Modélisation Fréquentielle de la machine asynchrone en vue de l'analyse des perturbations conduites basses fréquences

Mehdi Belhaj

▶ **To cite this version:**

Mehdi Belhaj. Modélisation Fréquentielle de la machine asynchrone en vue de l'analyse des perturbations conduites basses fréquences. Energie électrique. Université de Nantes, 2007. Français. NNT : 0366-309 . tel-00579473

HAL Id: tel-00579473

https://theses.hal.science/tel-00579473

Submitted on 23 Mar 2011

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

UNIVERSITE DE NANTES

ECOLE DOCTORALE

SCIENCES ET TECHNOLOGIES

DE L'INFORMATION ET DES MATÉRIAUX

Année 2007

Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes

Spécialité : Electronique et Génie Electrique

Présentée et soutenue publiquement par

Mehdi BELHAJ

Ingénieur Polytech' Nantes

Le 18 Juin 2007

à l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes – Saint Nazaire

MODÉLISATION FRÉQUENTIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN VUE DE L'ANALYSE DES PERTURBATIONS CONDUITES BASSES FRÉQUENCES

Jury :

Président & Rapporteur	M. Daniel ROYE	Professeur des Universités – ENSIEG – G2Elab Grenoble
Rapporteur :	M. François COSTA	Professeur des Universités – ENS CACHAN – SATIE Cachan
Examinateurs :	M. Jean FAUCHER	Professeur des Universités – INPT - LAPLACE Toulouse
	M. René LE DOEUFF	Professeur des Universités – Polytech' Nantes – IREENA St Nazaire
	M. El Hadi ZAIM	Professeur des Universités – Polytech' Nantes – IREENA St Nazaire
	M. Patrick GUERIN	Maître de Conférences – IUT de Saint-Nazaire – IREENA St Nazaire
Invité :	M. Jean-Charles MERCIER	Directeur Technique– Converteam Motors. SA – Nancy

Directeur de Thèse : Professeur El Hadi ZAIM
Laboratoire : IREENA – 37, Boulevard de l'Université, BP 406, 44602 Saint-Nazaire Cedex
Composante de rattachement du directeur de thèse : Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes
Co-Encadrant : Maître de Conférences Patrick GUERIN
Laboratoire : IREENA – 37, Boulevard de l'Université, BP 406, 44602 Saint-Nazaire Cedex
Composante de rattachement du co-encadrant : IUT de Saint-Nazaire

N°ED 0366-309

Remerciements

Le présent travail s'est déroulé au sein de l'équipe « Qualité de l'énergie & Energie renouvelable » à l'Institut de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nantes-Atlantique (IREENA) à Saint Nazaire. Le financement de cette thèse a été assuré par les collectivités locales (Région Pays de la Loire, Département, Communauté Urbaine) que je tiens à remercier.

Je remercie M. Daniel Roye de m'avoir fait l'honneur de rapporter et de présider mon jury de thèse. Et je présente mes vifs remerciements à M. François Costa pour avoir accepté d'être rapporteur de ce travail. De même, je présente ma gratitude à M. Jean Faucher et à M. Jean-Charles Mercier pour avoir accepté de participer à ma soutenance de thèse.

Je remercie M. Luc Loron directeur du laboratoire de m'avoir accueilli au laboratoire IRENNA.

Par ailleurs, je tiens à remercier vivement M. René Le Doeuff d'avoir dirigé ce travail pendant deux ans et de m'avoir soutenu et encouragé dans les moments les plus difficiles.

Je remercie également M. El Hadi Zaim d'avoir accepté de reprendre la direction de ce travail et de m'avoir relancé, aidé et orienté tout au long de la thèse. Les discussions que nous avons eues, tant sur le plan scientifique que sur d'autres m'ont beaucoup apporté.

Je remercie chaleureusement M. Patrick Guérin pour avoir encadré ce travail. Sa patience et sa persévérance ont été pour moi d'un grand soutient.

Mes remerciements sont aussi adressés aux secrétaires (Christine, Laurette, Josette et Corinne) et aux techniciens (Frank et Yann) pour leur disponibilité à tout moment, leur soutien et leur sympathie. Merci à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Je tiens aussi à remercier l'ensemble des thésards, Anthony, Vinciane, florian et bien d'autres encore....
Un grand merci à ma famille Nazairienne (Karim, Nadia et mes deux petits neveux Samy et kamelia). Nos discussions autour des nombreux dîners ont été des moments de vrai plaisir.

Mes remerciements sont adressés également à la famille Abdeljalil, leur écoute et leurs encouragements ont été d'une aide précieuse.
Merci à mes parents sans qui je n'aurais jamais pu arriver jusque là. Merci pour leur soutient.

Une pensé particulière pour ma femme, quoi que je dise je ne saurais être juste à son égard.

Table des matières

Introduction générale 9

Chapitre 1 : Modélisation fréquentielle de la machine asynchrone

I Introduction 15
II Les perturbations électromagnétiques 16
II.1 Les modes de propagation des perturbations 16
II.2 Les perturbations conduites basses fréquences 18
II.3 Harmoniques et interharmoniques 19
II.3.1 Approche théorique sur les variateurs de vitesse 20
II.3.2 Résultats expérimentaux 26
II.3.3 Conséquences des harmoniques et des interharmoniques 28
III Modélisation type circuit de la machine asynchrone 30
III.1 Modèle sinusoïdal de la machine asynchrone 31
III.2 Modèles fréquentiels 35
III.2.1 Modélisation d'un conducteur massif 36
III.2.2 Modélisation fréquentielle de la machine asynchrone à cage 39
IV Conclusion 46

Chapitre 2 : Méthodes de mesure en vue de l'identification paramétrique des modèles fréquentiels de la machine asynchrone

I Introduction 49
II Description du banc d'essais expérimental 50
III Essais classiques en vue de l'identification de la MAS 53
III.1 Essai en continu 53
III.2 Essai à vide 53
III.3 Essai à rotor bloqué 54
IV Essais fréquentiels en vue de l'identification de la MAS 56
IV.1 Essais à tension constante et à fréquence variable 56
IV.1.1 Présentation des mesures 56
IV.1.2 Analyse des résultats de mesure 58

IV.2 Essais par la méthode SSFR (V/f = cst)....63
IV.3 Essais avec une composante continue et sinusoïdale de courant....66
V Conclusion 69

Chapitre 3 : Identification fréquentielle des modèles de la machine asynchrone

I Introduction 73
II Les algorithmes d'identification : la méthode du modèle 74
II.1 Présentation de la méthode du modèle 74
II.2 Méthodes d'optimisation 74
II.2.1 Méthodes déterministes 75
II.2.2 Méthodes non-déterministes. 76
II.2.3 Compromis exploration et exploitation 80
III Comparaisons des modèles de la machine asynchrone 82
III.1 Identification des modèles avec les essais avec offset de courant 82
III.1.1 Modèle en échelle 82
III.1.2 Modèle d'ordre ½ 85
III.1.3 Modèle harmonique 87
III.2 Simulation 89
III.3 Comparaison des réponses temporelles et fréquentielles des modèles 92
III.3.1 Réponses du modèle en échelle 92
III.3.2 Réponses du modèle harmonique 94
IV Comparaison des types de mesure en vue de l'identification du modèle harmonique 97
IV.1 Identification du modèle harmonique 97
IV.1.1 Essai à tension constante 97
IV.1.2 Essais avec la méthode SSFR 98
IV.2 Comparaison des réponses temporelles et fréquentielles du modèle harmonique 100
V Conclusion 102

Chapitre 4 : Exploitation du modèle harmonique

I Introduction 105
II Machine asynchrone alimentée par le réseau 107
II.1 Réseau idéal 107
II.1.1 Simulation 107
II.1.2 Mesures 108

II.2 Réseau perturbé (alimentation non sinusoïdale) 109
II.2.1 Simulation 109
II.2.2 Mesure 110
II.3 Performances du modèle harmonique 112
II.3.1 Comparaison du modèle harmonique au modèle au fondamental 113
II.3.2 Comparaison du modèle harmonique à des modèles usuels dédiés aux réseaux électriques 114
II.4 Conclusion 116
III Machine asynchrone alimentée par un convertisseur 118
III.1 Courant de ligne côté machine 118
III.2 Courant de ligne côté réseau 120
IV Pertes liées aux harmoniques 123
V Conclusion 126

Conclusion générale et perspectives 127
Annexe 131
Références bibliographiques 145

Liste des Figures

Fig 1.1 : Schéma de propagation des perturbations..... 17
Fig 1.2: Circulation des courants de mode commun et de mode différentiel..... 18
Fig 1.3: Schéma électrique du variateur de vitesse..... 20
Fig 1.4 : Principe de la commande en MLI..... 21
Fig 1.5 : Ensemble redresseur-onduleur..... 24
Fig 1.6: Tension phase-neutre de la machine..... 27
Fig 1.7 : Spectres fréquentiels de la tension phase-neutre prélevée sur la machine..... 28
Fig 1.8: Courant de ligne à l'entrée du variateur..... 28
Fig 1.9 : Spectre fréquentiel du courant de ligne à l'entrée du variateur..... 28
Fig 1.10: Schéma simplifié d'un moteur à cage d'écureuil..... 30
Fig 1.11: Représentation des enroulements de la MAS triphasée dans l'espace électrique..... 31
Fig 1.12: Modèle type transformateur de la machine asynchrone..... 34
Fig 1.13: Modèle monophasé de la machine asynchrone ramené au stator..... 34
Fig 1.14: Schéma d'une barre rectangulaire..... 36
Fig 1.15: Effet de la fréquence sur la résistance d'un conducteur massif..... 37
Fig 1.16: Effet de la fréquence sur l'inductance d'un conducteur massif..... 37
Fig 1.17: Schéma équivalent d'un conducteur massif selon la décomposition : a) en série de Foster, b) en fraction continue..... 39
Fig 1.18: Modèle en fraction continue de la machine asynchrone..... 40
Fig 1.19: Modèle en série de Foster de la machine asynchrone..... 40
Fig 1.20: Modèle de la machine asynchrone avec effet de peau au stator et au rotor (Modèle en échelle)..... 41
Fig 1.21: Schéma électrique avec prise en compte d'un ordre non entier..... 41
Fig 1.22: Schéma équivalent d'ordre ½ de la machine asynchrone..... 42
Fig 1.23: Schéma équivalent par phase incluant différents harmoniques d'espace..... 44
Fig 1.24: Principe de superposition des modèles..... 45
Fig 1.25: Modèle au fondamental (a) et modèle harmonique (b) de la machine asynchrone..... 45
Fig 2.1 : Ensemble variateur de vitesse-machine asynchrone..... 50
Fig 2.2 : La source de tension triphasée..... 51
Fig 2.3 : Le dispositif d'excitation harmonique de la machine asynchrone..... 52
Fig 2.4 : Modèle classique monophasé de la machine asynchrone..... 53
Fig 2.5 : Schéma du montage de l'essai à tension constante..... 57
Fig 2.6 : Module de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence (V = cst)..... 57
Fig 2.7 : Argument de l'impédance phase neutre en fonction de la fréquence (V = cst)..... 57
Fig 2.8 : Evolution de la perméabilité en fonction de l'excitation magnétique [Electro]..... 58
Fig 2.9 : Evolution de l'induction magnétique et de la perméabilité en fonction du champ magnétique (tôle FeV-400-50HA)..... 59
Fig 2.10 : Evolution de la fréquence en fonction de la perméabilité pour $\delta = e/2$..... 62
Fig 2.11 : Evolution de l'inductance équivalente de la MAS en fonction de la fréquence..... 62

Fig 2.12 : Module de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence (V/f= cst)..... 64
Fig 2.13 : Argument de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence (V/f= cst). 64
Fig 2.14 : Evolution de l'inductance équivalente de la MAS en fonction de la fréquence (V/f = cst). 65
Fig 2.15 : Module de l'impédance phase neutre en fonction de la fréquence. 67
Fig 2.16 : Argument de l'impédance phase neutre en fonction de la fréquence..... 67
Fig 2.17 : Evolution de l'inductance équivalente de la MAS en fonction de la fréquence (I_{dc} = cst)..... 68
Fig 3.1 Organigramme simplifié de la méthode du modèle..... 74
Fig 3.2 : Diagramme de l'algorithme génétique. 79
Fig 3.3 : Modèle en échelle..... 82
Fig 3.4 : Module de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais (I_{ac}+I_{dc}), modèle en échelle..... 84
Fig 3.5 : Argument de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais (I_{ac}+I_{dc}), modèle en échelle..... 85
Fig 3.6 : Modèle d'ordre ½..... 85
Fig 3.7 : Module de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais (I_{ac}+I_{dc}), modèle d'ordre ½. 86
Fig 3.8 : Argument de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais (I_{ac}+I_{dc}), modèle d'ordre ½. 87
Fig 3.9 : Modèle harmonique. 88
Fig 3.10 : Module de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais (I_{ac}+I_{dc}), modèle harmonique..... 89
Fig 3.11 : Argument de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais (I_{ac}+I_{dc}), modèle harmonique..... 89
Fig 3.12 : Schéma de simulation du modèle en échelle 90
Fig 3.13 : Schéma de simulation du modèle harmonique..... 91
Fig 3.14 : Structure du filtre monophasé. 91
Fig 3.15 : Courants de ligne issus du modèle en échelle et de la mesure..... 92
Fig 3.16 : Les harmoniques des courants de ligne issus du modèle en échelle et de la mesure..... 94
Fig 3.17 : Courants de ligne issus du modèle harmonique et de la mesure. 94
Fig 3.18 : Les harmoniques des courants de ligne issus du modèle harmonique..... 95
Fig 3.19 : Module de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais (V = cst), modèle harmonique..... 98
Fig 3.20 : Argument de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais (V = cst), modèle harmonique..... 98
Fig 3.21 : Module de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais (V/f=cst), modèle harmonique..... 99
Fig 3.22 : Argument de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais (V/f=cst), modèle harmonique.....100
Fig 3.23 : Courants de ligne issus du modèle harmonique.....101
Fig 3.24 : Les harmoniques des courants de ligne issus du modèle harmonique.....101
Fig 4.1 : Exemple d'un mini réseau 105
Fig 4.2 : Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale 108

Fig 4.3 : Courants de ligne simulés : Alimentation sinusoïdale 108
Fig 4.4 : Tensions phase-neutre mesurées : Alimentation sinusoïdale 109
Fig 4.5 : Courants de ligne mesurés : Alimentation sinusoïdale 109
Fig 4.6 : Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%) 110
Fig 4.7 : Courants de ligne simulés : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq et sept 110
Fig 4.8 : Tensions phase-neutre mesurées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rang cinq et sept 111
Fig 4.9 : Courants de ligne mesurés : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rang cinq et sept 111
Fig 4.10 : Comparaison des courants de ligne de la machine : a) allure temporelle, b) décomposition harmonique 113
Fig 4.11 : Courant de ligne de la machine_Modèle RL parallèle 114
Fig 4.12 : Réponse fréquentielle du modèle RL série, du modèle harmonique et du modèle RL parallèle 116
Fig 4.13 : Spectre fréquentiel du courant de ligne simulé du côté moteur 119
Fig 4.14 : Spectre fréquentiel du courant de ligne mesuré du côté moteur 119
Fig 4.15 : Spectre fréquentiel du courant de ligne simulé du côté réseau 121
Fig 4.16 : Spectre fréquentiel du courant de ligne mesuré du coté réseau 121
Fig 4.17 : Modèle harmonique 125

Liste des Tableaux

Tableau 2.1 : Caractéristiques de la source de tension triphasée. 51
Tableau 2.2 : Caractéristiques du wattmètre monophasé. 52
Tableau 2.3 : Grandeurs relevées lors de l'essai à vide. 55
Tableau 2.4 : Grandeurs relevées lors de l'essai à rotor bloqué. 55
Tableau 2.5 : Paramètres identifiés pour le modèle classique. 55
Tableau 3.1 : Paramètres identifiés pour le modèle classique. 83
Tableau 3.2 : Paramètres du modèle en échelle en fonction du niveau de magnétisation. 83
Tableau 3.3 : Paramètres du modèle d'ordre ½ en fonction du niveau de magnétisation. 86
Tableau 3.4 : Paramètres du modèle harmonique en fonction du niveau de magnétisation 88
Tableau 3.5 : Modèle en échelle ; impédance équivalente à 50Hz selon le niveau de magnétisation. 93
Tableau 3.6 : Paramètres du modèle harmonique identifiés selon l'essai à tension constante (V_3=0.5V) ... 97
Tableau 3.7 : Paramètres du modèle harmonique identifiés selon les essais SSFR. 99
Tableau 4.1 : Influence de l'injection des harmoniques de rangs cinq et sept 112
Tableau 4.2 : Comparaison des niveaux des harmoniques entre simulation et mesure 112
Tableau 4.3 : Courant de ligne du côté moteur 120
Tableau 4.4 : Courant de ligne du côté réseau 121
Tableau 4.5 : Pertes harmoniques 124
Tableau 4.6 : Composantes fréquentielles au voisinage de la fréquence de commutations 125

Introduction générale

Avec la diffusion croissante de l'électronique de puissance dans les équipements électriques, les courants absorbés sont de moins en moins sinusoïdaux. Le nombre et la puissance unitaire des charges non linéaires (variateurs de vitesse,...) entraînent une dégradation de la qualité de la tension des réseaux de distribution, notamment par une forte injection de perturbations harmoniques. Dans le contexte d'une production décentralisée, avec des possibilités de fonctionnement en réseau iloté, ces phénomènes sont facilement amplifiés et peuvent ainsi compromettre la qualité et la disponibilité de l'énergie distribuée. De ces différents constats découle l'intérêt d'analyser précisément les interactions entre les perturbateurs potentiels et les différents matériels du réseau d'alimentation.

Dans ce cadre, le laboratoire IREENA prévoit la mise en place d'un nouveau mini réseau de distribution électrique au sein de ses locaux. Cette installation permettra d'effectuer des essais dans des conditions réalistes et parfaitement maîtrisées. Elle constituera notamment une plate-forme d'analyse des perturbations conduites basses fréquences susceptibles d'apparaître sur un système électrique en présence de plusieurs convertisseurs de puissance. Un mode de fonctionnement iloté est prévu afin de traiter le cas des réseaux embarqués (navires...).

Au coeur des réseaux électriques, la machine asynchrone est la machine électrique la plus couramment utilisée dans les applications industrielles, de part sa simplicité de construction, sa fiabilité et son faible prix de revient. Elle permet la réalisation d'entraînements à vitesse constante sous une alimentation réseau ou à vitesse variable à l'aide de convertisseurs statiques. Ces sources d'alimentation sont généralement génératrices de perturbations harmoniques.
L'analyse et la simulation des perturbations conduites basses fréquences dans les réseaux électriques nécessitent donc une modélisation adaptée de ce type de machine et de son alimentation. Notre travail consiste à proposer un modèle fréquentiel de la machine asynchrone, de type circuit en vue d'une implantation dans un simulateur de réseau électrique. Ce modèle doit permettre la reproduction des principales

composantes fréquentielles basses fréquences contenues dans le courant de ligne lorsque la machine est alimentée par des tensions non sinusoïdales.

Les modèles proposés dans la littérature utilisent soit des ordres entiers par l'intermédiaire de circuits composés de résistances et d'inductances (supplémentaires) en parallèle ou en échelle [Vermaelen03], [kabbaj97], soit des ordres non entiers basés sur l'intégration d'une impédance d'ordre fractionnaire au circuit rotorique [Riu01], [Canat03]. Une étape de notre travail est de mettre en œuvre ces modèles afin de comparer leurs performances et leur domaine de validité. Les paramètres de ces modèles doivent pouvoir être déterminés de manière simple et efficace. Dans la littérature [Vermaelen03], [Std115], [Canat03] et [Dedene03], plusieurs procédures de tests en vue de l'identification sont utilisées. Elles sont réalisées à rotor bloqué (excitation harmonique). Dans ce panel de méthodes de mesure, il est nécessaire de choisir les plus représentatives. C'est-à-dire celles qui permettent la détermination des paramètres dans des conditions proches du fonctionnement réel de la machine. De plus, pour extraire les paramètres relatifs à chaque mesure d'identification, il est nécessaire de choisir une méthode d'identification qui réalise le compromis exploitation-exploration.
Dans le but d'identifier au mieux les modèles précédemment sélectionnés, nous examinons les différentes procédures de mesures et sélectionnons celles qui offrent l'identification la plus représentative du comportement de la machine.

Pour effectuer ce travail, un banc d'essais expérimental composé d'une machine asynchrone industrielle de 5.5kW et de son alimentation a été réalisé au laboratoire. Il permet d'observer les phénomènes apparaissant réellement dans la machine lorsque celle-ci est alimentée sous des tensions non sinusoïdales. De plus, il nous sert de référence dans toutes les phases d'identification et de validation des modélisations envisagées. La confrontation des résultats théoriques avec les grandeurs mesurées sur ce banc expérimental est une démarche volontaire tout au long de notre travail.

Pour présenter les travaux réalisés dans le cadre de la modélisation fréquentielle de la machine asynchrone, ce mémoire se décompose en quatre chapitres.

Le premier chapitre présente les différentes méthodes de modélisation fréquentielle de la machine asynchrone à cage issues de la littérature. Il se compose pour cela de deux

parties principales. La première commence par l'introduction des perturbations électromagnétiques tout en définissant les différents modes de propagation. Puis, les perturbations conduites basses fréquences sont présentées avec une attention particulière portée aux harmoniques et aux interharmoniques. Une deuxième partie traite plus spécifiquement de la modélisation de la machine asynchrone à cage. Le modèle usuel de la machine est tout d'abord rappelé. L'intérêt de la prise en considération de l'effet de la fréquence dans la modélisation est alors mis en exergue sur une barre rotorique seule. Puis, les principaux modèles fréquentiels de la machine asynchrone existant dans la littérature sont présentés. Enfin, un modèle fréquentiel de type circuit de la machine asynchrone, basé sur le principe de la superposition, est proposé.

Nous abordons dans le deuxième chapitre les types de mesure en vue de l'identification des paramètres de la machine. Nous commençons par la présentation du banc d'essais constitué d'un variateur de vitesse industriel et d'une machine asynchrone à cage. Puis, nous décrivons les essais classiques à 50Hz et les essais fréquentiels. Nous comparons les différents types de mesure et la pertinence de chacun est ensuite discutée par rapport à sa représentativité de la machine. Nous verrons l'influence de la non linéarité de la machine sur la réponse fréquentielle et nous insisterons sur l'importance du niveau du flux magnétique pendant les essais.

Dans le chapitre 3, nous présentons différents algorithmes d'identification et particulièrement l'algorithme génétique que nous utiliserons par la suite. Ensuite, nous exploitons l'essai choisi à l'issue du chapitre 2 pour déterminer les paramètres des modèles décrits au chapitre 1. Les courants de ligne issus de la simulation de ces modèles sont comparés aux mesures effectuées sur la machine. Nous déterminons ainsi le modèle le plus représentatif du comportement réel de la machine. Ce dernier est exploité pour la comparaison des différents types de mesures en vue de l'identification. Cette confrontation permet de discuter de l'efficacité des essais d'identification présentés dans le chapitre précédent.

Pour finir, le chapitre 4 exploite le modèle harmonique proposé afin de prévoir le comportement fréquentiel de la machine dans le cas d'une alimentation directe par un réseau perturbé. Pour cela, les courants de ligne simulés sont comparés à des mesures expérimentales. Puis, pour mettre en évidence l'apport de notre modèle, ces résultats

sont confrontés à ceux du modèle au fondamental et à ceux des modèles usuels habituellement employés dans des réseaux électriques. La deuxième partie du chapitre présente une simulation de l'ensemble constitué de la machine asynchrone et du convertisseur statique l'alimentant. Dans ce cadre, les simulations des courants de ligne côté machine et côté réseau sont confrontées aux mesures. Enfin, une étude concernant l'utilisation du modèle développé dans l'estimation des pertes harmoniques est ébauchée.

Chapitre 1

Modélisation fréquentielle de la machine asynchrone

I Introduction

Avec la généralisation de l'alimentation des machines électriques par des convertisseurs statiques, la modélisation classique des machines asynchrones est devenue inadaptée puisqu'elle ne prend pas en compte l'effet des harmoniques générés par des convertisseurs ou par des réseaux perturbés (alimentation non purement sinusoïdale) sur le comportement électrique des machines.

Ce chapitre présente différents modèles fréquentiels de la machine asynchrone à cage et se décompose pour cela en deux parties principales.

Dans la première partie, nous commençons par introduire les perturbations électromagnétiques tout en définissant les différents modes de propagation. Puis, nous présentons les perturbations conduites basses fréquences avec une attention particulière portée aux harmoniques et aux interharmoniques que nous prendrons en considération lors de la modélisation de la machine asynchrone.

La deuxième partie est consacrée à la modélisation de la machine asynchrone à cage. Le modèle usuel de la machine est rappelé en introduction. L'intérêt de la prise en considération de l'effet de la fréquence dans la modélisation est ensuite mis en exergue sur une barre rotorique seule avant la présentation des modèles fréquentiels de la machine asynchrone. Enfin, un nouveau modèle fréquentiel de type circuit de la machine asynchrone est proposé.

II Les perturbations électromagnétiques

D'après la définition [CEI 61000-2-2], la compatibilité électromagnétique (CEM) est l'aptitude d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et sans produire, lui-même, des perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet environnement. Ce domaine est particulièrement important car les dispositifs électriques et électroniques sont de plus en plus nombreux, complexes et stratégiques (avion, navire, train, usine…), donc vulnérables à la pollution électromagnétique avec des conséquences pouvant être critiques.

Le champ d'action de la CEM est vaste tant en terme de phénomènes physiques (foudre, décharges électrostatiques, rayonnements, courants conduits) qu'en terme de domaines d'application (télécommunications, équipements spatial et militaire, contrôle commande, instrumentation, électronique de puissance) ou en gamme de fréquence (de quelques Hz à quelques dizaines de GHz). Dans un but de clarté et d'uniformisation, il a été indispensable d'harmoniser les spécifications requises en matière de CEM. Pour réglementer ce domaine, les travaux de la Commission d'Electrotechnique Internationale (CEI) sur la CEM ont conduit à des normes et des recommandations de plus en plus contraignantes notamment en limitant les niveaux d'émission de ces perturbations. La série des normes de compatibilité électromagnétique qui définit ces limites est la CEI 61000.

Dans le but d'étudier ces perturbations, il est essentiel de les caractériser et ainsi d'identifier leurs origines et leurs modes de transmission entre les dispositifs électriques.

II.1 Les modes de propagation des perturbations

La perturbation d'un équipement met en jeu trois éléments :

- La source de perturbation, décrite par sa puissance, sa durée, son spectre de fréquence et les champs qu'elle génère.
- Le vecteur par lequel la perturbation est transmise, c'est le mode de couplage.
- L'équipement victime de la perturbation.

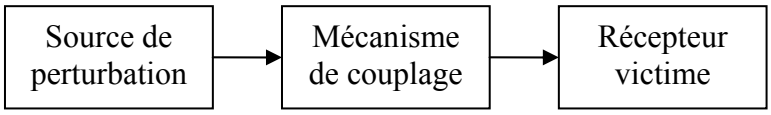


Fig 1.1 : Schéma de propagation des perturbations.

Les sources de perturbations sont diverses et de différentes natures. Deux catégories principales se distinguent :

- Les sources naturelles (foudre,…).
- Les sources technologiques constituées d'appareils dont l'activité électrique est de nature à se propager à l'environnement.

Les phénomènes générant des perturbations électromagnétiques peuvent être classifiés selon leur mode de propagation ou selon leur gamme de fréquences qui est dite basse pour les fréquences inférieures à 9kHz et haute pour celles supérieures à 9kHz.

Les signaux parasites émis par une source perturbatrice sont propagés vers le récepteur victime de plusieurs façons liées à leurs environnements respectifs. Il existe deux modes de propagation [Costa]:

- si la source et la charge sont voisines, le couplage est dit proche et il peut être de nature capacitive, inductive ou résistive. Ces perturbations sont dites conduites [CEI61000-2-2], [CEI61000-2-4] et elles interviennent soit en mode commun (MC), soit en mode différentiel (MD).
- si la source et la charge sont éloignées et sans liaison galvanique, on parle de perturbations rayonnées. Elles sont alors propagées sous forme de champ électrique et de champ magnétique.

Pour illustrer l'apparition des signaux de mode commun et de mode différentiel, la Fig 1.2 représente une interconnexion bifilaire entre un émetteur et un récepteur. Les courants de mode commun I_{MC} se referment à travers différents chemins (terre, masse, carcasse,…) et parcourent les liaisons (Emetteur – Récepteur) dans le même sens, tandis que les courants de mode différentiel I_{MD} se referment par les câbles de liaisons en sens opposé.

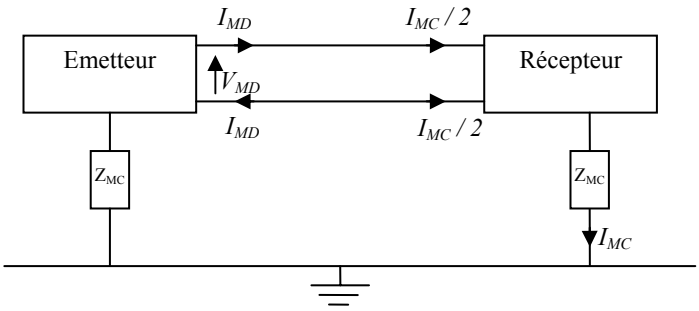


Fig 1.2: Circulation des courants de mode commun et de mode différentiel.

Dans cette thèse, nous nous intéressons aux perturbations électromagnétiques conduites basses fréquences, ce qui restreint le domaine de fréquences à la bande [0 ; 9kHz] et le type de couplage au mode proche (conduit).

II.2 Les perturbations conduites basses fréquences

La qualité de l'énergie électrique (QEE) est devenue un sujet stratégique pour tous les acteurs intervenant dans la production et la consommation d'énergie électrique (producteurs, transporteurs, constructeurs d'équipements, consommateurs). En effet, la multiplicité des équipements sensibles aux perturbations au sein d'un même procédé exige une alimentation électrique de plus en plus performante en terme de continuité de service et de qualité. De plus, la dégradation de la QEE conduit généralement à une réduction du rendement énergétique et au vieillissement prématuré des équipements électriques avec un risque accru de pannes.

La mesure de la QEE consiste habituellement à caractériser les perturbations électromagnétiques conduites basses fréquences [CT N°199], [CEI 61000-2-2] :

- Le creux de tension : c'est une baisse brutale de la tension en un point d'un réseau d'énergie électrique suivie d'un rétablissement de la tension après un court laps de temps compris entre dix millisecondes et une seconde.

- La surtension : c'est toute tension appliquée à un équipement dont la valeur de crête sort des limites d'un gabarit défini par une norme ou une spécification [CEI61000-2-2], [CT N°141], [CT N°151] et [CT N°179].

- Les fluctuations de tension : ce sont une suite de variations cycliques ou aléatoires de l'enveloppe de la tension (inférieure à 10 % de la tension nominale).

- **Les déséquilibres :** lorsque les trois tensions ne sont pas égales en amplitude et/ou ne sont pas déphasées les unes par rapport aux autres de 120°.
- **Les harmoniques** : toute fonction périodique peut se décomposer en une somme de sinusoïdes de fréquences multiples du fondamental f ($f_h=h.f$, h : entier). Les composantes fréquentielles de rang h sont appelées des harmoniques et représentent la distorsion du signal par rapport à la forme d'onde sinusoïdale. Cette distorsion est équivalente à la superposition sur le signal "idéal" d'une ou de plusieurs composantes sinusoïdales à des fréquences "indésirables" (harmoniques). Dans les réseaux de distribution, ces fréquences indésirables sont principalement produites par les modules de conversion d'électronique de puissance inclus dans les équipements électriques.
- **Les interharmoniques** : ce sont des composantes sinusoïdales, qui ne sont pas à des fréquences multiples entières de la fréquence du fondamental. Elles sont donc situées entre les harmoniques.

Dans la partie suivante, nous présentons les perturbations harmoniques et interharmoniques générées par un ensemble redresseur-onduleur de tension.

II.3 Harmoniques et interharmoniques

Dans les réseaux de distribution, les harmoniques et les interharmoniques ont diverses origines. Pour les harmoniques, ils proviennent principalement de charges non linéaires dont la caractéristique est d'absorber un courant qui n'est pas proportionnel à la tension qui les alimente. Ce courant se distingue par un spectre riche en composantes harmoniques. Ces courants harmoniques circulant à travers les impédances du réseau créent des tensions harmoniques qui peuvent perturber le fonctionnement des autres utilisateurs de ce même réseau. Concernant les interharmoniques, ils ont plusieurs sources [CEI61000-2-4] :

- Les fours à arc, les machines de soudage à l'arc et le chauffage à plasma, connus depuis de nombreuses années comme la source de puissance principale d'interharmoniques sur les réseaux électriques.
- Les convertisseurs statiques connectés au réseau peuvent fonctionner à une fréquence de commutation qui généralement est une fréquence interharmonique, les commutations produisent des tensions ou des courants interharmoniques.
- L'imperfection du découplage entre des circuits pour lesquels les fréquences fondamentales sont différentes par exemple l'étage de filtrage du bus continu d'un variateur de vitesse.

- La production intentionnelle de tension interharmonique utilisée pour transmettre un signal.
- La génération des courants interharmoniques par les machines asynchrones due à un courant magnétisant irrégulier (encoches du stator et du rotor) et aussi à la saturation du fer.

II.3.1 Approche théorique sur les variateurs de vitesse

Le variateur de vitesse que nous utiliserons pour alimenter la machine asynchrone à cage à fréquence variable est une structure associant un montage redresseur à diodes, des éléments passifs et un onduleur de tension qui permet de piloter une charge (Fig 1.3). Le redresseur reçoit les tensions alternatives du réseau (V_1, V_2 , V_3) et les transforme en une tension continue. Les éléments passifs de l'étage intermédiaire sont constitués d'une inductance de lissage L et d'un condensateur C de filtrage. Enfin, l'onduleur reçoit cette tension continue et fournit des tensions alternatives (V_{1N}, V_{2N}, V_{3N}) de fréquence variable permettant ainsi de piloter la vitesse du moteur.

La commande la plus utilisée pour générer les ordres des interrupteurs est la MLI. Le principe consiste à comparer un signal de référence sinusoïdal à une porteuse triangulaire de haute fréquence (Fig 1.4). Cette stratégie de commande permet d'ajuster la fréquence fondamentale de la tension d'alimentation délivrée par l'onduleur en modifiant la fréquence du signal de référence.

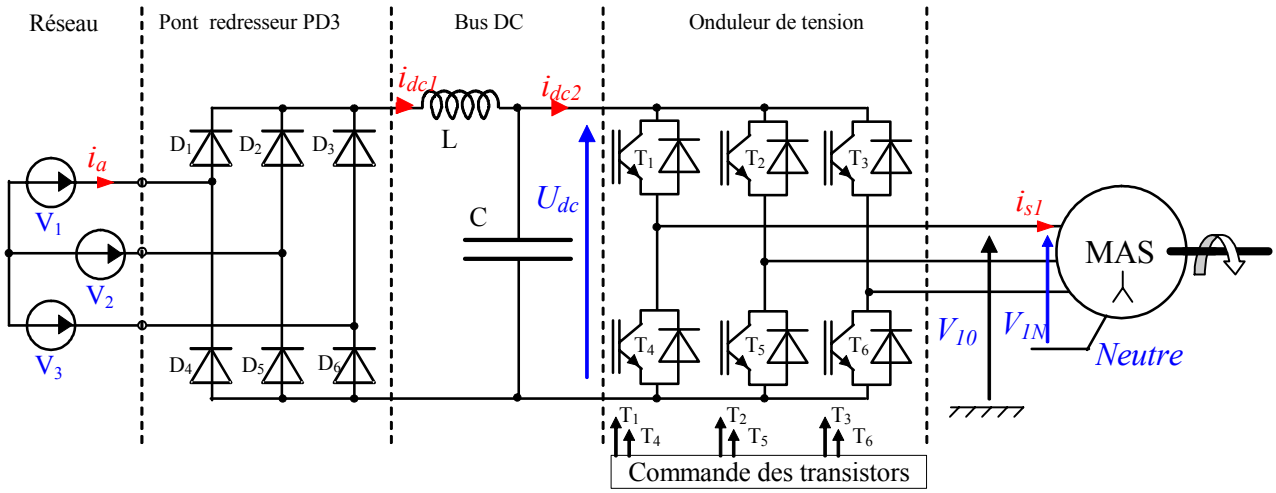


Fig 1.3: Schéma électrique du variateur de vitesse.

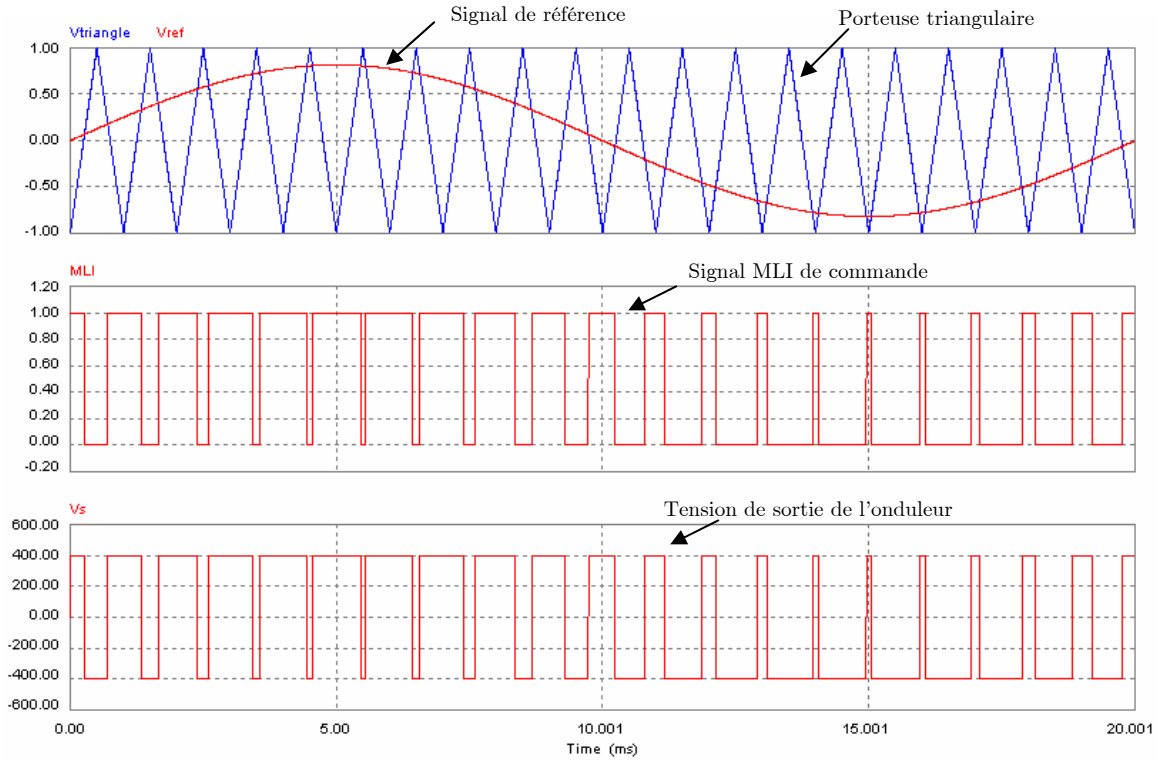


Fig 1.4 : Principe de la commande en MLI.

Lorsqu'un variateur de vitesse est alimenté par un réseau équilibré, les courants i_a et i_{s1} à l'entrée et à la sortie du variateur contiennent des harmoniques et des interharmoniques produits par les deux étages de conversion le constituant. En effet, la nature non linéaire du redresseur et de l'onduleur de tension, induit la création d'harmoniques dans les courants de ligne. De plus, l'adjonction des deux dispositifs mène à des phénomènes de modulation et donc à la possible génération d'interharmoniques. La génération des harmoniques et interharmoniques est détaillé dans [Bourguet04a] pour les variateurs de vitesse à structure courant ou tension. Cette étude établit les expressions analytiques du courant à l'entrée du redresseur ainsi que celles de la tension au niveau de la charge.

II.3.1.1 Expression de la tension au niveau de la charge

Dans le but de modéliser le comportement d'un onduleur de tension, il est possible d'utiliser des fonctions de commutation. Cette approche [Lee99], [Rifai00], [Mariscotti02], [Bourguet04b] permet d'analyser ce type de montage.

Avant d'entamer les développements nécessaires à la mise en évidence des composantes harmoniques et interharmoniques, nous allons poser les hypothèses de fonctionnement d'un onduleur de tension dans le cas idéal :

- La tension U_{dc} du bus continu est constante.
- La charge est équilibrée.
- Les courants de ligne vers la charge sont sinusoïdaux.
- Les interrupteurs sont idéaux et ne causent pas de pertes.

Deux fonctions de commutation permettent de caractériser l'onduleur de tension. Les fonctions $S_{ux}(t)$ (x = a, b, c) permettent de calculer les tensions entre phases en sortie de l'onduleur et les fonctions $S_{ix}(t)$ représentent les états des interrupteurs et permettent le calcul des courants absorbés par l'onduleur.
De ce fait, le fonctionnement de l'onduleur peut être décrit à l'aide des équations (1-1) et (1-2) :

$$V_{10}(t) = \frac{U_{dc}(t)}{2} S_{ua}(t), \quad V_{20}(t) = \frac{U_{dc}(t)}{2} S_{ub}(t), \quad V_{30}(t) = \frac{U_{dc}(t)}{2} S_{uc}(t) \tag{1-1}$$

$$I_{dc}(t) = i_{s1}(t) S_{ia(t)} + i_{s2}(t) S_{ib}(t) + i_{s3} S_{ic} \tag{1-2}$$

Les fonctions de commutation de tension et de courant représentent pour chaque phase les ordres de commande des interrupteurs. Elles sont liées par la relation (1-3) [Bourguet04a], [Louis01]:

$$S_{iX}(t) = \frac{S_{uX}(t) + 1}{2} \tag{1-3}$$

f_{MLI} et f_s étant respectivement la fréquence de commutation et la fréquence de fonctionnement de l'onduleur, le rapport de modulation N est défini par $N = \frac{f_{MLI}}{f_s}$. Le rapport de modulation d'amplitude est noté m_a et correspond à $m_a = \frac{max(V_{ref})}{max(V_{triangle})}$.

