الجمهوريـــة الجزائريـــة الديمقراطيـــة الشعبيـــة

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

Université Dr Yahia Fares de Médéa

Faculté des Sciences et de la Technologie

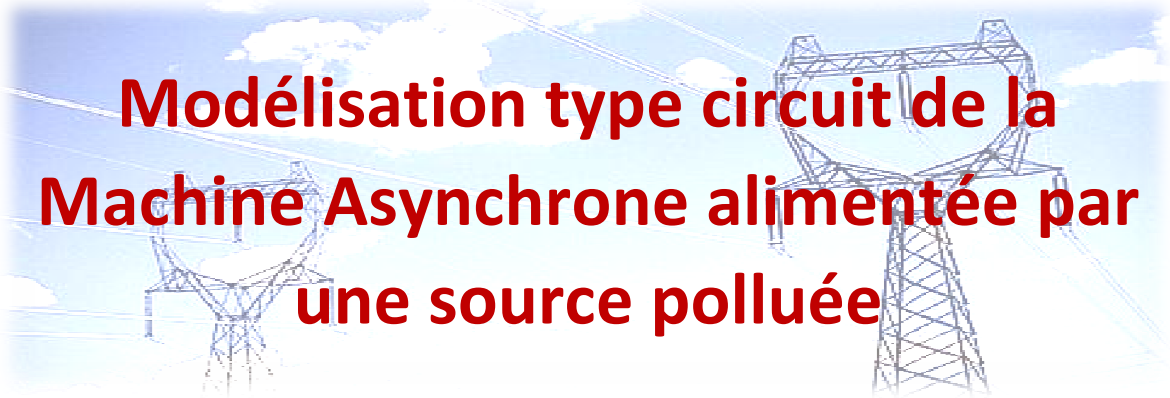
Département du Génie Electrique et de l'Informatique

Mémoire de Fin d'Études

Présenté pour l'obtention du Diplôme de Master en Génie Électrique :

Option : **Réseaux Electriques**

Thème :



Modélisation type circuit de la Machine Asynchrone alimentée par une source polluée

Proposé et dirigé par, DR. Abderrezak Gasmi

Préparé et présenté par,

Mourad Mouaz (ingénieur d'état 1994/1995)

Sofiane Moussaoui (ingénieur d'état 2008/2009)

Année Universitaire 2014 / 2015

Dédicace

A ma très chère femme Djabali Fatiha.

A mes trois chers bijoux :

« Ibtihal, Mohamed el Mokhtar et Tartil »

A mes parents.

A mes frères.

MOURAD MOUAZ

Remerciements

Je remercie chaleureusement **DR. Abderrezak GASMI** pour avoir encadré ce travail. Sa patience et sa persévérance ont été pour moi d'un grand soutient.

Je tiens aussi à remercier l'ensemble des enseignants du département Génie Electrique et de l'Informatique « Option : **Réseaux Electriques** » de l'Université Dr Yahia Fares de Médéa.

Je remercie Mr le Président de l'Assemblé Populaire Communal de Boghar et le nouveau Mohafedh du F .L.N de Ksar el boukhari « **Mr Kohli Abdelkader** » pour leur soutient morale.

Merci à mes parents sans qui je n'aurais jamais pu arriver jusque là. Merci pour leur soutient.

MOURAD MOUAZ

ملخص

إن الانتشار المتزايد للاليكترونيات في أوساط الآلات الكهربائية يحدث توتر و تذبذب في نوعية التيار الكهربائي الموزع في الشبكات الكهربائية، و في قلب هذه الشبكات يوجد المحرك اللامتزامن الجد مستعمل في التطبيقات الكهربائية و الصناعية، دراستنا تتركز على صياغة نموذجية للمحرك اللامتزامن بهدف تمثيل التيار الكهربائي المستهلك لما تكون مغذات بتيار غير متماثل، لقد درسنا ثلاث نماذج و وجدنا النموذج الهرموني هو الأمثل و ذلك بمقارنة نتائجه مع قياسات أجريت تطبيقيا.

كلمات مفتاحية : نماذج المحرك اللامتزامن - تلوث الشبكات الكهربائية – التوافق و اللاتوافق – التحديد – النموذج الكلاسيكي – النموذج السلمي - النموذج الهرموني.

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 cœur 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 alimentée par des tensions non sinusoïdales. Nous avons analysé différents types de modèles issus de la littérature. L'identification des paramètres des différents modèles a nécessité la réalisation et la comparaison de plusieurs types d'essais fréquentiels dont nous avons discuté la pertinence. La comparaison des résultats de simulation avec les mesures a permis de montrer que le modèle harmonique conduit à une meilleure représentation du comportement de la machine.

Mots clés : Modélisation type circuit de la MAS – Les réseaux pollués – Les harmoniques et les interharmoniques – Identification- Modèle classique - Modèle en échèlle -Modèle harmonique.

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. The identification of the model parameters has required the realization and the comparison of several types of frequential tests. The relevance of each one is then discussed. The comparison of various simulation results with the experimental measurements allows electing the harmonic model as the most representative of the machine behaviour.

Key words : Modeling circuit type of asynchronous machine - Polluted networks - Harmonics and interharmonics - Identification- Classic model - scale Model - harmonic Model.

Table des Matières

Liste des figures ……. I
Liste des tableaux ……... II
Liste des acronymes …….. III
Introduction Générale …… 1
Chapitre I : Les Perturbations Harmoniques dans les Réseaux Pollués
1 : Introduction : …… 4
2 : Les grandeurs harmoniques : …….. 5
2 .1 : Grandeur harmonique ou simplement harmonique :……. 5
2.2 : Rang de l'harmonique :……... 6
2.3 Spectre :…….…… …. 7
2 .4 : Expression de la grandeur déformée :……..…….. 7
2.5 : Valeur efficace d'une grandeur déformée :……. 8
2.6 : Taux individuel et taux de distorsion :……. ….. 8
3 : Principales perturbations provoquées par les courants et tensions harmoniques :…….. 9
3.1 : Effets instantanés :…… ….. 9
3.1.1 : Vibrations, bruit :……..…… 10
3.1.2 : Perturbations induites sur les lignes à courants faibles …… …… …… 10
3.2 : Effets à terme :…….. ……. 10
3.2.1 : Echauffement des condensateurs, vieillissement prématuré :……..…… 10
3.2.2 : Echauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs 11
3.2.3 : Echauffement des câbles et des équipements :……. 11
4 : Limites acceptables, recommandations, normes :……... 12
4. 1 : Valeurs données à titre indicatif :……... 12
4.2 : Limites normalisées:…… 13
5: Les générateurs de grandeurs électriques harmoniques ou pollueurs :…….…….. 13
5.1 : Les convertisseurs statiques sur réseau triphasé :…….…….. 14
5.2 : L'éclairage :…… …… …… 17
5.3 : Les fours à arc :……. 17
5.3.1 : Cas du four à arc à courant alternatif :…….. …… 17
5.3.2 : Cas du four à arc à courant continu :…….. …….. 17
5.4 : Les inductances saturées :…….. ……. 19
5.5 : Les machines tournantes :…….……... 19
6 : Conclusion :…… 20
Chapitre II : Modélisation fréquentielle de la machine asynchrone
1 : Introduction :…… 22
2 : Les perturbations électromagnétiques :……. 23

2.1 : Les modes de propagation des perturbations :…… 23
2.2 : Les perturbations conduites basses fréquences :…… 25
2.3 : Harmoniques et interharmoniques :…… 26
2.3.1 : Approche théorique sur les variateurs de vitesse :…… 27
3 : Modélisation type circuit de la machine asynchrone :…… 30
3.1 : Modèle sinusoïdal de la machine asynchrone :…… 31
3.2 : Modèles fréquentiels :…… 35
3.2.1 : Modélisation d'un conducteur massif :…… 36
3.2.2 : Modélisation fréquentielle de la machine asynchrone à cage :…… 39
3.2.2.1 : Modèles d'ordre entier de la machine asynchrone : …… 40
3.2.2.2 : Modèles d'ordre non entier de la machine asynchrone : …… 42
3.2.2.3 : Modèle basé sur le principe des circuits harmoniques : …… 44
4 : Conclusion : …… 48

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

1 : Introduction :…… 50
2 : Description du banc d'essais expérimental :…… 51
a)Une source de tension triphasée : …… 51
b)Un hacheur de tension : …… 52
c)Un wattmètre monophasé :…… 52
3 : Essais classiques en vue de l'identification de la MAS :…… 53
3.1 : Essai en continu :…… 53
3.2 : Essai à vide :…… 53
3.3 : Essai à rotor bloqué :…… 54
4 : Essais fréquentiels en vue de l'identification de la MAS :…… 55
4.1 : Essais à tension constante et à fréquence variable :…… 56
4.1.1 : Présentation des mesures :…… 56
Avantages : …… 56
Inconvénients :…… 56
4.2 : Essais par la méthode SSFR (V/f = cst) :…… 57
Avantages :…… 57
Inconvénients :…… 57
4.3 : Essais avec une composante continue et sinusoïdale de courant : …… 58
Avantages :…… 58
Inconvénients :…… 58

5 : Comparaisons des modèles de la machine asynchrone :…… 58

5 . 1 : Identification des modèles avec les essais avec offset de courant :…… 58

5 .1 1 : Modèle en échelle :…… 58

5. 1 2: Modèle harmonique :…… 60

6 : Conclusion :…… 62

ChapitreIV:Simulation et comparaison des différents modèles alimentés par une source polluée
1: Introduction …… 64
2 : Machine asynchrone alimentée par le réseau idéal : …… 66
2 .1 : Simulation…… 66

a) Modèle Classique de la machine asynchrone:…… 67

b) Modèle en échelle :…… 69

c) Modèle Harmonique :……..……. 71

3: Machine asynchrone alimentée par Réseau perturbé (alimentation non sinusoïdale) :. 73

a) Modèle Classique de la machine asynchrone:…….. …… 74

b) Modèle en échelle :…… … … ……. 76

c) Modèle Harmonique :……. …… ……. 78

4 : Comparaison des modèles :…… 80

5 : Conclusion :……...……. 84

Conclusion générale

Annexe

Références bibliographiques

Liste des figures

FigI.1 : Image d'une onde déformée…… 6

Fig I.1a signal pur, signal avec présence d'harmoniques …… 6

Fig I. 2 : l'amplitude est souvent donnée, relative à celle du fondamental……... 7

FigI. 3 : triangle des puissances P, Q, S d'un condensateur…….. 11

FigI. 4 : courant alternatif en amont d'un redresseur en pont de Graetz débitant un courant continu parfait sur charge très inductive…… 14

FigI.5 : courant alternatif en amont d'un redresseur en pont de Graetz suivi d'un condensateur…… 14

