circuit de champ à vide

φ_0	0 [rad]	δ_0	0 [rad]
u_{d0}	0	u_{q0}	0,6672
i_{d0}	0	i_{q0}	0
i_{f0}	0,8667	u_{f0}	0,0101
ψ_{d0}	0,6456	ψ_{q0}	0
ψ_{f0}	0,7079	k_ψ	1
ψ_{D0}	0,6376	ψ_{Q0}	0

Le tableau 4-16 présente les conditions initiales du court-circuit de champ. Le court-circuit de champ est fait avec les expressions analytiques. Le modèle prédit le courant de champ dans le court-circuit de champ. Le principe d'essai est donné aux figures 4-12 et 4-13.

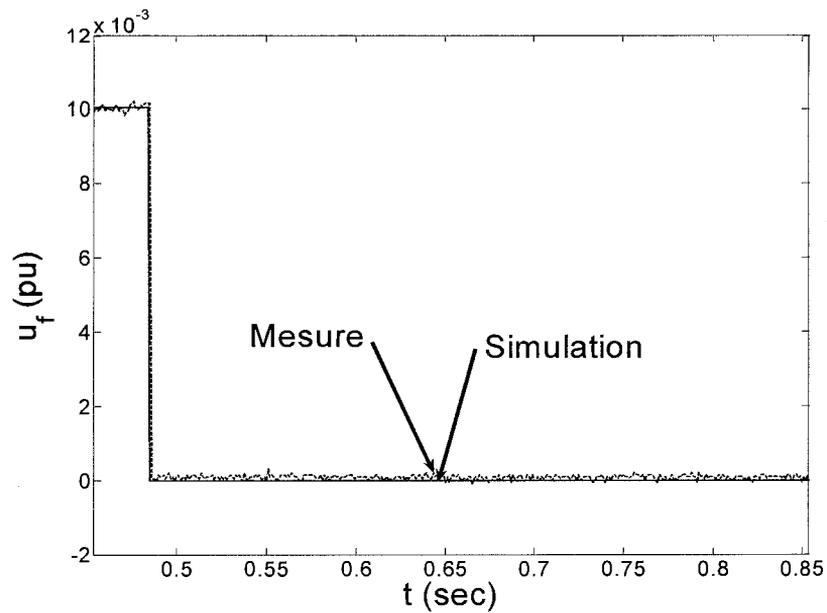


Figure 4-54 : Tension « u_f » lors d'un essai de court-circuit de champ à vide.

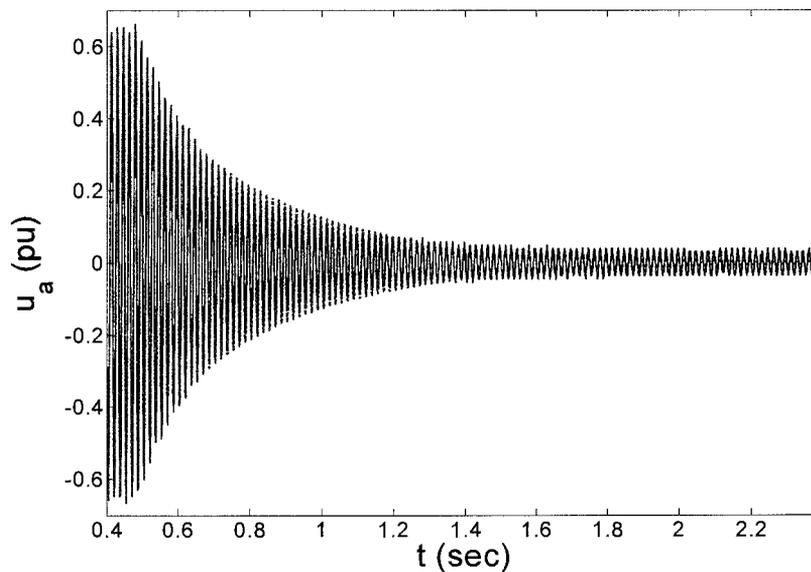


Figure 4-55 : Tension « u_a » lors d'un essai de court-circuit de champ à vide.

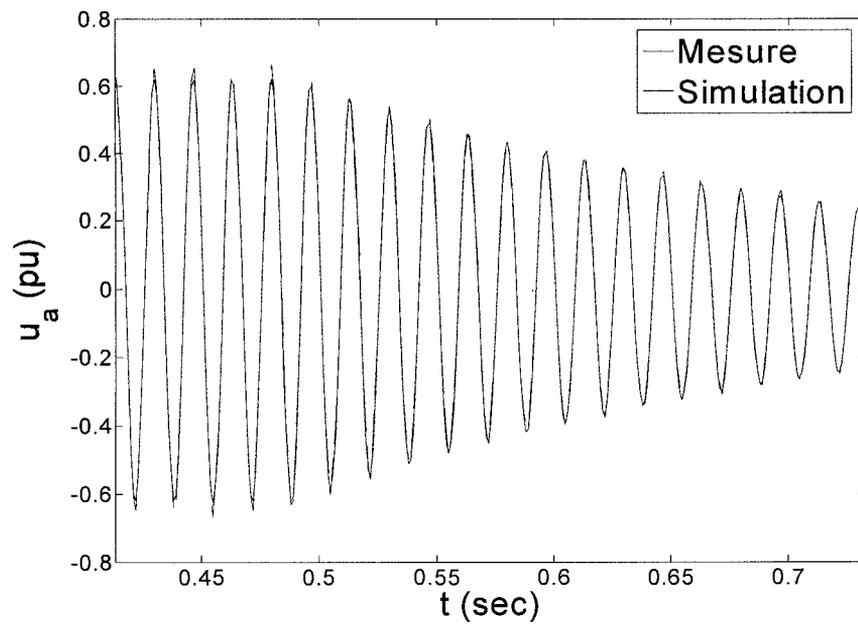


Figure 4-56 : Agrandissement de la tension « u_a » lors d'un essai de court-circuit de champ à vide.

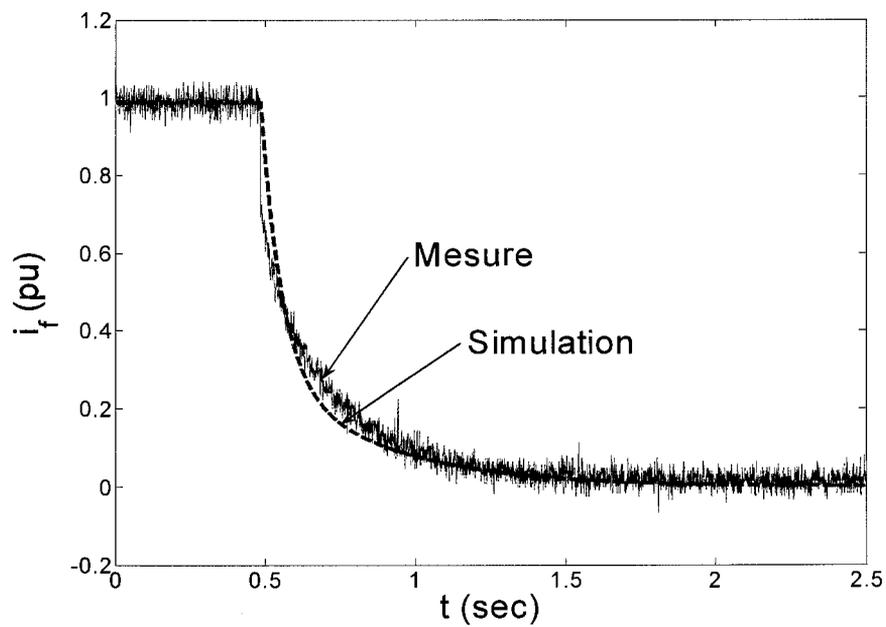


Figure 4-57 : Courant « i_f » lors d'un essai de court-circuit de champ à vide.

La figure 4-54 montre la chute de la tension de champ. Les figures 4-55 et 4-56 montrent l'évolution de la tension dans le délestage. La tension prédite correspond bien à la tension mesurée tant que le courant de champ n'est pas nul. La machine a une tension rémanente que le modèle n'a pas considéré. Le courant de champ est présenté dans la figure 4-57. Le courant de champ mesuré présente une chute brutale suivie d'une chute continue. Le courant prédit n'a qu'une chute continue. Elle reste quand même près de la mesure.

4.8 Conclusion

Ce chapitre a présenté la modélisation de la machine synchrone. Les expressions temporelles ont été développées avec la transformée de Laplace du modèle hybride simplifié. Nous avons fait la mise en œuvre numérique. Des mesures expérimentales ont été comparées aux simulations numériques. Le court-circuit triphasé sert ici à valider les paramètres de la machine expérimentale utilisée dans les différents essais. Les essais d'enclenchement de charge et de court-circuit de champ discutés dans le présent travail sont nouveaux. Il est important de comparer ces essais avec des essais connus. Toutes les simulations ont été faites avec les paramètres du tableau 4-2.

Le délestage à 100 % donne de bons résultats. La prédiction de la tension au stator est bonne, mais les paramètres peuvent être affinés pour donner de meilleurs résultats. Une erreur existe entre le courant de champ prédit et mesuré. Cette erreur peut être due à l'impédance d'entrée de la sonde utilisée.

Le modèle hybride est incomplet pour l'étude de l'enclenchement de charge à l'exception de grandes charges. Le comportement du courant au stator est directement lié au comportement de la tension. La tension aux bornes de la machine subit une variation importante de la tension après l'enclenchement de charge. Les expressions analytiques supposent que le courant prend la forme d'un échelon. La forme d'un échelon n'est pas présente dans l'enclenchement de charge. L'enclenchement d'une charge inductive provoque des oscillations du courant de champ. Le modèle hybride tout seul ne prédit pas cette oscillation. Une structure hybride complète avec deux charges en parallèle est développée. La nouvelle structure permet de simuler le comportement du courant de la charge. La nouvelle structure prédit mieux le comportement du courant de champ et de la tension au stator dans un essai d'enclenchement de charge inductive et résistive.

Le délestage de faible charge provoque des réactions dynamiques importantes de la tension au stator. La faible charge importante répond par des réactions dynamiques importantes du courant au stator. La modélisation du courant par une marche est efficace dans ce cas.

Nous avons ici un essai innovateur, le court-circuit de champ. Nous avons contourné le problème lié à la modélisation du courant au stator dans cet essai. Le courant au stator est toujours nul sans charge électrique. L'essai peut-être modélisé par le modèle hybride et les expressions analytiques.

Chapitre 5

Identification des machines asynchrones et synchrones

5.1 Introduction

L'identification du moteur à induction a été traité par Aguglia (Aguglia, 2004), avec l'essai de court-circuit phase phase terre.

L'identification des paramètres des machines synchrones est un sujet également d'actualité (Beatcher, 2004). Des auteurs ont travaillé sur l'identification fréquentielle à l'arrêt (Kamwa, 1993; Canay, 1993). D'autres se sont concentrés sur l'identification temporelle à partir d'essais sur la machine synchrone en fonctionnement normal (Boje, 1990; Tsai, 1995). Le court-circuit triphasé a fait l'objet de plusieurs travaux (Kamwa, 1993; Wamkeue, 1998).

Des modèles des machines synchrones et asynchrone ont été développés aux chapitres 3 et 4. Ces modèles seront utilisées ici pour l'identification des paramètres. Nous utiliserons dans ce mémoire la méthode des moindres carrés pondérés déjà développée par (Beatcher, 2004; Aguglia, 2004) pour trouver les paramètres des machines asynchrones et des machines synchrones. Les essais de démarrage d'un moteur asynchrone serviront à l'identification. Le court-circuit triphasé symétrique, le délestage de charge, l'enclenchement de charge et le court-circuit de champ présentés aux précédents chapitres seront utilisés pour l'identification de la machine synchrone.

5.2 Mesure expérimentale

Nous allons tout d'abord présenter les équipements utilisés pour exécuter les essais.

5.2.1 Identification en différé

L'identification est faite en temps différé. Les mesures des signaux de commande et de sorties des essais expérimentaux donnés ont été prises dans un premier temps sur la machine asynchrone ou synchrone. Le vecteur des paramètres initiaux est donné à l'algorithme d'optimisation. Le modèle mathématique est excité avec les signaux de commandes mesurés. Le modèle donne des signaux simulés de sortie. L'erreur estimée est calculée comme l'écart entre les sorties mesurées de la machine triphasée et les sorties du modèle mathématique. La fonction objective aux moindres carrés est calculée.

L'identification en différé présente l'avantage de pouvoir travailler en deux temps. Dans un premier temps, les mesures expérimentales sont prises au laboratoire. L'identification sera abordée dans un deuxième temps.

5.2.2 Mesure expérimentale

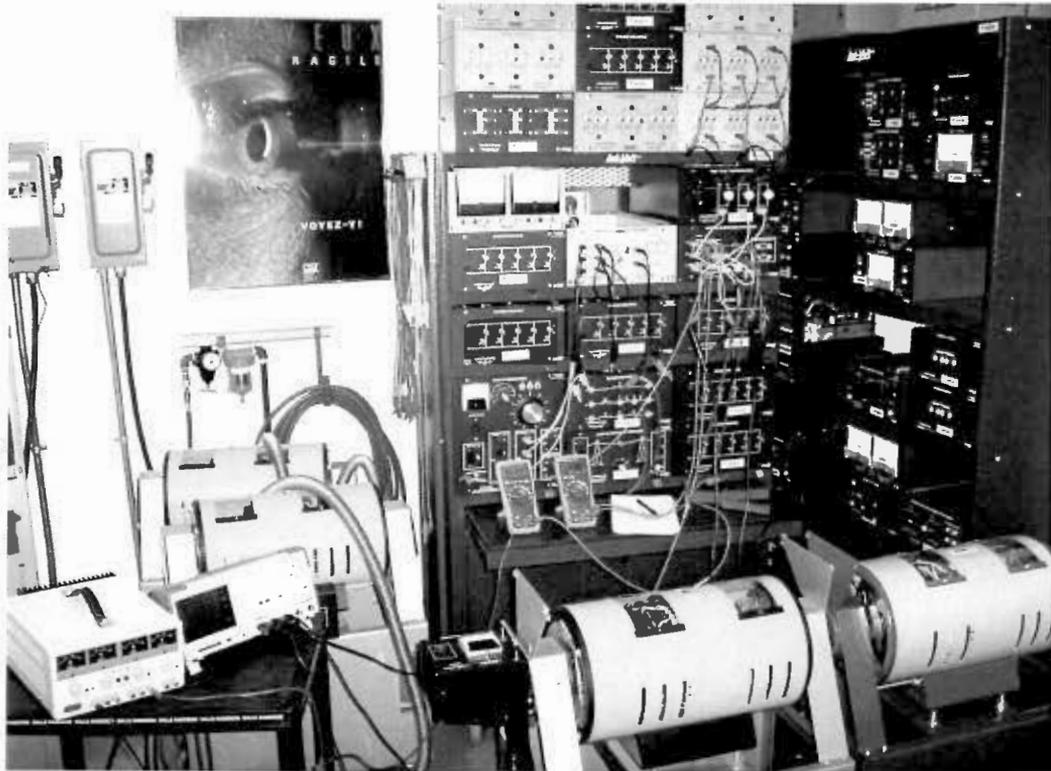


Figure 5-1 : Photo des équipements servant aux mesures expérimentales.

La majorité des équipements utilisés sont des modules « Lab Volt ». La figure 5-1 présente ces équipements. Les charges utilisées sont des modules « Lab Volt ». Nous avons utilisé des charges résistives, capacitives et inductives. Les charges sont triphasées et supposées équilibrées. Un bloc de synchronisation est utilisé comme interrupteur triphasé. Les essais de délestage et d'enclenchement ont été faits avec le bloc de synchronisation. Pour les essais expérimentaux, un moteur synchrone entraîne la génératrice synchrone. Le moteur synchrone assure un entraînement à la vitesse de synchronisme de la machine.

5.2.3 Machine Asynchrone

Tableau 5-1 : Valeur de base pour la machine asynchrone.

$V_{s,base} = \sqrt{2} \cdot 120 = 169,7$	[V]	$\Omega_{m,base} = \frac{2\pi f}{p_p} = 188,4956$	[rad/s]
$I_{s,base} = 4,3$	[A]	$D_{base} = \frac{S_{base}}{\Omega_{m,base}^2} = 0,030806$	
$Z_{s,base} = \frac{V_{s,base}}{I_{s,base}} = 39,4651$	[Ω]	$H_{base} = \frac{2P_p S_{base}}{\Omega_{m,base}^2} = 0,123224$	
$S_{base} = \frac{3}{2} V_{s,base} I_{s,base} = 1094,56$	[Va]		

Le tableau 5-1 donne les valeurs de base de la machine asynchrone. Les expériences avec la machine asynchrone ont été faites avec une fréquence de base de 60 Hz. La machine asynchrone a deux paires de pôles ($p_p = 2$). Elle a donc une vitesse de synchronisme de 1800 tours/min. La tension de base ($V_{s,base}$) et le courant de base ($I_{s,base}$) sont des grandeurs crêtes.

5.2.4 Machine synchrone

La machine synchrone est utilisée en génératrice. Les paramètres exacts de la machine ne sont pas connus. Le tableau 5-2 présente les valeurs de base. La fréquence de base est de 60 Hz. La machine synchrone a deux paires de pôles et une vitesse de synchronisme de 1800 tours/min. Nous avons déterminé expérimentalement la valeur de « I_{fb0} » égale à 0,759 A. La réactance mutuelle « x_{md} » dans l'axe « d » est de 18Ω ou de 0,66 pu.

Tableau 5-2 : Valeurs de base de la génératrice synchrone.

$V_{s,base} = 169,7$	[V]	$I_{f,base} = x_{md} \cdot I_{fb0} = 0,4965$	[A]
$I_{s,base} = 5,96$	[A]	$V_{f,base} = \frac{S_{base}}{I_{f,base}} = 3055,6450$	[V]
$Z_{s,base} = 28,4732$	[Ω]	$Z_{f,base} = \frac{V_{f,base}}{I_{f,base}} = 6154,4101$	[Ω]
$S_{base} = 1517$	[Va]		

5.2.5 Oscilloscope numérique

Les mesures expérimentales ont été prises avec un oscilloscope numérique. L'oscilloscope est un « TPS 2024 » de marque « Tektronix ». Il permet de prendre la mesure de 4 canaux en même temps. L'échantillonnage permet l'acquisition d'un maximum de 2500 points par canal. Deux fréquences d'échantillonnages sont utilisées selon le temps de réponse de la machine dans les essais donnés. L'appareil échantillonne un intervalle de 1 sec. avec une fréquence de 2,5 kHz et un intervalle de 2,5 secondes avec une fréquence de 1 kHz.

5.3 Processus d'identification

La figure 5-2 montre bien le processus d'identification. Le fichier « *Identifie.m* » contient les déclarations nécessaires au lancement de l'identification. L'identification nécessite plus d'information qu'une simple simulation. La figure 5-3 montre le déroulement de l'identification. Nous effectuons plusieurs étapes avant d'entrer dans la boucle d'identification. Les conditions initiales et les conditions finales doivent être calculées. Elles sont utilisées pour la simulation de l'essai. Les mesures expérimentales doivent être disponibles pour l'identification différée. Nous devons aussi définir la fonction objective. Nous utilisons la fonction d'optimisation « *fmincon* » de « Matlab » pour l'identification. La fonction cherche un minimum dans une région définie par une limite haute et une limite basse pour chacun des paramètres à déterminer. Elle commence sa recherche avec un groupe de paramètres initiaux. Le groupe de paramètres initiaux, y compris la limite basse et la limite haute, sont déclarés avant de démarrer l'algorithme d'optimisation.

La fonction « *simulproc.m* » calcule la fonction objective. La fonction « *fmincon* » appellera la fonction « *simulproc.m* » dans sa recherche d'un minimum. La fonction « *simulproc.m* » appelle le « script » « *procsim.m* » dans un premier temps pour « simuler l'essai ». Elle calcule ensuite les

écarts entre la simulation et les mesures pour un groupe de paramètres donnés. Elle retourne à la fonction « fmincon » le résultat de la fonction objective. Les fichiers sources mentionnés ici sont présentés en annexe.

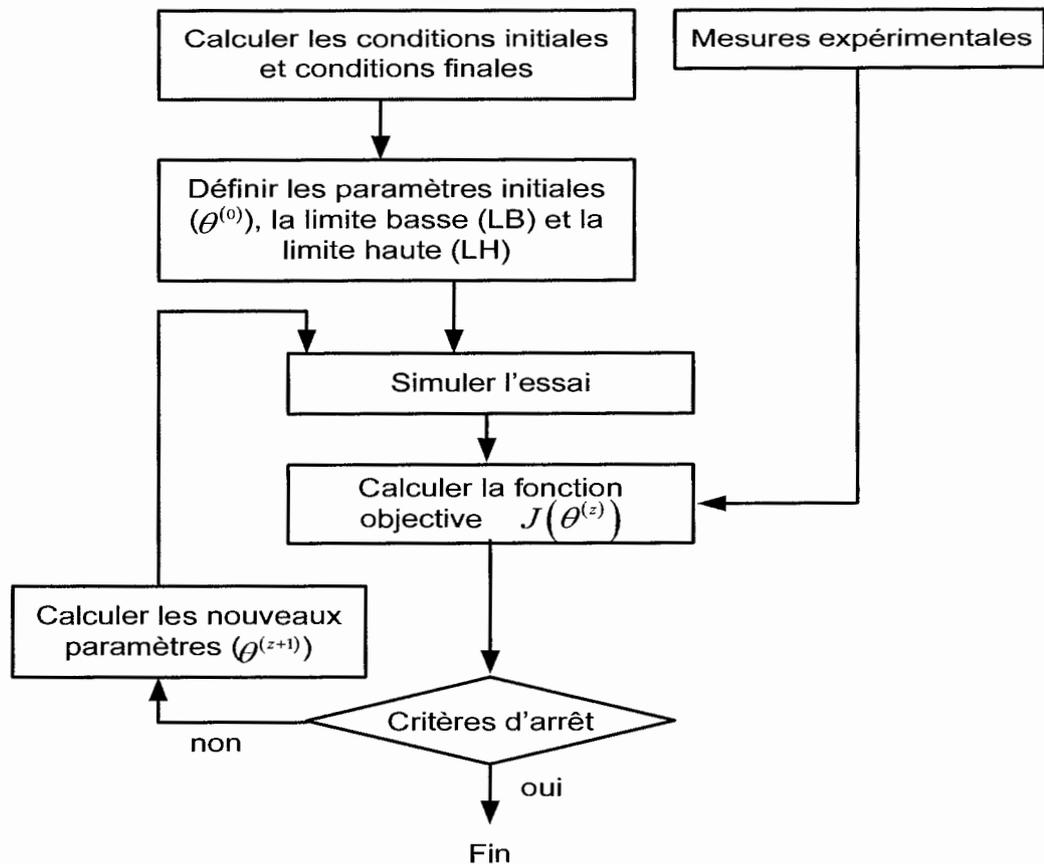


Figure 5-2 : Processus d'identification.

5.3.1 Identification par la méthode des moindres carrés pondérés

Il existe beaucoup de technique d'identification (Chong et Stanislaw, 1996; Desbiens, 2002; Delfour, 2003). La majorité des méthodes imposent des contraintes que le modèle doit présenter (Desbiens, 2002). La méthode des moindres carrés (MC) est une technique qui s'applique à tous les systèmes paramétrés. Son efficacité a été démontrée. Tous les signaux ont le même poids dans l'identification aux moindres carrés ordinaires. Les signaux à faible amplitude ont moins de poids

dans l'identification. L'estimation aux moindres carrés pondérés permet de contourner cette faiblesse en attribuant un poids à chaque sortie. Ici, la méthode des moindres carrés pondérés (MCP) est utilisée pour l'identification des machines triphasées (Baetcher, 2004; Aguglia, 2004).

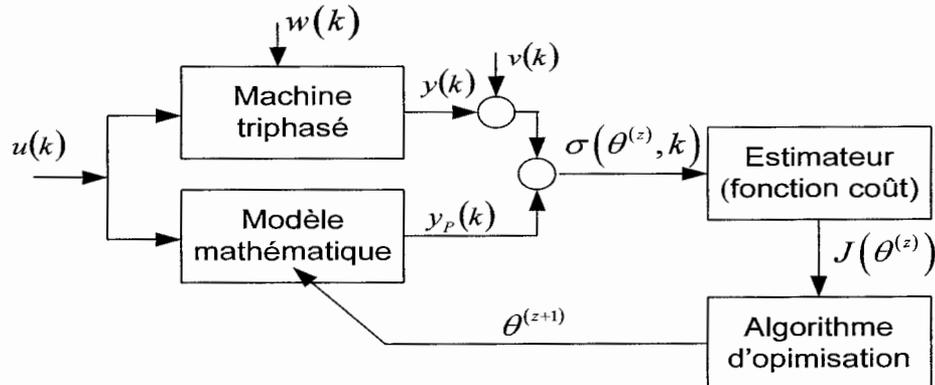


Figure 5-3 : Schéma de principe de l'identification par modèle de connaissance.

Une mesure expérimentale est prise sur une machine triphasée. Les commandes exécutées sur la machine ($u(k)$) et les sorties de la machine ($y(k)$) sont mesurées dans un essai donné. L'algorithme d'optimisation cherche par itération successive un vecteur de paramètres (θ_{opt}) qui minimise le critère quadratique $J(\theta)$. Le critère se construit sur l'écart entre la sortie de la machine triphasée et la prédiction du modèle mathématique. Les deux modèles ont été excités par les mêmes entrées $u(k)$. Le modèle stochastique présente deux sources de bruits : le bruit du modèle ($w(k)$) et le bruit des mesures ($v(k)$). La prise de mesure expérimentale enregistre un signal bruité. Nous ferons l'hypothèse que ce bruit est blanc et qu'il est gaussien. Le bruit est centré à zéro. Il n'y a aucune corrélation du bruit avec lui-même. Les équations (5-1) et (5-3) montrent que les bruits sont centrés à zéro. Les équations (5-2) et (5-4) présentent les variances des bruits. Les équations (5-3) et (5-6) montrent qu'il n'y a pas de corrélation du bruit avec lui-même.

$$E\{w(k)\} = 0 \quad (5-1)$$

$$E\{w(k)w(k)^T\} = R_w \quad (5-2)$$

$$E\{w(k)w(l)\} = 0; \quad k \neq l \quad (5-3)$$

$$E\{v(k)\} = 0 \quad (5-4)$$

$$E\{v(k)v(k)^T\} = R_v \quad (5-5)$$

$$E\{v(k)v(l)\} = 0; \quad k \neq l \quad (5-6)$$

L'algorithme cherche à minimiser le critère quadratique construit sur l'écart entre les vecteurs de mesure et la prédiction du modèle.

5.3.2 Estimateur aux moindres carrés pondérés

L'écart entre la sortie de la machine et la prédiction du modèle mathématique donne l'erreur à (5-7). Le bruit $v(t)$ s'ajoute à la mesure expérimentale. La matrice dite de poids « W_p » est une matrice diagonale. La pondération permet de corriger toute différence marquée des facteurs d'échelle (Baetcher, 2004).

$$\sigma(\theta^{(z)}, k) = (y(k) + v(k)) - y_p(\theta^{(z)}, k) \quad (5-7)$$

$$J(\theta^{(z)}) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \sigma(\theta^{(z)}, k)^T W_p \sigma(\theta^{(z)}, k) \quad (5-8)$$

où

$$W_p = \text{diag}([w_1, w_2, \dots, w_m]) \quad (5-9)$$

La fonction objective (5-8) est un estimateur des moindres carrés pondérés.

5.3.3 Limites de recherche

La méthode « fmincon » permet de limiter la recherche à une région. Nous définissons une limite haute et une limite basse pour déterminer la région de recherche pour chaque paramètre à identifier.

$$LB = \min(\theta) \quad (5-10)$$

$$UB = \max(\theta) \quad (5-11)$$

La méthode « fmincon » utilise les multiplicateurs de Lagrange pour assurer les contraintes limites (Delfour, 2003). La déclaration d'une région de recherche peut mener à un minimum local.

5.3.4 Algorithme d'optimisation

L'algorithme de la méthode « fmincon » est du type Quasi Newton. La méthode Quasi Newton n'assure pas de trouver le minimum, mais un minimum local. Le minimum trouvé dépend du point de départ ou des paramètres initiaux ($\theta^{(0)}$).

La méthode Quasi Newton (5-13) fait en sorte d'ajouter le coefficient α_k au deuxième terme de la méthode de Newton (Chong et Stanslaw, 1996) (5-12). Une première étape consiste à déterminer une direction de recherche. La direction est le produit du gradient et de la matrice Hessienne (5-14). La direction minimisera rapidement la fonction objective. Une deuxième étape consiste à déterminer le déplacement fait dans cette direction. Elle cherche un minimum dans la direction trouvée. Le déplacement correspond à la valeur de « α_z ».

$$\theta^{(z+1)} = \theta^{(z)} - F(\theta^{(z)})^{-1} g^{(z)} \quad (5-12)$$

$$\theta^{(z+1)} = \theta^{(z)} - \alpha_z F(\theta^{(z)})^{-1} g^{(z)} = \theta^{(z)} + \alpha_z d^{(z)} \quad (5-13)$$

$$d^{(z)} = -H_z g^{(z)} = -F(\theta^{(z)})^{-1} g^{(z)} \quad (5-14)$$

La fonction f correspond à la fonction objective $J(\theta)$. La fonction $F(\theta)$ est la fonction Hessienne $\nabla^2 f(\theta)$. Le terme $g^{(z)}$ est le gradient de la fonction $\nabla f(\theta^{(z)})$. Le terme H_z est l'inverse de la matrice Hessienne de la fonction objective $(\nabla^2 f(\theta^{(z)}))^{-1}$.

5.3.5 Approximation de la matrice Hessienne

La matrice Hessienne $\nabla^2 f(\theta^{(z)}) = Q = Q^T > 0$ est constante et définie positive si la fonction objective $J(\theta)$ est quadratique (Chong et Stanslaw, 1996).

$$g^{(z+1)} - g^{(z)} = Q(\theta^{(z+1)} - \theta^{(z)}) \quad (5-15)$$

$$\Delta g^{(z)} = Q \Delta \theta^{(z)} \quad (5-16)$$

$$Q^{-1} \Delta g^{(z)} = H_{z+1} \Delta g^{(z)} = \Delta \theta^{(z)}; \quad 0 \leq i \leq k \quad (5-17)$$

$$\Delta g^{(z)} = g^{(z+1)} - g^{(z)} \quad (5-18)$$

$$\Delta \theta^{(z)} = \theta^{(z+1)} - \theta^{(z)} \quad (5-19)$$

Supposons qu'il y a « n » directions. Les « n » directions se notent comme $\Delta \theta^{(0)}, \Delta \theta^{(1)}, \dots, \Delta \theta^{(n-1)}$. Nous aurons :

$$H_n \Delta g^{(0)} = \Delta \theta^{(0)} \quad (5-20)$$

$$H_n \Delta g^{(1)} = \Delta \theta^{(1)} \quad (5-21)$$

$$H_n \Delta g^{(n-1)} = \Delta \theta^{(n-1)} \quad (5-22)$$

$$Q^{-1} = H_n = \begin{bmatrix} \Delta \theta^{(0)} & \Delta \theta^{(1)} & \dots & \Delta \theta^{(n-1)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta g^{(0)} & \Delta g^{(1)} & \dots & \Delta g^{(n-1)} \end{bmatrix}^T \quad (5-23)$$

L'équation (5-23) correspond à une approximation de l'inverse de la matrice Hessienne. Le modèle est non linéaire et la fonction objective n'est pas quadratique. La matrice Hessienne varie en fonction du vecteur de paramètre ($\theta^{(z)}$). La matrice pourrait être évaluée à chaque itération.

5.3.6 Algorithme BFGS

La méthode « fmincon » ne permet pas d'approximer pas la matrice $H_z = \left(\nabla^2 J(\theta^{(z)}) \right)^{-1}$ à chaque itération, comme nous l'avons vu précédemment. Une correction est appliquée sur la matrice H_z pour tenir compte de la variation de la matrice Hessienne. Il existe plusieurs algorithmes de correction (Chong et Stanslaw, 1996). La fonction « fmincon » utilise l'algorithme BFGS par défaut. L'équation (5-24) montre l'équation de la matrice H_z à chaque itération.

$$H_{z+1} = H_z + \left(1 + \frac{\Delta \mathbf{g}^{(z)T} H_z \Delta \mathbf{g}^{(z)}}{\Delta \mathbf{g}^{(z)T} \Delta \theta^{(z)}} \right) \frac{\Delta \theta^{(z)} \Delta \theta^{(z)T}}{\Delta \theta^{(z)T} \Delta \mathbf{g}^{(z)}} - \frac{H_z \Delta \mathbf{g}^{(z)} \Delta \theta^{(z)T} + \left(H_z \Delta \mathbf{g}^{(z)} \Delta \theta^{(z)T} \right)^T}{\Delta \mathbf{g}^{(z)T} \Delta \theta^{(z)}} \quad (5-24)$$

où

$$\Delta \theta^{(z)} = \alpha_z \mathbf{d}^{(z)} \quad (5-25)$$

$$\Delta \mathbf{g}^{(z)} = \mathbf{g}^{(z+1)} - \mathbf{g}^{(z)} \quad (5-26)$$

$$\mathbf{g}^{(z+1)} = \nabla f(\theta^{(z+1)}) \quad (5-27)$$

5.3.7 Déterminer le déplacement

La première étape consiste à chercher une direction « $\mathbf{d}^{(z)}$ ». Nous cherchons le déplacement « α_z » possible pour minimiser la fonction objective. La minimisation de l'équation (5-28) assure la validité de l'équation (5-29). La fonction objective est minimisée à chaque itération dans la direction trouvée.

$$\alpha_z = \arg \min_{\alpha \geq 0} J\left(\theta^{(z)} - \alpha H_z \mathbf{g}^{(z)}\right) \quad (5-28)$$

$$J(\theta^{(z+1)}) < J(\theta^{(z)}) \quad (5-29)$$

La documentation de « Matlab » décrit bien cette étape qu'elle appelle « Line search procedures ».

5.3.8 Critères d'arrêts

L'algorithme d'optimisation sort de sa boucle de recherche lorsqu'un critère d'arrêt est satisfait. Il y a plusieurs critères qui peuvent être définis avec la fonction « fmincon » de « Matlab ». Un nombre maximal d'itérations peut-être défini pour empêcher l'algorithme d'optimisation de chercher indéfiniment. Le nombre maximal d'itérations est une grande valeur ($\geq 1e7$).

$$J(\theta^{(z)}) \leq \text{Seuil} \quad (5-30)$$

$$J(\theta^{(z)}) \neq 0 \quad (5-31)$$

La minimisation jusqu'à une valeur nulle est pratiquement impossible. La présence de bruit sur les mesures expérimentales fait toutefois converger la fonction objective vers une valeur nulle (5-31).

Un seuil (5-30) peut-être défini avec le résultat de la fonction objective ($J(\theta^{(z)})$) pour empêcher que l'algorithme d'optimisation converge longtemps. Le seuil n'a pas été utilisé pour trouver les résultats présentés dans ce mémoire.

$$J(\theta^{(z+1)}) - J(\theta^{(z)}) \leq \text{Tolérance sur } J(\theta) \quad (5-32)$$

La convergence de la fonction objective vers une valeur non nulle nécessite que nous définissions une tolérance avec la fonction objective (5-32). La convergence de la fonction objective se fait rapidement dans les premières itérations. L'écart de la fonction objective entre deux itérations est grand dans les premières itérations. Nous pouvons supposer que la convergence est plus lente près de la solution optimale. L'écart de la fonction objective devient plus petit avec les itérations. Une tolérance sur la fonction objective est définie. L'algorithme d'optimisation s'arrête lorsque l'écart est plus petit que la tolérance. La tolérance est utilisée pour trouver les résultats présentés dans ce mémoire. La tolérance utilisée est très petite (tolérance $\leq 1e-9$).

5.4 Identification d'un moteur asynchrone

Le démarrage est un essai rude pour la machine asynchrone. Le calcul des conditions initiales n'est pas nécessaire, puisque la machine est à l'arrêt avant le démarrage. L'essai présente des variations importantes de l'état de la machine. La vitesse passe de zéro à sa vitesse nominale. La machine consomme une puissance importante pour mettre en rotation le rotor. La machine utilisée dans le démarrage est une machine asynchrone à rotor bobiné. Nous avons mesuré trois grandeurs importantes lors de cet essai : la tension au stator « u_a », le courant au rotor « i_a » et le courant au rotor « i_A ». La pulsation du courant mesurée nous fournit indirectement la vitesse angulaire du rotor. Les paramètres initiaux et les paramètres finaux sont présentés au tableau 5-3. La pondération définie est de « 2 » sur le courant « i_a » et de « 1 » sur le courant « i_A ».

Tableau 5-3 : Paramètres estimés lors d'un démarrage

	θ initiale	θ finale
x_m	0,3041	0,5669
x_a	0,0253	0
r_a	0,0051	0,0154
x_a	0,0253	0,0666
D_{pu}	0,4929	0,6003
H	1,4787	2,0319

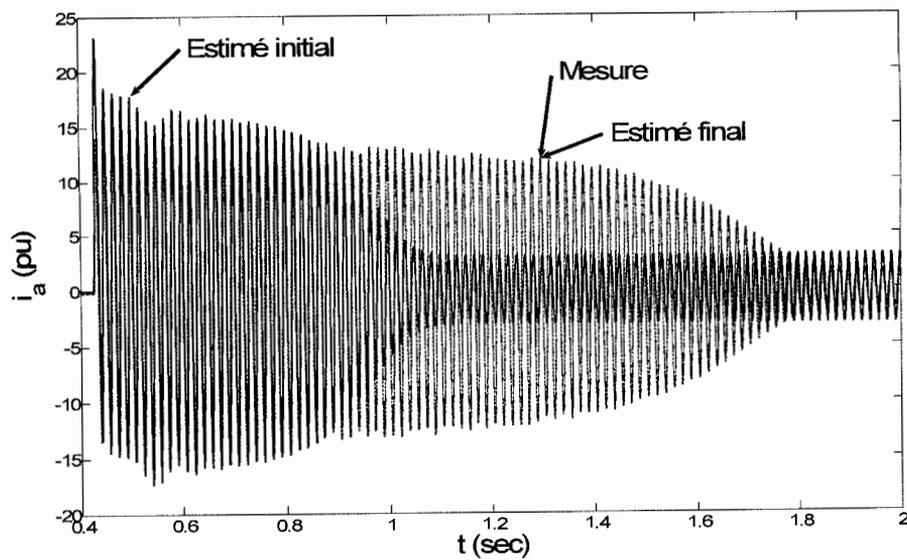


Figure 5-4 : Courant « i_a » lors d'un démarrage d'un moteur asynchrone bobiné.

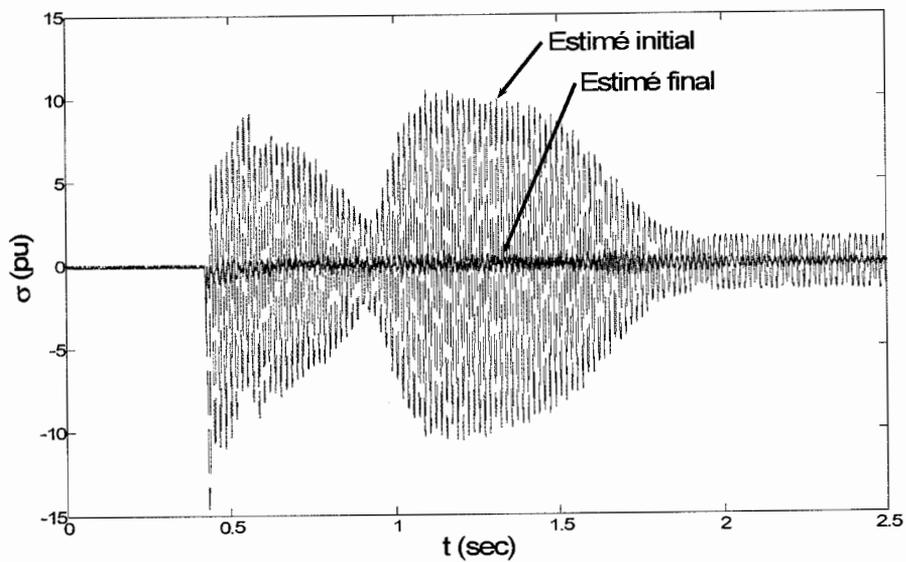


Figure 5-5 : Écart « $\sigma = i_a^{mesuré} - i_a^{estimé}$ » du courant « i_a ».

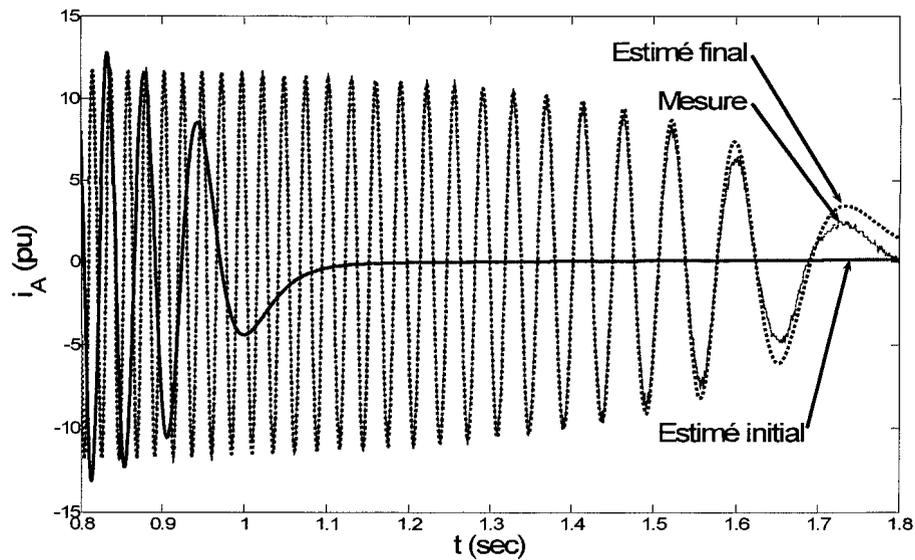


Figure 5-6 : Courant « i_A » lors d'un démarrage d'un moteur asynchrone bobiné.

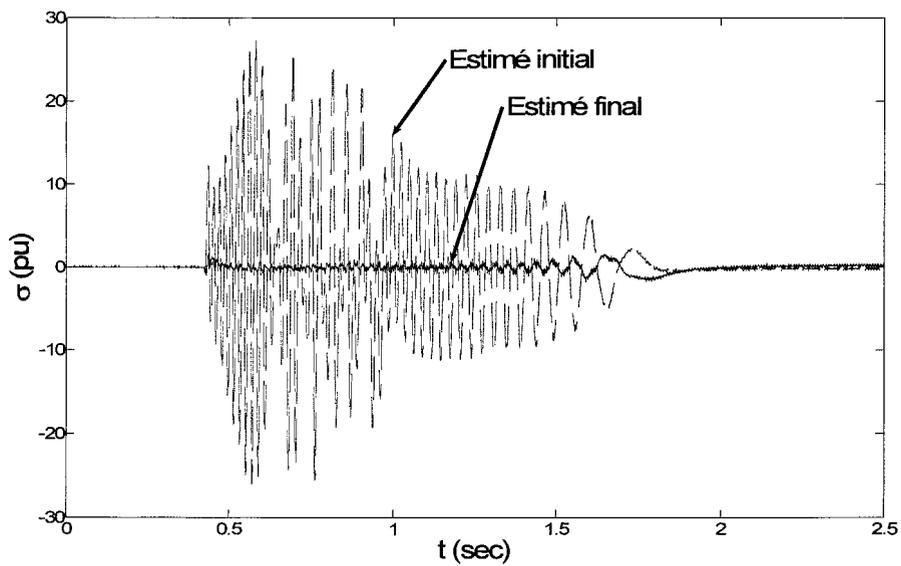


Figure 5-7 : Écart « $\sigma = i_A^{mesuré} - i_A^{estimé}$ » du courant « i_A ».

Nous voyons que l'identification donne de bons résultats. Le modèle inclut la partie mécanique. Le faible écart du courant au rotor permet de supposer une bonne prédiction de la vitesse mécanique.

5.5 Identification de la machine synchrone

5.5.1 Court-circuit triphasé symétrique

Nous identifierons les paramètres de la génératrice synchrone avec la structure admittance dans un essai de court-circuit triphasé. Il convient de prendre en considération le phénomène de saturation. Le facteur de saturation se calcule avec les coefficients présentés dans le tableau 4-2.

Tableau 5-4 : Cas de charge initiale et finales lors d'un court-circuit triphasé symétrique en pu.

$p(0)=0,0557$	$q(0)=0$	$u_t(0)=0,1226$	$i_t(0)=0,4545$	$\varphi(0)=0 \text{ rad}$
$p(t_f)=0$	$q(t_f)=0$	$u_t(t_f)=0$	$i_t(t_f)=0,924$	$\varphi(t_f)=0 \text{ rad}$

Le tableau 5-4 présente le cas de charge (Kundur, 1994). Une charge résistive de 7.5Ω est branchée à la génératrice pendant l'essai. Les conditions initiales et les conditions finales sont présentées dans le tableau 5-5. Le tableau 5-6 présente les paramètres initiaux et les paramètres finaux qui résultent de l'identification.

Tableau 5-5 : Conditions initiales et finales lors d'un court-circuit triphasé symétrique en pu

$u_f(0)=0,0062$	$i_f(0)=0,5357$	$u_d(0)=0,0975$	$u_q(0)=0,0743$
$i_d(0)=0,3615$	$i_q(0)=0,2755$	$\psi_f(0)=0,3615$	$\psi_D(0)=0,2755$
$\psi_Q(0)=0,5357$	$\delta_0=0,9197$	$u_f(t_f)=0,0062$	$i_f(t_f)=0,0062$
$i_d(t_f)=0,9230$	$i_q(t_f)=0,0493$		

Tableau 5-6 : Paramètres estimés lors d'un court-circuit triphasé

	θ initiale	θ finale
x_a	0,1756	0,0101
x_{md}	0,3512	0,6541
x_{mq}	0,1756	0,3707
x_f	0,0003	0,0713
x_D	0,0003	0,6690
x_{kf}	-0,0003	-0,0081
x_Q	0,0003	0,1352
r_D	0,0003	0,0120
r_Q	0,0003	0,0073

Les figures 5-8 à 5-10 présentent les résultats de l'identification à l'essai de court-circuit triphasé.

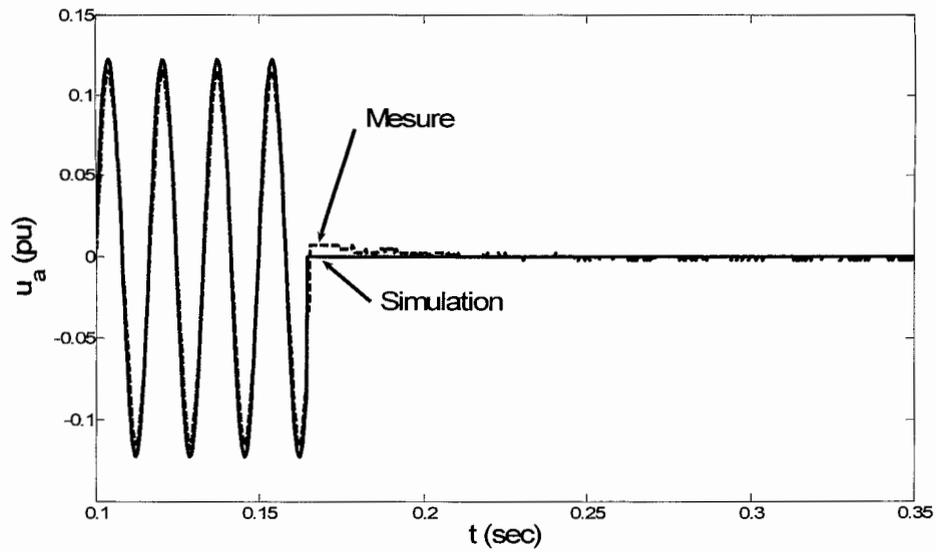


Figure 5-8 : Tension « u_a » lors d'un court-circuit triphasé symétrique.

