

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TÉMISCAMINGUE

ÉCOLE DE GÉNIE

**DÉVELOPPEMENT DES MODÈLES DE PRÉDICTION DES
ESSAIS DE DÉCROISSANCE DE FLUX SATURÉS ET
D'IDENTIFICATION DE LA MACHINE SYNCHRONE**

MÉMOIRE

PRÉSENTÉ

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DE LA MAÎTRISE EN INGÉNIERIE

PAR

YMÉLÉ KENFACK EMMANUEL DAUDET

MAI 2020

*"Excellence is repetition ... if you want to be good at doing something, do it all the times", **Richard Bona***

À mon Épouse, Aurèle Kitio Ymélé

À nos enfants, Folaké Éden Ymélé et Théana Ymélé

À mon Père, Antoine Kenfack

À ma Mère, Christine Dongmo

À mes Frères et Sœurs

REMERCIEMENTS

Ce mémoire a été réalisé à l'École de Génie de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT). Je voudrais témoigner toute ma profonde gratitude envers ceux et celles qui m'ont accompagné.

Tout d'abord, au Professeur René Wamkeue (ing., Ph.D), qui fut mon directeur de recherche en début de formation dans ce programme de maîtrise, qui a défini le sujet de recherche de ce travail et qui m'a donné la chance de découvrir le monde de la recherche dans le Génie électrique.

Au Professeur Nahi Kandil (ing., Ph.D., UQAT), qui a su me motiver et m'a accompagné en tant que directeur pour la suite de mes travaux.

Au Professeur Tahar Tafticht (Ph.D., UQAT), mon co-directeur dans ce travail de recherche, dont les différents conseils m'ont été bénéfiques.

Au corps enseignant et administratif de l'UQAT pour l'encadrement et le soutien multiforme reçus tout au long de mes études.

Un merci particulier au Dr. Tommy Andy Theubou Tameghe pour sa disponibilité en tout temps, son humilité et ses précieux conseils d'aîné. À mes camarades de recherche et avec qui j'ai formé une famille pour nos échanges et leur soutien tout au long de cette aventure, il s'agit de : Joseph Kessel Pombè, Duclair Tiomo, Cédric Lako, Hermine Kengne, Albert Ayang.

Je suis également profondément reconnaissant envers Monsieur et Madame Dongmo dont la contribution dès le départ a rendu tout ceci possible, et Maître Pascal JOGO pour ses conseils et son écoute.

Que tous ceux qui n'ont pas été cités, et qui de près ou de loin m'ont assisté dans cette belle aventure, trouvent également ici l'expression de ma profonde gratitude.

RÉSUMÉ

L'objectif du travail présenté est le développement des modèles de prédiction des essais de décroissance de flux saturés et l'identification de la machine synchrone.

La modélisation de cette dernière est faite en partant des différentes équations de flux et de tensions liées aux différents enroulements. Les modèles d'état dits d'admittance et hybride sont déduits. Ces modèles permettent de faire la prédiction des essais de court-circuit et de délestage de charge qui sont considérés comme des essais de décroissance de flux. L'approche analytique est utilisée par la suite pour prédire les essais de délestage dans un axe d et dans un axe arbitraire. La saturation magnétique (dans le cas du délestage dans l'axe d) est prise en compte en partant du principe que c'est à travers les inductances mutuelles de magnétisation que ce phénomène se manifeste. En partant des travaux du standard 115 de IEEE, une procédure automatisée basée sur l'identification graphique est élaborée et implémentée pour pouvoir identifier les différents paramètres de la machine synchrone à partir d'un essai de court-circuit, d'un essai de délestage dans l'axe d et d'un essai de délestage dans un axe arbitraire. Pour rendre crédible la procédure implémentée, la méthode de l'estimateur au maximum de vraisemblance associée à un algorithme d'optimisation de type Quasi-Newton est appliquée. Enfin, dans un souci de pédagogie, les expressions analytiques des courants de court-circuit sont développées de manière simple. Le logiciel MATLAB/SIMULINK® est utilisé pour toutes les simulations et des essais expérimentaux ont été menés en laboratoire.

ABSTRACT

The objective of the present work aims at the development of prediction models for tests of decay of saturated flux and identification of the synchronous machine.

The latter is modeled based on the different flux equations and voltages linked to the different windings. The so-called admittance and hybrid state models are deduced. These models make it possible to be able to predict short-circuit and load shedding tests which are flux decay tests. The analytical approach is used thereafter to predict load rejection tests in an d axis and in an arbitrary axis, then taking into account the magnetic saturation (in the case of load rejection test in the d axis) starting from the principle that it is through mutual magnetization inductances that this phenomenon manifests itself. Considering the work of IEEE standard 115, an automated procedure based on graphic identification is developed and implemented in order to be able to identify the various parameters of the synchronous machine from a short-circuit test, a load rejection test in the d axis and in an arbitrary axis. To make the implemented procedure credible, the maximum likelihood estimator method is associated with a Quasi-Newton type optimization algorithm. Finally, for educational reasons, the analytical expressions for short-circuit currents are developed in a simple manner. MATLAB / SIMULINK® software is used for all simulations and experimental tests have been carried out in the laboratory.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS..	II
RÉSUMÉ.....	III
ABSTRACT.....	IV
TABLE DES MATIÈRES	V
LISTE DES FIGURES	VII
LISTE DES TABLEAUX.....	IX
LISTE DES SYMBÔLES.....	X
CHAPITRE 1: INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
1.1 CONTEXTE.....	1
1.2 PROBLÉMATIQUE.....	2
1.3 OBJECTIFS GÉNÉRAUX ET SPÉCIFIQUES	2
1.3.1 Objectif général.....	2
1.3.2 Objectifs spécifiques	3
1.4 ÉTAT DE L'ART	4
1.4.1 Description et principe de fonctionnement	4
1.4.2 Modélisation de la machine synchrone	5
1.4.3 Principaux essais applicables à la machine synchrone	7
1.4.4 Identification des paramètres de la machine synchrone.....	8
1.5 MÉTHODOLOGIE	9
CHAPITRE 2: MODÉLISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE.....	11
2.1 HYPOTHÈSES ET CONSIDÉRATIONS PRÉALABLES	11
2.2 MISE EN ÉQUATIONS DE LA MACHINE SYNCHRONE	11
2.2.1 Équations électriques	12
2.2.2 Équations mécaniques.....	28
2.3 MODÈLES D'ÉTAT.....	29

2.3.1	Modèle admittance	30
2.3.2	Modèle hybride	32
CHAPITRE 3:	MODÉLISATION DES ESSAIS DE DÉCROISSANCE DE FLUX	35
3.1	ÉTUDE DE L'ESSAI DE COURT-CIRCUIT	35
3.1.1	Approche par modèle d'état	35
3.1.2	Expression analytique du courant de court-circuit.....	38
3.2	ESSAI DE DÉLESTAGE.....	43
3.2.1	Approche par modèle d'état	43
3.2.2	Expressions analytiques des principales grandeurs.....	48
3.2.3	Essai de délestage avec prise en compte de la saturation magnétique..	53
3.3	ÉTUDE DU DÉLESTAGE DANS UN AXE ARBITRAIRE.....	63
CHAPITRE 4:	ESTIMATION DES PARAMÈTRES DE LA MACHINE SYNCHRONE.....	67
4.1	INTRODUCTION.....	67
4.1.1	Considérations générales.....	67
4.1.2	Mise en place du schéma expérimental.....	69
4.2	IDENTIFICATION BASÉE SUR L'ESSAI DE COURT-CIRCUIT	74
4.2.1	Méthode automatisée d'estimation graphique	74
4.2.2	Méthode basée sur l'estimateur au maximum de vraisemblance	82
4.3	IDENTIFICATION À PARTIR DE L'ESSAI DE DÉLESTAGE	85
4.3.1	Délestage dans l'axe d.....	85
4.3.2	Délestage dans l'axe arbitraire	94
CHAPITRE 5:	CONCLUSION GÉNÉRALE.....	97
	RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	100
	ANNEXES.....	104

LISTE DES FIGURES

Figure 1-1 Schéma représentatif des enroulements d’une génératrice synchrone [1]	5
Figure 1-2 : Démarche suivie.....	10
Figure 2-1 : Enroulements rotorique et statorique de la machine synchrone.....	12
Figure 2-2 : Enroulements de la machine synchrone dans le repère de Park.....	22
Figure 2-3 : Circuits équivalents – (a) axe d, (b) axe q.....	28
Figure 3-1 : Schéma de principe de l’essai de court-circuit.....	36
Figure 3-2 : Courants de court-circuit (Approche par modèle d’état)	37
Figure 3-3 : Courants de phase après le court-circuit (Approche analytique)	43
Figure 3-4 : Schéma de principe de l’essai de délestage.....	44
Figure 3-5 : Tension d’armature (Approche par modèle d’état).....	46
Figure 3-6 : Tension d’armature (Approche analytique)	49
Figure 3-7 : Tension terminale (Approche analytique).....	50
Figure 3-8 : Courant de champ (Approche analytique)	50
Figure 3-9 : Caractéristique à vide de la machine synchrone	56
Figure 3-10 : Facteur de saturation	57
Figure 3-11 : Tension terminale – Modèle de référence vs Modèle analytique.....	61
Figure 3-12 : Courant de champ – Modèle de référence vs Modèle analytique	61
Figure 3-13 : Facteur de saturation – Modèle de référence vs Modèle analytique	62
Figure 3-14 : Modèle de référence utilisant le modèle d’état	62
Figure 3-15 : Tension d’armature après délestage de la charge mixte.....	65
Figure 3-16 : Tension terminale après de la charge mixte	66
Figure 4-1 : Vue d’ensemble du dispositif expérimental	70
Figure 4-2 : Plaque signalétique de la génératrice synchrone.....	70

Figure 4-3 : Ensemble groupe turbo-alternateur	71
Figure 4-4 : Les différentes charges utilisées lors des essais	72
Figure 4-5 : Interface d'acquisition des données	72
Figure 4-6 : Oscilloscope numérique utilisé lors des essais expérimentaux.....	73
Figure 4-7 : Vue de l'interface de commande.....	74
Figure 4-8 : Organigramme pour l'identification des paramètres de la GS	75
Figure 4-9 : Courants de court-circuit obtenus expérimentalement.....	76
Figure 4-10 : Comparaison Courant ia expérimental et Courant ia filtré	78
Figure 4-11 : Enveloppes et courant filtré ia	78
Figure 4-12 : courants transitoires estimé et expérimental	80
Figure 4-13 : Superposition des enveloppes centrales - estimée et expérimentale	82
Figure 4-14 : Schéma de principe de l'identification par modèle de connaissance	83
Figure 4-15 : Diagramme d'implémentation de la méthode de l'EMV	84
Figure 4-16 : Organigramme pour l'identification graphique des paramètres de la GS	87
Figure 4-17 : Tension d'armature après délestage	88
Figure 4-18 : Comparaison tension Va expérimentale et tension Va filtrée.....	89
Figure 4-19 : Tension terminale et tension d'armature Va	89
Figure 4-20 : Tensions terminales transitoires - estimée et expérimentale.....	91
Figure 4-21 : Superposition des tensions terminales estimée et expérimentale.....	92

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2-1 : Formule pour le calcul des valeurs de base du système p.u. (stator).....	24
Tableau 2-2 : Formule pour le calcul des valeurs de base du système p.u. (rotor).....	25
Tableau 2-3 : Formule pour le calcul des valeurs de base du système p.u. (Amortisseurs).....	26
Tableau 3-1 : Paramètres estimés de la fonction $K_{\psi}(\psi_m)$	59
Tableau 3-2 : Caractéristiques de la machine synchrone[3]	59
Tableau 3-3 : Paramètres de la machine synchrone utilisée	60
Tableau 3-4 : Caractéristiques en régime permanent de la charge (capacitive).....	60
Tableau 3-5 : caractéristiques en régime permanent de la charge	64
Tableau 3-6 : Paramètres de la machine (Génératrice)	65
Tableau 4-1 : Paramètres standards d'une machine synchrone à pôles saillants [3] ..	68
Tableau 4-2 : Valeurs des paramètres identifiés (court-circuit).....	81
Tableau 4-3 : Comparaison des paramètres estimés (Court-circuit).....	85
Tableau 4-4 : Valeurs des paramètres identifiés (Délestage).....	93
Tableau 4-5 : Comparaison des paramètres estimés (Délestage d'axe d).....	94
Tableau 4-6 : Comparaison des paramètres estimés (Délestage d'axe arbitraire)	96

LISTE DES SYMBÔLES

p	(Sans unité)	Nombre de paires de pôles
T_{Park}		Transformée de Park
T_{Park}^{-1}		Transformée inverse de Park
D	(p.u.)	Coefficient de frottement
J	($Kg.m^2$)	Constante d'inertie
H	($MW.s/MVA$)	Équivalent du coefficient d'inertie
δ_i	(rad)	Angle interne dynamique (variable)
δ_0	(rad)	Angle interne (constant)
φ	(rad)	Déphasage entre le courant et la tension de phase
t	(s)	Temps
ω_{base}	(rad/s)	Pulsation de base
ω_m	(tr/s)	Vitesse de rotation du rotor
r_a	(Ω)	Résistance au stator
$r_i, i=f,D,Q$	(Ω)	Résistance du circuit de champ, des amortisseurs D et Q
L	($H : henry$)	Inductance
X	(Ω)	Réactance
x	(p.u.)	Réactance en p.u.
x_a	(p.u.)	Réactance ou inductance de fuite au stator
$x_{f D Q}$	(p.u.)	Réactance ou Inductance de fuite au rotor
x_{md}	(p.u.)	Inductance mutuelle de magnétisation dans l'axe d

x_{md}	(p. u.)	Inductance mutuelle de magnétisation dans l'axe q
x_{kf}	(p. u.)	Inductance de Canay
v	(V)	Tension
E	(V)	Tension
I	(A)	Courant
i	(p. u.)	Courant
ψ	(p. u.)	flux
Ψ	(Wb : weber)	flux
$(U I Z L)_{Sbase}$		Tension, courant, réactance et inductance de base au stator
$(U I Z L)_{(f D Q)base}$		Tension, courant, réactance et inductance de base au rotor
$(S \psi)_{base}$		Puissance et flux de base
$(v I i \Psi \psi E)_{(a b c)}$		Grandeurs triphasées au stator
$(v i \psi)_{(d q h)}$		Grandeurs de Park au stator
$(v i \psi)_f$		Grandeurs du circuit de champ
$(v i \psi)_{(D Q)}$		Grandeurs de Park au rotor
T_e	(N. m)	Couple électromagnétique
t_e	(p. u.)	Couple électromagnétique
T_m	(N. m)	Couple mécanique
t_m	(p. u.)	Couple mécanique
$A_{\psi}^v, B_{\psi}^v, C_{\psi}^v, D_{\psi}^v$		Matrices du modèle de la Machine triphasé commandé en tension avec le flux comme variable d'état
$A_i^v, B_i^v, C_i^v, D_i^v$		Matrices du modèle de la Machine triphasé commandé en

$A_{\psi}^{i,v}, B_{\psi}^{i,v}, C_{\psi}^{i,v}, D_{\psi}^{i,v}$	tension avec le courant comme variable d'état
k_{ψ}	Matrice du modèle hybride de la machine synchrone
Δ	Facteur de saturation
$\theta_1, \theta_2, \theta_3$	Rapport de saillance
$V_1(\theta_1), V_2(\theta_2), V_3(\theta_3)$	Vecteurs de paramètres à identifier/estimer
$i_{AC}^{exp}(k), v_{3t}^{exp}(k)$	Fonctions coût
$i_{AC}^{est}(k, \theta_1), v_{3t}^{est}(k, \theta_{2 3})$	Courant et tension expérimentaux
	Courant et tension estimés

CHAPITRE 1: INTRODUCTION GÉNÉRALE

1.1 CONTEXTE

L'amélioration des conditions de vie et le développement, ont pour corollaire une augmentation croissante de la demande en énergie électrique. Il s'en suit une multiplication des barrages hydroélectriques qui doivent en tout temps tenir de l'évolution scientifique et technologique dans le domaine du génie électrique afin de mieux répondre à une demande de plus en plus complexe et diversifiée des consommateurs. Un des défis, et non des moindres, dans cette quête qui allie les contraintes de qualité et disponibilité, est l'exploitation minutieuse et maîtrisée des installations entrant dans la production de l'énergie électrique.

Les machines électriques jouent un rôle majeur dans ce processus. Sur le plan conventionnel, les plus utilisées sont les machines synchrones. Dans la production de l'hydro-électricité, la machine synchrone est à rotor bobiné (elle est celle qui fera l'intérêt de notre étude) du fait de la quantité d'énergie mise en jeu. Du fait de la grande durée de vie d'un alternateur, il est fréquent de constater qu'au bout d'un certain nombre d'années, le manuel d'utilisation de cette dernière soit désuet et qu'elle n'ait plus les mêmes caractéristiques ou les mêmes paramètres fournis par le fabricant lors de sa mise en service. La connaissance de ces paramètres est fondamentale pour l'exploitation de la machine. Il y a donc nécessité de rechercher ces paramètres via des tests appropriés tels les essais de courts-circuits, de délestage de charge, d'enclenchement de charge : il s'agit de l'identification.

D'un point de vue scientifique, les différents essais cités ci-dessus au vu des informations qu'elles peuvent fournir, permettent d'affûter la modélisation de la machine synchrone. Ceci afin que les simulations numériques (qui sont essentielles) menées avec ces modèles puissent aboutir à une meilleure

analyse, à une meilleure prédiction du comportement de la machine et à son identification. La finalité étant de fournir des modèles mathématiques fiables qui miment au mieux, le comportement réel de la machine.

1.2 PROBLÉMATIQUE

Le calibrage, le dimensionnement, la conception et le choix des équipements de protection, de commande et de régulation des machines installées dans des processus industriels (centrale hydroélectrique, éolienne, manufactures, etc.) nécessitent une connaissance précise de leurs paramètres électriques et mécaniques. Autrement dit, de leurs fonctions de transfert autant en régime transitoire que dynamique. Plusieurs de ces paramètres ne sont pas fournis par les constructeurs ou sont mal connus plusieurs années après leur mise en service.

Il apparaît donc important à la fois de fournir aux automaticiens (pour la commande), aux analystes des réseaux électriques (ingénieurs de distribution et de production) de l'industrie et aux concepteurs des machines des modèles mathématiques simples, fiables, et représentatifs de la machine synchrone. Il s'agira aussi de leur proposer des algorithmes d'estimation de ses paramètres en même temps que de nouvelles méthodes de mise en œuvre numérique des essais d'identification. Le standard IEEE 115 utilise des modèles simples pour la détermination rapide des paramètres de l'alternateur synchrone à partir des essais de court-circuit, de délestage de charge, d'établissement de tension. Nous comptons mieux investiguer la prise en compte de la saturation magnétique dans ces modèles en fonctionnement nominal et aussi la détermination des paramètres de l'axe q lors de l'essai de délestage.

1.3 OBJECTIFS GÉNÉRAUX ET SPÉCIFIQUES

1.3.1 Objectif général

L'objectif général poursuivi par ce sujet de maîtrise, est de développer des modèles d'essais et de diagnostic de la machine synchrone à rotor bobiné. Ceci dans le but d'en

faire une estimation paramétrique. Les résultats visés contribueront à améliorer les modèles déjà existant. Précisément, il s'agira de prédire les résultats d'un essai de délestage de charge pour un axe arbitraire et ceci en prenant en compte la saturation magnétique (particulièrement pour un délestage d'axe d). De même, ils permettront aux ingénieurs d'avoir un outil fiable et innovant en ce qui concerne le processus automatisé d'identification graphique. Il sera donc aisé pour ces ingénieurs de mieux calibrer, dimensionner et concevoir les protections et les régulateurs tout en tenant compte des spécificités de ces différents modèles.

1.3.2 Objectifs spécifiques

Relativement à l'objectif général mentionné plus haut, il s'agira spécifiquement de :

- Partir des travaux existants basés sur les modèles d'état pour proposer des formulations simples de modèles de prédiction des essais de décroissance de flux (particulièrement les essais de délestage) de la machine synchrone;
- Trouver des approches simples de prises en compte de la saturation magnétique inhérente au fonctionnement de la machine synchrone;
- Utiliser le logiciel MATLAB/SIMULINK pour simuler différents scénarios des essais de décroissance de flux tels qu'énoncés dans le standard IEEE 115 et réaliser expérimentalement ces essais afin de valider les résultats des modèles de prédiction proposés;
- Développer une procédure d'automatisation de l'estimation graphique pour déterminer les paramètres de l'alternateur, et utiliser par la suite un programme d'identification des paramètres de la machine synchrone incluant une procédure d'optimisation;
- Comparer les résultats obtenus et ceux proposés dans la littérature.

1.4 ÉTAT DE L'ART

1.4.1 Description et principe de fonctionnement

La machine synchrone, en fonctionnement génératrice, est la plus importante machine utilisée dans l'industrie de la production de l'énergie électrique. Une bonne compréhension de ses caractéristiques et du principe décrivant son fonctionnement sont essentiels pour l'élaboration de son modèle mathématique.

La constitution d'une machine synchrone se décrit généralement comme suit (voir Figure 1-1) :

- Un stator, appelé aussi induit, de structure généralement lisse, il porte dans les encoches des enroulements appelés aussi circuits d'armature ou phases. En alternateur la machine fournit de l'énergie au réseau et en moteur elle consomme de l'énergie du réseau. Il est à noter que le stator d'une machine synchrone est le même que celui d'une machine asynchrone.
- Un rotor, encore appelé inducteur. Il est alimenté par un courant continu (circuit d'excitation ou de champ) et se comporte comme un électro-aimant (le rotor fonctionne théoriquement comme un aimant permanent). On distingue les rotors à pôles lisses et ceux à pôles saillants. Le rotor à pôles saillants est celui qui est le plus utilisé pour la production de l'hydroélectricité parce qu'il est mieux compatible pour les turbines hydrauliques qui opèrent généralement à basse vitesse. Des barres court-circuitées aux extrémités du rotor appelées amortisseurs sont placées dans la masse du rotor (comme les barres d'un rotor à cage) pour limiter les vibrations de l'alternateur pendant les transitoires brusques.

Pendant le fonctionnement en mode génératrice, le rotor alimenté par une tension dite de champ est entraîné par une turbine (mise en mouvement par la pression de l'eau dans le cas de l'hydroélectricité, la vitesse du vent dans le cas d'une éolienne). Ce

mouvement de rotation du rotor crée un flux sinusoïdal et conséquemment, d'après la loi d'Ampère, une tension induite sinusoïdale naît au niveau des enroulements des phases du stator.

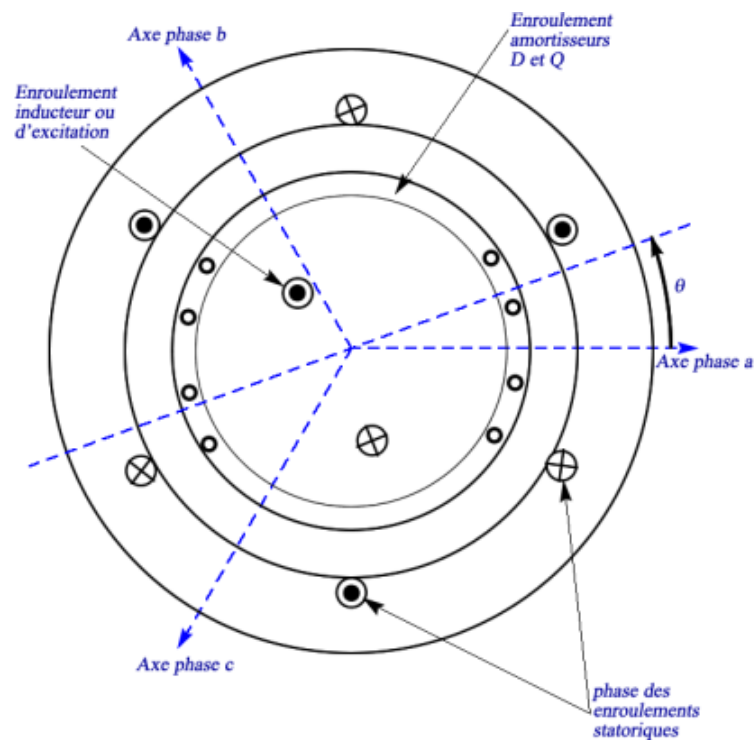


Figure 1-1 Schéma représentatif des enroulements d'une génératrice synchrone [1]

1.4.2 Modélisation de la machine synchrone

Le but de la modélisation est de pouvoir représenter le plus fidèlement possible un phénomène naturel plus ou moins complexe. Et ce parce que pour décrire, concevoir, contrôler ces phénomènes-là, l'esprit humain a besoin de modèles représentatifs basés sur des lois mathématiques et physiques.

L'analyse de la machine synchrone, notamment la modélisation mathématique a fait l'objet de plusieurs travaux [2-4]. L'idée étant de partir de la constitution de la machine synchrone pour considérer que le rotor et le stator (le plus souvent tous bobinés) sont

magnétiquement couplés [1] à travers les enroulements qui les constituent. Ainsi les équations électromagnétiques qui régissent le fonctionnement de la machine synchrone, conduisent globalement à écrire les équations de tensions (essentiellement des équations différentielles) et de flux aux bornes des différents éléments constitutifs de la machine synchrone. Ces équations se sont avérées fortement non-linéaires, du fait des expressions des inductances liées aux différents enroulements pris en compte, rendant ainsi leur exploitation difficile. Une solution proposée par [4] est de ramener les grandeurs intervenant dans ces équations statoriques dans le repère du rotor en appliquant la transformation de Park. Cette transformation permet d'obtenir un système d'équations linéarisées, contrairement à celles obtenues dans le système triphasé abc.

Partant de là, le calcul matriciel inspire une approche de modélisation par modèle d'état [5, 6] dans l'objectif d'une meilleure compréhension et une meilleure analyse de la machine. Ces modèles ont ouvert la voie au développement d'autres sous-modèles qui eux découlent de la théorie sur les quadripôles [7]. C'est ainsi qu'on parlera de modèles admittance, impédance, hybride et hybride-inverse. Ces différentes structures sus-citées différaient les unes des autres sur les variables de contrôle et de sortie mises en jeu. La forme matricielle n'étant pas toujours facile de compréhension, plus tard des travaux seront menés de manière à obtenir les expressions analytiques des différentes grandeurs de sortie [8].

La nature ferromagnétique du matériau entrant dans la constitution des éléments de la machine amène à prendre en considération la saturation magnétique. Ce phénomène s'explique par le fait que lorsqu'un matériau ferromagnétique est soumis à un champ magnétique extérieur, il s'en suit une aimantation de ce dernier dont la courbe de magnétisation qui initialement augmente rapidement, devient asymptotique par la suite : on dit alors que le matériau a atteint son point de saturation magnétique. La machine synchrone est très sensible à la saturation magnétique et donc il est important d'en tenir compte dans sa modélisation. C'est un phénomène complexe, non linéaire, qui est difficile à modéliser. Plusieurs approches ont été proposés dans la

littérature [3, 9-12] : l'approche qui se veut la plus précise [13] serait de partir de la géométrie de la machine, et par la suite résoudre les équations de Maxwell relatives aux comportements des matériaux utilisés par des méthodes numériques appropriées. Cependant, la démarche la plus utilisée consiste à modifier le modèle de Park de la machine synchrone tout en se focalisant sur les effets de la saturation sur les grandeurs telles que les courants ou les flux [7, 14, 15].

1.4.3 Principaux essais applicables à la machine synchrone

Les essais peuvent être considérés comme des tests qui permettent d'en apprendre plus sur la machine et sa caractérisation. Leur importance n'est donc plus à démontrer et ils ont été formalisés à travers différentes publications du standard IEEE [8, 16, 17]. Nous faisons une revue non exhaustive de quelques-uns d'entre eux.

L'essai de court-circuit symétrique est l'essai qui pendant longtemps a été utilisé par les spécialistes des machines électriques en vue de l'estimation de leurs paramètres [5, 18-20]. Cet essai s'est avéré cependant être très stressant pour la machine à cause des valeurs élevées de courants mis en jeu, mettant ainsi en danger les enroulements de la machine.

Une alternative à l'essai de court-circuit, au vu des défauts relevés plus haut, est l'essai de délestage de charge [14, 21]. Le principe ici est de déconnecter ("délester") brusquement une ou plusieurs charge(s) initialement connectée(s) à la machine pendant qu'elle tourne à sa vitesse nominale. Il est aussi à noter que la nature de la charge à délester influence la nature du délestage car dépendamment de que la charge soit inductive, capacitive ou mixte, la tension terminale ne suit pas la même courbe.

Un essai moins connu mais tout aussi important est l'essai de court-circuit de champ. Contrairement à l'essai de court-circuit triphasé présenté plus haut, où il s'agissait d'intervenir au niveau du stator, dans ce cas il s'agit de court-circuiter les bornes du circuit de champ (enroulements de l'excitatrice).

L'essai d'enclenchement de charge est un essai très utilisé par les spécialistes des machines électriques. Il consiste à connecter de manière progressive une charge aux bornes de la machine. On peut bien constater que c'est un essai dual à l'essai de délestage. Et comme pour ce dernier, la nature de la charge lors de l'essai d'enclenchement influence sur les différentes grandeurs mesurables.

Dans le cadre de ce travail, nous allons aborder essentiellement les essais de court-circuit et de délestage de charge.

1.4.4 Identification des paramètres de la machine synchrone

Le but de l'identification d'un système est de décrire le comportement de ce dernier à travers ses paramètres, et ce à partir des données expérimentales issues des essais que nous avons énumérés un peu plus haut. Notons tout de même qu'originellement les paramètres de la machine sont calculés par le fabricant au moment de sa conception à partir des modèles équivalents de la machine [22]. Ces calculs devaient être validés par la suite par une série de vérifications orientées par le standard IEEE [8].

L'identification fréquentielle a été aussi beaucoup utilisée mais avec la machine mise en arrêt [23, 24]. Certains auteurs ont utilisé les réponses temporelles des grandeurs de sortie et cette fois lorsque la machine est en fonctionnement. Mais le processus tel que décrit ne tenait pas toujours compte de l'influence que pouvait avoir l'usure du temps et aussi de la température sur la variation des valeurs des paramètres. Aussi, le fait que les différents tests de validations soient faits lorsque la machine est à l'arrêt ne paraît pas pratique et économiquement viable.

De ce qui précède, les essais se présentent comme étant une sérieuse aubaine pour l'identification de la machine puisqu'ils peuvent être effectués pendant que la machine est en fonctionnement et permettent d'avoir les paramètres recherchés de la machine au moment où ces différents essais sont effectués.

À l'aide des données obtenues avec les essais, différentes procédures d'identifications peuvent être appliqués aux modèles issus de l'analyse de la machine en tenant compte de l'interprétation de l'essai mis en évidence. Plusieurs travaux ont été menés dans ce sens, majoritairement en utilisant les modèles d'état [6] mais aussi les modèles analytiques [25]. Parmi les méthodes d'identification couramment utilisées, on peut citer entre autres la méthode graphique [26, 27] qui a la faiblesse de ne toujours pas être précise et fiable, la méthode des moindres carrés [14, 28] avec ses différentes variantes qui quant à elle a fait l'objet de plusieurs publications et la méthode du maximum de vraisemblance [29] qui s'inspire beaucoup de l'approche statistique de l'analyse des données.

Dans le cadre de ce travail, nous partirons des travaux du standard 115 de IEEE relativement aux essais de court-circuit triphasé et de délestage de charge pour identifier les paramètres de la machine à partir des modèles analytiques qui y sont développées. Il s'agira aussi de pouvoir prendre en compte le phénomène de la saturation dans ce processus d'identification. Un autre pan de ce travail, serait de pouvoir modéliser l'essai de délestage dans l'axe q et dans un axe arbitraire.

1.5 MÉTHODOLOGIE

Un bref aperçu de la méthodologie suivie dans ce travail peut être résumé dans le diagramme donné à la Figure 1-2.

À partir de la description de la machine et des différentes équations (de tension et de flux) dans le repère triphasé abc , tout en se basant sur la théorie des circuits électriques, les équations électriques seront écrites. Les équations ainsi obtenues sont fortement non-linéaires, et une solution est de ramener ces équations dans le référentiel lié au rotor. Pour ce faire, la transformation de Park est appliquée à ces équations de manière qu'elles soient facilement exploitables pour l'analyse. Un réarrangement de ces dernières permet d'obtenir les modèles d'état d'admittance et hybride de la machine. Les différents essais de court-circuit et de délestage sont simulés à partir de ces modèles

d'état, et toujours à partir de ces équations on peut obtenir les expressions analytiques des différentes grandeurs mises en jeu. Une validation est faite pour comparer les différents résultats issus de la simulation des essais cités plus haut à partir de leurs modèles d'état et analytique. La prise en compte de la saturation magnétique dans ces différents modèles (analytiques) proposés par le standard IEEE, sera abordée. Une procédure d'identification des différents paramètres de la machine sera proposée et validée par une méthode d'identification connue.

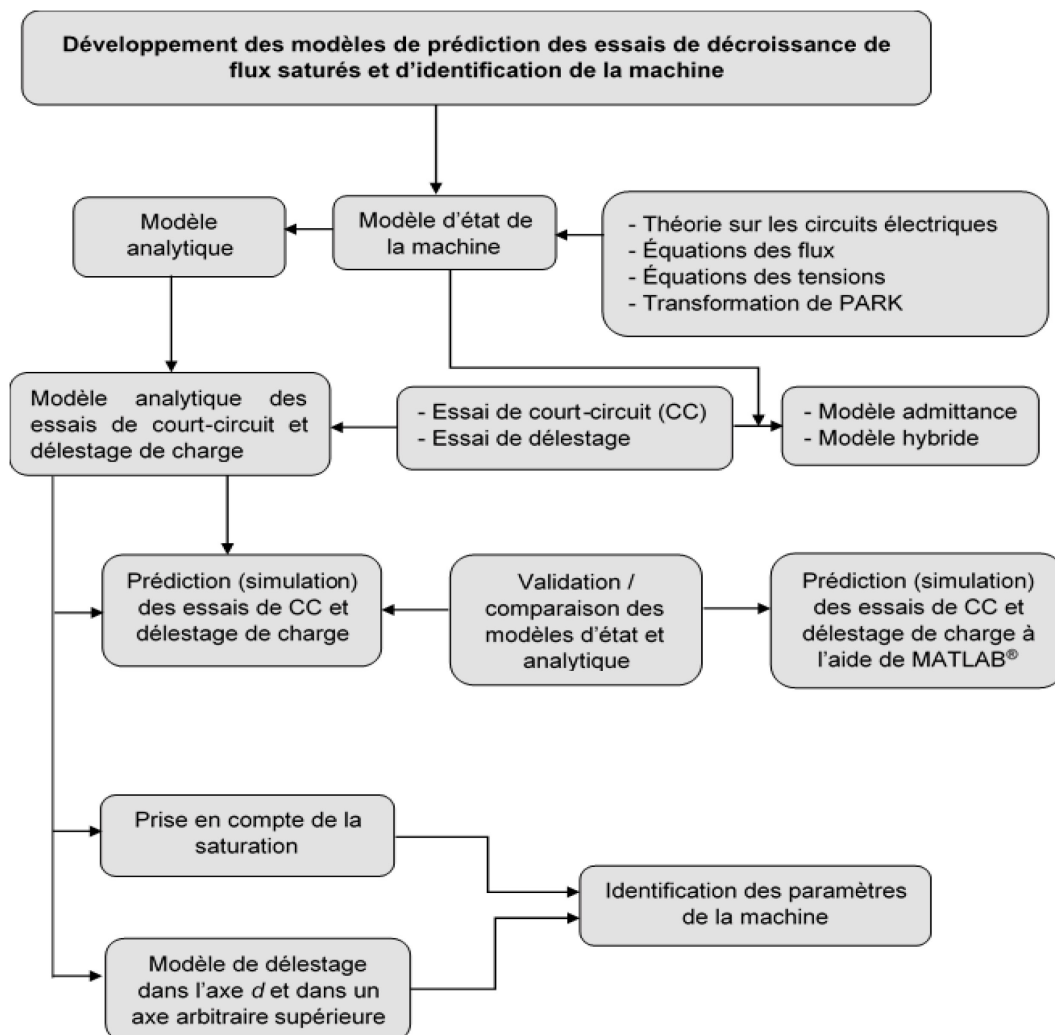


Figure 1-2 : Démarche suivie

CHAPITRE 2: MODÉLISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE

2.1 HYPOTHÈSES ET CONSIDÉRATIONS PRÉALABLES

Pour mener à bien l'objectif assigné à ce chapitre, il est important de fixer comme préalable certaines hypothèses de travail [14, 28] :

- Les effets des courants induits ou courant de Foucault sont considérés comme négligeables.
- Le circuit magnétique sera supposé parfaitement feuilleté.
- Les effets pelliculaires sont négligés. Dans la section des conducteurs, la densité de courant sera supposée uniforme.
- Au vu de 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.

