

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

MÉMOIRE PRÉSENTÉ À

L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC EN ABITIBI-TEMISCAMINGUE

COMME EXIGENCE PARTIELLE

DE LA MAÎTRISE EN INGÉNIERIE

PAR

GUILLAUME PONGO NYOUMEA

**MODÈLES D'IDENTIFICATION ET DE COMMANDE D'UN AÉROGÉNÉRATEUR
À MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS.**

Avril 2018



BIBLIOTHÈQUE

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

Mise en garde

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

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

Warning

The library of the Cégep de l'Abitibi-Témiscamingue and the Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue obtained the permission of the author to use a copy of this document for non-profit purposes in order to put it in the open archives Depositum, which is free and accessible to all.

The author retains ownership of the copyright on this document. Neither the whole document, nor substantial extracts from it, may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

Résumé

Le présent travail s'intéresse au développement des modèles d'essais, de commande et d'identification des paramètres d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) utilisée dans le système éolien. Les modèles de la machine sont étudiés en mode moteur et générateur, et permettent une bonne prédiction des essais de court-circuit, d'enclenchement et de délestage de charge. La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et la simulation des essais dynamiques ont été mises en œuvre dans l'environnement virtuel Matlab/Simulink, et validées par comparaison des résultats obtenus aux essais expérimentaux réalisés sur une machine de 2kW.

Une technique d'identification associant l'estimateur aux moindres carrés pondérés et un algorithme d'optimisation de type Quasi-Newton est utilisée pour estimer les paramètres électriques de la machine synchrone à aimants permanents, à partir des essais dynamiques. La technique d'identification est validée en utilisant les mesures prélevées sur une MSAP de 2kW. Un essai de ralentissement à vide de la machine a aussi été réalisé afin de déterminer les paramètres mécaniques.

Les modèles de la MSAP développés sont utilisés pour élaborer une commande plus efficace, au sein du système de conversion d'énergie éolienne. Les lois de commande proposées sont implémentées dans Matlab/Simulink et utilisées respectivement pour réguler la vitesse de la MSAP en suivant le point de puissance maximale du vent, et la gestion des flux de puissances (active et réactive) en régulant la tension du bus DC. La stratégie de commande utilisée offre la possibilité de contrôler indépendamment les puissances active et réactive. Les deux boucles de régulation (courant et tension) pour l'onduleur coté réseau sont complètement découplées.

Abstract

Models testing, control and identification of physical parameters of a Permanent-Magnet Synchronous Generator (PMSG) from a wind turbine were conducted in this work. Models studied in motor and generator mode have led to good prediction of short-circuit test, interlocking and unloading of load. Matlab has been used for modeling, dynamic testing and simulation of the PMSG. Results from the model developed were validated by comparison with experimental test data from a synchronous machine of 2kW.

The weighted least squares estimator and a Quasi Newton optimization algorithm were used to estimate the electrical parameters of the PMSG. The identification technique is validated from experimental test data of a 2kW MSAP. A slowdown test of the machine without load was also performed to determine the mechanical parameters.

The developed PMSG models were used to design more efficient and robust control of a wind turbine. The proposed control laws were implemented in Matlab/Simulink and used respectively to regulate the speed of the PMSG by following the maximum power point and to control the power flows by regulating the DC bus voltage. The control strategy used provides the ability to independently control active and reactive powers. The two control loops (current and voltage) for the inverter on the grid side are completely decoupled.

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire de maîtrise ont été réalisés à l'École de Génie de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT), sous la direction de Monsieur René Wamkeue (ing, Ph. D), professeur titulaire à l'UQAT, avec le soutien de nombreuses personnes qui m'ont aidé dans sa réalisation.

Tout d'abord, je tiens à remercier mon Directeur de recherche, le Professeur **René Wamkeue**, pour m'avoir proposé ce sujet de recherche. J'ai beaucoup apprécié son aide et sa rigueur dans le travail, notamment les remarques constructives lors de nos échanges.

Tout de même, Monsieur **Fouad Slaoui Hasnaoui** mon co-directeur, et professeur à l'UQAT, pour ses précieux conseils, son orientation ficelée tout au long de cette recherche, et sa relecture méticuleuse de chacun des chapitres de ce manuscrit.

Je tiens à remercier sincèrement, **M. Jean-Jacques Beaudoin**, chargé des laboratoires à l'UQAT, pour sa disponibilité, ses compétences pratiques et son assistance physique pour la réalisation du banc d'essai expérimental.

Je souhaite particulièrement remercier **M. Gabriel Ekemb, Tommy Theubou**, doctorants de l'Université du Québec à Chicoutimi, en accueil à l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, pour leurs grandes qualités humaines et scientifiques. J'ai également beaucoup apprécié nos discussions constructives.

Je suis également reconnaissant envers les Membres du jury de m'avoir fait l'honneur de présider le jury de cette soutenance de mémoire, malgré leurs multiples activités. Aussi mes remerciements vont aux personnels administratifs de l'UQAT, pour leur gentillesse et m'avoir facilité de nombreuses tâches.

Enfin, j'aimerais remercier ma chère épouse **Rose**, nos enfants **Kendall** et **Liam-Evan**, pour leurs soutiens quotidiens indéfectibles à l'égard de mes travaux de maîtrise.

Mes remerciements ne peuvent s'achever, sans une pensée pour mes parents et mes frères et sœurs, qui m'ont toujours soutenu et encouragé pendant cette longue épreuve.

Table des matières

Résumé.....	i
Abstract	ii
Remerciements	iii
Liste des figures.....	viii
Liste des tableaux.....	xiii
Liste des symboles et abréviations.....	xiv
Chapitre 1: Introduction générale.....	1
1.1 Motivations socio-économiques	1
1.2 Problématique.....	3
1.3 Objectifs.....	4
1.4 Limitations du sujet	5
1.5 Aperçu du sujet	5
Chapitre 2: Revue de la littérature et méthodologie	7
2.1 Introduction	7
2.2 Sur la modélisation	7
2.3 Sur l'identification paramétrique et la commande.....	8
2.4 Méthodologie	9
2.4.1 Méthode	9
2.4.2 Matériel.....	10
Chapitre 3: Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents.....	11
3.1 Introduction	11
3.2 Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents	12
3.2.1 Constitution	12
3.2.2 Disposition des aimants dans le rotor	12
3.3 Equations électromécaniques de la MSAP en grandeurs de phase.....	13
3.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	13
3.3.2 Définition des enroulements de la MSAP	14
3.3.3 Equations de fonctionnement de la MSAP.....	14
3.4 Modèles de Park de la machine synchrone à aimants permanents	20
3.4.1 Transformation de Park	20
3.4.2 Equations électriques dans les axes d^r et q^r	22
3.4.3 Équations magnétiques dans les axes d^r et q^r	23
3.4.4 Équation de couple dans le référentiel de Park	24

3.5 Circuit équivalent de la MSAP en régime transitoire.....	26
3.6 Conversion des équations électromécaniques en grandeurs réduites	27
3.6.1 Équations électriques et magnétiques en valeur réduite	28
3.6.2 Équations mécaniques en valeur réduite.....	31
3.7 Machine synchrone à aimants permanents triphasée en régime permanent.....	32
3.7.1 Équations du régime permanent à partir du régime dynamique.....	32
3.7.2 Analyse du régime permanent à l'aide des phaseurs	33
3.7.3 Circuit équivalent en régime permanent	35
3.7.4 Détermination de l'angle interne de MSAP	36
3.8 Puissances actives et réactives développées.....	36
3.9 Modèles de la MSAP dans l'espace d'état	37
3.9.1 Modèle électrique de la MSAP avec courant comme variables d'état	38
3.9.2 Modèle d'état mécanique de la machine synchrone à aimants permanents	38
3.9.3 Modèle d'état électromécanique de la MSAP	39
3.10 Modèle de la charge inductive et résistive	40
3.11 Modèle d'état complet de la MSAP avec charge électrique associée, commandée par le couple mécanique.....	41
3.12 Calcul des conditions initiales.....	45
3.13 Mise en œuvre de quelques essais dynamiques	47
3.13.1 Principe de l'essai de court-circuit triphasé	47
3.13.2 Principe de l'essai de délestage de charge.....	47
3.13.3 Principe de l'essai d'enclenchement de charge	48
3.14 Simulation numérique de la MSAP avec charge inductive et résistive associée	49
3.14.1 Essai de court-circuit triphasé	49
3.14.2 Enclenchement d'une charge inductive et résistive	50
3.14.3 Délestage d'une charge inductive et résistive	53
3.14.4. Simulation du modèle d'état électromécanique de la MSAP.....	55
3.14.5 Simulation du modèle d'état global de la MSAP avec charge associé, commandée par le couple mécanique.....	56
3.15 Validation du modèle d'état électrique avec les essais réels.....	60
3.15.1 Court-circuit triphasé.....	61
3.15.2 Enclenchement de charge.....	62
3.15.3 Délestage de charge	64

3.16 Conclusion.....	65
Chapitre 4 : Identification des paramètres de la machine synchrone à aimants permanents à partir des essais dynamiques.....	66
4.1 Introduction	66
4.2 Généralités sur l'identification paramétrique des systèmes	66
4.3. Identification basée sur l'erreur de sortie	67
4.4 Estimateur aux moindres carrés pondérés	69
4.5 L'optimisateur (algorithme d'optimisation).....	70
4.5.1 Bornes de recherche pour fmincon de Matlab.....	71
4.5.2 Critères d'arrêts.....	71
4.6 Identification en temps différé	72
4.7 Processus d'identification	72
4.8 Validation sur essai simulé de l'algorithme d'identification basée sur la méthode du modèle.....	74
4.8.1 Organisation des mesures de l'essai simulé du modèle.	74
4.8.2 Court-circuit triphasé symétrique.....	75
4.8.3 Enclenchement total d'une charge inductive et résistive	77
4.8.4 Enclenchement partiel d'une charge inductive et résistive	79
4.8.5 Délestage total d'une charge inductive et résistive.....	80
4.8.6 Délestage partiel d'une charge inductive et résistive	82
4.9 Application de l'algorithme d'identification aux essais réels	84
4.9.1 Description du dispositif expérimental	84
4.9.2 Identification des paramètres électriques.....	86
4.10 Essai de décélération réalisé sur la MSAP de 2kW	94
4.10.1 Détermination des paramètres de l'équation mécanique	95
4.10.2. Calcul en valeur réduite les paramètres mécaniques	96
4.11 Conclusion.....	97
Chapitre 5: Conversion de puissance dans le système aérogénérateur à MSAP	98
5.1 Introduction	98
5.2 Modèle de la turbine éolienne	100
5.2.1 Puissance du vent	100
5.2.2 Puissance capturée par l'éolienne.....	101
5.3 Analyse dynamique du convertisseur Back-to-Back	103
5.3.1 Modélisation du convertisseur back-to-back.....	104

5.3.2	Modèle d'état du convertisseur back-to-back dans les axes d-q	107
5.4	Contrôle de la génératrice synchrone à aimants permanents	109
5.4.1	Contrôle vectoriel à flux orienté de la GSAP	110
5.4.2	Commande du redresseur côté génératrice avec extraction de puissance maximale.....	111
5.4.3	Conception des contrôleurs PI de courant et de vitesse	113
5.5	Résultats de Simulation	117
5.6.	Commande de l'onduleur coté réseau	120
5.6.1	Détermination de l'angle de tension du réseau	122
5.6.2	Contrôle vectoriel de l'onduleur coté réseau avec découplage des courants	123
5.7	Résultats des simulations.....	127
5.7.1	Cas où la puissance active est transitée	128
5.7.2.	Cas où la puissance réactive est transitée	130
5.7.3.	Cas où les puissances actives et réactives sont simultanément transitées	132
5.8	Conclusion.....	134
	Conclusion générale et suggestions pour travaux futurs	135
	Références bibliographiques	137
	Annexe A: Listing programme Matlab, et schéma Simulink pour la simulation des essais de court-circuit, d'enclenchement et de délestage de charge.....	141
	Annexe B: Listing des programmes Matlab pour l'identification paramétrique de la machine synchrone à aimants permanents	145
	Annexe C : Listing des programmes Matlab et schéma Simulink pour la conversion de puissance dans le système éolien à machine synchrone à aimants permanents.....	150
	Annexe D: Listing programme Matlab et schémas Simulink pour la commande vectorielle de l'onduleur coté réseau.....	152
	Annexe E: Caracteristiques du document constructeur de la machine synchrone à aimants permanents de 2kW.....	155

Liste des figures

Figure 1.1: Évolution des puissances installées de l'éolienne dans le monde de 2001 à 2016 ..	1
Figure 1.2: Répartition des puissances cumulatives de l'énergie éolienne dans le monde Décembre 2016	2
Figure 1.3: Système de conversion de l'énergie éolienne à machine synchrone à aimants permanents	4
Figure 3.1: Exemple de structures des aimants au rotor de la MSAP	13
Figure 3.2 : Représentation des enroulements d'une machine synchrone à aimants permanents	14
Figure 3.3: Représentation de la MSAP dans le référentiel de Park.....	20
Figure 3.4 : Modèle électrique dynamique de la MSAP dans les axes de Park en mode moteur	27
Figure 3.5 : Représentation des phaseurs de courants et de tension	33
Figure 3.6 : Circuit équivalent de la machine en régime permanent	35
Figure 3.7 : Circuit équivalent de la machine à pôles lisses.....	35
Figure 3.8 : Phaseurs en fonctionnement générateur de la machine	36
Figure 3.9 : Charge inductive et résistive triphasée	40
Figure 3.10: MSAP connectée à une charge locale	41
Figure 3.11 : Schéma de principe de l'essai de court-circuit symétrique	47
Figure 3.12 : Schéma de principe de l'essai de délestage	48
Figure 3.13 : Courants statoriques lors d'un court-circuit triphasé.....	50
Figure 3.14 : Courants et tensions statoriques lors de l'enclenchement à 100% d'une charge inductive et résistive	51
Figure 3.15 : Courants et tensions statoriques lors de l'enclenchement à 50% d'une charge inductive et résistive	52
Figure 3.16 : Courants et tensions statoriques lors du délestage à 100% d'une charge inductive et résistive	53
Figure 3.17 : Courants et tensions statoriques lors du délestage à 50% d'une charge inductive et résistive	54
Figure 3.18: Courants de phase <i>iabc</i> lors d'un court-circuit triphasé	55
Figure 3.19: Couple électromagnétique T_e lors d'un court-circuit triphasé	56
Figure 3.20: Vitesse mécanique lors d'un court-circuit triphasé symétrique.....	56

Figure 3.21: Circuit équivalent de la MSAP en régime permanent connecté à une charge inductive et résistive	57
Figure 3.22: Variation du couple d'entraînement de la GSAP	59
Figure 3.23 : Courants statoriques triphasés lors de l'application d'un couple d'entraînement variable sur la GSAP	59
Figure 3.24: Tensions statoriques triphasés lors de l'application d'un couple d'entraînement variable sur la GSAP	59
Figure 3.25: Couple électromagnétique de la GSAP lors de l'application d'un couple d'entraînement variable	60
Figure 3.26: Vitesse de rotation de la GSAP lors de l'application d'un couple d'entraînement variable	60
Figure 3.27: Courants triphasés $\ll i_{abc} \gg$ mesurés et simulés lors d'un court-circuit triphasé.....	61
Figure 3.28: Tension $\ll v_{as} \gg$ et courant $\ll i_{as} \gg$ lors de l'enclenchement à 100% d'une charge inductive résistive.....	63
Figure 3.29: Tension $\ll v_{as} \gg$ et courant $\ll i_{as} \gg$ lors de l'enclenchement à 50% d'une charge inductive et résistive	63
Figure 3.30 : Tension $\ll v_{as} \gg$ et courant $\ll i_{as} \gg$ lors du délestage à 100% d'une charge inductive et résistive	64
Figure 3.31 : Tension $\ll v_{as} \gg$ et courant $\ll i_{as} \gg$ lors du délestage à 50% d'une charge inductive et résistive	65
Figure 4.1 : Principe de l'identification basée sur l'erreur de sortie.....	68
Figure 4.2 : Processus d'identification des paramètres de la MSAP	73
Figure 4.3 : Courants $\ll i_{abc} \gg$ lors d'un court-circuit triphasé sur essai simulé.....	76
Figure 4.4: Courant $\ll i_{as} \gg$ et tension $\ll v_{as} \gg$ sur essai simulé lors de l'enclenchement total d'une charge inductive et résistive	77
Figure 4.5 :Résidus de la tension terminale $\ll \varepsilon_{vas} = v_{as_mes} - v_{as_prédite} \gg$ sur essai simulé, lors de l'enclenchement total d'une charge inductive et résistive	78
Figure 4.6 : Résidus du courant terminal $\ll \varepsilon_{ias} = i_{as_mes} - i_{as_prédite} \gg$ sur essai simulé, lors de l'enclenchement total d'une charge inductive et résistive	78

Figure 4.7 : Courant $\ll i_{as} \gg$ et tension $\ll v_{as} \gg$ sur essai simulé lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive et résistive.	79
Figure 4.8: Résidus du courant terminal $\ll \mathcal{E}_{ias} = i_{as_mes} - i_{as_prédite} \gg$ sur essai simulé, lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive et résistive	79
Figure 4.9: Résidus de la tension terminale $\ll \mathcal{E}_{vas} = v_{as_mes} - v_{as_prédite} \gg$ sur essai simulé, lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive et résistive	80
Figure 4.10: Courant $\ll i_{as} \gg$ et tension $\ll v_{as} \gg$ sur essai simulé lors du délestage total d'une charge inductive et résistive.....	81
Figure 4.11: Résidus du courant terminal $\ll \mathcal{E}_{ias} = i_{as_mes} - i_{as_prédite} \gg$ sur essai simulé lors du délestage total d'une charge inductive et résistive.	81
Figure 4.12 : Résidus de la tension terminale $\ll \mathcal{E}_{vas} = v_{as_mes} - v_{as_prédite} \gg$ sur essai simulé lors du délestage total d'une charge inductive et résistive.	82
Figure 4.13 : Courant $\ll i_{as} \gg$ et tension $\ll v_{as} \gg$ sur essai simulé lors du délestage partiel d'une charge inductive et résistive.....	82
Figure 4.14 : Résidus du courant terminal $\ll \mathcal{E}_{ias} = i_{as_mes} - i_{as_prédite} \gg$ sur essai simulé lors du délestage partiel d'une charge inductive et résistive.	83
Figure 4.15 : Résidus de la tension terminale $\ll \mathcal{E}_{vas} = v_{as_mes} - v_{as_prédite} \gg$ sur essai simulé lors du délestage partiel d'une charge inductive et résistive.....	83
Figure 4.16: Équipements du banc d'essai expérimental	85
Figure 4.17 : Courant $\ll i_{as} \gg$ lors d'un court-circuit triphasé	87
Figure 4.18 : Courant $\ll i_{as} \gg$ mesuré et identifiés lors d'un court-circuit triphasé	87
Figure 4.19 : Tension $\ll v_{as} \gg$ lors de l'enclenchement total d'une charge inductive et résistive	88
Figure 4.20 : Résidus de la tension terminale $\ll \mathcal{E}_{vas} = v_{as_mes} - v_{as_prédite} \gg$ lors de l'enclenchement total d'une charge inductive et résistive.....	88
Figure 4.21 : Courant $\ll i_{as} \gg$ lors de l'enclenchement total d'une charge inductive et résistive	88

Figure 4.22 : Résidus du courant terminal $\ll \varepsilon_{ias} = i_{as_mes} - i_{as_prédite} \gg$ lors de l'enclenchement total d'une charge inductive et résistive.	89
Figure 4.23 : Tension $\ll v_{as} \gg$ lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive et résistive	90
Figure 4.24 : Résidus de la tension terminale $\ll \varepsilon_{vas} = v_{as_mes} - v_{as_prédite} \gg$ lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive et résistive	90
Figure 4.25 : Courant $\ll i_{as} \gg$ lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive et résistive	90
Figure 4.26 : Résidus du courant terminal $\ll \varepsilon_{ias} = i_{as_mes} - i_{as_prédite} \gg$ lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive résistive	91
Figure 4.27 : Courant $\ll i_{as} \gg$ lors du délestage total d'une charge inductive et résistive	91
Figure 4.28 : Résidus du courant terminal $\ll \varepsilon_{ias} = i_{as_mes} - i_{as_prédite} \gg$ lors du délestage total d'une charge inductive et résistive.	92
Figure 4.29: Tension $\ll v_{as} \gg$ lors du délestage total d'une charge inductive et résistive	92
Figure 4.30 : Résidus de la tension terminale $\ll \varepsilon_{vas} = v_{as_mes} - v_{as_prédite} \gg$ lors du délestage total d'une charge inductive et résistive	92
Figure 4.31 : Courant $\ll i_{as} \gg$ lors du délestage partiel d'une charge inductive et résistive. 93	
Figure 4.32 : Résidus du courant terminal $\ll \varepsilon_{ias} = i_{as_mes} - i_{as_prédite} \gg$ lors du délestage partiel d'une charge inductive et résistive.	94
Figure 4.33 : Tension $\ll v_{as} \gg$ lors du délestage partiel d'une charge inductive et résistive ..	94
Figure 4.34 : Résidus de la tension terminale $\ll \varepsilon_{vas} = v_{as_mes} - v_{as_prédite} \gg$ lors du délestage partiel d'une charge inductive et résistive.....	94
Figure 4.35 : Diminution de la vitesse mécanique lors d'un essai de ralentissement	95
Figure 5.1: Système de conversion éolienne à base de la GSAP	99
Figure 5.2 : Surface balayée par les pâles de l'éolienne	101
Figure 5.3 : Courbes $C_p(\lambda, \beta)$ typiques pour différents angles d'inclinaison (de 0° à 25°). 103	
Figure 5.4 : Caractéristiques de la puissance de sortie de l'éolienne	103
Figure 5.5: Topologie de convertisseur back-to back.....	104
Figure 5.6 : Diagramme vectoriel spatial de la GSAP avec contrôle à flux orienté	111

Figure 5.7 : puissance mécanique de la turbine fonction de la vitesse du rotor pour diferentes vitesses du vent	112
Figure 5.8 : Commande du convertisseur coté génératrice	113
Figure 5.9 : Structure des contrôleurs de courant et de vitesse	114
Figure 5.10: Structure du régulateur de courant d'axe q'	114
Figure 5.11 : Structure de la boucle de régulation de vitesse	116
Figure 5.12 : Performance du contrôle vectoriel de la GSAP avec extraction de puissance maximale sous la vitesse variable du vent	120
Figure 5.13 : Onduleur connecté au réseau	121
Figure 5.14 : Digramme vectoriel spatial des courants et tensions triphasées du réseau	125
Figure 5.15 : Schéma de principe de la commande vectorielle de l'onduleur côté réseau	126
Figure 5.16: Formes d'ondes simulées de la commande vectorielle de l'onduleur, dans le cas où la puissance active est transitée au réseau	130
Figure 5.17 : Formes d'ondes simulées de la commande vectorielle de l'onduleur, dans le cas où la puissance réactive est transitée au réseau	131
Figure 5.18 : Formes d'ondes simulées de la commande vectorielle de l'onduleur dans le cas où les puissances actives et réactives sont transitées simultanément au réseau	133

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1 : Grandeurs de référence pour la conversion en pu.....	28
Tableau 3.2 : Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents.....	49
Tableau 3.3 : Conditions initiales de la machine synchrone à aimants permanents...	49
Tableau 3.4 : Caractéristiques de la machine synchrone à aimants permanents.....	61
Tableau 4.1 : Paramètres de l'essai simulé et conditions initiales.....	74
Tableau 4.2 : Paramètres estimés lors d'un court-circuit triphasé sur essai simulé.....	76
Tableau 4.3: Paramètres estimés lors de l'enclenchement total d'une charge inductive et résistive sur essai simulé.....	77
Tableau 4.4: Paramètres estimés lors du délestage total d'une charge inductive résistive sur essai simulé.....	80
Tableau 4.5 : Caractéristiques principales de la machine synchrone à aimants permanents de 2Kw.....	84
Tableau 4.6 : Grandeurs de référence relatives au stator.....	85
Tableau 4.7: Paramètres identifiés lors d'un court-circuit triphasé.....	86
Tableau 4.8 : Paramètres identifiés lors de l'enclenchement total d'une charge inductive résistive.....	86
Tableau 4.9 : Paramètres identifiés lors du délestage total d'une charge inductive et résistive.....	89
Tableau 4.10 : Paramètres identifiés lors de l'enclenchement total d'une charge inductive et résistive.....	89
Tableau 4.11 : Paramètres identifiés lors du délestage total d'une charge inductive et résistive.....	93
Tableau 5 .1 : Paramètres de simulation de l'onduleur coté reseau.....	128

Liste des symboles et abréviations

Liste des symboles

$[\psi_{ss}]$: Vecteur flux propre produit dans les enroulements statoriques.

L_{aa}, L_{bb} et L_{cc} : Inductances propres des enroulements statoriques.

$L_{ab}, L_{ac}, L_{ba}, L_{bc}, L_{ca}$ et L_{cb} : Inductances mutuelles des enroulements statoriques.

$[\psi_s]$: Vecteur flux total des enroulements statoriques.

$[\psi_{sf}]$: Vecteur flux de l'aimant permanent projeté sur les trois enroulements statoriques.

ψ_m : Amplitude du vecteur flux de l'aimant permanent.

$[L_s]$: Matrice des inductances statoriques

$[i_s]$: Vecteur courant des enroulements statoriques

θ_r : Position angulaire électrique du rotor.

L_a : Inductance de fuite ;

L_{aa0} : Inductance de magnétisation.

L_{aa2} : Amplitude de première harmonique de l'inductance propre d'une phase

$[V_s]$: Vecteur des tensions statoriques

$[R_s]$: Matrice des résistances statoriques

T_e : Couple électromagnétique de la machine ;

T_m : Couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine ;

B : Coefficient de frottement visqueux ;

J : Moment d'inertie total ramené sur l'arbre du rotor.

P : Nombre de pôles.

ω_m : Vitesse mécanique du rotor.

W_m : Co-énergie magnétique.

Ξ : Matrice de couplage des axes.

ψ_m : Valeur crête du flux généré par les aimants.

T_{es} : Couple synchrone

T_{er} : Couple reluctant

P : Nombre de pôles.

V_b : Tension de base

Z_b : Impédance de base

I_b : Courant de base

ω_b : Vitesse de base

L_b : Inductance de base

H : Constante d'inertie ;

B_n : Coefficient de friction (frottement visqueux) ;

p : Opérateur dérivé ;

T_{mn} : Couple de charge normalisé.

δ_0 : L'angle entre la tension terminale et la tension interne à vide de la machine.

φ : L'angle entre le courant terminal et la tension terminale.

\bar{E}_t : Tension interne de la machine.

\bar{E}_{q0} : Force électromotrice due aux aimants permanents.

$[A]$: Matrice d'état du modèle

$[B]$: Matrice de commande d'état du modèle

$[C]$: Matrice d'observation

$[D]$: Matrice de commande de sortie.

$[x]$: Vecteur des variables d'états du modèle

$[u]$: Vecteur des entrées de commande et de perturbation des sorties

$[y]$: Vecteur de mesure du modèle.

$\varepsilon(k)$: Erreur ou résidu

$\theta(k)$: Vecteur de paramètres

J : fonction coût

N_k : Nombre d'observations considérés.

W_p : Matrice de pondération, elle est définie positive et symétrique.

N_s : Nombre de sorties considérées

τ_m : Constante de temps mécanique

E_c : Energie cinétique en joules (J)

m : Masse d'air du vent en kilogramme (kg)

V_w : Vitesse du vent en (m / s)

P_{vent} : Puissance du vent en watt (W) que le rotor peut extraire.

A : Surface transversale à travers laquelle passe le vent (m^2)

ρ : Densité de l'air (kg / m^3).

P_w : Puissance de la turbine

$C_p(\lambda, \beta)$: Coefficient de performance appelé limite de Betz.

λ : Rapport de vitesse

β : Angle d'inclinaison.

R : Rayon de la turbine (m).

Liste des abréviations

MSAP : Machine synchrone à aimants permanents

GSAP : Génératrice synchrone à aimants permanents

GWEC: Global Wind Energy Council

MPPT: Maximum Power Point Tracking

MCS : Moindres carrés simples

MCP: Moindres carrés pondérés

MCG: Moindres carrées généralisées

PMSM : Moteur synchrone à aimants permanents

IGBT: Insulated Gate Bipolar Transistor

PWM: Pulse Width Modulation

BDCM : Brushless -Direct Current Motors

Chapitre 1: Introduction générale

1.1 Motivations socio-économiques

Avec la croissance des industries et par conséquent avec l'augmentation des émissions de gaz à effets de serre dans l'atmosphère, les sources d'énergies renouvelables deviennent l'une des plus grandes préoccupations dans le monde actuel. L'énergie éolienne est la technologie de génération la plus rapide parmi les sources d'énergies renouvelables [1]. Son utilisation n'entraîne aucun rejet (pas d'effet de serre), et ne produit pas de déchets toxiques. Ces caractéristiques font d'elle une énergie propre, gratuite et une réelle alternative face à l'utilisation des ressources conventionnelles.

Considérée comme une ressource sans pollution, l'énergie éolienne connaît un envol important et une technologie mature la plus économique après l'hydroélectricité [2]. Selon les statistiques 2016 du Global Wind Energy Council (GWEC), la puissance installée du parc éolien mondial a augmenté de 54,6 GW fin 2016, pour atteindre 486,8 GW (voir figure 1.1). La capacité cumulée sur la période 2015-2016 représente un taux d'accroissement de 12,6%. Au cours de la dernière décennie, ce taux de croissance est en moyenne de 28 % par an. D'après les prévisions 2016 du GWEC, la capacité mondiale dans les prochaines années devrait se hausser à 817 GW de capacités supplémentaires installées fin 2021.

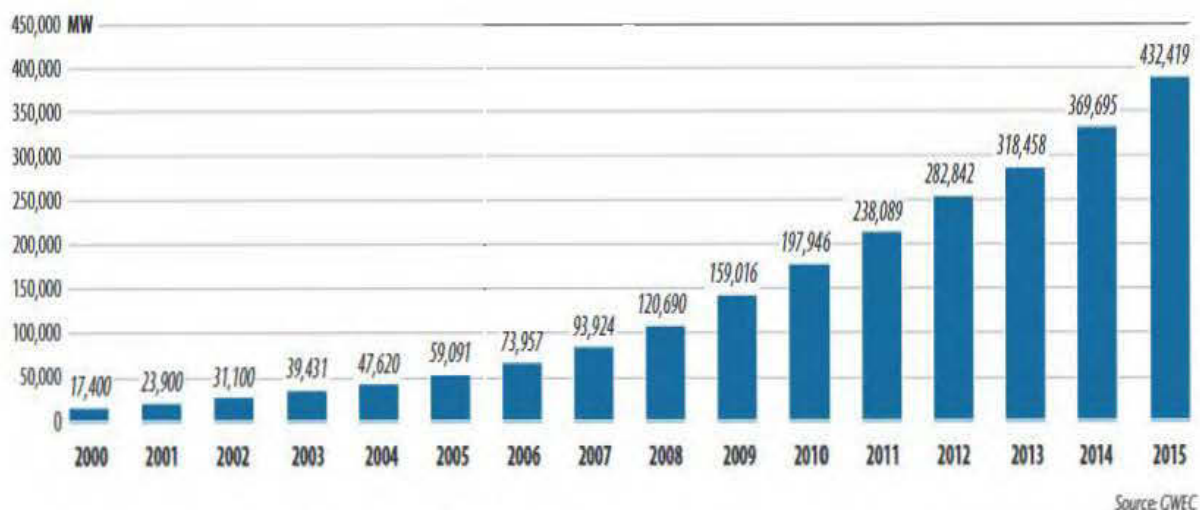


Figure 1.1: Évolution des puissances installées de l'éolienne dans le monde de 2001 à 2016 [2]

Depuis 2010 la Chine est au 1^{er} rang mondial (voir figure 1.2) pour sa capacité installée éolienne, qui a atteint 168690 MW fin 2016, soit 34,7 % du total mondial. En 2013, le Canada était le cinquième plus grand producteur mondial, en battant un record de près de 1600 MW de nouvelle capacité d'énergie éolienne installée. Il maintient toujours sa position, en tant que leader mondial de l'énergie éolienne, se classant aujourd'hui 8^e dans le rang mondial avec une puissance installée de 11900 MW soit 2,4 % du total mondial [3].

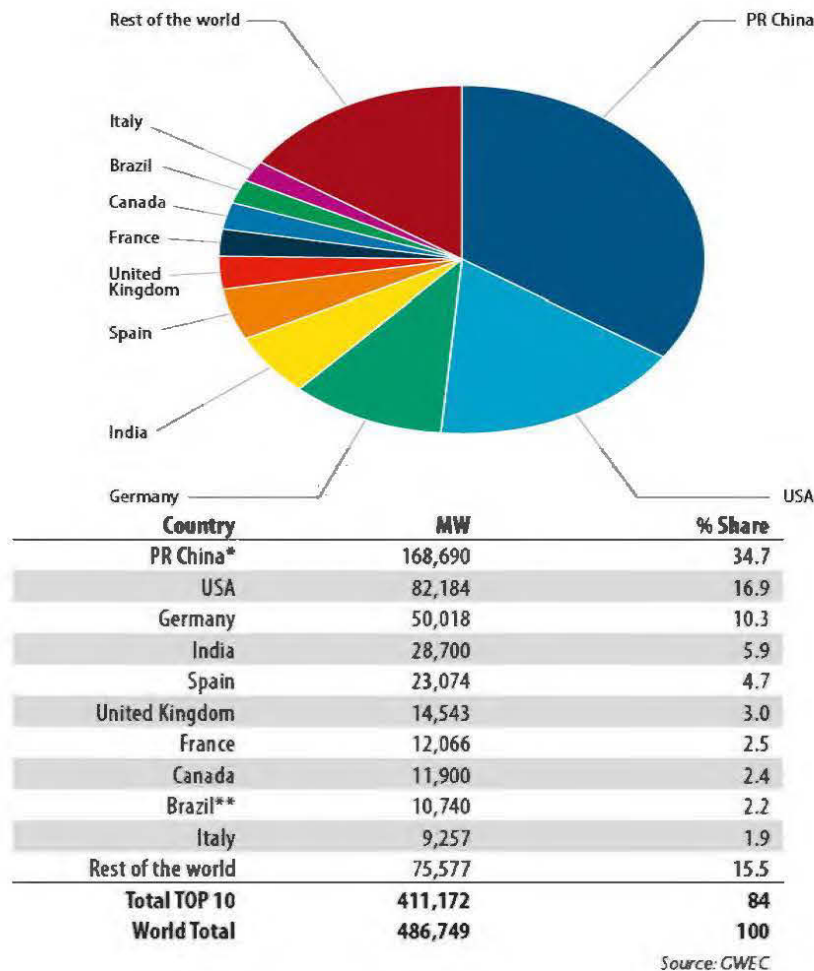


Figure 1.2: Répartition des puissances cumulatives de l'énergie éolienne dans le monde Décembre 2016 [3]

Au-delà de la donne économique et environnementale, l'énergie éolienne soulève un intérêt particulier car elle peut aider à répondre à des besoins locaux ou à alimenter un réseau de distribution d'électricité desservant des résidences et des commerces qui sont dans des zones à accès difficile. De plus, elle assure une sécurité d'approvisionnement face à la fluctuation des prix du baril de pétrole [4]. Elle est aussi une véritable possibilité de réduire les factures d'électricité, en mettant la population à l'abri des ruptures de courant [4].

A l'heure actuelle, la technologie des éoliennes à base des machines à double alimentation avec multiplicateur de vitesse domine la part de marché mondial. Toutefois, cette technologie connaît quelques problèmes liés à la consommation de puissance réactive, au stress mécanique et à la mauvaise qualité de l'énergie électrique [1]. En plus, le multiplicateur de vitesse de cette technologie nécessite un entretien régulier, car il souffre de défauts de dysfonctionnement tels que les fuites d'huiles. La présence des bagues et balais est aussi un exemple de défaillance accru pour cet actionneur asynchrone à double alimentation.

Afin d'accroître la production de l'énergie électrique issue de l'éolienne, il est important d'opter une technologie des générateurs éoliens qui pourrait améliorer à la fois l'efficacité, la fiabilité et réduire le coût d'installation et d'entretien du système de production éolien. La performance d'un système de production éolien à vitesse variable peut être considérablement améliorée en utilisant un générateur synchrone à aimant permanent (PMSG). Le générateur synchrone à aimants permanents est une solution attrayante, basée sur un fonctionnement à vitesse variable. La vitesse de l'éolienne étant variable, le générateur est contrôlé par des convertisseurs de l'électroniques de puissance. Avec cet actionneur, il n'est pas nécessaire de disposer d'un système d'excitation DC au rotor. Le générateur est à plusieurs pôles et donc, a la possibilité d'opérer à basse vitesse pour produire des grands couples.

Les principales caractéristiques de la technologie des éoliennes à base des générateurs synchrones à aimants permanents reposent surtout sur l'absence de la boîte de vitesse (source de défaut), l'absence d'excitation au rotor, une efficacité accrue, une plus petite taille, des coûts d'entretien réduits et des pertes quasi-faibles au rotor.

Dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne, le générateur synchrone à aimant permanent est directement relié au réseau via un convertisseur d'électronique de puissance AC-DC et DC-AC. Ce convertisseur de puissance permet à la génératrice un fonctionnement à vitesse variable, pour générer plus efficacement de l'électricité.

1.2 Problématique

La figure 1.3 présente le synoptique du système de conversion de l'énergie éolienne exploité dans le cadre de ce mémoire. Le système utilise une machine synchrone à aimants permanents dont les enroulements du stator sont reliés au réseau électrique par l'intermédiaire d'un convertisseur statique de puissance AC-DC et DC-AC. La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) a la possibilité d'opérer en moteur ou en générateur, et fonctionne dans une certaine gamme de vitesses variables. De par ses avantages dans les systèmes éoliens, elle offre une solution intéressante qui devient plus captivante dans la production de l'énergie

éolienne. Toutefois, le convertisseur de puissance AC-DC et DC-AC est commandé de manière à maximiser la puissance en sortie de la génératrice et à délivrer les puissances (active et réactive) au réseau.

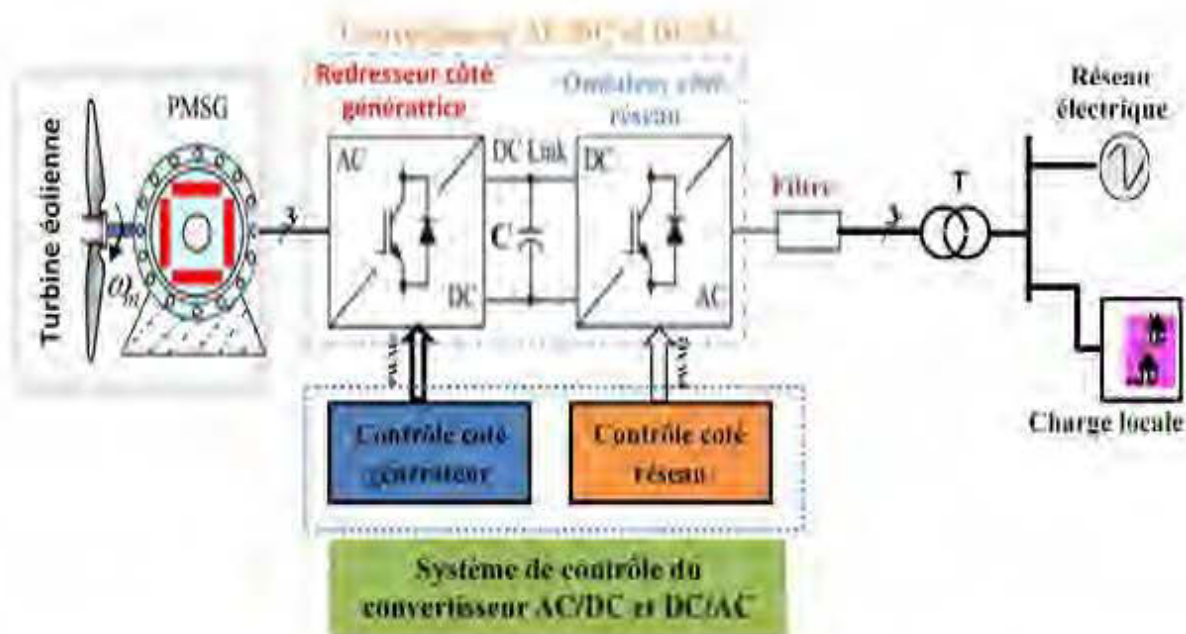


Figure 1.3: Système de conversion de l'énergie éolienne à machine synchrones à aimants permanents

Face à l'utilisation de cette machine synchrone à aimants permanents dans les systèmes de conversion éolienne, se posent les problématiques suivantes :

- La difficulté de la disponibilité des modèles d'essais pour l'identification des paramètres de la machine synchrone à aimants permanents ;
- La difficulté de la disponibilité des modèles de prédiction des défauts et du diagnostic de défauts ;
- La difficulté d'intégrer les modèles de la MSAP dans la conversion de puissance des systèmes d'énergies éoliennes, pour une commande plus efficace et robuste.

1.3 Objectifs

Ce sujet de maîtrise a pour objectif général, de développer des modèles de prédiction des défauts, et de diagnostic de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) dans le but d'en faire une identification paramétrique. Les modèles seront développés analytiquement et simulés dans l'environnement virtuel Matlab/Simulink. Une technique de commande de la

MSAP intégrant les modèles développés est également proposée. Comme objectifs spécifiques, ce sujet vise à :

- Modéliser la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), alimentant une charge inductive et résistive ;
- Réaliser une simulation numérique des modèles d'essais dynamiques développés dans l'environnement virtuel Matlab/Simulink ;
- Effectuer les essais expérimentaux au laboratoire sur une MSAP de 2kW ;
- Valider les modèles par comparaison aux essais expérimentaux ;
- Appliquer l'estimateur des moindres carrés pondérés, associés à l'optimisateur de type Quasi -Newton pour déterminer les paramètres électriques de la MSAP ;
- Appliquer une commande efficace pour les convertisseurs coté machine et coté réseau, afin d'assurer un transfert de puissance de la génératrice vers le réseau électrique.

1.4 Limitations du sujet

Une fois que la problématique et les objectifs du sujet de recherche ont été définis, il y a malheureusement quelques limites qui résultent de la complexité du système sous investigation. Les limites les plus importantes sont décrites ci-dessous :

- La saturation magnétique n'est pas prise en compte dans les modèles d'états de la machine synchrone à aimants permanents ;
- Les pertes par commutation et par conduction du convertisseur de puissance AC-DC et DC-AC ne sont pas prises en compte.
- Les résultats de simulation de la stratégie de commande du convertisseur de puissance AC-DC et DC-AC ne sont pas validés par comparaison avec des expériences prélevées en laboratoire.

1.5 Aperçu du sujet

Ce sujet de maîtrise se concentre sur plusieurs aspects de la modélisation, de l'identification et du contrôle de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) connectée au réseau. La stratégie de contrôle du convertisseur de puissance AC-DC et DC-AC est prise en compte pour contrôler la vitesse de la génératrice et pour délivrer les puissances actives et réactives au réseau tout en maintenant la tension du DC-Link constante. Les principales contributions dans ce mémoire sont essentiellement : (1) l'analyse mathématique, la modélisation et la simulation

numérique de la MSAP. Une analyse détaillée de la MSAP est présentée dans ce sujet, qui est nécessaire à l'identification des paramètres et à l'élaboration des stratégies de commande. (2) L'identification des paramètres de la MSAP par la méthode de l'erreur de sortie. Les modèles précis de la machine, et la connaissance des paramètres sont nécessaires pour une bonne analyse des performances et la conception des contrôleurs. Une technique d'identification associant l'estimateur aux moindres carrés pondérés et un algorithme d'optimisation de type Quasi-Newton est développée dans ce mémoire. (3) Le développement d'une stratégie de contrôle efficace pour le transfert de puissance de la génératrice vers le réseau électrique (voir figure 1.3).

Dans le chapitre 3, nous présentons l'analyse détaillée de la modélisation mathématique de la machine synchrone à aimants permanents. La conversion des équations dans le référentiel de Park est présentée, ainsi que leur réduction en unité réduite. Nous calculons les conditions initiales, ensuite nous réalisons une simulation numérique de la MSAP avec les essais de court-circuit, d'enclenchement et de délestage de charge. Les résultats de simulation des modèles de la MSAP sont validés par comparaison à des mesures expérimentales obtenues sur une machine de 2kW.

Le chapitre 4 présente la technique d'identification aux moindres carrés pondérés associée à l'optimisateur de type Quasi-Newton. Nous commençons tout d'abord par valider l'algorithme d'identification avec des essais simulés, ensuite nous appliquons cet algorithme aux essais réels pour identifier les paramètres électriques de la MSAP. Les paramètres mécaniques sont déterminés par essai de ralentissement. Les résultats de l'identification de la machine sont montrés dans des essais de court-circuit, d'enclenchement et de délestage de charge.

Le chapitre 5 traite de stratégies de commande pour le convertisseur AC-DC et DC-AC de l'éolienne à vitesse variable à entraînement direct basée sur une MSAP. La stratégie de contrôle vectoriel pour la MSAP, incorpore un algorithme MPPT (Maximum Power Point Tracking) pour maximiser la puissance générée par la machine en fonction de la vitesse du vent. De plus, le contrôle vectoriel par orientation de la tension de l'onduleur coté réseau est présenté. La commande du convertisseur côté réseau permet de maintenir constante la tension du bus continu et de contrôler indépendamment les puissances actives et réactive injectées au réseau électrique. Les résultats des simulations sont présentés et analysés.

Enfin, une conclusion et des recommandations de travaux futurs sont présentées.

Chapitre 2: Revue de la littérature et méthodologie

2.1 Introduction

Le développement de nouvelles structures de conversion des systèmes d'énergies éoliennes associant la machine électrique et convertisseurs d'électroniques de puissance, a permis l'exploitation du potentiel énergétique éolien sur les sites isolés avec raccordement au réseau. Des travaux récents sur l'électronique de puissance et la commande des machines électriques ont apporté des améliorations importantes aux entraînements électriques à vitesses variables. Historiquement, les moteurs à courant continu ont été les premiers à profiter du fonctionnement de la majorité des équipements industriels. Toutefois, la présence d'un collecteur mécanique sur cet actionneur pose de nombreux problèmes que l'on juge mal dans certaines applications. C'est la raison pour laquelle on a fait recours aux machines électriques à courants alternatifs pour pallier ce genre de défaut, et bénéficier des avantages des actionneurs électriques à courant alternatif. Parmi les machines à courant alternatif utilisées dans les entraînements électriques à vitesses variables, la machine synchrone à aimants permanents reste un bon candidat de par les avantages qu'elle présente en particulier dans les systèmes de conversion de l'énergie éolienne. L'étude du comportement d'une telle machine est une tâche fastidieuse qui requiert avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique dans le but de bien prédire, par simulation, son comportement dans les différents modes d'opération. L'identification des paramètres de cette machine est aussi une étape importante dans la conception des contrôleurs et le développement des lois de commande.

De nombreux travaux ont été faits sur la modélisation, l'identification paramétrique et la commande de cette machine synchrone à aimants permanents.

2.2 Sur la modélisation

Des travaux ont été réalisés sur la modélisation des machines synchrones à aimants permanents comme dans [5, 6]. Les auteurs ont proposé les modèles dynamiques du moteur synchrone à aimants permanents (PMSM) et le moteur à courant continu sans balais (BDCM) avec leurs circuits équivalents, dans le but de mettre en évidence les notions de force électromotrice (FEM) sinusoïdale et de FEM trapézoïdale. Le PMSM a une FEM sinusoïdale et nécessite des courants statoriques sinusoïdaux pour produire un couple constant tandis que le BDCM a une FEM trapézoïdale et nécessite des courants de stator rectangulaires pour produire un couple constant.

Le moteur synchrone à aimant permanent (PMSM) et le moteur à courant continu sans balais (BDCM) ont de nombreuses similitudes. Ils ont tous deux des aimants permanents sur le rotor et nécessitent des courants de stator alternatifs pour produire un couple constant.

On trouve dans [7] un modèle de la machine synchrone à aimants permanents développé pour prédire les défauts de court-circuit, l'enclenchement et le délestage de charge. La validation des résultats de simulation de l'essai de court-circuit, par comparaison aux expériences faites en laboratoire n'est pas satisfaisante. De plus, les paramètres réels du modèle dynamique de la MSAP sont inconnus pour une bonne prédiction et la commande.

D'autres auteurs [8] ont exploré la modélisation de la machine synchrone avec les essais de rejet et de commutation de charge. La théorie de la saturation croisée est appliquée dans les modèles proposés. Les auteurs tentent aussi de souligner la dualité qui existe entre les tests de commutations et le rejet de charge.

Bien que la recherche se soit beaucoup concentrée sur le développement des modèles d'essais de la MSAP, l'identification des paramètres de la machine en mode génératrice n'a pas encore été suffisamment bien abordée.

2.3 Sur l'identification paramétrique et la commande

L'identification paramétrique est une approche qui repose sur un critère d'erreur [9] et a pour finalité d'estimer les paramètres du modèle d'un système à partir des mesures expérimentales. Dans les applications utilisant les machines électriques, les méthodes d'identification paramétrique ont été appliquées depuis plusieurs années. En effet dans le domaine des convertisseurs électromécaniques, la machine asynchrone de façon historique, est le premier actionneur électrique où les travaux d'identification ont débuté. De nombreux articles comme [10-12] ont porté un regard sur l'applicabilité des techniques d'identification de paramètres.

Les travaux décrits par [13-15] ont été effectués sur les machines synchrones à aimants permanents où sont appliqués des méthodes d'identification on-line pour identifier les paramètres électriques. Tout comme dans [16, 17], les auteurs privilégient des méthodes off-line pour estimer les paramètres électriques de la machine synchrone.

Les travaux de [18], utilisent une technique d'identification associant l'estimateur aux moindres carrés pondérés et un algorithme d'optimisation de type Quasi-Newton pour déterminer les paramètres des machines synchrones et asynchrones à partir des essais dynamiques. Dans [19], les modèles d'essais sont utilisés pour identifier les paramètres réels d'une machine synchrone de 15 kW. L'auteur propose également une manière de prédire les essais de délestage à partir

des expressions analytiques des tensions d'armature et de courant de champ. Bien que les résultats soient acceptables, l'étude des délestages de charge n'a pas été exploitée entièrement.

Dans certains travaux comme par exemple [20-22], des méthodes récursives qui reposent sur la méthode des moindres carrés sont mises en œuvre pour évaluer les paramètres de la machine asynchrone.

Dans la littérature, différentes stratégies de commande existent pour piloter la MSAP. Nous trouvons la commande directe du couple et à flux orienté. La commande directe du couple (DTC) estime le flux magnétique et le couple de la machine à partir de la mesure des tensions et des courants qui l'alimentent. Elle a été initiée dans les années 80 par Takahashi et Depenbrock [23, 24]. La commande vectorielle à flux orienté quant à elle, a été développée pour contrôler la vitesse de rotation et donc du couple en régime transitoire. Les travaux de [25-27] traitent les différentes stratégies de commande de la machine synchrone à aimants permanents.

2.4 Méthodologie

Ce sujet de maîtrise vise à développer et à analyser les modèles d'essais de la MSAP. Comprendre et identifier les paramètres électriques et mécaniques. Il vise aussi à la mise en œuvre d'une commande efficace pour le convertisseur AC-DC et DC-AC, afin d'assurer un transfert d'énergie de la génératrice vers le réseau électrique. Dans le but d'aboutir aux objectifs établis au paragraphe 1.3, nous avons adopté trois approches :

- L'approche analytique ;
- L'approche numérique ;
- L'approche expérimentale ;

Dans la première approche, nous aurons à développer les équations analytiques de la machine, en utilisant les relations de la physique communément connues. La deuxième approche sera axée sur la simulation numérique des équations élaborées, dans l'environnement virtuel Matlab/Simulink. L'approche expérimentale viendra valider les résultats obtenus en simulation numérique.

2.4.1 Méthode

Pour développer les modèles d'essais de la machine synchrone à aimants permanents, nous allons écrire toutes les équations integro-differentielles qui régissent le fonctionnement de la machine. Nous appliquons les formalismes de Concordia et de Park pour la simplification des

équations établies. Le calcul des grandeurs physiques en grandeur réduite est nécessaire pour une bonne analyse et interprétation. On opère aussi un calcul des conditions initiales, pour la simulation numérique des modèles de la MSAP avec les essais de court-circuit triphasé, d'enclenchement et de délestage de charge. Les résultats obtenus sont validés avec les essais expérimentaux réalisés en laboratoire sur une machine de 2kW.

Nous utilisons la technique d'identification basée sur l'erreur de sortie déjà développée par ([18, 19] [28]), avec la méthode des moindres carrés pondérés associé à l'algorithme d'optimisation de type Quasi-Newton pour estimer l'ensemble des paramètres électriques de la machine synchrone à aimants permanents. Cette méthode d'identification est effectuée avec les essais dynamiques précédemment cités.

Pour réguler la vitesse de la machine issue de la variation de la vitesse du vent, nous utilisons la stratégie de commande vectorielle à flux orienté pour le convertisseur AC-DC. Tandis que pour le convertisseur DC-AC coté réseau, nous allons employer la commande vectorielle par orientation de la tension de l'onduleur (VOC).

2.4.2 Matériel

Pour mener à bien ce sujet de recherche, nous aurons besoin comme matériel :

- Le logiciel Matlab/Simulink, pour la simulation numérique ;
- Les modules Lab. Volt, pour l'acquisition des signaux et bien d'autres fonctions dont on aura besoin ;
- Le moteur à induction entraînant la génératrice synchrone à aimants permanents, pour les essais expérimentaux ;
- Les charges résistives et inductives triphasées pour les différents essais expérimentaux ;
- Les appareils de mesures, de raccordement, de commande et de visualisation.

Chapitre 3: Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

3.1 Introduction

Dans les entraînements à vitesse continuellement variables et même dans certaines applications industrielles nécessitant une certaine gamme de puissance, les machines synchrones à aimants permanents s'imposent grâce à de nombreux avantages (Pas d'excitation au niveau du rotor et donc pas de pertes rotoriques, meilleur rendement et couple massique élevé). Dans les générateurs éoliens, elles sont utilisées pour améliorer la fiabilité du système d'entraînement, en réduisant le nombre de pièce en rotation. Vu ce grand intérêt porté à cet actionneur dans les systèmes aérogénérateurs en particulier, nous allons consacrer entièrement une grande partie pour sa modélisation dynamique. Cette modélisation va consister à développer les expressions analytiques pour élaborer les différents modèles d'essais de la machine, dans l'optique d'en faire une identification paramétrique.

Un modèle est donc une représentation mathématique simplifiée d'un système dans le but de prédire son comportement. En fonction des objectifs visés, la modélisation de ce système peut être orientée soit pour l'élaboration des lois de commande, soit vers la mise au point des algorithmes d'identification et de diagnostic des défauts [29].

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à développer et à présenter les modèles d'essais de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) en vue de son identification paramétrique. Ces modèles permettront d'une part à prédire les essais dynamiques, d'autre part à déterminer les paramètres réels de la MSAP en opération normale. Tout ceci pour un objectif bien spécifique, l'intégration des modèles de la MSAP dans un processus de contrôle pour la conversion de puissance des systèmes d'énergies éoliennes. Dans ces conditions, nous examinons en mode moteur et générateur les modèles de la MSAP.

Après la modélisation dynamique, nous vérifions le comportement dynamique de la machine à travers la simulation numérique. Les résultats de simulation sont validés par comparaison aux essais expérimentaux.

3.2 Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

Le vocable << machine synchrone >> comme le mentionne [30], regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour une machine synchrone à aimants permanents, un tel fonctionnement est obtenu grâce au champ magnétique rotorique généré par des aimants.

En réalité, une machine synchrone à aimants permanents est un convertisseur électromécanique d'énergie réversible. Elle peut fonctionner en mode moteur tout comme en mode générateur. Sa particularité par rapport aux autres machines conventionnelles, réside au niveau du champ magnétique produit par les aimants permanents au rotor. Mais son bobinage statorique reste identique à celui des autres machines.

3.2.1 Constitution

Comme tout actionneur électrique, la machine synchrone à aimants permanents est constituée d'une partie fixe (stator) et d'une partie mobile (rotor). Le stator renferme un bobinage alimenté en triphasé, et produit un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation. Quant au rotor, son champ magnétique produit est généré par des aimants permanents.

Le stator de structure ordinairement lisse, porte des encoches à l'intérieur desquels sont disposés des enroulements de phases. En mode générateur la machine fournit de l'énergie au réseau, tandis qu'en mode moteur elle en consomme plutôt. Le rotor est généralement à pôles lisses ou à pôles saillants.

3.2.2 Disposition des aimants dans le rotor

Dans les machines synchrones à aimants permanents, le rotor a une conception spécifique et trois structures se présentent selon la disposition des aimants avec les matériaux magnétiques. Ces possibilités de disposer des aimants dans le rotor permettent de créer un champ magnétique rotorique dans l'entrefer. Du point de vue de son rotor à pôles lisses ou à pôles saillants, la machine synchrone à aimants permanents possède des configurations différentes. Cette dissemblance provient du fait que les aimants permanents peuvent être montés en surface ou insérés au rotor. Autrement dit, ils peuvent être enterrés dans le rotor. Dans ces conditions, trois grandes structures se présentent [27] :

- Les machines à aimants permanents collés en surface à pôles lisses (figure 1.1(a)), dont la particularité est de détenir un grand entrefer et les aimants sont disposés sur la

périphérique du rotor. L'inductance d'axe direct est égale à l'inductance d'axe en quadrature dans cette posture.

- Les machines synchrones dont les aimants sont insérés en surface du rotor (figure 1.1(b)), sont caractérisées par une très grande saillance qui permet l'augmentation du couple maximal. L'inductance d'axe direct est inférieure à l'inductance d'axe en quadrature dans cette disposition.
- Les machines à aimants permanents enterrés dans le rotor (figure 1.1(c)), présentent une saillance inversée. L'inductance d'axe direct est supérieure à l'inductance d'axe en quadrature.

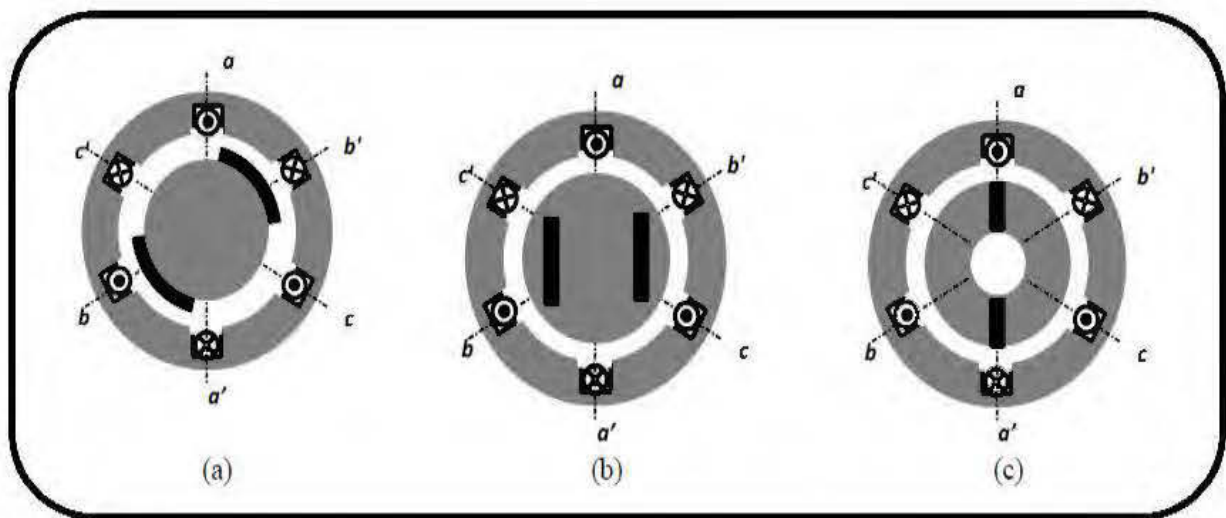


Figure 3.1: Exemple de structures des aimants au rotor de la MSAP [27]

3.3 Equations électromécaniques de la MSAP en grandeurs de phase

3.3.1 Hypothèses simplificatrices

Dans le cadre de ce travail, nous considérons une MSAP à pôles saillants triphasée, connectée en étoile à neutre isolé. Pour faciliter les calculs et bien mener l'étude analytique, nous effectuons certaines hypothèses simplificatrices données dans la majorité des références [7] [27-30] :

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé, ce qui conduit à exprimer les flux magnétiques comme fonction linéaire des courants de phase. La saturation magnétique ne sera pas considérée dans nos équations ;
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté par conséquent, pas de courants de Foucault ;
- L'effet de la température sur les résistances est négligeable ;

- L'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligeable ;
- Les différents coefficients de bobinages obtenus après la construction de la machine sont suffisants pour l'obtention de la force magnétomotrice sinusoïdale dans les enroulements statoriques.
- La machine est équilibrée par conséquent la composante homopolaire est nulle

3.3.2 Définition des enroulements de la MSAP

La machine que nous allons étudier par la mise en équations, possède un stator qui est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace et décalés entre eux d'un angle électrique de $2\pi/3$. Le rotor quant à lui est muni d'un système d'aimants permanents, assurant ainsi une répartition d'induction sinusoïdale dans l'entrefer. La figure 3.2 présente les enroulements statoriques triphasés et biphasés. En supposant que chacun des enroulements triphasés a T_1 nombre de spires par phase, et des amplitudes de courant égales, alors les enroulements biphasés auront $3T_1/2$ nombre de spires par phase.