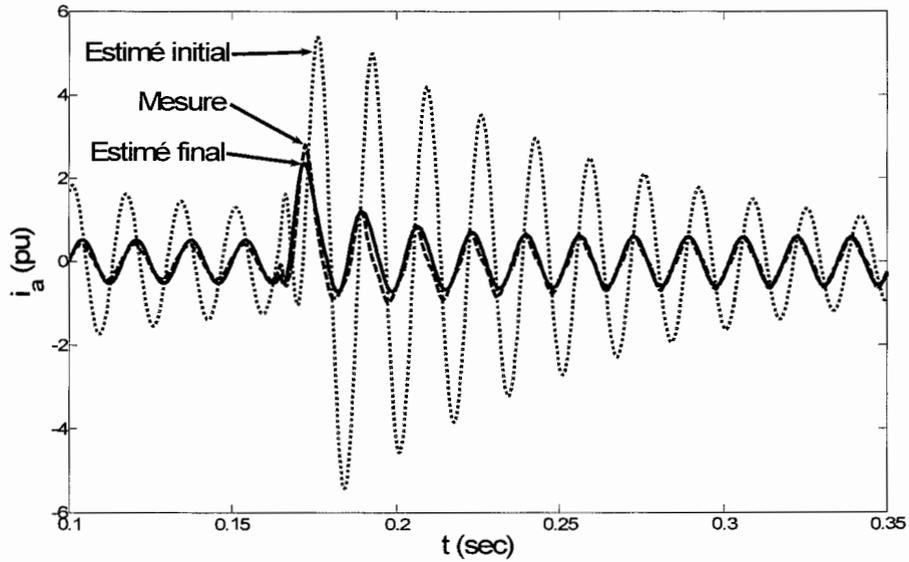


Figure 5-9 : Courant « i_a » lors d'un court-circuit triphasé symétrique.

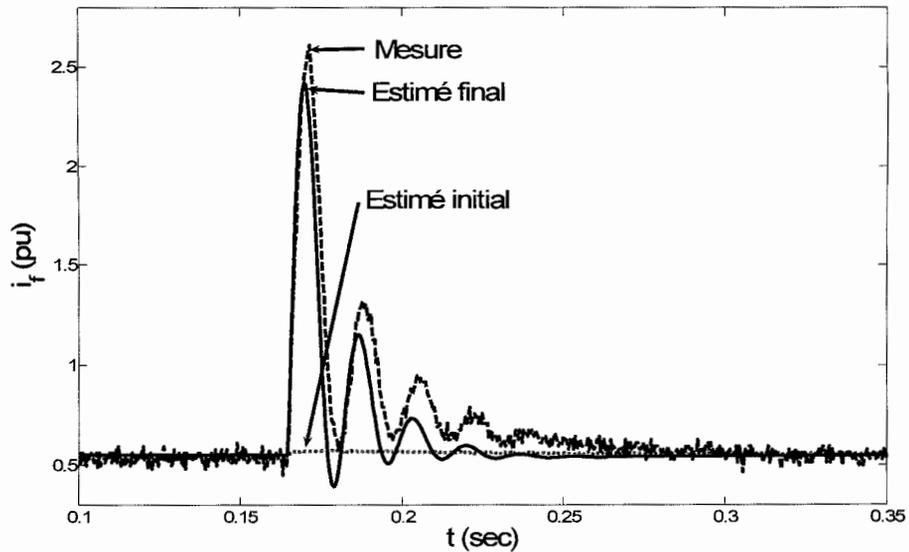


Figure 5-10 : Courant « i_f » lors d'un court-circuit triphasé symétrique.

Les simulations décrites au chapitre 4 ont été faites avec les paramètres trouvés ici. Les simulations des figures 4-15 à 4-47 servent de validation.

5.5.2 Délestage total d'une charge purement inductive

Nous avons utilisé le modèle hybride simplifié aux fins de l'identification de délestage. Le modèle hybride a été développé à la section 4.4.2. Nous ferons l'identification sur un délestage total d'une charge purement inductive. Nous validerons les paramètres trouvés avec un délestage partiel d'une charge inductive.

Tableau 5-7 : Cas de charge initiale et finale lors d'un délestage total d'une charge inductive en pu.

$p(0)=0$	$q(0)=-0,0248$	$u_r(0)=0,3807$	$i_i(0)=0,0976$	$\varphi(0)=\pi/2$ rad
$p(t_f)=0$	$q(t_f)=0$	$u_r(t_f)=0,4750$	$i_i(t_f)=0$	$\varphi(t_f)=0$ rad

Deux charges de $171\angle 90^\circ \Omega$ sont initialement connectées à la génératrice. Les deux charges en parallèle forment une charge de $85,5\angle 90^\circ \Omega$. Les deux charges sont déconnectées pendant le délestage total. La génératrice se retrouve à vide. Nous voyons au tableau 5-7 le cas de charge

initiale et finale (Kundur, 1994). Les grandeurs sont présentées dans leur unité et en pu. Les expressions analytiques ne tiennent pas compte du phénomène de saturation. La tension réduite de cette expérience réduit la puissance réactive consommée par la charge. Nous pouvons consulter le principe du délestage à la section 4.7.2.3.3.

Le tableau 5-8 présente les conditions initiales et finales du délestage. Nous retrouvons la tension de champ et les courants du stator qui permettent de commander les expressions analytiques dans les simulations. Les flux des bobines au rotor sont utilisés dans les expressions analytiques.

Tableau 5-8 : Conditions initiales et finales lors d'un délestage total d'une charge inductive en pu.

$u_f(0)=0,0076$	$i_f(0)=0,6586$	$u_d(0)=-0,0018$	$u_q(0)=0,3807$
$i_d(0)=0,0976$	$i_q(0)=0,0005$	$\psi_f(0)=0,3620$	$\psi_D(0)=0,3379$
$\psi_Q(0)=-0,0002$	$\delta_0=-0,0048$	$u_f(t_f)=0,0076$	$i_f(t_f)=0,6586$
$i_d(t_f)=0$	$i_q(t_f)=0$		

Nous réalisons l'identification avec des expressions analytiques. Les paramètres peuvent être différents des paramètres obtenus de l'identification statique ou dans un essai de court-circuit triphasé. Les paramètres initiaux ont été choisis très loin des paramètres obtenus précédemment. La pondération est de « 1 » sur la tension « u_a » et de « 1 » sur le courant « i_f ».

Tableau 5-9 : Paramètres estimés lors d'un délestage total d'une charge inductive en pu.

	θ initiale [pu]	θ finale [pu]
x_a	0,1756	0,1978
x_{md}	0,3512	0,6607
x_{mq}	0,1756	0,3272
x_D	0,0003	-0,0281
x_{kf}	-0,0003	0,0496
x_Q	0,0003	-0,0854
r_D	0,0003	0,0480
r_Q	0,0003	0,0099

Le délestage d'une charge inductive provoque des variations importantes dans l'axe « d ». Le courant dans l'axe « q » est faible avant le délestage. L'identification sert principalement à identifier

les paramètres dans l'axe « d ». Nous pouvons apprécier les résultats de l'identification dans les figures qui suivent :

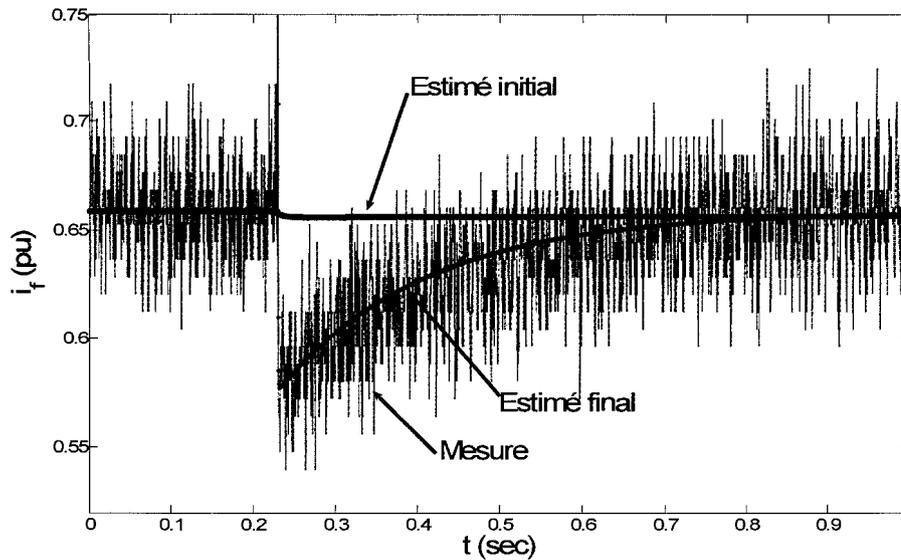


Figure 5-11 : Courant « i_f » lors d'un délestage total d'une charge inductive.

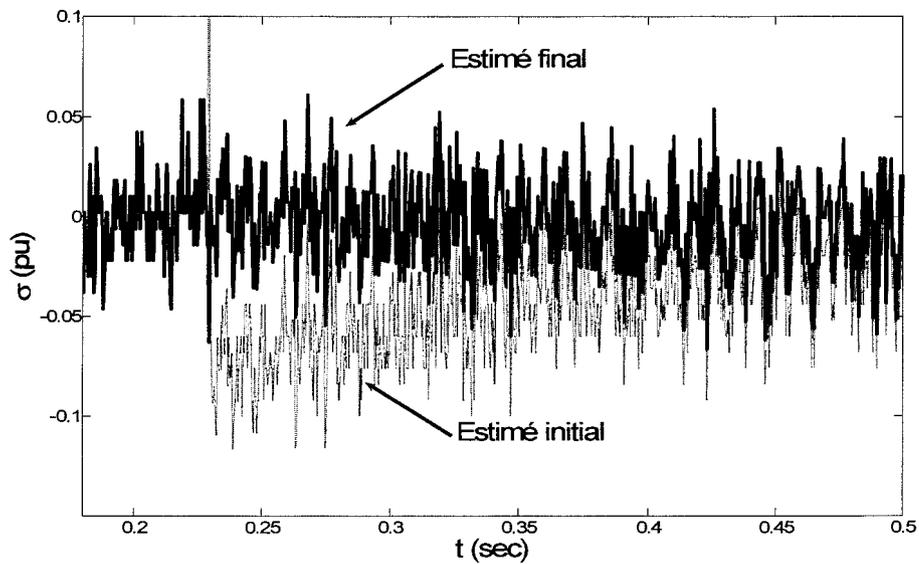


Figure 5-12 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors d'un délestage total d'une charge inductive.

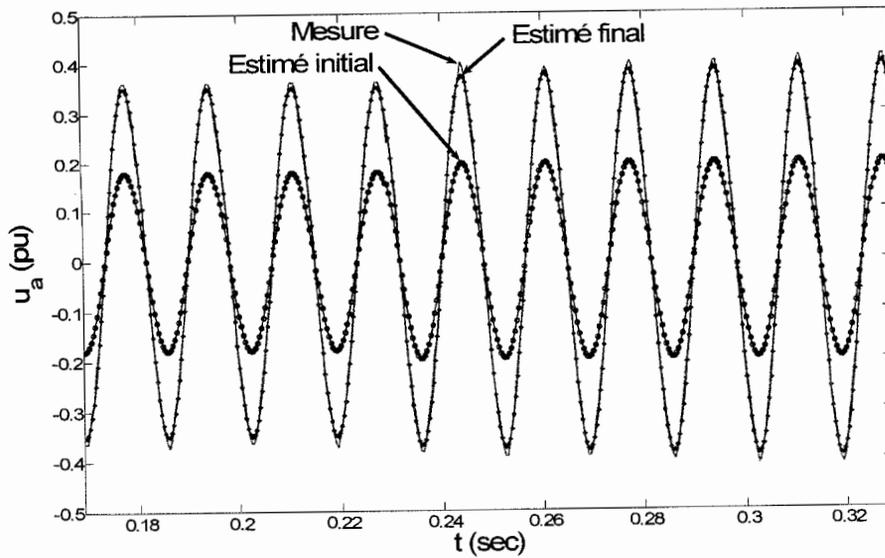


Figure 5-13 : Tension « u_a » lors d'un délestage total d'une charge inductive.

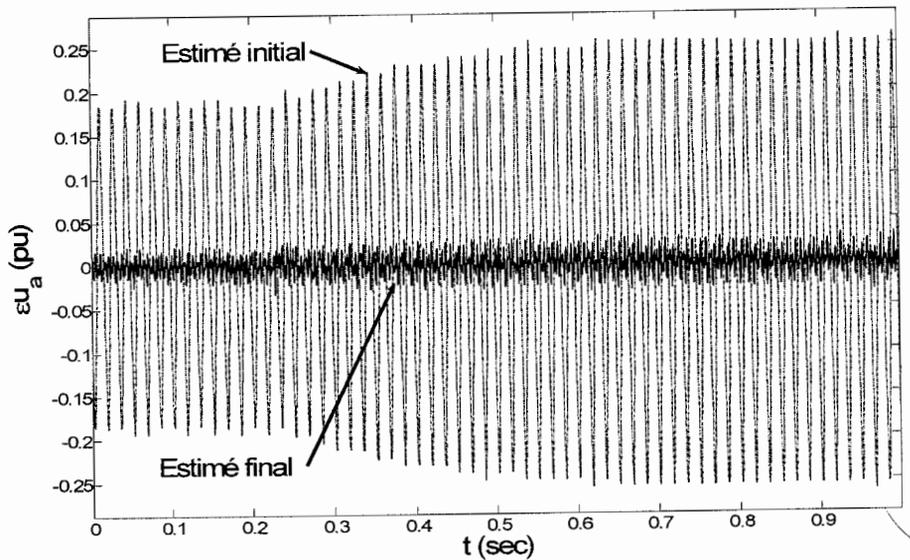


Figure 5-14 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors d'un délestage total d'une charge inductive.

Nous nous apprêtons à valider les paramètres obtenus avec un délestage partiel. Deux charges de $171\angle 90^\circ \Omega$ sont initialement connectées à la génératrice. Une charge est déconnectée de la

génératrice dans le délestage. L'autre charge de $171\angle 90^\circ \Omega$ reste connectée. Le tableau 5-10 présente le cas de charge du délestage partiel d'une charge purement inductive.

Tableau 5-10 : Cas de charge initiale et finale dans le délestage partiel d'une charge inductive en pu.

$p(0)=0$	$q(0)=-0,0259$	$u_t(0)=0,3779$	$i_t(0)=0,1026$	$\varphi(0)=\pi/2$ rad
$p(t_f)=0$	$q(t_f)=-0,0158$	$u_t(t_f)=0,4251$	$i_t(t_f)=0,0556$	$\varphi(t_f)=\pi/2$ rad

Le délestage d'une charge purement inductive entraîne une élévation de la tension terminale. Le courant terminal final est plus élevé que la moitié du courant initial. Le tableau 5-11 présente les conditions initiales et les conditions finales. Ces conditions serviront à la simulation du délestage partiel.

Tableau 5-11 : Conditions initiales et finales dans le délestage partiel d'une charge inductive en pu.

$u_f(0)=0,0082$	$i_f(0)=0,7101$	$u_d(0)=-0,0019$	$u_q(0)=0,3779$
$i_d(0)=0,1026$	$i_q(0)=0,0005$	$\psi_f(0)=0,3921$	$\psi_D(0)=0,3661$
$\psi_Q(0)=-0,0002$	$\delta_0=-0,0050$	$u_f(t_f)=0,0082$	$i_f(t_f)=0,7101$
$i_d(t_f)=0,0556$	$i_q(t_f)=0,0001$		

Les figures suivantes présentent la validation :

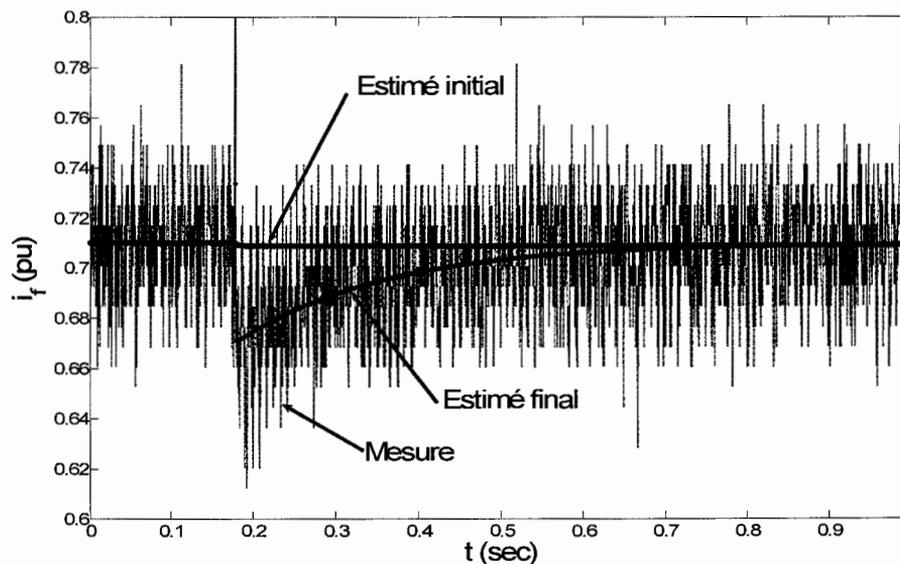


Figure 5-15 : Courant « i_f » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive.

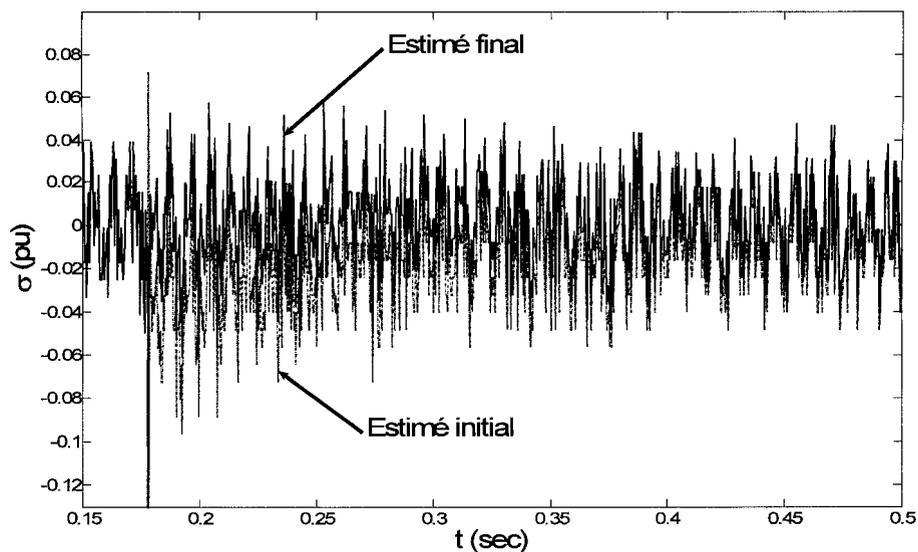


Figure 5-16 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive.

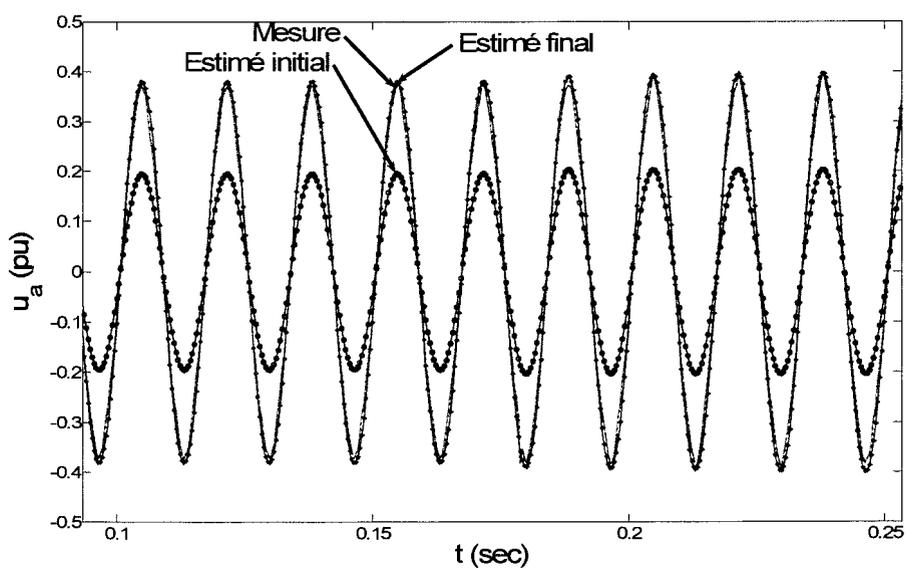


Figure 5-17 : Tension « u_a » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive.

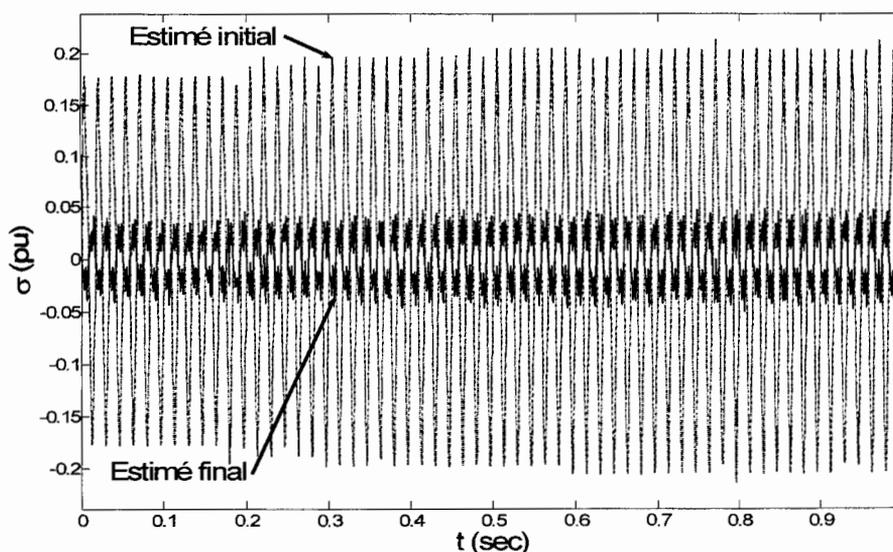


Figure 5-18 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive.

La validation est la comparaison des mesures expérimentales, de la simulation avec les paramètres initiaux et de la simulation avec les paramètres finaux. Les résultats sont comparables à celui de l'identification. L'identification des paramètres dans un délestage total d'une charge inductive avec les expressions analytiques fonctionne. Les paramètres trouvés et les expressions analytiques peuvent être utilisés pour prédire le comportement du courant de champ et de la tension au stator dans des essais de délestage partiel et total d'une charge purement inductive.

5.5.3 Délestage inductif résistif

Nous nous apprêtons à identifier les paramètres dans un essai de délestage total d'une charge mixte inductive résistive. Nous allons ensuite utiliser l'essai du délestage partiel d'une charge mixte inductive résistive pour valider les paramètres trouvés. Deux charges de $120\angle 45^\circ \Omega$ sont connectées à la génératrice. Nous déconnectons les deux charges au délestage total. L'essai se déroule à tension réduite. Les charges consomment une faible puissance. Nous ne considérons pas la saturation. Le tableau 5-12 nous donne le cas de charge initiale et le cas de charge finale. Le tableau 5-13 donne les conditions initiales et finales. Les conditions ont été calculées à partir des cas de charge.

Tableau 5-12 : Cas de charge initiale et finale lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive en pu.

$p(0)=0,0250$	$q(0)=-0,0250$	$u_t(0)=0,4809$	$i_t(0)=0,1101$	$\varphi(0)=\pi/4$ rad
$p(t_f)=0$	$q(t_f)=0$	$u_t(t_f)=0,5469$	$i_t(t_f)=0$	$\varphi(t_f)=0$

Tableau 5-13 : Conditions initiales et finales lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive en pu.

$u_f(0)=0,0089$	$i_f(0)=0,3817$	$u_d(0)=0,0263$	$u_q(0)=0,4802$
$i_d(0)=0,0820$	$i_q(0)=0,0735$	$\psi_f(0)=0,7581$	$\psi_D(0)=0,7300$
$\psi_Q(0)=-0,0372$	$\delta_0=0,0547$	$u_f(t_f)=0,0089$	$i_f(t_f)=0,3817$
$i_d(t_f)=0$	$i_q(t_f)=0$		

L'identification est lancée avec des paramètres initiaux très éloignés des paramètres finaux. Le tableau 5-14 présente les paramètres initiaux et les paramètres finaux. La pondération est de « 1 » sur la tension « u_a » et de « 1 » sur le courant « i_f ». Le courant au stator est presque aussi important dans les deux axes. L'identification nous permet d'approximer les paramètres dans les deux axes.

Tableau 5-14 : Paramètres estimés lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive.

	θ initiale [pu]	θ finale [pu]
x_a	0,1756	0,0035
x_{md}	0,3512	0,6635
x_{mq}	0,1756	0,5064
x_D	0,0003	0,0093
x_{kf}	-0,0002	0,3568
x_Q	0,0003	0,6337
r_D	0,0003	2,0100
r_Q	0,0003	0,0520

Nous pouvons voir que les paramètres dans l'axe « d » diffèrent des paramètres obtenus dans l'identification précédente au tableau 5-9 et pouvons apprécier les résultats de l'identification dans les figures suivantes :

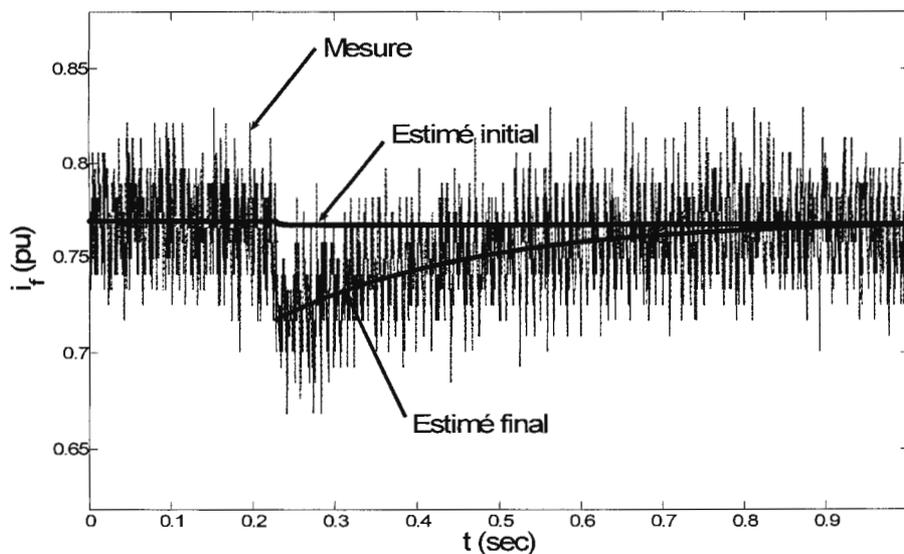


Figure 5-19 : Courant « i_f » lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive.

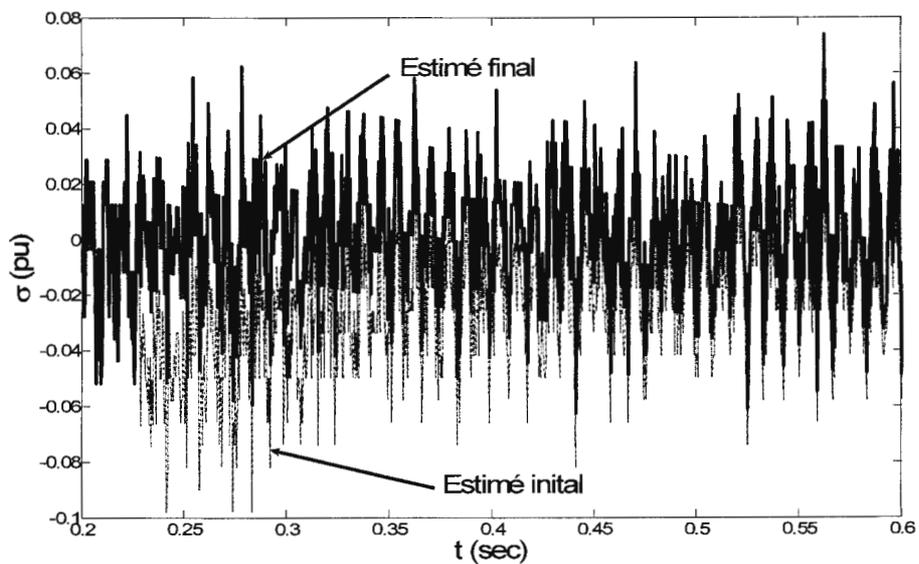


Figure 5-20 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive.

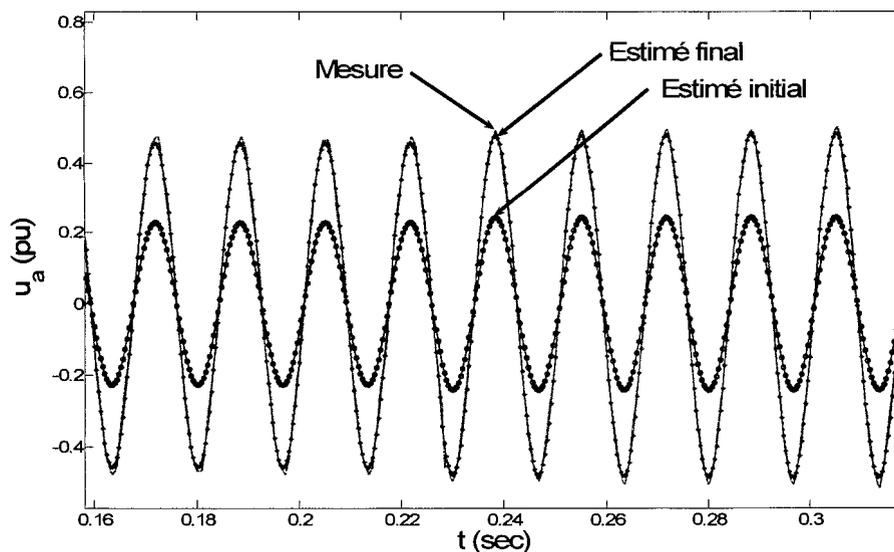


Figure 5-21 : Tension « u_a » lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive.

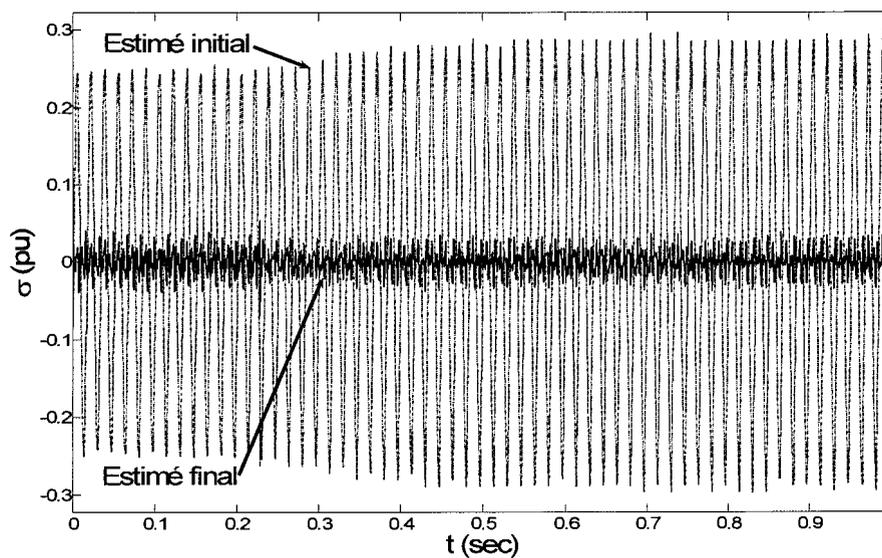


Figure 5-22 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive.

Nous validons les paramètres obtenus avec un délestage partiel. Deux charges de $85,5\angle 45^\circ \Omega$ sont connectées à la génératrice. Nous déconnectons une des charges au délestage. Le tableau 5-15 donne le cas de charge initiale et finale. Nous calculons les conditions initiales et finales du tableau 5-15.

Tableau 5-15 : Cas de charge initiale et finale lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive en pu.

$p(0)=0,0248$	$q(0)=-0,0248$	$u_r(0)=0,4785$	$i_r(0)=0,1099$	$\varphi(0)=\pi/4$ rad
$p(t_f)=0,3597$	$q(t_f)=0,3597$	$u_r(t_f)=0,5303$	$i_r(t_f)=0,027$	$\varphi(t_f)=\pi/4$ rad

Tableau 5-16 : Conditions initiales et finales lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive en pu.

$u_f(0)=0,0089$	$i_f(0)=0,7664$	$u_d(0)=0,0263$	$u_q(0)=0,4778$
$i_d(0)=0,0819$	$i_q(0)=0,0733$	$\psi_f(0)=0,7556$	$\psi_D(0)=0,7276$
$\psi_Q(0)=-0,0371$	$\delta_0=0,0549$	$u_f(t_f)=0,0089$	$i_f(t_f)=0,7664$
$i_d(t_f)=0,0193$	$i_q(t_f)=0,0188$		

Les figures 5-23 à 5-26 donnent les résultats de la validation.

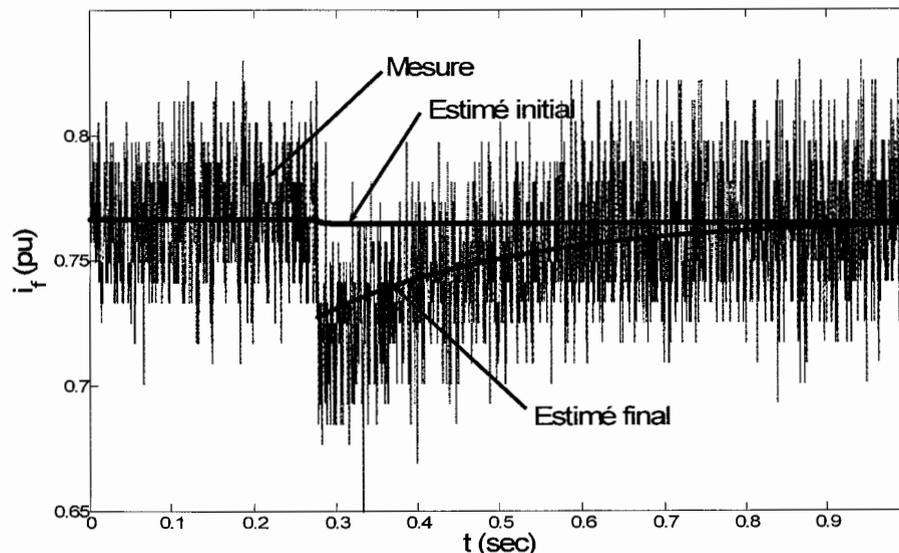


Figure 5-23 : Courant « i_f » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive.

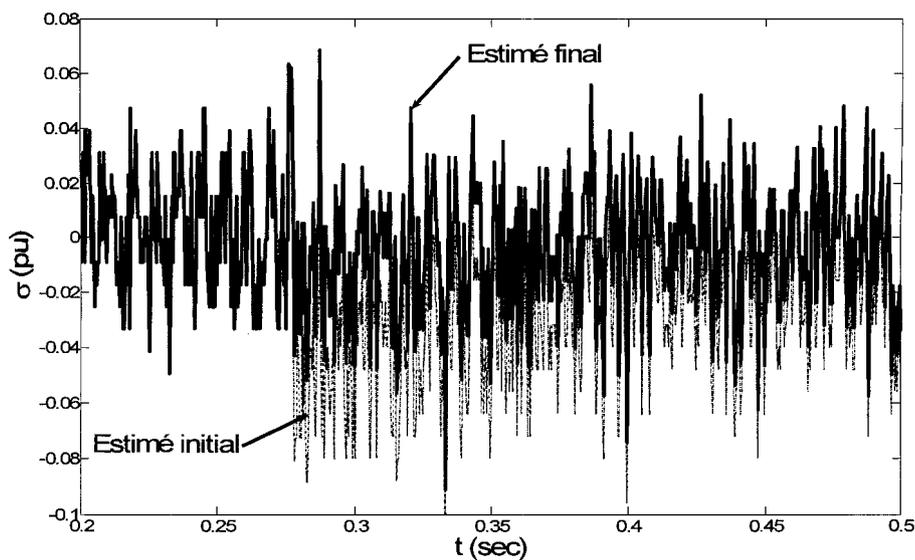


Figure 5-24 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive.

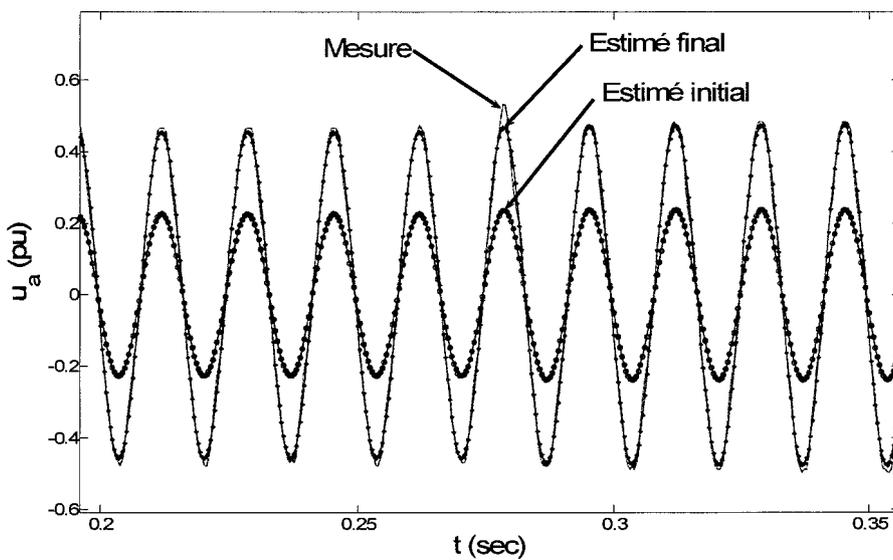


Figure 5-25 : Tension « u_a » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive.

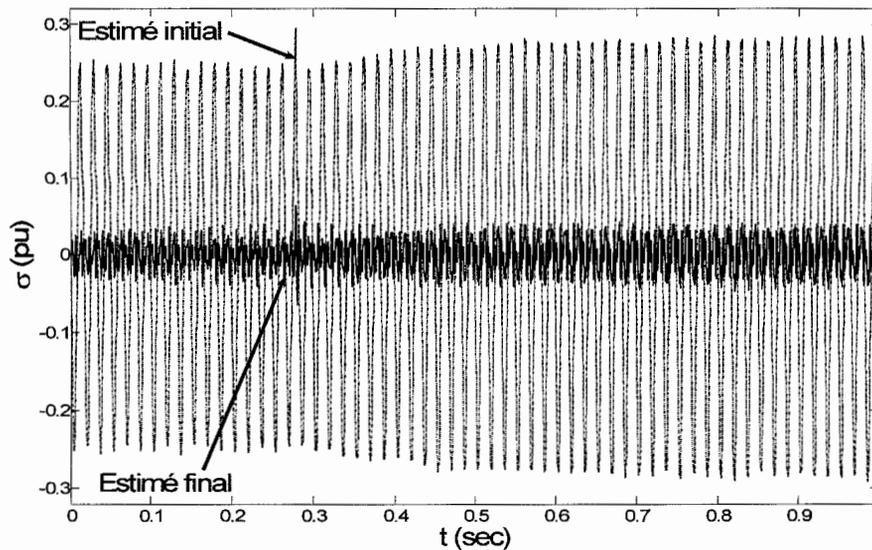


Figure 5-26 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive.

Nous pouvons voir que les résultats sont comparables aux résultats de l'identification. Nous avons répété l'identification de la section précédente, mais avec un type de charge différente. Nous avons ajouté une partie résistive à la charge. L'identification permet d'estimer des paramètres différents de ceux obtenus précédemment. Les paramètres estimés peuvent être utilisés pour simuler le délestage partiel de même nature.

5.5.4 Délestage d'une charge capacitive résistive

Nous identifierons maintenant les paramètres pour simuler le délestage d'une charge mixte capacitive résistive. Le cas de charge est décrit dans le tableau 5-13. Deux charges de $120 \angle -45^\circ \Omega$ sont initialement connectées à la génératrice. Les deux charges sont déconnectées en même temps. La génératrice se retrouve à vide. La composante capacitive produit une énergie réactive qui participe à l'excitation de la machine. Le tableau 5-18 donne les conditions initiales et finales dans un délestage total d'une charge capacitive résistive.

Tableau 5-17 : Cas de charge initiale et finale lors d'un délestage total d'une charge capacitive résistive en pu.

$p(0)=0,0765$	$q(0)=0,0765$	$u_i(0)=0,5723$	$i_i(0)=0,2837$	$\varphi(0)=-\pi/4$ rad
$p(t_f)=0$	$q(t_f)=0$	$u_i(t_f)=0,4875$	$i_i(t_f)=0$	$\varphi(t_f)=0$ rad

Tableau 5-18 : Conditions initiales et finales lors d'un délestage total d'une charge capacitive résistive en pu.

$u_f(0)=0,0059$	$i_f(0)=0,5108$	$u_d(0)=0,0909$	$u_q(0)=0,5651$
$i_d(0)=-0,1662$	$i_q(0)=0,2299$	$\psi_f(0)=0,4779$	$\psi_D(0)=0,4592$
$\psi_Q(0)=-0,0042$	$\delta_0=0,1595$	$u_f(t_f)=0,0059$	$i_f(t_f)=0,5108$
$i_d(t_f)=0$	$i_q(t_f)=0$		

L'identification démarre avec des paramètres initiaux très éloignés des paramètres finaux. La pondération est de « 1 » sur la tension « u_d » et de « 1 » sur le courant « i_f ».

Le courant au stator est presque aussi important dans les deux axes. L'identification nous permet d'approximer les paramètres dans les deux axes. Nous pouvons voir que les paramètres dans l'axe « d » diffèrent des paramètres obtenus dans les identifications précédentes.

Tableau 5-19 : Paramètres estimés lors d'un délestage total d'une charge capacitive résistive.

	θ initiale [pu]	θ finale [pu]
x_a	0,1756	0,2307
x_{md}	0,3512	0,7229
x_{mq}	0,1756	0,0185
x_D	0,0003	0,0006
x_{kf}	-0,0002	-0,0592
x_Q	0,0003	-0,0184
r_D	0,0003	0,1785
r_Q	0,0003	0,0002

Nous pouvons apprécier les résultats de l'identification dans les figures suivantes :

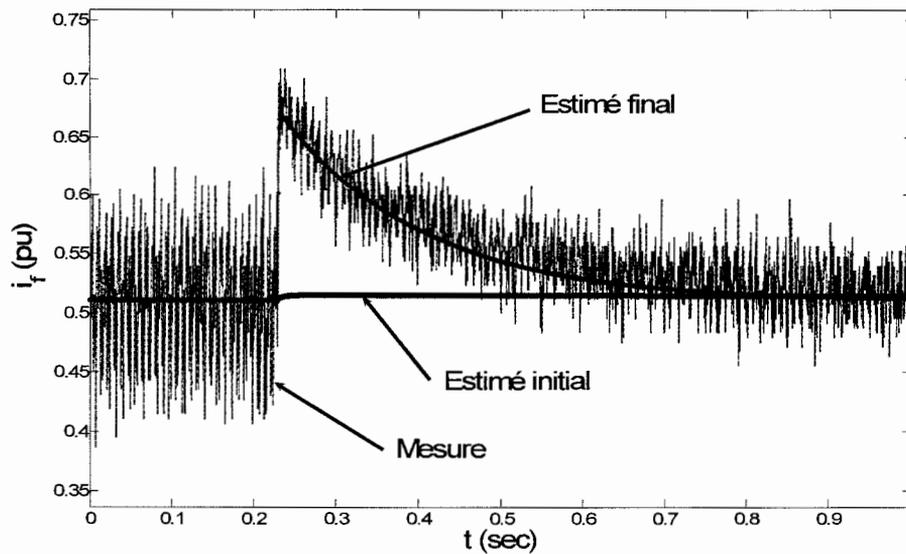


Figure 5-27 : Courant « i_f » lors d'un délestage total d'une charge capacitive résistive.

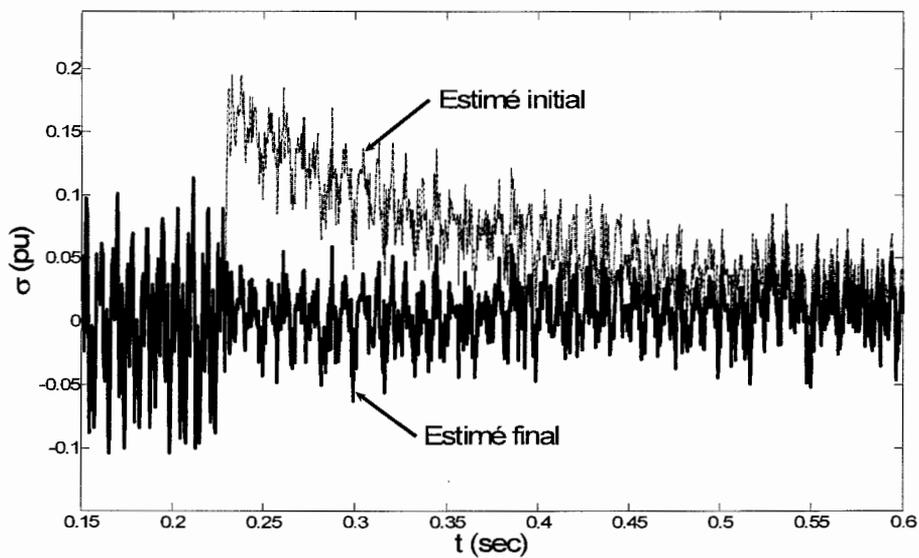


Figure 5-28 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors d'un délestage total d'une charge capacitive résistive.

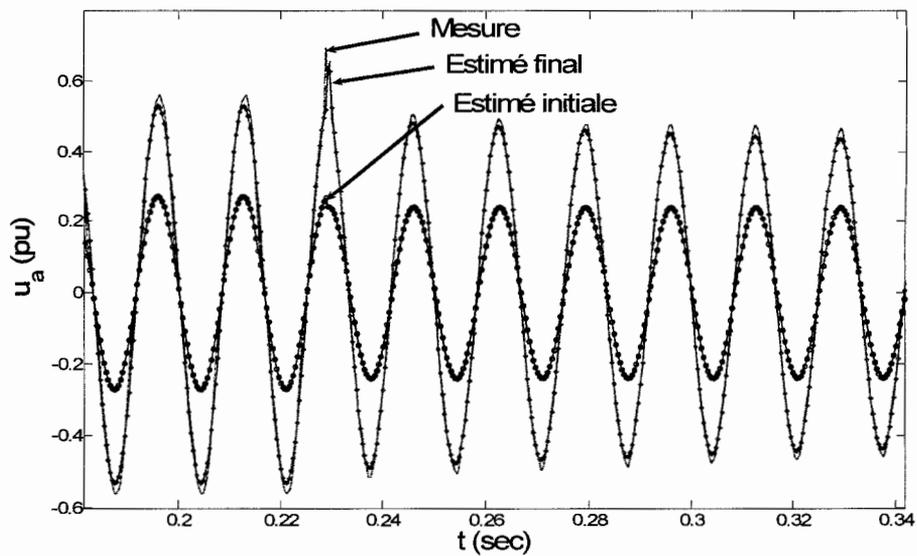


Figure 5-29 : Tension « u_a » lors d'un délestage total d'une charge capacitive résistive.