FigI. 6 : montage atténuant I5 et I7…….. 16

FigI. 7 : cas du four à arc alimenté en courant alternatif……..... 18

FigI. 8 : Spectre du courant alimentant un four à courant alternatif…… 18

FigI. 9 : cas du four à arc alimenté en courant continu…… 19

Fig II.1 : Schéma de propagation des perturbations…….. 24

Fig II.2: Circulation des courants de mode commun et de mode différentiel……..... 25

Fig II.3: Schéma électrique du variateur de vitesse…… 28

Fig II.4 : Principe de la commande en MLI……..... 28

Fig II.5: Schéma simplifié d'un moteur à cage d'écureuil…….. 30

Fig II.6: Représentation des enroulements de la MAS triphasée dans l'espace électrique…….. 31

Fig II.7: Modèle type transformateur de la machine asynchrone……... 34

Fig II.8: Modèle monophasé de la machine asynchrone ramené au stator……... 34

Fig II.9: Schéma d'une barre rectangulaire……. 36

Fig II.10: Effet de la fréquence sur la résistance d'un conducteur massif…….. 37

Fig II.11: Effet de la fréquence sur l'inductance d'un conducteur massif…….. 38

Fig II.12: Schéma équivalent d'un conducteur massif selon la décomposition : a) en série de Foster, b) en fraction continue ….. 39

Fig II.13: Modèle en fraction continue de la machine asynchrone…… 40

Fig II.14: Modèle en série de Foster de la machine asynchrone…… 40

Fig II.15: Modèle de la machine asynchrone avec effet de peau au stator et au rotor (Modèle en échelle)……. 41

Fig II.16: Schéma éltrique avec prise en compte d'un ordre non entier…….. 42

Fig II.17: Schéma équivalent d'ordre ½ de la machine asynchrone……..... 44

FigII.18: Schéma équivalent par phase incluant différents harmoniques d'espace…….. 45

FigII.19: Principe de superposition du module ……. 47

Fig II.20: Modèle au fondamental (a) et modèle harmonique (b) de la machine asynchrone…… 47

Fig III.1 : Ensemble variateur de vitesse-machine asynchrone ……..... 51

Fig 3.2 : La source de tension triphasée…… 52

Fig III.3 : Modèle classique monophasé de la machine asynchrone……... 53

Fig III.4 : Schéma du montage de l'essai à tension constante…… 56

Fig III.5 : Modèle en échelle……... 59

Fig III.6 : Modèle harmonique ……. ..…….. 61

Fig IV.1 : Exemple d'un mini réseau…….. 65

Fig IV.2 : Modèle classique de la machine asynchrone alimentation purement sinusoïdales…… 67

Fig IV.3 : Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale…….. 67

Fig IV.4 : FFT Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale…….. 67

Fig IV.5 : Courants de ligne simulée : Alimentation sinusoïdale……... 68

Fig IV.6 : FFT Courants de ligne simulée : Alimentation sinusoïdale……... 68

Fig IV.7 : Modèle classique de la machine asynchrone alimentation purement sinusoïdales…… 69

Fig IV.8 : Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale…….. 69

Fig IV.9 : FFT Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale…….. 70

Fig IV.10 : Courants de ligne simulées : Alimentation sinusoïdale…… 70

Fig IV.11 : FFT Courants de ligne simulées : Alimentation sinusoïdale…… 70

Fig IV.12 : Modèle harmonique de la machine asynchrone alimentation purement sinusoïdales…….. 71

Fig IV.13.a : Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale……..... 71

Fig IV.13.b : FFT Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale……. 72

Fig IV.14 : Courants de ligne simulée : Alimentation sinusoïdale…… 72

Fig IV.15 :FFT Courants de lignes simulées : Alimentation sinusoïdale……... 73

Fig IV.16:Modèle classique de la machine asynchrone alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%) …….. 74

Fig IV.17 : Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%) .. 74

Fig IV.18 : FFT Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%) …… 74

Fig IV.19 :Courant de ligne simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%) …… 75

Fig IV.20:FFT Courant de ligne simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%) …. 75

Fig IV.21:Modèle en échelle de la machine asynchrone alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq(6%)et sept (5%) …… 76

Fig IV.22 :Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%) …. 76

Fig IV.23 :FFT Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%) 77

Fig IV.24 : Courant de ligne simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%) …… 77

Fig IV.25 : FFT courant de ligne simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%) …. 77

Fig 4.26 :Modèle harmonique de la machine asynchrone : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%) …….... 78

Fig 4.27 :Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%) …... 78

Fig IV.28 : FFT Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%) …… 79

Fig IV.29:Courant de ligne simulées: Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%)…… 79

Fig IV.30 : FFT Courant de ligne simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%) … 79

Fig IV.31 : Modèles «classique, harmonique, en échelle » de la machine asynchrone : Avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%) … 80

Fig IV.32a : FFT courant de ligne - Modèle classique……... 80

Fig IV.32b : Zoom FFT courant de ligne - Modèle classique……. 81

Fig IV.33a : FFT courant de ligne - Modèle en échelle…….. 81

Fig IV.33b : Zoom FFT courant de ligne - Modèle en échelle……... 81

Fig IV.34a : FFT courant de ligne - Modèle harmonique……..…… 82

Fig IV.34 b : Zoom FFT courant de ligne - Modèle harmonique…….. 82

Liste des tableaux

Tableau I. 1 : niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension … 13

Tableau III.1 : Caractéristiques de la source de tension triphasée…… 52

Tableau III.2 : Caractéristiques du wattmètre monophasé……... 52

Tableau III.3 : Grandeurs relevées lors de l'essai à vide…….. 55

Tableau III.4 : Grandeurs relevées lors de l'essai à rotor bloqué……. 55

Tableau III.5 : Paramètres identifiés pour le modèle classique…… 55

Tableau III.6 : Paramètres identifiés pour le modèle classique…… 60

Tableau III.7 : Paramètres du modèle en échelle en fonction du niveau de magnétisation…….. 60

Tableau II.8 : Paramètres du modèle harmonique en fonction du niveau de magnétisation…….. 61

Tableau IV.1 : Table Comparatif des harmoniques fondamentale et d'ordre 5 et 7 des courants de ligne des différentes modèles (classique, en échelle, harmonique) avec les mesures relevé par celle qui est mesuré par [**02**]…… 82

Fig IV. 35 :Décompositions harmoniques a) Fondamentale b) harmonique 5 c) harmonique 7…… 83

Liste des acronymes

f	Fréquence
fn	Fréquence de la fondamental
$Y0$	Amplitude de la composante continue
Yn	Valeur efficace de la composante de rang
φn	Déphasage de la composante harmonique au temps initial
D	Taux global de distorsion
δ	L'angle de perte
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
PWM	Pulse Width Modulation
CEM	La compatibilité électromagnétique
CEI	Commission d'Electrotechnique Internationale
MC	Mode commun
MD	Mode différentiel
I_{MC}	Courant de mode commun
I_{MD}	Courant de mode différentiel
QEE	La qualité de l'énergie électrique
V1, V2 , V3	Les tensions alternatives du réseau
Z	Impédance d'ordre entier ou non entier
S_1, S_2, S_3	Les enroulements représentent le stator
R_1, R_2, R_3	Les enroulements représentent le rotor
R_s *et* L_s	La résistance et l'inductance propre statoriques
R_r *et* L_r	La résistance et l'inductance propre rotoriques
M_s (M_r)	La mutuelle inductance entre deux phases du stator (rotor)
M_{sr}	La mutuelle inductance entre une phase statorique et une phase rotorique
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.
$L_1 = L_s - M_s$	Inductance cyclique statorique de la machine
$L_2 = L_r - M_r$	Inductance cyclique rotorique de la machine
$M=3/2\ Mrs$	Inductance mutuelle cyclique stator-rotor de la machine

g	Le glissement
N_r	Inductance de fuite rotorique ramenée au stator
R'_r	Résistance rotorique ramenée au stator
σ	Coefficient de dispersion
ξ	Hauteur du conducteur massif
δ	Hauteur virtuelle du conducteur
μ_0	Perméabilité du vide ($4\pi 10^{-7}$ H/m)
σ	Conductivité du conducteur massif
Zr	L'impédance explicite
Zr	L'impédance implicite
ρ	La résistivité du matériau
l	Longueur d'une barre de la cage rotorique
h	Hauteur d'une barre de la cage rotorique
a	Largeur d'une barre de la cage rotorique
SSFR	StandStill Frequency Response
Rs	La résistance statorique
I0	Courant à vide
V0	Tension à vide
P0	Puissance active à vide
Q0	Puissance réactive à vide
$R_r^{'}$	La réactance de fuite
P_{js}	Les pertes Joule du stator
P_{fs}	Pertes fer
P_T	Puissance transmise au rotor
Icc	Courant à rotor bloqué
Vcc	Tension à rotor bloqué
Pcc	Puissance active à rotor bloqué
Qcc	Puissance réactive à rotor bloqué

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.

Au cœur 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. 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 [03], [07], soit des ordres non entiers basés sur l'intégration d'une impédance d'ordre fractionnaire au circuit rotorique [01], [05].

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 [03], [15], [06] et [09], 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.

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 du DR. BELHAJ de l'Université de Nantes composé d'une machine asynchrone industrielle de 5.5kW [02]. 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 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 l'étude des perturbations harmoniques dans les réseaux pollués le deuxième et le troisième chapitre consacré a la modélisation type circuit et a l'identification paramétrique des modèles fréquentiels de la machine asynchrone et le quatrième chapitre et consacré a la simulation et la comparaison des différents modèles « Classique en échelle et Harmonique » de la MAS alimentés par une source polluée.

Pour finir, les modèles (classique, en échelle et harmonique) proposé afin de prévoir le comportement fréquentiel de la machine dans le cas d'une alimentation directe par un réseau pollué. Pour cela, les courants de ligne simulés sont comparés à des mesures expérimentales.

Chapitre I :

Les Perturbations Harmoniques Dans les Réseaux Pollués

1 : Introduction :

L’énergie électrique est généralement distribuée sous la forme de trois tensions constituant un système sinusoïdal triphasé.

Un des paramètres de ce système est la forme d’onde qui doit être la plus proche possible d’une sinusoïde.

La correction de la forme d'onde est rendue nécessaire si la déformation dépasse certaines limites, souvent atteintes dans les réseaux possédant des sources de perturbations harmoniques tels que : **fours à arc, convertisseurs statiques de puissance, ou encore certains types d'éclairage, etc**. [**01**]

Dans ce but, ce chapitre est une contribution à une meilleure connaissance des problèmes d’harmoniques et leurs causes.

La variation en fonction du temps, des grandeurs électriques courants et tensions des réseaux industriels alternatifs, s'éloigne significativement de la sinusoïde pure (figI.1).

La variation est en fait composée d'un certain nombre de sinusoïdes de fréquences différentes, comprenant entre autres, une sinusoïde à fréquence industrielle dite sinusoïde fondamentale ou plus simplement : **le fondamental**.