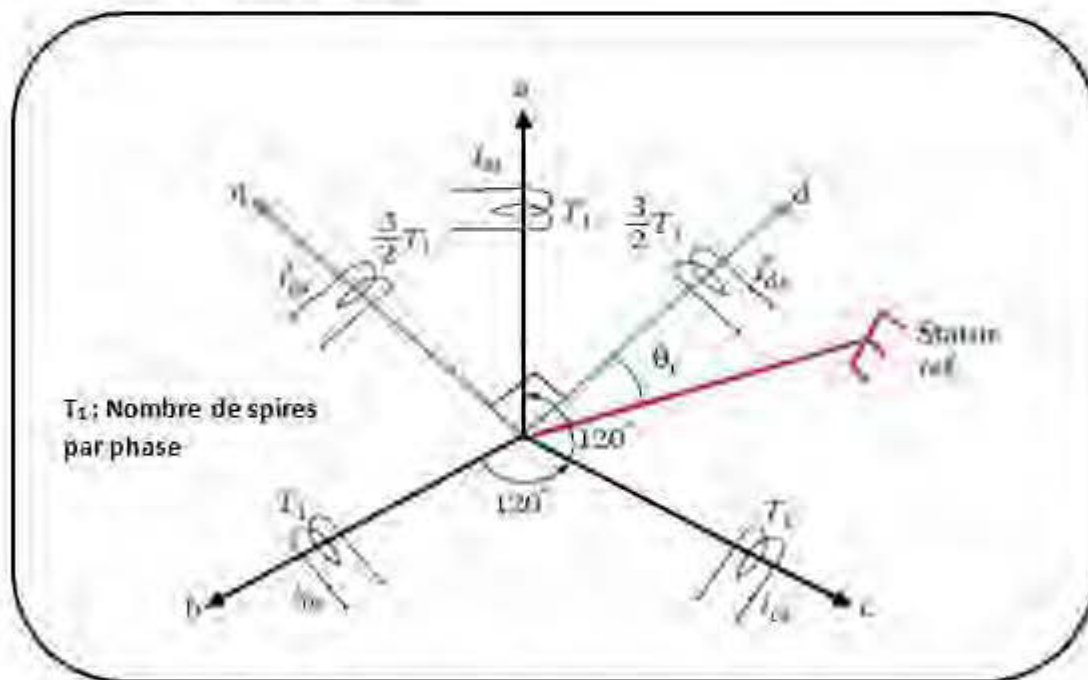


Figure 3.2 : Représentation des enroulements d'une machine synchrone à aimants permanents [25]

3.3.3 Équations de fonctionnement de la MSAP

Nous allons dans ce paragraphe écrire toutes les équations magnétiques, électriques et mécaniques de la machine. Les deux modes de fonctionnement de l'actionneur seront examinés dans nos relations mathématiques. Les équations sont quasi-identiques pour passer d'un mode de fonctionnement à l'autre. Ce n'est que le courant qui change de direction dans les deux cas

de configurations. Dans ces conditions, nous introduisons le paramètre $\ll \varepsilon \gg$ dans nos équations et prendra la valeur 1 en mode moteur et -1 en mode générateur [18].

3.3.3.1 Equations magnétiques

Par hypothèse, le circuit magnétique de la machine est non saturé. Ce postulat entraîne l'additivité des flux et donc, les flux totalisés sont fonction des courants qui circulent dans les enroulements statoriques. Les équations de flux pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents sont les suivantes :

$$\psi_{as} = \varepsilon (L_{aa} \cdot i_a + L_{ab} \cdot i_b + L_{ac} \cdot i_c) \quad (3.1)$$

$$\psi_{bs} = \varepsilon (L_{ba} \cdot i_a + L_{bb} \cdot i_b + L_{bc} \cdot i_c) \quad (3.2)$$

$$\psi_{cs} = \varepsilon (L_{ca} \cdot i_a + L_{cb} \cdot i_b + L_{cc} \cdot i_c) \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Où :

$\begin{bmatrix} \psi_{ss} \end{bmatrix}$ est le vecteur flux propre produit dans les enroulements statoriques.

L_{aa}, L_{bb} et L_{cc} : Inductances propres des enroulements statoriques.

$L_{ab}, L_{ac}, L_{ba}, L_{bc}, L_{ca}$ et L_{cb} : Inductances mutuelles des enroulements statoriques.

Le flux total produit est la somme du flux propre créé au stator par les courants traversant les enroulements, et du flux produit par les aimants permanents au rotor. Nous considérons une variation sinusoïdale du vecteur flux de l'aimant permanent en fonction de la position angulaire électrique (θ_r) sur les trois phases au stator.

$$\begin{bmatrix} \psi_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{ss} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{sf} \end{bmatrix} = \varepsilon \begin{bmatrix} L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{sf} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$[\psi_{sf}] = \psi_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Où :

$[\psi_s]$: Vecteur flux total des enroulements statoriques.

$[\psi_{sf}] = [\psi_{asf} \ \psi_{bsf} \ \psi_{csf}]^T$: Vecteur flux de l'aimant permanent projeté sur les trois enroulements statoriques.

ψ_m : Amplitude du vecteur flux de l'aimant permanent.

$[L_s]$: Matrice des inductances statoriques

$[i_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$: Vecteur courant des enroulements statoriques

θ_r : Position angulaire électrique du rotor.

Avec l'hypothèse de la répartition sinusoïdale de la force magnétomotrice dans les enroulements statoriques, la matrice des inductances statoriques se réduit à deux termes dont l'un est constant et l'autre qui varie en fonction de la position angulaire électrique du rotor.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta_r)] \quad (3.8)$$

Avec :

$$[L_{S0}] = \begin{bmatrix} L_{aa0} + L_a & -\frac{1}{2}L_{aa0} & -\frac{1}{2}L_{aa0} \\ -\frac{1}{2}L_{aa0} & L_{aa0} + L_a & -\frac{1}{2}L_{aa0} \\ -\frac{1}{2}L_{aa0} & -\frac{1}{2}L_{aa0} & L_{aa0} + L_a \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$[L_{S2}(\theta_r)] = L_{aa2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta_r) & \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta_r) \\ \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos(2\theta_r) & \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Où :

L_a : Inductance de fuite ;

L_{aa0} : Inductance de magnétisation.

L_{aa2} : Amplitude de première harmonique de l'inductance propre d'une phase

3.3.3.2 Equations électriques

Les équations électriques générales de la machine synchrone à aimants permanents dans un référentiel fixe (**as**, **bs**, **cs**) lié au stator s'expriment de la façon suivante :

$$[v_s] = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}]^T = \varepsilon [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\psi_s] \quad (3.11)$$

Avec :

$[v_s] = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}]^T$: Vecteur des tensions statoriques

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_y & 0 & 0 \\ 0 & R_y & 0 \\ 0 & 0 & R_y \end{bmatrix} : \text{Matrice des résistances statoriques}$$

En remplaçant (3.5) dans (3.11), on obtient finalement l'équation des tensions (3.12) :

$$[v_s] = \varepsilon [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} \left(\varepsilon [L_s][i_s] + [\psi_{sf}] \right) \quad (3.12)$$

$$[v_s] = \varepsilon [R_s][i_s] + \varepsilon \left([L_{s0}] \frac{d}{dt} [i_s] + \omega_r \frac{d(L_{s2}(\theta_r))}{d\theta_r} [i_s] \right) + \omega_r \frac{d[\psi_{sf}]}{d\theta_r} \quad (3.13)$$

Avec :

$$\frac{d[\psi_{sf}]}{d\theta_r} = \begin{bmatrix} \dot{\psi}_{asf} \\ \dot{\psi}_{bsf} \\ \dot{\psi}_{csf} \end{bmatrix} = -\psi_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (3.15)$$

3.3.3.3 Equations mécaniques

Selon la deuxième loi de Newton appliquée à un corps en mouvement, l'équation fondamentale de la mécanique peut s'écrire :

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_m - B\omega_m \quad (3.16)$$

Où :

$$\omega_r = P\omega_m \quad (3.17)$$

Avec :

T_e : Couple électromagnétique de la machine ;

T_m : Couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine ;

B : Coefficient de frottement visqueux ;

J : Moment d'inertie total ramené sur l'arbre du rotor.

P : Nombre de pôles.

ω_m : Vitesse mécanique du rotor.

Le couple électromagnétique produit pour un actionneur électrique en rotation, est due par l'interaction des flux statoriques et rotoriques. Il est obtenu à partir de la dérivée de la co-énergie magnétique par rapport à la position électrique du rotor.

$$T_e = \frac{\partial W_m}{\partial \theta_r} \quad (3.18)$$

Où :

W_m est la co-énergie magnétique.

En régime non saturé, cette co-énergie magnétique est exprimée par la relation (3.19) :

$$W_m = \frac{1}{2} [i_s]^T [L_s] [i_s] + [i_s]^T [\psi_{sf}] + W_{ma} \quad (3.19)$$

Avec W_{ma} , la co-énergie constante des aimants.

En substituant (3.19) dans (3.18), on aboutit à l'équation (3.20).

$$T_e = P \left(\frac{1}{2} [i_s]^T \frac{\partial [L_s]}{\partial \theta_r} [i_s] + [i_s]^T \frac{\partial [\psi_{sf}]}{\partial \theta_r} \right) \quad (3.20)$$

Nous venons d'établir des équations électromécaniques en grandeurs de phase qui déterminent le fonctionnement de la MSAP dans le référentiel fixe lié au stator. On observe que les équations établies ne sont pas linéaires, puisque les inductances statoriques dépendent de la position relative du rotor par rapport au stator. Vu cette difficulté qui se présente pour la résolution analytique de ces équations, nous faisons recours aux formalismes mathématiques qui viendront faciliter leurs déterminations.

Pour rechercher les modèles adaptés à l'identification des paramètres de la MSAP, on utilise souvent le modèle de l'actionneur dans un repère lié au rotor, à l'aide de la transformation de Park [25] [31-32].

3.4 Modèles de Park de la machine synchrone à aimants permanents

Pour simplifier les équations différentielles définies au paragraphe 3.3, on va opérer à un changement de repère des différentes grandeurs (courants, tensions et flux) triphasées de la MSAP.

Ce changement de référentiel va consister à quitter le système triphasé abc , vers le système diphasé et réciproquement (voir figure 3.3). Dans ce contexte, on va exploiter la transformation de Park en choisissant comme référentiel le rotor.

3.4.1 Transformation de Park

La transformation de Park est nécessaire pour la résolution numérique des équations, surtout le calcul de la matrice des inductances statoriques pour la détermination des flux. Elle permet d'obtenir un système équivalent forme de trois enroulements orthogonaux (du point de vue électrique et magnétique), situés dans le même plan que les enroulements statoriques triphasés. Les enroulements orthogonaux issus de la transformation sont présentés à la figure 3.3.

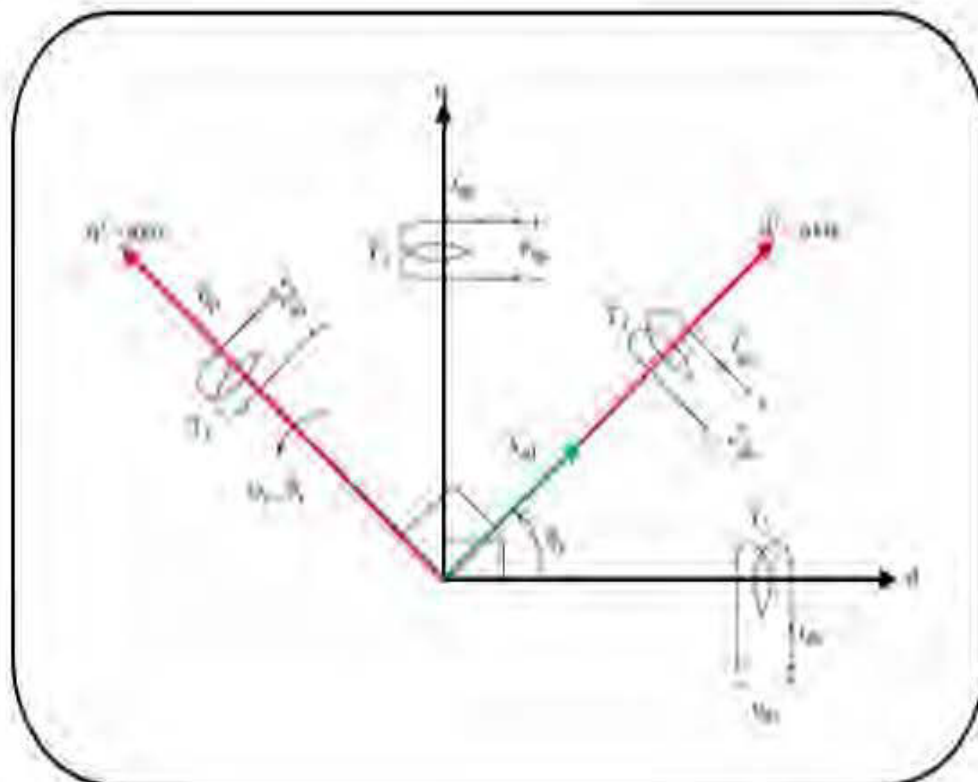


Figure 3.3: Représentation de la MSAP dans le référentiel de Park

Le passage du repère fixe abc vers un repère (d^r - q^r) lié au rotor s'opère à l'aide de la matrice de transition directe équation (3.24) [25] [31-32].

$$f_{dq0}^r = [K_s] f_{abc} \quad (3.21)$$

Où :

$$\left(f_{dq0}^r\right)^T = \begin{bmatrix} f_d^r & f_q^r & f_0^r \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$\left(f_{abc}\right)^T = \begin{bmatrix} f_a & f_b & f_c \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$[K_s] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Dans les équations ci-dessus, f peut représenter une tension, un courant ou un flux magnétique. K_s est la matrice de Park qui permet la conversion des grandeurs triphasées vers le référentiel (d^r - q^r). Dans l'équation (3.21), les indices d^r , q^r et 0 représentent respectivement l'axe direct (d^r), l'axe de quadrature (q^r) et l'axe homopolaire (0). Le facteur $2/3$ est préféré dans la relation (3.24) pour des raisons de simplification de calcul, quand on veut exprimer toutes les différentes grandeurs en valeur réduite.

La matrice inverse de Park habituellement utilisée pour revenir dans le référentiel conventionnel (abc) est la suivante :

$$f_{abc} = [K_s]^{-1} f_{dq0}^r \quad (3.25)$$

Où :

$$[K_S]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

3.4.2 Equations électriques dans les axes d^r et q^r

Pour déterminer les équations de tension dans le repère (d^r-q^r) , nous appliquons la transformation linéaire $[K_S]$ à (3.11) :

$$v_{abc} = [K_S]^{-1} [v_{dqo}^r] = \varepsilon [R_s] [K_S]^{-1} [i_{dqo}^r] + \frac{d}{dt} \left[[K_S]^{-1} [\psi_{dqo}^r] \right] \quad (3.27)$$

On a alors:

$$[v_{dqo}^r] = \varepsilon [K_S] [R_s] [K_S]^{-1} [i_{dqo}^r] + [K_S] \frac{d}{dt} \left[[K_S]^{-1} [\psi_{dqo}^r] \right] \quad (3.28)$$

Le terme de la dérivée du flux se subdivise en deux dérivées partielles comme le montre l'équation (3.29). Ceci provient du fait que les flux et la matrice inverse de Park dépendent de la position du rotor (θ_r) et donc du temps.

$$\frac{d}{dt} \left([K_S]^{-1} [\psi_{dqo}^r] \right) = \frac{d([K_S]^{-1})}{dt} [\psi_{dqo}^r] + [K_S]^{-1} \frac{d([\psi_{dqo}^r])}{dt} \quad (3.29)$$

Il est facile de montrer que :

$$\frac{d([K_S]^{-1})}{dt} = \omega_r \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) & -\cos(\theta_r) & 0 \\ -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Donc,

$$[K_s] \frac{d([K_s]^{-1})}{dt} = \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \omega_r \Xi \quad (3.31)$$

La matrice des résistances statoriques (R_s) étant symétrique,

$$[K_s][R_s][K_s]^{-1} = [R_s] \quad (3.32)$$

Si on opère une substitution des équations (3.29) à (3.32) dans (3.28), on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{dq0}^r \end{bmatrix} = \varepsilon [R_s] \begin{bmatrix} i_{dq0}^r \end{bmatrix} + \omega_r \Xi \begin{bmatrix} \psi_{dq0}^r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{dq0}^r \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Où $\Xi = \Xi_3$ est la matrice de couplage des axes.

On obtient finalement le système d'équation électrique en tension dans le repère de Park. Ces équations constituent le modèle dynamique de la MSAP. L'influence de l'angle θ_r a disparu.

Les équations électriques des tensions se résument :

$$\begin{cases} v_d^r = \varepsilon R_s i_d^r + \frac{d}{dt} \psi_d^r - \omega_r \psi_q^r \\ v_q^r = \varepsilon R_s i_q^r + \frac{d}{dt} \psi_q^r + \omega_r \psi_d^r \\ v_0 = \varepsilon R_s i_0 + \frac{d}{dt} \psi_0 \end{cases} \quad (3.34)$$

Le paramètre ε prend en considération le mode de fonctionnement moteur et générateur.

3.4.3 Équations magnétiques dans les axes d^r et q^r

De même, nous appliquons la transformée de Park aux équations de flux définies en (3.5).

$$\begin{bmatrix} \psi_{dq0}^r \end{bmatrix} = [K_s] \begin{bmatrix} \psi_{abc} \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

En développant l'expression (3.35), elle devient en définitive :

$$\begin{bmatrix} \psi_d^r \\ \psi_q^r \\ \psi_0 \end{bmatrix} = \varepsilon [K_s] [L_s] [K_s]^{-1} \begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \\ i_0 \end{bmatrix} + [K_s] \begin{bmatrix} \psi_{af} \\ \psi_{bf} \\ \psi_{cf} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Les équations de flux s'écrivent suivant les axes d^r-q^r.

$$\psi_d^r = \varepsilon L_d i_d^r + \psi_f \quad (3.37)$$

$$\psi_q^r = \varepsilon L_q i_q^r \quad (3.38)$$

$$\psi_o = \varepsilon L_o i_o \quad (3.39)$$

Avec :

$$\psi_f = \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_m \quad (3.40)$$

Où :

L_d , L_q et L_o sont respectivement les inductances d'axes directe, quadrature et homopolaire.

ψ_m est la valeur crête du flux généré par les aimants.

En joignant les équations (3.37), (3.38) et (3.39) dans (3.34), on obtient le système d'équations (3.41) basé sur l'approche du premier harmonique.

$$\begin{cases} v_d^r = \varepsilon \left(R_s i_d^r + L_d \frac{d}{dt} i_d^r - \omega_r L_q i_q^r \right) \\ v_q^r = \varepsilon \left(R_s i_q^r + L_q \frac{d}{dt} i_q^r + \omega_r L_d i_d^r \right) + \psi_f \omega_r \\ v_o = \varepsilon \left(R_o i_o + L_o \frac{d}{dt} i_o \right) \end{cases} \quad (3.41)$$

3.4.4 Équation de couple dans le référentiel de Park

Avant d'exprimer le couple de la machine dans le référentiel de Park, nous allons au préalable déterminer la puissance instantanée fournie à la machine.

$$P_i = (v_{abcs})^T i_{abcs} = v_{as} i_{as} + v_{bs} i_{bs} + v_{cs} i_{cs} \quad (3.42)$$

Avec :

$$v_{abcs} = [K_S]^{-1} v_{dgo}^r \quad (3.43)$$

$$i_{abcS} = [K_S]^{-1} i_{dq0}^r \quad (3.44)$$

Les équations (3.43) et (3.44) en les substituant dans (3.42), on a :

$$P_i = \left(v_{dq0}^r \right)^T \left([K_S]^{-1} \right)^T [K_S]^{-1} i_{dq0}^r \quad (3.45)$$

Le développement de l'expression (3.45) aboutit à (3.46) :

$$P_i = \frac{3}{2} \left[\left(v_d^r i_q^r - v_q^r i_d^r \right) + 2v_o i_o \right] \quad (3.46)$$

Pour une machine triphasée équilibrée, il n'existe pas de composante homopolaire et par conséquent, la puissance instantanée est représentée par (3.47).

$$\begin{aligned} P_i &= \frac{3}{2} \left[\left(v_d^r i_q^r - v_q^r i_d^r \right) \right] \\ &= \frac{3}{2} \left[R_s \left(\left(i_q^r \right)^2 + \left(i_d^r \right)^2 \right) + \left\{ L_q i_q^r \frac{d}{dt} i_q^r + L_d i_d^r \frac{d}{dt} i_d^r \right\} + \omega_r \left\{ \psi_f + (L_d - L_q) i_d^r \right\} i_q^r \right] \end{aligned} \quad (3.47)$$

L'équation (3.47) exprime la puissance instantanée consommée par la machine. Cette puissance est constituée de trois termes :

- Le premier représente la puissance perdue dans les enroulements statoriques ;

$$P_j = \frac{3}{2} R_s \left(\left(i_q^r \right)^2 + \left(i_d^r \right)^2 \right) \quad (3.48)$$

- Le deuxième, la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements statoriques ;

$$P_{magnétique} = \frac{3}{2} \left\{ L_q i_q^r \frac{d}{dt} i_q^r + L_d i_d^r \frac{d}{dt} i_d^r \right\} \quad (3.49)$$

- Le troisième terme, la puissance électromagnétique transmise dans l'entrefer de la machine.

$$P_{transmise} = \frac{3}{2} \omega_r \left\{ \psi_f + (L_d - L_q) i_d^r \right\} i_q^r \quad (3.50)$$

Pour exprimer le couple électromagnétique dans le repère de Park, nous exploitons la relation (3.50).

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\psi_f + (L_d - L_q) i_d^r) i_q^r \quad (3.51)$$

D'après l'équation (3.51), le couple électromagnétique est composé de deux termes :

$$T_{es} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \psi_f i_q^r \quad (3.52)$$

$$T_{er} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (L_d - L_q) i_d^r i_q^r \quad (3.53)$$

Avec :

T_{es} : Couple synchrone dû à l'interaction entre l'aimant du rotor et le courant statorique d'axe q^r du référentiel de Park.

T_{er} : Couple reluctant dû à la saillance des pôles de la machine.

P : Nombre de pôles.

Si le rotor est à pôles lisses ($L_d = L_q$), la relation (3.53) devient nulle, et on reste uniquement avec le couple synchrone.

3.5 Circuit équivalent de la MSAP en régime transitoire

La figure 3.4 présente le schéma électrique équivalent de de la MSAP dans le référentiel de Park. Ce schéma consiste à analyser le comportement de la machine en régime transitoire. La représentation est issue du système d'équation (3.41), et nous choisissons la convention moteur ($\varepsilon = 1$).

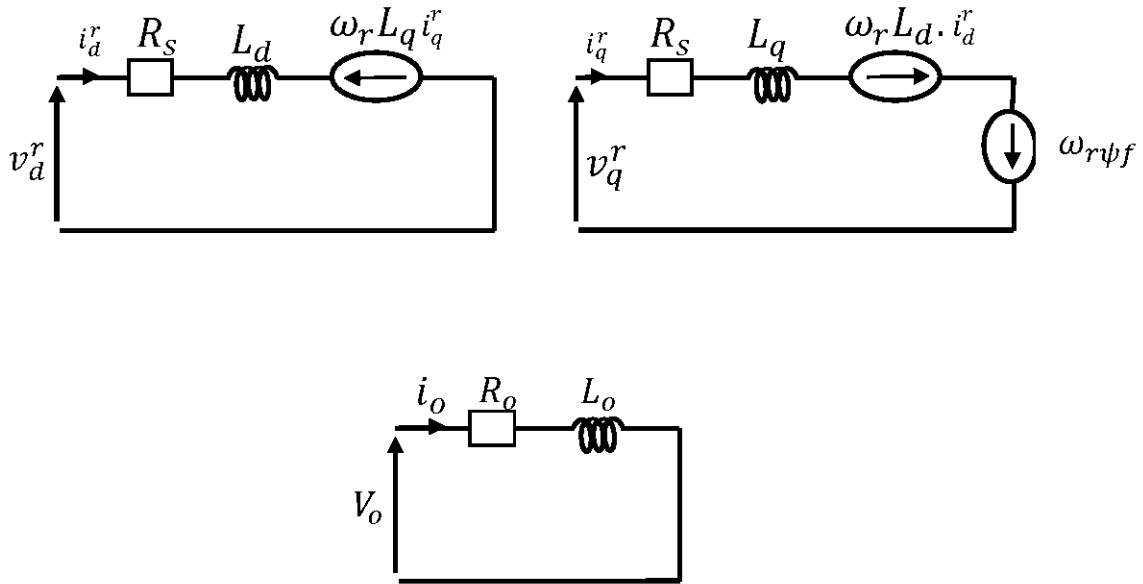


Figure 3.4 : Modèle électrique dynamique de la MSAP dans les axes de Park en mode moteur

3.6 Conversion des équations électromécaniques en grandeurs réduites

La comparaison des performances des MSAP ayant des caractéristiques différentes est faite par normalisation des grandeurs physiques réelles, en utilisant les grandeurs relatives adimensionnelles obtenues par le rapport de la valeur réelle de cette grandeur sur sa valeur de base. Ces grandeurs réduites facilitent le calcul, l'interprétation de mesure et la simulation numérique. Elles permettent aussi la compréhension et l'élaboration des schémas équivalents. Le tableau 3.1 récapitule quelques grandeurs de référence (ou de base) des machines tournantes [7] [18, 19].

Tableau 3.1 : Grandeurs de référence pour la conversion en pu

Grandeurs	Calcul de la grandeur de référence ou base	Unité
Tension	$U_{sréf} = \sqrt{2}V_N$	[V]
Courant	$I_{sréf} = \sqrt{2}I_N$	[A]
Puissance	$S_{sréf} = \frac{3}{2}U_{réf}I_{réf} = 3V_NI_N$	[VA]
Impédance	$Z_{sréf} = \frac{U_{sréf}}{I_{sréf}}$	[Ω]
Inductance	$L_{sréf} = \frac{Z_{sréf}}{\omega_{réf}}$	[H]
Flux	$\psi_{sréf} = L_{sréf}I_{sréf} = \frac{U_{sréf}}{\omega_{réf}}$	[Wb]
Pulsation	$\omega_{réf} = 2\pi f_{réf} = \omega_n$	[rad/s]
Vitesse angulaire	$\omega_{mréf} = \frac{\omega_{réf}}{p_p}$	[rad/s]
Couple	$T_{réf} = \frac{S_{sréf}}{\omega_{mréf}} = \frac{3}{2}P\psi_{sréf}I_{sréf}$	[Nm]
Temps	$t_{réf} = \frac{1}{\omega_{réf}}$	[s]

3.6.1 Équations électriques et magnétiques en valeur réduite

On choisit généralement les grandeurs de crête comme tensions et courants statoriques de base [32] :

$$V_b = \sqrt{2} V_N \quad (3.54)$$

$$I_b = \sqrt{2} I_N \quad (3.55)$$

La puissance de base pour tous les enroulements, est égale à la puissance nominale de la machine.

$$P_b = 3V_NI_N = 3\left(\frac{V_b}{\sqrt{2}}\right)\left(\frac{I_b}{\sqrt{2}}\right) = \frac{3}{2} V_b I_b \quad (3.56)$$

Où :

V_N et I_N désignent respectivement les valeurs efficaces de la tension et du courant nominal de phases statoriques.

Le référentiel de Park lié au rotor est préféré pour le processus de normalisation des équations de grandeurs de phase. Nous commençons à examiner les tensions dans les axes d^r-q^r comme suit :

$$\begin{cases} \mathbf{v}_{dn}^r = \frac{\mathbf{v}_d^r}{V_b} = \varepsilon \left(\frac{R_s}{V_b} i_d^r + \frac{L_d}{V_b} \frac{d}{dt} i_d^r - \frac{\omega_r L_q i_q^r}{V_b} \right) \\ \mathbf{v}_{qn}^r = \frac{\mathbf{v}_q^r}{V_b} = \varepsilon \left(\frac{R_s}{V_b} i_q^r + \frac{L_q}{V_b} \frac{d}{dt} i_q^r + \frac{\omega_r L_d i_d^r}{V_b} \right) + \frac{\omega_r \psi_f}{V_b} \end{cases} \quad (pu) \quad (3.57)$$

Or,

$$V_b = Z_b I_b = \omega_b \psi_b = \omega_b L_b I_b \quad (V) \quad (3.58)$$

Le système d'équation (3.57) devient :

$$\begin{cases} \mathbf{v}_{dn}^r = \varepsilon \left(\frac{R_s}{Z_b} \right) \left(\frac{i_d^r}{I_b} \right) + \varepsilon \frac{1}{\omega_b} \left(\frac{L_d}{L_b} \right) \frac{d}{dt} \left(\frac{i_d^r}{I_b} \right) - \varepsilon \left(\frac{\omega_r}{\omega_b} \right) \left[\frac{L_q}{L_b} \left(\frac{i_q^r}{I_b} \right) \right] \\ \mathbf{v}_{qn}^r = \varepsilon \left(\frac{R_s}{Z_b} \right) \left(\frac{i_q^r}{I_b} \right) + \varepsilon \frac{1}{\omega_b} \left(\frac{L_q}{L_b} \right) \frac{d}{dt} \left(\frac{i_q^r}{I_b} \right) + \left(\frac{\omega_r}{\omega_b} \right) \left[\varepsilon \frac{L_d}{L_b} \left(\frac{i_d^r}{I_b} \right) + \frac{\psi_f}{\psi_b} \right] \end{cases} \quad (pu) \quad (3.59)$$

Avec :

V_b : Tension de base

Z_b : Impédance de base

I_b : Courant de base

ω_b : Vitesse de base

L_b : Inductance de base

La relation (3.59) permet de définir les paramètres et les variables normalisées de la MSAP.

$$R_{sn} = \frac{R_s}{Z_b} \quad (pu) \quad (3.60)$$

$$\begin{cases} L_{dn} = \frac{L_d}{L_b} \\ L_{qn} = \frac{L_q}{L_b} \end{cases} \quad (pu) \quad (3.61)$$

$$\omega_m = \frac{\omega_r}{\omega_b} \quad (pu) \quad (3.62)$$

$$\begin{cases} i_{dn}^r = \frac{i_d^r}{I_b} \\ i_{qn}^r = \frac{i_q^r}{I_b} \end{cases} \quad (pu) \quad (3.63)$$

$$\begin{cases} v_{dn}^r = \frac{v_d^r}{V_b} \\ v_{qn}^r = \frac{v_q^r}{V_b} \end{cases} \quad (pu) \quad (3.64)$$

$$\psi_{fn} = \frac{\psi_f}{\psi_b} \quad (pu) \quad (3.65)$$

Lorsqu'on remplace les relations (3.60) à (3.65) dans (3.59), on obtient le système d'équations de tension normalisée dans les axes d^r-q^r du référentiel de Park.

$$\begin{cases} v_{dn}^r = \varepsilon \left(R_{sn} i_{dn}^r + \frac{L_{dn}}{\omega_b} \frac{d}{dt} i_{dn}^r - \omega_m L_{qn} i_{qn}^r \right) \\ v_{qn}^r = \varepsilon \left(R_{sn} i_{qn}^r + \frac{L_{qn}}{\omega_b} \frac{d}{dt} i_{qn}^r + \omega_m L_{dn} i_{dn}^r \right) + \omega_m \psi_{fn} \end{cases} \quad (pu) \quad (3.66)$$

3.6.2 Équations mécaniques en valeur réduite

Le couple électromagnétique de base se calcule comme suit [25]:

$$T_b = \frac{P_b}{\frac{\omega_b}{P/2}} = \frac{P P_b}{2 \omega_b} = \frac{P 3 V_b I_b}{2 2 \omega_b} = \frac{P 3 \omega_b \psi_b I_b}{2 2 \omega_b} = \frac{P 3}{2 2} \psi_b I_b \quad (3.67)$$

Si on effectue le rapport couple électromagnétique (3.51) par sa valeur de base (3.67), on trouve la formulation du couple en valeur par unité :

$$T_{en} = \frac{T_e}{T_b} = \left(\frac{i_a^r}{I_b} \right) \left[\left(\frac{\psi_f}{\psi_b} \right) + \left(\frac{i_d^r}{I_b} \right) \left(\frac{L_d - L_q}{L_b} \right) \right] = i_{qn}^r \left[\psi_{fn} + (L_{dn} - L_{qn}) i_{dn}^r \right] \quad (pu) \quad (3.68)$$

Dès lors, nous pouvons chercher à exprimer les paramètres mécaniques de la machine en valeur réduite.

$$\left\{ \begin{aligned} T_{en} = \frac{T_e}{T_b} &= \frac{J \frac{d\omega_m}{dt}}{\frac{P_b (P/2)}{\omega_b}} + \frac{T_m}{T_b} + \frac{B\omega_m}{\frac{P_b (P/2)}{\omega_b}} = \frac{J \omega_b \omega_b}{(P/2)^2 P_b} \frac{d(\omega_r)}{dt} + T_{mn} + \frac{B\omega_b \omega_b \omega_r}{(P/2)^2 P_b \omega_b} \\ &= \frac{J \omega_b^2}{(P/2)^2 P_b} \frac{d\omega_{rn}}{dt} + T_{mn} + \frac{B\omega_b^2}{(P/2)^2 P_b} \omega_{rn} \\ &= 2Hp(\omega_{rn}) + T_{mn} + B_n \omega_{rn} \end{aligned} \right. \quad (3.69)$$

Où :

$$H = \frac{1}{2} \frac{J \omega_b^2}{P_b (P/2)^2} \quad (s) \quad (3.70)$$

$$B_n = \frac{B \omega_b^2}{P_b (P/2)^2} \quad (3.71)$$

Avec :

H : La constante d'inertie ;

B_n : Le coefficient de friction (frottement visqueux) ;

p : Opérateur dérivé ;

T_{mn} : Couple de charge normalisé.

Soit en pu l'équation dynamique de mouvement :

$$\frac{d}{dt}(\omega_{rn}) = \frac{1}{2H} (\varepsilon(T_{en} - T_{mn}) - B_n \omega_{rn}) \quad (3.72)$$

3.7 Machine synchrone à aimants permanents triphasée en régime permanent

3.7.1 Équations du régime permanent à partir du régime dynamique

L'analyse du régime permanent de la machine est nécessaire dans l'étude des performances dynamiques. Elle a pour objectif la détermination des conditions initiales, et la prédiction des performances transitoires. Nous considérons le fonctionnement en générateur pour l'étude qui sera faite dans ce paragraphe. En régime permanent, les enroulements du stator sont parcourus par un système de courants triphasés symétriques directs :

$$\begin{cases} i_{as}(t) = \sqrt{2}I \cos(\omega_r t + \alpha) \\ i_{bs}(t) = \sqrt{2}I \cos\left(\omega_r t + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{cs}(t) = \sqrt{2}I \cos\left(\omega_r t + \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.73)$$

Si nous appliquons la transformation de Park à ce système de courants triphasés symétriques, tels que :

$$I_{dq0}^r = [K_S] I_{abcs} \quad (3.74)$$

On déduit finalement,

$$\begin{cases} I_d^r = \sqrt{2}I \cos(\alpha) = cte \\ I_q^r = \sqrt{2}I \sin(\alpha) = cte \\ I_0 = 0 \end{cases} \quad (3.75)$$

En régime établi, les dérivées des courants sont nulles. Le système d'équation (3.66) devient :

$$\begin{cases} V_{dr}^r = \varepsilon R_m I_{dr}^r - \varepsilon \omega_m L_{qm} I_{qr}^r \\ V_{qr}^r = \varepsilon R_m I_{qr}^r + \varepsilon \omega_m L_{dm} I_{dr}^r + \omega_m \psi_{fn} \end{cases} \quad (3.76)$$

3.7.2 Analyse du régime permanent à l'aide des phaseurs

Pour l'analyse du régime permanent à l'aide des phaseurs, on va écrire les expressions de tension et de courant comme le montre l'équation (3.77).

$$\begin{cases} \bar{V}_t = V_{dr}^r + j V_{qr}^r \\ \bar{I}_t = I_{dr}^r + j I_{qr}^r \end{cases} \quad (3.77)$$

On peut représenter le phaseur de tension terminale (\bar{V}_t) et celui du courant (\bar{I}_t) dans le plan complexe de la figure 3.5.

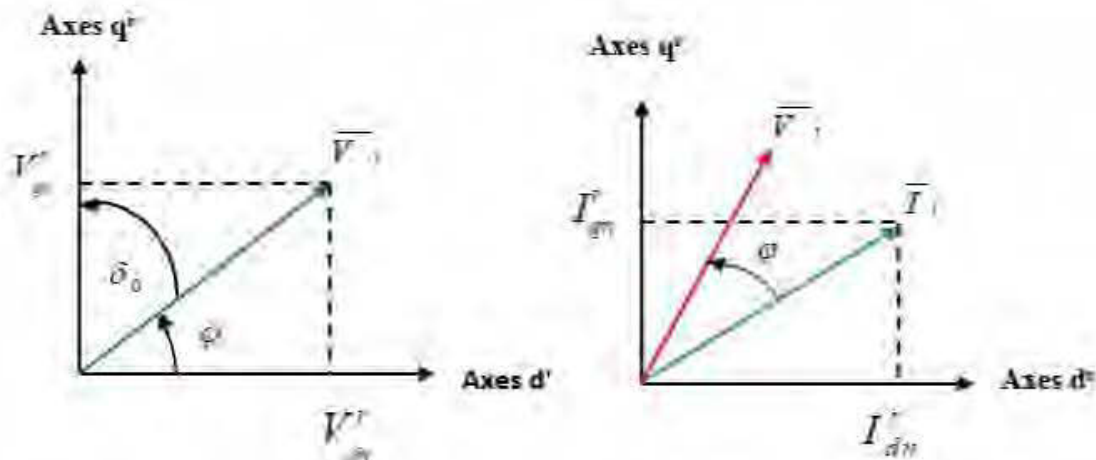


Figure 3.5 : Représentation des phaseurs de courants et de tension

Nous exprimons les tensions et les courants dans les axes d'-q' à partir de la figure 3.5

$$\begin{cases} I_{dr}^r = I_t \cos\left(\frac{\pi}{2} - (\delta_0 + \varphi)\right) = I_t \sin(\delta_0 + \varphi) \\ I_{qr}^r = I_t \sin\left(\frac{\pi}{2} - (\delta_0 + \varphi)\right) = I_t \cos(\delta_0 + \varphi) \end{cases} \quad (3.78)$$

$$\begin{cases} V_{dn}^r = V_t \sin(\delta_0) \\ V_{qn}^r = V_t \cos(\delta_0) \end{cases} \quad (3.79)$$

Où :

δ_0 : est l'angle entre la tension terminale et la tension interne à vide de la machine.

φ : est l'angle entre le courant terminal et la tension terminale.

On peut donc réécrire les équations de tensions précédentes en y intégrant les notations de phaseurs.

$$\begin{aligned} \bar{V}_t &= V_{dn}^r + jV_{qn}^r \\ &= \left(\varepsilon R_{sn} I_{dn}^r - \varepsilon \omega_m L_{qn} I_{qn}^r \right) + j \left(\varepsilon R_{sn} I_{qn}^r + \varepsilon \omega_m L_{dn} I_{dn}^r + \omega_m \psi_{fn} \right) \\ &= \varepsilon \left(R_{sn} + j \omega_m L_{qn} \right) \left(I_{dn}^r + j I_{qn}^r \right) + \varepsilon j I_{dn}^r \omega_m \left(L_{dn} - L_{qn} \right) + j \omega_m \psi_{fn} \\ &= \varepsilon \left(R_{sn} + j \omega_m L_{qn} \right) \bar{I}_t + \varepsilon j I_{dn}^r \omega_m \left(L_{dn} - L_{qn} \right) + \bar{E}_{q0} \\ &= \varepsilon \left(R_{sn} + j \omega_m L_{qn} \right) \bar{I}_t + \bar{E}_t \end{aligned} \quad (3.80)$$

Avec :

$$\begin{cases} \bar{E}_t = \varepsilon j I_{dn}^r \omega_m \left(L_{dn} - L_{qn} \right) + \bar{E}_{q0} \\ \bar{E}_{q0} = j \omega_m \psi_{fn} \end{cases} \quad (3.81)$$

Où :

\bar{E}_t est la tension interne de la machine.

\bar{E}_{q0} : Force électromotrice due aux aimants permanents.

3.7.3 Circuit équivalent en régime permanent

On déduit des équations précédentes, le circuit équivalent de la machine en régime permanent. Nous représentons ici le schéma équivalent en fonctionnement générateur ($\varepsilon = -1$). En fonctionnement moteur, le courant prendra le sens opposé dans le circuit équivalent (figures 3.6 et 3.7).

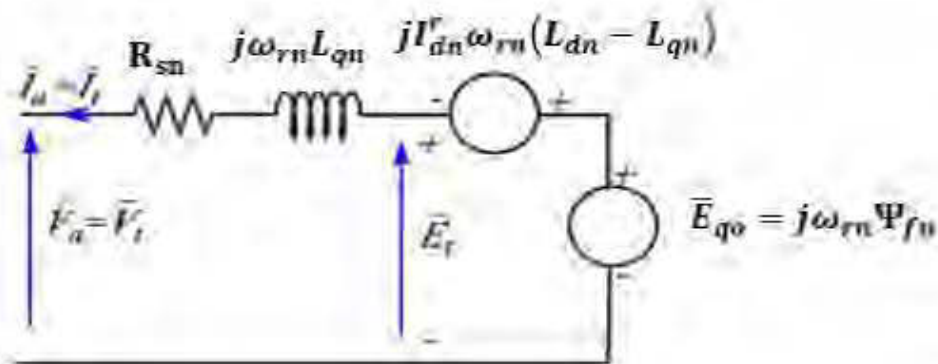


Figure 3.6 : Circuit équivalent de la machine en régime permanent

Pour une machine synchrone à pôles lisses ($L_{dn} = L_{qn}$), le circuit équivalent devient :

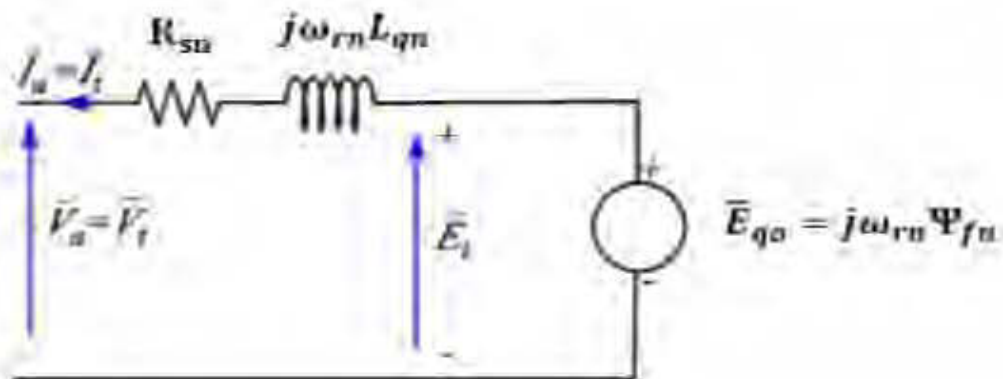


Figure 3.7 : Circuit équivalent de la machine à pôles lisses

3.7.4 Détermination de l'angle interne de MSAP

Nous allons se servir de la figure 3.8 pour calculer l'angle interne de la machine (δ_0). Cet angle est reperé entre la tension \bar{V}_t et la tension interne \bar{E}_t . On considère toujours le fonctionnement générateur ($\varepsilon = -1$) en régime permanent.

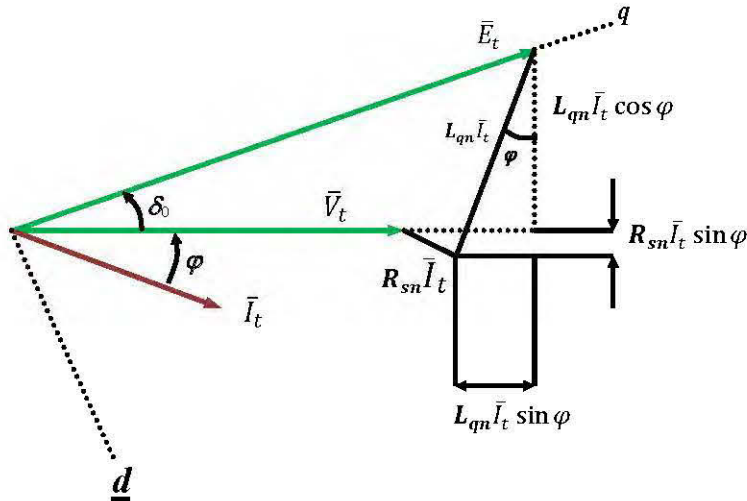


Figure 3.8 : Phaseurs en fonctionnement générateur de la machine

$$\delta_0 = \tan^{-1} \left(\frac{L_{qn} I_t \cos(\varphi) - R_{sn} I_t \sin(\varphi)}{V_t + R_{sn} I_t \cos(\varphi) + L_{qn} I_t \sin(\varphi)} \right) \quad (3.82)$$

Si on néglige la résistance R_{sn} , l'expression (3.82) se voit simplifiée.

$$\delta_0 \approx \tan^{-1} \left(\frac{L_{qn} I_t \cos(\varphi)}{V_t + L_{qn} I_t \sin(\varphi)} \right) \quad (3.83)$$

3.8 Puissances actives et réactives développées

La puissance apparente complexe s'écrit:

$$\bar{S} = \bar{V}_t \bar{I}_t^* = (V_{dn}^r + jV_{qn}^r)(I_{dn}^r - jI_{qn}^r) = (V_{dn}^r I_{dn}^r + V_{qn}^r I_{qn}^r) + j(V_{qn}^r I_{dn}^r - V_{dn}^r I_{qn}^r) = P + jQ \quad (3.84)$$

Les parties réelle et imaginaire représentent respectivement la puissance active et réactive :

$$\begin{cases} P = (V_{dn}^r I_{dn}^r + V_{qn}^r I_{qn}^r) \\ Q = (V_{qn}^r I_{dn}^r - V_{dn}^r I_{qn}^r) \end{cases} \quad (3.85)$$

3.9 Modèles de la MSAP dans l'espace d'état

En général, pour représenter le modèle de la machine dans l'espace d'état, il faut définir au préalable le vecteur d'état, le vecteur de commande et le vecteur de mesure. Le vecteur d'état est habituellement constitué des grandeurs électriques (courants ou flux) et des grandeurs mécaniques (vitesse et position). Le vecteur de commande ordinairement composé des tensions statoriques, le couple de charge, et le flux d'excitation. Le modèle d'état de la MSAP peut être représenté suivant l'équation (3.86).

$$\begin{cases} \dot{x} = [A]x + [B]u \\ y = [C]x + [D]u \end{cases} \quad (3.86)$$

Avec :

$[A]$: Matrice d'état du modèle

$[B]$: Matrice de commande d'état du modèle

$[C]$: Matrice d'observation

$[D]$: Matrice de commande de sortie.

x : Vecteur des variables d'états du modèle

u : Vecteur des entrées de commande et de perturbation des sorties

y : Vecteur de mesure du modèle.

À titre arbitraire, prenons les courants comme variables d'état et mettons les équations de la MSAP en unités normalisées sous une forme différentielle facilitant la solution informatique.

$$\frac{di_{dn}^r}{dt} = \omega_b \left(-\frac{R_{sn}}{L_{dn}} i_{dn}^r + \omega_{rn} \frac{L_{qn}}{L_{dn}} i_{qn}^r + \frac{v_{dn}^r}{\varepsilon L_{dn}} \right) \quad (3.87)$$

$$\frac{di_{qn}^r}{dt} = \omega_b \left(-\frac{R_{sn}}{L_{qn}} i_{qn}^r - \frac{L_{dn}}{L_{qn}} \omega_m i_{dn}^r - \frac{\Psi_{fn}}{\varepsilon L_{qn}} \omega_m + \frac{v_{qn}^r}{\varepsilon L_{qn}} \right) \quad (3.88)$$

$$\frac{d}{dt}(\omega_m) = \frac{1}{2H} \left(\varepsilon \left(i_{qn}^r \left[\Psi_{fn} + (L_{dn} - L_{qn}) i_{dn}^r \right] - T_{mn} \right) - B_n \omega_m \right) \quad (3.89)$$

$$\frac{d}{dt}(\theta_r) = \omega_r = \omega_m \omega_b \quad (3.90)$$

3.9.1 Modèle électrique de la MSAP avec courant comme variables d'état

Le modèle d'état électrique de la machine dans le repère tournant d^r-q^r est décrit à l'équation (3.91).

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{dn}^r \\ i_{qn}^r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{sn} \omega_b}{L_{dn}} & \omega_r \frac{L_{qn}}{L_{dn}} \\ -\omega_r \frac{L_{dn}}{L_{qn}} & -\frac{R_{sn} \omega_b}{L_{qn}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{dn}^r \\ i_{qn}^r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{\omega_b}{\varepsilon L_{dn}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\omega_b}{\varepsilon L_{qn}} & -\frac{\omega_r}{\varepsilon L_{qn}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{dn}^r \\ v_{qn}^r \\ \Psi_{fn} \end{pmatrix} \quad (3.91)$$

Avec :

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R_{sn} \omega_b}{L_{dn}} & \omega_r \frac{L_{qn}}{L_{dn}} \\ -\omega_r \frac{L_{dn}}{L_{qn}} & -\frac{R_{sn} \omega_b}{L_{qn}} \end{pmatrix}; \quad B = \begin{pmatrix} \frac{\omega_b}{\varepsilon L_{dn}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\omega_b}{\varepsilon L_{qn}} & -\frac{\omega_r}{\varepsilon L_{qn}} \end{pmatrix}$$

Où :

$$\omega_r = \omega_m \omega_b \quad (3.92)$$

3.9.2 Modèle d'état mécanique de la machine synchrone à aimants permanents

Les équations (3.89) et (3.90) nous emmènent à définir le modèle d'état mécanique.

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \omega_m \\ \theta_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{B_n}{2H} & 0 \\ \omega_b & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega_m \\ \theta_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{\varepsilon}{2H} & \frac{\varepsilon}{2H} T_{en} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_{mn} \\ 1 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} \omega_m \\ \theta_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega_m \\ \theta_r \end{pmatrix} \end{cases} \quad (3.93)$$

3.9.3 Modèle d'état électromécanique de la MSAP

La prise en considération de l'équation (3.93) dans le modèle d'état électrique, conduit au modèle d'état électromécanique sans charge électrique.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i'_{dn} \\ i'_{qn} \\ \omega_m \\ \theta_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{sn}\omega_b}{L_{dn}} & \omega_r \frac{L_{qn}}{L_{dn}} & 0 & 0 \\ -\omega_r \frac{L_{dn}}{L_{qn}} & -\frac{R_{sn}\omega_b}{L_{qn}} & -\frac{\omega_b\psi_{fn}}{\varepsilon L_{qn}} & 0 \\ \frac{\varepsilon}{2H}(L_{dn}-L_{qn})i'_{qn} & \frac{\varepsilon}{2H}\psi_{fn} & -\frac{B_n}{2H} & 0 \\ 0 & 0 & \omega_b & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i'_{dn} \\ i'_{qn} \\ \omega_m \\ \theta_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{\omega_b}{\varepsilon L_{dn}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\omega_b}{\varepsilon L_{qn}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\varepsilon}{2H} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v'_{dn} \\ v'_{qn} \\ T_{mn} \end{pmatrix} \\ \\ \begin{pmatrix} i'_{dn} \\ i'_{qn} \\ \omega_m \\ \theta_r \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i'_{dn} \\ i'_{qn} \\ \omega_m \\ \theta_r \end{pmatrix} \end{array} \right. \quad (3.94)$$

Avec :

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R_{sn}\omega_b}{L_{dn}} & \omega_r \frac{L_{qn}}{L_{dn}} & 0 & 0 \\ -\omega_r \frac{L_{dn}}{L_{qn}} & -\frac{R_{sn}\omega_b}{L_{qn}} & -\frac{\omega_b}{\varepsilon L_{qn}} & 0 \\ \frac{\varepsilon}{2H}(L_{dn}-L_{qn})i'_{qn} & \frac{\varepsilon}{2H}\psi_{fn} & -\frac{B_n}{2H} & 0 \\ 0 & 0 & \omega_b & 0 \end{pmatrix}; B = \begin{pmatrix} \frac{\omega_b}{\varepsilon L_{dn}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\omega_b}{\varepsilon L_{qn}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\varepsilon}{2H} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Dans le paragraphe suivant, nous modélisons la charge électrique connectée à la MSAP.

3.10 Modèle de la charge inductive et résistive

Considérons le schéma de la figure 3.9, qui représente le circuit triphasé de la charge RL. Cette charge inductive et résistive est supposée être symétrique de sorte que la composante homopolaire soit nulle.

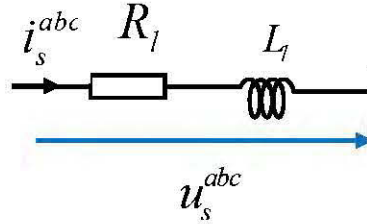


Figure 3.9 : Charge inductive et résistive triphasée

L'équation courant tension aux bornes de la charge inductive et résistive est exprimée en (3.95).

$$u_s^{abc} = R_l i_s^{abc} + L_l \frac{d}{dt} i_s^{abc} \quad (3.95)$$

Dans le référentiel de *Park* et en valeur réduite, (3.95) devient [33] :

$$u_{d^r q^r}^s = (R + \omega_m \Xi L) i_{d^r q^r}^s + \frac{1}{\omega_b} L \frac{d}{dt} i_{d^r q^r}^s \quad (3.96)$$

Avec :

$$R = \begin{bmatrix} R_{ln} & 0 \\ 0 & R_{ln} \end{bmatrix} \quad L = \begin{bmatrix} L_{ln} & 0 \\ 0 & L_{ln} \end{bmatrix} \quad u_{d^r q^r}^s = \begin{bmatrix} u_{dn}^r \\ u_{qn}^r \end{bmatrix} \quad i_{d^r q^r}^s = \begin{bmatrix} i_{dn}^r \\ i_{qn}^r \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} u_{dn}^r = R_{ln} i_{dn}^r + \frac{L_{ln}}{\omega_b} \frac{d}{dt} i_{dn}^r - \omega_{rn} L_{ln} i_{qn}^r \\ u_{qn}^r = R_{ln} i_{qn}^r + \frac{L_{ln}}{\omega_b} \frac{d}{dt} i_{qn}^r + \omega_{rn} L_{ln} i_{dn}^r \end{cases} \quad (3.97)$$

L'indice *l* se réfère à la charge, tandis R_{ln} et L_{ln} sont respectivement la résistance et l'inductance normalisée de la charge.

3.11 Modèle d'état complet de la MSAP avec charge électrique associée, commandée par le couple mécanique.

La figure 3.10 présente le système global, où la machine synchrone à aimants permanents est connectée à une charge locale par l'intermédiaire d'une ligne de transmission avec une impédance de ligne négligeable ($Z_{\text{ligne}} = 0$) [7, 8] [34, 35].

Le schéma de la figure 3.10 est quasiment adapté pour les mini centrales à gaz, éoliennes, hybrides, et hydrauliques [33]. La charge locale est souvent définie par des grandeurs (P_i, Q_i, V_i), qui indiquent la puissance active et réactive de la charge, la tension aux bornes de la charge. Pour un point de fonctionnement donné, on peut calculer les paramètres de l'impédance équivalente de la charge [33].