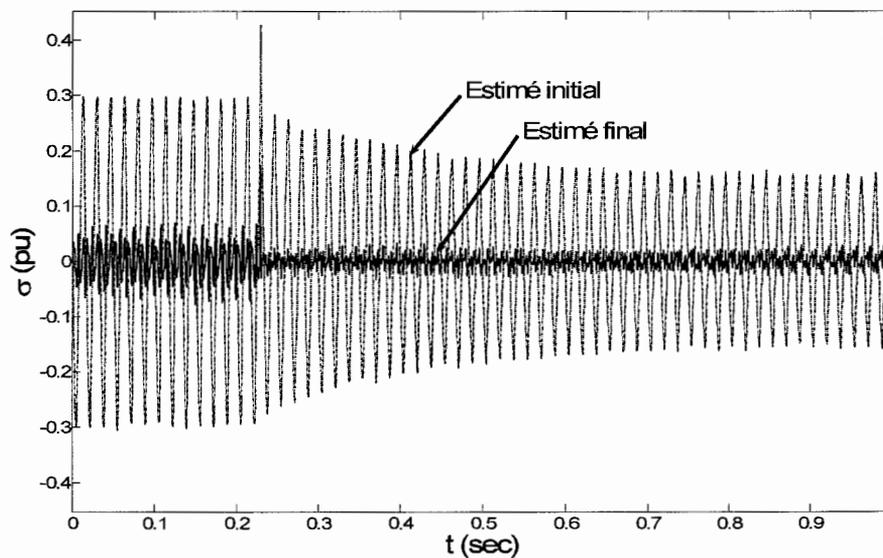


Figure 5-30 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors d'un délestage total d'une charge capacitive résistive.

Nous pouvons valider ces résultats avec un délestage partiel. Deux charges de $120 \angle -45^\circ \Omega$ sont initialement connectées à la génératrice. Une des charges est déconnectée de la génératrice. Le

tableau 5-20 présente le cas de charge initiale et finale. Nous retrouvons les conditions initiales et finales du délestage partiel au tableau 5-21. Ces conditions sont nécessaires pour la simulation du délestage partiel.

Tableau 5-20 : Cas de charge initiale et finale lors d'un délestage partiel d'une charge capacitive résistive.

$p(0)=0,0790$	$q(0)=0,0790$	$u_i(0)=0,5778$	$i_i(0)=0,2902$	$\varphi(0)=-\pi/4$ rad
$p(t_f)=0,0549$	$q(t_f)=0,0549$	$u_i(t_f)=0,5144$	$i_i(t_f)=0,226$	$\varphi(t_f)=-\pi/4$ rad

Tableau 5-21 : Conditions initiales et finales lors d'un délestage partiel d'une charge capacitive résistive en pu.

$u_f(0)=0,0059$	$i_f(0)=0,5125$	$u_d(0)=0,0932$	$u_q(0)=0,5702$
$i_d(0)=-0,1694$	$i_q(0)=0,2356$	$\psi_f(0)=0,4814$	$\psi_D(0)=0,4626$
$\psi_Q(0)=-0,0044$	$\delta_0=0,1619$	$u_f(t_f)=0,0059$	$i_f(t_f)=0,5125$
$i_d(t_f)=-0,1363$	$i_q(t_f)=0,1809$		

Les résultats de la validation sont comparables aux résultats précédents. Nous pouvons apprécier les résultats de la validation avec les figures suivantes :

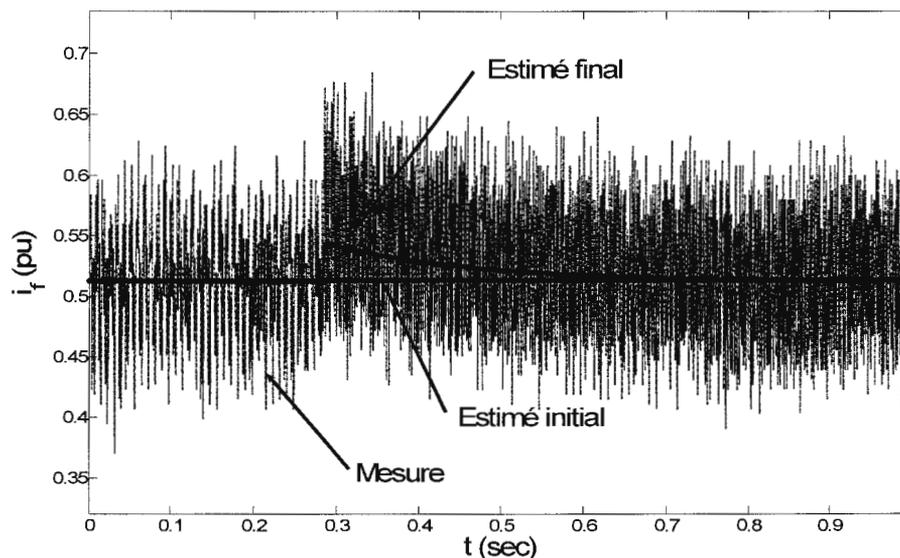


Figure 5-31 : Courant « i_f » lors d'un délestage partiel d'une charge capacitive résistive.

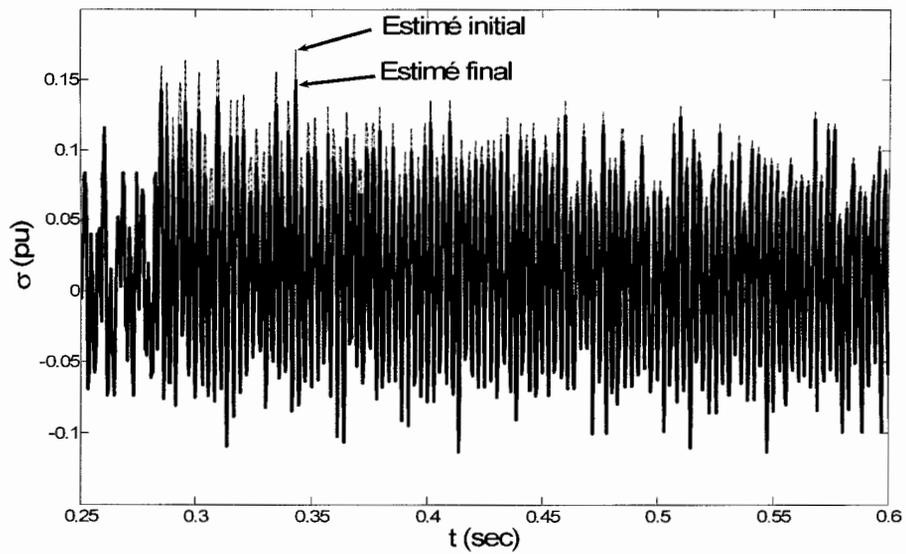


Figure 5-32 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors d'un délestage partiel d'une charge capacitive résistive.

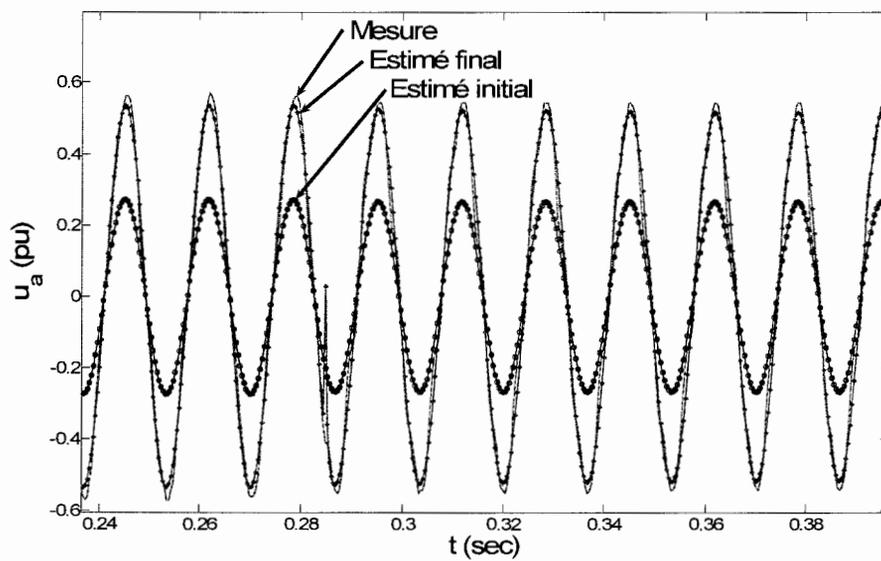


Figure 5-33 : Tension « u_a » lors d'un délestage partiel d'une charge capacitive résistive.

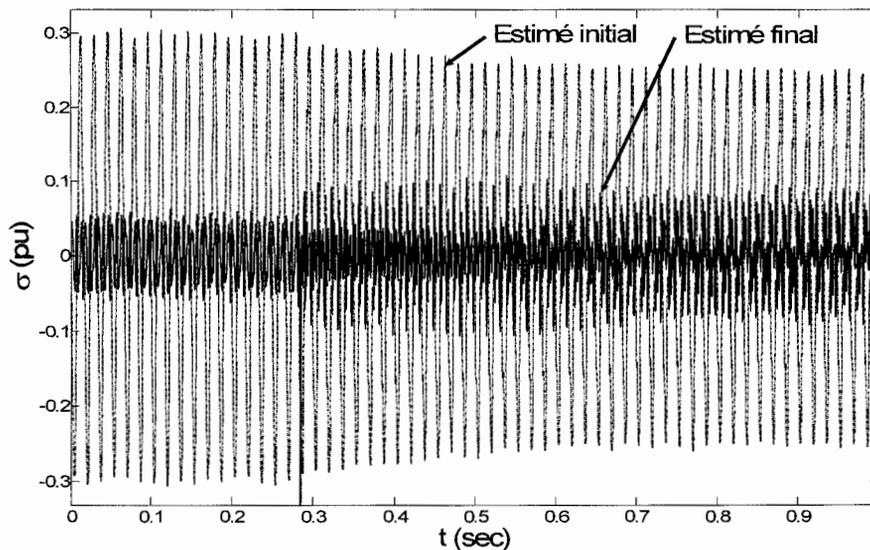


Figure 5-34 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors d'un délestage partiel d'une charge capacitive résistive.

Nous avons montré qu'il est possible de simuler le délestage total et partiel. Un bruit plus important est mesuré dans le courant de champ quand la machine est branchée à une charge capacitive. L'amplitude du bruit nuit ici à l'appréciation des résultats.

5.5.5 Délestage partiel inductive résistive

Tableau 5-22 : Cas de charge initiale et finale lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive.

$p(0)=0,0372$	$q(0)=-0,0372$	$u_i(0)=0,4793$	$i_i(0)=0,1098$	$\varphi(0)=\pi/4$ rad
$p(t_f)=0,0102$	$q(t_f)=-0,0102$	$u_i(t_f)=0,5295$	$i_i(t_f)=0,027$	$\varphi(t_f)=\pi/4$ rad

Tableau 5-23 : Conditions initiales et finales lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive en pu.

$u_f(0)=0,0089$	$i_f(0)=0,7664$	$u_d(0)=0,0262$	$u_q(0)=0,4786$
$i_d(0)=0,0818$	$i_q(0)=0,0733$	$\psi_f(0)=0,5050$	$\psi_D(0)=0,4677$
$\psi_Q(0)=-0,0225$	$\delta_0=0,0547$ rad	$u_f(t_f)=0,0089$	$i_f(t_f)=0,7664$
$i_d(t_f)=0,0194$	$i_q(t_f)=0,0189$		

Nous nous apprêtons maintenant à réaliser l'identification sur un essai de délestage partiel, contrairement aux identifications précédentes. Nous utiliserons des charges inductives résistives. Nous validerons sur un délestage total d'une charge inductive. Le tableau 5-22 présente le cas de charge initiale et finale du délestage partiel. Le tableau 5-23 présente les conditions initiales et les conditions finales. Les paramètres initiaux utilisés sont très éloignés des paramètres finaux. La pondération est de « 1 » sur la tension « u_a » et de « 1 » sur le courant « i_f ». Les figures suivantes montrent le résultat de l'identification.

Tableau 5-24 : Paramètres estimés lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive.

	θ initiale	θ finale
x_a	0,1756	0,1540
x_{md}	0,3512	0,6867
x_{mq}	0,1756	0,3236
x_D	0,0003	-0,0105
x_{kf}	-0,0003	-0,0813
x_Q	0,0003	-0,2176
r_D	0,0003	1,3724
r_Q	0,0003	0,4623

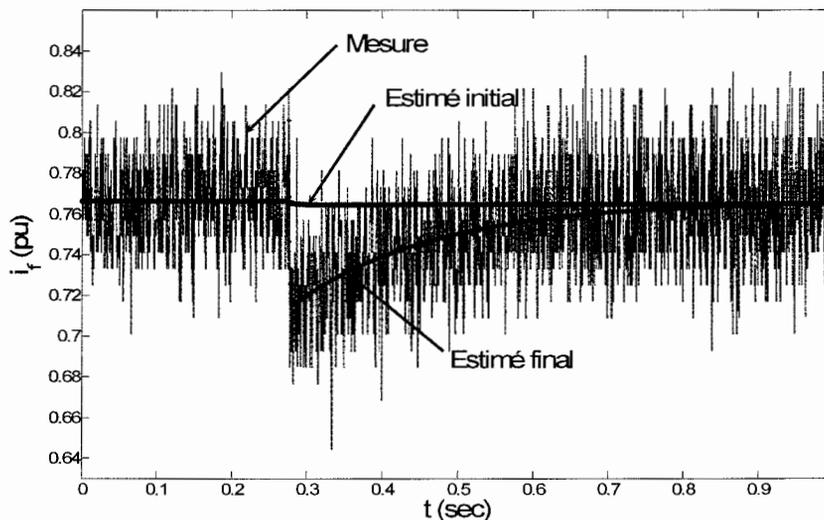


Figure 5-35 : Courant « i_f » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive.

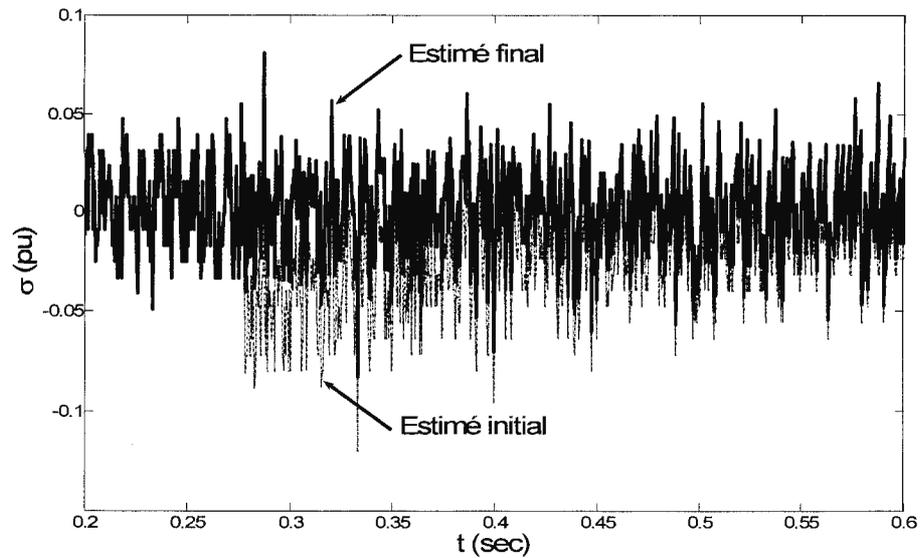


Figure 5-36 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive.

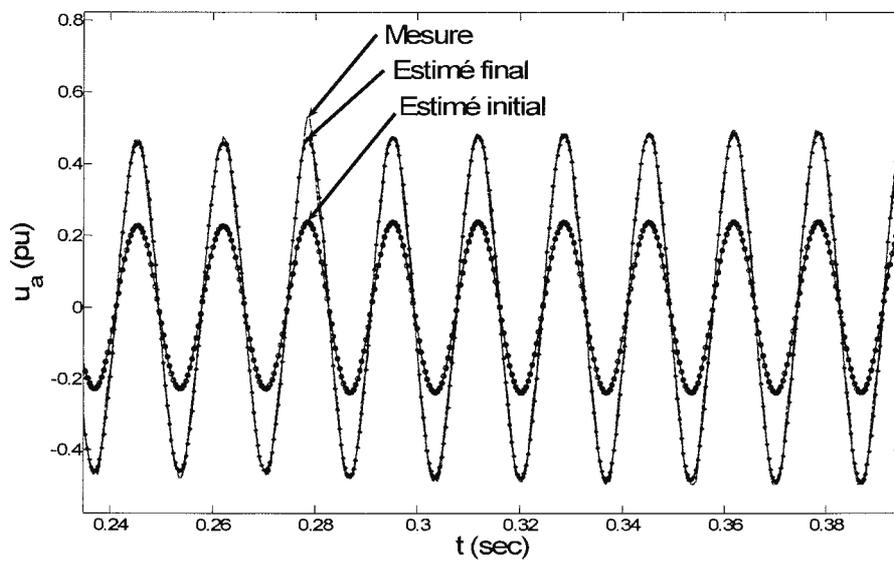


Figure 5-37 : Tension « u_a » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive.

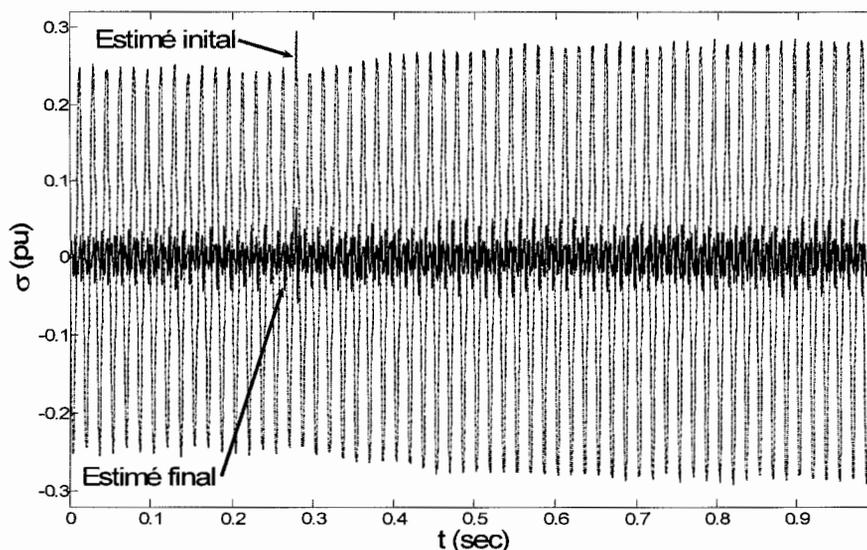


Figure 5-38 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors d'un délestage partiel d'une charge inductive résistive.

Nous validons avec le délestage total. Le tableau 5-25 nous donne le cas de charge initiale et le cas de charge finale du délestage totale. Le tableau 5-26 donne les conditions initiales et les conditions finales servant à la simulation.

Tableau 5-25 : Cas de charge initiale et finale lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive en pu.

$p(0)=0,0374$	$q(0)=-0,0374$	$u_l(0)=0,4809$	$i_l(0)=0,1101$	$\varphi(0)=-0,785 \text{ rad}$
$p(t_f)=0$	$q(t_f)=0$	$u_l(t_f)=0,5469$	$i_l(t_f)=0$	$\varphi(t_f)=0 \text{ rad}$

Tableau 5-26 : Conditions initiales et finales lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive en pu.

$u_f(0)=0,0089$	$i_f(0)=0,7688$	$u_d(0)=0,4802$	$u_q(0)=0,08199$
$i_d(0)=0,07347$	$i_q(0)=0,05472$	$\psi_f(0)=0,50667$	$\psi_D(0)=0,4692$
$\psi_Q(0)=-0,02257$	$\delta_0=0,0547$	$u_f(t_f)=0,0089$	$i_f(t_f)=0,7688$
$i_d(t_f)=0$	$i_q(t_f)=0$		

Les figures suivantes montrent la validation :

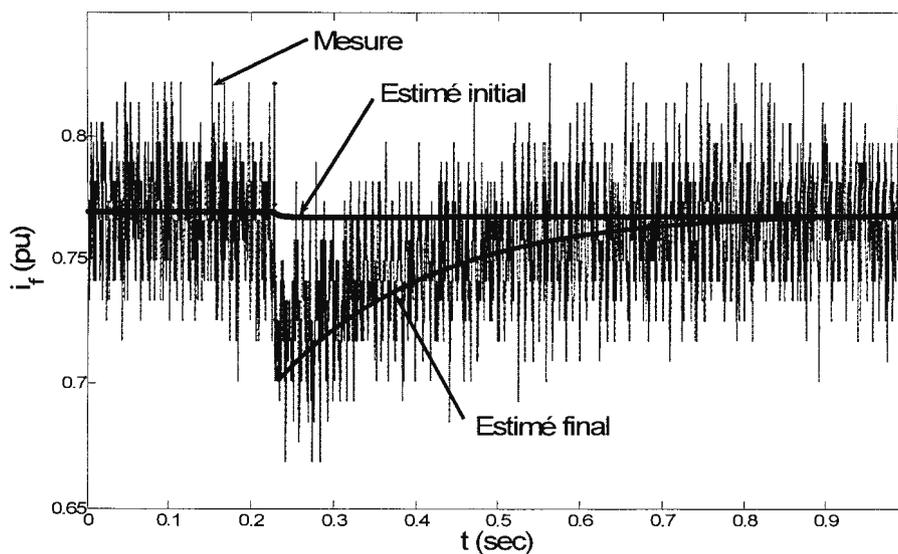


Figure 5-39 : Courant « i_f » lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive.

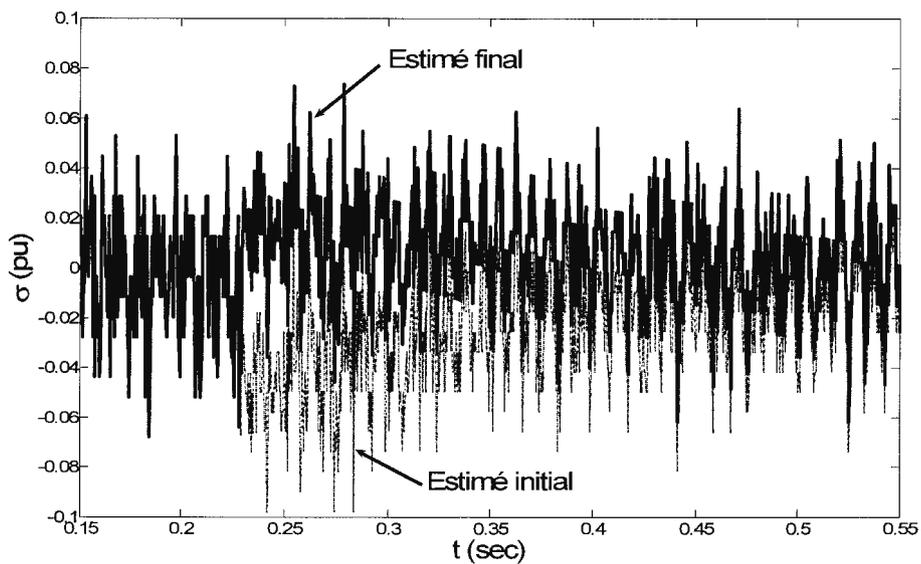


Figure 5-40 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive.

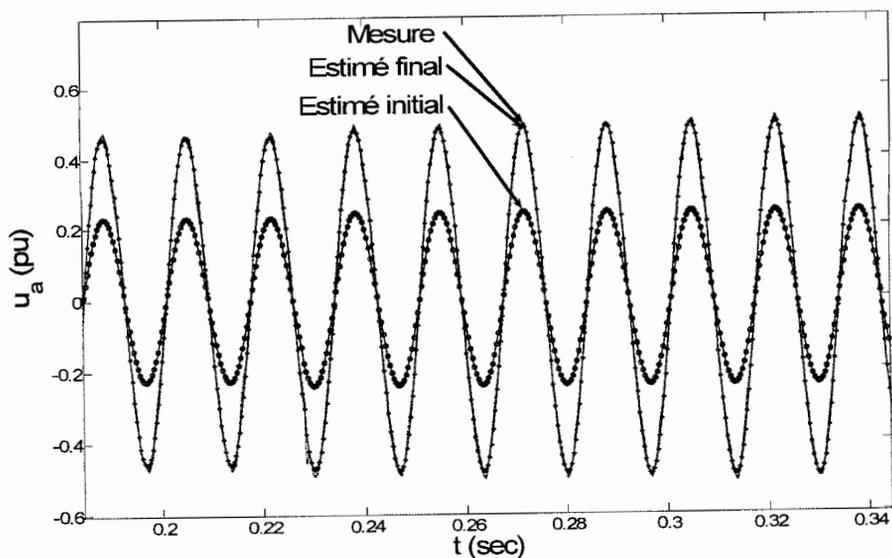


Figure 5-41 : Tension « u_a » lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive.

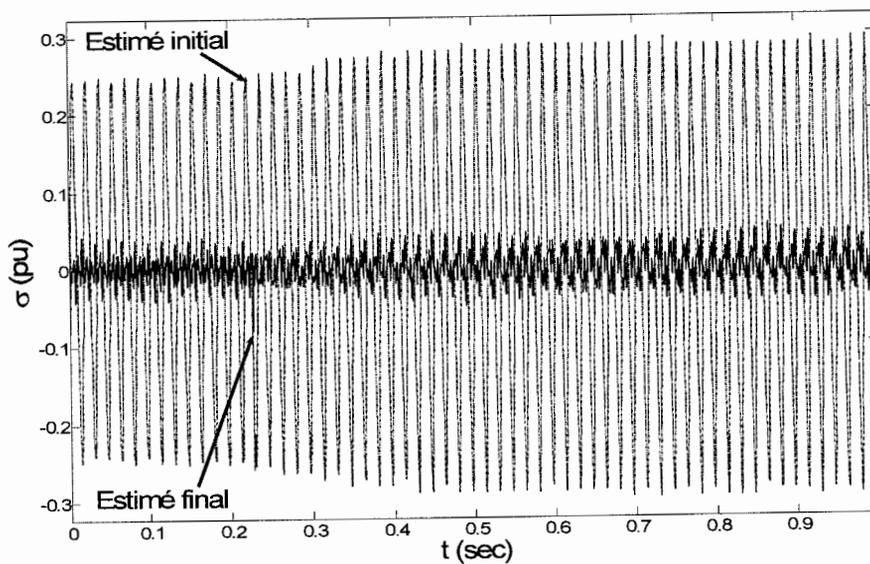


Figure 5-42 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors d'un délestage total d'une charge inductive résistive

La simulation du courant de champ n'est pas parfaite dans les figures 5-39 et 5-40. En revanche, la prédiction de la tension au stator et du courant de champ donne de bons résultats.

5.5.6 Court-circuit du circuit de champ

Nous identifierons maintenant les paramètres de l'axe « d » dans un essai de court-circuit du circuit de champ. Le principe du court-circuit de champ est présenté à la section 4.7.2.3.5. Aucune charge n'est connectée à la génératrice dans un court-circuit de champ. Le tableau 5-27 montre les conditions initiales et les conditions finales utilisées dans l'identification. Le tableau 5-28 présente les paramètres initiaux et les paramètres trouvés à l'identification. La pondération est de « 1 » sur la tension « u_d » et de « 4 » sur le courant « i_f ».

Tableau 5-27 : Conditions initiales et variables de commande lors du court-circuit de champ en pu.

$u_f(0)=0,01007$	$i_f(0)=0,9886$	$u_d(0)=0$	$u_q(0)=0,6646$
$i_d(0)=0$	$i_q(0)=0$	$\psi_f(0)=0,6327$	$\psi_D(0)=0,5966$
$\psi_Q(0)=0$	$\delta_0=0$	$u_f(t_f)=0,01007$	$i_f(t_f)=0,9886$
$i_d(t_f)=0$	$i_q(t_f)=0$		

Tableau 5-28 : Paramètres estimés lors du court-circuit de champ en pu.

	θ initiale	θ finale
x_{md}	0,3512	0,6271
x_D	0,0003	-0,0175
x_{kf}	0,0003	-0,0236
r_D	0,0003	0,0156

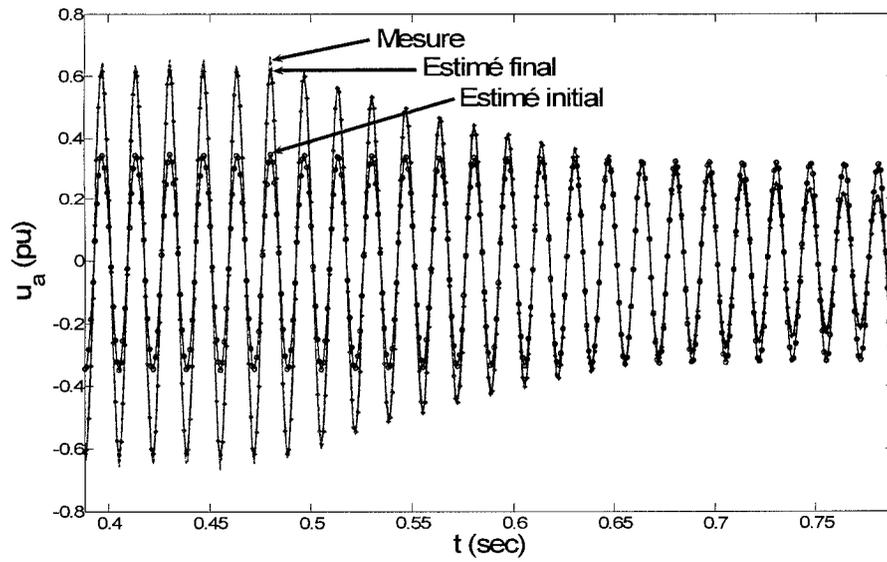


Figure 5-43 : Tension « u_a » lors d'un court-circuit de champ.

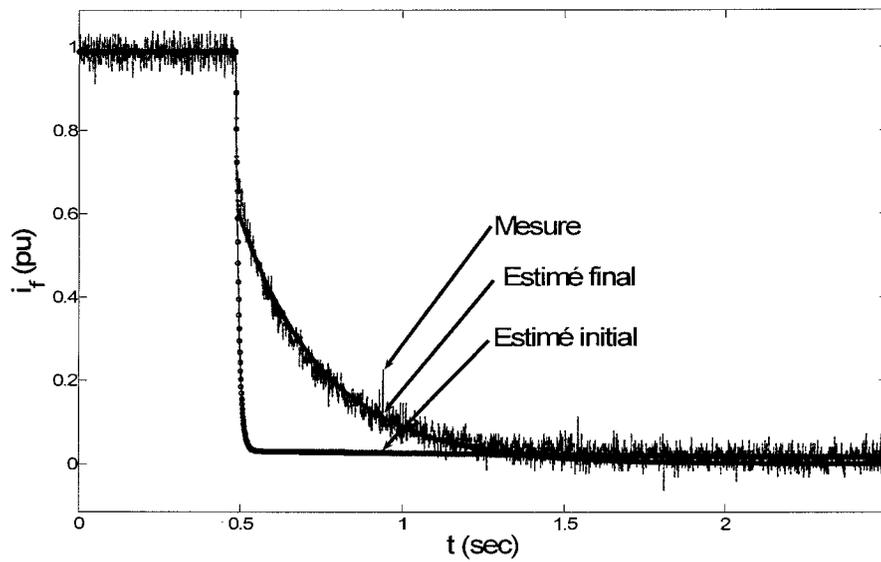


Figure 5-44 : Courant « i_f » lors d'un court-circuit de champ.

5.5.7 Enclenchement d'une charge inductive

La génératrice et la charge ont des influences réciproques. Le comportement du courant ne se modélise pas avec un échelon. La simulation d'un enclenchement de charge nécessite la simulation du courant de charge. Nous utilisons le modèle hybride complet avec les deux charges en parallèle. Le modèle hybride avec deux charges a été développé à la section 4.4.2.3. Le principe de l'enclenchement de charge est présenté à la section 4.7.2.3.4 Aucune charge n'est connecté au début de cet essai. Une charge inductive $85,5 \angle 90^\circ \Omega$ est ensuite branchée. Le tableau 5-29 donne le cas de charge initiale et le cas de charge finale. Le tableau 5-30 présente les conditions initiales et variables de commande servant à l'identification.

Tableau 5-29 : Cas de charge initiale et finale lors de l'enclenchement total d'une charge inductive en pu.

$p(0)=0$	$q(0)=0$	$u_i(0)=0,4669$	$i_i(0)=0$	$\varphi(0)=0 \text{ rad}$
$p(t_f)=0$	$q(t_f)=-0,054$	$u_i(t_f)=0,4292$	$i_i(t_f)=0,126$	$\varphi(t_f)=\pi/2 \text{ rad}$

Tableau 5-30 : Conditions initiales et variables de commande lors de l'enclenchement total d'une charge inductive en pu.

$u_f(0)=0,0067$	$i_f(0)=0,6611$	$u_d(0)=0$	$u_q(0)=0,4669$
$i_d(0)=0$	$i_q(0)=0$	$\psi_f(0)=0,5374$	$\psi_D(0)=0,5133$
$\psi_Q(0)=0$	$\delta_0=0$	$u_f(t_f)=0,0067$	$i_f(t_f)=0,6611$
$i_d(t_f)=0,1257$	$i_q(t_f)=0,0007$		

Tableau 5-31 : Paramètres estimés lors de l'enclenchement total d'une charge inductive en pu.

	θ initiale	θ finale
x_a	0,1756	0,0426
x_{md}	0,3512	0,6627
x_{mq}	0,1756	0,0171
x_D	0,0003	0,0130
x_{kf}	-0,0003	0,1136
x_Q	0,0003	-0,0156
r_D	0,0003	0,0133
r_Q	0,0003	0,0282

Le courant dans l'axe « q » est nul avant l'enclenchement. Le courant reste faible dans l'axe « q » après l'enclenchement. L'enclenchement de charge purement inductive sert principalement à identifier les paramètres dans l'axe « d » où le courant est plus important. Le tableau 5-31 présente les paramètres initiaux et les paramètres trouvés à l'identification. La pondération est de « 1 » sur la tension « u_a » et de « 1 » sur le courant « i_f ». Nous pouvons voir les résultats de l'identification dans les figures suivantes :

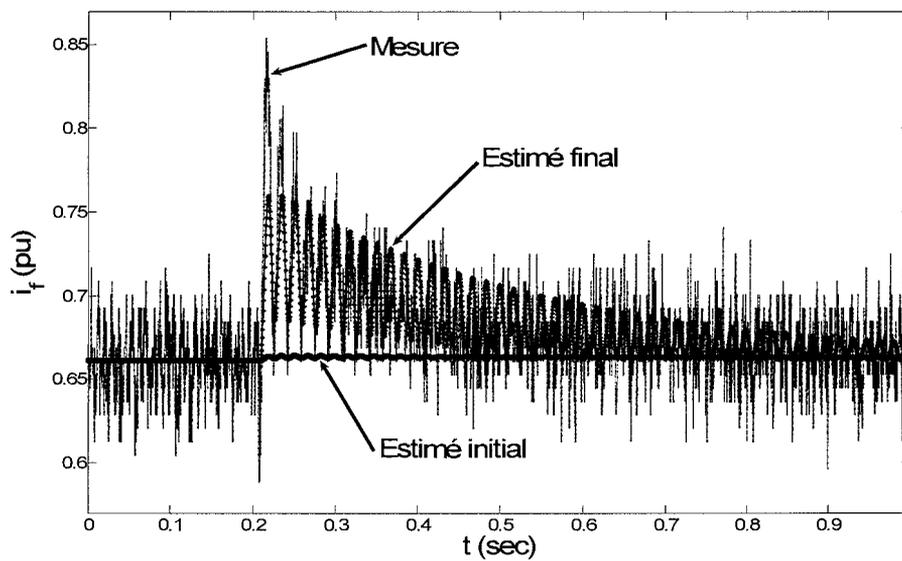


Figure 5-45 : Courant « i_f » lors de l'enclenchement total d'une charge inductive.

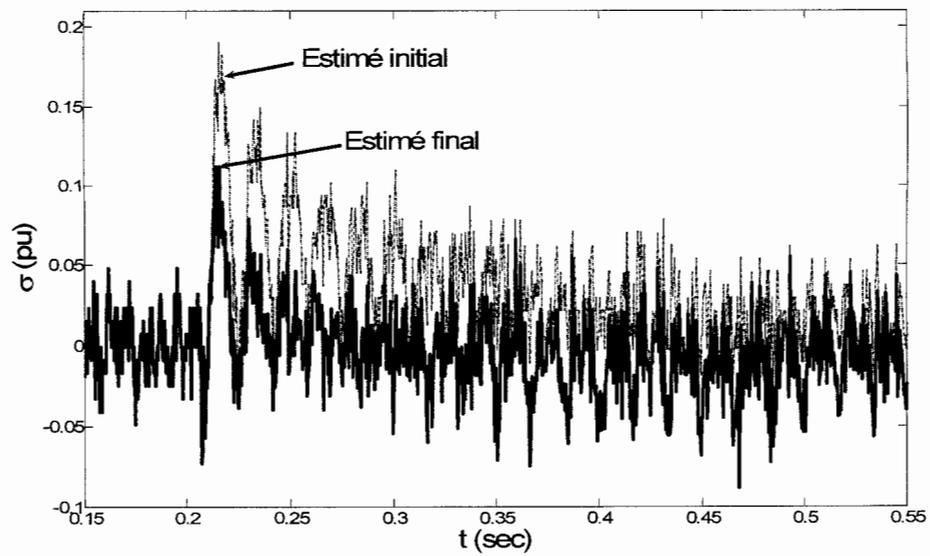


Figure 5-46 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors de l'enclenchement total d'une charge inductive.

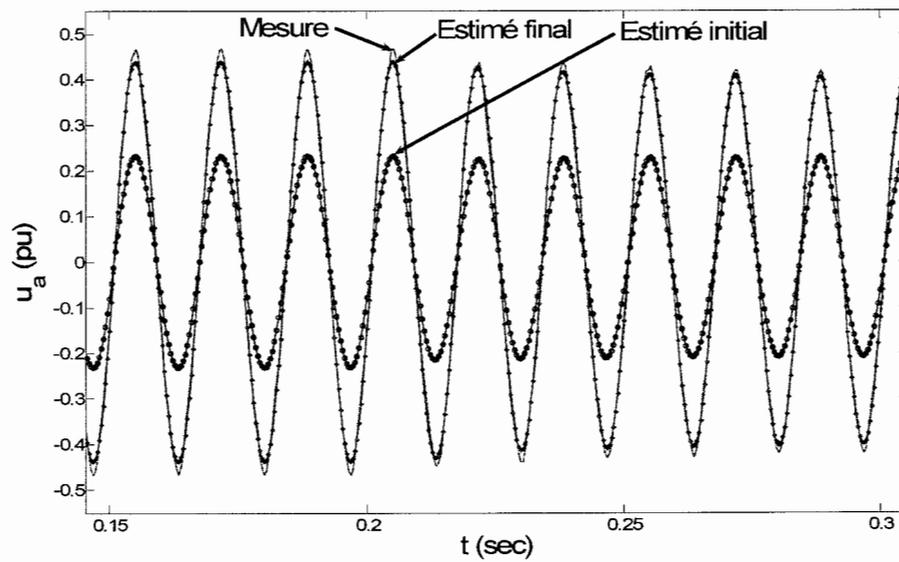


Figure 5-47 : Tension « u_a » lors de l'enclenchement total d'une charge inductive.

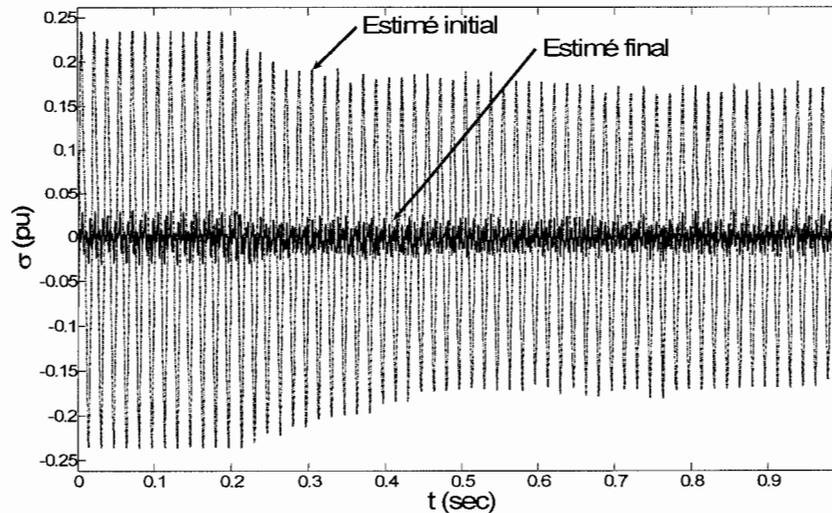


Figure 5-48 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors de l'enclenchement total d'une charge inductive.

L'identification montre une réduction visible de l'écart entre la prédiction du modèle et les mesures expérimentales. Nous voulons valider notre identification sur l'enclenchement partiel. Le tableau 5-32 présente le cas de charge initiale et le cas de charge finale. Le tableau 5-33 présente les conditions initiales et variables de commande de cette simulation. La validation est réalisée sur un enclenchement partiel. Une charge de $171\angle 90^\circ \Omega$ est initialement est branchée. Une seconde charge de $171\angle 90^\circ \Omega$ est connectée.

Tableau 5-32 : Cas de charge initiale et finale lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive en pu.

$p(0)=0$	$q(0)=-0,0226$	$u_t(0)=0,4228$	$i_t(0)=0,0534$	$\varphi(0)=\pi/2$ rad
$p(t_f)=0$	$q(t_f)=-0,0433$	$u_t(t_f)=0,3946$	$i_t(t_f)=0,1098$	$\varphi(t_f)=\pi/2$ rad

Tableau 5-33 : Conditions initiales et variables de commande lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive en pu.

$u_f(0)=0,0076$	$i_f(0)=0,6577$	$u_d(0)=-0,0010$	$u_q(0)=0,4228$
$i_d(0)=0,0534$	$i_q(0)=0,0001$	$\psi_f(0)=0,5025$	$\psi_D(0)=0,4752$
$\psi_Q(0)=0$	$\delta_0=-0,0025$	$u_f(t_f)=0,0076$	$i_f(t_f)=0,6577$
$i_d(t_f)=0,1098$	$i_q(t_f)=0,0006$		

Les figures suivantes montrent la validation :

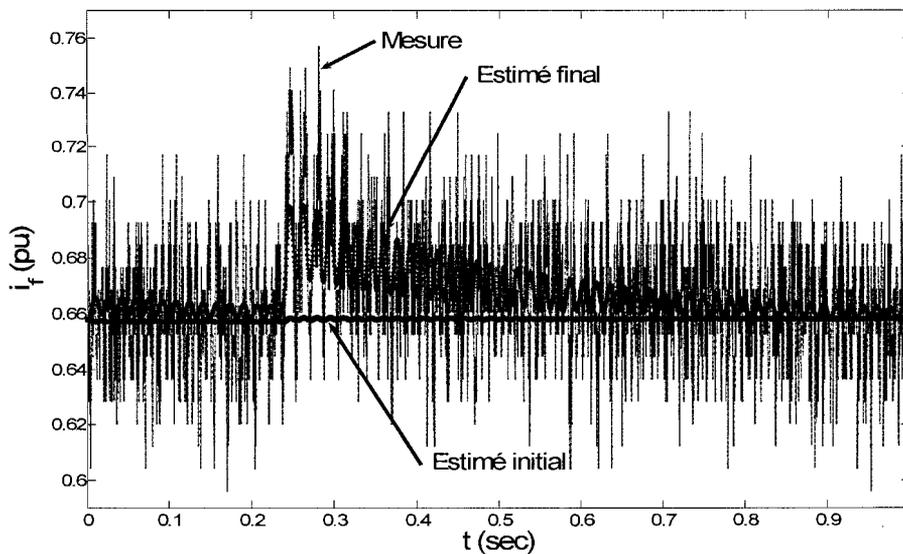


Figure 5-49 : Courant « i_f » lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive.

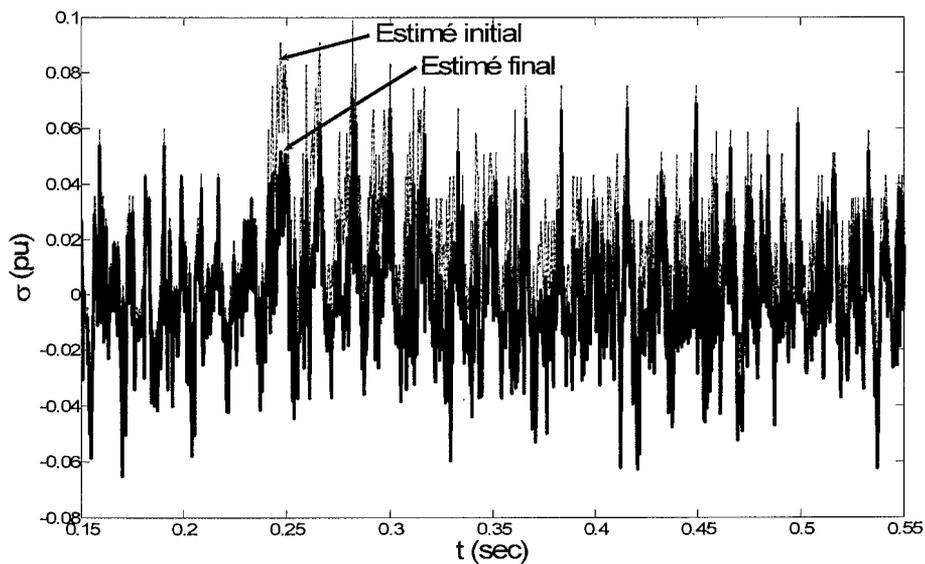


Figure 5-50 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive.

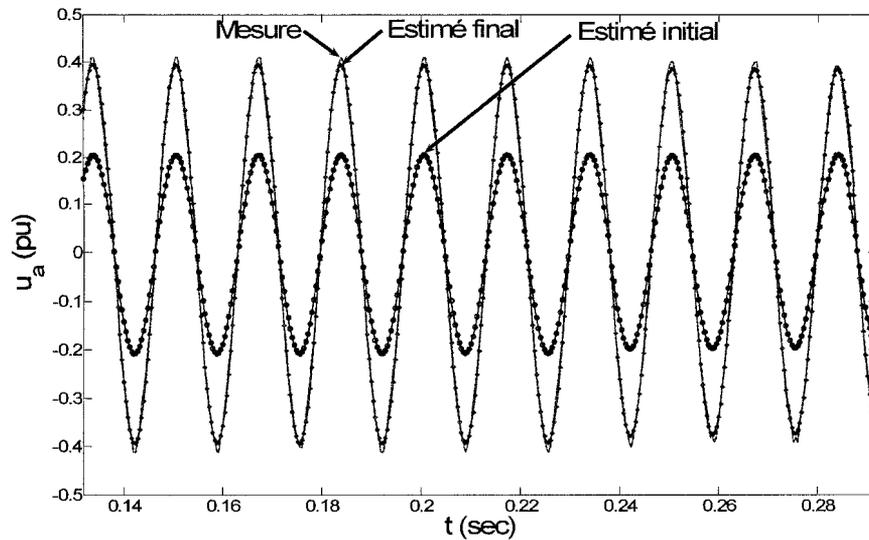


Figure 5-51 : Tension « u_a » lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive.

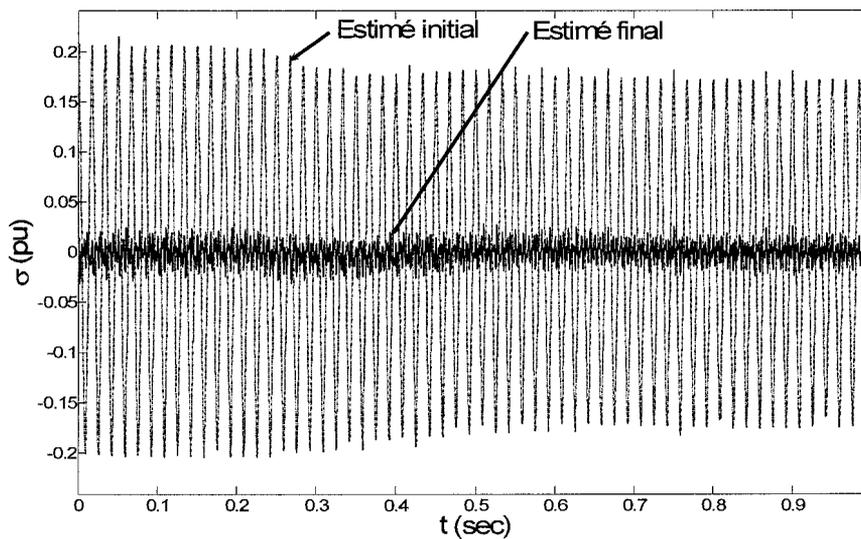


Figure 5-52 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive.