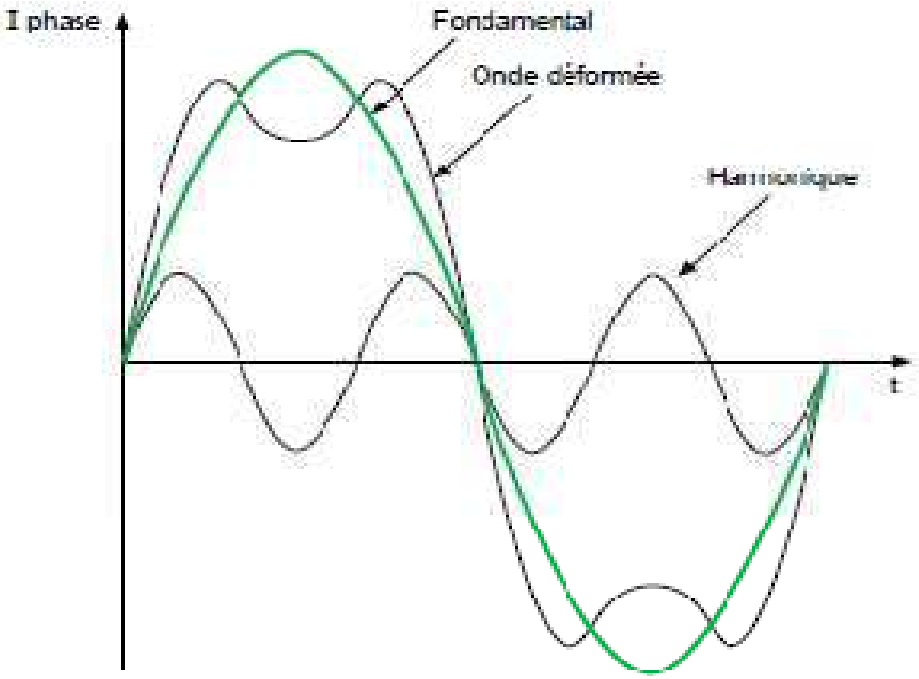


Fig.I.1 : Image d'une onde déformée.

2. :Les grandeurs harmoniques

2.1 : Grandeur harmonique ou simplement harmonique

C'est une des composantes sinusoïdales de la variation de la grandeur physique possédant une fréquence multiple de celle de la composante fondamentale. L'amplitude de l'harmonique est généralement de quelques pour cent de celle du fondamental.

2.2 : Rang de l'harmonique

C'est le rapport de sa fréquence « fn » à celle du fondamental (généralement la fréquence industrielle, 50 ou 60 Hz) :

$$n = fn / f1$$

Par principe, le fondamental « f 1» a le rang 1.

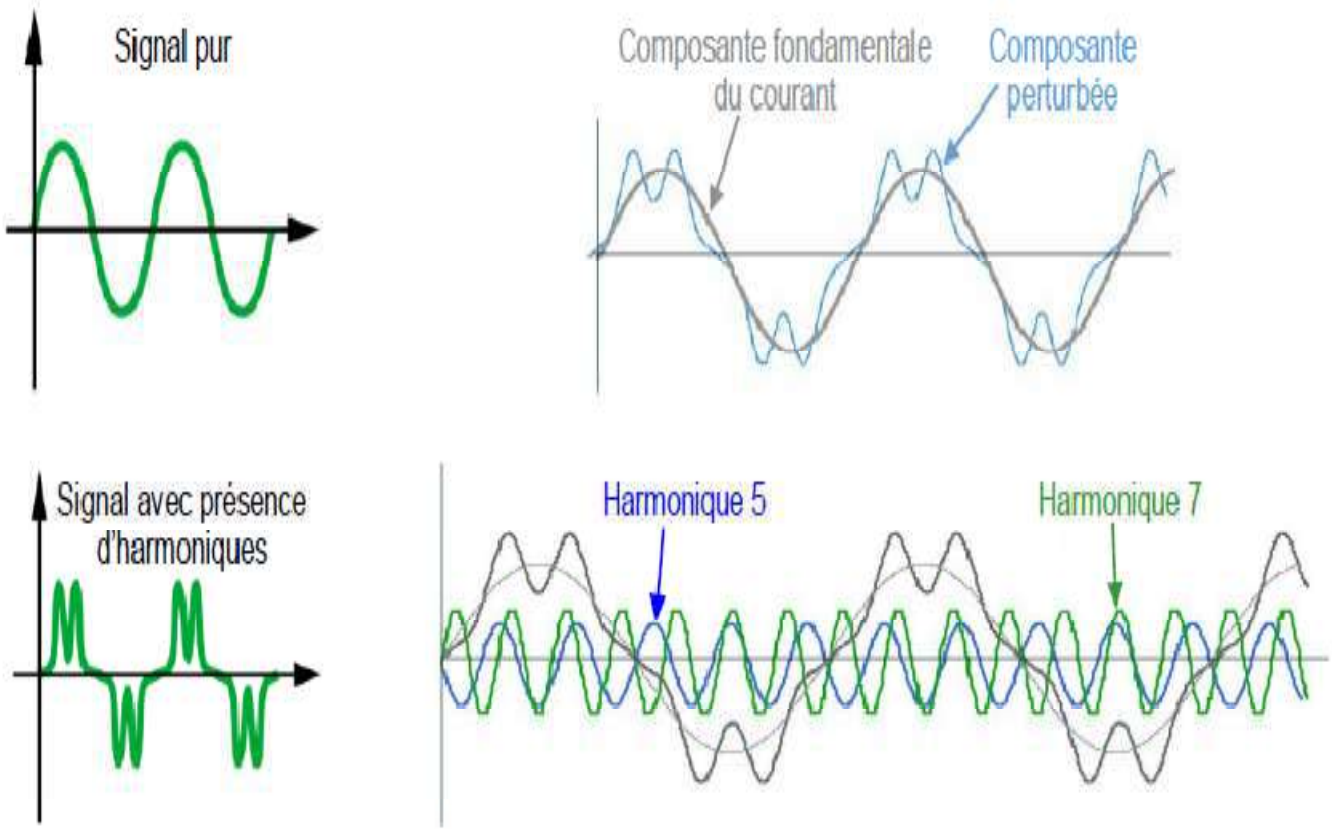


Fig I.1.a signal pur, signal avec présence d'harmoniques

2.3 : Spectre

C'est l'histogramme donnant l'amplitude de chaque harmonique en fonction du rang (**figI. 2**).

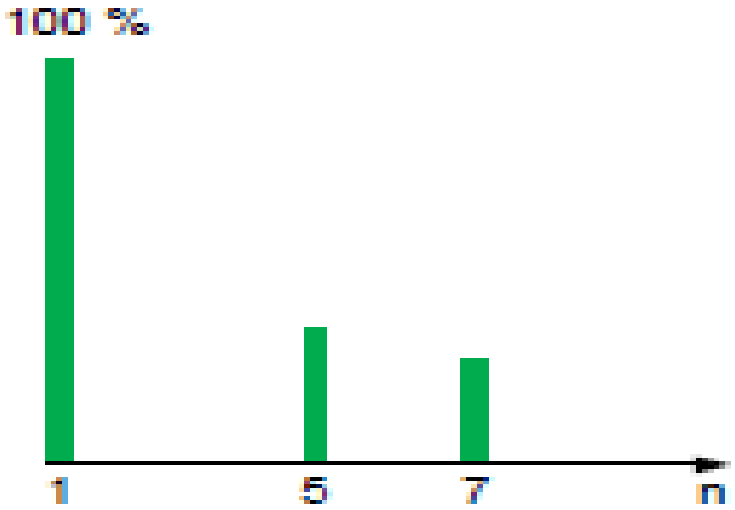


Fig I. 2 : l'amplitude est souvent donnée, relative à celle du fondamental.

2 .4 : Expression de la grandeur déformée

Le développement en série de FOURIER de tout phénomène périodique est de la forme :

$$Y(t) = YO + \sum_{n=1}^{n=\infty} Yn\sqrt{2}\sin(nwt - \varphi n)$$

Où :

Y0 = amplitude de la composante continue, généralement nulle en distribution électrique en régime permanent, Yn = valeur efficace de la composante de rang « n », φn = déphasage de la composante harmonique au temps initial. [**01**]

L'amplitude des harmoniques décroît généralement avec la fréquence. Selon les normes, on prend en considération les harmoniques jusqu'au rang 40.

2.5 : Valeur efficace d'une grandeur déformée

La valeur efficace de la grandeur déformée conditionne les échauffements, donc habituellement les grandeurs harmoniques sont exprimées en valeurs EFFICACES.

Pour une grandeur sinusoïdale, la valeur efficace est la valeur maximale divisée par racine de deux.

Pour une grandeur déformée et, en régime permanent, l'énergie dissipée par effet JOULE est la somme des énergies dissipées par chacune des composantes harmoniques, soit :

$$RI^2 = RI_1^2\, t + RI_2^2\, t + \cdots + RI_n^2\, t \qquad \text{(I-1)}$$

D'où :

$I^2 = I_1^2 + I_2^2 + \cdots + I_n^2$ Ou encore

$$I = \sqrt{\sum_{n=1}^{n=\infty} I_n^2} \qquad \text{(I-2)}$$

Dans la mesure où la résistance est considérée comme une constante.

La mesure de la valeur efficace de la grandeur déformée s'effectue soit directement par des appareils dits à vraie valeur efficace ou thermiques ou à l'aide d'analyseurs de spectre.

2.6 : Taux individuel et taux de distorsion

Les taux individuels et la distorsion en tension sont significatifs de la pollution d'un réseau.

*** « Taux individuel »**

Il donne une mesure de l'importance de chaque harmonique par rapport au fondamental.

Le taux individuel est le rapport de la valeur efficace de l'amplitude de l'harmonique de rang « n » à celle du fondamental.

Exemple : taux de « In » en % = 100 (In/I1) (l'indice « n » ne signifiant pas nominal).

*** « Taux global de distorsion » ou simplement « distorsion »**

Il donne une mesure de l'influence thermique de l'ensemble des harmoniques; c'est le rapport de la valeur efficace des harmoniques à celle de la valeur efficace,

* soit du fondamental seul (CEI 61000-2-2) où D > 0 peut être très grand :

$$D = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} Y_n^2}}{Y_1} \qquad \text{(I-3)}$$

* soit (plus rarement) de la grandeur déformée mesurée, où 0 < D < 1 :

$$D = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} Y_n^2}}{\sqrt{\sum_{n=1}^{n=\infty} Y_n^2}} \qquad \text{(I-4)}$$

Sauf indications contraires, nous utiliserons la définition suivant (CEI 61000-2-2), qui correspond au rapport entre la charge harmonique et le courant non déformé à fréquence industrielle.

3 : Principales perturbations provoquées par les courants et tensions harmoniques

Les tensions et courants harmoniques superposés à l'onde fondamentale conjuguent leurs effets sur les appareils et équipements utilisés.

Ces grandeurs harmoniques ont des effets différents selon les récepteurs rencontrés :

- soit des effets instantanés,
- soit des effets à terme dûs aux échauffements.