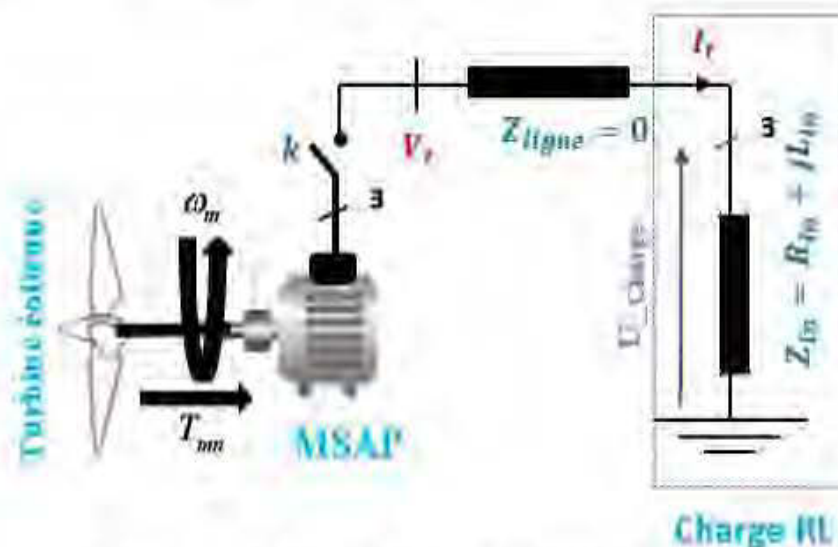


Figure 3.10 : MSAP connectée à une charge locale

$$\begin{cases} R_m = \frac{P_i}{I_i^2} = P_i \left(\frac{Z_m}{V_i} \right)^2 \\ L_m = \frac{Q_i}{I_i^2} = Q_i \left(\frac{Z_m}{V_i} \right)^2 \end{cases} \quad (3.98)$$

En admettant que l'impédance de ligne est négligeable, les tensions de la machine et celles de la charge sont égales. On écrit alors la relation (3.100).

$$\begin{cases} v_{dn}^r = u_{dn}^r \\ v_{qn}^r = u_{qn}^r \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \varepsilon \left(R_{sn} i_{dn}^r + \frac{L_{dn}}{\omega_b} \frac{d}{dt} i_{dn}^r - \omega_m L_{qn} i_{qn}^r \right) = R_{ln} i_{dn}^r + \frac{L_{ln}}{\omega_b} \frac{d}{dt} i_{dn}^r - \omega_m L_{ln} i_{qn}^r \\ \varepsilon \left(R_{sn} i_{qn}^r + \frac{L_{qn}}{\omega_b} \frac{d}{dt} i_{qn}^r + \omega_m L_{dn} i_{dn}^r \right) + \omega_m \psi_{fn} = R_{ln} i_{qn}^r + \frac{L_{ln}}{\omega_b} \frac{d}{dt} i_{qn}^r + \omega_m L_{ln} i_{dn}^r \end{cases} \quad (3.99)$$

$$\begin{cases} (\varepsilon R_{sn} - R_{ln}) i_{dn}^r + \frac{1}{\omega_b} (\varepsilon L_{dn} - L_{ln}) \frac{d}{dt} i_{dn}^r - \omega_m (\varepsilon L_{qn} - L_{ln}) i_{qn}^r = 0 \\ (\varepsilon R_{sn} - R_{ln}) i_{qn}^r + \frac{1}{\omega_b} (\varepsilon L_{qn} - L_{ln}) \frac{d}{dt} i_{qn}^r + \omega_m (\varepsilon L_{dn} - L_{ln}) i_{dn}^r + \omega_m \psi_{fn} = 0 \end{cases} \quad (3.100)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{dn}^r = -\omega_b \left(\frac{(\varepsilon R_{sn} - R_{ln})}{(\varepsilon L_{dn} - L_{ln})} \right) i_{dn}^r + \omega_r \left(\frac{(\varepsilon L_{qn} - L_{ln})}{(\varepsilon L_{dn} - L_{ln})} \right) i_{qn}^r \\ \frac{d}{dt} i_{qn}^r = -\omega_b \left(\frac{(\varepsilon R_{sn} - R_{ln})}{(\varepsilon L_{qn} - L_{ln})} \right) i_{qn}^r - \omega_r \left(\frac{(\varepsilon L_{dn} - L_{ln})}{(\varepsilon L_{qn} - L_{ln})} \right) i_{dn}^r - \frac{\omega_r \psi_{fn}}{(\varepsilon L_{qn} - L_{ln})} \end{cases} \quad (3.101)$$

En substituant (3.101) dans (3.66), on obtient (3.102) :

$$\begin{cases} v_{dn}^r = \varepsilon \left(R_{sn} - L_{dn} \left(\frac{(\varepsilon R_{sn} - R_{ln})}{(\varepsilon L_{dn} - L_{ln})} \right) \right) i_{dn}^r + \varepsilon \omega_m \left(\left(\frac{L_{dn}}{(\varepsilon L_{dn} - L_{ln})} \right) - L_{qn} \right) i_{qn}^r \\ v_{qn}^r = \varepsilon \left(R_{sn} - L_{qn} \left(\frac{(\varepsilon R_{sn} - R_{ln})}{(\varepsilon L_{qn} - L_{ln})} \right) \right) i_{qn}^r + \varepsilon \omega_m \left(L_{dn} - L_{qn} \left(\frac{(\varepsilon L_{dn} - L_{ln})}{(\varepsilon L_{qn} - L_{ln})} \right) \right) i_{dn}^r + \left(1 - \frac{\varepsilon L_{qn}}{\varepsilon L_{qn} - L_{ln}} \right) \omega_m \psi_{fn} \end{cases} \quad (3.102)$$

Les équations (3.101) et (3.102) nous emmènent à définir le modèle d'état électrique de la MSAP avec charge inductive et résistive associée.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i'_{dn} \\ i'_{qn} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\omega_b \left(\frac{\varepsilon R_{sn} - R_{ln}}{\varepsilon L_{dn} - L_{ln}} \right) & \omega_r \left(\frac{\varepsilon L_{qn} - L_{ln}}{\varepsilon L_{dn} - L_{ln}} \right) \\ -\omega_r \left(\frac{\varepsilon L_{dn} - L_{ln}}{\varepsilon L_{qn} - L_{ln}} \right) & -\omega_b \left(\frac{\varepsilon R_{sn} - R_{ln}}{\varepsilon L_{qn} - L_{ln}} \right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i'_{dn} \\ i'_{qn} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_r}{\varepsilon L_{qn} - L_{ln}} \end{pmatrix} \psi_{fn} \\ \\ \begin{pmatrix} v'_{dn} \\ v'_{qn} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \left(\varepsilon R_{sn} - \varepsilon L_{dn} \left(\frac{\varepsilon R_{sn} - R_{ln}}{\varepsilon L_{dn} - L_{ln}} \right) \right) & \left(\varepsilon \omega_m \left(\left(L_{dn} \frac{\varepsilon L_{qn} - L_{ln}}{\varepsilon L_{dn} - L_{ln}} \right) - L_{qn} \right) \right) \\ \left(\varepsilon \omega_m \left(L_{dn} - L_{qn} \frac{\varepsilon L_{dn} - L_{ln}}{\varepsilon L_{qn} - L_{ln}} \right) \right) & \left(\varepsilon R_{sn} - \varepsilon L_{qn} \left(\frac{\varepsilon R_{sn} - R_{ln}}{\varepsilon L_{qn} - L_{ln}} \right) \right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i'_{dn} \\ i'_{qn} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_m - \frac{\varepsilon \omega_m L_{qn}}{\varepsilon L_{qn} - L_{ln}} \end{pmatrix} \psi_{fn} \end{array} \right. \quad (3.103)$$

Avec :

$$A = \begin{pmatrix} -\omega_b \left(\frac{\varepsilon R_{sn} - R_{ln}}{\varepsilon L_{dn} - L_{ln}} \right) & \omega_r \left(\frac{\varepsilon L_{qn} - L_{ln}}{\varepsilon L_{dn} - L_{ln}} \right) \\ -\omega_r \left(\frac{\varepsilon L_{dn} - L_{ln}}{\varepsilon L_{qn} - L_{ln}} \right) & -\omega_b \left(\frac{\varepsilon R_{sn} - R_{ln}}{\varepsilon L_{qn} - L_{ln}} \right) \end{pmatrix} ; \quad B = \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_r}{\varepsilon L_{qn} - L_{ln}} \end{pmatrix}$$

$$C = \begin{pmatrix} \left(\varepsilon R_{sn} - \varepsilon L_{dn} \left(\frac{\varepsilon R_{sn} - R_{ln}}{\varepsilon L_{dn} - L_{ln}} \right) \right) & \left(\varepsilon \omega_m \left(\left(L_{dn} \frac{\varepsilon L_{qn} - L_{ln}}{\varepsilon L_{dn} - L_{ln}} \right) - L_{qn} \right) \right) \\ \left(\varepsilon \omega_m \left(L_{dn} - L_{qn} \frac{\varepsilon L_{dn} - L_{ln}}{\varepsilon L_{qn} - L_{ln}} \right) \right) & \left(\varepsilon R_{sn} - \varepsilon L_{qn} \left(\frac{\varepsilon R_{sn} - R_{ln}}{\varepsilon L_{qn} - L_{ln}} \right) \right) \end{pmatrix} ;$$

$$D = \begin{pmatrix} 0 \\ \omega_m - \frac{\varepsilon \omega_m L_{qn}}{\varepsilon L_{qn} - L_{ln}} \end{pmatrix}$$

En combinant les deux modèles vus précédemment (modèle d'état électrique avec charge électrique et modèle d'état mécanique), on obtient le modèle d'état global électromécanique commandé par le couple mécanique.

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{dn}^r \\ i_{qn}^r \\ \omega_{rn} \\ \theta_r \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} i_{dn}^r \\ i_{qn}^r \\ \omega_{rn} \\ \theta_r \\ v_{dn}^r \\ v_{qn}^r \end{pmatrix} \end{cases} = \begin{pmatrix} -\omega_b \left(\frac{(\varepsilon R_{sn} - R_{ln})}{(\varepsilon L_{dn} - L_{ln})} \right) & \omega_r \left(\frac{(\varepsilon L_{qn} - L_{ln})}{(\varepsilon L_{dn} - L_{ln})} \right) & 0 & 0 \\ -\omega_r \left(\frac{(\varepsilon L_{dn} - L_{ln})}{(\varepsilon L_{qn} - L_{ln})} \right) & -\omega_b \left(\frac{(\varepsilon R_{sn} - R_{ln})}{(\varepsilon L_{qn} - L_{ln})} \right) & -\frac{\omega_b \psi_{fn}}{(\varepsilon L_{qn} - L_{ln})} & 0 \\ \frac{\varepsilon}{2H} (L_{dn} - L_{qn}) i_{qn}^r & \frac{\varepsilon}{2H} \psi_{fn} & -\frac{B_n}{2H} & 0 \\ 0 & 0 & \omega_b & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{dn}^r \\ i_{qn}^r \\ \omega_{rn} \\ \theta_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{\varepsilon}{2H} \\ 0 \end{pmatrix} T_{mn} \\ \\ \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{dn}^r \\ i_{qn}^r \\ \omega_{rn} \\ \theta_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} T_{mn} \\ \\ \begin{pmatrix} \varepsilon R_{sn} - \varepsilon L_{dn} \left(\frac{(\varepsilon R_{sn} - R_{ln})}{(\varepsilon L_{dn} - L_{ln})} \right) & \left(\varepsilon \omega_r \left(\frac{L_{dn} (\varepsilon L_{qn} - L_{ln})}{(\varepsilon L_{dn} - L_{ln})} \right) - L_{qn} \right) & 0 & 0 \\ \left(\varepsilon \omega_r \left(L_{dn} - L_{qn} \frac{(\varepsilon L_{dn} - L_{ln})}{(\varepsilon L_{qn} - L_{ln})} \right) \right) & \left(\varepsilon R_{sn} - \varepsilon L_{qn} \left(\frac{(\varepsilon R_{sn} - R_{ln})}{(\varepsilon L_{qn} - L_{ln})} \right) \right) & \psi_{fn} \left(1 - \frac{\varepsilon L_{qn}}{\varepsilon L_{qn} - L_{ln}} \right) & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{dn}^r \\ i_{qn}^r \\ \omega_{rn} \\ \theta_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} T_{mn} \end{cases} \quad (3.104)$$

Avec :

$$A = \begin{pmatrix} -\omega_b \left(\frac{(\varepsilon R_{sn} - R_{ln})}{(\varepsilon L_{dn} - L_{ln})} \right) & \omega_r \left(\frac{(\varepsilon L_{qn} - L_{ln})}{(\varepsilon L_{dn} - L_{ln})} \right) & 0 & 0 \\ -\omega_r \left(\frac{(\varepsilon L_{dn} - L_{ln})}{(\varepsilon L_{qn} - L_{ln})} \right) & -\omega_b \left(\frac{(\varepsilon R_{sn} - R_{ln})}{(\varepsilon L_{qn} - L_{ln})} \right) & -\frac{\omega_b \psi_{fn}}{(\varepsilon L_{qn} - L_{ln})} & 0 \\ -\frac{\varepsilon}{2H} (L_{dn} - L_{qn}) i_{qn}^r & \frac{\varepsilon}{2H} \psi_{fn} & -\frac{B_n}{2H} & 0 \\ 0 & 0 & \omega_b & 0 \end{pmatrix}; B = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{\varepsilon}{2H} \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$C = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \left(\varepsilon R_{sn} - \varepsilon L_{dn} \left(\frac{\varepsilon R_{sn} - R_{in}}{\varepsilon L_{dn} - L_{in}} \right) \right) & \left(\varepsilon \omega_m \left(\left(L_{dn} \frac{\varepsilon L_{qn} - L_{in}}{\varepsilon L_{dn} - L_{in}} \right) - L_{qn} \right) \right) & 0 & 0 \\ \left(\varepsilon \omega_m \left(L_{dn} - L_{qn} \frac{\varepsilon L_{dn} - L_{in}}{\varepsilon L_{qn} - L_{in}} \right) \right) & \left(\varepsilon R_{sn} - \varepsilon L_{qn} \left(\frac{\varepsilon R_{sn} - R_{in}}{\varepsilon L_{qn} - L_{in}} \right) \right) & \psi_{fn} \left(1 - \frac{\varepsilon L_{qn}}{\varepsilon L_{qn} - L_{in}} \right) & 0 \end{pmatrix}$$

$$D = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

3.12 Calcul des conditions initiales

Avant de simuler une machine électrique, il est important de calculer au préalable les conditions initiales des variables d'états et de déterminer des paramètres de simulation. Dans le cas de ce manuscrit, les variables d'états sont des courants statoriques, la vitesse de rotation et la position du rotor. Nous pouvons y ajouter les flux et les tensions statoriques.

Si nous considérons le régime établi à l'instant précédent, toutes les dérivées des variables d'états sont nulles, alors il suffira de connaître les valeurs des tensions et des vitesses pour calculer les courants et les flux.

Les grandeurs du régime permanent sont notées en majuscule et les tensions au stator sont données par l'équation (3.105).

$$\begin{cases} V_{dn}^r = \varepsilon R_{sn} I_{dn}^r - \omega_{m0} \psi_q \\ V_{qn}^r = \varepsilon R_{sn} I_{qn}^r + \omega_{m0} \psi_d \end{cases} \quad (3.105)$$

A vide ou en charge, si l'angle interne (δ_0) est connu, la tension terminale et le courant au stator en régime permanent peuvent se décomposer de la façon suivante :

$$\begin{cases} V_{dn0}^r = V_t \sin(\delta_0) \\ V_{qn0}^r = V_t \cos(\delta_0) \end{cases} \quad (3.106)$$

$$\begin{cases} I_{dn0}^r = I_t \sin(\delta_0 + \varphi) \\ I_{qn0}^r = I_t \cos(\delta_0 + \varphi) \end{cases} \quad (3.107)$$

Les flux initiaux se calculent avec l'équation (3.108).

$$\begin{cases} \psi_{q0} = \varepsilon L_{qn} I_{qn0}^r \\ \psi_{d0} = \varepsilon L_{dn} I_{dn0}^r + \psi_{f0} \end{cases} \quad (3.108)$$

Si la MSAP fonctionne en génératrice, elle est entraînée à sa vitesse de synchronisme et la vitesse mécanique est unitaire en pu.

$$\omega_m = 1 \quad (3.109)$$

Connaissant les puissances actives (P_t) et réactives (Q_t), le courant terminal I_t et l'angle φ peuvent se calculer comme suit :

$$I_t = \frac{P_t}{V_t \cos \varphi} \quad (3.110)$$

$$\varphi = \arctan\left(\frac{P_t}{Q_t}\right) \quad (3.111)$$

3.13 Mise en œuvre de quelques essais dynamiques

Nous allons effectuer trois essais sur le modèle d'état électrique de la MSAP avec la charge inductive et résistive associée. Il s'agit d'un court-circuit, d'un enclenchement et de délestage de charge. Ces essais confirment la concordance des résultats avec les modèles existants, mais démontrent également l'aspect dynamique de la MSAP. Dans la suite du paragraphe, nous expliquons le principe de chacun de ces essais.

3.13.1 Principe de l'essai de court-circuit triphasé

La figure 3.11 présente le schéma de principe de l'essai de court-circuit triphasé symétrique, où la machine synchrone à aimants permanents en fonctionnement génératrice est connectée à une charge locale. Le principe de cet essai consiste à fermer les trois interrupteurs (k_1, k_2, k_3) en même temps. Cette action provoque l'annulation des tensions terminales, et l'accroissement des courants terminaux à de très grandes amplitudes. L'essai de court-circuit est clairement exposé dans les références [8] [19].

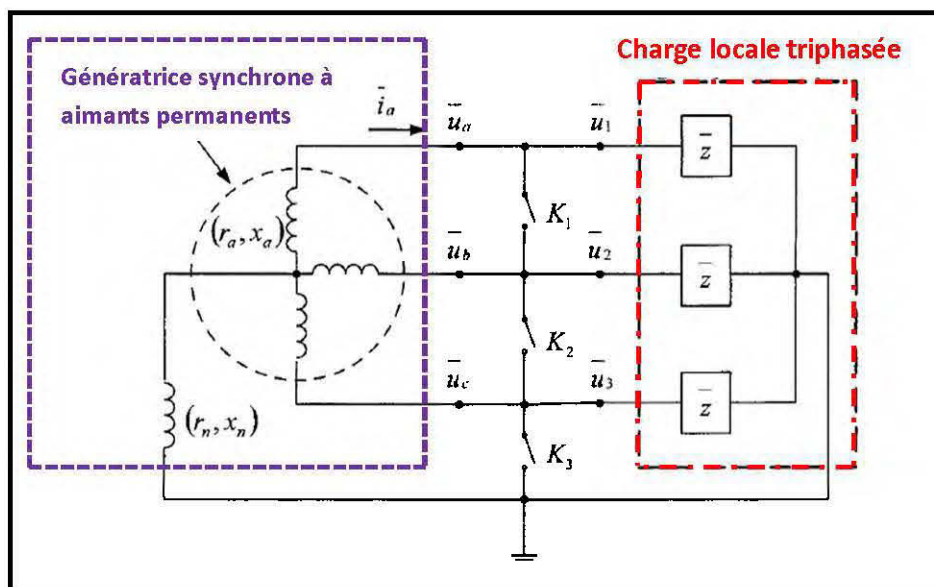


Figure 3.11 : Schéma de principe de l'essai de court-circuit symétrique [18]

3.13.2 Principe de l'essai de délestage de charge

On considère la génératrice synchrone à aimants permanents connectée à deux charges locales triphasées équilibrées. Ces deux dernières sont supposées être branchées en parallèles comme le montre la figure 3.12. Le principe de délestage consiste à mettre à l'état OFF un interrupteur (k_1 ou k_2) ou les deux interrupteurs (k_1 et k_2), en considérant qu'ils sont initialement à l'état ON. La mise en OFF d'un interrupteur provoque la chute de courant terminal à une certaine

valeur du courant terminal initial (on parlera de délestage à 50%) Par contre l'ouverture des deux interrupteurs simultanément entraîne un délestage à 100%. La nature de la charge délestée va influencer la variation de la tension terminale. Le délestage d'une charge inductive et résistive provoque une élévation de la tension terminale et une diminution du courant terminal [19].

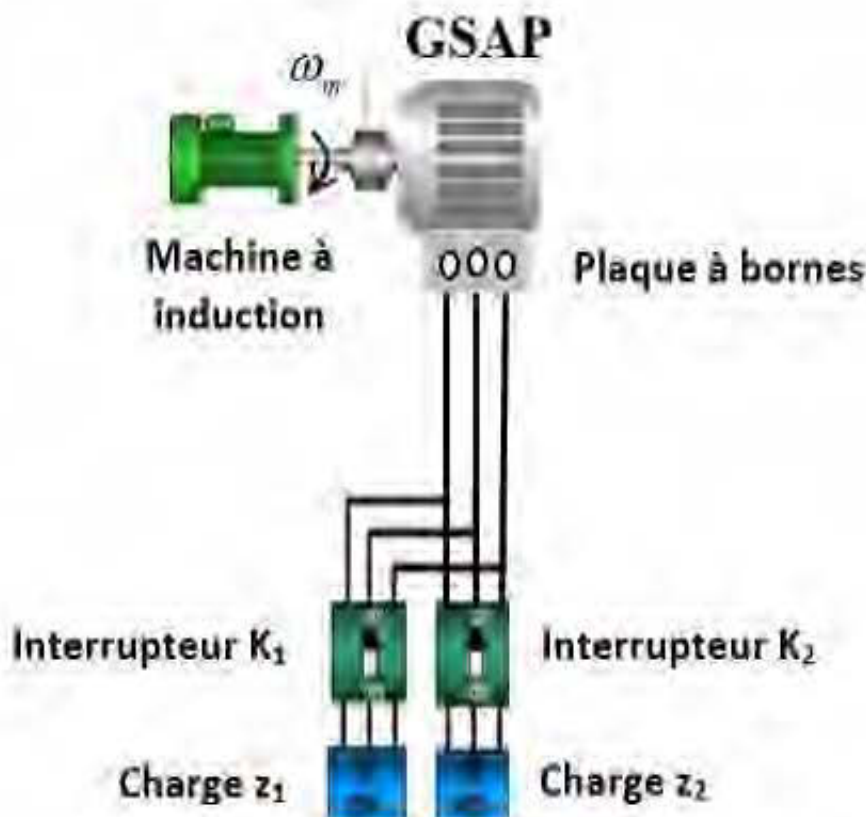


Figure 3.12 : Schéma de principe de l'essai de délestage

3.13.3 Principe de l'essai d'enclenchement de charge

Le principe de l'enclenchement de charge (figure 3.12) consiste à basculer les interrupteurs (k_1 et k_2) en position ON, en supposant que ces deux derniers étaient initialement ouverts (OFF). On parlera d'enclenchement à 50% lorsque k_1 est fermé et k_2 ouvert ou inversement. La mise en charge nominale est obtenue à 100 % lorsque les deux interrupteurs sont fermés simultanément. La nature de la charge va influencer la variation de la tension terminale. L'enclenchement d'une charge inductive provoque une chute de la tension terminale et une augmentation du courant terminal.

3.14 Simulation numérique de la MSAP avec charge inductive et résistive associée

Dans ce paragraphe, il est question de simuler la MSAP fonctionnant en génératrice. L'objectif de cette simulation est de prédire le comportement de la machine avec les différents essais dynamiques cités ci-dessus. Les différents modèles de la machine ont été implantés dans l'environnement virtuel Matlab Simulink avec chaque essai associé. La MSAP a 4 pôles, de puissance 890 VA, 78.2 V, et de fréquence 60 Hz. Les caractéristiques de la machine et les paramètres de simulation du tableau 3.2 proviennent de [25].

Tableau 3.2 : Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents

Paramètres (pu)	
$R_{sn} = 0.0875$	$B_n = 0.0378$
$L_{dn} = 0.2155$	$H = 0.0076$
$L_{qn} = 0.4726$	$f = 60Hz$
$\psi_{fn} = 1$	$\omega_m = 1$

Tableau 3.3 : Conditions initiales de la machine synchrone à aimants permanents

Conditions initiales (pu)	
$I_{dno} = 0.09934$	$V_{dn0} = 0.02716$
$I_{qno} = 0.07587$	$V_{qn0} = 0.09624$
$\varphi_0 = 0.6435$	$\delta_0 = 0.2751$
$\psi_{dn0} = 0.07859$	$\psi_{qn0} = -0.3586$

3.14.1 Essai de court-circuit triphasé

La figure 3.13 présente les courants de court-circuit statorique de la machine. Le court-circuit a été provoqué lorsque la GSAP alimentait une charge inductive et résistive, que l'on supposera équilibrée. On démarre la génératrice à vide, et du coup on applique un court-circuit triphasé à l'instant ($t=0.4s$) entre les différentes phases. On observe au régime transitoire les courants de

grande amplitude supérieurs à 1pu. Après un certain temps ils se stabilisent à une valeur raisonnable.

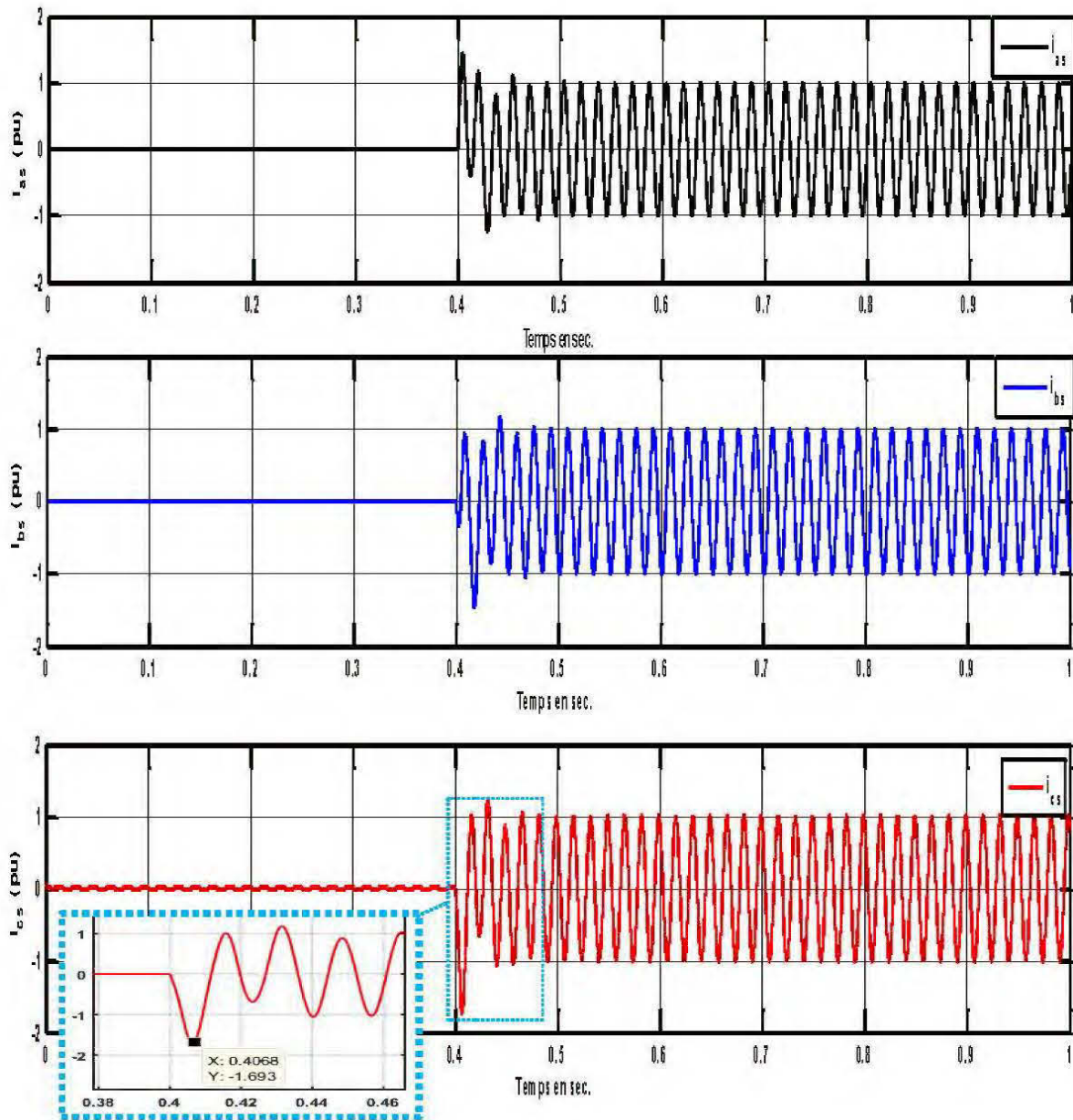


Figure 3.13 : Courants statoriques lors d'un court-circuit triphasé

3.14.2 Enclenchement d'une charge inductive et résistive

Nous effectuons ici l'enclenchement à 100 % et 50 % d'une charge inductive et résistive. La charge totale avant l'enclenchement est de $\underline{Z} = 0.64 + j0.48$ (pu). Le modèle d'état électrique de la MSAP avec charge associée sera utilisé pour simuler l'essai d'enclenchement. Les figures 3.14 et 3.15 présentent convenablement la dynamique des courants et les tensions statoriques lors d'un enclenchement de charge à 100% et à 50%.

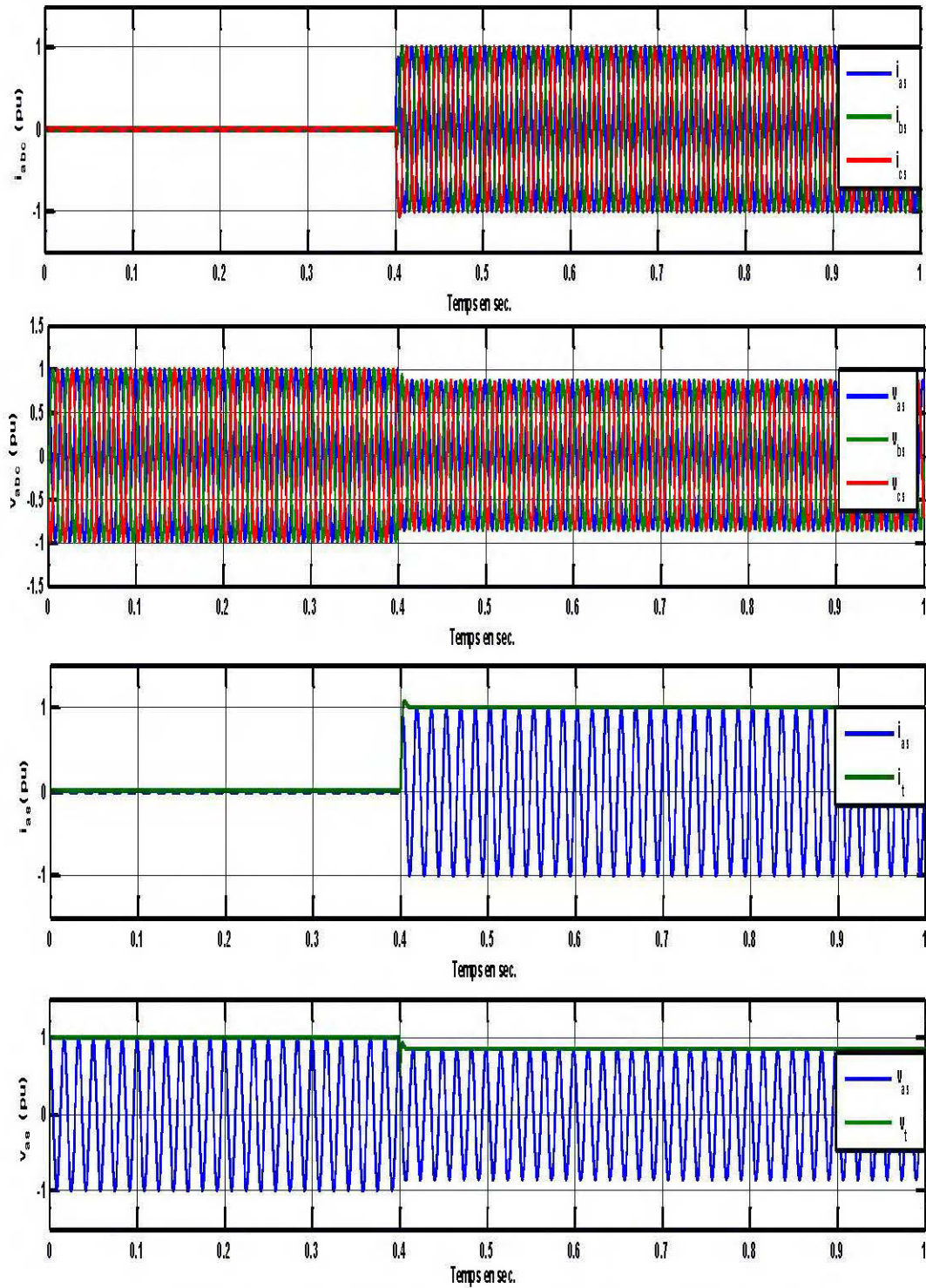


Figure 3.14 : Courants et tensions statoriques lors de l'enclenchement à 100% d'une charge inductive et résistive

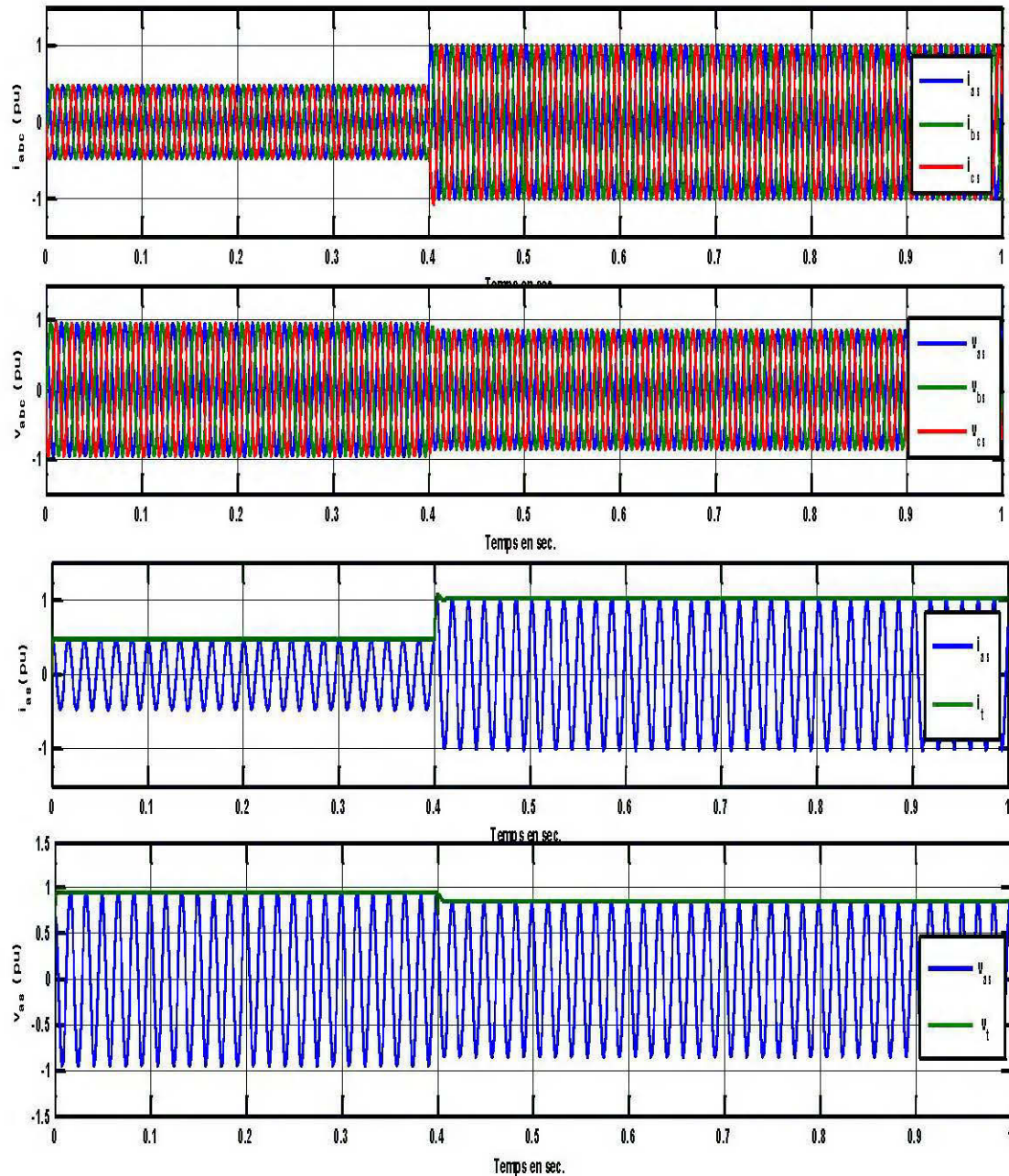


Figure 3.15 : Courants et tensions statoriques lors de l'enclenchement à 50% d'une charge inductive et résistive

Nous voyons sur la figure 3.14, que l'enclenchement des deux charges simultanées provoque une diminution brusque de la tension jusqu'à une certaine valeur de la tension terminale initiale. Le courant statorique initialement nul avant l'instant d'enclenchement, après celui-ci, il augmente jusqu'à sa valeur terminale. Nous assistons au même processus à l'enclenchement de charge à 50%, mais à la seule spécificité que le courant n'est plus nul initialement (voir figure 3.15).

3.14.3 Délestage d'une charge inductive et résistive

Nous simulons maintenant deux essais de délestages de charge, un à 100 % et l'autre à 50%. La charge totale avant le délestage est de $\underline{Z} = 0.64 + j0.48$ (pu). Le modèle d'état électrique de la MSAP avec la charge électrique est toujours considéré ici pour la simulation de l'essai de délestage. Les figures 3.16 et 3.17 montrent bien les courants et les tensions statoriques lors d'un délestage de charge à 100% et à 50%.

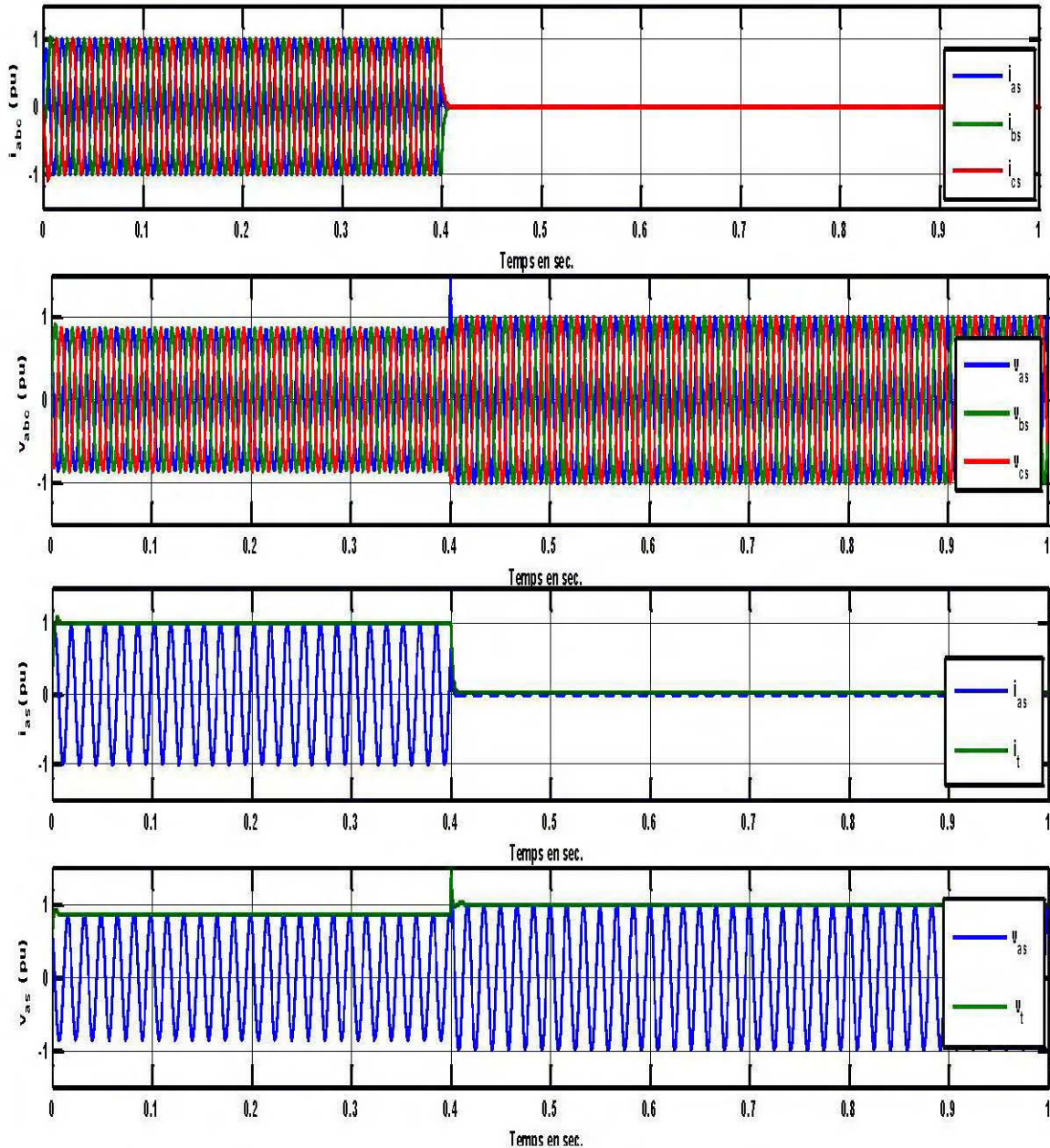


Figure 3.16 : Courants et tensions statoriques lors du délestage à 100% d'une charge inductive et résistive

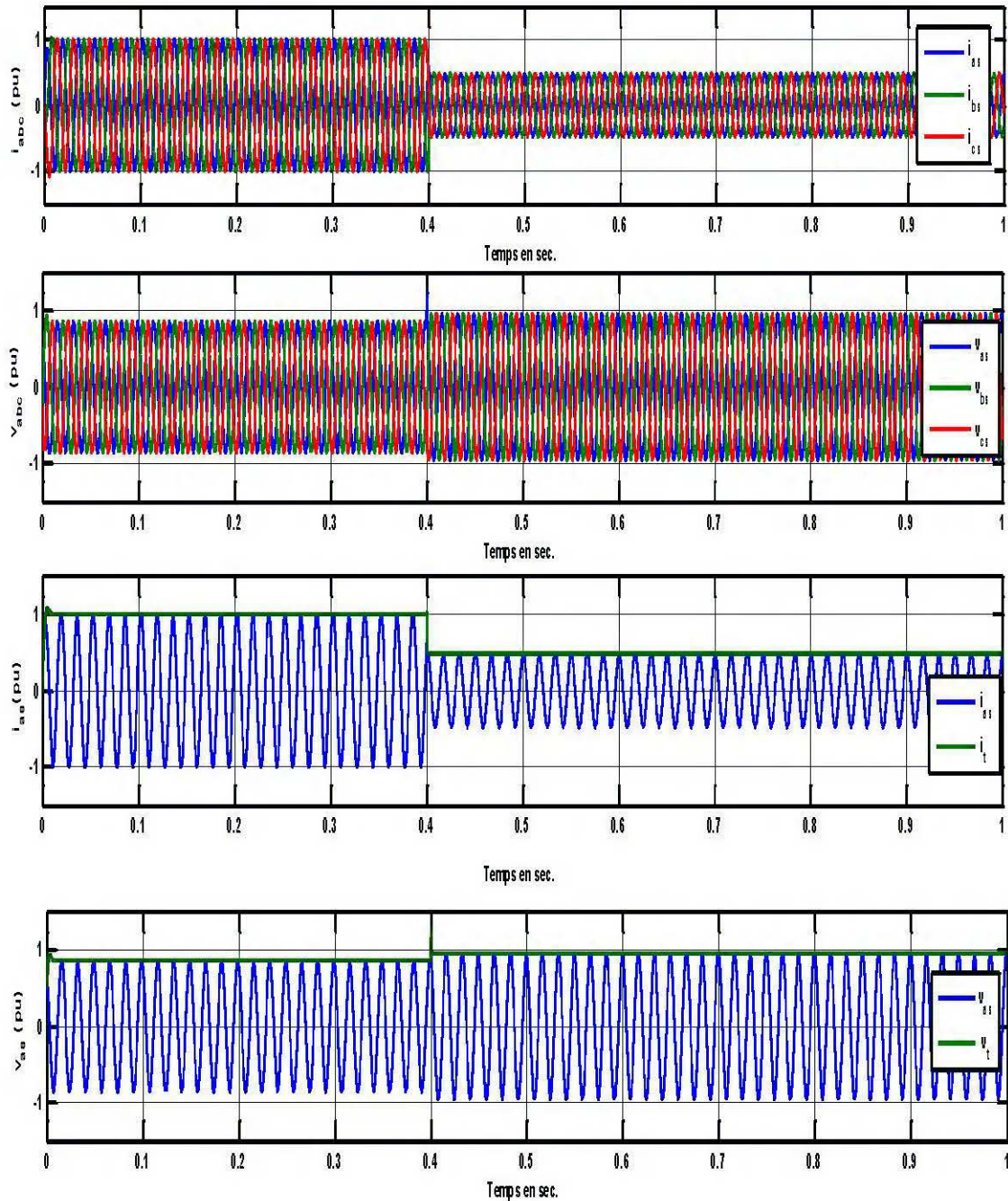


Figure 3.17 : Courants et tensions statoriques lors du délestage à 50% d'une charge inductive et résistive

Sur la figure 3.16, le délestage simultané des deux charges entraîne une diminution brusque du courant terminale jusqu'à zéro et donc une augmentation de la tension terminale au stator. Le même scénario se reproduit avec le délestage d'une seule charge, mais cette fois on assiste plus à l'annulation du courant jusqu'à zéro (voir figure 3.17).

3.14.4. Simulation du modèle d'état électromécanique de la MSAP

La machine synchrone à aimants permanents dont les paramètres sont regroupés dans le tableau 3.4 a été modélisée sous forme de modèle d'état électromécanique, voir équation (3.94). Ce modèle est implanté dans l'environnement virtuel de simulation Matlab/Simulink. Nous allons dans ce modèle prédire les courants statoriques lors d'un court-circuit triphasé en charge.

Les figures 3.18, 3.19 et 3.20 représentent respectivement les courants statoriques dans les phases a_s , b_s , c_s ainsi que le couple électromagnétique et la vitesse de rotation de la machine lors d'un court-circuit triphasé.

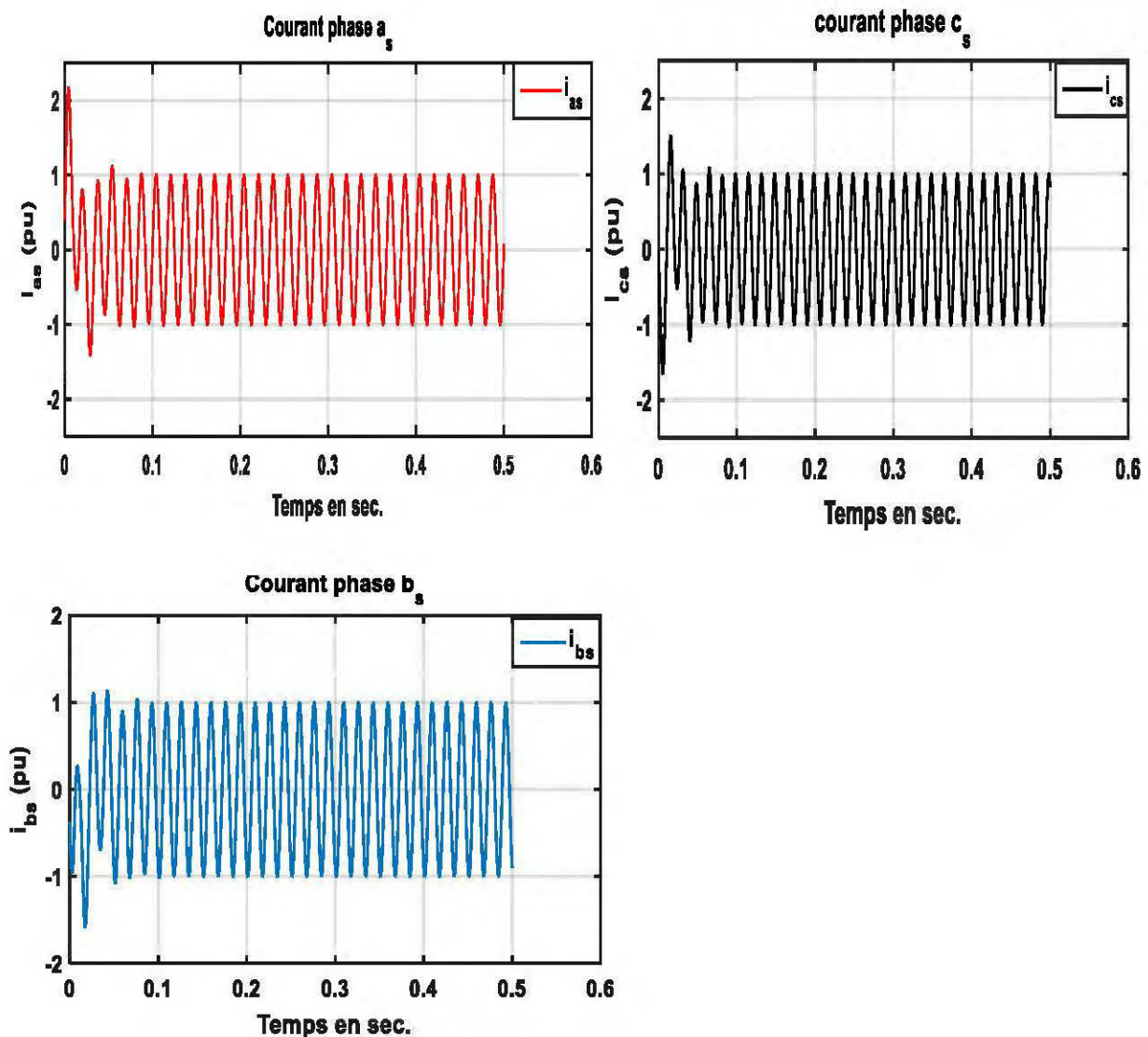


Figure 3.18: Courants de phase i_{abc} lors d'un court-circuit triphasé

L'évolution du couple électromagnétique lors du court-circuit triphasé est représentée à la figure 3.19. La variation de ce couple entraîne un accroissement de la vitesse mécanique (figure 3.20).

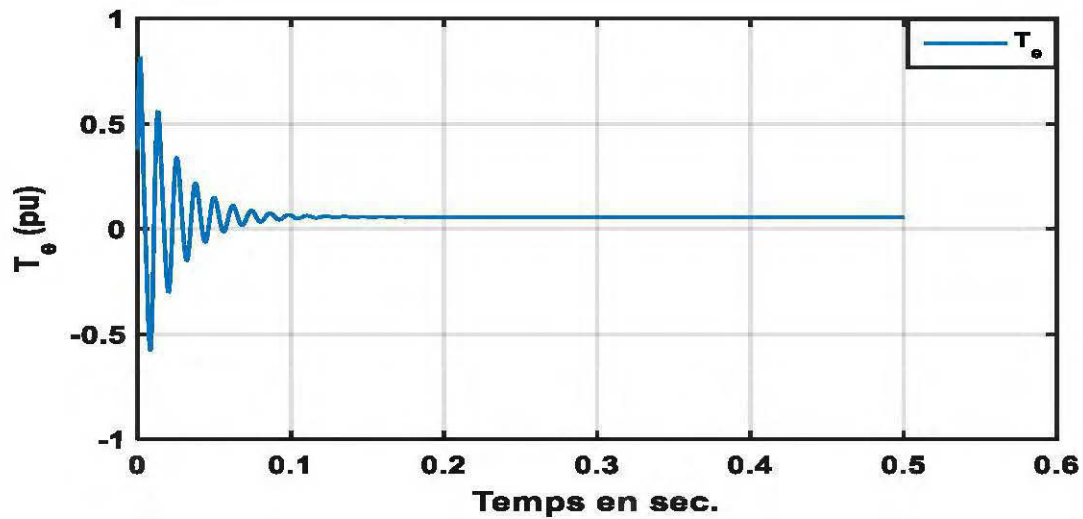


Figure 3.19: Couple électromagnétique T_e lors d'un court-circuit triphasé

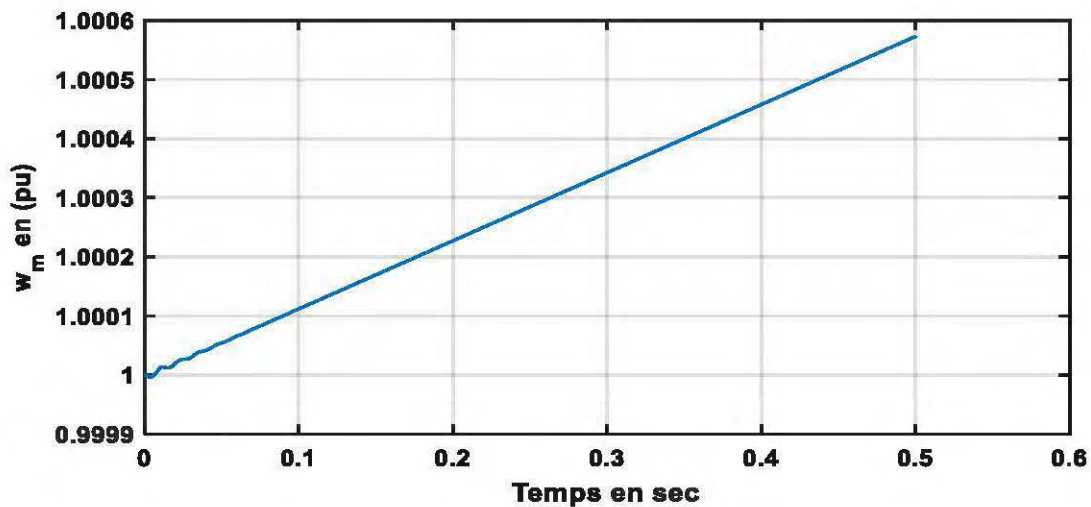


Figure 3.20: Vitesse mécanique lors d'un court-circuit triphasé symétrique

3.14.5 Simulation du modèle d'état global de la MSAP avec charge associée, commandé par le couple mécanique

Dans ce paragraphe nous allons simuler le modèle d'état global électromécanique de la MSAP développé à l'équation (3.104). Nous souhaitons que la MSAP garde toujours sa même

configuration génératrice. Cette posture lui permet de convertir la puissance mécanique en puissance électrique. La source d'énergie mécanique provient de la turbine éolienne et constitue le système d'entraînement de la GSAP. Considérons le schéma équivalent par phase de la MSAP connectée à une charge locale (figure 3.21), et cherchons à exprimer le couple mécanique d'entraînement fournit à la GSAP.

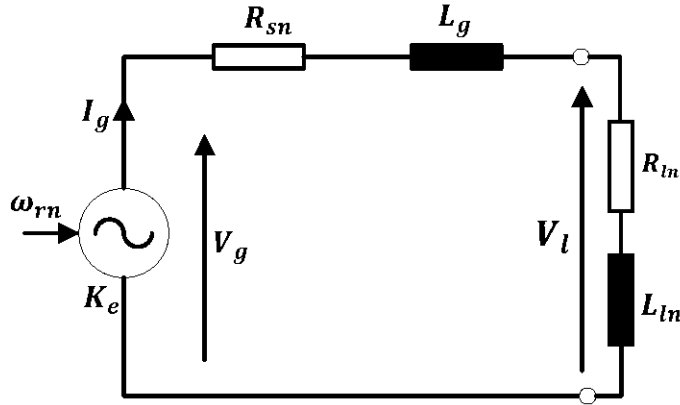


Figure 3.21: Circuit équivalent de la MSAP en régime permanent connecté à une charge inductive et résistive

Si nous considérons les pertes mécaniques et électriques de la machine négligeables, alors la puissance mécanique reçue de la turbine est convertie par la génératrice en puissance électrique transmise à la charge. Cette hypothèse nous conduit à exprimer le couple d'entraînement de la génératrice. On écrit alors :

$$T_{mn} \omega_{rn} = P_{mec} = P_g = 3V_g I_g \cos \varphi = 3V_g I_g \frac{R_{sn} + R_{tn}}{\sqrt{(R_{sn} + R_{tn})^2 + [(L_g + L_{tn}) \omega_s]^2}} \quad (3.112)$$

Avec :

$$\cos \varphi = \frac{R_{sn} + R_{tn}}{\sqrt{(R_{sn} + R_{tn})^2 + [(L_g + L_{tn}) \omega_s]^2}} \quad (3.113)$$

Nous allons appliquer le principe du diviseur de tension à la figure 3.21, pour exprimer la tension de ligne V_l .

$$V_l = \frac{\sqrt{R_{tn}^2 + (L_{tn} \omega_{rn})^2}}{\sqrt{(R_{sn} + R_{tn})^2 + [(L_g + L_{tn}) \omega_s]^2}} V_g \quad (3.114)$$

En substituant (3.114) dans l'équation (3.112), on obtient :

$$T_m \omega_m = 3V_l I_g \frac{R_{sn} + R_{ln}}{\sqrt{R_{ln}^2 + (L_{ln} \omega_s)^2}} \quad (3.115)$$

Le courant I_g qui circule dans la charge inductive et résistive est exprimé comme suit :

$$I_g = \frac{V_l}{\sqrt{R_{ln}^2 + (L_{ln} \omega_s)^2}} \quad (3.116)$$

En reportant (3.116) dans (3.115), on obtient l'expression du couple mécanique.

$$T_m = 3V_L^2 \frac{R_{sn} + R_{Ln}}{\omega_m [R_{ln}^2 + (L_{ln} \omega_s)^2]} \quad (3.117)$$

Si la charge est purement résistive, l'équation (3.117) devient :

$$T_m = 3V_L^2 \frac{R_{sn} + R_{Ln}}{\omega_m R_{ln}^2} \quad (3.118)$$

La relation (3.118) montre que, le couple d'entraînement est fonction de la résistance de charge, et de la résistance du stator qui représente les pertes électriques. Dans la simulation du modèle d'état global électromécanique, nous allons utiliser ce couple comme grandeur de commande, ensuite le faire varier pour observer le comportement des grandeurs électriques de la machine.

Nous considérons une GSAP entraînée par un moteur à induction qui fournit un couple d'entraînement dont le comportement est représenté à la figure 3.22. La charge étant inductive et résistive, le comportement des tensions et des courants évolue en amplitude et en fréquence proportionnellement au couple mécanique. Les figures 3.23 et 3.24 présentent respectivement les courants et les tensions statoriques triphasés en fonction du couple d'entraînement variable. De même, pour les figure 3.25 et 3.26, on assiste aussi à une variation du couple électromagnétique et la vitesse de rotation de la GSAP en fonction du couple mécanique d'entraînement.