Si le signal triangulaire (Fig 1.4) varie entre -1 et 1, il est possible d'écrire la décomposition en série de Fourier de la fonction de commutation de courant $S_{ix}(t)$ en fonction des coefficients de Bessel (J). Le résultat est donné par l'équation (1-4) [Foch01].

$$S_{i,a,b,c}(t)=\frac{1}{2}[1+m_a\cos(\omega_s t+\phi_{a,b,c})] + \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{k=0}^{\infty}\begin{pmatrix} A_{n,k}\cos[(nN\pm 2k)\omega_s t\pm 2k\phi_{a,b,c}] \\ +B_{n,k}\cos[(nN\pm(2k-1)\omega_s t\pm(2k-1)\phi_{a,b,c})]\end{pmatrix} \quad (1\text{-}4)$$

Où :

$$A_{n,0}=\frac{2}{n\pi}\sin\left(\frac{p\pi}{2}\right)J_0(\beta_n), \qquad A_{n,k}=\frac{2}{n\pi}\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)(-1)^k J_{2k}(\beta_n)$$

$$B_{n,0}=0, \qquad B_{n,k}=\frac{2}{n\pi}\cos\left(\frac{n\pi}{2}\right)(-1)^{k-1} J_{2k-1}(\beta_n)$$

$$\beta_n=m_a\frac{n\pi}{2}$$

Pour obtenir la tension appliquée à la sortie de l'onduleur, il est nécessaire de disposer des fonctions de commutation $S_{ux}(t)$. Or, comme cela est mis en évidence dans l'équation (1-3), ces fonctions peuvent être déduites de celles des courants (1-4). Après développement des calculs, leurs expressions sont données par les équations (1-5) :

$$S_{u,a,b,c}(t)=m_a\cos(\omega_s t+\phi_{a,b,c}) + \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{k=0}^{\infty}\begin{pmatrix} C_{n,k}\cos[(nN\pm 2k)\omega_s t\pm 2k\phi_{a,b,c}] \\ +D_{n,k}\cos[(nN\pm(2k-1))\omega_s t\pm(2k-1)\phi_{a,b,c})]\end{pmatrix} \quad (1\text{-}5)$$

Où :

$$C_{n,0}=\frac{4}{n\pi}\sin\left(\frac{p\pi}{2}\right)J_0(\beta_n), \qquad C_{n,k}=\frac{4}{n\pi}\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)(-1)^k J_{2k}(\beta_n)$$

$$D_{n,0}=0, \qquad D_{n,k}=\frac{4}{n\pi}\cos\left(\frac{n\pi}{2}\right)(-1)^{k-1} J_{2k-1}(\beta_n)$$

Les équations des tensions à la sortie de l'onduleur peuvent être déduites des équations (1-1) et (1-5). Notons que l'équation de la fonction de commutation fait apparaître les harmoniques $(nN\pm 2k)\omega_s$ *et* $(nN\pm(2k-1))\omega_s$ de la tension de sortie de l'onduleur.

II.3.1.2 Expression du courant à l'entrée du pont redresseur

Avant d'entamer les développements nécessaires pour l'établissement des expressions des courants à l'entrée du pont redresseur, posons les hypothèses de fonctionnement d'un redresseur dans le cas idéal :

- Le réseau est équilibré et d'impédance nulle.

- Les tensions d'alimentation sont sinusoïdales.
- Les interrupteurs sont idéaux et ne causent pas de pertes.

Le courant délivré par le redresseur, dans l'hypothèse où l'inductance L est finie, a une forme ondulée de même fréquence que la tension redressée [Rice94]. L'expression du courant généré par le redresseur $i_{dc}(t)$ est donnée par l'équation (1-6) (Fig 1.5):

$$i_{dc}(t)=I_1+\sum_{n=1}^{\infty} I_{6n}.cos(6\,n\,\omega_{res}t+\varphi_{6n}) \tag{1-6}$$

Nous avons supposé que les courants à la sortie de l'onduleur étaient sinusoïdaux et équilibrés. En appliquant les fonctions de commutation de courant $S_{ix}(t)$ (1-4), nous pouvons calculer le courant absorbé par l'onduleur $i_{dc2}(t)$ (Fig 1.5) et nous obtenons l'expression (1-7).

$$\begin{aligned}
i_{dc2}(t) &= i_{S1}(t)S_{ia(t)} + i_{S2}(t)S_{ib}(t) + i_{S3}(t)S_{ic} \\
&= I\cos(\omega_s t+\varphi_0)\left\{\frac{1}{2}[1+m_a\cos(\omega_s t)] + \sum_{n=1}^{\infty}\sum_{k=0}^{\infty}\begin{pmatrix} A_{n,k}\cos[(nN\pm 2k)\omega_s t] \\ +B_{n,k}\cos[(nN\pm(2k-1))\omega_s t)]\end{pmatrix}\right\} \\
&+ I\cos(\omega_s t-\frac{2\pi}{3}+\varphi_0)\left\{\begin{array}{l}\frac{1}{2}[1+m_a\cos(\omega_s t-\frac{2\pi}{3})] \\ +\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{k=0}^{\infty}\begin{pmatrix} A_{n,k}\cos\left[(nN\pm 2k)\omega_s t\pm 2k\frac{2\pi}{3}\right] \\ +B_{n,k}\cos\left[(nN\pm(2k-1))\omega_s t\pm(2k-1)\frac{2\pi}{3}\right]\end{pmatrix}\end{array}\right\} \\
&+ I\cos(\omega_s t+\frac{2\pi}{3}+\varphi_0)\left\{\begin{array}{l}\frac{1}{2}[1+m_a\cos(\omega_s t+\frac{2\pi}{3})] \\ +\sum_{n=1}^{\infty}\sum_{k=0}^{\infty}\begin{pmatrix} A_{n,k}\cos\left[(nN\pm 2k)\omega_s t\pm 2k\frac{2\pi}{3}\right] \\ +B_{n,k}\cos\left[(nN\pm(2k-1))\omega_s t\pm(2k-1)\frac{2\pi}{3}\right]\end{pmatrix}\end{array}\right\}
\end{aligned} \tag{1-7}$$

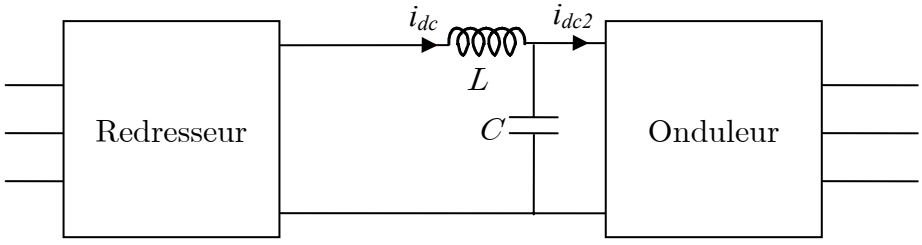


Fig 1.5 : Ensemble redresseur-onduleur

En amont de l'onduleur de tension, au niveau du filtre de l'étage continu, supposons qu'il n'existe quasiment aucune ondulation de courant en amont du filtre qui soit au delà de la fréquence f_c liée aux valeurs de l'inductance et de la capacité ($f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ et $f_c << 6f_s$). A partir de (1-7), le courant I_{dc2}(t) peut être simplifié et représenté par l'équation (1-8) :

$$\begin{aligned} i_{dc2}(t) &= I\cos(\omega_s t + \varphi_0)\frac{1}{2}[1 + m_a\cos(\omega_s t)] \\ &+ I\cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_0)\frac{1}{2}[1 + m_a\cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3})] \\ &+ I\cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_0)\frac{1}{2}[1 + m_a\cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3})] \\ &= \frac{3m_a I}{4}\cos(\varphi_0) = I_1 \end{aligned} \tag{1-8}$$

Lorsque les deux convertisseurs sont mis en cascade (variateur de vitesse), le courant total du bus DC est décrit par l'équation (1-6) et ne contient aucune composante fréquentielle due au fonctionnement de l'onduleur :

Enfin, le courant de ligne (phase *a*) s'obtient à partir du courant du bus continu par la relation (1-9) :

$$i_a(t) = i_{dc}(t)S_a(t) \tag{1-9}$$

où S_a(t) est la fonction de commutation du pont redresseur définie par l'équation (1-10) :

$$S_a(t) = \sum_{k=0}^{\infty} A_{(6k\pm 1)}.\cos[(6k \pm 1).\omega_{res}.t] \tag{1-10}$$

avec :

$$A_{(6k\pm 1)} = \frac{4}{\pi}.\frac{1}{6k \pm 1}.\sin\frac{(6k \pm 1)\pi}{2}.\cos\frac{(6k \pm 1)\pi}{6}$$

Le courant de ligne absorbé par le pont redresseur (entrée du variateur) est le résultat de la modulation du courant de bus continu par la fonction de commutation S_a(t) (du redresseur) qui est à la fréquence du réseau. En utilisant les équations (1-6), (1-9) et (1-10), l'expression du courant de ligne i_a se met sous la forme de l'équation (1-11) :

$$i_a(t)=I_1\sum_{k=0}^{\infty} A_{(6k\pm1)}.cos[(6k\pm1).(\omega_{res}.t)] \\ +I_{6n}\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{k=0}^{\infty} A_{(6k\pm1)}\,cos[(6k\pm1)(\omega_{res}t)]cos[6n\omega_{res}t+\varphi_{6n}] \quad (1\text{-}11)$$

D'après l'expression 1.12 du courant de ligne nous retrouvons les pulsations classiques suivant l'expression générale (1-12) :

$$\omega_{ac} = (6k\pm1).\omega_{res}\text{ , k=0,1} \quad (1\text{-}12)$$

Dans le cas où le filtre LC du bus continu laisse passer des ondulations liées au fonctionnement de l'onduleur, l'expression globale du courant dans le bus continu devient :

$$i_{dc}(t)=I_1+\sum_{n=1}^{\infty} I_{6n}.cos(6n\omega_{res}t+\varphi_{6n})+\sum_{m=0}^{\infty} I_m.cos(6m\omega_s.t+\varphi_m) \quad (1\text{-}13)$$

En utilisant la fonction de commutation S_a(t), le calcul du courant de ligne absorbé par le pont redresseur donne l'expression suivante :

$$i_a(t)=I_1\sum_{k=0}^{\infty} A_{(6k\pm1)}.cos[(6k\pm1).\omega_{res}.t] \\ +\sum_{n=0}^{\infty}\sum_{k=0}^{\infty} A_{(6k\pm1)}\,cos[(6k\pm1)\omega_{res}t]cos[6n\omega_{res}t+\varphi_{6n}] \\ +\sum_{m=0}^{\infty}\left[I_m\sum_{k=0}^{\infty}\frac{A_{6k\pm1}}{2}\begin{pmatrix}cos[((6k\pm1)\omega_{res}-6m\omega_s)t-\varphi_{m,2}]\\+cos[((6k\pm1)\omega_{res}+6m\omega_s)t+\varphi_{m,2}\end{pmatrix}\right] \quad (1\text{-}14)$$

Par conséquent, le courant de ligne contient des composantes harmoniques à $(6k\pm1)\omega_{res}$ et des interharmoniques à $(6k\pm1).\omega_{res}\pm6m\omega_s$ avec m,k=0,1…

II.3.2 Résultats expérimentaux

Nous avons effectué des mesures sur un ensemble variateur de vitesse et machine asynchrone à cage. La fréquence f_{res} représente la fréquence du réseau (50Hz). Et la fréquence f_s représente la fréquence de pilotage de la machine (43Hz). Les mesures ont été prélevées à l'aide d'une centrale d'acquisition (NIPXI) et nous avons enregistré les grandeurs suivantes :

- Tension phase-neutre de la machine asynchrone (sonde de tension différentielle avec un gain de 200)
- Courant de ligne à l'entrée du variateur de vitesse (sonde de courant 10mV/A)

II.3.2.1 Tension phase-neutre de la machine asynchrone

La Fig 1.6 représente l'allure temporelle de la tension phase-neutre de la machine. Son spectre (Fig 1.7) contient les fréquences déterminées à l'aide des fonctions de commutation de l'onduleur ((nN± 2n)f_s). D'une part, il existe une onde de tension à la fréquence fondamentale (f_s=43Hz) et ses harmoniques. La présence de la composante harmonique de rang trois peut s'expliquer soit par la loi de commande de l'onduleur, soit par un déséquilibre au niveau du convertisseur ou de la charge (MAS). Les harmoniques restant représentent des amplitudes moins importantes. Ces derniers ne figurent pas dans l'expression théorique à cause de l'hypothèse simplificatrice sur les courants de sortie du variateur considérés parfaitement sinusoïdaux.

II.3.2.2 Courant de ligne à l'entrée du variateur

La Fig 1.8 représente l'allure temporelle du courant de ligne à l'entrée du variateur. Le spectre de ce courant (Fig 1.9) comporte toutes les composantes fréquentielles déterminées théoriquement. D'une part, les harmoniques de la fréquence du réseau de distribution sont présentes : f_{res}, $3f_{res}$, $5f_{res}$, $7f_{res}$, $11f_{res}$ et $13f_{res}$. D'autre part, les composantes fréquentielles interharmoniques, comme $5f_{res}$+$6f_s$ et $7f_{res}$+$6f_s$ sont présentes mais de niveaux très faibles. Ces courants sont dus à l'existence d'ondulations de courant dans l'étage continu à $6f_s$ comme cela a été rappelé dans la partie théorie.

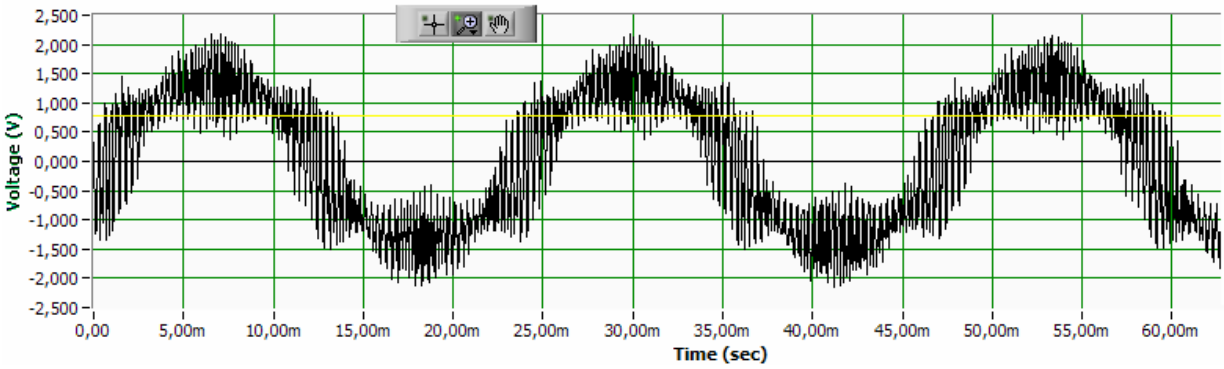


Fig 1.6: Tension phase-neutre de la machine.

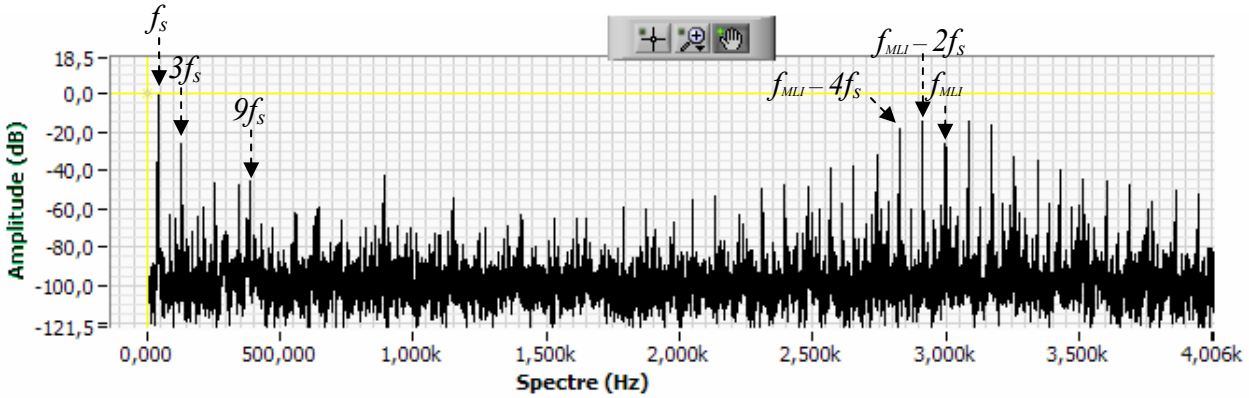


Fig 1.7 : Spectres fréquentiels de la tension phase-neutre prélevée sur la machine.

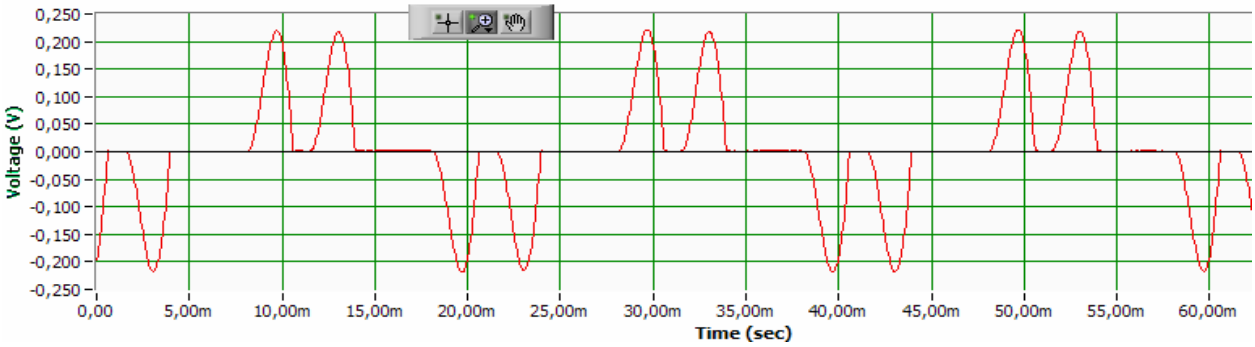


Fig 1.8: Courant de ligne à l'entrée du variateur.

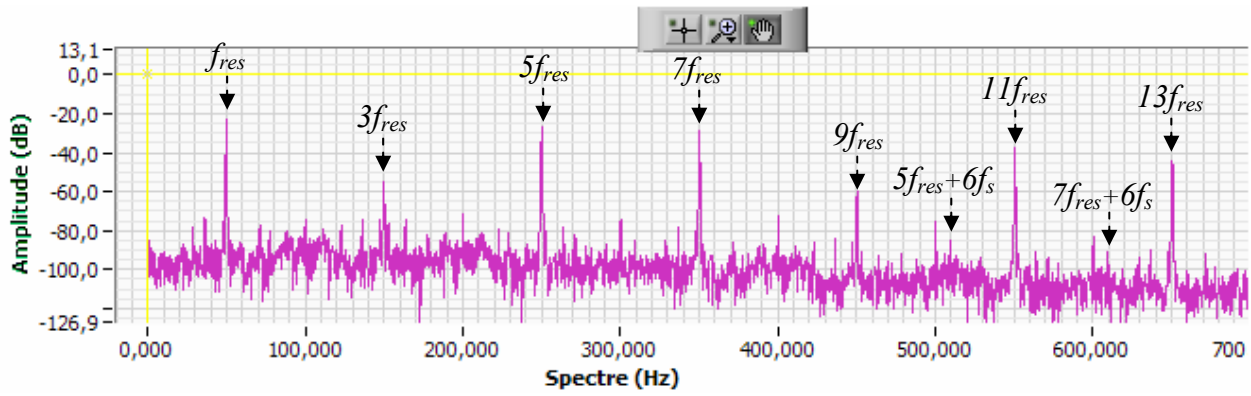


Fig 1.9 : Spectre fréquentiel du courant de ligne à l'entrée du variateur.

II.3.3 Conséquences des harmoniques et des interharmoniques

Les effets des harmoniques sont liés à l'augmentation des valeurs crêtes (claquage diélectrique), efficaces (échauffement supplémentaire) et au spectre fréquentiel (vibrations et fatigue mécanique) des tensions et des courants. Par conséquent, ils

peuvent induire la dégradation des performances des matériels [CT N°199] (Tableau 1.1) et donc engendrer des surcoûts économiques.

Les interharmoniques introduisent quant à eux des perturbations qui se superposent à la forme d'onde de la tension et du courant du réseau. En conséquence, la valeur crête de la tension varie et tout usage de l'électricité, pour lequel cette valeur crête est importante, s'en trouve perturbé. Les récepteurs de télévision, par exemple, peuvent être perturbés, et les dispositifs d'éclairage peuvent subir du papillotement (flicker). L'effet le plus pernicieux est la possibilité d'exciter les fréquences d'anti-résonance des filtres passifs ou des bancs de condensateurs de compensation de facteurs de puissance qui sont connectés au réseau.

Dans ce cadre où les sources génératrices d'harmoniques et d'interhamoniques se multiplient, il est indispensable de modéliser les machines asynchrones de sorte que ces phénomènes soient pris en considération.

Tableau 1.1 : Effets des harmoniques.

Matériels	*Effets*
Moteurs	Pertes et échauffements supplémentaires. Réduction des possibilités d'utilisation à pleine charge. Couple pulsatoire. Nuisances sonores.
Transformateur	Pertes (ohmique - fer) et échauffements supplémentaires. Vibrations mécaniques. Nuisances sonores.
Disjoncteurs	Déclenchements intempestifs
Electronique de puissance	Troubles liés à la forme d'onde (commutation, synchronisation).
Condensateur de puissance	Echauffement, vieillissement prématuré (claquage), résonance

III Modélisation type circuit de la machine asynchrone

La machine asynchrone à cage (Fig 1.10) est largement utilisée dans l'industrie. Sa simplicité de construction en fait un matériel très fiable qui demande peu d'entretien.

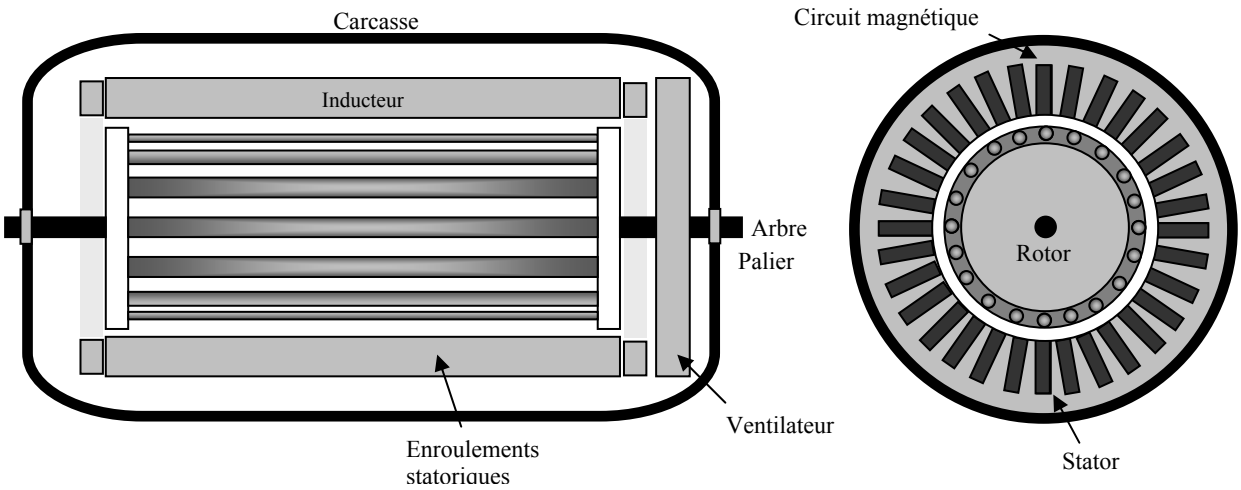


Fig 1.10: Schéma simplifié d'un moteur à cage d'écureuil.

Le moteur asynchrone permet la réalisation d'entraînements à vitesse variable. Cette variation de vitesse peut être réalisée à travers l'utilisation d'un convertisseur de puissance à découpage. Or, comme nous l'avons vu précédemment, ce type de matériel fait partie des sources génératrices d'harmoniques et d'interhamoniques. Il est donc nécessaire de prendre en considération l'effet de la fréquence pour modéliser la machine asynchrone de manière réaliste.

L'objectif de cette partie est de présenter différents modèles fréquentiels de la machine asynchrone à cage. Pour commencer, nous rappelons le modèle classique (modèle au fondamental). Puis, la caractérisation de l'effet de la fréquence sur un conducteur massif est présentée. Ensuite, des modèles de la machine basés sur l'intégration d'une impédance Z d'ordre entier ou non entier au circuit rotorique sont décrits. Enfin, nous proposons un modèle basé sur le principe de la superposition d'un modèle classique pour le fondamental et d'un second modèle représentant l'ensemble des harmoniques.

III.1 Modèle sinusoïdal de la machine asynchrone

Le modèle usuel de la machine asynchrone est basé sur les hypothèses suivantes [Chatelain83] :

- la machine est symétrique et possède un entrefer constant. L'effet des encoches est négligé,
- la répartition spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale,
- le circuit magnétique est non saturé,
- les pertes ferromagnétiques sont négligeables,
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement n'est pas prise en compte.

Les conséquences de ces hypothèses sont :

- l'additivité des flux,
- la constance des inductances,
- la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.

Sur la Fig 1.11, les enroulements (S_1, S_2, S_3) représentent le stator de la machine et les enroulements (R_1, R_2, R_3) représentent le rotor. La position relative instantanée entre les deux axes S_a et R_a est définie par l'angle électrique θ variable en fonction du temps.

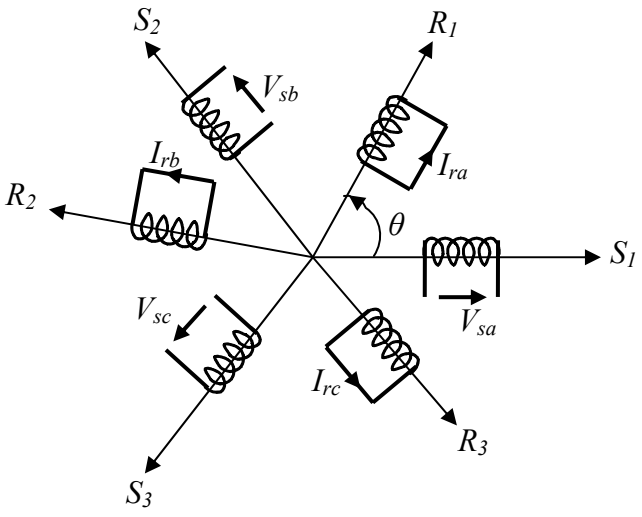


Fig 1.11: Représentation des enroulements de la MAS triphasée dans l'espace électrique.

Les enroulements de la machine asynchrone sont représentés par les paramètres suivants :

- R_s et L_s (R_r et L_r) sont respectivement la résistance et l'inductance propre statoriques (rotoriques) par phase.
- M_s (M_r) est la mutuelle inductance entre deux phases du stator (rotor).
- M_{sr} est la mutuelle inductance entre une phase statorique et une phase rotorique.

La relation entre les flux et les courants dans les enroulements présentés dans la Fig 1.11 peut être donnée dans le repère « abc » par les équations (1-15) et (1-16) :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \tag{1-15}$$

Et

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \tag{1-16}$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, \qquad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

Et

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

Les équations électriques peuvent être déduites pour l'ensemble des phases :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \tag{1-17}$$

et

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \tag{1-18}$$

Finalement, pour la phase « a », il est possible d'écrire :

$$\underline{V_{sa}} = R_s \underline{I_s} + j\omega_s (L_s - M_s)\underline{I_s} + j\frac{3}{2}\omega_s M_{rs} \underline{I_r'} \tag{1-19}$$

$$\underline{V_{ra}} = R_r \underline{I_r} + j\omega_r (L_r - M_r)\underline{I_r} + j\frac{3}{2}\omega_r M_{rs} \underline{I_s'} = 0$$

Avec

I_r' : Courant fictif de valeur efficace I_r mais de fréquence f_s.
I_s' : Courant fictif de valeur efficace I_s mais de fréquence f_r.

Si les transformations suivantes sont opérées :

$L_1 = L_s\text{-}M_s$: Inductance cyclique statorique de la machine.
$L_2 = L_r\text{-}M_r$: Inductance cyclique rotorique de la machine.
$M = \frac{3}{2} M_{rs}$: Inductance mutuelle cyclique stator-rotor de la machine.
g : le glissement.

Il est possible d'établir des modèles monophasés équivalents. Soit :

$$\underline{V_{sa}} = R_s \underline{I_s} + j\omega_s L_1 \underline{I_s} + j\omega_s M \underline{I_r'} \tag{1-20}$$

$$V_{ra} = 0 = R_r \underline{I_r} + j\omega_r L_2 \underline{I_r} + j\omega_r M \underline{I_s'}$$

Comme $\omega_r = g\omega_s$, les équations (1-20) peuvent s'écrire :

$$\underline{V_{sa}} = R_s \underline{I_s} + j\omega_s L_1 \underline{I_s} + j\omega_s M \underline{I_r'} \tag{1-21}$$

$$0 = \frac{R_r}{g} \underline{I_r} + j\omega_s L_2 \underline{I_r} + j\omega_s M \underline{I_s'}$$

Ce système d'équations de tensions (1-21) permet la construction du schéma électrique équivalent de type transformateur présenté dans la Fig 1.12.

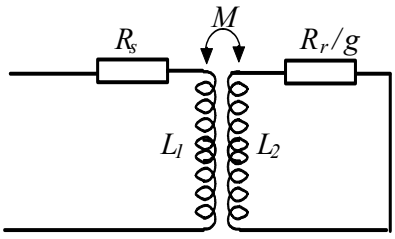


Fig 1.12: Modèle type transformateur de la machine asynchrone.

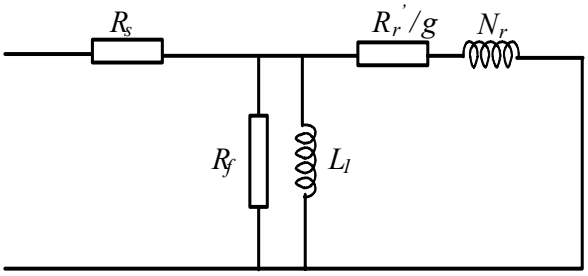


Fig 1.13: Modèle monophasé de la machine asynchrone ramené au stator.

Dans le modèle (Fig 1.12), le circuit magnétique est considéré sans pertes, ce qui n'est pas réellement le cas. Le modèle à fuites secondaires avec l'ensemble ramené au stator est le plus fréquent dans la littérature car il comporte des éléments qui peuvent être identifiés à l'aide d'essais classiques. Pour rendre compte des pertes fer, on ajoute dans ce modèle une résistance fictive R_f en parallèle avec l'inductance statorique. Le modèle devient alors celui de la Fig 1.13 :

Avec :

$N_r = \left(\frac{L_1}{M}\right)^2 \sigma L_2$: Inductance de fuite rotorique ramenée au stator.

$R_r' = \left(\frac{L_1}{M}\right)^2 R_r$: Résistance rotorique ramenée au stator.

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_1 L_2}$: Coefficient de dispersion.

Le modèle classique (au sens du fondamental) que nous venons de présenter est abondamment utilisé comme modèle de référence. Néanmoins, dans les hypothèses de sa construction, l'effet de la fréquence n'est pas pris en considération ce qui exclut son

utilisation en vue de la prévision des effets fréquentiels. Dans ce qui suit, nous nous intéressons aux modèles qui prennent en compte l'effet de la fréquence.

III.2 Modèles fréquentiels

Plusieurs études ont montré que la modélisation par circuits équivalents généralisés est nécessaire pour la simulation en vue de l'étude des régimes harmoniques [Viarouge95], [Kabbaj97], [Sudhoff02].
Les schémas équivalents prenant en compte les phénomènes fréquentiels peuvent être soit des modèles de comportement, soit des modèles de connaissance.

- Modèle de comportement

C'est un schéma qui reproduit les phénomènes observés, peu importe la pertinence physique et l'outil utilisé (circuit, expression, fonction de transfert,...)[Atarod92], [Vermaelen03].

- Modèle de connaissance

C'est un modèle qui tient compte de la physique et de la géométrie de la machine et ceci afin d'associer tel phénomène physique à tel paramètre du schéma équivalent. Ce sont les lois régissant l'électromagnétisme qui sont utilisées pour décrire le fonctionnement des machines. Ces modèles sont divers et peuvent varier en complexité et/ou en précision selon la méthode de modélisation utilisée [Sahraoui94], [Nabeta94]. Nous ne les citerons pas tous mais nous pouvons rappeler les plus populaires dont ceux basés sur :

- La méthode des éléments finis (résolution des équations de Maxwell).
- La méthode des réseaux de perméance.
- La méthode des circuits électriques magnétiquement couplés.

Dans notre étude, nous nous intéressons à un modèle simple et suffisamment précis qui permettrait de représenter le comportement électrique et fréquentiel de la machine asynchrone sans passer par la simulation par éléments finis connue pour être longue et coûteuse en calculs. Le type de modèle qui nous intéresse s'inscrit donc dans la catégorie de la modélisation comportementale de type circuit.

Dans un premier temps, nous présenterons les effets de la fréquence sur un conducteur massif rectangulaire lorsque celui ci est parcouru par un courant sinusoïdal. Puis, cette approche sera généralisée à la machine asynchrone à cage, en considérant son modèle usuel et l'évolution de ses paramètres selon la fréquence d'alimentation de la machine.

III.2.1 Modélisation d'un conducteur massif

Lorsqu'un conducteur massif (Fig 1.14) est parcouru par un courant sinusoïdal, la densité du courant dans ce conducteur est non uniforme sur sa section. L'augmentation de la résistance et la diminution de l'inductance équivalente du conducteur lorsque la fréquence augmente est la conséquence directe de ce phénomène nommé effet de peau [Alger70], [Zhu90], [Zaninelli92].

h est la hauteur du conducteur massif [m].
l est la longueur du conducteur massif [m].
a est la largeur du conducteur massif [m].

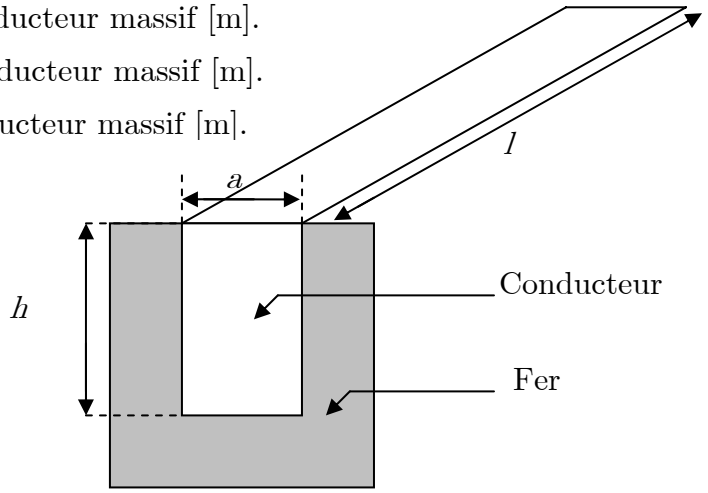


Fig 1.14: Schéma d'une barre rectangulaire.

En effet, à partir des équations de Maxwell et des hypothèses simplificatrices suivantes :

- le régime est quasi stationnaire,
- les effets de bord dans les conducteurs sont négligés,
- la perméabilité du fer est considérée infinie.

Les expressions équivalentes de la résistance " R " et de l'inductance " L " d'un conducteur massif s'écrivent :

$$R = \frac{\xi}{\sigma a h}\frac{sinh(2\xi)+sin(2\xi)}{cosh(2\xi)-cos(2\xi)} \tag{1-22}$$

$$L = \frac{\mu_0 l h}{3a\xi}\frac{sinh(2\xi)-sin(2\xi)}{cosh(2\xi)-cos(2\xi)} \tag{1-23}$$

La grandeur $\xi = \frac{h}{\delta}$ est le rapport entre la hauteur du conducteur massif et la profondeur de pénétration avec $\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}}$. Elle est appelée hauteur virtuelle du conducteur [Chatelain83].

μ_0 est la perméabilité du vide ($4\pi 10^{-7}$ H/m).
σ est la conductivité du conducteur massif [S/m].

Pour une barre en aluminium dont les caractéristiques sont :

- conductivité $\sigma = 34\ 10^6$ S/m.
- longueur $l = 1$m,
- largeur a = 5mm,
- hauteur h=50mm,

La Fig 1.15 représente l'évolution de la résistance du conducteur massif " R " (1-22) et son approximation par la grandeur $k_1\sqrt{f}$ pour une gamme de fréquence allant de 0 à 1kHz. Nous remarquons que les allures sont confondues. La résistance " R " a effectivement un comportement asymptotique en $\sqrt{f}$.

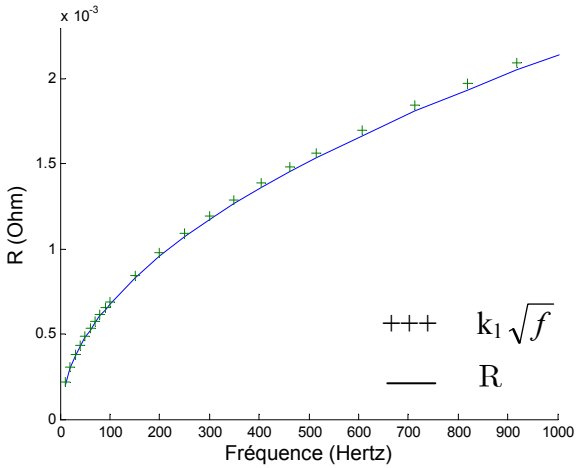


Fig 1.15: Effet de la fréquence sur la résistance d'un conducteur massif.

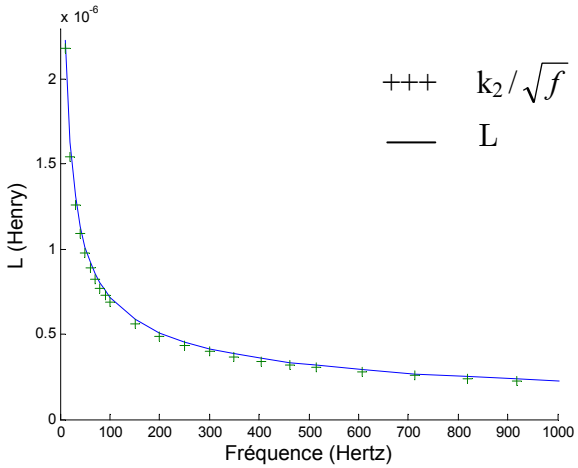


Fig 1.16: Effet de la fréquence sur l'inductance d'un conducteur massif.

La Fig 1.16 représente l'évolution de l'inductance du conducteur massif " L " (1-23) et son approximation par la grandeur $k_2/\sqrt{f}$ pour une gamme de fréquence allant de 0 à 1kHz. L'inductance " L " a bien un comportement asymptotique en $1/\sqrt{f}$.
Lorsque la fréquence augmente, l'expression de la résistance (1-22) et de l'inductance (1-23) peuvent être simplifiées comme en (1-24) et (1-25) :

$$R(\xi) = \xi \frac{\rho l}{ah} tanh(2\xi) \tag{1-24}$$

$$L(\xi) = \frac{3}{2\xi} \frac{\mu_0 lh}{3a} tanh(2\xi) \tag{1-25}$$

avec $\xi = h\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}$

L'approche de la modélisation repose alors sur la décomposition de la fonction tangente hyperbolique soit en une série de Foster soit en une fraction continue [Riu01], [Tarasiewicz93].

Développement en série de Foster	*Développement en fraction continue*
$\tanh(x) = 2x\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{x^2 + \left[\frac{\pi(2k-1)}{2}\right]^2}$	$\tanh(x) = \cfrac{x}{1 + \cfrac{x^2}{3 + \cfrac{x^2}{5 + ...}}}$

Dans le cas d'une décomposition en série de Foster, la barre est modélisée par une infinité de circuits (R-L) série connectés en parallèle (Fig 1.17 (a)). Dans le cas d'une décomposition en fraction continue, la barre est modélisée par des circuits (R-L) en échelle (Fig 1.17 (b)).
Le principal problème de ces approches est le choix de l'ordre du système qui dépend de la précision désirée.

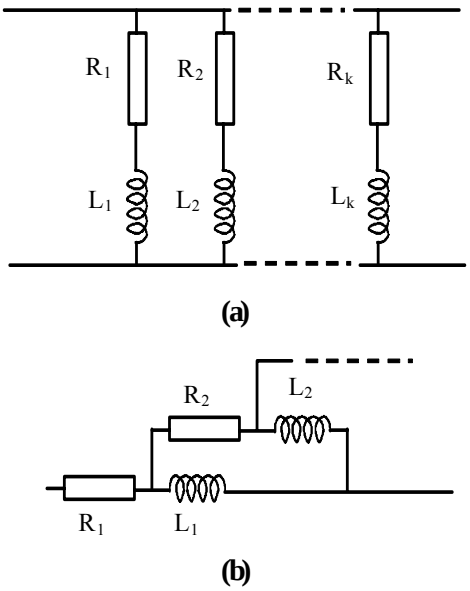


Fig 1.17: Schéma équivalent d'un conducteur massif selon la décomposition : a) en série de Foster, b) en fraction continue.