3.1 : Effets instantanés

Sur les systèmes électroniques, les tensions harmoniques peuvent perturber les dispositifs de régulation. Elles peuvent influencer les conditions de commutation des thyristors lorsqu'elles déplacent le passage à zéro de la tension (CEI 60146-2).

Les compteurs d'énergie à induction présentent des erreurs supplémentaires en présence d'harmoniques : par exemple un compteur classe 2 donnera une erreur supplémentaire de 0,3 % avec un taux de 5 % d'harmonique 5 sur le courant et la tension.

Les récepteurs de télécommande centralisée à fréquence musicale utilisée par les distributeurs d'énergie peuvent être perturbés par des tensions harmoniques de fréquence voisine de celle utilisée par le système. Nous évoquerons plus loin d'autres causes de perturbation de ces relais liées aux impédances harmoniques de réseau. [**01**]

3.1.1 : Vibrations, bruit

Par les efforts électrodynamiques proportionnels aux courants instantanés en présence, les courants harmoniques généreront des vibrations, des bruits acoustiques, surtout dans les appareils électromagnétiques (machine, transformateurs, inductances…).

Des couples mécaniques pulsatoires, dûs aux champs tournants harmoniques, donneront des vibrations dans les machines tournantes.

3.1.2 : Perturbations induites sur les lignes à courants faibles (téléphone, contrôle-commande)

Des perturbations surviennent lorsqu'une ligne à courants faibles chemine le long d'une canalisation de distribution électrique avec courants et tensions déformés.

Les paramètres tels que : longueur du cheminement parallèle, distance entre les deux circuits, fréquence des harmoniques (le couplage augmente avec la fréquence), sont à prendre en compte.

3.2 : Effets à terme

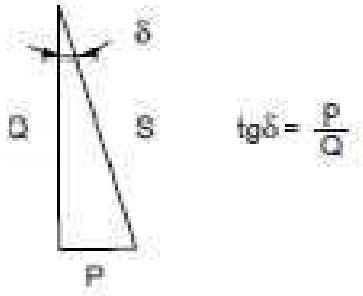
Hormis la fatigue mécanique des matériaux due aux vibrations, l'effet à terme est l'échauffement.

3.2.1 : Echauffement des condensateurs, vieillissement prématuré (clacage)

Les pertes, causes de l'échauffement, sont dues à deux phénomènes : conduction et hystérésis dans le diélectrique.

Elles sont en première approximation proportionnelles au carré du courant efficace.

Les condensateurs sont donc sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence de tensions harmoniques. Ces pertes sont définies par l'angle de perte δ du condensateur, angle dont la tangente est le rapport entre les pertes et l'énergie réactive produite (**figI.3**), on peut citer des tgδ de l'ordre de 10-4 du fondamental. Ces échauffements peuvent conduire au claquage.



FigI. 3 : triangle des puissances P, Q, S d'un condensateur.

3.2.2 : Echauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs

* déclenchement intempestifs des disjoncteurs.

* pertes supplémentaires dans les machines, dans leur stator (cuivre et fer), et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, circuits magnétiques) par suite des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor. Notons que les mesures rotoriques (température, courants induits), sont difficiles, sinon impossibles,

* pertes supplémentaires des transformateurs dues à l'effet de peau (augmentation de la résistance du cuivre avec la fréquence), à l'hystérésis et aux courants de FOUCAULT (dans le circuit magnétique).

3.2.3 : Echauffement des câbles et des équipements

Les pertes des câbles traversés par des courants harmoniques sont majorées, d'où une élévation de température. Parmi les causes des pertes supplémentaires on peut citer :

* une augmentation de la valeur efficace du courant pour une même puissance active consommée ;

* l'élévation de la résistance apparente de l'âme avec la fréquence, phénomène dû à l'effet de peau ;

* l'élévation des pertes diélectriques dans l'isolant avec la fréquence, si le câble est soumis à une distorsion de tension non négligeable ;

* des phénomènes de proximité, de gaines, d'écrans mis à la terre aux deux extrémités, etc.

Les calculs en régime permanent se font suivant la norme (CEI 60287).

D'une façon générale tous les équipements (tableaux électriques) soumis à des tensions ou traversés par des courants harmoniques, ont des pertes accentuées et devront faire l'objet de déclassements éventuels. Par exemple, une cellule départ condensateur est dimensionnée pour un courant égal à 1,3 fois le courant réactif de compensation. Ce surdimensionnement ne tient toutefois pas compte de l'augmentation de l'échauffement due à l'effet de peau dans les conducteurs.

Le relevé des taux de courants ou de tensions harmoniques, se fait avec un analyseur de spectre qui donne l'amplitude de chaque composante.

Il est important de choisir des capteurs (de courant ou de tension) ayant une bande passante suffisante pour la bande de fréquences mesurée.

La valeur efficace du courant déformé (ou de la tension déformée) peut :

* soit être mesurée avec un appareil à vraie valeur efficace,
* soit être reconstituée à partir du spectre issu d'un analyseur,
* soit être estimée à partir d'un relevé oscilloscopique.

4. :Limites acceptables, recommandations, normes

4. 1 : Valeurs données à titre indicatif

* machines synchrones : distorsion en courant statorique admissible = 1,3 à 1,4 % ;
* machines asynchrones : distorsion en courant statorique admissible = 1,5 à 3,5 % ;
* câbles : distorsion admissible en tension âme-écran = 10 % ;

4. 2 :Limites normalisées

La série des normes de compatibilité électromagnétique (CEI 61000) définissent certaines limites concernant les harmoniques, notamment :

Harmoniques impairs non multiple de 3		Harmoniques impairs multiples de 3		Harmoniques pairs	
Rang harmonique n	Tersion harmonique %	Rang harmonicue n	Tensior harmonique %	Rang harmonique n	Tension harmonique %
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
17	2	>21	0,2	10	0,5
19	1,5			12	0,2
23	1,5			>12	0,2
25	1,5				
>25	0,2+0,5x25/n				

Tableau I. 1 : niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension (CEI 61000-2-2). [**01**]

5: Les générateurs de grandeurs électriques harmoniques ou pollueurs :

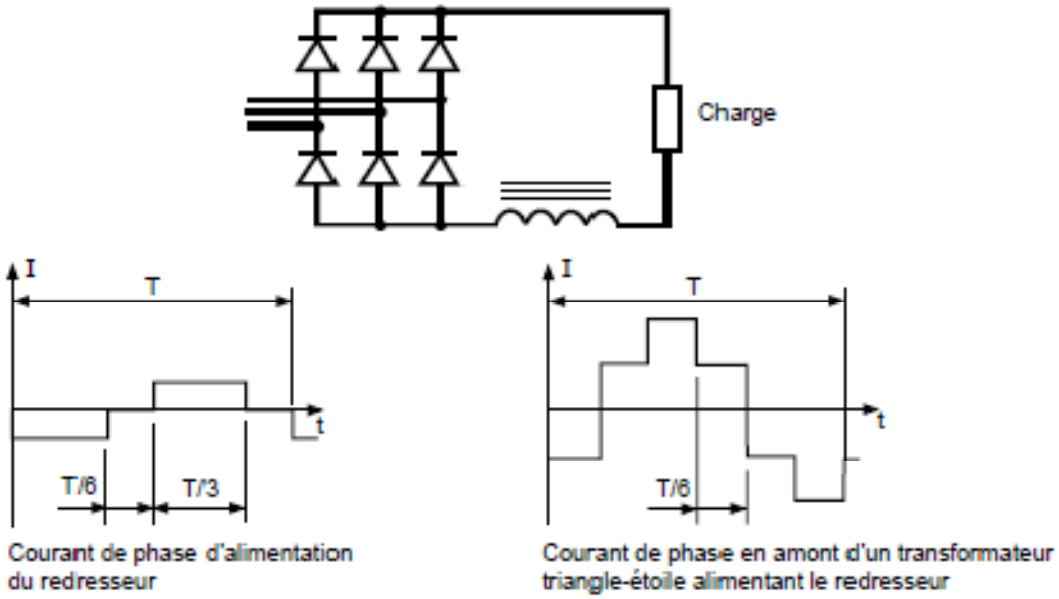
Dans le domaine industriel, ce sont :

* les convertisseurs statiques,
* les fours à arc,
* l'éclairage,
* les inductances saturées,
* autres, telles que les dentures des machines tournantes, harmoniques souvent négligeables.

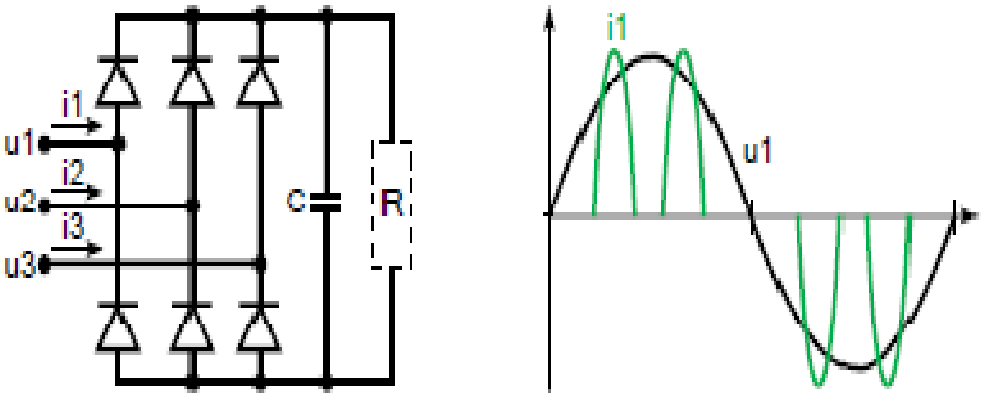
5.1 : Les convertisseurs statiques sur réseau triphasé

Les ponts redresseurs et en général les convertisseurs statiques (diodes et thyristors) sont générateurs de courants harmoniques.

Ainsi, avec le pont de Graetz, le courant continu parfait débité, impose un courant alternatif non sinusoïdal, composé de créneaux lorsque la charge est fortement inductive (**figI.4**) ou de pointes lorsque le pont de diodes est suivi d'un condensateur comme c'est souvent le cas (**figI. 5**).



FigI. 4 : courant alternatif en amont d'un redresseur en pont de Graetz débitant un courant continu parfait sur charge très inductive.



FigI.5 : courant alternatif en amont d'un redresseur en pont de Graetz suivi d'un condensateur.

Malgré leur forme différente, les deux courants ont les mêmes composantes Harmoniques caractéristiques.

Les composantes harmoniques caractéristiques des créneaux de courants d'alimentation des redresseurs ont les rangs n, tels que :

n = (k p) ± 1, où :

c k = 1, 2, 3, 4, 5, ...

c p = nombre de bras du redresseur, par exemple :

* pont de Graetz p = 6,

* hexaphasé p = 6,

* dodécaphasé p = 12.