Nous voyons aux figures 5-45 et 5-49 que le courant de champ oscille. Cette oscillation n'est pas observée au délestage. Le modèle hybride avec deux charges permet de reproduire cette oscillation à l'enclenchement de charge inductive.

5.5.8 Enclenchement d'une charge inductive résistive

Nous nous apprêtons à identifier les paramètres de la génératrice dans un essai d'enclenchement de charge inductive résistive. Deux charges inductives résistives de $120\angle 45^\circ \Omega$ sont branchées simultanément à la génératrice dans l'essai. Le tableau 5-34 présente le cas de charge initiale et le cas de charge finale dans cet essai d'enclenchement total. Le tableau 5-35 présente les conditions initiales et variables de commande.

Tableau 5-34 : Cas de charge initiale et finale lors de l'enclenchement total d'une charge inductive résistive en pu.

$p(0)=0$	$q(0)=0$	$u_t(0)=0,5559$	$i_t(0)=0$	$\varphi(0)=\pi/4$ rad
$p(t_f)=0,0429$	$q(t_f)=-0,0429$	$u_t(t_f)=0,510$	$i_t(t_f)=0,119$	$\varphi(t_f)=\pi/4$ rad

Tableau 5-35 : Conditions initiales et variables de commande lors de l'enclenchement total d'une charge inductive résistive en pu.

$u_f(0)=0,0078$	$i_f(0)=0,7680$	$u_d(0)=0,0000$	$u_q(0)=0,5559$
$i_d(0)=0$	$i_q(0)=0$	$\psi_f(0)=0,4549$	$\psi_D(0)=0,4269$
$\psi_Q(0)=0$	$\delta_0=0,0014$	$u_f(t_f)=0,0078$	$i_f(t_f)=0,7680$
$i_d(t_f)=0,1191$	$i_q(t_f)=0,0005$		

Tableau 5-36 : Paramètres estimés lors de l'enclenchement total d'une charge inductive résistive

	θ initiale	θ finale
x_a	0,1756	0
x_{md}	0,3512	0,6543
x_{mq}	0,1756	0,5300
x_D	0,0003	0,0094
x_{kf}	-0,0003	-0,0241
x_Q	0,0003	0,0120
r_D	0,0003	0,0114
r_Q	0,0003	0,0879

Nous trouvons au tableau 5-36 les paramètres initiaux et les paramètres finaux de l'identification. La pondération est de « 1 » sur la tension « u_a » et de « 1 » sur le courant « i_f ». Les figures suivantes montrent le résultat de l'identification :

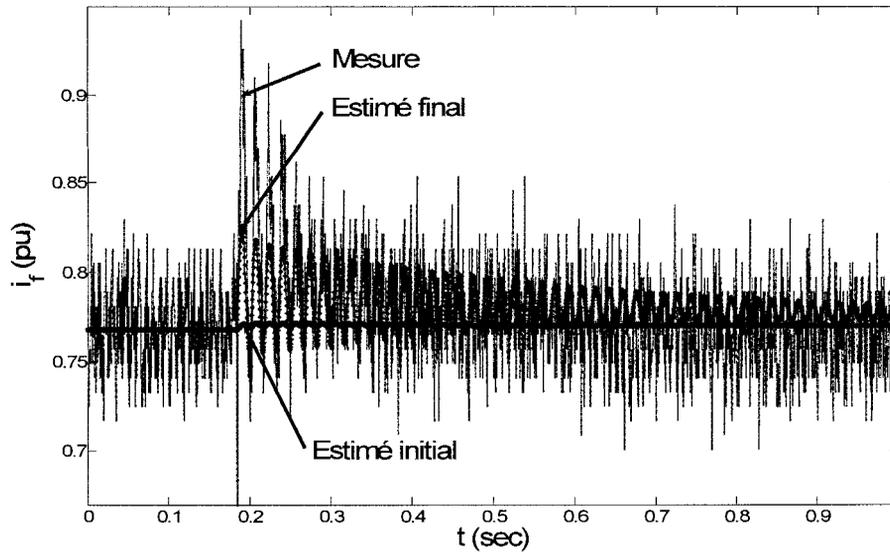


Figure 5-53 : Courant « i_f » lors de l'enclenchement total d'une charge inductive résistive.

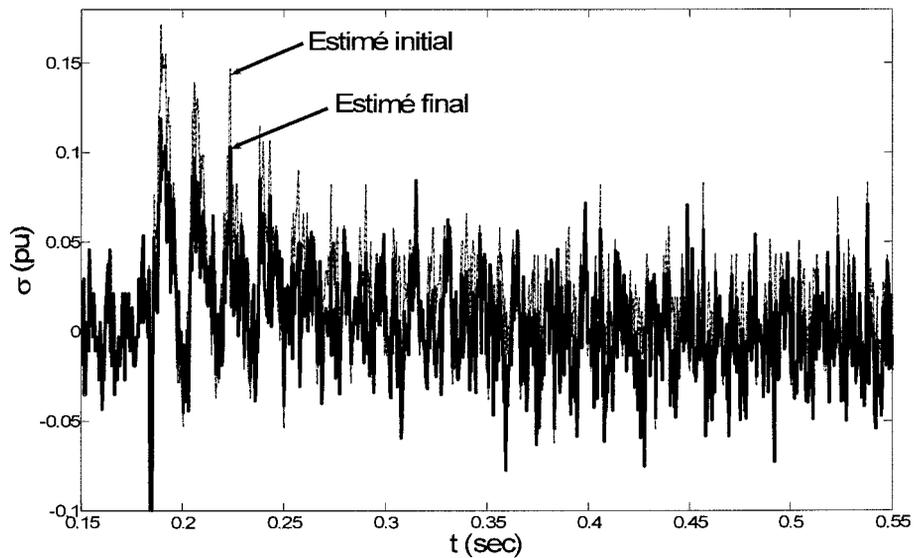


Figure 5-54 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors de l'enclenchement total d'une charge inductive résistive.

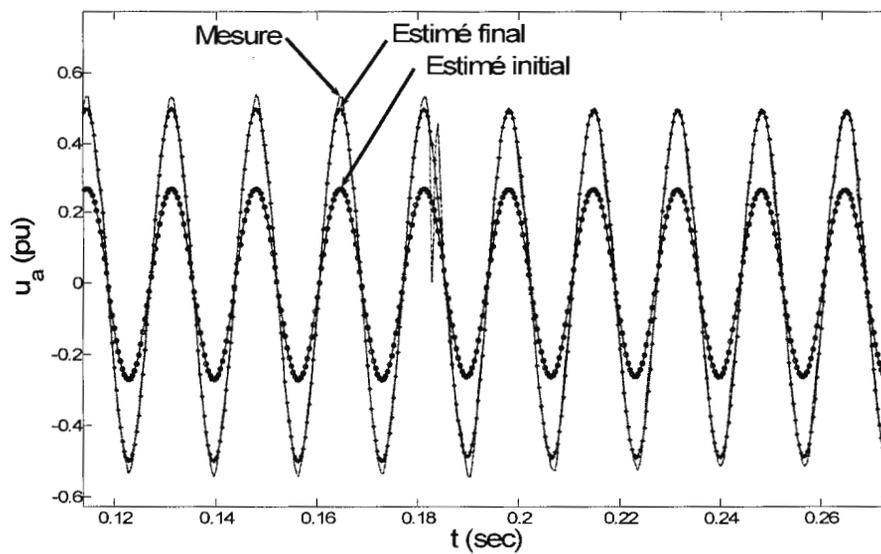


Figure 5-55 : Tension « u_a » lors de l'enclenchement total d'une charge inductive résistive.

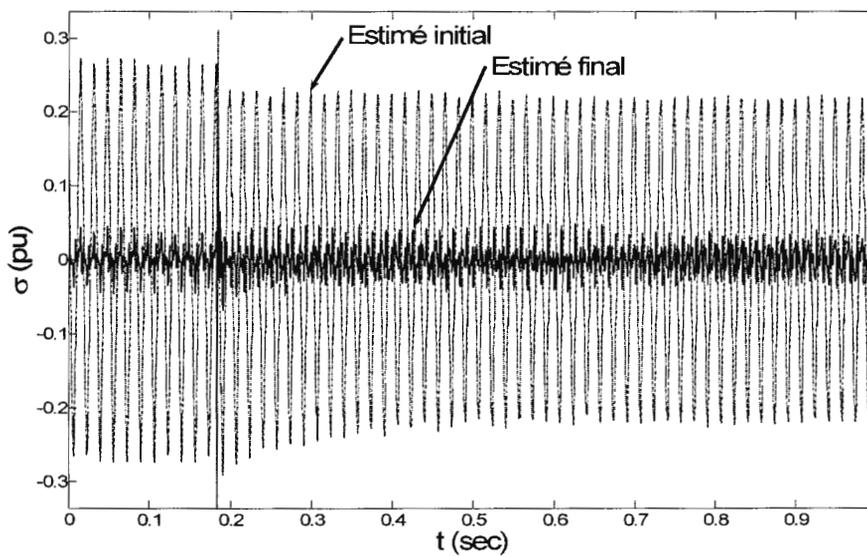


Figure 5-56 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors de l'enclenchement total d'une charge inductive résistive.

Nous validerons maintenant nos résultats avec un essai d'enclenchement partiel. Une première charge de $120\angle 45^\circ \Omega$ est déjà branchée à la génératrice. Une seconde charge de $120\angle 45^\circ \Omega$ est connectée. Le tableau 5-37 présente le cas de charge initiale et le cas de charge finale. Le tableau 5-38 présente les conditions initiales et variables de commande utilisées dans l'identification. Les figures 5-57 à 5-60 montrent la validation. Nous obtenons des résultats comparables à ceux obtenus à l'identification.

Tableau 5-37 : Cas de charge initiale et finale lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive résistive en pu.

$p(0)=0,0102$	$q(0)=-0,0102$	$u_l(0)=0,5409$	$i_l(0)=0,0226$	$\varphi(0)=\pi/4$ rad
$p(t_f)=0,0423$	$q(t_f)=-0,0423$	$u_l(t_f)=0,5126$	$i_l(t_f)=0,117$	$\varphi(t_f)=\pi/4$ rad

Tableau 5-38 : Conditions initiales et variables de commande lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive résistive en pu.

$u_f(0)=0,0089$	$i_f(0)=0,7659$	$u_d(0)=0,0067$	$u_q(0)=0,5409$
$i_d(0)=0,0191$	$i_q(0)=0,0186$	$\psi_f(0)=1,0785$	$\psi_D(0)=1,0505$
$\psi_Q(0)=-0,0052$	$\delta_0=0,0124$	$u_f(t_f)=0,0089$	$i_f(t_f)=0,7659$
$i_d(t_f)=0,0868$	$i_q(t_f)=0,0778$		

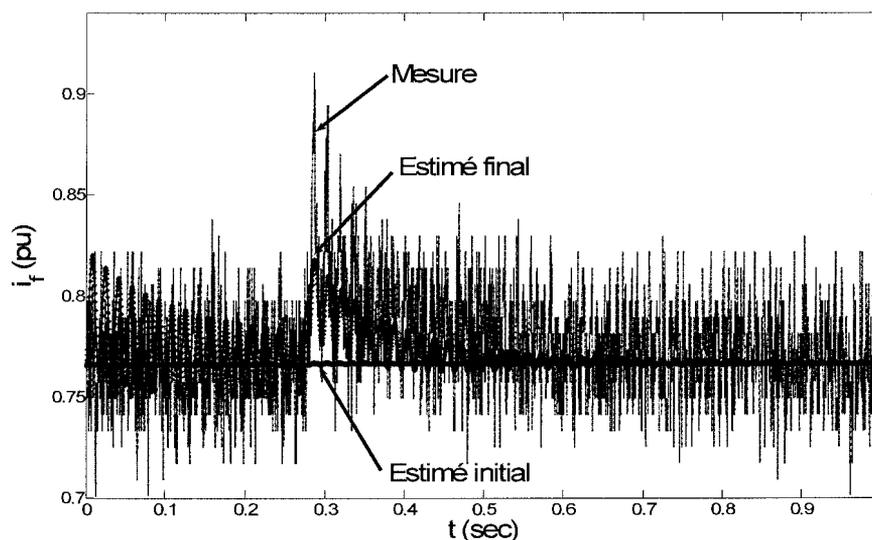


Figure 5-57 : Courant « i_f » lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive résistive.

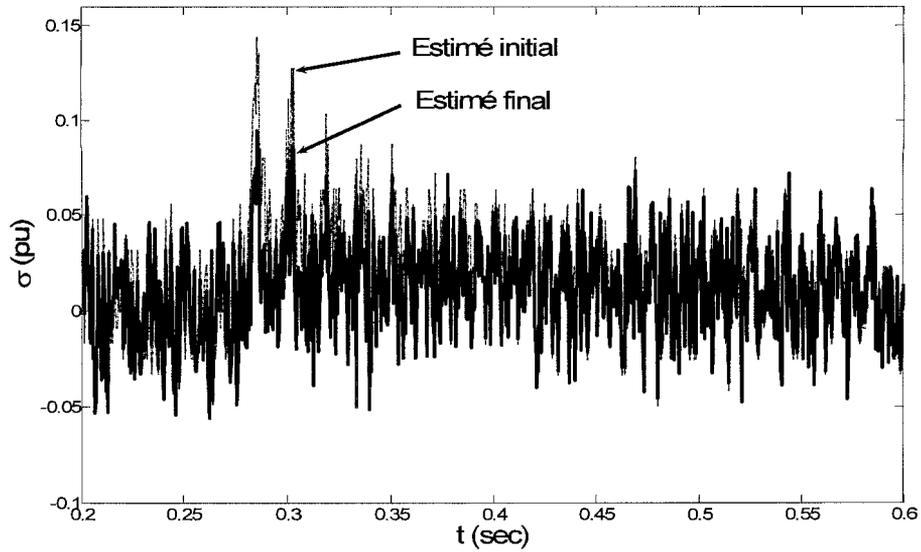


Figure 5-58 : Écart « $\sigma = i_f^{mesuré} - i_f^{estimé}$ » lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive résistive.

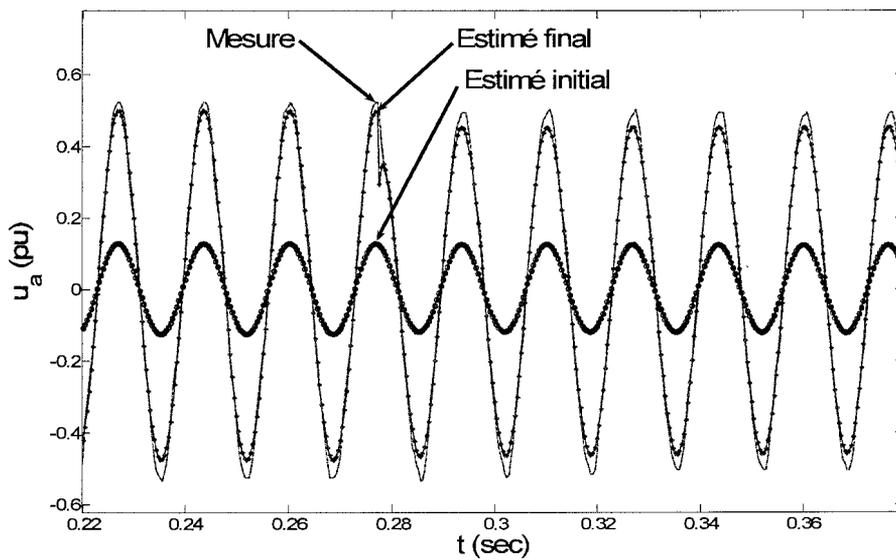


Figure 5-59 : Tension « u_a » lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive résistive.

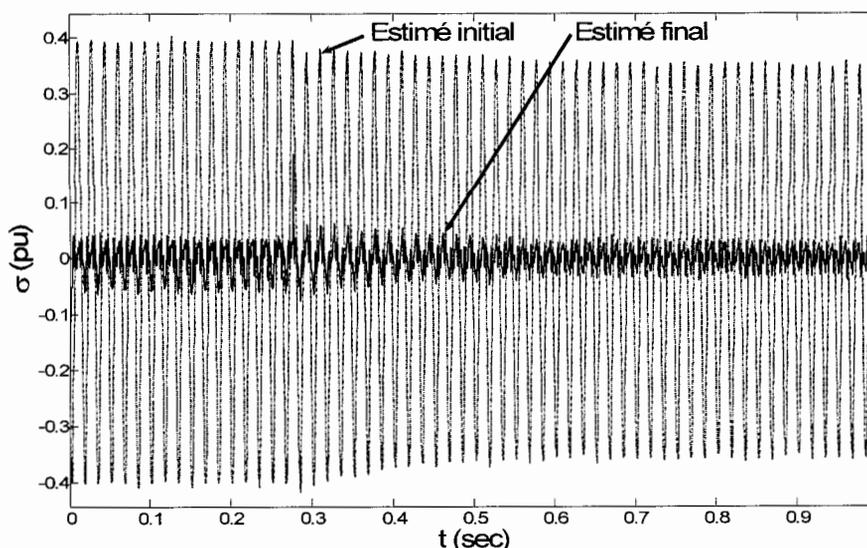


Figure 5-60 : Écart « $\sigma = u_a^{mesuré} - u_a^{estimé}$ » lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive résistive.

L'enclenchement de charge peut être simulé. Une identification est possible. La partie inductive de la charge provoque encore une oscillation dans le courant de champ lors de l'enclenchement. Nous avons trouvé ici des paramètres qui peuvent servir à simuler le comportement de l'enclenchement de charge.

5.6 Conclusion

La technique d'estimation nous a servi à approximer un groupe de paramètres pour chaque essai identifié. La méthode des moindres carrés pondérés participe bien à la minimisation. Nous voyons que les mesures expérimentales s'utilisent pour identifier les paramètres des machines. Les trois tensions n'ont pas été mesurées. Les tensions dans le repère de Park découlant des essais expérimentales n'ont pas pu être calculées. L'identification à l'aide de la mesure des trois phases donnerait de meilleurs résultats. Un bruit important sur la mesure du courant de champ est présent dans les mesures expérimentales. La présence d'harmoniques dans la tension de phase n'est pas simulée par le modèle. Les perturbations rendent difficile l'identification des paramètres. Une méthode incluant le filtrage permettrait de contourner les effets du bruit.

L'identification vue dans ce chapitre montre que les paramètres diffèrent d'un essai à l'autre. Les charges réactives entraînent des courants dans l'axe « d » et des courants faibles dans l'axe « q ». Le délestage de charge purement inductive et de charge purement capacitive ne permet pas d'identifier les paramètres dans l'axe « q ». L'identification des paramètres dans l'axe « q » ne donne pas des résultats réalistes en l'occurrence. Le délestage de charge mixte permet une approximation des paramètres dans l'axe « q ».

L'identification donne des résultats légèrement différents entre un délestage total inductif et un délestage total capacitif. La charge capacitive participe à l'excitation de la machine. Une charge capacitive amène la machine en saturation magnétique même si la tension est réduite. L'identification avec les expressions analytiques ne tient pas compte de la saturation.

Nous avons pu voir que les paramètres obtenus d'un essai à l'autre sont différents pour les essais sur la machine synchrone. La différence ne vient pas de l'utilisation de modèles différents. Beatcher a réalisé l'identification sur une machine synchrone avec le modèle hybride (Beatcher, 2004). Nous avons observé un déphasage anormal d'environ 12° à 14° sur la mesure du courant. Un déphasage introduit par les sondes à courant. Nous supposons que l'impédance des sondes à tension et les sondes à courant perturbent suffisamment les mesures expérimentales. Les modèles numériques ne tiennent pas compte de l'impédance des sondes. Les mesures expérimentales deviennent des signaux qui résultent d'un modèle plus complexe que la machine toute seule. Les essais expérimentaux distincts deviennent ici des phénomènes distincts. Nous avons validé l'identification avec des essais expérimentaux le plus similaires possible.

Le court-circuit de champ est fait ici avec les expressions analytiques. L'essai expérimental se déroule sans charge et à tension réduite. Ici, l'essai permet d'identifier les paramètres dans l'axe « d » uniquement. Le court-circuit de champ peut être repris avec d'autres modèles et avec des cas de charge. L'identification de l'enclenchement de charge ne tient pas compte du comportement mécanique. Des essais expérimentaux restent à faire.

L'algorithme d'optimisation fonctionne. L'algorithme s'applique indépendamment de l'essai et indépendamment du modèle utilisé.

Chapitre 6

Logiciel

6.1 Introduction

Nous avons regroupé des modèles développés dans les chapitres 3 et 4 dans un logiciel. Nous avons intégré à ce logiciel la technique des moindres carrés pondérés du chapitre 5. Nous allons décrire comment nous pouvons configurer le logiciel pour simuler et identifier les paramètres d'une machine triphasée. Une description des interfaces graphiques sera aussi faite. Nous donnerons les limites du logiciel. Nous allons aussi indiquer les points importants pour améliorer et ajouter de nouveaux modèles au logiciel.

6.2 Matlab/Simulink

Nous avons privilégié l'environnement du logiciel « Matlab » pour plusieurs raisons. La littérature se réfère à des fonctions « Matlab » et présente des programmes ou des scripts dans l'environnement « Matlab » (Lucas, 2004; Aguglia, 2004; Beatcher, 2004; Wamkeue, 1998). L'environnement « Matlab » est depuis longtemps un environnement choisi par les auteurs pour partager leurs travaux.

L'environnement de « Matlab » offre de larges bibliothèques de fonction. « Matlab » propose des bibliothèques couvrant l'identification et la simulation numérique. L'usage des fonctions déjà implémentées renforce le présent travail. Nous n'allons pas réinventer la roue.

La fonction « lsim » est une fonction dans « Control System Toolbox » de « Matlab ». La fonction permet de simuler seulement un modèle linéaire. Le phénomène de saturation rend le modèle d'état de la machine triphasée non linéaire. Nous devons donc trouver une solution. Les matrices d'état changent à chaque pas de simulation en fonction de la saturation. L'environnement graphique de

« Simulink » permet une grande souplesse. Nous voyons le schéma développé pour simuler notre modèle non linéaire à la figure 6-1. Nous retrouvons le schéma « Simulink » suivant dans le fichier « `etat_g.mdl` ».

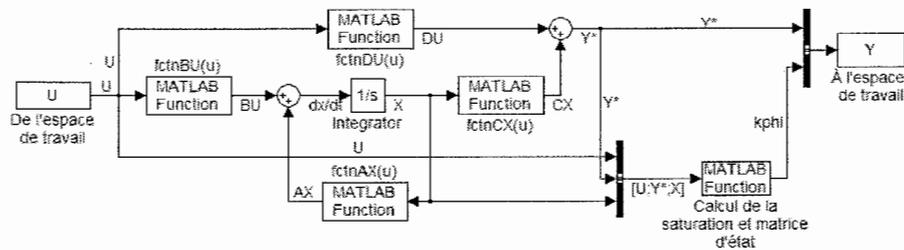


Figure 6-1 : Schéma « Simulink » du fichier « `etat_g.mdl` ».

La structure « U » à gauche commande notre modèle d'état. La structure « U » est déclarée précédemment à la simulation dans l'espace de travail de « Matlab » (« Workspace »). Le bloc « `fctnAX` » assure la multiplication matricielle de la matrice « A » et du vecteur d'état « X ». Les blocs « `fctnBU` », « `fctnDU` » et « `fctnCX` » assurent les autres multiplications matricielles du modèle d'état. Le bloc « Calcul de la saturation et matrice d'état » calcule la saturation « $kphi$ » et calcule les matrices d'état à chaque pas de la simulation. La structure « Y » à droite permet de conserver les résultats de la simulation. La structure « Y » est récupérée dans l'espace de travail de « Matlab » pour présenter les résultats.

Le schéma de la figure 6-1 est général. Le schéma est indépendant du type de machine. Le schéma est le même, qu'on simule une machine synchrone ou asynchrone. La déclaration de la structure « U » et les fonctions « saturation » et « Matrice » dépendent du type de machine et du modèle choisi par l'utilisateur.

La structure « U » est calculée dans une fonction « `Input` » avant la simulation. Elle est définie à partir des conditions initiales. Les grandeurs électriques sont dans la référence de « Park ». Une transformée inverse de Park est appliquée à la structure « Y » dans une fonction « `Output` » après la simulation. Les fonctions « `Input` », « `Output` », « `Saturation` » et « `Matrice` » dépendent du modèle et du type de machine.

6.3 Essais possibles et modèle disponibles

Nous allons voir les essais possibles qui peuvent être faits avec le logiciel. Nous allons aussi présenter les fichiers qui servent à la simulation de ces essais.

6.3.1 Démarrage d'un moteur asynchrone

Le démarrage est simulé avec un modèle admittance. Nous avons vu le modèle d'état à la section 3.4.2. Les matrices d'état du moteur asynchrone sont calculées dans la fonction « *matrice_cct_mas.m* ». La saturation est calculée dans la fonction « *saturation_cct_mas.m* ». Le principe du démarrage est décrit à la section 3.7.1.3. La fonction « *Input_cct_mas.m* » permet de construire la structure « *U* » dans le référentiel de « Park ». La fonction « *Output_cct_mas.m* » applique la transformée inverse de « Park » sur les sorties de la simulation. Les valeurs de sortie comprennent les courants du stator et du rotor, ainsi que la vitesse du rotor. La vitesse évolue avec l'équation 3-52. Le couple mécanique commande la partie mécanique.

6.3.2 Amorçage d'une génératrice asynchrone auto excitée (GAAE)

Nous avons vu le modèle d'état d'une génératrice autonome auto excitée à la section 3.8. Les matrices d'état de la GAAE comprennent la machine asynchrone, le banc de condensateur et la charge RL. Les matrices sont calculées dans le fichier « *matrice_cct_mas_c.m* ». La saturation est calculée dans la fonction « *saturation_cct_mas_c.m* ». Nous avons vu le principe de l'amorçage à la section 3.8.4.3. La fonction « *Input_cct_mas_c.m* » permet de calculer la structure « *U* » dans le référentiel de « Park ». La fonction « *Output_cct_mas_c.m* » applique la transformée inverse de « Park » sur les sorties de la simulation. Les sorties incluent le courant fourni par la machine, la tension aux bornes de la machine et le courant traversant la charge RL.

L'amorçage nécessite la présence d'une tension due au flux rémanent. La simulation numérique de l'amorçage ne peut se produire avec une tension terminale nulle. L'amorçage n'est possible qu'avec un flux rémanent. La simulation se produit dans des conditions contrôlées. L'amorçage est simulé à vitesse constante. La partie mécanique a été soustraite ici.

6.3.3 Court-circuit triphasé symétrique d'une génératrice synchrone

Nous nous servons de le modèle admittance pour simuler le court-circuit triphasé symétrique. Le modèle a été développé à la section 4.3.1.1. Les matrices d'état sont calculées dans le fichier « *Matrice_cct.m* ». La saturation est calculée dans « *Saturation_cct.m* ». La tension baisse à zéro aux bornes de la machine lors d'un court-circuit triphasé symétrique. Nous avons vu le principe du

court-circuit triphasé symétrique à la section 4.6.2.3.1. Le fichier « *Input_cct.m* » construit les signaux de tension qui commandent le modèle d'état. Le fichier « *Output_cct.m* » applique la transformée inverse de Park aux courants, les signaux de sortie du modèle. La partie mécanique n'est pas simulée. Nous supposons la vitesse mécanique constante.

6.3.4 Délestage de charge et le court-circuit de champ

Le délestage de charge et le court-circuit de champ peuvent être simulés par plusieurs modèles. Nous pouvons utiliser les modèles d'état hybride complet et d'état hybride simplifié vus à la section 4.3.2. Nous pouvons aussi simuler le délestage avec des expressions analytiques de la section 4.6.1. Le principe du délestage a été décrit à la section 4.6.2.3.2.

La partie mécanique n'est pas simulé. Nous supposons que la simulation se déroule à vitesse constante. Le délestage de charge purement inductive ou le délestage de charge purement capacitive n'impliquent pas de variations de vitesse car la puissance et le couple électromagnétique sont nuls. Le délestage de faible charge résistive n'implique que de faibles variations de vitesse. Nous les supposons négligeables.

6.3.4.1 Modèle d'état hybride complet

Nous retrouvons quatre fichiers utilisés pour simuler le modèle d'état hybride complet en plus du schéma de la figure 6-1 : « *Input_hybc.m* », « *Saturation_hybc.m* », « *Matrice_hybc.m* », « *Output_hybc.m* ».

6.3.4.2 Modèle d'état hybride simplifiées

Nous retrouvons encore une fois quatre fichiers utilisés pour simuler le modèle d'état hybride simplifié en plus du schéma de la figure 6-1 : « *Input_hyb.m* », « *Saturation_hybc.m* », « *Matrice_hybc.m* », « *Output_hybc.m* ».

6.3.4.3 Expressions analytiques simplifiées

Nous n'utilisons pas le schéma « Simulink » « *etat_g.mdl* » pour simuler les expressions analytiques. Les expressions analytiques ont été développées à la section 4.x.x. La simulation est faite avec le fichier « *analytique.m* ». Nous retrouvons deux autres fichiers utilisés pour simuler les expressions analytiques : « *Input_hyb.m* » et « *Output_hybc.m* ».

6.3.4.4 Expressions analytiques complètes

La simulation est faite avec le fichier « *analytiqueHC.m* ». Nous retrouvons deux autres fichiers utilisés pour simuler les expressions analytiques : « *Input_hyb.m* » et « *Output_hybHC.m* ».

6.3.5 Enclenchement de charge

L'enclenchement de charge nécessite de tenir compte du comportement dynamique de la charge. Nous avons développé à la section 4.3.2.3. un modèle hybride tenant compte de deux charges en parallèle : une charge résistive et une charge inductive résistive. Le principe de l'enclenchement de charge est décrit à la section 4.6.2.3.3.

La fonction « *Input_hybc_rlc.m* » permet de construire la structure « U ». La fonction « *Matrice_hybc_rlc.m* » calcule les matrices d'état. La fonction « *Output_hybc_rlc.m* » applique la transformée inverse de « Park » la sortie du modèle. La sortie comprend la tension aux bornes de la machine et le courant fourni par la machine.

6.4 Installation du logiciel

Il suffit de copier le répertoire « logiciel » de la racine du CD sur votre ordinateur. Nous vous conseillons de le copier dans votre répertoire « Mes Documents ».

Le logiciel est accompagné de mesures expérimentales qui peuvent être utilisées pour se familiariser avec l'environnement. Les mesures se trouvent dans un sous répertoire du nom « logiciel\mesure ».

6.5 Exemple d'utilisation avec un essai expérimental

Nous allons suivre pas à pas la configuration du logiciel, simuler un court-circuit triphasé symétrique et identifier les paramètres à partir de mesures expérimentales. Cette procédure comprend 49 étapes.

6.5.1 Démarrage du logiciel

Le logiciel n'est pas un fichier exécutable. C'est un programme qui s'exécute dans l'environnement « Matlab ». Il faut d'abord démarrer « Matlab ».

1. Démarrer « Matlab ».
2. Changer le répertoire courant pour le répertoire du logiciel comme à la figure 6-2. Vous devez vous rappeler du répertoire où vous avez installé le logiciel.



Figure 6-2 : Changer le répertoire courant pour le répertoire du logiciel.

3. Taper « MSv1 » dans la fenêtre de commande comme dans la figure 6-3.

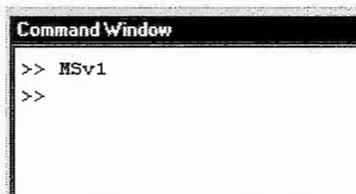


Figure 6-3 : Taper « MSv1 » dans la fenêtre de commande.

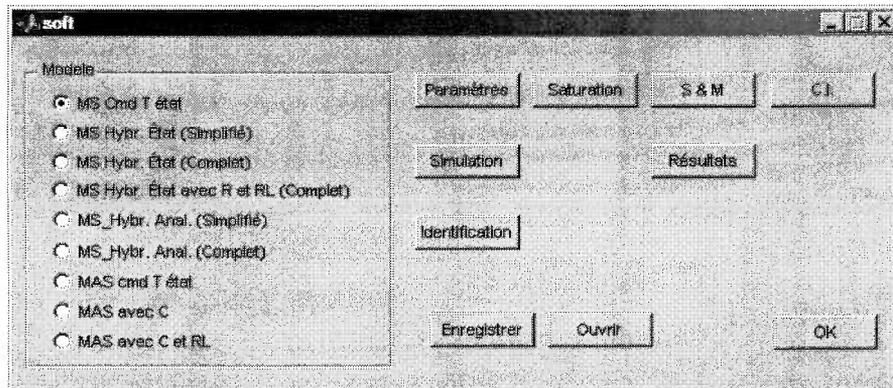


Figure 6-4 : La fenêtre principale du logiciel.

La fenêtre principale s'affiche comme à la figure 6-4. Il faut définir les paramètres de la machine avant de la simuler. Commençons par choisir le type de machine.

6.5.2 Choix d'un modèle

Nous voulons simuler une machine synchrone et identifier ses paramètres à partir d'un essai en court-circuit triphasé symétrique. Nous allons choisir le modèle « *MS Cmd T état* ». Le modèle correspond au modèle admittance. Le logiciel est par défaut sur ce modèle comme à la figure 6-5. On peut retrouver les descriptions des modèles dans la section 6.6.1.

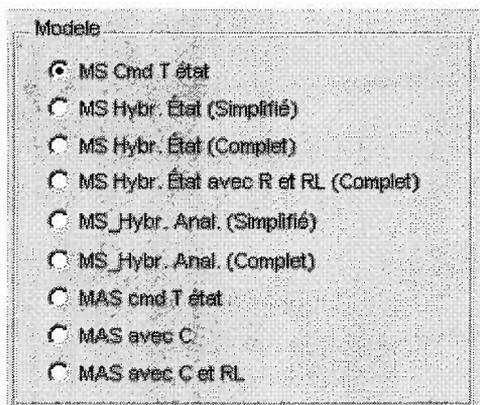


Figure 6-5 : Choisir le modèle de machine.

6.5.3 Configuration des paramètres

Il faut à présent définir la machine synchrone que nous désirons simuler.

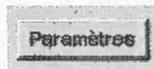


Figure 6-6 : Bouton « Paramètres ».

- Appuyer sur le bouton « Paramètres » pour afficher la boîte « Paramètres (MS) ».

La boîte « Paramètres (MS) » s'affiche. Elle permet de configurer les valeurs de base et les paramètres de la machine synchrone. Nous allons configurer les paramètres comme à la figure 6-7

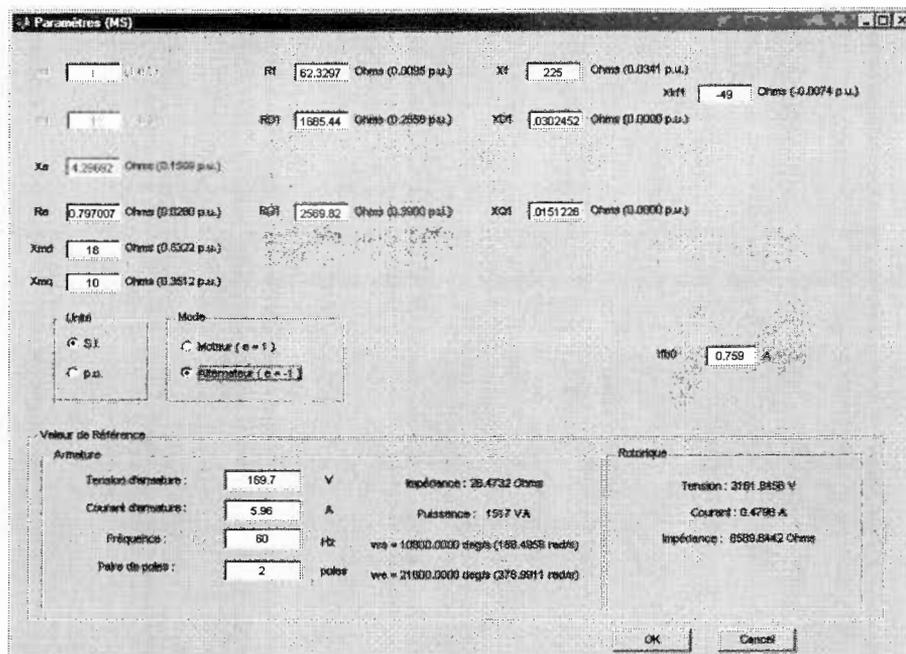


Figure 6-7 : Boîte « Paramètres MS ».

- Ajuster la réactance x_{md} à la valeur de 18 Ω .
- Ajuster la réactance x_{mq} à la valeur de 10 Ω .
- Ajuster la réactance x_f à la valeur de 225 Ω .
- Ajuster la réactance x_{kf1} à la valeur de -49 Ω .

9. Inscrire la valeur 0,759 A à I_{f0} .
10. Mettre le courant au stator de base à 5,96 A.
11. Mettre la fréquence de base à 60 Hz.

La boîte « Paramètres (MS) » devrait s'afficher comme à la figure 6-7 maintenant.

12. Appuyer sur le bouton « OK » pour enregistrer et fermer la boîte de dialogue « Paramètres (MS) ».

6.5.4 Définir les paramètres de saturation

La saturation se mesure à partir de la courbe à vide ou courbe de magnétisation. Nous allons définir cette courbe à vide pour tenir compte de la saturation dans la simulation.

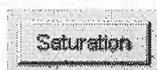


Figure 6-8 : Bouton « Saturation ».

13. Appuyer sur le bouton « Saturation » pour ouvrir la boîte « Courbe de Magnétisation (MS) ».

Tableau 6-1 : Mesure de la courbe de magnétisation.

Mesure	i_f (A)	V_a (V)	Mesure	i_f (A)	V_a (V)
1	0,11	32	11	0,618	141
2	0,302	76,8	12	0,646	148
3	0,347	86,4	13	0,672	152
4	0,374	92,8	14	0,709	160
5	0,419	102	15	0,74	164
6	0,453	109	16	0,772	168
7	0,482	115	17	0,805	176
8	0,512	122	18	0,847	180
9	0,547	128	19	0,901	184
10	0,587	134	20	0,985	192

14. Inscrire les 20 mesures de courant de champ et les 20 mesures de tension terminale du tableau 6-1.
15. Inscrire la valeur 0,036 (A) dans le champ « Correction sur le courant de champ ».

16. Inscrire la valeur 4 au « Degré du polynôme de saturation ».

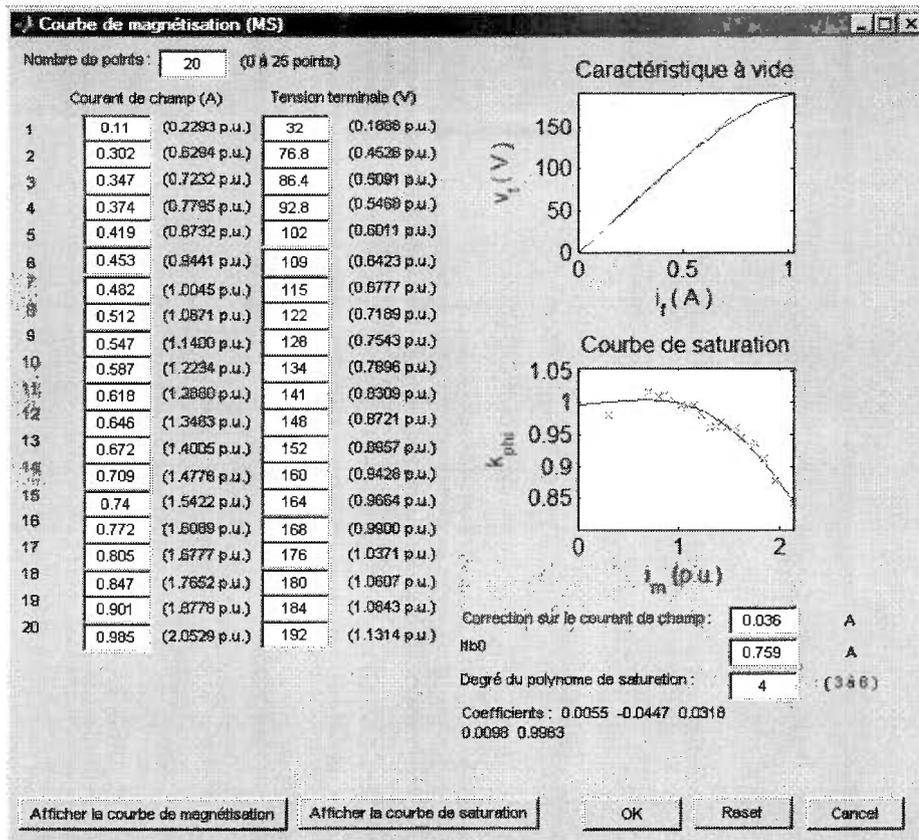


Figure 6-9 : Boîte « Courbe de magnétisation (MS) ».

La boîte de dialogue « *Courbe de magnétisation (MS)* » devrait ressembler à la figure 6-9. Les valeurs de la tension sont entrées en valeur crête et non en valeur efficace.

17. Appuyer sur le bouton « OK » pour enregistrer la courbe de magnétisation et fermer la boîte de dialogue « *courbe de magnétisation (MS)* »

6.5.6 Ouverture des mesures expérimentales

L'identification nécessite des mesures expérimentales. La fonction objective calcule l'écart entre la simulation et la mesure expérimentale. La boîte de dialogue « *Signaux & Mesure (MS)* » permet d'ouvrir les fichiers des mesures expérimentales. Elle permet aussi d'afficher les mesures.



Figure 6-10 : Bouton « S & M » pour signaux et mesure.

18. Appuyer sur le bouton « S & M » pour ouvrir la boîte « *Signaux & Mesures (MS)* ».

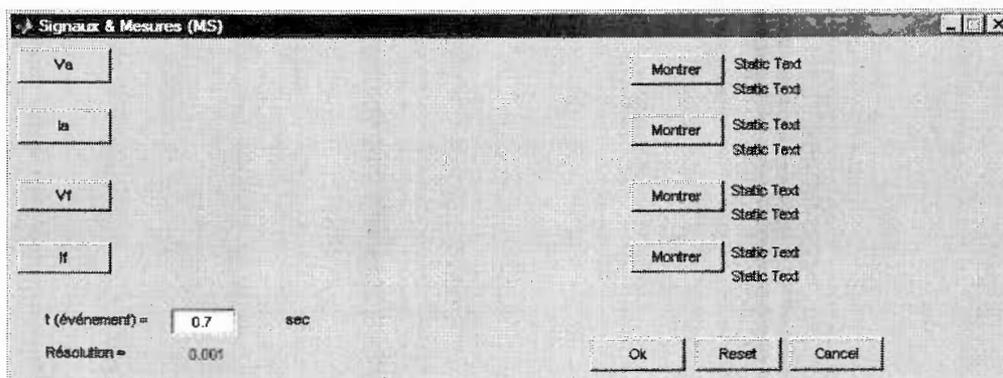


Figure 6-11 : Boîte « Signaux & Mesures (MS) ».

Des mesures expérimentales sont fournies avec le logiciel. Nous ouvrirons les fichiers d'un court-circuit triphasé symétrique dans le répertoire « *.\mesure\cct* ».

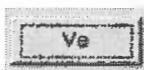


Figure 6-12 : Bouton « Va ».

19. Appuyer sur le bouton « Va ». Sélectionner le fichier « *.\Mesure\cct\Va.txt* ».



Figure 6-13 : Bouton « Ia ».

20. Appuyer sur le bouton « Ia ». Sélectionner le fichier « *.\Mesure\cct\Ia.txt* ».

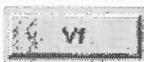


Figure 6-14 : Bouton « Vf ».

21. Appuyer sur le bouton « Vf ». Sélectionner le fichier « *.\Mesure\cct\Vf.txt* ».



Figure 6-15 : Bouton « If ».

22. Appuyer sur le bouton « *If* ». Sélectionner le fichier « *.\Mesure\cct\If.txt* ».

L'événement dans un court-circuit est le moment où il se produit. Nous allons afficher la tension « *V_a* » pour déterminer le moment de l'événement. On peut afficher la tension « *V_a* » en appuyant sur le bouton « *Montrer* » qui se trouve à la hauteur du bouton « *V_a* ». Il serait aussi possible d'utiliser le courant « *I_a* » pour déterminer le moment de l'événement. Il faudrait appuyer sur le bouton « *Montrer* » qui se trouve à la hauteur du bouton « *I_a* » pour afficher le courant « *I_a* ».

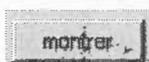


Figure 6-16 : Bouton « *Montrer* ».

23. Appuyer sur le bouton « *Monter* » qui se trouve à la hauteur du bouton « *V_a* ».

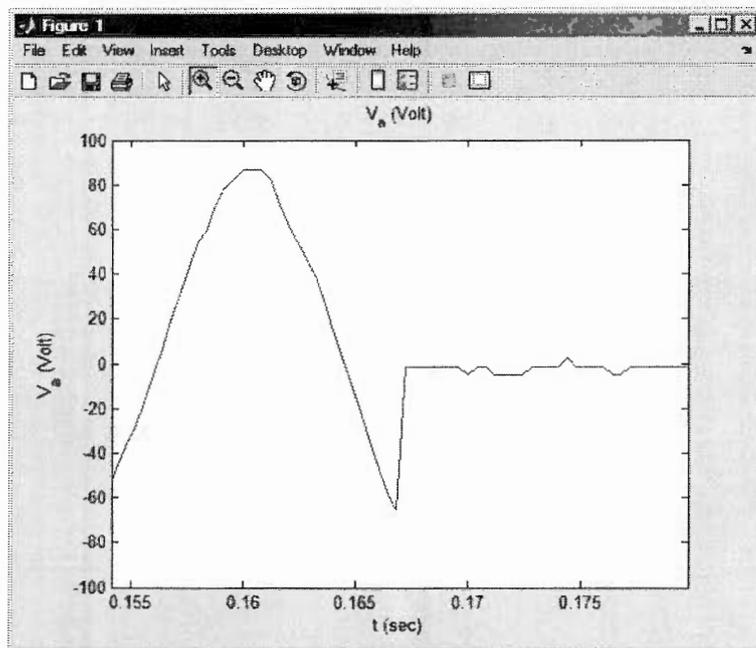


Figure 6-17 : Montrer « *V_a* » pour identifier le moment de l'événement.

La fenêtre « *Figure 1* » de « *Matlab* » offre des fonctions d'agrandissement. La figure 6-17 est obtenue à partir d'un agrandissement horizontal. Nous pouvons déterminer le moment de l'événement à 0,1672 seconde.

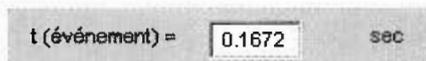


Figure 6-18 : Moment de l'événement.

24. Le moment de l'événement est inscrit dans le champ « t(événement) » de la figure 6-18.

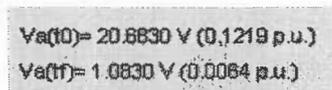


Figure 6-19 : Tension maximale initiale et finale.

La détermination du moment de l'événement permet de déterminer les grandeurs initiales. Nous voyons la tension maximale, en valeur crête, avant l'événement et la tension maximale après l'événement. Les valeurs sont affichées à la hauteur du bouton « V_a » et à droite du bouton « *Montrer* » comme à la figure 6-19. Nous voyons aussi les grandeurs initiales et finales du courant « I_a ». Nous retrouvons la tension moyenne initiale et finale de la tension de champ et nous avons aussi les courants de champ moyen.

25. Appuyer sur le bouton « *OK* » pour enregistrer les mesures expérimentales et le moment de l'événement.

6.5.7 Calcul des conditions initiales et finales

Nous avons besoin de calculer les conditions initiales et finales pour simuler le comportement dynamique de la machine synchrone. Les conditions initiales et finales correspondent à la tension de champ (V_f), au courant de champ (I_f), à la tension et au courant au stator dans les deux axes (V_d, V_q, I_d, I_q). Ces conditions seront calculées à partir de la boîte de dialogue « *Conditions initiales et finales (MS)* ».

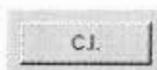


Figure 6-20 : Bouton « *C.I.* » pour conditions initiales.

26. Appuyer sur le bouton « *C.I.* » pour ouvrir la boîte de dialogue « *Conditions initiales et finales (MS)* ».

Saturation (k = 1.00)

Figure 6-21 : Case à cocher pour tenir compte de la saturation.