III.2.2 Modélisation fréquentielle de la machine asynchrone à cage

Plusieurs types de modèles permettent de prendre en considération l'effet de la fréquence dans une machine asynchrone. Nous nous proposons de présenter quelques modèles existant dans la littérature. Ces modèles sont basés sur la modélisation du conducteur massif soit par une impédance d'ordre entier (réseau de résistance et d'inductance, partie III.2.1) [Alwash95], [Smith96], soit par une impédance d'ordre non entier [Kamwa94], [Canat03], [Kabbaj97].

III.2.2.1 Modèles d'ordre entier de la machine asynchrone

Ces modèles reprennent la modélisation classique de la machine asynchrone en remplaçant les conducteurs du circuit rotorique par des réseaux R_L (Fig 1.18 et Fig 1.19) représentant le conducteur massif [Kabbaj97], [Klingshirn70].

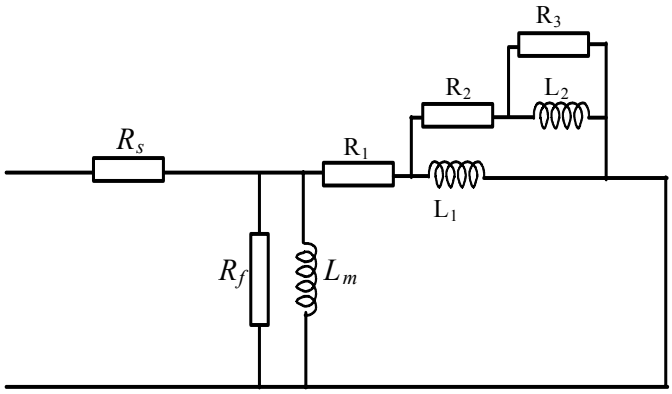


Fig 1.18: Modèle en fraction continue de la machine asynchrone.

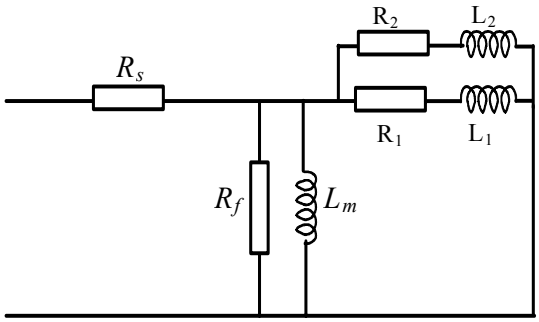


Fig 1.19: Modèle en série de Foster de la machine asynchrone.

Ces deux modèles augmentent l'ordre du système afin de prendre en compte la non linéarité associée aux effets de la fréquence. La détermination des paramètres du modèle s'effectue soit à l'aide de l'information géométrique des barres soit par des essais à fréquence variable.

Dans [Vermaelen03], [Benakba05], l'effet de peau est supposé présent dans le stator et dans le rotor, c'est pourquoi, il est modélisé dans les deux parties du circuit. L'impédance qui représente la magnétisation du circuit magnétique et les pertes fer est considérée par principe non sujette à l'effet de peau. Le modèle monophasé en fraction continue de la machine asynchrone devient celui de la Fig 1.20.

Dans le travail de [Vermaelen03] le domaine de fréquence étudié est plus important que celui qui nous intéresse [100Hz, 1MHz]. Or, les fréquences importantes accentuent l'effet de peau et de proximité dans les bobinages stator et ceci même pour des conducteurs de faible dimension (machine de petite puissance).

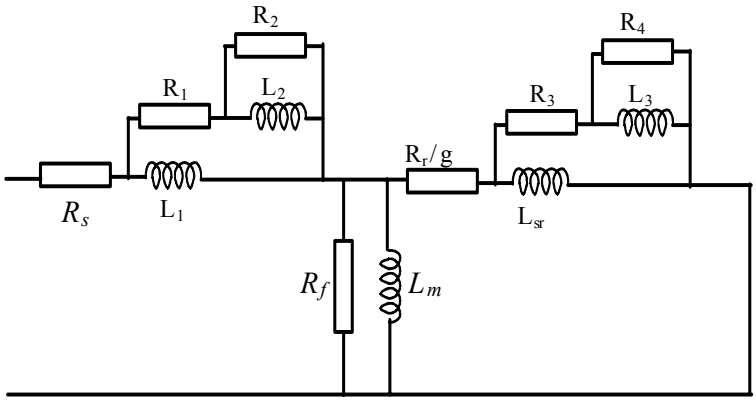


Fig 1.20: Modèle de la machine asynchrone avec effet de peau au stator et au rotor (Modèle en échelle).

III.2.2.2 Modèles d'ordre non entier de la machine asynchrone

L'application au génie électrique de la dérivation d'ordre non entier a été lancée en parallèle par les laboratoires LAII (Poitiers), LEEI (Toulouse) et LEG (Grenoble).
Au LAII, les travaux ont été menés dans le cadre de la modélisation et de l'identification des systèmes d'ordre non entier [Lin01], [Benchellal05]. La contribution de ce travail repose sur la définition d'un opérateur d'intégration d'ordre non entier à fréquence bornée.
Au LEEI, un premier travail sur une barre du rotor seule a montré que la modélisation d'ordre non entier libre permet de bien rendre compte de l'effet de la fréquence sur l'impédance d'un conducteur massif [Khaorapapong01]. Dans la continuité de ce travail, une deuxième étude a été lancée sur l'élaboration d'un modèle complet de la machine asynchrone incluant une représentation d'ordre non entier du rotor [Canat05] (Fig 1.21).

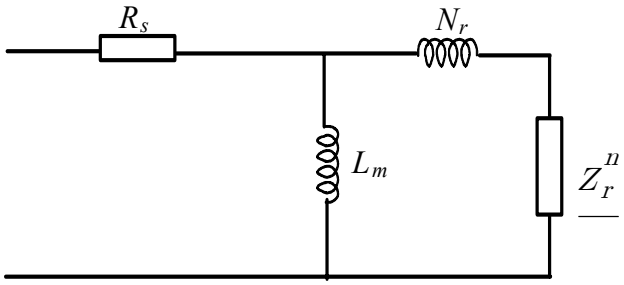


Fig 1.21: Schéma électrique avec prise en compte d'un ordre non entier.

D'après ce dernier auteur, l'impédance d'ordre fractionnaire $\underline{Z}^{n}_{r}$ peut être explicite ou implicite :

L'impédance explicite : $\underline{Z_r^n} = R_0\left(1+\left(\frac{p}{\omega_n}\right)^n\right)$ avec $p = j\omega$

L'impédance implicite : $\underline{Z_r^n} = R_0\left(1+\left(\frac{p}{\omega_n}\right)\right)^n$

Dans ce travail [Canat03], une étude expérimentale fréquentielle et temporelle a été réalisée pour confirmer les apports théoriques. Cependant, la comparaison temporelle et fréquentielle des courants absorbés par la machine asynchrone n'a pas été abordée et la méthode d'identification expérimentale ainsi que le choix des paramètres de l'excitation harmonique n'ont pas été discutés.

Au LEG, la modélisation d'ordre fractionnaire des machines électriques (asynchrone et synchrone) a été entamée par [Riu01] avec la proposition d'un modèle d'ordre ½. L'approche considère que l'impédance du conducteur massif varie comme la racine carrée de la fréquence. Cette représentation sur la machine asynchrone a abouti au schéma électrique de la Fig 1.22.

Le stator est modélisé par une résistance R_s. Le circuit magnétique étant feuilleté, l'inductance magnétisante L_m est supposée constante. La part de l'impédance du rotor non influencée par l'effet de peau est modélisée par une inductance de fuite N_r.

$Z_0^{1/2}$ est l'impédance d'ordre ½ de type résistif modélisant l'effet de peau dans les barres de la cage d'écureuil.

$$Z_0^{1/2} = R_0\sqrt{1+j\frac{\omega}{\omega_0}} \quad \text{avec } \omega_0 = \frac{\rho}{\mu h^2} \text{ et } R_0 = \frac{\rho l}{ah}$$

ρ est la résistivité du matériau et l est la longueur d'une barre de la cage rotorique de largeur a et de hauteur h.

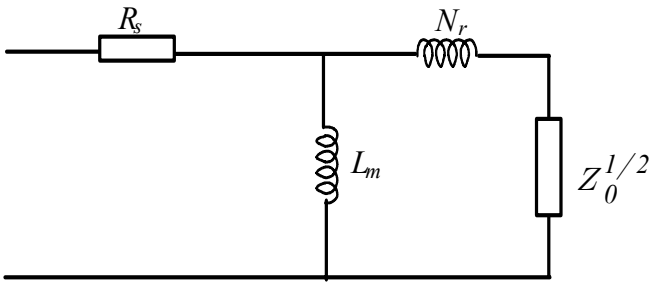


Fig 1.22: Schéma équivalent d'ordre ½ de la machine asynchrone.

L'objectif du travail de [Riu01] a été d'établir un modèle de connaissance des machines électriques sur une gamme de fréquence allant jusqu'à 1kHz avec un nombre minimal de paramètres. La comparaison temporelle du courant de ligne issu d'un modèle d'ordre ½ (Fig 1.22) et d'un système d'ordre entier (modèle avec R_L en échelle) (Fig 1.17) a montré qu'il était plus avantageux de choisir un système d'ordre entier. La comparaison des courants de ligne entre l'expérimentation et les deux modèles n'a pas été abordée pour la machine en fonctionnement.

III.2.2.3 Modèle basé sur le principe des circuits harmoniques

Le but de cette partie est de proposer un modèle fréquentiel simple de type circuit de la machine asynchrone afin de pouvoir reproduire par simulation le courant de ligne de la machine avec l'essentiel de son contenu spectral et ceci de la manière la plus fidèle possible.

Les harmoniques du courant de ligne de la machine asynchrone ont plusieurs origines possibles :

- les harmoniques qui sont la conséquence d'une alimentation non purement sinusoïdale (convertisseur statique, réseau,…). Ces composantes sont appelées harmoniques de temps [Ramdani].
- les harmoniques dus à la construction de la machine (bobinage, encoche,…) appelés harmoniques d'espace [Mezani04].
- Les harmoniques dus à la saturation magnétique.

Ainsi, les spectres des courants de ligne peuvent contenir des rangs harmoniques dus à la combinaison des trois sources de perturbations harmoniques.

Les travaux effectués sur la modélisation des machines en tenant compte des harmoniques d'espaces proposent un modèle composé d'un circuit équivalent par composante harmonique [Alger70], [Poloujadoff87] et [Mezani04]. Le principe de superposition est utilisé pour considérer que le champ total est la somme des champs harmoniques. Pour chaque composante harmonique, la machine peut être modélisée par un circuit linéaire à constantes localisées dont les valeurs dépendent du point fréquentiel considéré. Le courant statorique résultant est alors obtenu par sommation des différentes composantes harmoniques. Des formules analytiques approchées, relativement empiriques, sont établies par divers auteurs [Alger70], [Poloujadoff87] afin de déterminer les différents éléments du schéma équivalent de la Fig 1.23.

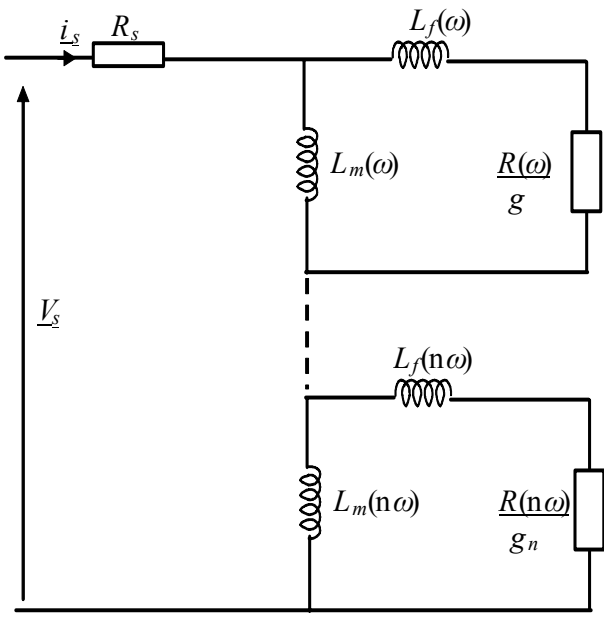


Fig 1.23: Schéma équivalent par phase incluant différents harmoniques d'espace.

Sous le couvert de ce même principe de superposition, nous proposons un modèle qui prend en compte l'influence des différents harmoniques provenant de la source d'alimentation. Dans notre approche, nous considérons un modèle valable pour une alimentation en tension ne contenant que le fondamental et un modèle harmonique pour une source harmonique (Fig 1.24). La superposition des courants résultant représente le courant de ligne de la machine. Ce principe induit un découplage entre les régimes fondamental et harmonique. Cette séparation est bénéfique car elle permet d'éliminer l'influence du modèle harmonique sur le modèle classique lors d'un fonctionnement au régime fondamental. De plus, dans la pratique, les essais d'identification des deux régimes fondamental et harmonique se font le plus souvent de manière totalement dissociée ce qui facilite l'identification des modèles proposés. Ce type de modèle suppose que lors d'une alimentation purement sinusoïdale, le modèle harmonique n'est pas utilisé et par conséquence les harmoniques d'espace ou ceux liés à la saturation magnétique ne sont pas pris en considération. Ce cas de figure n'est pas fréquent dans la réalité car le réseau n'est pas parfait et comporte toujours des perturbations harmoniques.

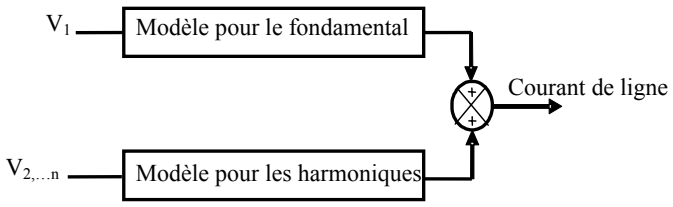


Fig 1.24: Principe de superposition des modèles.

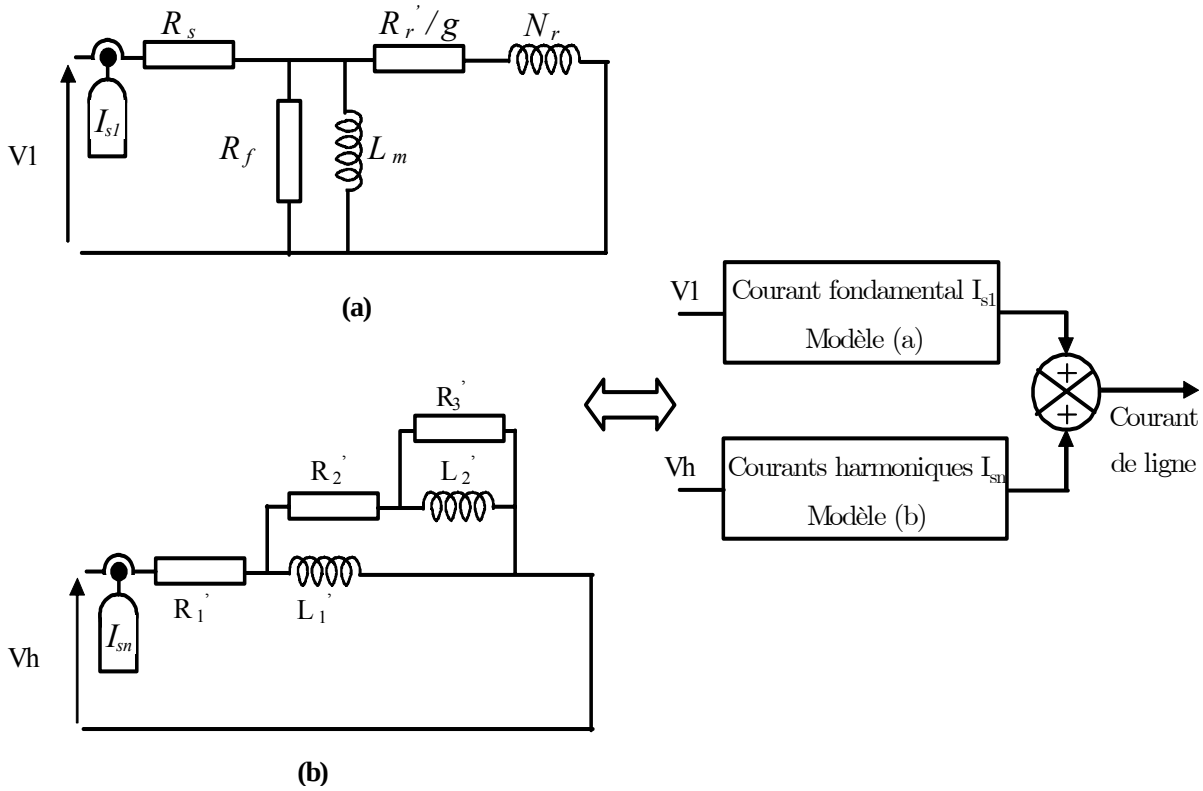


Fig 1.25: Modèle au fondamental (a) et modèle harmonique (b) de la machine asynchrone.

Pour le fondamental, nous proposons le modèle classique monophasé de la machine asynchrone (Fig 1.25_a). Quant au modèle représentant les harmoniques, nous nous sommes basés sur la modélisation d'un conducteur massif (paragraphe III.2.1) et nous choisissons le modèle à base de cellules R_L en échelle (Fig 1.25_b).

Les paramètres du modèle classique peuvent être identifiés à l'aide des essais habituels (à vide et en court circuit). Par contre, l'identification des paramètres du modèle harmonique nécessite la mise en œuvre d'essais spécifiques et suffisamment informatifs. De plus, un algorithme d'identification efficace doit être utilisée pour déduire les paramètres à partir des mesures réalisées.

IV Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons situé notre travail dans le vaste domaine de la CEM. Notre étude s'intéresse à la modélisation fréquentielle de la machine asynchrone pour la reproduction des phénomènes électriques harmoniques et interharmoniques basses fréquences. Nous avons mis en exergue les origines diverses de ces perturbations ainsi que les différentes conséquences néfastes qu'ils peuvent avoir.

Pour prendre en considération de manière réaliste la propagation des perturbations conduites basses fréquences (harmoniques, interharmoniques) dans les réseaux électriques, il nous a paru nécessaire de prendre en compte ces phénomènes dans la modélisation des machines asynchrones qui se trouvent au cœur de ces réseaux.

Dans ce cadre, nous nous sommes concentrés sur le cas d'un variateur de vitesse habituellement employé pour alimenter les machines asynchrones, pour lequel nous avons décrit le mécanisme de génération d'harmoniques et d'interharmoniques.

Pour représenter le comportement de la machine, deux modèles principaux issus de la littérature ont été présentés. Le premier est le modèle d'ordre entier et le deuxième est d'ordre non entier. Nous avons également proposé un modèle basé sur le principe de superposition et inspiré des travaux réalisés sur la modélisation de la MAS avec la prise on considération des harmoniques d'espace.

L'intérêt de tous ces modèles est de représenter l'effet de la fréquence sur une certaine gamme avec des avantages et des inconvénients liés à leur précision et leur facilité de mise en oeuvre. Or, leur comparaison nécessite de confronter leurs performances en simulation avec les mesures expérimentales. La première étape vers la simulation consiste en l'identification des paramètres des modèles. Nous nous intéresserons donc aux méthodes de mesure en vue de l'identification dans le chapitre 2.

Chapitre 2

Méthodes de mesure en vue de l'identification paramétrique des modèles fréquentiels de la machine asynchrone

I Introduction

Nous avons présenté dans le chapitre 1 des modèles fréquentiels de la machine asynchrone issus de la littérature et un modèle harmonique de type circuit a été proposé. Afin d'être en mesure de comparer la précision et les performances de ces modèles en simulation, nous nous intéressons dans ce chapitre aux méthodes de mesure en vue de l'identification de leurs paramètres.

Dans la littérature [Vermaelen03], [Std115], [Canat03], [Dedene03], plusieurs tests sont utilisés pour caractériser le comportement fréquentiel de la machine asynchrone. Ils sont appelés essais à excitation harmonique et sont souvent réalisés à rotor bloqué. Dans ce chapitre, nous présentons les essais usuels nécessaires à l'identification du modèle classique monophasé correspondant à la fréquence fondamentale. Puis nous comparons différents essais fréquentiels que nous exploitons pour l'identification paramétrique. Le premier essai fréquentiel consiste à imposer une tension sinusoïdale d'amplitude constante et de fréquence variable. Le deuxième test est la méthode SSFR (StandStill Frequency Response) qui consiste à appliquer un rapport tension-fréquence constant. Enfin, le troisième essai est basé sur l'injection d'un courant sinusoïdal avec une composante continue pour augmenter le flux magnétique dans la machine. Chaque essai est décrit puis sa pertinence est discutée par rapport à sa représentativité du comportement de la machine.

II Description du banc d'essais expérimental

Pour réaliser tous les essais expérimentaux, un banc d'essais a été mis en place. Il est constitué d'un variateur de vitesse industriel (UNIDRIVE SP 8T) monté dans un coffret avec les principaux équipements auxiliaires : sectionneur, disjoncteur, transformateur de commande,… (Fig 2.1) et d'une machine asynchrone à cage de type LSMV132 (Leroy Somer) dont les caractéristiques sont : U = 400V, I = 10.9A, P = 5.5kW, N= 1460tr/min, cosφ = 0.86. La puissance de cette machine industrielle a été choisie de sorte qu'elle soit exploitable dans le réseau électrique ilôté qui doit être réalisé au laboratoire.

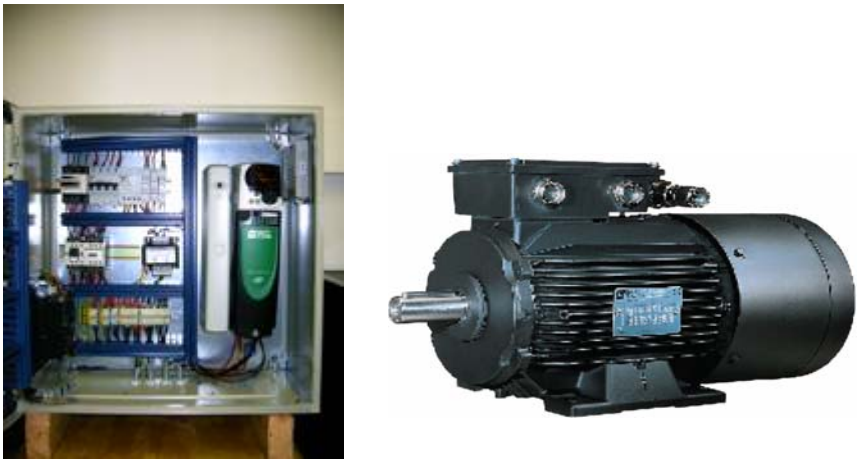


Fig 2.1 : Ensemble variateur de vitesse-machine asynchrone.

La réalisation des différents essais a nécessité le choix de dispositifs d'alimentation et de mesure adaptés.

Une source de tension triphasée :

C'est une source de puissance alternative de la série SmartWave (SW5250). Elle permet de générer simultanément trois formes d'ondes complexes et indépendantes. Les caractéristiques de cette source sont données dans le Tableau 2.1. Elle offre une grande précision et permet de nous affranchir des bruits issus d'une simple structure à base d'onduleur contrôlé.

Fig 2.2 : La source de tension triphasée.

Tableau 2.1 : Caractéristiques de la source de tension triphasée.

		Précision
Puissance de sortie	1750VA par phase,	
Tension de sortie	En AC de 0 à 156V En DC de 0 à 312V	±0.1% jusqu'à 1kHz. Au dessus de 1kHz, ajouter 0.2% par kHz
Courant de sortie par phase	En AC 13A à 135V En DC 6.5A à 270V	
Plage de fréquence de sortie	40Hz à 5kHz.	±0.01%

Un hacheur de tension :

La source triphasée décrite précédemment contient des dispositifs de protection qui empêchent l'injection de courant alternatif avec une composante continue aux bornes d'une phase de la machine. De ce fait, une autre solution a été adoptée pour les essais de ce type. Cette dernière se base sur un hacheur de tension dont le courant de sortie est régulé (Fig 2.3). Le pont hacheur utilisé est un convertisseur de puissance modulaire réalisé à Polytech Nantes au département de génie électrique.

Les interrupteurs qui constituent ce pont hacheur sont commandables à l'ouverture et à la fermeture. Il s'agit d'interrupteurs de puissance mettant en œuvre des IGBT (G4P40UD, 1200V, 16A) de fréquence de commutation limitée à 40kHz. La commande rapprochée de l'IGBT a été conçue pour une fréquence maximum de commutation de 10kHz. Le pont contient également des fusibles (10A) pour la protection des interrupteurs et de l'électronique de commande rapprochée.

Grâce à ce dispositif, il est possible d'asservir un courant sinusoıdal I_{ac} à fréquence variable autour d'un point de fonctionnement continu (I_{dc}). La régulation utilise un modulateur régulateur de courant (MRC) développé au sein du laboratoire. Cette technique de modulation combine deux structures. La première est relative au fonctionnement en basses fréquences permettant la régulation du courant et la deuxième

concerne le comportement en hautes fréquences. Cette dernière permet le contrôle de la fréquence maximale de commutation des interrupteurs par la mise en oscillation volontaire du système [Le Claire99].

Un wattmètre monophasé :

C'est un analyseur de puissance de précision (modèle 104B Infratek) qui mesure et calcule simultanément 16 grandeurs. Le courant et la tension d'entrée sont isolés galvaniquement. Il permet également de calculer le module de l'impédance équivalente et sa partie réelle. Ses principales caractéristiques sont résumées dans le Tableau 2.2.

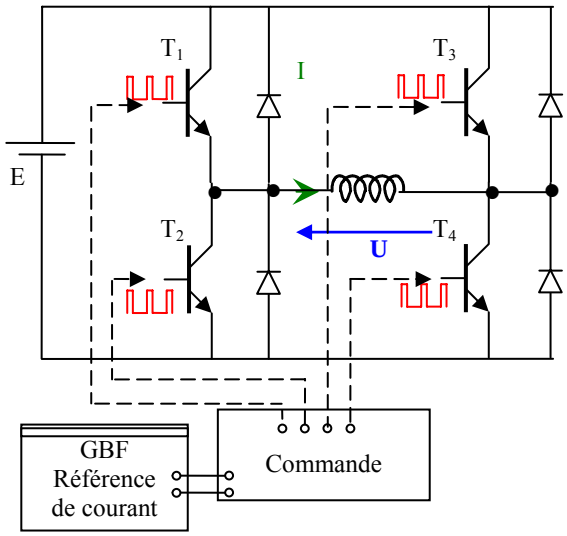


Fig 2.3 : Le dispositif d'excitation harmonique de la machine asynchrone.

Tableau 2.2 : Caractéristiques du wattmètre monophasé.

		Précision
Gamme de puissance	4mW - 60kW	±0.1%
Gamme de tension	Jusqu'a $1000V_{eff}$	±0.1%
Gamme de courant	2mA - 60A	±0.1%
Gamme de fréquence	DC ; 15Hz -200kHz	

III Essais classiques en vue de l'identification de la MAS

Trois essais sont nécessaires pour identifier les paramètres du modèle classique de la machine asynchrone (Fig 2.4).

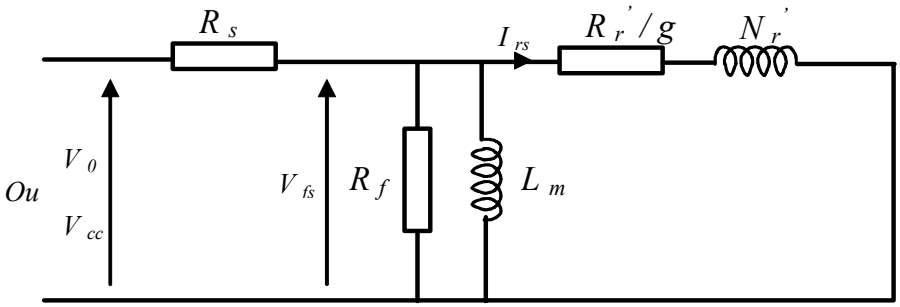


Fig 2.4 : Modèle classique monophasé de la machine asynchrone

III.1 Essai en continu

Cet essai en continu entre deux phases sous la tension V_{dc} et le courant I_{dc} permet de mesurer la résistance statorique R_s par phase (Tableau 2.5). Pour une alimentation entre deux phases (machine en étoile), la résistance en continu est:

$$R_s = \frac{V_{dc}}{2I_{dc}} \tag{2-1}$$

III.2 Essai à vide

L'essai à vide, à la fréquence fondamentale (50Hz), représente un fonctionnement proche de la vitesse de synchronisme g=0. Il permet de calculer la résistance représentant les pertes dans le fer R_f et l'inductance magnétisante L_m par :

$$\begin{aligned} R_f &= \frac{(V_0 - R_s I_0 \cos(\varphi_0))^2 + (R_s I_0 \sin(\varphi_0))^2}{P_0 - R_s {I_0}^2} \\ L_m &= \frac{(V_0 - R_s I_0 \cos(\varphi_0))^2 + (R_s I_0 \sin(\varphi_0))^2}{Q_0} \end{aligned} \tag{2-2}$$

V_0, I_0 : Tension et courant par phase à vide.

P_0, Q_0 : Puissance active et réactive par phase à vide.

$$\varphi_0 = tan^{-1}\left(\frac{P_0}{Q_0}\right)$$

III.3 Essai à rotor bloqué

Cet essai sert à déterminer la résistance du rotor ($R_r^{'}$) et la réactance de fuite totale ($N_r^{'}$). La première étape consiste à calculer les pertes Joule du stator (P_{js}), les pertes fer (P_{fs}) et la puissance transmise au rotor (P_T) par phase.

$$P_{js} = R_s I_{cc}^2 \tag{2-3}$$

$$P_{fs} = \frac{(V_{fs})^2}{R_f} = \frac{(V_{cc} - R_s I_{cc}\, cos(\varphi_{cc}))^2 + (R_s I_{cc}\, sin(\varphi_{cc}))^2}{R_f} \tag{2-4}$$

$$P_T = P_{cc} - P_{js} - P_{fs} \tag{2-5}$$

$$Q_T = Q_{cc} - \frac{(V_{fs})^2}{L_m \omega_{cc}} \tag{2-6}$$

V_{cc}, I_{cc} : Tension et courant par phase à rotor bloqué.

P_{cc}, Q_{cc} : Puissance active et réactive par phase à rotor bloqué.

$$\varphi_{cc} = tan^{-1}\left(\frac{P_{cc}}{Q_{cc}}\right)$$

Ensuite, le courant rotorique I_{rs} peut être calculé :

$$I_{rs} = \frac{\sqrt{P_T^2 + Q_T^2}}{V_{fs}} \tag{2-7}$$

Enfin, les deux paramètres $R_r^{'}$ *et* $N_r^{'}$ peuvent en être déduits :

$$R_r^{'} = \frac{P_T}{I_{rs}^2} \tag{2-8}$$

$$N_r^{'} = \frac{Q_T}{(I_{rs}^2 \omega_{cc})} \tag{2-9}$$

Les Tableaux 2.3 et 2.4 représentent les mesures relevées lors des essais à vide et à rotor bloqué. Le Tableau 2.5 regroupe les paramètres identifiés pour le modèle classique de la machine asynchrone.

Tableau 2.3 : Grandeurs relevées lors de l'essai à vide.

V_0 (V)	I_0 (A)	P_0 (W)	Q_0 (VAR)	φ_0 (degré)
230.7	*5.44*	*274*	*1226*	*77.4*

Tableau 2.4 : Grandeurs relevées lors de l'essai à rotor bloqué.

V_{cc} (V)	I_{cc} (A)	P_{cc} (W)	Q_{cc} (VAR)	φ_{cc} (degré)
43.2	*10.85*	*210*	*414.8*	*63.6*

Tableau 2.5 : Paramètres identifiés pour le modèle classique.

R_s (Ω)	$N_r^{'}$(mH)	$R_r^{'}$(Ω)	L_m(mH)	R_f(Ω)
0.85	12.5	1.06	137	212.1

IV Essais fréquentiels en vue de l'identification de la MAS

Pour décrire le comportement fréquentiel d'une machine, il est préférable d'utiliser une approche fréquentielle plutôt qu'une approche temporelle [Dandeno74]. En effet, l'approche fréquentielle est d'une part généralement moins contraignante et présente moins de risques pour la machine lors de sa mise en œuvre par rapport à des réponses temporelles (réponse à un échelon). D'autre part, l'essai est moins sensible aux bruits de mesure puisque les signaux sinusoïdaux sont faciles à décorréler du bruit et il permet l'identification des systèmes d'ordres élevés. Dans ce qui suit, nous présentons des essais fréquentiels permettant de caractériser l'impédance équivalente de la machine en fonction de la fréquence ($\mathcal{Z}(f)$)

IV.1 Essais à tension constante et à fréquence variable

IV.1.1Présentation des mesures

Ces tests sont réalisés à rotor bloqué en imposant au stator, une tension sinusoïdale réduite d'amplitude fixe et de fréquence variable [Vermaelen03]. Avant de réaliser les mesures, nous avons vérifié que la position du rotor n'avait pas d'impact sur la variation de l'impédance équivalente de la machine asynchrone.

Habituellement, ces essais à très faible niveau de tension (inférieur à 1V) sont réalisés avec un analyseur d'impédance [Vermaelen03], [Revol03]. Pour s'assurer que notre chaîne de mesure (source triphasée et wattmètre monophasé) est adaptée à ces mesures, nous les avons également effectuées à l'aide d'un analyseur d'impédance (HP4192A). Pour un niveau de tension de 0.5V, les résultats obtenus sont semblables pour les deux matériels. Or, comme l'analyseur d'impédance utilisé ne permet pas de fournir des tensions supérieures à 1V, nous avons opté pour l'utilisation de la source de tension triphasée (Fig 2.2) pour tous les essais à tension constante.

Selon la structure présentée dans la Fig 2.5, les essais ont été réalisés pour trois niveaux de tension (V_1=32V, V_2=16V, V_3=0.5V) et des fréquences comprises entre 40Hz et 1kHz. Le wattmètre monophasé calcule directement le module et l'argument de l'impédance phase-neutre de la machine. La variation de ces grandeurs en fonction de la

fréquence est représentée dans les Fig 2.6 et Fig 2.7 pour les trois tensions d'alimentation.

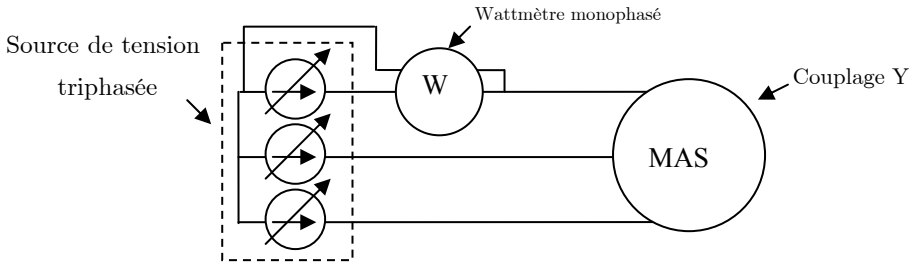


Fig 2.5 : Schéma du montage de l'essai à tension constante.

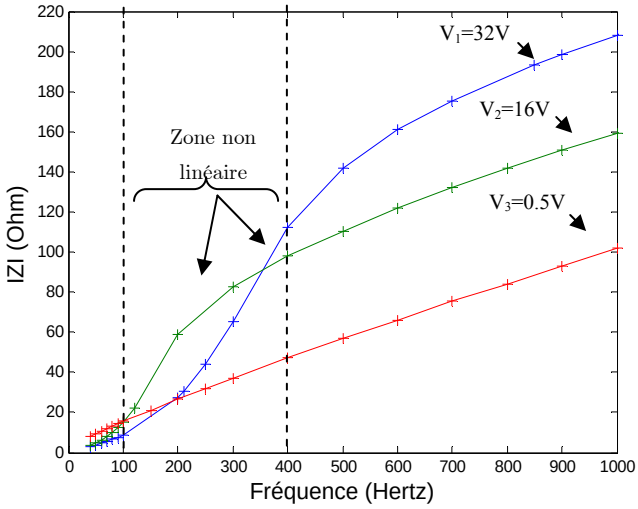


Fig 2.6 : Module de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence (V = cst).

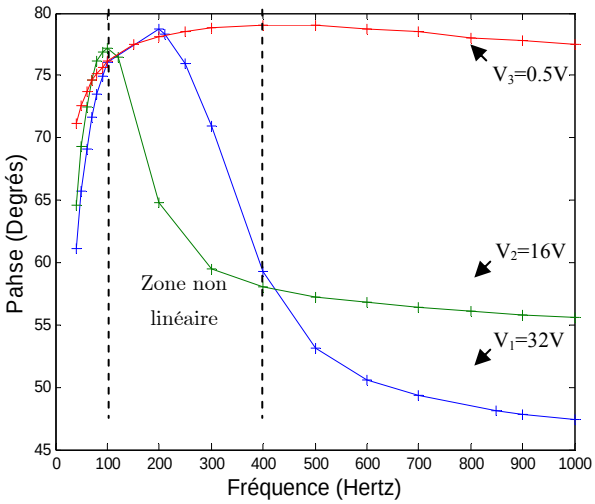


Fig 2.7 : Argument de l'impédance phase neutre en fonction de la fréquence (V = cst).

Pour l'essai à V_3=0.5V, nous remarquons que le module de l'impédance augmente en fonction de la fréquence (Fig 2.6) d'une manière quasi linéaire. Par contre, pour les essais à V_1=32V et V_2=16V, ce module croit de façon non linéaire en changeant de pente. Ce phénomène se traduit sur la phase par une augmentation suivie d'une diminution brusque et enfin une stabilisation (Fig 2.7). Cette non linéarité a été mentionnée dans les travaux de [Vermaelen03], mais elle n'a pas été discutée car seuls les essais effectués avec un analyseur d'impédance à un faible niveau de tension (0.5V) ont été présentés.

IV.1.2 Analyse des résultats de mesure

Considérons l'évolution de la perméabilité magnétique de différentes tôles utilisées dans les machines électriques. Nous observons que cette perméabilité croit d'abord de façon non linéaire, passe par un maximum situé dans la zone habituellement considérée linéaire, puis décroît asymptotiquement lorsque la machine sature.

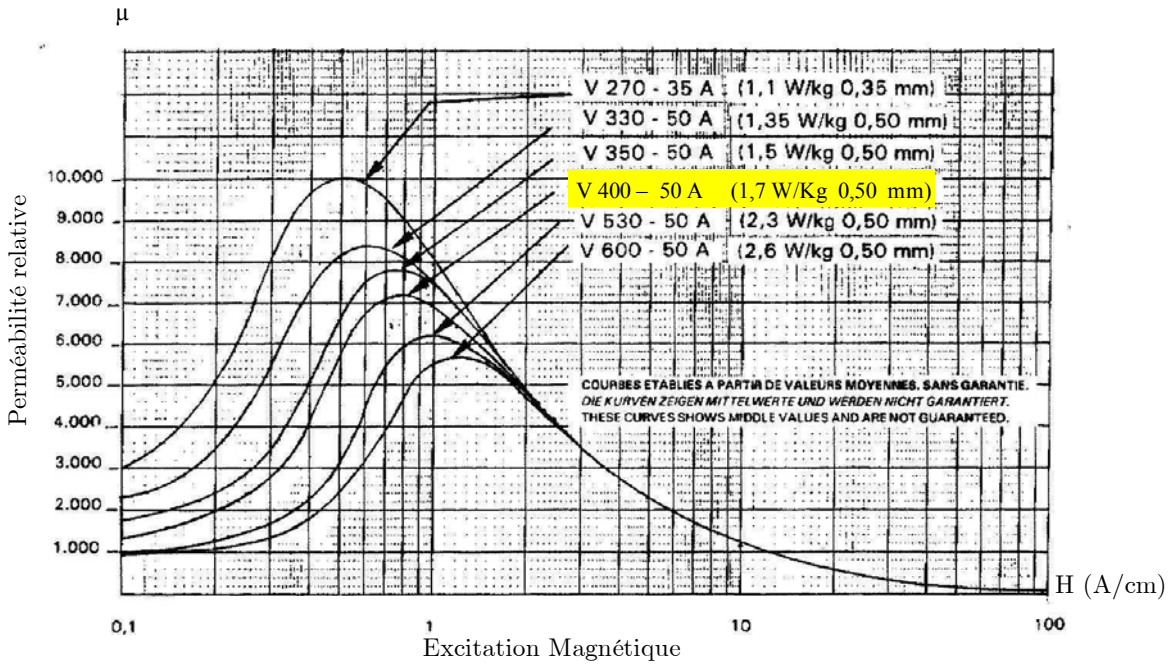


Fig 2.8 : Evolution de la perméabilité en fonction de l'excitation magnétique [Electro].