Ainsi, pour les redresseurs cités, les harmoniques présents seront de rangs 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 25, etc. avec p = 6, et de rangs 11, 13, 23, 25, etc., avec p = 12.

Ces harmoniques, dits caractéristiques, sont de rangs impairs, et leurs intensités, lorsqu'elles sont proches de la forme idéale de la fig I.5 ont, en première approximation, pour valeur In = I1 /n, avec I1 courant à la fréquence fondamentale.

Il est alors aisé de constater que les harmoniques I 5 et I 7 ont les amplitudes les plus grandes, et qu'ils peuvent être supprimés par l'utilisation du pont dodécaphasé (p = 12).

Dans la pratique, les spectres de courant sont sensiblement différents. En effet de nouvelles composantes harmoniques paires et impaires dites non caractéristiques et de faibles amplitudes sont créées, et les amplitudes des harmoniques caractéristiques modifiées, par plusieurs facteurs tels que :

* dissymétrie de construction,

* imprécision de l'instant d'ouverture des thyristors,

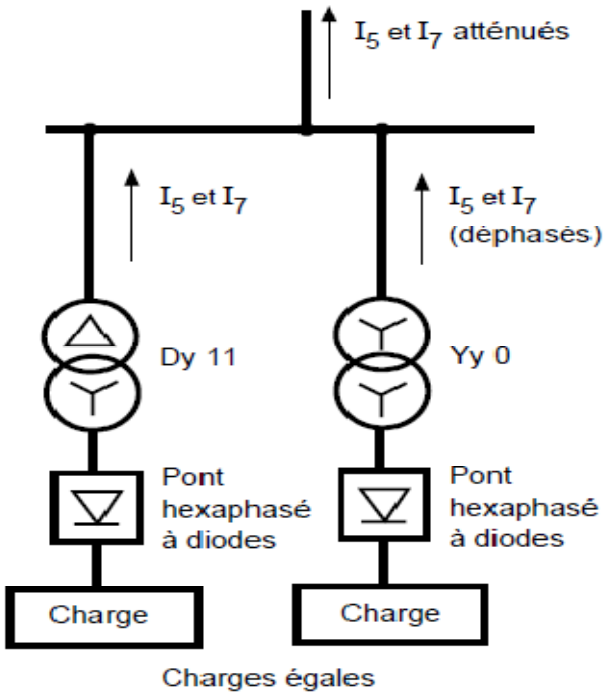
* temps de commutation,

* filtrage imparfait.

De plus, dans le cas de ponts à thyristors un déphasage des harmoniques en fonction de l'angle de retard de l'amorçage peut être observé. Les ponts mixtes diodes-thyristors sont générateurs d'harmoniques d'ordre pair. Leur emploi est limité aux petites puissances car l'harmonique de rang 2 est très gênant et difficile à éliminer.

Les autres convertisseurs de puissance tels que les gradateurs, les cycloconvertisseurs, etc., ont des spectres variables et plus riches que les redresseurs. A noter qu'ils sont parfois remplacés par des redresseurs à technique MLI - Modulation de Largeur d'Impulsions - (en anglais PWM - Pulse Width Modulation) qui travaillant avec une fréquence de découpage aux alentours de 20 kHz, sont normalement conçus pour ne générer qu'un faible niveau d'harmoniques. [**01**]

Les courants harmoniques de plusieurs convertisseurs se combinent vectoriellement, au niveau du jeu de barres commun d'alimentation. Leurs phases ne sont généralement pas connues sauf dans le cas des redresseurs à diodes. Ce qui permet, avec deux ponts hexaphasés à diodes ayant des charges égales, d'atténuer les courants harmoniques de rang 5 et 7, si les deux transformateurs d'alimentation ont des couplages judicieusement choisis (**figI.6**).



FigI. 6 : montage atténuant I5 et I7

5.2 : L'éclairage

L'éclairage, par lampes à décharge et tubes fluorescents, est générateur de courants harmoniques. Le taux individuel d'harmonique 3 peut même dépasser 100 % pour certaines lampes fluo-compactes modernes, d'où une attention particulière à porter à la détermination de la section et de la protection du conducteur neutre qui, véhiculant la somme des courants d'harmoniques 3 des trois phases, risque un échauffement important.

5.3 : Les fours à arc

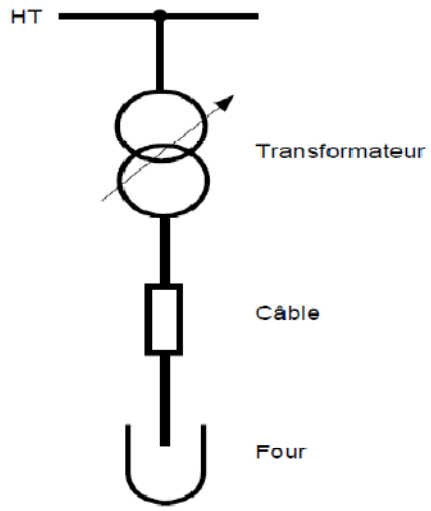
Les fours à arc utilisés en sidérurgie peuvent être à courant alternatif ou à courant continu.

5.3.1 : Cas du four à arc à courant alternatif (**figI. 7**)

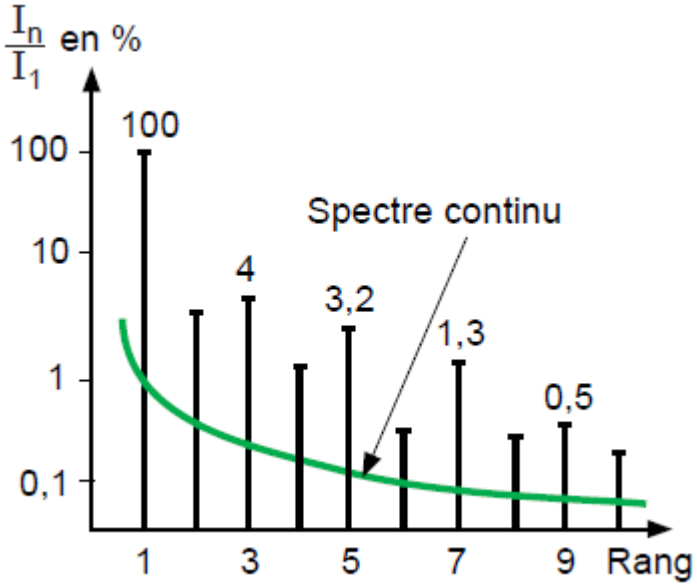
L'arc est non linéaire, dissymétrique et instable.
Il va induire des spectres possédant des raies impaires, paires et un spectre continu (bruit de fond à toutes les fréquences).
Le niveau spectral est en fonction du type de four, de sa puissance, de la période de fonctionnement considérée : fusion, affinage...
Aussi seules des mesures peuvent déterminer le spectre de façon précise (exemple : **figI. 8**).

5.3.2 : Cas du four à arc à courant continu **(figI. 9)**

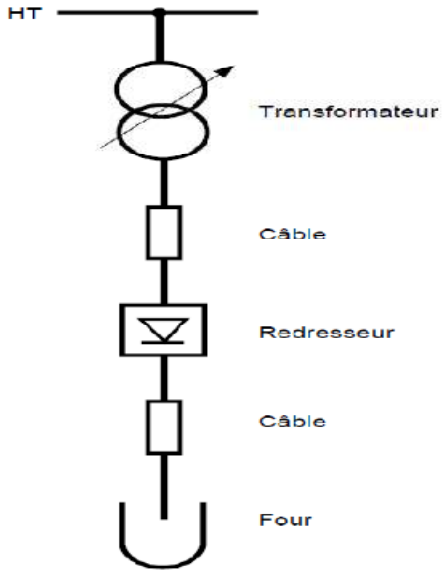
L'arc est alors alimenté par l'intermédiaire d'un redresseur.
L'arc est plus stable qu'en courant alternatif.
Le courant absorbé se décompose en :
* un spectre semblable à celui d'un redresseur,
* un spectre continu de niveau inférieur à celui d'un four à courant alternatif.



FigI. 7 : cas du four à arc alimenté en courant alternatif.



FigI. 8 : Spectre du courant alimentant un four à courant alternatif.



FigI. 9 : cas du four à arc alimenté en courant continu.

5.4 : Les inductances saturées

De telles inductances ont leur impédance fonction de l'amplitude du courant qui les traverse, et de fait elles provoquent des déformations notables de ce courant. C'est le cas, dans une certaine mesure, des transformateurs à vide soumis à une surtension permanente.

5.5 : Les machines tournantes

Les machines tournantes donnent des harmoniques de denture de rangs élevés et d'amplitudes souvent négligeables. Les petites machines synchrones sont toutefois, génératrices de tensions harmoniques de rang 3 qui peuvent avoir une incidence sur :

* l'échauffement permanent (hors défaut) des résistances de mise à la terre du neutre des alternateurs ;

* le fonctionnement des relais ampère-métriques de protection contre les défauts d'isolement.

6 : Conclusion

La pollution des réseaux électriques par les courants harmoniques est une conséquence inévitable de la prolifération depuis quelques années des charges non linéaires engendrant des courants harmoniques et des distorsions dans les différents réseaux électriques.

Les convertisseurs statiques de puissance sont de plus en plus présents comme récepteurs consommateurs dans les réseaux de distribution industrielle, et les fours à arc sont utilisés dans la sidérurgie électrique en pleine croissance. Tous ces consommateurs produisent **une pollution électrique harmonique** et nécessitent généralement une compensation de l'énergie réactive qu'ils consomment, d'où l'installation de condensateurs de compensation.

Ces condensateurs, s'ils sont installés sans précaution, peuvent entrer en résonance avec les inductances du réseau et amplifier les perturbations harmoniques et interharmoniques.

Ainsi, tout installateur et exploitant d'un réseau industriel peut être confronté à de telles difficultés techniques.

Dans ce chapitre ont été abordées **les principales perturbations harmoniques dans les réseaux pollués**.

Chapitre II:
Modélisation fréquentielle de la machine asynchrone

1 : 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.

2 : Les perturbations électromagnétiques

D'après la définition [05], 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,) 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.

2.1 : 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 II.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 [03]:

- 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 [06], [07] 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 II.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.

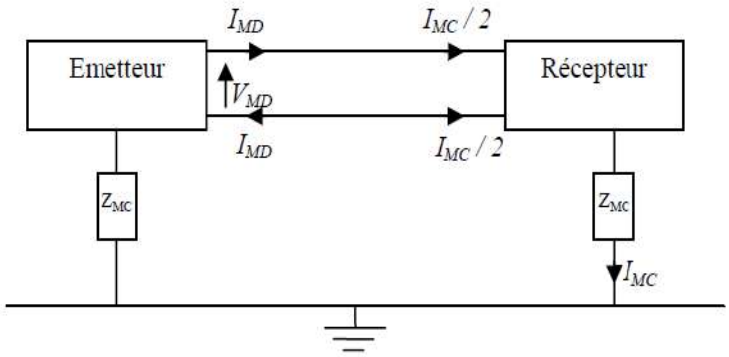


Fig II.2: Circulation des courants de mode commun et de mode différentiel.