27. Cocher la case « *Saturation* » pour tenir compte de la saturation dans le calcul des conditions.

Conditions initiales et finales (MS)

Stratégie de calcul : Mesuré If = F(Vt, It, phi) Unité : S.I. p.u.

Conditions : Initiales Finales

Saturation (k = 1.00)

Mode : Moteur (e = 1) Alternateur (e = -1)

Valeurs mesurées :
 Va = 14.6251 V Vt = 9.7970 V
 Ia = 1.8998 A If = 0.2661 A

Err = f(If) = 0.0000 A

Irb0 : 0.759 A
 Xmd : 18 Ohms (0.6322 p.u.)

Valeur de base du circuit de champ :
 Courant = 0.4796 A
 Tension = 3161.8456 V
 Impédance = 6589.6442 Ohms

Vitesse mécanique : 1 rad/s (0.0053 p.u.)
 Theta : 5.33 deg (0.1 rad)
 Tension terminale : 119.996 V (1.0000 p.u.)
 Courant terminal : 436e-012 A (0.0000 p.u.)
 Phi : 0 deg (0.0 rad)
 Charge : 732e+013 Ohms
 Courant de champ : 0 A (0.0000 p.u.)
 Tension de champ : 0 V (0.0000 p.u.)

Angle interne : 0 rad (0.0 deg)
 V d : 0 V (0.0000 p.u.)
 V q : 119.996 V (1.0000 p.u.)
 Id : 0 A (0.0000 p.u.)
 Iq : 36e-012 A (0.0000 p.u.)

Calculer OK CANCEL

Figure 6-22 : Boîte « Conditions initiales et finales (MS) ».

Nous voyons à la figure 6-22 la boîte « *Conditions initiales et finales (MS)* ». Cette boîte présente beaucoup d'informations. Nous allons consulter la section 6.6.2.4 pour plus d'information.

Valeurs mesurées

Va = 14.6251 V Vt = 9.7970 V
 Ia = 1.8998 A If = 0.2661 A

Figure 6-23 : Groupe « Valeurs mesurées » affiche les grandeurs initiales (efficaces).

Le groupe « *Condition* » est sur la valeur « *Initiales* ». Nous allons calculer dans un premier temps les conditions initiales. Le groupe « *Stratégie de calcul* » est sur la valeur « *Mesure* » pour indiquer que nous appliquons les valeurs mesurées.

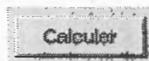


Figure 6-24 : Bouton « Calculer »

28. Appuyer sur le bouton « *Calculer* » pour utiliser les valeurs mesurées comme conditions initiales.

Tension terminale :	14.6251 V (0.1219 p.u.)	Angle interne :	1.03466 rad (59.3 deg)
Courant terminal :	1.89985 A (0.4508 p.u.)	V d :	12.573 V (0.1048 p.u.)
Phi :	0 deg (0.0 rad)	V q :	7.47077 V (0.0623 p.u.)
Charge :	7.69803 Ohms (0.2704 p.u.)	I d :	1.63328 A (0.3876 p.u.)
Courant de champ :	0.266088 A (0.5546 p.u.)	I q :	0.970477 A (0.2303 p.u.)
Tension de champ :	16.5852 V (0.0052 p.u.)		

Figure 6-25 : Conditions initiales.

Les valeurs mesurées de la figure 6-23 correspondent aux valeurs initiales dans la boîte « *Signaux & Mesures* ». Les valeurs mesurées sont passées dans les champs éditables correspondants de la figure 6-25 en appuyant sur le bouton « *Calculer* ». L'angle interne, la tension dans les deux axes et le courant dans les deux axes ont été calculés. Nous allons maintenant calculer les conditions finales.

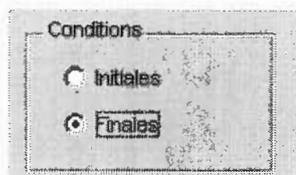


Figure 6-26 : Conditions finales.

29. Sélectionner la valeur « *Finales* » dans le groupe « *Conditions* ».

Valeurs mesurées	
V _a = 0.7658 V	V _t = 9.7981 V
I _a = 3.8797 A	I _t = 0.2657 A

Figure 6-27 : Groupe « Valeurs mesurées » affiche les grandeurs finales.

Les valeurs mesurées se convertissent en valeurs finales en sélectionnant la valeur « *Finales* ».

30. Appuyer sur le bouton « *Calculer* » pour calculer les conditions finales à partir des valeurs mesurées.
31. Appuyer sur le bouton « *OK* » pour enregistrer les conditions calculées et pour fermer la boîte de dialogue « *Conditions initiales et finales* ».

6.5.8 Simulation de l'essai

Nous pouvons maintenant simuler la machine dans un essai de court-circuit triphasé symétrique. Nous allons ouvrir la boîte « *Simulation* » pour simuler le comportement dynamique.

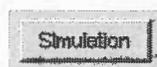


Figure 6-28 : Bouton « *Simulation* ».

32. Appuyer sur le bouton « *Simulation* » pour ouvrir la boîte « *Simulation* ».

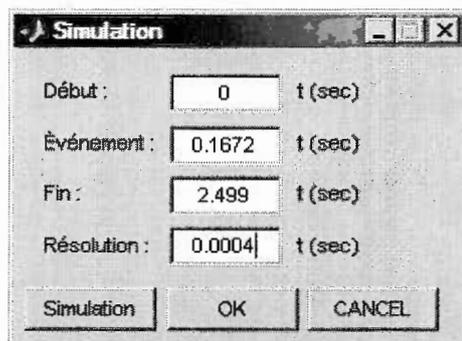


Figure 6-29 : Boîte « *Simulation* ».

Nous pouvons définir le début, le moment de l'événement, la fin de la simulation et la résolution à utiliser. Les mesures expérimentales ont une résolution de 0,0004 seconde. Elles comptent 2500 points. Les mesures expérimentales débutent à 0 et finissent à 0,9996 seconde. Nous pouvons modifier le champ de fin pour 0,9996 seconde.

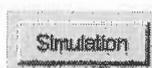


Figure 6-30 : Bouton « *Simulation* ».

33. Appuyer sur le bouton simulation pour démarrer la simulation.



Figure 6-31 : Pointeur de la souris en sablier.

Le curseur de la souris prend la forme d'un sablier comme à la figure 6-31 pendant la simulation. Il reprend son apparence de flèche lorsque la simulation est terminée. Il faut passer à la boîte « Résultats » pour voir les résultats de la simulation.

34. Appuyer sur le bouton « OK » pour fermer la boîte « Simulation ».

6.5.9 Affichage des résultats

Nous voulons voir les résultats de la simulation. Il faut donc accéder à la boîte « Résultats ».

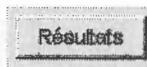


Figure 6-32 : Bouton « Résultats ».

35. Appuyer sur le bouton « Résultats » pour afficher la boîte « Résultats » comme à la figure 6-33.

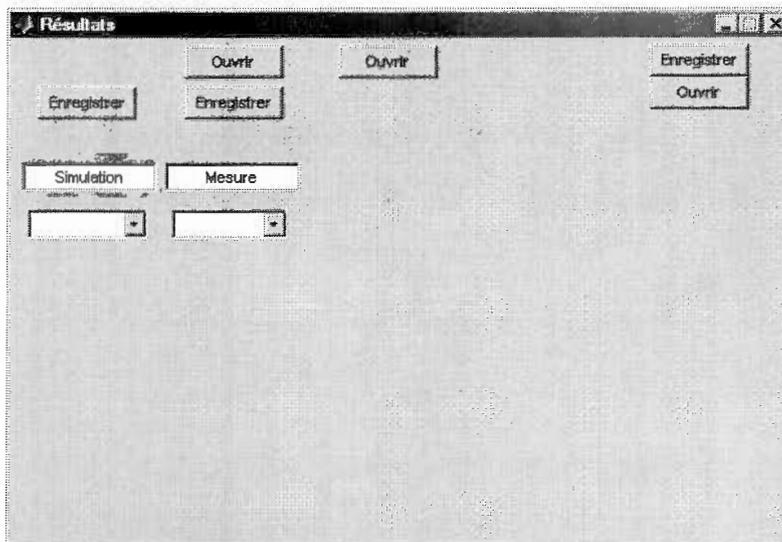


Figure 6-33 : Boîte « Résultats ».

Deux listes déroulantes apparaissent. La première présente les signaux obtenus par la simulation comme à la figure 6-34.

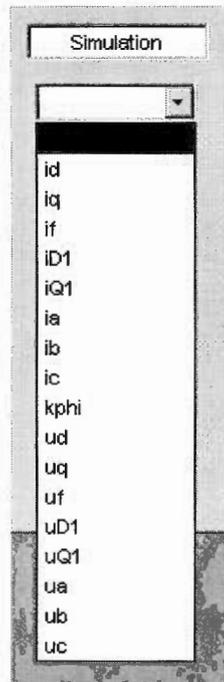


Figure 6-34 : Liste déroulante des signaux simulés.

Nous retrouvons les quatre signaux expérimentaux dans la deuxième liste déroulante.

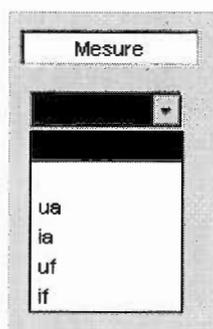


Figure 6-35 : Liste déroulante des signaux mesurés.

Voyons le courant de champ « *if* ». Le courant de champ est un signal expérimental mesuré et simulé, automatiquement sélectionné dans la deuxième liste quand il l'a été dans la première liste. Un bouton « *Afficher* » apparaît à droite des listes déroulantes à la suite de la sélection dans la première liste déroulante.

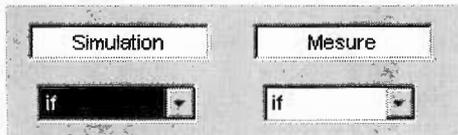


Figure 6-36 : Sélectionner le courant de champ « i_f ».

36. Sélectionner le courant de champ « i_f » dans la première liste déroulante.



Figure 6-37 : Apparition du bouton « Afficher » à la droite des listes déroulantes.

37. Appuyer sur le bouton « *Afficher* » pour afficher la courbe simulée et la courbe mesurée du courant de champ comme à la figure 6-38.

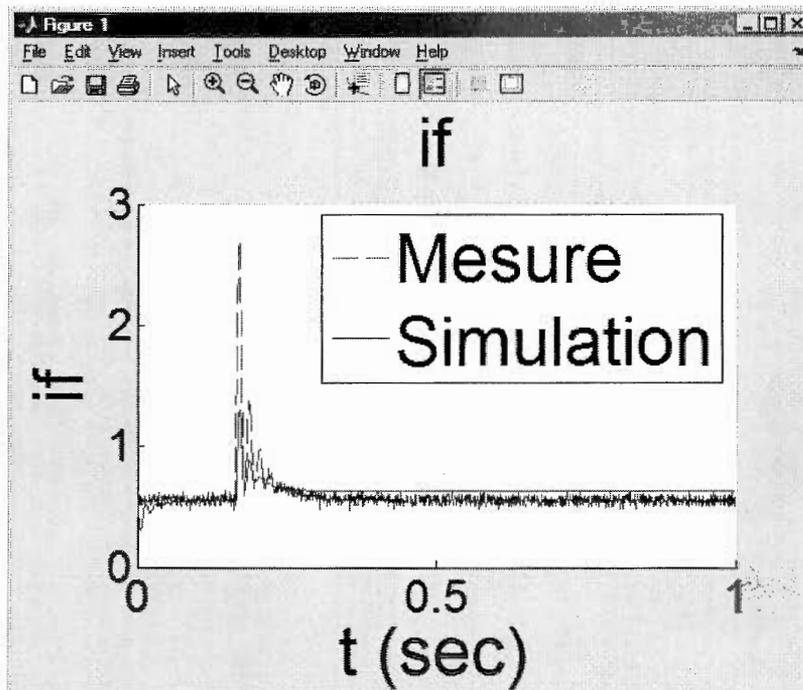


Figure 6-38 : Afficher le courant de champ simulé et le courant de champ mesuré.

Nous voyons le courant de champ simulé superposé au courant de champ mesuré. Nous pouvons fermer la figure en cliquant sur le « X » dans le haut à droite de la figure. D'autres signaux peuvent aussi être affichés.



Figure 6-39 : Quitter la boîte « Résultats ».

38. Appuyer sur le bouton « X » en haut à droite de la figure.
39. Appuyer sur le bouton « X » de la boîte « Résultats » pour fermer la boîte de dialogue.

6.5.10 Identification des paramètres

Nous allons identifier les paramètres de la machine synchrone à partir des mesures expérimentales. Nous définirons les paramètres initiaux θ_0 de l'identification, les bornes inférieures et supérieures. Avant de lancer l'identification, nous définirons une fonction objective.

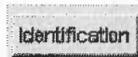


Figure 6-40 : Bouton « Identification ».

40. Appuyer sur le bouton « Identification » pour ouvrir la boîte « Identification (MS) ».

Figure 6-41 : Boîte « Identification ».

Nous avons une case à cocher pour chaque paramètre. Un champ d'édition apparaît en cochant une case comme illustré à la figure 6-42. Nous devons cocher les paramètres à identifier.

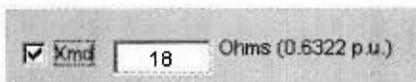


Figure 6-42 : Cocher les paramètres à identifier.

Nous avons un groupe « Valeur » en haut à gauche de la boîte « Identification (MS) ». Les champs d'édition affichent la valeur initiale lorsque le groupe « Valeur » est sur « Paramètre ». Les champs d'édition affichent la limite haute lorsque le groupe « Valeur » est sur « limite haute » et ils affichent la limite basse lorsque le groupe est sur « limite basse ».

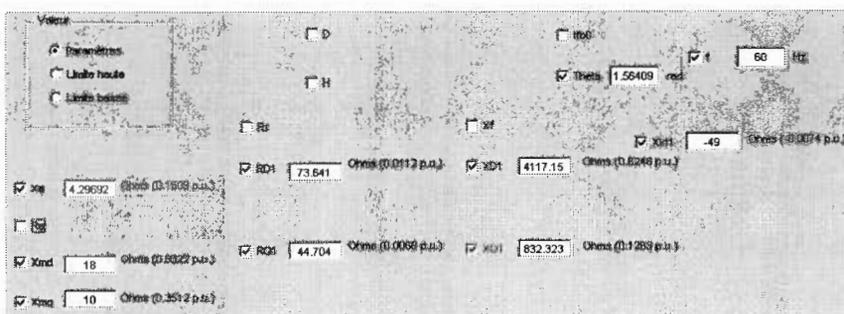


Figure 6-43 : Paramètres initiaux à l'identification.

41. Nous allons cocher tous les paramètres comme à la figure 6-43. Nous éditerons les champs pour que les valeurs soient comme indiqué à la figure 6-43.

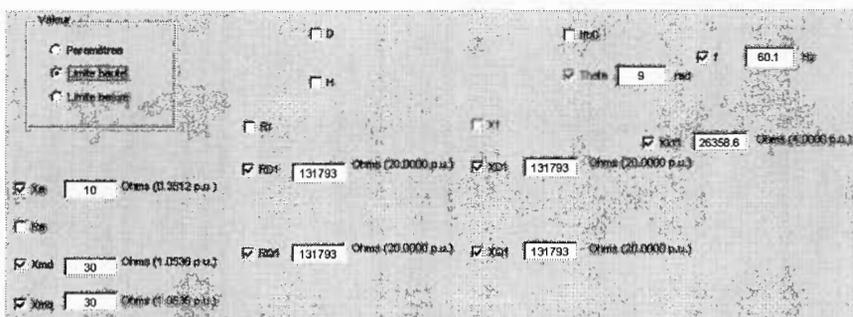


Figure 6-44 : Définition de la limite haute.

42. Sélectionner la valeur « Limite haute » dans le groupe « Valeur ». Nous allons éditer la limite haute comme indiqué à la figure 6-44.

deuxième liste déroulante et mettrons la pondération de 1 dans le champ d'édition à la droite de cette liste déroulante. Le groupe « *Fonction objective* » devrait être comme à la figure 6-47.

	Signaux	Pondération
1 :	if	1
2 :	ia	1
3 :		0
4 :		0

Figure 6-47 : Définir la fonction objective.

44. Choisir le courant de champ « *If* » dans la première liste déroulante.
45. Inscrire une valeur de poids de 1 pour le courant de champ.
46. Choisir le courant de phase « a » dans la deuxième liste déroulante.
47. Inscrire une valeur de poids de 1 pour le courant de phase « a ».

Nous avons défini les paramètres initiaux, la limite haute et la limite basse. Nous avons défini une fonction objective. Il reste à lancer l'identification.

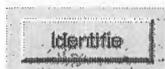


Figure 6-48 : Bouton « Identifie ».

48. Appuyer sur le bouton « *Identifie* » pour lancer l'identification.

Le curseur devrait prendre la forme d'un sablier durant le temps de l'identification. Cette opération prend plusieurs heures à cause du grand nombre de paramètres à identifier.

49. Appuyer sur le bouton « *OK* » pour enregistrer les paramètres trouvés de la boîte « *Identification* » et quitter la boîte.

Nous pourrions retourner à la boîte « *Résultats* » pour afficher les résultats de l'identification avec les nouveaux paramètres.

6.6 Description des interfaces

6.6.1 Programme de simulation et d'identification « soft »

L'utilisateur peut choisir le modèle qu'il veut simuler. Il a accès à d'autres boîtes de dialogue qui lui permettent d'éditer les paramètres d'une machine, d'éditer sa courbe de saturation, de calculer les conditions initiales, de simuler et d'identifier les paramètres à partir de mesures expérimentales.

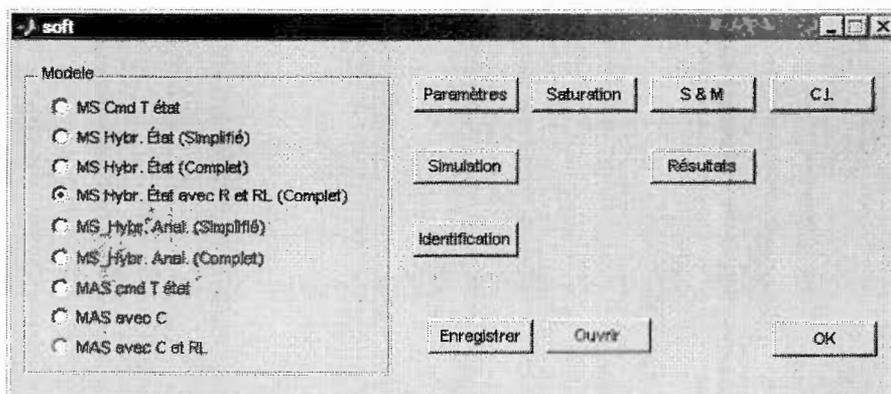


Figure 6-49 : Fenêtre principale du logiciel.

Le groupe « *Modèle* » offre plusieurs choix. Les modèles se réfèrent aux différents modèles développés dans les chapitres 3 et 4. Voici une description brève des différents modèles :

- MS Cmd T état : Modèle admittance de la machine synchrone est commandé en tension.
- MS Hybr. État (simplifié) : Modèle d'état hybride simplifié de la machine synchrone est commandé avec le courant au stator et la tension de champ.
- MS Hybr. État (complet) : Modèle d'état hybride complet de la machine synchrone est commandé avec le courant au stator et la tension de champ.
- MS Hybr. État avec R et RL (complet) : Modèle d'état hybride complet de la machine synchrone est commandé avec la tension de champ uniquement. Le modèle inclut deux charges en parallèle. La première charge est une charge résistive. La seconde charge est une charge RL.
- MS Hybr. Anal. (simplifié) : Expression analytique dérivée du modèle hybride simplifié. Ne tient pas compte de la saturation.

- MS Hybr. Anal. (complet) : Expression analytique dérivée du modèle hybride complet. Ne tient pas compte de la saturation.
- MAS cmd T état : Modèle d'état de la machine asynchrone est commandé en tension avec les courants comme variables d'état.
- MAS avec C : Modèle d'état de la machine asynchrone est un système fermé. Le modèle inclut un banc de condensateur.
- MAS avec C et RL : Modèle d'état de la machine asynchrone est un système fermé. Le système inclut un banc de condensateur et une charge RL « shunt ».

L'utilisateur a la possibilité de sauvegarder sa configuration pour l'utiliser ultérieurement. Deux boutons sont accessibles : « *Enregistrer* » et « *Ouvrir* ». La fonction « *Enregistrer* » sauvegarde l'ensemble des variables dans l'espace de travail (« workspace »).

6.6.2 Interfaces graphiques de la machine synchrone

Voici les interfaces graphiques associés à la machine synchrone.

6.6.2.1 Edittion des paramètres

La boîte « *Paramètres (MS)* » s'affiche quand le modèle d'une machine synchrone est sélectionné et que le bouton « *Paramètre* » est appuyé. Cette interface permet à l'utilisateur d'éditer les paramètres de la machine synchrone.

La liste qui suit présente les champs éditables :

X_a : Réactance de fuite au stator de la machine.

R_a : Résistance au stator de la machine.

X_{md} : Réactance dans l'axe « d » (longitudinale).

X_{mq} : Réactance dans l'axe « q » (transversale).

R_f : Résistance du circuit de champ.

R_{D1} : Résistance du premier amortisseur dans l'axe « d ».

R_{Q1} : Résistance du premier amortisseur dans l'axe « q ».

X_f : Réactance de fuite du circuit de champ.

X_{D1} : Réactance de fuite du premier amortisseur dans l'axe « d ».

X_{Q1} : Réactance de fuite du premier amortisseur dans l'axe « q ».

X_{kf1} : Réactance de canay.

I_{fb0} : Courant d'excitation nécessaire pour induire une tension de 1 pu sur la droite d'entre fer.

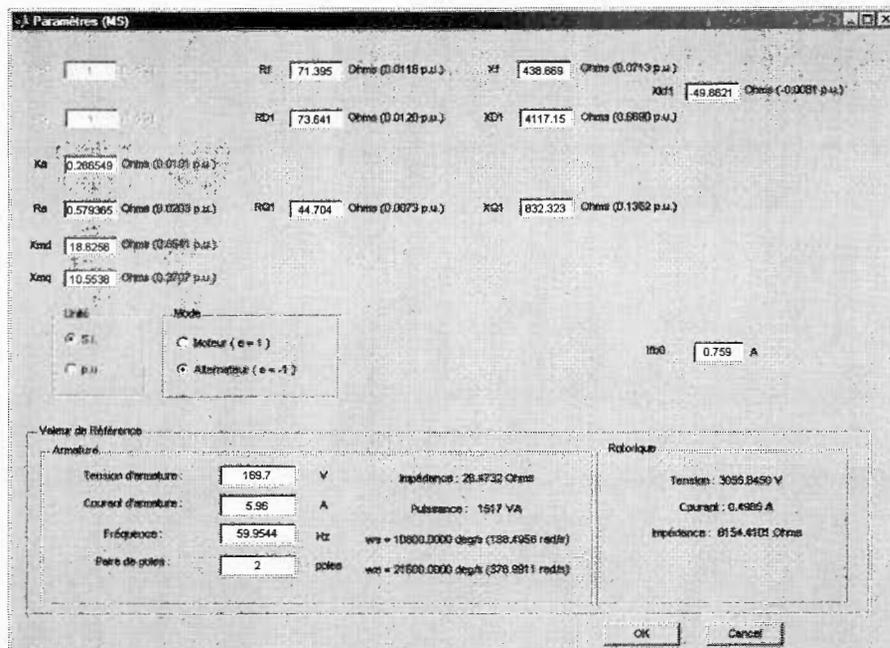


Figure 6-50 : Boîte « Paramètre MS ».

Nous pouvons aussi éditer les valeurs de base. Les valeurs de base serviront à réduire les valeurs et les signaux à leur forme réduite. La liste qui suit présente ces valeurs :

- Tension d'armature : Tension de base ou tension crête de la machine.
- Courant d'armature : Courant de base ou courant crête de la machine.
- Fréquence : Fréquence nominale de la machine.
- Paire de pôles : Paire de pôles de la machine.

Le groupe « *Unité* » permet de modifier les unités d'affichage et d'édition. Deux unités sont offertes : l'unité International (S.I.) et l'unité réduite (p.u.). Le groupe « *Mode* » permet de modifier le mode de la machine. La machine peut être mise en mode moteur et en mode génératrice.

Plusieurs champs sont non éditables. Les valeurs affichées dans ces champs dépendent des valeurs des champs éditables. La liste qui suit présente ces champs non éditables :

- Impédance d'armature : Impédance de base de la machine synchrone.
- Puissance : Puissance de base de la machine synchrone.
- ω_s : Pulsation de synchrone de la machine.
- ω_e : Pulsation électrique de base.
- Tension rotorique : Tension de base pour les circuits au rotor.
- Courant rotorique : Courant de base pour les circuits au rotor.
- Impédance rotorique : Impédance de base pour les circuits au rotor.

6.6.2.2 Courbe de saturation

Nous pouvons voir cette boîte à la figure 6-9. La boîte « *Courbe de magnétisation (MS)* » permet de calculer le polynôme de saturation. Le polynôme permet de calculer le degré de saturation en fonction du courant qui circule dans la branche de magnétisation. L'utilisateur édite la courbe à vide en fonction du courant d'excitation. La courbe à vide s'affiche ainsi que la courbe de saturation lors de l'édition. L'utilisateur peut définir le degré du polynôme. La liste suivante présente les champs éditables :

- Nombre de points : Nombre de mesure utilisé pour définir la caractéristique à vide.
- Correction sur le courant de champ : Correction sur le courant de champ appliquée sur toutes les mesures pour le calcul du polynôme de saturation.
- I_{fb0} : Courant d'excitation nécessaire pour induire 1 pu sur la droite d'entre fer.
- Degré du polynôme de saturation : Définition du degré du polynôme de saturation.

Nous montrons aussi les coefficients du polynôme obtenu. Les coefficients apparaissent au bas du dialogue. Les coefficients sont montrés en degré décroissant. Deux boutons au bas permettent d'afficher les courbes sur des figures séparées.

6.6.2.3 Edition des mesures et signaux

Un des objectifs du présent logiciel est l'identification à partir de mesures expérimentales. Cette boîte de dialogue permet d'ouvrir les fichiers de mesure.

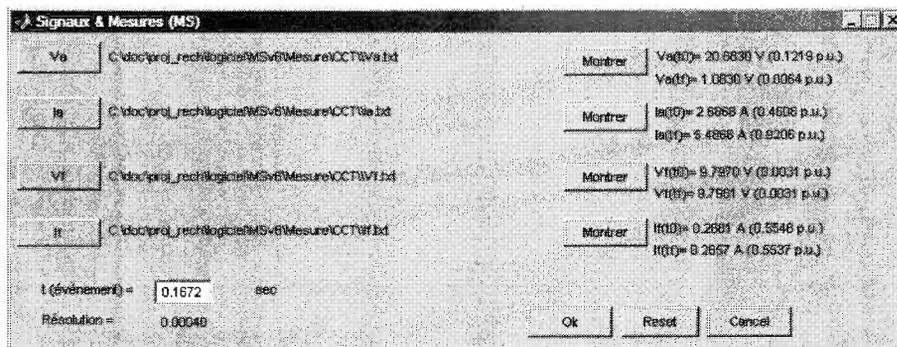


Figure 6-51 : Boîte « Signaux & Mesures (MS) ».

Les quatre boutons permettent de sélectionner les fichiers de mesure à la gauche dans la boîte de dialogue. Le bouton « *Va* » ouvre le fichier contenant la tension de phase « a ». Le bouton « *Ia* » ouvre le fichier contenant le courant de phase « a ». Le bouton « *Vf* » ouvre le fichier contenant la tension d'excitation. Le bouton « *If* » ouvre le fichier contenant le courant d'excitation. Les quatre boutons « *Montrer* » permettent d'afficher les mesures expérimentales.

Nous avons des informations tirées des mesures à la droite des boutons « *Montrer* ». Les amplitudes maximales avant et après le moment de l'événement sont affichées pour la tension « *Va* » et le courant « *Ia* ». La valeur moyenne avant et après le moment d'événement est affichée pour la tension de champ et le courant de champ.

Le champ « *t(événement)* » édite le moment de l'événement. L'événement peut-être un délestage, une enclenchement de charge, un court-circuit triphasé. Un champ statique se trouve juste en bas. Il indique la résolution de l'échantillonnage des mesures expérimentales.

6.6.2.4 Conditions initiales et finales (MS)

Cette boîte de dialogue permet d'éditer et de calculer les conditions initiales ainsi que les conditions finales. Nous voyons la boîte de dialogue à la figure 6-22. Les conditions initiales sont utilisées lors de la simulation et de l'identification. La liste suivante présente les champs éditables :

- Vitesse mécanique : Vitesse mécanique.
- Theta : Angle de la tension, angle du premier point de la tension dans la simulation ou la mesure.
- Tension terminale : Tension terminale (tension efficace).
- Courant terminal : Courant terminal (courant efficace).
- Phi : l'angle entre la tension terminale et le courant terminal. L'angle est négatif pour une charge inductive. L'angle est positif pour une charge capacitive.
- Charge : Charge aux bornes de la génératrice.
- Courant de champ : Courant d'excitation.
- Tension de champ : Tension d'excitation.
- I_{fb0} : Courant d'excitation qui induit 1 pu sur la droite d'entre fer.
- X_{md} : Réactance mutuelle dans l'axe longitudinale.
- Angle interne : Angle interne calculé avec les paramètres de la machine.
- V_d : Composante de la tension terminale dans l'axe « d ».
- V_q : Composante de la tension terminale dans l'axe « q ».
- I_d : Composante du courant terminal dans l'axe « d ».
- I_q : Composante du courant terminale dans l'axe « q ».

Le groupe « *Valeurs mesurées* » affiche les informations tirées des mesures expérimentales. Les mêmes informations tirées des mesures qu'à la boîte « *Signaux & Mesures* », c'est la valeur efficace qui est maintenant affichée. Nous voyons la tension maximale de « V_a » en tension efficace avant le moment d'événement lorsque le groupe « *Conditions* » est sur « *Initiales* ».

Le groupe « *Valeur de base du circuit de champ* » affiche les grandeurs de base des circuits du rotor. Les grandeurs de base changent lorsque les valeurs de I_{fb0} et X_{md} changent.

Nous utilisons les « *Valeurs mesurées* » pour calculer les conditions initiales lorsque le groupe « *Stratégie de calcul* » est sur « *Mesures* ». L'utilisateur détermine les valeurs qu'il veut sinon. Nous déterminons les conditions initiales ou les conditions finales à calculer avec le groupe « *Conditions* ». Le groupe « *Unité* » permet d'afficher les grandeurs physiques système internationales (SI) ou en valeur réduite (p.u.). Le groupe « *Mode* » détermine le mode de la machine.

La case à cocher « *Saturation* » détermine si nous tenons compte de la saturation magnétique dans le calcul des conditions initiales et dans les simulations. Le bouton « *Calculer* » calcule les valeurs suivantes : l'angle interne, « *Vd* », « *Vq* », « *Id* » et « *Iq* ».

6.6.2.5 Simulation de la machine

Cette boîte de dialogue permet de faire une simulation. Il est possible de définir le départ, la fin, le moment de l'événement et la résolution de la simulation.

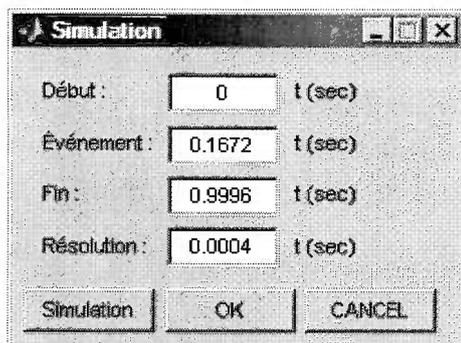


Figure 6-52 : Boîte « Simulation ».

Champs modifiables :

- Début : Départ de la simulation en seconde. Normalement cette valeur reste à zéro.
- Événement : Moment de l'événement en seconde. Normalement cette valeur est éditée dans la boîte de dialogue « *Mesures & Signaux* ».
- Fin : Fin de la simulation en seconde. Cette valeur dépend de la résolution et du nombre de points.

- Résolution : Résolution de la simulation en seconde. Normalement la résolution est la même que celle des mesures.

Le bouton « *Simulation* » effectue la simulation. Le curseur devient un sablier lors de la simulation et revient à son apparence initiale.

6.6.2.6 Affichage les résultats

La boîte « *Résultats* » permet d'afficher les résultats de la simulation, les mesures et de comparer les résultats de simulation avec les mesures.

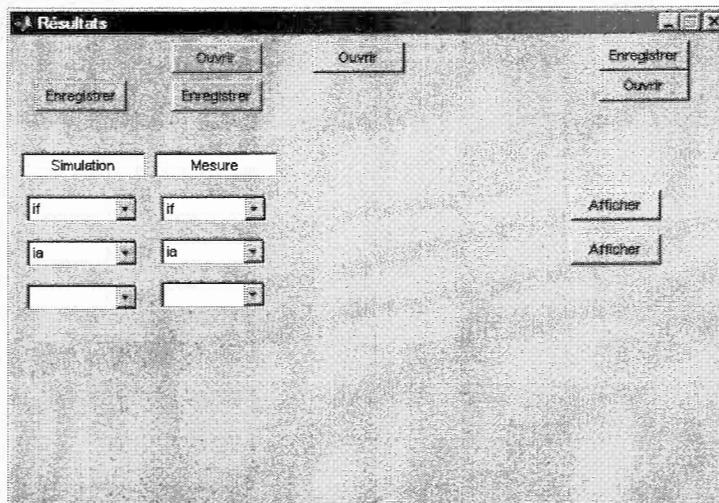


Figure 6-53 : Boîte « Résultats ».

En choisissant un signal simulé comme « *if* » dans la première liste déroulante, le signal est automatiquement sélectionné dans la seconde liste déroulante si le signal existe dans les mesures. Une figure présentant le courant de champ (*if*) est affichée en appuyant sur le bouton « *Afficher* » à droite de la liste déroulante.

6.6.2.7 Identification des paramètres

L'utilisateur édite les contraintes de l'identification dans la boîte « *Identification* ». Nous voyons cette boîte de dialogue à la figure 6-41. L'utilisateur définit la pondération sur les signaux dans l'identification des moindres carrés pondérés. Il sélectionne les paramètres à identifier.

L'identification nécessite trois groupes de paramètres. Le premier groupe est constitué des paramètres initiaux nécessaires pour l'identification. Il a besoin d'une zone de recherche qui soit définie par une limite haute, c'est à dire le deuxième groupe, et une limite basse, c'est-à-dire le troisième groupe. L'utilisateur édite l'un de ces trois groupes selon qu'une valeur du groupe « *Valeur* » est sélectionnée.

L'utilisateur peut choisir les paramètres à identifier, car les cases cochées déterminent les paramètres à identifier. Un champ éditable apparaît une fois la case cochée pour un paramètre donné. L'utilisateur choisit un signal pour l'identification dans la première liste déroulante. Le poids associé au signal s'édite dans le champ à la droite de la liste déroulante. Les paramètres et les limites peuvent s'afficher en unités internationales (S.I.) ou valeur réduite (p.u.).

6.6.3 Interfaces graphiques de la machine asynchrone

Nous allons maintenant décrire les interfaces graphiques associées aux modèles de la machine asynchrone. Les boîtes « *Simulation* » et « *Résultats* » sont les mêmes que la machine synchrone.

6.6.3.1 Paramètres de la machine asynchrone

La boîte « *Paramètres (MAS)* » s'affiche quand le modèle d'une machine asynchrone est sélectionné. Cet interface permet à l'utilisateur d'éditer les paramètres de la machine asynchrone. La liste des champs modifiables suit :

- X_m : Réactance mutuelle de la branche de magnétisation.
- R_a : Résistance au stator de la machine.
- X_a : Réactance de fuite au stator de la machine.
- R_h : Résistance homopolaire.
- X_h : Réactance homopolaire.
- R_{A1} : Résistance au rotor.
- X_{A1} : Réactance au rotor.
- D : Coefficient d'inertie.
- H : Coefficient de frottement.
- Tension de base.

- Courant de base.
- Fréquence.
- Paire de pôles.
- Theta : Angle de la tension V_a .

Unités: S.I. p.u.

Mode: Moteur (e=1) Alternateur (e=-1)

Mécanique

D: 0.178535 J (0.0055 MW.s/MVa)

H: 1 N.s/rad (0.1232 p.u.)

Xm	19	Ohms (0.4814 p.u.)	RA1	0.647226	Ohms (0.0164 p.u.)
Ra	0.572244	Ohms (0.0145 p.u.)	XA1	4.22277	Ohms (0.1070 p.u.)
Xa	2.00877	Ohms (0.0508 p.u.)			
Rh	39.4651	Ohms (1.0000 p.u.)			
Xh	39.4651	Ohms (1.0000 p.u.)			

Tension de base: 169.7 V

Courant de base: 4.3 A

Fréquence: 60 (Hz)

Paire de pole: 2

Teta: 36.2209 deg (0.6322 rad)

Condo. d'excitation: 18 Ohms (0.4561 p.u.)

Résistance série: 1 Ohms (0.0253 p.u.)

Inductance série: 30 Ohms (0.7602 p.u.)

Impédance de base = 39.4651 ohms
 Puissance de base = 1094.5650 Va
 10800.0000 deg/s (188.4956 rad/s)
 21600.0000 deg/s (376.9911 rad/s)

OK Cancel Reset

Figure 6-54 : Boîte « Paramètre (MAS).

Les champs suivants peuvent être édités seulement avec le modèle « MAS avec C et RL ».

- X_c : Condensateur d'excitation.
- R_1 : Résistance de la charge inductive résistive.
- X_1 : Réactance de la charge inductive résistive.

Le groupe « Unité » permet d'éditer les paramètres de la machine en unité internationale (S.I.) ou en unité réduite (p.u.). Le groupe « Mode » permet de définir le mode de fonctionnement. La machine asynchrone peut fonctionner en mode moteur ou en mode génératrice.

6.6.3.2 Saturation

La boîte « *Courbe de magnétisation (MAS)* » permet de calculer le polynôme de saturation qui permet de calculer le degré de saturation en fonction du courant qui circule dans la branche de magnétisation. L'utilisateur édite un tableau de la tension à vide en fonction du courant au stator de la machine. La courbe à vide s'affiche ainsi que la courbe de saturation lors de l'édition. La courbe de magnétisation ou courbe à vide peut être affichée séparément dans une nouvelle fenêtre ou figure. La courbe de saturation peut être elle aussi affichée dans une figure. Deux boutons au bas de la boîte permettent cet affichage.

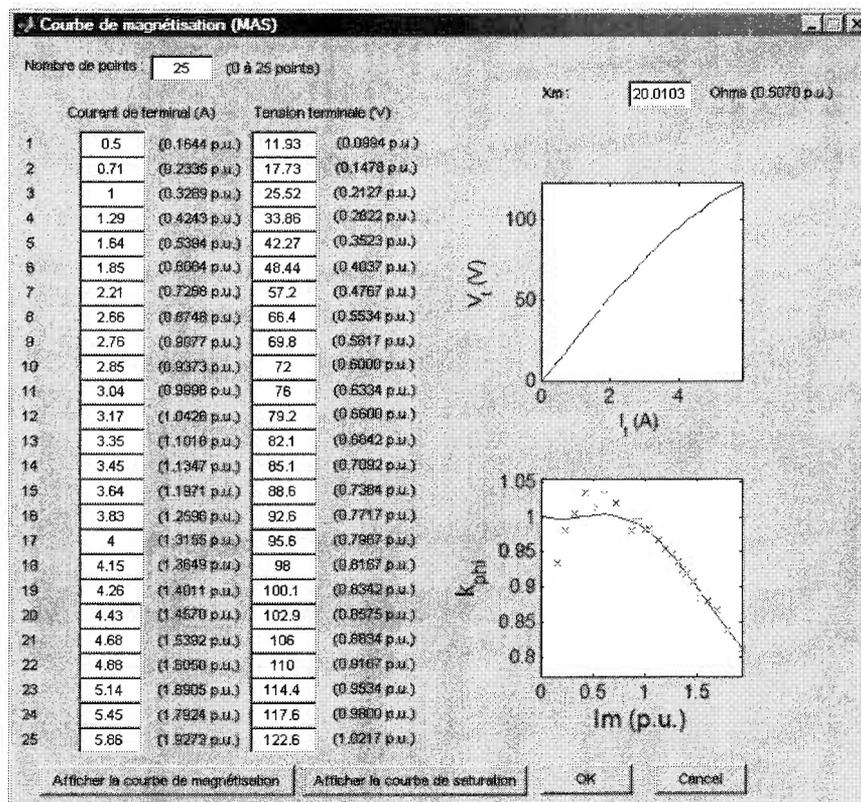


Figure 6-55 : Boîte « Courbe de magnétisation (MAS) ».

6.6.3.3 Signaux et mesures

La boîte « *Signaux & Mesure (MAS)* » permet l'ouverture des mesures expérimentales. Les mesures expérimentales serviront à l'identification des paramètres.

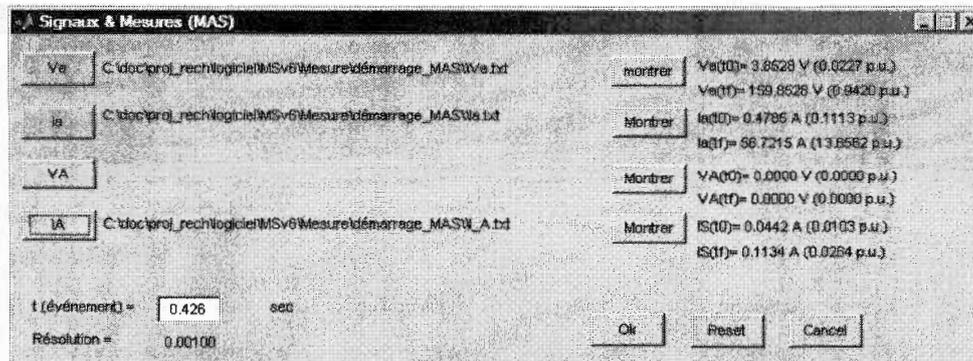


Figure 6-56 : Boîte « Signaux & Mesures (MAS) »

Les quatre boutons à gauche servent à ouvrir les mesures expérimentales. La tension au rotor est normalement nulle. Les boutons « *Montrer* » permettent d'afficher les mesures expérimentales ouvertes. Le champ « *t(événement)* » permet d'éditer le moment de l'événement. Le moment de l'événement peut être déterminé à l'aide des mesures expérimentales. Le champ non éditable « *Résolution* » indique la résolution des mesures expérimentales.

6.6.3.4 Conditions initiales et finales

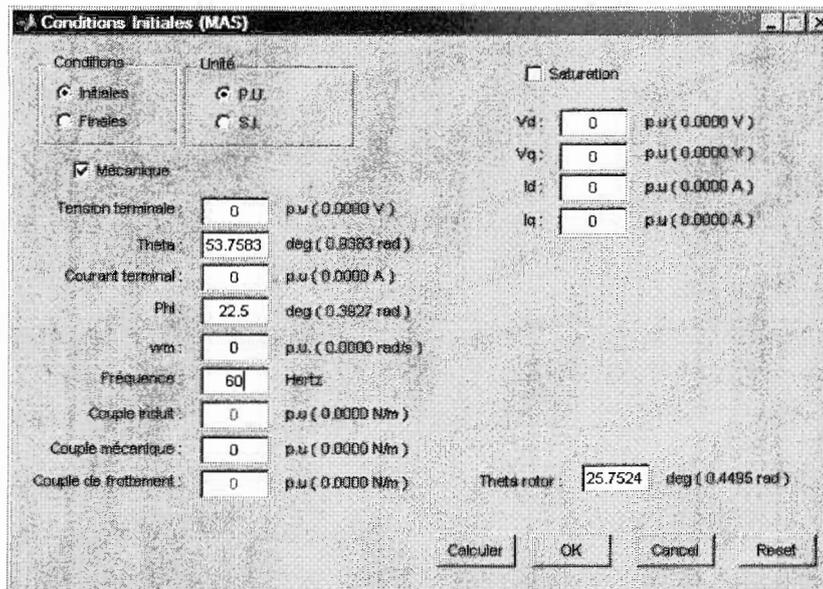


Figure 6-57 : Boîte « Conditions Initiales (MAS) »

La boîte de dialogue « *Conditions initiales (MAS)* » permet d'éditer les conditions initiales et les conditions finales. La machine asynchrone est moins compliquée que la machine synchrone. Les calculs des conditions initiales sont aussi moins compliqués. La liste suivante présente les paramètres éditables :

- Tension terminale ou tension au stator.
- Theta : angle de la tension « V_a » ou tension de phase « a ».
- Courant terminal ou courant au stator.
- Phi : angle le courant terminal et la tension terminale.
- ω_m : vitesse mécanique.
- Fréquence électrique.
- V_d : Tension au stator dans l'axe « d ».
- V_q : Tension au stator dans l'axe « q ».
- I_d : Courant au stator dans l'axe « d ».
- I_q : Courant au stator dans l'axe « q ».
- Theta rotor : Angle de la pulsation électrique au rotor.
- Couple mécanique.

Il y a aussi des paramètres non éditables :

- Couple induit ou couple produit par les bobines du stator de la machine.
- Couple de frottement.

Le groupe « *Conditions* » permet de sélectionner les conditions initiales ou conditions finales. Le groupe « *Unités* » permet de choisir l'unité d'édition.

6.6.3.5 Identification

Une case à cocher est accessible pour chaque paramètre identifiable. Un champ éditable apparaît lorsque la case est cochée. Le champ éditable permet d'éditer le paramètre initial lorsque le groupe « *Valeur* » est sur « *Paramètres* ». Le champ édite la limite haute lorsque le groupe « *Valeur* » est à « *Limite haute* » et il édite la limite basse lorsque le groupe est à « *Limite basse* ». Le groupe « *Unité* » permet d'éditer les paramètres en unités internationales (S.I.) ou en valeur réduite (p.u.).

Le groupe « *Fonction objective* » permet d'éditer une fonction objective. La méthode d'identification est les moindres carrés pondérés. Le groupe permet de sélectionner un signal et d'associer une pondération au signal. Nous pouvons consulter la marche à suivre pour voir comment définir la fonction objective.

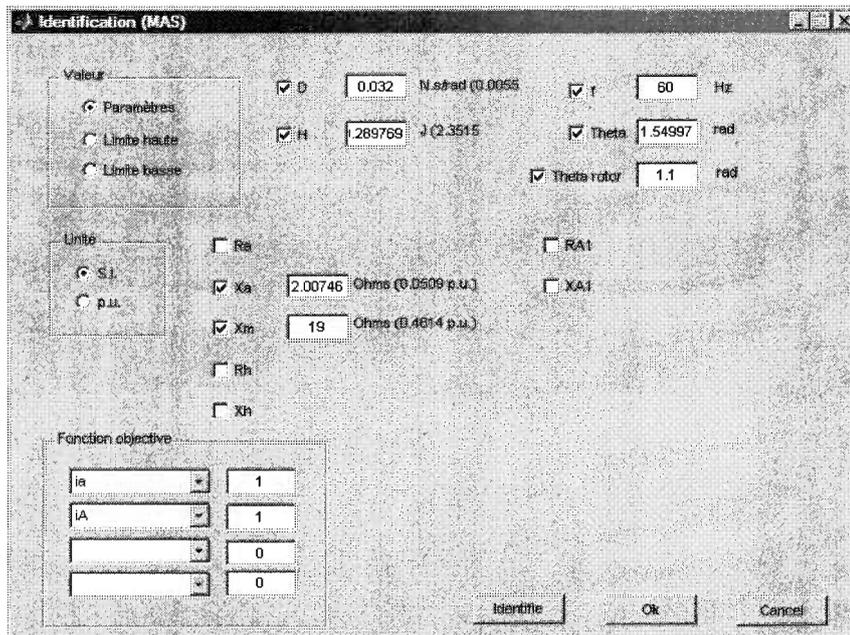


Figure 6-58 : Boîte « Identification (MAS) ».

6.7 Limites du logiciel

Le logiciel présente des limites. Nous allons présenter brièvement dans cette section ces limites, les erreurs qui peuvent se produire et les méthodes pour les contourner.