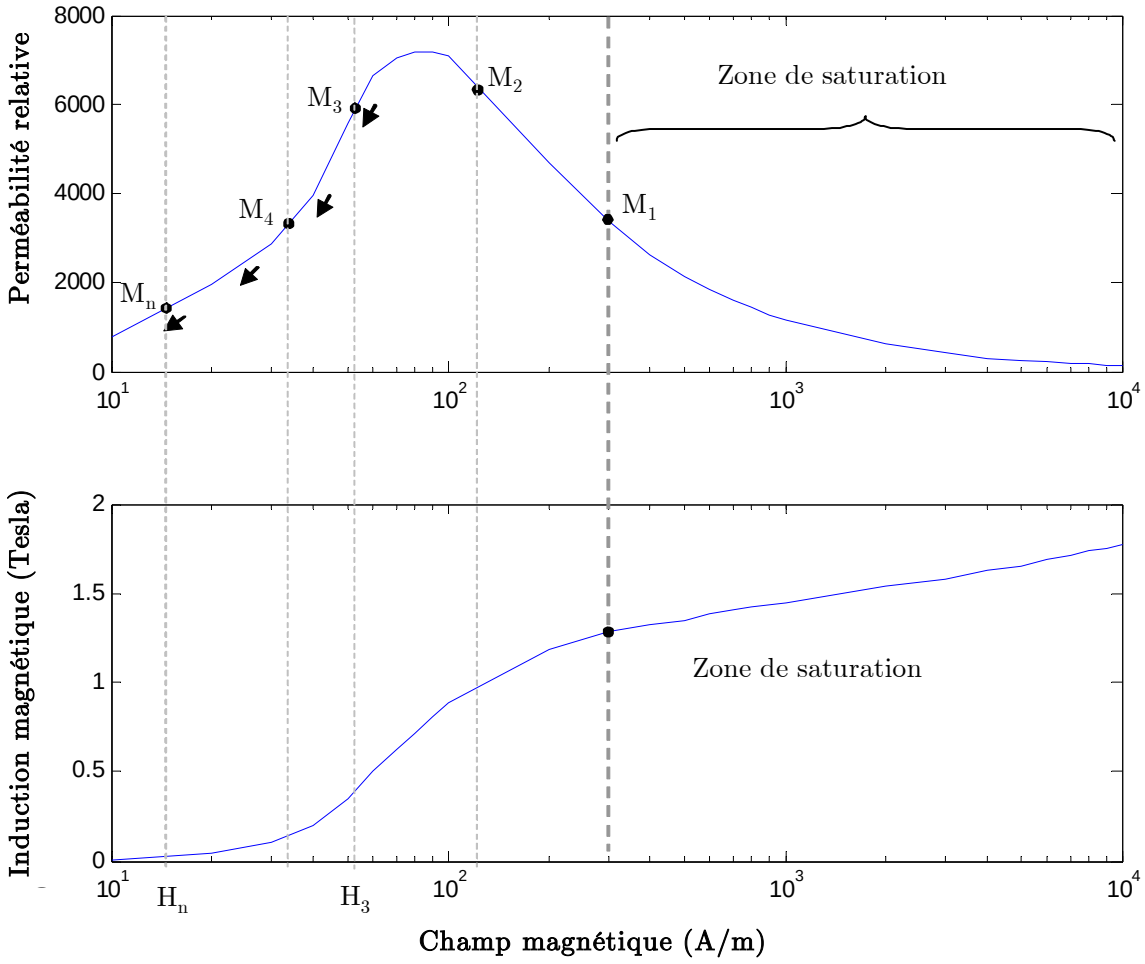


Fig 2.9 : Evolution de l'induction magnétique et de la perméabilité en fonction du champ magnétique (tôle FeV-400-50HA).

Nous ne disposons pas de la caractéristique relative à la tôle utilisée dans notre machine, mais considérons la caractéristique B-H (Fig 2.9) de la tôle FeV 400-50HA qui est couramment utilisée dans la construction des machines (Fig 2.8). Elle est caractérisée pour un chiffre de pertes de 1.7W/kg pour B_{max}=1T et f=50Hz ce qui correspond à 4W/kg par B_{max}=1.5T et f=50Hz.

Le fonctionnement à vide de la machine asynchrone se situe habituellement au niveau du coude de saturation (aux alentours du point M_1 correspondant à H=300A/m et μ_r=3400) (Fig 2.9) ce qui correspond à un rapport tension/fréquence de 230/50 (V/Hz).

Les essais effectués à tension constante (à rotor bloqué), correspondent donc à des rapports (V/f) beaucoup plus faibles puisqu'ils sont au maximum égaux à $\frac{32}{40}$, $\frac{16}{40}$ et $\frac{0.5}{40}$. Nous savons que le rapport V/f est l'image du flux magnétique dans la machine et lorsque V/f diminue, le champ magnétique diminue aussi. Nous pouvons alors considérer que les points de fonctionnement mesurés à 50Hz se situent dans une zone de faible champ (entre les points M_3 et M_n) et lorsque la fréquence augmente les points de fonctionnement se déplacent vers M_n (Fig 2.9). La non linéarité qui apparaît dans les Fig 2.6 et Fig 2.7 peut alors être expliquée par la caractéristique de première aimantation du matériau.

Avant d'entamer notre explication du phénomène, il est important de noter que la non linéarité observée dans les mesures est difficile à analyser lorsque le phénomène d'hystérésis magnétique est pris en compte [Std115]. En effet, la valeur de l'impédance mesurée dépendra alors également de l'état initial de la machine c'est à dire du point de magnétisation de la machine au précédent fonctionnement. Afin de minimiser l'influence de ce phénomène, nous avons alimenté la machine avant chaque essai par une tension sinusoïdale à 50Hz et nous diminuons ensuite progressivement le courant dans la machine jusqu'à ce que l'effet du rémanent devienne très faible. Nous négligerons donc l'hystérésis dans l'analyse qui va suivre.

Considérons la caractéristique magnétique de la Fig 2.9 pour une alimentation sinusoïdale sous tension constante. Dans nos mesures, lorsque la fréquence augmente, l'impédance de la machine augmente et par conséquent le courant et le champ magnétique diminuent. Nous avons vu que les essais effectués correspondent à la zone où une diminution du champ magnétique induit une diminution de la perméabilité (M_3 ➔ M_4 ➔ M_n). Lorsque la fréquence est importante, la variation de la perméabilité devient très faible (point M_n).

Rappelons que la perméabilité magnétique est la propriété d'un matériau désignant son aptitude à canaliser les lignes de champs magnétiques :

- sans fuite, la mutuelle stator-rotor est égale à $M = \sqrt{L_1 L_2}$
- avec des fuites, $M < \sqrt{L_1 L_2}$

Lorsque $H_n<H<H_3$, et que la perméabilité décroît, les fuites magnétiques augmentent et :

- le coefficient de dispersion ($\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_1 L_2}$) augmente.
- l'inductance de fuite $N'_r = \frac{1}{m^2}\sigma\ L_2$ augmente.
- le rapport $m = \frac{M}{L_1}$ diminue.
- la résistance du rotor vue du stator environ égale à $R'_r = \frac{R_r}{m^2}$ augmente.

L'inductance de fuite et par conséquent la partie imaginaire de l'impédance représentant la machine augmentent en fonction de la fréquence et ceci jusqu'à une certaine valeur de l'excitation magnétique ($H=H_n$) pour laquelle la variation de la perméabilité devient faible. Ce phénomène expliquerait donc la non linéarité observée entre 100 et 400Hz sur le module de l'impédance phase-neutre de la machine (Fig 2.6).

De plus, lorsque la fréquence augmente, l'effet de peau dans la tôle magnétique tend à diminuer l'inductance équivalente de la machine. En effet, pour une tôle de fer d'épaisseur " e " donnée, nous pouvons estimer la fréquence à partir de laquelle l'effet de peau commence à devenir important ($\delta \le \frac{e}{2}$).

On a :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\mu\omega\sigma}} \qquad (2\text{-}10)$$

μ représente la perméabilité magnétique $\mu = \mu_0 \mu_r$ avec $\mu_0 = 4\pi 10^{-7} (H/m)$ et μ_r est variable selon la Fig 2.9 ($1200 \le \mu_r \le 7200$).

σ est la conductivité électrique du Fer : $\sigma = 5\ 10^6\ Siemens$.

Par exemple, pour "*e=0.5mm*", la Fig 2.10 montre l'évolution de la fréquence en fonction de la perméabilité pour une épaisseur de peau $\delta = \frac{e}{2}$. Nous trouvons des valeurs de fréquences comprises entre 100 Hz et 700 Hz pour lesquelles l'effet de peau devient donc important. L'évolution de l'inductance équivalente mesurée en fonction de la fréquence

met en évidence sa diminution à partir de 400 Hz pour l'essai à V_1=32V et à partir de 200Hz pour V_2=16V, ce qui rentre dans l'intervalle calculé (Fig 2.11).

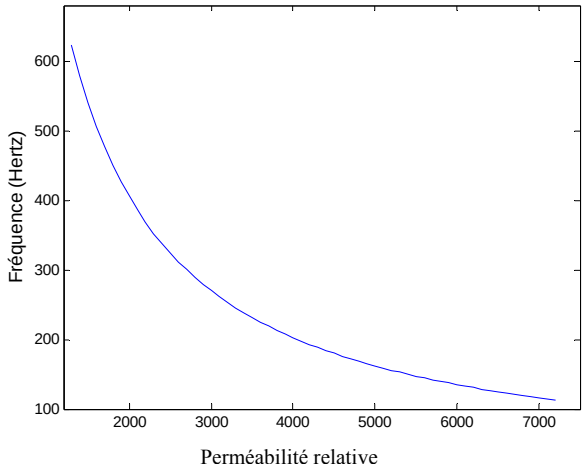


Fig 2.10 : Evolution de la fréquence en fonction de la perméabilité pour $\delta = e/2$

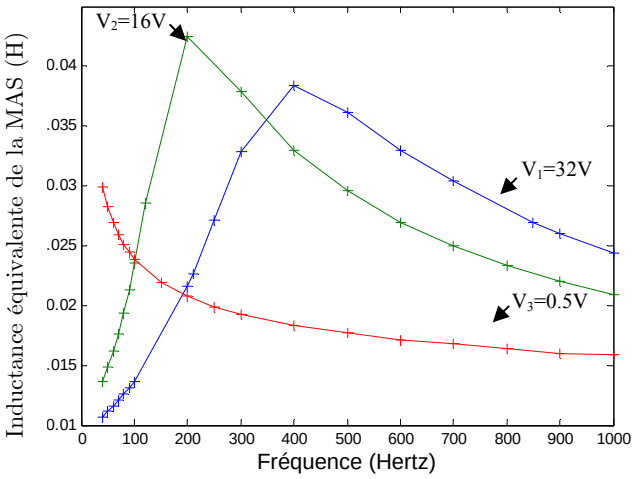


Fig 2.11 : Evolution de l'inductance équivalente de la MAS en fonction de la fréquence.

Lors de l'essai avec une tension très faible V=0.5V, le champ magnétique est très faible quelle que soit la fréquence et par conséquent la perméabilité reste pratiquement constante. Celle-ci a alors peu d'influence sur la variation de l'impédance en fonction de la fréquence. Cependant, ce niveau de tension faible correspond à un état magnétique éloigné de celui du fonctionnement nominal de la machine asynchrone. Par ailleurs, concernant les essais à V=32V et V=16V, la variation de la perméabilité lors des essais rend les mesures difficilement exploitables pour l'identification.

Les avantages et les inconvénients de cet essai à tension constante peuvent être résumés comme suit :

Avantages :

- Facilité de mise en œuvre.

Inconvénients :

- Niveau magnétique très faible par rapport au fonctionnement nominal.
- Variation de la perméabilité en fonction de la fréquence.

IV.2 Essais par la méthode SSFR (V/f = cst)

En se basant sur l'analyse des mesures effectuées à tension constante, il paraît nécessaire de conserver le même état magnétique de la machine sur toute la bande de fréquence souhaitée afin d'identifier son comportement fréquentiel sans introduire de variations supplémentaires liées aux caractéristiques des matériaux.

Pour ce faire, nous allons utiliser la méthode SSFR (Standstill Frequency Response) ou réponse fréquentielle à l'arrêt [Std115]. Cette méthode permet de déterminer les caractéristiques fréquentielles d'une machine tournante à l'arrêt. Elle consiste à acquérir les grandeurs utiles à l'identification des paramètres, en alimentant le stator de la machine par une source de tension sinusoïdale d'amplitude et de fréquence variable tout en gardant le rapport V/f constant. L'amplitude du courant est alors pratiquement constante. C'est une méthode normalisée pour l'identification des machines synchrones, qui a été étendue aux machines asynchrones après quelques simplifications [Willis89], [Moon93], [Retière97]. En effet, le rotor de la machine asynchrone étant symétrique de part ses caractéristiques électriques, aucun positionnement de rotor n'est exigé. En raison de cette symétrie, il n'est plus nécessaire de séparer la mesure des impédances opérationnelles directe et en quadrature. De plus, puisque la machine asynchrone ne possède pas d'enroulement d'excitation au rotor, il n'y a pas de quantités relatives à l'enroulement d'excitation à mesurer.

L'essai SSFR sur la machine asynchrone est effectué sur les trois phases avec un rapport tension/fréquence constant (V/f). La source triphasée utilisée précédemment peut justement fournir de faibles amplitudes de tension pour les faibles fréquences et de fortes amplitudes de tension pour les fréquences élevées. Donc, en négligeant la résistance statorique, cela revient à imposer sur les trois phases un flux magnétique pratiquement constant. Dans ces conditions de fonctionnement, la perméabilité magnétique reste

constante et par conséquent la variation de l'impédance équivalente, pour un rapport V/f donné, ne dépend que de la fréquence. Comme le choix du rapport V/f peut avoir une influence sur l'impédance de la machine, nous avons effectué plusieurs essais pour différents rapports compris entre $\frac{50}{1000}$ et $\frac{100}{500}$. Ces rapports correspondent à des points de fonctionnement situés entre les points M_3 et M_n de la zone de faible champ (Fig 2.9). Les évolutions du module et de l'argument de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence pour quatre valeurs de rapport V/f sont présentées en Fig 2.12 et Fig 2.13.

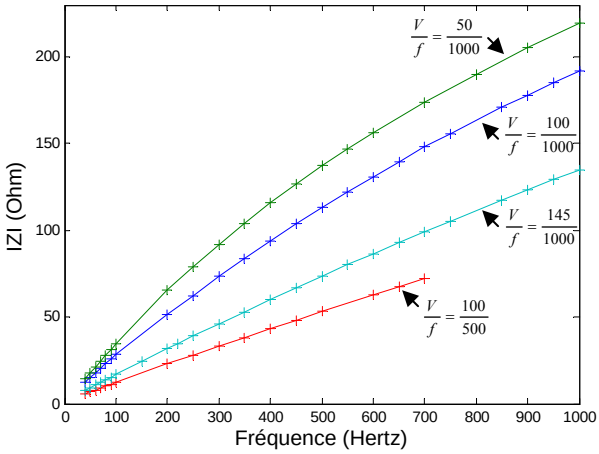


Fig 2.12 : Module de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence (V/f= cst).

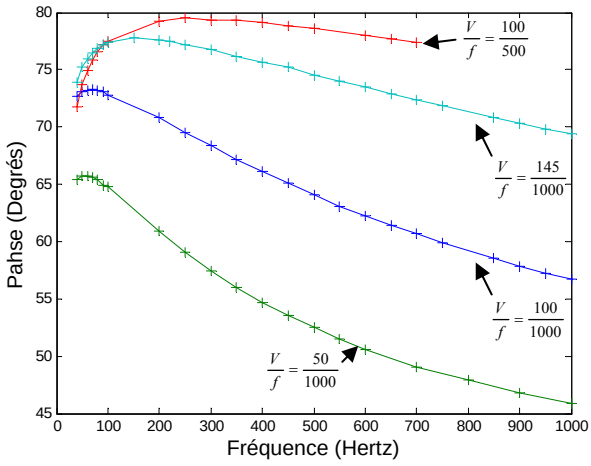


Fig 2.13 : Argument de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence (V/f= cst).

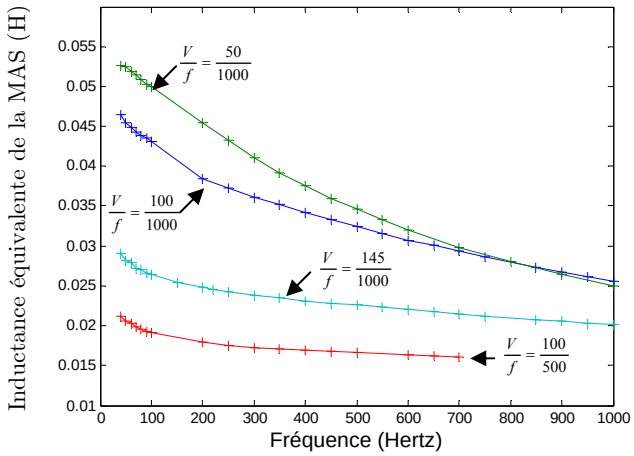


Fig 2.14 : Evolution de l'inductance équivalente de la MAS en fonction de la fréquence (V/f = cst).

Nous constatons que la non linéarité observée lors des essais d'identification à tension constante (Fig 2.11) n'apparaît plus dans les mesures SSFR. Cela s'explique par le maintien d'un flux pratiquement constant durant les essais ; la perméabilité du circuit magnétique peut être considérée comme constante et l'inductance équivalente de la machine ne dépend alors que de la fréquence (Fig 2.14). L'évolution de l'inductance équivalente de la machine en fonction de la fréquence (Fig 2.14) correspond à un comportement en $1/\sqrt{f}$, en accord avec l'étude théorique sur un conducteur massif présentée dans le chapitre précédent.

Les ratios V/f utilisés habituellement dans les essais avec la méthode SSFR sont faibles. Cela induit des flux faibles par rapport au flux nominal. Pour augmenter le flux, il faudrait augmenter le ratio V/f. Or, il est dangereux d'imposer à l'arrêt un rapport V/f aux bornes de la machine proche de celui nominal (risques de dégradation de la machine). En effet, pour un V/f = 30/40 bien inférieur au nominal (230/50) la machine absorbe pratiquement son courant nominal de 10A et lorsque f varie de 40Hz à 1kHz l'alimentation doit fournir une tension plus grande variant entre 30 et 750V, ce qui ne peut être réalisé.

Sachant que la variation du rapport V/f a un impact important sur la variation de l'impédance opérationnelle, ce type de mesure reste insuffisant pour représenter le fonctionnement nominal de la machine.

Nous pouvons résumer les caractéristiques de l'essai SSFR (V/f constant) par :

Avantages :

- Facilité de mise en œuvre.
- Impose un flux constant et donc s'affranchit de la variation de la perméabilité.

Inconvénients :

- Disposer d'une source variable en amplitude et en fréquence.
- Le rapport V/f est limité par le dispositif d'alimentation (source triphasée) et aussi par la tension nominale de la machine.
- Niveau magnétique très faible par rapport au fonctionnement nominal

IV.3 Essais avec une composante continue et sinusoïdale de courant

Pour s'approcher du flux au fonctionnement nominal de la machine, il est nécessaire d'augmenter le niveau magnétique du rotor [Molenaar02]. Pour cela, nous allons injecter en monophasé, entre deux phases du stator de la machine, un courant I_c constitué d'une composante sinusoïdale I_{ac} superposée à une composante continue I_{dc} [Canat03], [Dedene03], [Sudhoff03].

Pour réaliser cet essai nous avons choisi d'utiliser la source de tension régulée en courant présentée à la section II. La machine asynchrone est alimentée entre deux phases par le hacheur 4 quadrants régulé en courant (Fig 2.3).

Trois essais ont été réalisés pour les différentes composantes continues : $I_{dc} = 1\text{A}$, $I_{dc} = 3\text{A}$ et $I_{dc} = 5\text{A}$ et pour une même composante alternative du courant. La valeur efficace du courant (I_{ac}) a été fixée à 350mA. Nous avons vérifié qu'une légère augmentation de la composante alternative n'entraîne pas une variation de l'impédance mesurée. Ces trois essais représentent trois états magnétiques de la machine.

Les Fig 2.15 et Fig 2.16 représentent les variations du module et de l'argument de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence pour ces trois niveaux de magnétisation.

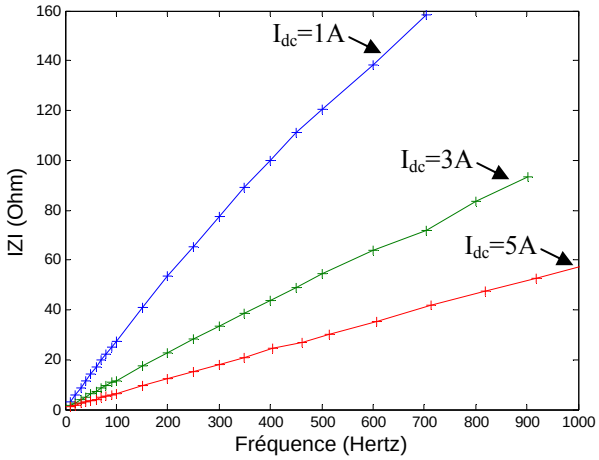


Fig 2.15 : Module de l'impédance phase neutre en fonction de la fréquence.

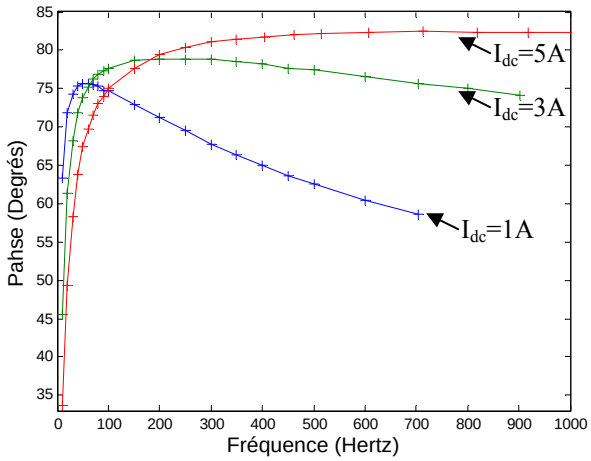


Fig 2.16 : Argument de l'impédance phase neutre en fonction de la fréquence.

Ces essais montrent que l'impédance équivalente mesurée augmente en fonction de la fréquence quel que soit le niveau magnétique. De plus, elle change considérablement d'amplitude d'un niveau magnétique à un autre. Lorsque le niveau magnétique augmente, le module de l'impédance a tendance à diminuer. Nous pouvons conclure que l'essai avec injection d'un courant sinusoïdal avec une composante continue permet d'augmenter le niveau du flux magnétique tout en s'affranchissant des problèmes liés à l'utilisation d'un rapport V/f constant dans l'essai SSFR.

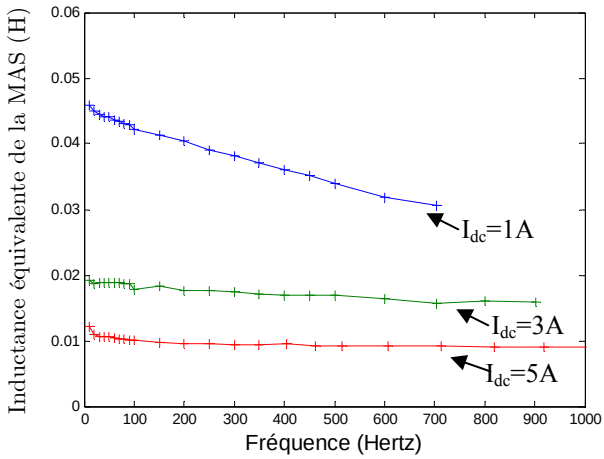


Fig 2.17 : Evolution de l'inductance équivalente de la MAS en fonction de la fréquence ($I_{dc} = cst$).

Dans la Fig 2.17, nous avons vérifié que lors de l'essai avec injection d'un courant sinusoïdal avec une composante continue, l'inductance équivalente de la machine décroît en fonction de la fréquence. Cette variation concorde avec celle obtenue lors de l'essai SSFR et montre que ces essais s'affranchissent de l'effet de la perméabilité sur l'impédance de la machine.

L'apport de cet essai peut se résumer dans les points suivants :

Avantages :

- Permet de s'approcher des conditions de flux nominal de la machine asynchrone.

Inconvénients :

- Complexité de mise en œuvre liée au dispositif d'alimentation (hacheur).

V Conclusion

Dans ce chapitre, notre intérêt s'est porté sur trois types d'essais fréquentiels permettant la caractérisation du comportement de la machine asynchrone à cage.

Dans le cadre des essais à tension constante, nous avons imposé une tension sinusoïdale d'amplitude constante et de fréquence variable au stator en vue de l'identification du modèle fréquentiel de la machine asynchrone. La réalisation de plusieurs essais à différents niveaux de tension a permis de mettre en exergue une non linéarité apparaissant au delà d'un certain niveau de tension. Ce phénomène s'explique par la variation du courant pendant la mesure induisant une variation du flux et par conséquence une variation de la perméabilité. L'apparition de cette non linéarité est une conséquence de la caractéristique magnétique du matériau constituant la machine. Ce phénomène n'est pas mis en évidence lorsqu'un analyseur d'impédance est utilisé car lors des essais correspondants, le niveau de flux imposé est très faible.

Les essais SSFR ont été réalisés en maintenant au stator, un flux pratiquement constant tout au long de la mesure. Nous avons réalisé des essais avec quatre rapports différents de V/f et nous avons constaté que le niveau magnétique imposé reste très faible. Ces essais s'affranchissent de la non linéarité précitée, néanmoins ils ne permettent pas de caractériser le fonctionnement nominal de la machine. Il faudrait imposer à la machine des niveaux de tensions et de courants très supérieurs aux valeurs nominales.

Enfin, le troisième type d'essais reprend le principe de la méthode SSFR tout en injectant une composante continue de courant servant à magnétiser la machine. Plusieurs essais, pour trois niveaux de magnétisation, ont mis en évidence l'influence du niveau magnétique sur la valeur de l'impédance opérationnelle. Ce troisième type d'essai autorise un contrôle plus aisé du flux et fournit la possibilité d'effectuer des essais proches du flux nominal.
Dans le chapitre 3, nous privilégierons ce dernier type d'essai qui s'approche le plus des conditions nominales de fonctionnement. Néanmoins, nous réaliserons une comparaison plus approfondie des résultats qu'il permet d'obtenir avec ceux des deux premiers types d'essais fréquentiels.

Chapitre 3

Identification fréquentielle des modèles de la machine asynchrone

I Introduction

Dans le chapitre 2, nous avons présenté différents types de mesure en vue de l'identification des paramètres des modèles fréquentiels. L'analyse de ces méthodes nous a permis de souligner le rôle très important du niveau magnétique dans la machine lors des essais. Ce dernier a une grande influence sur la valeur de l'impédance opérationnelle et donc sur les paramètres des modèles devant être identifiés.
L'objectif de ce chapitre est d'une part, d'identifier les paramètres des modèles fréquentiels de la machine asynchrone du chapitre 1 sur la base des essais exposés dans le chapitre 2. Et d'autre part, de confronter les performances en simulation des modèles identifiés avec les mesures expérimentales.

Nous commençons par un état de l'art non exhaustif des méthodes d'identification. Puis, au vu du compromis exploration-exploitation, une méthode est choisie pour la phase d'identification.
Nous présentons les résultats d'identification en utilisant les essais avec une composante continue et sinusoïdale de courant pour les trois modèles de la machine asynchrone présentés dans le chapitre 1. Le premier modèle (Fig 1.20) est celui proposé par [Vermaelen03], le deuxième (Fig 1.22) est le modèle d'ordre ½ proposé par [Riu03] et le dernier (Fig 1.25) est le modèle harmonique que nous avons proposé. En utilisant les paramètres issus de cette identification, nous comparons les courants de ligne obtenus par simulation des trois modèles avec la mesure sur le banc expérimental. Nous déterminons alors le modèle qui représente le mieux le comportement réel de la machine. Enfin, ce modèle est identifié en utilisant les différents types de mesures (chapitre 2). La comparaison temporelle et fréquentielle des courants de ligne mesurés et simulés permet de discuter la pertinence de l'essai avec une composante continue et sinusoïdale de courant.

II Les algorithmes d'identification : la méthode du modèle

L'objectif de cette partie est de présenter un état de l'art non exhaustif des algorithmes d'identification permettant de déterminer les paramètres des modèles décrits au chapitre 1.

II.1 Présentation de la méthode du modèle

La méthode du modèle est basée sur la comparaison du comportement d'un processus et celui d'un modèle mathématique dont on cherche à évaluer les paramètres. Son fonctionnement est succinctement schématisé par la Fig 3.1
Le système physique que l'on cherche à modéliser est appelé « processus ». Le modèle est une expression mathématique dépendant de plusieurs paramètres que l'on cherche à identifier.

II.2 Méthodes d'optimisation

Pour évaluer les paramètres du modèle mathématique, un critère que l'on nomme usuellement J est défini. Ce critère est basé sur l'erreur entre la réponse du modèle et celle du processus. En conséquence, il dépend implicitement du vecteur de paramètres $\underline{\theta}$. Le but est alors de trouver $\underline{\theta}$ qui minimise l'erreur et donc le critère J.

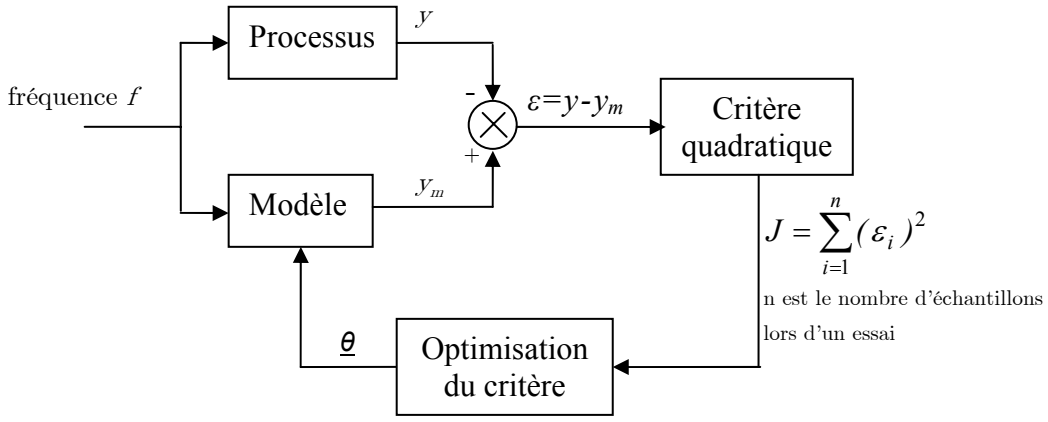


Fig 3.1 Organigramme simplifié de la méthode du modèle.

Une fois la fonction à optimiser (critère J) définie, il s'agit de choisir une méthode d'optimisation adaptée au problème posé. Ces méthodes peuvent être classées en deux grandes catégories :

- Les méthodes déterministes : elles sont généralement efficaces quand la forme de la fonction à optimiser est connue à priori (fonction linéaire) [Widmer01].
- Les méthodes non déterministes : elles sont plus efficaces dans les cas complexes, par exemple lorsqu'il existe de nombreux optima locaux, ou que les fonctions sont non-dérivables ou bruitées [Hao99].

II.2.1 Méthodes déterministes

La recherche des extrema d'une fonction f revient à résoudre un système de n équations à n inconnues, linéaires ou non :

$$\frac{\partial f}{\partial x_i}(x_1,...,x_n) = 0$$

Pour ce faire, il est possible d'utiliser des méthodes classiques telles que la méthode du gradient, la méthode de Gauss-Newton ou la méthode de Levenberg-Marquardt [Kabbaj97], [Canat05].

II.2.1.1 Méthode du gradient

La méthode du gradient est l'une des principales méthodes classiques utilisées en optimisation. Le principe est très simple, il s'agit de suivre la ligne de plus grande pente du critère J, qui, d'un point de vue mathématique, correspond à la dérivée de ce dernier. Lorsque le point initial est situé loin du point optimum, cette méthode permet de diminuer rapidement la valeur du critère. Cependant, cette approche possède des inconvénients bien connus :

- la convergence devient de plus en plus lente en se rapprochant du minimum car le vecteur gradient tend à s'annuler,
- le minimum trouvé peut être un minimum local.

Ce dernier point est la limite la plus importante de cette méthode d'optimisation. Le minimum global est souvent masqué par un (ou des) minimum local. Il est alors impossible avec la méthode du gradient d'aller au-delà de ce minimum local.

II.2.1.2 Méthode de Gauss-Newton

Elle consiste à rechercher le minimum du critère J par l'utilisation des dérivées premières et secondes du critère par rapport à chacun des paramètres. La méthode de Gauss-Newton s'avère particulièrement efficace au voisinage du minimum, mais se montre fragile dans sa convergence par rapport au choix du vecteur initial [Kabbaj97].

II.2.1.3 Méthode de Levenberg-Marquardt

Cette méthode conjugue les deux méthodes précédentes. Le principe consiste à rechercher le minimum du critère J par l'utilisation des dérives premières et secondes de ce dernier par rapport à chacun des paramètres. Elle concilie leurs avantages dans la mesure où, loin de l'optimum, elle permet de corriger la direction du vecteur de recherche. A proximité du point recherché, elle a un comportement de type Newton et assure donc une convergence rapide. Par contre cette méthode possède un inconvénient lié aux minima locaux, car il faut se placer dans le cas ou ces derniers sont aussi peu nombreux que possible pour converger vers un minimum global.

II.2.2 Méthodes non-déterministes.

Ces méthodes font appel à des tirages de nombres aléatoires. Elles permettent d'explorer l'espace de recherche plus efficacement [Widmer01], [Hao99].

II.2.2.1 Le recuit simulé

Le recuit simulé est inspiré d'un processus utilisé en métallurgie. Ce processus alterne des cycles de refroidissement lent et de réchauffage (recuit) qui tendent à minimiser l'énergie du matériau. Cette méthode est aujourd'hui utilisée en optimisation pour trouver les extrema d'une fonction.
Des déplacements aléatoires sont effectués à partir d'un point initial. Si un déplacement mène à une valeur plus faible de la fonction objectif J, il est accepté. Sinon, il est accepté avec une probabilité :

$$p = e^{-\frac{\Delta J}{kT}}$$

où ΔJ est l'incrément de J et T un paramètre de contrôle, qui par analogie avec le domaine d'application original est appelé "température" du système et k est une constante.

Le recuit simulé est une méthode de voisinage dont le mécanisme de recherche s'appuie sur l'algorithme de Metropolis [Metropolis53] qui permet de décrire l'évolution d'un système thermodynamique.

Les principaux inconvénients du recuit simulé résident dans le choix des nombreux paramètres tels que la loi de décroissance, les critères d'arrêt ou la longueur des paliers de température. Ces paramètres sont souvent choisis de manière empirique.
Cet algorithme est utilisé pour la conception des circuits électroniques (placement-routage), l'organisation de réseaux informatiques ou le placement des filtres harmoniques dans les réseaux de distribution électrique [Guerin].

II.2.2.2 Recherche tabou

La recherche tabou est une méthode d'optimisation présentée par [Glover86]. Il existe également l'appellation recherche avec tabou dans la littérature française. C'est une méthode itérative qualifiée de recherche de voisinage au sens large.

A l'inverse du recuit simulé qui génère de manière aléatoire une seule solution voisine « s' » à chaque itération, tabou examine un échantillonnage de solutions voisines et retient la meilleure même si elle est plus mauvaise que celle de départ « s ». La recherche tabou ne s'arrête donc pas au premier optimum trouvé. Cependant, cette stratégie peut entraîner des cycles, par exemple un cycle de longueur 2 : $s \rightarrow s' \rightarrow s \rightarrow s'$
C'est pour cette raison que la méthode tabou s'appuie sur un deuxième principe qui consiste à conserver en mémoire les positions déjà explorées. En d'autres termes, la méthode tabou conserve à chaque étape une liste T de solutions "tabou", vers lesquelles il est interdit de se déplacer momentanément. L'espace nécessaire pour enregistrer un ensemble de solutions tabou peut s'avérer important en place mémoire. Pour cette raison, il est parfois préférable d'interdire uniquement un ensemble de mouvements qui ramèneraient à une solution déjà visitée. Ces mouvements interdits sont appelés mouvements tabous.

II.2.2.3 Optimisation par essaims particulaires

L'optimisation par essaims particulaires est une méthode d'optimisation, inventée par Russel Ebenhart (ingénieur en électricité) et James Kennedy (socio-psychologue) en 1995. Cet algorithme s'inspire à l'origine du monde du vivant. Il s'appuie notamment sur

un modèle développé par le biologiste Craig Reynolds à la fin des années 1980, permettant de simuler le déplacement d'un groupe d'oiseaux. Une autre source d'inspiration, revendiquée par les auteurs, est la socio-psychologie.
Cette méthode d'optimisation se base sur la collaboration des individus entre eux. Elle a d'ailleurs des similarités avec les algorithmes de colonies de fourmis [Colorni91], qui s'appuient eux aussi sur le concept d'auto-organisation. Cette idée veut qu'un groupe d'individus peu intelligents possèdent une organisation globale complexe.
Au départ de l'algorithme chaque particule est donc positionnée (aléatoirement ou non) dans l'espace de recherche du problème. Chaque itération fait bouger les particules en fonction de trois composantes :
- Sa vitesse actuelle.
- Sa meilleure solution.
- La meilleure solution obtenue dans son voisinage.
Cet algorithme est utilisé dans plusieurs domaines tels que l'optimisation des actionneurs électriques ou des convertisseurs électromécaniques [Missoum06], [Pauvert06].

II.2.2.4 Les Algorithmes génétiques :

Les fondements des algorithmes génétiques (AG) ont été établis par [Holland75] dans les années 70. Ces algorithmes sont basés sur l'analogie entre l'optimisation mathématique qui recherche à minimiser un critère et les mécanismes de la sélection naturelle où les individus les mieux adaptés survivent.
Contrairement aux méthodes de voisinage (recuit simulé et méthode tabou) les algorithmes génétiques utilisent régulièrement les propriétés collectives d'un ensemble de solutions distinguables, appelé population, dans le but de guider efficacement la recherche vers de bonnes solutions dans l'espace de recherche. En règle générale, la taille de la population reste constante tout au long du processus.

Le principe est de simuler l'évolution d'une population d'individus divers (un ensemble de vecteurs de paramètres $\underline{\theta}$) auxquels différents opérateurs génétiques sont appliqués. Ces derniers sont soumis à une sélection et ceci à chaque génération. Ces algorithmes sont de plus en plus utilisés dans l'industrie car ils sont particulièrement adaptés aux problèmes d'optimisation comportant de nombreux paramètres.

L'AG débute par l'initialisation aléatoire d'une population P de N individus. La population évolue ensuite sur plusieurs générations. A chaque génération t, les individus

de la population P(t) sont évalués et les plus performants vis-à-vis du critère "J" se voient allouer un plus grand nombre de descendants par l'opérateur de sélection. La sélection peut être réalisée par élitisme (sélectionne seulement les meilleurs individus), par tirage aléatoire ou hybride (le meilleur individu est sélectionné puis la roue de la fortune est lancée sur les N-1 individus restants).

Pour former la nouvelle population P(t + 1), des opérateurs de croisement et de mutation sont appliqués à certains individus sélectionnés aléatoirement. Le rôle des opérateurs de croisement consiste à recombiner ou à échanger des informations entre deux individus. Les opérateurs de mutations n'agissent que sur un seul individu (vecteur de paramètres $\underline{\theta}$). Ils introduisent des variations en perturbant de manière aléatoire un ou plusieurs éléments du code génétique d'un individu. Ces opérateurs permettent de relancer l'exploration vers des régions de l'espace qui n'ont pas pu être atteintes par le seul effet du croisement. En effet, l'action de l'opérateur de sélection, qui pousse les meilleurs individus à se reproduire très fréquemment, va réduire les chances de recombinaison d'individus génétiquement différents et donc empêcher l'exploration de nouvelles zones.

Enfin, l'algorithme génétique se termine lorsqu'un nombre maximum d'évaluations est atteint ou si le critère de convergence "J" est vérifié (Fig 3.2).

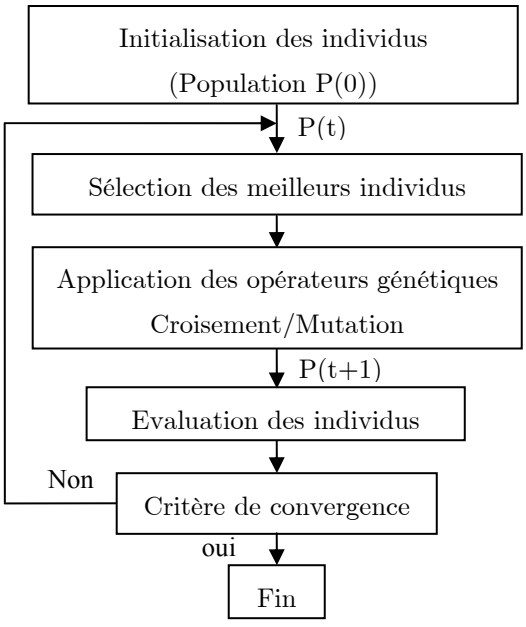


Fig 3.2 : Diagramme de l'algorithme génétique.

L'algorithme génétique réduit les chances de converger vers un minimum local et augmente les perspectives de trouver un minimum global. Cependant, il nécessite souvent un nombre important d'évaluations de la fonction objectif (temps de calcul) pour atteindre le minimum global [Saludjian97].

II.2.3 Compromis exploration et exploitation

Pour une méthode de recherche d'optimum, l'exploitation représente la capacité d'examiner en profondeur, par une méthode, des zones de recherche particulières alors que l'exploration met en avant la capacité de découvrir des zones de recherche prometteuses. Ces deux notions sont complémentaires et caractérisent les méthodes d'optimisation.
Les méthodes de voisinage (recuit simulé et méthode tabou) entendent exploiter les bonnes propriétés de la fonction de voisinage pour découvrir rapidement des configurations de bonne qualité. Elles reposent sur l'hypothèse que les zones les plus prometteuses sont situées à proximité des configurations (déjà visitées) qui sont les plus performantes. Le principe d'exploitation consiste à examiner ces zones en priorité.
Dans les algorithmes génétiques, la sélection a pour effet de concentrer la recherche autour des configurations de meilleures performances.
Cependant, l'application systématique du seul principe d'exploitation ne permet pas une recherche efficace. En effet, l'exploitation conduit à confiner la recherche dans une zone limitée qui finit par s'épuiser. Face à ce type de difficulté, la solution consiste à diriger la poursuite de la recherche vers de nouvelles zones et donc à recourir à l'exploration.
La stratégie consiste à introduire des perturbations aléatoires : c'est le cas pour les mutations aléatoires dans les algorithmes génétiques ainsi que pour la génération aléatoire d'un voisin dans le recuit simulé. Dans les deux cas, la configuration courante est altérée de manière aléatoire et un mécanisme d'acceptation est appliqué à posteriori. Ces deux méthodes admettent donc en permanence des perturbations aléatoires.