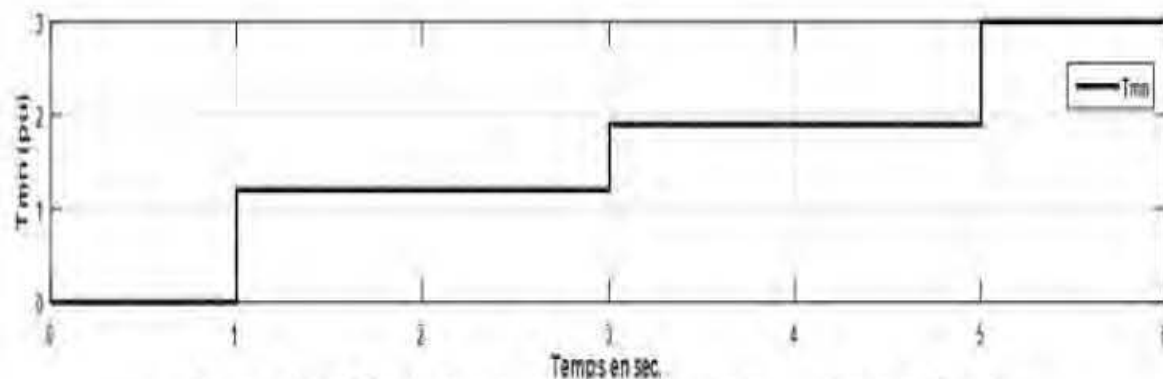


Figure 3.22: Variation du couple d'entraînement de la GSAP

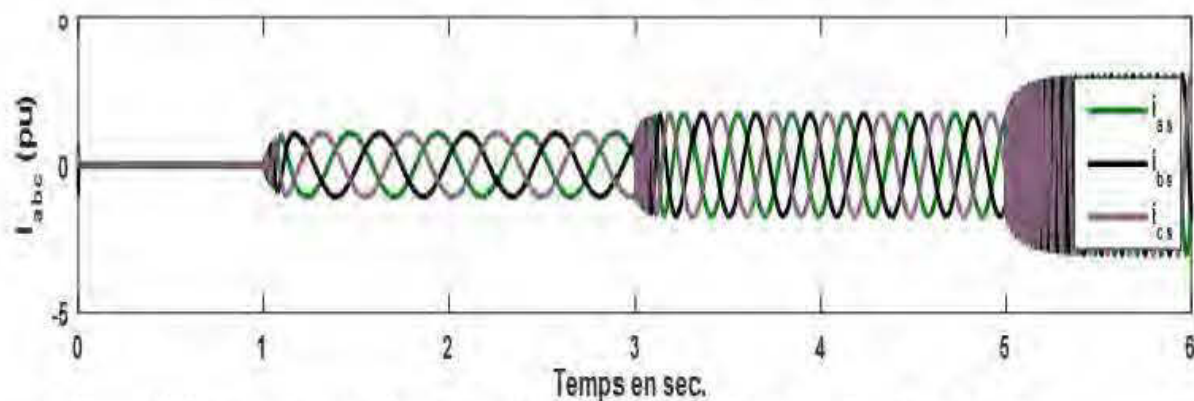


Figure 3.23 : Courants statoriques triphasés lors de l'application d'un couple d'entraînement variable sur la GSAP

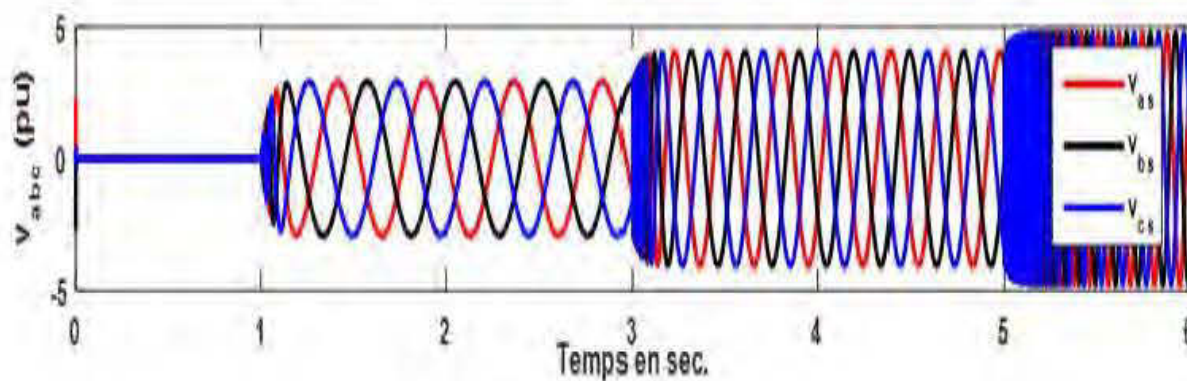


Figure 3.24: Tensions statoriques triphasés lors de l'application d'un couple d'entraînement variable sur la GSAP

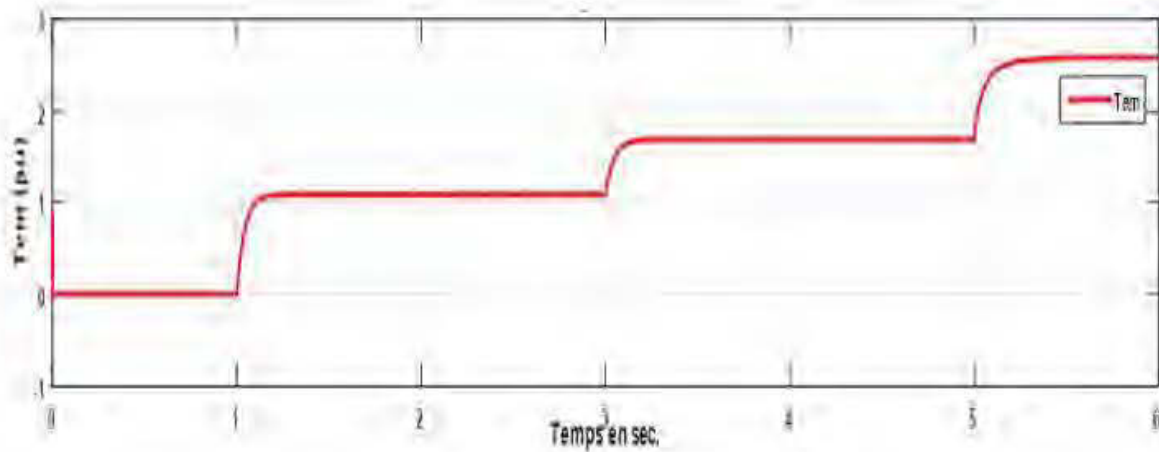


Figure 3.25: Couple électromagnétique de la GSAP lors de l'application d'un couple d'entraînement variable

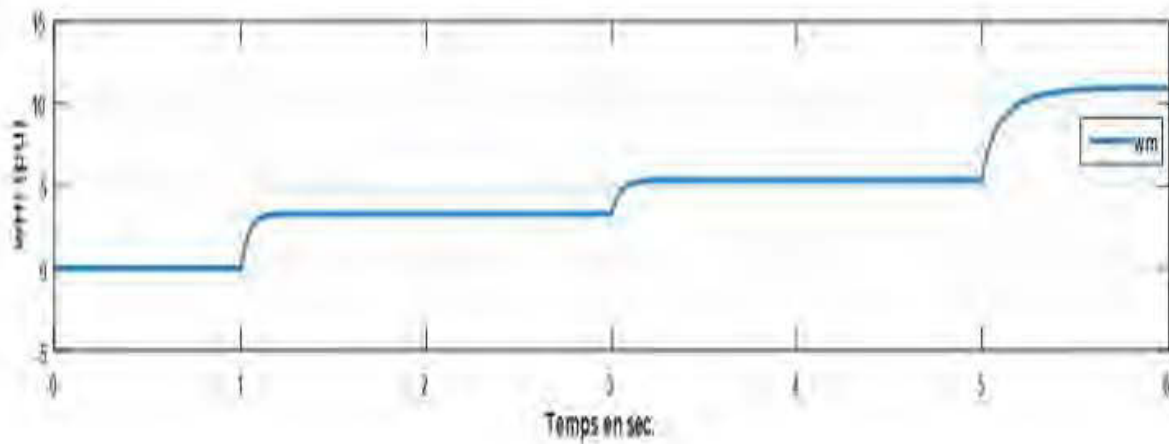


Figure 3.26: Vitesse de rotation de la GSAP lors de l'application d'un couple d'entraînement variable

3.15 Validation du modèle d'état électrique avec les essais réels

Pour valider le modèle d'état électrique avec charge inductive et résistive associée, des essais ont été effectués sur une machine de 2kW de **BSM Servo Motors**. Les caractéristiques de cette machine sont regroupées dans le tableau 3.4 ci-dessous :

Tableau 3.4 : Caractéristiques de la machine synchrone à aimants permanents

Description	Valeurs	unité
Puissance nominale	2	kW
Tension nominale	320	V
Courant nominal	12.5	A
Couple nominal	3.80	N. m
Vitesse nominale	1800	r/min
Nombre de pôles	8	/
Fréquence nominale	120	Hz

Les paramètres de cette machine seront identifiés au chapitre 4. La validation ici va consister à comparer les résultats de simulation obtenus des modèles, avec des résultats des essais expérimentaux.

Un essai de court-circuit triphasé ainsi qu'un essai d'enclenchement et de délestage de charge ont été réalisés sur la machine synchrone de 2kW. Les données de ces essais ont été enregistré sur un oscilloscope numérique de type Tektronix.

3.15.1 Court-circuit triphasé

Le court-circuit a été provoqué lorsque la génératrice débitait sur une charge résistive équilibrée de 12.6Ω . L'essai s'est opéré à tension réduite pour rester conforme aux courants nominaux de la machine. La figure 3.27 présente les courants triphasés mesurés et simulés lors d'un court-circuit triphasé.

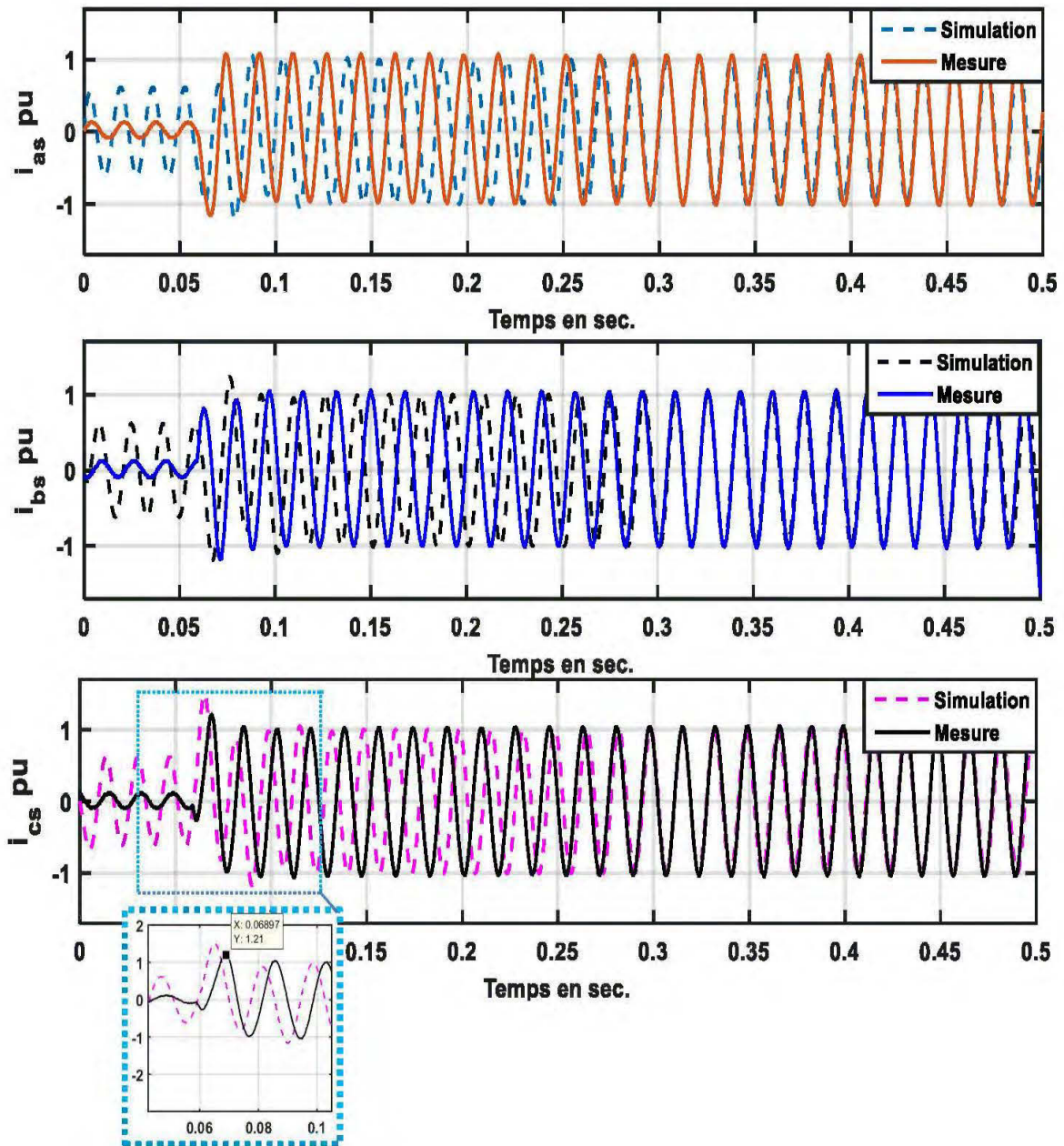


Figure 3.27: Courants triphasés $\ll i_{abc} \gg$ mesurés et simulés lors d'un court-circuit triphasé.

Nous constatons avec les résultats de la figure 3.27, un écart considérable entre la simulation numérique et la mesure expérimentale en régime transitoire (après le court-circuit). Cet écart est dû aux conditions initiales et aux paramètres utilisés dans la simulation du modèle.

3.15.2 Enclenchement de charge

Nous traitons deux essais d'enclenchement de charge, un enclenchement à 100% et l'autre à 50 %. La charge totale avant l'enclenchement est de $\underline{Z} = 240 + j0.32 \text{ } (\Omega)$. Les figures 3.28 et 3.29 ci-après montrent de bons résultats pour prédire la tension et le courant terminal.

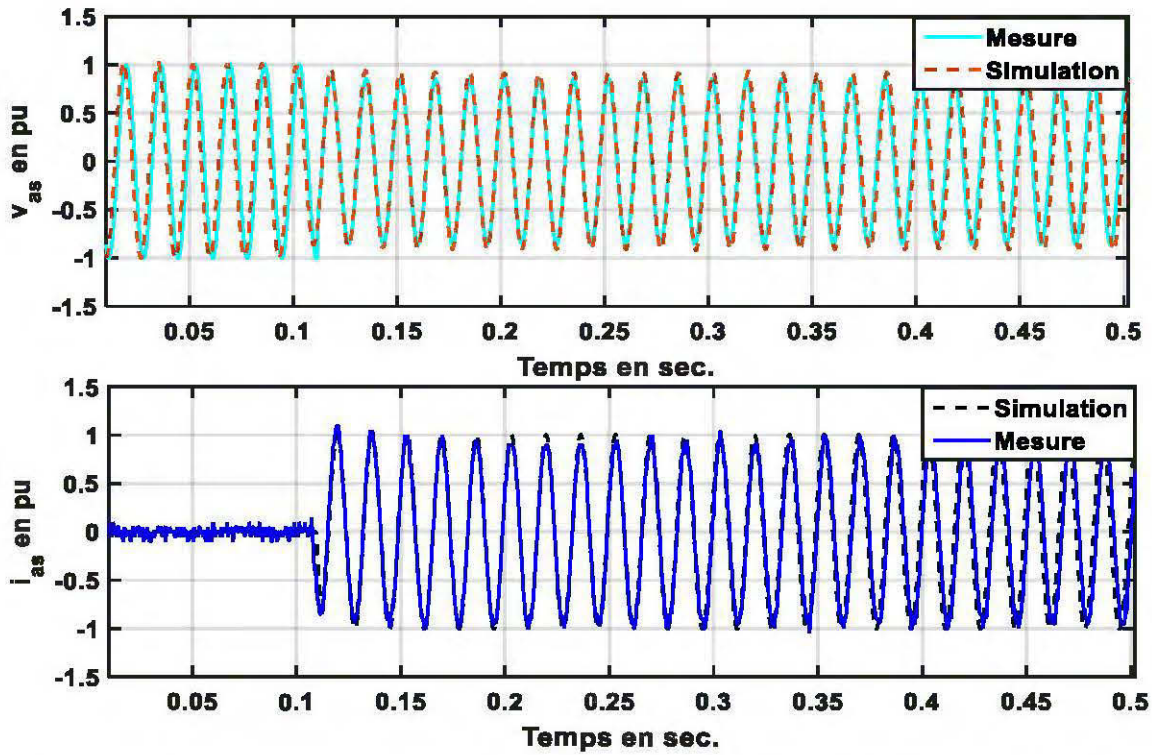


Figure 3.28: Tension $\ll v_{as} \gg$ et courant $\ll i_{as} \gg$ lors de l'enclenchement à 100% d'une charge inductive et résistive

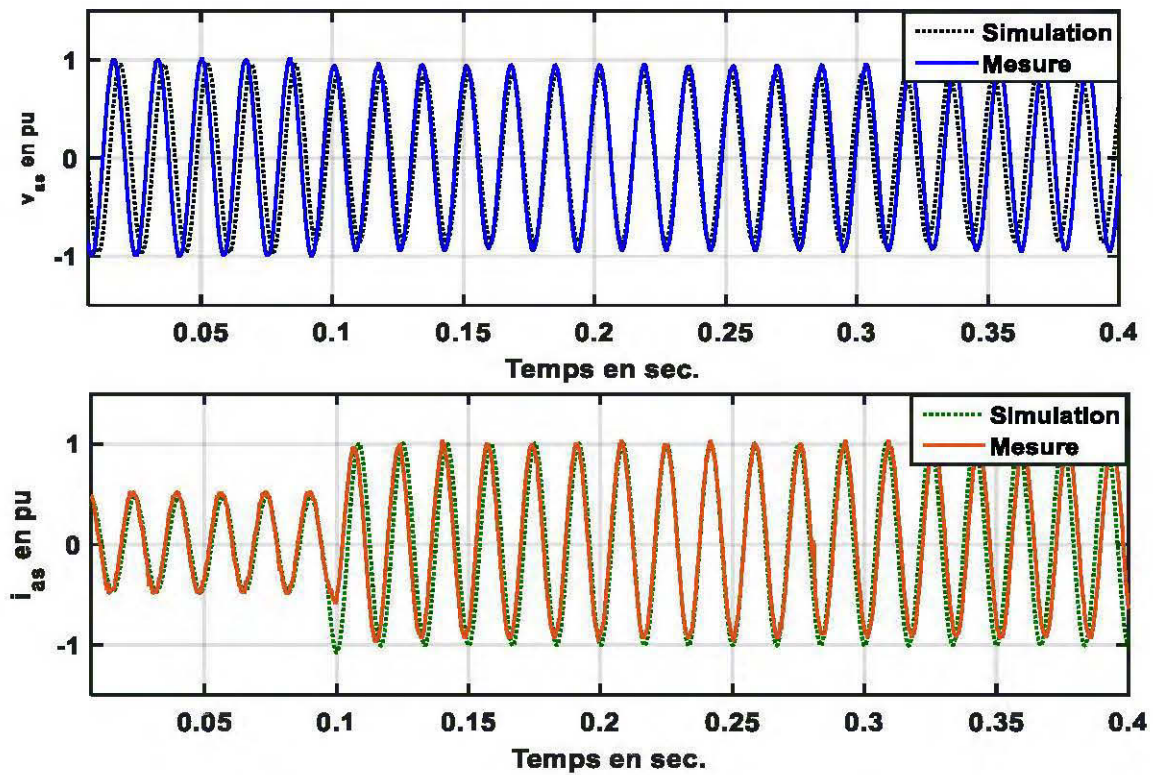


Figure 3.29: Tension $\ll v_{as} \gg$ et courant $\ll i_{as} \gg$ lors de l'enclenchement à 50% d'une charge inductive et résistive

Nous constatons que les grandeurs de sorties prédites par le modèle sont d'excellentes qualités dans ces deux essais d'enclenchements. Nous remarquons aussi dans les deux essais que la tension diminue sensiblement, pendant que le courant augmente.

3.15.3 Délestage de charge

Nous effectuons ici le délestage d'une charge inductive résistive. Deux essais de délestage de charge ont été opérés, un à 100% et l'autre à 50 %. Nous avons utilisé la même charge totale avant le délestage (voir enclenchement de charge). Le modèle donne une bonne prédiction de la tension et du courant terminal aux figures 3.30 et 3.31.

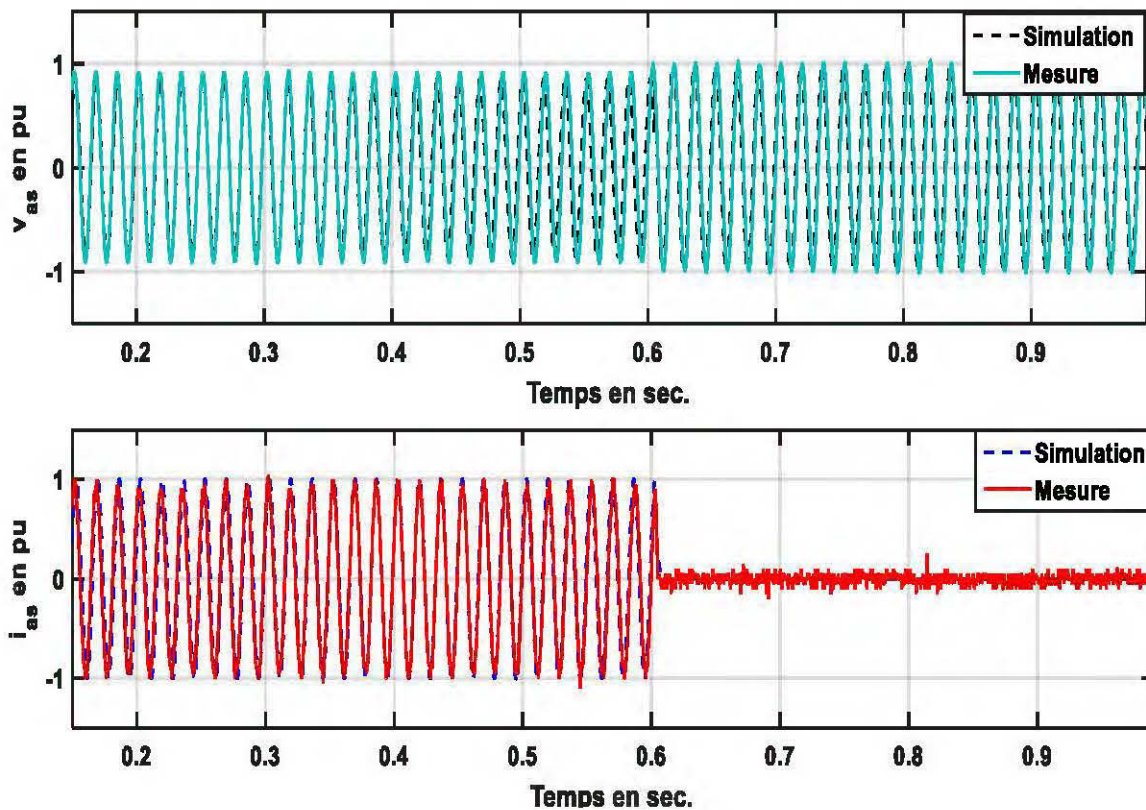


Figure 3.30 : Tension $\ll v_{as} \gg$ et courant $\ll i_{as} \gg$ lors du délestage à 100% d'une charge inductive et résistive

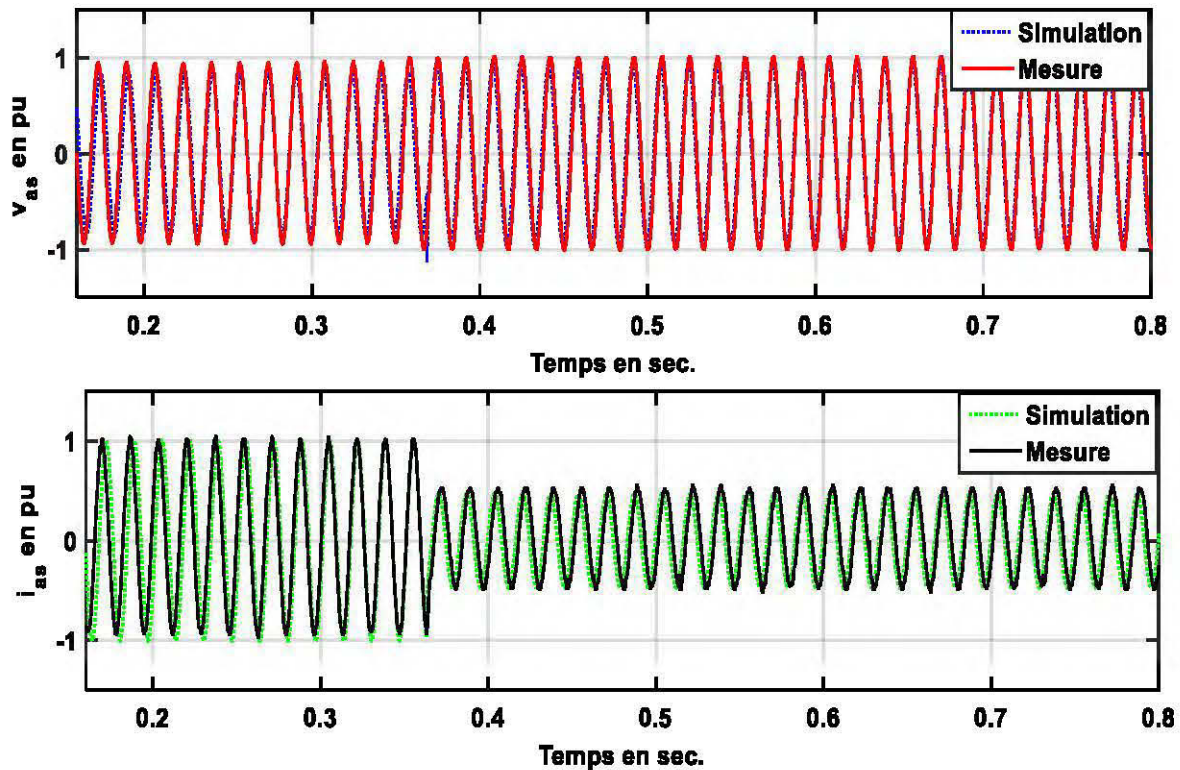


Figure 3.31 : Tension $\langle v_{as} \rangle$ et courant $\langle i_{as} \rangle$ lors du délestage à 50% d'une charge inductive et résistive

3.16 Conclusion

Ce chapitre a présenté de façon détaillée la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Les équations de la machine ont été développées dans le référentiel naturel abc , et ramenées dans le référentiel de Park, dans l'objectif d'établir les modèles d'états électriques et mécaniques de la machine. Ces modèles d'états développés ont servi d'une part, à l'analyse de la machine à travers des essais dynamiques, tels que le court-circuit triphasé, l'enclenchement et le délestage de charge. D'autres part, ces modèles aideront au chapitre 4 à l'identification des paramètres de la machine.

Nous avons opéré à la mise en œuvre de la simulation numérique des différents modèles d'états. Ces simulations ont été comparées aux mesures expérimentales obtenues sur une machine de 2kW de laboratoire. Toutes les simulations numériques ont été faites avec les paramètres du document [16]. L'enclenchement et le délestage de charge à 100 % et 50 % donnent de meilleurs résultats. Une erreur existe en régime transitoire entre le courant mesuré et simulé de l'essai de court-circuit triphasé. Cette erreur est due probablement aux conditions initiales, ou alors aux appareils de mesures utilisés.

Chapitre 4 : Identification des paramètres de la machine synchrone à aimants permanents à partir des essais dynamiques

4.1 Introduction

Après avoir développé les modèles d'essais de la machine synchrone à aimants permanents, nous nous intéressons présentement à son identification paramétrique. De manière classique, un système dont on veut identifier les paramètres, est le plus souvent représenté par son modèle dynamique sous forme d'équations d'états ou de fonction de transfert. Alors, identifier ce système revient tout simplement à traduire son identité de comportement avec son modèle de connaissance. Cette opération est basée sur la méthode erreur de sortie, où l'on compare les réponses du système et celles du modèle, soumis à la même excitation.

Dans ce chapitre, nous allons identifier des paramètres de la MSAP à partir des essais dynamiques vus précédemment au troisième chapitre. Nous focalisons l'étude sur la méthode d'identification basée sur l'erreur de sortie, associée à l'algorithme des moindres carrés déjà développée par [18, 19][28], pour estimer les paramètres des machines asynchrones et synchrones. Les essais dynamiques préalablement présentés tels que le court-circuit triphasé, l'enclenchement et le délestage de charge aideront ici pour évaluer l'ensemble des paramètres électriques de la MSAP. Un essai de ralentissement sera effectué pour identifier les paramètres mécaniques de cette machine.

4.2 Généralités sur l'identification paramétrique des systèmes

Pendant la phase conceptuelle des systèmes de commande, il est toujours utile d'avoir à sa disposition un modèle mathématique représentant le comportement dynamique du système à étudier. L'identification paramétrique appliquée à ce système, consiste à estimer les paramètres du modèle à partir de données expérimentales. Le modèle obtenu après la détermination des paramètres, doit en réalité reproduire fidèlement le comportement du système physique, dans toutes ses conditions de fonctionnement.

On peut en réalité distinguer deux sortes de modèles dynamiques :

- Les modèles non paramétriques, qui en général sont décrits par un nombre infini de paramètres. Le nombre de paramètres du modèle n'est pas fixé, il varie avec le nombre de tests effectués (réponse fréquentielle, réponse à un échelon) ;
- Les modèles paramétriques, caractérisés par un ensemble fini de paramètres (fonction de transfert, équations différentielles).

Nous retrouvons pareillement dans la littérature, plusieurs techniques d'identifications regroupées en deux grandes catégories :

- L'identification non-paramétrique ;
- L'identification paramétrique.

Dans l'identification non paramétrique, le système n'est pas écrit par des équations dynamiques ou une fonction de transfert, mais plutôt par sa réponse à des excitations particulières. Le résultat de cette identification est disponible sous une forme graphique (relevé de la réponse indicielle, impulsionnelle ou harmonique) ou numérique (calcul de la réponse impulsionnelle ou harmonique) [36]. Par contre, si le degré de précision de la connaissance du système s'avère nécessaire, on fait alors recours à l'identification paramétrique.

La procédure d'identification des paramètres d'un système comme nous allons le voir à la suite de ce chapitre, est basée sur plusieurs entités principales :

- Un ensemble de données (mesures Entrées/Sorties) ;
- Le type de modèle à utiliser ;
- Le critère de performance ;
- L'algorithme d'optimisation ;
- Le type d'essai à effectuer ;
- La vérification des résultats.

4.3. Identification basée sur l'erreur de sortie

La littérature sur les techniques d'identification paramétrique des systèmes est très abondante. Il existe plusieurs méthodes dont le choix est arbitraire et dépend le plus souvent de la précision, la simplicité de son implantation et ses performances visées. De nombreux techniques d'estimation, faisant appel à des algorithmes d'optimisation se trouvent dans les références

[9][37, 38]. Dans le cas de ce travail, nous avons opté le choix vers la méthode d'identification basée sur l'erreur de sortie obtenue à partir d'un modèle de connaissance de la machine.

Le principe de l'estimation des paramètres basée sur cette méthode, consiste à exciter la MSAP et son modèle d'état par les mêmes entrées $u(k)$. Les sorties de la machine et celles du modèle sont comparées pour générer les résidus ou erreur $\varepsilon(k)$. Cependant, l'algorithme d'optimisation est utilisé pour modifier le vecteur de paramètres $\theta(k)$ par itérations successives, de manière à obtenir le vecteur de paramètres optimal (θ_{opt}), en minimisant la fonction coût J construit sur l'erreur d'estimation $\varepsilon(k)$. Le schéma de la figure 4.1 ci-dessous, présente le principe de cette méthode, où $w(k)$ et $v(k)$ sont respectivement des bruits du système réel et de mesure.

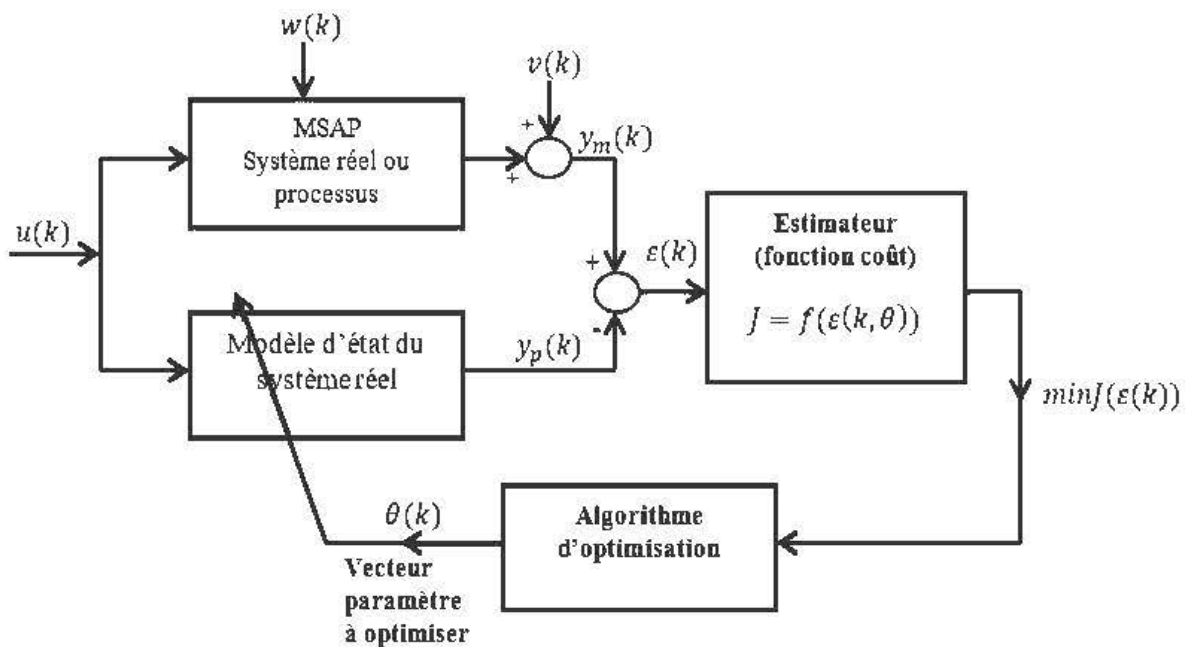


Figure 4.1 : Principe de l'identification basée sur l'erreur de sortie

Dans le schéma de la figure 4.1, l'estimateur est chargé de définir la fonction coût à minimiser. Les estimateurs qui permettent de mieux évaluer ce critère J sont énumérés plus bas :

- Les moindres carrés simples (MCS) ;
- Les moindres carrés pondérés (MCP) ;
- Les moindres carrées généralisées (MCG) ;

- Le Maximum de vraisemblance (MV) ;
- Le Filtre de Kalman ;
- Etc.

Comme l'estimateur aux moindres carrés ne prend pas en considération les perturbations de nature stochastique, il sera privilégié ici dans ce travail. Cet estimateur est de type déterministe [19].

4.4 Estimateur aux moindres carrés pondérés

L'estimateur aux moindres carrés pondérés est utilisé lors de problèmes de convergence et de précision [28]. Sa fonction principale est de minimiser la somme de l'erreur quadratique, en ajustant le vecteur de paramètre θ par l'optimisateur. Il est défini comme suit [18, 19]:

$$J = \frac{1}{N_k} \sum_{k=1}^{N_k} (\varepsilon(k, \theta))^T W_p (\varepsilon(k, \theta)) \quad (4.1)$$

Avec :

$$\varepsilon(k, \theta) = y_m(k) - y_p(k, \theta) \quad (4.2)$$

$$W_p = \text{diag}([w_1 \quad w_2 \quad \dots \quad w_{nw}]) \quad (4.3)$$

N_k : est le nombre d'observations considérés.

W_p est appelé matrice de pondération, elle est définie positive et symétrique.

La pondération ici permet d'attribuer un poids à chaque sorties. Elle corrige toute différence marquée des facteurs d'échelles [19]. Dans le cas de sorties multiples, la fonction coût (4.1) devient[28] :

$$\begin{aligned} J &= \frac{1}{N_s N_k} \sum_{j=1}^{N_s} \sum_{k=1}^{N_k} (\varepsilon(k, \theta))^T W_p (\varepsilon(k, \theta)) \\ &= \frac{1}{N_s N_k} \sum_{j=1}^{N_s} \sum_{k=1}^{N_k} [y_{mj}(k) - y_{pj}(k, \theta)]^T W_p [y_{mj}(k) - y_{pj}(k, \theta)] \end{aligned} \quad (4.4)$$

Où N_s est le nombre de sorties considérées.

Si nous divisons par $N_s N_k$, le critère n'est plus la somme des erreurs quadratiques de sortie, mais plutôt la moyenne de cette somme. Nous considérons comme grandeurs de sorties de la MSAP, les trois courants de phase et les tensions statoriques. Les courants dans le référentiel de Park seront examinés ici pour le calcul de l'erreur de sortie. Le critère sera alors exprimé avec les grandeurs de Park.

4.5 L'optimisateur (algorithme d'optimisation)

L'algorithme d'optimisation est une technique itérative qui permet de minimiser la fonction coût (4.4). Il existe bon nombre d'algorithmes d'optimisations, disponibles dans les références [28]. Il s'agit :

- Méthode du Gradient
- Newton – Raphson
- Gauss - Newton
- Quasi - Newton

Le choix des algorithmes cités ci-dessus, s'opère en fonction de la vitesse de convergence des itérations vers l'optimum recherché. Dès que l'algorithme converge, on obtient le vecteur optimal des paramètres (θ_{opt}). Dans le cas de ces travaux, nous utilisons l'algorithme de la méthode « *fmincon* », qui est du type Quasi-Newton. La méthode Quasi - Newton combine à la fois la méthode de gradient, et celle de newton. Le principe de base consiste à utiliser la méthode de gradient lorsqu'on est éloigné de la solution optimale, puis la méthode de newton quand on est plus près du minimum local [39, 40].

L'algorithme de type Quasi-Newton utilisé pour les problèmes de minimisation, se récapitule à travers les étapes suivantes [19][41]:

- Calculer le gradient $g(k)$ de la fonction à minimiser ;
- Calculer le Hessien $H(k)$ ou son approximation $H(k)$;
- Appliquer une technique de factorisation à $H(k)$;
- Résolution de $H(k) \cdot s_N = -g(k)$, pour $s_N = s_N(k)$ où s_N est le pas dans la direction de Newton ;

- Décider si le pas de Newton est pris $\theta(k+1) = \theta(k) + s_N$ ou s'il faut choisir $\theta(k+1)$ par une stratégie globale.

Pour une bonne minimisation de la fonction coût, il est souvent recommandé de choisir une longueur de pas acceptable dans une direction de recherche donnée, afin que $J(\theta(k+1)) < J(\theta(k))$. La fonction *fmincon* de Matlab sera préposée ici pour déterminer le minimum de la fonction coût.

4.5.1 Bornes de recherche pour *fmincon* de Matlab

La fonction « *fmincon* » a toujours besoin qu'on précise dans sa routine, les contraintes d'optimisation, pour délimiter la zone de recherche pour chaque paramètre à identifier. L'équation (4.5), exprime les bornes supérieures et inférieures de la méthode « *fmincon* ».

$$\begin{cases} lb = \min(\theta) \\ ub = \max(\theta) \end{cases} \quad (4.5)$$

La méthode « *fmincon* » utilise aussi les multiplicateurs de Lagrange pour assurer les contraintes limites. La déclaration d'une région de recherche peut vite mener à trouver un minimum local.

4.5.2 Critères d'arrêts

Dans la procédure d'identification, lorsque le critère d'arrêt est atteint, l'optimisateur sort de la boucle d'identification. La fonction « *fmincon* » de Matlab possède plusieurs critères qui peuvent être définis en fonction du type de problème à résoudre. Il est donc souhaitable de définir un nombre maximal d'itération dans la boucle, pour faciliter l'optimisateur à ne pas tourner indéfiniment.

En d'autres termes, l'algorithme d'optimisation sera arrêté lorsque la variation de la fonction coût entre deux itérations est inférieure ou égale à la tolérance indiquée par l'utilisateur dans la fonction « *fmincon* » de Matlab.

$$J(\theta(k+1)) - J(\theta(k)) \leq \text{Tolérances sur } J(\theta(k)) \quad (4.6)$$

L'écart de la fonction objective entre deux itérations est davantage grand dans les premières itérations, et plus petit pour plusieurs itérations. Dans cette étude, nous avons fixé dans le programme d'optimisation la valeur de la tolérance d'arrêt à $1e^{-4}$.

4.6 Identification en temps différé

L'identification en temps différé s'opère en deux temps. Les signaux de mesure d'entrées et de sorties relevés sur la machine, sont avant tout enregistrés pendant le déroulement des essais expérimentaux. Ensuite, le modèle d'état de la machine possédant des paramètres initiaux, est excité avec les mêmes signaux d'entrées de la MSAP.

Il donnera en retour, les signaux simulés de sorties. La fonction coût aux moindres carrés est alors calculée, puis minimisée à travers l'optimisateur, qui change à chaque pas d'itération les paramètres, pour se rapprocher du vecteur de paramètre optimal. Ce type d'identification prend énormément de temps à cause de la simulation du modèle d'état à chaque itération.

4.7 Processus d'identification

La figure 4.2 ci-dessous présente le schéma du processus itératif de détermination du vecteur optimal de paramètres. L'identification des paramètres s'opère dans un environnement virtuel Matlab/Simulink, en exécutant le fichier principal **''ident.m''** en annexes. Dans ce fichier, sont déclarées les conditions initiales, les paramètres initiaux de la machine et les contraintes d'optimisation de la fonction « *fmincon* » de Matlab.

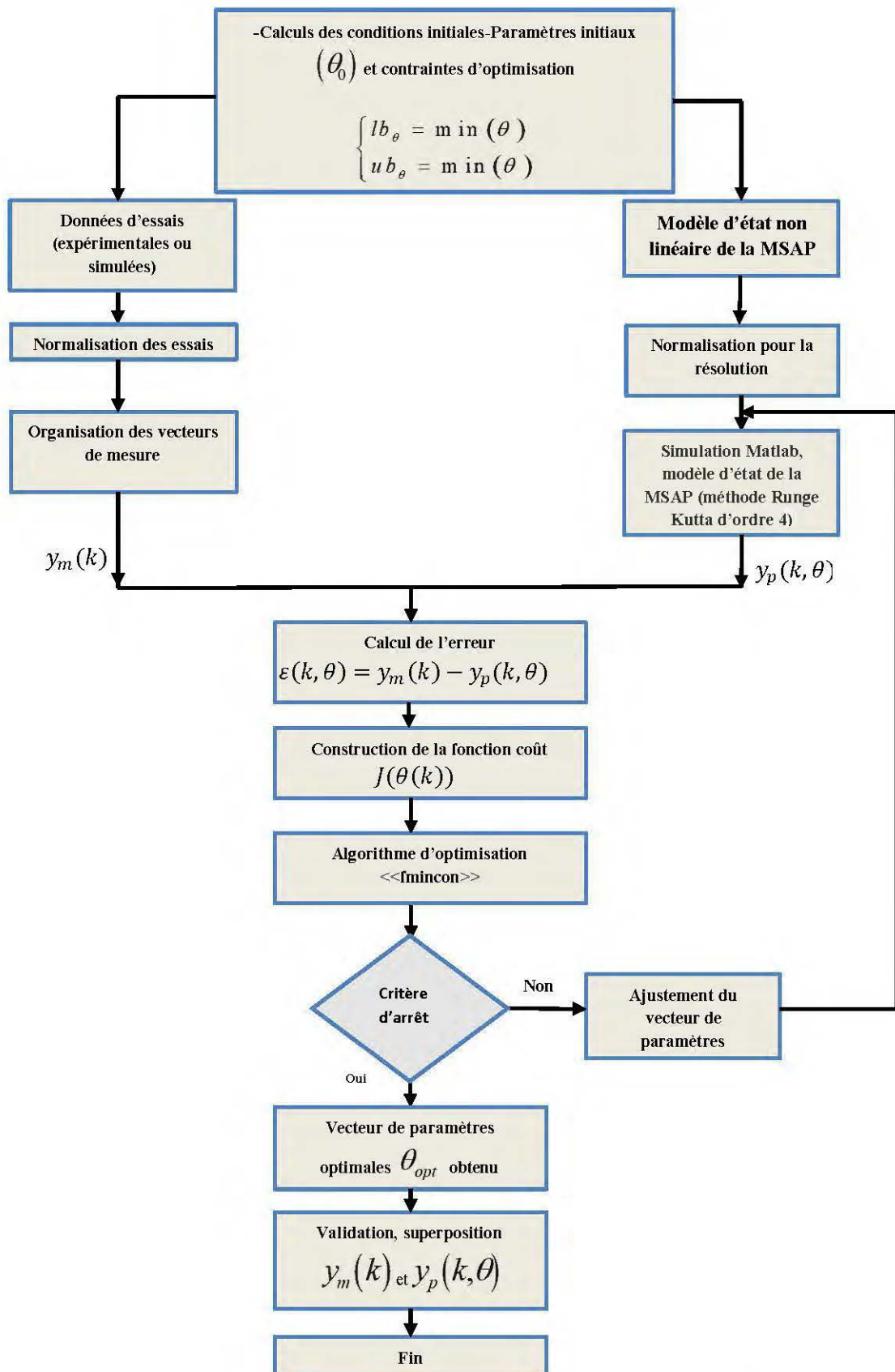


Figure 4.2 Processus d'identification des paramètres de la MSAP

Cette déclaration de données consiste à simuler le modèle d'état de la MSAP, et les mesures expérimentales effectuées sur la machine doivent être prêtes pour l'identification différée. La fonction d'optimisation « *fmincon* » de Matlab ainsi définie, va appeler le fichier « **myfunc.m** » pour chercher les paramètres optimaux à travers les limites supérieures et inférieures indiquées sur le programme d'optimisation. Le fichier « **myfunc.m** » annexé dans ce document, en retour, exécute le calcul de la fonction coût conformément à la sortie prédite du modèle simulé et les mesures disponibles (ou essai simulé). La fonction « *fmincon* » de Matlab calcul et évalue la fonction coût J selon la tolérance fixée ou imposée dans le programme d'optimisation, et décide de s'arrêter ou de recommencer le processus d'identification.

4.8 Validation sur essai simulé de l'algorithme d'identification basée sur la méthode du modèle

4.8.1 Organisation des mesures de l'essai simulé du modèle.

Dans ce paragraphe, nous allons procéder à la simulation de la machine avec les valeurs des paramètres dont le choix dépend des vrais paramètres de la machine à identifier. Nous construisons à travers la simulation, les mesures simulées. La simulation est considérée ici comme étant un essai réel, d'où l'appellation d'essai simulé [28]. Le but de l'essai simulé consiste à identifier à l'aide du même modèle. L'algorithme d'optimisation doit obtenir exactement les mêmes paramètres de la machine supposée fictive. Nous voulons valider le programme d'optimisation sur essai simulé, et ensuite le tester avec des essais expérimentaux fait en laboratoire. Le tableau 4.1 présente les paramètres de la machine fictive et les conditions initiales. Les paramètres initiaux ont été choisis avec des erreurs initiales, qui varient entre 15% et 25% sur les paramètres électriques de la machine fictive. Nous travaillons avec le modèle d'état électrique de la MSAP connecté à la charge. Donc, seuls les paramètres électriques seront à identifier. La vitesse de rotation est fixée à 1pu. Les paramètres mécaniques n'interviennent dans ce cas précis.

Tableau 4.1 : Paramètres de l'essai simulé et conditions initiales

Vecteur de paramètres θ	Paramètres de la machine	Paramètres initiaux
R_{sn}	0.05	0.033
L_{dn}	0.4	0.386
L_{qn}	0.76	0.677
ψ_{fn}	0.9	0.885

Nous avons choisi les courants et les tensions dans le référentiel **(abc)** pour le calcul des résidus et donc le critère quadratique à minimiser. Nous définissons les résidus du courant et de la tension du stator pour une phase comme suit :

$$\begin{cases} \mathcal{E}_{ias} = i_{as_mes} - i_{as_prédite} \\ \mathcal{E}_{vas} = v_{as_mes} - v_{as_prédite} \end{cases} \quad (4.7)$$

Avec :

$$\mathcal{E} = \begin{pmatrix} \mathcal{E}_{ias} & \mathcal{E}_{vas} \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

Les données de l'essai simulées ont été enregistrées sur 6284 points de mesure, pour le calcul de l'erreur quadratique et la fonction coût. Nous construisons le critère à minimiser à partir de la relation (4.9), en posant ($W_p = 1$).

$$J = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{6284} \cdot \sum_{j=1}^2 \sum_{k=1}^{6284} \mathcal{E}^2 \quad (4.9)$$

4.8.2 Court-circuit triphasé symétrique

Nous identifions les paramètres de la machine fictive à l'aide du même modèle dans un essai de court-circuit triphasé. La charge inductive et résistive d'impédance totale 0.78Ω , est branchée à la génératrice pendant l'essai. Le court-circuit est provoqué à 0.3s, le comportement des courants au début et à la fin du programme d'identification est présenté à la figure 4.3.

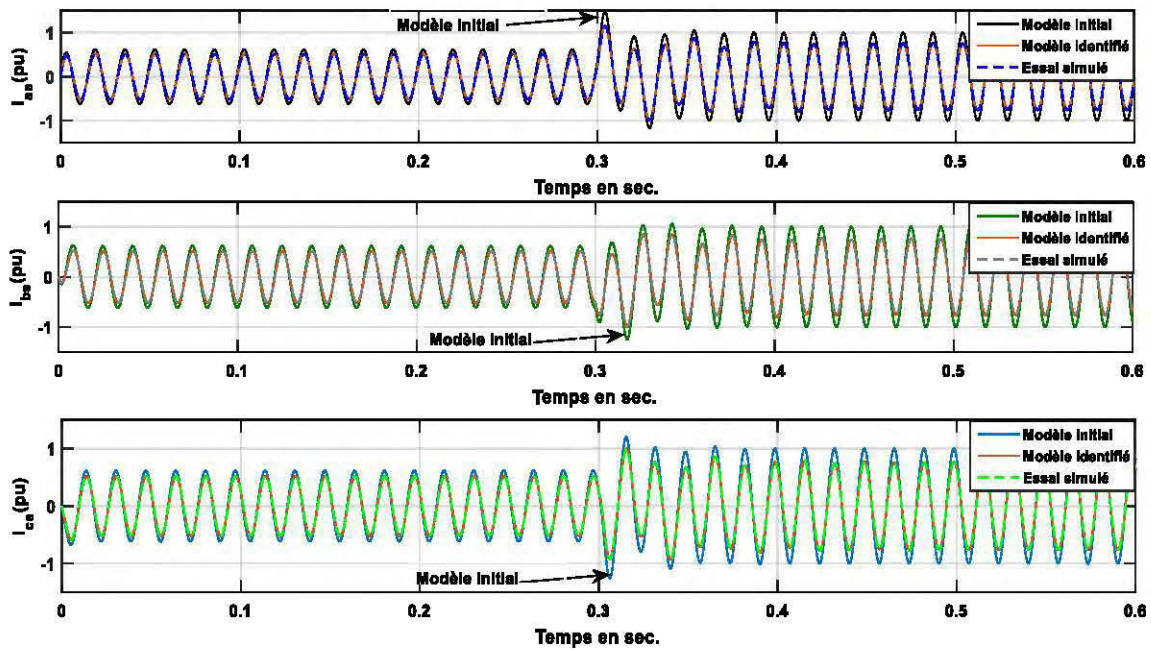


Figure 4.3 : Courants $\ll i_{abc} \gg$ lors d'un court-circuit triphasé sur essai simulé.

Le tableau 4.2 ci-dessous, présente les paramètres estimés de l'identification lors d'un court-circuit triphasé. La figure 4.3 expose les résultats de l'algorithme d'identification, basée sur l'erreur de sortie et associé au moindre carré pondéré. Nous constatons à travers ces résultats, la convergence de l'algorithme vers les paramètres de références choisies. Les erreurs relatives sur les paramètres, sont forcément dues aux conditions initiales et à la tolérance de l'optimisateur $\ll fmincon \gg$ de Matlab, imposé par l'utilisateur.

Tableau 4.2 : Paramètres estimés lors d'un court-circuit triphasé sur essai simulé

Vecteur de paramètres	Paramètres de référence [pu]	Paramètres identifiés [pu]	Erreur relative (%)
θ			
R_{sn}	0.05	0.0501	+0.2
L_{dn}	0.4	0.3986	-0.35
L_{qn}	0.76	0.7590	-0.131578
ψ_{fn}	0.9	0.8960	-0.44444

De la même manière, nous procédons à l'identification par essais simulés sur un enclenchement et délestage de charge. Nous utilisons les mêmes paramètres de références que précédemment et avec les mêmes conditions d'arrêts sur l'optimisateur $fmincon$.

4.8.3 Enclenchement total d'une charge inductive et résistive

Le principe de l'enclenchement de charge a été présenté au paragraphe 3.13.3 du chapitre 3. Au début de l'essai d'enclenchement total, aucune charge n'est connectée. Après un tiers de seconde, on connecte à la génératrice deux charges inductives et résistives d'impédance respectives $\underline{Z} = 0.64 + j0.48$. Le tableau 4.3 présente les paramètres de références et celles trouvés à l'identification. Le même nombre de points de mesure (6284) sur l'essai simulé a été considéré. Nous avons fixé une pondération de « 1 » sur le courant et la tension terminale.

Tableau 4.3: Paramètres estimés lors de l'enclenchement total d'une charge inductive et résistive sur essai simulé

Vecteur de paramètres θ	Paramètres de référence [pu]	Paramètres identifiés [pu]	Erreur relative (%)
R_{sn}	0.05	0.0503	+0.6
L_{dn}	0.4	0.3994	-0.15
L_{qn}	0.76	0.7628	+0.36842
ψ_{fn}	0.9	0.8916	-0.933333

Les figures 4.4 à 4.6 qui en découlent montrent les résultats de l'identification de l'essai d'enclenchement sur essai simulé :

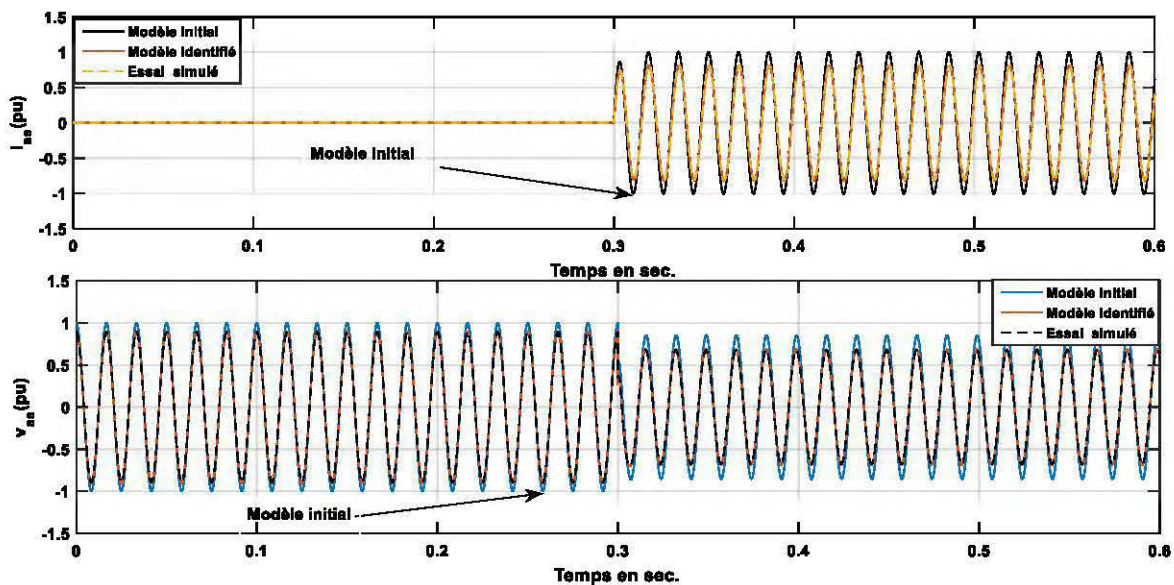


Figure 4.4: Courant $\langle i_{as} \rangle$ et tension $\langle v_{as} \rangle$ sur essai simulé lors de l'enclenchement total d'une charge inductive et résistive

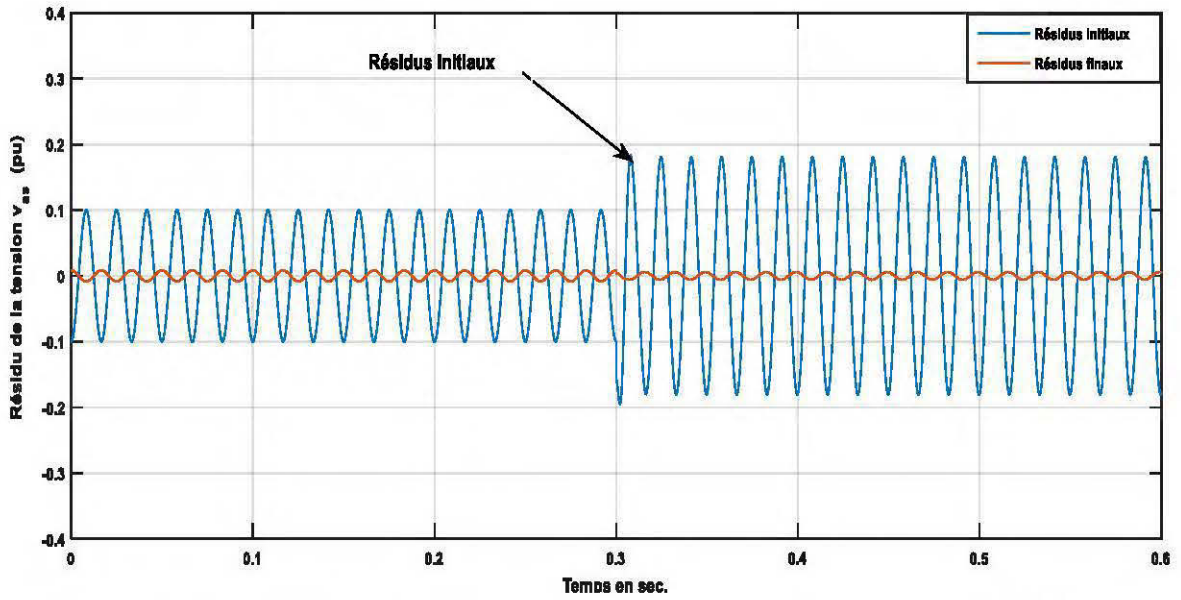


Figure 4.5 : Résidus de la tension terminale $\ll \varepsilon_{vas} = v_{as_mes} - v_{as_prédite} \gg$ sur essai simulé, lors de l'enclenchement total d'une charge inductive et résistive

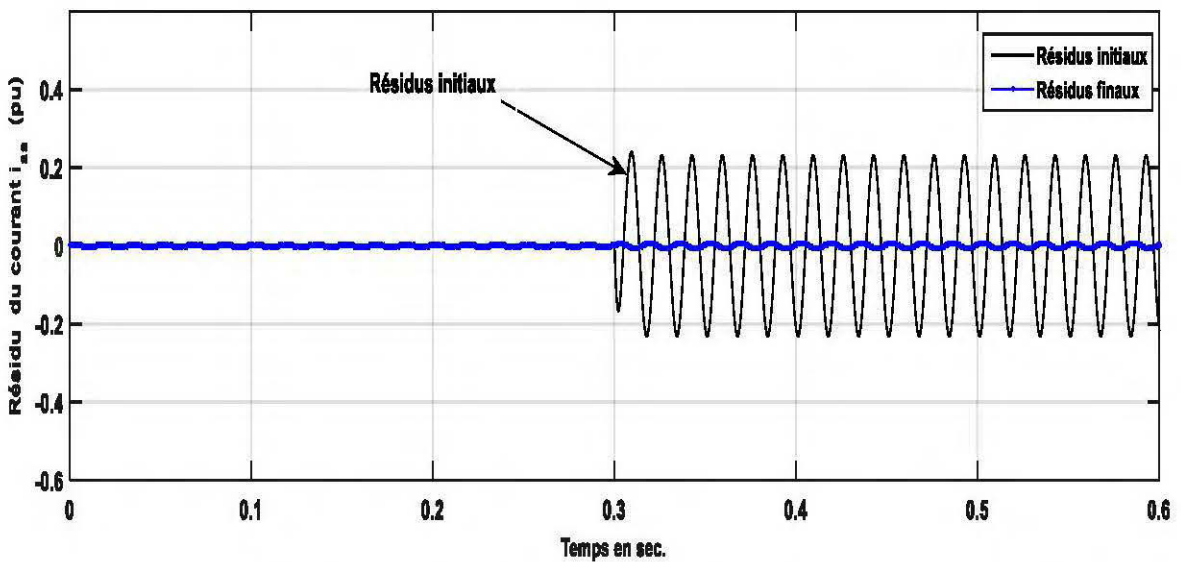


Figure 4.6 : Résidus du courant terminal $\ll \varepsilon_{ias} = i_{as_mes} - i_{as_prédite} \gg$ sur essai simulé, lors de l'enclenchement total d'une charge inductive et résistive

4.8.4 Enclenchement partiel d'une charge inductive et résistive

Nous continuons toujours à valider l'algorithme d'identification sur essai simulé avec un essai d'enclenchement partiel. Une charge initiale d'impédance $\underline{Z} = 0.64 + j0.48$ (pu) est connectée à la génératrice. Ensuite, on connecte une autre charge de même impédance. Les paramètres identifiés pendant cet essai d'enclenchement de charge partielle sont identiques au tableau 4.3 ci-dessus. Les figures 4.7 à 4.9 montrent la validation de l'algorithme sur essai simulé.

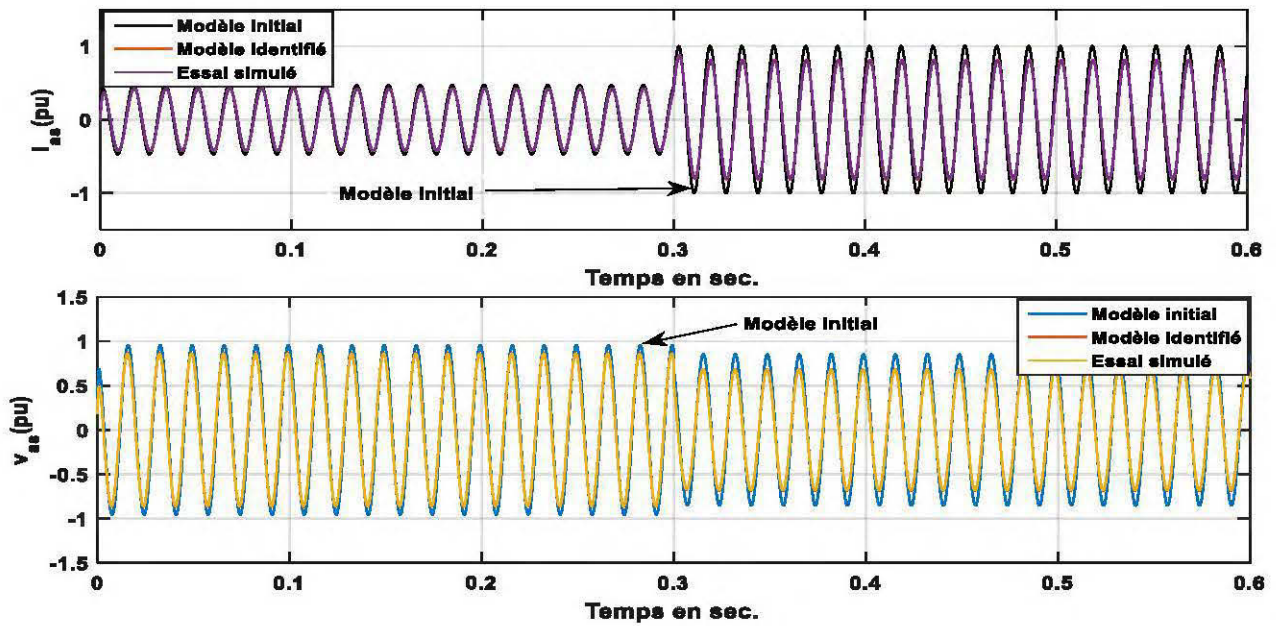


Figure 4.7 : Courant $\langle i_{as} \rangle$ et tension $\langle v_{as} \rangle$ sur essai simulé lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive et résistive.