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).

2.2 : 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 [04]:

- 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 [01], [04], [05] et [06].
- 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.
- 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.

2.3 : 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 [08] :

– 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.

2.3.1 : 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 (FigII.3). Le redresseur reçoit les tensions alternatives du réseau (V1, V2 , V3) 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 (V1N, V2N, V3N) 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 II.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.

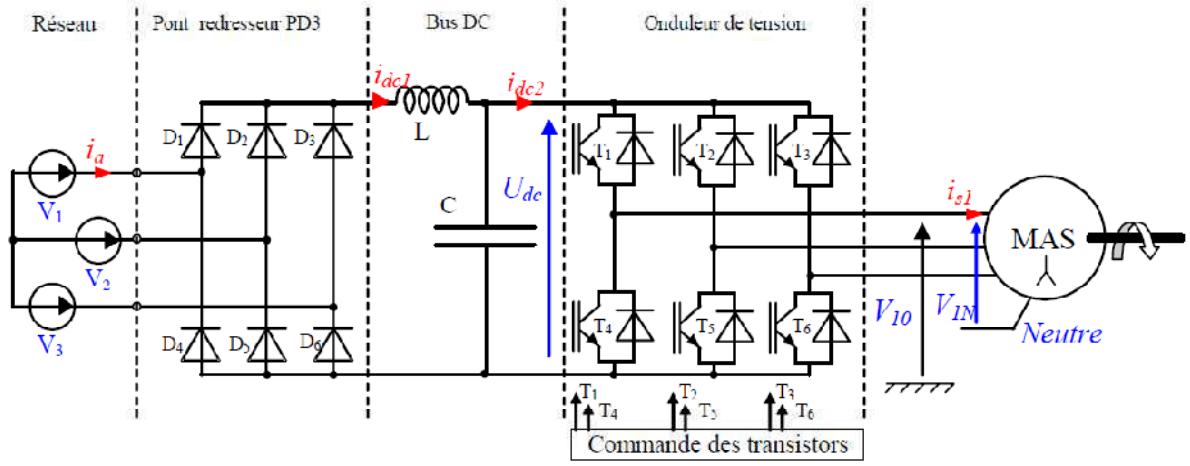


Fig II.3: Schéma électrique du variateur de vitesse.

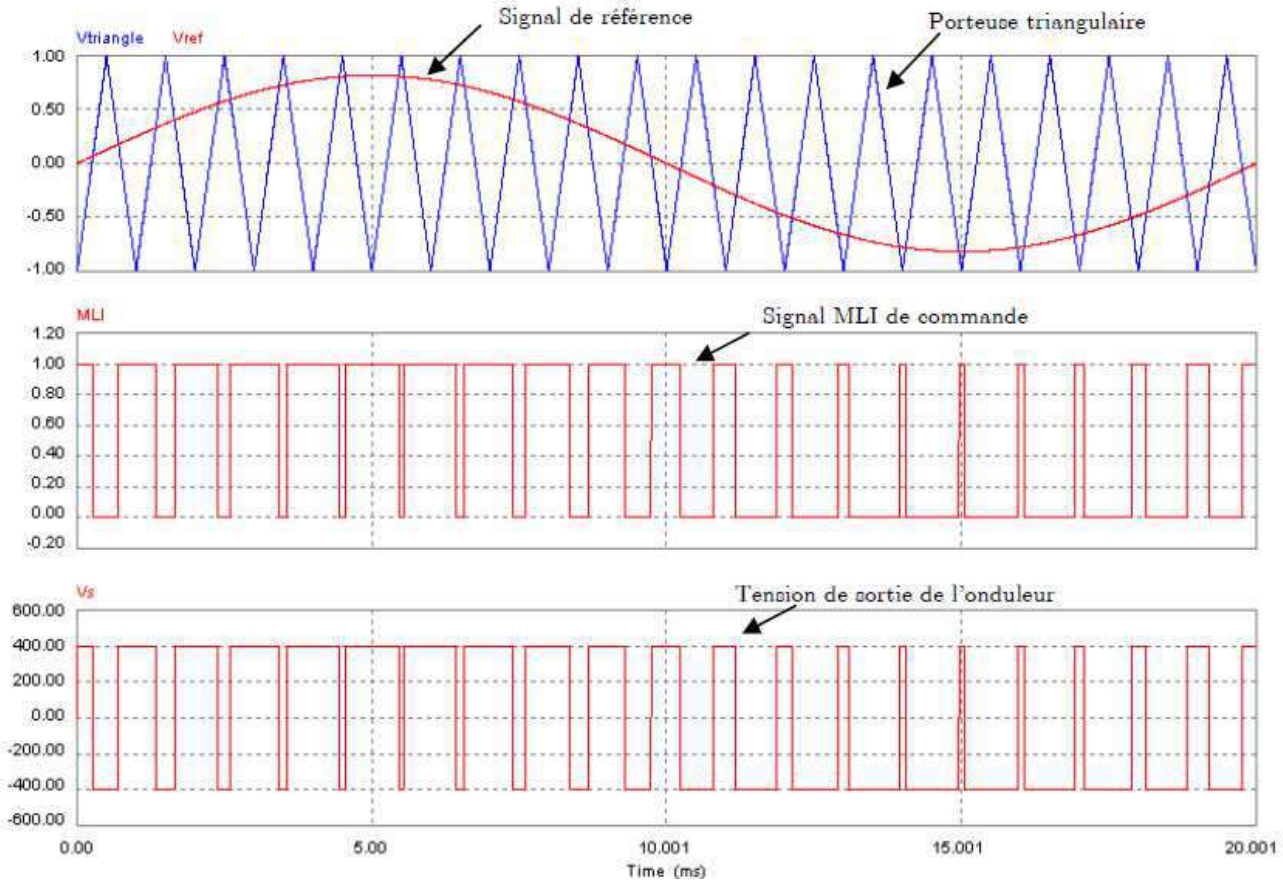


Fig II.4 : Principe de la commande en MLI.

Lorsqu'un variateur de vitesse est alimenté par un réseau équilibré, les courants ia et is1 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 [08] pour les variateurs de vitesse à structure courant ou tension.

3 : Modélisation type circuit de la machine asynchrone

La machine asynchrone à cage (Fig II.5) est largement utilisée dans l'industrie. Sa simplicité de construction en fait un matériel très fiable qui demande peu d'entretien.

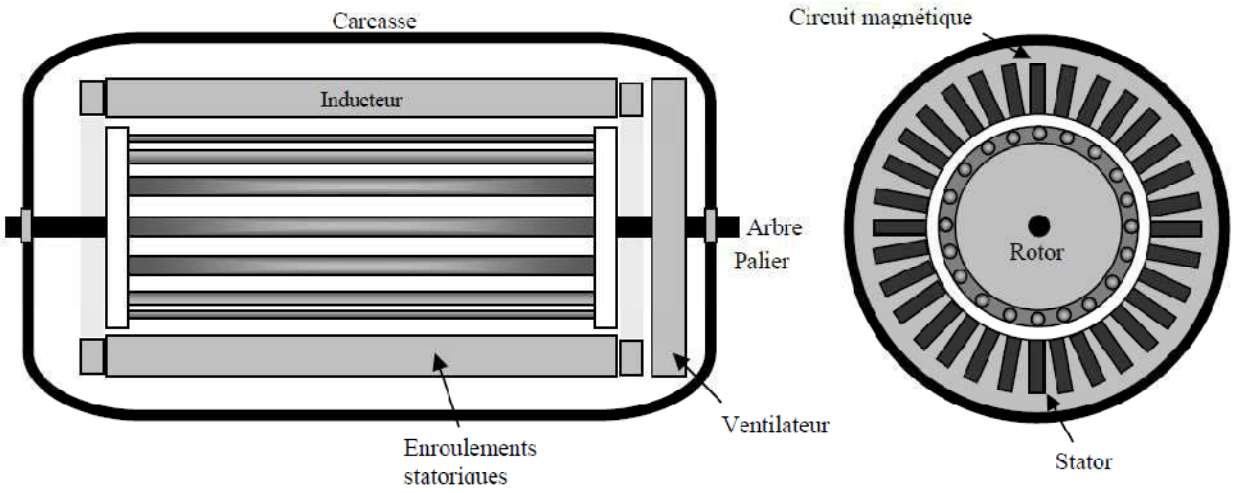


Fig II.5: Schéma simplifié d'un moteur à cage d'écureuil.

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.

3.1 : Modèle sinusoïdal de la machine asynchrone

Le modèle usuel de la machine asynchrone est basé sur les hypothèses suivantes [10] :

- 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 II.6, 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.

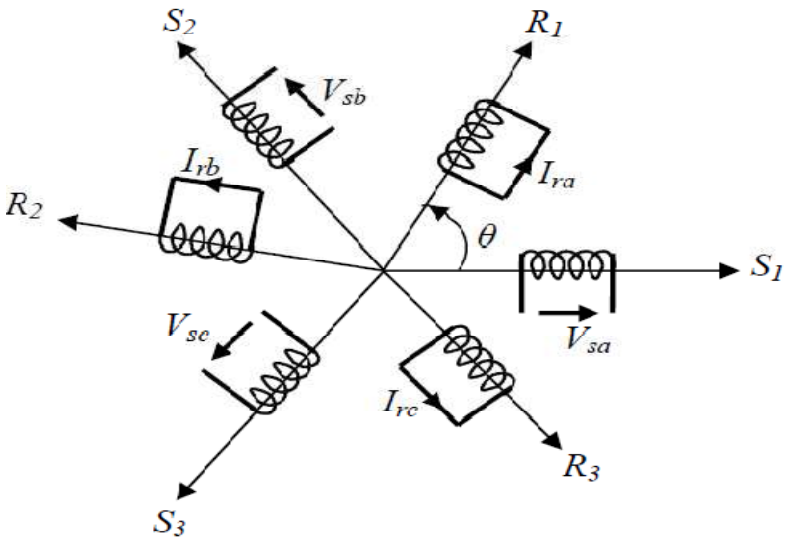


Fig II.6: Représentation des enroulements de la MAS triphasée dans l'espace électrique.