En conclusion, vu le compromis à réaliser, il est difficile de choisir la meilleure méthode d'optimisation non déterministe. En effet, si certaines similitudes sont évidentes entre ces différentes approches (voisinages), elles diffèrent sur des points relativement délicats (fonction d'énergie du recuit simulé, liste des mouvements interdits de tabou, opérateurs de croisement des algorithmes génétiques, ...). Des comparaisons s'avèrent difficiles et ce pour deux raisons. D'une part, il faut affiner les paramètres intervenant dans ces

méthodes avec la même rigueur, d'autre part, la qualité de la solution dépend du temps d'exécution.

Le choix d'un algorithme basé sur ces seuls critères scientifiques s'avère donc difficile.

Notre choix s'est arrêté sur les algorithmes génétiques en considérant d'autres aspects. Ces algorithmes ont fait leur preuve au laboratoire dans le cas où les variables à optimiser sont nombreuses [Moreau06]. De plus, le fait de disposer de compétences en interne, nous permettait d'envisager une adaptation rapide de ces algorithmes à notre problématique.

III Comparaisons des modèles de la machine asynchrone

III.1 Identification des modèles avec les essais avec offset de courant

Dans le chapitre précèdent, trois types de mesures en vue de l'identification ont été présentés. Nous avons constaté que les essais avec offset de courant permettaient d'augmenter le niveau magnétique de la machine et par conséquent de se rapprocher des conditions de fonctionnement nominales. Nous allons donc appliquer l'algorithme génétique aux mesures issues de ces essais pour l'identification des paramètres des trois modèles fréquentiels de la machine asynchrone présentés dans le chapitre 1.

III.1.1 Modèle en échelle

Le modèle en échelle est celui développé par [Vermaelen03], celui-ci découle de l'intégration de cellules R_L en échelle dans le modèle classique (Fig 3.3).

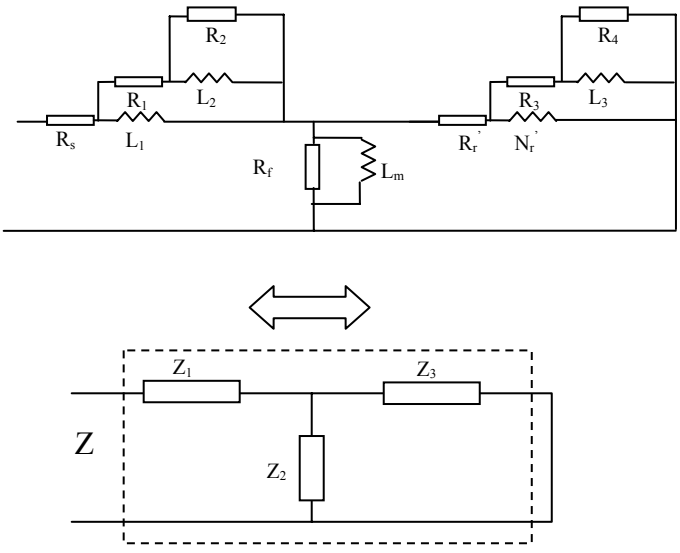


Fig 3.3 : Modèle en échelle.

Avec :

$$Z_1 = \frac{R_S R_1 R_2 + p\left[R_S L_2 (R_1 + R_2) + L_1 R_1 (R_S + R_2)\right] + p^2 L_1 L_2 (R_S + R_1 + R_2)}{R_1 R_2 + p\left[L_2 (R_1 + R_2) + L_1 R_1\right] + p^2 L_1 L_2} \quad \text{et} \quad p=j\omega$$

$$Z_2 = \frac{p R_f L_m}{R_f + p L_m}$$

$$Z_3 = \frac{R_r R_3 R_4 + p\left[R_r L_3 (R_3 + R_4) + L_1 R_3 (R_r + R_4)\right] + p^2 L_3 N_r' (R_r + R_3 + R_4)}{R_3 R_4 + p\left[L_3 (R_3 + R4) + L_{sr} R_3\right] + p^2 L_3 N_r'}$$

Et :

$$Z = \frac{Z_1 Z_2 + Z_1 Z_3 + Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3}$$

Pour l'identification de ce modèle, nous avons fixé les paramètres issus du modèle classique (Tableau 3.1) et nous avons identifié les paramètres complémentaires pour chaque composante continue de courant, correspondant chacune à un niveau magnétique. Les paramètres obtenus sont regroupés dans le Tableau 3.2.

Tableau 3.1 : Paramètres identifiés pour le modèle classique.

R_s (Ω)	N_r'(mH)	R_r'(Ω)	L_m(mH)	R_f(Ω)
0.85	12.5	1.06	137	212.1

Tableau 3.2 : Paramètres du modèle en échelle en fonction du niveau de magnétisation.

I_{dc}(A)	1	3	5
R_1(Ω)	149	79	18.9
L_1(mH)	43.5	14	4.4
R_2(Ω)	130	1000	1000
L_2(mH)	43.9	24	10
R_3(Ω)	5.7	1.2	0.5
L_3(mH)	6.6	16	13
R_4(Ω)	46	468	10000

Lors de l'identification, nous avons fixé l'inductance magnétisante L_m identifiée à vide (flux nominal) et l'inductance de fuite N_r' identifiée à rotor bloqué (faible flux) ainsi que les autres paramètres du modèle classique. Les paramètres R_1, R_2, R_3, R_4, L_1, L_2 et L_3 vont palier à la variation des paramètres du modèle classique (R_s, R_r, R_f, L_m et N_r) en fonction de la fréquence. Ils vont également corriger l'erreur commise en fixant, à fréquence donnée, ces paramètres classiques quel que soit le niveau de flux. En effet, pour une fréquence donnée, lors de l'essai à faible flux (I_{dc}=1A), l'inductance magnétisante L_m est plus faible que celle fonctionnelle.
Cependant, lorsque le flux augmente, l'inductance L_m choisie à fort flux est équivalente à celle fonctionnelle. Dans ce cas, le rôle des paramètres (R_1, R_2, L_1 et L_2) diminue car la compensation effectuée à faible flux n'a plus d'intérêt. C'est ce que nous observons dans le Tableau 3.2.

Pour vérifier la pertinence des paramètres obtenus, la réponse fréquentielle de la fonction de transfert du modèle en échelle est comparée à la mesure de l'impédance de la machine et ceci pour chaque niveau de magnétisation. Les figures 3.4 et 3.5 représentent les modules et arguments de l'impédance phase-neutre mesurés et calculés pour différents niveaux de magnétisation.

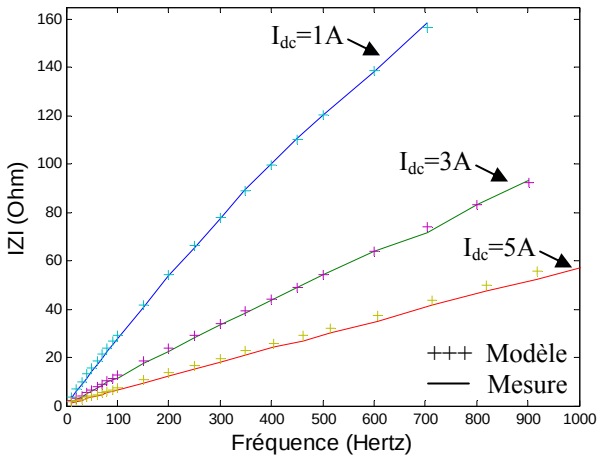


Fig 3.4 : Module de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais (I_{ac}+I_{dc}), modèle en échelle.

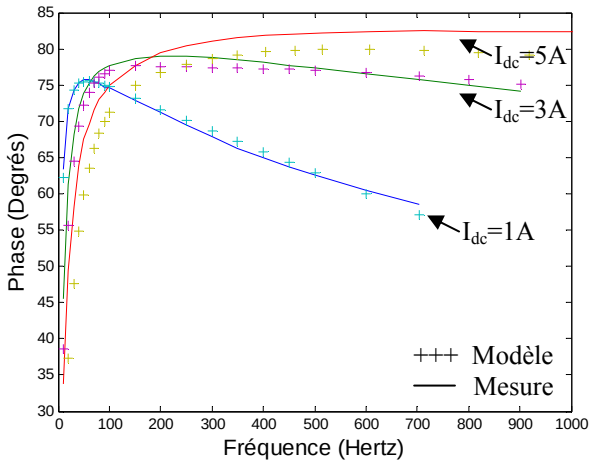


Fig 3.5 : Argument de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais (I_{ac}+I_{dc}), modèle en échelle.

Nous constatons que les paramètres identifiés pour chaque niveau de magnétisation représentent les essais expérimentaux de manière satisfaisante en ce qui concerne le module et que de légères différences existent en ce qui concerne l'argument. Pour juger de manière pertinente de l'efficacité de ce modèle, les comportements temporel et fréquentiel du courant de ligne issu de la simulation seront comparés à ceux du courant mesuré dans le paragraphe III.2

III.1.2 Modèle d'ordre ½

Le modèle d'ordre ½ est le modèle d'ordre non entier proposé par [Riu03]. Ce dernier représente l'effet de la fréquence sur le rotor par une impédance d'ordre ½ (Fig 3.6).

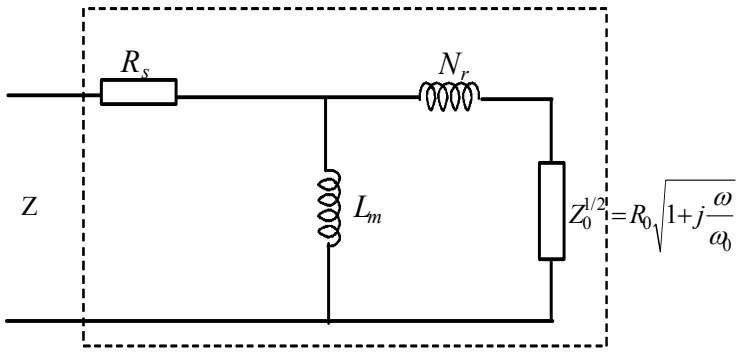


Fig 3.6 : Modèle d'ordre ½.

Avec l'impédance équivalente :

$$Z = \frac{R_S Z_0^{1/2} + p\left[R_S(N_r + L_m) + L_m Z_0^{1/2}\right] + pL_m N_r}{p(N_r + L_m) + Z_0^{1/2}}$$

et :

$$Z_0^{1/2} = \sqrt{1 + \frac{p}{\omega_0}} \quad et \quad p = j\omega$$

Dans le Tableau 3.3, tous les paramètres identifiés varient en fonction du courant magnétisant et il apparaît que les paramètres N_r et ω_0 subissent des variations très importantes. Nous constatons aussi que lorsque le niveau de magnétisation augmente (de 1A à 5A), la résistance R_s diminue de 37.5%, l'inductance L_m diminue de 73% et la résistance R_0 diminue de 91%. Ces diminutions traduisent la baisse de l'impédance équivalente lorsque le niveau de magnétisation augmente.

La Fig 3.7 et la Fig 3.8 représentent respectivement les modules et les arguments de l'impédance phase-neutre obtenus pour les essais expérimentaux et comparés à ceux calculés à partir du modèle.

Tableau 3.3 : Paramètres du modèle d'ordre ½ en fonction du niveau de magnétisation.

I_{dc}(A)	1	3	5
$R_s(\Omega)$	1.94	1.31	1.13
$L_m(mH)$	57.5	21.8	12
$N_r(mH)$	0.1	1	19.6
$R_0(\Omega)$	153	42.7	16.1
$\omega_0(rad/s)$	1.48 10^{+3}	150	140

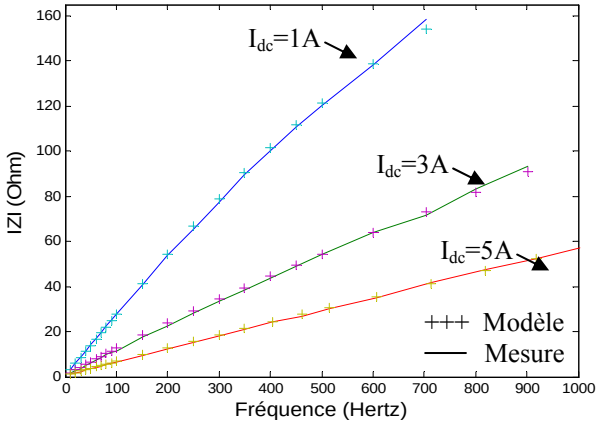


Fig 3.7 : Module de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais (I_{ac}+I_{dc}), modèle d'ordre ½.

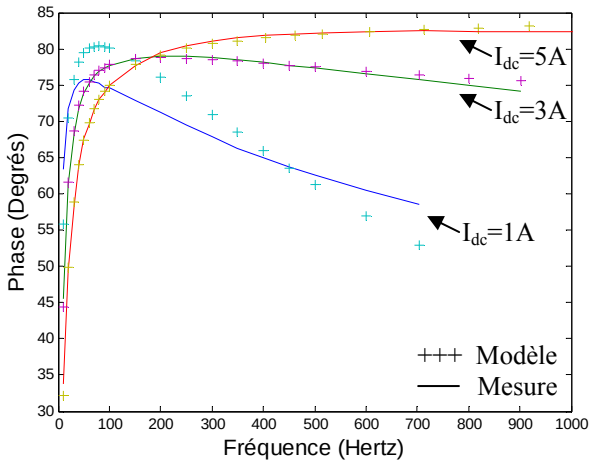


Fig 3.8 : Argument de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais (I_{ac}+I_{dc}), modèle d'ordre ½.

Pour les essais à 3A et 5A, les paramètres obtenus à l'aide de l'algorithme génétique conduisent à une fonction de transfert qui approche convenablement la mesure. Par contre, pour l'essai à 1A, il existe une différence importante au niveau de l'argument.
Pour ce type de modèles, les conclusions de [Riu] affirment que pour le calcul de la réponse temporelle, il est plus avantageux de choisir une démarche d'approximation des impédances d'ordre ½ par des systèmes d'ordre entier. Nous avons donc pris le parti de ne pas l'utiliser ultérieurement dans nos comparaisons temporelles. De plus, la simulation du courant de ligne de ce type de modèle ne peut pas être effectuée avec un logiciel de simulation type circuit à cause de la représentation de l'impédance d'ordre ½. Les comparaisons temporelles se limiteront donc aux deux autres modèles fréquentiels présentés.

III.1.3 Modèle harmonique

Le modèle harmonique est constitué de deux modèles distincts : le premier modèle est classique et représente le comportement de la machine asynchrone à la fréquence fondamentale. Les paramètres de ce modèle identifiés grâce aux essais usuels sont présentés dans le Tableau 3.1. Le deuxième modèle est utilisé pour représenter toutes les composantes harmoniques (Fig 3.9).

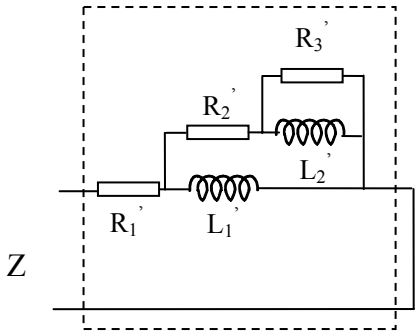


Fig 3.9 : Modèle harmonique.

Avec :

$$Z = \frac{R_1' R_2' R_3' + p\left[R_1' L_2' (R_2' + R_3') + L_1' R_2' (R_1' + R_3')\right] + p^2 L_1' L_2' (R_1' + R_2' + R_3')}{R_2' R_3' + p\left[L_2' (R_2' + R_3') + L_1' R_2'\right] + p^2 L_1' L_2'}$$

En utilisant les mesures effectuées à différents niveaux de courant continu et l'algorithme génétique, nous obtenons les paramètres du Tableau 3.4.

L'augmentation du courant de magnétisation de 1A à 5A induit une diminution des résistances R_1' et R_2' de 31% et 59% respectivement ainsi qu'une diminution de l'inductance L_2' de 53%.
La forte diminution de l'inductance L_1' (79%) et la forte augmentation de la résistance R_3' (150%) font que l'impédance équivalente diminue.
A I_{dc}=5A, les paramètres R_1' et L_1' du modèle harmonique sont du même ordre que R_S et N_r' du modèle classique (identifiée à 50Hz).
La Fig 3.10 et la Fig 3.11 représentent respectivement la comparaison entre les impédances et les arguments mesurés et calculés.

Tableau 3.4 : Paramètres du modèle harmonique en fonction du niveau de magnétisation.

I_{dc} (A)	1	3	5
R_1'(Ω)	1.6	1.3	1.1
L_1'(mH)	53.2	20.3	11.1
R_2'(Ω)	88.8	80.8	36.1
L_2'(mH)	99	63.1	46.9
R_3'(Ω)	203	298	506

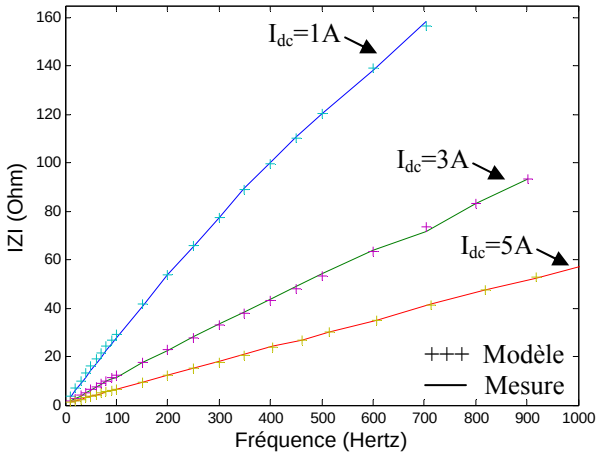


Fig 3.10 : Module de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais (I_{ac}+I_{dc}), modèle harmonique.

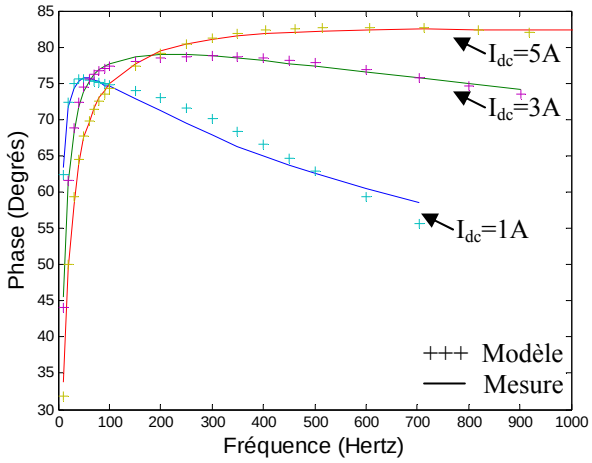


Fig 3.11 : Argument de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais (I_{ac}+I_{dc}), modèle harmonique.

La comparaison entre le modèle et la mesure montre que le modèle reproduit le comportement fréquentiel à l'arrêt de la machine autant pour le module que pour l'argument. La comparaison des comportements temporel et fréquentiel en fonctionnement sera présentée dans la partie suivante.

III.2 Simulation

Dans ce qui suit, nous utilisons le logiciel de simulation de type circuit PSIM afin de comparer les courants de ligne simulés aux mesures réalisées sur le banc d'essais expérimental.

Dans un premier temps, nous relevons le courant de ligne absorbé par une machine asynchrone alimentée par un variateur de vitesse industriel ainsi que la tension d'alimentation délivrée par ce variateur.

Pour la simulation, nous alimentons les modèles de la machine par la tension d'alimentation prélevée aux bornes de la machine réelle (délivrée par le variateur de vitesse). Cette opération permet de simuler les conditions réelles de fonctionnement de la machine et de s'affranchir d'éventuelles différences que l'on obtiendrait en utilisant un modèle du convertisseur. Par conséquent, la simulation ne tiendra pas compte des interactions entre la machine et le variateur (Fig 3.12 et Fig 3.13).

Pour le modèle harmonique, il est nécessaire de séparer le fondamental et les composantes harmoniques de la tension d'alimentation. A cet effet, nous avons utilisé un filtre. Le fondamental sert à alimenter le modèle classique et les harmoniques à alimenter le modèle les représentant (Fig 3.13).

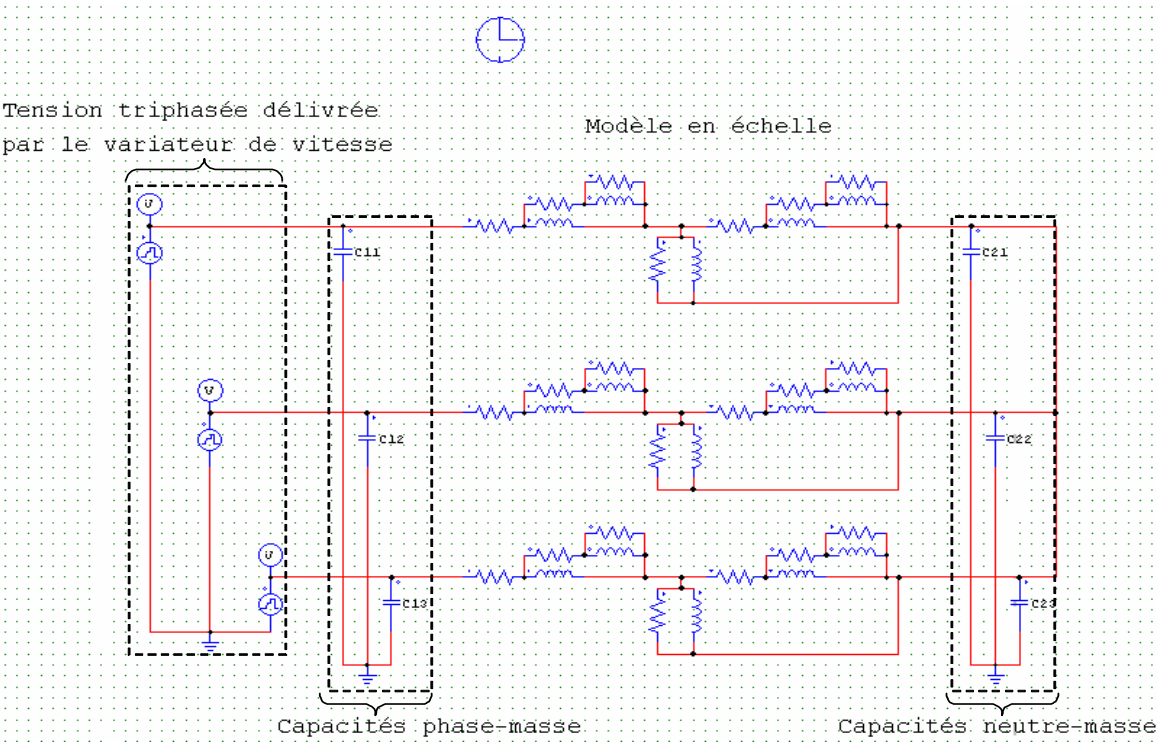


Fig 3.12 : Schéma de simulation du modèle en échelle

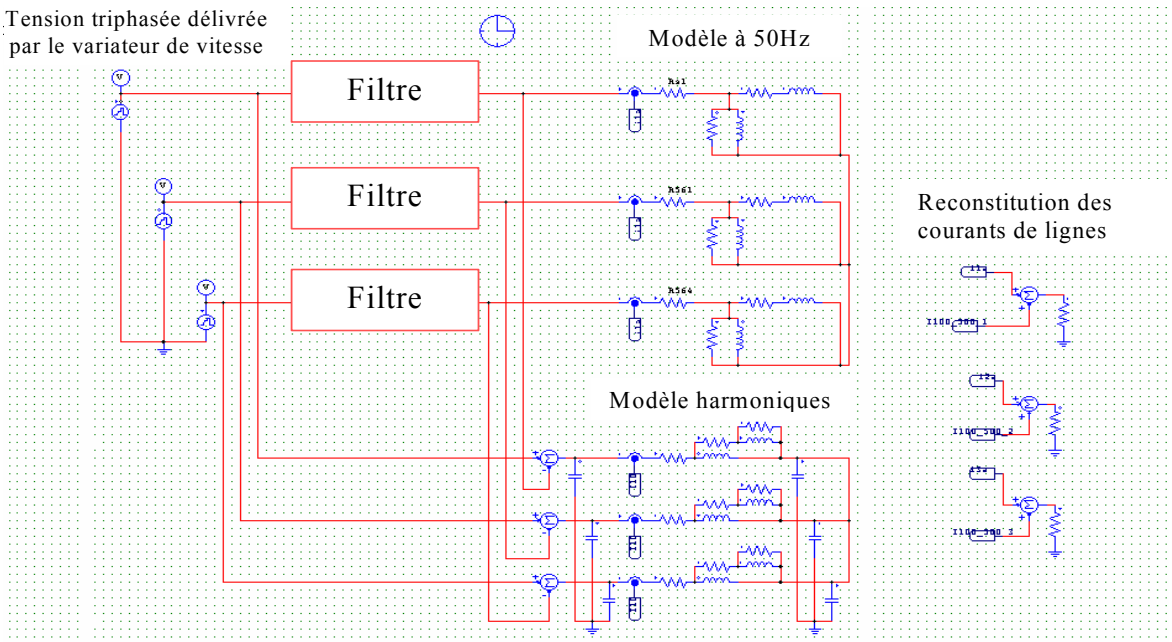


Fig 3.13 : Schéma de simulation du modèle harmonique.

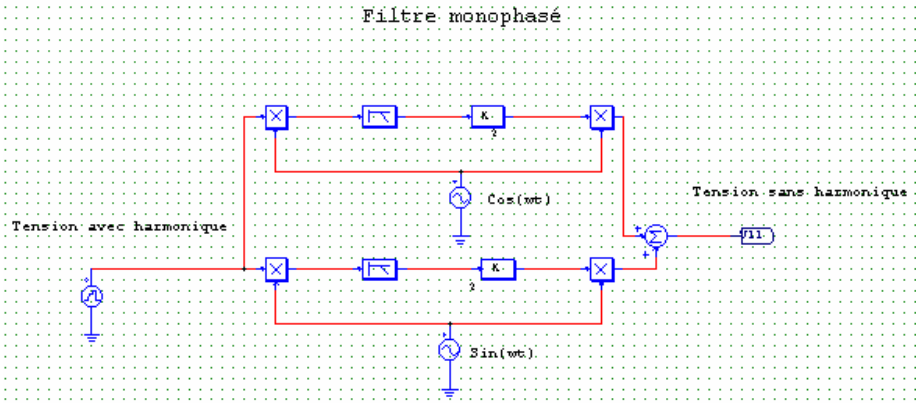


Fig 3.14 : Structure du filtre monophasé.

Le filtre monophasé utilisé pour séparer le fondamental et les composantes harmoniques de la tension d'alimentation a la structure donnée par la Fig 3.14. Les composantes harmoniques modulées par un signal à la fréquence fondamentale sont éliminées par un filtre passe bas de deuxième ordre. Cette structure permet ainsi d'extraire la composante fondamentale.

III.3 Comparaison des réponses temporelles et fréquentielles des modèles

Dans ce qui suit, les allures temporelles ainsi que les décompositions fréquentielles des courants de ligne simulés sont comparées à celles du courant réel. Les essais et les simulations présentés dans cette partie sont réalisés à l'aide d'un variateur de vitesse (V_{eff} = 230V, f = 50Hz). La charge utilisée permet d'avoir un courant égal à 95% de sa valeur nominale

III.3.1 Réponses du modèle en échelle

La Fig 3.15 représente les courants de ligne du modèle en échelle avec les paramètres identifiés selon les trois niveaux de magnétisation ainsi que le courant mesuré sur le banc d'essais expérimental.

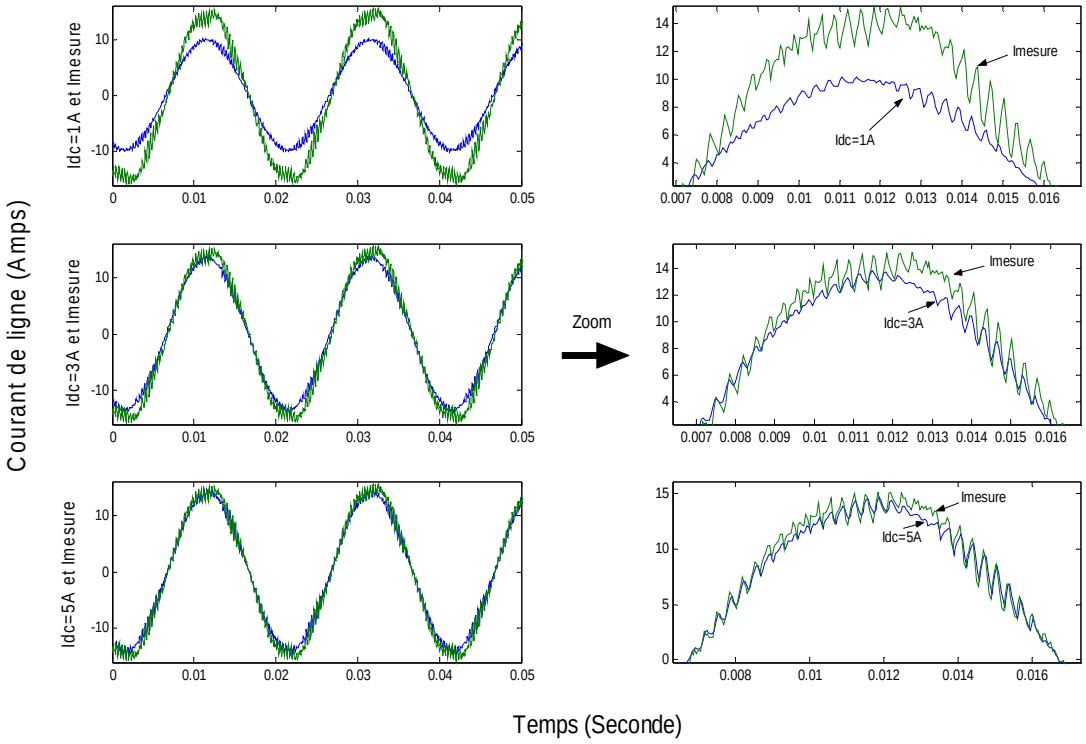


Fig 3.15 : Courants de ligne issus du modèle en échelle et de la mesure.

Les courants de ligne issus du modèle en échelle, pour les deux séries de paramètres (1A, 3A), ont des amplitudes plus faibles que la mesure. Cette différence est due aux niveaux de magnétisation utilisés pour l'identification. En effet, lors d'un essai à faible niveau de magnétisation (1A et 3A), l'impédance opérationnelle est plus élevée que celle qui opère aux conditions de fonctionnement nominales. De plus, la structure du modèle fait intervenir les cellules R_L dans le fondamental alors qu'elles sont sensées représenter uniquement les harmoniques. Dans le Tableau 3.5, on constate que l'impédance équivalente du modèle en échelle (à 50Hz) diminue lorsque le niveau de magnétisation augmente s'approchant ainsi de la valeur obtenue pour le modèle classique. Plus I_{dc} augmente, plus l'effet des cellules R_L sur le fondamental diminue.

La Fig 3.16 représente la décomposition fréquentielle des courants de ligne simulés et mesurés. La différence observée sur l'amplitude du fondamental dans l'allure temporelle est bien apparente. L'amplitude du fondamental pour $I_{dc} = 5$A est en effet légèrement inférieure à la mesure. Les harmoniques issus de la décomposition en série de Fourier du courant mesuré ont des niveaux plus élevés que ceux des courants simulés. Par ailleurs, lorsque le niveau de magnétisation augmente, l'amplitude des harmoniques augmente.
Nous confirmons donc l'influence du niveau de magnétisation dans le comportement fréquentiel de la machine et donc l'importance du choix de ce niveau de magnétisation lors de la phase d'identification.

Tableau 3.5 : Modèle en échelle ; impédance équivalente à 50Hz selon le niveau de magnétisation.

Modèles	Modèle classique	Modèle en échelle (I_{dc}=1A)	Modèle en échelle (I_{dc}=3A)	Modèle en échelle (I_{dc}=5A)
Impédance équivalente Ze (Ω)	1.79 + 3.58i	4.13+15.95i	2.08 + 6.46i	2 + 3.45i
Abs(Ze) (Ω)	4.01	16.48	6.79	4
Arg(Ze) en degré	63.4	75.5	72.2	60

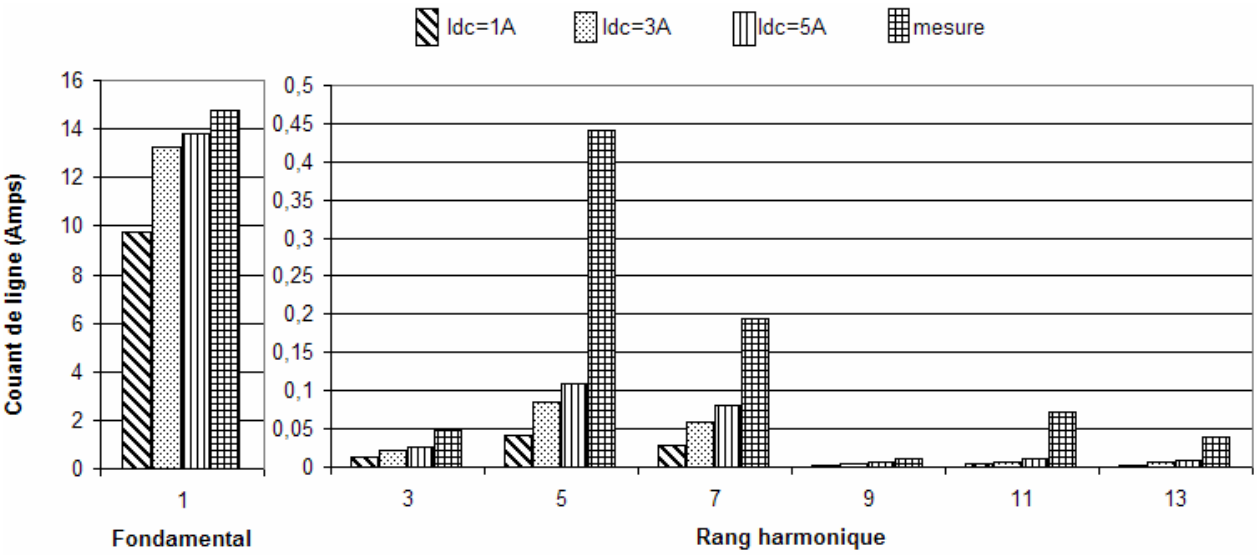


Fig 3.16 : Les harmoniques des courants de ligne issus du modèle en échelle et de la mesure.

III.3.2 Réponses du modèle harmonique

La Fig 3.17 représente les courants de ligne obtenus à l'aide du modèle harmonique dont les paramètres ont été identifiés selon les trois niveaux de magnétisation.

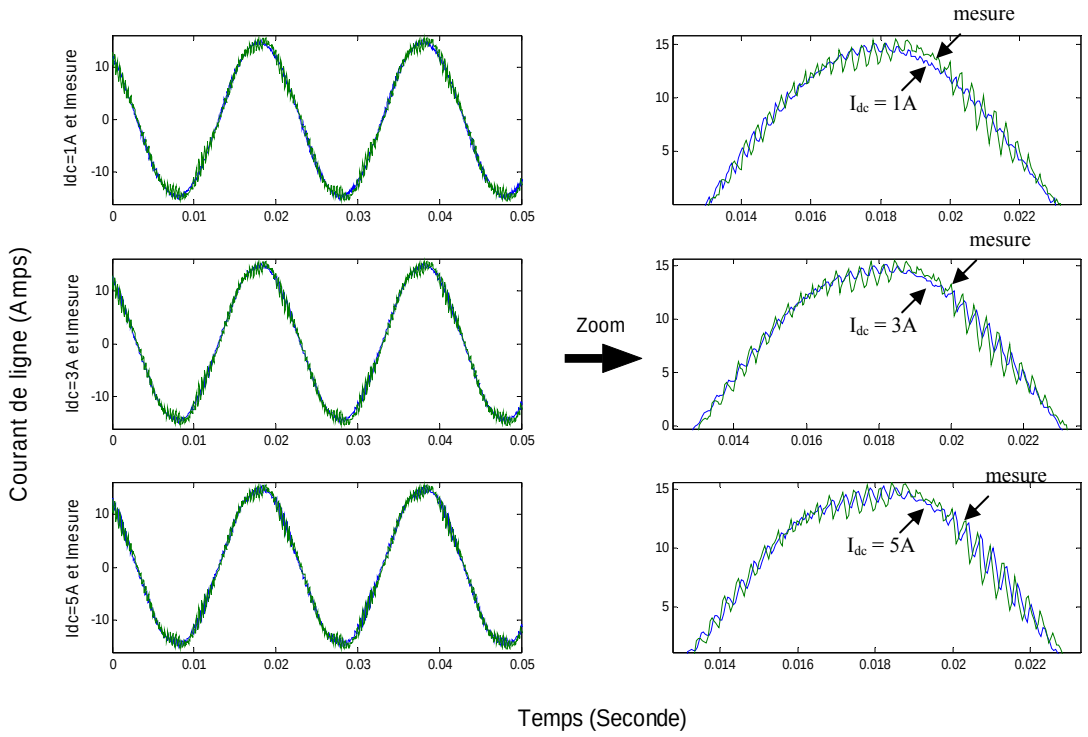


Fig 3.17 : Courants de ligne issus du modèle harmonique et de la mesure.

Du point de vue temporel, les courants de ligne issus du modèle harmonique sont confondus avec le courant de ligne mesuré et ceci quel que soit le niveau de magnétisation.
La structure du modèle proposé (principe de superposition de deux modèles) fait que l'impédance du modèle harmonique correspondant à chaque niveau de magnétisation n'influe pas sur l'amplitude du courant fondamental, elle opère seulement pour caractériser les harmoniques. En effet, le courant fondamental est obtenu à partir du modèle classique inchangé pour les trois niveaux de magnétisation.

La Fig 3.18 représente la décomposition fréquentielle des courants de ligne simulés et mesurés. Dans cette figure, lorsque le niveau de magnétisation augmente, l'amplitude des harmoniques augmente également, se rapprochant des niveaux réels. Mais, le niveau de magnétisation le plus élevé utilisé (5A) reste toujours insuffisant pour approcher les harmoniques de courant mesurés. Nous rappelons que le niveau de courant (I_{dc}=5A) était limité par le hacheur d'alimentation lors des essais d'identification.
De plus, la machine étant à l'arrêt lors des essais d'indentification, les harmoniques d'espace apparaissant avec la rotation de la machine (harmoniques de perméance) ne sont pas pris en compte dans le schéma équivalent de la machine. Ceci explique également les écarts entre la simulation et la mesure.

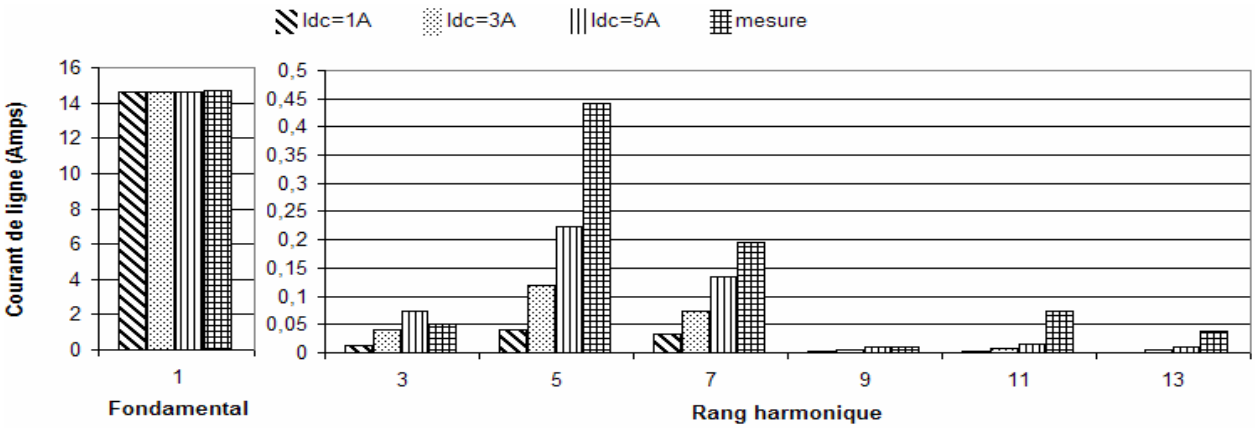


Fig 3.18 : Les harmoniques des courants de ligne issus du modèle harmonique.

La comparaison entre les harmoniques obtenus à l'aide des deux modèles (le modèle en échelle et le modèle harmonique) montre que le second conduit à des harmoniques de courant de ligne d'amplitude deux fois supérieures à ceux obtenus pour le premier, se rapprochant ainsi de la mesure. De plus, le modèle harmonique permet d'avoir une bonne représentation du fondamental. Il est donc possible de conclure que la structure du modèle proposée est la plus représentative du comportement fréquentiel de la machine asynchrone.

IV Comparaison des types de mesure en vue de l'identification du modèle harmonique

Dans le sous-chapitre précédent, nous avons pris le soin de comparer les modèles pour une seule méthode de mesure en vue de l'identification (essai avec injection de composantes continue et sinusoïdale de courant). Dans cette partie, nous comparons la pertinence de chaque méthode de mesure en vue de l'identification pour le modèle harmonique. Ce dernier est utilisé pour les comparaisons puisqu'il a été prouvé dans la partie III qu'il était le plus représentatif du comportement temporel et fréquentiel de la machine. Dans ce qui suit, les essais à tension constante et SSFR sont utilisés pour identifier les paramètres du modèle et les résultats de simulation ainsi que ceux issus de l'essai avec injection de composantes continue et sinusoïdale de courant sont confrontés aux mesures.