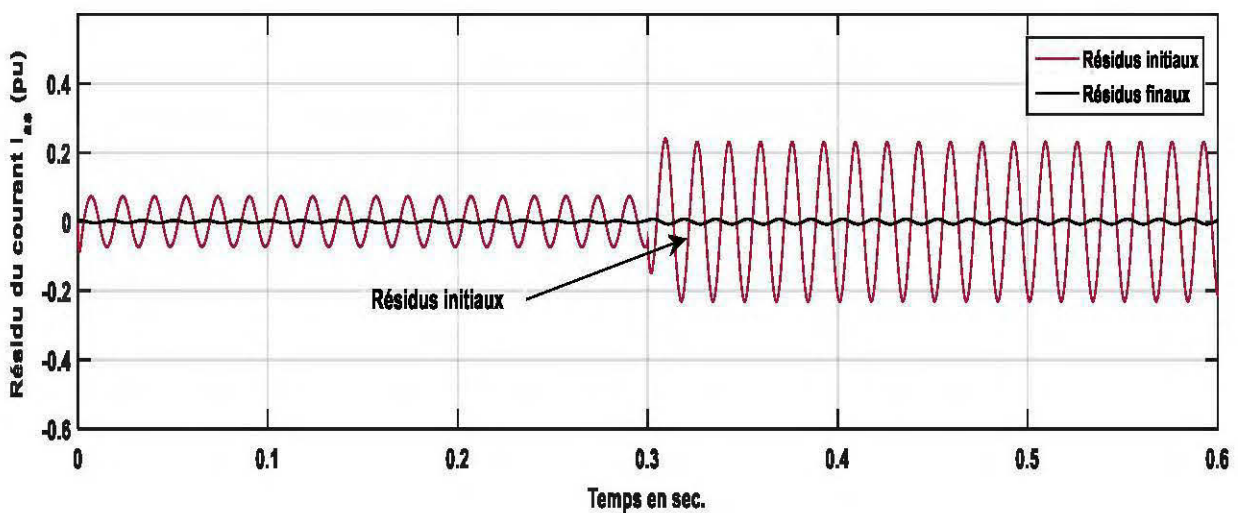


Figure 4.8: Résidus du courant terminal $\langle \varepsilon_{ias} = i_{as_mes} - i_{as_prédite} \rangle$ sur essai simulé, lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive et résistive

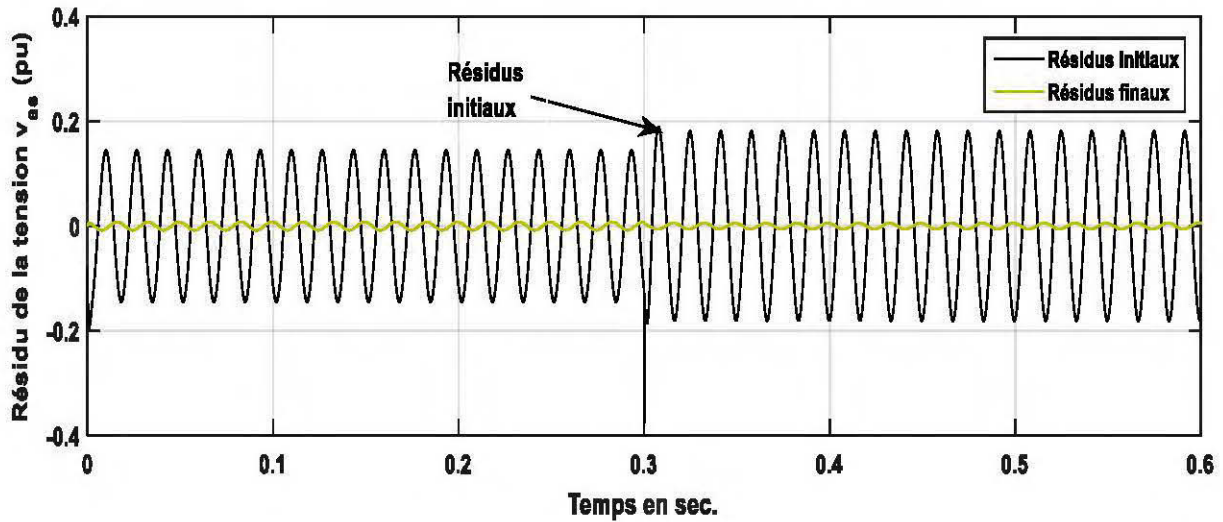


Figure 4.9: Résidus de la tension terminale $\ll \varepsilon_{vas} = v_{as_mes} - v_{as_prédite} \gg$ sur essai simulé, lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive et résistive

4.8.5 Délestage total d'une charge inductive et résistive

Dans ce paragraphe, nous allons identifier les paramètres de la machine avec le délestage total de charge sur essai simulé. Deux charges, chacune d'impédance $\underline{Z} = 0.64 + j0.48$, sont initialement connectées à la génératrice. Pendant l'instant de délestage total, ces deux charges sont déconnectées et la génératrice se retrouve à vide. Le tableau 4.4 présente les paramètres estimés lors du délestage total de charge inductive et résistive sur essai simulé.

Tableau 4.4 : Paramètres estimés lors du délestage total d'une charge inductive et résistive sur essai simulé

Vecteur de paramètres	Paramètres de référence[pu]	Paramètres identifiés[pu]	Erreur relative (%)
θ			
R_{sn}	0.05	0.0505	+1
L_{dn}	0.4	0.3916	-2.1
L_{qn}	0.76	0.7596	-0.05265
ψ_{fn}	0.9	0.9196	+2.17

Les figures 4.10 à 4.12 ci-dessous présentent la validation de l'algorithme d'identification.

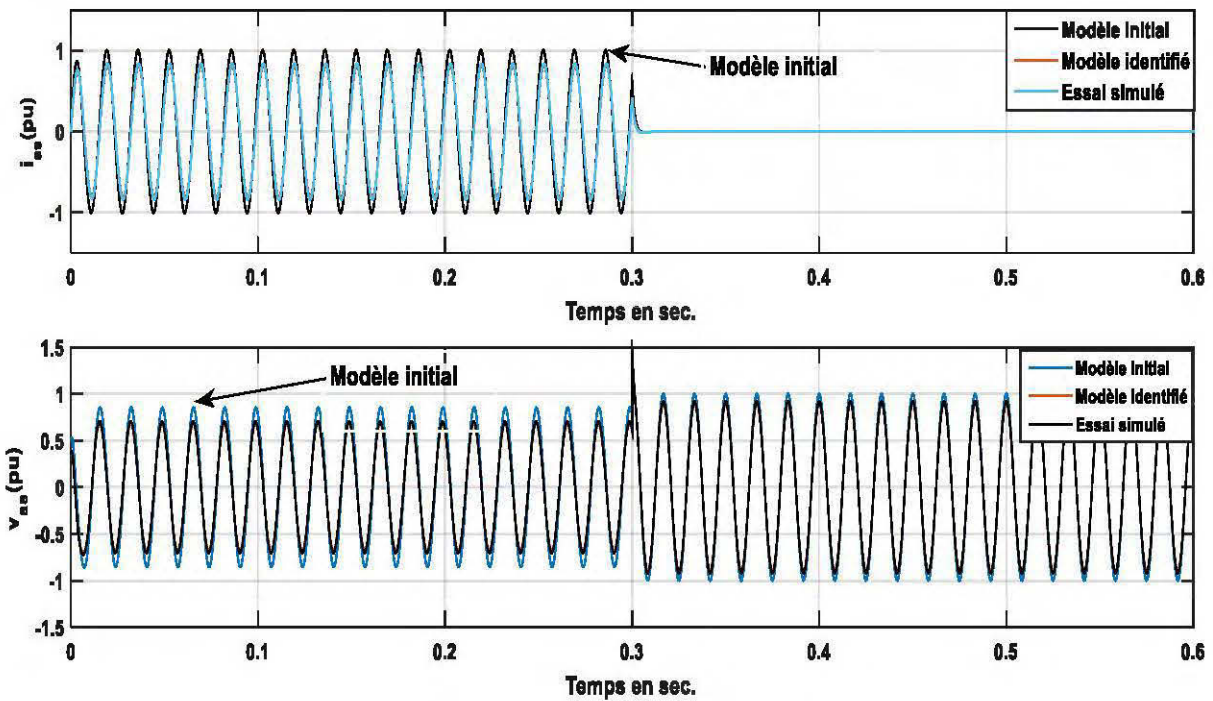


Figure 4.10: Courant $\ll i_{as} \gg$ et tension $\ll v_{as} \gg$ sur essai simulé lors du délestage total d'une charge inductive et résistive

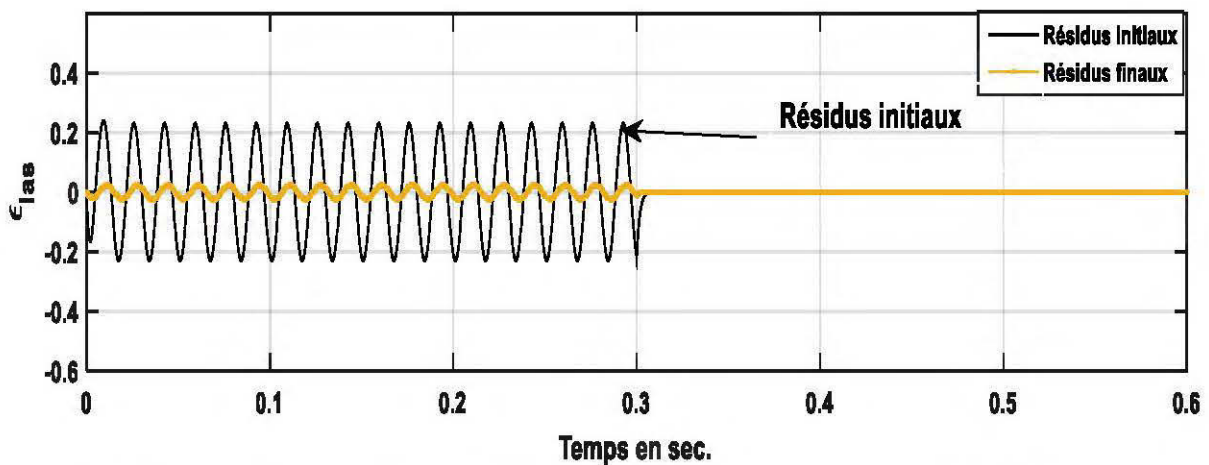


Figure 4.11: Résidus du courant terminal $\ll \epsilon_{ias} = i_{as_mes} - i_{as_prédite} \gg$ sur essai simulé lors du délestage total d'une charge inductive et résistive.

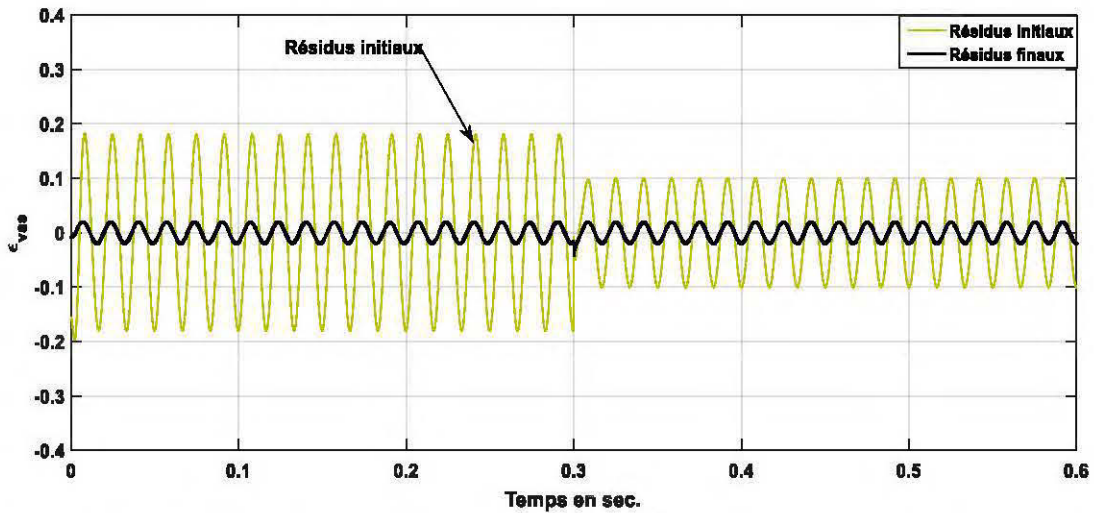


Figure 4.12 : Résidus de la tension terminale $\ll \varepsilon_{vas} = v_{as_mes} - v_{as_prédite} \gg$ sur essai simulé lors du délestage total d'une charge inductive et résistive.

4.8.6 Délestage partiel d'une charge inductive et résistive

Nous validons présentement l'algorithme d'optimisation avec les paramètres identifiés du tableau 4.4, en tenant en compte du délestage partiel de charge inductive et résistive. Deux charges, chacune d'impédance $\underline{Z} = 0.64 + j0.48$, sont initialement connectées à la génératrice. Une est déconnectée de la génératrice pendant l'instant de délestage partiel, et l'autre restant connectée. Les figures ci-après montrent la validation des résultats.

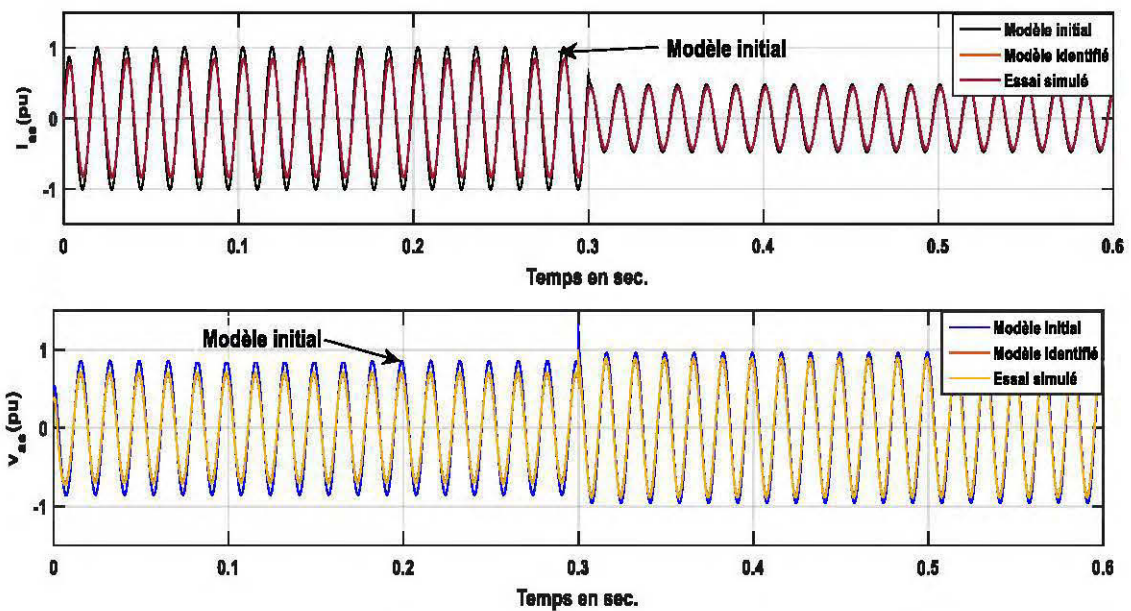


Figure 4.13 : Courant $\ll i_{as} \gg$ et tension $\ll v_{as} \gg$ sur essai simulé lors du délestage partiel d'une charge inductive et résistive

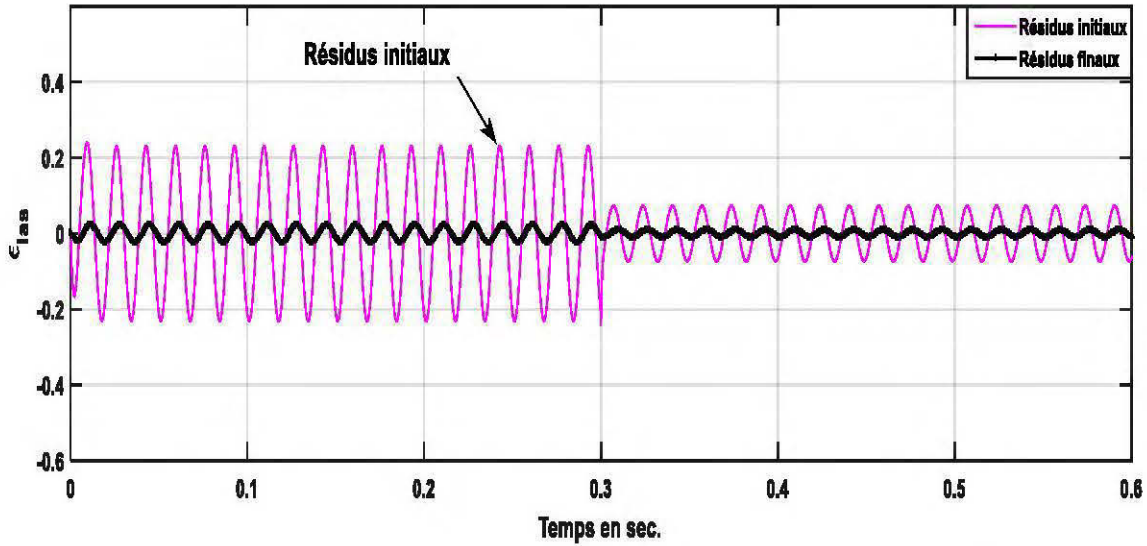


Figure 4.14 : Résidus du courant terminal $\ll \varepsilon_{ias} = i_{as_mes} - i_{as_prédite} \gg$ sur essai simulé lors du délestage partiel d'une charge inductive et résistive.

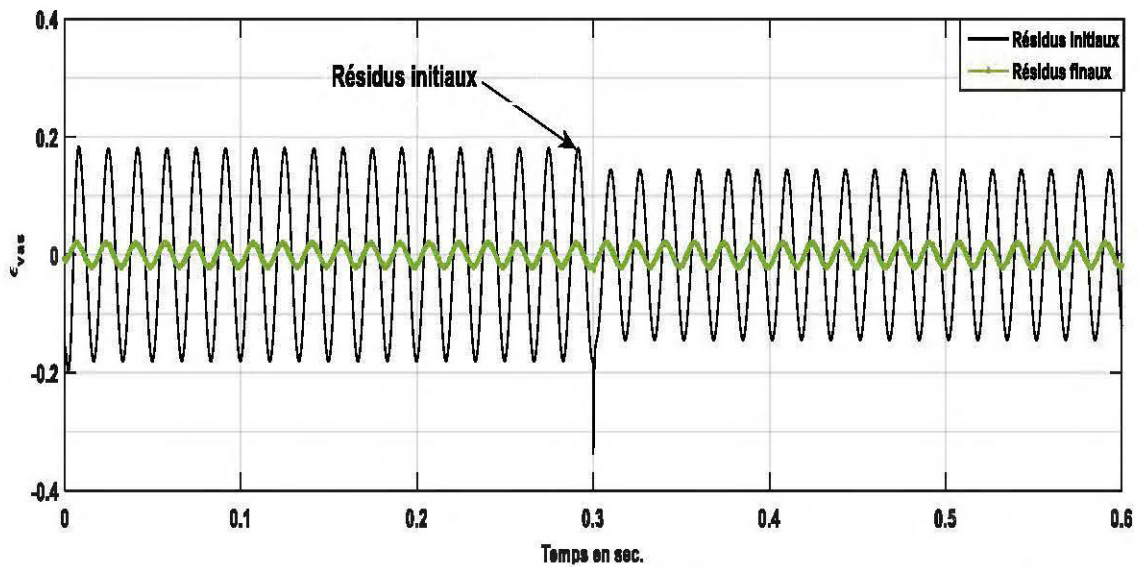


Figure 4.15 : Résidus de la tension terminale $\ll \varepsilon_{vas} = v_{as_mes} - v_{as_prédite} \gg$ sur essai simulé lors du délestage partiel d'une charge inductive et résistive

Nous venons d'évaluer le comportement de l'algorithme d'identification sur les essais simulés de la machine. Cet algorithme nous a permis d'approximer le vecteur de paramètres pour chaque essai simulé. Nous avons constaté que les paramètres identifiés se rapprochent des paramètres de références choisis. L'estimateur des moindres carrés pondérés associé à l'optimisateur de type Quasi-Newton, participe bien à la minimisation de la fonction coût. Dans le paragraphe suivant, nous allons appliquer cet algorithme d'identification pour identifier les

vrais paramètres réels de la MSAP en laboratoire. L'étude qui venait donc d'être faite, consistait tout simplement à valider l'algorithme d'identification. Nous allons nous positionner maintenant dans le cas concret, avec le prélèvement des mesures en laboratoire sur une machine synchrone à aimants permanents de 2 kW.

4.9 Application de l'algorithme d'identification aux essais réels

Dans ce paragraphe, l'algorithme d'optimisation aux moindres carrés pondérés présenté et validé ci-dessus, est utilisé ici pour l'identification des paramètres réels de la MSAP.

4.9.1 Description du dispositif expérimental

Pour estimer les paramètres électriques de la machine synchrone à aimants permanents de 2kW, nous avons effectué au laboratoire du génie de l'université du Québec en Abitibi - Témiscamingue des essais réels de court-circuit triphasé, d'enclenchement et de délestage de charge. Les caractéristiques principales de la machine sont regroupées dans le tableau ci-dessous :

Tableau 4.5 : Caractéristiques principales de la machine synchrone à aimants permanents de 2kW

Description	Valeurs	unité
Puissance nominale	2	kW
Tension nominale	320	V
Courant nominal	12.5	A
Couple nominal	3.80	N. m
Vitesse nominale	1800	r/min
Nombre de pôles	8	/
Fréquence nominale	120	Hz

Le banc d'essai expérimental nécessaire à la mise en œuvre des essais de court-circuit triphasé, d'enclenchement et de délestage de charges comprend essentiellement un moteur à induction, une génératrice synchrone à aimants permanents, les charges triphasées équilibrées inductives et résistives, deux contacteurs triphasés. La machine à induction est utilisée pour entraîner la génératrice à 50% de sa vitesse de synchronisme. Le changement de vitesse de rotation de la machine à induction est assuré par un variateur de vitesse. La plupart des équipements utilisés sont des modules « Lab. Volt ». Les mesures expérimentales lors des essais ont été prises par

des oscilloscopes numériques de type TPS 2024 Tektronix. Ces oscilloscopes synchronisés, permettent de prendre la mesure de 4 canaux en même temps. La figure 4.16 montre tous les équipements servant aux mesures expérimentales.

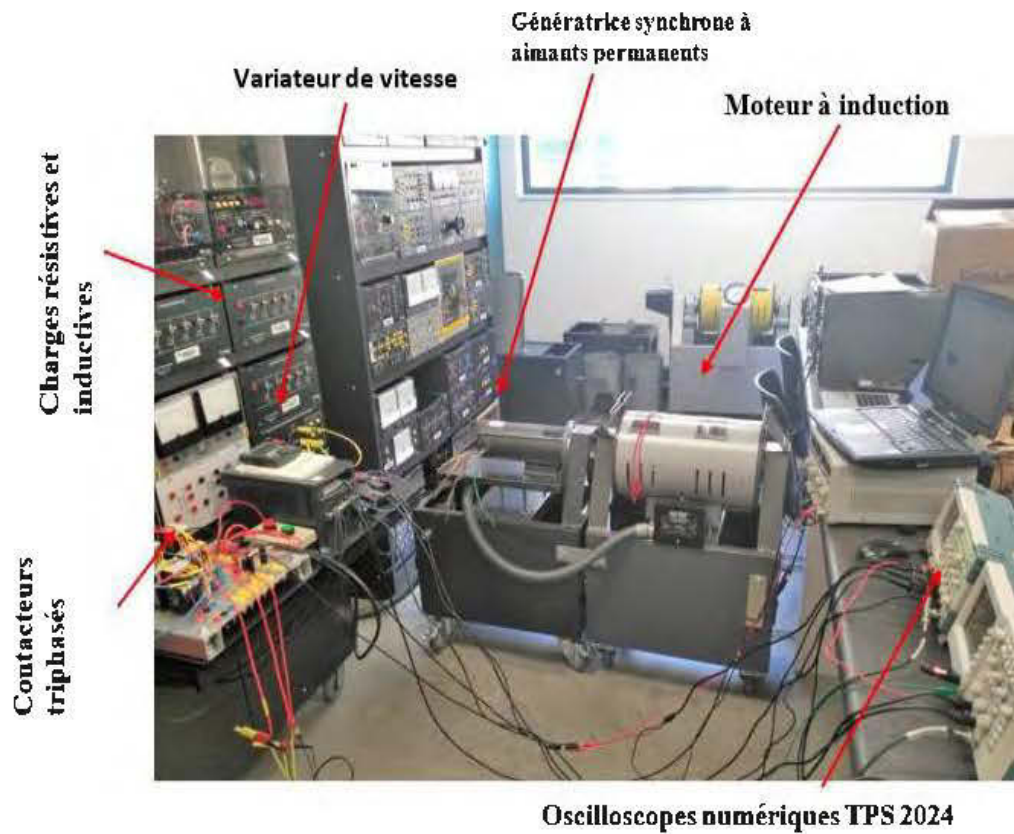


Figure 4.16: Équipements du banc d'essai expérimental

La machine synchrone à aimants permanents est utilisée en génératrice. Les paramètres électriques et mécaniques de cette machine ne sont pas connus. Ils seront déterminés à la suite de ce chapitre. Le tableau 4.6 présente les grandeurs de référence relatives au stator.

Tableau 4.6 : Grandeurs de référence relatives au stator

Grandeurs Stator		Unité
Tension	$V_{sréf} = \sqrt{2}V_N = 261.278$	[V]
Courant	$I_{sréf} = \sqrt{2}I_N = 17.67$	[A]
Puissance	$S_{sréf} = 3V_N I_N = 6928.2$	[VA]
Impédance	$Z_{sréf} = \frac{V_N}{I_N} = 14.7802$	[Ω]
Fréquence	$f_{sréf} = 60$	[Hz]

4.9.2 Identification des paramètres électriques

Les paramètres électriques ont été identifiés à l'aide des essais de court-circuit, d'enclenchement et de délestage de charge. L'essai de court-circuit a été effectué à tension nominale réduite, pour respecter les courants nominaux de la machine.

4.9.2.1 Court-circuit triphasé

Nous identifions les paramètres de la génératrice synchrone à aimants permanents avec le modèle d'état électrique dans un essai de court-circuit triphasé. Une charge purement résistive de 12.6Ω est branchée à la machine pendant l'essai. Les conditions initiales sont présentées dans le tableau 4.7.

Tableau 4.7 : Conditions initiales lors d'un court-circuit triphasé

Conditions initiales (pu)	
$I_{dno} = 0.0033$	$V_{dno} = 0.0396$
$I_{qno} = 0.0844$	$V_{qno} = 0.9992$
$\varphi_0 = 0$	$\delta_0 = 0.0396$
$\psi_{dn0} = 0.9993$	$\psi_{qn0} = -0.0399$

Le tableau 4.8 expose les paramètres initiaux et finaux qui en découlent de cette identification.

Tableau 4.8: Paramètres identifiés lors d'un court-circuit triphasé

Vecteur de paramètres	Paramètres initiaux [pu]	Paramètres identifiés [pu]
θ		
R_{sn}	0.0875	0.0338
L_{dn}	0.4726	0.1326
L_{qn}	0.2155	0.13260
ψ_{fn}	1	0.8967

Les figures 4.17 à 4.18 présentent les résultats de l'identification de l'essai de court-circuit triphasé.

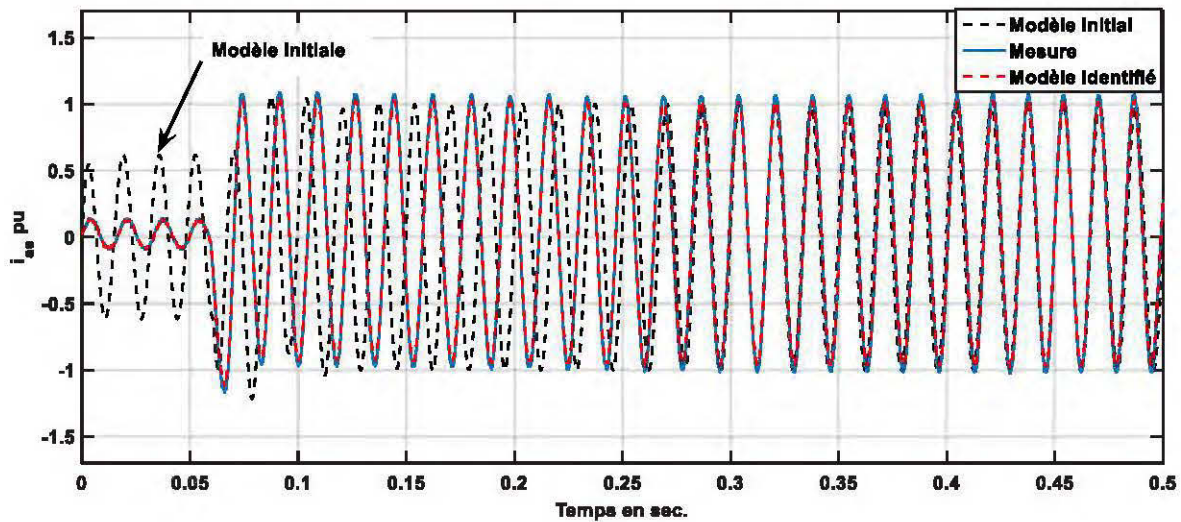


Figure 4.17 : Courant $\langle i_{as} \rangle$ lors d'un court-circuit triphasé

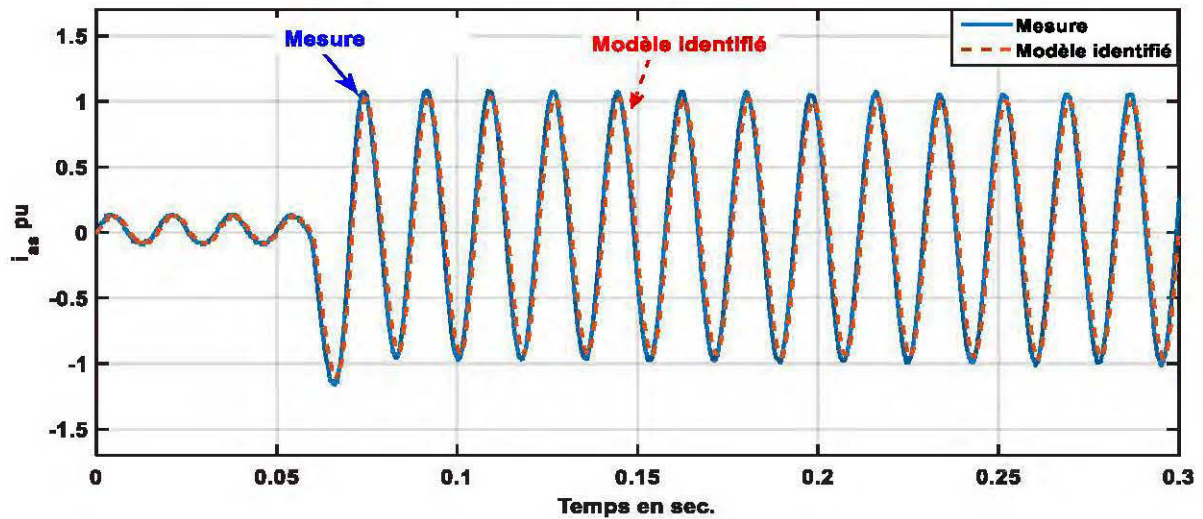


Figure 4.18 : Courant $\langle i_{as} \rangle$ mesuré et identifié lors d'un court-circuit triphasé

4.9.2.2 Enclenchement total d'une charge inductive et résistive

Le principe de l'enclenchement de charge a été présenté au chapitre 3. Nous utilisons dans cet essai deux charges de valeurs identiques, connectées en parallèle. Au début de l'essai, aucune charge n'est connectée à la génératrice. A l'instant ($t=0.1s$), une charge inductive résistive d'impédance $\underline{Z} = 240 + j0.32(\Omega)$ est branchée à la machine. Nous pouvons observer les résultats de l'identification sur les figures 4.19 à 4.22. Les tableaux 4.9 et 4.10 présentent respectivement les conditions initiales, les paramètres initiaux et finaux trouvés pendant la phase d'identification.

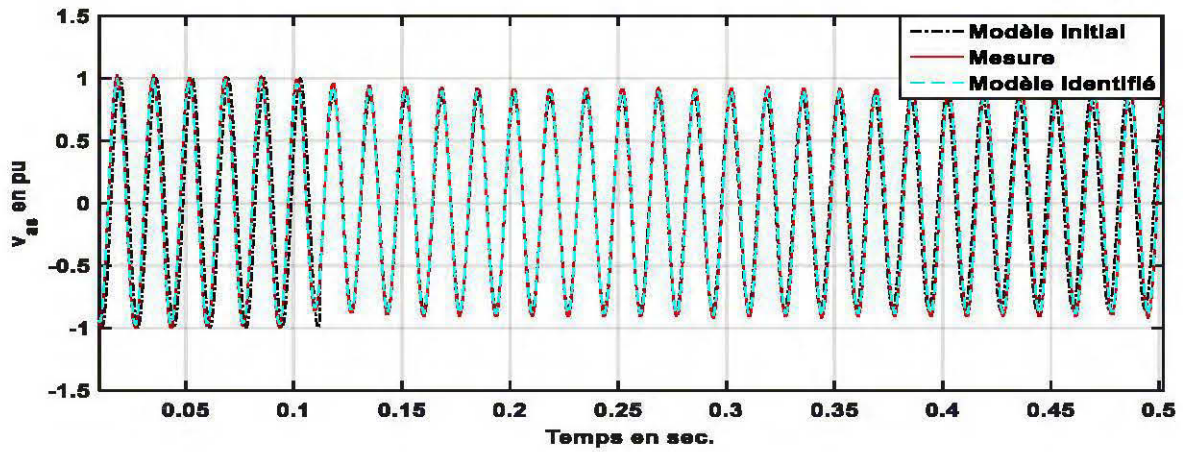


Figure 4.19 : Tension $\langle v_{as} \rangle$ lors de l'enclenchement total d'une charge inductive et résistive

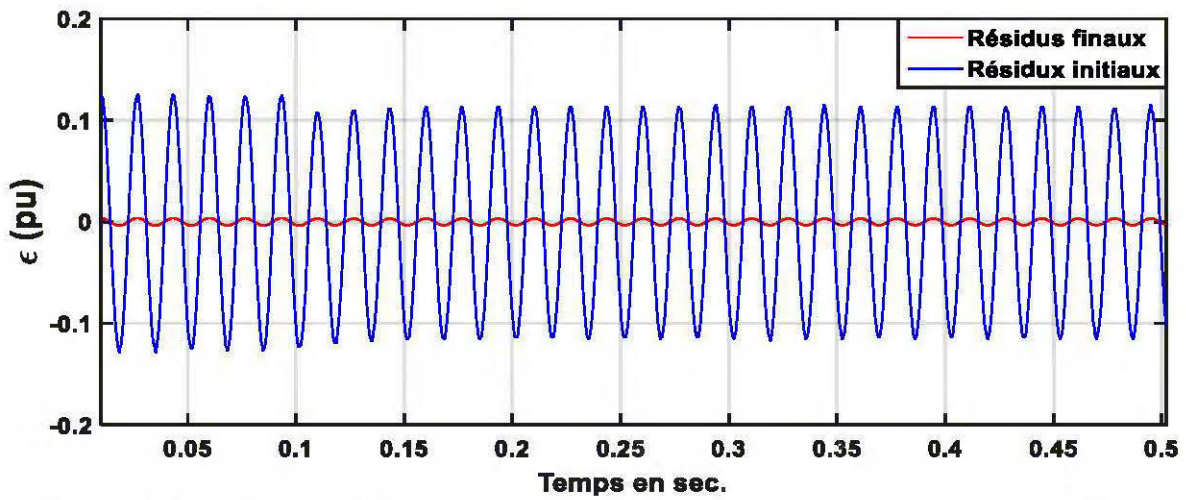


Figure 4.20 : Résidus de la tension terminale $\langle \epsilon_{vas} = v_{as_mes} - v_{as_prédite} \rangle$ lors de l'enclenchement total d'une charge inductive et résistive

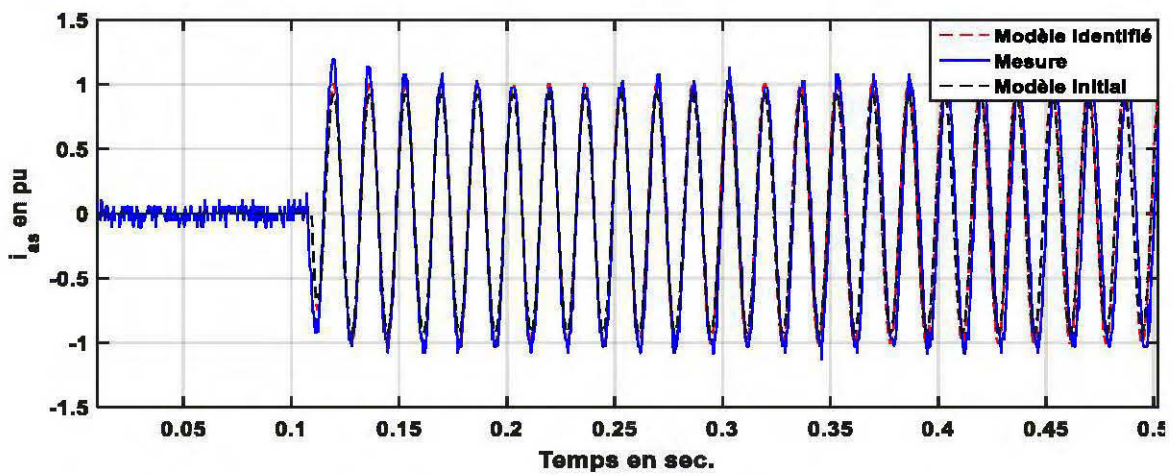


Figure 4.21 : Courant $\langle i_{as} \rangle$ lors de l'enclenchement total d'une charge inductive et résistive

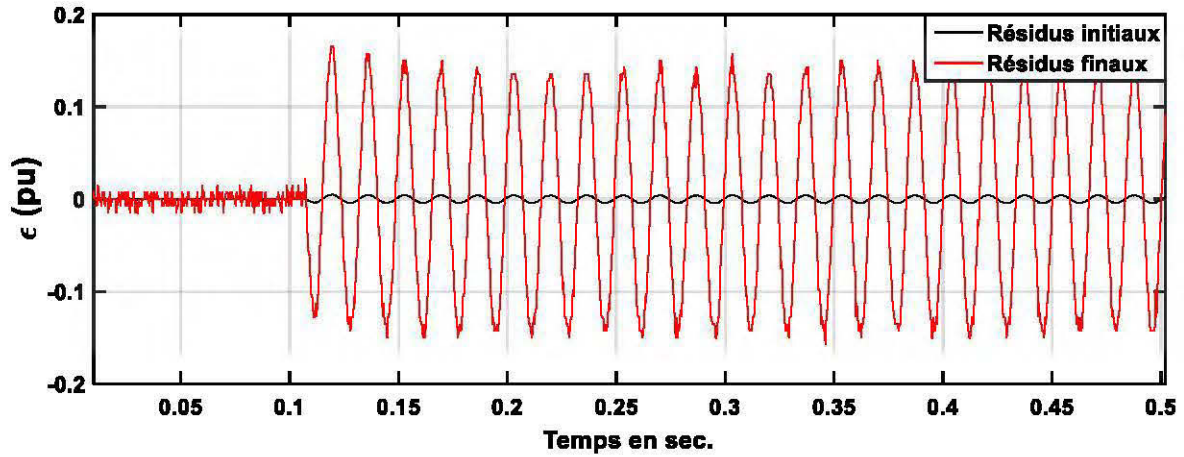


Figure 4.22 : Résidus du courant terminal $\ll \varepsilon_{ias} = i_{as_mes} - i_{as_prédite} \gg$ lors de l'enclenchement total d'une charge inductive et résistive.

Tableau 4.9: Conditions initiales lors d'un court-circuit triphasé

Conditions initiales (pu)	
$I_{dno} = 0.01633$	$V_{dno} = 0.2635$
$I_{qno} = 0.05878$	$V_{qno} = 0.9647$
$\varphi_0 = 0.0043$	$\delta_0 = 0.266$
$\psi_{dno} = 0.9648$	$\psi_{qno} = -0.277$

Tableau 4.10: Paramètres identifiés lors de l'enclenchement total d'une charge inductive et résistive.

Vecteur de paramètres	Paramètres initiaux [pu]	Paramètres identifiés [pu]
θ		
R_{sn}	0.0875	0.0339
L_{dn}	0.4726	0.13255
L_{qn}	0.2155	0.13254
ψ_{fn}	1	0.8957

4.9.2.3 Enclenchement partiel d'une charge inductive et résistive

Nous allons maintenant valider les résultats avec un essai d'enclenchement partiel. Une première charge $\underline{Z} = 240 + j0.32$ (Ω) est connectée à la génératrice. A l'instant ($t=0.1s$), une deuxième charge de même valeur est branchée. Les figures 4.23 à 4.26 montrent la validation

des résultats. Nous obtenons les mêmes paramètres identifiés que précédemment à l'essai d'enclenchement total de charge.

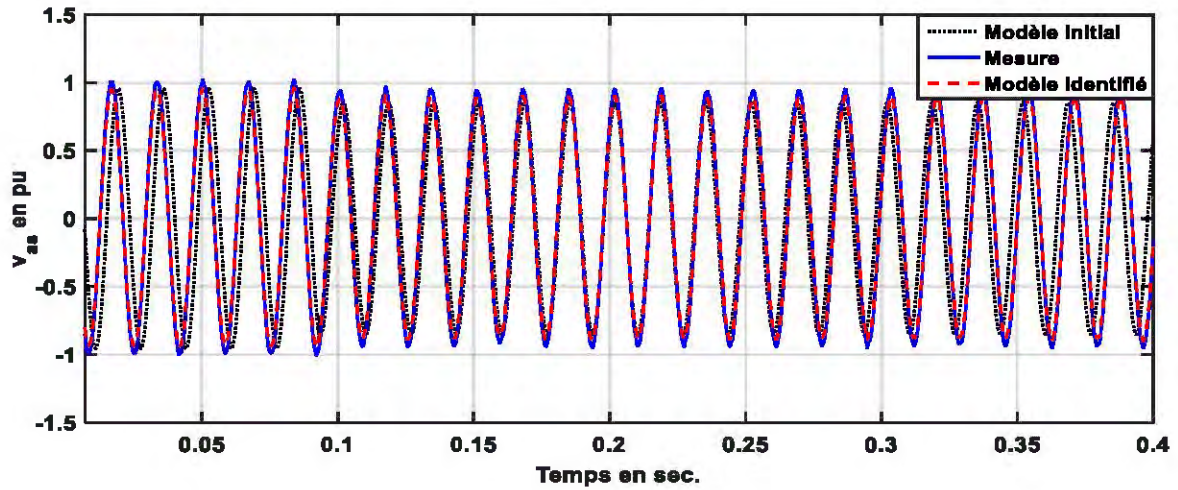


Figure 4.23 : Tension $\ll v_{as} \gg$ lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive et résistive

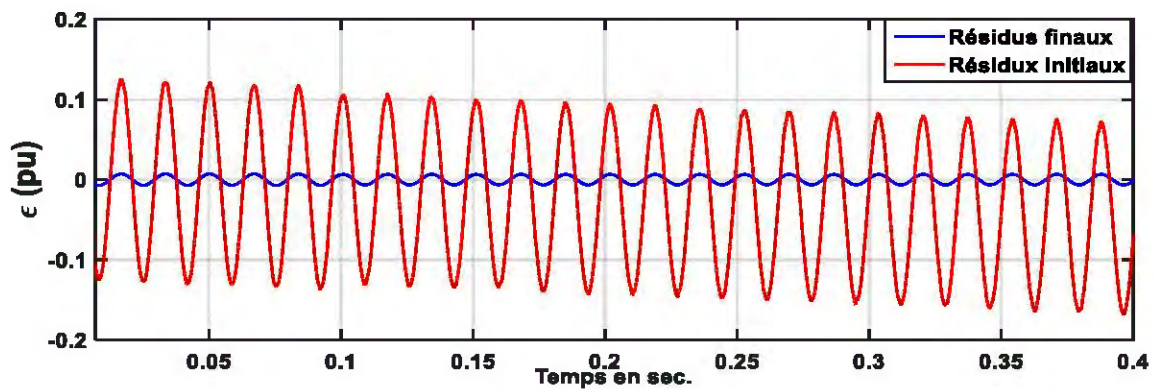


Figure 4.24 : Résidus de la tension terminale $\ll \epsilon_{vas} = v_{as_mes} - v_{as_prédite} \gg$ lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive et résistive

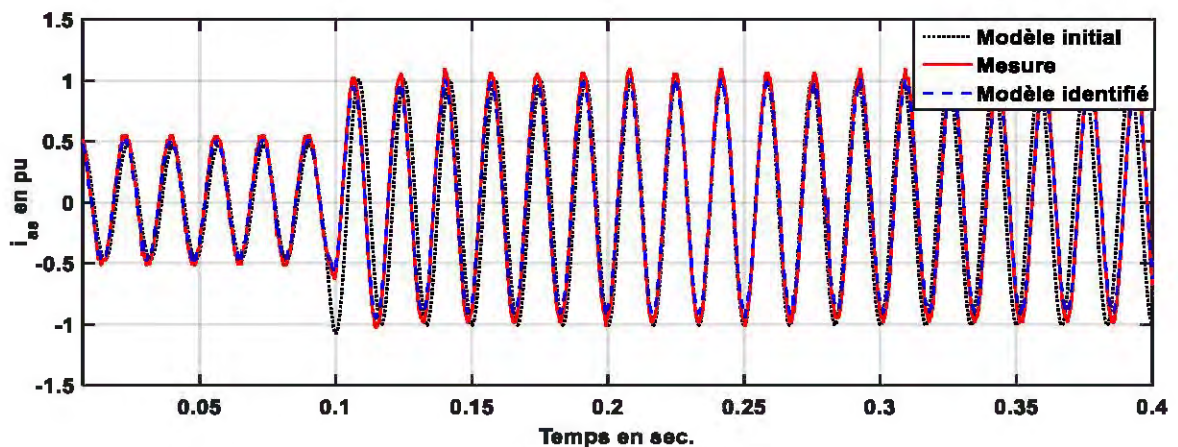


Figure 4.25 : Courant $\ll i_{as} \gg$ lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive et résistive

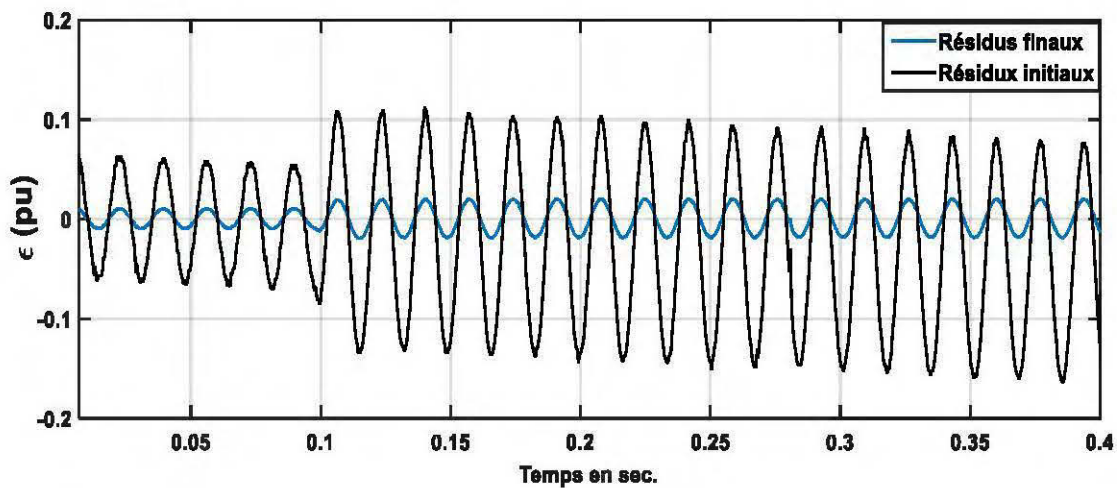


Figure 4.26 : Résidus du courant terminal $\ll \varepsilon_{ias} = i_{as_mes} - i_{as_prédite} \gg$ lors de l'enclenchement partiel d'une charge inductive résistive

4.9.2.4 Délestage total d'une charge inductive et résistive

Nous identifions les paramètres électriques de la machine dans un essai de délestage total d'une charge inductive résistive. Deux charges chacune d'impédance $\underline{Z} = 240 + j0.32 \text{ } (\Omega)$ à l'instant initial sont connectées à la génératrice. Nous déconnectons les deux charges à l'instant ($t=0.6 \text{ s}$). Le tableau 4.9 présente les paramètres initiaux et finaux. Les figures 4.29 à 4.32 montrent la validation des résultats.

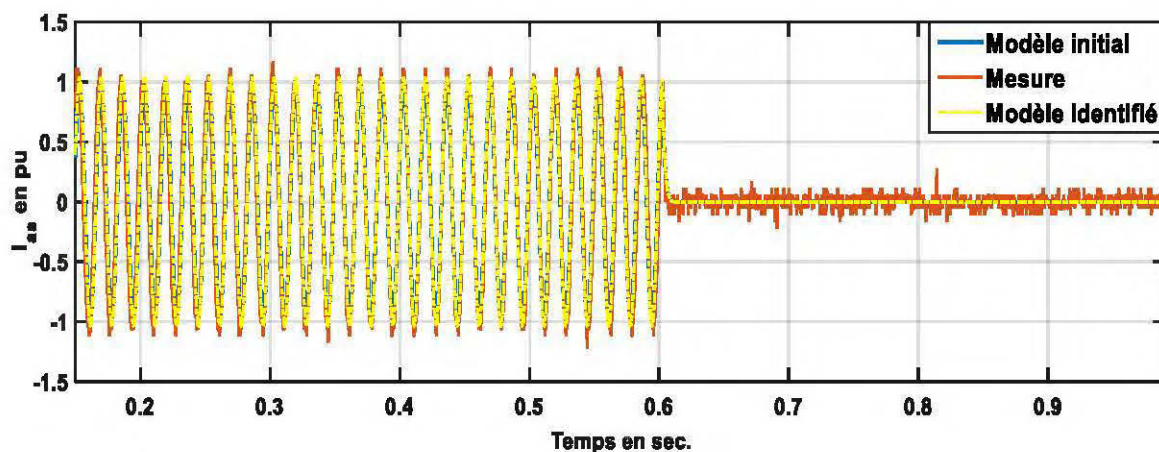


Figure 4.27 : Courant $\ll i_{as} \gg$ lors du délestage total d'une charge inductive et résistive

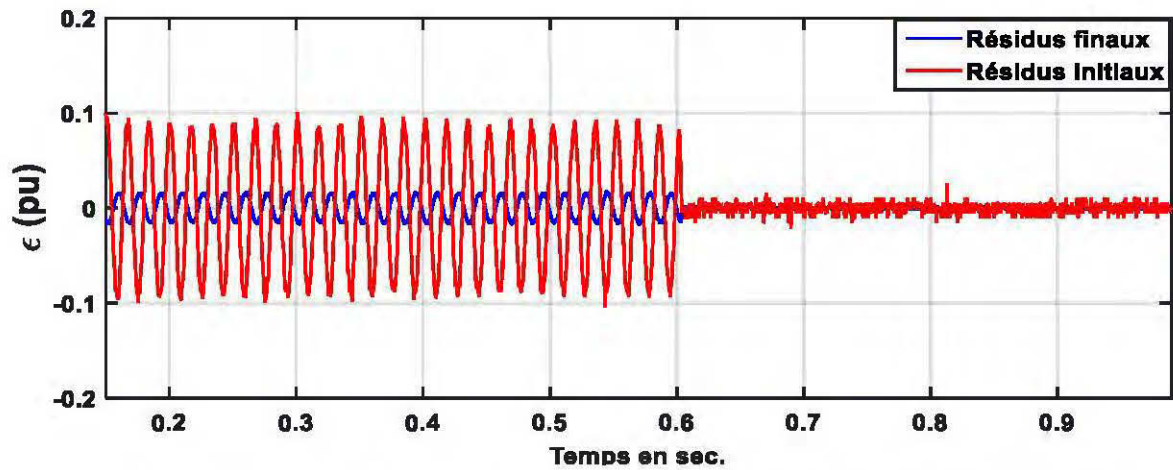


Figure 4.28 : Résidus du courant terminal $\ll \epsilon_{ias} = i_{as_mes} - i_{as_prédite} \gg$ lors du délestage total d'une charge inductive et résistive.

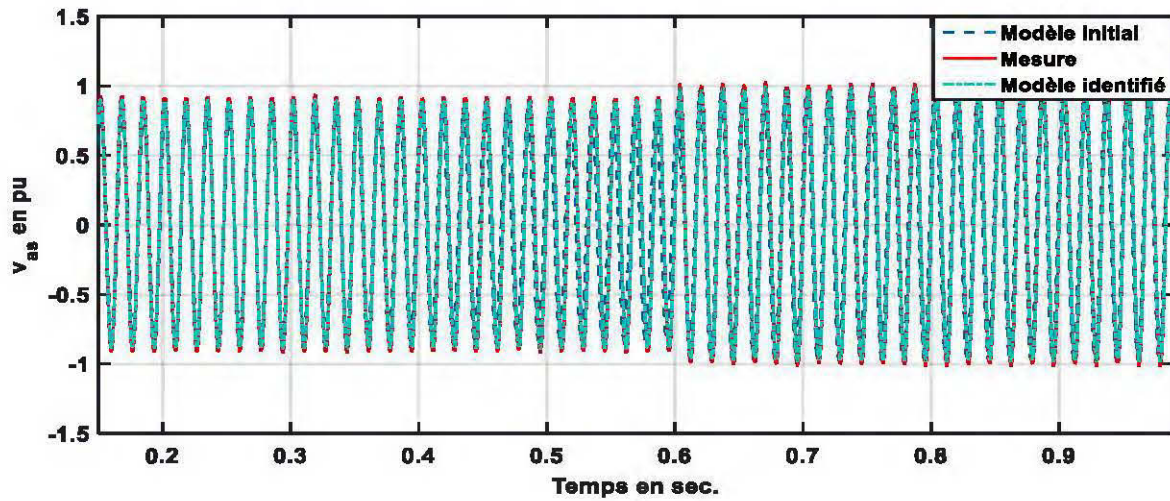


Figure 4.29: Tension $\ll v_{as} \gg$ lors du délestage total d'une charge inductive et résistive

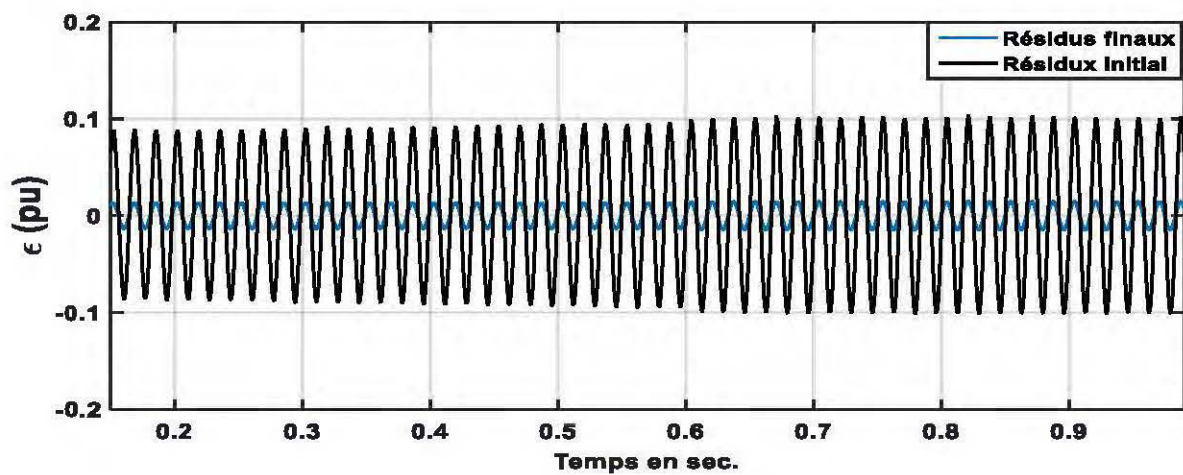


Figure 4.30 : Résidus de la tension terminale $\ll \epsilon_{vas} = v_{as_mes} - v_{as_prédite} \gg$ lors du délestage total d'une charge inductive et résistive

Tableau 4.11 : Paramètres identifiés lors du délestage total d'une charge inductive et résistive

Vecteur de paramètres θ	Paramètres initiaux [pu]	Paramètres identifiés [pu]
R_{sn}	0.0875	0.03390
L_{dn}	0.4726	0.13255
L_{qn}	0.2155	0.13256
Ψ_{fn}	1	0.8977

4.9.2.5 Délestage partiel d'une charge inductive et résistive

Nous validons les paramètres obtenus au délestage total avec un délestage partiel. Deux charges chacune d'impédance $\underline{Z} = 240 + j0.32 \text{ } (\Omega)$ sont initialement connectées à la génératrice. Une des charges sera déconnectée après l'instant de délestage. Les figures 4.31 à 4.34 montrent la validation des résultats.