2.2 MISE EN ÉQUATIONS DE LA MACHINE SYNCHRONE

Étant donné que l'analyse et l'étude du point de vue électrique de la machine synchrone se fait en se basant sur les différents enroulements la constituant, la Figure 1-1 présentée plus haut peut encore être représentée par la Figure 2-1 ci-dessous.

Les enroulements des phases a , b et c représentent le stator, et ils sont séparés d'un angle de 120° de manière à former un système triphasé. Quant au rotor, l'enroulement f représente l'excitation (ou circuit de champ). En outre, on y retrouve aussi les

enroulements D et Q dits enroulements amortisseurs, car ils ont pour rôle de stabiliser le rotor pendant la période transitoire de démarrage de la machine. Ces enroulements qui sont court-circuités un peu comme la cage d'un moteur, n'interviennent pas dans l'analyse en régime permanent de la machine synchrone.

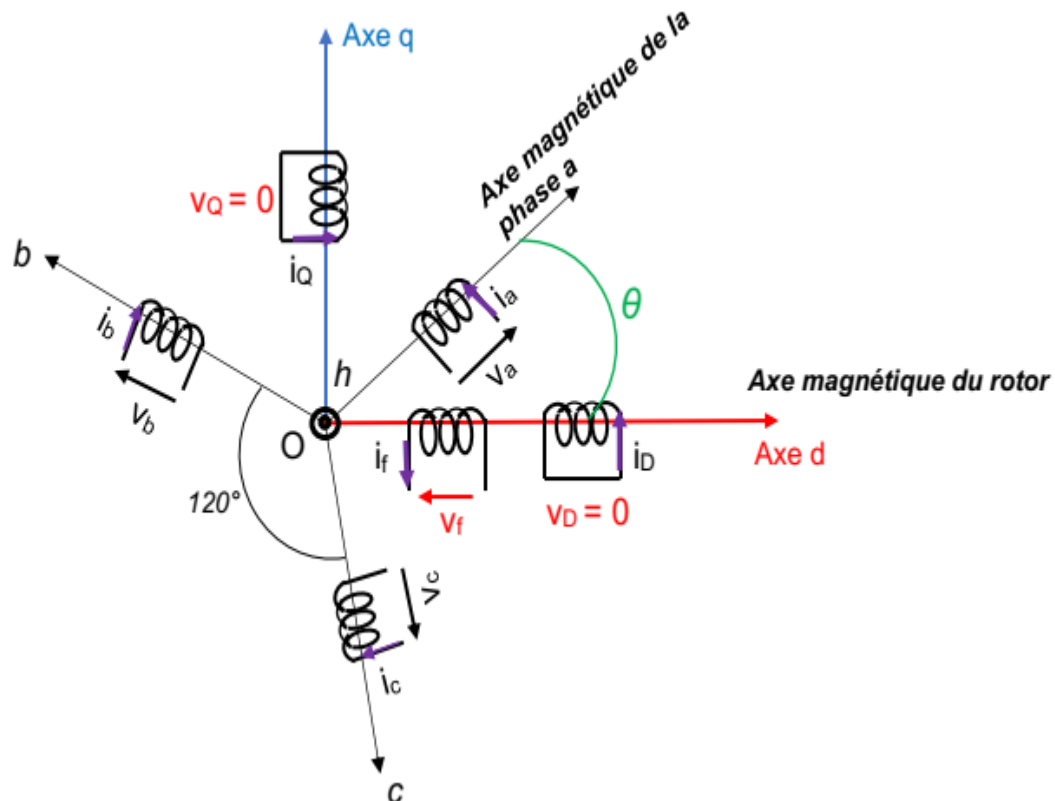


Figure 2-1 Enroulements rotorique et statorique de la machine synchrone

2.2.1 Équations électriques

Remarquons tout d'abord que sur la figure ci-dessus, le stator et le rotor ont deux systèmes de repérage différents. Aussi, les tensions et les courants au stator sont représentés en convention générateur et au rotor, en convention moteur. Nous allons

considérer ici une génératrice synchrone ayant un enroulement amortisseur dans l'axe d ainsi que dans l'axe q.

2.2.1.1 Équations des flux

Partant des hypothèses énoncées plus haut, les flux totalisés dans les bobines sont la somme des influences des courants circulant dans ces dernières.

– Au stator

Ces équations sont écrites selon les différents axes Oa , Ob et Oc . On a :

$$\begin{cases} \psi_a = -L_{aa}i_a - L_{ab}i_b - L_{ac}i_c + L_{af}i_f + L_{aD}i_D + L_{aQ}i_Q \\ \psi_b = -L_{ba}i_a - L_{bb}i_b - L_{bc}i_c + L_{bf}i_f + L_{bD}i_D + L_{bQ}i_Q \\ \psi_c = -L_{ca}i_a - L_{cb}i_b - L_{cc}i_c + L_{cf}i_f + L_{cD}i_D + L_{cQ}i_Q \end{cases} \quad [\text{Wb}] \quad (2.1)$$

Où L_{aa} , L_{bb} , L_{cc} sont les inductances propres du stator; L_{ab} , L_{ac} , L_{ba} , L_{bc} , L_{ca} , L_{cb} sont les inductances mutuelles des enroulements présents au stator; L_{af} , L_{aD} , L_{aQ} , L_{bf} , L_{bD} , L_{bQ} , L_{cf} , L_{cD} , L_{cQ} sont les inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor.

– Au rotor

Ces équations sont écrites selon les axes Od et Oq , l'axe homopolaire Oh n'est pas prise en compte ici simplement par le fait que les effets des amortisseurs ne sont considérés que dans le plan (O, Od, Oq) .

$$\begin{cases} \psi_f = -L_{fa}i_a - L_{fb}i_b - L_{fc}i_c + L_{ff}i_f + L_{fD}i_D + L_{fQ}i_Q \\ \psi_D = -L_{Da}i_a - L_{Db}i_b - L_{Dc}i_c + L_{Df}i_f + L_{DD}i_D + L_{DQ}i_Q \\ \psi_Q = -L_{Qa}i_a - L_{Qb}i_b - L_{Qc}i_c + L_{Qf}i_f + L_{QD}i_D + L_{QQ}i_Q \end{cases} \quad [\text{Wb}] \quad (2.2)$$

Où L_{ff} , L_{DD} , L_{QQ} sont les inductances propres du rotor; L_{fD} , L_{fQ} , L_{Df} , L_{DQ} , L_{Qf} , L_{QD} sont les inductances mutuelles des enroulements présents au rotor; L_{fa} , L_{fb} , L_{fc} , L_{Da} , L_{Db} , L_{Dc} , L_{Qa} , L_{Qb} , L_{Qc} sont les inductances mutuelles entre les enroulements du rotor et du stator

Globalement les équations (2.1) et (2.2) peuvent être regroupées en une seule expression et prendre la forme suivante :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -L_{aa} & -L_{ab} & -L_{ac} & L_{af} & L_{aD} & L_{aQ} \\ -L_{ba} & -L_{bb} & -L_{bc} & L_{bf} & L_{bD} & L_{bQ} \\ -L_{ca} & -L_{cb} & -L_{cc} & L_{cf} & L_{cD} & L_{cQ} \\ -L_{fa} & -L_{fb} & -L_{fc} & L_{ff} & L_{fD} & L_{fQ} \\ -L_{Da} & -L_{Db} & -L_{Dc} & L_{Df} & L_{DD} & L_{DQ} \\ -L_{Qa} & -L_{Qb} & -L_{Qc} & L_{Qf} & L_{QD} & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \\ \Leftrightarrow \begin{bmatrix} \psi_{abc}^{stator} \\ \psi_{abc}^{rotor} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -L_{abc}^{ss}(\theta) & L_{abc}^{sr}(\theta) \\ -L_{abc}^{rs}(\theta) & L_{abc}^{rr}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc}^{stator} \\ i_{abc}^{rotor} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \psi_{abc}^{stator} &= \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix}, \psi_{abc}^{rotor} = \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix}, L_{abc}^{ss}(\theta) = \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta) & L_{ab}(\theta) & L_{ac}(\theta) \\ L_{ba}(\theta) & L_{bb}(\theta) & L_{bc}(\theta) \\ L_{ca}(\theta) & L_{cb}(\theta) & L_{cc}(\theta) \end{bmatrix}, \\ L_{abc}^{sr}(\theta) &= \begin{bmatrix} L_{af}(\theta) & L_{aD}(\theta) & L_{aQ}(\theta) \\ L_{bf}(\theta) & L_{bD}(\theta) & L_{bQ}(\theta) \\ L_{cf}(\theta) & L_{cD}(\theta) & L_{cQ}(\theta) \end{bmatrix}, i_{abc}^{stator} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, i_{abc}^{rotor} = \begin{bmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}, \\ L_{abc}^{rr}(\theta) &= \begin{bmatrix} L_{ff}(\theta) & L_{fD}(\theta) & L_{fQ}(\theta) \\ L_{Df}(\theta) & L_{DD}(\theta) & L_{DQ}(\theta) \\ L_{Qf}(\theta) & L_{QD}(\theta) & L_{QQ}(\theta) \end{bmatrix}, L_{abc}^{rs}(\theta) = \begin{bmatrix} L_{fa}(\theta) & L_{fb}(\theta) & L_{fc}(\theta) \\ L_{Da}(\theta) & L_{Db}(\theta) & L_{Dc}(\theta) \\ L_{Qa}(\theta) & L_{Qb}(\theta) & L_{Qc}(\theta) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

En considérant l'hypothèse selon laquelle la machine a une symétrie parfaite, la relation entre les matrices d'inductances mutuelles des enroulements du stator et du rotor devient :

$L_{abc}^{rs}(\theta) = (L_{abc}^{sr}(\theta))^T$ (θ représente l'angle entre l'axe magnétique du rotor et l'axe magnétique de la phase a).

2.2.1.2 Équations des tensions

Partant de la définition de l'équation de la tension aux bornes d'une bobine, on a les tensions aux bornes des différents enroulements des phases abc qui s'écrivent comme suit :

– Au stator

$$\begin{cases} v_a = -r_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \\ v_b = -r_a i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \\ v_c = -r_a i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \end{cases} [V] \quad (2.4)$$

– Au rotor

$$\begin{cases} v_f = r_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \\ v_D = r_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt} \\ v_Q = r_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} \end{cases} [V] \quad (2.5)$$

Un réarrangement des équations (2.4) et (2.5) permet d'avoir une expression combinant les équations de tension au niveau du stator et du rotor :

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_f \\ v_D \\ v_Q \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -r_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} \\
\Leftrightarrow \begin{bmatrix} v_{abc}^{stator} \\ v_{abc}^{rotor} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -R_s & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc}^{stator} \\ i_{abc}^{rotor} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{abc}^{stator} \\ \psi_{abc}^{rotor} \end{bmatrix} \quad (2.6) \\
v_{abc}^{rotor} &= R_r i_{abc}^{rotor} + \frac{d\psi_{abc}^{rotor}}{dt} \Rightarrow v_{dqh}^{rotor} = R_r i_{dqh}^{rotor} + \frac{d\psi_{dqh}^{rotor}}{dt} \\
v_{dqh}^{rotor} &= \begin{bmatrix} v_f \\ v_D \\ v_Q \end{bmatrix}, i_{dqh}^{rotor} = \begin{bmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}, \psi_{dqh}^{rotor} = \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Avec :

$$v_{abc}^{stator} = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, v_{abc}^{rotor} = \begin{bmatrix} v_f \\ v_D \\ v_Q \end{bmatrix}, R_s = \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_a & 0 \\ 0 & 0 & r_a \end{bmatrix}, R_r = \begin{bmatrix} r_f & 0 & 0 \\ 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix}$$

En remplaçant l'expression du second membre de (2.3) dans celle du second membre de (2.6), on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{abc}^{stator} \\ v_{abc}^{rotor} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0_{3 \times 3} \\ 0_{3 \times 3} & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc}^{stator} \\ i_{abc}^{rotor} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} -L_{abc}^{ss}(\theta) & L_{abc}^{sr}(\theta) \\ -L_{abc}^{rs}(\theta) & L_{abc}^{rr}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{abc}^{stator} \\ i_{abc}^{rotor} \end{bmatrix} \right) \quad (2.7)$$

Les équations électriques telles qu'écrites ci-dessus sont fortement non linéaires [1, 3]. Ceci du fait de la relation sinusoïdale qui existe entre les inductances rentrant dans l'écriture de ces équations et de l'angle θ qui représente la position relative entre le rotor et le stator. Cette non-linéarité rend difficile la résolution de ces équations qui sont en fait des équations différentielles. De plus les équations au stator sont écrites

dans un repère fixe et celles au rotor en réalité sont écrites dans un repère mobile lié au rotor.

2.2.1.3 Équations de la machine synchrone dans les coordonnées de Park

Une solution à la difficulté relevée au paragraphe précédent consiste à utiliser la transformation de Park. Il s'agira de réécrire ces équations dans le référentiel lié au rotor. Pour passer du repère abc fixe au repère dqh (h mis pour axe homopolaire), on procède comme suit :

$$\begin{aligned}
 \Psi_{dqh}^{stator} = T_{Park} \Psi_{abc}^{stator} &\Rightarrow \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_h \end{bmatrix} = T_{Park} \begin{bmatrix} \Psi_a \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix} \\
 v_{dqh}^{stator} = T_{Park} v_{abc}^{stator} &\Rightarrow \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_h \end{bmatrix} = T_{Park} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \\
 i_{dqh}^{stator} = T_{Park} i_{abc}^{stator} &\Rightarrow \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_h \end{bmatrix} = T_{Park} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

Où T_{Park} représente la matrice de passage dite de Park, et a pour expression :

$$T_{Park} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\Rightarrow T_{Park}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}$$

On peut remarquer que les grandeurs au rotor ne sont pas concernées par cette transformation car elles demeurent invariantes par rapport à cette dernière.

De ce qui précède, nous allons nous atteler à appliquer la transformation de Park aux équations électriques.

– Équations de flux

– Au stator :

D'après l'équation (2.3), on a :

$$\begin{aligned} \psi_{abc}^{stator} &= -L_{abc}^{ss}(\theta) i_{abc}^{stator} + L_{abc}^{sr}(\theta) i_{abc}^{rotor} \\ \Rightarrow T_{Park} \psi_{abc}^{stator} &= \psi_{dqh}^{stator} = -T_{Park} L_{abc}^{ss}(\theta) i_{abc}^{stator} + T_{Park} L_{abc}^{sr}(\theta) i_{abc}^{rotor} \end{aligned}$$

En développant d'avantage, on obtient :

$$\begin{aligned} \psi_{dqh}^{stator} &= -T_{Park} L_{abc}^{ss}(\theta) i_{abc}^{stator} + T_{Park} L_{abc}^{sr}(\theta) i_{abc}^{rotor} \\ &= -T_{Park} L_{abc}^{ss}(\theta) T_{Park}^{-1} i_{dqh}^{stator} + T_{Park} L_{abc}^{sr}(\theta) i_{dqh}^{rotor} \end{aligned} \quad (2.10)$$

Avec :

$$T_{Park} L_{abc}^{ss}(\theta) T_{Park}^{-1} = L_{ss} = \begin{bmatrix} L_{dd} & 0 & 0 \\ 0 & L_{qq} & 0 \\ 0 & 0 & L_{hh} \end{bmatrix}, T_{Park} L_{abc}^{sr}(\theta) = L_{sr} = \begin{bmatrix} L_{df} & L_{dD} & 0 \\ 0 & 0 & L_{qQ} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\psi_{dqh}^{stator} = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_h \end{bmatrix}, i_{dqh}^{stator} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_h \end{bmatrix}, i_{dqh}^{stator} = \begin{bmatrix} i_f \\ i_D \\ i_D \end{bmatrix}$$

– Au rotor :

De même qu'au stator, on a :

$$\begin{aligned} \psi_{abc}^{rotor} &= -L_{abc}^{rs}(\theta) i_{abc}^{stator} + L_{abc}^{rr}(\theta) i_{abc}^{rotor} \\ \Rightarrow \psi_{abc}^{rotor} &= \psi_{dqh}^{rotor} = -L_{abc}^{rs}(\theta) T_{Park}^{-1} i_{dqh}^{stator} + L_{abc}^{rr}(\theta) i_{dqh}^{rotor} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Avec :

$$\psi_{dqh}^{rotor} = \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix}, L_{abc}^{rs}(\theta) T_{Park}^{-1} = L_{rs} = \begin{bmatrix} L_{fd} & 0 & 0 \\ L_{Dd} & 0 & 0 \\ 0 & L_{Qq} & 0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} L_{sr},$$

$$L_{abc}^{rr}(\theta) = L_{rr} = \begin{bmatrix} L_{ff} & L_{fD} & 0 \\ L_{fD} & L_{DD} & 0 \\ 0 & 0 & L_{QQ} \end{bmatrix}$$

Il est important de préciser que les matrices d'inductances $L_{ss}, L_{sr}, L_{rs}, L_{rr}$ sont indépendantes de l'angle θ [1] après cette opération.

L'expression globale du flux de la machine synchrone dans le repère de Park est :

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_h \\ \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L_{dd} & 0 & 0 & L_{df} & L_{dD} & 0 \\ 0 & -L_{qq} & 0 & 0 & 0 & L_{qQ} \\ 0 & 0 & -L_{hh} & 0 & 0 & 0 \\ -L_{fd} & 0 & 0 & L_{ff} & L_{fD} & 0 \\ -L_{Dd} & 0 & 0 & L_{Df} & L_{DD} & 0 \\ 0 & -L_{Qq} & 0 & 0 & 0 & L_{QQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_h \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

- Équations des tensions

- Au stator

En partant de l'équation (2.7), on a :

$$v_{abc}^{stator} = -R_s i_{abc}^{stator} + \frac{d\psi_{abc}^{stator}}{dt} \Rightarrow T_{Park} v_{abc}^{stator} = v_{dqh}^{stator} = -T_{Park} R_s i_{abc}^{stator} + T_{Park} \frac{d\psi_{abc}^{stator}}{dt}$$

Si nous continuons le développement de l'équation ci-dessus, on obtient :

$$v_{dqh}^{stator} = -T_{Park} R_s T_{Park}^{-1} i_{dqh}^{stator} + T_{Park} \frac{d(T_{Park}^{-1} \psi_{dqh}^{stator})}{dt} \quad (2.13)$$

Étant donné que la matrice R_s est constante, on en déduit que :

$$T_{Park} R_s T_{Park}^{-1} = R_s \quad (2.14)$$

On peut aussi remarquer que :

$$\begin{aligned} \frac{d(T_{Park}^{-1} \psi_{dqh}^{stator})}{dt} &= T_{Park}^{-1} \frac{d\psi_{dqh}^{stator}}{dt} + \frac{dT_{Park}^{-1}}{dt} \psi_{dqh}^{stator} \\ \Rightarrow T_{Park} \frac{d(T_{Park}^{-1} \psi_{dqh}^{stator})}{dt} &= \frac{d\psi_{dqh}^{stator}}{dt} + T_{Park} \frac{dT_{Park}^{-1}}{dt} \psi_{dqh}^{stator} \end{aligned}$$

Or :

$$\frac{dT_{Park}^{-1}}{dt} = \frac{dT_{Park}^{-1}}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} \Rightarrow \frac{dT_{Park}^{-1}}{dt} = \omega_m \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}$$

$$= \omega_m \begin{bmatrix} -\sin \theta & -\cos \theta & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix}$$

D'où :

$$\Rightarrow T_{Park} \frac{dT_{Park}^{-1}}{dt} = \omega_m \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \omega_m \Xi \quad (2.15)$$

$$\text{Avec : } \omega_m = \frac{d\theta}{dt}, \quad \Xi = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Finalement :

$$v_{dqh}^{stator} = -R_s i_{dqh}^{stator} + \frac{d\psi_{dqh}^{stator}}{dt} + \omega_m \Xi \psi_{dqh}^{stator} \quad (2.16)$$

$$v_{dqh}^{stator} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_h \end{bmatrix}, i_{dqh}^{stator} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_h \end{bmatrix}, \psi_{dqh}^{stator} = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_h \end{bmatrix}$$

– Au rotor :

Le repère dans lequel les équations sont écrites étant lié au rotor, les grandeurs liées au rotor sont invariables par rapport à la transformée de Park :

$$v_{abc}^{rotor} = R_r i_{abc}^{rotor} + \frac{d\psi_{abc}^{rotor}}{dt} \Rightarrow v_{dqh}^{rotor} = R_r i_{dqh}^{rotor} + \frac{d\psi_{dqh}^{rotor}}{dt}$$

$$v_{dqh}^{rotor} = \begin{bmatrix} v_f \\ v_D \\ v_Q \end{bmatrix}, i_{dqh}^{rotor} = \begin{bmatrix} i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix}, \psi_{dqh}^{rotor} = \begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

L'expression globale de la tension aux bornes de la machine synchrone s'écrit :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_h \\ v_f \\ v_D \\ v_Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_a & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_h \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_h \\ \psi_f \\ \psi_D \\ \psi_Q \end{bmatrix} + \omega_m \begin{bmatrix} -\psi_q \\ \psi_d \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Une nouvelle illustration de la machine synchrone dans le référentiel de Park peut être vue à la Figure 2-2 ci-dessous.

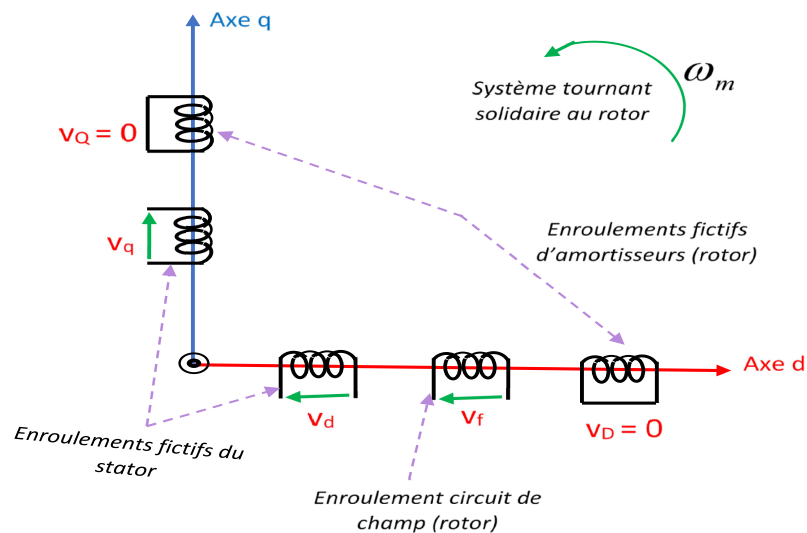


Figure 2-2 : Enroulements de la machine synchrone dans le repère de Park

2.2.1.1 Équations électriques de la machine synchrone en valeurs réduites (p.u.)

L'écriture des équations en valeurs réduites (p.u. – per unit, en Anglais) dans un système où interviennent plusieurs machines permet de faire une sorte d'harmonisation des grandeurs manipulées lors de l'analyse dudit système. Le calcul des valeurs nominales de base est important parce qu'il permet de s'assurer que les différentes grandeurs aient la même référence. L'utilisation des valeurs réduites ainsi calculées facilite l'élaboration des schémas équivalents qui sont utiles dans la modélisation et l'identification des paramètres de la machine synchrone.

De manière générale, il faut retenir que :

$$\text{Valeur de la grandeur en p.u.} = \frac{\text{Valeur de la grandeur actuelle}}{\text{Valeur de base de la grandeur}} \quad (2.19)$$

Par la suite, nous définissons les valeurs de base des différentes grandeurs intervenant dans la modélisation tant au niveau du stator (Tableau 2-1) et, du rotor (Tableau 2-2, pour les amortisseurs). Pour ce qui est du circuit de champ, un calcul spécifique est fait via la courbe à vide et la droite de court-circuit.

Tableau 2-1 : Formule pour le calcul des valeurs de base du système p.u. (stator)

GRANDEURS DE BASE	STATOR	UNITÉ
Tension	$U_{s_{base}} = V_N \sqrt{2}$	[V]
Courant	$I_{s_{base}} = I_N \sqrt{2}$	[A]
Impédance	$Z_{s_{base}} = \frac{U_{s_{base}}}{I_{s_{base}}}$	[Ω]
Inductance	$L_{s_{base}} = \frac{Z_{s_{base}}}{\omega_{base}}$	[H]

Dans le Tableau 3-1, V_N et I_N sont respectivement la tension nominale et le courant nominal d'armature de la machine.

Le courant de base du circuit de champ $I_{f_{base}}$ s'exprime comme étant :

$$I_{f_{base}} = I_{f_{b0}} x_{md}^0 \quad (2.20)$$

$I_{f_{b0}}$ est le courant de champ dont la valeur est obtenue en projetant la tension terminale de 1 p.u. sur la droite d'entrefer de la machine synchrone.

x_{md}^0 représente la réactance de magnétisation non-saturée d'axe d

$$x_{md}^0 = \frac{I_{f_{base}}}{I_{f_{b0}}} = \frac{\text{Courant de champ correspond à la tension de base (1pu) sur la droite d'entrefer}}{\text{Courant de champ correspond au courant d'armature de base (1pu) dans un essai de cc}}$$

Tableau 2-2 : Formule pour le calcul des valeurs de base du système p.u. (rotor)

GRANDEURS DE BASE	CHAMP	AMORTISSEUR D	AMORTISSEUR Q	UNIT É
Tension	$U_{f_{base}} = \frac{S_{base}}{I_{f_{base}}}$	$U_{D_{base}} = \frac{S_{base}}{I_{D_{base}}}$	$U_{Q_{base}} = \frac{S_{base}}{I_{Q_{base}}}$	[V]
Courant	$I_{f_{base}}$	$I_{D_{base}} = \frac{L_{md}}{L_{dD}} I_{s_{base}}$	$I_{Q_{base}} = \frac{L_{mq}}{L_{qQ}} I_{s_{base}}$	[A]
Impédance	$Z_{f_{base}} = \frac{U_{f_{base}}}{I_{f_{base}}}$ $= \frac{S_{base}}{I_{base}^2}$	$Z_{D_{base}} = \frac{S_{base}}{I_{D_{base}}^2}$	$Z_{Q_{base}} = \frac{S_{base}}{I_{Q_{base}}^2}$	[Ω]
Inductance	$L_{f_{base}} = \frac{Z_{f_{base}}}{\omega_{base}}$	$L_{D_{base}} = \frac{Z_{D_{base}}}{\omega_{base}}$	$L_{Q_{base}} = \frac{Z_{Q_{base}}}{\omega_{base}}$	[H]

En appliquant le principe de l'équation (2.19) aux équations électriques (2.12) et (2.18), et ce à l'aide des valeurs de base données par les tableaux 2-1, 2-2 et 2-3, on aboutit aux équations électriques en valeurs réduites telles qu'énoncées ci-dessous [7].

Tableau 2-3 : Formule pour le calcul des valeurs de base du système p.u.
(Amortisseurs)

GRANDEURS DE BASE	TOUS LES ENROULEMENTS	UNITÉ
Puissance	$S_{base} = \frac{3}{2} U_{s_{base}} I_{s_{base}} = 3V_N I_N$	[VA]
Flux	$\psi_{base} = L_{s_{base}} I_{s_{base}} = \frac{U_{s_{base}}}{\omega_{base}}$	[Wb]
Pulsation	$\omega_{base} = \omega_n = 2\pi f_{base}$	[rad/s]
Vitesse angulaire	$\omega_{méc.base} = \frac{\omega_{base}}{p}, p : \text{Nombre de paire de pôles}$	[rad/s]
Temps	$t_{base} = \frac{1}{\omega_n}$	[s]

– Équations de tension en valeurs réduites

$$\left\{ \begin{array}{l} v_d = -r_d i_d + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_m \psi_q \\ v_q = -r_d i_q + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_m \psi_d \\ v_h = -r_d i_h + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\psi_h}{dt} \\ v_f = r_f i_f + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\psi_f}{dt} \\ v_D = 0 = r_D i_D + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\psi_D}{dt} \\ v_Q = 0 = r_Q i_Q + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\psi_Q}{dt} \end{array} \right. \quad (p.u.) \quad (2.21)$$

$$\mathbf{v}_{dqhp.u.}^{stator} = (v_d, v_q, v_h)^T, \mathbf{v}_{dqhp.u.}^{rotor} = (v_D, v_Q, v_f)^T$$

– Équations des flux en valeurs réduites

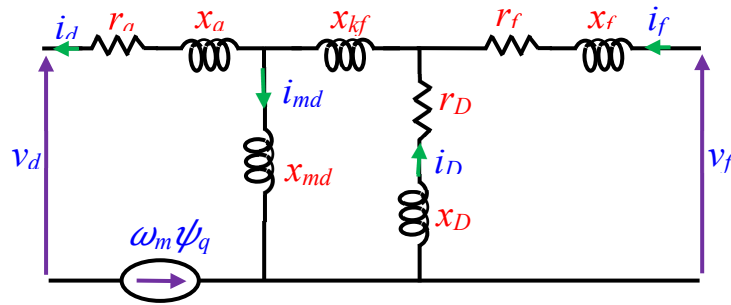
$$\begin{cases} \psi_d(t) = -x_{dd}i_d(t) + x_{df}i_f(t) + x_{dD}i_D(t) \\ \psi_q(t) = -x_{qq}i_d(t) + x_{qQ}i_Q(t) \\ \psi_h(t) = -x_{hh}i_h(t) \\ \psi_f(t) = -x_{fd}i_d(t) + x_{ff}i_f(t) + x_{fD}i_D(t) \\ \psi_D(t) = -x_{Dd}i_d(t) + x_{Df}i_f(t) + x_{DD}i_D(t) \\ \psi_Q(t) = -x_{Qq}i_q(t) + x_{QQ}i_Q(t) \end{cases} \quad (p.u.) \quad (2.22)$$

$$\Psi_{dqhp.u.}^{stator} = (\psi_d, \psi_q, \psi_h)^T, \Psi_{dqhp.u.}^{rotor} = (\psi_D, \psi_Q, \psi_f)^T$$

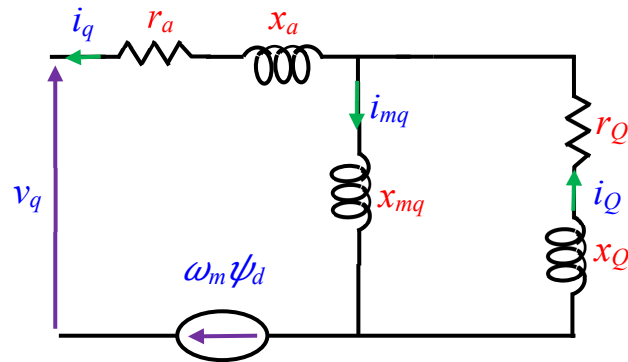
Les inductances $x_{ij}, (i, j) = \{d, q, h, f, D, Q\}$ sont exprimées comme suit :

$$\begin{aligned} x_{dd} &= x_{md} + x_a, x_{qq} = x_{mq} + x_a, x_{DD} = x_{md} + x_D + x_{kf}, x_{QQ} = x_{mq} + x_Q + x_{kf}, \\ x_{ff} &= x_{md} + x_f + x_{kf}, x_{df} = x_{fd} = x_{md}, x_{Dd} = x_{dD} = x_{md}, x_{Qq} = x_{qQ} = x_{mq}, \\ x_{Df} &= x_{fD} = x_{DD} - x_D \end{aligned} \quad (2.23)$$

Les différentes parties de la machines (stator et rotor principalement) pouvant être vues comme des dipôles, elles peuvent être représentées sous forme de circuits équivalents [23, 30] tout en se basant sur les équations (2.21) :



(a)



(b)

Figure 2-3 : Circuits équivalents – (a) axe d, (b) axe q

2.2.2 Équations mécaniques

Dans cette partie, on s'intéresse à la dynamique du rotor qui est la partie mobile de la machine synchrone. En se rappelant de la loi de Newton pour un mobile en mouvement, on a :

$$J \frac{d\omega_m(t)}{dt} = T_m - T_e - D\omega_m \quad (N.m) \quad (2.24)$$

Avec

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (2.25)$$

Où J est la constante d'inertie, T_m est le couple mécanique, T_e est le couple électromécanique, D est le coefficient de friction qui traduit les divers frottements que peut subir la machine, $\omega_m(t)$ représente la vitesse angulaire instantanée, p est le nombre de paires de pôles.

Pour avoir l'équation du mouvement en valeur réduite (per unit, p.u.), il sera question de partir des valeurs de base suivantes :

$$T_{base} = \frac{S_{base}}{\omega_{méc.base}} = \frac{3}{2} p \psi_{base} I_{S_{base}} \quad (N.m) : \text{couple électromagnétique de référence;}$$

$$H = \frac{1}{2} \frac{J \omega_{méc.base}^2}{S_{base}} \quad (MW.s / MVA) : \text{équivalent de la valeur de référence du moment}$$

d'inertie J .

En appliquant le principe de l'équation (2.19) à l'équation (2.24), on obtient :

$$2H \frac{d\omega_m(t)}{dt} = t_m - t_e - D_{p.u.} \omega_m(t) \quad (p.u.) \quad (2.26)$$

L'angle interne dynamique $\delta_i(t)$ de la machine est tel que :

$$\frac{d\omega_m(t)}{dt} = \frac{1}{\omega_n} \frac{d^2\delta_i(t)}{dt^2} \quad (p.u.) \quad (2.27)$$

En procédant à une double intégration, on obtient :

$$\delta_i(t) = \int_0^t \omega_n (\omega_m(\tau) - \omega_{m_0}) d\tau + \delta_{i_0} \quad (rad / s) \quad (2.28)$$

ω_{m_0} , au-delà d'être une constante d'intégration, représente la vitesse nominale

À partir de ce point, nous allons négliger la composante homopolaire non seulement pour les besoins pratiques mais aussi parce que la symétrie des enroulements statoriques fait en sorte qu'il n'y ait pas d'effets sur l'axe homopolaire.

2.3 MODÈLES D'ÉTAT

Le modèle d'état propose une représentation des systèmes dynamiques sous forme matricielle. La modélisation de la machine synchrone, en utilisant l'approche par modèle d'état, conduit à obtenir les modèles dits admittance, impédance, hybride et

hybride inverse, dépendamment des types de variables d'état, de commande et de sorties mises en jeu. Dans ce paragraphe, nous nous intéresserons aux modèles admittance et hybride.

2.3.1 Modèle admittance

Dans le modèle admittance, le vecteur de commande est constitué des tensions statoriques, les courants sont les grandeurs observées en sortie, et les variables d'état pouvant être soit les flux, soit les courants.