IV.1 Identification du modèle harmonique

IV.1.1 Essai à tension constante

Les paramètres du modèle harmonique sont identifiés ici (Tableau 3.6) en utilisant uniquement les mesures effectuées à V_3=0.5V qui ne contiennent pas la non linéarité observée pour les niveaux de tension plus élevés (V_1=32V, V_2=16V). En effet, la présence de la non linéarité sur les essais à V_1=32V et à V_2=16V se traduit par deux changement de pente qui rendent la convergence de l'algorithme d'identification difficile et le modèle harmonique inadapté.

Tableau 3.6 : Paramètres du modèle harmonique identifiés selon l'essai à tension constante (V_3=0.5V).

$R_1'(\Omega)$	L_1'(mH)	$R_2'(\Omega)$	L_2'(mH)	$R_3'(\Omega)$
1.46	21.3	100	64.8	398

Les Fig 3.19 et Fig 3.20 représentent la comparaison entre les impédances mesurée et calculée à partir du modèle.

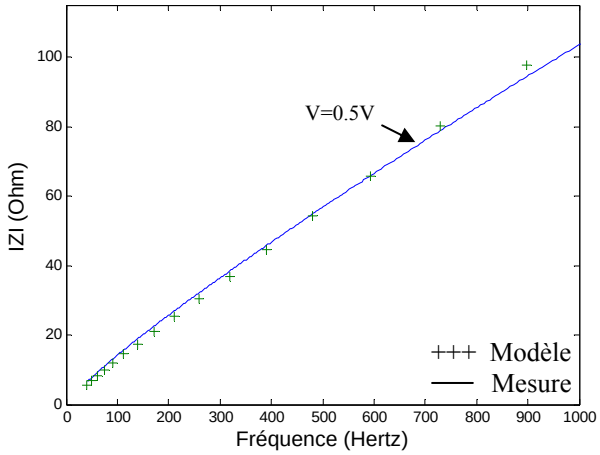


Fig 3.19 : Module de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais ($V = cst$), modèle harmonique.

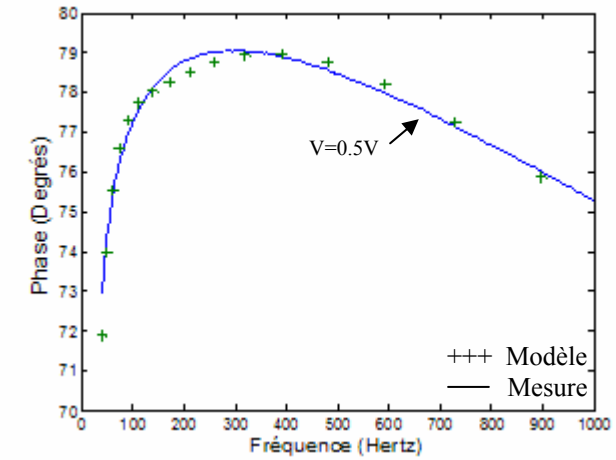


Fig 3.20 : Argument de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais ($V = cst$), modèle harmonique.

La comparaison entre le modèle identifié et la mesure montre que le comportement fréquentiel de l'impédance de la machine à l'arrêt est correctement reproduit.

IV.1.2 Essais avec la méthode SSFR

En utilisant les mesures effectuées à différent rapport V/f et à l'aide de l'algorithme génétique, les paramètres du modèle harmonique sont identifiés. Ils sont présentés dans le Tableau 3.7.

Tableau 3.7 : Paramètres du modèle harmonique identifiés selon les essais SSFR.

V/f	50/1000	100/1000	145/1000	100/500
$R_1'(\Omega)$	8	3.41	1.87	1.44
L_1'(mH)	61.4	47	27.4	19.8
$R_2'(\Omega)$	204	171	162	101
L_2'(mH)	32	45.3	52.6	63.7
$R_3'(\Omega)$	257	215	289	358

L'augmentation du rapport V/f de 50/1000 à 100/500 induit une diminution des résistances R_1' et R_2' de respectivement 82% et 50% ainsi qu'une diminution de l'inductance L_1' de 68%. Ces valeurs tendent à se rapprocher de celles identifiées à I_{dc}=5A et vérifient le même comportement lorsque le niveau de magnétisation augmente de I_{dc}=1A à I_{dc}=5A.

Les Fig 3.21 et Fig 3.22 représentent la comparaison entre les modules et arguments des impédances mesurées et calculée.

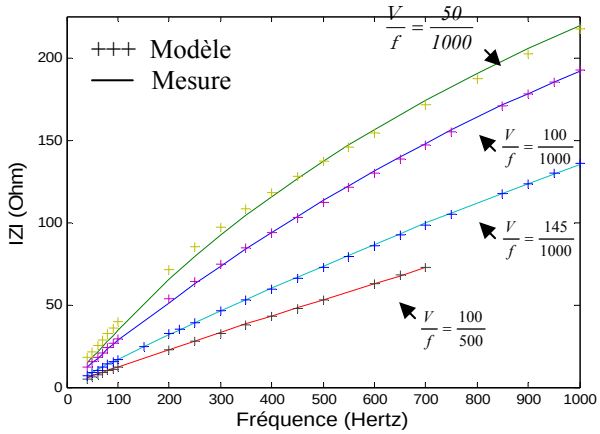


Fig 3.21 : Module de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais (V/f=cst), modèle harmonique.

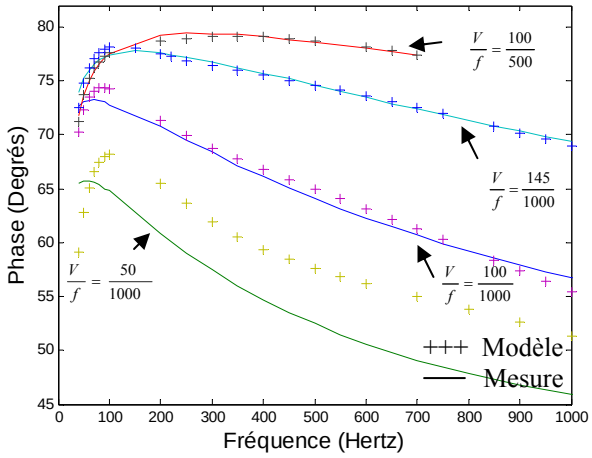


Fig 3.22 : Argument de l'impédance phase-neutre en fonction de la fréquence. Essais (V/f=cst), modèle harmonique.

La comparaison entre le modèle identifié et la mesure montre que le modèle reproduit le comportement fréquentiel à l'arrêt de la machine pour les trois rapports de V/f : ($\frac{V}{f}=\frac{100}{1000}$, $\frac{V}{f}=\frac{145}{1000}$ et $\frac{V}{f}=\frac{100}{500}$) autant pour le module que pour l'argument. Cependant pour le rapport $\frac{V}{f}=\frac{50}{1000}$, la différence est importante au niveau de la phase. Par analogie avec les essais avec composantes continues, nous constatons que lorsque le niveau de magnétisation est faible (I_{dc}=1A ou $\frac{V}{f}=\frac{50}{1000}$), le modèle harmonique ne reproduit pas correctement la mesure.

IV.2 Comparaison des réponses temporelles et fréquentielles du modèle harmonique

Nous allons simuler le modèle harmonique avec les paramètres identifiés à partir des trois types d'essais et nous allons comparer les courants de ligne simulés avec le courant de ligne mesuré (Fig 3.23). Les allures temporelles des courants de ligne simulés sont confondues avec celle du courant de ligne mesuré et ceci quelle que soit la méthode de mesure en vue de l'identification utilisée.

La Fig 3.24 représente la décomposition fréquentielle des courants de ligne simulés et mesurés.

Le résultat observé sur la Fig 3.24 montre que l'identification avec l'essai à composante continue de courant la plus élevée (le flux le plus grand) reste celui qui reproduit le mieux le comportement fréquentiel de la machine.

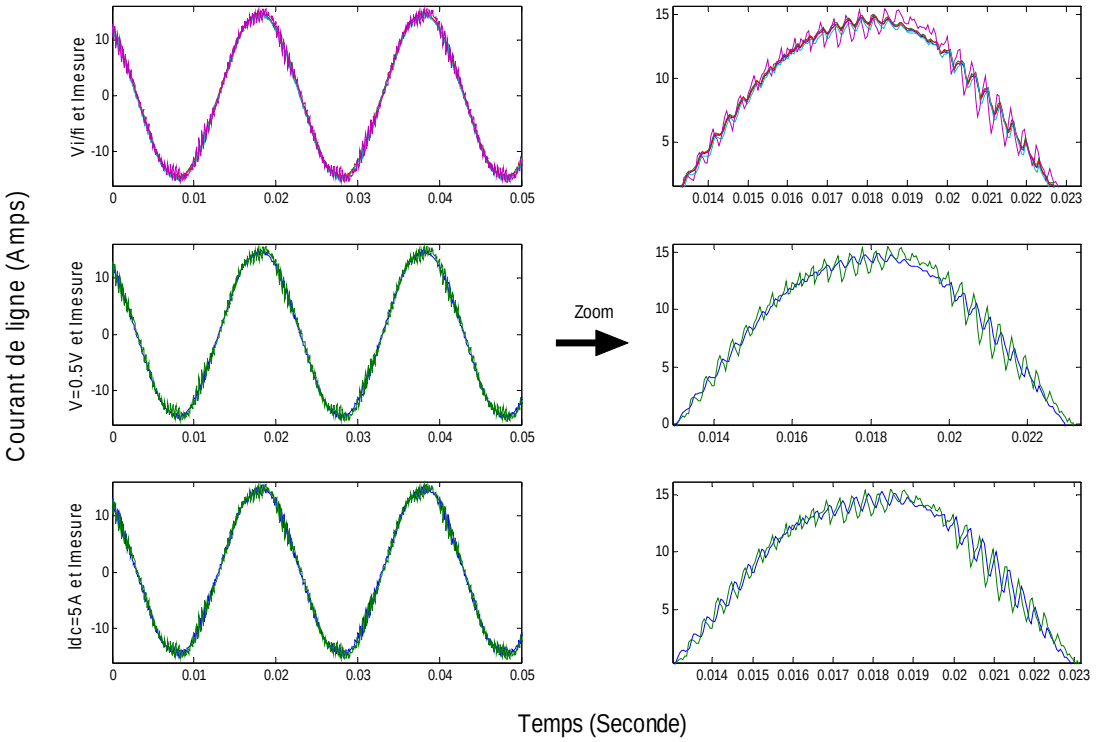


Fig 3.23 : Courants de ligne issus du modèle harmonique.

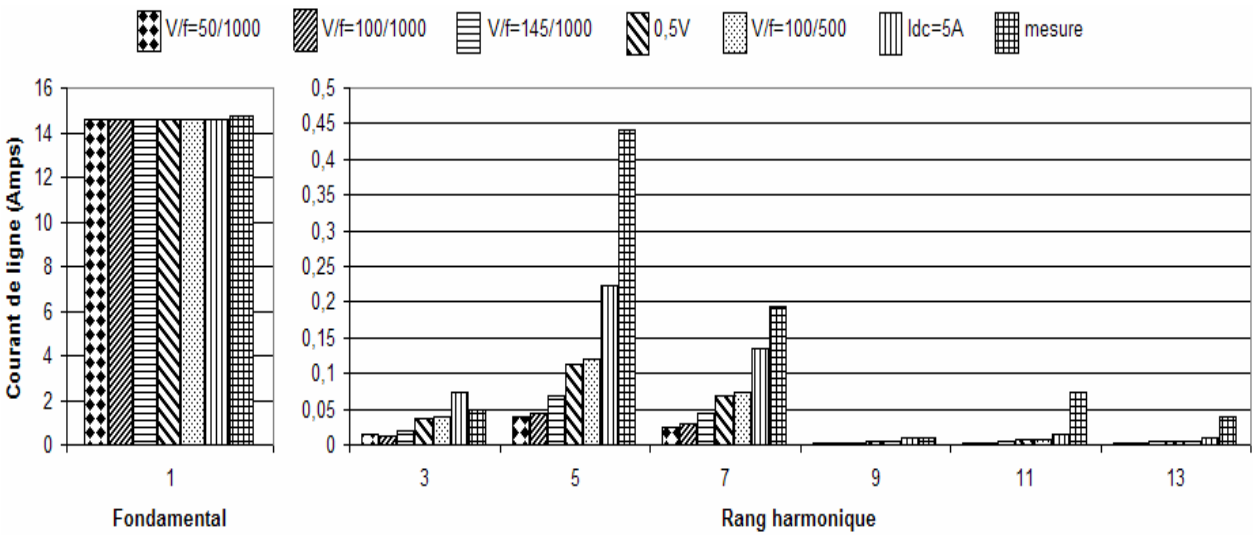


Fig 3.24 : Les harmoniques des courants de ligne issus du modèle harmonique.

V Conclusion

Pour identifier les paramètres des modèles, nous avons choisi d'exploiter les essais (en vue de l'identification) réalisés avec un courant sinusoïdal comportant une composante continue puisque l'étude réalisée au chapitre 2 a montré qu'ils étaient les plus représentatifs du comportement de la machine dans les conditions de fonctionnement nominales. Les paramètres du modèle harmonique, en échelle et d'ordre ½ sont obtenus à l'aide d'un l'algorithme génétique.
La comparaison temporelle et fréquentielle des courants de ligne simulés et mesurés a montré l'intérêt de la structure du modèle harmonique que nous avons proposée. En effet, la superposition de deux circuits permet de séparer le fondamental et les composantes harmoniques. Ce découplage fait que l'impédance mesurée pour chaque niveau de magnétisation n'influe pas sur l'amplitude du courant fondamental, elle opère seulement pour caractériser les harmoniques.

Du point de vue temporel, les courants de ligne issus du modèle harmonique sont bien confondus avec le courant de ligne mesuré, et ceci quel que soit le niveau de magnétisation de la mesure. Du point de vue fréquentiel, plus le niveau de magnétisation augmente, plus le modèle s'approche du comportement nominal de la machine.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons comparé les différentes mesures en vue de l'identification. La confrontation des résultats de simulation du modèle harmonique avec les ensembles de paramètres obtenus pour chaque méthode de mesure a confirmé que l'essai avec offset permettait d'avoir les meilleurs résultats tant du point de vue de l'évolution temporelle que de la décomposition harmonique des courants de ligne. Cependant, il serait souhaitable de réaliser un essai d'identification à un niveau magnétique encore plus élevé pour reproduire plus fidèlement le comportement nominal de la machine.

Chapitre 4

Exploitation du modèle harmonique

I Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons identifié le modèle harmonique puis nous avons comparé les courants de ligne issus de ce modèle aux mesures expérimentales. Cette validation du modèle nous permet d'aborder la phase d'exploitation.
Un réseau électrique iloté ou embarqué, est caractérisé par sa puissance de court-circuit finie. Les principaux éléments d'un tel réseau se retrouvent dans l'exemple de la Fig 4.1. Dans ce type de réseau, les générateurs (alternateurs) fournissent une tension à la fréquence fondamentale (50Hz ou 60Hz) à des charges diverses. Comme le montre la Fig 4.1, la charge peut être constituée d'une machine asynchrone alimentée directement par le réseau ou à travers un convertisseur et/ou un transformateur.

Les travaux de [Bourguet05] ont concerné la circulation des harmoniques et des interharmoniques d'un ensemble convertisseur-moteur synchrone dans le réseau de bord d'un navire tout électrique. Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la circulation des courants harmoniques et interharmoniques dans une machine asynchrone connectée directement au réseau ou alimentée par un convertisseur statique.

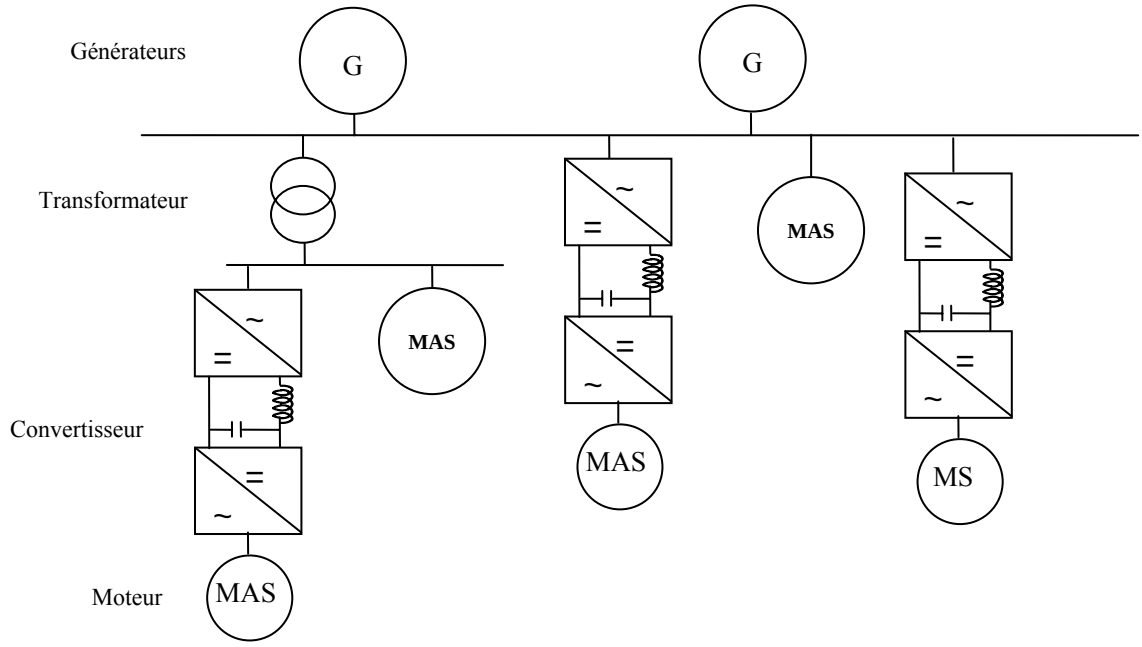


Fig 4.1 : Exemple d'un mini réseau

Pour commencer, nous étudions le fonctionnement fréquentiel de notre machine connectée directement au réseau. Nous présentons les performances du modèle harmonique pour une machine alimentée par un réseau idéal et par un réseau perturbé. Dans ce cadre, les courants de lignes simulés sont comparés à des mesures expérimentales. Puis, pour mettre en évidence l'apport de notre modèle, ses résultats sont confrontés à ceux du modèle au fondamental et des modèles usuels (RL série et RL parallèle). La deuxième partie du chapitre présente une simulation de l'ensemble constitué de la machine asynchrone et du convertisseur statique l'alimentant. Ces simulations permettent de reproduire le courant de ligne de la machine asynchrone ainsi que le courant de ligne du côté réseau. Pour finir, une étude concernant la détermination des pertes harmoniques est amorcée.

II Machine asynchrone alimentée par le réseau

II.1 Réseau idéal

Dans cette partie, nous étudions le comportement fréquentiel de la machine asynchrone dans le cas d'un réseau idéal délivrant des tensions triphasées purement sinusoïdales. Dans tous les essais et les simulations présentés dans cette partie, la machine est alimentée par une source de tension sinusoïdale (V_{eff}=150V, f=43Hz). La puissance utile de la machine est égale à 30% de sa puissance nominale. Nous nous sommes limités à une tension d'alimentation de 150V car elle représente la limite de la première plage de fonctionnement de la source triphasée (150V, 13.6A, cf chapitre 2). La source utilisée ne permettant pas de descendre en deçà de 40Hz, la fréquence a été fixée à 43 Hz, d'une part, pour obtenir un rapport V/f le plus élevé possible et d'autre part, pour séparer les éventuels harmoniques du réseau, des harmoniques de temps et d'espace de la machine.
Cette configuration nous permet aussi de palier à l'appel du courant lors du démarrage de la machine. Par contre, elle limite le niveau de tension et la puissance fournie à la machine.

II.1.1 Simulation

L'alimentation du modèle harmonique par une tension purement sinusoïdale revient à alimenter le modèle au fondamental.
Les tensions phase-neutre qui alimentent le modèle (Fig 4.2) ainsi que les courants qui en résultent (Fig 4.3) sont parfaitement sinusoïdaux.

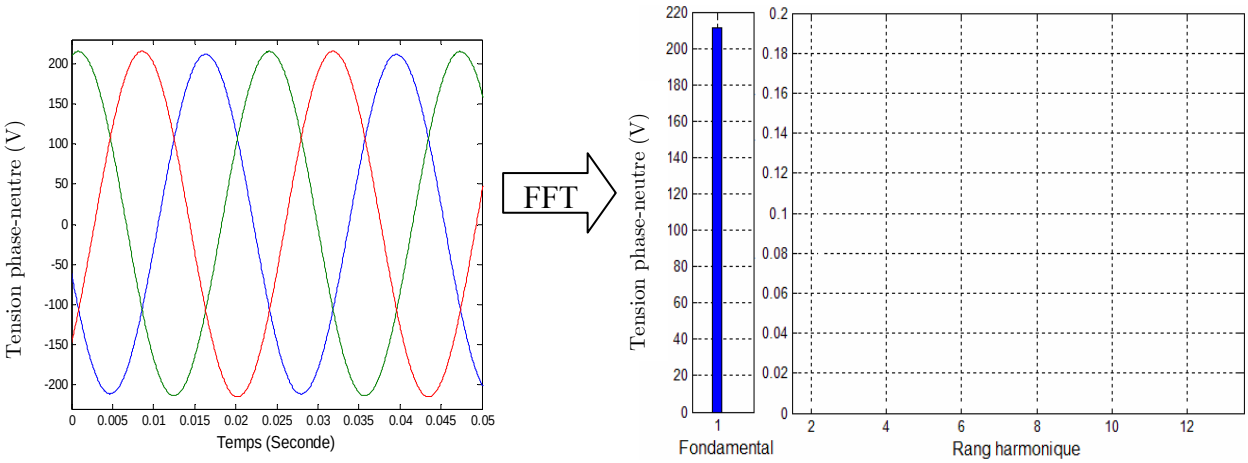


Fig 4.2 : Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale

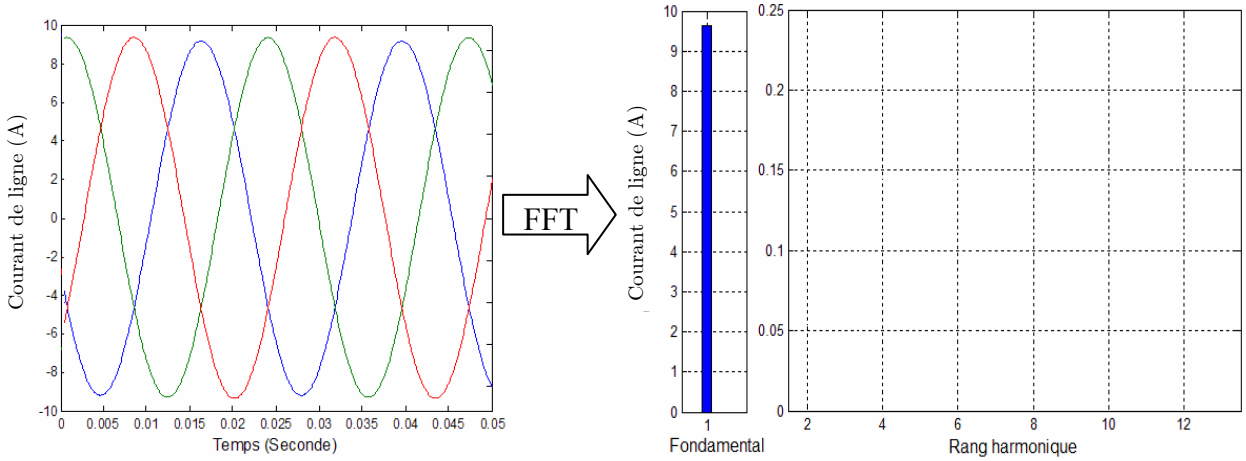


Fig 4.3 : Courants de ligne simulés : Alimentation sinusoïdale

II.1.2 Mesures

D'après la Fig 4.4, nous remarquons que la tension sinusoïdale réellement appliquée contient des harmoniques de niveaux très faibles ($< 0.06\%$), ce qui nous permet de considérer qu'elle est pratiquement sinusoïdale.

Contrairement au spectre fréquentiel du courant de ligne simulé, celui du courant mesuré (Fig 4.5) contient plusieurs harmoniques dont les deux harmoniques cinq et sept de niveaux relativement importants (respectivement 220mA et 150mA). Malgré une alimentation sinusoïdale non perturbée, la machine induit des harmoniques dans le courant de ligne. Cet essai confirme que la machine génère des harmoniques d'espace y compris sous des tensions d'alimentation sinusoïdales. Notons que le niveau du flux magnétique, proportionnel à V/f est de l'ordre de 75% du flux nominal (V_n=230V, f_n=50Hz). On peut donc considérer que la machine fonctionne en régime linéaire et que les harmoniques générés ne sont pas liés à la saturation.

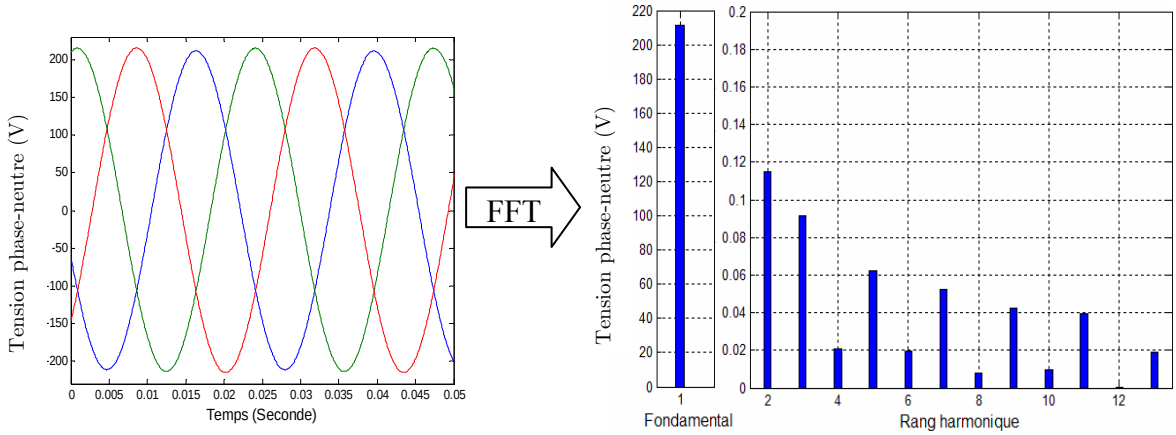


Fig 4.4 : Tensions phase-neutre mesurées : Alimentation sinusoïdale

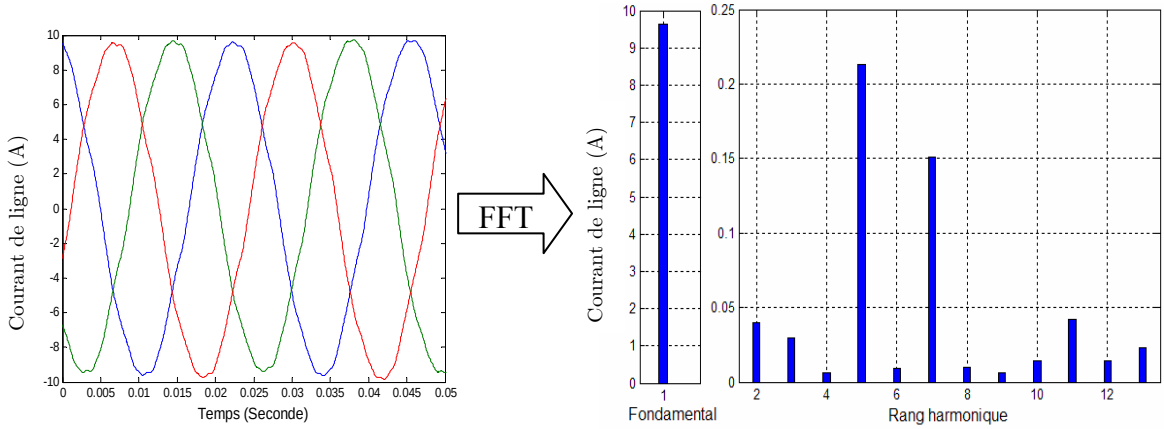


Fig 4.5 : Courants de ligne mesurés : Alimentation sinusoïdale

II.2 Réseau perturbé (alimentation non sinusoïdale)

Pour nous rapprocher d'une alimentation réaliste de la machine asynchrone, nous allons nous intéresser, au cas d'un réseau perturbé. Nous allons représenter ce type de réseau en alimentant la machine par une source de tension sinusoïdale (V_{eff}=150V, f=43Hz) contenant des harmoniques de rangs cinq et sept d'amplitudes respectives de 6% et 5% par rapport au fondamental. L'amplitude de ces deux harmoniques correspond à la limite tolérée par la norme [CEI61000]. Les essais sont réalisés comme précédemment à une puissance utile égale à 30% de la puissance nominale.

II.2.1 Simulation

La simulation des courants de ligne permet de prévoir le comportement fréquentiel de la machine dans le cas de figure d'un réseau fortement perturbé. Les figures 4.6 et 4.7 représentent les tensions phase-neutre et les courants de ligne simulés ainsi que leurs spectres fréquentiels.

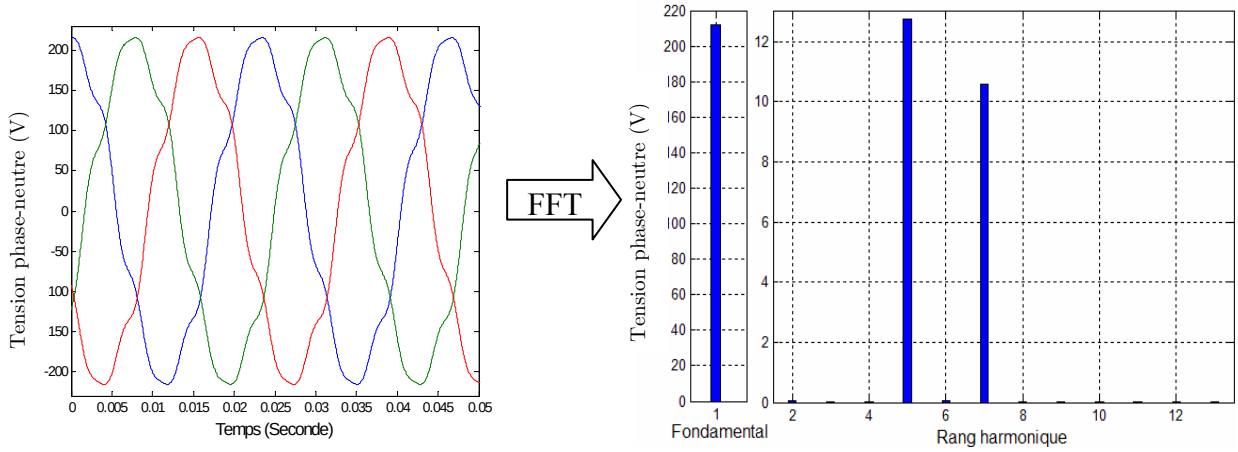


Fig 4.6 : Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%)

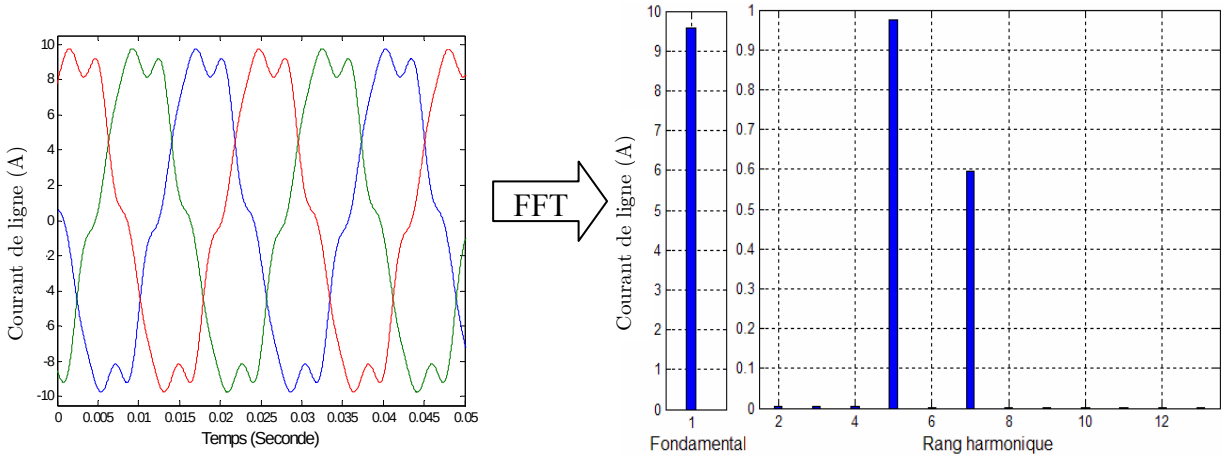


Fig 4.7 : Courants de ligne simulés : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq et sept

Les courants de lignes obtenus en simulation sont relativement déformés. Le spectre met en évidence deux harmoniques d'amplitudes importantes aux rangs cinq et sept correspondant à ceux injectés dans la tension d'alimentation.

Pour vérifier la représentativité du modèle harmonique, nous allons effectuer un essai expérimental dans les mêmes conditions de fonctionnement.

II.2.2 Mesure

La Fig 4.8 représente la tension d'alimentation phase-neutre ainsi que le spectre fréquentiel mettant en évidence les harmoniques injectés. Les autres rangs harmoniques dépendant de la précision de la source programmable sont négligeables.

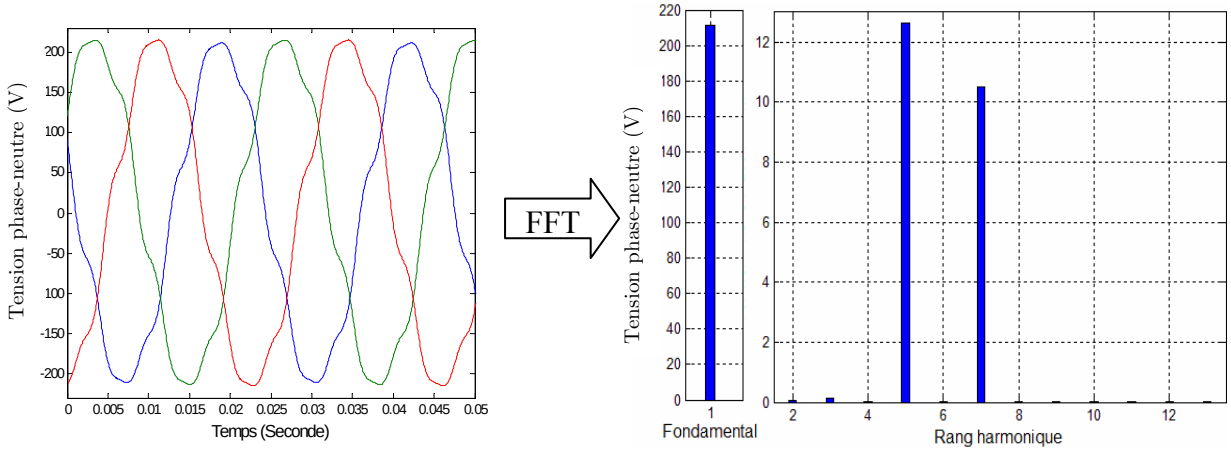


Fig 4.8 : Tensions phase-neutre mesurées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rang cinq et sept

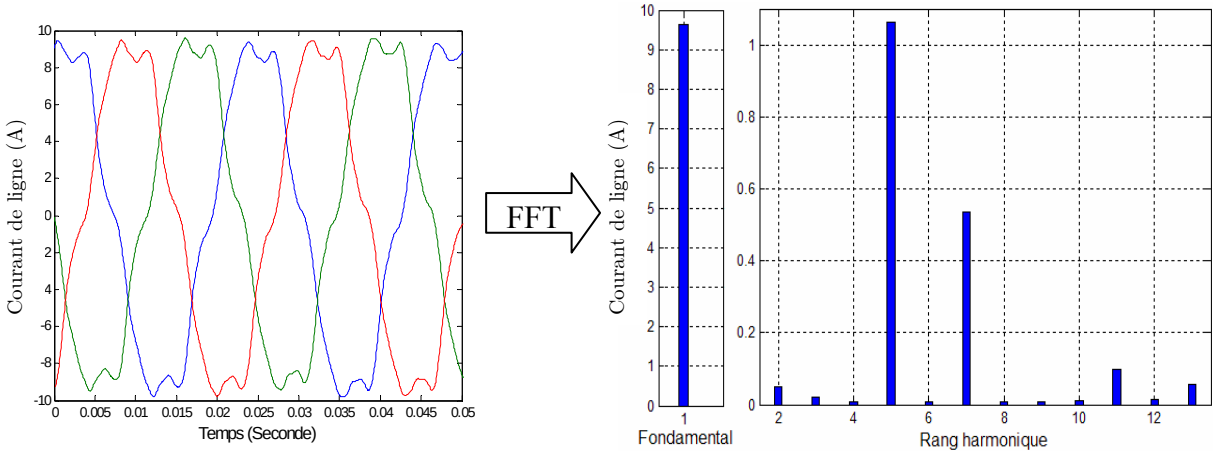


Fig 4.9 : Courants de ligne mesurés : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rang cinq et sept

Dans la Fig 4.9, nous remarquons la présence des harmoniques cinq et sept que nous avons injectés dans la tension d'alimentation ainsi que d'autres harmoniques (2, 3, 11 et 13). Les harmoniques cinq et sept présents dans les courants de ligne sont le résultat de la superposition des harmoniques de temps et d'espace. Leurs amplitudes respectives sont de 1098mA et 519mA. Nous notons également que l'injection des harmoniques de rang cinq et sept a un impact sur les autres harmoniques déjà présents lors de l'essai avec une alimentation sinusoïdale. En effet, les amplitudes des harmoniques (2, 3, 11 et 13) de la Fig 4.9 ont augmenté par rapport à ceux de la Fig 4.5 (Tableau **4.1**).

Tableau 4.1 : Influence de l'injection des harmoniques de rangs cinq et sept

Courant de ligne mesuré	Alimentation sinusoïdale (mA)	Alimentation avec injection des harmoniques de rangs cinq et sept (mA)	Evolution (%)
Harmonique deux	51.4	53.5	4
Harmonique trois	11.8	26.9	128
Harmonique cinq	220	1098	499
Harmonique sept	150	519	346
Harmonique onze	43.2	90.9	110
Harmonique treize	23	52.5	128

Tableau 4.2 : Comparaison des niveaux des harmoniques entre simulation et mesure

	Mesure	Simulation	Erreur
Harmonique cinq (mA)	1098	975	-11.2%
Harmonique sept (mA)	519	591	+13.8%

Le Tableau 4.2 représente la comparaison entre les harmoniques cinq et sept mesurés et simulés. Les dissemblances notées ont plusieurs causes possibles. D'une part, le modèle harmonique ne représente pas de manière assez complète tous les harmoniques d'espace (essais à rotor bloqué), alors que les harmoniques de courant sont le résultat d'une conjugaison des harmoniques d'espace et de temps qui de surcroît peuvent présenter des déphasages.

D'autre part, le niveau magnétique relatif aux essais (150V, 43Hz) ne correspond pas exactement à celui utilisé en vue de l'identification. Or, nous avons souligné au chapitre 3 l'importance du flux dans la détermination des paramètres du modèle de la machine.

II.3 Performances du modèle harmonique

Dans cette partie, nous désirons comparer les performances du modèle harmonique à celles du modèle au fondamental et des modèles usuels employés dans les études harmoniques des réseaux. Pour ce faire, nous avons gardé la même configuration décrite précédemment (tension perturbée contenant les harmoniques de rangs cinq et sept) pour les simulations basées sur ces nouveaux modèles.

II.3.1 Comparaison du modèle harmonique au modèle au fondamental

La Fig 4.10 représente les deux courants de ligne simulés (modèle harmoniques et modèle au fondamental) ainsi que leurs décompositions spectrales.

La décomposition fréquentielle montre que le modèle harmonique permet d'obtenir des résultats proches de la mesure (écart<11.2%). La différence entre les harmoniques du courant de ligne issus du modèle au fondamental et ceux mesurés atteint presque 50%, ce qui représente une marge d'erreur importante. Par conséquent, le modèle harmonique permet de prévoir de manière plus fiable les harmoniques du courant de ligne.