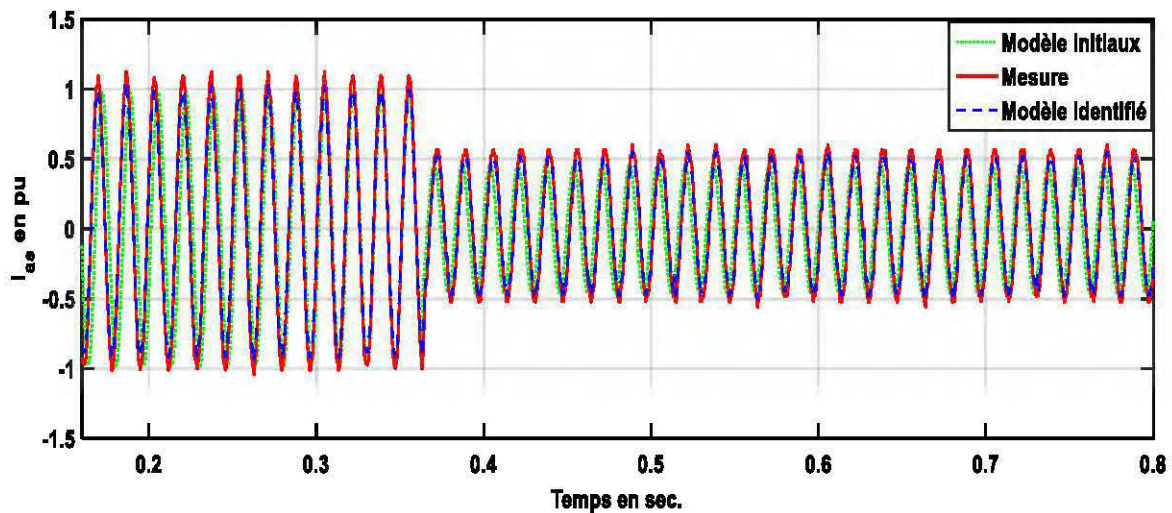


Figure 4.31 : Courant $\ll i_{as} \gg$ lors du délestage partiel d'une charge inductive et résistive

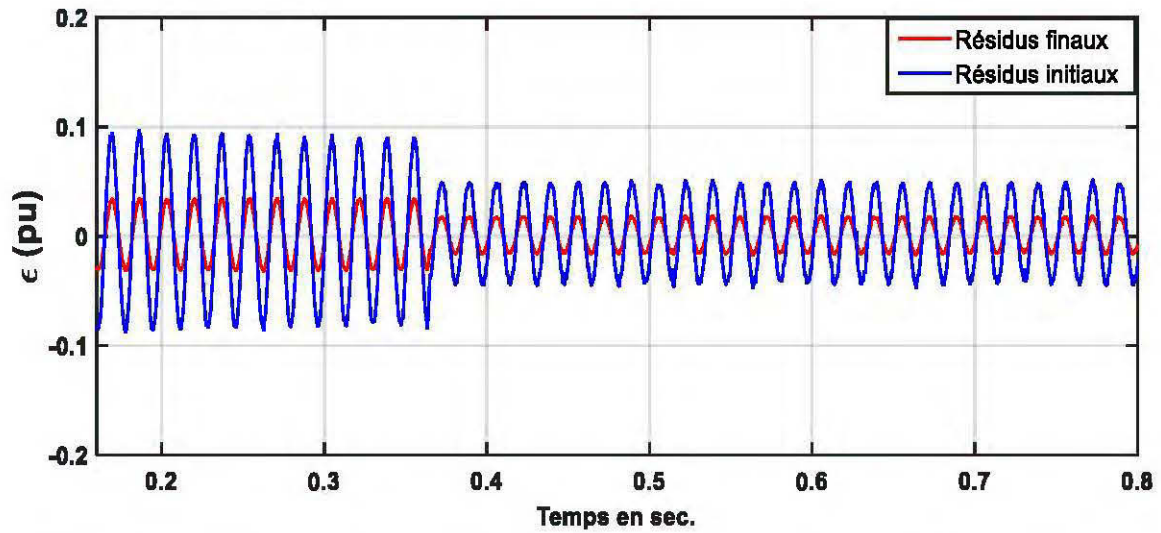


Figure 4.32 : Résidus du courant terminal $\ll \epsilon_{ias} = i_{as_mes} - i_{as_prédite} \gg$ lors du délestage partiel d'une charge inductive et résistive.

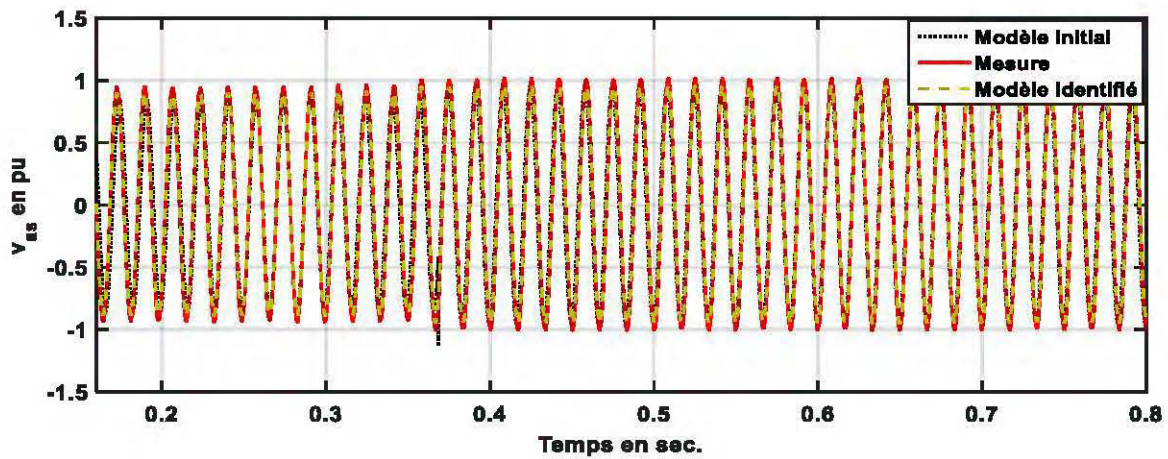


Figure 4.33 : Tension $\ll v_{as} \gg$ lors du délestage partiel d'une charge inductive et résistive

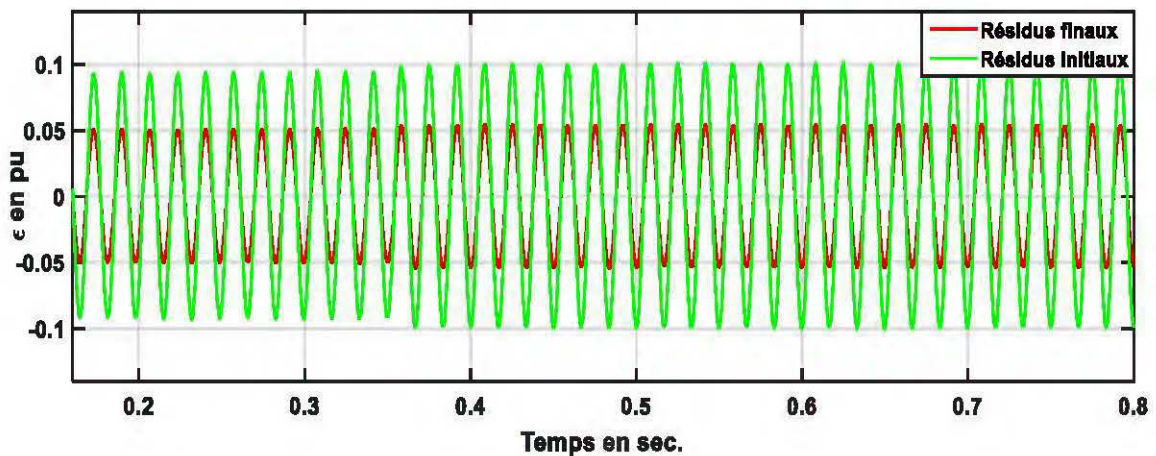


Figure 4.34 : Résidus de la tension terminale $\ll \epsilon_{vas} = v_{as_mes} - v_{as_prédite} \gg$ lors du délestage partiel d'une charge inductive et résistive

4.10 Essai de décélération réalisé sur la MSAP de 2kW

La prédiction du comportement de la machine en régime transitoire nécessite la connaissance de la constante de temps mécanique. Un essai de ralentissement a été réalisé pour permettre d'apprécier cette constante, ensuite vient la détermination des paramètres mécaniques de la MSAP couplée à la machine à induction.

4.10.1 Détermination des paramètres de l'équation mécanique

La méthode communément utilisée pour déterminer la constante de temps mécanique, consiste à piloter l'ensemble MSAP couplée à la machine à induction à l'aide d'un variateur de vitesse. La machine démarre pour atteindre la vitesse nominale de 2000 rpm. Ensuite, on coupe l'alimentation à cette vitesse et la machine décélère via les pertes mécaniques. Nous enregistrons la décélération de la vitesse sur un oscilloscope numérique de type tektronix. La figure 4.35 présente la courbe de diminution de la vitesse mécanique lors de cette expérience.

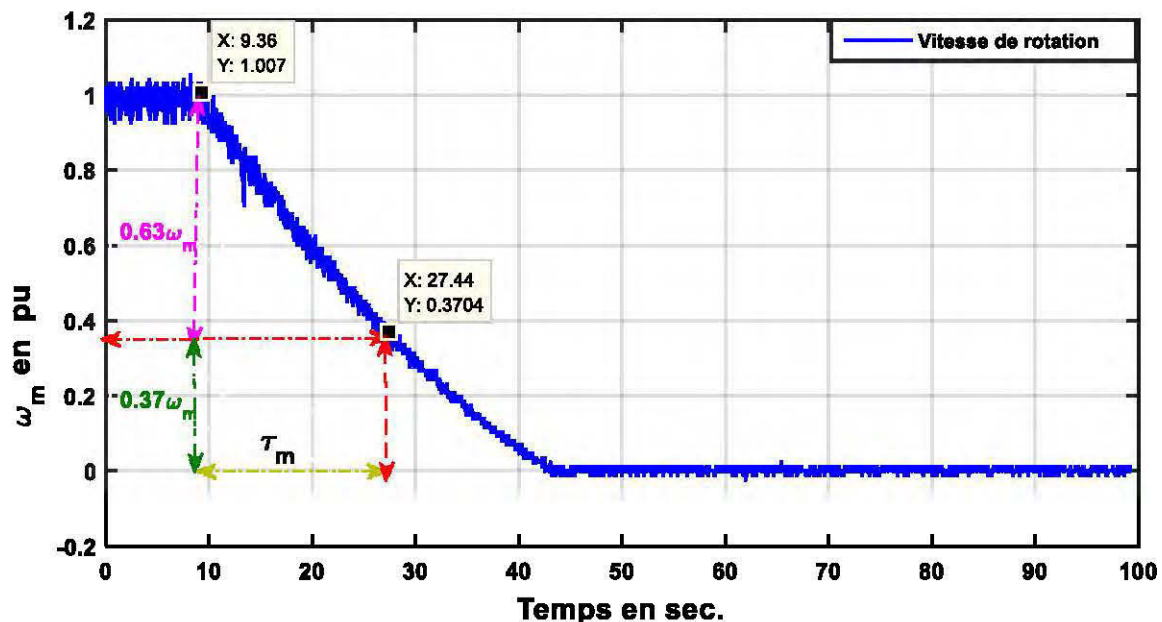


Figure 4.35 : Diminution de la vitesse mécanique lors d'un essai de ralentissement

A partir de la figure 4.35, nous pouvons déterminer la constante de temps mécanique τ_m ainsi que l'inertie J .

En utilisant la formule habituelle de la mécanique pendant le ralentissement, nous aurons :

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = \varepsilon (T_{em} - T_m) - B\omega_m \quad (4.10)$$

En régime permanent le terme $J \frac{d\omega_m}{dt} = 0$. La MSAP couplée à la machine à induction est considérée comme un seul système, fonctionnant à vide. Alors, le couple électromagnétique T_{em} est égal au couple dû aux frottements. En posant $\varepsilon = 1$:

$$T_{em} = B\omega_m \quad (4.11)$$

Si nous négligeons les pertes joules dans la machine, la puissance active absorbée sera égale à la puissance mécanique. A vide, la puissance électrique absorbée par la machine a été mesurée. Le coefficient de frottement visqueux vaut alors :

$$B = \frac{P_{mec}}{\omega_m^2} = \frac{P_e}{\omega_m^2} = \frac{178.5}{(208.28)^2} = 0.0041 \frac{N.m}{rad/s} \quad (4.12)$$

$$\tau_m = \frac{J}{B} \quad J = B.\tau_m = 0.0041. 18.48 = 0.0757 \text{ kg.m}^2 \quad (4.13)$$

4.10.2. Calcul en valeur réduite les paramètres mécaniques

Nous devons encore définir la constante d'inertie J ainsi que le coefficient de frottement B en valeurs relatives :

$$H = \frac{1}{2} \frac{J\omega_b^2}{S_{ref} (P/2)^2} = \frac{1}{2} \frac{0.0757 \left(\frac{2\pi.60}{4} \right)^2}{6928.2 \left(\frac{8}{2} \right)^2} = 0.0030 \text{ (s)} \quad (4.14)$$

Où

$$\omega_b = \frac{2\pi.f_{ref}}{P} \quad (4.15)$$

Pour le coefficient de frottement visqueux B , nous avons :

$$B_n = \frac{B.\omega_b^2}{S_{ref} \cdot (P/2)^2} = \frac{0.0041 \left(\frac{2\pi.60}{4} \right)^2}{6928.2 \left(\frac{8}{2} \right)^2} = 3.2854e-04 \text{ pu} \quad (4.16)$$

4.11 Conclusion

Ce chapitre a exposé le principe général de l'identification paramétrique basé sur l'erreur de sortie. Une explication succincte du fonctionnement de l'algorithme d'optimisation a été donnée. L'algorithme d'identification basée sur la méthode du modèle a été mise en œuvre, et validé à l'aide d'essais simulés. La technique d'identification présentée nous a permis d'approximer le vecteur de paramètres électrique pour chaque essai simulé. Nous avons appliqué cet algorithme d'optimisation pour identifier les vrais paramètres électriques de la machine synchrone à aimants permanent de 2kW, à partir d'un essai de court-circuit, d'un essai d'enclenchement et de délestage de charge. L'estimateur aux moindres carrés pondéré associé à l'algorithme d'optimisation du type Quasi-Newton, réponds bien à l'estimation des paramètres électriques de la machine.

Nous constatons avec les paramètres identifiés, une bonne convergence et précision de l'algorithme. Cette méthode d'identification s'applique convenablement à tous les essais effectués sur la machine et à son modèle dynamique.

Un essai de ralentissement a aussi été effectué pour déterminer les paramètres mécaniques de la MSAP.

Chapitre 5: Conversion de puissance dans le système aérogénérateur à MSAP

5.1 Introduction

La machine synchrone à aimants permanents qu'on a modélisée au chapitre 3, est utilisée dans le système éolien pour la production de l'énergie électrique à partir du vent. Son fonctionnement à vitesse variable reste un atout nécessaire pour capturer la vitesse de vent de manière optimale. Mais cependant, la génératrice ne peut pas être directement raccordée au réseau électrique, puisque la puissance est générée à tension variable, à la fois en fréquence et en amplitude. L'interface d'électronique de puissance est donc nécessaire pour convertir cette tension et fréquence variables, pour une tension et fréquence de réseau constante. Alors, différentes structures de convertisseurs de puissance peuvent être employées pour cette machine [26][46]. La topologie classique la plus communément utilisée reste un convertisseur AC/DC et DC/AC, généralement appelé back-to-back représentée à la figure 5.1.

La figure 5.1 ci-dessous, présente le système de conversion de l'énergie éolienne, employant un aérogénérateur à MSAP, raccordée au réseau et à une charge locale via un convertisseur de puissance back-to-back. Celui-ci est composé d'un redresseur coté génératrice, et d'un onduleur coté réseau reliés entre eux par un condensateur DC-Link. Le redresseur et l'onduleur ont une structure à interrupteurs de puissance, constitué des IGBT et contrôlés par une commande rapprochée, dont la fonction est d'assurer la santé des interrupteurs (surveillance et protections). La structure de l'onduleur est quasi identique à celle du redresseur, seule la commande diffère. Le but du convertisseur côté machine est de réguler la vitesse de rotation de la génératrice et donc du couple, en fonction des vitesses de vent variables. Tandis que le convertisseur côté réseau, garantit le contrôle de la puissance active et réactive injectée dans le réseau.

Dans ce chapitre, sont présentés la modélisation et la simulation des constituants de la chaîne de conversion éolienne. Les modèles présentés permettront de simuler le comportement dynamique pour tout le système d'entraînement. Nous commençons l'étude sur la turbine éolienne, directement reliée à la génératrice et donc le rôle permet de transformer l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Ensuite, nous attaquons le convertisseur back-to-back suivi de son système de contrôle. Quant à la génératrice, elle a été examinée au chapitre 3.

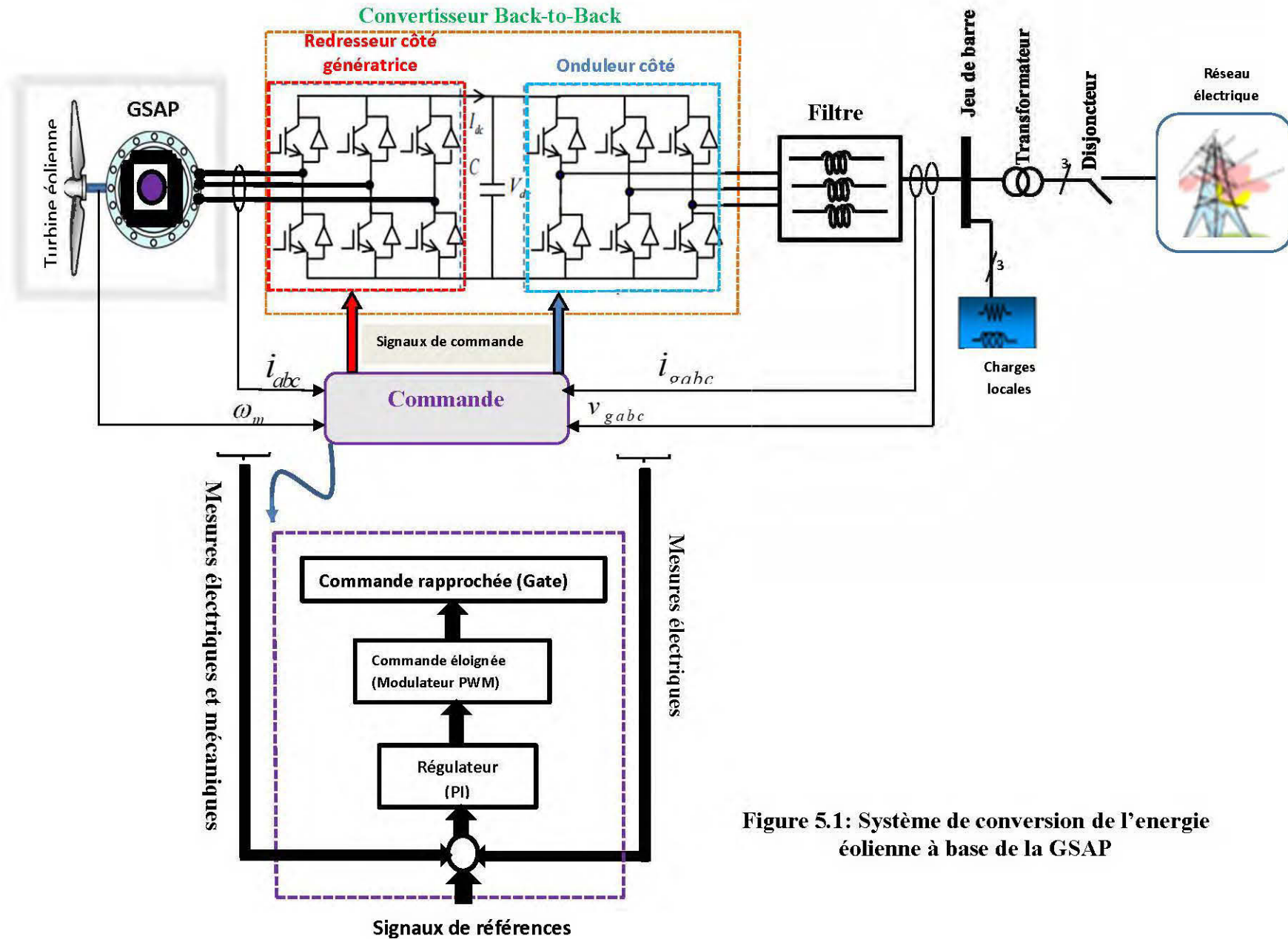


Figure 5.1: Système de conversion de l'énergie éolienne à base de la GSAP

5.2 Modèle de la turbine éolienne

5.2.1 Puissance du vent

L'énergie cinétique est l'énergie que possède un solide du fait de son mouvement. Le vent est le mouvement de la masse d'air et l'éolienne utilise l'énergie cinétique du vent en la captant avec ses pâles. Cette énergie cinétique est transformée en énergie mécanique par le rotor de la turbine, puis convertit en énergie électrique au moyen d'un générateur.

L'énergie cinétique est proportionnelle à la masse d'air ainsi qu'au carré de sa vitesse. Sa formule est donnée par [1] [42] :

$$E_c = \frac{1}{2} m V_w^2 \quad (5.1)$$

Avec :

E_c : L'énergie cinétique en joules (J)

m : La masse d'air du vent en kilogramme (kg)

V_w : La Vitesse du vent en (m / s)

La puissance est l'énergie par unité de temps. La puissance représentée par une masse d'air se déplaçant avec une vitesse V_w , pendant une durée T est donnée par [1] [42].

$$P_{vent} = \frac{1}{2} \frac{m}{T} V_w^2 \quad (5.2)$$

Le rapport (m/T) constitue le débit massique de la surface balayée par le vent. Ce rapport est le produit de la densité de l'air (ρ), la vitesse de l'air (V_w) et la surface de section (A). Ainsi, l'équation (5.2) peut être réécrite comme (5.3).

$$P_{vent} = \frac{1}{2} \rho A V_w^3 \quad (5.3)$$

Où :

P_{vent} est la puissance du vent en watt (W) que le rotor peut extraire.

ρ est la densité de l'air (kg / m^3).

A est la surface transversale à travers laquelle passe le vent (m^2).

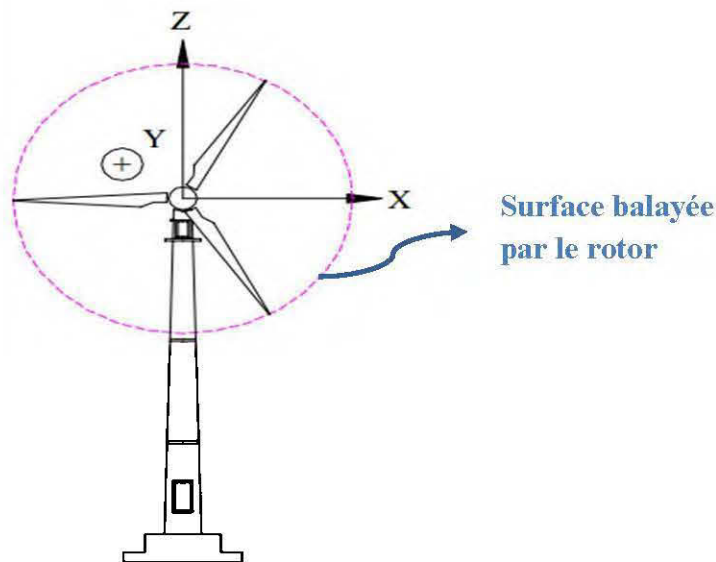


Figure 5.2 : Surface balayée par les pâles de l'éolienne [43]

5.2.2 Puissance capturée par l'éolienne

L'énergie électrique est produite par la force que le vent exerce sur les pâles de la turbine. La quantité d'énergie que le vent transfère vers le rotor de la génératrice dépend de la densité de l'air, de la zone balayée par les pâles et la vitesse du vent. La puissance réelle extraite par une éolienne est donnée par [1] [26] :

$$P_w = \frac{1}{2} \rho V_w^3 \pi R^2 C_p(\lambda, \beta) \quad (5.4)$$

Avec :

P_w : Puissance de la turbine

$C_p(\lambda, \beta)$: Coefficient de performance appelé limite de Betz. Il est fonction du rapport de vitesse (λ) et de l'angle d'inclinaison (β).

R : Rayon de la turbine (m).

Pour augmenter la puissance capturée par une éolienne, on peut agir soit sur la vitesse du vent, soit sur le coefficient de puissance ou alors la surface occupée par le flux d'air (voir équation 5.4). Cependant, la vitesse du vent ne peut être contrôlée (grandeur incontrôlable). Par conséquent, l'éolienne doit être située dans les régions où la vitesse du vent est élevée pour

capturer une puissance optimale. Le coefficient de performance $C_p(\lambda, \beta)$ est influencé par deux paramètres, l'angle d'inclinaison (β) et le rapport de vitesse (λ) donné par :

$$\lambda = \frac{\omega_{wt} R}{V_\omega} \quad (5.5)$$

$$V_\omega = \frac{\omega_{wt} R}{\lambda} \quad (5.6)$$

Où ω_{wt} est la vitesse angulaire du rotor de la turbine.

La fonction générale définissant le coefficient de puissance du rotor $C_p(\lambda, \beta)$ est déterminée comme suit [43] :

$$C_p(\lambda, \beta) = c1 \left(\frac{c2}{\lambda_i} - c3\beta - c4\beta^x - c5 \right) e^{\frac{-c6}{\lambda_i}} \quad (5.7)$$

Les coefficients $c1 - c6$ et x dépendent du type de rotor. Le paramètre λ_i est défini comme [43].

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (5.8)$$

Le couple rotor induit par le vent est déterminé par l'équation (5.9).

$$T_w = \frac{1}{2} \rho V_\omega^3 \pi R^2 C_p(\lambda, \beta) \frac{1}{\omega_{wt}} \quad (5.9)$$

La figure 5.3 montre la courbe du coefficient de performance (C_p) en fonction du rapport de vitesse (λ). Le coefficient de performance change avec des différents angles d'inclinaison (β). La valeur maximale de $C_{p_opt} = 0.4352$ est atteinte pour $\beta = 0$ et $\lambda_{opt} = 5.826$.

Ces valeurs optimales comme nous allons le voir à la suite, vont nous aider à calculer la puissance maximale que l'éolienne peut extraire. La figure 5.4 présente les courbes de la puissance extraite à différentes vitesses de rotor.

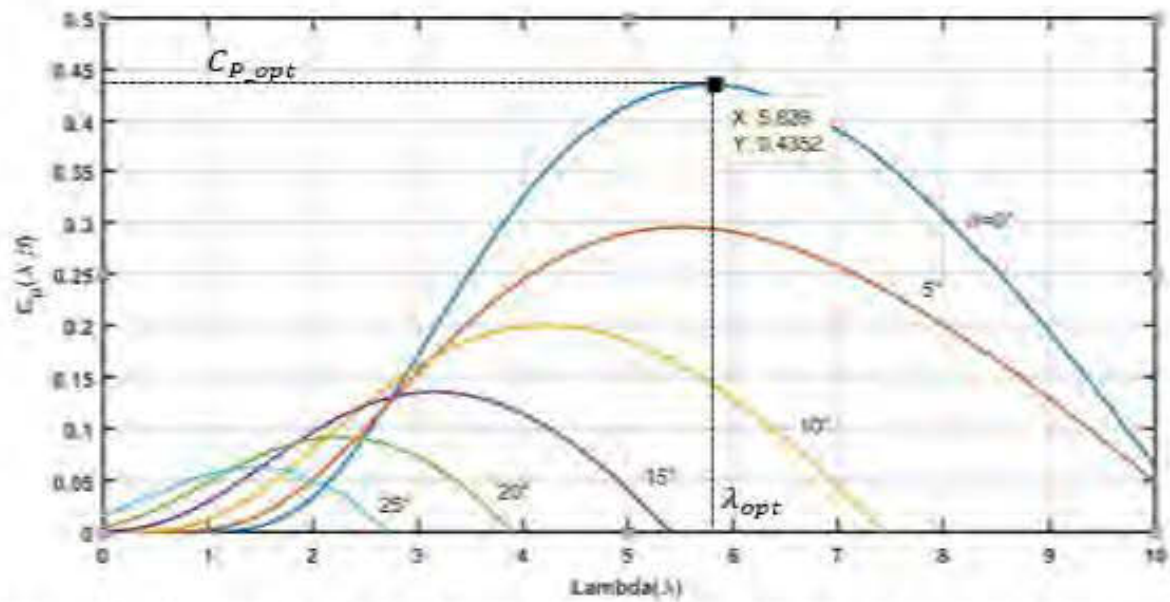


Figure 5.3 : Courbes $C_p(\lambda, \beta)$ typiques pour différents angles d'inclinaison (de 0° à 25°)

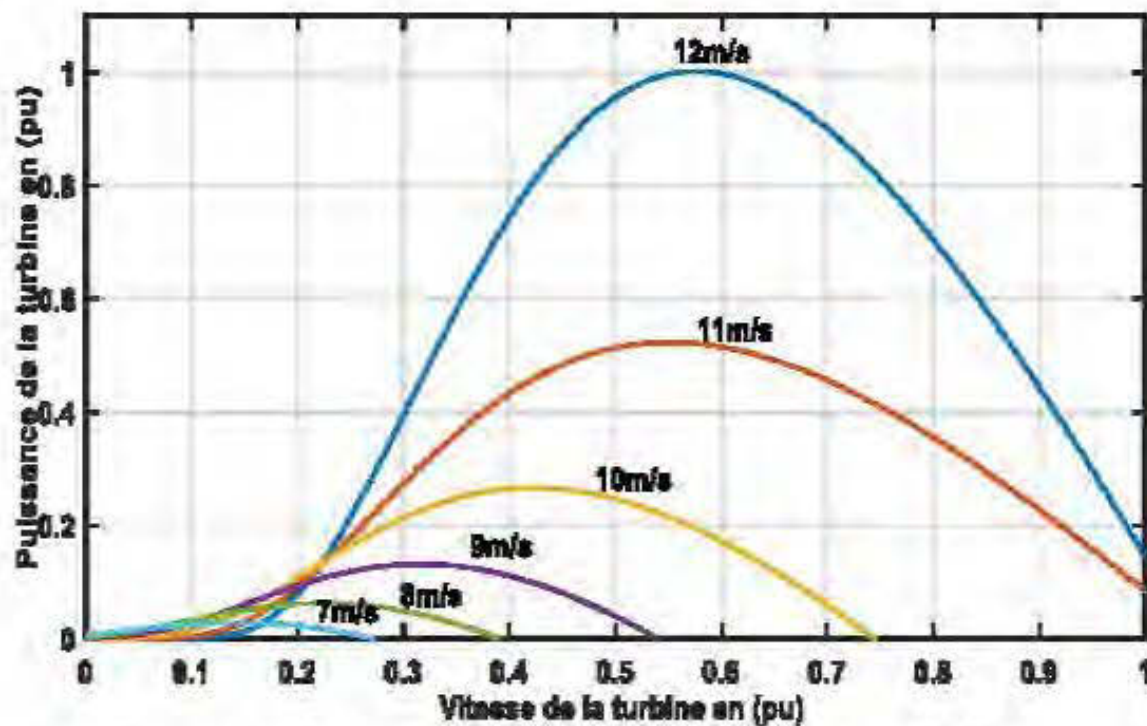


Figure 5.4 : Caractéristiques de la puissance de sortie de l'éolienne

5.3 Analyse dynamique du convertisseur Back-to-Back

Les schéma de la figure 5.5 présente la topologie du convertisseur de puissance back-to-back la plus utilisée dans les applications d'éoliennes à vitesse variable.

Cette topologie opère une double conversion de AC en DC, puis de DC en AC. Les convertisseurs coté génératrice et coté réseau peuvent fonctionner en mode redresseur ou

onduleur et donc le transfert de puissance est bidirectionnel. Comme on peut le constater, le fonctionnement de cette structure dépend du sens de transmission de flux puissance.

Le modèle dynamique de ce convertisseur est alors fondamental pour analyser et simuler le système dans tous ses différents modes de fonctionnement.

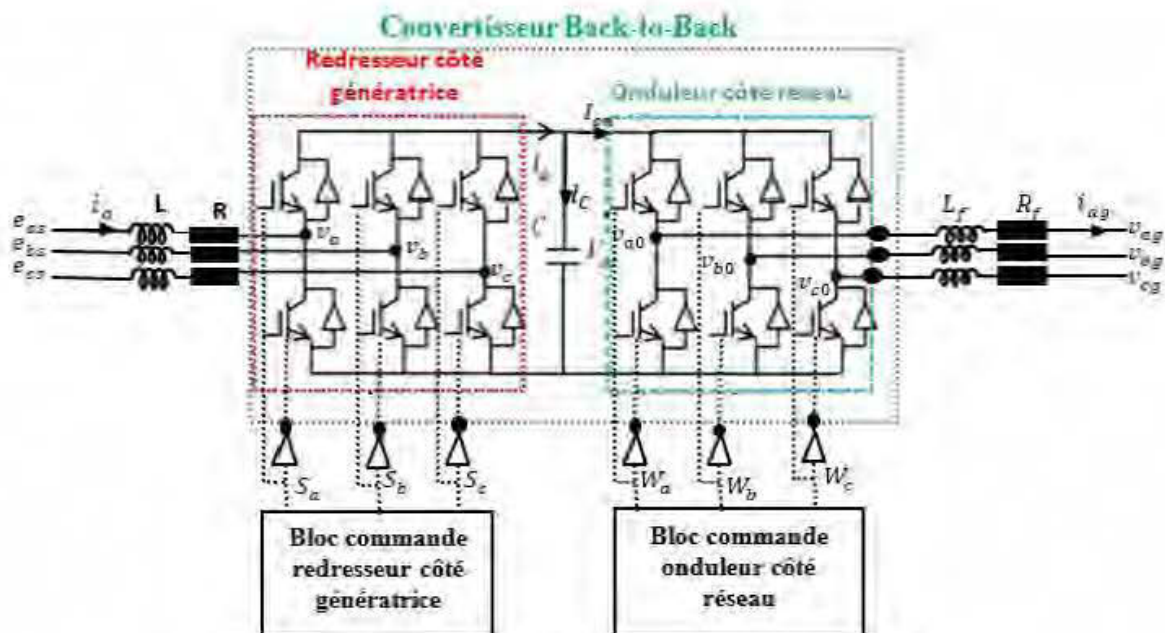


Figure 5.5: Topologie de convertisseur back-to back

5.3.1 Modélisation du convertisseur back-to-back

La topologie du convertisseur back-to-back représentée à la figure 5.5 possède deux convertisseurs à source de tension (redresseur et l'onduleur) avec des interrupteurs IGBT. En théorie, ces interrupteurs sont considérés comme des commutateurs idéaux. En pratique, ils sont commandés à l'amorçage et au blocage par un modulateur de signaux PWM. Les fonctions de commutation S_{abc} et W_{abc} peuvent avoir deux états, soit 1 ou 0. Habituellement la valeur de la fonction de commutation prend 1 lorsque l'interrupteur est en conduction, et 0 lorsqu'il est ouvert (ou bloqué).

L'application de la loi de Kirchhoff des tensions à l'entrée du redresseur et à la sortie de l'onduleur de la figure 5.5, permet d'écrire les équations ci-dessous :

- **Redresseur coté génératrice**

$$\begin{cases} e_{as}(t) = Ri_a(t) + L \frac{di_a(t)}{dt} + v_a(t) \\ e_{bs}(t) = Ri_b(t) + L \frac{di_b(t)}{dt} + v_b(t) \\ e_{cs}(t) = Ri_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} + v_c(t) \end{cases} \quad (5.10)$$

Sous forme matricielle, le système (3.10) devient :

$$\begin{bmatrix} e_{as}(t) \\ e_{bs}(t) \\ e_{cs}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}(t)}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a(t) \\ s_b(t) \\ s_c(t) \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

En posant :

$$P = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

L'expression (5.12) s'écrit alors comme (5.14):

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = P \cdot \begin{bmatrix} s_a(t) \\ s_b(t) \\ s_c(t) \end{bmatrix} \cdot v_{dc}(t) \quad (5.14)$$

En reportant (5.12) dans (5.11), on obtient le modèle du redresseur coté génératrice.

$$\begin{bmatrix} e_{as}(t) \\ e_{bs}(t) \\ e_{cs}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} + \frac{v_{dc}(t)}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a(t) \\ s_b(t) \\ s_c(t) \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Où :

$\begin{bmatrix} s_a(t) & s_b(t) & s_c(t) \end{bmatrix}^T$ est le vecteur des fonctions de commutation des interrupteurs du redresseur coté génératrice.

- **Onduleur coté réseau**

De la même façon, l'étude qui vient d'être faite est appliquée à l'onduleur coté réseau. Les équations de tensions en sortie de l'onduleur se formulent comme suit :

$$\begin{cases} v_{ag}(t) = -R_f i_{ag}(t) - L_f \frac{di_{ag}(t)}{dt} + v_{a0}(t) \\ v_{bg}(t) = -R_f i_{bg}(t) - L_f \frac{di_{bg}(t)}{dt} + v_{b0}(t) \\ v_{cg}(t) = -R_f i_{cg}(t) - L_f \frac{di_{cg}(t)}{dt} + v_{c0}(t) \end{cases} \quad (5.16)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ag}(t) \\ v_{bg}(t) \\ v_{cg}(t) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ag}(t) \\ i_{bg}(t) \\ i_{cg}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & L_f & 0 \\ 0 & 0 & L_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ag}(t) \\ i_{bg}(t) \\ i_{cg}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{a0}(t) \\ v_{b0}(t) \\ v_{c0}(t) \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} v_{a0}(t) \\ v_{b0}(t) \\ v_{c0}(t) \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}(t)}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_a(t) \\ w_b(t) \\ w_c(t) \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

L'équation (5.18) peut être réécrite comme (5.19) :

$$\begin{bmatrix} v_{a0}(t) \\ v_{b0}(t) \\ v_{c0}(t) \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} w_a(t) \\ w_b(t) \\ w_c(t) \end{bmatrix} v_{dc}(t) \quad (5.19)$$

Finalement, en substituant (5.18) dans (5.17), on obtient le modèle de l'onduleur coté réseau :

$$\begin{bmatrix} v_{ag}(t) \\ v_{bg}(t) \\ v_{cg}(t) \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ag}(t) \\ i_{bg}(t) \\ i_{cg}(t) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & L_f & 0 \\ 0 & 0 & L_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ag}(t) \\ i_{bg}(t) \\ i_{cg}(t) \end{bmatrix} + \frac{v_{dc}(t)}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w_a(t) \\ w_b(t) \\ w_c(t) \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

Où :

$[w_a(t) \ w_b(t) \ w_c(t)]^T$ est le vecteur des fonctions de commutation de l'onduleur coté réseau.

L'équation (5.21) ci-dessous exprime le courant dans le DC-link.

$$\begin{cases} I_C = I_{dc} - I_{on} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = [i^{abc}(t)]^T S^{abc}(t) - [i_g^{abc}(t)]^T w^{abc}(t) \\ C \frac{dv_{dc}(t)}{dt} = s_a(t)i_a(t) + s_b(t)i_b(t) + s_c(t)i_c(t) - (w_a(t)i_{ag}(t) + w_b(t)i_{bg}(t) + w_c(t)i_{cg}(t)) \end{cases} \quad (5.21)$$

5.3.2 Modèle d'état du convertisseur back-to-back dans les axes d-q

En appliquant la transformation de Park (développée au chapitre 3) aux équations (5.15), (5.20) et (5.21), il s'ensuit :

$$\begin{cases} e_d(t) = R i_d(t) + L \frac{di_d(t)}{dt} - \omega_r L i_q(t) + v_d(t) \\ e_q(t) = R i_q(t) + L \frac{di_q(t)}{dt} + \omega_r L i_d(t) + v_q(t) \end{cases} \quad (5.22)$$

$$\begin{cases} v_{dg}(t) = -R_f i_{dg}(t) - L_f \frac{di_{dg}(t)}{dt} + \omega_g L_f i_{qg}(t) + v_{d0}(t) \\ v_{qg}(t) = -R_f i_{qg}(t) - L_f \frac{di_{qg}(t)}{dt} - \omega_g L_f i_{dg}(t) + v_{q0}(t) \end{cases} \quad (5.23)$$

$$\frac{dv_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C} [s_d(t)i_d(t) + s_q(t)i_q(t) - (w_d(t)i_{dg}(t) + w_q(t)i_{qg}(t))] \quad (5.24)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_d(t) = s_d(t) v_{dc}(t) \\ v_q(t) = s_q(t) v_{dc}(t) \\ v_{d0}(t) = w_d(t) v_{dc}(t) \\ v_{q0}(t) = w_q(t) v_{dc}(t) \end{cases} \quad (5.25)$$

Les équations (5.22) à (5.25) permettent d'écrire le modèle d'état du convertisseur back-to-back dans le repère de Park.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ v_{dc}(t) \\ i_{d\delta}(t) \\ i_{q\delta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_r & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_r & -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_f}{L_f} & \omega_g \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_g & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ v_{dc}(t) \\ i_{d\delta}(t) \\ i_{q\delta}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{v_{dc}(t)}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc}(t)}{L} & 0 & 0 \\ \frac{i_d(t)}{C} & \frac{i_q(t)}{C} & -\frac{i_{d\delta}(t)}{C} & -\frac{i_{q\delta}(t)}{C} \\ 0 & 0 & \frac{v_{dc}(t)}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{v_{dc}(t)}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_d(t) \\ s_q(t) \\ w_d(t) \\ w_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d(t) \\ e_q(t) \\ 1 \\ v_{d\delta}(t) \\ v_{q\delta}(t) \end{bmatrix} \quad (5.26)$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega_r & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_r & -\frac{R}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_f}{L_f} & \omega_g \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_g & -\frac{R_f}{L_f} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} -\frac{v_{dc}(t)}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{v_{dc}(t)}{L} & 0 & 0 \\ \frac{i_d(t)}{C} & \frac{i_q(t)}{C} & -\frac{i_{dg}(t)}{C} & -\frac{i_{qg}(t)}{C} \\ 0 & 0 & \frac{v_{dc}(t)}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{v_{dc}(t)}{L_f} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_f} \end{bmatrix}$$

5.4 Contrôle de la génératrice synchrone à aimants permanents

Le contrôle de la GSAP peut s'opérer par différentes méthodes exposées dans [26] [44]. Par exemple, si on cherche à obtenir une relation de linéarité entre le courant statorique et le couple électromagnétique de la génératrice, l'une des méthodes utilisées consiste à régler le courant de Park d'axe d' du générateur à zéro pendant l'opération. Alternativement, on peut aussi commander la génératrice pour produire un couple maximal avec un courant de stator minimum. Une autre approche consiste aussi à faire fonctionner le système avec un facteur de puissance unitaire [26].

Dans ce travail, nous n'allons pas présenter toutes ces méthodes. Nous allons uniquement nous atteler au contrôle vectoriel à flux orienté. Pour plus de détails, le lecteur pourra se référer aux documents [26] [45, 46].

5.4.1 Contrôle vectoriel à flux orienté de la GSAP

Le contrôle vectoriel à flux orienté est l'une des stratégies les plus utilisées pour contrôler le couple d'une machine synchrone à aimants permanents. Le principe de ce contrôle consiste à orienter et à faire maintenir aligner le vecteur flux de l'aimant suivant l'axe d^r . La consigne pour le courant i_d^r est gardée à zéro, tandis que celle du courant i_q^r est calculée par l'intermédiaire d'une boucle de régulation de vitesse.

L'équation (5.27) ci-dessous exprime le courant terminal (i_s) du stator, qui est égal à sa composante d'axe q^r (i_q^r).

$$\begin{cases} \vec{i}_s = i_d^r + j i_q^r = j i_q^r \\ i_s = \sqrt{i_d^{r2} + i_q^{r2}} = i_q^r \end{cases} \quad \text{Pour } i_d^r = 0 \quad (5.27)$$

Le couple électromagnétique de la MSAP calculé au chapitre 3, est exprimé au (5.28) [1] [26] :

$$T_e = \frac{3}{2} P (\psi_d^r i_q^r - \psi_q^r i_d^r) = \frac{3}{2} P (\psi_f + (L_d - L_q) i_d^r) i_q^r \quad (5.28)$$

La relation (5.28) peut être simplifiée en tenant compte de (5.27).

$$T_e = \frac{3}{2} P \psi_f i_q^r = \frac{3}{2} P \psi_f i_s \quad (5.29)$$

L'équation (5.29) montre que pour un flux rotorique constant, le couple électromagnétique est proportionnel au courant terminal. On voit bien une relation de linéarité entre le couple et le courant statorique.

Le diagramme vectoriel spatial de la génératrice avec le contrôle à flux orienté sont donnés à la figure 5.6 [1] [26], où φ_s est l'angle du vecteur tension statorique par rapport au vecteur courant du stator. La résistance statorique est négligeable et donc le flux rotorique est aligné avec l'axe d^r .

$$\varphi_s = \theta_v - \theta_i = \tan^{-1} \left(\frac{v_q^r}{v_d^r} \right) - \frac{\pi}{2} \quad (5.30)$$

Où θ_v et θ_i sont respectivement des angles des vecteurs tensions et courants statoriques

$$\begin{cases} \theta_v = \tan^{-1} \left(\frac{v_q^r}{v_d^r} \right) \\ \theta_i = \tan^{-1} \left(\frac{i_q^r}{i_d^r} \right) \end{cases} \quad (5.31)$$

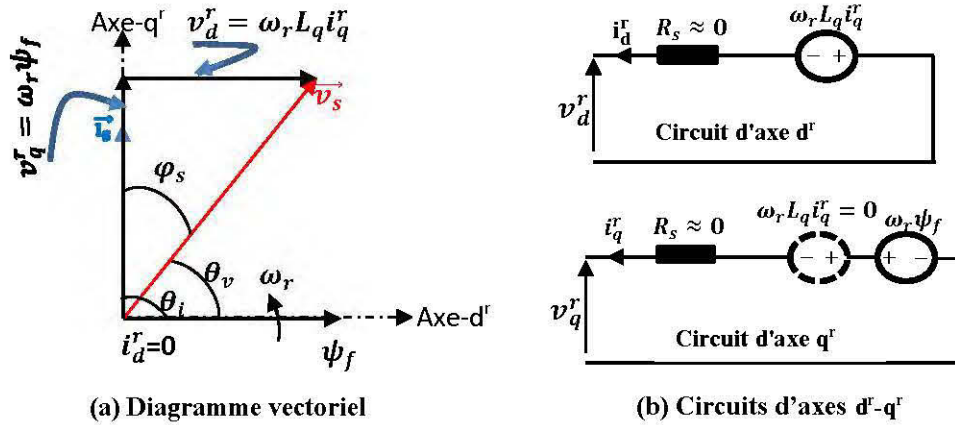


Figure 5.6 : Diagramme vectoriel spatial de la GSAP avec contrôle à flux orienté

5.4.2 Commande du redresseur côté génératrice avec extraction de puissance maximale

La commande MPPT est utilisée pour générer la vitesse de référence, afin de permettre à la génératrice d'extraire la puissance maximale à différentes vitesses de vent. Ainsi, lorsque la vitesse du vent change, la vitesse de la génératrice s'ajuste de suite pour suivre la trajectoire maximale du point de puissance. La vitesse de rotation optimale de la génératrice peut être évaluée comme suit [1][26] :

$$\begin{cases} \omega_{m_opt} = \omega_m^* = \frac{\lambda_{opt}}{R} v_\omega = K_\omega v_\omega \\ K_\omega = \frac{\lambda_{opt}}{R} \end{cases} \quad (5.32)$$

La vitesse de rotation de la génératrice constitue la grandeur de référence pour le système de commande, suite à des changements de vitesses de vent (voir figure 5.8).

L'éolienne peut produire une puissance maximale lorsque la turbine fonctionne avec un coefficient de puissance optimal C_{p_opt} , et le rapport de vitesse λ_{opt} doit être maintenu à une valeur optimale pour assurer l'extraction de puissance maximale du vent. Par conséquent, la

commande MPPT est réalisée en ajustant la vitesse du rotor de la GSAP pour préserver un point optimal auquel la puissance maximale de l'énergie éolienne est extraite.

La puissance mécanique maximale extraite par l'éolienne est exprimée par [1] :

$$P_{m_opt} = \frac{1}{2} \varphi A C_{p_opt} \left(\frac{\omega_{m_opt} R}{\lambda_{opt}} \right)^3 = K_m (\omega_{m_opt})^3 \quad (5.33)$$

Avec :

$$K_m = \frac{1}{2} \varphi A C_{p_opt} \left(\frac{R}{\lambda_{opt}} \right)^3 \quad (5.34)$$

La courbe de la puissance mécanique générée par la turbine en fonction de la vitesse du rotor, pour différentes vitesses de vent est montrée à la figure 5.7.

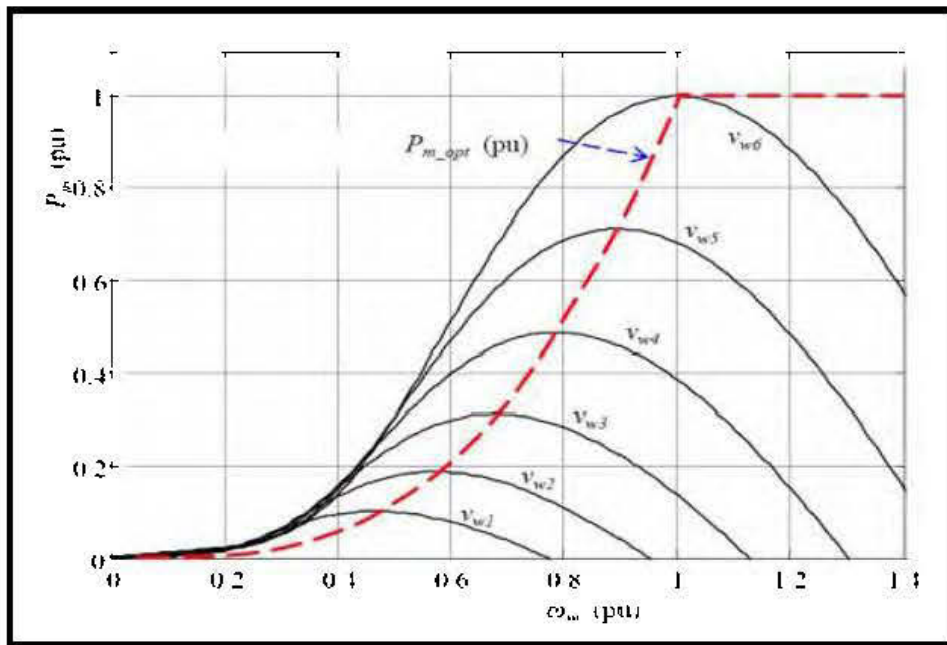


Figure 5.7 : puissance mécanique de la turbine fonction de la vitesse du rotor différentes vitesses du vent [1]

La figure 5.8 est utilisée comme stratégie de commande pour le redresseur côté génératrice, avec régulateur de courant et de vitesse. Dans la boucle intérieure, les régulateurs de courant sont employés pour réguler le courant de stator d'axes q^r et d^r . Par contre dans la boucle extérieure, le régulateur de vitesse est utilisé pour assurer la régulation de vitesse de la génératrice de façon à ce qu'elle suive la valeur de consigne ω_{m_opt} . La référence de vitesse est calculée à l'aide de la méthode MPPT. La comparaison des grandeurs de références des courants statoriques avec celles mesurées, nous permet d'avoir les tensions de références v_{sd}^* et v_{sq}^*

nécessaire à la commande du redresseur. Les signaux de commutation des IGBT sont générés par un modulateur PWM [26].

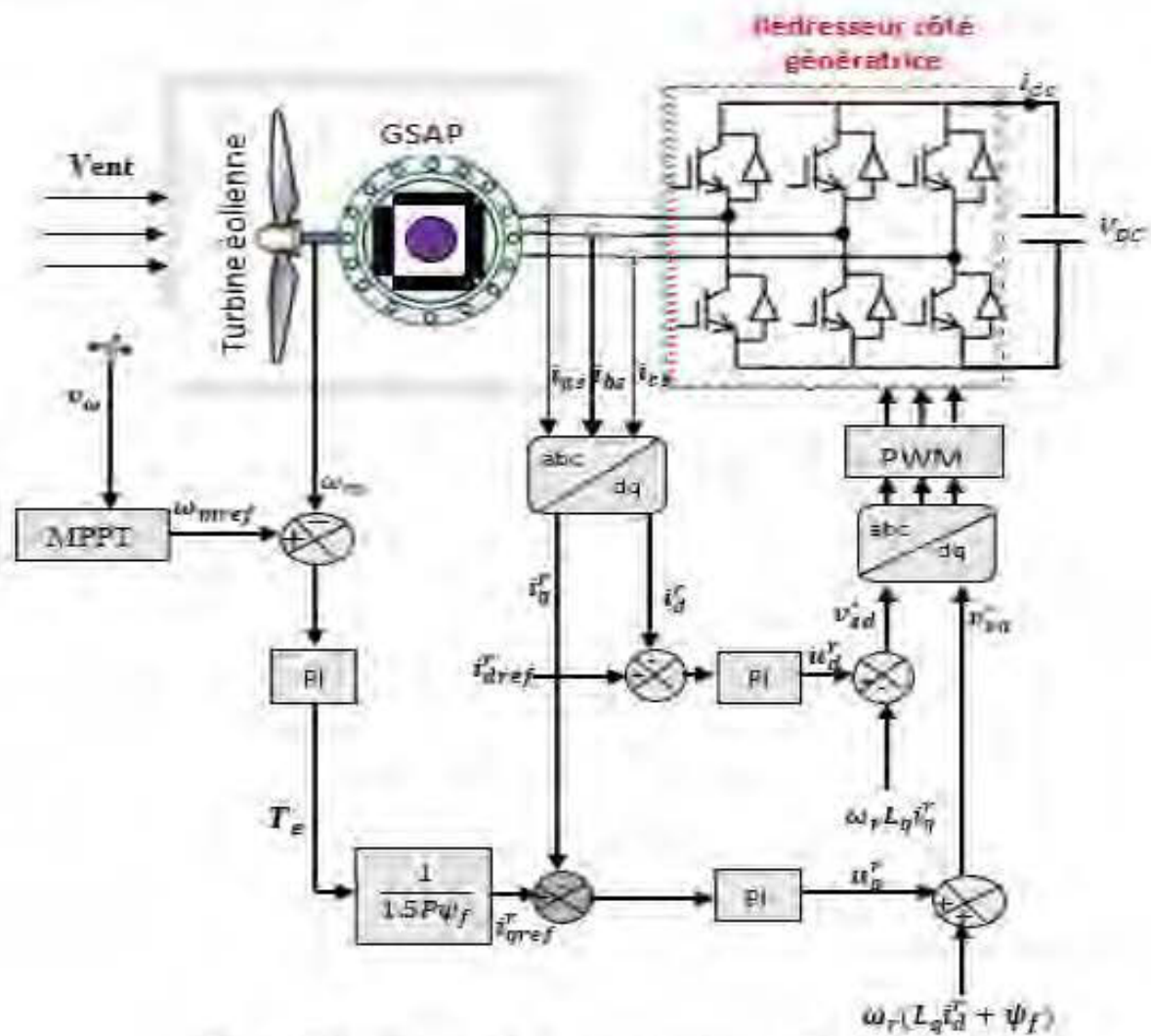


Figure 5.8 : Commande du convertisseur côté génératrice

5.4.3 Conception des contrôleurs PI de courant et de vitesse

Dans ce paragraphe, nous présentons en détails la conception des régulateurs de courant et de vitesse. La conception du régulateur de courant d'axe d est identique au contrôleur de courant d'axe q . Le diagramme structurel des contrôleurs PI de courant et de vitesse est présenté à la figure 5.9.

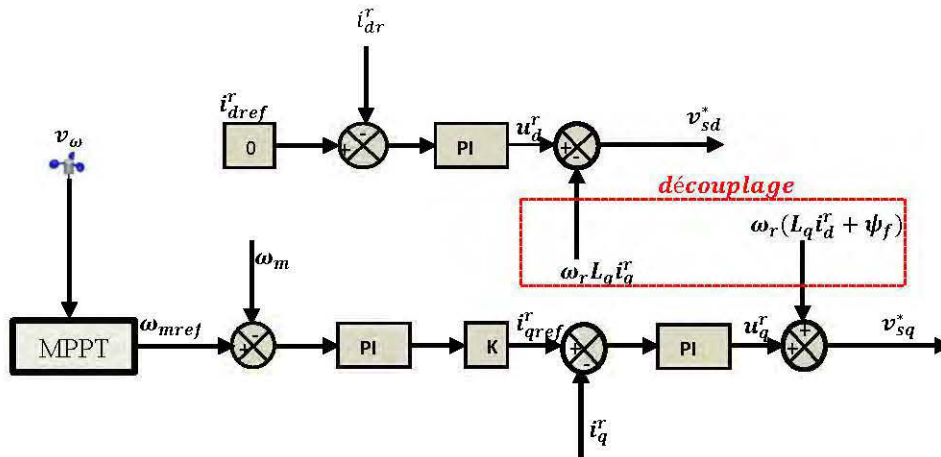


Figure 5.9 : Structure des contrôleurs de courant et de vitesse

5.4.3.1 Conception du régulateur de courant d'axe q

Le schéma fonctionnel de la régulation du courant est celui représenté à la figure 5.10. Le contrôle du courant est assuré par un correcteur PI dont les gains sont k_p et k_i . Nous avons utilisé la méthode du module optimum de la fonction de transfert en boucle ouverte pour déterminer les paramètres de ce régulateur.

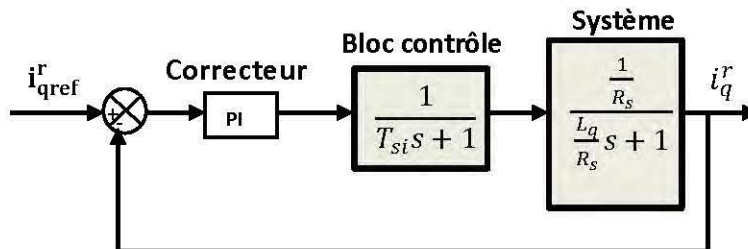


Figure 5.10: Structure du régulateur de courant d'axe q^r

Le régulateur PI de courant selon l'axe q^r est :

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = k_p \frac{1 + T_i s}{T_i s} \quad (5.35)$$

La fonction de transfert du bloc contrôle représente tous les retards introduits par les calculs numériques. Elle a la forme d'un système de premier ordre avec une constante de temps

égale à $T_{si} = 1.5T_s$ ($T_s = \frac{1}{f_s}$; f_s est la fréquence d'échantillonnage et sa valeur est égale à 5kHz).

La fonction de transfert en boucle ouverte du courant selon l'axe q^r est celle présentée à l'équation (5.36).

$$H(s) = k_p \frac{1+T_i}{T_i s} \frac{1}{1+sT_s} \frac{1/R_s}{1+sT_q} \quad (5.36)$$

On compense le pôle dominant :

$$\begin{cases} 1+T_i = 1+sT_{ii} \\ T_i = T_q = \frac{L_q}{R_s} = 0.01041 \end{cases} \quad (5.37)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du courant selon l'axe q^r devient :

$$H(s) = \frac{k_p}{T_i s} \frac{1}{1+sT_{si}} \frac{1}{R_s} \quad (5.38)$$

La détermination de la valeur k_p nécessite d'utilisée un critère de conception de contrôleur appelé Module Optimal (OM), avec un facteur d'amortissement $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$. La fonction de transfert en boucle ouverte d'un système de second d'ordre est de la forme suivante:

$$G_{OM}(s) = \frac{1}{2T_{si}s(1+T_{si}s)} \quad (5.39)$$

Si l'on opère une analogie entre les relations (5.38) et (5.39), il s'ensuit :

$$\begin{cases} \frac{k_p}{T_i s} \frac{1}{1+sT_{si}} \frac{1}{R_s} = \frac{1}{2T_{si}s(1+sT_{si})} \\ k_p = \frac{T_i R_s}{2T_{si}} = 20.82 \end{cases} \quad (5.40)$$

La fonction de transfert du correcteur PI dans le domaine temporel a la forme suivante :

$$G_{PI}(s) = 20.82 + \frac{2000}{s} \quad (5.41)$$

5.4.3.2 Conception du régulateur de vitesse

Le contrôle de vitesse est assuré par un régulateur de type IP dont les gains sont respectivement $k_{p_w_m}$ et $k_{i_w_m}$. La figure 5.11 présente la boucle de régulation de vitesse [27].

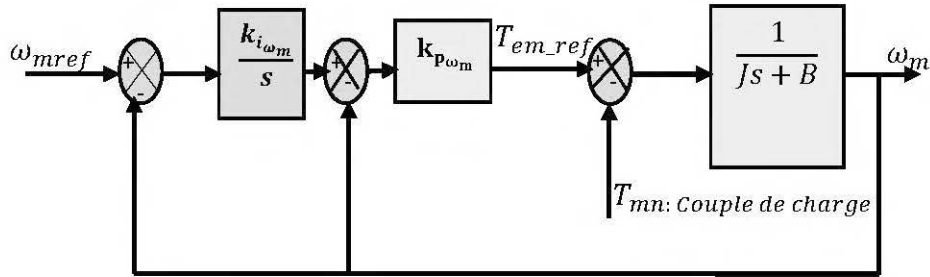


Figure 5.11 : Structure de la boucle de régulation de vitesse

D'après la figure 5.11, nous avons :

$$\omega_m = \frac{1}{Js + B} (T_{em_ref} - T_{mn}) \quad (5.42)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit alors :

$$\frac{\omega_m}{\omega_{m_ref}} = \frac{1}{\frac{J}{k_{i_ \omega_m}} s^2 + \frac{1}{k_{i_ \omega_m} k_{p_ \omega_m}} (k_{i_ \omega_m} + B) s + 1} \quad (5.43)$$

La relation (5.43) possède une dynamique de second ordre. De ce fait, il y a une similitude entre (5.43) et (5.44).

$$H_f = \frac{1}{\frac{1}{\omega_0} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_0} s + 1} \quad (5.44)$$

En identifiant le dénominateur des deux fonctions de transfert, on obtient :

$$\begin{cases} \frac{J}{k_{i_ \omega_m}} = \frac{1}{\omega_0} \\ \frac{1}{k_{i_ \omega_m} k_{p_ \omega_m}} (k_{i_ \omega_m} + B) = \frac{2\xi}{\omega_0} \end{cases} \quad (5.45)$$

Les paramètres du régulateur de vitesse sont obtenus en fixant la valeur du coefficient d'amortissement à 0.7 et donc le produit $\omega_0 t_{rep} = 3$ [27].