– Modèle avec les flux comme variables d'état

Nous procédons d'abord aux annotations suivantes :

$$\Psi_m = \begin{bmatrix} \Psi_{dqhp.u.}^{stator} \\ \Psi_{dqhp.u.}^{rotor} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_f \\ \Psi_D \\ \Psi_Q \end{bmatrix}, v_m = \begin{bmatrix} v_{dqhp.u.}^{stator} \\ v_{dqhp.u.}^{rotor} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_s \\ v_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_f \\ v_D \\ v_Q \end{bmatrix}, i_m = \begin{bmatrix} i_{dqhp.u.}^{stator} \\ i_{dqhp.u.}^{rotor} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \\ i_D \\ i_Q \end{bmatrix},$$

$$W = \omega_{méc.} \begin{bmatrix} \Theta & O_{2 \times 2} \\ O_{3 \times 3} & O_{3 \times 3} \end{bmatrix}, \Theta = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$R_m = \begin{bmatrix} -R_s & O_{2 \times 2} \\ O_{3 \times 3} & R_r \end{bmatrix}, R_s = \begin{bmatrix} r_a & 0 \\ 0 & r_a \end{bmatrix}, R_r = \begin{bmatrix} r_f & 0 & 0 \\ 0 & r_D & 0 \\ 0 & 0 & r_Q \end{bmatrix}, X_m = \begin{bmatrix} -X_{ss} & X_{sr} \\ -X_{rs} & X_{rr} \end{bmatrix},$$

$$X_{ss} = \begin{bmatrix} x_{dd} & 0 \\ 0 & x_{qq} \end{bmatrix}, X_{sr} = X_{rs}^T = \begin{bmatrix} x_{df} & x_{dD} & 0 \\ 0 & 0 & x_{qQ} \end{bmatrix}, X_{rr} = \begin{bmatrix} x_{ff} & 0 & 0 \\ 0 & x_{DD} & 0 \\ 0 & 0 & x_{QQ} \end{bmatrix}$$

Les équations (2.21) et (2.22) peuvent être réécrites comme suit :

$$v_m = R_m i_m + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\psi_m}{dt} + W\psi_m \quad (2.29)$$

$$\psi_m = X_m i_m \quad (2.30)$$

Si on exprime i_m en fonction de ψ_m à partir de (2.30) et en le remplaçant dans (2.29), on forme le modèle d'état ci-dessous :

$$\begin{cases} \frac{d\psi_m}{dt} = -\omega_n (R_m X_m^{-1} + W)\psi_m + \omega_n v_m \\ i_m = X_m^{-1} \psi_m \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{d\psi_m}{dt} = A_\psi^v \psi_m + B_\psi^v v_m \\ i_m = C_\psi^v \psi_m + D_\psi^v v_m \end{cases} \quad (2.31)$$

Où : $A_\psi^v = -\omega_n (R_m X_m^{-1} + W)$, $B_\psi^v = \omega_n I_5$, $C_\psi^v = X_m^{-1}$, $D_\psi^v = O_{5 \times 5}$

(I_5 est la matrice identité d'ordre 5)

– Modèle avec les courants comme variables d'état

En remplaçant (2.30) dans (2.31), et en considérant que les impédances sont constantes au cours du temps, on a :

$$\begin{cases} \frac{d(X_m i_m)}{dt} = -\omega_n (R_m X_m^{-1} + W) X_m i_m + \omega_n v_m \\ i_m = X_m^{-1} X_m i_m \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{di_m}{dt} = -\omega_n X_m^{-1} (R_m + W X_m) i_m + \omega_n X_m^{-1} v_m \\ i_m = I_6 i_m \end{cases} \quad (2.32)$$

$$\begin{cases} \frac{d(X_m i_m)}{dt} = -\omega_n (R_m X_m^{-1} + W) X_m i_m + \omega_n v_m \\ i_m = X_m^{-1} X_m i_m \end{cases} \quad (2.32)$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} \frac{di_m}{dt} = -\omega_n X_m^{-1} (R_m + W X_m) i_m + \omega_n X_m^{-1} v_m \\ i_m = I_6 i_m \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} \frac{di_m}{dt} = A_i^v i_m + B_i^v v_m \\ i_m = C_i^v i_m + D_i^v v_m \end{cases} \quad (2.33)$$

Où : $A_i^v = -\omega_n X_m^{-1} (R_m + W X_m)$, $B_i^v = \omega_n X_m^{-1}$, $C_i^v = I_6$, $D_i^v = O_{3 \times 3}$

Le modèle admittance est celui qui, par sa formulation, sied le plus pour la simulation de l'essai de court-circuit de champ.

2.3.2 Modèle hybride

Dans le modèle hybride, le vecteur de commande est constitué de la tension de champ v_f et des courants statoriques i_d et i_q . Les grandeurs observées dans ce modèle sont le courant de champ i_f et les tensions statoriques v_d et v_q , avec les flux rotoriques Ψ_f, Ψ_D, Ψ_Q comme variables d'état.

L'équation (2.30) permet d'écrire :

$$v_r = R_r i_r + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\psi_r}{dt} \Rightarrow \frac{d\psi_r}{dt} = -\omega_n R_r i_r + \omega_n v_r \quad (2.34)$$

On a aussi via (2.29) :

$$\psi_r = -X_{rs}i_s + X_{rr}i_r \Rightarrow i_r = X_{rr}^{-1}\psi_r + X_{rr}^{-1}X_{rs}i_s = X_{rr}^{-1}\psi_r + X_{rr}^{-1}X_{sr}^T i_s \quad (2.35)$$

En combinant les deux équations (2.34) et (2.35), on a :

$$\frac{d\psi_r}{dt} = -\omega_n R_r X_{rr}^{-1}\psi_r + \omega_n R_r X_{rr}^{-1}X_{sr}^T i_s + \omega_n v_r \quad (2.36)$$

De même :

$$\begin{aligned} \psi_s &= -X_{ss}i_s + X_{sr}i_r = -X_{ss}i_s + X_{sr}(X_{rr}^{-1}\psi_r + X_{rr}^{-1}X_{sr}^T i_s) \\ \Rightarrow \psi_s &= X_{sr}X_{rr}^{-1}\psi_r + (X_{sr}X_{rr}^{-1}X_{sr}^T - X_{ss})i_s \end{aligned}$$

Si nous réécrivons l'équation ci-dessus en tenant compte de la forme du vecteur de commande, nous obtenons :

$$\psi_s = X_{sr}X_{rr}^{-1}\psi_r + \left[O_{2 \times 1} \quad (X_{sr}X_{rr}^{-1}X_{sr}^T - X_{ss})_{2 \times 2} \right] U = C_\psi \psi_r + D_{\psi_{2 \times 3}} U \quad (2.37)$$

$$\text{Avec : } C_\psi = X_{sr}X_{rr}^{-1}, D_{\psi_{2 \times 3}} = \left[O_{2 \times 1} \quad (X_{sr}X_{rr}^{-1}X_{sr}^T - X_{ss})_{2 \times 2} \right], U = (v_f, i_d, i_q)^T$$

De plus, on sait que :

$$V_s = -R_s i_s + \frac{1}{\omega_n} \frac{d\psi_s}{dt} + W\psi_s \Rightarrow V_s = -R_s i_s + \frac{1}{\omega_n} \frac{d(C_\psi \psi_r + D_{\psi_{2 \times 3}} U)}{dt} + \Theta(C_\psi \psi_r + D_{\psi_{2 \times 3}} U)$$

$$\Rightarrow V_s = -R_s i_s + \frac{C_\psi}{\omega_n} \frac{d\psi_r}{dt} + \Theta(C_\psi \psi_r + D_{\psi_{2 \times 3}} U)$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow V_s &= -R_s i_s + \frac{C_\psi}{\omega_n} (-\omega_n R_r X_{rr}^{-1}\psi_r + \omega_n R_r X_{rr}^{-1}X_{sr}^T i_s + \omega_n v_r) \\ &\quad + \Theta(C_\psi \psi_r + D_{\psi_{2 \times 3}} U) \end{aligned} \quad (2.38)$$

Si nous utilisons la première ligne de l'expression (2.35) et la combinons à l'équation (2.38), nous formons ainsi le vecteur des grandeurs de sortie du modèle d'état recherché.

C'est ainsi que nous aurons :

$$\begin{bmatrix} i_f \\ V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{rr}^{-1} \text{(1ère ligne)} \\ C'_\psi \end{bmatrix} \psi_r + \begin{bmatrix} 0 & X_{rr}^{-1} X_{sr}^T \text{(1ère ligne)} \\ D'_\psi \end{bmatrix} U \quad (2.39)$$

$$\text{Où : } C'_\psi = \left(\frac{C_\psi}{\omega_n} A_\psi^{i,v} + WC_\psi \right), D'_\psi = [O_{2 \times 1} \quad -R_s] + \frac{C_\psi}{\omega_n} B_\psi^{i,v} + \Theta D_{\psi_{2 \times 3}}$$

Finalement, avec les équations (2.36) et (2.39), on forme le modèle d'état dit hybride, de la machine synchrone :

$$\begin{cases} \frac{d\psi_r}{dt} = A_\psi^{i,v} \psi_r + B_\psi^{i,v} U \\ Y = \begin{bmatrix} i_f \\ V_s \end{bmatrix} = C_\psi^{i,v} \psi_r + D_\psi^{i,v} U \end{cases} \quad (2.40)$$

Avec

$$A_\psi^{i,v} = \omega_n R_r X_{rr}^{-1}, B_\psi^{i,v} = \begin{bmatrix} \omega_n & O_{1 \times 2} \\ -\omega_n R_r X_{rr}^{-1} X_{sr}^T \end{bmatrix}, C_\psi^{i,v} = \begin{bmatrix} X_{rr}^{-1} \text{(1ère ligne)} \\ C'_\psi \end{bmatrix}, D_\psi^{i,v} = \begin{bmatrix} 0 & X_{rr}^{-1} X_{sr}^T \text{(1ère ligne)} \\ D'_\psi \end{bmatrix}$$

$\psi_r = (\psi_f, \psi_D, \psi_Q)^T$ - variables d'état; $U = (v_f, i_d, i_q)^T$ - vecteur commande;

$V_s = (v_d, v_d)^T$ - Tensions statoriques.

Le modèle hybride ainsi énoncé, convient mieux à la simulation de l'essai de délestage de charge et celui du court-circuit de champ.

CHAPITRE 3: MODÉLISATION DES ESSAIS DE DÉCROISSANCE DE FLUX

Les essais sont des tests effectués sur la machine synchrone qui varient selon un canevas bien défini et qui dépend du type d'analyse à mener. Ils sont importants pour les machines synchrones parce qu'ils permettent d'avoir des informations sur les paramètres de la machine. Dans ce chapitre, les essais de court-circuit et de délestage seront abordés.

3.1 ÉTUDE DE L'ESSAI DE COURT-CIRCUIT

L'essai de court-circuit triphasé est un essai qui consiste à mettre simultanément les trois phases de l'alternateur. Cet essai entraîne généralement un stress important au niveau des enroulements de la machine car de grands courants pouvant les endommager y naissent, et ceci peut aussi avoir des conséquences sur la durée de vie de la machine. Néanmoins il reste intéressant d'observer les courants de court-circuit afin de pouvoir mieux concevoir des modèles de prédiction et d'identification des paramètres de la machine.

3.1.1 Approche par modèle d'état

Une illustration de l'essai de court-circuit est représentée par le schéma de principe à la Figure 3-1 ci-dessous.

Le modèle d'état développé plus haut et qui convient le mieux pour la prédiction de cet essai est le modèle admittance car lorsque l'interrupteur K_1 est fermé, les bornes de sortie de la machine sont court-circuitées. Ainsi la tension y présente une chute brusquement, ce qui laisse penser clairement que c'est le modèle avec tension comme commande qui convient d'utiliser ici.

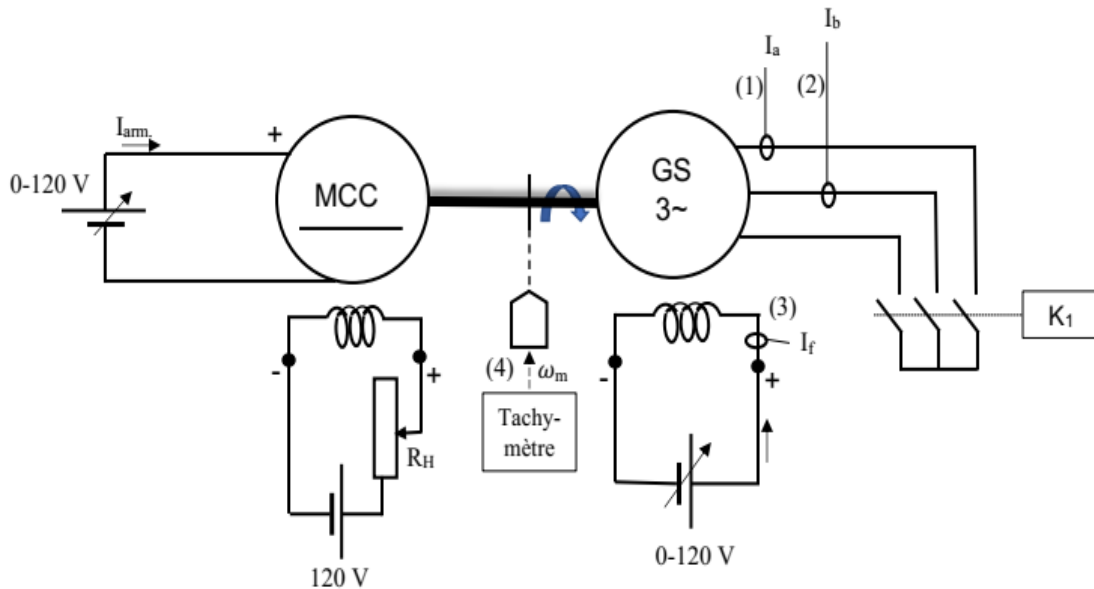


Figure 3-1 : Schéma de principe de l'essai de court-circuit

Nous rappelons le modèle admittance avec le courant comme variable d'état, déjà présenté à l'équation (2.32) :

$$\begin{cases} \frac{di_m}{dt} = A_i^v i_m + B_i^v v_m \\ i_m = (i_d, i_q, i_f, i_D, i_Q)^T - \text{variables d'état (et de sortie);} \\ i_m = C_i^v i_m + D_i^v v_m \\ v_m = (v_d, v_q, v_f, v_D, v_Q)^T - \text{vecteur commande.} \end{cases}$$

À l'analyse du paragraphe introductif à cette partie, nous pouvons interpréter l'essai de court-circuit au travers du vecteur commande comme suit :

$$v_{m_{cc}} = (0, 0, v_f, 0, 0)^T, \quad v_f = \text{Constante} \quad (3.1)$$

Les variables observées ici seront les courants de phase, dérivées de celles du modèle donné ci-dessus à l'aide de la transformée de Park. Pour ce faire, la procédure suivante peut être implémentée via le logiciel MATLAB/SIMULINK® (voir Annexe) afin de simuler l'essai de court-circuit triphasé à vide :

1. Calcul des conditions initiales $i_{m_0} = (i_{d_0}, i_{q_0}, i_{f_0}, i_{D_0}, i_{Q_0})^T$ et du vecteur commande $v_{m_{cc}} = (0, 0, v_f, 0, 0)^T$;
2. Calcul des matrices A_i, B_i, C_i, D_i à partir des formules (2.32) et des paramètres des circuits équivalents de la machine synchrone;
3. Application de la commande *lsim* au modèle d'état défini en (2.32) : $i_m = (i_d, i_q, i_f, i_D, i_Q)^T = \text{lsim}(A_i, B_i, C_i, D_i, i_{m_0})$, *lsim* est une fonction de MATLAB/SIMULINK® ;
4. Calcul des courants d'armature i_a, i_b, i_c en utilisant la transformée de Park sur les courants de sortie.

Nous appliquons ce qui précède à la machine utilisée dans [25] et nous obtenons les courbes de courants de phases de court-circuit suivants :

Données de la machine :

$$x_a = 0.1986, x_{md} = 0.7239, x_D = 0.0780, r_a = 0.0202, r_D = 0.0571, x_f = 0.0449$$

$$x_{kf} = 0.2730, r_f = 0.0133, x_{mq} = 0.3793, x_Q = 0.0390, r_Q = 0.0030$$

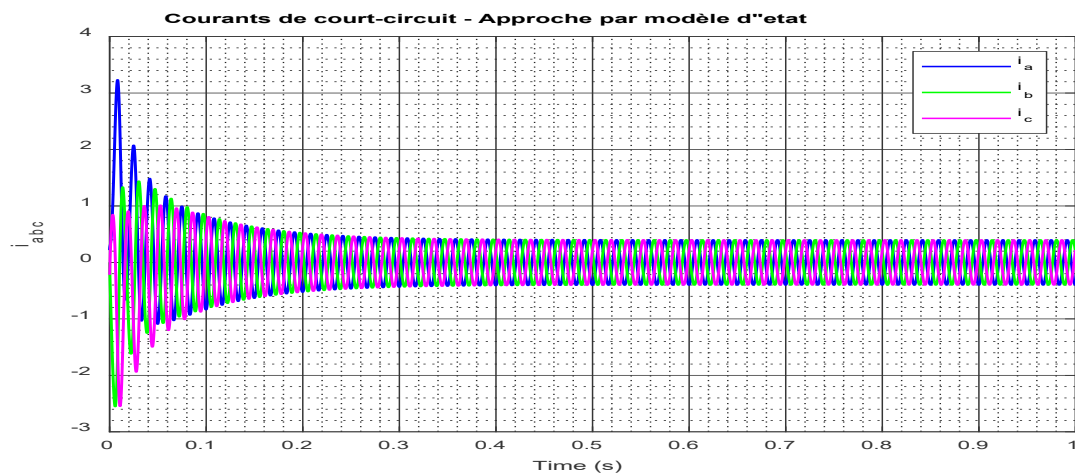


Figure 3-2 : Courants de court-circuit (Approche par modèle d'état)

La Figure 3-2 montre les courants de phase de court-circuit obtenus à l'issue de la procédure décrite plus haut. Il convient de rappeler que la forme de ces courbes correspond bien à ce qu'on retrouve dans la littérature.

3.1.2 Expression analytique du courant de court-circuit

Un mandat important assigné à ce travail est de pouvoir obtenir l'expression analytique du courant de phase après un court-circuit, et ce à partir des équations de flux et de tensions de la machine synchrone.

À partir de l'équation des tensions et celles des flux de la génératrice synchrone, les expressions des tensions transitoires sont les suivantes :

$$\Delta v_d = -R_s \Delta i_d + s \Delta \psi_d - \omega' \Delta \psi_q \quad (3.2)$$

$$\Delta v_q = -R_s \Delta i_q + s \Delta \psi_q + \omega' \Delta \psi_d \quad (3.3)$$

Or $\Delta \psi_d = G(s) \Delta v_f - x_d(s) \Delta i_d(s)$, $\Delta \psi_q = -x_q(s) \Delta i_q(s)$ [31]

En remplaçant l'expression des flux transitoires dans celles des tensions transitoires, on obtient :

$$\Delta v_d = -(R_s + s x_d(s)) \Delta i_d(s) + \omega' x_q(s) \Delta i_q(s) + s G(s) \Delta v_f(s) \quad (3.4)$$

$$\Delta v_q = -\omega' x_d(s) \Delta i_d(s) - (R_s + s x_q(s)) \Delta i_q(s) + \omega' G(s) \Delta v_f(s) \quad (3.5)$$

L'écriture des expressions ci-dessus sous forme matricielle donne :

$$\begin{pmatrix} \Delta v_d - s G(s) \Delta v_f(s) \\ \Delta v_q - \omega' G(s) \Delta v_f(s) \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} R_s + s x_d(s) & -\omega' x_q(s) \\ \omega' x_d(s) & R_s + s x_q(s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta i_d(s) \\ \Delta i_q(s) \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

Conséquentement, les courants transitoires s'expriment comme suit :

$$\begin{pmatrix} \Delta i_d(s) \\ \Delta i_q(s) \end{pmatrix} = \frac{-1}{x_d(s)x_q(s) \left[s^2 + \omega R_s \left(\frac{1}{x_d''} + \frac{1}{x_d'} \right) s + \omega^2 \right]} \times \begin{pmatrix} \left(s + \frac{\omega R_s}{x_q''} \right) x_q(s) & \omega x_q(s) \\ -\omega x_d(s) & \left(s + \frac{\omega R_s}{x_d''} \right) x_d(s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta v_d - sG(s)\Delta v_f(s) \\ \Delta v_q - \omega'G(s)\Delta v_f(s) \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

Interprétation du court-circuit : $\Delta v_d = 0$, $\Delta v_f = 0$, $\Delta v_q = -\frac{E_{cc_0}\sqrt{2}}{s}$. D'où :

$$\begin{pmatrix} \Delta i_d \\ \Delta i_q \end{pmatrix} = \frac{-1}{x_d(s)x_q(s) \left(s + \frac{\omega R_s}{x_H} + i\omega \right) \left(s + \frac{\omega R_s}{x_H} - i\omega \right)} \times \begin{pmatrix} \left(s + \frac{\omega R_s}{x_q''} \right) x_q(s) & \omega x_q(s) \\ -\omega x_d(s) & \left(s + \frac{\omega R_s}{x_d''} \right) x_d(s) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{E_{cc_0}\sqrt{2}}{s} \end{pmatrix}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} i_d(s) = \frac{E_{cc_0}\sqrt{2}}{s} \frac{\omega}{x_d(s) \left(s + \frac{\omega R_s}{x_H} + i\omega \right) \left(s + \frac{\omega R_s}{x_H} - i\omega \right)} \\ i_q(s) = \frac{E_{cc_0}\sqrt{2}}{s} \frac{\left(s + \frac{\omega R_s}{x_d''} \right)}{x_q(s) \left(s + \frac{\omega R_s}{x_H} + i\omega \right) \left(s + \frac{\omega R_s}{x_H} - i\omega \right)} \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} i_d(s) = \frac{E_{cc_0} \omega \sqrt{2}}{x_{dd}} \frac{(1+sT'_{d_0})(1+sT''_{d_0})}{s(1+sT'_d)(1+sT''_d) \left(s + \frac{\omega R_s}{x_H} + i\omega\right) \left(s + \frac{\omega R_s}{x_H} - i\omega\right)} \\ i_q(s) = \frac{E_{cc_0} \omega \sqrt{2}}{x_{qq}} \frac{(1+sT''_{q_0}) \left(s + \frac{\omega R_s}{x''_d}\right)}{s(1+sT''_q) \left(s + \frac{\omega R_s}{x_H} + i\omega\right) \left(s + \frac{\omega R_s}{x_H} - i\omega\right)} \end{cases} \quad (3.8)$$

Avec : $x_d(s) = x_{dd} \frac{(1+sT'_d)(1+sT''_d)}{(1+sT'_{d_0})(1+sT''_{d_0})}$, $x_q(s) = x_{qq} \frac{(1+sT'_q)}{(1+sT''_{q_0})}$

La décomposition en éléments simples de $i_d(s)$ et $i_q(s)$ conduit à :

$$\begin{cases} i_d(s) = \frac{E_{cc_0} \sqrt{2}}{x''_d} \left[\frac{x''_d}{x_{dd}} \frac{1}{s} + \left(\frac{x''_d}{x'_d} - \frac{x''_d}{x_{dd}} \right) \frac{1}{s+1/T'_d} + \left(1 - \frac{x''_d}{x'_d} \right) \frac{1}{s+1/T''_d} \right. \\ \left. - \frac{1}{2} \frac{1}{(s+i\omega+1/T_a)} - \frac{1}{2} \frac{1}{(s-i\omega+1/T_a)} \right] \\ i_q(s) = \frac{E_{cc_0} \omega \sqrt{2}}{x''_q} \left[-\frac{1}{2i\omega} \frac{1}{(s+i\omega+1/T_a)} + \frac{1}{2i\omega} \frac{1}{(s-i\omega+1/T_a)} \right] \end{cases} \quad (3.9)$$

Où : $T_a = \frac{x_H}{\omega R_s}$

La transformée inverse de Laplace appliquée aux équations ci-dessus, on obtient :

$$\begin{cases} i_d(t) = E_{cc_0} \sqrt{2} \left[\frac{1}{x_{dd}} + \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_{dd}} \right) e^{-\frac{t}{T'_d}} + \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d} \right) e^{-\frac{t}{T''_d}} - \frac{1}{x''_d} e^{-t/T_a} \cos \omega t \right] \\ i_q(s) = \frac{E_{cc_0} \sqrt{2}}{x''_q} e^{-t/T_a} \sin(\omega t) \end{cases} \quad (3.10)$$

Le courant d'armature i_a s'obtient en appliquant la transformée de Park sur les courants

i_d et i_q :

$$i_a(t) = i_d \cos \theta - i_q \sin \theta, \theta = \omega t + \varphi \quad (3.11)$$

φ étant la différence de phase entre la tension et le courant d'armature.

Ainsi :

$$\begin{aligned} i_a(t) &= E_{cc_0} \sqrt{2} \left[\frac{1}{x_{dd}} + \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_{dd}} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}} \right] \cos(\omega t + \psi) \\ &\quad + \left[\frac{E_{cc_0} \sqrt{2}}{x_d''} \cos(\omega t) \cos(\omega t + \psi) + \frac{E_{cc_0} \sqrt{2}}{x_q''} \sin(\omega t) \sin(\omega t + \psi) \right] e^{-t/T_d} \\ \Rightarrow i_a(t) &= E_{cc_0} \sqrt{2} \left[\frac{1}{x_{dd}} + \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_{dd}} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_d'} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}} \right] \cos(\omega t + \varphi) \\ &\quad + E_{cc_0} \sqrt{2} \left[\frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d''} + \frac{1}{x_q''} \right) \cos \varphi + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_q''} \right) \cos(2\omega t + \varphi) \right] e^{-t/T_d} \end{aligned} \quad (3.12)$$

E_{cc_0} : Tension d'armature avant l'application du court-circuit; x_{dd} , x_{qq} : Réactances synchrones d'axe d et d'axe q ; x_d' : Réactance transitoire d'axe d ; x_d'' , x_q'' : Réactances sub-transitoires d'axe d et d'axe q ; T_d' : Constante de temps transitoire de court-circuit d'axe d ; T_d'' : Constante de temps sub-transitoire de court-circuit d'axe d .

Dans la pratique, il est fréquent que les valeurs de x_d'' et x_q'' soient sensiblement égales. C'est pourquoi le dernier terme de l'équation (3.12) peut être négligé pour obtenir l'expression définitive suivante :

$$\begin{aligned}
i_a(t) = E_{cc_0} \sqrt{2} & \left[\frac{1}{x_{dd}} + \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_{dd}} \right) e^{-\frac{t}{T_d'}} + \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_{dd}} \right) e^{-\frac{t}{T_d''}} \right] \cos(\omega t + \varphi) \\
& + E_{cc_0} \sqrt{2} \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d''} + \frac{1}{x_q''} \right) e^{-t/T_a} \cos \varphi
\end{aligned} \tag{3.13}$$

Pour des besoins de simulation, il est important de connaître les relations entre les paramètres x_d' , x_d'' , x_q'' , T_d' , T_d'' et les paramètres des circuits équivalents de la machine [1, 32].

En utilisant ces relations et les données pour la simulation de la machine utilisée pour l'approche du modèle d'état ci-dessus, on a la courbe des courants de court-circuit obtenu analytiquement (Figure 3-3). On peut constater une relative concordance avec celle de la Figure 3-2 et des résultats retrouvés dans la littérature.

$$x_d' = x_a + \frac{1}{\frac{1}{x_{md}} + \frac{1}{x_f}}, \quad x_d'' = x_a + \frac{1}{\frac{1}{x_{md}} + \frac{1}{x_{kf} + \frac{x_f x_D}{x_f + x_D}}}, \quad x_q'' = x_a + \frac{1}{\frac{1}{x_{mq}} + \frac{1}{x_Q}} \tag{3.14}$$

$$T_d' = \frac{1}{\omega_n r_f} \left(x_f + x_{kf} + \frac{x_a x_{md}}{x_a + x_{md}} \right), \quad T_d'' = \frac{1}{\omega_n r_D} \left(x_D + \frac{1}{\frac{1}{x_f} + \frac{1}{x_{kf} + \frac{x_a x_{md}}{x_a + x_{md}}}} \right) \tag{3.15}$$

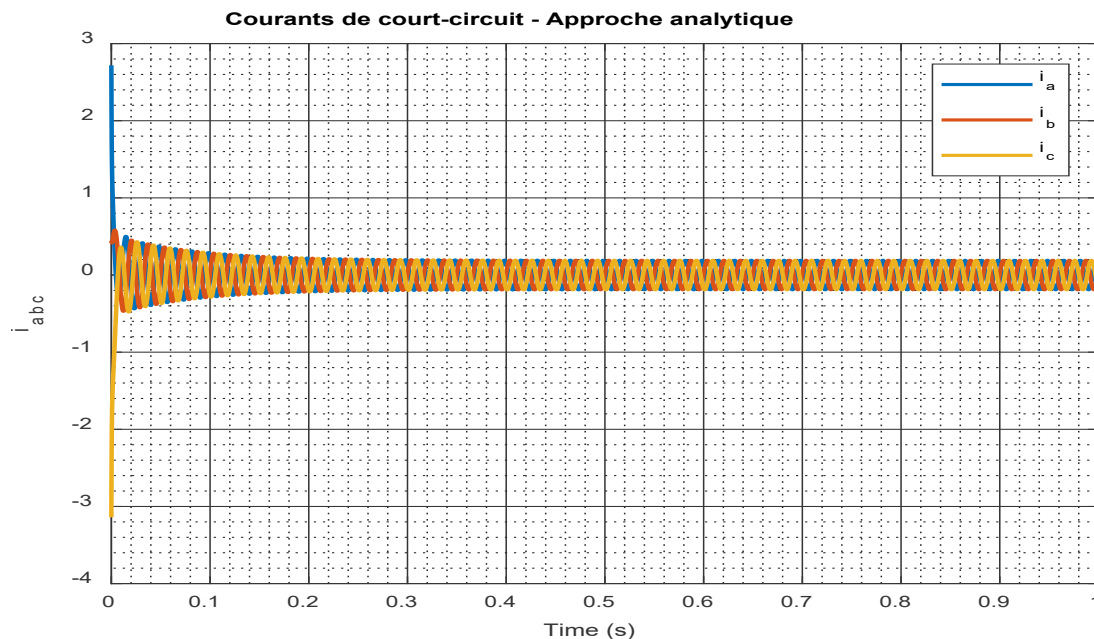


Figure 3-3 : Courants de phase après le court-circuit (Approche analytique)

3.2 ESSAI DE DÉLESTAGE

L'essai de délestage est un essai qui consiste à supprimer brusquement une charge spécifique initialement connectée au générateur (voir Figure 3-4). La charge déconnectée peut être soit purement réactive (inductive ou capacitive) alors on parle d'un délestage dans l'axe d , soit purement résistive alors on parle d'un délestage dans l'axe q , soit mixte alors on parlera d'un délestage dans un axe arbitraire. Après avoir abordé l'étude du délestage dans l'axe d tant par l'approche du modèle d'état que par l'approche analytique, la prise en compte de la saturation dans ledit délestage sera étudiée. Une autre contribution sera la modélisation du délestage dans un axe arbitraire, par l'approche analytique, avec une validation faite à travers des travaux effectués dans la littérature.

3.2.1 Approche par modèle d'état

Le schéma de principe illustrant l'essai de délestage est présenté à la Figure 3-4. Le délestage est effectué lorsque l'interrupteur K_2 est ouvert, ce qui entraîne l'annulation

du courant qui va de la machine vers la charge tout en maintenant le courant de champ constant. La prédiction d'un tel évènement prendra en compte comme commande les courants d'armature et la tension de champ.

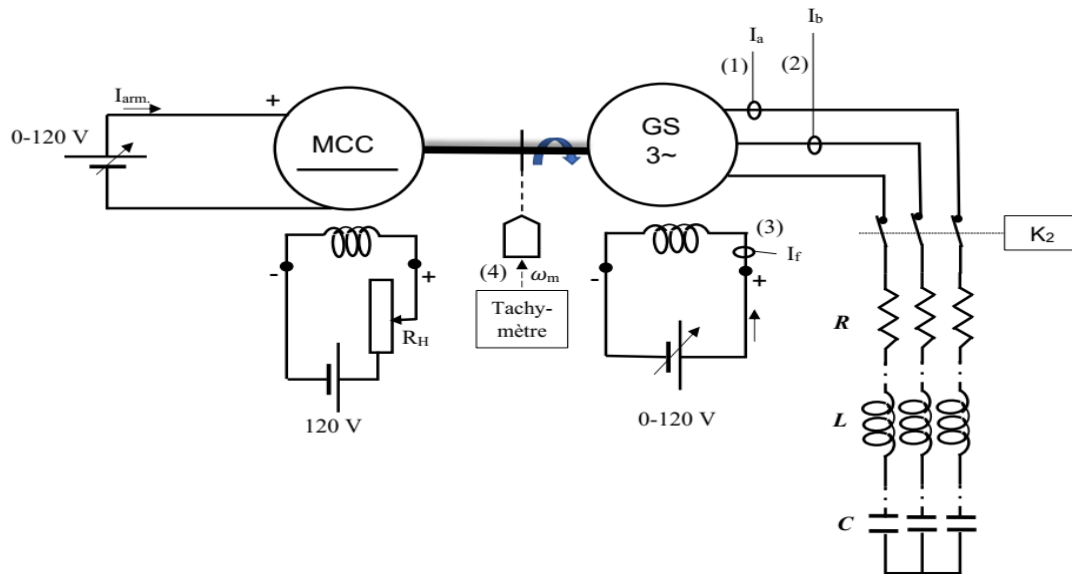


Figure 3-4 : Schéma de principe de l'essai de délestage

Ainsi le modèle d'état qui convient le mieux dans ce cas de figure est le modèle hybride. De ce qui précède, le choix de ce modèle est guidé par le fait que le processus en question est commandé en tension et en courants.

Il est important de mentionner que le délestage abordé ici est celui effectué dans l'axe d c'est-à-dire celui d'une charge purement réactive, soit inductive, soit capacitive.

Rappelons l'expression du modèle d'état hybride de la machine synchrone telle que définie à l'équation (2.40) :

$$\begin{cases} \frac{d\psi_r}{dt} = A_{\psi}^{i,v} \psi_r + B_{\psi}^{i,v} U \\ Y = \begin{bmatrix} i_f \\ V_s \end{bmatrix} = C_{\psi}^{i,v} \psi_r + D_{\psi}^{i,v} U \end{cases} \quad \begin{aligned} \psi_r &= (\psi_f, \psi_D, \psi_Q)^T - \text{variables d'état;} \\ U &= (v_f, i_d, i_q)^T - \text{vecteur commande;} \\ Y &= (i_f, v_d, v_q)^T - \text{vecteur de sortie.} \end{aligned}$$

En se basant sur l'analyse du paragraphe introductif à cette partie, nous pouvons interpréter l'essai de délestage au travers du vecteur commande comme suit :

$$U_{d\acute{e}lest.} = (v_f, 0, 0)^T, v_f = \text{Constante} \quad (3.15)$$

Les variables que nous souhaitons observer ici sont la tension terminale, la tension de phase a et le courant de champ, dérivées de celles du modèle donné ci-dessus à l'aide de la transformée de Park. Pour ce faire, la procédure suivante peut être implémentée via le logiciel MATLAB/SIMULINK[®] (voir Annexe) afin de simuler l'essai de court-circuit triphasé à vide :

1. Calcul des conditions initiales $\psi_{r_0} = (\psi_{f_0}, \psi_{D_0}, \psi_{Q_0})^T$ et le vecteur commande $U_{d\acute{e}lest.} = (v_f, 0, 0)^T$;
2. Calcul des matrices $A_{\psi}^{i,v}, B_{\psi}^{i,v}, C_{\psi}^{i,v}, D_{\psi}^{i,v}$ à partir des formules (2.40) et des paramètres des circuits équivalents de la machine synchrone;
3. Application de la commande *lsim* au modèle d'état défini en (2.40) : $\psi_r = (\psi_f, \psi_D, \psi_Q)^T = \text{lsim}(A_{\psi}^{i,v}, B_{\psi}^{i,v}, C_{\psi}^{i,v}, D_{\psi}^{i,v}, \psi_{r_0})$, *lsim* est une fonction de MATLAB/SIMULINK[®] ;
4. Calcul de la tension d'armature v_a en utilisant la transformée inverse de Park sur les tensions de sortie v_d, v_q ;
5. La tension terminale v_t se calcule comme suit : $v_t = \sqrt{v_d^2 + v_q^2}$.

De même que pour l'essai de court-circuit, la procédure citée ci-dessus est appliquée à la machine et pour une charge capacitive étudiée dans [25]. Les données sur la machine sont les mêmes que pour l'essai de court-circuit.