6.7.1 Modèle d'état instable

Le modèle d'état peut être instable à cause des valeurs des différents paramètres de la machine configurée. Le modèle d'état non linéaire peut devenir instable à cause de la saturation. Il peut devenir instable à cause des conditions initiales ou des conditions finales. Le logiciel « Matlab » peut afficher des messages d'erreur comme celui-ci (figure 6-59) suite à un modèle instable.

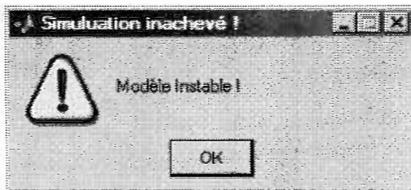


Figure 6-59 : Message d'avertissement d'un modèle instable.

L'identification peut rencontrer des modèles instables. L'identification va accorder des écarts élevés aux modèles et il va contourner les domaines de paramètres instables. Normalement l'identification ne devrait pas s'arrêter pour cause de modèle instable. Il faut au contraire démarrer l'identification avec un groupe de paramètres stables sinon l'identification risque de ne pas donner de bons résultats.

Nous pouvons vérifier plusieurs points pour résoudre un problème de stabilité. Nous pouvons revoir l'ensemble des paramètres. Nous pouvons vérifier la saturation. Les conditions initiales et les conditions finales peuvent aussi être vérifiées.

6.7.2 Erreur d'exécution

Une erreur d'exécution peut se produire. Le logiciel n'est pas parfait. Il faut être indulgent et patient. Un message apparaît dans la fenêtre de commande de « Matlab ». Le message peut ressembler à celui de la figure 6-60. Le message contient une description de l'erreur et une trace des appels. Il est fréquent qu'à la suite de ce type d'erreur le logiciel ne réponde plus correctement.

```

Command Window
??? Undefined function or variable 'toto'.

Error in ==> sim_MS>BTN_SIM_Callback at 219
 hObject = toto;

Error in ==> gui_mainfcn at 75
     feval(varargin{:});

Error in ==> sim_MS at 44
     gui_mainfcn(gui_State, varargin{:});

??? Error using ==> waitfor
Error while evaluating uicontrol Callback.

>> |

```

Figure 6-60 : Message d'erreur.

Nous pouvons retrouver les fonctionnalités normales en arrêtant le logiciel et en redémarrant celui-ci. La configuration est conservée dans l'espace de travail de « Matlab » (« Workspace »). Nous devrions retrouver la même configuration qu'avant l'erreur d'exécution. Nous pouvons aussi enregistrer notre configuration le plus souvent possible pour plus de sécurité. Cette configuration peut être rechargée dans une session ultérieure.

6.7.3 Paramètres mécaniques

Le logiciel a été utilisé dans les essais décrits. Les paramètres mécaniques ont été utilisés uniquement dans le démarrage du moteur asynchrone. La partie mécanique a été soustraite des validations et essais produits dans ce travail. Sans mesure précise de la vitesse mécanique, une validation ne peut être faite. Le logiciel simule et identifie principalement les paramètres électriques.

6.7.4 Mode de la machine

Certains modèles ne prennent pas en considération le mode de la machine. Les expressions analytiques permettent de simuler une génératrice. Le modèle de la machine synchrone avec deux charges ne peut s'utiliser qu'en génératrice. La machine asynchrone avec un banc de condensateur et une charge inductive résistive ne peut s'utiliser qu'en mode génératrice.

6.8 Ajout et modification du logiciel

Le logiciel peut être amélioré et modifié. L'étudiant voulant modifier l'interface graphique doit d'abord prendre connaissance du document « Creating Graphical User Interfaces » accessible dans l'aide de « Matlab ». Le guide explique la programmation d'interface graphique dans l'environnement « Matlab ». Le ou les nouveaux modèles doivent être ajoutés dans l'interface de la boîte principale.

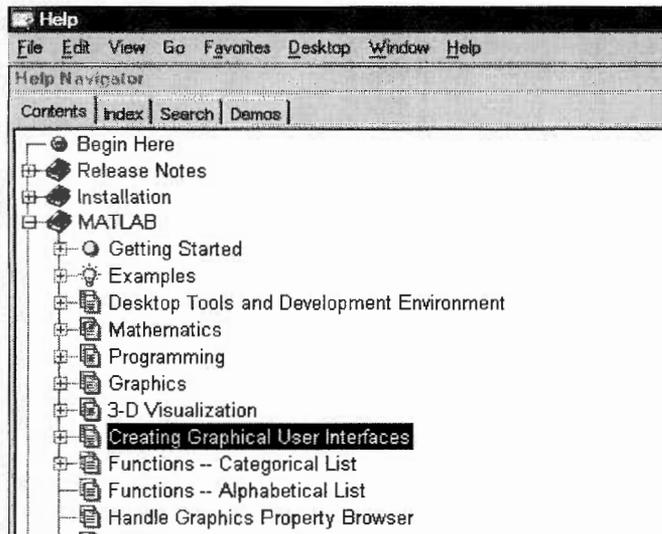


Figure 6-61 : « Creating Graphical User Interfaces » accessible dans l'aide de « Matlab ».

La déclaration de la structure « U » dans l'espace de travail permet de communiquer la commande au schéma générique « Simulink » (voir section 6.2). Il est important de maîtriser l'initialisation de cette structure pour transférer la commande correctement. La structure « Y » permet de récupérer les résultats de la simulation numérique dans l'espace de travail. La structure est assez similaire à la structure « U ».

L'ajout de nouveaux modèles nécessite la programmation de quelques fichiers. Il faut construire la structure « U ». La construction du vecteur « U » doit précéder la simulation du fichier « *état_g.mdl* ». Le modèle a aussi besoin des conditions initiales à la simulation dans un vecteur « $X0$ » et les matrices d'état doivent être déclarées avant la simulation. La simulation numérique nécessite la déclaration d'une fonction saturation. La fonction saturation doit assurer le calcul de la saturation et le calcul des matrices d'état. Elle est appelée à chaque pas de la simulation.

Nous devons traiter les résultats de la simulation pour les ramener en grandeur triphasée. La structure « Y » contenant les résultats doit être modifiée après la simulation.

6.9 Conclusion

Nous avons développé un logiciel pour la simulation et l'identification des paramètres dynamiques des machines synchrones et des machines asynchrones. Les modèles proposés permettent des comportements variés. Nous avons couvert le fonctionnement de ce logiciel. Nous avons fait la description des interfaces. Nous sommes passés à travers un processus d'identification. Le logiciel couvre des motions importantes du comportement de la machine. Nous avons vu la définition des bases ainsi que la base des circuits au rotor de la machine synchrone. La saturation se définit à l'aide de la mesure de la courbe à vide. La simulation et l'identification sont facilement atteintes sans effort de programmation.

Nous n'avons pas fait la démonstration de sa validée dans ce chapitre. Les résultats produits dans les chapitres 5 ont été faits avec le présent logiciel. Nous avons vu que l'identification par la technique des moindres carrés donne des résultats appréciables dans le chapitre précédent. L'identification peut être appliquée à tous les modèles proposés.

Nous pouvons simuler des essais classiques tels que le court-circuit triphasé symétrique de machine synchrone. Nous pouvons aussi simuler des essais plus marginaux tels que l'enclenchement de charge et le court-circuit de champ. Nous avons vu au chapitre 5 que le modèle hybride complet avec intégration des deux charges permet d'observer des oscillations dans les courants de champ. Le logiciel ne simule pas seulement le comportement de la machine synchrone. Nous avons vu au chapitre 5 l'identification des paramètres électromécaniques dans un essai de démarrage. L'amorçage d'une génératrice asynchrone a été aussi simulé. Nous avons aussi pu voir le comportement de la saturation lors de ces simulations. La saturation rend le modèle des machines non linéaire.

Le logiciel peut être modifié. De nouveaux modèles peuvent être imaginés. Les interfaces graphiques servant à entrer les paramètres de la machine et de la saturation peuvent être réutilisées.

Chapitre 7

Conclusion générale

La présente étude nous a permis d'aborder la modélisation de la machine asynchrone. La saturation a été ajoutée au modèle. Le modèle admittance a été validé en mode moteur avec des mesures expérimentales. Le calcul de condensateur d'amorçage a été couvert. Le modèle de la génératrice autonome auto excitée (GAAE) avec une charge RL « shunt » a été développé et le modèle de la GAAE est validé avec des mesures expérimentales.

Nous avons aussi couvert la modélisation de la machine asynchrone. La saturation magnétique a été prise en compte. Le modèle hybride a été développé. Les expressions analytiques ont été développées par la transformée de Laplace du modèle hybride. Un modèle hybride général a été développé pour tenir compte du comportement dynamique du courant de la charge. Le modèle hybride a été validé avec des essais expérimentaux de délestage de charge, des essais expérimentaux d'enclenchement de charge et un court circuit de champ. Le modèle hybride seul ne permet pas de prédire correctement l'enclenchement de charge, car le courant de la charge varie en fonction du comportement de la tension terminale.

Les mesures expérimentales montrent que l'enclenchement de charge inductive provoque une oscillation dans le courant de champ. La simulation du comportement du courant de la charge avec le modèle hybride permet de reproduire cette oscillation dans le courant de champ. La simulation de certains essais marginaux impliquant des charges électriques nécessite la prise en charge de la simulation de ces charges électriques.

Nous avons également abordé l'identification. La méthode des moindres carrés pondérée a été utilisée pour construire une fonction objective. Nous avons présenté l'algorithme Quasi Newton. L'identification est faite à partir de plusieurs mesures expérimentales. Elle est réalisée sur le

démarrage d'un moteur asynchrone. Plusieurs essais de délestage ont été utilisés pour identifier les paramètres de la génératrice synchrone.

Un logiciel a été élaboré pour regrouper l'ensemble des travaux exécutés. Le programme possède une interface graphique. Il permet de configurer les paramètres de la machine triphasée, synchrone ou asynchrone. Une courbe à vide peut être éditée pour tenir compte de la saturation. Des mesures expérimentales peuvent être prises pour être comparées aux simulations numériques. Il est possible de calculer les conditions initiales. La simulation et l'identification des paramètres peuvent être réalisées. Les interfaces graphiques du logiciel sont présentées et décrites.

Bibliographie

- (Aguglia, 2004) Aguglia, D. « Identification des paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle ». Mémoire de maîtrise, Québec, Université Laval, 2004.
- (Alolah, 2000) Alolah, A. L. et Alkanhal, M. A. « Optimization-Based Steady State Analysis of Three Phase Self-Excited Induction Generator », *IEEE Transactions on energy conversion*. Vol. 15, No. 1 March 2000.
- (Baetscher, 2004) Baetscher , F. « Analyse et modélisation du délestage de la machine synchrone : application à l'estimation des paramètres électromécaniques », Mémoire de maîtrise, Québec, Université Laval, 2004.
- (Barret, 1987) Barret, P. « Régimes transitoires des machines électriques tournantes ». Edition Eyrolles, Paris 1987.
- (Basset, 1935) Basset E.D., Potter F.M., « Capacitive Excitation of Induction Generators », *Electrical Engineering*, 1935.
- (Belhomme, 1995) Belhomme, R., Plamondon, M., Nakra, H., Desrosiers, D., « Case study of the integration of a non-utility induction generation to the Hydro-Quebec distribution network », *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol. 10, No. 3, 1677-1684, 1995.
- (Boje, 1990) Boje, E.S., Balda, J.C., Harley, R.G., Beck. R.C., « Time Domain Identification of Synchronous Machine Parameters from Simple Standstill Tests », *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol. 5, No. 1, pp. 164-175, 1990.
- (Boldea et Nasar, 2002) Boldea, Ion. et Nasar, Syed A. « The induction Machine HandBook », CRP Press LCC, 2002.
- (Bouchard et Olivier, 1999) Bouchard, R.-P. et Olivier, G. « Électrotechnique », Deuxième édition, Presses Internationales Polytechnique, Montréal, 1999.

- (Boukas, 1995) Boukas, El-K. « Systèmes asservis », Édition de l'École Polytechnique de Montréal, Montréal, 1995.
- (Canay, 1993) Canay, I.M., « Determination of the model parameters of machines from reactance operators $x_d(d)$, $x_q(q)$ (evaluation of standstill frequency response test) », *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol. 8, No. 2, pp. 272-279, 1993.
- (Caron et Hautier, 1995) Caron, J. P. et Hautier, J. P. « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Électrotechnique Édition Technip, 1995.
- (Caumel, 2003) Caumel, Y. « Cours d'analyse fonctionnelle et complexe », CÉPADUÈS-ÉDITIONS, Toulouse, 2003.
- (Chakraborty, 1998) Chakraborty, C., Bhadra, S. N. et Chattopadhyay A. K. « Excitation Requirements For Stand Alone Three-phase Induction Generator », *Ieee Transaction on Energy Conversion* », Vol. 13, No 4, December 1998.
- (Chapman, 1998) Chapman, S. J. « Electric Machinery Fundamentals », Third Edition, McGraw-Hill, New York, 1998.
- (Chatelain, 1983) Chatelain, J. « Machines électriques. Traité d'électricité Volume X », Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1983.
- (Chong et Stanislaw, 1996) Chong, Edwin K.P., Stanislaw, H. Zak « An Introduction to Optimization ». John Wiley & Sons, Inc, New York, 1996.
- (Delfour, 2003) Delfour, M. C. « Introduction à la théorie de l'optimisation », version 6, Université de Montréal, Montréal, 2003.
- (Demoulias, 1990) Demoulias, C.S., Dokopoulos, « Transient behavior and self-excitation of wind-driven induction generator after its disconnection from the power grid », *IEEE Transaxtion on Energy Conversion*, Vol. 5, No 2, 272-278, 1990.
- (Desbiens, 2005) Desbiens, A. « Identification des systèmes », Notes de cours, Université Laval, Québec, 2002.
- (Edwards, 1965) Edwards, R. E. « Functional Analysis, Theory and applications », Holt, Rinehart and Winston, New York, 1965.
- (Fu, 1991) Fu, Y. « Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées », Université des Sciences et Techniques du Languedoc, 1991.
- (Grellet, 2000) Grellet, G. et Clerc, G. « Actionneurs Électriques », Edition Eyrolles, 2000.

- (Kamwa, 1993) Kamwa, I., Viarouge, P., Mahfouci, R., « Phenomenological Models of Large Synchronous Machines from Short-Circuit Test During Commissioning, A Classical/Modern Approach », *IEEE 93 WM 024-0EC*, PP. 1-9, 1993.
- (Kundur, 1993) Kundur, P. « Power system stability and control », McGraw-Hill, Inc., New York, 1993.
- (Leidhold, 1999) Leidhold, R., Garcia, G., « Parallel Capacitive and Electronics Excited Stand-Alone Induction Generator », *Publication IEEE*, 1999.
- (Levi, 1995) Levi, E. « A Unified Approach to Main Flux Saturation Modelling in D-Q Axis Models of Inductives Machines », *IEEE Transaction of Energy Conversion*, Vol. 10, N.3, 1995.
- (Levi, 1996) Levi, E. « Main Flux Saturation Modelling In Double Cage And Deep-Bar Induction Machine », *IEEE Transaction of Energy Conversion*, Vol 11, N.2, 1996.
- (Levi, 1997) Levi, E. « General Method Of Magnetising Flux Saturation Modelling in d-Q Axis Models of Double-Cage Induction machine », *IEE Proc.-Electr. Power Appl.* Col 144, N.2, 1997.
- (Wang, 1997) Wang, L., Su, Jian-Yi, « Effect of Lung-Shunt and Short-Shunt Connection on Voltage Variation of a self Induction Generator », *IEEE Transaction of Energy Conversion*, Vol. 12, N.4, 1997.
- (Wang, 1999) Wang, L., Su, Jian-Yi, « Dynamic Performances of an Isolated Self-Excited Induction Generator Under Varius Loading Conditions », *IEEE Transaction of Energy Conversion*, Vol. 42, N.1, 1999.
- (Ourouche, 1998) Ourouche, M.A., Do, S.D., Lê, Q.M., Chaîné R., « EMTTP based simulation of a self-excited induction generator after its disconnected from the grid », *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol. 13, No 1, 7-14, 1998.
- (Roy, 1996) Roy, G. « Électronique industrielle », Notes de cours, École Polytechnique de Montréal, Montréal, septembre 1996.
- (Shridhar, 1995) Shridhar L., Singh Bhim, Jha C.S., Murthy S., « Selection of Capacitors for the Self Regulated Short Shunt Self Excited Induction Generator », *IEEE Transaction of Energy Conversion*, Vol. 10, N.1 ,march 1995
- (Shridhar, 1993) Shridhar L., Singh Bhim, Jha C.S., « A Step Torwards in the Characteristic of self Excited Induction Generator », *IEEE Transaction of Energy Conversion*, Vol. 8, N.1, 1993
- (Simões, 2004) Simões, M. Godoy et Farret, F. A. « RENEWABLE ENERGY SYSTEM Design and Analysis with Induction Generators », CRC Press LLC, 2004.

- (Songia, 2004) Songia , L. « Modélisation, optimisation des paramètres d’opération et régulation en tension par flux orienté de la génératrice à induction triphasé. Mémoire de maîtrise », Québec, Université Laval, 2004.
- (Taylor, 1967) Taylor, A. E. « Introduction to functional analysis », John Wiley & Sons, Inc., London, 1967.
- (Tsai, 1995) Tsai, H., Keyhani, A., « On-Line Synchronous Machine Parameter Estimation from Small Disturbance Operating Data », *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol. 10, No. 1, pp. 25-36, 1995.
- (Wagner, 1939) Wagner C. F., « Self Excited of Induction Motors », *AIEE Transaction*, 1939.
- (Wamkeue et Songia, 2006) Wamkeue, R. Songia, L « State Modeling of Self-excited Induction Generator for Wind Power Applications », *Wind Energy*, 2006.
- (Wamkeue, 2004a) Wamkeue , R. « Électrotechnique », Notes de cours, Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, Rouyn-Noranda, 2004.
- (Wamkeue, 2004b) Wamkeue, R. « Théorie et commande des machines électriques », Notes de cours, Université du Québec en Abiti-Témiscamingue, Rouyn-Noranda, 2004.
- (Wamkeue, 1998) Wamkeue, R. « Modélisation et identification statistique des machines synchrones : outils et concepts ». Thèse de doctorat, École Polytechnique de Montréal, 1998.
- (Wildy, 1999) Wildy, T. « Électrotechnique », Les presses de l’université Laval, 1999.

Annexe A

Démarrage d'un moteur asynchrone

A.1 Schéma fonctionnel « Simulink »

Fichier : cmd_t.mdl

Description : Permet de simuler le démarrage d'un moteur asynchrone.

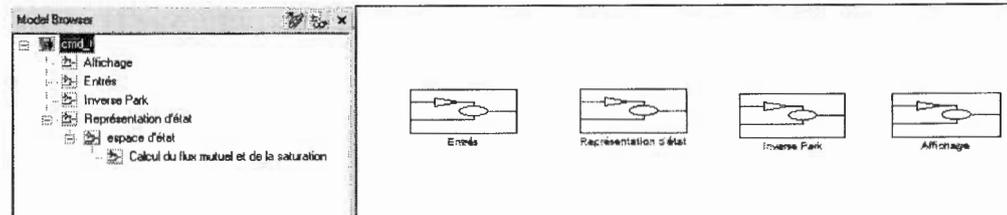


Figure A-0-1 : Racine du schéma « Simulink »

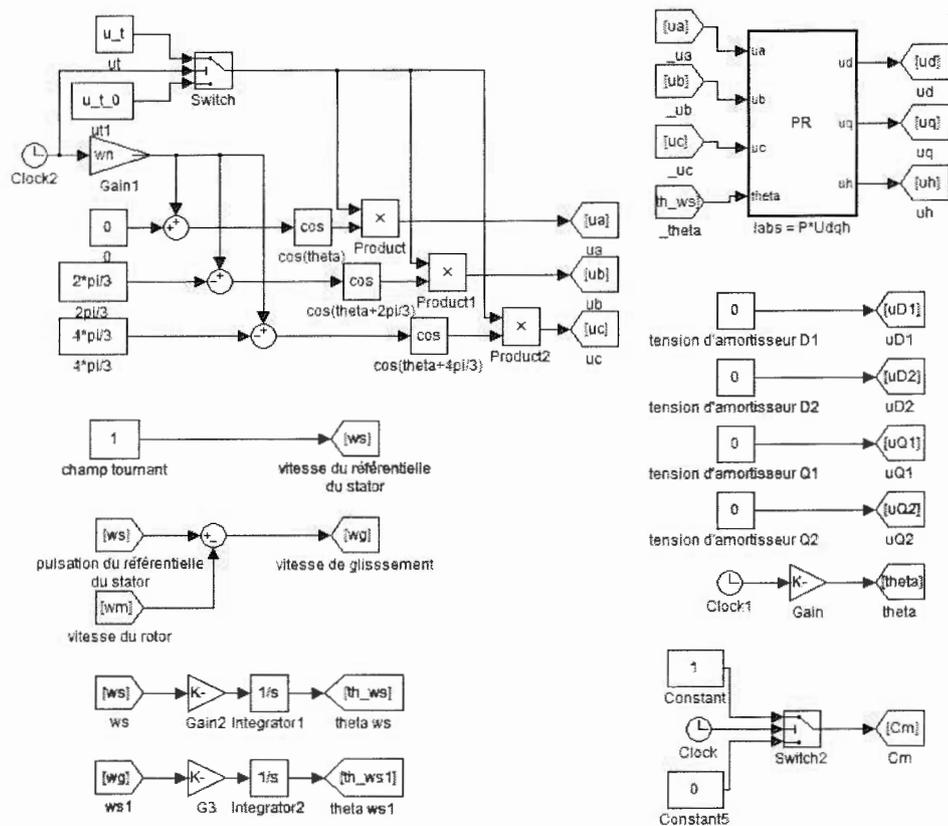


Figure A-0-2 : Entrées du modèle d'état en tension

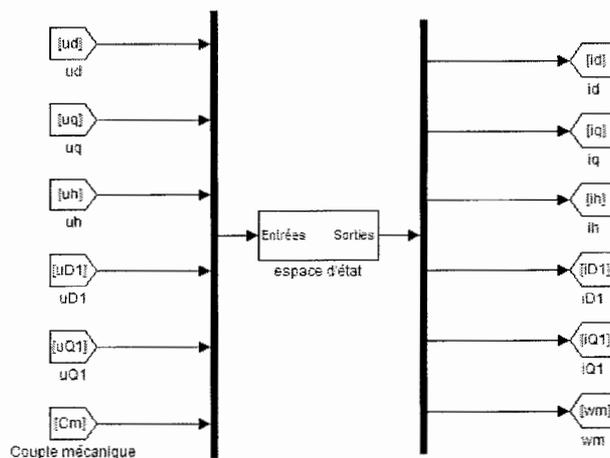


Figure A-0-3 : Représentation des entrées et des sorties du modèle d'état

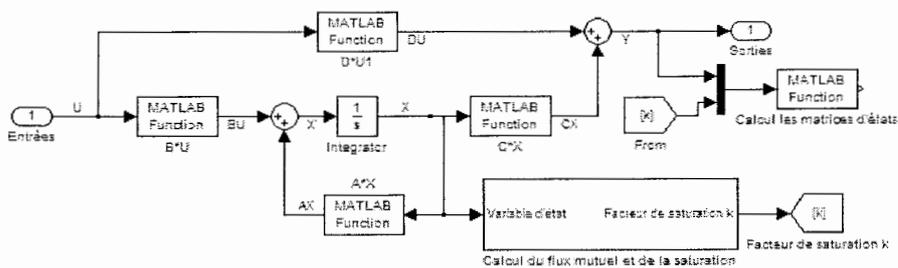


Figure A-0-4 : Modèle d'état avec prise en compte de la saturation magnétique dans le calcul des matrices d'état

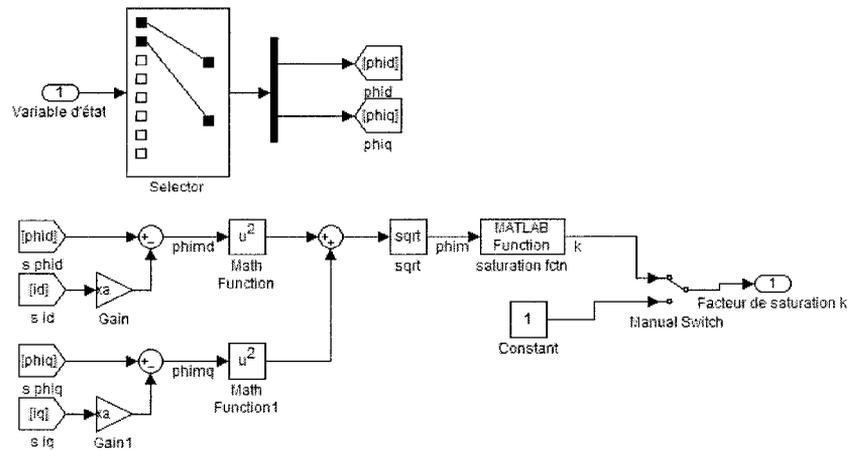


Figure A-0-5 : Calcul du flux mutuel et de la saturation

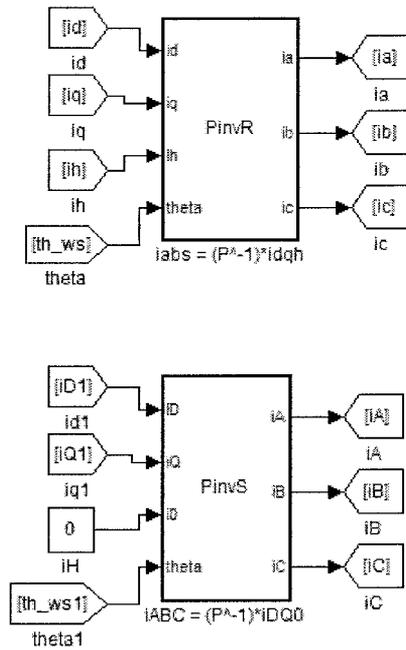


Figure A-0-6 : Calcul des grandeurs triphasées

A.2 Initialisation des variables

```

%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : cmd_tension.m
% Description : Initialisation pour la simulation du démarrage d'un moteur
%           Asynchrone.
%-----

% effacer toutes les variables du "workspace" de matlab
clear all;
% définis les variables global
global wa wm wn X R n M Xsr e H D
global id iq ih iD iQ
global psid psiq psih psiD psiQ

% Appel au fichier "base.m"
base;

% Déclare la variable "polynome" comme global.
global polynome; %Valeur utiliser dans "saturation.m"

% Initialise les coefficients de saturation.
polynome = [-3.076335847843452e+001  1.066327625475339e+002 -1.476578034408818e+002  1.032805739497784e+002 -
3.754380729906033e+001  6.032204217380636e+000 -3.090537150369890e-001  1.000896388897980e+000];

% Initialisation des paramètres du moteur asynchrone
ra = 0.0215;      % résistance stratorique
rh = 1e-3;       % résistance homopolaire
rD1 = 0.0129;    % résistance de l'armotisseur 1
rD2 = 0.96706;  % résistance de l'armotisseur 2
xa = 0.0404;    % réactance de fuite stratorique
xh = 1e-3;       % réactance homopolaire
xmd = 0.8906;    % réactance mutuelle
xD1 = 0.0400;    % réactance de fuite de l'armotisseur 1
xD2 = 0.14093;  % réactance de fuite de l'armotisseur 2
D = 0.000041;   % coefficient d'inertie
H = 0.00001;    % Coefficient de frottement
f = 60;         % fréquence
wn = 2*pi*f;    % pulsation électrique
n = 1;          % nombre d'armotisseur

e = 1;          % -1: alternateur ou 1: moteur
g = 1;%0.02777; % glissement initiale (en pu)
wm = 1-g;       % vitesse du rotor initiale (en pu)

% le référentielle lié au champ tournant
wa = 1;         % Pulsation du champ tournant ou vitesse de synchronisation (en pu)
wg = wa-wm;     % pulsation du glissement

% Résistances et Réactance des amortisseurs
rDx = [rD1 rD2];
xDx = [xD1 xD2];
% Inductance stratorique
xd = xmd+xa;
% Matrice des résistance du stator
Rs = diag([ra rh]);
% Matrice des résistance du rotor
Rr = diag([rDx(1:n) rDx(1:n)]);
% Matrice des résistances du stator et rotor
R = blkdiag(e*Rs,Rr);
% Matrice des réactances du stator

```

```

Xs = diag([xd xd xh]);

% Matrice d'inductance mutuelle entre le stator et le rotor
Xsr = xmd*[ones(1,n) zeros(1,n);zeros(1,n) ones(1,n);zeros(1,2*n)];

% Matrice des réactances du rotor
Xd = zeros(n,n);
for i=1:n
    for j=1:n
        if(i==j)
            Xd(i,j)=xmd+xDx(i);
        else
            Xd(i,j)=xmd;
        end
    end
end
end
Xr = [Xd zeros(n,n);zeros(n,n) Xd];

% Matrice complète des réactances
X = [e*Xs Xsr;e*Xsr Xr];

% Matrice M
M = wa*[0 -1 0;1 0 0;0 0 0];
omega = wg*[zeros(n,n) -eye(n,n);eye(n,n) zeros(n,n)];
W_ = [M zeros(3,2*n);zeros(2*n,3) omega];

% matrices d'états pour les équations électriques
ai = -wn*X^-1*(R+W_*X);
apsi = X*ai*X^-1;

bi = wn*X^-1;
bpsi = X*bi; %wn*eye(3+2*n,3+2*n);

ci = eye(2*n+3,2*n+3);
cpsi = ci*X^-1;

di = zeros(3+2*n,3+2*n);
dpsi = di;

% Calcule les conditions initiales pour les équations électriques
U_0 = [1 0 0 0 0]'; % Commande initiale
%U_0 = [1 0 0 0 0]'; % Commande initiale
I_0 = -ai^-1*bi*U_0; % Courant initiale
Psi_0 = -apsi^-1*bpsi*U_0; % Flux initiale
% Matrice Gi pour le calcul de la matrice du couple
Gi = [0 -e*xd 0 zeros(1,n) -e*xmd*ones(1,n); e*xd 0 0 e*xmd*ones(1,n) zeros(1,n); zeros(2*n+1,2*n+3)];
iGi = I_0*Gi;
Gpsi = (X^-1)*Gi*X^-1;
psiGpsi = Psi_0*Gpsi;

% Matrices d'état du modèle électromécanique (sans saturation)
Ai = [ai zeros(2*n+3,1);(iGi)/(2*H) -D/(2*H)];
Apsi = [apsi zeros(2*n+3,1);(psiGpsi)/(2*H) -D/(2*H)];
Bi = [bi zeros(2*n+3,1);zeros(1,2*n+3) -e/(2*H)];
Bpsi = [bpsi zeros(2*n+3,1);zeros(1,2*n+3) -e/(2*H)];
Ci = [ci zeros(2*n+3,1); zeros(1,2*n+3) 1];
Cpsi = [cpsi zeros(2*n+3,1); zeros(1,2*n+3) 1];
Di = 0*Ci;
Dpsi = 0*Cpsi;

% mettre les matrices d'états global
global A_ B_ C_ D_ X_
A_ = Apsi; % Utiliser dans "fctnAX.m"
B_ = Bpsi; % Utiliser dans "fctnBU.m"
C_ = Cpsi; % Utiliser dans "fctnCX.m"
D_ = Dpsi; % Utiliser dans "fctnDU.m"

```

```

X_ = X;

% Calcule les conditions initiales
U_0 = [0 0 0 0 0]; % Commande initiale
%U_0 = [1 0 0 0 0]; % Commande initiale
I_0 = -Ai^-1*Bi*U_0; % Courant initial
Psi_0 = -Apsi^-1*Bpsi*U_0; % Flux initial

u_t = 1;
u_t_0 = 0;
% Moment de l'événement
t = 0.1; % Démarrage sans charge
t_cm = 10; % mise en charge
%-----
% Fin de fichier : cmd_tension.m
%-----
%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : base.m
% Description : Calcul les grandeurs de référence.
%(Voir section 3.6.1 Valeur de base et paramètres de la machine asynchrone)
%-----
global Vsref Isref Zsref Vfref Ifref Zfref

% Valeur nominale du stator
Vn = 120; % Tension nominal
In = 4.214; % Courant nominal

% Valeur de référence du stator
Vsref = sqrt(2)*Vn;
Isref = sqrt(2)*In;
Ssref = 3*Vn*In;
Zsref = Vsref/Isref;

% Valeur de référence du rotor
Vrref = Vsref;
Irref = Isref;
Srref = 3/2*Vrref*Irref;
Zrref = Vrref/Irref;
%-----
% Fin de fichier : Base.m
%-----

```

A.3 Calcul du modèle de saturation

```

%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : saturation.m
%
% Appelant : Appeler par "cmd_t.mdl"
%           (Voir figure A-5 "MATLAB Function : saturation fctn")
%
% Description : Calcul la saturation en fonction du flux mutuel.
%-----
function [ kpsi ] = saturation( in )

psi = in; % Flux mutuel (paramètre entrant)s

% Besoin des coefficient du polynome de saturation
global polynome % Déclarer dans "cmd_tension.m"
%
% Calcule le facteur de saturation
%
k = 0.0;
k = polyval(polynome,psi); % (équation 3-124)
k = min(k,1.01);
k = max(k,0.3);

% Retourner le facteur de saturation
kpsi = double(k);
%-----
% Fin de fichier : saturation.m
%-----

```

A.4 Calcul des matrices d'état incluant la saturation

```

%-----
% Auteur : Christian Jollette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : CalMatEtat.m
%
% Appellant : Appeler par "cmd_t.mdl"
% (Voir figure A-4 "MATLAB Function : Calcul les matrices d'état")
%
% Description : Calcul les matrices d'état en fonction de la saturation.
% (voir figure 3-12)
%-----
function CalMatEtat( in )
global wn X R n M Xsr e H D
global id iq ih iD iQ
global psid psiq psih psiD psiQ

%-----
% Le facteur de saturation "k" viens des paramètres entrants "in".
% Voir figure A-4 "MATLAB Function : Calcul les matrices d'état"
%-----
k = in(7);

% Initialisation des paramètres du moteur asynchrone
ra = 0.0215; % résistance stratorique
rh = 1e-3; % résistance homopolaire
rD1 = 0.0129; % résistance de l'armotisseur 1
rD2 = 0.96706; % résistance de l'armotisseur 2
xa = 0.0404; % réactance de fuite stratorique
xh = 1e-3; % réactance homopolaire
xmd = 0.8906*k; % réactance mutuelle (équation 3-120)
xD1 = 0.0400; % réactance de fuite de l'armotisseur 1
xD2 = 0.14093; % réactance de fuite de l'armotisseur 2
H = 1.0664; % coefficient d'inertie
D = 1.33076; % Coefficient de frottement

f = 60; % fréquence
wn = 2*pi*f; % pulsation électrique
n = 1; % nombre d'armotisseur

wm = in(6); % vitesse du rotor ou mécanique (en pu)

% glissement
g = 1 - wm;

% référence fixe au stator
wa = 1; % Pulsation du champ tournant ou vitesse de synchronisation (en pu)
wg = wa - wm; % Pulsation du glissement (en pu)

% Résistances et Réactance des amortisseurs
rDx = [rD1 rD2];
xDx = [xD1 xD2];
% Inductance stratorique
xd = xmd + xa;
% Matrice des résistance du stator
Rs = diag([ra rh]);
% Matrice des résistance du rotor
Rr = diag([rDx(1:n) rDx(1:n)]);
% Matrice des résistances du stator et rotor
R = blkdiag(e*Rs,Rr);
% Matrice des réactances du stator
Xs = diag([xd xd xh]);

```

```

% Matrice d'inductance mutuelle entre le stator et le rotor
Xsr = xmd*[ones(1,n) zeros(1,n);zeros(1,n) ones(1,n);zeros(1,2*n)];

% Matrice des réactances du rotor
Xd = zeros(n,n);
for i=1:n
    for j=1:n
        if(i==j)
            Xd(i,j)=xmd+xDx(i);
        else
            Xd(i,j)=xmd;
        end
    end
end
Xr = [Xd zeros(n,n);zeros(n,n) Xd];

% Matrice complète des réactances
X = [e*Xs Xsr;e*Xsr' Xr];

% Matrice M
M = wa*[0 -1 0;1 0 0;0 0 0];
omega = wg*[zeros(n,n) -eye(n,n);eye(n,n) zeros(n,n)];
W_ = [M zeros(3,2*n);zeros(2*n,3) omega];

% matrices d'états pour les équations électriques
ai = -wn*X^-1*(R+W_*X);
apsi = X*ai*X^-1;

bi = wn*X^-1;
bpsi = X*bi;

ci = eye(2*n+3,2*n+3);
cpsi = ci*X^-1;

di = zeros(3+2*n,3+2*n);
dpsi = di;
%-----
% Calcule de la matrice Gi
%-----
% Courant viens des paramètres entrants "in". (Voir figure A-4)
I_0 = in(1:3+2*n);
Psi_0 = X*in(1:3+2*n);
Gi = [0 -e*xD 0 zeros(1,n) -e*xmd*ones(1,n); e*xD 0 0 e*xmd*ones(1,n) zeros(1,n); zeros(2*n+1,2*n+3)];
iGi = I_0*Gi;
Gpsi = (X^-1)*Gi*X^-1;
psiGpsi = Psi_0'*Gpsi;

Ai = [ai zeros(2*n+3,1);(iGi)/(2*H) -D/(2*H)];
Apsi = [apsi zeros(2*n+3,1);(psiGpsi)/(2*H) -D/(2*H)];
Bi = [bi zeros(2*n+3,1);zeros(1,2*n+3) -e/(2*H)];
Bpsi = [bpsi zeros(2*n+3,1);zeros(1,2*n+3) -e/(2*H)];
Ci = [ci zeros(2*n+3,1); zeros(1,2*n+3) 1];
Cpsi = [cpsi zeros(2*n+3,1); zeros(1,2*n+3) 1];
Di = 0*Ci;
Dpsi = 0*Cpsi;

global A_ B_ C_ D_ X_
A_ = Apsi; %Utiliser dans "fctnAX.m"
B_ = Bpsi; %Utiliser dans "fctnBU.m"
C_ = Cpsi; %Utilisier dans "fctnCX.m"
D_ = Dpsi; %Utiliser dans "fctnDU.m"
X_ = X;
%-----
% Fin de fichier : CalMatEtat.m
%-----

```

A.5 Autres fonctions

```

%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : fctnAX.m
%
% Appelant : Appeler par "cmd_t.mdl"
%   (Voir figure A-4 "MATLAB Function : A*X")
%
% Description : Calcule le produit de A*X.
%-----
function [ out ] = fctnAX( in )
global A_
out=A_*in;
%-----
% Fin de fichier : fctnAX.m
%-----

%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : fctnBU.m
%
% Appelant : Appeler par "cmd_t.mdl"
%   (Voir figure A-4 "MATLAB Function : B*U")
%
% Description : Calcule le produit de B*U.
%-----
function [ out ] = fctnBU( in )
global B_
out=B_*in;
%-----
% Fin de fichier : fctnBU.m
%-----

%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : fctnCX.m
%
% Appelant : Appeler par "cmd_t.mdl"
%   (Voir figure A-4 "MATLAB Function : C*X")
%
% Description : Calcule le produit de C*X.
%-----
function [ out ] = fctnCX( in )
global C_
out=C_*in;
%-----
% Fin de fichier : fctnCX.m
%-----

%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : fctnDU.m
%
% Appelant : Appeler par "cmd_t.mdl"
%   (Voir figure A-4 "MATLAB Function : D*U")
%
% Description : Calcule le produit de D*U.
%-----

```

```
function [ out ] = fctnDU( in )  
global D_  
out=D_*in;  
%-----  
% Fin de fichier : fctnDU.m  
%-----
```

Annexe B

Schéma fonctionnel « simulink » et code source

B.1 Schéma fonctionnel « Simulink »

Fichier : etat_g.mdl

Description : Schéma général « Simulink » pour la simulation des modèles d'état sans charge électrique (voir le fichier « ProcSim.m »). Le schéma est utilisé pour simuler le modèle en tension. Il est utilisé pour simuler le modèle hybride sans charge.

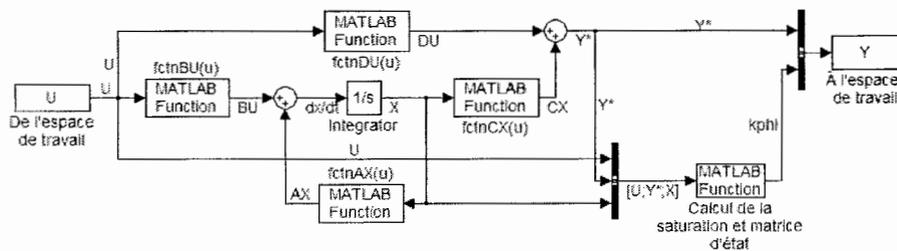


Figure B-0-1 : Schéma « Simulink » pour la simulation de modèle d'état sans charge électrique.

Fichier : etat_rlc.mdl

Description : Schéma Simulink pour la simulation des modèles d'état avec charge électrique (voir le fichier « ProcSim.m »). Le schéma est utilisé pour simuler le modèle hybride avec une charge R en parallèle avec une charge RL. Il est utilisé pour simuler la GAEE.

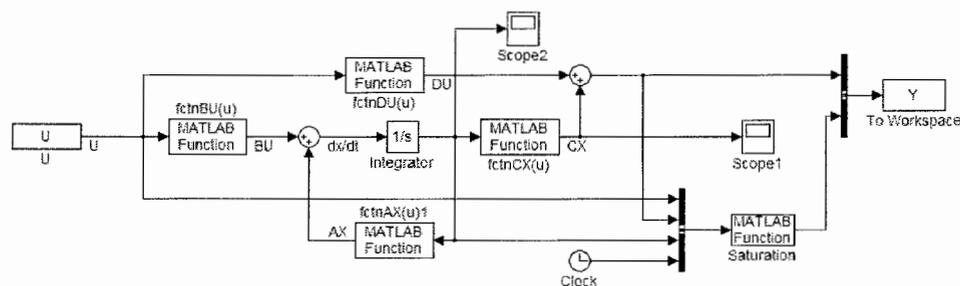


Figure B-0-2 : Schéma « Simulink » pour la simulation de modèle d'état avec charge électrique.