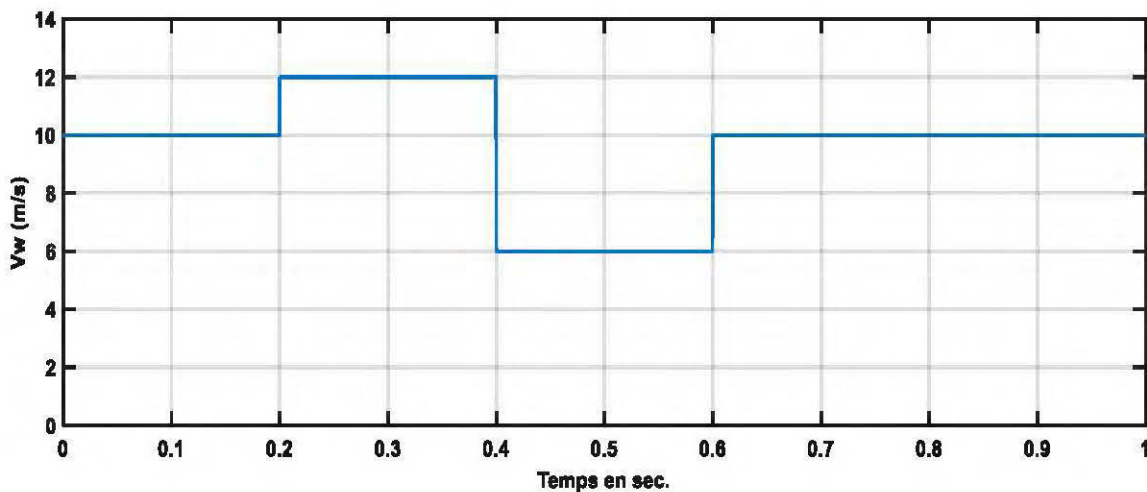
t_{rep} représente le temps de réponse en vitesse du système et ω_0 la pulsation naturelle.

$$\begin{cases} k_{i_{\omega_m}} = J \left(\frac{3}{t_{rep} (5\%)} \right)^2 \\ k_{p_{\omega_m}} = \frac{J\omega_0^2 + B}{2J\omega_0} \end{cases} \quad (5.46)$$

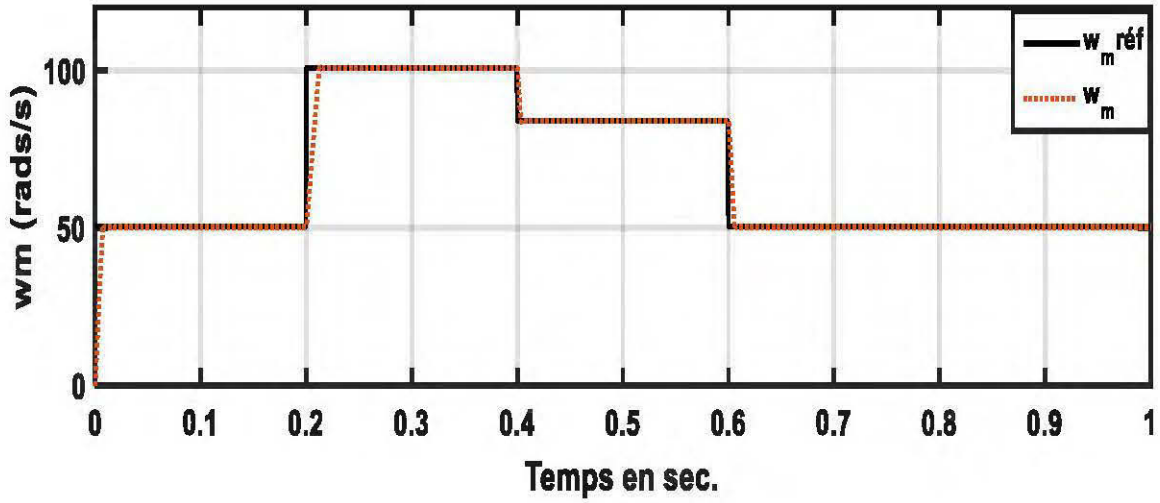
Après la détermination des paramètres des régulateurs de courant et de vitesse, nous présentons dans le paragraphe qui suit les résultats de simulation.

5.5 Résultats de Simulation

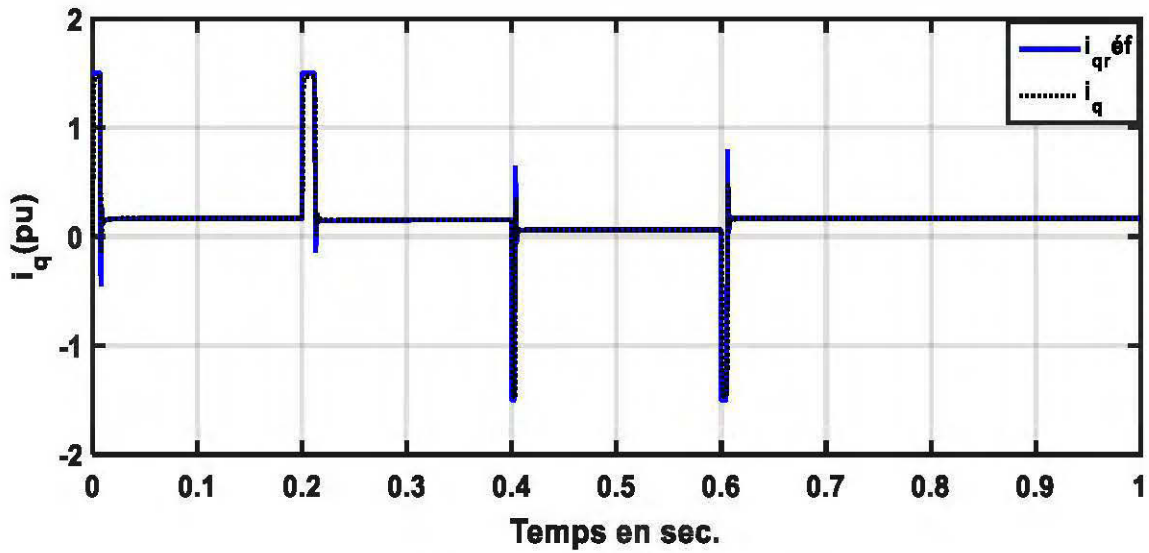
Nous avons simulé dans l'environnement virtuelle de Matlab /Simulink le système de la figure 5.8, sous différentes conditions de la vitesse du vent. Initialement, de 0 à 0.2 seconde, la vitesse du vent est de 10m/s. Ensuite, de 0.2 à 0.4 seconde, elle passe à 12 m/s. De 0.4 à 0.6 seconde, elle diminue à 6 m/s. En fin, de 0.6 à 1 seconde, elle augmente de 10m/s. Le comportement des différentes étapes est indiqué à la figure 5.12(a). Ce modèle du vent à été inspiré de certains travaux comme par exemple [1] [43] . La figure 5.12 présente l'évolution des différentes grandeurs de la GSAP en fonction de la variation de la vitesse du vent.



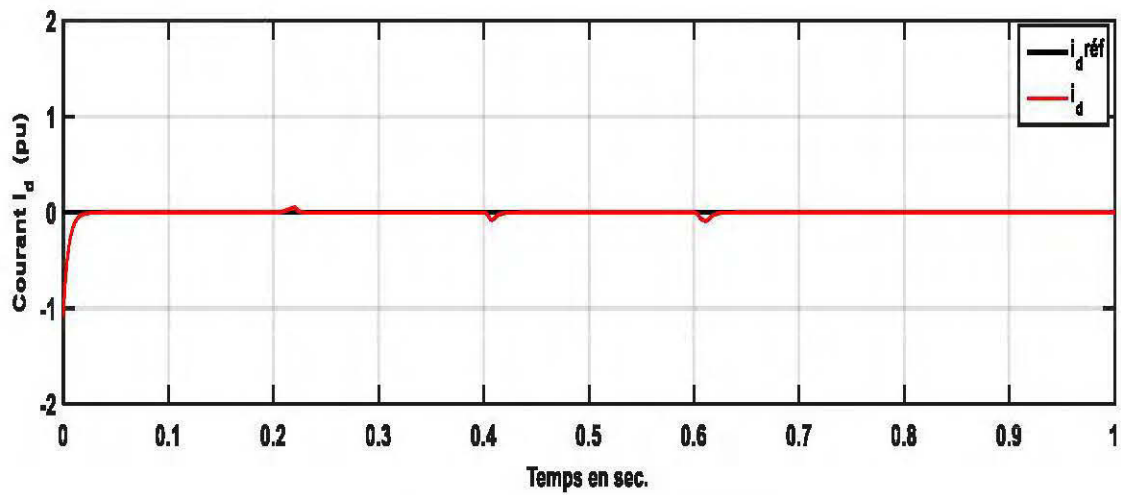
(a) Vitesse du vent



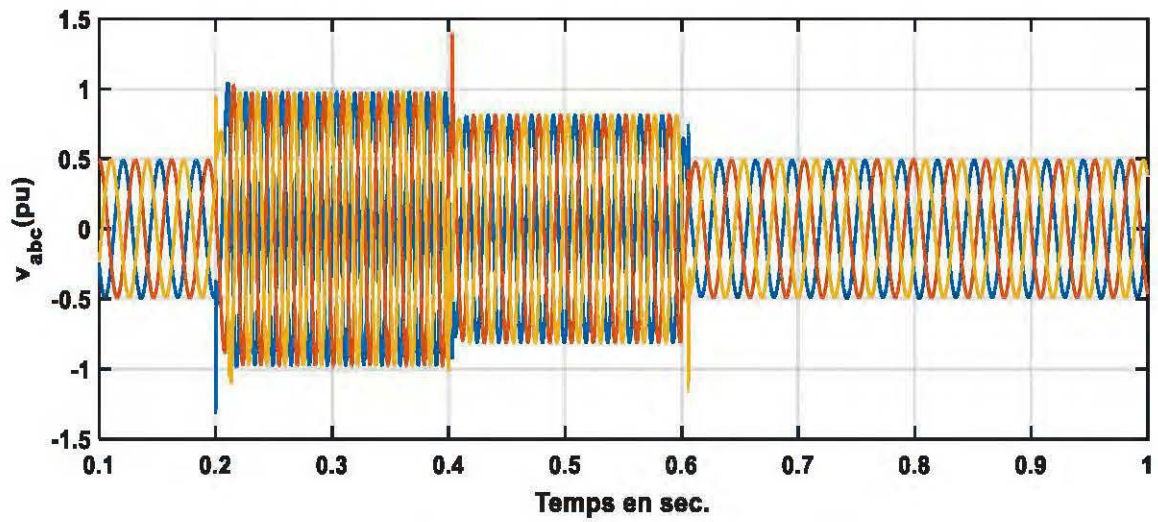
(b) Vitesse de rotation de la génératrice (rads/s).



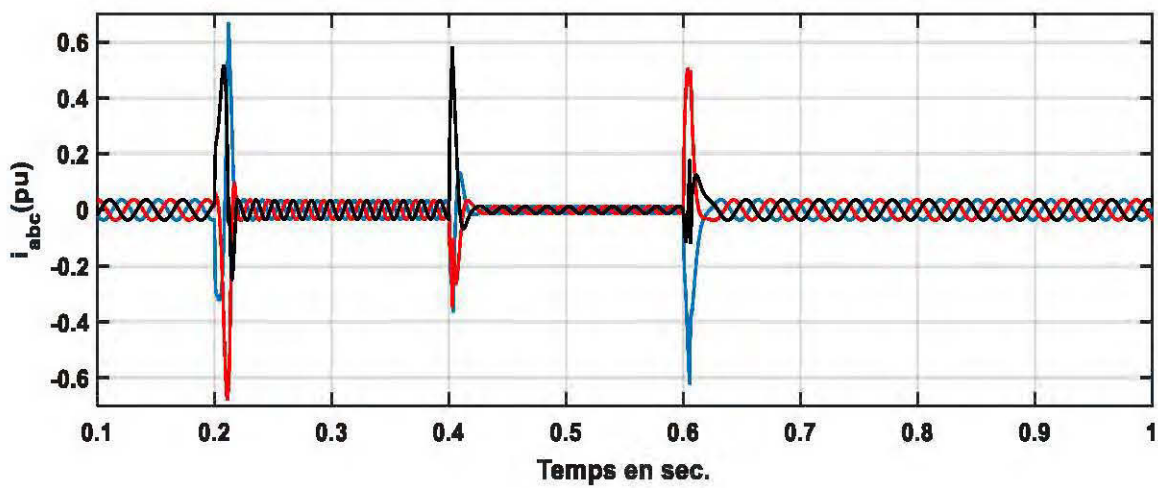
(c) Courant de stator d'axe q^r



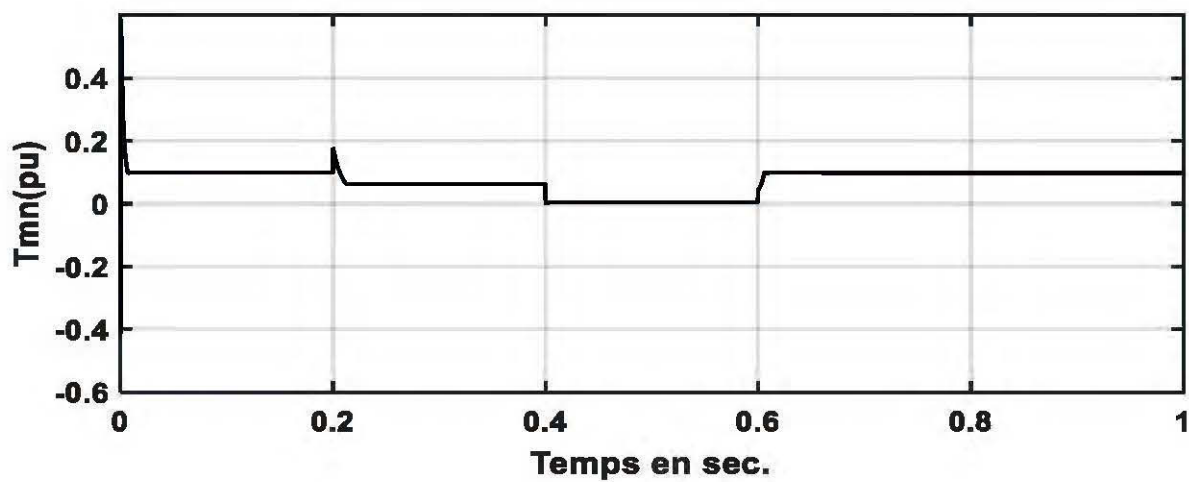
(d) Courant de stator d'axe d^r



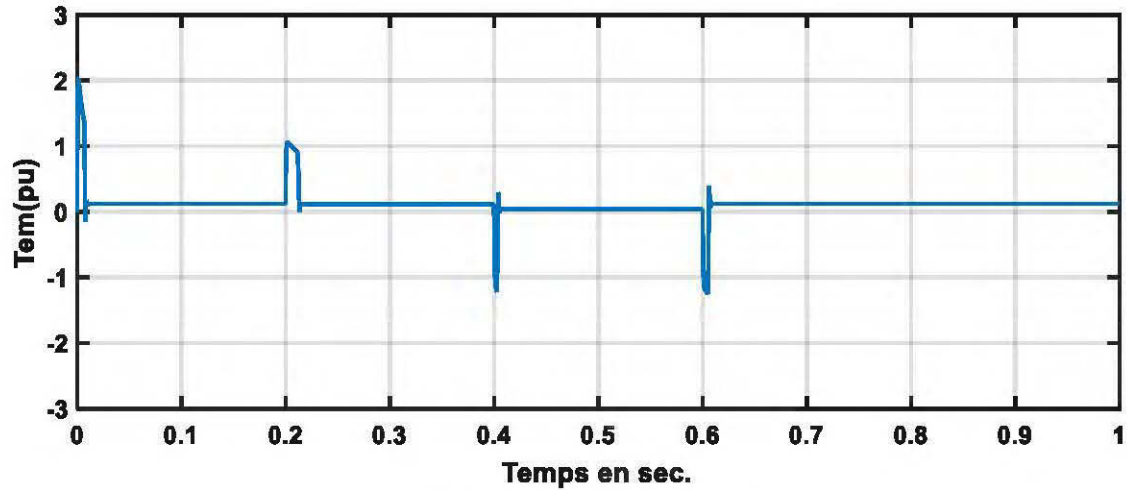
(e) Tensions statoriques de la GSAP



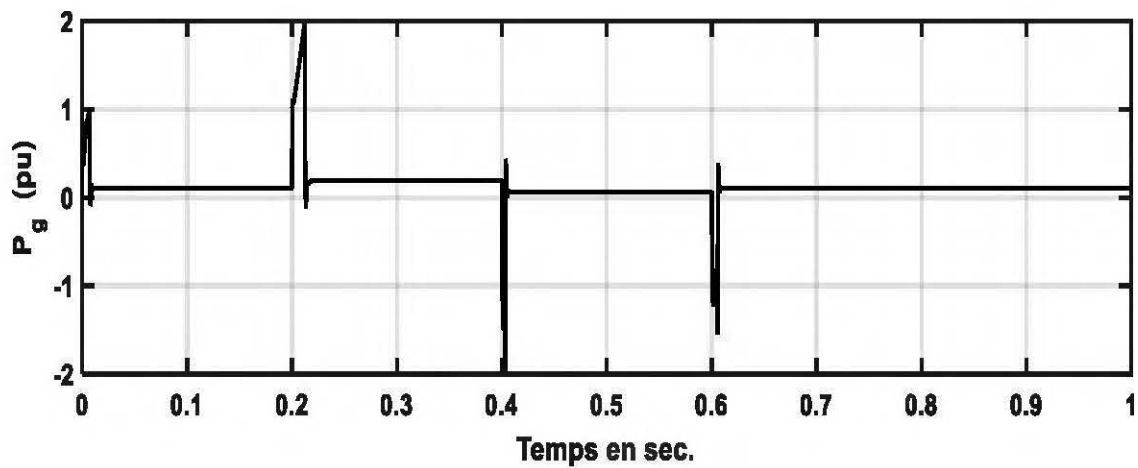
(f) Courants statoriques de la GSAP



(g) Couple mécanique appliqué à la GSAP



(h) Couple électromagnétique de la GSAP



(i) Puissance électrique de la GSAP

Figure 5.12 : Performance du contrôle vectoriel de la GSAP avec extraction de puissance maximale sous la vitesse variable du vent

5.6. Commande de l'onduleur coté réseau

L'onduleur coté réseau est utilisé pour délivrer l'énergie produite par le générateur éolien au réseau électrique. La commande de ce convertisseur permet de contrôler la tension du bus continu, tout en ajustant la qualité de flux de puissances actives et réactive injectées au réseau pendant la variation de la vitesse du vent. De façon similaire à la commande de la génératrice, la commande de l'onduleur s'opère par orientation de la tension de l'onduleur par rapport à celle du réseau.

La stratégie de commande de l'onduleur coté réseau consiste en deux boucles de contrôles. La boucle interne règle le courant de réseau tandis que la boucle externe contrôle la tension du bus DC-Link et la puissance réactive délivrée au réseau.

La figure 5.13 présente un onduleur de source de tension à deux niveaux, connecté au réseau dans un système éolien. Le convertisseur à source de tension est relié au réseau par l'intermédiaire d'une inductance de ligne L_f , qui représente l'inductance de fuite du transformateur.

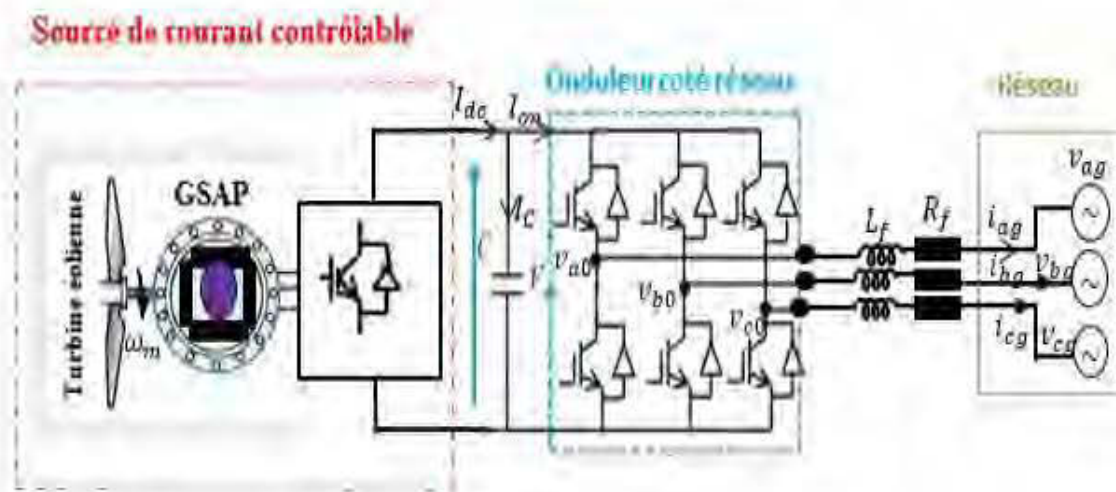


Figure 5.13 : Onduleur connecté au réseau

La tension d'entrée DC moyenne de l'onduleur coté réseau, avec modulation PWM peut être calculée comme dans [26] :

$$V_{dc} = \frac{\sqrt{6} \cdot v_{a0}}{m_a} \quad \text{Pour } 0 < m_a \leq 1 \quad (5.47)$$

Où m_a est l'indice de modulation de l'onduleur et v_{a0} la valeur efficace de la tension de phase (phase-a).

La tension efficace phase-phase à la sortie de l'onduleur est donnée par [26] [1] :

$$V_{ab,rms} = \frac{\sqrt{3} \cdot V_{dc}}{2\sqrt{2}} m_a = 0.612 m_a V_{dc} \quad \text{Pour } 0 < m_a \leq 1 \quad (5.48)$$

En supposant que v_{a0} est égale à la valeur efficace de la tension de phase du réseau (V_{ϕ}), qui est considérée constante, les puissances active et réactive du système éolien délivrées au réseau sont calculées comme dans [26]

$$P_g = 3V_g I_g \cos \varphi_g \quad (5.49)$$

$$Q_g = 3V_g I_g \sin \varphi_g \quad (5.50)$$

Où φ_g est l'angle du facteur de puissance du réseau, défini par :

$$\varphi_g = \arctan \left(\frac{Q_g}{P_g} \right) \quad (5.51)$$

Le facteur de puissance du réseau peut être unitaire, en avance ou en retard de phase. De ce fait, les opérateurs de réseau exigent souvent que pour connecter un système éolien au réseau, l'angle de facteur de puissance doit avoir une plage d'opération de $90^0 \leq \varphi_g \leq 270^0$ [26].

5.6.1 Détermination de l'angle de tension du réseau

En considérant que les tensions du réseau (v_{ag}, v_{bg}, v_{cg}) sont symétriques et sinusoïdales, l'angle de tension de réseau peut être déterminé en partant du formalisme d'Edith Clarke définie en (5.52).

Cet angle du réseau est estimé en exprimant la position du vecteur de tension dans le référentiel stationnaire comme le montre la figure 5.14 [47]. La détermination de cet angle joue un rôle important dans l'implémentation du schéma de contrôle vectoriel, où toutes les variables sont des composantes continues en régime stationnaire (voir figure 5.15). De plus, il permet la conception des contrôleurs pour l'onduleur côté réseau [26][1].

$$\begin{cases} v_\alpha = \frac{2}{3} \left(v_{ag} - \frac{1}{2} v_{bg} - \frac{1}{2} v_{cg} \right) = v_{ag} \\ v_\beta = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{bg} - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{cg} \right) = \frac{\sqrt{3}}{3} (v_{bg} - v_{cg}) \end{cases} \quad \text{Pour } v_{ag} + v_{bg} + v_{cg} = 0 \quad (5.52)$$

$$\theta_g = \tan^{-1} \left(\frac{v_\alpha}{v_\beta} \right) \quad (5.53)$$

5.6.2 Contrôle vectoriel de l'onduleur coté réseau avec découplage des courants

Le transfert de puissances active et réactive vers le réseau exige une commande par orientation de la tension de l'onduleur. L'analyse de cette stratégie de commande découle de l'application de la loi de Kirchhoff des tensions en sortie de l'onduleur (voir figure 5.5).

$$v_0^{abc} = R_f i_g^{abc} + L_f \frac{di_g^{abc}}{dt} + v_g^{abc} \quad (5.54)$$

Avec :

$$v_0^{abc} = [v_{ao} \quad v_{bo} \quad v_{co}] \quad i_g^{abc} = [i_{ag} \quad i_{bg} \quad i_{cg}]$$

$$v_g^{abc} = [v_{ag} \quad v_{bg} \quad v_{cg}]$$

$$L_f = \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & L_f & 0 \\ 0 & 0 & L_f \end{bmatrix} \quad R_f = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & R_f & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix}$$

Nous allons appliquer la transformée de Park à l'équation (5.54), en définissant un référentiel tournant qui est lié avec la tension du réseau. L'équation (5.55) exprime la transformation de Park communément utilisée pour le passage du repère fixe (abc) vers le référentiel tournant d^rq^r,

avec $\omega_g = \frac{d\theta_g}{dt} = 2\pi f_g$ la fréquence angulaire du réseau (rads/s).

$$P(\theta_g) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_g) & \cos\left(\theta_g - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_g + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_g) & -\sin\left(\theta_g - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_g + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (5.55)$$

La matrice inverse de (5.55) est la suivante :

$$P^{-1}(\theta_g) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_g) & -\sin(\theta_g) & 1 \\ \cos\left(\theta_g - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_g - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_g + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_g + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (5.56)$$

En appliquant (5.55) à (5.54), on obtient finalement :

$$\begin{cases} v_{dg} = -R_f i_{dg} - L_f \frac{di_{dg}}{dt} + \omega_g L_f i_{qg} + v_{d0} \\ v_{qg} = -R_f i_{qg} - L_f \frac{di_{qg}}{dt} - \omega_g L_f i_{dg} + v_{q0} \end{cases} \quad (5.57)$$

$$|V_g| = v_{dg} + jv_{qg} = \sqrt{v_{dg}^2 + v_{qg}^2} \quad (5.58)$$

Si on néglige la résistance R_f , car elle a peu d'impact sur la performance du système, l'équation (5.57) devient (5.59) :

$$\begin{cases} v_{dg} = -L_f \frac{di_{dg}}{dt} + \omega_g L_f i_{qg} + v_{d0} \\ v_{qg} = -L_f \frac{di_{qg}}{dt} - \omega_g L_f i_{dg} + v_{q0} \end{cases} \quad (5.59)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{dg}}{dt} = \frac{1}{L_f} (v_{d0} - v_{dg} + \omega_g L_f i_{qg}) \\ \frac{di_{qg}}{dt} = \frac{1}{L_f} (v_{q0} - v_{qg} - \omega_g L_f i_{dg}) \end{cases} \quad (5.60)$$

Où les termes $\omega_g L_f i_{qg}$ et $\omega_g L_f i_{dg}$ sont des couplages des deux axes, qui correspondent aux tensions induites de vitesse dues à la transformation du référentiel stationnaire vers le référentiel synchrone.

Le système d'équation (5.51) montre que la dérivée des courants de l'axe d' et de l'axe q' sont liés aux variables des deux axes, ce qui indique que le système est fortement couplé. Un changement dans la variable de l'axe q', affectera le courant de l'axe d'. De même, un changement de la variable d'axe d' affectera également le courant de l'axe q'. Ce couplage des axes sera supprimé par la commande.

Le référentiel de Park associé à cette stratégie de commande, est choisi de façon à maintenir la tension v_{dg} orientée suivant l'axe d'. On a donc $v_{dg} = |V_g|$ et $v_{qg} = 0$. Le digramme vectoriel spatial des courants et tensions triphasées du réseau est donné à la figure 5.14.

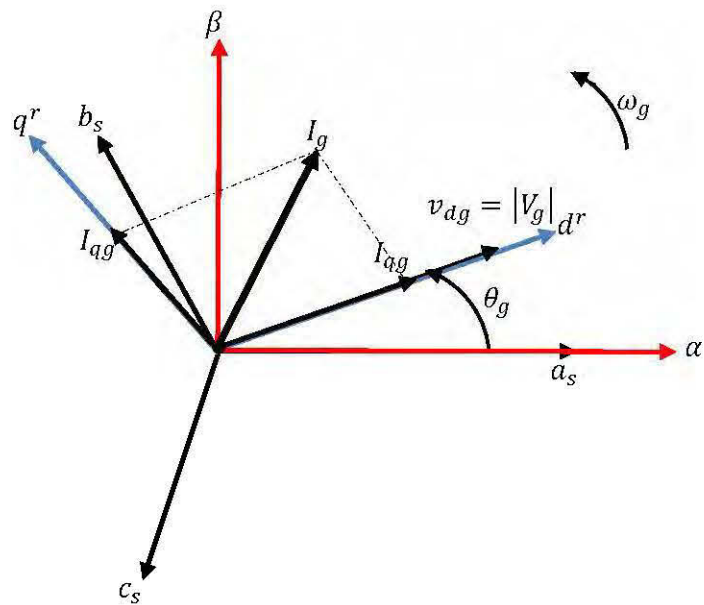


Figure 5.14 : Digramme vectoriel spatial des courants et tensions triphasées du réseau

La figure 5.15 présente le schéma synoptique de la commande vectorielle de l'onduleur côté réseau de la figure 5.12, avec le contrôle des courants découplés. Cette commande possède trois boucles de contrôle, deux boucles de régulation de courant interne (i_{dg} et i_{qg}) et une boucle de régulation de la tension du bus continu (V_{dc}),

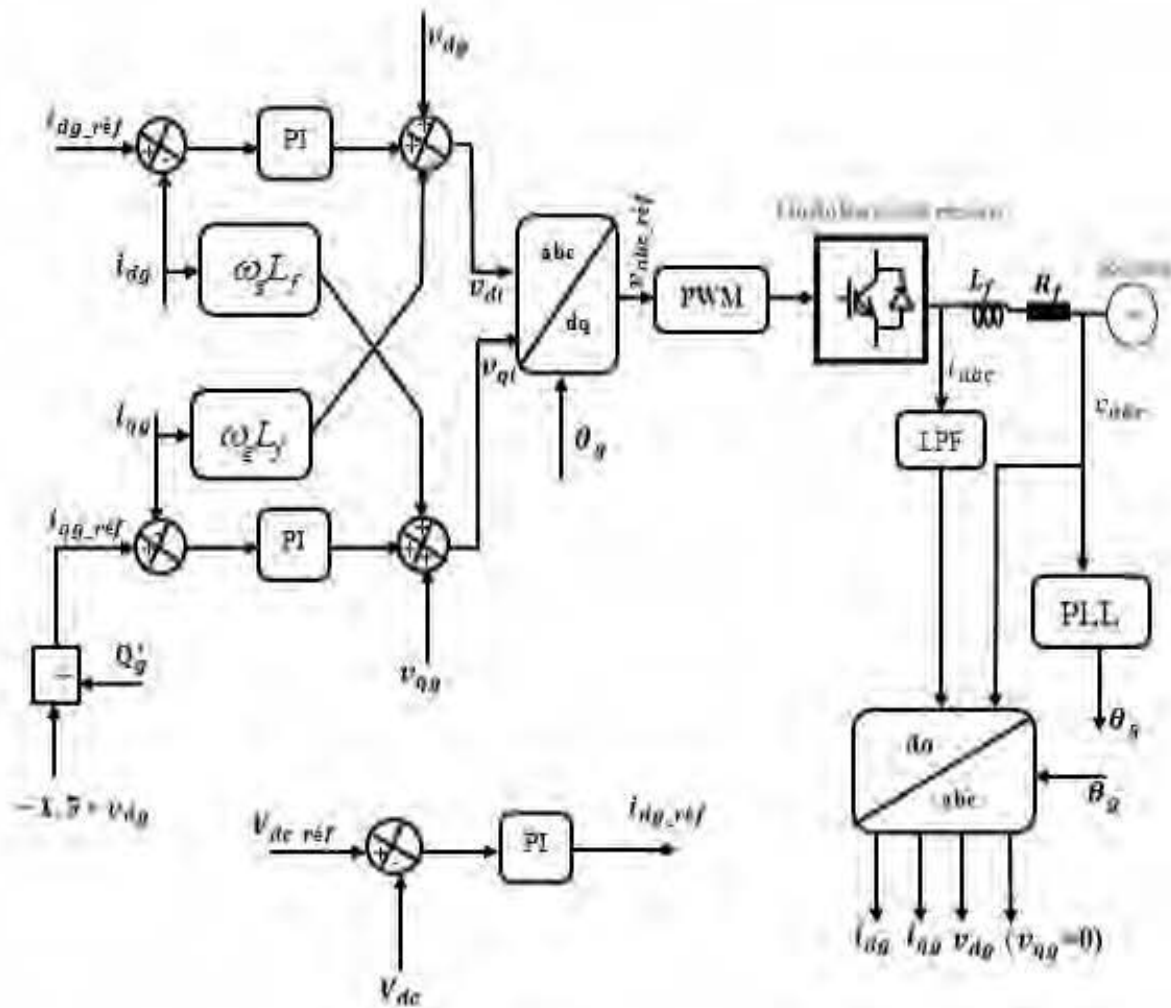


Figure 5.15 : Schéma de principe de la commande vectorielle de l'onduleur côté réseau

En supposant que les contrôleurs pour les courants d'axes d^*q^* de la figure 5.15 sont de type PI, la sortie du contrôleur découplé peut être exprimée par (5.61) [1][26].

$$\begin{cases} v_{d0} = -\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)(i_{d0}^* - i_{d0}) + \omega_s L_f i_{q0} + v_{d0} \\ v_{q0} = -\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)(i_{q0}^* - i_{q0}) + \omega_s L_f i_{d0} + v_{q0} \end{cases} \quad (5.61)$$

Où $\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)$ est la fonction de transfert du contrôleur PI.

En substituant (5.61) dans (5.60), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{di_{dg}}{dt} = \frac{1}{L_f} \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (i_{dg}^* - i_{dg}) \\ \frac{di_{qg}}{dt} = \frac{1}{L_f} \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) (i_{qg}^* - i_{qg}) \end{cases} \quad (5.62)$$

Le système d'équation (5.62) ci-dessus indique que les courants des deux axes sont découplés. Le contrôle découplé rend cependant la conception des contrôleurs PI plus simple.

Les puissances qui transitent entre l'onduleur et le réseau sont données dans le repère de Park par (5.63) et (5.64).

$$P_g = \frac{3}{2} (V_{dg} i_{dg} + V_{qg} i_{qg}) = \frac{3}{2} V_{dg} i_{dg} \quad (5.63)$$

$$Q_g = \frac{3}{2} (V_{qg} i_{dg} - V_{dg} i_{qg}) = -\frac{3}{2} V_{dg} i_{qg} \quad (5.64)$$

D'après la relation (5.64), la référence du courant d'axe q^r (i_{qg}^*) est calculée comme (5.65).

$$i_{qg}^* = \frac{Q_g^*}{-1.5v_{dg}} \quad (5.65)$$

Où Q_g^* est la référence de la puissance réactive.

5.7 Résultats des simulations

Après avoir décrit la stratégie de contrôle de l'onduleur coté réseau, une simulation numérique dans Matlab / Simulink s'est effectuée afin de valider le schéma proposé à la figure 5.15. Les paramètres de simulation de la commande de l'onduleur coté réseau sont ceux présentés au tableau 5.1. L'onduleur coté réseau et sa commande vectorielle avec les contrôleurs de courant découplés sont implémentés dans Matlab / Simpower Systems. La boucle de régulation interne plus rapide, contrôle les courants du réseau, tandis que la boucle externe régule la tension du bus continu.

À des fins de simulation du système, l'ensemble turbine éolienne, GSAP et le redresseur ont été modélisés par une source de courant continu contrôlable. Cette source a pour rôle de fournir le courant continu au circuit DC, à travers la puissance active générée par l'éolienne. Pour expérimenter le comportement du système par simulation, nous allons examiner trois cas distincts d'opération. Dans le premier cas, seule la puissance active est générée au réseau. La

source de courant injecte le courant dans le lien continu, et l'onduleur se charge de fournir cette puissance active au réseau de sorte que la tension du bus continu soit maintenue à sa valeur de référence. Dans ces conditions, la puissance réactive est nulle durant toute l'opération. Dans le deuxième cas, seule la puissance réactive est transitée au réseau. La source de courant reste inactive. Le troisième cas n'est que la combinaison des deux précédents cas. Les puissances active et réactive sont générées en même temps au réseau. La source de courant injecte le courant dans le circuit DC, tandis que le convertisseur de puissance est chargé de véhiculer la puissance réactive au réseau.

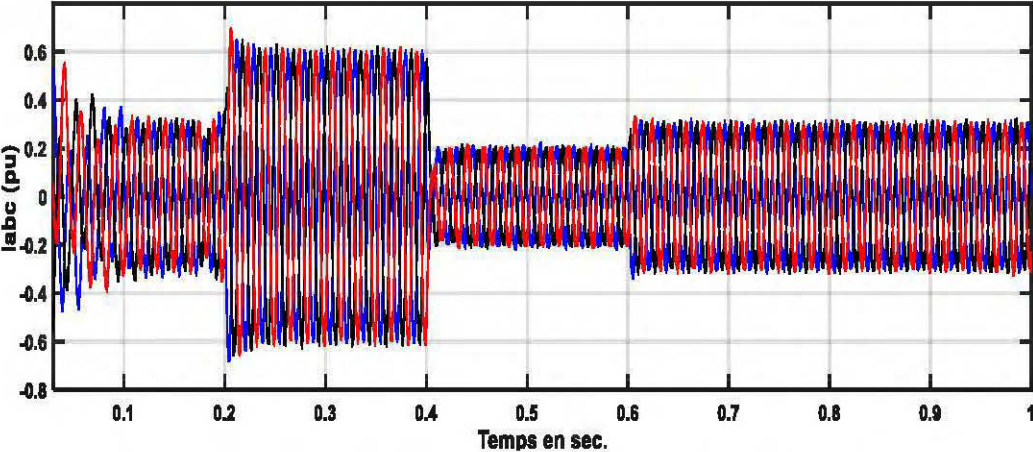
Tableau 5.1 : Paramètres de simulation de l'onduleur coté réseau

Paramètres	Symbole	Unité	Valeur
Inductance du filtre	L_f	mH	2
Résistance du filtre	R_f	Ω	0.015
Capacité du bus DC-Link	C_{dc}	μF	2000
Tension de référence du Bus continu	V_{DC}^{ref}	V	621
Tension du réseau	V_g	V	380/60HZ
Inductance du transformateur	L_t	mH	4
Résistance du transformateur	R_t	Ω	0.02
Charge du réseau	$\begin{cases} P_L \\ Q_L \end{cases}$	W	50
		$kVAR$	5
Puissance nominale	P_N	kW	3

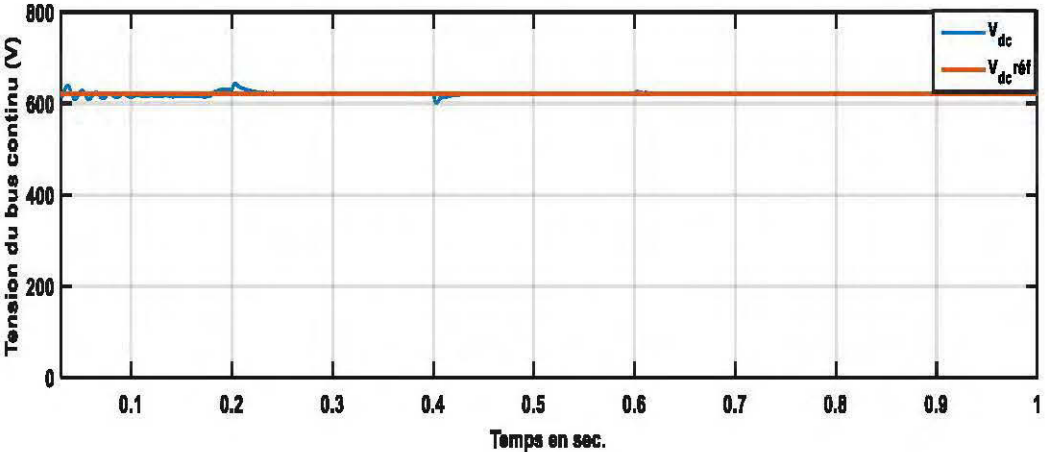
5.7.1 Cas où la puissance active est transitée

Dans ce premier scenario, la source de courant fournit le courant au circuit DC suivant le profil de la variation de la vitesse du vent. Ce courant est transité au réseau pour prendre la forme d'une puissance active. Pendant l'opération, la puissance réactive est égale à zéro. Les figures. 5.16 (a) à 5.16 (c) montrent respectivement les courants triphasés du réseau, la tension du bus continu, les courants dans le repère synchrone et les puissances(active et réactive) transitées,

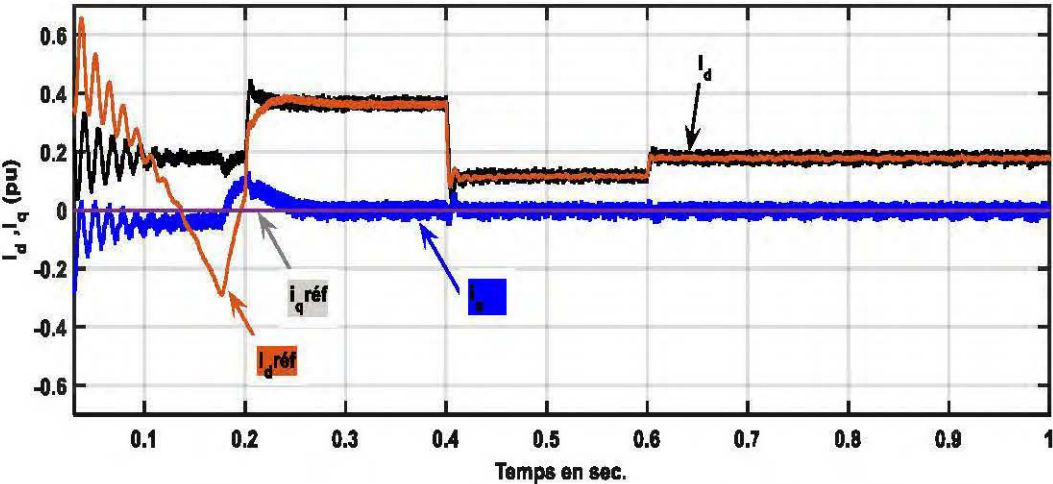
On voit bien sur les figures 5.16(b) et 5.16(c), l'évolution de la tension du bus continu et les courants dans les axes $d^r q^r$ qui suivent leurs grandeurs de références sous la variation de la vitesse vent.



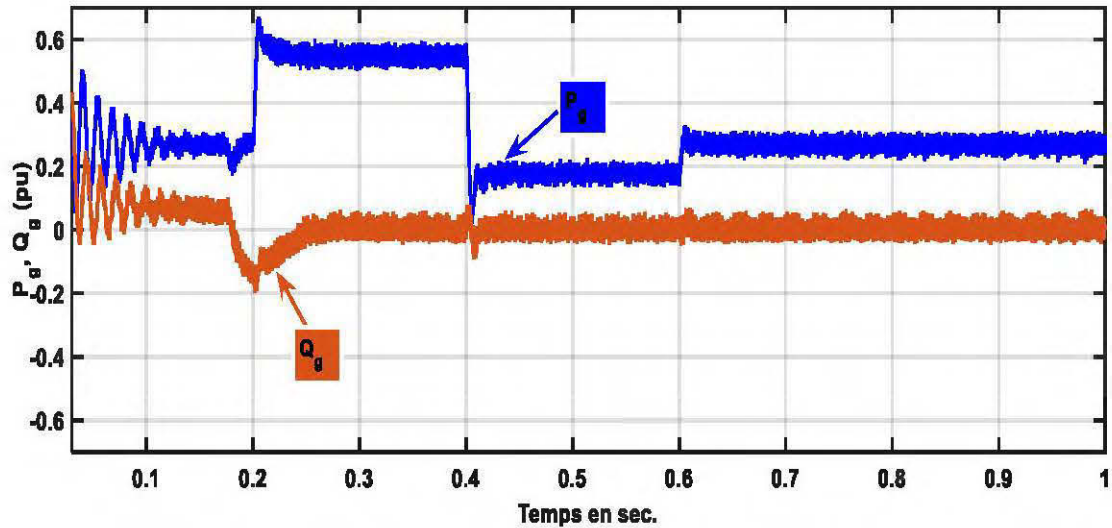
(a) Courants triphasés du réseau suite à la variation de puissance active de l'éolienne



(b) Tension du DC-Link



(c) Evolution des courants dans les axes $d^r q^r$ suite à la variation de puissance active de l'éolienne

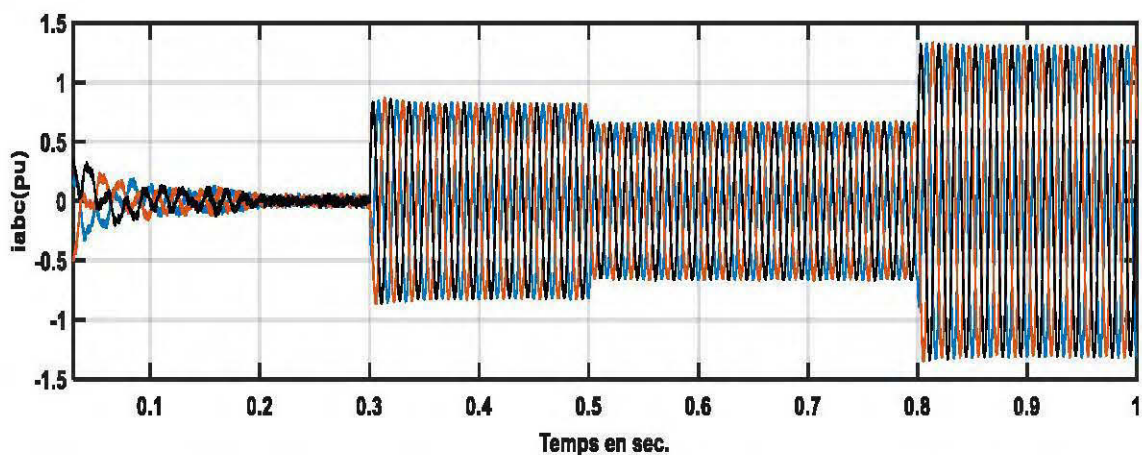


(d) Puissances actives dans le réseau suite à des variations de la vitesse du vent.

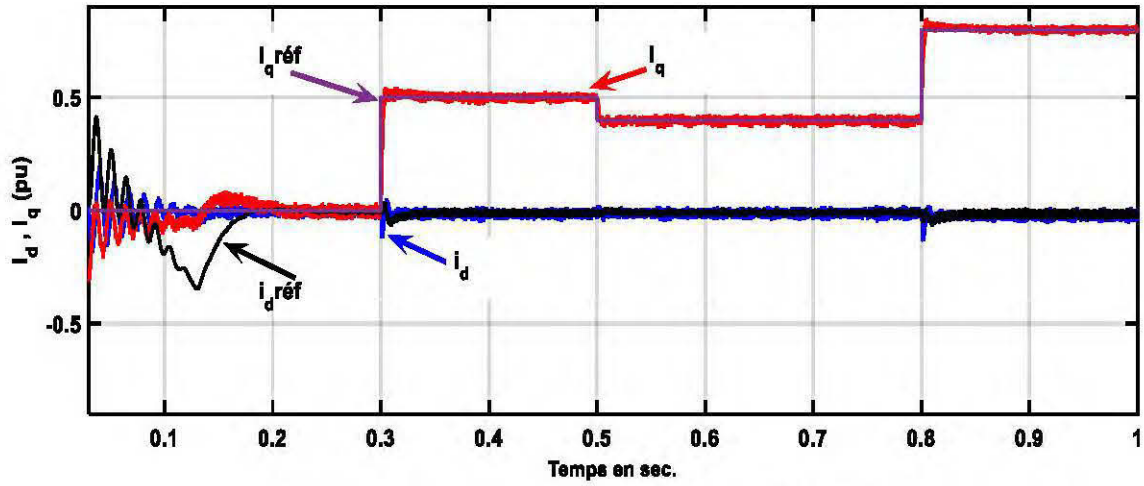
Figure 5.16: Formes d'ondes simulées de la commande vectorielle de l'onduleur, dans le cas où la puissance active est transitée au réseau

5.7.2. Cas où la puissance réactive est transitée

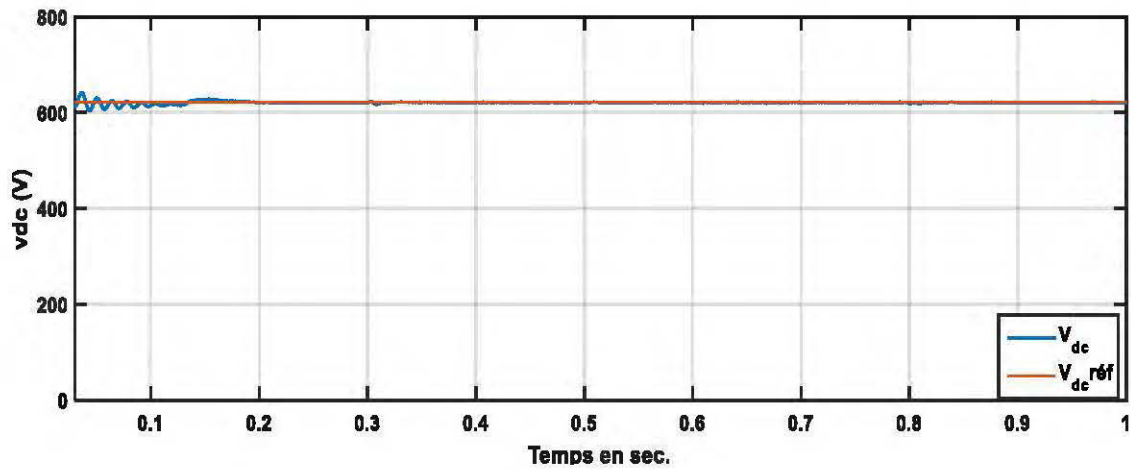
Dans ce cas précis, la source de courant contrôlable n'agit pas dans la simulation. Donc, aucun courant ne traverse le circuit DC et par conséquent la puissance active est nulle. La dynamique de cette source de courant n'affecte pas les résultats de simulation de l'onduleur. Cependant nous définissons une référence de courant réactif dans la boucle interne, qui va agir pour que l'onduleur délivre au réseau la puissance réactive souhaitée. Le tracé de cette référence de courant est présenté à la figure 5.17(b). Pendant la simulation, nous apercevons les réponses des courants et la tension du bus continu, qui suivent respectivement leurs valeurs de référence. L'évolution de la puissance transmise, de la tension du circuit DC et des courants sont montrés à la figure 5.17.



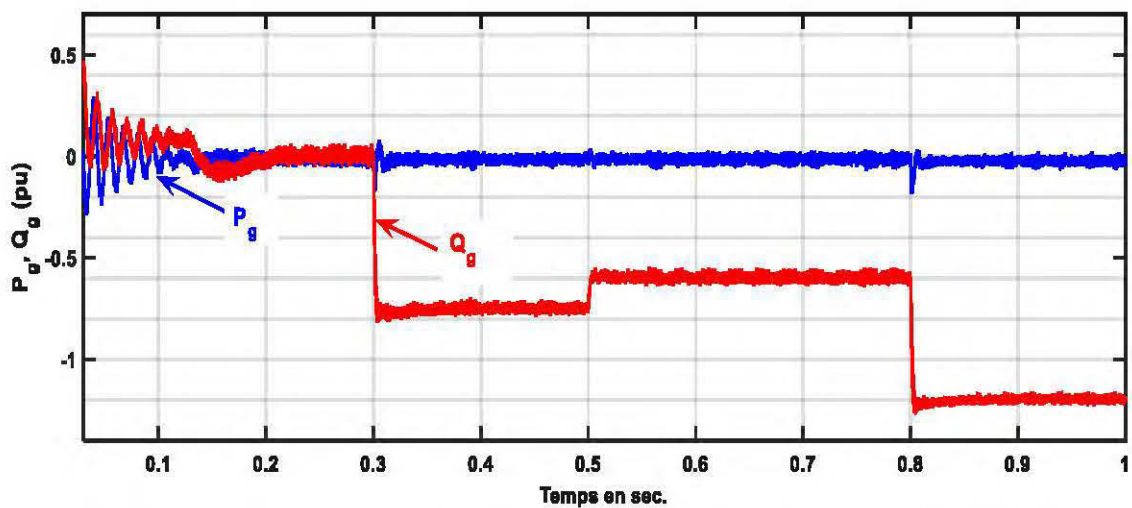
(a) Courants triphasés du réseau suite à la variation de la puissance réactive



(b) Evolution des courants dans les axes $d^r q^r$, suite à la variation de puissance réactive



(c) Tension DC-Link.

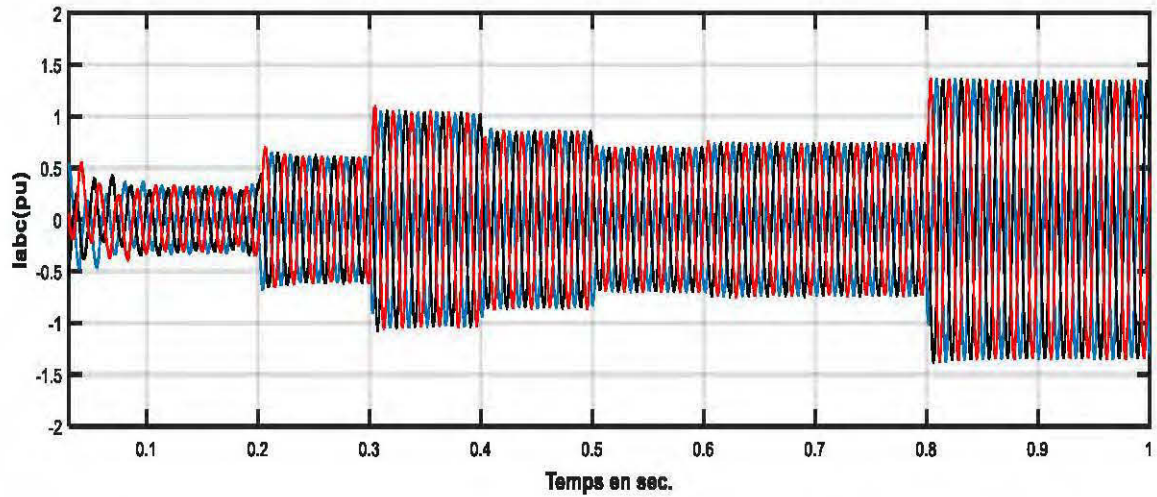


(d) Puissance réactive dans le réseau suite à la variation de la vitesse du vent.

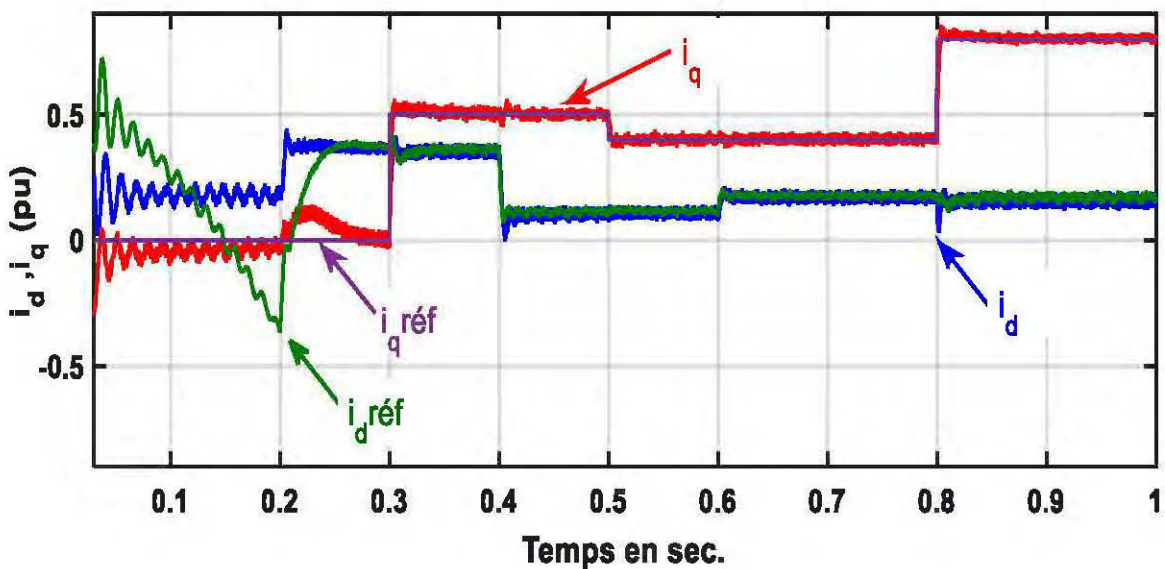
Figure 5.17: Formes d'ondes simulées de la commande vectorielle de l'onduleur, le cas où la puissance réactive est transmise au réseau

5.7.3. Cas où les puissances actives et réactives sont simultanément transitées

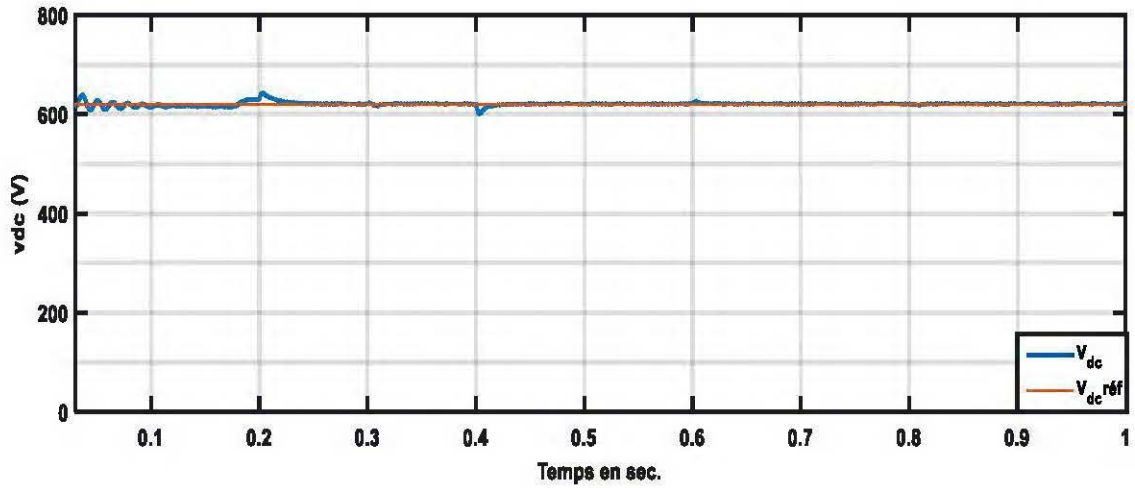
Dans ce dernier cas, nous allons combiner les deux situations précédemment décrites. La figure 5.18 présente les formes d'ondes simulées de la commande vectorielle de l'onduleur, où les puissances active et réactive sont transitées instantanément au réseau.