Données de la charge capacitive à délester :

$$p_0 = 0; q_0 = -0.0815; v_{l_0} = 0.5237; \varphi = -1.5708 \text{ rad}$$

$$v_{f_0} = 0.0068; v_{d_0} = 0.0041; v_{q_0} = 0.5237; i_{f_0} = 0.5138; i_{d_0} = -0.1645; i_{q_0} = 0.0014$$

$$\psi_{D_0} = 0.6313; \psi_{Q_0} = -0.0005; \psi_{f_0} = 0.6544; \delta_0 = 0.0083$$

Ainsi l'on obtient les courbes des différentes grandeurs à observer suivantes :

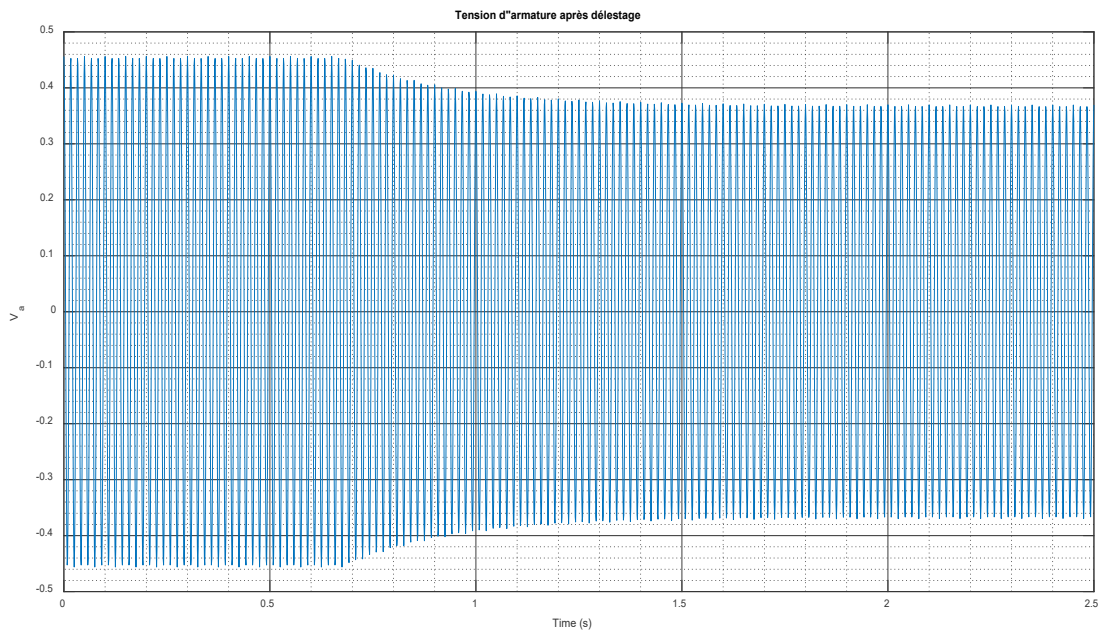


Figure 3-5 : Tension d'armature (Approche par modèle d'état)

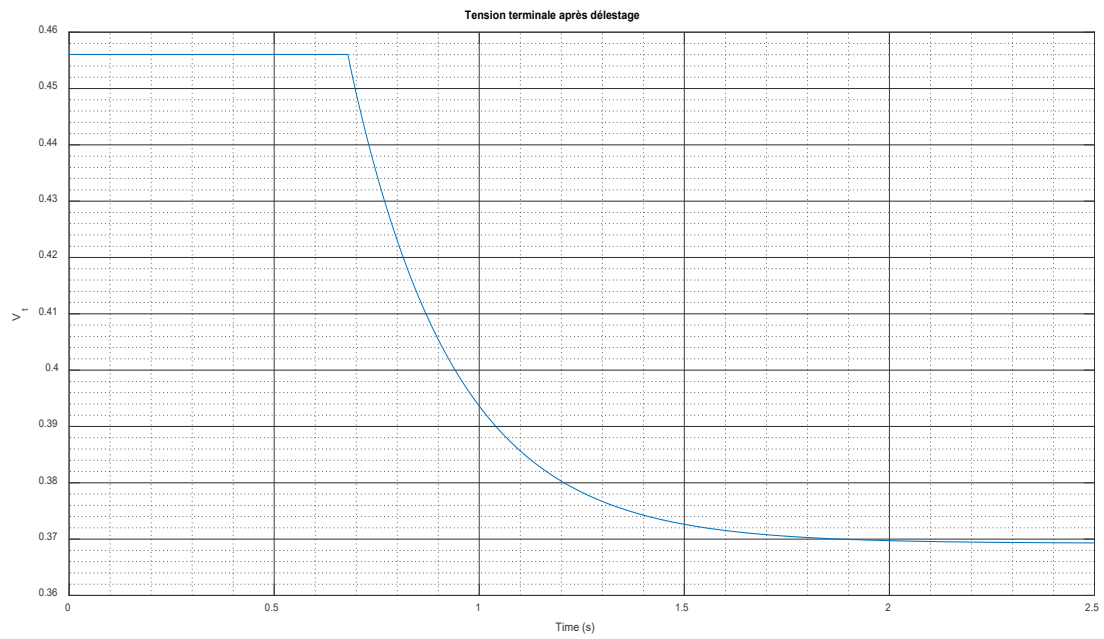


Figure 3-6: Tension terminale (Approche par modèle d'état)

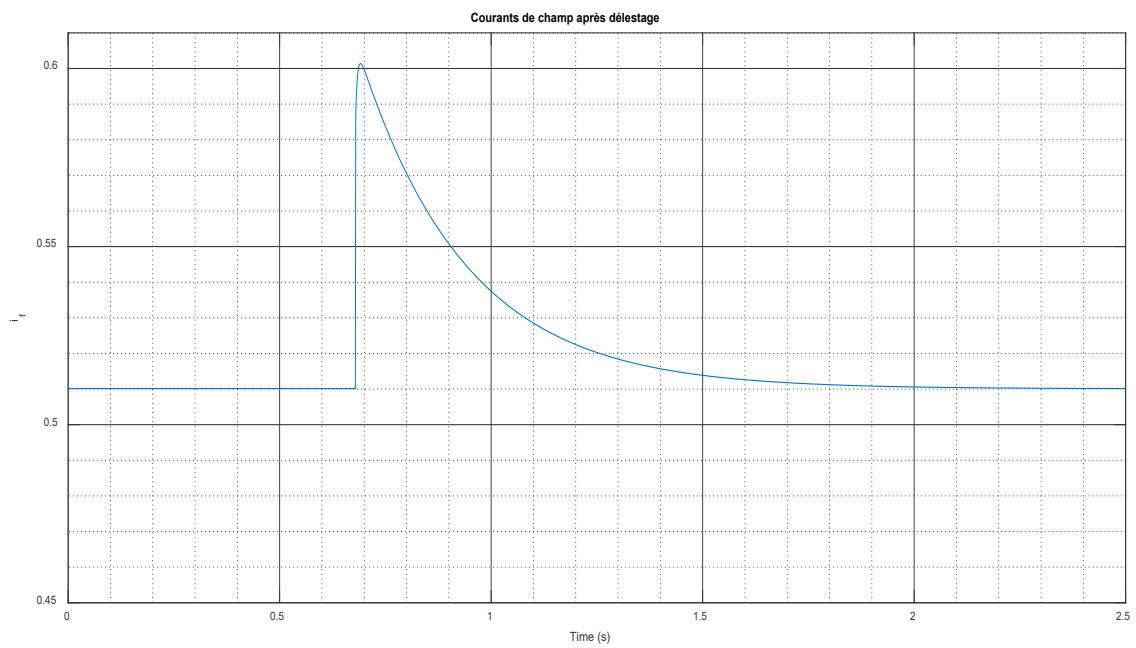


Figure 3-7: Courant de champ (Approche par modèle d'état)

Les formes de ces courbes comparées à celles de la publication dont les données ont été utilisées et celles retrouvées dans la littérature valident la méthode de prédiction utilisée.

3.2.2 Expressions analytiques des principales grandeurs

Ici il s'agira, comme dans le cas de l'essai de court-circuit, d'obtenir les expressions temporelles des grandeurs de sorties lors d'un délestage de charge. À partir du modèle d'état hybride (2.40), des travaux [6, 25] ont mené à l'obtention des formes analytiques des variables de sortie telles que :

$$i_f(t) = \frac{x_{DD}}{x_{DD}x_{ff} - x_{fD}^2} \omega_m \psi_f(t) - \frac{x_{fD}}{x_{DD}x_{ff} - x_{fD}^2} \omega_m \psi_D(t) \quad (3.16)$$

$$v_d(t) = -\frac{r_Q}{x_{QQ}} \omega_m \psi_Q(t) \quad (3.17)$$

$$v_q(t) = \frac{x_{DD}x_{df} - x_{dD}x_{fD}}{x_{DD}x_{ff} - x_{fD}^2} \omega_m \psi_f(t) + \frac{x_{dD}x_{ff} - x_{df}x_{fD}}{x_{DD}x_{ff} - x_{fD}^2} \omega_m \psi_D(t) \quad (3.18)$$

Avec :

$$\begin{aligned} \psi_f(t) &= k_{f13}v_f + (k_{f10} + k_{f11}v_f) \exp(-t/T'_{d0}) + (k_{f20} + k_{f12}v_f) \exp(-t/T''_{d0}) \\ \psi_D(t) &= k_{D13}v_f + (k_{D10} + k_{D11}v_f) \exp(-t/T'_{d0}) + (k_{D20} + k_{D12}v_f) \exp(-t/T''_{d0}), \\ \psi_Q(t) &= \psi_{Q0} \exp(-t/T_{q0}) \end{aligned}$$

Les détails sur les coefficients k_{f10} , k_{f11} , k_{f12} , k_{f13} , k_{f20} , k_{D10} , k_{D11} , k_{D12} , k_{D13} , k_{D20} sont donnés en annexe.

Étant donné que nous ne traitons ici que du délestage dans l'axe d , ce n'est que la tension $v_q(t)$ qui sera considérée. En se servant des valeurs des paramètres de circuits et des conditions initiales données dans le cas de l'approche par modèle d'état en utilisant MATLAB/SIMULINK[®], et en les remplaçant dans les équations (3.16), (3.17), (3.18), on obtient les courbes suivantes :

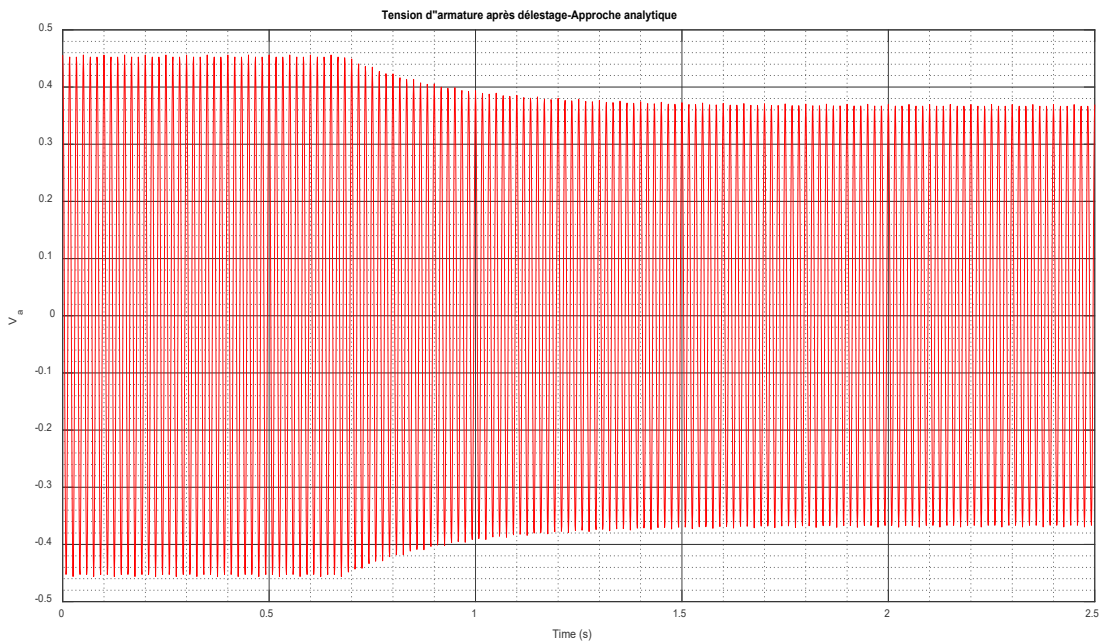


Figure 3-8: Tension d'armature (Approche analytique)

Les différentes courbes obtenues sont en bonnes concordance avec celles de l'approche par modèle d'état et avec celles présentées dans la littérature utilisée [25].

Cependant, les formes analytiques énoncées jusqu'ici peuvent être fastidieuses à mettre en œuvre. C'est dans l'optique de les simplifier que des travaux confinés dans standard 115, ont été menés pour le délestage dans l'axe d . Ces travaux parlent essentiellement des tensions observées puisque c'est à partir d'elles qu'on peut procéder à l'identification des paramètres de la machine.

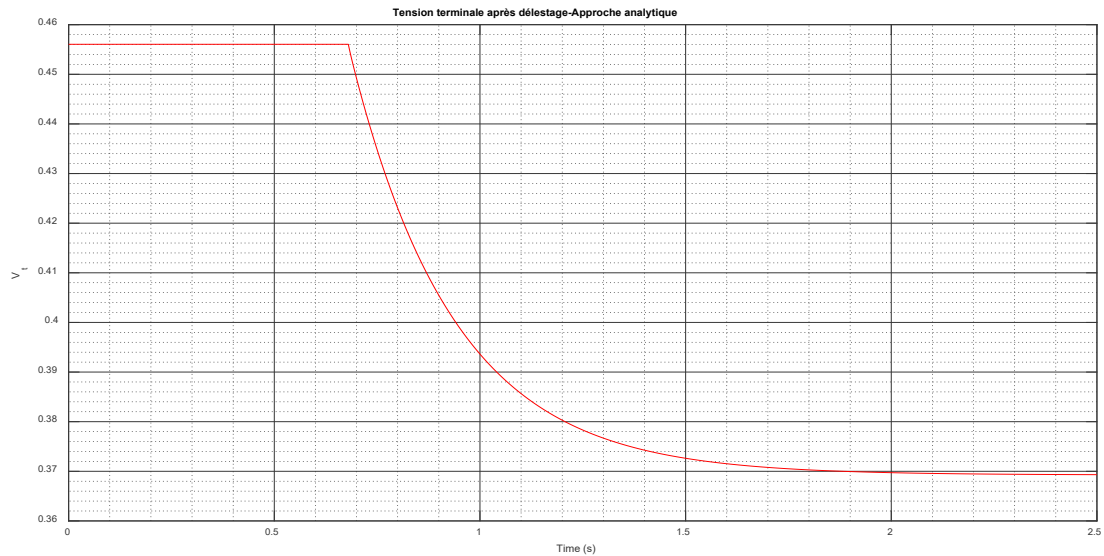


Figure 3-9 : Tension terminale (Approche analytique)

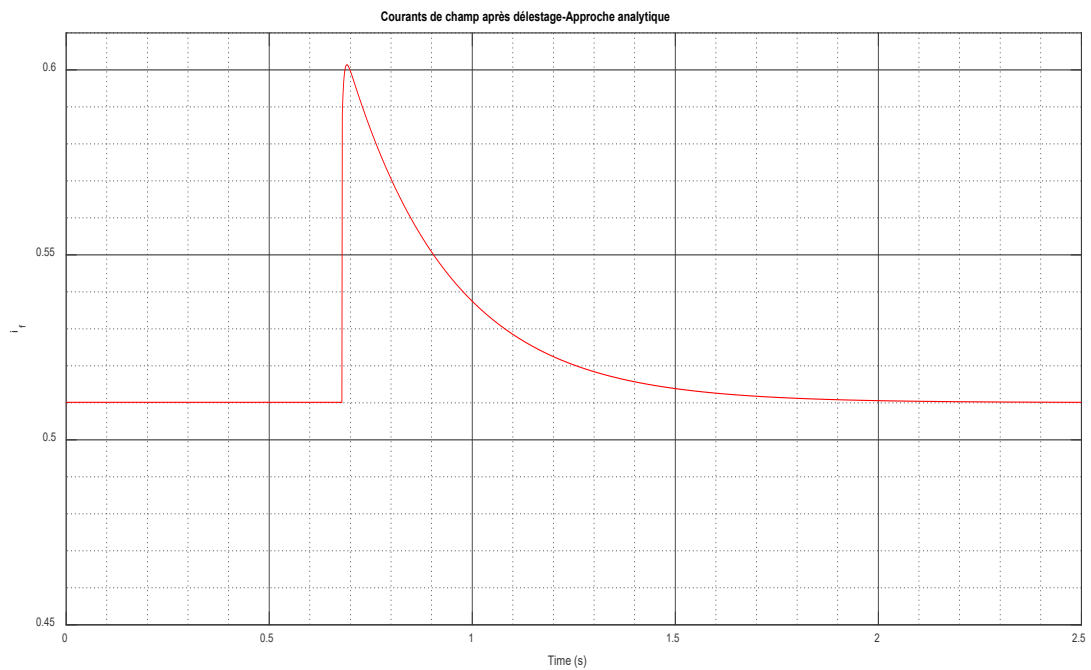


Figure 3-10 : Courant de champ (Approche analytique)

Dans le domaine fréquentiel, les flux transitoires sont déduits à partir des équations des flux et prennent la forme suivante [16] :

$$\begin{cases} \Delta\psi_d(s) = -x_d(s)\Delta i_d(s) + G(s)\Delta v_f(s) \\ \Delta\psi_q(s) = -x_q(s)\Delta i_q(s) \end{cases} \quad (3.19)$$

$$\text{Avec : } x_d(s) = x_d \frac{(1+sT'_d)(1+sT''_d)}{(1+sT'_{d_0})(1+sT''_{d_0})} = x_d + (x'_d - x_d) \frac{sT'_{d_0}}{1+sT'_{d_0}} + (x''_d - x'_d) \frac{sT''_{d_0}}{1+sT''_{d_0}}$$

$$x_q(s) = x_q \frac{(1+sT''_q)}{(1+sT''_{q_0})} = x_q + (x''_q - x_q) \frac{sT''_{q_0}}{1+sT''_{q_0}}$$

Lors du délestage de charge, à cause du fait que la charge est déconnectée brusquement, l'on note aussi une variation brusque des courants i_d et i_q avec la tension de champ maintenue constante. Ainsi il en résulte que :

$$\Delta i_d(s) = \frac{I_d}{s}, \Delta i_q(s) = \frac{I_q}{s}, \Delta v_f(s) = 0 \quad (3.20)$$

Tenant compte des expressions de $x_d(s)$ et $x_q(s)$, et de (3.20), les équations (3.19) deviennent :

$$\begin{cases} \Delta\psi_d(s) = x_d \frac{I_d}{s} + (x'_d - x_d) \frac{I_d}{s+1/T'_{d_0}} + (x''_d - x'_d) \frac{I_d}{s+1/T''_{d_0}} \\ \Delta\psi_q(s) = x_q \frac{I_q}{s} + (x''_q - x_q) \frac{I_q}{s+1/T''_{q_0}} \end{cases} \quad (3.21)$$

L'application de la transformée inverse de Laplace aux flux transitoires ci-dessus aboutit à l'obtention des expressions temporelles de ces derniers comme étant :

$$\begin{cases} \Delta\psi_d(t) = x_d I_d + I_d (x'_d - x_d) e^{-t/T'_{d_0}} + I_d (x''_d - x'_d) e^{-t/T''_{d_0}} \\ \Delta\psi_q(t) = x_q I_q + I_q (x''_q - x_q) e^{-t/T''_{q_0}} \end{cases} \quad (3.22)$$

Il est à préciser que I_d et I_q sont les courants en régime permanent dans l'axe d et q avant délestage :

$$I_d = I_a \sin(\delta_0 + \varphi), I_q = I_a \cos(\delta_0 + \varphi) \quad (3.23)$$

δ_0 : Angle interne de la machine; φ : Angle de charge (différence de phase entre la tension et le courant aux bornes de la charge).

La dynamique complète de la machine est décrite en tenant compte des régimes transitoire et permanent, ainsi on peut écrire :

$$\begin{cases} \psi_d(t) = \Psi_d + \Delta\psi_d(t) = E_q + \Delta\psi_d(t) \\ \psi_q(t) = \Psi_q + \Delta\psi_q(t) = -E_d + \Delta\psi_q(t) \end{cases} \quad (3.24)$$

$$E_d = E_a \sin \delta_0, E_q = E_a \cos \delta_0 \quad (3.25)$$

Étant donné que c'est le délestage dans l'axe d qui est étudié ici, nous avons les hypothèses suivantes :

- Délestage dans l'axe d : $\varphi = \pm \frac{\pi}{2} \Rightarrow P = 0 \text{ p.u.}, \delta_0 = 0$
- La vitesse du rotor est considérée comme constante : $\omega_m = 1 \text{ p.u.}$

De ce qui précède, on en déduit que : $E_d = 0, E_q = E_a, I_d = \pm I_a, I_q = 0, v_d = 0, v_q = \psi_d$.

Conséquemment, on a :

$$\begin{aligned} v_q(t) = \psi_d(t) &= E_a \pm x_d I_a \pm I_a (x'_d - x_d) e^{-t/T'_{d0}} \pm I_a (x''_d - x'_d) e^{-t/T''_{d0}} \\ &= v_{q\infty} + v'_{q0} e^{-t/T'_{d0}} + v''_{q0} e^{-t/T''_{d0}} = v_{q\infty} + v'_q(t) + v''_q(t) \end{aligned} \quad (3.26)$$

(E_a : Tension d'armature avant le délestage, $v_q(t)$ correspond à la tension terminale car $v_q(t) = v_{terminale}(t) = \sqrt{v_d^2(t) + v_q^2(t)}$ étant donné que $v_d(t) = 0$)

En utilisant l'équation (3.26) pour la prédiction de la tension de délestage de la charge évoquée dans [25], les résultats obtenus sont identiques à ceux des Figure 3-6 et Figure 3-9. Les réactances sont calculées à travers les paramètres des circuits équivalents via les équations (3.14) et (3.27) ci-dessous :

$$T_{d_0}' = \frac{1}{\omega_n r_f} (x_f + x_{kf} + x_{md}), \quad T_{d_0}'' = \frac{1}{\omega_n r_D} \left(x_D + \frac{x_f (x_{kf} + x_{md})}{x_f + x_{kf} + x_{md}} \right), \quad (3.27)$$

$$T_{q_0}'' = \frac{1}{\omega_n r_Q} (x_Q + x_{mq})$$

3.2.3 Essai de délestage avec prise en compte de la saturation magnétique

La saturation magnétique est un phénomène complexe qui est importante dans le fonctionnement de la machine. Elle peut avoir une grande influence sur les paramètres de cette dernière de telle manière que leur identification peut être biaisée. Le défi réside donc dans la prise en compte de ce phénomène lors de la modélisation de la machine synchrone. La saturation magnétique naît lorsque des courants importants traversent les enroulements statoriques de la machine.

De ce qui précède, on peut supposer que le phénomène de la saturation implique les flux émanant des différents enroulements du stator de la machine. Tout en rappelant que le flux propre d'un enroulement est la somme du flux de fuite (dans l'air) et du flux mutuel de magnétisation, la plupart des auteurs dans la littérature considère que la saturation affecte principalement le flux mutuel. C'est dans cet ordre d'idée que nous allons adopter, dans le cadre de ce travail, le modèle de saturation croisée telle que discutée dans [14] et [28].

La prise en compte de la saturation magnétique dans la modélisation a été abordé et avec un certain succès via l'approche par modèle d'état [14, 28]. Nous abordons ici cette question en utilisant l'approche analytique. Nous allons utiliser le logiciel Simulink[®] pour réaliser le modèle d'état qui nous servira de référence, afin de comparer les résultats qui y émanent avec ceux obtenus via les modèles analytiques.

À partir de la figure des schémas équivalents de la machine synchrone (Figure 2-3), les courants de magnétisation ainsi que les flux de magnétisation sont calculés comme suit :

$$i_{md} = -i_d + i_f + i_D \quad (3.28)$$

$$i_{mq} = -i_q + i_Q \quad (3.29)$$

$$\Psi_{md} = x_{md} i_{md} = \Psi_d - x_a i_d \quad (3.30)$$

$$\Psi_{mq} = x_{mq} i_{mq} = \Psi_q - x_a i_q \quad (3.31)$$

La prise en compte de la saturation se fait en modifiant la valeur des inductances mutuelles x_{md} et x_{mq} , de la manière suivante :

$$x_{md} = K_\psi x_{md}^0, \quad x_{mq} = K_\psi x_{mq}^0 \quad (3.32)$$

Où x_{md}^0 , x_{mq}^0 sont les inductances non-saturées dans les axes d et q ;

K_ψ représente le facteur de saturation, c'est lui qui joue le rôle fondamental dans la prise en compte de la saturation magnétique à travers le modèle utilisé.

Ce coefficient correspond au rapport entre le flux mutuel total Ψ_m et le flux mutuel total non saturée.

$$K_\psi = \frac{\psi_m}{x_{md}^0 i_m} = \frac{1}{x_{md}^0} \frac{v_t}{i_f} \quad (3.33)$$

$$\psi_m = \sqrt{\psi_{md}^2 + \Delta^2 \psi_{mq}^2}, \quad i_m = \sqrt{i_{md}^2 + \frac{1}{\Delta^2} i_{mq}^2}, \quad \Delta^2 = \frac{x_{md}^0}{x_{mq}^0} \quad (\text{Rapport de saillance de la$$

machine).

La détermination de K_ψ peut se faire aussi à partir de la courbe $v_t(i_f)$ de l'essai à vide de la machine synchrone. Cette courbe peut être visualisée sur la Figure 3-9 ainsi que la droite d'entrefer.

Pour ce faire, on utilise les données de cette courbe pour approximer ce facteur en considérant que ce dernier est une fonction polynômiale du flux total mutuel et ceci sous la condition donnée par l'égalité (3.35).

$$K_\psi(\psi_m) = p_0 + p_1 \psi_m + p_2 \psi_m^2 + \dots + p_n \psi_m^n = \sum_{k=0}^n p_k \psi_m^k \quad (3.34)$$

$$K_\psi(0) \approx 1 \quad (3.35)$$

Dans la littérature, le facteur de saturation est aussi exprimé en fonction du courant de magnétisation totale i_m . Cependant l'expression ci-dessus, où il dépend plutôt du flux mutuel total de magnétisation, a l'avantage de ne pas avoir à gérer le problème de l'inductance incrémentale.

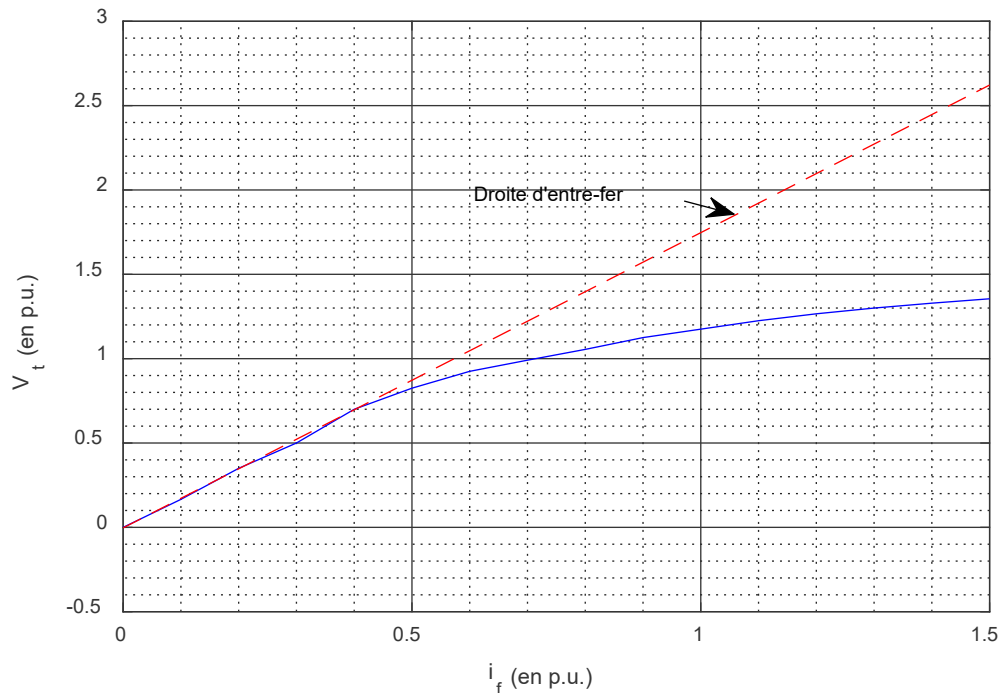


Figure 3-11 : Caractéristique à vide de la machine synchrone

La prise en compte de la saturation dans la prédiction du délestage de charge d'axe d a été abordée dans les travaux de [14] et [28]. Ces derniers se sont basés sur le modèle d'état de la machine synchrone, tout en utilisant le logiciel Simulink pour l'implantation du modèle de saturation discuté plus haut. Il serait donc intéressant de pouvoir investiguer la saturation magnétique tout en utilisant cette fois-ci le modèle analytique via les expressions temporelles des grandeurs mises en jeu lors du délestage d'axe d .

À l'observation des équations (3.30) et (3.31), et sachant que lors d'un délestage $i_d = 0$ et $i_q = 0$, on obtient : $\psi_{md} = \psi_d$ et $\psi_{mq} = \psi_q$. Or en régime permanent, on a :

$$v_d = -\omega_m \psi_q, v_q = \omega_m \psi_d, \omega_m = 1 \text{ p.u.} \quad (3.36)$$

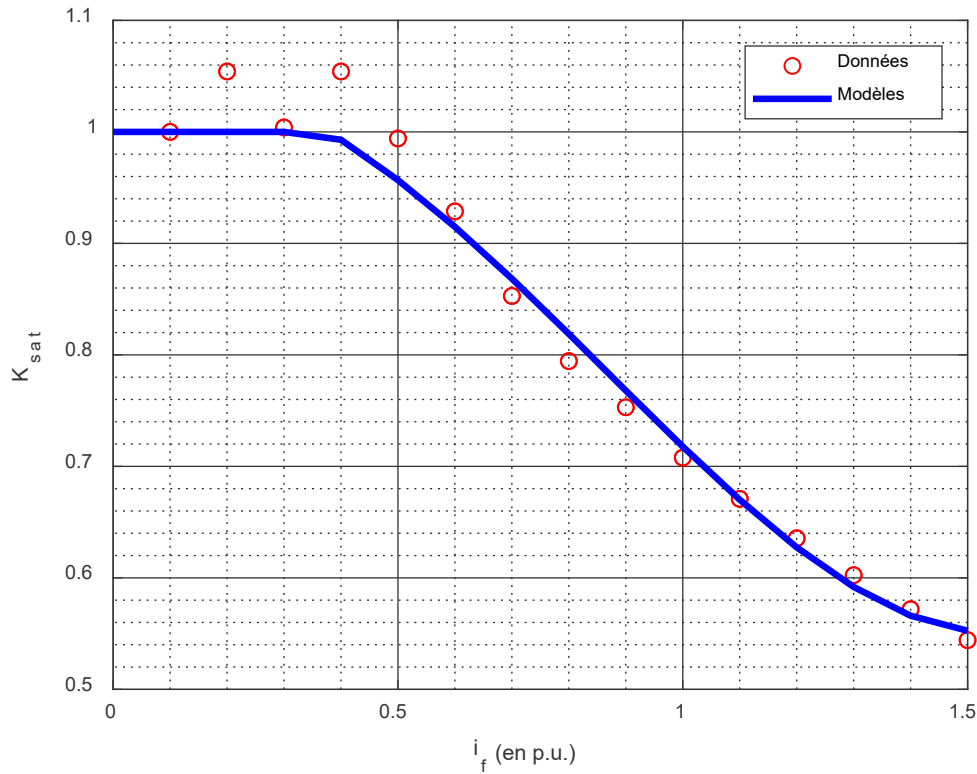


Figure 3-12 : Facteur de saturation

En rappel ci-dessous, les différentes grandeurs mises en jeu données aux équations (3.16) et (3.18) :

$$i_f(t) = \frac{x_{DD}}{x_{DD}x_{ff} - x_{fd}^2} \omega_m \psi_f(t) - \frac{x_{fd}}{x_{DD}x_{ff} - x_{fd}^2} \omega_m \psi_D(t)$$

$$v_d(t) = -\frac{r_Q}{x_{QQ}} \omega_m \psi_Q(t)$$

$$v_q(t) = \frac{x_{DD}x_{df} - x_{dD}x_{fd}}{x_{DD}x_{ff} - x_{fd}^2} \omega_m \psi_f(t) + \frac{x_{dD}x_{ff} - x_{df}x_{fd}}{x_{DD}x_{ff} - x_{fd}^2} \omega_m \psi_D(t)$$

Avec les éléments $x_{ij}, (i, j) = \{d, q, h, f, D, Q\}$ donnés par les équations (2.23) en fonction des paramètres des circuits équivalents de la machine synchrone.

En remarquant que le modèle analytique dépend des paramètres des circuits équivalents, la prise en compte de la saturation peut se faire à travers les inductances mutuelles x_{md} et x_{mq} via les équations (3.32). On en déduit que le courant de champ $i_f(t)$ et les tensions $v_d(t)$ et $v_q(t)$ sont saturées du fait qu'elles sont exprimées en fonction des inductances $x_{ij}, (i, j) = \{d, q, h, f, D, Q\}$ qui eux à leur tour dépendent de x_{md} et x_{mq} . Ce sont ces inductances qui sont modifiées lorsqu'il y a effet de saturation à travers les formules définies au point 4 de l'algorithme d'implémentation. À chaque pas d'itération de la procédure en question, le facteur de saturation est calculé et les inductances mutuelles sont calculées à partir de ce facteur de saturation, et conséquemment, les modèles analytiques aussi.

Algorithme d'implémentation de la prise en compte de la saturation pour le modèle analytique :

- 1- Calculer les inductances mutuelles non saturées ;
- 2- Utiliser la fonction *polyfit* pour obtenir les coefficients du polynôme de saturation tout en initialisant le facteur de saturation à 1;
- 3- Calculer les valeurs de sortie, avec les expressions analytiques telles que formulées ci-dessus;
- 4- Calculer le facteur de saturation comme étant et l'utiliser pour modifier les inductances mutuelles telles que formulées ci-dessus;
- 5- Remplacer les valeurs des inductances mutuelles calculées ci-dessus dans les différentes expressions des paramètres des circuits équivalents et répéter les étapes 2 à 4 jusqu'à atteindre le nombre d'itérations fixé.

Les paramètres du polynôme définissant le facteur de saturation en (3.34) sont obtenues en utilisant la fonction *polyfit* de MATLAB[®] et contenus dans le Tableau 3-1.

Tableau 3-1 : Paramètres estimés de la fonction $K_\psi(\psi_m)$

p_6	p_5	p_4	p_3	p_2	p_1	p_0
-0.0024	-0.0000	0.1019	0.0000	-0.4429	-0.0000	1.0061

La mise en œuvre de l'algorithme ci-dessus dans le logiciel MATLAB[®] (voir Annexe) est appliquée à la machine dont les caractéristiques et les paramètres des circuits équivalents sont donnés respectivement au Tableau 3-2 et au Tableau 3-3. Les caractéristiques en régime permanent de la charge à délestage sont données au Tableau 3-4.

Tableau 3-2 : Caractéristiques de la machine synchrone [3]

Puissance	Tension	COS ϕ	Fréquence	Phases	Pôles
555 MVA	24 kV	0.9	60 Hz	3	2

Par la suite, des simulations sont conduites par le biais d'un programme conçu avec le logiciel MATLAB[®] afin d'obtenir la tension terminale, le courant de champ et le facteur de saturation obtenues à partir de l'approche analytique. Puis la comparaison sera faite avec les résultats obtenus via le modèle de référence (voir Figure 3-14) tel qu'évoqué plus haut.

Tableau 3-3 : Paramètres de la machine synchrone utilisée

x_{md}	1.66	r_a	0.003	x_Q	0.7252
x_{mq}	1.61	x_D	0.1713	r_Q	0.00619
x_a	0.15	x_f	0.165	r_D	0.0284
x_{kf}	0.0	r_f	0.0006		

Tableau 3-4 : Caractéristiques en régime permanent de la charge (capacitive)

δ_0	$2.9297 \cdot 10^{-4}$ rad	q_0	-0.25	$i_{i_0} (\sim I_a)$	0.0834
v_{f_0}	$3.0693 \cdot 10^{-4}$	i_{d_0}	-0.0833	v_{d_0}	$2.9297 \cdot 10^{-4}$
i_{f_0}	0.5115	i_{q_0}	$2.4414 \cdot 10^{-5}$	v_{q_0}	1.0
p_0	0.0	$v_{i_0} (\sim E_a)$	1.0		

Après que les différentes simulations ont été menées, les courants de champs, tension terminale et facteur de saturation issus du modèle de référence et du modèle analytique développé, sont présentés sur les Figure 3-11 à Figure 3-13. À l'observation, on peut constater qu'il y a une bonne concordance entre les résultats obtenus via le modèle de référence et le modèle analytique avec une erreur relative de 5%. Ces résultats confirment ainsi la robustesse de la démarche développée et implémentée.