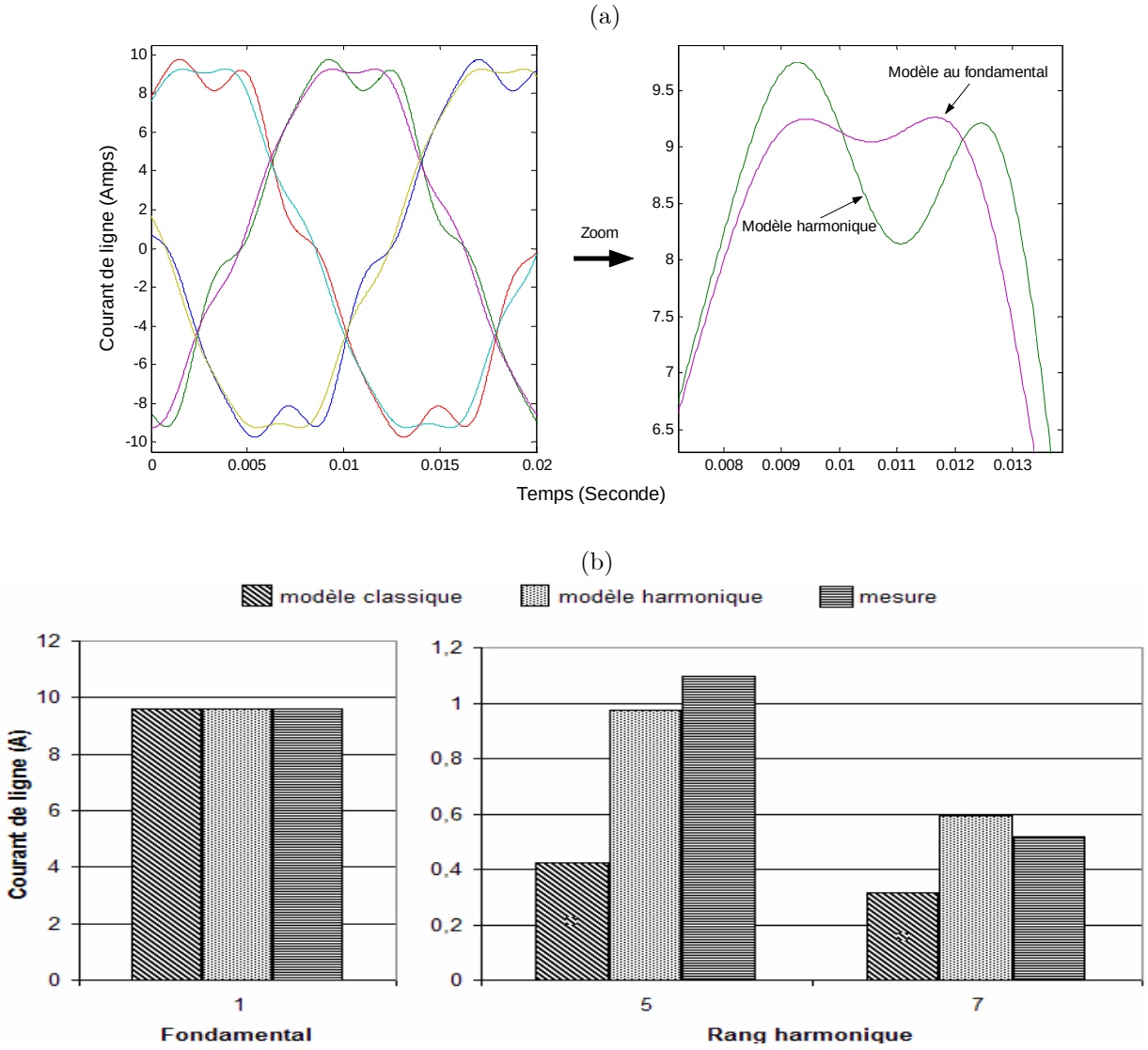


Fig 4.10 : Comparaison des courants de ligne de la machine : a) allure temporelle, b) décomposition harmonique

II.3.2 Comparaison du modèle harmonique à des modèles usuels dédiés aux réseaux électriques

Dans les simulateurs de réseaux électriques, différents modèles de machine asynchrone sont utilisés pour le calcul de la propagation des harmoniques (dans le réseau), [Ml98]. Parmi ceux ci, nous testons deux modèles à base de deux paramètres : RL série, RL parallèle.

Dans ce qui suit, nous comparons les résultats de simulation de ces modèles à ceux du modèle harmonique et ceci dans les mêmes conditions d'alimentation que précédemment (injection des harmoniques de rangs cinq et sept).

II.3.2.1 Modèle RL parallèle

Les paramètres du modèle RL parallèle sont identifiés en utilisant les expressions (4-1) et (4-2) :

$$R = \frac{U^2}{P} \tag{4-1}$$

$$X = \frac{U^2}{Q} \tag{4-2}$$

Le calcul pour une fréquence de 43Hz donne les paramètres suivants :

R=24.6Ω

X=35.7Ω

La simulation du modèle RL parallèle permet d'obtenir l'allure temporelle du courant de ligne ainsi que son spectre fréquentiel (Fig 4.11).

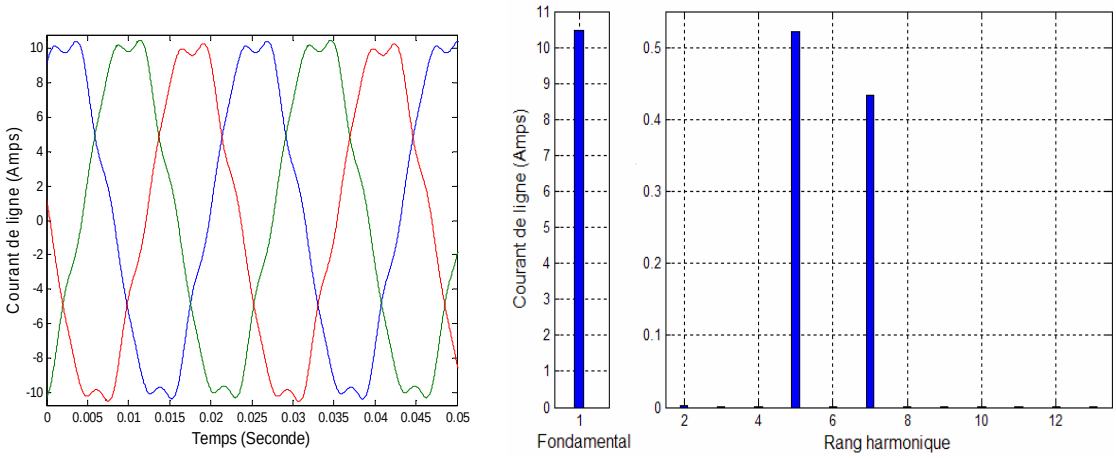


Fig 4.11 : Courant de ligne de la machine_Modèle RL parallèle

Le courant de ligne obtenu contient un fondamental d'amplitude supérieure à la mesure de 8.8%. Les harmoniques de rangs cinq et sept que nous avons injectés à travers l'alimentation sont bien présents. Les amplitudes respectives de ces derniers sont de 520mA et 431mA. Les erreurs commises sur l'estimation des harmoniques de rang cinq et sept sont respectivement de –52% et -17% par rapport aux mesures. Sachant que les erreurs du modèle harmonique sont respectivement de -11.2% et 13.8%, il apparaît que le modèle RL parallèle est moins précis, particulièrement dans la représentation de l'harmonique cinq.

II.3.2.2 Modèle RL série

La structure de ce modèle est basée sur la détermination de l'impédance équivalente de chaque harmonique. Les paramètres du modèle RL série sont identifiés en utilisant les expressions (4-3) et (4-4) [Ml98]:

$$R_h = 0{,}4\sqrt{h}\left(\frac{C_d}{C_n}\right)\frac{S_n}{I_d^2} \qquad (4\text{-}3)$$

$$X_h = h\frac{U_n}{\sqrt{3}I_d} \qquad (4\text{-}4)$$

Avec

C_n : couple nominal de la machine

C_d : couple de démarrage de la machine

S_n : puissance apparente de la machine

I_d : courant de démarrage de la machine

h : rang harmonique

Après calcul, nous trouvons les paramètres suivants :

R_5=1.37 Ω et X_5=17.7 Ω

R_7=1.62 Ω et X_7=24.71 Ω

Les courants harmoniques de rangs cinq et sept sont d'amplitude respective 714mA et 425mA. Ce qui induit des erreurs respectives de -35% et 18%, par rapport aux mesures.

Dans le but de comparer le modèle harmonique et les modèles usuels, nous avons calculé les réponses fréquentielles du modèle harmonique et des modèles RL parallèle et série (Fig 4.12).

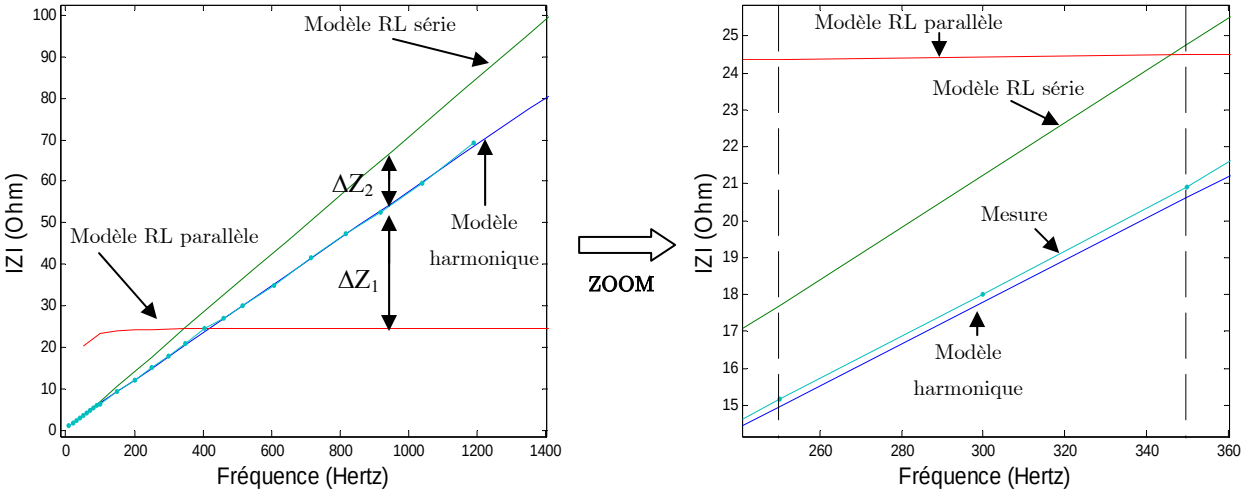


Fig 4.12 : Réponse fréquentielle du modèle RL série, du modèle harmonique et du modèle RL parallèle

Sur la Fig 4.12, la réponse fréquentielle mesurée aux bornes de la machine et celle du modèle harmonique sont quasiment confondues. Concernant, les impédances des modèles RL série et parallèle, elles sont plus élevées que celle mesurée sur une bande de fréquence allant jusqu'à 350Hz, ce qui induit des courants harmoniques d'amplitudes plus faibles que la mesure (voir section II.3.2.1 et II.3.2.2). Au delà de 350Hz, l'impédance équivalente du modèle RL parallèle est quasiment constante et devient plus faible que celle mesurée. Par contre, l'amplitude de l'impédance du modèle RL série demeure plus élevée que la mesure sur toute la bande de fréquences. Notons que l'écart ΔZ_1 (ΔZ_2) entre l'impédance du modèle harmonique (confondue avec la mesure) et le modèle RL parallèle (série) devient de plus en plus important lorsque la fréquence augmente. Nous pouvons donc conclure que le modèle harmonique est encore plus précis pour les rangs harmoniques élevés.
De plus, le modèle harmonique présente l'avantage de modéliser la machine sur toute la plage de fréquences pour un seul jeu de paramètres. En revanche, le modèle RL série nécessite deux paramètres pour représenter chaque rang harmonique, ce qui induit un nombre important de paramètres pour une plage de fréquence importante.

II.4 Conclusion

Dans cette partie, nous avons pu mettre en évidence, lors d'un essai sous une tension purement sinusoïdale, l'apparition d'harmoniques générés par la machine. Ceci a permis de démontrer les limites d'un modèle de machine à structure linéaire. Puis, la

comparaison des résultats de simulation du modèle harmonique avec la mesure a montré que la structure que nous avons proposée représente de manière satisfaisante le comportement fréquentiel de la machine asynchrone. Enfin, la confrontation aux performances du modèle au fondamental et des modèles usuels a permis de mettre en exergue l'apport de notre modèle dans la prévision du comportement harmonique de la machine lorsque celle-ci est alimentée directement par un réseau non idéal (perturbé). Dans ce qui suit, nous compléterons l'exploitation du modèle en nous intéressant au fonctionnement de l'ensemble convertisseur machine.

III Machine asynchrone alimentée par un convertisseur

Après l'étude des performances du modèle harmonique dans le cas d'une alimentation directe de la machine par le réseau, nous désirons montrer qu'il permet également de prévoir le comportement (électrique) de la machine asynchrone lorsqu'elle est associée à un variateur de vitesse.

Pour la modélisation de notre système variateur-machine, nous disposons du modèle de la machine asynchrone dont nous avons identifié les paramètres dans le chapitre 3. Le variateur de vitesse est constitué d'un pont de diodes triphasé pour le redresseur, un filtre LC dont les valeurs habituellement utilisées nous ont été fournies par Leroy Somer et d'un onduleur triphasé à base d'IGBT. Cependant, nous ignorons la loi de commande utilisée par l'onduleur de tension. Nous avons supposé que cette commande est une MLI optimisée, c'est-à-dire avec injection de l'harmonique trois dans la référence. En effet, le prélèvement de la tension à la sortie du variateur de vitesse fait apparaître l'harmonique trois dans le spectre fréquentiel.
Dans ce qui suit, les simulations numériques ainsi que les mesures présentées ont été réalisées à une fréquence de pilotage de la machine de 33.8Hz et une puissance utile égale à 50% de la puissance nominale. Nous avons choisi cette fréquence faible (33.8Hz), afin de mettre en évidence les éventuels interharmoniques côté réseau liés à la fréquence de pilotage. De plus, le rapport V/f utilisé par le convertisseur statique est équivalent à celui utilisé lors du fonctionnement nominal ($\frac{V}{f} = \frac{230}{50} \approx \frac{150}{33}$). L'ensemble des spectres proposés est obtenu en opérant une FFT sur un échantillon temporel d'une seconde. Cela permet d'obtenir une meilleure résolution fréquentielle notamment par une représentation convenable des composantes basses fréquences.

III.1 Courant de ligne côté machine

Le spectre du courant simulé circulant dans une phase de la machine asynchrone est représenté dans la Fig 4.13. Notons que f_{res} et f_s sont respectivement la fréquence du réseau et la fréquence de pilotage de la machine (f_{res}=*50Hz*, f_s=*33.8Hz*). Le spectre du courant de ligne simulé comporte la fréquence fondamentale (f_s) et les harmoniques de rangs 6k±1. Des contributions interharmoniques aux fréquences kf_{res}±6f_s dues au phénomène de modulation sont également présentes (équation 1-14).

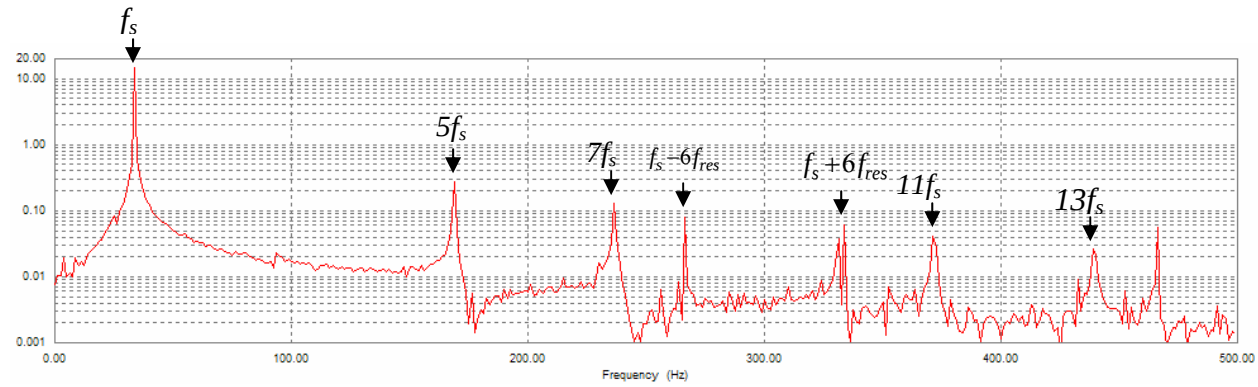


Fig 4.13 : Spectre fréquentiel du courant de ligne simulé du côté moteur

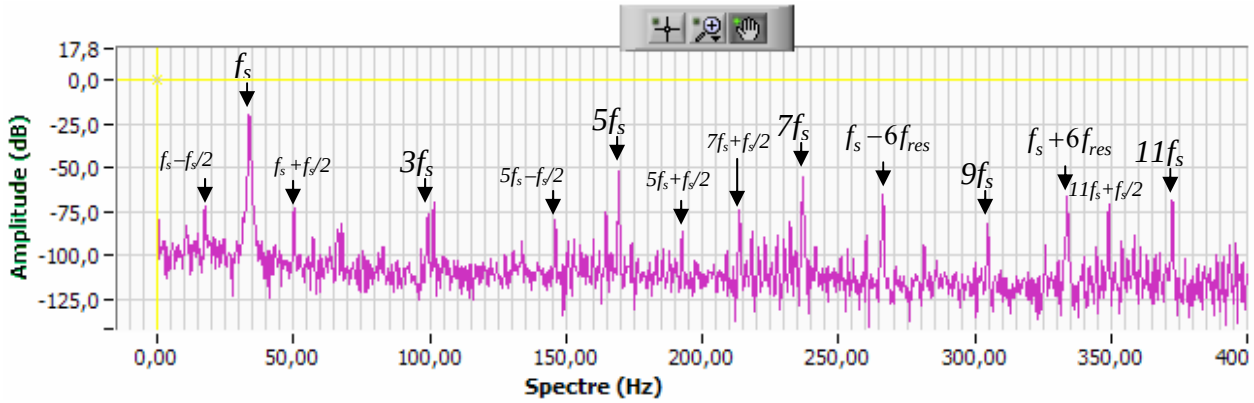


Fig 4.14 : Spectre fréquentiel du courant de ligne mesuré du côté moteur

La Fig 4.14 représente le spectre fréquentiel du courant de ligne mesuré du côté moteur. Il contient, en plus des harmoniques et des interharmoniques présents en simulation, des interharmoniques à la fréquence $(6k\pm1)f_{res}\pm f_s/2$. Ces derniers sont généralement dus à un léger déséquilibre des phases rotoriques

Les mesures de courants sont réalisées grâce à des sondes de courant à effet hall avec un gain de 10mV/A. L'amplitude du courant efficace est obtenue par la relation (4-5) :

$$I(A)=\frac{10^{\left(\frac{I(dB)}{20}\right)}}{\textit{gain de la sonde de courant}} \qquad (4\text{-}5)$$

Le Tableau 4.3 présente les amplitudes des harmoniques et des interharmoniques mesurés et simulés.

Tableau 4.3 : Courant de ligne du côté moteur

	Amplitudes des harmoniques (A)		
Fréquences (Hz)	Modèle harmonique	Mesures	Ecart en %
f_s	14.7A	14.5A	1.4
$5f_s$	268mA	324mA	-17.2
$7f_s$	170mA	229mA	-25.7
f_s-$6f_{res}$	80mA	76mA	5.2
f_s+$6f_{res}$	60mA	62mA	-3.2
$11f_s$	41mA	52mA	-21.1
$13f_s$	25mA	28mA	-10.7

Les écarts obtenus entre le modèle harmonique et les mesures sont plus élevés pour les harmoniques (<26%) que pour les interharmoniques (<6%). Les différences obtenues sur les harmoniques sont conformes à celles obtenues lors de l'alimentation du modèle harmonique par la tension enregistrée à la sortie du variateur de vitesse (la validation du modèle dans le chapitre 3). Concernant les concordances observées sur les interharmoniques, cela peut venir de l'influence des harmoniques d'espace qui n'agissent pas sur les interharmoniques. La comparaison permet toutefois de conclure que l'ensemble convertisseur-modèle harmonique représente correctement les interactions réseau => machine.

III.2 Courant de ligne côté réseau

Chacune des composantes fréquentielles déterminées théoriquement (équation 1-15) existe dans le courant de ligne simulé côté réseau (Fig 4.16). D'une part, les harmoniques de la fréquence du réseau de distribution sont présents : f_{res}, $5f_{res}$ et $7f_{res}$. D'autre part, les composantes fréquentielles interharmoniques comme $f_{res}\pm6f_s$, $5f_{res}\pm6f_s$,... apparaissent également. Ces dernières sont dues à l'existence d'ondulations de courant à $6mf_s$ dans l'étage continu (équation 1-14) comme cela est présenté dans le chapitre 1. Notons que les amplitudes de ces interharmoniques sont faibles et dépendent des caractéristiques du filtre LC dans le bus DC du variateur de vitesse. Certains interharmoniques ($5f_{res}$ -$6f_s$ et f_{res} +$6f_s$) ont des fréquences très proches des harmoniques (f_{res} et $5f_{res}$), ce qui rend leur distinction assez difficile.

La Fig 4.16 représente le spectre fréquentiel du courant de ligne mesuré du côté réseau. Nous observons les mêmes harmoniques et les interharmoniques obtenus lors de la simulation.

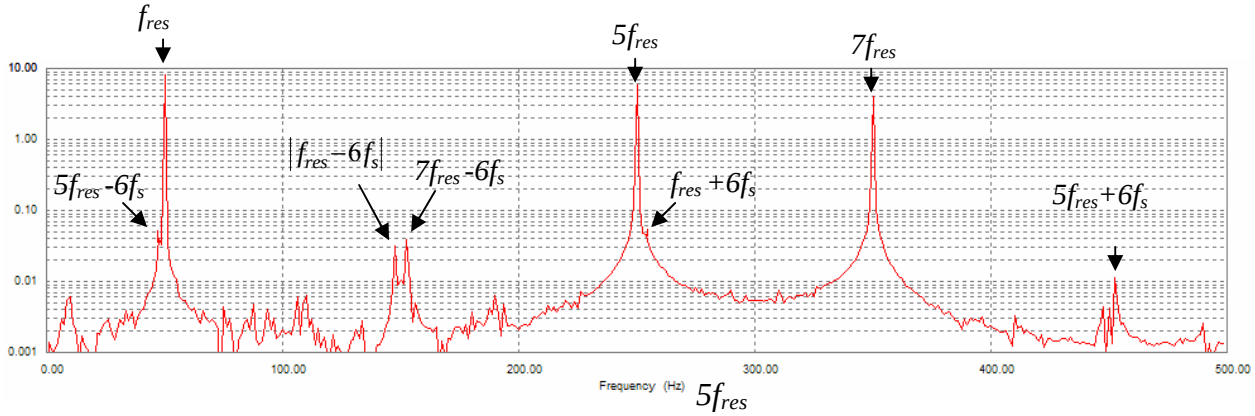


Fig 4.15 : Spectre fréquentiel du courant de ligne simulé du côté réseau

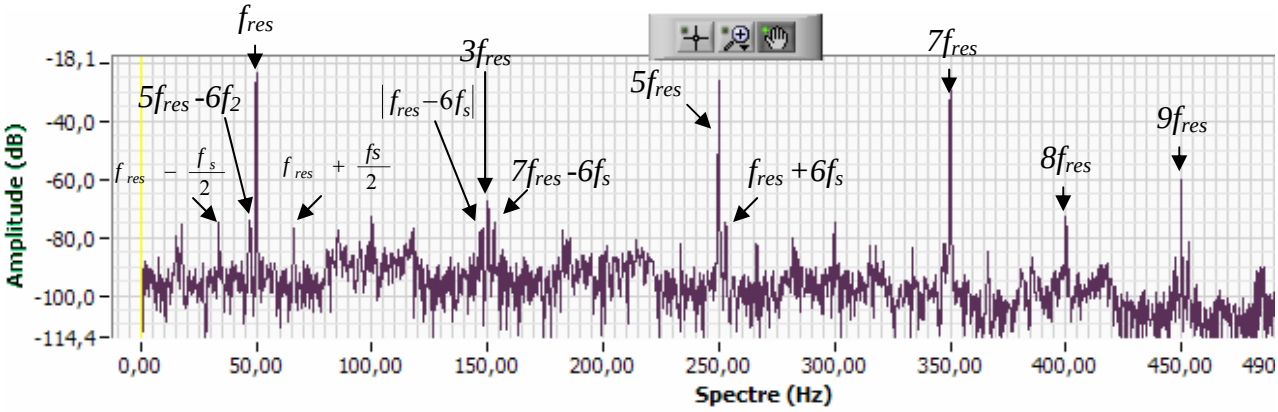


Fig 4.16 : Spectre fréquentiel du courant de ligne mesuré du coté réseau

Tableau 4.4 : Courant de ligne du côté réseau

	Amplitudes des harmoniques et des interharmoniques		
fréquences	Modèle harmonique	Mesures	Ecart en %
f_{res}	8.29A	9.56A	-13.2
$f_{res}-6f_s$	31mA	19mA	+63
$7f_{res}$-$6f_s$	38mA	26mA	+46
$5f_{res}$	5.85A	6.84A	-14.4
$7f_{res}$	4.1A	4.84A	-15.2
$7f_{res}-6f_s$	12mA	11.5mA	+4.3

Le tableau 4.3 confronte les harmoniques et interhamoniques simulés à la mesure. Les harmoniques simulés et mesurés présentent des écarts inférieurs à 16%. Cette différence peut être imputée à la loi de commande utilisée lors de la simulation ou à l'influence des paramètres du réseau (impédance de court circuit) lors des mesures. Les interharmoniques, quant à eux, présentent des écarts importants allant jusqu'à 63%. En plus des explications exposées précédemment, les paramètres du filtre LC du bus DC du variateur de vitesse peuvent également influencer ces interharmoniques de manière importante.

Au vu des comparaisons réalisées, il est possible de conclure que le modèle harmonique associé au modèle de l'ensemble redresseur-onduleur permet de représenter de manière plus au moins satisfaisante les interactions machine <=> réseau. Nous pensons toutefois qu'une meilleure connaissance de la loi de commande de l'onduleur et un ajustement plus précis au niveau du filtre LC du bus continu conduiraient à une amélioration sensible des résultats de calcul.

IV Pertes liées aux harmoniques

La conversion électromécanique de l'énergie s'accompagne de différentes pertes : pertes Joule, pertes fer, pertes mécaniques et pertes supplémentaires [Cester96], [Chevalier99]. Les pertes supplémentaires peuvent être dues à une non symétrie de la machine, une excentricité ou une anisotropie, mais également à la variation des paramètres en fonction de la fréquence lors de l'utilisation de variateurs de vitesse à MLI [Chevalier99], [CT N°83].

Sachant qu'une partie importante des pertes supplémentaires dans les machines électriques est liée à leur comportement fréquentiel, nous avons souhaité quantifier les pertes dues aux harmoniques à l'aide de notre modèle (modèle harmonique).

Dans la pratique, les pertes supplémentaires sont estimées soit selon la norme [CEI60034-2] qui préconise 0.5% de la puissance absorbée, soit selon le standard IEEE Std 112 qui propose un calcul des pertes supplémentaires à partir de mesures. Soulignons que le standard IEEE peut conduire pour les machines de l'ordre de 5kW à des pertes supplémentaires approchant les 2% de la puissance absorbée.

Nous avons réalisé des essais sur la machine asynchrone alimentée par un variateur de vitesse et nous avons prélevé les puissances absorbées par la machine à l'aide d'un wattmètre triphasé. Ce dernier fournit aussi bien les puissances efficaces $\left(P_{eff} = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)i(t)dt \right)$ que celles au sens du fondamental $\left(P_{h1} = U_{h1} I_{h1} \cos(\varphi_{h1})\right)$. Nous considérons que la différence entre ces deux mesures représente les pertes harmoniques dans la machine asynchrone.

En simulation, nous avons commencé par alimenter le modèle harmonique par la tension réelle, enregistrée à la sortie du variateur de vitesse avec toutes ces composantes fréquentielles. Puis, nous l'avons alimenté par la même tension mais en filtrant les fréquences au delà de 1kHz de sorte à séparer les composantes basses fréquences et les harmoniques de commutation. Nous avons déduit les puissances harmoniques pour chaque simulation en calculant les pertes Joule dans chaque phase :

$$P_j = R_1^{'} I_{1\,eff}^2 + R_2^{'} I_{2\,eff}^2 + R_3^{'} I_{3\,eff}^2 \quad \text{j=1, 2}$$

$R^{'}_{i\,(i=1,\,2,\,3)}$ sont les résistances du modèle représentant les harmoniques

$I_{i\,eff\,(i=1,\,2,\,3)}$ sont les courants efficaces qui les traversent (Fig 4.17).

P_1 représente les pertes harmoniques dans le cas d'une alimentation avec toutes ses composantes fréquentielles.

P_2 représente les pertes harmoniques dans le cas d'une alimentation ne contenant que les composantes basses fréquences (sans les harmonique de commutation).

Les essais réalisés ont été effectués pour différentes fréquences et différentes puissances utiles. Nous présentons dans le Tableau 4.5 deux configurations d'essais. Une première à une fréquence de 50Hz et pour une puissance utile égale à 75% de la puissance nominale. Une deuxième à une fréquence de 33.8Hz et 50% de la puissance nominale.

Le résultat des calculs a donné des pertes harmoniques (P_1 entre 45W et 52W) beaucoup plus importantes pour une alimentation sans filtrage que pour une alimentation ne contenant que des harmoniques basses fréquences (<1kHz) (P_2 entre 1.5W et 2W). Il apparaît donc clairement que les pertes obtenues sont globalement dues aux composantes >1kHz liées à la fréquence de commutation et aux découpage MLI de la tension d'alimentation (Tableau 4.5).

Sachant que le modèle harmonique a été identifié en basses fréquences ([0, 1kHz]), nous avons comparé les composantes fréquentielles au voisinage de la fréquence de commutation du courant de ligne mesuré et simulé. Le résultat obtenu (Tableau 4.6) montre des écarts importants (jusqu'à 40%) entre les composantes fréquentielles mesurées et simulées. Cette différence est due à l'erreur commise sur l'estimation des composantes fréquentielles au voisinage de la fréquence de commutation par le modèle harmonique. Ces dissemblances expliquent l'erreur entre les pertes harmoniques mesurées (101W) et celles estimées par le modèle (45.6W).

Tableau 4.5 : Pertes harmoniques

Puissance (W)	50Hz	33.8Hz
P_{eff} (mesurée)	5879	4488
P_{h1} (mesurée)	5980	4616
Pertes harmoniques (mesurées)	101	128
P_1 (simulée)	45.6	52
P_2 (simulée)	2	2.5

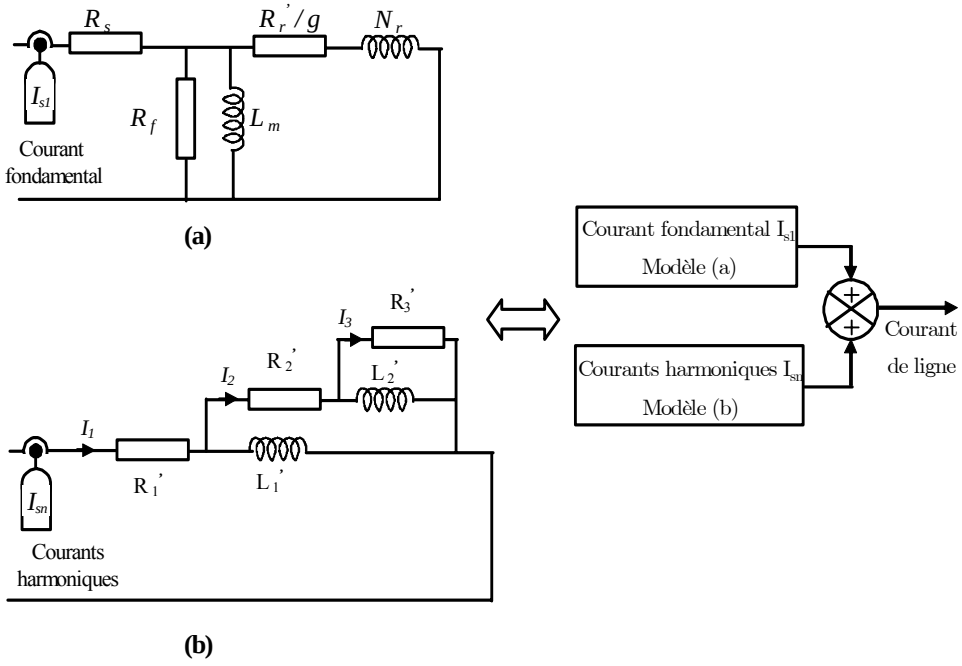


Fig 4.17 : Modèle harmonique

Tableau 4.6 : Composantes fréquentielles au voisinage de la fréquence de commutations

	2.8 kHz	2.9 kHz	3.1 kHz	3.2 kHz
Mesure (mA)	339	576	463	351
Modèle harmonique (mA)	249	344	322	225
Ecart (%)	26.5	40	30.4	36

V Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exploité notre modèle harmonique dans différentes configurations. D'abord, nous avons vérifié qu'il permettait de prévoir le comportement de la machine asynchrone dans le cadre d'un réseau électrique perturbé. Puis, la modélisation de la machine asynchrone a été complétée par celle de son alimentation (variateur de vitesse). La simulation de l'ensemble a permis de montrer que notre modèle est plus précis que les autres modèles étudiés et donne une image réaliste de la propagation des courants de ligne harmoniques et interhamoniques et ceci que ce soit du côté machine ou du côté réseau (interaction réseau<=>machine). Enfin, nous avons utilisé le modèle harmonique pour l'estimation des pertes harmoniques et nous avons montré que les composantes fréquentielles au voisinage de la fréquence de commutation représentent la source principale de ces pertes. Il serait donc souhaitable de valider notre modèle sur une plage de fréquence plus grande, mais ceci nécessiterait des moyens d'essais et d'identification (sources) adaptés à une gamme de fréquence plus étendue.

Conclusion générale

Dans ce travail, nous nous sommes intéressés à la modélisation fréquentielle fine de type circuit de la machine asynchrone afin de reproduire précisément les perturbations harmoniques et interharmoniques dans les courants de lignes. Après avoir étudié quelques modèles de la machine asynchrone issus de la littérature (modèle en échelle, modèle d'ordre fractionnaire), nous avons proposé un modèle dit "harmonique" basé sur la superposition de deux représentations : une première pour les grandeurs fondamentales et une deuxième pour toutes les autres composantes fréquentielles.

Dans le but de comparer la précision de ces différents modèles, il a été nécessaire de réaliser l'identification de leurs paramètres. Dans ce cadre, nous nous sommes penchés sur les types de mesure en vue de l'identification. Plusieurs essais ont été effectués sur le banc d'essais expérimental puis analysés et critiqués. Nous avons démontré dans cette partie la nécessité de garder un flux constant tout au long de la mesure pour s'affranchir des non linéarités de la machine dues à la variation de la perméabilité magnétique. De même, nous avons mis en évidence l'influence du niveau du flux magnétique sur la réponse fréquentielle de la machine lors de la réalisation des essais.
En effet, la comparaison des différents types de mesure nous a permis de mettre en exergue le test qui caractérise le mieux la machine. Ce test nécessite une injection de courant sinusoïdal superposé à une composante continue afin d'augmenter le niveau magnétique dans la machine et de s'approcher ainsi des conditions nominales de fonctionnement de celle ci.

En utilisant un algorithme génétique, l'essai avec injection d'un courant sinusoïdal comportant une composante continue a été exploité pour identifier les paramètres des modèles présentés au chapitre 1. La confrontation des résultats de simulation à la mesure a montré que l'approche proposée séparant les grandeurs fondamentales des grandeurs harmoniques permet de représenter le comportement fréquentiel de la machine de la manière la plus satisfaisante.

Enfin, le dernier chapitre a été consacré à l'exploitation de ce modèle pour la prévision du comportement de la machine asynchrone dans différentes conditions d'alimentation. La modélisation de la machine asynchrone a été complétée par celle de son alimentation (variateur de vitesse) et la simulation de l'ensemble a permis de montrer que notre modèle apporte de la précision dans la représentation des harmoniques et interharmoniques des courants de ligne que ce soit du côté machine ou du côté réseau.

Un calcul des pertes harmoniques au niveau de la machine a été réalisé dans le cas d'une alimentation par onduleur MLI. L'usage du modèle harmonique dans ce calcul conduit à des résultats s'approchant des pertes mesurées. Cependant, nous avons noté que ce sont les composantes fréquentielles liées à la commutation qui sont alors les plus influentes. Une amélioration de l'estimation de ces pertes nécessite donc l'identification des paramètres du modèle harmonique sur une bande de fréquence plus large.

Pour les besoins de ce mémoire, il a été nécessaire de s'investir de manière importante dans le banc d'essais expérimental. Les essais fréquentiels réalisés en vue de l'identification ont permis de constituer une base de connaissance intéressante concernant l'identification des machines. Cet investissement a permis de confronter les résultats de simulation aux mesures expérimentales à chaque étape de validation.

Les études réalisées dans le cadre de cette thèse ouvrent la voie à diverses perspectives.

Pour commencer, il serait intéressant d'intégrer le modèle que nous proposons dans un logiciel de simulation des harmoniques dans les réseaux électriques. Il permettrait ainsi d'étudier le comportement d'un réseau composé de diverses sources et charges.
Concernant le modèle harmonique de la machine asynchrone, son étude a montré qu'il permettait de réaliser une estimation plus précise des harmoniques de courant que les modèles habituels. Néanmoins, il serait profitable d'étudier plus finement sa représentativité des pertes harmoniques.
Il est également possible d'étendre le principe d'identification à l'étude fréquentielle du transformateur qui pourrait être modélisé en adoptant la même stratégie. En effet, nous avons constaté des phénomènes similaires à ceux relevés pour la machine asynchrone (non linéarité, influence du flux magnétique sur la réponse fréquentielle) dans le cas des transformateurs.
Enfin, l'étude des courants de fuite dans l'ensemble variateur-machine asynchrone est une partie intéressante qui complèterait l'approche de la modélisation fréquentielle. Nous

avons amorcé ce travail (annexe), mais, nous avons rencontré des difficultés liées à la précision de la chaîne de mesure qu'il est indispensable d'améliorer.

Annexe

I Impédance de mode commun dans la machine asynchrone

Depuis leurs premières utilisations, les entraînements électriques à base d'électronique de puissance posent des problèmes au niveau des courants de mode commun. De plus, avec l'augmentation de la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance, les problèmes liés aux courants parasites générés dans les installations électriques se sont accentués menant à des détériorations prématurées de celles-ci. Cet état des faits a amené la communauté industrielle et scientifique dans le domaine électrique à essayer d'analyser ce nouveau problème et à étudier les défaillances constatées afin de les expliquer et de leur trouver des solutions.

Dans un système onduleur-machine triphasée (Fig a.1), la tension de mode commun V_{cm} est définie par :

$$V_{cm} = \frac{V_{10} + V_{20} + V_{30}}{3} \qquad \text{(a-1)}$$

Dans une alimentation triphasée parfaite ($V_{10} + V_{20} + V_{30} = 0$), la tension et le courant de mode commun sont nuls. Or, ceci n'est pas le cas lors d'une alimentation par onduleur de tension.

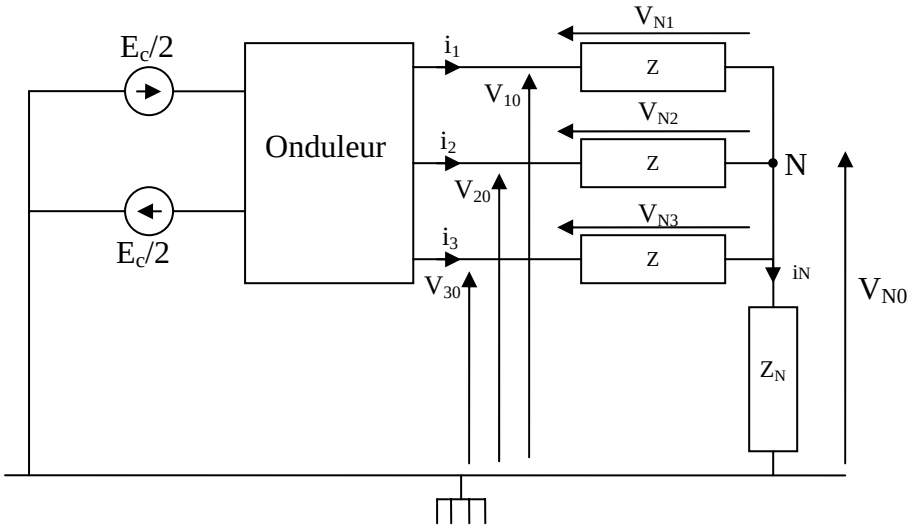


Fig a.1: Ensemble onduleur-machine triphasé.

D'après l'équation (a-1), le potentiel du point neutre N peut s'écrire comme suit :

$$V_{N0} = V_{cm} - \frac{V_{N1} + V_{N2} + V_{N3}}{3} \tag{a-2}$$

En considérant la charge équilibrée, nous pouvons écrire :

$$\frac{V_{N1} + V_{N2} + V_{N3}}{3} = \frac{Z}{3}(i_1 + i_2 + i_3) \tag{a-3}$$

D'où :

$$V_{N0} = V_{cm} - \frac{Z}{3} i_N \tag{a-4}$$

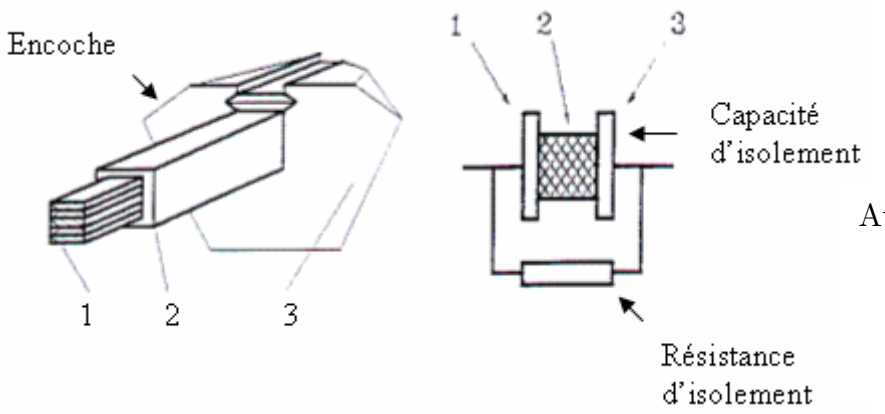
Et comme nous avons :

$$V_{N0} = Z_N i_N \tag{a-5}$$

Il est possible de conclure :

$$\begin{aligned} V_{N0} &= \frac{V_{cm}}{1 + \frac{Z}{3.Z_N}} \\ I_N &= \frac{V_{cm}}{Z_N + \frac{Z}{3}} \end{aligned} \tag{a-6}$$

Le potentiel V_{cm} crée des courants I_N dits de mode commun qui circulent entre le point neutre et la terre via l'impédance de mode commun Z_N représentant la liaison entre les enroulements et la carcasse (le couplage parasite) de la machine électrique. Elle est en général de type capacitif (Fig a.2).



Avec 1 : le conducteur.
2 : l'isolation.
3 : la masse magnétique

Fig a.2 : Couplage entre enroulement et carcasse

Dans le paragraphe suivant, nous étudions les capacités parasites et leur rôle dans la génération des courants de mode commun.