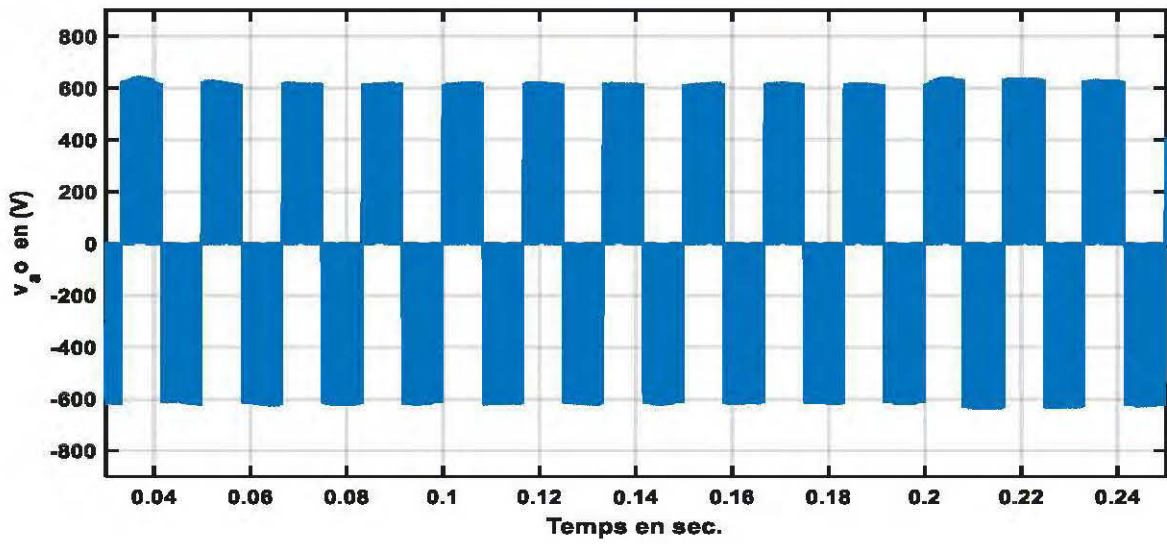
(a) Courants triphasés du réseau suite au changement de la puissance de l'éolienne



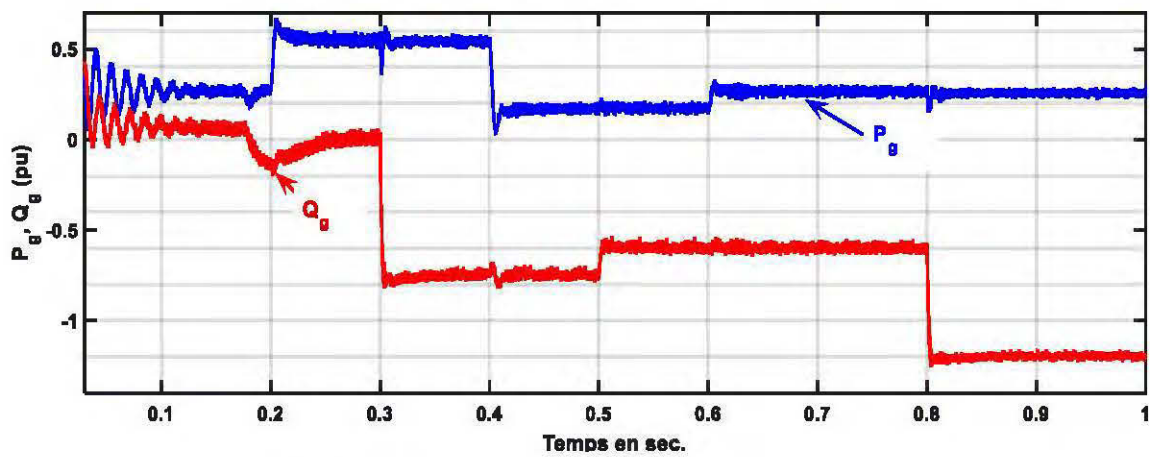
(b) Evolution des courants dans les axes d - q suite à la variation de la puissance active et réactive de l'éolienne



(c) Tension DC-Link.



(d) Tension simple à la sortie de l'onduleur



(e) Puissances active et réactive dans le réseau suite à la variation de la vitesse du vent.

Figure 5.18 : Formes d'ondes simulées de la commande vectorielle de l'onduleur dans le cas où les puissances actives et réactives sont transitées simultanément au réseau

La commande vectorielle de l'onduleur côté réseau avec les courants découplés a été implémenté dans Matlab/Simulink. Les figures 5.16 à 5.18 montrent les performances des contrôleurs de l'onduleur côté réseau. Ces figures présentent les courants triphasés du réseau, la tension du bus DC, les courants dans les axes d^r et q^r et les puissances (active et réactive) suite à la variation de la vitesse du vent. La puissance réactive fournie au réseau dans le premier scénario est nulle car sa référence de puissance est nulle. On voit aussi dans ces trois scénarios, que la tension du DC-Link et les courants des deux axes (d^r et q^r) suivent convenablement leurs valeurs de références à des conditions de vent variables.

5.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les stratégies de commande pour le système de conversion de l'énergie éolienne à vitesse variable à base d'une PMSG. La stratégie de commande vectorielle à flux orienté avec la méthode MPPT pour le convertisseur coté machine a été étudiée et présentée. Cette commande contrôle la vitesse de rotation de la génératrice et donc du couple en fonction des vitesses de vent variables. Les résultats de simulation montrent que le système de contrôle fonctionne très bien et est capable d'extraire la puissance maximale sous des vents variables.

L'analyse détaillée du convertisseur à source de tension coté réseau et son schéma de contrôle sont présentés. Le système de contrôle proposé est simulé dans l'environnement virtuel Matlab /SimPowerSystems. Les résultats de simulation confirment l'efficacité de la stratégie de commande utilisée et montrent de très bonnes performances dynamiques. La commande de l'onduleur coté réseau se fait par orientation de la tension de l'onduleur (VOC). Cette stratégie de commande consiste à maintenir la tension du bus DC constante, tout en ajustant les flux de puissances active et réactive délivrées au réseau électrique.

Conclusion générale et suggestions pour travaux futurs

Dans ce sujet de maîtrise, nous avons développé les modèles d'essais de la machine synchrone à aimants permanents, dans le but d'en faire au mieux une estimation paramétrique, afin d'améliorer les performances de la commande vectorielle. Pour ce faire, nous avons organisé les équations électriques et mécaniques sous formes matricielles afin d'en déduire les modèles d'états électriques et électromécaniques. Les modèles d'états élaborés aident à la commande et à la prédiction des essais de courts-circuits, d'enclenchement et de délestage de charge.

Les modèles sont bâtis sur les équations différentielles décrites dans le repère de *Park* et converties en grandeurs réduites. Ils sont simulés dans l'environnement virtuel Matlab/Simulink et validés par comparaison aux essais expérimentaux.

Une méthode d'identification paramétrique de la machine synchrone à aimants permanents a été présentée à partir des essais dynamiques. Un estimateur aux moindres carrés pondéré associé à l'optimisateur de type Quasi-Newton a été utilisé pour estimer l'ensemble des paramètres électriques de la machine. L'algorithme d'identification est d'abord testé sur les essais simulés et ensuite validé dans l'estimation des paramètres réels d'une machine synchrone à aimants permanents de 2kW de l'École de Génie de l'Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (UQAT). Un essai de ralentissement a aussi été effectué pour déterminer les paramètres mécaniques.

La commande vectorielle à flux orienté de la machine synchrone aimants permanents a été développée. Cette commande régule la vitesse de rotation de la machine et les courants en utilisant les correcteurs PI. La mise en œuvre de cette commande a été effectuée dans l'environnement virtuel Matlab/Simulink, en intégrant les modèles de la machine précédemment développés. Les résultats de simulations montrent une très bonne performance dynamique. Nous avons aussi développé une stratégie de commande par orientation de la tension de l'onduleur côté réseau. Le contrôle vectoriel de l'onduleur côté réseau avec les régulateurs de courant découplés est implémenté dans Matlab/SimPowerSystems. Nous disposons deux boucles de contrôle complètement indépendantes. La boucle de contrôle interne contrôle les courant d'axes d^r et q^r , et la boucle externe contrôle la tension du bus continu. Dans ce cas précis, nous avons montré par simulation numérique trois scénarios de transfert de puissances (active et réactive) vers le réseau. Le premier où la puissance active est délivrée, le

second la puissance réactive et le troisième l'ensemble des deux puissances (active et réactive). Les résultats de simulation confirment l'efficacité de la stratégie de contrôle proposée.

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire de maîtrise ont donné des résultats attrayants. Toutefois, ces travaux peuvent encore être améliorés dans certains aspects en incluant les éléments suivants :

- Étudier l'effet de la saturation de la machine synchrone à aimants permanents ;
- Appliquer le diagnostic aux modèles développés dans ce manuscrit ;
- Étudier l'effet de variation des paramètres identifiés dans le système éolien à MSAP;
- Valider par des expériences en laboratoire, les résultats de simulation de la stratégie de commande du convertisseur AC-DC et DC-AC ;
- Considérer les temps morts de sécurité et les pertes par commutation et par conduction dans l'élaboration de cette stratégie de commande ;
- Introduire dans le système sous investigation le modèle de l'arbre de la turbine éolienne à deux masses .

Références bibliographiques

- [1] M. M. Chowdhury, "Modelling and control of direct drive variable speed wind turbine with Interior Permanent Magnet Synchronous Generator," University of Tasmania, 2014.
- [2] <https://www.connaissancedesenergies.org/fiche-pedagogique/energie-eolienne.html>
- [3] Global Wind Statistics 2016
- [4] <http://www.fr.electricalindustry.ca/articles-recents/349-la-poussee-du-marche-mondial-de-1-energie-eolienne-se-poursuit-avec-une-croissance-soutenue.html>
- [5] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling of permanent magnet motor drives," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 35, no. 4, pp. 537-541, 1988.
- [6] P. Pillay and R. Krishnan, "Application characteristics of permanent magnet synchronous and brushless DC motors for servo drives," *IEEE Transactions on industry applications*, vol. 27, no. 5, pp. 986-996, 1991.
- [7] T. Zidelmal, "Modèle de prédiction et de commande de la machine synchrone à aimants permanents: application dans les aérogénérateurs," Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2015.
- [8] R. Wamkeue, C. Jollette, and I. Kamwa, "Advanced Modeling of a Synchronous Generator Under Line-Switching and Load-Rejection Tests for Isolated Grid Applications," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 3, pp. 680-689, 2010.
- [9] L. Ljung, "System identification," in *Signal analysis and prediction*: Springer, 1998, pp. 163-173.
- [10] M. Velez-Reyes and J. Ramos-Torres, "Comparison of parameter conditioning in output error and equation error approaches in speed and parameter estimation in induction machines," in *Electric Machines and Drives Conference, 2001. IEMDC 2001. IEEE International*, 2001, pp. 108-113: IEEE.
- [11] H. A. Toliyat, E. Levi, and M. Raina, "A review of RFO induction motor parameter estimation techniques," *IEEE transactions on Energy conversion*, vol. 18, no. 2, pp. 271-283, 2003.
- [12] W. Michalik, "Parameter estimation methods at three-phase induction machines," in *Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on*, 2005, pp. 10 pp.-P. 10: IEEE.

- [13] S. Perez-Londono, A. Perez-Londono, and Y. Romero-Mora, "On-line identification of the physical parameters in a synchronous generator," in *Transmission and Distribution Conference and Exposition: Latin America, 2008 IEEE/PES*, 2008, pp. 1-6: IEEE.
- [14] H. Kim, J. Hartwig, and R. D. Lorenz, "Using on-line parameter estimation to improve efficiency of IPM machine drives," in *Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual*, 2002, vol. 2, pp. 815-820: IEEE.
- [15] L. Tang and M. Rahman, "A new stator resistance tracker for a direct torque controlled interior permanent magnet synchronous machine drive," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International*, 2004, vol. 3, pp. 1454-1459: IEEE.
- [16] M. Naouar, E. Monmasson, and I. Slama-Belkhodja, "Identification of synchronous machine parameters using hysteresis based current controller," in *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006-32nd Annual Conference on*, 2006, pp. 1357-1362: IEEE.
- [17] S. Moreau, R. Kahoul, and J.-P. Louis, "Parameters estimation of permanent magnet synchronous machine without adding extra-signal as input excitation," in *Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on*, 2004, vol. 1, pp. 371-376: IEEE.
- [18] 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.
- [19] F. Baetscher, "Analyse et modelisation du delestage de la machine synchrone: Application a l'estimation des parametres electromecaniques (French text)," 2002.
- [20] D. Telford, M. W. Dunnigan, and B. W. Williams, "Online identification of induction machine electrical parameters for vector control loop tuning," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 50, no. 2, pp. 253-261, 2003.
- [21] M. Cirrincione, M. Pucci, and G. Vitale, "A least-squares based methodology for estimating the electrical parameters of induction machine at standstill," in *Proc. IEEE Int. Workshop Advanced Motion Control (AMC)*, 2002, pp. 541-547.
- [22] L. A. de Souza Ribeiro, C. B. Jacobina, A. N. Lima, and A. C. Oliveira, "Real-time estimation of the electric parameters of an induction machine using sinusoidal PWM voltage waveforms," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 3, pp. 743-754, 2000.
- [23] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Transactions on Industry applications*, no. 5, pp. 820-827, 1986.
- [24] M. Depenbrock, "Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine," *IEEE transactions on Power Electronics*, vol. 3, no. 4, pp. 420-429, 1988.
- [25] K. Ramu, "Permanent magnet synchronous and brushless dc motor drives," 2009.

- [26] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari, and S. Kouro, *Power conversion and control of wind energy systems*. John Wiley & Sons, 2011.
- [27] A. Khlaief, "Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)," Aix-Marseille, 2012.
- [28] D. Aguglia, "Identification des paramètres du moteur à induction triphase en vue de sa commande vectorielle (French text)," 2002.
- [29] M. Khov, "Surveillance et diagnostic des machines synchrones à aimants permanents: Détection des courts-circuits par suivi paramétrique," 2009.
- [30] M. Ezzat, "Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents," Ecole Centrale de Nantes (ECN)(ECN)(ECN)(ECN), 2011.
- [31] C.-M.-M. O. Ong, *Dynamic simulation of electric machinery using Matlab/Simulink*. Prentice-Hall PTR, 1998.
- [32] P. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, and S. Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*. John Wiley & Sons, 2013.
- [33] J. Tsotie Wamba, "Modélisation et implémentation numérique du simulateur analogique de la centrale Hydro-Québec," Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue, 2013.
- [34] P. Kundur, N. J. Balu, and M. G. Lauby, *Power system stability and control*. McGraw-hill New York, 1994.
- [35] P. M. Anderson and A. A. Fouad, *Power system control and stability*. John Wiley & Sons, 2008.
- [36] D. Bonvin and A. Karimi, "Identification de systèmes dynamiques," *Lausanne, October, 2006*.
- [37] I. Landau and A. Besançon-Voda, "Identification des systèmes. Traité IC2—section systèmes automatisés," *Hermès, Paris, 2001*.
- [38] J.-C. Trigeassou, "Recherche de modèles expérimentaux," 1988.
- [39] P. E. Gill, W. Murray, and M. H. Wright, "Practical optimization," 1981.
- [40] T. F. Coleman and Y. Li, "An interior trust region approach for nonlinear minimization subject to bounds," *SIAM Journal on optimization*, vol. 6, no. 2, pp. 418-445, 1996.
- [41] S. C. de Lara Jayme, "Identification des paramètres des machines électriques à courant alternatif," Toulouse, INPT, 1995.
- [42] G. M. Masters, *Renewable and efficient electric power systems*. John Wiley & Sons, 2013.

- [43] D. Mehrzad, J. Luque, and M. C. Cuenca, "Vector control of PMSG for wind turbine applications," *Aalborg University: Electrical Energy Technology, Denmark*, 2009.
- [44] T. A. T. Tameghe, "Modélisation et Simulation d'un Système de Jumelage éolien-diesel Alimentant une Charge Locale," Université du Québec en Abitibi-Témiscamingue (Canada), 2012.
- [45] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in power electronics: selected problems*. Academic press, 2002.
- [46] M. Singh, "Adaptive network-based fuzzy inference systems for sensorless control of PMSG based wind turbine with power quality improvement features," École de technologie supérieure, 2010.

Annexe A: Listing programme Matlab, et schéma Simulink pour la simulation des essais de court-circuit, d'enclenchement et de délestage de charge

```

%*****
%Prénom : GUILLAUME
%Nom : PONGO NYOUMEA
%Date : 2017.01.12.
%*****
% Déclaration des paramètres pour la simulation des essais
% de court-circuit, d'enclenchement et de délestage de charge
%*****
clc;
clear all;
close all;

%% Parametres de la MSAP
Lq=0.0125; % Inductance d'axe q
Ld=0.0057; % Inductance d'axe d
lamaf=0.123; % flux des aimants
Rs=1.2; % résistance statorique
Bf=0.0005; % coefficient de frottement visqueux
J=0.0002; % moment d'inertie
tln=0; % Couple de charge, p.u.
e1=1; % fonctionnement moteur
e2=-1; % fonctionnement générateur

%% Valeurs de base
Pb=890; %puissance de base
Tb=2.43; %couple électromagnétique de base
Ib=4.65; % Courant de base
P=4; % nombre de paire de pôles
ws=(2*pi*1800/60)*P/2; % Stator frequency, rad/sec
Vb=Pb/(3*Ib); % tension de base
zb=Vb/Ib; % impédance de Base
lamb=lamaf; % flux de base des aimants
Lb=lamb/Ib; % inductance de base
wb= Vb/lamb; % vitesse de base
Rsn=Rs/zb; % résistance normalisée
Lqn=Lq/Lb; % inductance d'axe q normalisée
Ldn=Ld/Lb; % inductance d'axe d normalisée
Bn= (Bf*wb^2)/(Pb*(P/2)^2); % coefficient de frottement visqueux normalisé
H=J*wb^2/(2*Pb*(P/2)^2); % inertie normalisée
lamafn= lamaf/lamb; % flux des aimants normalisé
wrn=1; % Vitesse de rotation en pu
wr=wrn*wb;

%% Paramètres utilisés dans Matlab fonction
param=[Rsn, Lqn,Ldn,wr,wrn,wb,e2]

```

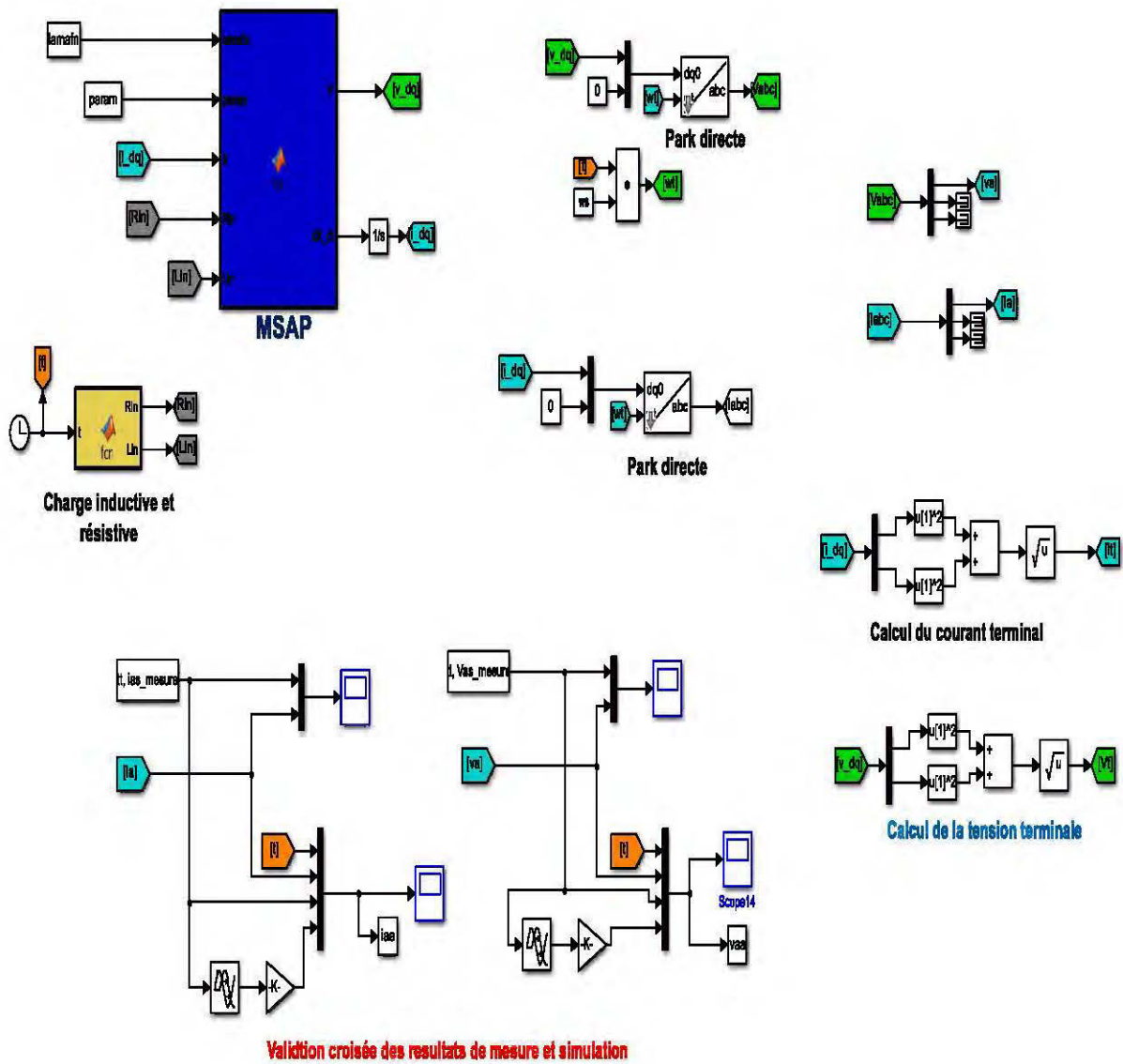



Figure A1 : Schéma simulink du modèle d'état électrique des essais de court-circuit, d'enclenchement et de delestage de charge

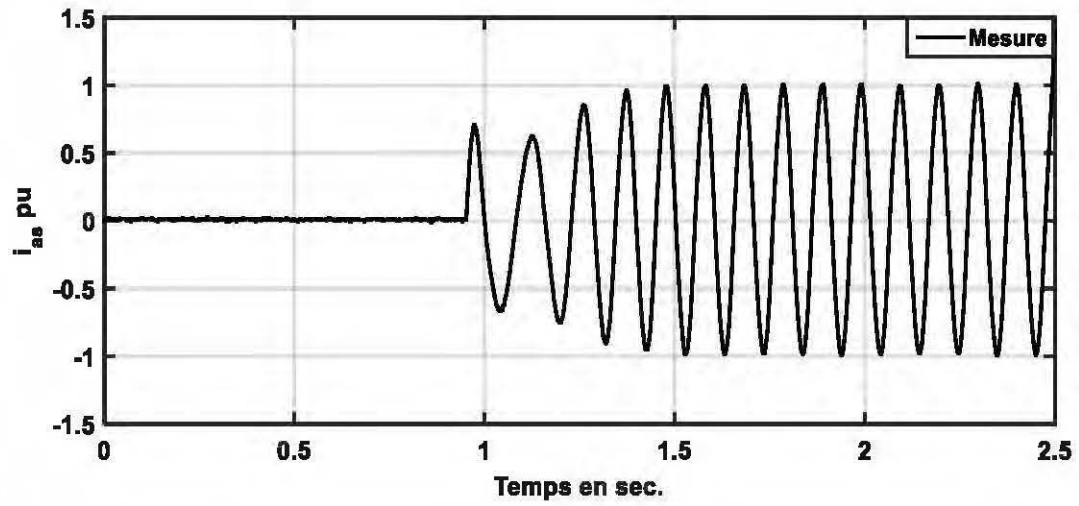


Figure A2 : Essai de court-circuit : Prélèvement du courant sur une phase lorsque la machine opère à vide

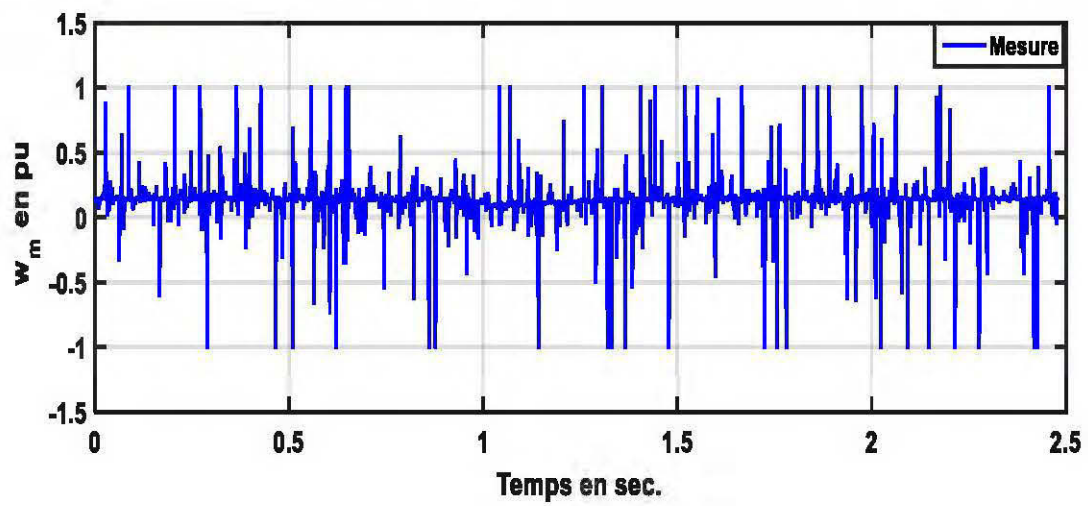


Figure A 3 : Essai de court-circuit : Prélèvement de la vitesse du rotor lorsque la machine opère à vide

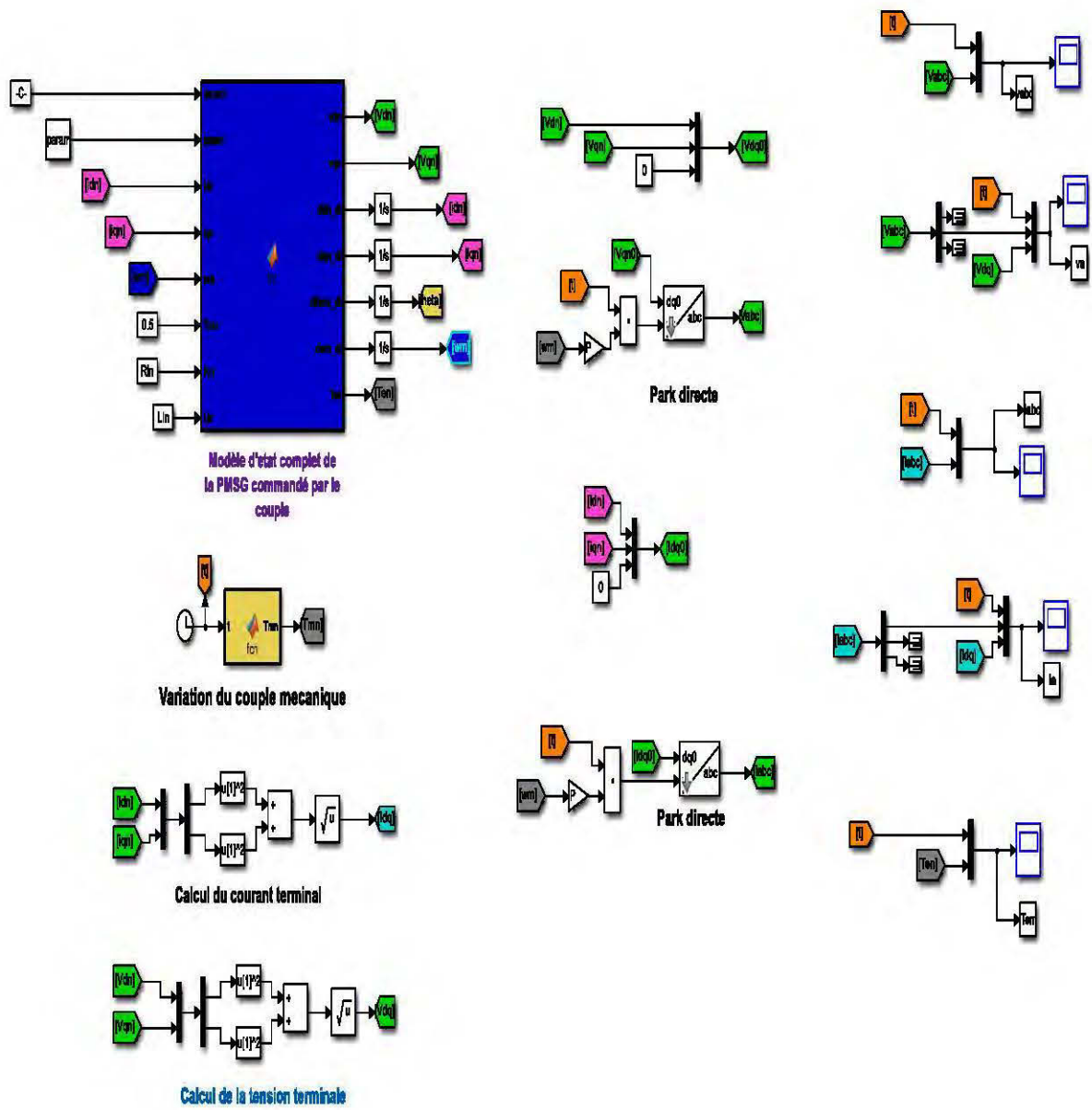


Figure A4 : Schéma Simulink du modèle d'état complet de la MSAP commandé par le couple mécanique

Annexe B: Listing des programmes *Matlab* pour l'identification paramétrique de la machine synchrone à aimants permanents

```
%-----
%Fichier : Ident.m
% Identification de la machine synchrone à aimants permanents.
% PONGO NYOUMEA GUILAUME
% Date : 2017.01.12.
% -----

global A B lamafn k idm iqm t Rsn Lqn Ldn Id1 Iq1

%-----
% Initialisation des paramètres à identifier
%% -----

Rsn_0= 0.0520000;
Ldn_0 = 0.50198;
Lqn_0 = 0.761001;
lamafn_0 = 0.895;

x0(1)=Rsn_0;
x0(2)=Ldn_0;
x0(3)=Lqn_0;
x0(4)=lamafn_0;

%% Définition des bornes inférieures et supérieures

lb= [0.04800 0.331100 0.7502 0.895];           %bornes inferieure
ub=[0.0510010 0.4000 0.7699 0.92];           %bornes supérieure

% lb= [0 0 0 0] ;
% ub= [1 1 1 1] ;

%% initialisation des éléments de la syntaxe de fmincon

A1=[];                                           %contrainte d'inégalité
b=[];                                           % idem
Aeq=[];                                         % contrainte d'égalité
beq=[];                                         % idem
nonlcon=[];                                     % contrainte non linéaire

% Choix de l'optimisateur et des options

options = optimset('Display','iter','TolX',1e-4,'TolFun',1e-4,
'DiffMinChange',1e-8,'DiffMaxChange',0.1,'MaxFunEvals',10000);

% options = optimset('Display','iter','TolFun',1e-4);
% options = optimset('algorithm','interior-point');

%% Définition de la syntaxe pour la fonction de fmincon
[x, fval]=fmincon(@myfunc,x0,A1,b,Aeq,beq,lb,ub,nonlcon,options); %

fonction d'optimisation
% x=lsqnonlin (@fct_cout, x0, lb,ub,options) ;
```

```

% fonction d'optimisation

%-----
% paramètres identifiés
%% -----

x(1)=Rsn;
x(2)=Ldn;
x(3)=Lqn;
x(4)=lamafn;

%-----
%Fichier : myfunc.m
% Identification de la machine synchrone à aimants permanents.
% PONGO NYOUMEA GUILAUME
% Date : 2017.01.12.
% -----
function Fun=myfunc(x)

% idm=load('idm_mesure.txt');
% iqm=load('iqm_mesure.txt');
% t=load('t_simulation.txt');

global A B lamafn k idm iqm t Rsn Lqn Ldn Id1 Iq1

%% Variable d'optimisation
Rsn= x(1);
Ldn = x(2);
Lqn = x(3);
lamafn= x(4);
%% Valeurs de base
Pb=890; %puissance de base
Tb=2.43; %couple electromagnetique de base
Ib=4.65; % Courant de base
P=4; % nombre de paire de poles
ws=(2*pi*1800/60)*P/2; % Stator frequency, rad/sec
Vb=Pb/(3*Ib); % tension de base
zb=Vb/Ib; % impdance de Base
lamaf=0.123;
lamb=0.123; % flux de base des aimants
Lb=lamb/Ib; % inductance de base
wb= Vb/lamb; % vitesse de base
wrn=1;
wr=wrn*wb;
e1=1; % fonctionnement moteur
e2=-1; % fonctionnement generateur
% lamafn= lamaf/lamb; % flux des aimants normalisé

%% ddefinition du temps de simulation
Tfinal = 1;
Ts =1/(2*pi*1000);
t =(0:Ts:Tfinal)';

%% Variation de la charge inductive et résistive
Rln1=0.64 ;

```

```

Rln2=1000;
Lln1=0.48;
Lln2=1000;

Tf=0.3;
h=floor(Tf/Ts);
Rln=[ones(h,1)*Rln2;ones(length(t)-h,1)*Rln1];
Lln=[ones(h,1)*Lln2;ones(length(t)-h,1)*Lln1];

%% conditions initiales
%f0 = [0.841;0.72];
f0 = [0;0];
f(1,:)=f0';

for k = 2:length(t)

%% Modèle d'état de la MSAP avec charge RL

    A = [(-wb*(e2*x(1)-Rln(k))./(e2*x(2)-Lln(k))) ((wr)*((e2*x(3)-
Lln(k))./(e2*x(2)-Lln(k)))));(-wr*((e2*x(2)-Lln(k))./(e2*x(3)-Lln(k)))) (-
wb*(e2.*x(1)-Rln(k))./(e2*x(3)-Lln(k)))]';
    B = [0;-wr./(e2*x(3)-Lln(k))];
    C = [(e2*x(1)-e2*x(2))*((e2*x(1)-Rln(k))./(e2*x(2)-Lln(k)))]
((e2*wrn)*(x(2)*(e2*x(3)-Lln(k))./(e2*x(2)-Lln(k)))-x(3));((e2*wrn)*(x(2)-
x(3))*((e2*x(2)-Lln(k))./(e2*x(3)-Lln(k)))) (e2*x(1)-e2*x(3))*((e2*x(1)-
Rln(k))./(e2*x(3)-Lln(k)))]';
    D = [0;(wrn*(1-(e2*x(3))./(e2*x(3)-Lln(k))))]';

%% initialisation du système
initial = f(k-1,:)' ;

%% Résolution

time = [t(k-1) t(k)]';
[temps, Ix] = ode45(@if2,time, initial);
f(k,:) = Ix(end,:);
V(k,:)= C*f(k,:)' + D*lamafn ;

%% transformation de Park

alpha = ws*t(k);
K1=(2/3)*[cos(alpha) cos((alpha)-(2*pi/3)) cos((alpha)+(2*pi/3));-
sin(alpha) -sin((alpha)-(2*pi/3)) -sin((alpha)+(2*pi/3))];

Idq(k,:)= [f(k,1);f(k,2)];
Vdq(k,:)= [V(k,1);V(k,2)];

iabc(k,:) = Idq(k,)*sqrt(2)*K1;
Vabc(k,:) = Vdq(k,)*sqrt(2)*K1;

Id1=f(:,1);
Iq1=f(:,2);

end

%% Calcul de l'erreur quadratique
eid=idm(1:6284)-Id1(1:6284);
eiq=iqm(1:6284)-Iq1(1:6284);

```

```

eid1=sum(eid.*eid);
eiq1=sum(eiq.*eiq);

%% Calcul de la fonction coût

J=((eid1+eiq1))/(2*(6284-1));
Fun=J;

%-----
%Fichier : Calcul des conditions initiales
% PONGO NYOUMEA GUILAUME
% Date : 2017.01.12.
% -----
clear ail

u_t = 1; % Tension terminale
q=0.7; %Puissance réactive délivrée (positive) ou
absorbée(négative)
p = 0.61; %Puissance active délivrée
f=60 ; %Fréquence des courants statoriques
vitesse_ref=2*pi*f; %Vitesse de référence
vitesse_0 = 1; %Vitesse initiale de rotation synchrone
considérée constante et égale a 1
sn=sqrt(p^2+q^2) ; %Puissance apparente
i_t=sn/(u_t); %Courant statorique
cos_phi=p/sn;
sin_phi=q/sn;
phi=asin((q/sn)); % Angle de déphasage

%-----
% Paramètres du circuit équivalent de La MSAP
% -----

Lq=0.0125;
Ld=0.0057;
lamaf=0.123;
Rs=1.2;
Bf=0.0005; % coefficient de frottement visqueux pour la
machine et la charge
J=0.0002; % moment d'inertie
% tln=0; % Couple de charge, p.u.
e1=1; % fonctionnement moteur
e2=-1; % fonctionnement generateur

% Valeurs de base

Pb=890; %puissance de base
Tb=2.43; %couple electromagnetique de base
Ib=4.65; % Courant de base
P=4; % nombre de paire de poles
ws=(2*pi*1800/60)*P/2; % Stator frequency, rad/sec
Vb=Pb/(3*Ib); % tension de base
zb=Vb/Ib; % impedance de Base
lamb=lamaf; % flux de base des aimants
Lb=lamb/Ib; % inductance de base

```

```

wb= Vb/lamb;           % vitesse de base
Rsn=Rs/zb;             % resistance normalisée
Lqn=Lq/Lb;             % inductance d'axe q normalisée
Ldn=Ld/Lb;             % inductance d'axe d normalisée

Bn= Bf*wb^2/(Pb*(P/2)^2); % Normalized friction coefficient
H=J*wb^2/(2 *Pb*(P/2)^2); % Normalized inertia
lamafn= lamaf/lamb;     % flux des aimants normalisé
wrn=1
wr=wrn*wb;
param=[Rsn,Lqn,Ldn,wb,e2,Bn,H];
% -----
% Calcul des conditions initiales
% -----
angle_int_0=atan((Lqn*i_t*cos_phi-
Rsn*i_t*sin_phi)/(u_t+Rsn*i_t*cos_phi+Lqn*i_t*sin_phi)); %angle interne
angle_int_0_deg = angle_int_0/2/pi*360; % angle interne en degre
u_d_0=u_t*sin(angle_int_0);
u_q_0=u_t*cos(angle_int_0);
i_d_0=i_t*sin(angle_int_0+phi)
i_q_0=i_t*cos(angle_int_0+phi)

%% Calcul des flux initiaux

psi_d_0=e2*Ldn*i_d_0+lamafn; % Flux initial de l'enroulement
d
psi_q_0=e2*Lqn*i_q_0; % Flux initial de l'enroulement q
psi_0_0=0; % Flux initial homopolaire

te_0 = psi_d_0*i_q_0-psi_q_0*i_d_0; % Couple électrique initial
tm=te_0+Bn*vitesse_0; % Couple mécanique initial

```


Annexe C: Listing des programmes *Matlab* et schéma *Simulink* pour la conversion de puissance dans le système éolien à machine synchrone à aimants permanents

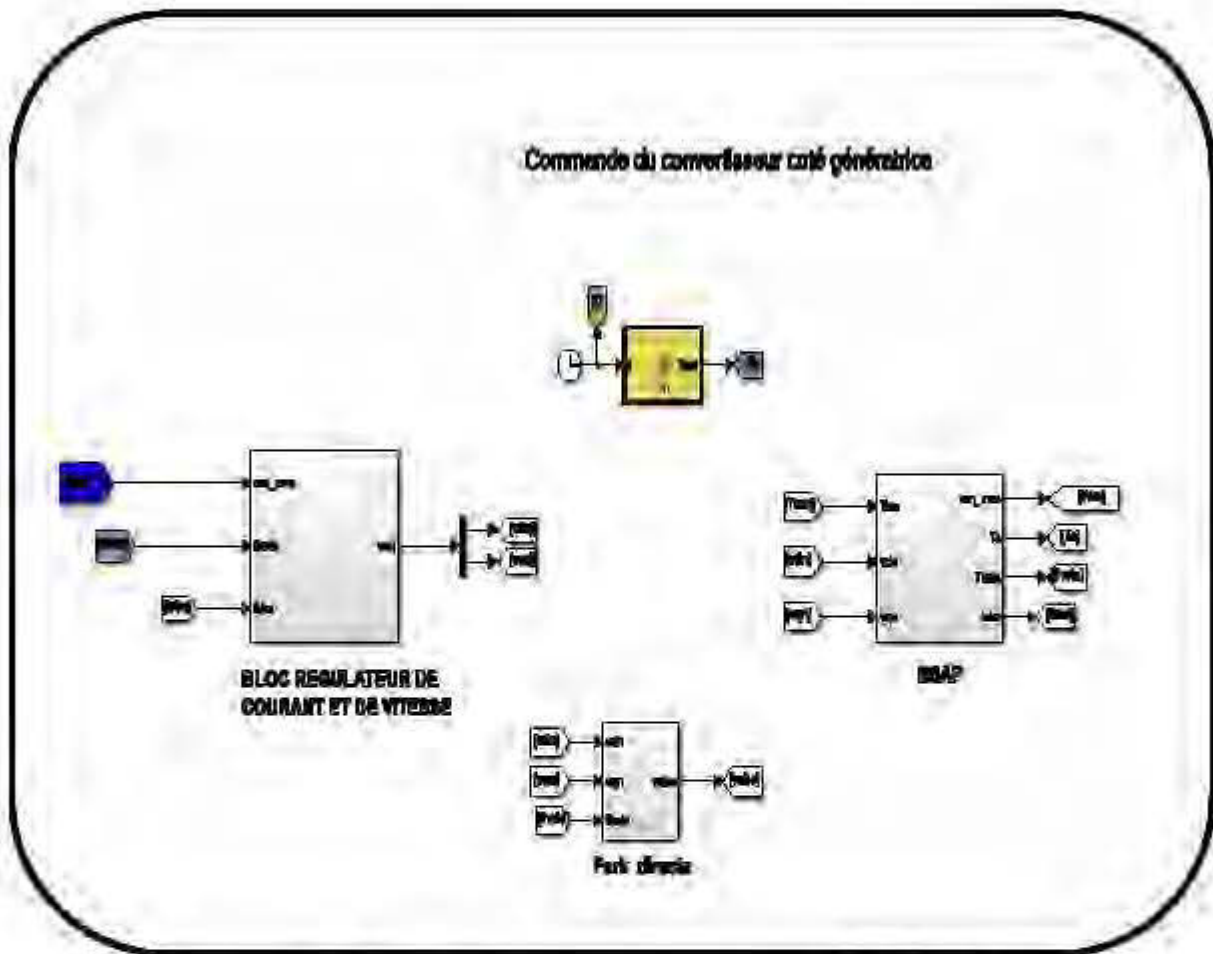


Figure C1 : Schéma Simulink de la commande de la MSAP

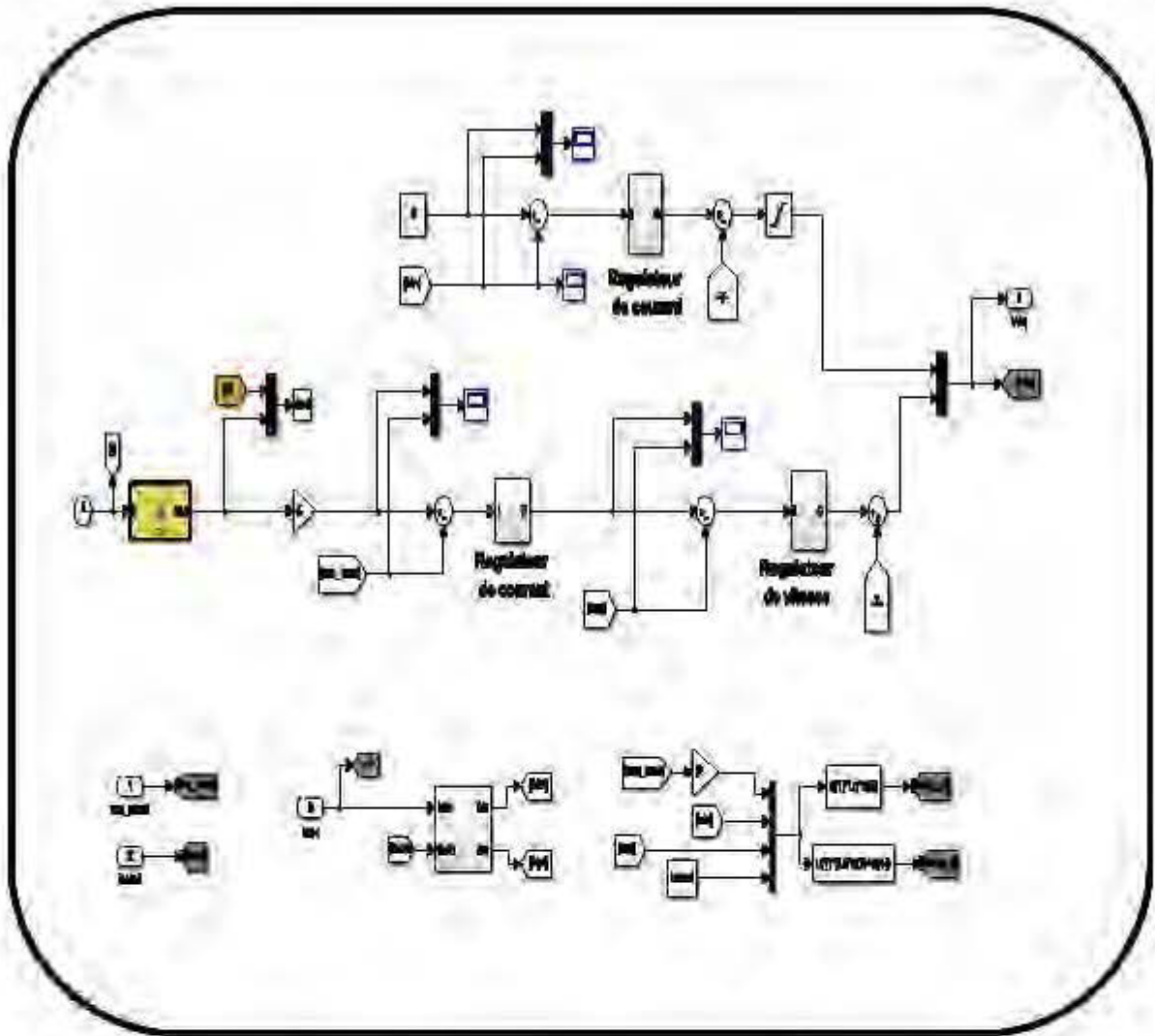


Figure C2 : Contenu du bloc régulateur de courant et de vitesse de la figure C1

Annexe D: Listing programme Matlab et schémas Simulink pour la commande vectorielle de l'onduleur coté réseau

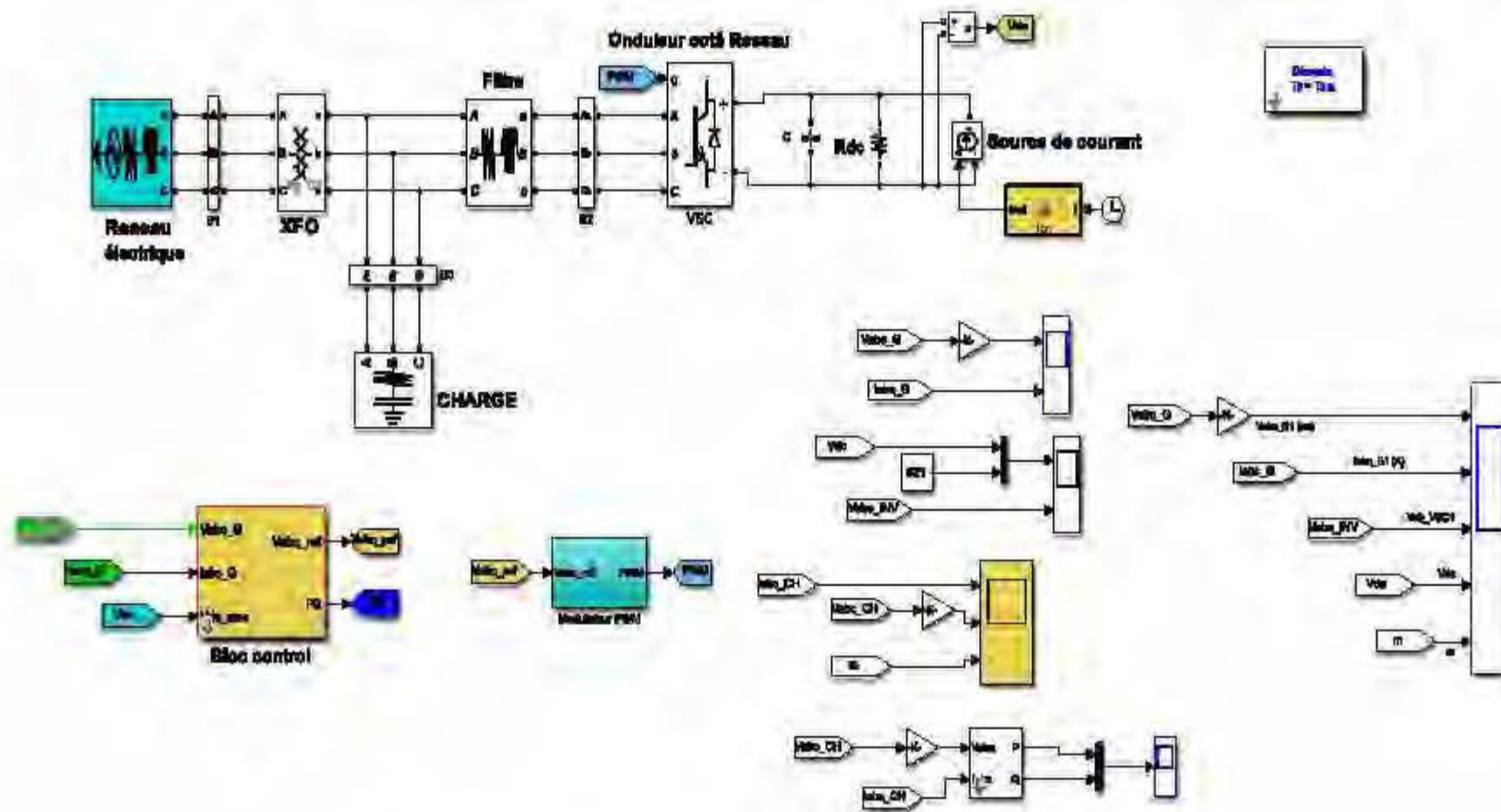


Figure D1 : Schéma Simulink de la commande de l'onduleur coté réseau

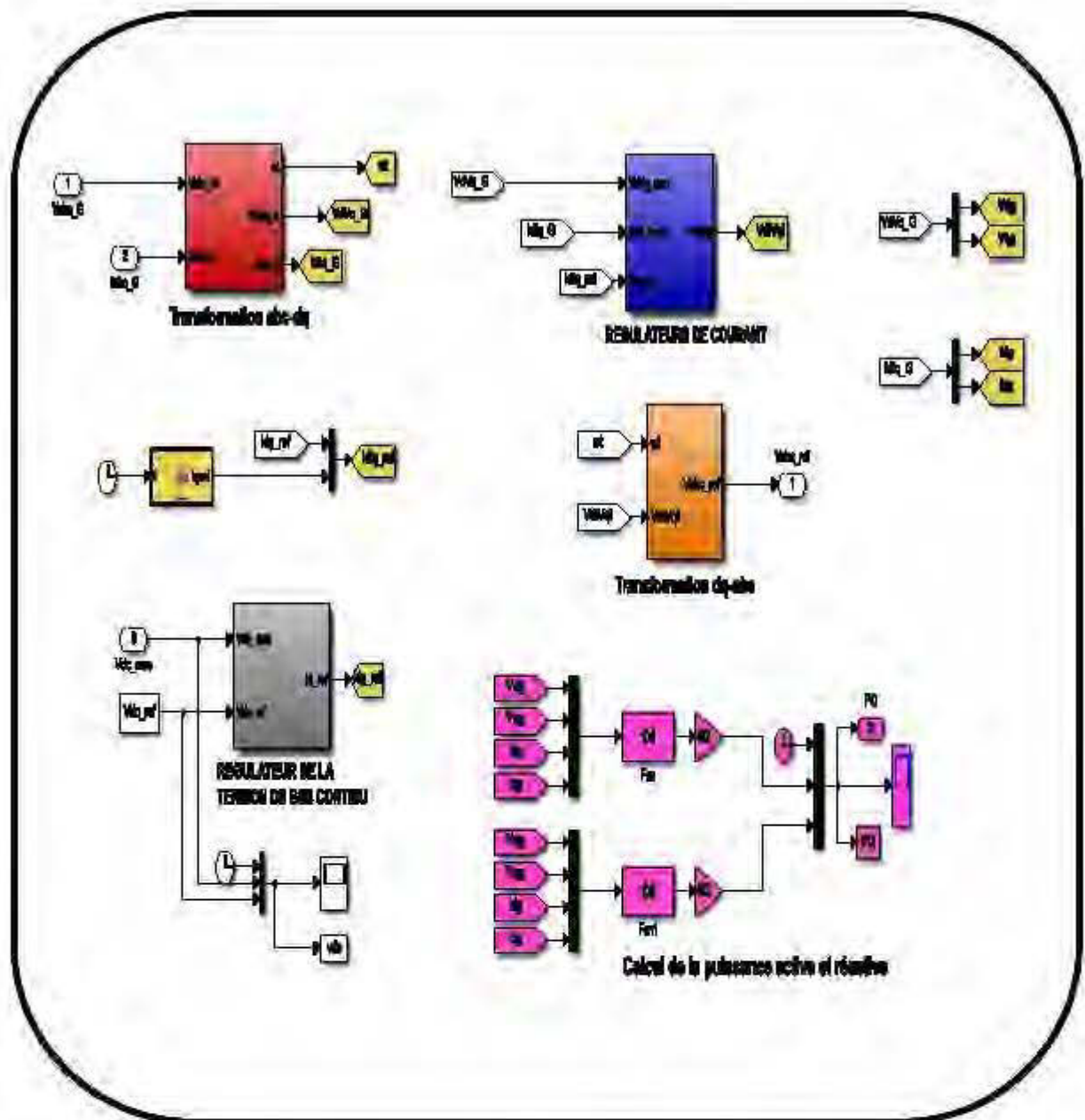


Figure D2 : Contenu du bloc control de la figure D1

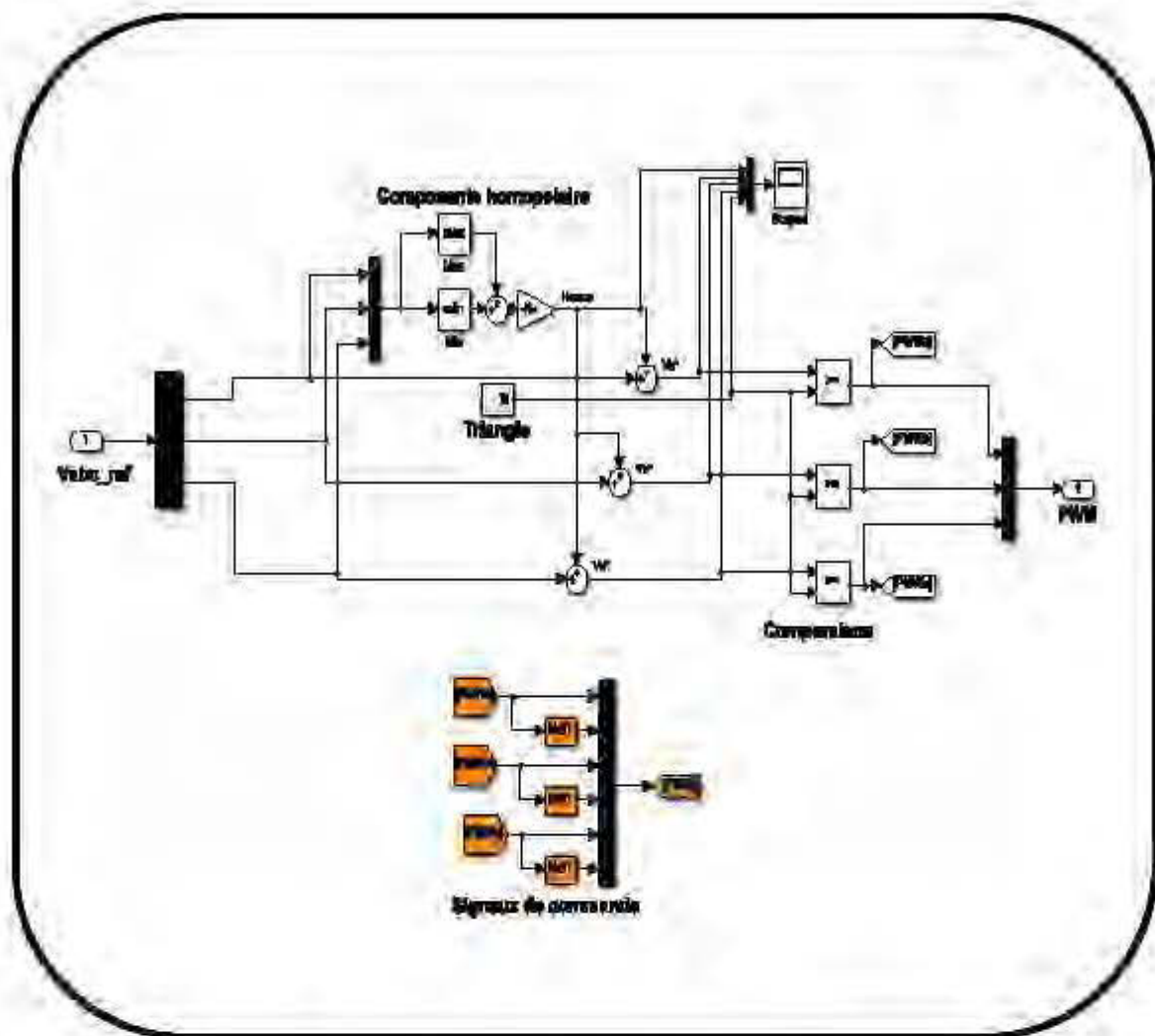


Figure D3 : Schéma Simulink du modulateur PWM

Annexe E: Caracteristiques du document constructeur de la machine synchrone à aimants permanents de 2kW

BSM33C-6177MHQ



Product: Motor and Generator / Servomoteur: AC Brushless Servo Motor / Brushless Synchronizer C-Series

General Information

Global Commercial Alias:	BSM33C-6177MHQ
Product ID:	78000BSM33C-6177MHQ
ABB Type Designation:	625 TENV HCR SEC 17 HALL (3 HP)
Desktop Description:	625 TENV HCR SEC 17 HALL (3 HP)

Additional Information

ABB Type Designation:	625 TENV HCR SEC 17 HALL (3 HP)
Base Speed:	1800 rpm
Certification Agency:	CSA
Country of Origin:	United States (US)
Customs Tariff Number:	8511.20.00
Enclosure Type:	TENV
Gross Weight:	14.074 kg
Invoice Description:	625 TENV HCR SEC 17 HALL (3 HP)
Make To Order:	No
Maximum Peak Current:	13.9 A
Maximum Speed:	7,000 rpm
Minimum Order Quantity:	0 piece
Number of Poles:	8
Order Multiple:	0 piece
Product Name:	BSM Servo Motor
Product Net Height:	25.4 cm
Product Net Length:	35.36 cm
Product Net Weight:	14.074 kg
Product Net Width:	24.57 cm
Quote Only:	No
Rated Current (L1):	12.9 A
Rated Torque:	0.40 Nm
Selling Unit of Measure:	piece
Service Factor Percentage:	1.00 %
Shocked At (Week/week):	Seller For: SH2-USA
Voltage Rating:	525 V