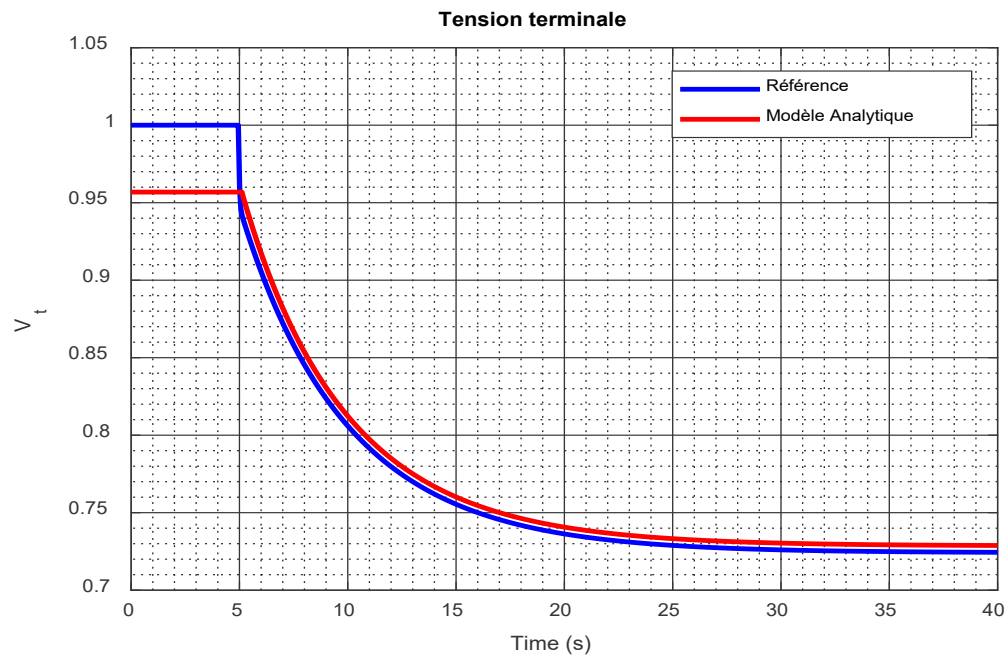


Figure 3-13 : Tension terminale – Modèle de référence vs Modèle analytique

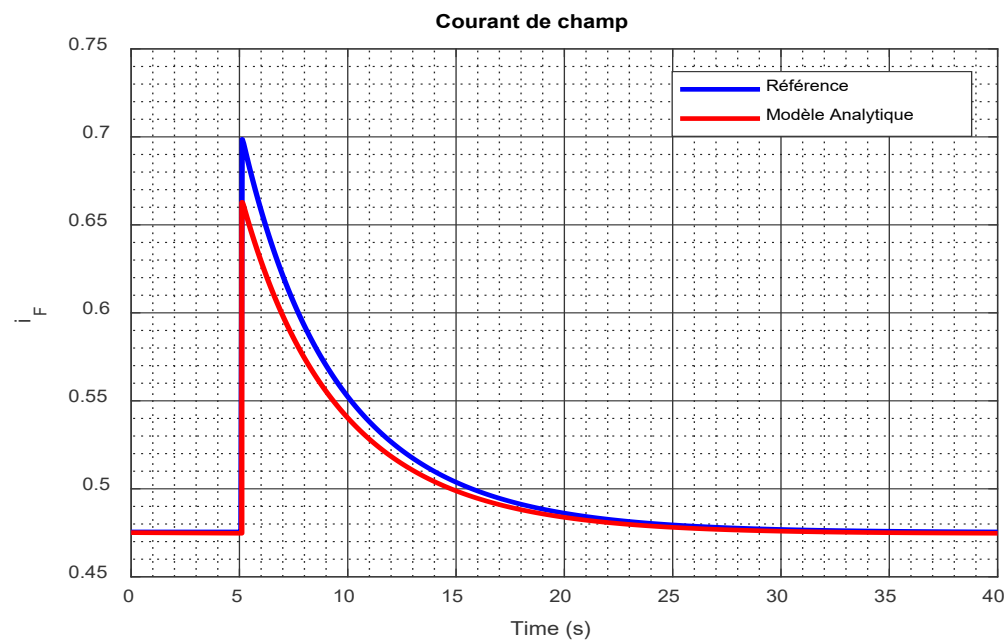


Figure 3-14 : Courant de champ – Modèle de référence vs Modèle analytique

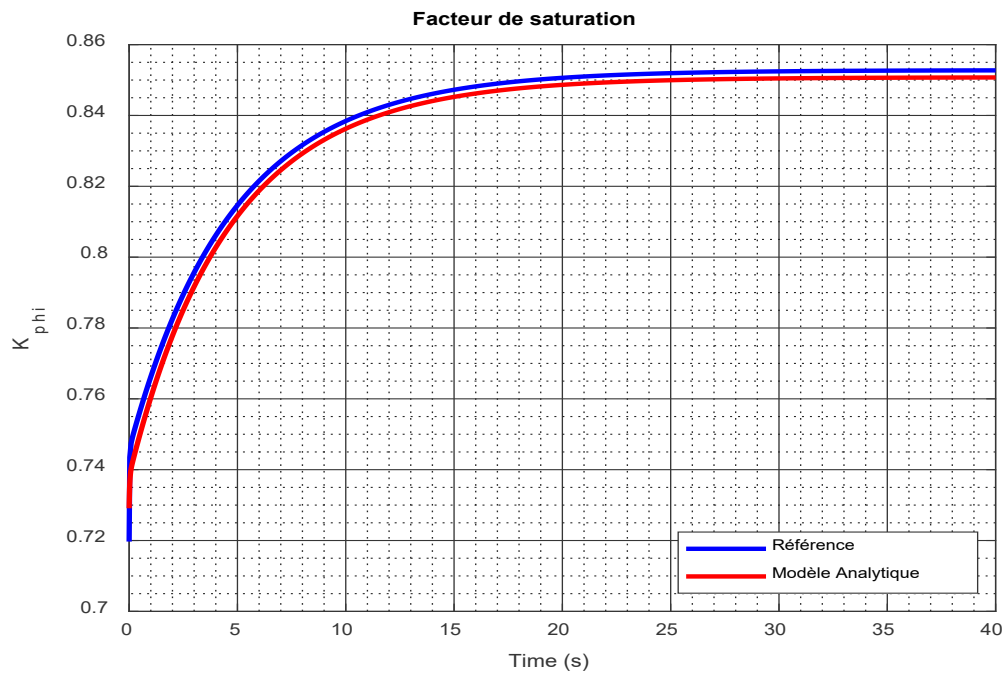


Figure 3-15 : Facteur de saturation – Modèle de référence vs Modèle analytique

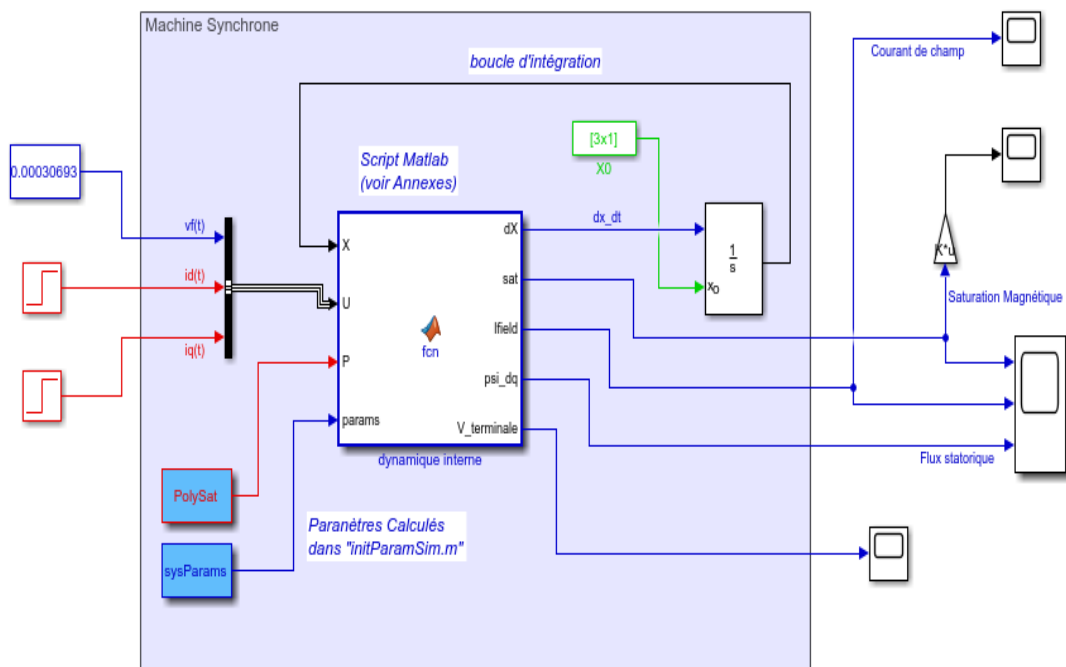


Figure 3-16 : Modèle de référence utilisant le modèle d'état

3.3 ÉTUDE DU DÉLESTAGE DANS UN AXE ARBITRAIRE

Les cas de délestage évoqués jusqu'à maintenant sont des délestages dans l'axe d c'est-à-dire le délestage des charges réactives. Cependant dans la réalité, ce sont des charges mixtes soit résistive et capacitive, soit résistive et inductive, soit même résistive, inductive et capacitive. Le délestage dans un axe arbitraire a été abordé avec l'approche par modèle d'état. Il est proposé ici une prédiction d'un délestage de charge dans un axe arbitraire, à partir du modèle analytique.

Pour ce faire, on part des équations (3.23), (3.24), (3.25), (3.35), afin de généraliser le délestage abordé au paragraphe et on obtient que :

$$\begin{cases} v_d(t) = -\psi_q(t) = E_d - \left(x_q I_q + I_q (x_q'' - x_q) e^{-t/T_{q0}''} \right) \\ v_q(t) = \psi_q(t) = E_q + x_d I_d + I_d (x_d' - x_d) e^{-t/T_{d0}'} + I_d (x_d'' - x_d') e^{-t/T_{d0}''} \end{cases} \quad (3.36)$$

$$\Rightarrow \begin{cases} v_d(t) = E_a \sin \delta_0 - \left(x_q I_a \cos(\delta_0 + \phi) + (x_q'' - x_q) I_a \cos(\delta_0 + \phi) e^{-t/T_{q0}''} \right) \\ v_q(t) = E_a \cos \delta_0 + x_d I_a \sin(\delta_0 + \phi) + (x_d' - x_d) I_a \sin(\delta_0 + \phi) e^{-t/T_{d0}'} \\ \quad + (x_d'' - x_d') I_a \sin(\delta_0 + \phi) e^{-t/T_{d0}''} \end{cases} \quad (3.37)$$

La tension terminale qui représente en fait l'enveloppe supérieure de la tension d'armature après délestage vaut :

$$v_t(t) = \sqrt{v_d^2(t) + v_q^2(t)} \quad (3.38)$$

Afin d'implémenter la prédiction du délestage avec l'approche analytique discutée ci-dessus, il est nécessaire de pouvoir connaître les grandeurs $x_d, x_d', x_d'', x_q, x_q'', T_{d0}', T_{d0}''$,

T_{d_0}'' , T_{q_0}'' en fonction des paramètres des circuits équivalents de la machine synchrone, le facteur de puissance via le déphasage ϕ et l'angle interne δ_0 :

$$\phi = \arctan\left(\frac{Q_C}{P_C}\right), \delta_0 = \arctan\left(\frac{x_q I_a \cos \phi - r_a I_a \sin \phi}{E_a + r_a I_a \cos \phi + x_q I_a \sin \phi}\right) \quad (3.39)$$

Où P_C et Q_C sont les puissances active et réactive de la charge délestée, E_a et I_a sont respectivement la tension et le courant d'armature avant délestage.

À la suite de ce qui précède, nous allons appliquer cette étude à la prédiction d'un délestage de charge mixte (dans un axe arbitraire) donc les caractéristiques en régime permanent sont données dans le Tableau 3-5 et ce pour la machine (380 V, 3 KVA, 4 pôles, 50 Hz) dont les paramètres sont donnés par le Tableau 3-6 tels qu'ils apparaissent dans [6].

Tableau 3-5 : Caractéristiques en régime permanent de la charge

δ_0	0.564 rad	q_0	0.056	$i_{i_0} (\sim I_a)$	0.253
v_{f_0}	$5.656 \cdot 10^{-3}$	i_{d_0}	0.237	v_{d_0}	0.098
i_{f_0}	0.6447	i_{q_0}	0.2042	v_{q_0}	0.156
p_0	0.074	$v_{i_0} (\sim E_a)$	0.185		

Tableau 3-6 : Paramètres de la machine (Génératrice)

x_{md}	0.781	r_a	0.0429	x_Q	0.0875
x_{mq}	0.559	x_D	0.0019	r_Q	0.1911
x_a	0.189	x_f	0.2042	r_D	0.3888
x_{kf}	-0.0892	r_f	0.008773		

Nous obtenons les courbes de la tension d'armature et de la tension terminale, représentant le comportement dynamique de la machine après le délestage de charge.

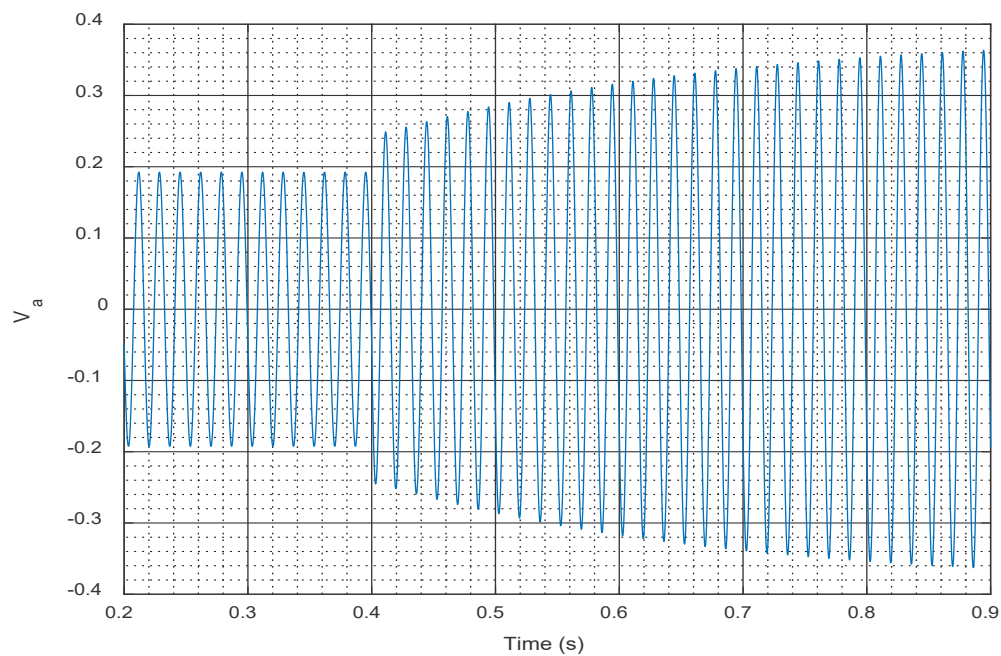


Figure 3-17 : Tension d'armature après délestage de la charge mixte

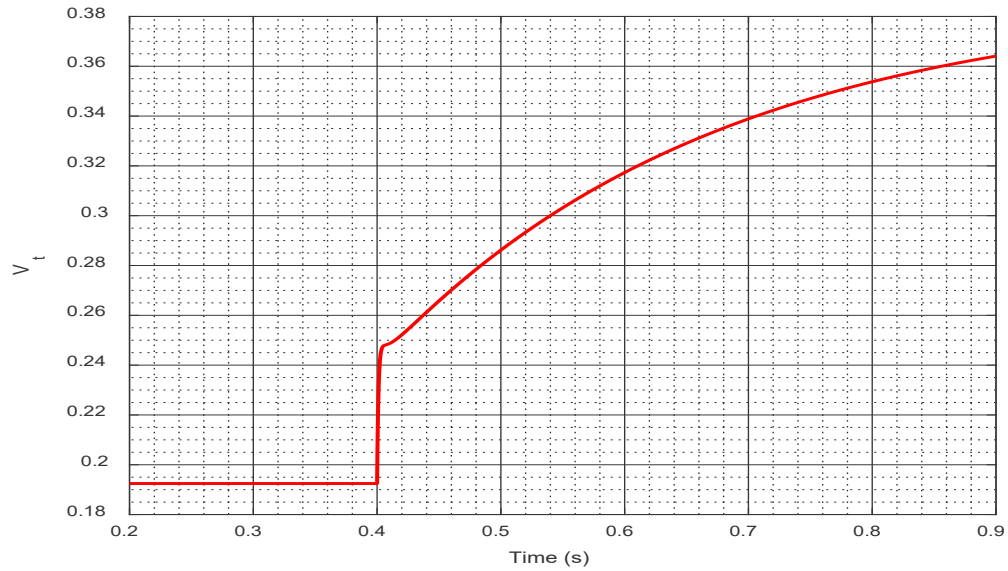


Figure 3-18 : Tension terminale après délestage de la charge mixte

À l'observation de la Figure 3-15 et de la Figure 3-16, on peut noter que la tension terminale correspond à l'enveloppe supérieure de la tension d'armature. L'on note aussi une bonne concordance entre ces figures et celle obtenue dans les travaux que nous avons utilisés pour faire une validation croisée. Il en ressort que le modèle proposé de prédiction du délestage dans un axe arbitraire est fiable.

CHAPITRE 4: ESTIMATION DES PARAMÈTRES DE LA MACHINE SYNCHRONE

4.1 INTRODUCTION

4.1.1 Considérations générales

Il sera question dans ce chapitre de l'identification des paramètres de la machine synchrone selon différentes approches que nous implémenterons. Généralement il s'agit de partir des mesures obtenues via des essais prédéfinis, les confronter au modèle de prédiction que l'on veut valider afin justement d'identifier les paramètres (voir Tableau 4-1) liés à ce modèle, qui eux à leur tour sont liés à la machine synchrone. Ainsi, Il est toujours intéressant de se poser la question de savoir quel est l'essai idéal qui permettrait d'identifier de manière optimale les paramètres de la machine étudiée. Dans la littérature, nombreux sont les auteurs qui ont travaillé sur les essais de court-circuit et sur le délestage de charge, qui s'avèrent être des essais facilement accessibles et ne nécessitent pas que la machine soit hors service. À ces essais sont associés diverses techniques d'identification [33, 34] partant de l'identification graphique à l'identification basée sur l'erreur de sortie qui s'inspire, ainsi qu'une procédure d'optimisation.

Dans ce chapitre, nous allons partir des essais de court-circuit et de délestage de charge pour implémenter des techniques d'identification afin de déterminer les paramètres de la machine mise en étude. L'essai de court-circuit permet de déterminer les grandeurs $x_d, x'_d, x''_d, T'_d, T''_d$; l'essai de délestage dans l'axe d permet de déterminer les grandeurs $x_d, x'_d, x''_d, T'_{d_0}, T''_{d_0}$; l'essai de délestage dans l'axe arbitraire quant à lui permet d'identifier les paramètres $x_d, x'_d, x''_d, x_q, x''_q, T'_{d_0}, T''_{d_0}, T''_{q_0}$. Après avoir réalisé l'essai de court-circuit, il sera question de pouvoir mettre sur pied un programme MATLAB qui permet de déterminer de manière automatisée les paramètres de la

machine à partir de la procédure d'estimation graphique telle que présentée dans le standard 115 de IEEE. Dans le but de vérifier la fiabilité de la procédure et la crédibiliser, la méthode d'identification du maximum de vraisemblance est implémentée à l'aide des données recueillies lors de l'essai pour identifier les paramètres afin de les comparer à ceux obtenus avec la procédure automatisée de l'estimation graphique.

Tableau 4-1 : Paramètres standards d'une machine synchrone [3]

Symbole	Description
x_d	Réactance synchrone d'axe d
x'_d	Réactance transitoire d'axe d
x''_d	Réactance sub-transitoire d'axe d
T'_d	Constante de temps transitoire de court-circuit d'axe d
T'_{d_0}	Constante de temps transitoire à circuit ouvert d'axe d
T''_d	Constante de temps sub-transitoire de court-circuit d'axe d
T''_{d_0}	Constante de temps sub-transitoire à circuit ouvert d'axe d
x_q	Réactance synchrone d'axe q
x''_q	Réactance sub-transitoire d'axe q
T''_{q_0}	Constante de temps sub-transitoire à circuit ouvert d'axe q

Par la suite, la procédure évoquée plus haut sera appliquée aussi pour un essai de délestage de charge dans l'axe d (charge réactive) et particulièrement pour une charge capacitive telle que recommandé dans le standard 115 de IEEE. De même que pour l'essai de court-circuit, la méthode d'identification du maximum de vraisemblance sera aussi appliquée ici toujours dans le but de pouvoir valider la procédure automatisée de

l'identification par la méthode graphique. Après avoir abordé la prédiction d'un délestage de charge mixte c'est-à-dire dans un axe arbitraire, l'identification complète des paramètres de la machine synchrone sera abordée et ce grâce à l'approche (modèle analytique) adoptée lors de l'étude de la prédiction. Pour se faire, nous partirons des données de délestage de charge pour la machine utilisée lors de l'étude sur la prédiction, et utiliser la méthode des moindres carrés associée à une procédure d'optimisation pour pouvoir mener à bien le processus d'identification.

Le processus d'identification tel qu'évoqué, est fait en temps différé. Il présente l'avantage qu'il se fait en deux temps. Cela signifie que dans un premier temps, les mesures sont faites sur la machine lors des divers essais expérimentaux au laboratoire. Dans le deuxième temps, les données sont traitées dans le but de procéder à l'identification proprement dite via les modèles mathématiques ou la procédure développés.

4.1.2 Mise en place du schéma expérimental

Le montage du schéma expérimental réalisé au laboratoire pour effectuer les différents essais est illustré par la Figure 4-1. Nous présentons les principaux éléments utilisés entrant dans la constitution dudit schéma expérimental.

- **Génératrice synchrone** : c'est l'élément central du dispositif expérimental car il est l'objet des divers essais à réaliser afin de déterminer ses paramètres. Ses caractéristiques sont données à l'aide de sa plaque signalétique (Figure 4-2). Elle est entraînée par un moteur à courant continu qui ici joue le rôle de la turbine si nous étions dans l'environnement réelle d'une centrale hydroélectrique. L'ensemble formé par cet attelage (Figure 4-3) peut donc être considéré comme un groupe turbo-alternateur pour la production d'énergie.



Figure 4-1 : Vue d'ensemble du dispositif expérimental

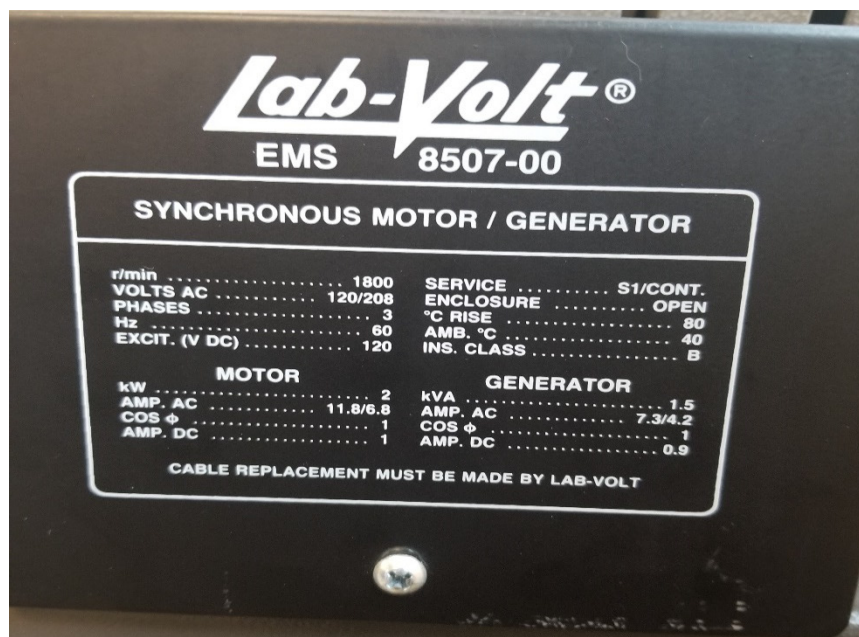


Figure 4-2 : Plaque signalétique de la génératrice synchrone

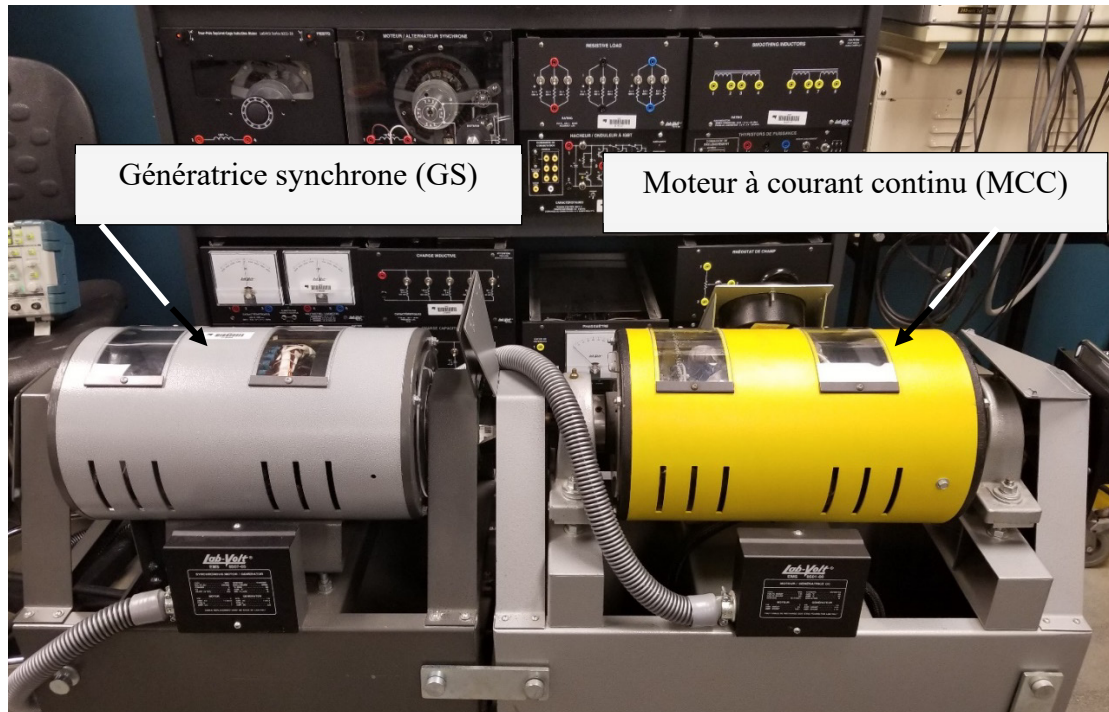


Figure 4-3 : Ensemble groupe turbo-alternateur

- **Blocs d'alimentation** : Ils permettent d'alimenter les différents éléments intervenant dans les essais. D'abord nous avons le bloc d'alimentation de marque LABVOLT - modèle 8525-21 est constitué d'une source variable de courant alternatif de 0 à 120V – 15A, d'une source constante de courant alternatif de 120V – 15A, une source variable de courant continu de 0 à 120V – 25A qui permet d'alimenter l'armature du moteur à courant continu (MCC), une source constante de courant continu de 120V - 5A qui sert à alimenter le circuit de champ. L'autre bloc d'alimentation de marque GW – modèle GPC 3030 de 5V – 3A utilisé pour alimenter le circuit de champ de la génératrice synchrone (GS).
- **Charges à délester** : Ce sont des blocs de résistances, d'inductances et de condensateurs montés sous forme de module de manière à faciliter leur câblage au reste du montage. Elles sont essentiellement utilisées lors des essais de délestage ou d'enclenchement de charge.



Figure 4-4 : Les différentes charges utilisées lors des essais

- **Interface d'acquisition de données** : Il est l'un des éléments centraux du dispositif expérimental car toutes les données collectées lors des essais transitent par cette interface pour être affichées ou collectées via différents appareils de mesures pour exploitation. Ici, il s'agit d'un module LABVOLT – modèle 9062-11.



Figure 4-5 : Interface d'acquisition des données

- **Oscilloscope numérique** : C'est un appareil qui permet d'acquérir les données et d'afficher les différentes courbes issues des mesures faites sur la GS lors de différents essais. L'oscilloscope que nous avons utilisé est de la marque Tektronix – modèle TPS 2024. Il permet de prendre des mesures simultanément sur quatre canaux. L'acquisition du signal peut se faire par un échantillonnage sur 2500 points par canal d'enregistrement. Cela signifie que cet appareil peut échantillonner sur 1 seconde avec une fréquence de 2.5 kHz.

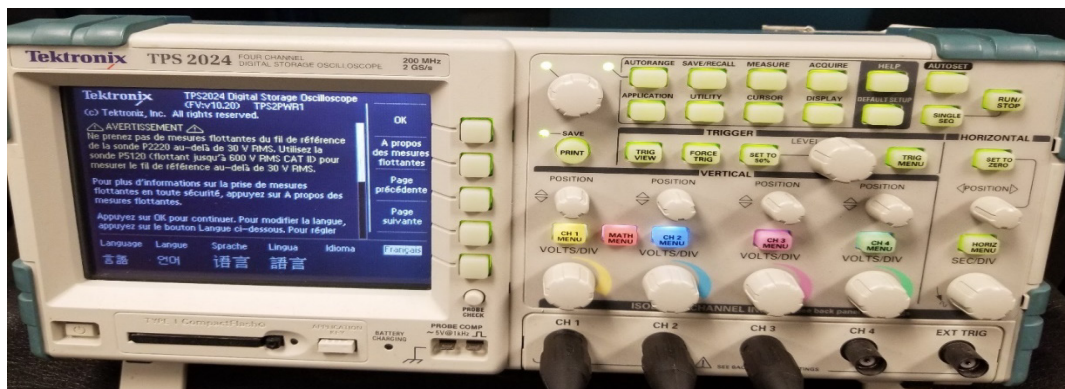


Figure 4-6 : Oscilloscope numérique utilisé lors des essais expérimentaux

- **Interface de commande** : Il permet d'effectuer, à l'aide d'un câblage approprié, la commande permettant mettre en œuvre les différents essais de court-circuit et de délestage de charge. Il est constitué des contacteurs interconnectés et des bornes de connexion. Les circuits de commande de ces contacteurs sont alimentés par la source constante de courant continu 120V – 5A et leurs circuits de puissance sont alimentés par la source constante de courant alternatif 120V – 15A.

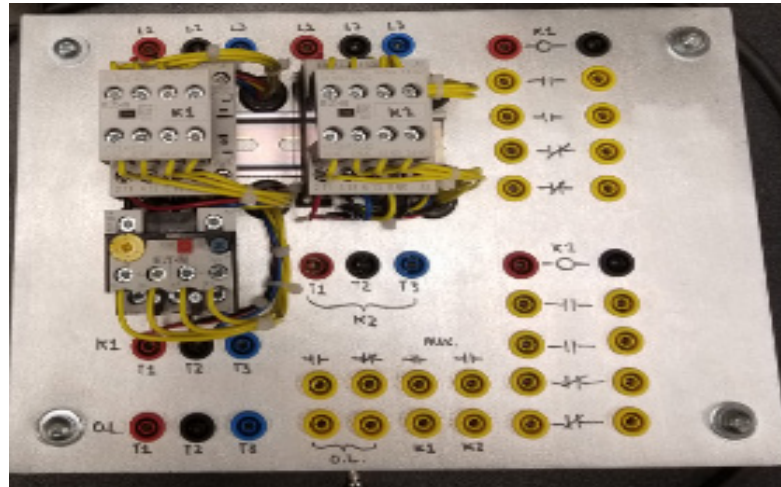


Figure 4-7 : Vue de l'interface de commande

4.2 IDENTIFICATION BASÉE SUR L'ESSAI DE COURT-CIRCUIT

L'essai de court-circuit peut être répertorié comme étant un essai classique de la GS. Son principe a déjà été présenté dans les paragraphes précédents et illustré à la Figure 3-1.

4.2.1 Méthode automatisée d'estimation graphique

La méthode d'estimation graphique dont il est question, a été abordée dans le standard IEEE et il permet d'identifier les paramètres x_d , x'_d , x''_d , T'_d , T''_d à partir des courbes des courants d'armature de court-circuit. Un mandat de ce travail est de pouvoir automatiser cette identification sans avoir à faire des manipulations sur les graphes. La démarche qui guidera cet objectif est résumé par le diagramme donné à la Figure 4-8.

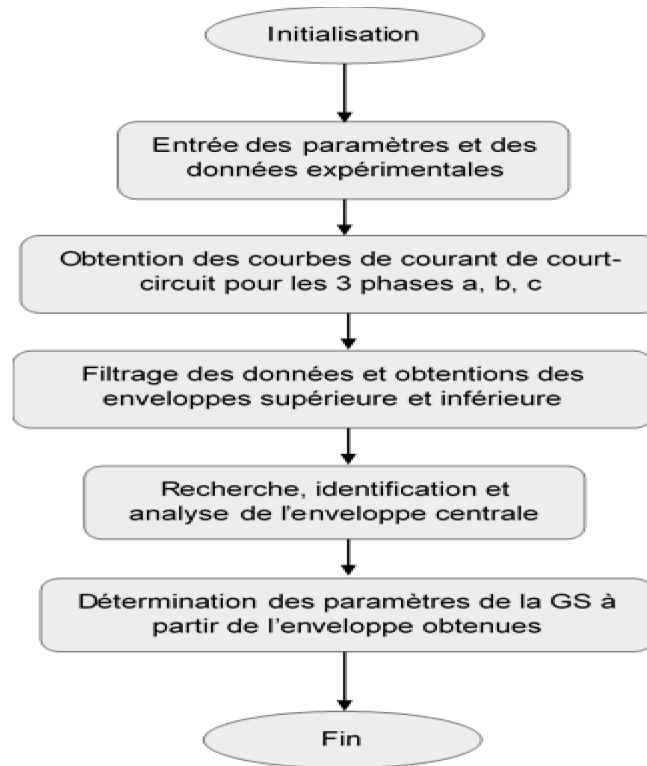


Figure 4-8 : Organigramme pour l'identification des paramètres de la GS

À l'issue de l'expérience de l'essai de court-circuit, les données obtenues sur la machine permettent d'obtenir les courants de phase de court-circuit tels que représentés à la Figure 4-9.

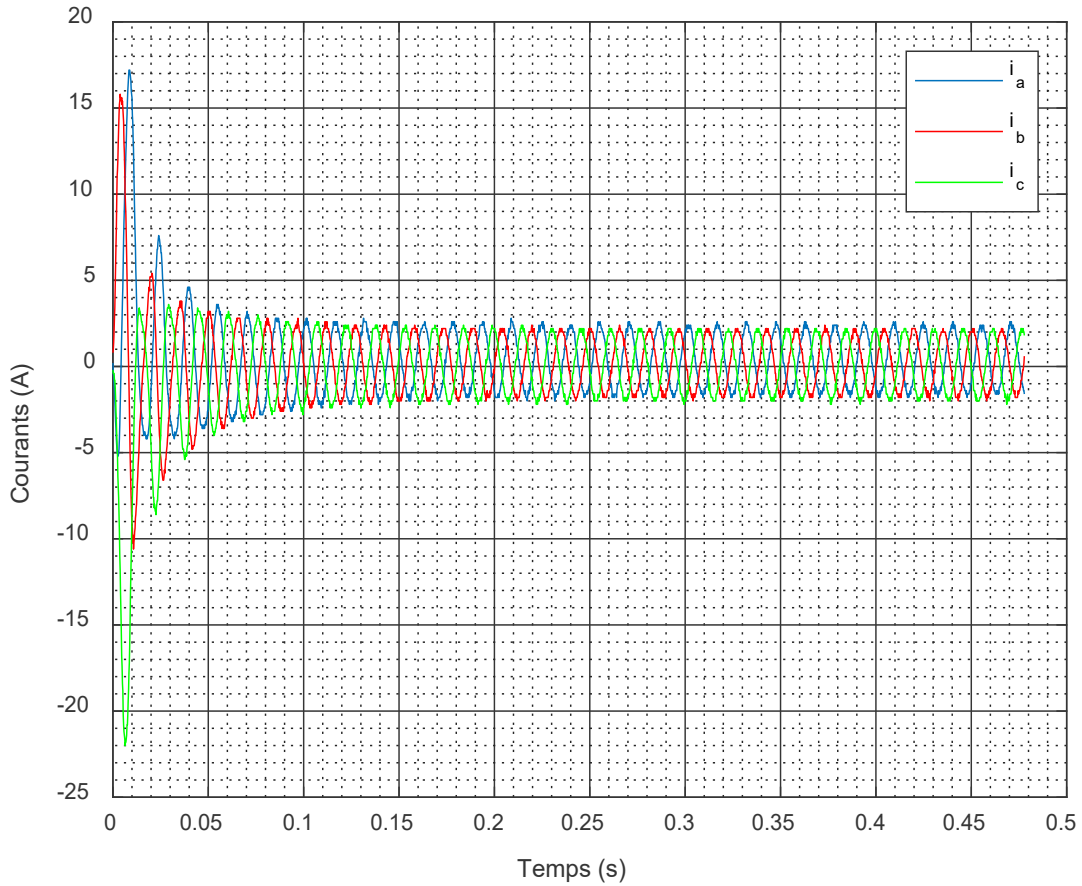


Figure 4-9 : Courants de court-circuit obtenus expérimentalement

Nous isolons par la suite le courant de la phase a puis nous le filtrons dans le but d'éliminer d'éventuels signaux parasites. Sur la Figure 4-10, nous représentons les deux courants : expérimental et filtré. À l'observation de ces courbes, on peut bien constater que les deux signaux coïncident sans qu'il y ait eu atténuation du signal initial.