B.2 Programme d'identification

```

%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : identifie.m
% Description : ( voir section 5.3 Processus d'identification )
%-----

% sw = 1 : affiche les "warnings"
% sw = 0 : n'affiche pas les "warnings"
try;[sw]= evalin('base','showwarning');catch;sw=0;end;

% Les valeur réel sont affiché sous la forme exponentiel
format long e;

%-----
% Lecture des variables utile dans le "Workspace" de base.
%-----
% type de modèle utilisé
try;[Machine]= evalin('base','Machine');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;Machine = 1;end
% nombre de circuit rotorique (MAS)
try;[n]= evalin('base','n');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;n = 1;end

% Vecteur de paramètres
l_param = [2.019523129102878e-002 1.607433040890623e-002 4.346621027637717e-001 2.019523129102878e-002
6.627366866511570e-001 1.088789769070544e-001 5.610198275103852e-001 7.800000000000000e-006 1.088704380098937e-
001 3.900000000000000e-006 7.949130650612220e-001 -3.469677586881926e-001 9.271127176121552e-002 0
7.500000000000000e+000 1.000000000000000e-003 60 pi/2 0.759];
try;[param]= evalin('base','dlg_param');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;param = l_param;end
% nombre de circuit rotorique (MS)
try;[nd]= evalin('base','nd');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;nd = n;end
try;[nq]= evalin('base','nq');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;nq = n;end

% Limite haute et limite basse
try;[ub]=evalin('base','ub');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;ub=param*1.1;end
try;[lb]=evalin('base','lb');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;lb=param*0.9;end
% Mesures Expérimentales
try;[Umes]=evalin('base','Umes');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;Umes=Utmp;end
try;[Ymes]=evalin('base','Ymes');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;Ymes=Ytmp;end
% Tableau de signaux servant à identifier
try;[aident]=evalin('base','aident');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;aident=ones(1,10);end
% Tableau de poids à l'identification
try;[poid]=evalin('base','poid');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;poid=zeros(1,10);end
% Tableau des paramètre à d'identifier
try;[nparam]=evalin('base','nparam');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;end
% Nom des signaux servant à l'identification
try;[astrIden]=evalin('base','astrIden');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;end
% Poids servant à l'identification
try;[apoid]=evalin('base','apoid');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;end

% Courbe à vide
try;[ai_f]= evalin('base','ai_f');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;ai_f=[];end
try;[av_t]= evalin('base','av_t');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;av_t=[];end

% déclaration comme variable global des valeurs de base
global Ssref Vsref Isref Vfref Ifref
%
try;[Ssref]= evalin('base','Ssref');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;end
try;[Vsref]= evalin('base','Vsref');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;end
try;[Isref]= evalin('base','Isref');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;end
% L'ordre de la courbe de saturation
try;[npoly]= evalin('base','npoly');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;npoly=4;end

```

```

try;[corrif] = evalin('base','corrif');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;corrif=0.0;end

% Déclaration de variable global
global g_Machine
global g_param g_n g_nd g_nq g_index g_poid g_Umes g_astrIden g_vif g_vva g_npoly
global g_corrif g_verr g_vparam

% Permet de conserver l'évolution de l'erreur et des paramètres dans
% l'identification
g_verr = [];
g_vparam = [];

%-----
% Les mesures expérimentales sont contenue dans "Sident".
%-----
try;
    Sident.time = Umes.time;
    Sident.name = [Umes.name;Ymes.name];
    Sident.signals.dimensions = Umes.signals.dimensions + Ymes.signals.dimensions;
    Sident.signals.values = [Umes.signals.values Ymes.signals.values];
    Sident.base = Umes.base;
catch;
    if(sw==1)
        disp(lasterr)
    end
end;

% Affectation des variables global
g_Machine = Machine;      % Modèle de la machine (voir ProcSim.m)
g_param = param;
g_n = n;
g_nd = nd;
g_nq = nq;
g_index = nparam;
g_iden = aident;
g_poid = poid;
g_Umes = Sident;          % Contient les mesures expérimentales
g_astrIden = astrIden;

g_vif = ai_f;
g_vva = av_t;
g_npoly = npoly;
g_corrif = corrif;

% Paramètre initiaux à l'identification
x0 = param(nparam);
% Limite haute et limite basse
upperbound = ub(nparam);
lowerbound = lb(nparam);

% Sans contraintes
A = [];
b = [];

Aeq = [];
beq = [];
nonlcon = [];
options = [];

% Option à l'identification
if (length(g_index) > 3)
    options = optimset('LargeScale','on','TolFun',1e-19,'MaxFunEvals',1e10);
else
    options = optimset('LargeScale','off','TolFun',1e-19,'MaxFunEvals',1e10);
end
%-----

```

```

% Lancement de l'identification
%-----
[x,fval] = fmincon('simulproc',x0,A,b,Aeq,beq,lowerbound,upperbound,nonlcon,options);

% Restructure le vecteur de paramètre
ilen = length(x);
for i=1:ilen
    g_param(nparam(i)) = x(i);
end

%Sauve les paramètres dans le "Workspace" de base
assignin('base','dg_param',g_param);
% Sauve la trace des erreurs et des paramètres
assignin('base','g_aparam',g_param);
assignin('base','g_aerr',g_param);

g_param = [];
ilen = length(g_param);

% Sauve La trace dans le fichier "idenevol.mat"
var=[];
var.g_verr = g_verr;
var.g_vparam = g_vparam;
save('idenevol',var);

% Exécute avec les paramètres trouvé
ProcSim;

%-----
% Fin de fichier : identifie.m
%-----

```

B.3 Fonction Objective

```

%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : simulproc.m
% Description : Calcule la fonction objective ensuite.
%-----
function [ out ] = simulproc( x )

% sw = 1 : affiche les "warnings"
% sw = 0 : n'affiche pas les "warnings"
try;[sw]= evalin('base','showwarning');catch;sw=0;end;

global g_Machine
global g_param g_nd g_nq g_index g_poid g_Umes g_astriDen
global Vfref Ifref Vsref lsref g_verr g_vparam g_ncc
global g_ncorrection g_thetacorrection

% Garde la trace de l'évolution des paramètres
g_vparam = [g_vparam ; x];

%-----
% Reconstitue le vecteur de paramètre.
% Les paramètres à identifier est un sous ensemble des paramètres de la
% machine.
%-----

% Si la machine est synchrone
if (g_Machine<7)
    nra = 1;
    nra2 = 3+g_nd;
    nxa = 4+g_nd+g_nq;
    nxa2 = 6+2*g_nd+g_nq;

    g_param(nra2)=g_param(nra);
    g_param(nxa2)=g_param(nxa);

    bcalcpoly = 0;

    % Modifie le nouveau vecteur de paramètres
    for i=1:length(g_index)
        g_param(g_index(i))= x(i);
        if (g_index(i)==nra)
            g_param(nra2)=x(i);
        end
        if (g_index(i)==nxa)
            g_param(nxa2)=x(i);
        end
        if (g_index(i)==(7+2*(g_nd+g_nq)))
            bcalcpoly = 1;
        end
        if (g_index(i)==13+3*(g_nd+g_nq))
            bcalcpoly = 1;
        end
    end

    % PAS de calcul de valeur de base au rotor
    bcalcpoly = 0;
    if (bcalcpoly==1)
        poly = CalcPolynomeMS(g_param);
    end

    % Cas spécial
    if (g_Machine==1)

```

```

    strnamei = char(g_Umes.name(1));
    if (strcmp('ia',strnamei))
        g_Umes.base = [Isref Isref Isref Ifref Isref Isref Isref Isref];
    end
end
else % Sinon la machine est asynchrone

    for i=1:length(g_index)
        g_param(g_index(i)) = x(i);
    end

    Vfref = Vsref;
    Ifref = Isref;

end

% Initialise le résultat de la fonction objective
fval = -1;

try
    %-----
    % Lancement de la simulation numérique
    %-----
    ProcSim;
    %-----
    % fonction coût
    %-----

    %-----
    % Les signaux simulés sont contenue dans "Sresult".
    %-----
    Sresult.time = U.time;
    Sresult.name = [U.name;Y.name];
    Sresult.signals.dimensions = U.signals.dimensions + Y.signals.dimensions;
    Sresult.signals.values = [U.signals.values Y.signals.values];

    klen = length(g_astrIden);
    ilen = g_Umes.signals.dimensions;
    %vbase = [Vsref*sqrt(3) Isref Vfref Ifref];
    vbase = [Vsref Isref Vfref Ifref];

    try;
        vbase = g_Umes.base;
    catch;
        if(sw==1)
            disp(lasterr)
        end
    end;
    nlen = Sresult.signals.dimensions;

    l_err = [];

    % pour chaque signaux utilisé dans l'identification
    for k=1:klen
        % Le nom du signal
        strIden = char(g_astrIden(k));

        % Trouver la mesure expérimentale
        for i=1:ilen
            strnamei = char(g_Umes.name(i));
            if (strcmp(strIden,strnamei))

                % La mesure expérimentale

```

```

Ui(:,1) = g_Umes.signals.values(:,i)/vbase(i,1);

% poid de l'identification
wpoïd = g_poid(k);

% Trouver le signal simulé
for n=1:nlen
    strnamen = char(Sresult.name(n));
    if (strcmp(str1den,strnamen))
        if (strcmp(strnamei,strnamen))

            % Le signal simulé
            Un(:,1) = Sresult.signals.values(:,n);

            minlen = min(length(Ui),length(Un));

            % Erreur partielle
            err = mean(((Ui(1:minlen)-Un(1:minlen)))^2);

            % garde la trace
            l_err = [l_err err];

            % Fonction objective
            fval = fval + wpoïd*err;
        end %if
    end %if
end %for
end %for
end %for

% Conserve la trace de l'erreur
g_verr = [g_verr; l_err];

catch
    % En cas d'erreur, affecte une erreur élevé
    if(sw==1)
        disp(lasterr)
    end
    fval = 1e2;
end

% Dans des cas impossible, affecte une erreur élevé
if (fval==1)
    fval=1e10;
end
if (isnan(fval))
    fval=1e10;
end

% Retourne le résultats de la fonction objective
out = fval;

%-----
% Nous recalculons les valeur de base en fonction des paramètres xmd et Ifb0.
% Recalcule les coefficients de saturation.
%-----
function polynome = CalcPolynomeMS(param)

global g_param g_nd g_nq Vsref Vfref Ifref Ssref g_vif g_vva g_corrif g_npoly Ssref g_polynome

Ifb0 = g_param(13+3*(g_nd+g_nq));
xmd = g_param(7+2*(g_nd+g_nq));

Ifref = xmd*Ifb0;      % (équation 4-18)
Vfref = Ssref/Ifref;  % (équation 4-19)

```

```
% Sauver les nouvelles valeurs dans le "Workspace" de base
assignin('base','Vfref',Vfref);
assignin('base','Ifref',Ifref);

% Appel "CalcPolyMS.m" pour le recalcul des coefficients de saturation
g_polynome = CalcPolyMS( xmd , g_vif/Ifref , g_corrif/Ifref , g_vva/Vsref, g_npoly);
polynome = g_polynome;

%-----
% Fin de fichier : simulproc.m
%-----
```

B.4 Simulation des essais

```

%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : ProcSim.m
% Fichier appelant : Simulproc.m
%          sim_ms.m
% Description : Selon le type de machine...
%   Input:
%   -Construire le vecteur de commande (U).
%   -Calculer les conditions initiales (X0).
%   Sim (sim/analytique/etc):
%   -Simuler la machine triphasée.
%   Output:
%   -Modifier le vecteur de sortie (Y).
%-----

%-----
% Copie des variables du workspace de base
%-----
try:[sw]= evalin('base','showwarning');catch;sw=0;end;
try:[Machine]=evalin('base','Machine');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;Machine=1;end
try:[res]=evalin('base','res');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;res=0.001;end
try:[tstart] = evalin('base','tstart');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;tstart = 0;end
try:[tend] = evalin('base','tend');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;tend = 2.499;end
try:[ncc] = evalin('base','ncc');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;ncc = 1;end
%-----
% Variable globale
%-----
global g_ncc
g_ncc = 1;

% Selon le type de machine triphasé
switch Machine

case 1    % Machine Synchrones : Commande en tension

    Input_cct;

    opt_old = simget('etat_g');
    opt_new = simset(opt_old,'FixedStep',res,'SrcWorkspace','base','DstWorkspace','base');

    timespan = [tstart (tend+res/2)];
    sim('etat_g',timespan,opt_new);

    Output_cct;

case 2    % Machine Synchrones : Modèle hybride (Simplifié)

    Input_hyb;

    opt_old = simget('etat_g');
    opt_new = simset(opt_old,'FixedStep',res,'SrcWorkspace','base','DstWorkspace','base');

    timespan = [tstart (tend+res/2)];
    sim('etat_g',timespan,opt_new);

    Output_hyb;

case 3    % Machine Synchrones : Modèle hybride (Complet)

```

```

Input_hybc;

opt_old = simget('etat_g');
opt_new = simset(opt_old,FixedStep,res,'SrcWorkspace','base','DstWorkspace','base');

timespan = [tstart (tend+res/2)];
sim('etat_G',timespan,opt_new);

Output_hybc;

case 4 % Machine Synchronne : Modèle hybride (Complet)

Input_hybc_rlc;

opt_old = simget('etat_rlc');
opt_new = simset(opt_old,FixedStep,res,'SrcWorkspace','base','DstWorkspace','base');

timespan = [tstart (tend+res/2)];
sim('etat_rlc',timespan,opt_new);

Output_hybc_rlc;

case 5 % Machine Synchronne : Modèle hybride analytique (simplifié)

Input_hyb;

analytique;

Output_hyb;

case 6 % Machine Synchronne : Modèle hybride analytique (Complet)

Input_hyb;

analytiqueHC;

Output_hybHC;

case 7 % Machine Asynchrone : Commande en tension

Input_cct_mas;

opt_old = simget('etat_g');
opt_new = simset(opt_old,FixedStep,res,'SrcWorkspace','base','DstWorkspace','base');

timespan = [tstart (tend+res/2)];
sim('etat_g',timespan,opt_new);

Output_cct_mas;

case 8 % Machine Asynchrone : Amorcage avec un banc de condensateur

Input_cct_mas_c;

opt_old = simget('etat_g');
opt_new = simset(opt_old,FixedStep,res,'SrcWorkspace','base','DstWorkspace','base');

timespan = [tstart (tend+res/2)];
sim('etat_g',timespan,opt_new);
%sim('etat_rlc',timespan,opt_new);

Output_cct_mas_c;

case 9 % Machine Asynchrone : Amorcage avec un banc de condensateur et charge RL

Input_cct_mas_crl;

```

```

opt_old = simget('etat_g');
opt_new = simset(opt_old,'FixedStep',res,'SrcWorkspace','base','DstWorkspace','base');

timespan = [tstart (tend+res/2)];
%sim('etat_g',timespan,opt_new);
sim('etat_rlc',timespan,opt_new);

Output_cct_mas_cri;

otherwise

end

%-----
% Fin de fichier : ProcSim.m
%-----

```

B.5 Modèle d'état hybride complet avec charge R et charge RL.

```

%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : Input_hybc_rlc.m
% Description : -Construit le vecteur de commande U du modèle d'état hybride
%               complet avec deux charges (R et RL).
%               -Construit X0 le vecteur de conditions initiales.
%-----
global U X0 Saturation Matrice Y

global g_e g_nd g_nq g_param g_polynome delta_carre g_f g_mec g_ncc g_res X0 V0

% (pointeur sur une fonction)
% (voir figure B-1 et B-2 : MATLAB Function "Calcul de la saturation")
Saturation = @Saturation_hyb_rlc;
Matrice = @Matrice_hybc_rlc;

% sw = 1 : affiche les "warnings"
% sw = 0 : n'affiche pas les "warnings"
try;[sw]= evalin('base','showwarning');catch;sw=0;end;

% nombre de circuit rotorique
g_nd = 1;
g_nq = 1;

%-----
% Lecture des variables utile dans le "Workspace" de base.
%-----
% Vecteur de paramètres
l_param = [ 2.019523129102878e-002 1.607433040890623e-002 4.346621027637717e-001 2.019523129102878e-002
6.627366866511570e-001 1.088789769070544e-001 5.610198275103852e-001 7.800000000000000e-006 1.088704380098937e-
001 3.900000000000000e-006 7.949130650612220e-001 0.1 9.271127176121552e-002 0
7.500000000000000e+000 1.000000000000000e-003 6.001866501771449e+001 pi/4 0.759];
if (isempty(g_param))
try;[g_param]=evalin('base','dlg_param');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;g_param=l_param;end;
end

xmd = g_param(7+2*(g_nd+g_nq));
nkf = g_nd;
xmq = g_param(8+2*(g_nd+g_nq)+nkf);
delta_carre = xmd/xmq;

```

```

% Valeur de base
try:[Vsref]=evalin('base','Vsref');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;Vsref=1;end;
try:[Isref]=evalin('base','Isref');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;Isref=1;end;
try:[Vfref]=evalin('base','Vfref');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;Vfref=1;end;
try:[Ifref]=evalin('base','Ifref');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;Ifref=1;end;
% Conditions initiales
try:[u_d_0]=evalin('base','u_d_0')/Vsref;catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;u_d_0=0;end;
try:[u_q_0]=evalin('base','u_q_0')/Vsref;catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;u_q_0=1;end;
try:[i_d_0]=evalin('base','i_d_0')/Isref;catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;i_d_0=0;end;
try:[i_q_0]=evalin('base','i_q_0')/Isref;catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;i_q_0=1;end;
try:[u_f_0]=evalin('base','u_f_0')/Vfref;catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;u_f_0=1e-6;end;
try:[i_f_0]=evalin('base','i_f_0')/Ifref;catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;i_f_0=0;end;
try:[angle_int_0]=evalin('base','angle_int_0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;angle_int_0=pi/8;end;
try:[te0]=evalin('base','te_0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;te0=0;end;
try:[tm0]=evalin('base','tm_0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;tm0=7.959130650612220e-001;end;
try:[tmf]=evalin('base','tm_f');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;tmf=7.959130650612220e-001;end;
% Conditions finales
try:[u_d_f]=evalin('base','u_d_f')/Vsref;catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;u_d_f=0;end;
try:[u_q_f]=evalin('base','u_q_f')/Vsref;catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;u_q_f=1;end;
try:[i_d_f]=evalin('base','i_d_f')/Isref;catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;i_d_f=0;end;
try:[i_q_f]=evalin('base','i_q_f')/Isref;catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;i_q_f=1;end;
try:[u_f_f]=evalin('base','u_f_f')/Vfref;catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;u_f_f=1e-6;end;
try:[i_f_f]=evalin('base','i_f_f')/Ifref;catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;i_f_f=1;end;
% Résolution et nombre de points des mesures expérimentales
try:[g_res]=evalin('base','res');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;g_res=1e-6;end;
try:[g_ncc]=int32(evalin('base','ncc'));catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;g_ncc=700;end;
% Début et fin de la simulation numérique
try:[T_0]=evalin('base','tstart');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;T_0=0;end;
try:[T_f]=evalin('base','tend');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;T_f=2.499;end;
% Vitesse mécanique (en pu)
try:[wm]=evalin('base','wm');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;wm=1;end;
% avec la partie mécanique ou non
try:[g_mec]=evalin('base','mec');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;g_mec=0;end;
% mode moteur ou mode alternateur
try:[g_e]=evalin('base','e');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;g_e=1;end;
% avec la saturation ou non
try:[sat]=evalin('base','sat');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;sat=1;end;
if (sat)
    try:[g_polynome]=evalin('base','polynome');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;g_polynome=1;end;
    try:[kphi]=evalin('base','kphi');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;kphi=1;end;
else
    g_polynome = 1;
    kphi = 1;
end
% CAS spécial
try:[scuf]=evalin('base','scuf');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;scuf=0;end;
% Mesures expérimentales
try:[Umes]=evalin('base','Umes');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;Umes=[];scuf=0;end;

try:[phi0]=evalin('base','phi0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;phi0=0;end;

% affectation
e = g_e;
nd = g_nd;
nq = g_nq;
%of = g_of;
ncc = g_ncc;
res = g_res;
theta = g_param(12+3*(nd+nq));

xf = g_param(5+nd+nq);
xmd = g_param(7+2*(nd+nq));
xkf1 = g_param(8+2*(nd+nq));
xmqq = g_param(8+3*nd+2*nq);

```

```

f = g_param(11+3*(nd+nq));

psi_f_0 = xmd*e*i_d_0+(xmd+xf+xkf1)*i_f_0;
psi_D_0 = xmd*e*i_d_0+(xmd+xkf1)*i_f_0;
psi_Q_0 = xmq*e*i_q_0;

nbpts = int32((T_f-T_0)/res) + 1;

t = (T_0:res:(T_f+res/2));

% Calculer le l'angle de référence
angle_ref = angle_int_0 - theta - pi/2;

vtheta = angle_ref + (2*pi*f)*t;

idt.time = t;
idt.signals.dimensions = 1;
idt.signals.values = [i_d_0*ones(1,ncc) i_d_f*ones(1,nbpts-ncc)];
iqt.time = t;
iqt.signals.dimensions = 1;
iqt.signals.values = [i_q_0*ones(1,ncc) i_q_f*ones(1,nbpts-ncc)];
iht.time = t;
iht.signals.dimensions = 1;
iht.signals.values = [zeros(1,nbpts)];
uft.time = t;
uft.signals.dimensions = 1;
uft.signals.values = [u_f_0*ones(1,ncc) u_f_f*ones(1,nbpts-ncc)];
if (scuf)
    if (Umes.signals.dimensions>2)
        uft.signals.values = Umes.signals.values(:,3)/Vfref;
    end
end

end

tmt.time = t;
tmt.signals.dimensions = 1;
tmt.signals.values = [tm0*ones(1,ncc) tmf*ones(1,nbpts-ncc)];

for i = 1:nbpts
    [iat_(i,1),ibt_(i,1),ict_(i,1)]=ParkInverse(idt.signals.values(i),iqt.signals.values(i),0,vtheta(i));
end

iat.time = t;
iat.signals.dimensions = 1;
iat.signals.values = iat_;
ibt.time = t;
ibt.signals.dimensions = 1;
ibt.signals.values = ibt_;
ict.time = t;
ict.signals.dimensions = 1;
ict.signals.values = ict_;

%-----
% Construction du vecteur de commande
%-----
U.simname = 'Simulation';
U.time = t;
U.signals.dimensions = 1+g_mec*2;
U.signals.values = [uft.signals.values];
strname(1,1) = cellstr('uf');

%-----
% Construction du vecteur de sortie
%-----
Ystrname(1,1) = cellstr('if');
Ystrname(2,1) = cellstr('ud');

```

```

Ystrname(3,1) = cellstr('uq');
Ystrname(4+2*g_mec,1) = cellstr('id');
Ystrname(5+2*g_mec,1) = cellstr('iq');

%-----
% Construction du vecteur des conditions initiales
%-----
U0 = [];
X0 = [];
Y0 = [];

if (g_mec)
    U.signals.values(:,2) = [tmt.signals.values];
    U.signals.values(:,3) = [ones(1,nbpts)'];
    U0 = [u_f_0 tm0 1];
    X0 = [psi_f_0 psi_D_0 psi_Q_0 wm angle_int_0 i_d_0 i_q_0]';
    Y0 = [i_f_0 u_d_0 u_q_0 wm angle_int_0 i_d_0 i_q_0]';
    tmp = [U0; Y0; X0; 1];
    kphi = Saturation(tmp);
    tmp = [U0; Y0; X0; 1; kphi];
    strname(4,1) = cellstr('tm');
    strname(5,1) = cellstr('1');
    psi_f_0 = xmd*kphi*e*i_d_0+(xmd*kphi+xf+xkf1)*i_f_0;
    psi_D_0 = xmd*kphi*e*i_d_0+(xmd*kphi+xkf1)*i_f_0;
    psi_Q_0 = xmq*kphi*e*i_q_0;
    X0 = [psi_f_0 psi_D_0 psi_Q_0 wm angle_int_0 i_d_0 i_q_0]';

    Y.signals.dimensions = 8;
    Y.signals.values = zeros(1,8);
    Ystrname(4,1) = cellstr('wm');
    Ystrname(5,1) = cellstr('di0');
    Ystrname(8,1) = cellstr('kphi');
    Y.name = Ystrname;
else
    U0 = [u_f_0]';
    X0 = [psi_f_0 psi_D_0 psi_Q_0 i_d_0 i_q_0]';
    Y0 = [i_f_0 u_d_0 u_q_0 i_d_0 i_q_0]';
    tmp = [U0; Y0; X0; 0];
    kphi = Saturation(tmp);
    tmp = [U0; Y0; X0; 0; kphi];
    strname(6,1) = cellstr('kphi');
    psi_f_0 = xmd*kphi*e*i_d_0+(xmd*kphi+xf+xkf1)*i_f_0;
    psi_D_0 = xmd*kphi*e*i_d_0+(xmd*kphi+xkf1)*i_f_0;
    psi_Q_0 = xmq*kphi*e*i_q_0;
    X0 = [psi_f_0 psi_D_0 psi_Q_0]';
    tmp = [U0; Y0; X0; kphi];

    Y.signals.dimensions = 5;
    Y.signals.values = zeros(1,1);
    Ystrname(6,1) = cellstr('kphi');
    Y.name = Ystrname;
end

end

U0 = [u_f_0]';
X0 = [psi_f_0 psi_D_0 psi_Q_0 i_d_0 i_q_0]';
Y0 = [i_f_0 u_d_0 u_q_0 i_d_0 i_q_0]';
tmp = [U0; Y0; X0; 0];
kphi = Saturation(tmp);
tmp = [U0; Y0; X0; 0; kphi];

% Déclare global les matrices d'état
global A_s B_s C_s D_s

%-----

```

```

% sauve dans le "workspace" de base les signaux de commande
%-----
assignin('base','idt',idt);
assignin('base','iqf',iqf);
assignin('base','iht',iht);
assignin('base','uft',uft);
if (g_mec)
    assignin('base','tmt',tmt);
end
assignin('base','iat',iat);
assignin('base','ibt',ibt);
assignin('base','ict',ict);

assignin('base','Y',Y);
% U : (voir figure B-2 : U (à la gauche du schéma))
assignin('base','U',U); % structure qui commande le modèle d'état
assignin('base','X0',X0); % Conditions initiales
assignin('base','Y0',Y0); % Conditions finales
assignin('base','U0',U0);

assignin('base','Saturation',Saturation);
assignin('base','Matrice',Matrice);

assignin('base','kphi',kphi);

assignin('base','A_s',A_s);
assignin('base','B_s',B_s);
assignin('base','C_s',C_s);
assignin('base','D_s',D_s);
%-----
% Fin de fichier : Input_hyb_rlc.m
%-----

%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : Saturation_hyb_rlc.m
% Description : -Calcule la saturation.
%-----
function [ kphi ] = Saturation_hyb_rlc( in )

global g_e g_nd g_nq g_param g_polynome delta_carre g_mec Matrice

nu = 1+2*g_mec;
ny = nu + 5 +2 * g_mec;
nx = ny + 5 +2 * g_mec;

e = g_e;
nd = g_nd;
nq = g_nq;

global V0

vU = in(1:nu,1);
vY = in(nu+1:ny,1);
vX = in(ny+1:nx,1);

id = vX(4+2*g_mec); % Courant dans l'axe "d" au stator
iq = vX(5+2*g_mec); % Courant dans l'axe "q" au stator
i_f = vY(1); % Courant de champ

Im = sqrt((e*id+i_f)^2+1/delta_carre*(e*iq)^2); %(équation 4-145)

k = polyval(g_polynome,Im); %(équation 4-150)
k = min(1,max(0,k));

```

```

in = [in' k'];
k = Matrice(in);    % Calcule des matrices d'état

kphi = k;
%-----
% Fin de fichier : Saturation_hyb_rlc.m
%-----

%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : Matrice_hybc_rlc.m
% Description : -Calcule les matrices d'état du modèle hybride complet avec
%               deux charges (R et RL).
%               (Voir la section 4.3.2.3)
%-----
function [ kphi ] = Matrice_hybc_rlc( in )

global g_e g_nd g_nq g_param g_polynome delta_carre g_f g_mec V0 g_ncc g_res

tcc = double(g_ncc)*g_res;
e = g_e;
nd = g_nd;
nq = g_nq;
f = g_param(11+3*(nd+nq));

nu = 1+g_mec*2;
ny = nu + 5+g_mec*2;
nx = ny + 5+g_mec*2;

vU = in(1:nu,1);
vY = in(nu+1:ny,1);
vX = in(ny+1:nx,1);
time = in(nx+1,1);
kp = in(nx+2,1);

vitesse_ref=2*pi*f;
vitesse_0=1;

r_a    =g_param(1);%r_a_m;
r_f    =g_param(2);%r_f_m;%0.00094;
r_Dx   =g_param(3:2+nd);%r_D_;%0.1142;

r_Qx   =g_param(4+nd:3+nd+nq);%r_Q_;%0.00592;

x_sigma_d =g_param(4+nd+nq);%x_a_ident;
x_sigma_f =g_param(5+nd+nq);%x_f_;%0.0155;
x_sigma_Dx =g_param(6+nd+nq:5+2*nd+nq);%x_D_;%2.7320;

x_sigma_q =g_param(6+2*nd+nq);%x_a_ident;
x_sigma_Qx =g_param(7+2*nd+nq:6+2*(nd+nq));%x_Q_;%1.6570;

x_ad    =g_param(7+2*(nd+nq))*kp;%x_md_ident*k;
x_sigma_Dxf =g_param(8+2*(nd+nq):7+3*nd+2*nq);%x_fd_;%x_fd_;%-0.5215;

x_aq    =g_param(8+3*nd+2*nq)*kp;%x_mq_ident*k;
x_sigma_QxQ =g_param(9+3*nd+2*nq:8+3*(nd+nq));

H    =g_param(9+3*(nd+nq));
D    =g_param(10+3*(nd+nq));%1e-12;

x_kf = sum(x_sigma_Dxf);%x_sigma_D1f+x_sigma_D2f+x_sigma_D3f;

x_f=x_ad+x_sigma_f+x_kf;
x_d=x_ad+x_sigma_d;

```

```

for i=1:nd
  for k=1:nd
    if (i==k)
      x_DxDx(i,k)=x_ad+x_sigma_Dx(i)+sum(x_sigma_Dxf(1:nd+1-i));
    else
      x_DxDx(i,k)=x_DxDx(i,i)-x_sigma_Dx(i);
      x_DxDx(k,i)=x_DxDx(i,k);
    end
  end

  x_Dxf(i)=x_DxDx(i)-x_sigma_Dx(i);
  x_fDx(i)=x_Dxf;

  x_Dxd(i)=x_ad;
  x_dDx(i)=x_Dxd(i);
end

x_fd=x_ad;
x_df=x_fd;

x_q=x_aq+x_sigma_q;

for i=1:nq
  for k=1:nq
    if (i==k)
      x_QxQx(i,i)=x_aq+x_sigma_Qx(i);
    else
      x_QxQx(i,k)=x_aq;
      x_QxQx(k,i)=x_aq;
    end
  end
  x_Qxq(i)=x_aq;
  x_qQx(i)=x_aq;
end

%global r10 x10 r1f x1f

global rli xli rlf xlf rpi rpf

% si les variable ne sont pas déclarer
if (isempty(rli))
  rli = 1e5;
end
if (isempty(r1f))
  r1f = 1e5;
end
if (isempty(xli))
  xli = 1e5;
end
if (isempty(x1f))
  x1f = 1e5;
end
if (isempty(rpi))
  rpi = 1e5;
end
if (isempty(rpf))
  rpf = 1e5;
end

if (tcc>time)
  rl_ = rli;
  xl_ = xli;
  rp_ = rpi;
else

```

```

    rl_ = rlf;
    xl_ = xlf;
    rp_ = rpf;
    [rl_ xl_ rp_];
end

% Charge RL
Rl = rl_ * eye(2);
Xl = eye(2)*xl_;
Xl_i = (Xl)^-1;
Al = -vitesse_ref*Xl_i*(Rl+vitesse_0*[0 -1;1 0]*Xl);
Bl = vitesse_ref*Xl_i;

Rp1 = -diag([0 1/rp_ 1/rp_]);%rp_*eye(3);
%Rp_1 = Rp^-1;

R=[r_a r_a r_f r_Dx(1:nd) r_Qx(1:nq)];
%mat_int=[0 -1 0;1 0 0;0 0 0];
mat_int=[0 -1 ;1 0];
W_ = [mat_int,zeros(2,1+nd+nq);zeros(1+nd+nq,2),zeros(1+nd+nq,1+nd+nq)];
W=vitesse_0*W_;

R_r=diag(R(1,3:nd+nq+3),0);

R_s=diag(R(1,1:2),0);
R_m=blkdiag(-R_s,R_r);

X_s=diag([x_d,x_q],0);

X_ud_3=[x_df,x_dDx(1,1:nd)];
X_ud=X_ud_3(1,1:1+nd);

X_uq_3=[x_qQx(1,1:nq)];
X_uq = X_uq_3(1,1:nq);

X_sr=blkdiag(X_ud,X_uq);
X_sr0=[X_sr;zeros(1,1+nd+nq)];

X_rd_3=[x_f,x_fDx(1,1:nd);x_fDx(1,1:nd)',x_DxDx];
X_rd=X_rd_3(1:1+nd,1:1+nd);

X_rq_3=x_QxQx;%[x_Q1,x_Q1Q2,x_Q1Q3;x_Q2Q1,x_Q2,x_Q2Q3;x_Q3Q1,x_Q3Q2,x_Q3];

X_rq=X_rq_3(1:nq,1:nq);
X_r=blkdiag(X_rd,X_rq);
%X_m=[-X_s,X_sr0;-X_sr0',X_r];
X_m=[-X_s,X_sr;-X_sr',X_r];

i_d = vX(4+2*g_mec);%vU(2);
i_q = vX(5+2*g_mec);%vU(3);

%global i_d i_q
% Matrice A

A_psi_1 = -vitesse_ref*R*(X_r^-1);
A_psi_2 = [A_psi_1,zeros(3,2)];

vecteur_courants=-[i_q -i_d];
C_psi=X_sr*(X_r^-1);
Z=[1/(2*H)*vecteur_courants*C_psi;zeros(1,3)];

R = 1/(2*H)*[-D,0,2*H*vitesse_ref,0];
A_mec=[Z,R];
A_psi=[A_psi_2;A_mec];

```

```

% Matrice B
Bx1 = [vitesse_ref;zeros(2,1)];
Bx23_1=vitesse_ref*R_r*X_r^-1*X_sr';

B_psi_1=[Bx1,Bx23_1];

B_psi_2=[B_psi_1,zeros(3,2)];

%vecteur courants=[i_q_0 -i_d_0];
D_psi=X_sr*X_r^-1*X_sr'-X_s(1:2,1:2);
T=[1/(2*H)*vecteur_courants*[zeros(2,1) D_psi];zeros(1,3)];
X=1/(2*H)*[1,0,0,-2*H*vitesse_ref];
B_mec=[T,X];

B_psi=[B_psi_2;B_mec];

% Matrice C simplifié

%A_psi_1
C_courants=X_r^-1;
C_ligne1=[C_courants(1,:),zeros(1,2)];

C_int=X_sr*X_r^-1;
C_int1=[C_int,zeros(2,2)];

C_psi_s=[C_ligne1;C_int1;zeros(2,3);eye(2,2)];

% Matrice D simplifié

D_courants=X_r^-1*X_sr0';
D_ligne1=[0 D_courants(1,1:2) zeros(1,2)];

D_int=X_sr*X_r^-1*X_sr'-X_s(1:2,1:2);
D_int1=[zeros(2,1),D_int,zeros(2,2)];
D_psi_s=[D_ligne1;D_int1;zeros(2,5)];

% matrice complet

C_p = X_sr*X_r^-1;
D_p = X_sr*X_r^-1*X_sr'-X_s(1:2,1:2);

A_j = -vitesse_ref*R_r*X_r^-1;
B_j = B_psi_1; %vitesse_ref*[[1;zeros(2,1)] R_r*X_r^-1*X_sr'];

C_f = X_r^-1;
D_f1 = X_r^-1*X_sr';
D_f = [zeros(3,1) X_r^-1*X_sr'];

C_m = [zeros(2,1+nd+nq) eye(2,2)];
D_m = [zeros(2,3) zeros(2,2)];

C_v = (C_p/vitesse_ref)*A_j+vitesse_0*mat_int(1:2,1:2)*C_p;
D_v = [zeros(2,1) -R_s(1:2,1:2)]+(C_p/vitesse_ref)*B_j+vitesse_0*mat_int(1:2,1:2)*[zeros(2,1) D_p];

C_psi_c = [C_f(1,:),zeros(1,2);C_v,zeros(2,2);C_m];
D_psi_c = [D_f(1,:),zeros(1,2);D_v,zeros(2,2);D_m];

global A_s B_s C_s D_s

Ap = A_psi(1:3,1:3);
Bp = B_psi(1:3,1:3);
Cp = C_psi_c(1:3,1:3);
Dp = D_psi_c(1:3,1:3);

```

```

Z = inv(eye(2)-(1/rp_)*Dp(2:3,2:3))*(1/rp_);    % équation 4-107
H = Bp(:,2:3)*Z;                               % équation 4-108
N = Bl(1:2,1:2)*Dp(2:3,2:3)*Z;                % équation 4-116
K = Dp(:,2:3)*Z;                               % équation 4-121

% équation 4-117
AHrl = [(Ap+H*Cp(2:3,:)) (Bp(:,2:3)+H*Dp(2:3,2:3));(Bl(1:2,1:2)*Cp(2:3,:)+N*Cp(2:3,:))
(AI(1:2,1:2)+Bl(1:2,1:2)*Dp(2:3,2:3)+N*Dp(2:3,2:3))];
% équation 4-118
BHrl = [(Bp(:,1)+H*Dp(2:3,1));(Bl(1:2,1:2)*Dp(2:3,1)+N*Dp(2:3,1))];
% équation 4-126
CHrl = [(Cp+K*Cp(2:3,:)) (Dp(:,2:3)+K*Dp(2:3,2:3)); (Z*Cp(2:3,:)) (eye(2)+Z*Dp(2:3,2:3))];
% équation 4-127
DHrl = [(Dp(:,1)+K*Dp(2:3,1));(Z*Dp(2:3,1))];

%-----%
A_s = AHrl;
B_s = BHrl;
C_s = CHrl;
D_s = DHrl;

%-----%
kphi = kp;
%-----%
% Fin de fichier : Matrice_hybc_rlc.m
%-----%

%-----%
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : Output_hybc_rlc.m
% Description : -Applique la transformée inverse de Park aux signaux de
%              sorties.
%-----%

global U X0 Saturation Matrice Y_g_e_g_nd_g_nq_g_param

%-----%
% Lecture des variables utile dans le "Workspace" de base.
%-----%

% sw = 1 : affiche les "warnings"
% sw = 0 : n'affiche pas les "warnings"
try:[sw]= evalin('base','showwarning');catch;sw=0;end;
% Résolution et nombre de points des mesures expérimentales
try:[res]=evalin('base','res');catch;if(sw==1),disp(lasterr);end;res=0.001;end;
try:[ncc]=int32(evalin('base','ncc'));catch;if(sw==1),disp(lasterr);end;ncc=700;end;
% Début et fin de la simulation numérique
try:[T_0]=evalin('base','tstart');catch;if(sw==1),disp(lasterr);end;T_0=0;end;
try:[T_f]=evalin('base','tend');catch;if(sw==1),disp(lasterr);end;T_f=2.499;end;
% avec la partie mécanique ou non
try:[g_mec]=evalin('base','mec');catch;if(sw==1),disp(lasterr);end;g_mec=0;end;
% Sorties de la simulation numérique
try:[Y]=evalin('base','Y');catch;if(sw==1),disp(lasterr);end;return;end;
% Commande de la simulation numérique
try:[U]=evalin('base','U');catch;if(sw==1),disp(lasterr);end;return;end;

try:[iat]=evalin('base','iat');catch;if(sw==1),disp(lasterr);end;return;end;
try:[ibt]=evalin('base','ibt');catch;if(sw==1),disp(lasterr);end;return;end;
try:[ict]=evalin('base','ict');catch;if(sw==1),disp(lasterr);end;return;end;

try:[phi0]=evalin('base','phi0');catch;if(sw==1),disp(lasterr);end;phi0=0;end;

% Mesure expérimentale
try:[Umes]=evalin('base','Umes');catch;if(sw==1),disp(lasterr);end;Umes=[];end;

```

```

% Valeur de base au rotor
try:[lfref]=evalin('base','lfref');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;lfref=1;end;
try:[Vsref]=evalin('base','Vsref');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;Vsref=1;end;

nbpts = int32((T_0-T_f)/res)+1;

ra = g_param(1);
xa = g_param(4+g_nd+g_nq);
xmd = g_param(7+2*(g_nd+g_nq));
nkf = g_nd;
xmq = g_param(8+2*(g_nd+g_nq)+nkf);

t = Y.time;

ift.time = t;
ift.signals.dimensions = 1;
ift.signals.values = Y.signals.values(:,1);

udt.time = t;
udt.signals.dimensions = 1;
udt.signals.values = Y.signals.values(:,2);

%      Vq = wm psid
uqt.time = t;
uqt.dsignals.dimensions = 1;

uqt.signals.values = Y.signals.values(:,3);

uht.time = t;
uht.signals.dimensions = 1;
uht.signals.values = [zeros(length(t),1)];

if (g_mec)
    wmt.time = t;
    wmt.signals.dimensions = 1;
    wmt.signals.values = Y.signals.values(:,4);

    dit.time = t;
    dit.signals.dimensions = 1;
    dit.signals.values = Y.signals.values(:,5);
end

idt.signals.values = Y.signals.values(:,4+2*g_mec);
iqt.signals.values = Y.signals.values(:,5+2*g_mec);

kphit = Y.signals.values(:,6+g_mec*2);

%-----
% Angle de référence
%-----
angle_ref = angle_int_0 - (theta+phi0*pi/180) - pi/2;

vtheta = angle_ref + (2*pi*f)*t;

for i = 1:length(t)

    [uat_(i,1),ubt_(i,1),uct_(i,1)]=ParkInverse(udt.signals.values(i),uqt.signals.values(i),uht.signals.values(i),vtheta(i));
    [iat_(i,1),ibt_(i,1),ict_(i,1)]=ParkInverse(idt.signals.values(i),iqt.signals.values(i),uht.signals.values(i),vtheta(i));

end

uat.time = t;
uat.signals.dimensions = 1;
uat.signals.values = uat_;

```

```

ubt.time = t;
ubt.signals.dimensions = 1;
ubt.signals.values = ubt_;
uct.time = t;
uct.signals.dimensions = 1;
uct.signals.values = uct_;

assignin('base','udt',udt);
assignin('base','uqt',uqt);
assignin('base','uht',uht);
assignin('base','ift',ift);

if (g_mec)
    assignin('base','wmt',wmt);
    assignin('base','dit',dit);
end

assignin('base','uat',uat);
assignin('base','ubt',ubt);
assignin('base','uct',uct);

Ytmp = Y;

Y.simname = 'Simulation';
strname(1,1) = cellstr('if');
strname(2,1) = cellstr('ud');
strname(3,1) = cellstr('uq');
strname(4,1) = cellstr('ua');
strname(5,1) = cellstr('ub');
strname(6,1) = cellstr('uc');
strname(7,1) = cellstr('err(if)');
strname(8,1) = cellstr('err(ua)');
strname(9,1) = cellstr('id');
strname(10,1) = cellstr('iq');
strname(11,1) = cellstr('ia');
strname(12,1) = cellstr('ib');
strname(13,1) = cellstr('ic');

%-----
% Modification de la structure de commande Y
%-----

Y.signals.values(:,1:13) = [Ytmp.signals.values(:,1) Ytmp.signals.values(:,2) Ytmp.signals.values(:,3) uat_ ubt_ uct_
(Ytmp.signals.values(:,1)-(Umes.signals.values(:,4)/Ifref)) (uat_ - (Umes.signals.values(:,1)/Vsref)) idt.signals.values iqt.signals.values
iat_ ibt_ ict_];

if (g_mec)
    strname(14,1) = cellstr('wm');
    strname(15,1) = cellstr('d0');
    strname(16,1) = cellstr('kphi');
    Y.signals.values(:,14:16) = [Ytmp.signals.values(:,6:8)];
    Y.signals.dimensions = 16;
else
    strname(14,1) = cellstr('kphi');
    Y.signals.values(:,14) = [Ytmp.signals.values(:,6)];
    Y.signals.dimensions = 14;
end

Y.name = strname;
% Sauver le vecteur de sorties
assignin('base','Y',Y);

%-----
% Modification de la structure de commande U
%-----

```

```
Utmp = U;

strname = {};
strname(1,1) = cellstr('uf');

U.signals.values(:,1) = [Utmp.signals.values(:,1:1)];
if (g_mec)
    strname(2,1) = cellstr('tm');
    U.signals.values(:,2) = [Utmp.signals.values(:,2)];
    U.signals.dimensions = 2;
else
    U.signals.dimensions = 1;
end

U.name = strname;
% Sauver le vecteur de commande
assignin('base','U',U);
%-----
% Fin de fichier : Output_hybc_rlc.m
%-----
```

B.6 Modèle d'état de la GAEE avec charge RL « shunt »

```

%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : Input_cct_mas_crl.m
% Description : -Construit le vecteur de commande U du modèle d'état
%               de la GAEE avec charge RL "shunt".
%               -Construit X0 le vecteur de condition initiale.
%-----
%function [ U , X0 , Vabc , Vdqh , Iabc , Idqh ] = Input_cct( )
global U X0 Saturation Matrice Y

global g_e g_nd g_nq g_n g_param g_polynome delta_carre g_f g_mec g_ncc g_res V0 g_F

Saturation = @Saturation_cct_mas_crl;
Matrice = @Matrice_cct_mas_crl;

try:[sw]= evalin('base','showwarning');catch;sw=0;end;

try:[g_n]=evalin('base','n');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;g_n=1;end;

g_nd = g_n;
g_nq = g_n;
g_F = 0.95;

l_param = ones(1,25);

if (isempty(g_param))
    try:[g_param]=evalin('base','dlg_param');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;g_param=l_param;end
end

try:[Vsref]=evalin('base','Vsref');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;Vsref=1;end;
try:[Isref]=evalin('base','Isref');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;Isref=1;end;

try:[u_d_0]=evalin('base','u_d_0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;u_d_0=0;end;
try:[u_q_0]=evalin('base','u_q_0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;u_q_0=1;end;

try:[i_d_0]=evalin('base','i_d_0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;i_d_0=0;end;
try:[i_q_0]=evalin('base','i_q_0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;i_q_0=1;end;

try:[u_d_f]=evalin('base','u_d_f');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;u_d_f=0;end;
try:[u_q_f]=evalin('base','u_q_f');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;u_q_f=1;end;

try:[res]=evalin('base','res');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;res=1e-6;end;
try:[g_ncc]=int32(evalin('base','ncc'));catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;g_ncc=700;end;

try:[T_0]=evalin('base','tstart');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;T_0=0;end;
try:[T_f]=evalin('base','tend');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;T_f=2.499;end;

try:[te0]=evalin('base','te_0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;te0=0;end;
try:[tm0]=evalin('base','tm0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;tm0=7.959130650612220e-001;end;
try:[tmf]=evalin('base','tmf');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;tmf=7.959130650612220e-001;end;

try:[wm0]=evalin('base','wm0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;wm0=1;end;

try:[g_mec]=evalin('base','mec');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;g_mec=0;end;
try:[g_e]=evalin('base','e');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;g_e=-1;end;

try:[sat]=evalin('base','sat');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;sat=1;end;
if (sat)
    try:[g_polynome]=evalin('base','polynome');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;g_polynome=1;end;
else

```

```

    g_polynome = 1;
end

e = g_e;
n = g_n;
f = g_param(8+2*n);
theta = g_param(9+2*n);
thetar = g_param(10+2*n);
ncc = g_ncc;

xe = g_param(11+2*n);
rl = g_param(12+2*n);
xl = g_param(13+2*n);

Zlf = rl + j*xl;
Z_l = abs(Zlf);
pf_l = rl/Z_l;

ut = u_d_0 + j*u_q_0;
Zli = rl + j*xl;
ili = ut/Zli;
ild0 = real(ili);
ilq0 = imag(ili);
ilh0 = 0;

[g_F,xm_] = recherchegas(g_param,n,0,Z_l,pf_l,wm0);

nbpts = int32((T_f-T_0)/res) + 1;

t = (T_0:res:(T_f+res/2));

angle_ref = theta;

vtheta = angle_ref + (2*pi*f)*t;

tmt.time = t;
tmt.signals.dimensions = 1;
tmt.signals.values = [tm0*ones(1,ncc) tmf*ones(1,nbpts-ncc)];

thc.time = t;
thc.signals.dimensions = 1;
thc.signals.values = [ones(1,nbpts)];

U = [];
U.simname = 'Simulation';
U.time = t;

if (g_mec)
    U.signals.dimensions = 2;
else
    U.signals.dimensions = 1;
end

U.signals.values = [ones(nbpts,1)];

if (g_mec)
    U.signals.values(:,1:2) = [tmt.signals.values thc.signals.values];
    U0 = [tm0 0];
    X0 = [i_d_0 i_q_0 0 zeros(1,2*n) u_d_0 u_q_0 0 ild0 ilq0 ilh0 wm0 thetar];
    Y0 = X0;
    tmp = [U0; Y0; X0; 0];
    kphi = Saturation(tmp);
    tmp = [U0; Y0; X0; kphi];
    strname(4+2*n,1) = cellstr('tm');
    strname(5+2*n,1) = cellstr('thc');
else

```

```

strname(1,1) = cellstr("");
U0 = [1];
X0 = [i_d_0 i_q_0 zeros(1,2*n) u_d_0 u_q_0 0 ild0 ilq0 ilh0];
Y0 = X0;
tmp = [U0; Y0; X0; 0];
kphi = Saturation(tmp);
tmp = [U0; Y0; X0; 0; kphi];
end

global V0
V0 = [U0' Y0' X0'];

U.name = strname;

global A_s B_s C_s D_s

kphi = Matrice(tmp);

if (g_mec)
    assignin('base','tmt',tmt);
end

assignin('base','U',U);
assignin('base','X0',X0);
assignin('base','Y0',Y0);

assignin('base','Saturation',Saturation);
assignin('base','Matrice',Matrice);

assignin('base','A_s',A_s);
assignin('base','B_s',B_s);
assignin('base','C_s',C_s);
assignin('base','D_s',D_s);
%-----
% Fin de fichier : Input_cct_mas_crl.m
%-----

%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : Saturation_cct_mas_c.m
% Description : -Calcul la saturation du modèle GAEE avec charge RL
%           "shunt".
%-----
function [ kpsi ] = Saturation_cct_mas_c( in )

global g_e g_n g_param g_polynome g_mec Matrice

n= g_n;

if (g_mec)
    nu = 2*g_mec;
else
    nu=1;
end
ny = nu + 9+2*n+2*g_mec;
nx = ny + 9+2*n+2*g_mec;

vU = in(1:nu,1);
vY = in(nu+1:ny,1);
vX = in(ny+1:nx,1);
t = in(nx+1);

id = vY(1);

```

```

iq = vY(2);
iD1 = vY(4);
iQ1 = vY(4+n);
iD2 = 0;
iQ2 = 0;
iD3 = 0;
iQ3 = 0;

if (n>1)
iD2 = vY(5);
iQ2 = vY(5+n);
end
if (n>2)
iD3 = vY(6);
iQ3 = vY(6+n);
end
Imd = g_e*id + iD1 + iD2 + iD3;
Imq = g_e*iq + iQ1 + iQ2 + iQ3;
Im = sqrt(Imd^2+Imq^2);

%
% Calcule le facteur de saturation
%
k = 0.0;
k = polyval(g_polynome,Im);
k = min(k,1.01);
k = max(k,0.5);

in = [in' k]';
%k = Matrice_hyb(in);
k = Matrice(in);

% retourne le facteur de saturation
kpsi = double(k);
%-----
% Fin de fichier : Saturation_cct_mas_crl.m
%-----

%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : Matrice_cct_mas_crl.m
% Description : -Calcul les matrice d'état du modèle d'état GAEE avec
%             charge RL "shunt".
%-----
function [ kphi ] = Matrice_cct_mas_c( in )

global g_e g_n g_param g_polynome g_mec g_F g_ncc g_res

tcc = double(g_ncc)*g_res;
n = g_n;
e = g_e;

if (g_mec)
    nu = 2*g_mec;
else
    nu=1;
end

ny = nu + 9+2*n+2*g_mec;
nx = ny + 9+2*n+2*g_mec;

vU = in(1:nu,1);
vY = in(nu+1:ny,1);
vX = in(ny+1:nx,1);
time = in(nx+1,1);

```

```

k = in(nx+2,1);

if (g_mec)
    wm = vX(nu-1);
else
    wm = 1;
end

ra = g_param(1);
rh = g_param(2);
rA1 = g_param(3);
xa = g_param(3+n);
xh = g_param(4+n);
xA1 = g_param(5+n);
xm = g_param(5+2*n)*k;
D = g_param(6+2*n);
H = g_param(7+2*n);
f = g_param(8+2*n);
thetaa = g_param(9+2*n);
thetaA = g_param(10+2*n);

xc = g_param(11+2*n);
rl = g_param(12+2*n);
xl = g_param(13+2*n);

vitesse_ref = 2*pi*f;
vitesse_0 = wm;

rA2 = [];
xA2 = [];
rA3 = [];
xA3 = [];

if (n>1)
    rA2 = param(4);
    xA2 = param(6+n);
end

if (n>2)
    rA3 = param(5);
    xA3 = param(7+n);
end

wn = 2*pi*f; % pulsation électrique

% glissement
g = g_F - wm;

% référence fixe au stator
wa = g_F;
wg = wa-wm;

% Résistances et Réactance des amortisseurs
rDx = [rA1 rA2 rA3];
xDx = [xA1 xA2 xA3];
% Inductance stratorique
xd = xm+xa;
% Matrice des résistance du stator
Rs = diag([ra rh]);
% Matrice des résistance du rotor
Rr = diag([rDx(1:n) rDx(1:n)]);
% Matrice des résistances du stator et rotor
R = blkdiag(e*Rs,Rr);
% Matrice des réactances du stator
Xs = diag([xd xd xh]);