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 II.6 peut être donnée dans le repère « abc » par les équations (II-1) et (II-2) :

$$\begin{bmatrix}\varphi_{sa}\\ \varphi_{sb}\\ \varphi_{sc}\end{bmatrix} = [L_s]\begin{bmatrix}i_{sa}\\ i_{sb}\\ i_{sc}\end{bmatrix} + [M_{sr}]\begin{bmatrix}i_{ra}\\ i_{rb}\\ i_{rc}\end{bmatrix} \qquad \text{(II-1)}$$

$$\begin{bmatrix}\varphi_{ra}\\ \varphi_{rb}\\ \varphi_{rc}\end{bmatrix} = [L_r]\begin{bmatrix}i_{ra}\\ i_{rb}\\ i_{rc}\end{bmatrix} + [M_{sr}]\begin{bmatrix}i_{sa}\\ i_{sb}\\ i_{sc}\end{bmatrix} \qquad \text{(II-2)}$$

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

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

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

$$\begin{bmatrix}V_{sa}\\ V_{sb}\\ V_{sc}\end{bmatrix} = Rs\begin{bmatrix}i_{sa}\\ i_{sb}\\ i_{sc}\end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\varphi_{sa}\\ \varphi_{sb}\\ \varphi_{sc}\end{bmatrix} \qquad \text{(II-3)}$$

$$\begin{bmatrix}V_{ra}\\ V_{rb}\\ V_{rc}\end{bmatrix} = Rr\begin{bmatrix}i_{ra}\\ i_{rb}\\ i_{rc}\end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\varphi_{ra}\\ \varphi_{rb}\\ \varphi_{rc}\end{bmatrix} \qquad \text{(II-4)}$$

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

$$V_{sa} = R_s I_s + j\omega_s (L_s - M_s) I_s + j\frac{3}{2}\omega_s M_{rs} I'_r$$

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

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 :

$L_1 = L_s - M_s$: Inductance cyclique statorique de la machine.

$L_2 = L_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique de la machine.

$M = 3/2\ M_{rs}$: Inductance mutuelle cyclique stator-rotor de la machine.

g : le glissement.

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

$$V_{sa} = R_s I_s + j\omega_s L_1 I_s + j\omega_s M I'_r \qquad \text{(II-5)}$$

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

Comme $\omega_r = g\omega_s$, les équations (II-5) peuvent s'écrire :

$$V_{sa} = R_s I_s + j\omega_s L_1 I_s + j\omega_s M I'_r \qquad \text{(II-6)}$$

$$0 = R_r/g\ I_r + j\omega_s L_2 I_r + j\omega_s M I'_s$$

Ce système d'équations de tensions (II-6) permet la construction du schéma électrique équivalent de type transformateur présenté dans la Fig II.7.

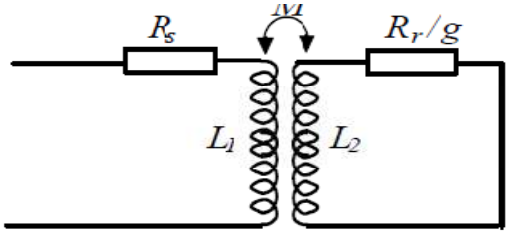


Fig II.7: Modèle type transformateur de la machine asynchrone.

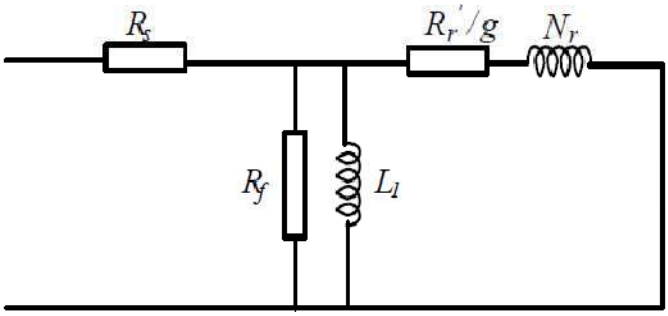


Fig II.8: Modèle monophasé de la machine asynchrone ramené au stator.

Dans le modèle (Fig II.7), 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 Rf en parallèle avec l'inductance statorique. Le modèle devient alors celui de la Fig II.8

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.

3.2 : 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 [14], [09], [05]. 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,…)[03], [09].

- **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 [09], [16]. 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.

3.2.1 : Modélisation d'un conducteur massif

Lorsqu'un conducteur massif (FigII.9) 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 [07], [08], [10].

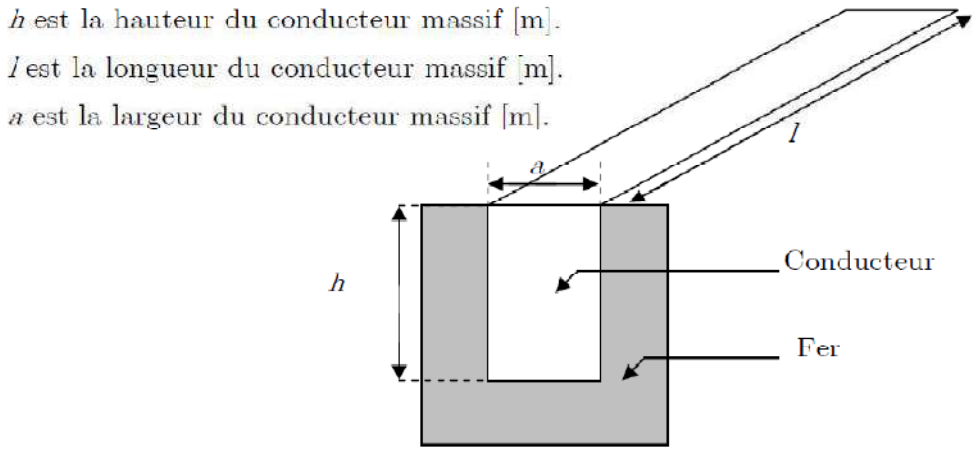


Fig II.9: Schéma d'une barre rectangulaire.

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 :

$$R = \frac{\xi}{\sigma a h}\frac{\sinh(2\xi)+\sin(2\xi)}{\cosh(2\xi)-\cos(2\xi)} \qquad \text{(II-7)}$$

$$L = \frac{\mu_0 l h}{3a\xi}\frac{\sinh(2\xi)+\sin(2\xi)}{\cosh(2\xi)-\cos(2\xi)} \qquad \text{(II-8)}$$

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 [06] .

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 σ = 34 10^6 S/m.**
- **longueur l = 1m,**
- **largeur a = 5mm,**
- **hauteur h=50mm,**

La FigII.10 représente l'évolution de la résistance du conducteur massif " R "(II.7) et son approximation par la grandeur $k1\sqrt{f}$ 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 $\sqrt{f}$.

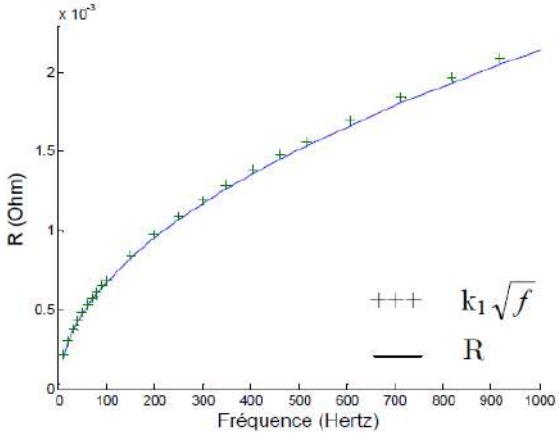


Fig II.10: Effet de la fréquence sur la résistance d'un conducteur massif.

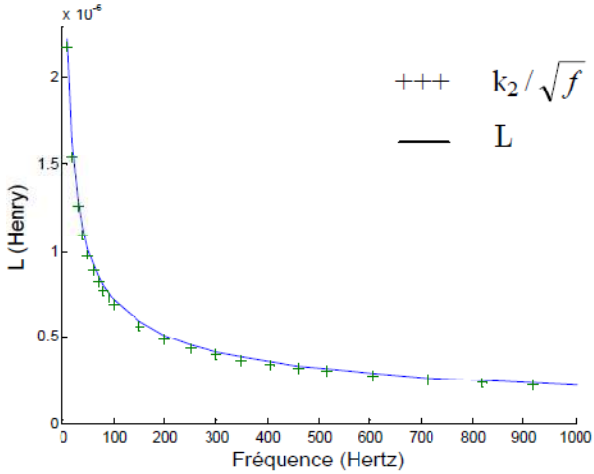


Fig II.11: Effet de la fréquence sur l'inductance d'un conducteur massif.

La Fig II.11 représente l'évolution de l'inductance du conducteur massif " L " (II-8) et son approximation par la grandeur $k2/\sqrt{f}$ 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 (II-7) et de l'inductance (II-8) peuvent être simplifiées comme en (II-9) et (II-10) :

$$R(\xi) = \xi \frac{\rho l}{ah} \tanh(2\xi) \qquad (II-9) \qquad L(\xi) = \frac{3}{2\xi} \frac{\mu_0 lh}{3a} \tanh(2\xi) \qquad (II-10)$$

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

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 [15], [16].

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

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 (FigII.12 (a)). Dans le cas d'une décomposition en fraction continue, la barre est modélisée par des circuits (R-L) en échelle (FigII.12 (b)).

Le principal problème de ces approches est le choix de l'ordre du système qui dépend de la précision désirée.

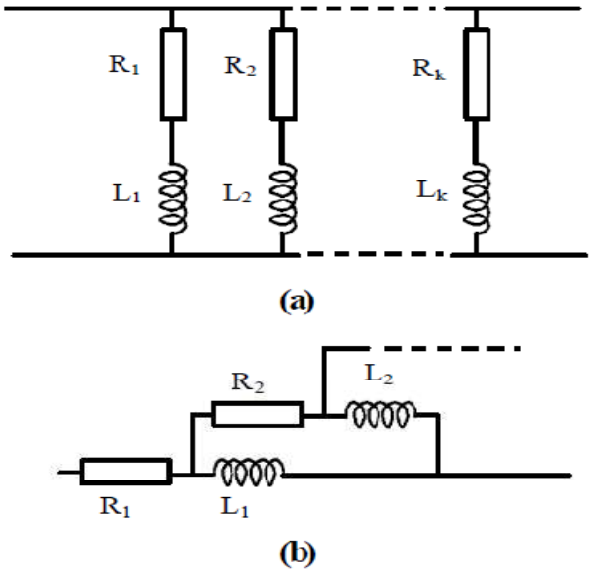


Fig II.12: Schéma équivalent d'un conducteur massif selon la décomposition : a) en série de Foster, b) en fraction continue.

3.2.2 : 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 3.2.1) [17], [18], soit par une impédance d'ordre non entier [20], [21], [13].

3.2.2.1 : 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(FigII.13 et Fig II.14) représentant le conducteur massif [07], [05].

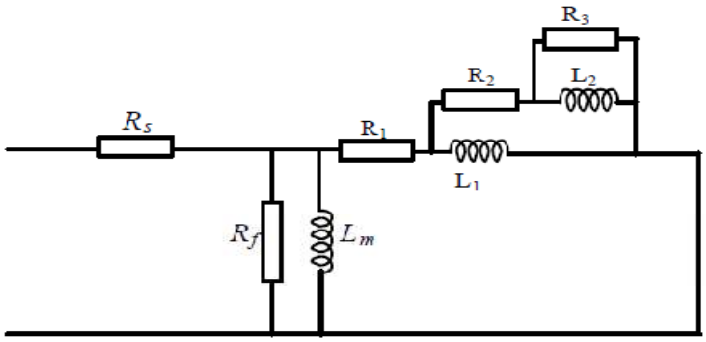
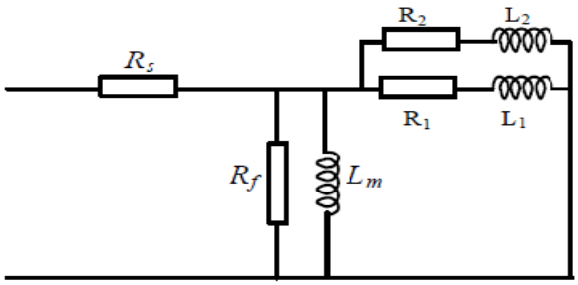


Fig II.13: Modèle en fraction continue de la machine asynchrone.