Pour obtenir les différentes enveloppes (supérieure et inférieure), sur le plan théorique, on peut réécrire l'équation (3.13) donnant l'expression du courant de court-circuit comme suit :

$$\begin{aligned}
i_a(t) &= \left(I_{cc} + I_d' e^{\frac{-t}{T_d'}} + I_d'' e^{\frac{-t}{T_d''}} \right) \cos(\omega_n t + \theta_0) + I_{ar} e^{\frac{-t}{T_a}} \\
&= i_{AC}(t) \cdot \cos(\omega_n t + \theta_0) + i_{DC}(t)
\end{aligned} \tag{4.1}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
I_{cc} &= \frac{E_{cc0} \sqrt{2}}{x_{dd}}, I_d' = E_{cc0} \sqrt{2} \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_{dd}} \right), I_d'' = E_{cc0} \sqrt{2} \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_{dd}} \right) \\
I_{ar} &= \frac{E_{cc0} \sqrt{2}}{2} \left(\frac{1}{x_d''} + \frac{1}{x_q''} \right) \cos \varphi, i_{AC}(t) = I_{cc} + I_d' e^{\frac{-t}{T_d'}} + I_d'' e^{\frac{-t}{T_d''}} = I_{cc} + i_d'(t) + i_d''(t), \\
i_{DC}(t) &= I_{ar} e^{\frac{-t}{T_a}}, i_d'(t) = I_d' e^{\frac{-t}{T_d'}}, i_d''(t) = I_d'' e^{\frac{-t}{T_d''}}
\end{aligned}$$

En encadrant l'équation (4.1) et en tenant compte du fait que $-1 \leq \cos(\omega_n t + \varphi) \leq 1$, on peut alors écrire que :

$$env_sup = i_{AC}(t) + i_{DC}(t), \quad env_inf = -i_{AC}(t) + i_{DC}(t) \tag{4.2}$$

L'enveloppe centrale, qui fera l'objet de l'analyse qui suivra et ceci en vue de l'identification, peut se calculer comme suit :

$$i_{AC}(t) = \frac{env_sup - env_inf}{2} = I_{cc} + I_d' e^{\frac{-t}{T_d'}} + I_d'' e^{\frac{-t}{T_d''}} \tag{4.3}$$

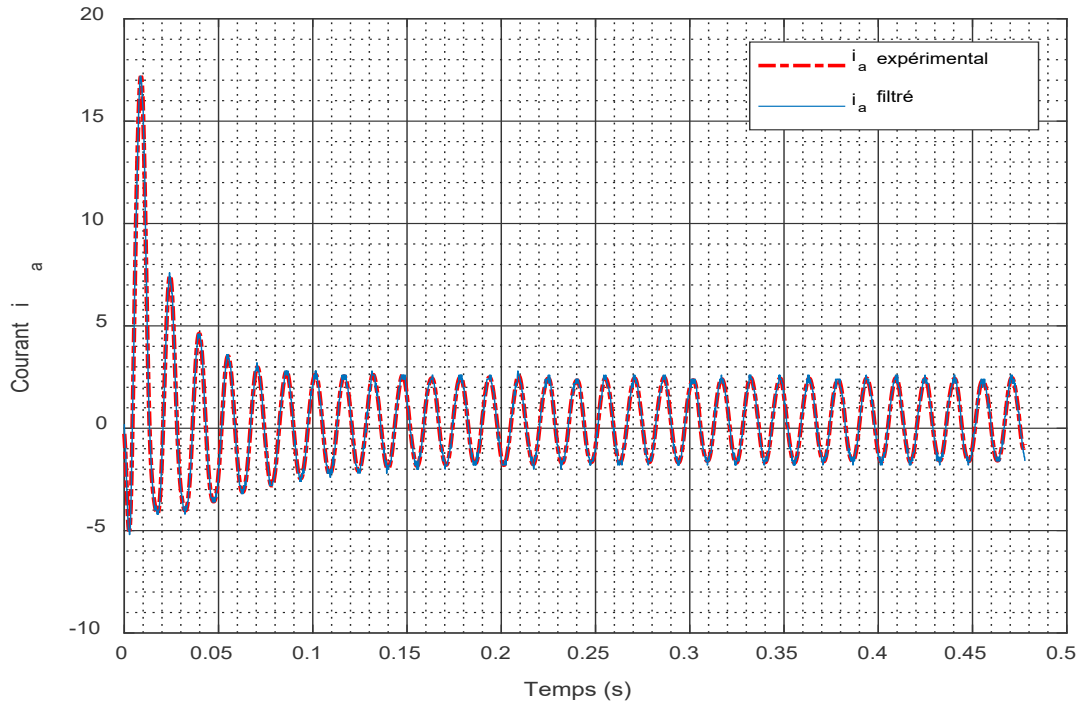


Figure 4-10 : Comparaison Courant i_a expérimental et Courant i_a filtré

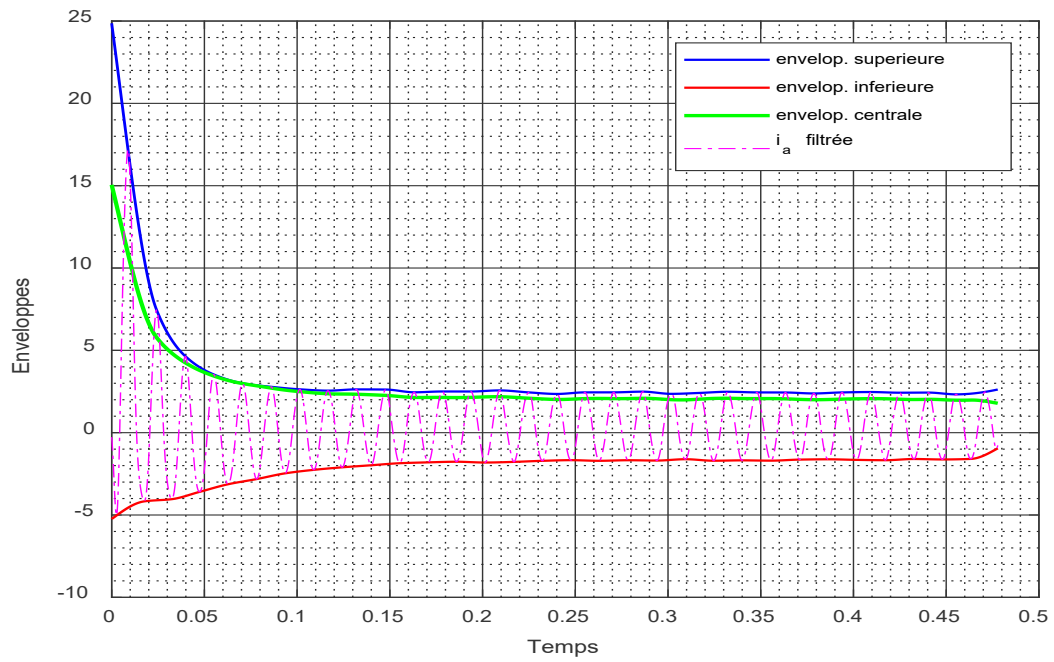


Figure 4-11 : Envelopes et courant filtré i_a

La nécessité de filtrer le courant prélevé sur la machine vient du fait que ce dernier est bruité et donc difficilement exploitable. Le courant filtré de la Figure 4-10 est obtenu en utilisant un filtre passe-bas via la commande *designfilt* de MATLAB® .

Après traitement des données sur les courants de court-circuit, nous parvenons à extraire les enveloppes supérieure, inférieure et centrale via la commande *findpeaks* de MATLAB® (Voir Figure 4-11).

Comme mentionné plus haut, c'est l'enveloppe centrale (théoriquement représentée par l'équation 4.3) qui sera l'objet de l'analyse en vue de l'identification.

L'inductance x_{dd} est identifiée en assumant que :

$$x_{dd} = \frac{E_{cc_0} \sqrt{2}}{I_{cc}} \quad (4.4)$$

Où E_{cc_0} représente la tension à laquelle le court-circuit a été effectué; I_{cc} représente la valeur du courant à l'infini i.e. $I_{cc} = \lim_{t \rightarrow \infty} i_{AC}(t)$.

Une première étape de l'analyse consiste à négliger les effets sub-transitoires en partant de l'hypothèse selon laquelle après 10 à 20 cycles d'oscillation du courant à la fréquence $f = 60Hz$ [16]. Il s'en déduit que la constante de temps sub-transitoire T_d'' peut être négligée devant la constante de temps transitoire T_d' et que la partie transitoire $i_d'(t)$ s'écrit :

$$i_d'(t) = i_{AC}(t) - I_{cc} - i_d''(t) \xrightarrow{i_d''(t) \approx 0} i_d'(t) = i_{AC}(t) - I_{cc} = I_d' e^{\frac{-t}{T_d'}} \quad (4.5)$$

$$\Rightarrow \ln(i_d'(t)) = -\frac{1}{T_d'} t + \ln(I_d') \sim A_1 t + B_1 \quad (4.6)$$

En appliquant le logarithme népérien à $i'_d(t)$, on obtient une expression qui s'apparente à l'équation d'une droite (équation 4.6) et on effectue par après une interpolation afin de déterminer les termes A_1 et B_1 . On peut ainsi déduire que :

$$T'_d = -\frac{1}{A_1}, \quad I'_d = e^{B_1} \quad \longrightarrow \quad x'_d = \left(\frac{I'_d}{E_{cc0} \sqrt{2}} + \frac{1}{x_{dd}} \right)^{-1} \quad (4.7)$$

Après la détermination des paramètres x'_d et T'_d , une estimation de la partie transitoire $i'_d(t)$ du courant $i_{AC}(t)$ est faite, puis comparée aux données brutes recueillies des expériences (voir Figure 4-12).

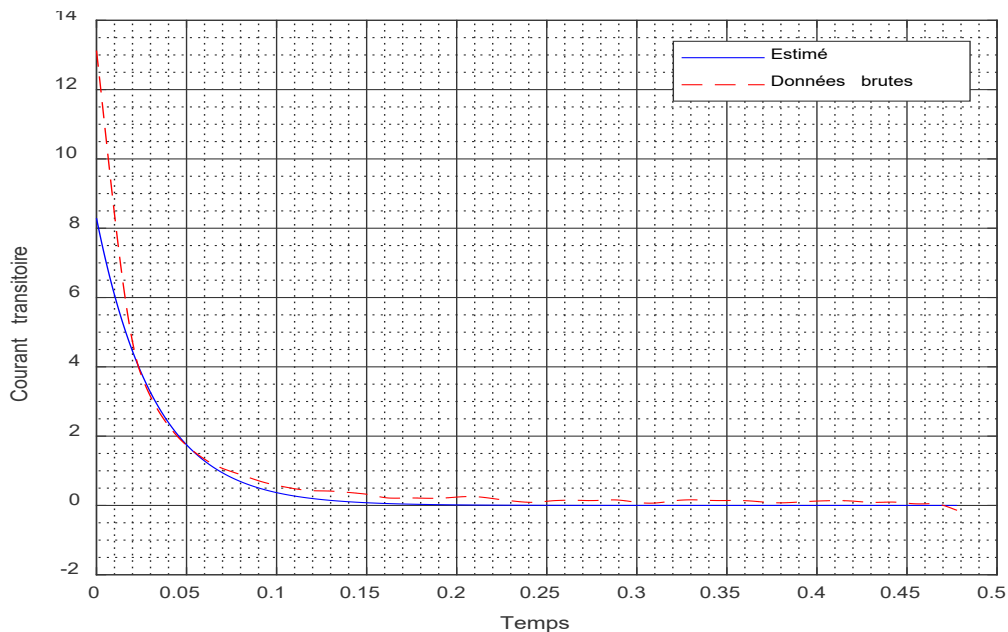


Figure 4-12 : courants transitoires estimé et expérimental

À l'observation des courbes des courants de la figure ci-dessus, on peut constater une certaine concordance après $t = 0.02$ s. Ceci montre ainsi l'efficacité des paramètres estimés.

Ayant obtenu les grandeurs caractéristiques de l'équation (4.5), la partie sub-transitoire $i_d''(t)$ s'écrit comme suit :

$$i_d''(t) = i_{AC}(t) - I_{cc} - i_d'(t) = I_d'' e^{\frac{-t}{T_d''}} \quad (4.8)$$

$$\Rightarrow \ln(i_d''(t)) = -\frac{1}{T_d''} t + \ln(I_d'') \sim A_1' t + B_1' \quad (4.9)$$

Toujours en appliquant le logarithme népérien à $i_d''(t)$, on obtient aussi une expression qui s'apparente à l'équation d'une droite (équation 4.9) et on effectue par après une interpolation afin de pouvoir déterminer les termes A_1' et B_1' . On peut ainsi déduire que :

$$T_d'' = -\frac{1}{A_1'}, \quad I_d'' = e^{B_1'} \longrightarrow x_d'' = \left(\frac{I_d''}{E_{cc0} \sqrt{2}} + \frac{1}{x_d'} \right)^{-1} \quad (4.10)$$

La détermination des paramètres x_d'' et T_d'' associée à x_d' et T_d' permet d'estimer l'enveloppe centrale à partir de l'équation 4.3, puis on la compare à celle obtenue expérimentalement (Figure 4-13). On peut constater que les deux courbes se superposent presque parfaitement confirmant ainsi la justesse des valeurs des paramètres déterminés (voir Tableau 4-2), ainsi que la fiabilité du programme MATLAB développé.

Tableau 4-2 : Valeurs des paramètres identifiés (court-circuit)

x_d	x_d'	T_d'	x_d''	T_d''
27.1908 Ω	5.1281 Ω	0.0322 s	3.4809 Ω	0.00756 s

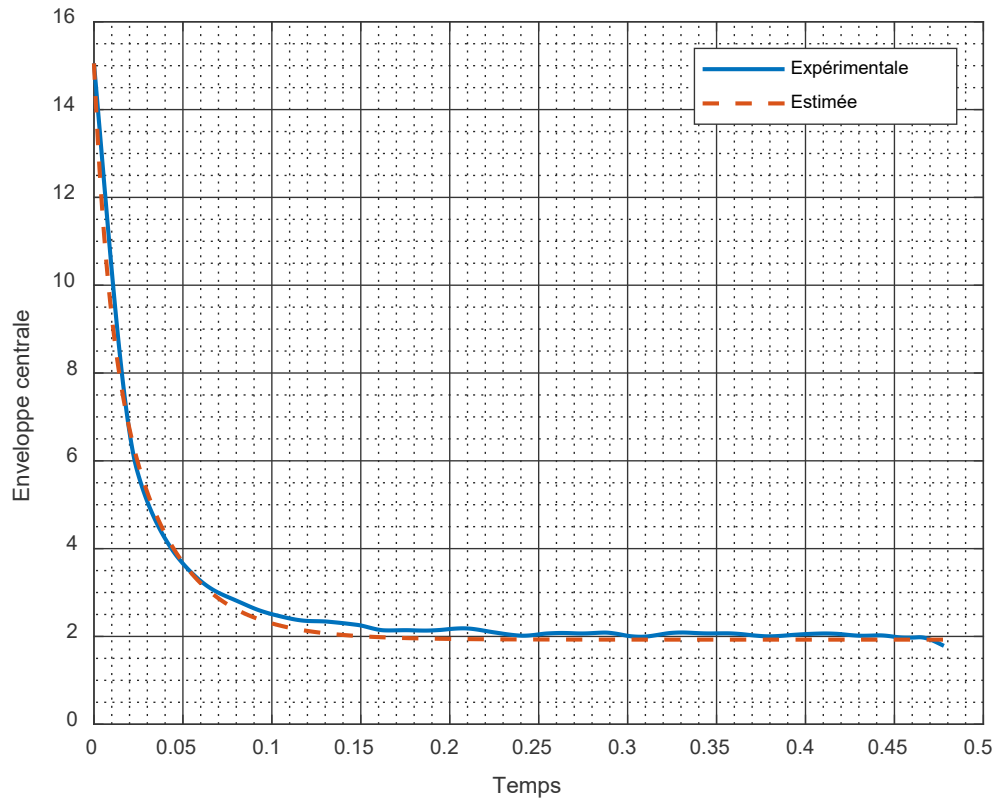


Figure 4-13 : Superposition des enveloppes centrales - estimée et expérimentale

4.2.2 Méthode basée sur l'estimateur au maximum de vraisemblance

La méthode de l'estimateur au maximum de vraisemblance (EMV) est une méthode d'identification basée sur l'erreur de sortie qui suppose qu'il y a un modèle de connaissance du processus qu'on confronte aux mesures afin d'identifier les paramètres dudit modèle (voir Figure 4-16). L'EMV est la valeur des paramètres $\theta_{1_{opt}} = [x_d \ x'_d \ x''_d \ T'_d \ T''_d]$ qui maximise la probabilité que la valeur estimée $i_{AC}^{estim}(k, \theta_1)$ de l'enveloppe centrale soit égale la valeur expérimentale $i_{AC}^{exp}(k)$ [29, 35]. Cela revient encore à minimiser la fonction coût définie à l'équation (4.11).

$$V_1(\theta_1) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N (\varepsilon_1(k, \theta_1)^T R_1(\theta_1)^{-1} \varepsilon_1(k, \theta_1)) + \frac{1}{2} N \log(\det(R_1(\theta_1))) \quad (4.11)$$

Où :

$$R_1(\theta_1) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varepsilon_1(k, \theta_1)^T \varepsilon_1(k, \theta_1) \quad (4.12)$$

$$\varepsilon_1(k, \theta_1) = i_{AC}^{exp}(k) - i_{AC}^{estim}(k, \theta_1); \quad \theta_1 = [x_d \quad x'_d \quad x''_d \quad T'_d \quad T''_d] \quad (4.13)$$

θ_1 représente le vecteur des paramètres à identifier; $\varepsilon_1(k, \theta_1)$ représente l'erreur entre l'estimé et la mesure expérimentale de l'enveloppe centrale; $R_1(\theta_1)$ est la matrice de covariance des bruits de mesures i.e. l'erreur de sortie $\varepsilon_1(k, \theta_1)$.

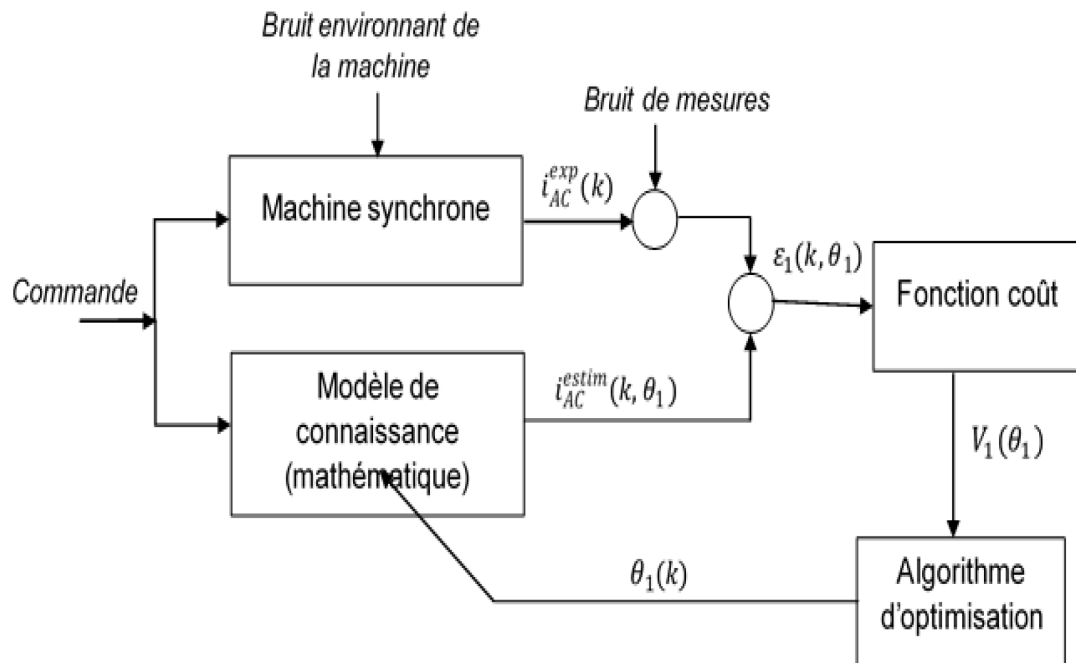


Figure 4-14 : Schéma de principe de l'identification par modèle de connaissance

La fonction coût est minimisée grâce à l'algorithme d'optimisation qui recherche la valeur $\theta_{1_{opt}}$ qui va annuler le gradient de la fonction coût $V_1(\theta_1)$. La méthode d'optimisation implémentée ici sera la méthode de Quasi-Newton (MQN), à travers la

fonction *fmincon* de MATLAB. Cependant, il faut noter que la MQN n'assure pas de trouver le minimum absolu mais un minimum local. Le minimum local dépend des paramètres initiaux $\theta_{1_{init.}} = \theta_{1_0}$ à estimer ainsi que leurs bornes inférieures $lb_{\theta_1} = \min(\theta_1)$ et supérieures $ub_{\theta_1} = \max(\theta_1)$ (contraintes d'optimisation). La Figure 4-15 montre les détails sur les étapes d'implémentation de la méthode l'EMV.

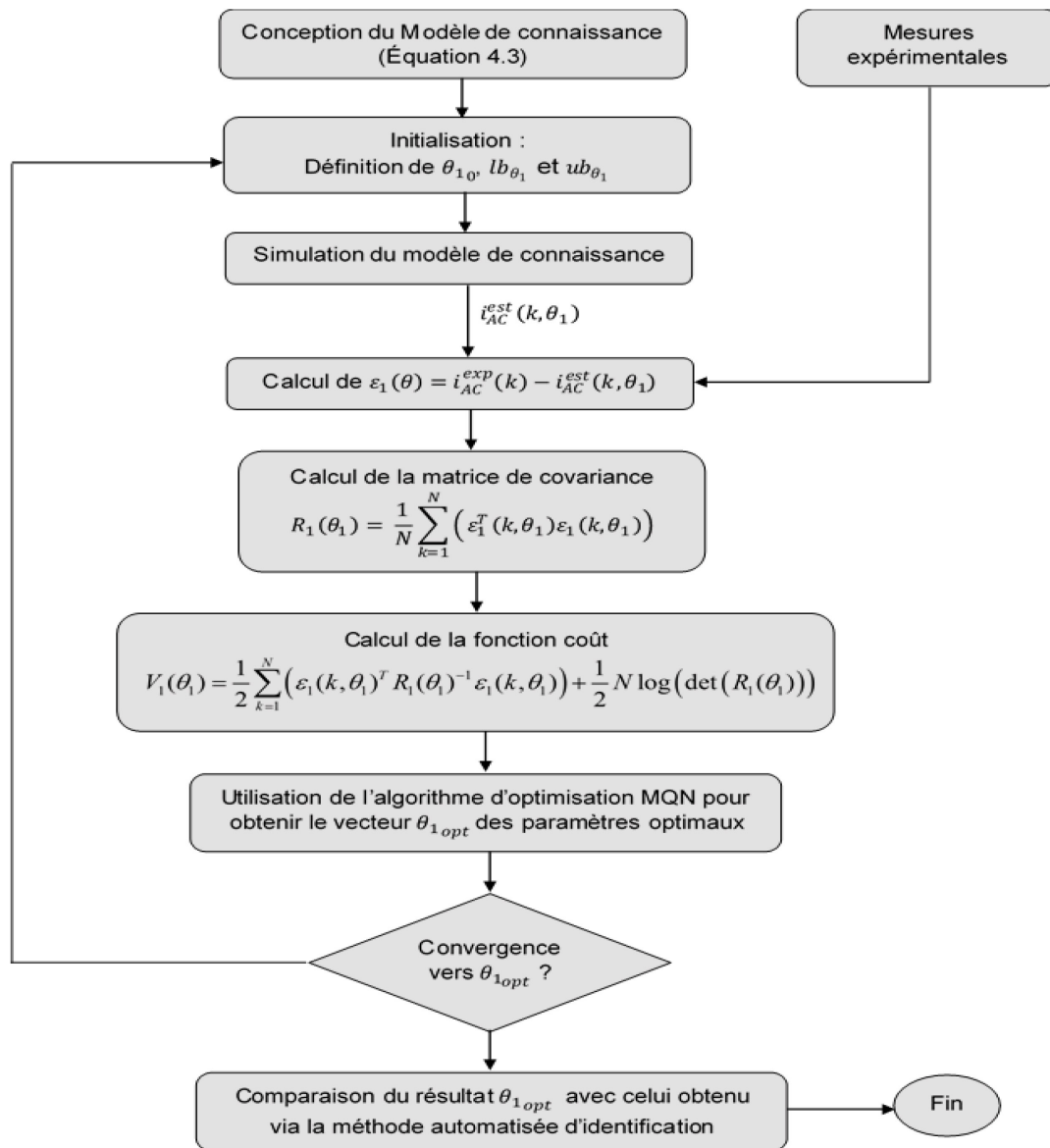


Figure 4-15 : Diagramme d'implémentation de la méthode de l'EMV

L'application des étapes du diagramme de la Figure 4-15 conduit aux résultats présentés dans le Tableau 4-3. On peut constater que pour l'ensemble de ces paramètres estimés, l'erreur relative en est de moins 7.5%. Cette marge d'erreur qui demeure acceptable, prouve la crédibilité du programme MATLAB développé.

Tableau 4-3 : Comparaison des paramètres estimés (Court-circuit)

Paramètres θ_1	Références $\theta_{1_{réf}}$	Initiaux θ_{1_0}	Estimés avec EMV $\theta_{1_{opt}}$	Erreur [%]
x_d	27.1908 Ω	16.3144 Ω	27.1908 Ω	–
x'_d	5.1281 Ω	3.0768 Ω	5.4609 Ω	6.09
T'_d	0.0322 s	0.01932 s	0.02988 s	7.2
x''_d	3.4809 Ω	2.0885 Ω	3.66 Ω	5.14
T''_d	0.00756 s	0.00453 s	0.00729 s	3.57

4.3 IDENTIFICATION À PARTIR DE L'ESSAI DE DÉLESTAGE

L'essai de délestage est considéré comme une alternative à l'essai de court-circuit. Il a aussi fait l'objet de plusieurs travaux du standard IEEE. Le principe du délestage a déjà été présenté dans les paragraphes précédent et illustré à la Figure 3-4.

4.3.1 Délestage dans l'axe d

4.3.1.1 Méthode automatisée d'analyse graphique

De même que pour l'essai de court-circuit, nous implémentons ici une procédure automatisée d'identification graphique à partir de la tension terminale obtenue via la tension d'armature après délestage afin d'identifier les paramètres x_d , x'_d , x''_d , T'_{d_0} , T''_{d_0} . Étant donné que c'est le délestage de charge dans l'axe d qui est abordé ici, nous avons réalisé l'essai de délestage d'une charge capacitive. Le diagramme de la Figure

4-16 résume la démarche suivie. À l'issue de l'expérience de délestage, les données obtenues sur la machine permettent d'obtenir la tension d'armature telle que représentée à la Figure 4-17.

Pour obtenir l'enveloppe supérieure, sur le plan théorique, nous partons de l'équation (3.26) donnant l'expressions de la tension terminale après délestage dans l'axe d . Cette tension terminale correspond en réalité à l'enveloppe supérieure évoquée ci-dessus.

$$\begin{cases} v_d(t) = 0 \\ v_q(t) = v_{q_\infty} + v'_{q_0} e^{-t/T'_{d0}} + v''_{q_0} e^{-t/T''_{d0}} = v_{q_\infty} + v'_q(t) + v''_q(t) \end{cases} \quad (4.14)$$

$$v_{q_\infty} = E_a - x_d I_a, v'_{q_0} = I_a (x_d - x'_d), v''_{q_0} = I_a (x'_d - x''_d)$$

$$v_{\text{terminale}} = v_t(t) = \sqrt{v_d^2(t) + v_q^2(t)} \Rightarrow v_t(t) = v_q(t) \quad (4.15)$$

Après avoir recueilli les données sur la tension d'armature après que le délestage a été effectué, nous procédons au filtrage pour pouvoir procéder à l'analyse sans bruits. Sur la Figure 4-18, nous représentons les deux tensions : expérimental et filtré. À l'observation de ces courbes, force est de constater que les deux signaux coïncident sans qu'il y ait eu atténuation significative du signal initial.

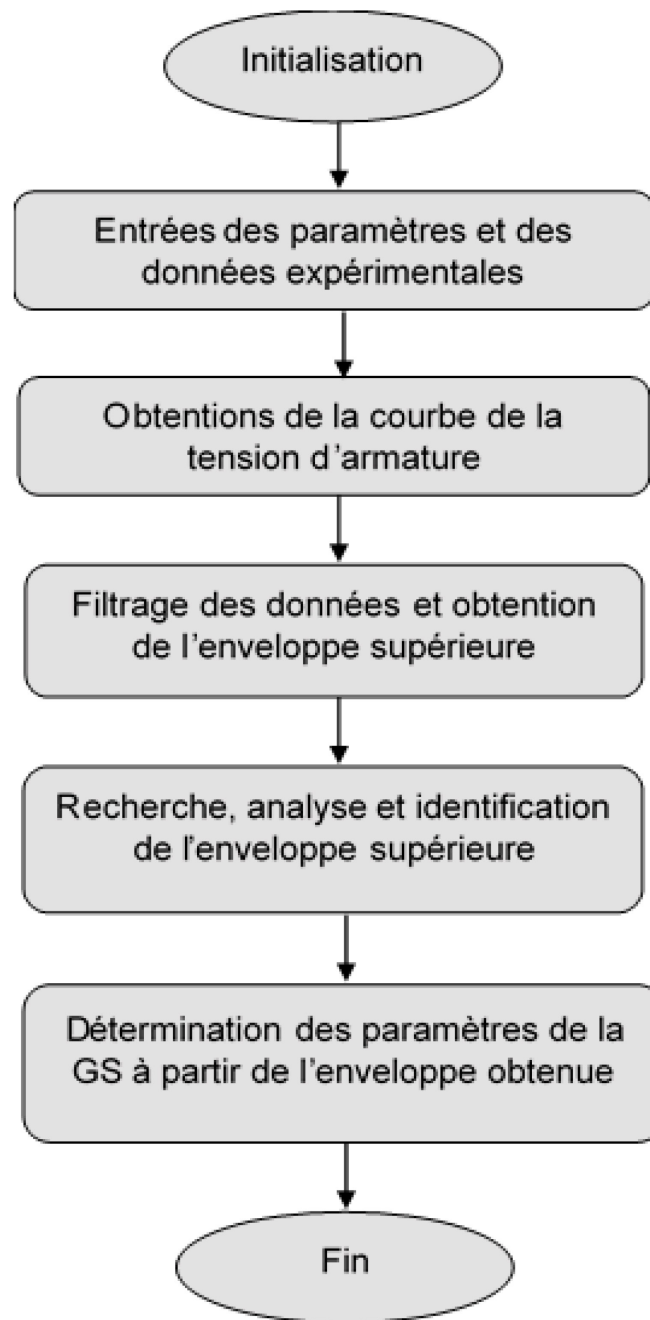


Figure 4-16 : Organigramme pour l'identification graphique des paramètres de la GS

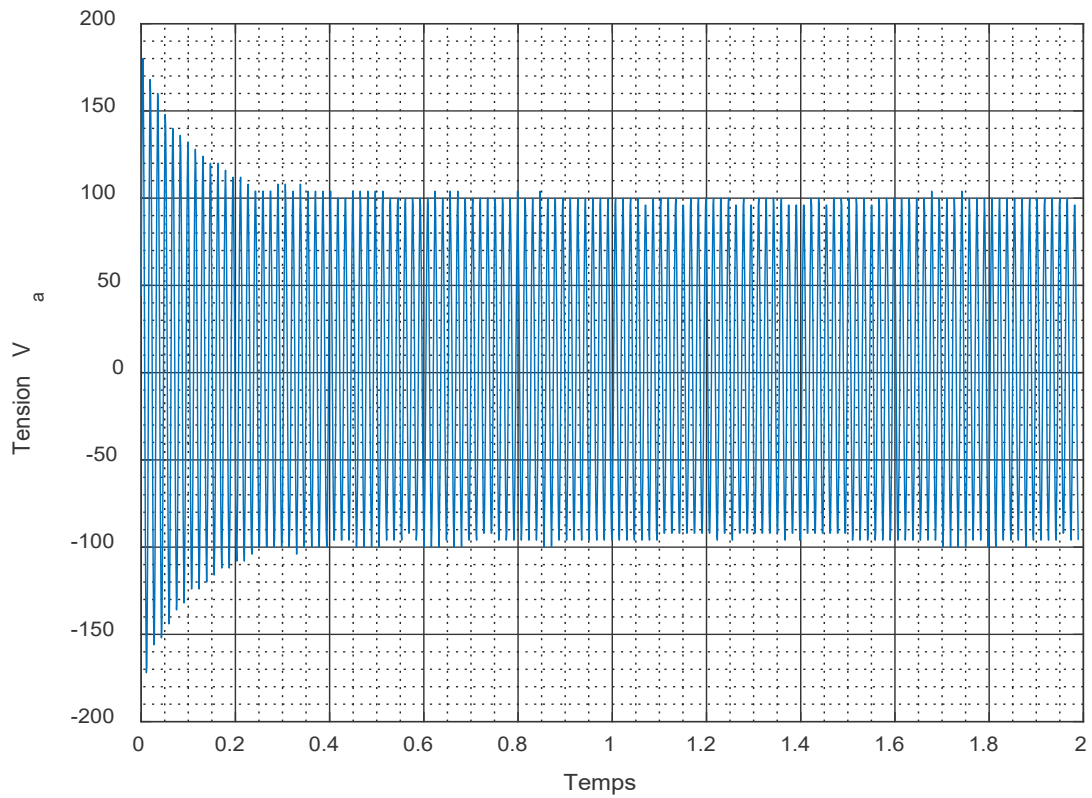


Figure 4-17 : Tension d'armature après délestage

La charge capacitive délestée est de $216.45 \angle -90^\circ \Omega$ et le délestage a été effectué à $E_a = 95.15 V$ et $I_a = 5.67 A$. Nous rappelons que E_a et I_a représentent la tension et le courant d'armature avant délestage.

Après traitement des données sur la tension terminale recueillies après le délestage, nous parvenons à extraire l'enveloppe supérieure i.e. la tension terminale via la commande *findpeaks* de MATLAB® (Voir Figure 4-11).