I.1 Les capacités parasites dans les machines électriques

La structure d'une machine asynchrone comprend essentiellement le stator, le rotor, les deux paliers et l'arbre servant d'organe de transmission. D'un point de vue purement théorique, aucun courant ne circule dans l'arbre. Mais d'un point de vue pratique, plusieurs types de capacités sont répartis entre les différents éléments conducteurs. On en distingue principalement trois (Fig a.3) [Chen96b]:

- C_{WF} : Capacité entre l'enroulement statorique (le bobinage) et le stator (tôles et carcasse). Cette capacité a une valeur relativement grande. Pour les moteurs de 1 à 50 kW, elle peut atteindre des valeurs entre 5 et 10nF.

- C_{WR} : C'est la capacité entre les enroulements statorique et rotorique. Sa valeur est moins importante, de l'ordre de 10 à 50pF.

- C_{RF} : Capacité entre la carcasse statorique et le rotor. Sa valeur dépend de l'entrefer et des surfaces internes du stator et du rotor.

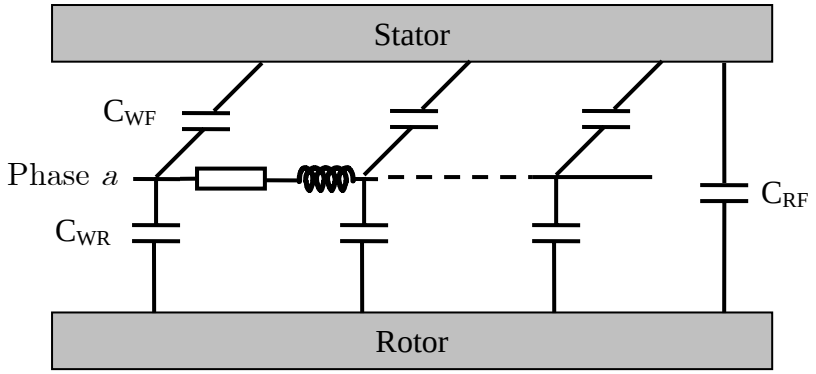


Fig a.3: Capacités de couplage dans une phase de machine asynchrone.

Les capacités de couplage réparties C_{WF}, C_{RF} et C_{WR} dans la machine asynchrone constituent l'impédance de mode commun Z_N. Le modèle de la Fig a.3 résume le circuit de mode commun distribué le long de la machine, mais il est clair qu'il ne constitue pas une modélisation facilement exploitable.

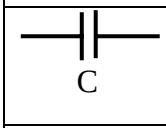
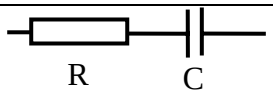
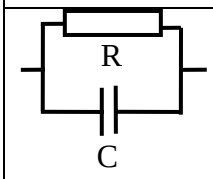
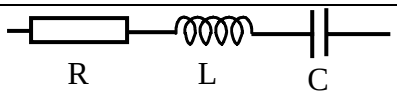
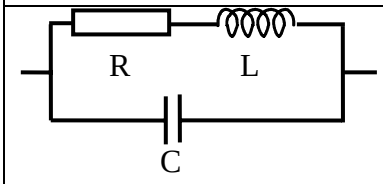
Par ailleurs, à chaque variation de la tension de mode commun V_{cm}, un courant de mode commun traverse l'impédance Z_N pour rejoindre la terre. Du point de vue pratique, les seuls courant et tension de mode commun pouvant être mesurés sont ceux entre le point neutre et la carcasse de la machine.

I.2 Modèles de mode commun

Notre objectif est la modélisation fréquentielle d'un ensemble convertisseur machine et l'étude de ses perturbations conduites basses fréquences. Nous nous limiterons donc à un modèle de mode commun simplifié de type circuit, dans lequel les courants de fuite peuvent être mis en évidence.

Dans la littérature, il existe différents modèles décrivant le comportement de l'impédance de mode commun (Tableau a.1).

Tableau a.1 : Modèles de mode commun

Modèles de mode commun	*Références*
	[Dolezel99], [Ortmeyer02] et [Ogasawara96]
	[Dolezel99], [Ortmeyer02] et [Murai92]
	[Avallone97]
	[Idir02] et [Ben Abdelghani03]
	[Vermaelen03]

Nous avons choisi un modèle comportant une seule capacité afin de limiter le nombre de paramètres et de réduire la complexité du modèle. Cette capacité représentant le couplage entre les enroulements et la masse (carcasse de la machine) sera représentée sur le modèle fréquentiel de la machine asynchrone par une capacité C_1 entre phase et masse et une capacité C_2 entre neutre et masse (Fig a.4).

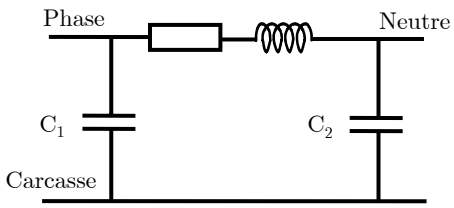


Fig a.4: Modèle de mode commun dans une phase de la machine.

II Impédance phase-masse et neutre-masse

Pour dissocier et déterminer correctement les paramètres du modèle de mode commun, nous réalisons les trois mesures d'impédances suivantes :

- un essai entre phase et masse en reliant le neutre et la masse.
- un essai entre neutre et masse en reliant la phase et la masse.
- un essai entre phase et masse en reliant la phase et le neutre.

Pour effectuer ces différents essais, les trois phases de la machine sont connectées en parallèle. Cette approche permet de s'affranchir des couplages entre les enroulements.

En réalisant l'essai phase-masse à l'aide de la source triphasée, nous avons obtenu les mêmes réponses fréquentielles quelque soit le niveau de tension imposé. Ce résultat montre que la permittivité des différents isolants est constante pour les niveaux de tension utilisés. Ces essais peuvent donc être réalisés sous de faibles niveaux de tension comme ceux délivrés par un analyseur d'impédance. Par ailleurs, pour les basses fréquences, les courants mis en jeu sont très faibles (<2mA) ce qui rend les mesures effectuées par le wattmètre moins précises (gamme de courant du wattmètre [0.02A 60A]). Nous avons donc choisi de réaliser les trois essais cités ci-dessus avec l'analyseur d'impédance HP4192.

II.1.1 Essai entre phase et masse en reliant le neutre et la masse.

Cet essai est réalisé entre les trois enroulements en parallèle et la masse (G) en reliant le neutre (N) et la masse (Fig a.5). Les relevés du module et de l'argument de l'impédance phase-masse (Z_{PG}) sont présentés dans la Fig a.6. Ces mesures traduisent un comportement globalement inductif jusqu'à 100kHz. Au delà de cette fréquence, le couplage capacitif phase-masse devient prépondérant, ce qui explique la décroissance de l'impédance et la chute de l'argument vers -90°. Ces relevés permettent de déterminer la fréquence de résonance détectée sur la Fig a.6 à f_1=94,8 kHz , son expression est donnée par :

$$C_1 = \frac{1}{L(2\pi f_1)^2} \qquad \text{(a-7)}$$

Avec « L » l'inductance équivalente des trois enroulements en parallèle.

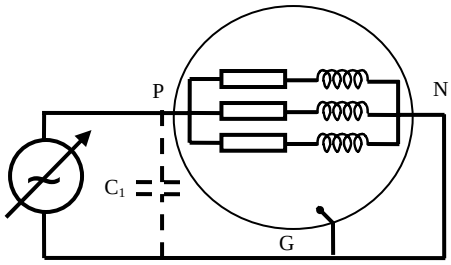


Fig a.5 : Alimentation phase-masse avec le neutre et la masse reliés.

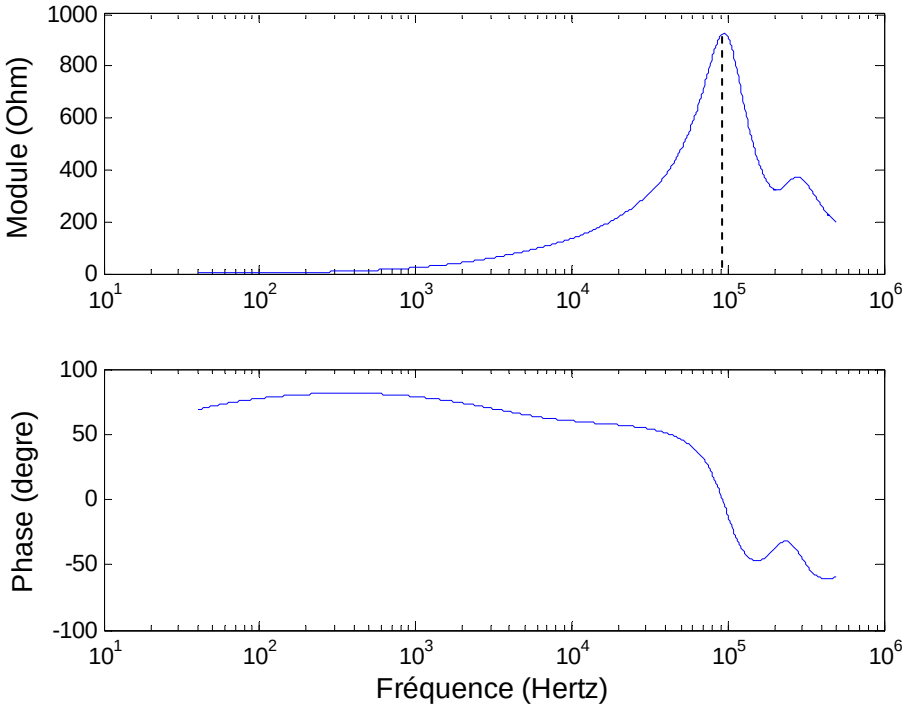


Fig a.6 : Module et argument de l'impédance phase-masse avec le neutre relié à la masse.

II.1.2 Essai entre neutre et masse en reliant la phase et la masse.

Cet essai est réalisé entre les trois enroulements en parallèle et la masse (G) en reliant la phase (P) et la masse (Fig a.7). Les relevés du module et de l'argument de l'impédance phase-masse (Z_{NG}) sont présentés dans la Fig a.8. Ces mesures montrent un comportement inductif jusqu'a 100kHz. Au delà de cette fréquence, le couplage capacitif neutre-masse devient prépondérant, ce qui explique la décroissance de l'impédance et la chute de l'argument vers -90°.

Les relevés permettent de déterminer la plus importante des variations de la capacité équivalente intervenant autour de la fréquence de résonance à f_2=90,4 kHz en considérant le schéma de la Fig a.7. Son expression est donnée par :

$$C_2 = \frac{1}{L(2\pi f_2)^2} \qquad \text{(a-8)}$$

D'après les équations (a-7) et (a-8) nous pouvons déterminer le rapport entre les deux capacités de mode commun C_1 et C_2.

$$C_2 = \left(\frac{f_1}{f_2}\right)^2 C_1 \qquad \text{(a-9)}$$

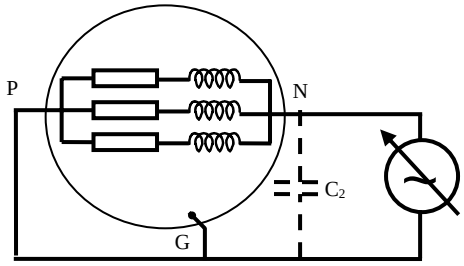


Fig a.7 : Alimentation neutre-masse avec la phase et la masse reliées.

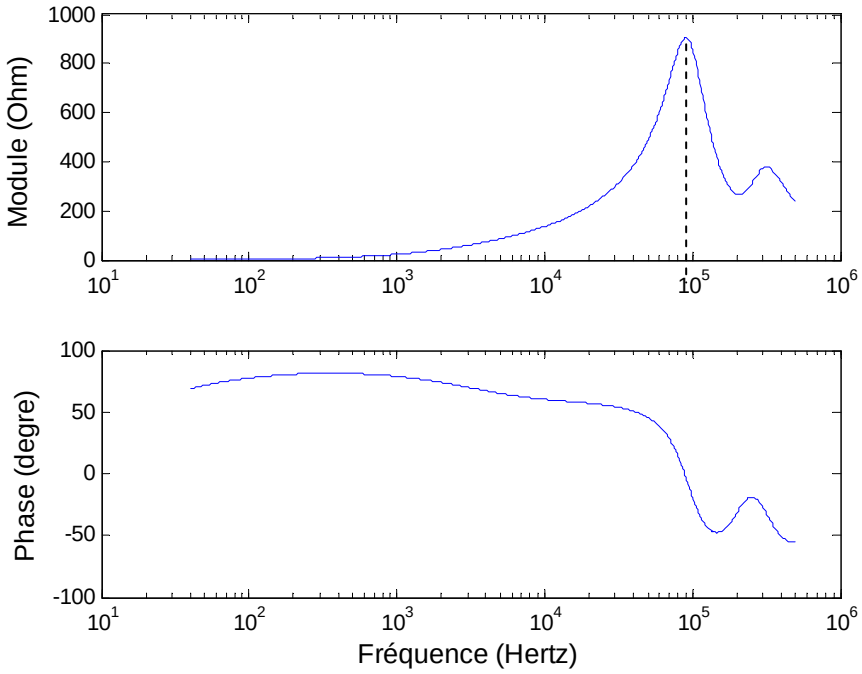


Fig a.8 : Module et argument de l'impédance neutre-masse avec la phase reliée à la masse.

II.1.3 Essai entre phase et masse en reliant la phase et le neutre.

Ce troisième essai est réalisé entre les trois enroulements en parallèle et la masse en reliant la phase et le neutre (Fig a.9). Cet essai va permettre de mesurer l'impédance équivalente à la mise en parallèle de la capacité phase-masse et neutre-masse.
Les relevés du module et de l'argument de l'impédance phase-masse (Z_{PG}) sont présentés dans la Fig a.10.

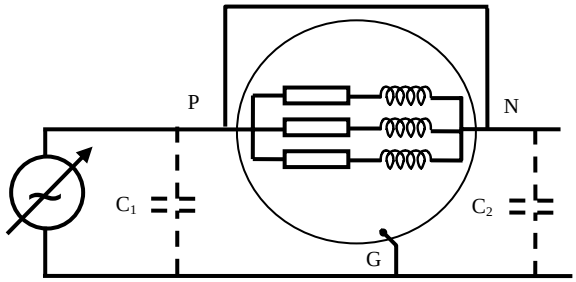


Fig a.9 : Alimentation phase-masse avec la phase et le neutre reliés.

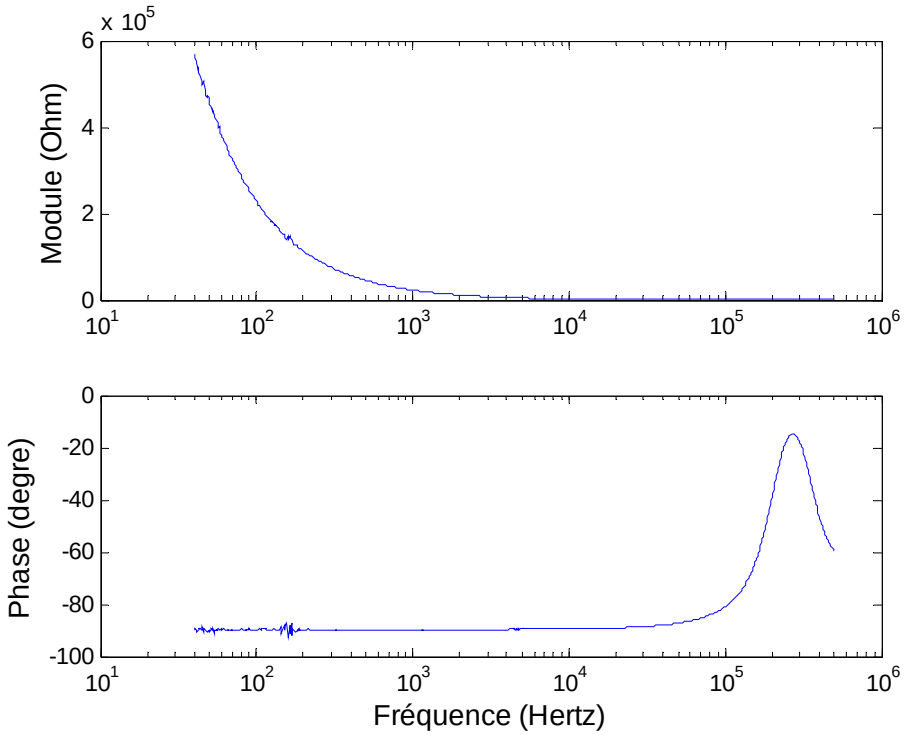


Fig a.10 : Module et argument de l'impédance phase-masse avec la phase et le neutre reliés

Les relevés de cet essai nous ont permis de confirmer la nature capacitive de l'impédance de mode commun jusqu'à 100kHz. Afin de restreindre le nombre d'éléments dans notre modèle, seules deux capacités représentant les liaisons neutre-masse et aussi phase-masse seront identifiées. La capacité équivalente est donnée par l'équation :

$$C_{eq} = C_1 + C_2 \tag{a-10}$$

Pour f=10kHz, nous avons :

$$Z_{eq} = 12\Omega\angle -89° \tag{a-11}$$

La capacité équivalente peut être calculée par l'équation a-12 :

$$C_{eq} = \frac{1}{2\pi f Z_{eq}} = 6.9nF \tag{a-12}$$

D'après les équations (a-10) et (a-9), les capacités C_1 et C_2 sont :

$$C_1 = 3.29nF \tag{a-13}$$

$$C_2 = 3.61nF$$

Les capacités C_1 et C_2 représentent la répartition des liaisons capacitives sur les enroulements statoriques ce qui explique leurs valeurs proches.

IIIMesures des perturbations conduites basses fréquences

Le montage du banc d'essais (variateur MLI et machine asynchrone à cage) rentre dans le cadre du projet plate forme réseau du laboratoire IREENA. La mise en place d'un nouveau réseau de distribution électrique au sein des locaux du laboratoire permettra d'effectuer des essais dans des conditions plus réalistes et parfaitement maîtrisées. Ce réseau de distribution électrique constituera notamment une plate-forme d'analyse des perturbations conduites basses fréquences susceptibles d'apparaître dans un système électrique en présence de plusieurs convertisseurs de puissance.

Dans cette partie, nous nous somme intéressés à l'identification et à la caractérisation des chemins de propagation des courants de fuite dans un ensemble variateur de vitesse-machine asynchrone. Des difficultés liées à la précision des mesures nous ont empêchés de mener ce travail à terme. Néanmoins, nous présentons dans cette partie le schéma électrique du banc d'essais et les précautions que nous avons prises en considération lors du montage de ce dernier.

Les mesures de courants sont réalisées grâce à des sondes de courant notées S_i avec i = 1,...,10. Le schéma électrique et l'emplacement des sondes de courant utilisées sont représentés dans la Fig a. 11.

Pour identifier les chemins de propagation des courants de fuites, nous avons pris quelques précautions dans le câblage et l'intégration du variateur de vitesse dans un coffret électrique.

- Le variateur est fixé sur une plaque pleine isolée de son coffret.
- Les borniers qui regroupent les masses sont sur un rail isolé électriquement de la plaque pleine, mais connecté à l'aide d'un fil à cette dernière afin de voir la circulation du courant.

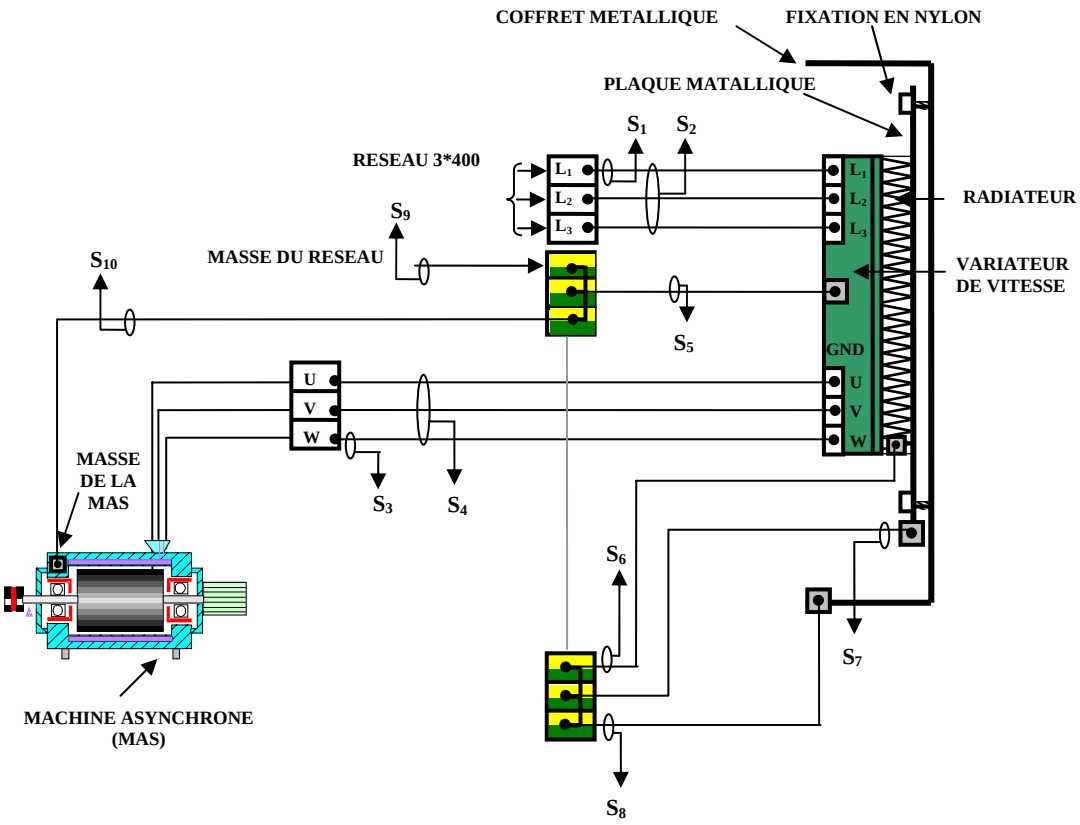


Fig a. 11 : Schéma de connexion dans le coffret de protection

Pour les mesures, nous avons utilisé une centrale d'acquisition PXI 1042 avec l'environnement de développement graphique Labview. Notre centrale comporte trois cartes d'acquisition contenant huit voies. Nous avons développé une interface graphique (En s'inspirant du modèle de base et de travaux antérieurs) qui permet la visualisation et l'enregistrement en temps réel des vingt quatre voies simultanées et d'une manière synchronisée des courants et des tensions. Cette interface permet aussi la réalisation de la transformation de Fourrier des signaux temporels visualisés.

Références bibliographiques

[Abdeljalil05] L. Abdeljalil, M. Belhaj, M. Aït-Ahmed and M.F. Benkhoris, **"Simulation and control of electrical ship network"**, EPE 2005, Dresden, September 2005, ISBN 90-75815-08-5.

[Alger65] P.L Alger, **"The nature of induction machines"**, Gordon & breach Science Publisher Inc, New York (1965).

[Alger70] P. L. Alger, **"Induction machines – Their behavior and uses"**, Gordon and Breach Science Publishers, 1970, 3rd edition, 1995, 528 p.

[Alwash95] J. H. H. Alwash, S. H. Ikhwan, **"Generalised approach to the analysis of asymmetrical three-phase induction motors"**, IEE Proceedings - Electrical Power Applications, Vol.142, No. 2, March 1995, pp. 87-96.

[Atarod92] V. Atarod, P.L. Dandeno, M.R. Iravani, **"Impact of synchronous machine constant and models on the analysis of torsional dynamics"**, IEEE Transaction on Power Systems, Vol.7, n° 4, November 1992, pp. 1456-1463.

[Avallone97] F. Avallone, C. De Capua, C. Landi, **"Measurement on electrostatique emission on PWM fed varaible speed drives : Theoretical and experimental evaluation"**, IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, Ottawa, Canada, May 19-21, 1997.

[Belhaj05a] M. Belhaj, **"Etude des perturbations conduites basses fréquences d'un ensemble variateur MLI et machine asynchrone à cage"**, JCGE, Montpellier, juin 2005.

[Belhaj05b] M. Belhaj, L. Abdeljalil, P. Guérin, R. Le Doeuff, "**Low frequency disturbances in PWM speed drive**", in Proceedings of the 2005 Electrical Power Quality and Utilisation Conference, ISBN 83-914296-5-6, pp. 183-189.

[Belhaj06a] M. Belhaj, P. Guérin, M E. Zaim, "**Comparison of measurement methods for the induction machine frequential modelling**", IEEE IECON 06, 7-10 November 2006, ISBN 1-4244-0136-4

[Belhaj06b] M. Belhaj, P. Guérin, M.E. Zaïm, "**Frequential modelling of induction machine in view of phase currents simulation**", ICEM 2006, Chania-Grèce, 2-5 September 2006.

[Ben Abdelghani03] A. Ben Abdelghani, **"Minimisation des courants de mode commundans les variateur de vitesse asynchrones alimentés par onduleurs de tension multicellulaires"**, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 18 Juin 2003.

[Benakba05] N. Benakba, M. Mehanoun "**Caractérisation de l'effet de peau dans la machine asynchrone à cage d'écureuil**", Rapport de projet de fin d'études 2004/2005, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger Département de Génie Electrique.

[Benchellal05] A. Benchellal, S. Bachir, T. Poinot, J.C Trigeassou, "**Identification of a non-integer model of induction machines**, **Fractional Differentiation And its Applications**", pp. 471-482, Part 2 - Econophysics, mechanics, material modelling, thermal systems, electronics, electrical systems. Editeurs A. Le Méhaute, J. A. Tenreiro Machado, J.-C. Trigeassou and J. Sabatier, 2005

[Bourguet04a] S. Bourguet : "**Contribution à l'étude de l'influence du réseau de distribution d'un navire tout électrique sur sa signature électromagnétique**", Thèse de doctorat, Université de Nantes N° 366-186, 15 Décembre 2004.

[Bourguet04b] S. Bourguet, P. Guérin, R. Le. Doeuff : **"Analysis of the interharmonics generated by a ship propulsion system"**, IEEE International Conference on Harmonics and Quality of Power, Lake Placid, New York, U.S.A.. Sept. 12-15, 2004

[Canat03] S. Canat, J. Faucher, **"Fractional order: frequential parametric identification of the skin effect in the rotor bar of squirrel cage induction machine"** in ASME Design Engineering Technical Conferences 2003VIB-48393, vol. VIB-48393, 2003.

[Canat05] S. Canat **"Contribution à la modélisation dynamique d'ordre non entier de la machine asynchrone à cage"**, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 19 juillet 2005, N° 2241.

[CEI61000-2-2] Normalisation CEM en électrotechnique CEI 61000-2-2 (1990), **"Niveaux de compatibilité pour les perturbations conduits basse fréquence et la transmission de signaux sur le réseaux publics d'alimentation à basse tension"**.

[CEI61000-2-4] Normalisation CEM en électrotechnique CEI 61000-2-4 (1994), **"Niveaux de compatibilité dans les installations industrielles pour les perturbations conduits basse fréquence"**.

[CEI60664-1] Norme CEI 60664-1 (2002), **"Coordination de l'isolement des matériels dans les systèmes (réseaux) à basse tension – Partie 1: Principes, prescriptions et essais"**.

[CEI60034-2] Norme CEI 60034-2, **"Méthodes pour la détermination des pertes et du rendement des machines électriques tournantes à partir d'essais"**

[Cester96] C. Cester, **"Etude des pertes magnétiques supplémentaires dans les machines asynchrones alimentées par onduleur à modulation de largeur d'impulsion"**, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 21 Juin 1996

[Chatelain83] J. Chatelain, **"Machine électrique"**, Tome 2, Editions Dunod, 1983.

[Chen96a] S. Chen and T. Lipo, **"Circulating type motor bearing current in inverter drives",** Proc. IEEE – IAS Annual meting, San diego, 1996.

[Chen96b] S. Chen and T. Lipo, **"Modelling of motor bearing currents in PWM inverter Drives"**, IEEE, Transactions on industry applications, vol 32, N^0 6, 1996.

[Chevalier99] T. Chevalier, **"Modélisation et mesure des pertes fer dans les machines électriques, application à la machine asynchrone"**, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 20 Décembre 1999.

[Colorni91] A. Colorni, M. Dorigo and V. Maniezzo, **"Distributed optimization by ant colonies. *Proceedings of the First European Conference on Artificial Life*"**, Paris 1991, France, p. 134-142.

[Costa] F. Costa, **"Compatibilité électromagnétique des convertisseurs statiques"**, Cours de DEA de Génie Electrique, ENS de Cachan.

[CT N°83] Cahier technique n°83 : **"Pertes supplémentaires dans les conducteurs pour forte intensité par effet de peau et de proximité"**, Schneider Electrique.

[CT N°141] Cahier technique n°141 : **"Les perturbations électriques en BT"**, Schneider Electrique.

[CT N°151] Cahier technique n°151 : **"Surtensions et coordination de l'isolement"**, Schneider Electrique.

[CT N°179] Cahier technique n°179 : **"Surtensions et parafoudres en BT. Coordination de l'isolement BT"**, Schneider Electrique.

[CT N°199] Cahier technique n°199 : **"La qualité de l'énergie électrique"**, Schneider Electrique.

[Dandeno74] P L. Dandeno, P. Kundur, R P. Schulz "**Recent Trends and Progress in Synchronous Machine Modeling in the Electric Utility Industry**", Proceedings of IEEE, Vol. 62, N°. 7, July 1974.

[Dedene03] N. Dedene, R. Pintelon and P. Lataire "**Estimation of a Global Synchronous Machine Model Using a Multiple-Input Multiple-Output Estimator**", IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol. 18, N°. 1, February 2003.

[Electro] Electronaval Moteurs **" Document interne "**.

[Dolezel99] I. Dolezel, **"Parasitic Currents in PWM Voltage Inverter-Fed Asynchronous Motor Drives",** EPE 99 - Lausanne

[Foch01] H. Foch, F.Forest, T. Meynard, "**Onduleur de tension mise en œuvre**", Technique de l'ingénieur, vol.D3 177,2001.

[Glover86] F. Glover ,. **"Future paths for integer programming and links to artificial intelligence"**, *Computers and Operations Research*, 13, p. 533-549, 1986.

[Guerin] P. Guerin, L. Miegeville, **"Optimal placement and sizing of harmonic, filters aboard an electric propulsion ship"**, IET Generation, Transmission & Distribution, GTD-2006-0266, à paraître.

[Gd93] Cymharmo, **"Guide d'utilisation et manuel de référence"**, Cyme International, Octobre 1993.

[Hao99] J.K Hao, P. Galinier, M. Habib, **"Méthaheuristiques pour l'optimisation combinatoire et l'affectation sous contraintes"**, Revue d'Intelligence Artificielle Vol : No. 1999

[Holland75] J H. Holland, "**Adaptation in Natural and Artificial Systems**", Ann Arbor, University of Michigan Press, 1975, ISBN 0-472-08460-7.

[Idir02] N. Idir, J. J. Franchaud, **"Identification and Reduction of Common Mode Currents in PWM Inverter-Motor Drives"**, Electrimacs 2002, August 18-21,

[Kabbaj97] H. Kabbaj, "**Identification d'un modèle type circuit prenant en compte les effets de la fréquence dans une machine asynchrone à cage d'écureuil**", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1997.

[Kamwa94] I Kamwa, P. Viarouge, "**On equivalent circuit structures for empirical modeling of turbine-generator**", IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol.9, N°.3, September 1994, pp.579-592.

[Khaorapapong01] T. Khaorapapong, "**Modélisation d'ordre non entier des effets de fréquence dans les barres rotoriques d'une machine asynchrone**", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2001.

[Klingshirn70] E.A. Klingshirn, H.E Jordan, "**Simulation of polyphase induction machine with deep rotor bars**", IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-89, July/August 1970, pp. 1038-1043.

[Le Claire99] J.C. Le Claire, S. Siala, J. Saillard, R. Le Doeuff, "**An original pulse modulation for current control**", Electrimacs 1999, Vol 2, p189-194, Sept 99.

[Le Doeuff] R. Le Doeuff, "**Machines électriques**", Cours d'électrotechnique, Deuxième année de Polytech Nantes.

[Lee99] B.K. Lee, M. Ehsani, "**A simplified functionnal model for 3-phase voltage-source inverter using swithing function concept**", IEEE IECON'99, San Jose, Etats-Unis, 29 November 1999, pp 462-467.

[Lin01] J. Lin, T. Poinot, J. C. Trigeassou, "**Modélisation et identification d'ordre non entier. Applications à une machine asynchrone et à un système thermique**", Journées Identification et Modélisation Expérimentale, Nancy, France, pp. 151-160, 2001.

[Liwshitz67] M. Liwshitz, **"Calcul des machines électriques"**, tome 1 Edition Dunod, Paris (1967).

[Louis01] J.P Louis, C. Bergmann, "**Commande numérique des machines. Systèmes triphasés : régime permanent**", Technique de l'ingénieur, vol. D3 642, 2001.

[Mariscotti02] A. Mariscotti, "**Analysis of the DC-link current spectrum in voltage source inverters**", IEEE Transaction on Circuit and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, vol.49, n.4, Avril 2002, pp 484-491.

[Metropolis53] N. Metropolis, A. Rosenbluth , M. Rosenbluth, A. Teller and E. Teller,. **"Equation of state calculations by fast computing machines"**, Journal of Chemical Physics, 21, p. 1087-1091, 1953.

[Mezani04] S. Mezani "**Modélisation électromagnétique et thermique des moteurs a induction en tenant compte des harmoniques d'espace**", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 08 Juillet 2004.

[Missoum06] R. Missoum, N. Bernard, M.E Zaim, J. Bonnefous, "**Influence of magnetic materials on maximum power limits of permanent magnet synchronous machine**s", ICEM 2006, Grèce, September 2006.

[Ml98] **"Manuel de l'utilisateur"**, Electricité de France, 1998.

[Molenaar02] D.P Molenaar, M.J Hoeijmakers, "**Identification of synchronous generator transfer functions from standstill test data**", 2002 by Delft University of Technology. Published by the American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc. and the American Society of Mechanical Engineers with permission http:// elektrische-omzettingen.ewi.tudelft.nl/mjh/Publications/MOL2002.pdf

[Moreau06] L. Moreau, M. Machmoum, M.E. Zaim, "**Design of low-speed slotted switched reluctance machine for wind energy applications**", Electric Power Components and systems, October 2006.

[Moon93] S.I Moon, A. Keyhani, "**Estimation of induction machine parameters from standstill time domaine data**", IEEE/IAS'93 Conference Proc, 1993, pp. 336-342.

[Murai92] Y. Murai, T. Kubota, "**Leakage current reduction for a high frequency carrier inverter feeding an induction motor**", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28, N°4, July/August 1992.

[Nabeta94] S.I Nabeta, "**Etude des régimes transitoires des machines asynchrones par la méthode des éléments finis**", Thèse de doctorat de l'INPG, 1994.

[Ortmeyer02] T. H. Ortmeyer, N. Suzuki, T. Hiyama, "**High Frequency Ground Current Flow Paths in Integrated Power Systems ",** Power Engineering Society Summer Meeting, 2002 IEEE, pp 36- 41 vol.1 ISBN: 0-7803-7518-1

[Ogasawara96] S. Ogasawara, H. Akagi, "**Modeling and damping of high frequency leakage currents in PWM inverter fed AC motor drive Systems**", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.32, N°5, September/October 1996.

[Pauvert06] V. Pauvert, N. Bernard, M.E. Zaom, J. Bonnefous, "**Design and optimization of a clutch magnet actuator**" ICEM 2006, Grèce, September 2006

[Poloujadoff87] M Poloujadoff, "**The theory of three phase induction squirrel cage motors**", Electic Machines and Power Systems, 13:245-264, 1987.

[Retière97] N. Retière, "**Etude des défauts dans les associations onduleur – machine asynchrone. Exemple d'une chaîne de traction**", Thèse de doctorat de l'INPG, 1997.

[Revol03] B. Revol, "**Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse – machine asynchrone**", Thèse de doctorat de l'Université Joseph Fourier, le 21 novembre 2003.

[Rice94] D. Rice, "**A detailed analysis of six pulse converter harmonic currents**", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 24, n° 3, Aout 1989,pp 434-440.

[Rifai00] M.B. Rifai T.H. Ortmeyer, W.J. McQuillan, "**Evaluation on current interharmonics from AC Drives**", IEEE Transaction on Power Delivery, vol.15, n° 3, Juillet 2000, pp 1094-1098.

[Riu01] D. Riu "**Modélisation des courants induits dans les machines électriques par des systèmes d'ordre ½**", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 11 Décembre 2001.

[Riu03] D. Riu, M, Retiere, N.M, Ivanes, "**Induced currents modeling by half-order systems application to hydro- and turbo-alternators**", Energy Conversion, IEEE Transactions, Volume 18, Issue 1, March 2003 Page(s):94 - 99.

[Sahraoui94] O. Sahraoui, "**Calcul des schémas équivalents de la machine asynchrone par la méthode des éléments finis**", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1994.

[Saludjian97] L. Saludjian, "**Optimisations en Electrotechnique par Algorithmes Génétiques**" Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1997.

[Smith96] A.C Smith, R.C Healey, S. Williamson, "**A transient induction motor model including saturation and deep bar effect**", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 11, n°. 1, March 1996

[Std115] IEEE Standard 115 A-(1987), "**Standard procedures for obtaining synchronous machine parameters by SSFR testing**".

[Sudhoff02] S.D Sudhoff, D.C Aliprantis, B.T Kuhn, P.L Chapman, "**An induction machine model for predicting inverter machine interaction**", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 17, n°. 2, June 2002.

[Sudhoff03] S.D Sudhoff, D.C Aliprantis, B.T Kuhn, P.L Chapman, "**Experimental characterization procedure for use with an advanced**

induction machine model", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 18, n°. 1, March 2003.

[Tarasiewicz93] E.J Tarasiewicz, A.S. Morched, A. Narang, E.P. Dick "**Frequency dependent eddy current models for nonlinear iron cores**", Transactions on Power Systems, Vol. 8, N°.2, May 1993, pp. 588-597.

[Veinott59] C.G. Veinott, "**Theory and design of small induction motors**", Mc Graw-Hill Booh Company Inc, New York (1959).

[Vermaelen03] C. Vermaelen, "**Contribution à la modélisation et à la réduction des perturbations conduits dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable**", Thèse de doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 17 Décembre 2003.

[Viarouge95] P. Viarouge, I. Kamwa, "**Modélisation par circuits équivalents généralises et identification des machines électriques sur un domaine de fréquence étendu**" in Proceedings of the 1995CCECE/CCGEI, pp. 1091-1095.

[Widmer01] M. Widmer, "**Les métaheuristiques : Des outils performants pour les problèmes industriels**", *3e Conférence Francophone de Modélisation et Simulation "Conception, Analyse et Gestion des Systèmes Industriels" MOSIM'01 – du 25 au 27 avril 2001 - Troyes (France)*

[Willis89] J R. Willis, G J. Brock, J S. Edmonds, "**Derivation of induction motor models from standstill frequency response tests**", IEEE Transaction on Energy Conversion, Vol 4, N°4, December 1989.

[Zaninelli92] D. Zaninelli, "**A model of induction motors for harmonic power flow stadies**", ICHPS September 22-25, 1992, pp 260 - 266

[Zaninelli94] D. Zaninelli, P. Zanotti, "**Simplified frequency dependant model for induction machines**", Electrical Machines and Power Systems, vol. 22, 1944, pp. 727-742.

[Zhu90] D.S Zhu, "**Modélisation des machines asynchrones alimentées par des convertisseurs statiques, Etude des performances électrique et thermique**", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1990.

Résumé : La diffusion croissante de l'électronique de puissance dans les équipements électriques entraîne une dégradation de la qualité de la tension des réseaux de distribution. Au coeur de ces réseaux électriques, la machine asynchrone est la machine électrique la plus couramment utilisée dans les applications industrielles. La présente étude se concentre essentiellement sur la modélisation fréquentielle de la machine asynchrone dans le but de reproduire, par simulation, le courant de ligne absorbé lorsque celle-ci est alimenté par des tensions non sinusoïdales. Nous avons analysé différents types de modèles issus de la littérature, et nous avons proposé un modèle de type circuit basé sur le principe de superposition : modèle harmonique. L'identification des paramètres des différents modèles a nécessité la réalisation et la comparaison de plusieurs types d'essais fréquentiels (tension constante, V/f constant, injection de courant avec composante continue) dont nous avons discuté la pertinence. La comparaison des résultats de simulation avec les mesures a permis de montrer que l'essai d'identification avec injection de courant continu associé au modèle harmonique conduit à une meilleure représentation du comportement de la machine. Enfin, l'exploitation du modèle dans deux cas d'alimentation non sinusoïdale (réseau perturbé, variateur de vitesse) a démontrer l'intérêt du modèle harmonique pour l'étude des perturbations conduites basses fréquences.

Mots-clés : machine asynchrone, variateur de vitesse, modèles fréquentiels, essais fréquentiels, identification paramétrique, harmoniques, interharmoniques.

Abstract: On the one hand, the increasing diffusion of power electronics in the electric equipment induces the reduction of the power quality in the electrical systems. On the other hand, the asynchronous machine is widespread in the industrial applications. This study treats the frequential modelling of the asynchronous machine in order to simulate the line current with all its harmonic components. We have studied various frequential models existing in the literature, and we have proposed a circuit model of the machine based on the superposition principle (harmonic model). The identification of the model parameters has required the realization and the comparison of several types of frequential tests (constant voltage, constant V/f, injection of current with continuous component). The relevance of each one is then discussed. The comparison of various simulation results with the experimental measurements allows electing the identification test using a continuous current with the harmonic model as the most representative of the machine behaviour. Finally, a simulation has been realized for the machine supplied by a disturbed network and a speed drive. It allowed highlighting the contribution of the harmonic model in the study of low frequency disturbances .

Keywords: induction machine, speed drive, frequential models, frequential tests, parametric identification, harmonics, interharmonics.