```

```

% Matrice d'inductance mutuelle entre le stator et le rotor
Xsr = xm*[ones(1,n) zeros(1,n);zeros(1,n) ones(1,n);zeros(1,2*n)];

% Matrice des réactances du rotor
Xd = zeros(n,n);
for i=1:n
    for j=1:n
        if(i==j)
            Xd(i,j)=xm+xDx(i);
        else
            Xd(i,j)=xm;
        end
    end
end
Xr = [Xd zeros(n,n);zeros(n,n) Xd];

% Matrice complète des réactances
X = [e*Xs Xsr;e*Xsr Xr];

% Matrice M
M = wa*[0 -1 0;1 0 0;0 0 0];
omega = wg*[zeros(n,n) -eye(n,n);eye(n,n) zeros(n,n)];
W_ = [M zeros(3,2*n);zeros(2*n,3) omega];

% matrices d'états pour les équations électriques
ai = -wn*X^-1*(R+W_*X);
apsi = X*ai*X^-1;

bi = wn*X^-1;
bpspsi = X*bi;

ci = eye(2*n+3,2*n+3);
cpspsi = ci*X^-1;

di = zeros(3+2*n,3+2*n);
dpspsi = di;

% Calcul de la matrice Gi
I_0 = vY(1:3+2*n); % (1:5);
Psi_0 = X*vY(1:3+2*n); % X*in(1:5);
Gi = [0 -xd 0 zeros(1,n) -xm*ones(1,n); xd 0 0 xm*ones(1,n) zeros(1,n); zeros(2*n+1,2*n+3)];
iGi = I_0'*Gi;

Gpsi = (X^-1)*Gi*X^-1;
pspsi = Psi_0'*Gpsi;

global g_xei g_xef g_rli g_rlf g_xli g_xlf

if (isempty(g_xei))
    g_xei = xc;
end

if (isempty(g_xef))
    g_xef = xc;
end

% charge rl
rl_ = rl;
xl_ = xl;

% banc de condo
% Matrice du condo d'excitation
xcX_1 = xc*eye(5);
xcX_1 = xcX_1(1:3,:);

```

```

xcX_2 = xcX_1(1:3,1:3);
P = wa*[0 -1 0;1 0 0;0 0 0];
Bc2 = -wn*xc*eye(3,3);
Bc1 = wn*xcX_1;
Bc2 = -wn*xcX_2;
Ac = -wn*P;

% charge RL
Rl = rl_*eye(3);
Xl = eye(3)*xl_;
Xl_1 = (Xl)^-1;
Al = -vitesse_ref*Xl_1*(Rl+vitesse_0*[0 -1 0;1 0 0;0 0 0]*Xl);
Bl = vitesse_ref*Xl_1;

% Matrices d'états
Ai_1 = [ai bi(1:(3+2*n),1:3) zeros(2*n+3,5)];
Ai_2 = [Bc1 Ac Bc2 zeros(3,2)];
Ai_3 = [zeros(3,(3+2*n)) Bl Al zeros(3,2)];
Ai_4 = [(e*iGi)/(2*H) zeros(1,6) -D/(2*H) 0;zeros(1,2*n+9) -wn 0];

Ai = [Ai_1;Ai_2;Ai_3;Ai_4];

Bi = [zeros(2*n+9,1)' wn]';

Ci = eye(11);%[eye(5) zeros(5,5);zeros(5,5),eye(6)];

Di = zeros(11,1);

global A_s B_s C_s D_s X_s

%eig(Ai)

if (g_mec==1)
    A_s = Ai;
    B_s = Bi;
    C_s = Ci;
    D_s = Di;
else
    A_s = Ai(1:9+2*n,1:9+2*n);
    B_s = Bi(1:9+2*n,1);
    C_s = Ci(1:9+2*n,1:9+2*n);
    D_s = Di(1:9+2*n,1);
end

kphi = k;
%-----
% Fin de fichier : Matrice_cct_mas_crl.m
%-----

%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : Output_cct_mas_crl.m
% Description : -Applique la transformé inverse de Park aux sorties du
%             modèle GAEE avec charge RL "shunt".
%-----
%function [ output_args ] = Untitled1( input_args )

global U X0 Saturation Matrice Y g_F

try;[sw]= evalin('base','showwarning');catch;sw=0;end;

try;[n]=evalin('base','n');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;n=1;end;

try;[res]==evalin('base','res');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;res=0.001;end;
try;[ncc]=int32(evalin('base','ncc'));catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;ncc=700;end;

```

```

try:[T_0]=evalin('base','tstart');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;T_0=0;end;
try:[T_f]=evalin('base','tend');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;T_f=2.499;end;

try:[g_mec]=evalin('base','mec');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;g_mec=0;end;

try:[Y]=evalin('base','Y');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;return;end;
try:[U]=evalin('base','U');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;return;end;

```

```
nbpts = int32((T_0-T_f)/res)+1;
```

```

f = g_param(8+2*n);
theta = g_param(9+2*n);
thetar = g_param(9+2*n);

```

```
t = Y.time;
```

```

idt.time = t;
idt.signals.dimensions = 1;
idt.signals.values = Y.signals.values(:,1);
iqt.time = t;
iqt.dsignals.dimensions = 1;
iqt.signals.values = Y.signals.values(:,2);
iht.time = t;
iht.signals.dimensions = 1;
iht.signals.values = [zeros(length(t),1)];

iDxt.time = t;
iDxt.signals.dimensions = n;
iDxt.signals.values = Y.signals.values(:,4:3+n);
iQxt.time = t;
iQxt.signals.dimensions = n;
iQxt.signals.values = Y.signals.values(:,4+n:3+2*n);

```

```

ucdt.time = t;
ucdt.signals.dimensions = 1;
ucdt.signals.values = Y.signals.values(:,4+2*n);
ucqt.time = t;
ucqt.dsignals.dimensions = 1;
ucqt.signals.values = Y.signals.values(:,5+2*n);
ucht.time = t;
ucht.signals.dimensions = 1;
ucht.signals.values = Y.signals.values(:,6+2*n);

```

```

ildt.time = t;
ildt.signals.dimensions = 1;
ildt.signals.values = Y.signals.values(:,7+2*n);
ilqt.time = t;
ilqt.dsignals.dimensions = 1;
ilqt.signals.values = Y.signals.values(:,8+2*n);
ilht.time = t;
ilht.signals.dimensions = 1;
ilht.signals.values = Y.signals.values(:,9+2*n);

```

```

if(g_mec)
    wmt.time = t;
    wmt.signals.dimensions = 1;
    wmt.signals.values = Y.signals.values(:,7+2*n);

    vthetar = Y.signals.values(:,8+2*n);

```

```

    kphit = Y.signals.values(:,9+2*n);
else
    vthetar = thetar + (2*pi*60*(1-g_F))*t;

    kphit = ones(length(t),1);
end

angle_ref = theta;

vtheta = angle_ref + (2*pi*g_F*f)*t;

for i = 1:length(t)
    [iat_(i,1),ibt_(i,1),ict_(i,1)]=ParkInverse(idt.signals.values(i),iqd.signals.values(i),iht.signals.values(i),vtheta(i));
    [iAt_(i,1),iBt_(i,1),iCt_(i,1)]=ParkInverse(iDxt.signals.values(i,1),iQxt.signals.values(i,1),0,vthetar(i));
    [uat_(i,1),ubt_(i,1),uct_(i,1)]=ParkInverse(ucdt.signals.values(i,1),ucqt.signals.values(i,1),0,vtheta(i));
    [ilat_(i,1),ilbt_(i,1),ilct_(i,1)]=ParkInverse(ildt.signals.values(i,1),ilqt.signals.values(i,1),ilh.signals.values(i,1),vtheta(i));
end

iat.time = t;
iat.signals.dimensions = 1;
iat.signals.values = iat_;

ibt.time = t;
ibt.signals.dimensions = 1;
ibt.signals.values = ibt_;

ict.time = t;
ict.signals.dimensions = 1;
ict.signals.values = ict_;

iAt.time = t;
iAt.signals.dimensions = 1;
iAt.signals.values = iAt_;

iBt.time = t;
iBt.signals.dimensions = 1;
iBt.signals.values = iBt_;

iCt.time = t;
iCt.signals.dimensions = 1;
iCt.signals.values = iCt_;

assignin('base','idt',idt);
assignin('base','iqd',iqd);
assignin('base','iht',iht);

assignin('base','iDxt',iDxt);
assignin('base','iQxt',iQxt);

if (g_mec)
    assignin('base','wmt',wmt);
end

assignin('base','iat',iat);
assignin('base','ibt',ibt);
assignin('base','ict',ict);
assignin('base','iAt',iAt);
assignin('base','iBt',iBt);
assignin('base','iCt',iCt);

Ytmp = Y;

Y.simname = 'Simulation';
strname(1,1) = cellstr('id');
strname(2,1) = cellstr('iq');
strname(3,1) = cellstr('ih');

```

```

strname(4,1) = cellstr('iD1');
strname(4+n,1) = cellstr('iQ1');
if (n>1)
strname(5,1) = cellstr('iD2');
strname(5+n,1) = cellstr('iQ2');
end
if (n>2)
strname(6,1) = cellstr('iD3');
strname(6+n,1) = cellstr('iQ3');
end
strname(4+2*n,1) = cellstr('ia');
strname(5+2*n,1) = cellstr('ib');
strname(6+2*n,1) = cellstr('ic');
strname(7+2*n,1) = cellstr('iA');
strname(8+2*n,1) = cellstr('iB');
strname(9+2*n,1) = cellstr('iC');
strname(10+2*n,1) = cellstr('ua');
strname(11+2*n,1) = cellstr('ub');
strname(12+2*n,1) = cellstr('uc');
strname(13+2*n,1) = cellstr('ila');
strname(14+2*n,1) = cellstr('ilb');
strname(15+2*n,1) = cellstr('ilc');

Y.signals.values(:,1:15+2*n) = [Ytmp.signals.values(:,1:3+2*n) iat_ ibt_ ict_ iAt_ iBt_ iCt_ uat_ ubt_ uct_ ilat_ ilbt_ ilct_];

if (g_mec)
strname(16+2*n,1) = cellstr('wm');
strname(17+2*n,1) = cellstr('theta');
strname(18+2*n,1) = cellstr('kphi');
Y.signals.values(:,16+2*n:18+2*n) = [Ytmp.signals.values(:,10+2*n:11+2*n)];
Y.signals.dimensions = 15+2*n;
else
strname(16+2*n,1) = cellstr('kphi');
Y.signals.values(:,16+2*n) = [Ytmp.signals.values(:,10+2*n)];
Y.signals.dimensions = 16+2*n;
end

Y.name = strname;

assignin('base','Y',Y);

Utmp = U;
U.signals = [];
U.time = t;
strname = {};

if (g_mec)
strname(1,1) = cellstr('tm');
strname(2,1) = cellstr('thc');
U.signals.values(:,1:2) = [Utmp.signals.values(:,1:2)];
U.signals.dimensions = 2;
else
strname(1,1) = cellstr("");
U.signals.values = Utmp.signals.values;
U.signals.dimensions = 1;
end

U.name = strname;

assignin('base','U',U);
%-----
% Fin de fichier : Output_cct_mas_crl.m
%-----

```

B.7 Expressions analytiques

```

%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : analytique.m
% Description : Simuler la génératrice synchrone avec les
%      expressions analytiques du modèle hybride simplifié.
%      (voir section 4.6.1 Développement analytique de la machine synchrone.)
%-----
% Hybride simplifié analytique
%-----

%-----
% Copie U du workspace de base
%-----
try;[U]=evalin('base','U');catch;disp(lasterr);return;end;
%-----
% Variables globales
%-----
global g_e g_nd g_nq g_param g_polynome delta_carre g_mec g_ncc g_res X0

if (isempty(g_param)) return; end;
if (g_nd>1) return; end;
if (g_nq>1) return; end;
if (g_ncc<0) return; end;
if (g_res<0) return; end;

%-----
% Commande et temps
%-----
u_f = U.signals.values(:,1);
i_d = U.signals.values(:,2);
i_q = U.signals.values(:,3);
t_ = U.time;
nbpts = length(t_);
t = [zeros(int16(g_ncc),1);t_(1:(nbpts-g_ncc))];

%-----
% Conditions initiales (CI)
%-----
psi_f0 = X0(1);
psi_D10 = X0(2);
psi_Q10 = X0(3);

%-----
% Déclaration des paramètres
%-----
f = g_param(11+3*(nd+nq));

vitesse_ref=2*pi*f;

wm = f/60;

% Paramètres de la machine synchrone
r_a =g_param(1);%r_a_m;
r_f =g_param(2);%r_f_m;%0.00094;
r_Dx =g_param(3:2+nd);%r_D_;%0.1142;

r_Qx =g_param(4+nd:3+nd+nq);%r_Q_;%0.00592;

x_sigma_d =g_param(4+nd+nq);%x_a_ident;
x_sigma_f =g_param(5+nd+nq);%x_f_;%0.0155;
x_sigma_Dx =g_param(6+nd+nq:5+2*nd+nq);%x_D_;%2.7320;

```

```

x_sigma_q =g_param(6+2*nd+nq);%x_a_ident;
x_sigma_Qx =g_param(7+2*nd+nq;6+2*(nd+nq));%x_Q; %1.6570;

x_ad =g_param(7+2*(nd+nq));%x_md_ident*k;
x_sigma_Dxf=g_param(8+2*(nd+nq);7+3*nd+2*nq);%x_fd_;%x_fd_;%0.5215;

x_aq =g_param(8+3*nd+2*nq);%x_mq_ident*k;
x_sigma_QxQ=g_param(9+3*nd+2*nq;8+3*(nd+nq));

H =g_param(9+3*(nd+nq));
D =g_param(10+3*(nd+nq));%1e-12;

%-----
% Calcule des paramètres
%-----

x_kf = sum(x_sigma_Dxf);%x_sigma_D1f+x_sigma_D2f+x_sigma_D3f;

x_f=x_ad+x_sigma_f+x_kf;
x_d=x_ad+x_sigma_d;

for i=1:nd
    for k=1:nd
        if (i==k)
            x_DxDx(i,i) = x_ad+x_sigma_Dx(i)+sum(x_sigma_Dxf(1:nd+1-i));
        else
            x_DxDx(i,k) = x_DxDx(i,i) - x_sigma_Dx(i);
            x_DxDx(k,i) = x_DxDx(i,k);
        end
    end

    x_Dxf(i) = x_DxDx(i)-x_sigma_Dx(i);
    x_fDx(i) = x_Dxf(i);

    x_Dxd(i) = x_ad;
    x_dDx(i) = x_Dxd(i);
end

x_fd=x_ad;
x_df=x_fd;

x_q=x_aq+x_sigma_q;

for i=1:nq
    for k=1:nq
        if (i==k)
            x_QxQx(i,i) = x_aq+x_sigma_Qx(i);
        else
            x_QxQx(i,k) = x_aq;
            x_QxQx(k,i) = x_aq;
        end
    end

    x_Qxq(i) = x_aq;
    x_qQx(i) = x_aq;
end

%-----
% Calculer les variables d'états
%-----
% Matrice A B C D
%-----
den = x_DxDx(1)*x_f-x_fDx(1)^2;
a11 = -vitesse_ref*r_f*x_DxDx(1);
a12 = vitesse_ref*r_f*x_fDx(1);
a21 = vitesse_ref*r_Dx(1)*x_fDx(1);

```

```

a22 = -vitesse_ref*r_Dx(1)*x_f;
delta = a11^2-2*a11*a22+a22^2+4*a12*a21;

b11 = (vitesse_ref);
b12 = (vitesse_ref*r_f*(-x_DxDx(1)*x_df+x_dDx(1)*x_fDx(1)))/den;
b22 = (vitesse_ref*r_Dx(1)*(-x_dDx(1)*x_f+x_df*x_fDx(1)))/den;

c11 = (x_DxDx(1))/den;
c12 = (-x_fDx(1))/den;
c21 = (x_DxDx(1)*x_df-x_dDx(1)*x_fDx(1))/den;
c22 = (x_dDx(1)*x_f-x_df*x_fDx(1))/den;
c33 = x_Qxq(1)/x_QxQx(1);

w = sqrt(-((3*a11*a22-4*a12*a21-a11^2-a22^2)/(4*den)));
a = (a11+a22)/(2*den);

a1 = exp(a*t).*cos(w*t)+((a22/den)+a)/w*exp(a*t).*sin(w*t);
a2 = (-a12/(den*w))*exp(a*t).*sin(w*t);
a3 = (-a21/(den*w))*exp(a*t).*sin(w*t);
a4 = exp(a*t).*cos(w*t)+((a11/den)+a)/w*exp(a*t).*sin(w*t);

d12 = (x_fD*x_DxDx(1)-x_Dxf(1)*x_Dxd(1))/den;
d22 = (x_DxDx(1)*x_df^2-x_d*x_DxDx(1)*x_f+x_f*x_df^2-2*x_dDx(1)*x_df*x_fDx(1)+x_d*x_fDx(1)^2)/den;
d33 = x_Qxq(1)^2/x_QxQx(1) - x_q;

p1 = ((a11+a22)+sqrt(delta))/(2*den);
p2 = ((a11+a22)-sqrt(delta))/(2*den);

c1 = (a11-a22+sqrt(delta))/(2*sqrt(delta));
c2 = (-a11+a22+sqrt(delta))/(2*sqrt(delta));

nf_1 = b11*u_f+b12*i_d;
nf1 = c1*psi_f0 + a12/sqrt(delta)*psi_D10+(den/sqrt(delta))*(nf_1+(-a22*nf_1+a12*b22*i_d)/(den*p1));
nf2 = c2*psi_f0 - a12/sqrt(delta)*psi_D10+(den/sqrt(delta))*(-nf_1+(a22*nf_1-a12*b22*i_d)/(den*p2));
nf0 = (-a22*(b11*u_f+b12*i_d)+a12*b22*i_d)/(den*p1*p2);

nd1 = c2*psi_D10+a21/sqrt(delta)*psi_f0+(den/sqrt(delta))*(b22*i_d+(a21*nf_1-a11*b22*i_d)/(den*p1));
nd2 = c1*psi_D10-a21/sqrt(delta)*psi_f0+(den/sqrt(delta))*(-b22*i_d+(-a21*nf_1+a11*b22*i_d)/(den*p2));
nd0 = (a21*(nf_1)-a11*b22*i_d)/(den*p1*p2);

%-----
% Calculer les variables d'états (1) et sorties (1)
%-----

psi_f_t = nf1.*exp(p1*t)+nf2.*exp(p2*t)+nf0;

psi_D_t = nd1.*exp(p1*t)+nd2.*exp(p2*t)+nd0;

% pole de l'axe Q
pQ = -(vitesse_ref*r_Qx(1))/x_QxQx(1);

% calcul de la courbe psi Q
psi_Q_t = (psi_Q10+x_Qxq(1)*i_q).*exp(-vitesse_ref*r_Qx(1)/x_QxQx(1)*t)-x_Qxq(1)*i_q;

% calcul du courant de champ
i_f_t = c11*psi_f_t+c12*psi_D_t+d12*i_d;

% calcul du flux d
psi_d_t = c21*psi_f_t+c22*psi_D_t+d22*i_d;

% calcul du flux q
psi_q_t = c33*psi_Q_t+d33*i_q;

% calcul de la tension ud
ud_t = -psi_q_t;

```

```

% calcul de la tension uq
uq_t = psi_d_t;

ut_t = sqrt(ud_t.^2+uq_t.^2);

%-----
% Calculer les variables d'états (3)
%-----

Kf10 = c1*psi_f0+a12/sqrt(delta)*psi_D10;
Kf20 = c2*psi_f0-a12/sqrt(delta)*psi_D10;
Kf11 = den/sqrt(delta)*(b11-(a22*b11)/(den*p1));
Kf21 = den/sqrt(delta)*(b12+(a12*b22-a22*b12)/(den*p1));
Kf12 = -den/sqrt(delta)*(b11-(a22*b11)/(den*p2));
Kf22 = -den/sqrt(delta)*(b12+(a12*b22-a22*b12)/(den*p2));
Kf13 = -(a22*b11)/(den*p1*p2);
Kf23 = (a12*b22-a22*b12)/(den*p1*p2);

psi_f_t3 =
Kf10*exp(p1*t)+Kf20*exp(p2*t)+(Kf11*exp(p1*t)+Kf12*exp(p2*t)+Kf13).*u_f+(Kf21*exp(p1*t)+Kf22*exp(p2*t)+Kf23).*i_d;

KD10 = c2*psi_D10+a21/sqrt(delta)*psi_f0;
KD20 = c1*psi_D10-a21/sqrt(delta)*psi_f0;
KD11 = (a21*b11)/(sqrt(delta)*p1);
KD21 = den/sqrt(delta)*(b22+(a21*b12-a11*b22)/(den*p1));
KD12 = (-a21*b11)/(sqrt(delta)*p2);
KD22 = -den/sqrt(delta)*(b22+(a21*b12-a11*b22)/(den*p2));
KD13 = a21*b11/(den*p1*p2);
KD23 = (a21*b12-a11*b22)/(den*p1*p2);

psi_D_t3 =
KD10*exp(p1*t)+KD20*exp(p2*t)+(KD11*exp(p1*t)+KD12*exp(p2*t)+KD13).*u_f+(KD21*exp(p1*t)+KD22*exp(p2*t)+KD23).*i_d;

%-----
% Calculer les sorties (3)
%-----

% calcul de la tension uq
i_f_t3 = c11*psi_f_t3+c12*psi_D_t3+d12*i_d;

% calcul de la tension uq
psi_d_t3 = c21*psi_f_t3+c22*psi_D_t3+d22*i_d;

% calcul de la tension uq
uq_t3 = psi_d_t3;

%-----
% Calculer les sorties (4)
%-----

Kif11 = c11*Kf11 + c12*KD11;
Kif12 = c11*Kf12 + c12*KD12;
Kif13 = c11*Kf13 + c12*KD13;
Kif21 = c11*Kf21 + c12*KD21;
Kif22 = c11*Kf22 + c12*KD22;
Kif23 = c11*Kf23 + c12*KD23 + d12;
Kif31 = c11*c1 + c12*a21/sqrt(delta);
Kif32 = c11*c2 - c12*a21/sqrt(delta);
Kif41 = c11*a12/sqrt(delta) + c12*c2;
Kif42 = -c11*a12/sqrt(delta) + c12*c1;

Kd11 = c21*Kf11 + c22*KD11;
Kd12 = c21*Kf12 + c22*KD12;

```

```

Kd13 = c21*Kf13 + c22*KD13;
Kd21 = c21*Kf21 + c22*KD21;
Kd22 = c21*Kf22 + c22*KD22;
Kd23 = c21*Kf23 + c22*KD23 + d22;
Kd31 = c21*c1 + c22*a21/sqrt(delta);
Kd32 = c21*c2 - c22*a21/sqrt(delta);
Kd41 = c21*a12/sqrt(delta) + c22*c2;
Kd42 = -c21*a12/sqrt(delta) + c22*c1;

Kq1 = c33*x_Qxq(1);
Kq2 = -c33*x_Qxq(1)+d33;
Kq3 = c33;

i_f_t4 =
(Kd11*exp(p1*t)+Kd12*exp(p2*t)+Kd13).*u_f+(Kd21*exp(p1*t)+Kd22*exp(p2*t)+Kd23).*i_d+(Kd31*exp(p1*t)+Kd32*exp(p2*t))
*psi_f0+(Kd41*exp(p1*t)+Kd42*exp(p2*t))*psi_D10;

psi_d_t4 =
(Kd11*exp(p1*t)+Kd12*exp(p2*t)+Kd13).*u_f+(Kd21*exp(p1*t)+Kd22*exp(p2*t)+Kd23).*i_d+(Kd31*exp(p1*t)+Kd32*exp(p2*t))*p
si_f0+(Kd41*exp(p1*t)+Kd42*exp(p2*t))*psi_D10;

psi_q_t4 = (Kq1*exp(pQ*t) + Kq2).*i_q + Kq3*exp(pQ*t) * psi_Q10;

%-----
% Construction de Y
%-----

Y.time = t_;
Y.signals.dimensions = 4;
Y.signals.values(1:length(i_f_t4),1) = i_f_t4;
Y.signals.values(1:length(i_f_t4),2) = psi_d_t4;
Y.signals.values(1:length(i_f_t4),3) = psi_q_t4;
Y.signals.values(1:length(i_f_t4),4) = ones(nbpts,1);

%-----
% Assigner Y au workspace de base
%-----

assignin('base','Y',Y);

%-----
% Fin de fichier : analytique.m
%-----

```

B.8 Calcul des conditions initiales de la machine synchrone

```

%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : CalcCondInit.m
% Description : Calcule les conditions initiales.
% (Voir section 4.5.3 : Calcul des conditions initiales)
%-----
function CalcCondInit
%-----
% Lecture des variables importantes dans le "workspace" de base
%-----

% avec ou sans partie mécanique
try;[mec] = evalin('base','mec');catch;disp(lasterr);mec=1;end
% pu ou SI
try;[unite] = evalin('base','unite');catch;disp(lasterr);unite=1;end
% =1 : Conditions initiales =0 : Conditions finales

```

```

try:[ini] = evalin('base','ini');catch;disp(lasterr);ini=1;end
% Conditions initiales et finales
try:[u_d_0] = evalin('base','u_d_0');catch;disp(lasterr);u_d_0=0;end
try:[u_d_f] = evalin('base','u_d_f');catch;disp(lasterr);u_d_f=0;end
try:[u_q_0] = evalin('base','u_q_0');catch;disp(lasterr);u_q_0=1;end
try:[u_q_f] = evalin('base','u_q_f');catch;disp(lasterr);u_q_f=1;end
try:[i_d_0] = evalin('base','i_d_0');catch;disp(lasterr);i_d_0=1;end
try:[i_d_f] = evalin('base','i_d_f');catch;disp(lasterr);i_d_f=1;end
try:[i_q_0] = evalin('base','i_q_0');catch;disp(lasterr);i_q_0=0;end
try:[i_q_f] = evalin('base','i_q_f');catch;disp(lasterr);i_q_f=0;end

try:[i_f_0] = evalin('base','i_f_0');catch;disp(lasterr);i_f_0=1;end
try:[i_f_f] = evalin('base','i_f_f');catch;disp(lasterr);i_f_f=1;end
try:[u_f_0] = evalin('base','u_f_0');catch;disp(lasterr);u_f_0=0;end
try:[u_f_f] = evalin('base','u_f_f');catch;disp(lasterr);u_f_f=0;end

try:[vt0] = evalin('base','v_t_0');catch;disp(lasterr);vt0=1;end
try:[vtf] = evalin('base','v_t_f');catch;disp(lasterr);vtf=1;end
try:[it0] = evalin('base','i_t_0');catch;disp(lasterr);it0=1;end
try:[itf] = evalin('base','i_t_f');catch;disp(lasterr);itf=1;end
try:[tm0] = evalin('base','tm0');catch;disp(lasterr);tm0=0;end
try:[tmf] = evalin('base','tmf');catch;disp(lasterr);tmf=0;end
try:[wmc0] = evalin('base','wmc0');catch;disp(lasterr);wmc0=1;end
try:[wmcf] = evalin('base','wmcf');catch;disp(lasterr);wmcf=1;end
try:[vf0]=evalin('base','vf0');catch;disp(lasterr);vf0=nan;end
try:[vff]=evalin('base','vff');catch;disp(lasterr);vff=nan;end
try:[if0]=evalin('base','if0');catch;disp(lasterr);if0=nan;end
try:[iff]=evalin('base','iff');catch;disp(lasterr);iff=nan;end

try:[phi0] = evalin('base','phi0');catch;disp(lasterr);phi0=pi/8;end
try:[phif] = evalin('base','phif');catch;disp(lasterr);phif=pi/8;end
try:[wm0] = evalin('base','wm0');catch;disp(lasterr);wm0=0.95;end
try:[wmf] = evalin('base','wmf');catch;disp(lasterr);wmf=0.95;end

% Nombre de circuit rotorique
try:[nd] = evalin('base','nd');catch;disp(lasterr);nd=1;end
try:[nq] = evalin('base','nq');catch;disp(lasterr);nq=1;end
% Paramètres de la machine
try:[param] = evalin('base','dlg_param');catch;disp(lasterr);param=1;end
% mode de la génératrice
try:[e] = evalin('base','e');catch;disp(lasterr);e=1;end
% Coefficient de saturation
try:[polynome] = evalin('base','polynome');catch;disp(lasterr);polynome=1;end
% avec ou sans saturation
try:[sat] = evalin('base','sat');catch;disp(lasterr);sat=0;end
% début et fin de la simulation
try:[T_0]=evalin('base','tstart');catch;disp(lasterr);T_0=0;end;
try:[T_f]=evalin('base','tend');catch;disp(lasterr);T_f=2.499;end;
% Stratégie de calcul
try:[ACalc]=evalin('base','ACalc');catch;disp(lasterr);ACalc=1;end
% Valeur de référence
try:[Vsref] = evalin('base','Vsref');catch;disp(lasterr);Vsref=1;end
try:[Isref] = evalin('base','Isref');catch;disp(lasterr);Isref=1;end
try:[Zsref] = evalin('base','Zsref');catch;disp(lasterr);Zsref=1;end
try:[Vfref] = evalin('base','Vfref');catch;disp(lasterr);Vfref=1;end
try:[Ifref] = evalin('base','Ifref');catch;disp(lasterr);Ifref=1;end

global g_param
if (~isempty(g_param))
    param = g_param;
end

%-----
% Affectation des paramètres
%-----

```

```

r_a = param(1);
r_f = param(2);
rD1 = param(3);
rQ1 = param(4+nd);
x_a = param(4+nd+nq);
x_f = param(5+nd+nq);
xD1 = param(6+nd+nq);
xQ1 = param(7+2*nd+nq);
xmd0 = param(7+2*(nd+nq));
xkf1 = param(8+2*(nd+nq));
xmq0 = param(8+3*nd+2*nq);
D = param(9+3*nd+3*nq);
H = param(10+3*nd+3*nq);
f = param(11+3*nd+3*nq);
theta = param(12+3*nd+3*nq);
lfb0 = param(13+3*nd+3*nq);

if (nd==2)
    rD2 = param(2+nd);
    xD2 = param(7+nd+nq);
    xkf2 = param(9+2*(nd+nq));
end
if (nq>=2)
    rQ2 = Zfref*handles.l_dlg.param(5+nd);
    xQ2 = Zfref*handles.l_dlg.param(8+2*nd+nq);
    xkq1 = Zfref*handles.l_dlg.param(9+3*nd+2*nq);
end
if (nq==3)
    rQ3 = Zfref*handles.l_dlg.param(6+nd);
    xQ3 = Zfref*handles.l_dlg.param(9+2*nd+nq);
    xkq2 = Zfref*handles.l_dlg.param(10+3*nd+2*nq);
end

%-----
% Calcule des conditions initiales
%-----
phi = phi0*pi/180;
cos_phi = cos(phi);
sin_phi = sin(phi);
i_t = it0/Isref;
v_t = vt0/Vsref;
i_f = if0/Ifref;

kphi_old = 0;
err = 1;
iter = 0;
itermax = 1e3;
err_err = 1;

di0 = 0;
dif = 0;

AngleInt = 0;
delta = xmd0/xmq0;

wm_o = wm0;

switch (ACalc)

case 1 %---calcul à partir des conditions initiales
    % Voir section 4.5.3 : Calcul des conditions initiales

    % Condition Initiales

    phi = phi0*pi/180;

```

```

cos_phi = cos(phi);
sin_phi = sin(phi);
i_t = it0/Isref;
v_t = vt0/Vsref;
i_f = if0/Ifref;

kphi_old = 0;
err = 1;
iter = 0;
itermax = 1e3;
err_err = 1;

di0 = 0;
dif = 0;

AngleInt = 0;

while (abs(err_err)>0.05)

    i_d = i_t*sin(-phi+AngleInt);
    i_q = i_t*cos(-phi+AngleInt);
    v_d = v_t*sin(AngleInt);
    v_q = v_t*cos(AngleInt);

    %kphi = 1;%saturation(handles);
    %kphi = saturation(sat,polynome,xmd0/xmq0,e,i_f,i_d,i_q);

    if (sat==1)
        Im = sqrt((e*i_d+i_f)^2+(1/delta)*(i_q)^2);
        kphi = max(0,min(1,polyval(polynome,Im)));
    else
        kphi = 1;
    end

    xmd = kphi*xmd0;
    xmq = kphi*xmq0;
    x_d = x_a + xmd;
    x_q = x_a + xmq;

    if (i_t>1e-4)
        AngleInt=angle(v_t+(r_a+j*x_q)*(cos_phi+j*sin_phi)*i_t);
    else
        AngleInt = 0;
    end

    %i_fc = (v_q+r_a*i_q+x_d*i_d)/xmd;
    i_fc = (v_q-e*r_a*i_q-e*x_d*i_d)/xmd;

    err_old = err;
    err = i_fc - i_f;
    err_err = err - err_old;

    if (i_f==0)
        u_f = r_f*i_f;
    else
        u_f = 0;
    end

end

i_d = i_t*sin(-phi+AngleInt);
i_q = i_t*cos(-phi+AngleInt);
v_d = v_t*sin(AngleInt);
v_q = v_t*cos(AngleInt);

```

```

%kphi = saturation(handles);
%kphi = saturation(sat,polynome,xmd0/xmq0,e,i_f,i_d,i_q);
if (sat==1)
    Im = sqrt((e*i_d+i_f)^2+(1/delta)*(i_q)^2);
    kphi = max(0,min(1,polyval(polynome,Im)));
else
    kphi = 1;
end

xmd = kphi*xmd0;
xmq = kphi*xmq0;
x_d = x_a + xmd;
x_q = x_a + xmq;

if (i_t>1e-4)
    AngleInt=angle(v_t+(r_a+j*x_q)*(cos_phi+j*sin_phi)*i_t);
else
    AngleInt = 0;
end

%i_fc = (v_q+r_a*i_q+x_d*i_d)/xmd;
i_fc = (v_q-e*r_a*i_q-e*x_d*i_d)/xmd;

err_old = err;
err = i_fc - i_f;

errcalc = err;

i_d_0 = i_d*Isref;
i_q_0 = i_q*Isref;
u_d_0 = v_d*Vsref;
u_q_0 = v_q*Vsref;
i_f_0 = i_f*Iref;
%u_f_0 = i_f*rf;
angle_int_0 = AngleInt;

% Condition finales

phi = phif*pi/180;
cos_phi = cos(phi);
sin_phi = sin(phi);
i_t = itf/Isref;
v_t = vtf/Vsref;
i_f = iff/Iref;

kphi_old = 0;
err = 1;
iter = 0;
itermax = 1e3;
err_err = 1;

di0 = 0;
dif = 0;

AngleInt = 0;

while (abs(err_err)>0.05)

    i_d = i_t*sin(-phi+AngleInt);
    i_q = i_t*cos(-phi+AngleInt);
    v_d = v_t*sin(AngleInt);
    v_q = v_t*cos(AngleInt);

    %kphi = 1;%saturation(handles);
    %kphi = saturation(sat,polynome,xmd0/xmq0,e,i_f,i_d,i_q);

```

```

if (sat==1)
    Im = sqrt((e*i_d+i_f)^2+(1/delta)*(i_q)^2);
    kphi = max(0,min(1,polyval(polynome,Im)));
else
    kphi = 1;
end

xmd = kphi*xmd0;
xmq = kphi*xmq0;
x_d = x_a + xmd;
x_q = x_a + xmq;

if (i_t>1e-4)
    AngleInt=angle(v_t+(r_a+j*x_q)*(cos_phi+j*sin_phi)*i_t);
else
    AngleInt = 0;
end

%i_fc = (v_q+r_a*i_q+x_d*i_d)/xmd;
i_fc = (v_q-e*r_a*i_q-e*x_d*i_d)/xmd;

err_old = err;
err = i_fc - i_f;
err_err = err-err_old;

if (i_f==0)
    u_f = r_f*i_f;
else
    u_f = 0;
end

end

i_d = i_t*sin(-phi+AngleInt);
i_q = i_t*cos(-phi+AngleInt);
v_d = v_t*sin(AngleInt);
v_q = v_t*cos(AngleInt);

%kphi = saturation(handles);
%kphi = saturation(sat,polynome,xmd0/xmq0,e,i_f,i_d,i_q);
if (sat==1)
    Im = sqrt((e*i_d+i_f)^2+(1/delta)*(i_q)^2);
    kphi = max(0,min(1,polyval(polynome,Im)));
else
    kphi = 1;
end

xmd = kphi*xmd0;
xmq = kphi*xmq0;
x_d = x_a + xmd;
x_q = x_a + xmq;

if (i_t>1e-4)
    AngleInt=angle(v_t+(r_a+j*x_q)*(cos_phi+j*sin_phi)*i_t);
else
    AngleInt = 0;
end

%i_fc = (v_q+r_a*i_q+x_d*i_d)/xmd;
i_fc = (v_q-e*r_a*i_q-e*x_d*i_d)/xmd;

err_old = err;
err = i_fc - i_f;

errcalc = err;

```

```

i_d_f = i_d*Isref;
i_q_f = i_q*Isref;
u_d_f = v_d*Vsref;
u_q_f = v_q*Vsref;
i_f_f = i_f*Ihref;
%u_f_f = i_f*rf;
angle_int_f = AngleInt;

%-----end case 1
case 2

u_d_0 = vt0*cos(di0)/Vsref;
u_q_0 = vt0*sin(di0)/Vsref;
i_d_0 = it0*cos(di0+phi0)/Isref;
i_q_0 = it0*sin(di0+phi0)/Isref;
i_f_0 = if0/Ihref;
u_f_0 = vf0/Vhref;

delta_carre = xmd/xmq;

Im = sqrt((e*i_d_0+i_f_0)^2+1/delta_carre*(e*i_d_0)^2);
kphi = polyval(polyname,Im);

x_d = xa + xmd*kphi;
x_q = xa + xmq*kphi;

if (i_r>1e-4)
    handles.l_dlg.AngleInt=atan((x_q*i_t*cos_phi-r_a*i_t*sin_phi)/(u_t+r_a*i_t*cos_phi+x_q*i_t*sin_phi));
else
    handles.l_dlg.AngleInt = 0;
end

handles.l_dlg.i_f = (handles.l_dlg.v_q+r_a*handles.l_dlg.i_q+x_d*handles.l_dlg.i_d)/xmd;
if (handles.l_dlg.i_f~=0)
    handles.l_dlg.u_f = r_f*handles.l_dlg.i_f;
else
    handles.l_dlg.u_f = 0;
end

case 3
otherwise
end

%-----
% Sauve les valeurs calculées dans le "workspace" de base
%-----
assignin('base','u_d_0',u_d_0);
assignin('base','u_d_f',u_d_f);
assignin('base','u_q_0',u_q_0);
assignin('base','u_q_f',u_q_f);
assignin('base','i_d_0',i_d_0);
assignin('base','i_d_f',i_d_f);
assignin('base','i_q_0',i_q_0);
assignin('base','i_q_f',i_q_f);
assignin('base','i_f_0',i_f_0);
assignin('base','i_f_f',i_f_f);
assignin('base','u_f_0',u_f_0);
assignin('base','u_f_f',u_f_f);

assignin('base','angle_int_0',angle_int_0);
assignin('base','angle_int_f',angle_int_f);

assignin('base','vt0',vt0);
assignin('base','vtf',vtf);

```

```

assignin('base','it0',it0);
assignin('base','itf',itf);

assignin('base','tm0',tm0);
assignin('base','tmf',tmf);

assignin('base','wmc0',wmc0);
assignin('base','wmcf',wmcf);

assignin('base','wm0',wm0);
assignin('base','wmf',wmf);

assignin('base','phi0',phi0);
assignin('base','phif',phif);

```

```

%-----
% Fin de fichier : CalcCondInit.m
%-----

```

B.9 Calcul des conditions initiales de la machine asynchrone

```

%-----
% Auteur : Christian Jolette
% Date : 28 mars 2007
% Fichier : CalcCIMAS.m
% Description : Calcule les conditions initiales ou finales de la machine
%               asynchrone.
%               (voir section 3.6.5 : Calcul des conditions initiales)
%-----
function [ kphi ] = CalcCIMAS

%-----
% Lecture des variables importantes dans le "workspace" de base
%-----

% sw = 1 : affiche les "warnings" = 0 : n'affiche pas les "warnings"
try;[sw]= evalin('base','showwarning');catch;sw=0;end;
% avec ou sans la partie mécanique
try;[imec] = evalin('base','mec');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;imec=1;end
% type d'unité
try;[unite] = evalin('base','unite');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;unite=1;end
% =1 : condition initiale =0 : condition finale
try;[ini] = evalin('base','ini');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;ini=1;end
% conditions initiales et conditions finales
try;[u_d_0] = evalin('base','u_d_0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;u_d_0=0;end
try;[u_d_f] = evalin('base','u_d_f');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;u_d_f=0;end
try;[u_q_0] = evalin('base','u_q_0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;u_q_0=0;end
try;[u_q_f] = evalin('base','u_q_f');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;u_q_f=1;end
try;[i_d_0] = evalin('base','i_d_0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;i_d_0=1;end
try;[i_d_f] = evalin('base','i_d_f');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;i_d_f=1;end
try;[i_q_0] = evalin('base','i_q_0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;i_q_0=0;end
try;[i_q_f] = evalin('base','i_q_f');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;i_q_f=0;end
try;[i_D_0] = evalin('base','i_D_0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;i_D_0=1;end
try;[i_D_f] = evalin('base','i_D_f');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;i_D_f=1;end
try;[i_Q_0] = evalin('base','i_Q_0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;i_Q_0=0;end
try;[i_Q_f] = evalin('base','i_Q_f');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;i_Q_f=0;end
try;[vt0] = evalin('base','vt0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;vt0=1;end
try;[vtf] = evalin('base','vtf');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;vtf=1;end
try;[vr0] = evalin('base','vr0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;vr0=1;end
try;[vrf] = evalin('base','vrf');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;vrf=1;end
try;[it0] = evalin('base','it0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;it0=1;end
try;[itf] = evalin('base','itf');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;itf=1;end
try;[tm0] = evalin('base','tm0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;tm0=0;end

```

```

try:[tmf] = evalin('base','tmf');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;tmf=0;end
try:[wmc0] = evalin('base','wmc0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;wmc0=1;end
try:[wmcf] = evalin('base','wmcf');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;wmcf=1;end

try:[phi0] = evalin('base','phi0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;phi0=pi/8;end
try:[phif] = evalin('base','phif');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;phif=pi/8;end
try:[wm0] = evalin('base','wm0');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;wm0=0.95;end
try:[wmf] = evalin('base','wmf');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;wmf=0.95;end

try:[f] = evalin('base','f');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;f=60;end

try:[Vsref] = evalin('base','Vsref');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;Vsref=169.7;end
try:[Isref] = evalin('base','Isref');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;Isref=6.0811;end
% nombre de circuit rotorique
try:[n] = evalin('base','n');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;n=1;end
% Paramètres de la machine
l_param = ones(1,30);
try:[param] = evalin('base','dlg_param');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;param=l_param;end
% Mode de la machine
try:[e] = evalin('base','e');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;e=1;end
% Coefficient de la courbe de saturation
try:[polynome] = evalin('base','polynome');catch;if(sw==1);disp(lasterr);end;polynome=[1];end

f = param(8+2*n);
thetaa = param(9+2*n);
thetaA = param(10+2*n);

% Conditions initiales
if (ini == 1)

    u_d = u_d_0;
    u_q = u_q_0;
    i_d = i_d_0;
    i_q = i_q_0;
    i_D = i_D_0;
    i_Q = i_Q_0;
    vt = vt0;
    vr = vr0;
    it = it0;
    tm = tm0;
    wmc = wmc0;
    phi = phi0;
    wm = wm0;

else

    u_d = u_d_f;
    u_q = u_q_f;
    i_d = i_d_f;
    i_q = i_q_f;
    i_D = i_D_f;
    i_Q = i_Q_f;
    vt = vtf;
    vr = vrf;
    it = itf;
    tm = tmf;
    wmc = wmcf;
    phi = phif;
    wm = wmf;

end

%-----
% Calcul les conditions initiales ou finale
% Voir section 3.6.5 Calcul des conditions initiales
%-----

```

```

ra = param(1);
rh = param(2);
rA1 = param(3);
xa = param(3+n);
xh = param(4+n);
xA1 = param(5+n);
xm = param(5+2*n);%*k;
D = param(6+2*n);
H = param(7+2*n);
f = param(8+2*n);
thetaa = param(9+2*n);
thetaA = param(10+2*n);

rA2 = [];
xA2 = [];
rA3 = [];
xA3 = [];

if (n>1)
    rA2 = param(4);
    xA2 = param(6+n);
end

if (n>2)
    rA3 = param(5);
    xA3 = param(7+n);
end

% tension terminale
u_d = vt*sin(thetaa);
u_q = vt*cos(thetaa);

ut = u_d + j*u_q;

% courant terminale
i_d = it*sin(thetaa-phi);
i_q = it*cos(thetaa-phi);

Za = ra + j*xa;

if (wm~=1)
    ZA = rA1/(1-wm) + j*xA1;
else
    ZA = 1e5;
end

fContrainte = 0.05;
bContrainte = 1;
kphi = 1;
kphi_ = 1;

while(bContrainte)

    Zm = j*xm*kphi;

    Zmas = Za + (Zm*ZA)/(Zm+ZA);

    ia = ut/Zmas;

    um = ut - Za*ia;

    iA = um/ZA;

    im = abs(ia - iA);

    kphi_ = 0.0;

```

```

kphi_ = polyval(polynome,im);
%kphi_ = min(kphi_,1.01);
kphi_ = max(kphi_,0.5);

erreur = abs(kphi-kphi_);

if (erreur<fContrainte)
    bContrainte = 0;
end

kphi = kphi_;

end

it = abs(ia);
i_d = real(ia);
i_q = imag(ia);
i_D = real(iA);
i_Q = imag(iA);

%-----
% Sauve les paramètres dans le "Workspace" de base
%-----
if (ini == 1)

    u_d_0 = u_d;
    u_q_0 = u_q;
    i_d_0 = i_d;
    i_q_0 = i_q;
    i_D_0 = i_D;
    i_Q_0 = i_Q;
    vt0 = vt;
    vr0 = vr;
    it0 = it;
    tm0 = tm;
    wmc0 = wmc;
    phi0 = phi;
    wm0 = wm;

else

    u_d_f = u_d;
    u_q_f = u_q;
    i_d_f = i_d;
    i_q_f = i_q;
    i_D_f = i_D;
    i_Q_f = i_Q;
    vtf = vt;
    vrf = vr;
    itf = it;
    tmf = tm;
    wmcf = wmc;
    phif = phi;
    wmf = wm;

end

assignin('base','unite',unite);
assignin('base','ini',ini);

assignin('base','u_d_0',u_d_0);
assignin('base','u_d_f',u_d_f);
assignin('base','u_q_0',u_q_0);
assignin('base','u_q_f',u_q_f);
assignin('base','i_d_0',i_d_0);
assignin('base','i_d_f',i_d_f);

```

```

assignin('base','i_q_0',i_q_0);
assignin('base','i_q_f,i_q_f);

assignin('base','i_D_0',i_D_0);
assignin('base','i_D_f,i_D_f);
assignin('base','i_Q_0',i_Q_0);
assignin('base','i_Q_f,i_Q_f);

assignin('base','vt0',vt0);
assignin('base','vtf,vtf);
assignin('base','vr0',vr0);
assignin('base','vrf,vrf);
assignin('base','it0',it0);
assignin('base','itf,itf);

assignin('base','tm0',tm0);
assignin('base','tmf,tmf);

assignin('base','wmc0',wmc0);
assignin('base','wmcf,wmcf);

assignin('base','phi0',phi0);
assignin('base','phif,phif);
assignin('base','wm0',wm0);
assignin('base','wmf,wmf);

assignin('base','f,f);

assignin('base','u_d,u_d);
assignin('base','u_q,u_q);
assignin('base','i_d,i_d);
assignin('base','i_q,i_q);

assignin('base','vt',vt);
assignin('base','vt',vr);
assignin('base','it',it);

assignin('base','tm',tm);

assignin('base','wmc',wmc);

param(8+2*n) = f;
param(9+2*n) = theta;
param(10+2*n) = thetaA;

assignin('base','dlg_param',param);

%-----
% Fin de fichier : CalcCIMAS.m
%-----

```