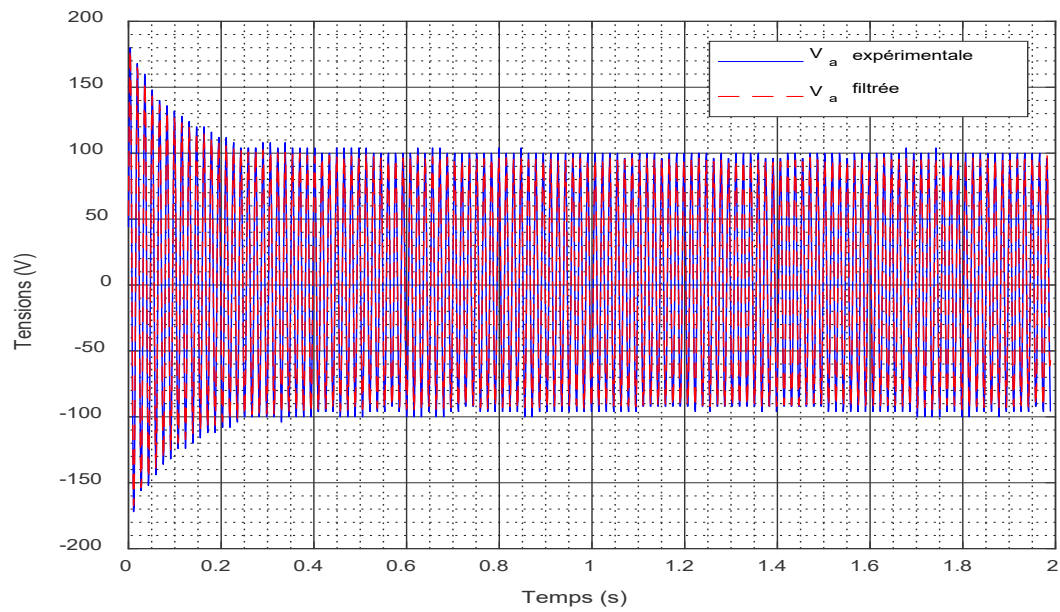


Figure 4-18 : Comparaison tension V_a expérimentale et tension V_a filtrée

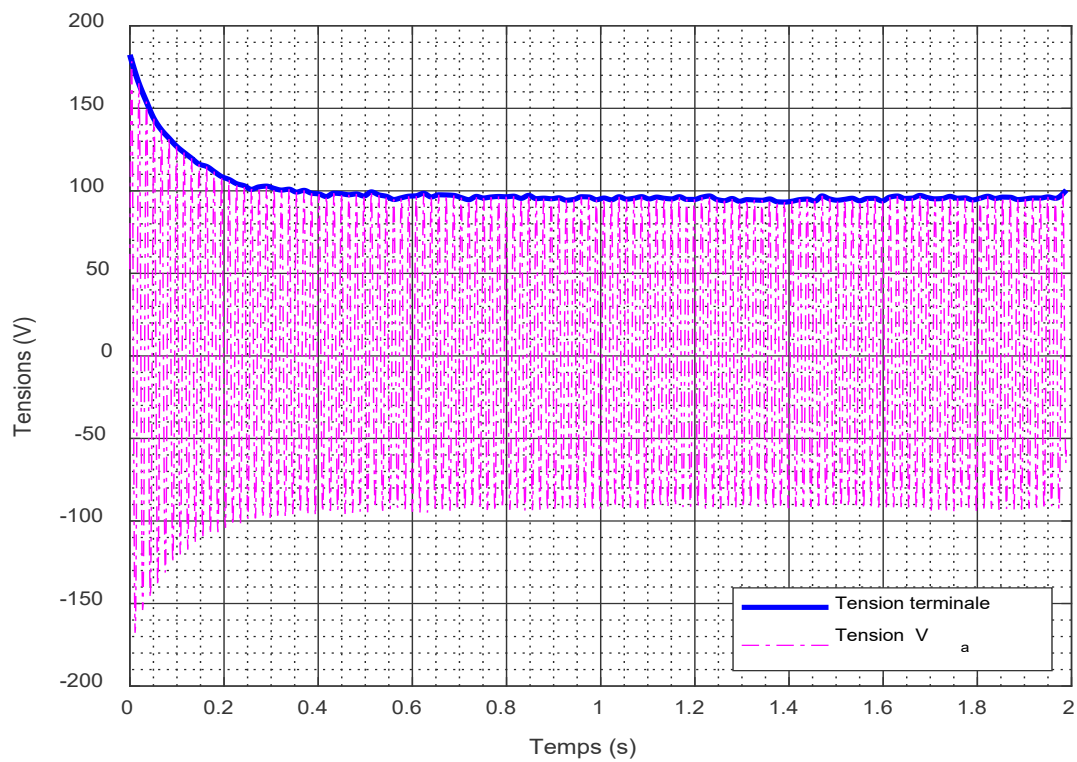


Figure 4-19 : Tension terminale et tension d'armature V_a

L'analyse en vue de l'identification des paramètres mentionnés plus haut sera basée sur l'équation 4.14. Ainsi, l'inductance x_d peut être déterminée comme suit :

$$x_d = \frac{E_a - v_{q_\infty}}{I_a} \quad (4.16)$$

E_a et I_a sont les tension et courant avant délestage

En général T_{d_0}'' est inférieur à T_{d_0}' ; et pour $t > 3T_{d_0}'$, la partie sub-transitoire $v_q''(t)$ peut être négligée de manière que :

$$v_q'(t) = v_t(t) - v_{q_\infty} - v_q''(t) \xrightarrow{v_q''(t) \approx 0} v_q'(t) = v_t(t) - v_{q_\infty} = v_{q_0}' e^{-\frac{t}{T_{d_0}'}} \quad (4.17)$$

$$\Rightarrow \ln(v_q'(t)) = -\frac{1}{T_{d_0}'} t + \ln(v_{q_0}') \sim A_2 t + B_2 \quad (4.18)$$

L'application du logarithme népérien à $v_q'(t)$, on obtient une expression qui a la forme d'une équation de droite (équation 4.18) et on effectue par la suite une interpolation afin de déterminer les termes A_2 et B_2 . On peut alors déduire que :

$$T_{d_0}' = -\frac{1}{A_2}, \quad v_{q_0}' = e^{B_2} \quad \longrightarrow \quad x_d' = \left(x_d - \frac{v_{q_0}'}{I_a} \right) \quad (4.19)$$

L'obtention des paramètres x_d' et T_d' nous permet d'avoir une estimation de la partie transitoire $v_q'(t)$ de la tension $v_t(t)$ est faite, puis comparée aux données brutes recueillies pendant l'expérience (voir Figure 4-20).

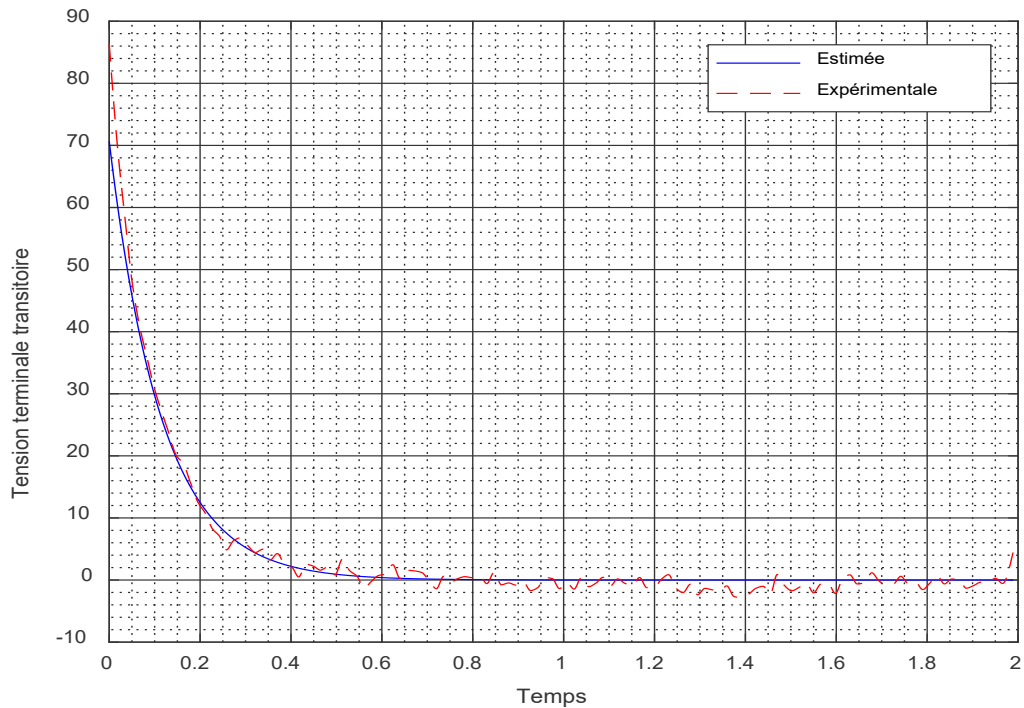


Figure 4-20 : Tensions terminales transitoires - estimée et expérimentale

En observant les courbes des tensions de la figure ci-dessus, on peut constater une certaine concordance après $t = 0.04 \text{ s}$. Ceci peut être une preuve de ce que la partie sub-transitoire a été bien négligée, montrant ainsi l'efficacité des paramètres estimés.

Ayant obtenu les grandeurs caractéristiques de l'équation (4.19), la partie sub-transitoire $v_q''(t)$ s'écrit comme suit :

$$v_q''(t) = v_t(t) - v_{q_\infty} - v_q'(t) = v_{q_0}'' e^{-\frac{t}{T_{d_0}''}} \quad (4.20)$$

$$\Rightarrow \ln(v_q''(t)) = -\frac{1}{T_{d_0}''} t + \ln(v_{q_0}'') \sim A_2' t + B_2' \quad (4.21)$$

Toujours en appliquant le logarithme népérien à $i_d''(t)$, on arrive aussi à l'obtention d'une expression qui a la forme de l'équation d'une droite (équation 4.21) et on effectue

par après une interpolation afin de pouvoir déterminer les termes A_2' et B_2' . On peut donc en déduire que :

$$T_{d_0}'' = -\frac{1}{A_2'}, \quad v_{q_0}'' = e^{B_2'} \longrightarrow x_d'' = \left(x_d' - \frac{v_{q_0}''}{I_a} \right) \quad (4.22)$$

La détermination des paramètres x_d'' et T_{d_0}'' ainsi celle des paramètres x_d' et T_{d_0}' , permet d'estimer la tension terminale après délestage à partir de l'équation 4.14, puis on la compare à celle obtenue expérimentalement (Figure 4-21). On peut constater que les deux courbes se superposent presque parfaitement, ce qui peut confirmer la justesse des valeurs des paramètres déterminés (voir Tableau 4-4), de même que la fiabilité du programme MATLAB développé à cet effet.

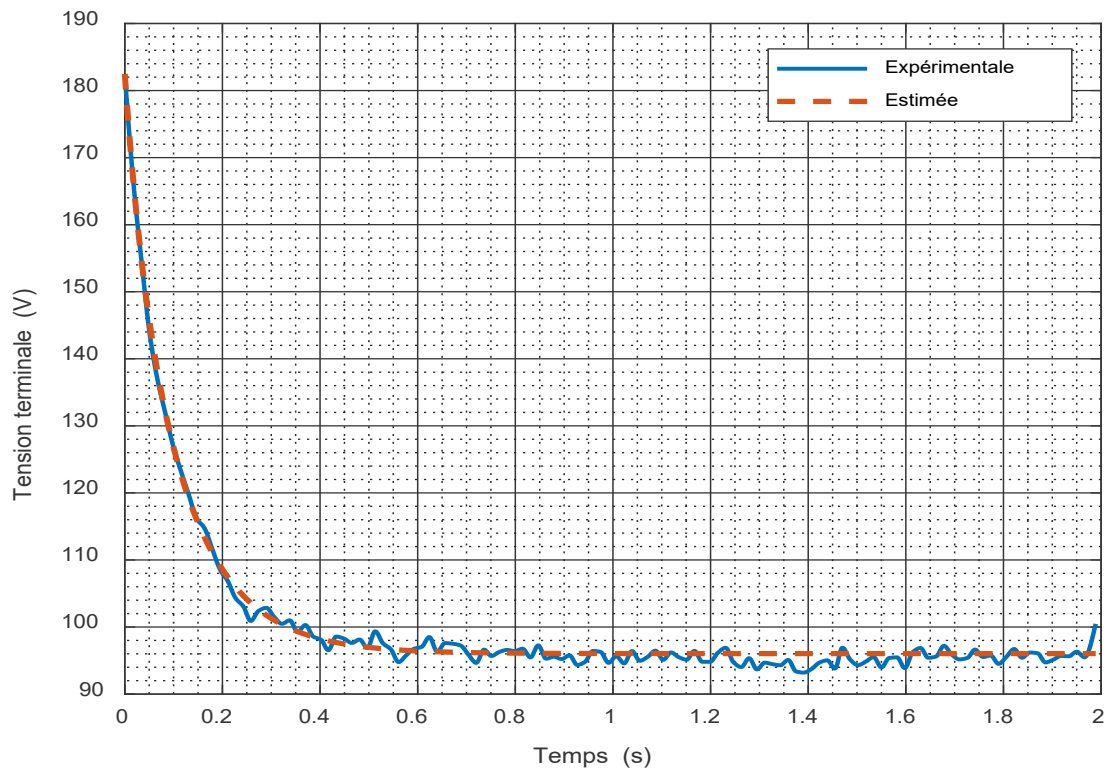


Figure 4-21 : Superposition des tensions terminales estimée et expérimentale

Tableau 4-4 : Valeurs des paramètres identifiés (Délestage)

x_d	x'_d	T'_{d_0}	x''_d	T''_{d_0}
14.7244 Ω	2.6826 Ω	0.1154 s	0.058 Ω	0.0365 s

4.3.1.2 Méthode basée sur le maximum de vraisemblance

Le développement théorique de la méthode de l'EMV faite au §4.2.2 pour le cas de l'essai de court-circuit, sera utilisé dans cette partie et considéré comme acquis. Nous rappelons le vecteur de paramètres à identifier : $\theta_2 = [x_d \ x'_d \ x''_d \ T'_{d_0} \ T''_{d_0}]$. Ainsi la fonction coût à minimiser s'écrit :

$$V_2(\theta_2) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N (\varepsilon_2(k, \theta_2)^T R_2(\theta_2)^{-1} \varepsilon_2(k, \theta_2)) + \frac{1}{2} N \log(\det(R_2(\theta_2))) \quad (4.23)$$

Où :

$$R_2(\theta_2) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \varepsilon_2(k, \theta_2)^T \varepsilon_2(k, \theta_2) \quad (4.24)$$

$$\varepsilon_2(k, \theta_2) = v_{3t}^{\text{exp}}(k) - v_{3t}^{\text{estim}}(k, \theta_2) \quad (4.25)$$

$\varepsilon_2(k, \theta_2)$ représente l'erreur entre l'estimé et la mesure expérimentale de la tension terminale; $R_2(\theta_2)$ est la matrice de covariance des bruits de mesures.

De même que pour l'essai de court-circuit, toutes les étapes du diagramme de la Figure 4-15 sont respectées. Sauf que, après l'étape de la simulation du modèle de connaissance de la tension terminale après délestage (voir équation (4.14) et (4.15)), nous obtenons plutôt $v_t^{\text{estim}}(k, \theta_2)$ qui permet de calculer l'erreur $\varepsilon_2(k, \theta_2)$ via les valeurs $v_t^{\text{exp}}(k)$ issues des mesures expérimentales. La commande **fmincon** de MATLAB sera aussi utilisée pour implémenter la MQN afin d'obtenir le vecteur de

paramètres optimal $\theta_{2_{opt}}$. À l'issue du processus, les valeurs obtenus sont comparées à ceux obtenues au paragraphe précédent (§4.3.1.1) puis confinés dans le Tableau 4-5. On constate que l'erreur relative entre les paramètres estimés à l'aide de la méthode de l'EMV et ceux du Tableau 4-4 ($\theta_{2_{réf}}$), est inférieure à 7%. Nous concluons alors que ceci est une preuve que le programme MATLAB développé dans le but de l'automatisation de l'identification graphique d'une GS à partir d'un essai de délestage, demeure crédible.

Tableau 4-5 : Comparaison des paramètres estimés (Délestage d'axe d)

Paramètres θ_2	Références $\theta_{2_{réf}}$	Initiaux θ_{2_0}	Estimés avec EMV $\theta_{2_{opt}}$	Erreur [%]
x_d	14.7244 Ω	8.8346 Ω	14.7244 Ω	–
x'_d	2.6862 Ω	1.6117 Ω	2.7889 Ω	3.82
T'_{d_0}	0.1154 s	0.06924 s	0.1167 s	1.12
x''_d	0.058 Ω	0.0348 Ω	0.059 Ω	1.72
T''_{d_0}	0.0365 s	0.0219 s	0.034 s	6.84

4.3.2 Délestage dans l'axe arbitraire

Nous nous proposons dans cette partie d'identifier entièrement les paramètres de la GS, tels que définis dans le Tableau 4-1, en effectuant un essai de délestage dans un axe arbitraire i.e. d'une charge mixte. Jusqu'ici il a été question de partir de l'essai de délestage dans l'axe d i.e. d'une charge purement réactive qui ne permettait que d'identifier un nombre limité de paramètres de la machine. L'approche adoptée ici partira du modèle mathématique défini par les équations (3.37) et (3.38) qui ont été utilisées avec succès pour la prédiction du délestage dans l'axe arbitraire et que nous rappelons ci-dessous, pour pouvoir cette fois-ci identifier le vecteur de paramètres

$\theta_3 = [\delta_0 \ x_q \ x_q'' \ T_{q_0}'' \ x_d \ x_d' \ x_d'' \ T_{d_0}' \ T_{d_0}'']$. Les caractéristiques de la machine à identifier sont celles données dans [6] et celle de la charge dans le Tableau 3-5.

$$\Rightarrow \begin{cases} v_d(t) = E_a \sin \delta_0 - \left(x_q I_a \cos(\delta_0 + \phi) + (x_q'' - x_q) I_a \cos(\delta_0 + \phi) e^{-t/T_{q_0}''} \right) \\ v_q(t) = E_a \cos \delta_0 + x_d I_a \sin(\delta_0 + \phi) + (x_d' - x_d) I_a \sin(\delta_0 + \phi) e^{-t/T_{d_0}'} \\ \quad + (x_d'' - x_d') I_a \sin(\delta_0 + \phi) e^{-t/T_{d_0}''} \end{cases} \quad (3.37)$$

$$v_{3_t}(t) = \sqrt{v_d^2(t) + v_q^2(t)} \quad (3.38)$$

E_a et I_a sont la tension et le courant d'armature avant délestage.

Nous allons aussi utiliser ici la méthode de l'EMV associé à la MQN pour obtenir les paramètres optimaux associés à la GS en étude à partir des mesures faites lors de l'essai. La fonction coût ici s'exprime comme à l'équation (4.23).

Nous présentons ci-dessous l'algorithme de la démarche suivie :

1. Effectuer essai expérimental, relever la tension d'armature et en déduire la tension terminale
2. Calculer l'angle interne δ_0
3. Initialisation θ_{3_0} , calculer les bornes inférieure $\theta_{3_{lb}}$ et supérieure $\theta_{3_{ub}}$
4. Simulation du modèle analytique à partir des équations (3.37) et (3.38)
5. Calculer le vecteur d'erreur ε_3 à partir des mesures et le module analytique
6. Calculer la fonction coût $V_3(\theta_3) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \varepsilon_3^T(k, \theta_3) R_3(\theta_3)^{-1} \varepsilon_3(k, \theta_3) + \frac{1}{2} N \log(\det(R_3(\theta_3)))$, avec $R_3(\theta_3) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \varepsilon_3^T(k, \theta_3) \varepsilon_3(k, \theta_3)$, $\varepsilon_3(k, \theta_3) = v_{3_t}^{exp} - v_{3_t}^{est}$
7. Itération de J en modifiant le vecteur des paramètres θ_3

Reprendre à partir de l'étape (4) jusqu'à la convergence vers $\theta_{3_{optimal}}$.

Tableau 4-6 : Comparaison des paramètres estimés (Délestage d'axe arbitraire)

Paramètres θ_3	Références $\theta_{3_{réf}}$	Initiaux θ_{3_0}	Estimés avec EMV $\theta_{3_{optimal}}$	Erreur [%]
δ_0	0.4385 rad	0.2631 rad	0.4418 rad	0.75
x_q	0.748 Ω	0.4488 Ω	0.7799 Ω	4.26
x_q''	0.2647 Ω	0.1588 Ω	0.2647 Ω	0.00
T_{q_0}''	0.0108 s	0.0065 s	0.0108 s	0.00
x_d	0.97 Ω	0.582 Ω	0.9218 Ω	4.96
x_d'	0.9689 Ω	0.5813 Ω	0.9689 Ω	0.00
x_d''	0.3509 Ω	0.2105 Ω	0.361 Ω	2.87
T_{d_0}'	0.3251 s	0.1951 s	0.3475 s	6.89
T_{d_0}''	0.0013 s	0.0008 s	0.0013 s	0.00

L'implémentation de l'algorithme aboutit aux paramètres identifiés et présentés dans le Tableau 4-6. Le constat selon lequel l'erreur relative en valeur absolue, entre le vecteur de paramètres de référence $\theta_{3_{réf}}$ et celui des paramètres optimaux $\theta_{3_{optimal}}$, est faible (< 7%). Ce qui signifie que la procédure mise en place, pour identifier les paramètres de la GS via un délestage dans un axe arbitraire en utilisant l'approche analytique, est fiable et crédible.

CHAPITRE 5: CONCLUSION GÉNÉRALE

Ce travail de recherche a porté sur le développement des modèles de prédiction des essais de décroissance de flux saturés et d'identification de la machine synchrone. L'objectif visé est de développer des modèles d'essais et de diagnostic de la machine synchrone à rotor bobiné en vue de l'identification de ses paramètres.

Après avoir donné de manière exhaustive les contours du sujet, la modélisation de la machine synchrone a suivi. C'est ainsi qu'une représentation des enroulements constituant la machine a été faite tant au stator qu'au rotor, où il a été ressorti les enroulements amortisseurs qui sont d'une importance certaine lors du démarrage de la machine. Les équations électriques, de tension et de flux dans le repère naturel triphasé abc , régissant le comportement de ces enroulements (inductances) et ainsi les équations mécaniques régissant le mouvement rotorique ont été écrites. L'application de la transformée de Park aux équations électriques pour une analyse moins fastidieuse a été faite et un réarrangement judicieux de ces équations a permis d'obtenir des modèles d'état dont on peut distinguer le modèle admittance et le modèle hybride. Il a été relevé que le modèle admittance ayant comme variable de commande les tensions statoriques, il convenait pour la prédiction des essais de court-circuit. Le modèle hybride lui ayant comme variables de commande la tension de champ (au rotor) et les courant statorique, il convient mieux pour la prédiction d'un essai de délestage.

La modélisation des essais de décroissance a été abordée. Il s'est agi ici de modéliser essentiellement les essais de court-circuit et de délestage de charge tant dans l'axe d que dans un axe arbitraire, et ceci à partir de leurs modèles analytiques. Le modèle d'état s'écrivant sous forme matricielle et ayant déjà fait l'objet de plusieurs travaux en ce qui concerne les différents essais cités plus hauts, il était intéressant de partir des modèles analytiques. Ayant opté pour un modèle croisé de la saturation magnétique, Une contribution de ce travail a été de pouvoir tenir compte de cette dernière dans la prédiction d'un essai saturé de délestage dans l'axe d , en remarquant que ce phénomène

se manifeste à travers l'inductance mutuelle de magnétisation qui rentre dans l'écriture du modèle analytique. Concrètement, cela a été fait en modifiant à chaque pas d'incrémentation la valeur de cette inductance en fonction du facteur de saturation, ce qui revenait à modifier le modèle analytique tout entier. Une autre contribution à noter, a été de pouvoir faire la prédiction d'un essai de délestage dans un axe arbitraire, en généralisant la démarche adoptée lors de la prédiction d'un délestage dans l'axe d . En appliquant cette démarche dans un cas tiré de la littérature, nous avons obtenu un résultat concluant et positif.

Une contribution majeure de ce travail a été de proposer une procédure d'automatisation de la méthode d'identification graphique des paramètres d'une machine synchrone par le biais du logiciel MATLAB[®], et ce à partir des essais mentionnés plus haut. Dans le cas d'un essai de court-circuit, après que l'expérience ait été menée sur la machine à identifier, nous avons procédé à la recherche de l'enveloppe centrale via les enveloppes supérieure et inférieure de l'un des courants de phase obtenu après le court-circuit. Sur le plan théorique, cette enveloppe centrale s'écrit sous la forme d'exponentielle et se compose d'une partie constante, d'une partie transitoire et d'une partie sub-transitoire. Dans un premier temps, l'analyse a consisté à négliger la sub-transitoire après plus de 10 cycles d'oscillation du courant alternatif de fréquence $f = 60\text{Hz}$ puis procéder aux paramètres relatifs à la partie transitoire. L'obtention des paramètres sus évoqués a permis ainsi d'obtenir l'expression de la partie sub-transitoire et ainsi estimer ses paramètres à partir des données expérimentales. L'ensemble de ces paramètres ont conduit à l'estimation de l'enveloppe centrale et puis comparer cette dernière à celle obtenue expérimentalement, en vue de la validation de ces paramètres. Ce qui précède est valable pour l'essai de délestage, à la différence que dans ce cas, c'est la tension terminale qui a fait l'objet de l'analyse avec des résultats concluant. Afin de crédibiliser le procédé développé, la méthode de l'estimateur au maximum de vraisemblance (EMV) associée à un algorithme d'optimisation de type Quasi-Newton a été

implémenté avec succès. Ce procédé d'identification est intéressant car il ne nécessite pas de connaître des paramètres initiaux comme le requiert les méthodes classiques d'identification. Aussi, il peut permettre d'avoir des paramètres initiaux en vue d'implémenter une des méthodes classiques d'identification telle que l'estimateur aux moindres carrés pondérés. En s'inspirant du modèle analytique utilisé au chapitre 3 pour la prédiction du délestage dans un axe arbitraire, une autre contribution de ce travail a été d'identifier de manière complète les paramètres d'une génératrice en supposant les paramètres de ce modèle sont inconnues et en utilisant les données issues d'un essai de délestage fait sur une charge mixte. La méthode de l'EMV associée un algorithme d'optimisation MQN a permis de mener à bien cette tâche.

En perspectives, il sera intéressant de prendre en compte de la saturation magnétique lors du processus d'identification. Tout au long de ce travail, la vitesse du rotor a été considéré comme constante et donc la modélisation des essais de décroissance ainsi, le processus d'identification en tenant en compte de la variation vitesse du rotor constituera une amélioration pertinente pour ce travail. Il pourrait être aussi intéressant de pouvoir étendre la procédure d'estimation graphique à un essai de délestage d'axe arbitraire en investiguant la possibilité de pouvoir obtenir théoriquement l'expression de la tension terminale sous la forme de celle d'un délestage dans l'axe d .

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] R. Wamkeue, "Théorie et commande des machines électriques," Notes de cours, *Université du Québec en Abitibi-et-Témiscamingue*, 2017.
- [2] J. Chatelain, *Machines électriques*. PPUR Presses polytechniques, 1989.
- [3] P. Kundur, N. J. Balu, and M. G. Lauby, *Power system stability and control*. McGraw-hill New York, 1994.
- [4] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. 48, no. 3, pp. 716-727, 1929.
- [5] A. Al-Kandari, B. Alkandari, and S. Soliman, "Modeling and Estimation of Synchronous Machine Parameters from Digitized Sudden Short-Circuit Armature Current," *Journal of Electrical Systems*, vol. 11, no. 2, 2015.
- [6] R. Wamkeue, F. Baetscher, and I. Kamwa, "Hybrid-state-model-based time-domain identification of synchronous machine parameters from saturated load rejection test records," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 23, no. 1, pp. 68-77, 2008.
- [7] R. Wamkeue, *Modélisation et identification statistique des machines synchrones: outils et concepts*. 1999.
- [8] I.-S. 110, "Guide for Synchronous Generator Modeling Practices and Applications in Power System Stability Analyses," *IEEE Power Engineering Society*, 2002.
- [9] I. Boldea and S. Nasar, "A general equivalent circuit (GEC) of electric machines including cross-coupling saturation and frequency effects," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 3, no. 3, pp. 689-695, 1988.

- [10] F. De Mello and J. Ribeiro, "Derivation of synchronous machine parameters from tests," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 96, no. 4, pp. 1211-1218, 1977.
- [11] A. El-Serafi and J. Wu, "Determination of the parameters representing the cross-magnetizing effect in saturated synchronous machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 8, no. 3, pp. 333-342, 1993.
- [12] O. Gizolme, "Modélisation et optimisation d'une machine synchrone et de son alimentation pour la traction électrique," Ecully, Ecole centrale de Lyon, 1997.
- [13] T. Lubin, "Modélisation et commande de la machine synchrone à réluctance variable: prise en compte de la saturation magnétique," Université Henri Poincaré; Nancy I, 2003.
- [14] F. Baetscher, *Analyse et modélisation du délestage de la machine synchrone: application à l'estimation des paramètres électromécaniques*. 2005.
- [15] E. Levi and V. A. Levi, "Impact of dynamic cross-saturation on accuracy of saturated synchronous machine models," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, no. 2, pp. 224-230, 2000.
- [16] I.-S. 115, "Guide for Test Procedures for Synchronous Machines," *IEEE Power & Energy Society*, 2009.
- [17] I.-S. 155, "Guide: Test Procedures for Synchronous Machines," *IEEE Power Engineering Society*, 1995.
- [18] M. HUANG, W. LI, W. YAN, H. ZHANG, and J. XU, "Estimation of d-Axis Equivalent Circuit Parameters of Synchronous Generator by Operational Inductance Model Obtained From Identification," *Power System Technology*, vol. 2, p. 016, 2012.

- [19] R. Wamkeue, I. Kamwa, and M. Chacha, "Line-to-line short-circuit-based finite-element performance and parameter predictions of large hydrogenerators," *IEEE Transactions on Energy conversion*, vol. 18, no. 3, pp. 370-378, 2003.
- [20] R. Wamkeue, I. Kamwa, and X. Dai-Do, "Short-circuit test based maximum likelihood estimation of stability model of large generators," *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 14, no. 2, pp. 167-174, 1999.
- [21] E. D. C. Bortoni and J. A. Jardini, "Synchronous machines parameters identification using load rejection test data," in *Electric Machines and Drives Conference Record, 1997. IEEE International, 1997*, pp. WB1/1.1-WB1/1.3: IEEE.
- [22] I. Canay, "Causes of discrepancies on calculation of rotor quantities and exact equivalent diagrams of the synchronous machine," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, no. 7, pp. 1114-1120, 1969.
- [23] I. Canay, "Determination of the model parameters of machines from the reactance operators $x_{d(p)}$, $x_{q(p)}$ (evaluation of standstill frequency response test)," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 8, no. 2, pp. 272-279, 1993.
- [24] I. Kamwa, P. Viarouge, and R. Mahfoudi, "Phenomenological models of large synchronous machines from short-circuit tests during commissioning-a classical/modern approach," *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 9, no. 1, pp. 85-97, 1994.
- [25] R. Wamkeue, C. Jolette, and I. Kamwa, "Analytical response of synchronous generators during load rejection and field short-circuit tests," *Electric Power Components and Systems*, vol. 35, no. 7, pp. 803-821, 2007.
- [26] I. Kamwa, M. Pilote, H. Carle, P. Viarouge, B. Mpanda-Mabwe, and M. Crapepe, "Computer software to automate the graphical analysis of sudden-short-circuit

- oscillograms of large synchronous machines," *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 10, no. 3, pp. 399-406, 1995.
- [27] I. Kamwa, M. Pilote, P. Viarouge, B. Mpanda-Mabwe, M. Crappe, and R. Mahfoudi, "Experience with computer-aided graphical analysis of sudden-short-circuit oscillograms of large synchronous machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 10, no. 3, pp. 407-414, 1995.
- [28] C. Jolette, "Développement des modèles d'essais et application à l'identification des machines synchrones et asynchrones triphasées," Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue; Université du Québec à Chicoutimi, 2007.
- [29] A. Ayang *et al.*, "Maximum likelihood parameters estimation of single-diode model of photovoltaic generator," *Renewable energy*, vol. 130, pp. 111-121, 2019.
- [30] D. Hiramatsu *et al.*, "Analytical study on generator load rejection characteristic using advanced equivalent circuit," in *Power Engineering Society General Meeting, 2006. IEEE*, 2006, p. 8 pp.: IEEE.
- [31] J. Lesenne, F. Notelet, and G. Séguier, *Introduction à l'électrotechnique approfondie*. Technique et documentation, 1981.
- [32] T. A. Lipo, *Analysis of synchronous machines*. Crc Press, 2012.
- [33] E. F. Alves, "Reliable parameter identification for synchronous machines," UiT Norges arktiske universitet, 2018.
- [34] L. Lennart, "System identification: theory for the user," *PTR Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ*, pp. 1-14, 1999.
- [35] A. Lalami and R. Wamkeue, "Synchronous generator off-line diagnosis approach including fault detection and estimation of failures on machine parameters," *Electric Power Components and Systems*, vol. 41, no. 15, pp. 1501-1517, 2013.

ANNEXES

Annexe A : Expression des coefficients du modèle analytique de délestage

$$A = [a_{11} \ a_{12} \ a_{13}; a_{21} \ a_{22} \ a_{23}; a_{31} \ a_{32} \ a_{33}], B = [b_{11} \ b_{12} \ b_{13}; b_{21} \ b_{22} \ b_{23}; b_{31} \ b_{32} \ b_{33}],$$

$$[p_1 \ p_2 \ p_3] = \text{eig}(A), C = [c_{11} \ c_{12} \ c_{13}; c_{21} \ c_{22} \ c_{23}; c_{31} \ c_{32} \ c_{33}], \Delta = a_{11}^2 + a_{22}^2 - 2a_{11}a_{22} + 4a_{12}a_{21},$$

$$T'_{d0} = -1/p_1, T''_{d0} = -1/p_2, T'''_{d0} = -1/p_3$$

$$k_{1\alpha} = \frac{1}{2}(a_{11} - a_{12} + \sqrt{\Delta}), k_{2\alpha} = \frac{1}{2}(-a_{11} + a_{12} + \sqrt{\Delta}), k_{f10} = k_{1\alpha}\psi_{f0} + \frac{a_{12}}{\sqrt{\Delta}}\psi_{D0},$$

$$k_{f11} = \frac{b_{11}}{\sqrt{\Delta}}\left(1 - \frac{a_{22}}{p_1}\right), k_{f12} = \frac{b_{11}}{\sqrt{\Delta}}\left(-1 + \frac{a_{22}}{p_2}\right), k_{f13} = -\frac{a_{22}b_{11}}{p_1p_2}, k_{f20} = k_{2\alpha}\psi_{f0} - \frac{a_{12}}{\sqrt{\Delta}}\psi_{D0},$$

$$k_{D10} = k_{2\alpha}\psi_{D0} + \frac{a_{21}}{\sqrt{\Delta}}\psi_{f0}, k_{D11} = \frac{a_{21}b_{11}}{\sqrt{\Delta}p_1}, k_{D12} = -\frac{a_{21}b_{11}}{\sqrt{\Delta}p_2}, k_{D13} = \frac{a_{21}b_{11}}{p_1p_2},$$

$$k_{D20} = k_{1\alpha}\psi_{D0} - \frac{a_{21}}{\sqrt{\Delta}}\psi_{f0}$$

Annexe B : Programmes MATLAB de prédiction des essais

B-1 Prédiction de l'essai de court-circuit (Approches par modèle d'état et modèle analytique)

```

%-----
% Fichier : verif_axe_arbitrair.m
% Prediction de l'essai de court-circuit
% YMELE KENFACK EMMANUEL DAUDET
% Date : 04 Fevrier 2020
% -----

%% Prédiction analytique du court-circuit

t1 = 0.0:0.01:1.0;

b1 = xa*xmd/(xa+xmd); b2 = xf*(xkf+b1)/(xf+xkf+b1); xH = 1/(1/xd_sec
+ 1/xq_sec);

Td_sec = (xD+b2)/(2*pi*rD*f1); Td_prim = (xf+xkf+b1)/(2*pi*rf*f1);
Ta = xH/(2*pi*ra*f1);

```

```

ia = vt*sqrt(6)*(1/xd + (1/xd_prim - 1/xd).*exp(-t1/Td_prim) + ...
    (1/xd_sec - 1/xd_prim).*exp(-t1/Td_sec)).*cos(2*pi*f1*t1+fi)+
...
    0.5*vt*sqrt(6)*(1/xd_sec + 1/xq_sec)*cos(fi).*exp(-t1/Ta);

ib = vt*sqrt(6)*(1/xd + (1/xd_prim - 1/xd).*exp(-t1/Td_prim) + ...
    (1/xd_sec - 1/xd_prim).*exp(-t1/Td_sec)).*cos(2*pi*f1*t1+fi-
2*pi/3)+ ...
    0.5*vt*sqrt(6)*(1/xd_sec + 1/xq_sec)*cos(fi-2*pi/3).*exp(-
t1/Ta);

ic = vt*sqrt(6)*(1/xd + (1/xd_prim - 1/xd).*exp(-t1/Td_prim) + ...
    (1/xd_sec - 1/xd_prim).*exp(-
t1/Td_sec)).*cos(2*pi*f1*t1+fi+2*pi/3)+ ...
    0.5*vt*sqrt(6)*(1/xd_sec + 1/xq_sec)*cos(fi+2*pi/3).*exp(-
t1/Ta);

figure(3)
plot(t1,ia,'lineWidth', 1.5);
hold on;
plot(t1,ib,'lineWidth', 1.5);
plot(t1,ic,'lineWidth', 1.5);
hold off
title('Courants de court-circuit - Approche analytique');
xlabel('Time (s)');
ylabel('i_a_b_c');
grid on;
grid minor;
legend('i_a','i_b','i_c')

% vérif modele d'etat

xdd=xmd+xa; xff=xf+xmd+xkf;xDD=xD+xmd+xkf;
xdf=xmd; xdD=xmd; xFD=xDD-xD;

xqq=xa+xmq; xqQ=xmq; xQQ=xmq+xQ;

Xm=[xdd 0 xdf xdD 0;0 xqq 0 0 xqQ;xdf 0 xff xFD 0;xdD 0 xFD xDD
0;...
    0 xqQ 0 0 xQQ];
Rm=diag([ra,ra,rf,rD,rQ]);

I_=[id iq iF iD iQ]';

% matrice de couplage
W=[[0 -1; 1 0], zeros(2,3);zeros(3,2), zeros(3,3)];

% représentation d'état en courant
Bi=2*pi*f1*Xm^-1;
Ai=-Bi*(Rm+W*Xm);

```



```

Ci=[eye(2),zeros(2,3);zeros(1,2), 1, zeros(1,2)];
Di=zeros(3,5);

% Essai de court-circuit

u=[[0;0;vf].*ones(3,length(t1));zeros(2,length(t1))];
sys_courant=ss(Ai,Bi,Ci,Di);
i_park=lsim(sys_courant,u,t1,I_);
theta_t=2*pi*f1*t1;
ia_t=cos(theta_t).*i_park(:,1)-sin(theta_t).*i_park(:,2);
ib_t=cos(theta_t-2*pi/3).*i_park(:,1)-sin(theta_t-
2*pi/3).*i_park(:,2);
ic_t=cos(theta_t+2*pi/3).*i_park(:,1)-
sin(theta_t+2*pi/3).*i_park(:,2);

figure(4)
plot(t1,ia_t,'b','lineWidth', 1.0);
hold on;
plot(t1,ib_t,'g','lineWidth', 1.0);
plot(t1,ic_t,'m','lineWidth', 1.0);
hold off
title('Courants de court-circuit - Approche par modèle d"etat');
xlabel('Time (s)');
ylabel('i_a_b_c');
grid on;
grid minor;
legend('i_a','i_b','i_c')

```

B-2 Prédiction de l'essai de délestage d'axe d (Approches par modèle d'état et modèle analytique)

```

%-----
% Fichier : verif.m
% Prediction de l'essai de délestage d'axe d
% YMELE KENFACK EMMANUEL DAUDET
% Date : 04 Fevrier 2020
% -----

% Some verifications about the article : "Analytical response of
synchronous
% generators during load rejection and field short-circuit tests"

%vf = 0.0087; % inductive
vf = 0.0068; % capacitive
wm = 1;
wn=2*pi*60;

```

```

gam = [1 0 0;0 0 -wm;0 wm 0];
A = [-42.8729 39.7619 0;170.3037 -177.9717 0;0 0 -2.6676];
B = [376.9911 -2.2521 0;0 -5.5510 0;0 0 -1.0119];
C = [8.5305 -7.9115 0;0.4481 0.2579 0;0 0 0.9068];
D = [0 0.4481 0;0 -9.4115 0;0 0 -0.2340];

t = 0.68:0.001:2.5;
t0 = 0.6;
t1 = t0:0.001:2.5;

T = 0.0 : 0.001 : 2.5;

a11=A(1,1);a12=A(1,2);a13=A(1,3);a21=A(2,1);a22=A(2,2);a23=A(2,3);
a31=A(3,1);a32=A(3,2);a33=A(3,3);
b11=B(1,1);b12=B(1,2);b13=B(1,3);b21=B(2,1);b22=B(2,2);b23=B(2,3);
b31=B(3,1);b32=B(3,2);b33=B(3,3);
c11=C(1,1);c12=C(1,2);c13=C(1,3);c21=C(2,1);c22=C(2,2);c23=C(2,3);
c31=C(3,1);c32=C(3,2);c33=C(3,3);
d11=D(1,1);d12=D(1,2);d13=D(1,3);d21=D(2,1);d22=D(2,2);d23=D(2,3);
d31=D(3,1);d32=D(3,2);d33=D(3,3);

p = eig(A); p1=p(1,1); p2=p(2,1); p3=p(3,1);

delta = a11*a11 + a22*a22 - 2*a11*a22 + 4*a21*a12;
T1 = -1/p1; T2 = -1/p2; Tq0_sec = -1/p3;

%iF0 = 0.6535;fi_d0 = -0.3558;fi_q0 = 0.0022; % charge inductive
%fi_D0 = 0.5595; fi_Q0 = -0.0003; fi_f0 = 0.5888; id0 = 0.1271; iq0
= 0.0007;

iF0 = 0.5138;fi_d0 = 0.5237;fi_q0 = -0.0041; id0=-0.1645; iq0 =
0.0014; % charge capacitive
fi_D0 = 0.6313; fi_Q0 = -0.0005; fi_f0 = 0.6544;

alf11=(0.5/sqrt(delta))*((a11-a22+sqrt(delta))*exp(-(t-0.68)/T1)+
...(-a11+a22+sqrt(delta))*exp(-(t-0.68)/T2));
alf12=(a12/sqrt(delta))*(exp(-(t-0.68)/T1)- exp(-(t-0.68)/T2));
alf21=(a21/sqrt(delta))*(exp(-(t-0.68)/T1) - exp(-(t-0.68)/T2));

k1_alf = (0.5/sqrt(delta))*(a11-a22+sqrt(delta));
k2_alf = (0.5/sqrt(delta))*(-a11+a22+sqrt(delta));

alf22=k2_alf*exp(-(t-0.68)/T1)+k1_alf*exp(-(t-0.68)/T2);

kf10=k1_alf*fi_f0+(a12/sqrt(delta))*fi_D0;
kf11=(b11/sqrt(delta))*(1-a22/p1); kf12=(b11/sqrt(delta))*(-
1+a22/p2);
kf13=-a22*b11/(p1*p2); kf20=k2_alf*fi_f0-(a12/sqrt(delta))*fi_D0;

```

```

kD10=k2_alf*fi_D0+(a21/sqrt(delta))*fi_f0;
kD11=a21*b11/(p1*sqrt(delta));
kD12=-a21*b11/(p2*sqrt(delta)); kD13=a21*b11/(p1*p2);
kD20=k1_alf*fi_D0-(a21/sqrt(delta))*fi_f0;

phiF=kf13*vf+(kf10+kf11*vf)*exp(-(t-0.68)/T1)+ ...
(kf20+kf12*vf)*exp(-(t-0.68)/T2);
phiD=kD13*vf+(kD10+kD11*vf)*exp(-(t-0.68)/T1)+ ...
(kD20+kD12*vf)*exp(-(t-0.68)/T2);
phiQ = fi_Q0*exp(-(t-0.68)/Tq0_sec);

vd = -c33*wm*phiQ;
vq = wm*(c21*phiF+c22*phiD);
iF = c11*phiF+c12*phiD;

i=cat(2,iF(end)*ones(1,(length(T)-length(t))),iF);
vd_cat=cat(2,vd(1)*ones(1,(length(T)-length(t))),vd);
vq_cat=cat(2,vq(1)*ones(1,(length(T)-length(t))),vq);

vt = sqrt(vd_cat.^2+vq_cat.^2);
v_arm = vd_cat.*cos(2*pi*60*T-pi/2)-vq_cat.*sin(2*pi*60*T-pi/2);

figure(1)

plot(T,i,'r');
title('Courants de champ après délestage-Approche analytique');
xlabel('Time (s)');
ylabel('i_f');
grid on;
grid minor;

figure(2)
plot(T,vt,'r');
title('Tension terminale après délestage-Approche analytique');
xlabel('Time (s)');
ylabel('V_t');
grid on;
grid minor;

figure(3)
plot(T,v_arm,'r');
title('Tension d"armature après délestage-Approche analytique');
xlabel('Time (s)');
ylabel('V_a');
grid on;
grid minor;

```

```

%% Using lsim (Approche par Modèle d'état)

t = 0.68:0.001:2.5;
T1 = 0.0 : 0.001 : 2.5;

G_ = [fi_f0 fi_D0 fi_Q0]';
sysDel = ss(A,B,C,D);
k_del=find(t>(t0/5),1,'first');
u=( [vf;0;0] .*ones(3,length(t)))';

y = lsim(sysDel,u,t,G_);
cour_f = y(:,1); cour_f_trans=cour_f';
fi_d = y(:,2);fi_d_t=fi_d';fi_q = y(:,3);fi_q_t=fi_q';

fi_d_c=cat(2,fi_d_t(1)*ones(1,(length(T1)-length(t))),fi_d_t);
fi_q_c=cat(2,fi_q_t(1)*ones(1,(length(T1)-length(t))),fi_q_t);

v_t = sqrt(fi_d_c.^2+fi_q_c.^2);
theta_t=wn*T1';

v_a=-fi_q_c.*cos(2*pi*60*T1-pi/2)-fi_d_c.*sin(2*pi*60*T1-pi/2);

courant_f=cat(2,cour_f_trans(end)*ones(1,(length(T1)-length(t))),cour_f_trans);

figure(4)

plot(T1,courant_f);
title('Courants de champ après délestage');
xlabel('Time (s)');
ylabel('i_f');
grid on;
grid minor;

figure(5)
plot(T1,v_a);
title('Tension d"armature après délestage');
xlabel('Time (s)');
ylabel('V_a');
grid on;
grid minor;

figure(6)
plot(T1,v_t);
title('Tension terminale après délestage');
xlabel('Time (s)');
ylabel('V_t');
grid on;
grid minor;

```

B-3 Prédiction de l'essai de délestage d'axe arbitraire (Approche modèle analytique)

```

%-----
% Fichier : verif_axe_arbitrair.m
% Prediction de l'essai de délestage d'axe arbitraire
% YMELE KENFACK EMMANUEL DAUDET
% Date : 04 Fevrier 2020
% -----

% vérification du modèle de délestage dans l'axe arbitraire à partir
des
% données de l'article "HYBRID-STATE-MODEL-BASED TIME-DOMAIN
IDENTIFICATION
% OF SM PARAMETERS"

t=0.4:0.0001:0.9;
T=0.2:0.0001:0.9;

%p=0.0; q=-0.0815; f1=60; % Données charge capacitive dans
'Analytical response'

p=0.074; q=0.056; f1=60;

%xa = 0.0101; xmd = 0.6541; xmq = 0.3707; xf = 0.0713; ra = 0.0203;
%rf = 0.0116; xD = 0.6690; rD = 0.0120; xkf = -0.0081;
%xQ = 0.1352; rQ = 0.0073; % p.116, memoire jolette

%xmd=0.7239; xmq=0.3793; xa=0.1986; xf=0.0449; xkf=0.0; xD=0.0780;
xQ=0.0390; %0.2730
%rD=0.0571; rQ=0.0030; rf=0.0133; ra=0.0202; % Données machine dans
'Analytical response ...'

xmd=0.781; xmq=0.559; xa=0.189; xf=0.2042; xkf=-0.0892; xD=0.0019;
xQ=0.0875;
rD=0.3888; rQ=0.1911; rf=0.008773; ra=0.0429;

xq=xa+xmq; xd=xa+xmd;

%it=0.4545; vt=0.1226; iD=0; iQ=0;
%iF=0.5357; id=0.3615; iq=0.2755; Ed=0.0975; Eq=0.0743; vf=0.0062;
%
%conditions initiale pour court-circuit de la charge 7.5 ohm dans
Jolette
%(voir p. 158)

%it=0.1645 ;vt=0.5237; iD=0; iQ=0;

```

```

%iF=0.5138; vf=0.0068; Ed=0.0041; Eq=0.5237; id=-0.1645; iq=0.0014;
% Conditions initiales dans 'Analytical response ...'

it=0.253; vt=0.185; iD=0; iQ=0;
iF=0.6447; id=0.237; iq=0.089; Ed=0.098; Eq=0.156; vf=0.005656;

fi=atan(q/p);
%it=sqrt(id^2+iq^2);
delta_0 = atan((xq*it*cos(fi)-
ra*it*sin(fi))/(vt+ra*it*cos(fi)+xq*it*cos(fi)));

%id=it*sin(fi+delta_0); iq=it*cos(fi+delta_0); Ed=vt*sin(delta_0);
Eq=vt*cos(delta_0);

a=1/xmd; b=xkf+(xf*xD)/(xf+xD); c=1/b; d=1/xf; f=1/xmq; g=1/xQ;
a1=xf*(xkf+xmd)/(xf+xkf+xmd);
Td0_sec=(xD+a1)/(2*pi*rD*f1); Tq0_sec=(xQ+xmq)/(2*pi*rQ*f1);
Td0_prim=(xf+xkf+xmd)/(2*pi*rf*f1);

xd_sec=xa+1/(a+c); xq_sec=xa+1/(f+g); xd_prim=xa+1/(a+d);

vd=Ed-(xq*iq+iq*(xq_sec-xq)*exp(-(t-0.4)/Tq0_sec));
vq=Eq+xd*id+(xd_prim-xd)*id*exp(-(t-0.4)/Td0_prim)+(xd_sec-
xd_prim)*id*exp(-(t-0.4)/Td0_sec);

vd_c=cat(2,vd(1)*ones(1,(length(T)-length(t))),vd);
vq_c=cat(2,vq(1)*ones(1,(length(T)-length(t))),vq);

v_term=sqrt(vd_c.^2+vq_c.^2);
v_armature = vd_c.*cos(2*pi*f1*T+fi)-vq_c.*sin(2*pi*f1*T+fi);

figure(1)
plot(T,v_armature);
%hold on;
xlabel('Time (s)');
ylabel('V_a')
grid on;
grid minor;

figure(2)
plot(T,v_term,'r','lineWidth', 1.5);
%hold off;
xlabel('Time (s)');
ylabel('V_t')
grid on;
grid minor;

```

Annexe C : Programmes MATLAB de prédiction des essais de délestage dans l'axe d avec prise en compte de la saturation magnétique

C-1 Fonction du schéma Simulink utilisé comme modèle de référence

```

%-----
% Fichier : initParamsSim.m
% Calcul des paramètres de simulation pour le schema Simulink
% YMELE KENFACK EMMANUEL DAUDET
% Date : 04 Fevrier 2020
% -----

% Script de calcul des paramètres de simulation

clc;
%clear all;
close all;

% Valeurs en pu sauf indication contraire

%Parametres machines Kundur
    % Stator
ra = 0.003;    xa = 0.15;

    % Magnétisation
xmd0 = 1.66;   xmq0 = 1.61;

    % Champ
rf = 0.0006;   xf = 0.165;   xkf = 0.0;

    % Amortisseurs
rD = 0.0284;   xD = 0.1713;
rQ = 0.00619;  xQ = 0.7252;

sysParams = [xmd0, xmq0, xa, xf, xD, xQ, xkf, ra, rf, rD, rQ]';

% Polynome de saturation

PolySat = [0.009 -0.0000 0.0511 0.0000 -0.3739 -0.0000 1.0335]; %
Pas de saturation! (Remplacer cette ligne)- Kundur

% Autres paramètres (utilisés par le simulateur)

Tsamp = 4*10e-4;%10e-6;    % [sec] pas temporel

```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% Dynamique interne du Schéma Simulink pris comme référence
function [dX, sat, Ifield, psi_dq,V_terminale] = fcn(X, U, P,
params)

persistent Kpsi A B C D

% Initialisation des grandeurs persistantes
if isempty(Kpsi)
    Kpsi = 1;
    [~, ~, C, D] = calcSysMatrix(params, Kpsi);
end

id = U(2);
iq = U(3);
Y = C*X + D*U;

Ifield = Y(1);
psi_d = Y(2);
psi_q = Y(3);
psi_dq = [psi_d, psi_q]'; % (sortie)

% (2) Calcul du Flux magnétisant et facteur de saturation
xmd0 = params(1);
xmq0 = params(2);
delta = sqrt(xmd0/xmq0);
xa = params(3);

psi_md = psi_d + xa*id;
psi_mq = psi_q + xa*iq;
V_terminale = sqrt(psi_md^2 + (psi_mq)^2);
psi_m = sqrt(psi_md^2 + (delta*psi_mq)^2);
Kpsi = polyval(P, psi_m);
sat = [Kpsi psi_m]';

% Restreindre de facteur de saturation à l'intervale normal
% pas besoin si le polynome est bien construit!
if (Kpsi > 1), Kpsi = 1;
end

% (3) Mettre à jour les matrices d'état
[A, B, ~, ~] = calcSysMatrix(params, Kpsi);

% (4) Calcul de l'état du système mis à jour
dX = A*X + B*U; % dynamique interne
end

% xxxxx[ Sous-programme de calcul des matrices du système ]xxxxxxxx

```



```

function [A, B, C, D] = calcSysMatrix(params, Kpsi)
% Calcule les matrices du système avec un niveau de saturation
donné.
% Les paramètres du système sont en pu sauf indication contraire.
% L'entrée params = [xmd0 xmq0 xa xf xD xQ xkf ra rf rD rQ]'
% Le facteur de saturation doit respecter 0<Kpsi<=1

    xmd0 = params(1); xmq0 = params(2); xa = params(3); xf =
params(4);
    xD = params(5); xQ = params(6); xkf = params(7); rf = params(9);
    rD = params(10); rQ = params(11);

    wn = 2*pi*60;          % en rad/s

% Calculs des paramètres dérivés
xmd = Kpsi*xmd0;          % réactance saturée d'axe d
xmq = Kpsi*xmq0;          % réactance saturée d'axe q
xdd = xmd + xa;           xqq = xmq + xa;
xdf = xmd;                xqQ = xmq;
xfd = xdf;                xQq = xqQ;
xff = xmd + xf + xkf;     xQQ = xmq + xQ;
xDD = xmd + xD + xkf;
xDd = xmd; xDd = xDd; xDf = xDD - xD; xfD = xDf;

% variable temporaires
N1 = xDD*xff - xfd^2; N2 = -xDD*xdf + xDd*xfD;
N3 = -xDd*xff + xdf*xfD; N4 = xfd*xDD - xDf*xDd;
N5 = xfd*xdf^2 - xdd*xDD*xff + xff*xdf^2 - 2*xDd*xdf*xfD -
xdd*xfD^2;

% Matrices
A = wn*[-rf*xDD/N1   rf*xfD/N1       0
         rD*xfD/N1   -rD*xff/N1      0
         0           0               -rQ/xQQ];

B = wn*[   1           rf*N2/N1       0
          0           rD*N3/N1       0
          0           0               -rQ*xqQ/xQQ];

C =      [xDD/N1      -xfd/N1        0
          -N2/N1     -N3/N1         0
          0           0             xqQ/xQQ];

D =      [   0           N4/N1        0
          0           N5/N1         0
          0           0             (xqQ^2/xQQ)-xqq];

end

```

C-2 Prédiction du délestage d'axe d avec prise en compte de la saturation (Approche analytique)

```

%-----
% Fichier : analytiqueSat.m
% Prise en compte de la saturation dans délestage d'axe d
% YMELE KENFACK EMMANUEL DAUDET
% Date : 04 Fevrier 2020
% -----

% Saturation avec le modèle analytique
clc;
close all;
%clear all;
%Caractéristiques machine dans Kundur
% Stator
ra = 0.003;    xa = 0.15;

% Magnétisation
xmd0 = 1.66;  xmq0 = 1.61;

% Champ
rf = 0.0006;  xf = 0.165;  xkf = 0.0;

% Amortisseurs
rD = 0.0284;  xD = 0.1713;
rQ = 0.00619; xQ = 0.7252;

wm = 1;          wn = 2*pi*60;

PolySat = [0.009 -0.0000 0.0511 0.000 -0.3739 -0.0000 1.0335]; %
Pour machine dans Kundur

% Temps -----
N = 1e5;
Tfinal = 40;%2.5;
Tsamp = Tfinal/N;
t = Tsamp*(1.25e4:N)';% Tsamp*(0:N)';
t0 = Tsamp*(0:N)';

% Variables -----
Kpsi = zeros(size(t));
%fi_m = zeros(size(t));
fi_f = zeros(size(t));
fi_D = zeros(size(t));
fi_Q = zeros(size(t));

```

```

vd = zeros(size(t));
vq = zeros(size(t));
vt = zeros(size(t));
iF = zeros(size(t));

% Conditions initiales -----
% Charge fortement réactive ==> Pt~0 et Qt=Vt*It [pu]
%vf0 = 0.0059;
Vt0 = 1.0;%0.85;%1.0;
Qt0 = -0.25;% - 0.40; %0.436;      % capa == Qt0<0 et Induct ==>
Qt0>0
Pt0 = 0.0;%0.0;%0.9;

    % calculs (voir Kundur, sec. 3.7, pp 101-105)
It0 = sqrt(Pt0^2 + Qt0^2)/(3*Vt0);
phi0 = atan(Qt0/Pt0);
Ksat = 1;% polyval(PolySat, Vt0/wm);
xmd = Ksat*xmd0;
xmq = Ksat*xmq0;
Xd = (xmd + xa)*wm;
Xq = (xmq + xa)*wm;
delta0 = atan((Xq*It0*cos(phi0) - ra*It0*sin(phi0))/...
              (Vt0 + ra*It0*cos(phi0) + Xq*It0*sin(phi0)));

    % Déductions
id0 = It0*sin(delta0 + phi0);
iq0 = It0*cos(delta0 + phi0);
vt(1) = Vt0;
vd(1) = Vt0*sin(delta0);
vq(1) = Vt0*cos(delta0);
iF(1) = (vq(1) + ra*iq0 + Xd*id0)/xmd;
vf0 = rf*iF(1); % pour valider la valeur de vf0
fi_Q(1) = xmq*iq0;
fi_D(1) = xmd*(iF(1)-id0);
fi_f(1) = (xmd + xf + xkf)*iF(1) - xmd*id0; % fi_f(1) = (xmd +
xf)*iF(1) - xmd*id0; % ??
Kpsi(1) = polyval(PolySat, Vt0/wm);%1;

%% Boucle de calculs -----
for k = 2:length(t)
    % (1) Mise à jour des paramètres
    % (1.a) paramètres saturés
    Kpsi(k) = polyval(PolySat, vt(k-1)/wm); %polyval(PolySat,
fi_m(k-1));
    xmd = Kpsi(k)*xmd0;
    xmq = Kpsi(k)*xmq0;

    % (2) Calculs des matrices (Modèle d'état)
    xdd = xmd + xa;      xqq = xmq + xa;
    xDD = xmd + xD + xkf; xQQ = xmq + xQ;
    xff = xmd + xf + xkf;
    xdf = xmd;          xfd = xdf;

```

```

xdD = xmd;                xDd = xdD;
xqQ = xmq;                xQq = xmq;
xFD = xDD - xD;          xDf = xFD;

% -grandeurs utilitaires pour le calcul des matrices
N1 = xDD*xff - xFD^2;      N2 = xdD*xFD - xDD*xdf;
N3 = xdf*xFD - xdD*xff;   N4 = xfd*xDD - xDf*xDd;
N5 = xfd*xdf^2 - xdd*xDD*xff + xff*xdf^2 ...
    -2*xDD*xdf*xFD + xdd*xFD^2;

A = wn*[-rf*xDD/N1        rf*xFD/N1          0
         rD*xFD/N1        -rD*xff/N1         0
         0                 0                 -rQ/xQQ];
B = wn*[ 1                rf*N2/N1           0
         0                rD*N3/N1           0
         0                 0                 -rQ*xqQ/xQQ];
C = [xDD/N1              -xFD/N1             0
     -N2/N1              -N3/N1             0
     0                   0                 xqQ/xQQ];
D = [0                  N4/N1                0
     0                  N5/N1                0
     0                   0                 ((xQq^2/xQQ)-xqq)];

T1 = 2*N1/(wn*(rf*xDD+rD*xff - sqrt((rf*xDD+rD*xff)^2-
4*rf*rD*N1)));
T2 = 2*N1/(wn*(rf*xDD+rD*xff + sqrt((rf*xDD+rD*xff)^2-
4*rf*rD*N1)));
Tq0_sec = xQQ/(wn*rQ);
p1 = -1/T1; p2 = -1/T2;

delta = A(1,1)^2 + A(2,2)^2 - 2*A(1,1)*A(2,2) + 4*A(2,1)*A(1,2);
k1_alf = (0.5/sqrt(delta))*(A(1,1)-A(2,2) + sqrt(delta));
k2_alf = (0.5/sqrt(delta))*(-A(1,1)+A(2,2) + sqrt(delta));

fi_f0 = fi_f(k-1);
fi_D0 = fi_D(k-1);
fi_Q0 = fi_Q(k-1);

kf10 = k1_alf*fi_f0 + (A(1,2)/sqrt(delta))*fi_D0;
kf11 = (B(1,1)/sqrt(delta))*(1-A(2,2)/p1);
kf12 = (B(1,1)/sqrt(delta))*(-1+A(2,2)/p2);
kf13 = -A(2,2)*B(1,1)/(p1*p2);
kf20 = k2_alf*fi_f0-(A(1,2)/sqrt(delta))*fi_D0;
kD10 = k2_alf*fi_D0+(A(2,1)/sqrt(delta))*fi_f0;
kD11 = A(2,1)*B(1,1)/(p1*sqrt(delta));
kD12 = -A(2,1)*B(1,1)/(p2*sqrt(delta));
kD13 = A(2,1)*B(1,1)/(p1*p2);
kD20 = k1_alf*fi_D0-(A(2,1)/sqrt(delta))*fi_f0;

```

```

% (3) Calcul des flux rotoriques
fi_f(k) = kf13*vf0 + (kf10+kf11*vf0)*exp(-Tsamp/T1) ...
        + (kf20+kf12*vf0)*exp(-Tsamp/T2);
fi_D(k) = kD13*vf0+(kD10+kD11*vf0)*exp(-Tsamp/T1) ...
        + (kD20+kD12*vf0)*exp(-Tsamp/T2);
fi_Q(k) = fi_Q0*exp(-Tsamp/Tq0_sec);

% (4) Tension terminales et courant de champ
vd(k) = -wm*C(3,3)*fi_Q(k);
vq(k) = wm*(C(2,1)*fi_f(k) + C(2,2)*fi_D(k));
iF(k) = (C(1,1)*fi_f(k) + C(1,2)*fi_D(k))/1.07637;

vt(k) = (sqrt(vd(k)^2 + vq(k)^2));
end

vt = vt(265:end);
vt_trans = vt';
tm = t(265:end);
vt_cat = cat(2,vt_trans(1)*ones(1,(length(t0)-
length(tm))),vt_trans);

iF = iF(319:end);
iF_trans = iF';
tml = t(319:end);
iF_cat = cat(2,iF_trans(end)*ones(1,(length(t0)-
length(tml))),iF_trans);

time0 = out.ScopeData1{1}.Values.Time;
time = out.ScopeData1{1}.Values.Time(29:end);
current = out.ScopeData1{1}.Values.Data(29:end);
current_trans = current';
current_cat = cat(2,current_trans(end)*ones(1,(length(time0)-
length(time))),current_trans);

vt = vt(1:end);vt_trans = vt';tm2 = t(1:end);
vt_cat = cat(2,vt_trans(1)*ones(1,(length(t0)-
length(tm2))),vt_trans);

voltage = out.ScopeData3.signals.values(29:end);voltage_trans =
voltage';
voltage_cat = cat(2,voltage_trans(1)*ones(1,(length(time0)-
length(time))),voltage_trans);

figure (1)
plot(t0,vt_cat,'b','Linewidth',2,'DisplayName','Référence');
hold on;
plot([0;time0],[voltage(1),voltage_cat'],'r','Linewidth',2,'DisplayN
ame','ModèleAnalytique');
hold off;
xlabel('Time (s)');

```

```

ylabel('V_t');
title('Tension terminale');
grid on;
grid minor;
legend('show')

figure (2)
plot(t0,iF_cat,'b','Linewidth',2,'DisplayName','Référence');
hold on;
plot([0;time0],[0.4751,current_cat'],'r','Linewidth',2,'DisplayName',
,'Modèle Analytique');
hold off;
xlabel('Time (s)');
ylabel('i_F');
title('Courant de champ');
grid on;
grid minor;
legend('show')

figure (1)
plot(t,Kpsi,'b','Linewidth',2,'DisplayName','Référence');
hold on;
plot(out.ScopeData2{1}.Values.Time,out.ScopeData2{1}.Values.Data,'r',
,'Linewidth',2,'DisplayName','Modèle Analytique');
hold off;
xlabel('Time (s)');
ylabel('K_p_h_i');
title('Facteur de saturation');
grid on;
grid minor;

```

Annexe D : Programmes MATLAB pour l'identification des paramètres de la GS

D-1 Automatisation de la méthode d'identification graphique (Cas du délestage)

```

%-----
% Fichier : test.m
% Automatisation de la méthode d'identification du standard 115 de
IEEE
% YMELE KENFACK EMMANUEL DAUDET

% Date : 04 Fevrier 2020
% -----

%% Déclarations

```

```

k0=find(t_del_cap>=0,1,'first');
t=t_del_cap(k0:end);
Fs = 2000;
v = va_del_cap(k0:end);
Ia=4.15*sqrt(2); %% valeur mesurée lors de l'essai

figure
plot(t, v);
xlabel('Temps');
ylabel('Tension V_a');
grid on;
grid minor;

%% Filtrage des données et enveloppes

% Filtrage

Fnorm = 280/(Fs/2);
df =
designfilt('lowpassfir','FilterOrder',70,'CutoffFrequency',Fnorm);
D = mean(grpdelay(df));
v_filt = filter(df,[v;zeros(D,1)]);
v_filt = v_filt(D+1:end);

[env_sup,loks] = findpeaks(v_filt);
t_env_sup = t(loks);

env_del = pchip(t_env_sup,env_sup,t);

figure
plot(t,env_del,'b','lineWidth',2.0);
ylabel('Tensions (V)');
xlabel('Temps (s)');
hold on;
plot(t,v_filt,'m-.','lineWidth',0.5)
hold off;
legend('Tension terminale','Tension V_a');
grid on;
grid minor;

env_del_inf = mean(env_del(end-100:end));
env12_del = env_del - env_del_inf;
lenv12_del = log(env12_del);

figure
plot(t,v,'b');
hold on;
plot(t,v_filt,'r--');
hold off;

```

```

xlabel('Temps (s)');
ylabel('Tensions (V)');
legend('V_a expérimentale','V_a filtrée');
grid on;
grid minor;
%% Analyse graphique

f0 = env12_del(1)/80;

f1 = find (env12_del<=f0,1,'first');

f2 = floor(f1/2);

f = find (t>t(f2-150)&t<t(f2+150));

s1 = polyfit(t(f),lenv12_del(f),1);

Td2_prim = -1/s1(1,1); vd2_prim = exp(s1(1,2));
vd_prim = vd2_prim*exp(t*s1(1,1));

figure
plot(t,vd_prim,'b');
hold on;
plot(t,env12_del,'r--');
hold off;
xlabel('Temps');
ylabel('Tension terminale transitoire');
legend(' Estimée',' Expérimentale');
grid on;
grid minor;

env2_del_sec = env12_del - vd2_prim*exp(-t./Td2_prim);
lenv2_del_sec = log(env2_del_sec);

f3 = 1:10 ;
s2 = polyfit(t(f3),lenv2_del_sec(f3),1);

Td2_sec = -1/s2(1,1);
vd2_sec = exp(s2(1,2));

vd_sec = vd2_sec*exp(t*s2(1,1));

figure
plot(t,vd_sec,'b');
hold on;
plot(t,env2_del_sec,'r--');
hold off;
grid on;
grid minor;

```



```

figure
envl2_del_estim = vd2_prim*exp(-t/Td2_prim)+vd2_sec*exp(-t/Td2_sec);

plot(t,envl2_del+env_del_inf,'lineWidth', 1.5);
hold on;
plot(t,envl2_del_estim+env_del_inf,'--','lineWidth', 2.0);
hold off;
xlabel('Temps (s)');
ylabel('Tension terminale (V)');
legend(' Expérimentale',' Estimée');
grid on;
grid minor;

fprintf('----- paramètres identifiés -----\n');
fprintf('          Td0_prim =\t %4.4f sec. \n', Td2_prim);
fprintf('          Td0_sec =\t %4.4f sec. \n', Td2_sec);
fprintf('          vd0_prim =\t %4.4f volt \n', vd2_prim);
fprintf('          vd0_sec =\t %4.4f volt \n', vd2_sec);

%% Calcul des paramètres

xd=(env_del(1)-env_del_inf)/Ia;
xdp=(xd-vd2_prim/Ia);
xds= -(xdp-vd2_sec/Ia);

fprintf('          xd =\t %4.4f ohms \n', xd);
fprintf('          xdprim =\t %4.4f ohms \n', xdp);
fprintf('          xdsec =\t %4.4f ohm \n', xds);

```

D-2 Méthode de l'estimateur au maximum de vraisemblance (Cas du délestage)

```

%-----
% Fichier : main1.m
% Automatisation de la méthode d'identification du std 115 de IEEE
% YMELE KENFACK EMMANUEL DAUDET

% Date : 04 Fevrier 2020
% -----

%clc
%close all

%% program

k0 = find(t_del_cap>=0,1,'first');

```

```

t = t_del_cap(k0:end);
Fs = 2000;
v = va_del_cap(k0:end);
Ia=4.15*sqrt(2); %% valeur mesurée lors de l'essai

% Filtrage

Fnorm = 280/(Fs/2);
df =
designfilt('lowpassfir','FilterOrder',70,'CutoffFrequency',Fnorm);
D = mean(grpdelay(df));
v_filt = filter(df,[v;zeros(D,1)]);
v_filt = v_filt(D+1:end);

[env_sup,loks] = findpeaks(v_filt);
t_env_sup = t(loks);

env_del = pchip(t_env_sup,env_sup,t);
env_del_inf = mean(env_del(end-100:end));

Vqexp = env_del;

%%
f = @(x) objective(x, t, Vqexp);

x0=[70.6727;0.1154;15.7507;0.0377];
A=[];
b=[];
Aeq=[];
beq=[];
lb=0.9*x0; %[0.5,0.05,1.0,0.01];
ub=1.1*x0; %[1.0,0.5,8.00,0.1];
nonlcon=[];
options=optimset('algorithm','interior-point');

x=fmincon(f,x0,A,b,Aeq,beq,lb,ub,nonlcon,options);

% print solution
disp('Solution')
disp(['Vq0_prim = ' num2str(x(1))])
disp(['Td0_prim = ' num2str(x(2))])
disp(['Vq0_sec = ' num2str(x(3))])
disp(['Td0_sec = ' num2str(x(4))])

xd=(env_del(1)-env_del_inf)/Ia;
xdp=(xd-x(3))/Ia;
xds= -(xdp-x(4))/Ia;

fprintf('                xd =\t %4.4f ohms \n', xd);
fprintf('                xdprim =\t %4.4f ohms \n', xdp);

```

```

fprintf('                xdsec =\t %4.4f ohm \n', xds);

%-----
% Automatisation de la méthode d'identification du standard 115 de
IEEE
% YMELE KENFACK EMMANUEL DAUDET
% Date : 04 Fevrier 2020
% -----

function fctn = objective(x, t, Vqexp)

N = size(Vqexp,1);
Vqpre = 96.036 + x(1)*exp(-t/x(2)) + x(3)*exp(-t/x(4)); % Modèle de
connaissance

Rsum = sum((Vqexp(1 : N) - Vqpre(1 : N))' * (Vqexp(1 : N) - Vqpre(1
: N)))/N; % Matrice de covariance

J0 = 0.5*sum((Vqexp(1 : N) - Vqpre(1 : N))'*(1/Rsum)* (Vqexp(1 : N)-
Vqpre(1 : N)));
J = J0 + 0.5*N*log(det(Rsum)); % calcul de la Fonction coût
fctn = J;

```