FigII.14: 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 [09], [30], 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 II.15.

Dans le travail de [30] 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).

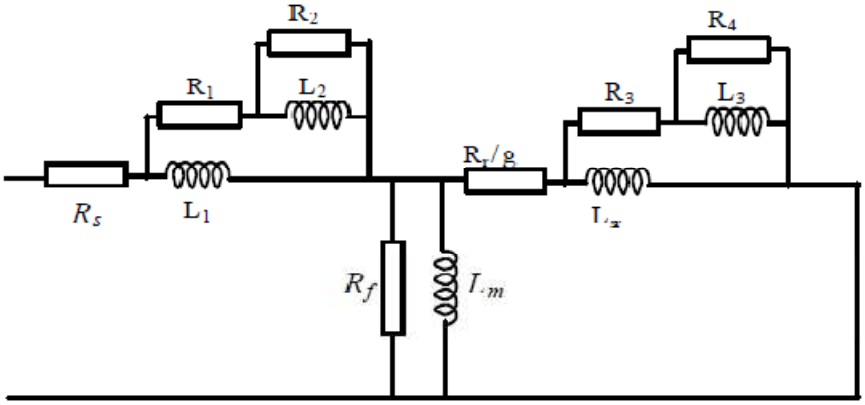


Fig II.15: Modèle de la machine asynchrone avec effet de peau au stator et au rotor (Modèle en échelle).

3.2.2.2 : 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 [22], [04]. 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 [18]. 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 [30] (Fig II.16).

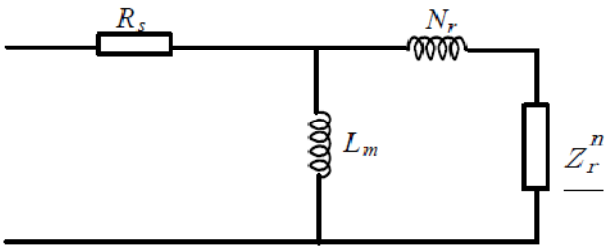


Fig II.16: Schéma électrique avec prise en compte d'un ordre non entier.

D'après ce dernier auteur, l'impédance d'ordre fractionnaire Z_r^n peut être explicite ou implicite :

L'impédance explicite :

$$Z_r^n = R_0 \left(1 + \left(\frac{p}{\omega_n}\right)^n\right) \quad \text{avec } P = j\omega$$

L'impédance implicite :

$$Z_r^n = R_0 \left(1 + \left(\frac{p}{\omega_n}\right)\right)^n$$

Dans ce travail [06], 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 [08] 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 II.17.

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

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

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

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.

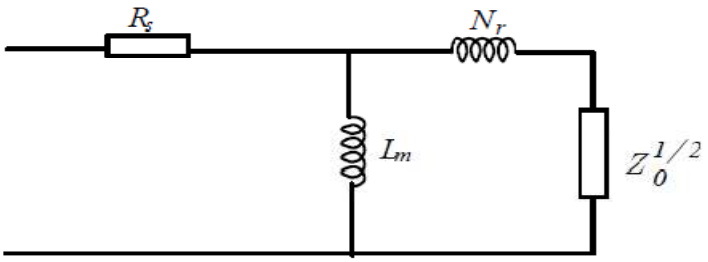


Fig II.17: Schéma équivalent d'ordre ½ de la machine asynchrone.

L'objectif du travail de [11] 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 (FigII.17) et d'un système d'ordre entier (modèle avec R_L en échelle) (FigII.12) 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.

3.2.2.3 : 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.

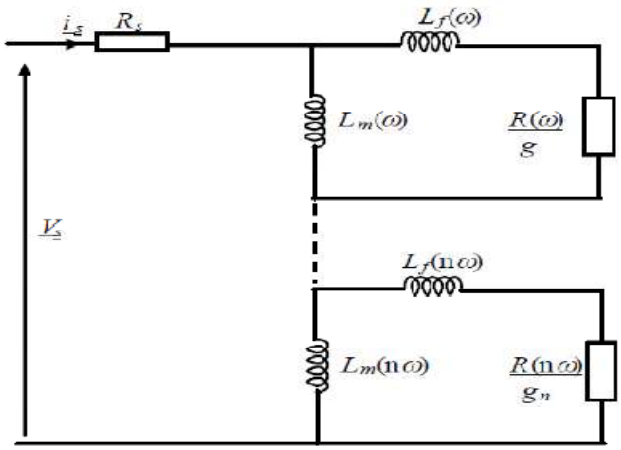
Les harmoniques du courant de ligne de la machine asynchrone ont plusieurs origines possibles :

- les harmoniques qui sont la conséquence d'une alimentation non purement sinusoïdale (convertisseur statique, réseau,…). Ces composantes sont appelées harmoniques de temps [10].
- les harmoniques dus à la construction de la machine (bobinage, encoche,…) appelés harmoniques d'espace [12].

- 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 [11], [30] et [32]. 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 [15], [30] afin de déterminer les différents éléments du schéma équivalent de la Fig II.18.



FigII.18: 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 II.19). 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.

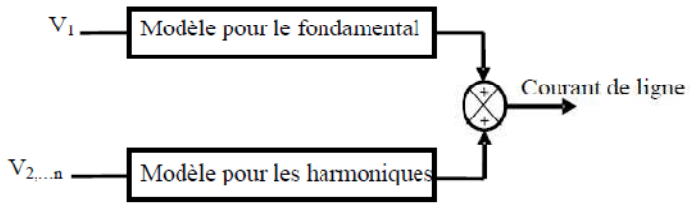


Fig II.19: Principe de superposition des modèles.

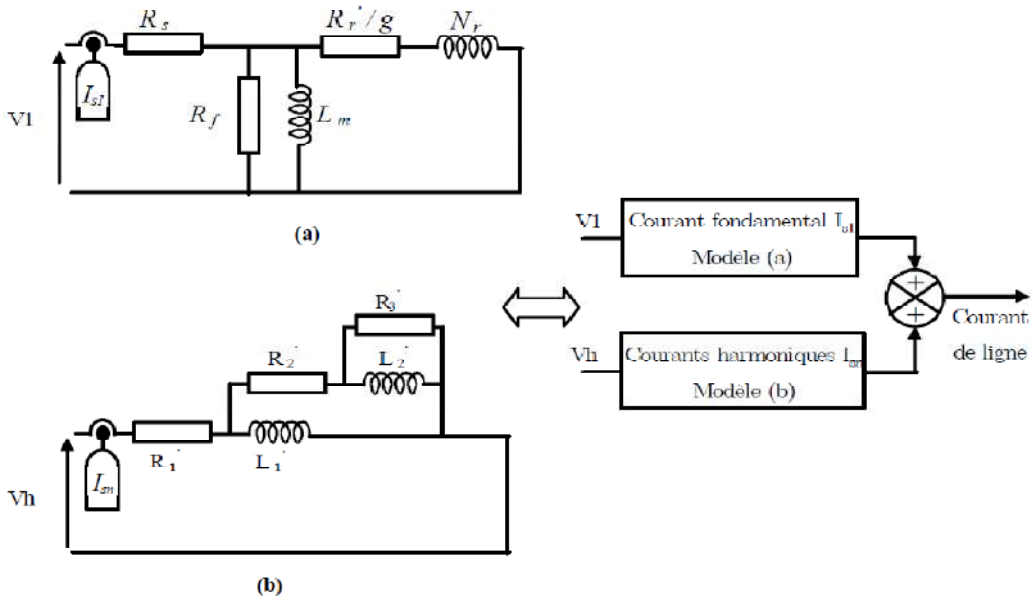


Fig II.20: Modèle au fondamental (a) et modèle harmonique (b) de la machine asynchrone.

Pour le fondamental, nous proposons le modèle classique monophasé de la machine asynchrone (Fig II.20_a). Quant au modèle représentant les harmoniques, nous nous sommes basés sur la modélisation d'un conducteur massif (paragraphe 3.2.1) et nous choisissons le modèle à base de cellules R_L en échelle (Fig II.20_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.

4 : 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.

Chapitre III :

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

1: Introduction :

Nous avons présenté dans le chapitre 2 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 [30], [22], [05], [06], 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.

2 : 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 III.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.

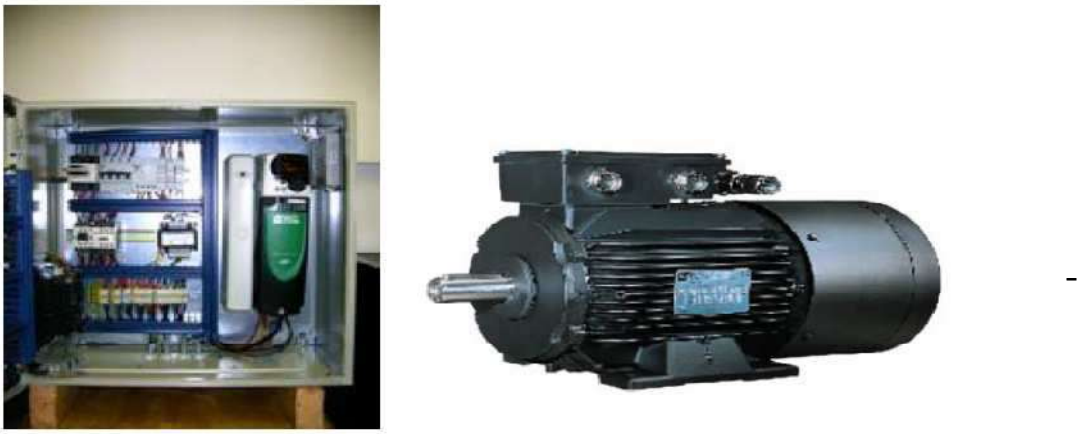


Fig III.1 : Ensemble variateur de vitesse-machine asynchrone

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

a)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 III.1. Elle offre une grande précision et permet de nous affranchir des bruits issus d'une simple structure à base d'onduleur contrôlé.



Fig III.2 : 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%

Tableau III.1 : Caractéristiques de la source de tension triphasée.

b)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. Le pont hacheur utilisé est un convertisseur de puissance modulaire réalisé à Polytech Nantes au département de génie électrique.

c)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.

		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	

Tableau III.2 : Caractéristiques du wattmètre monophasé.

3 :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 III.3).

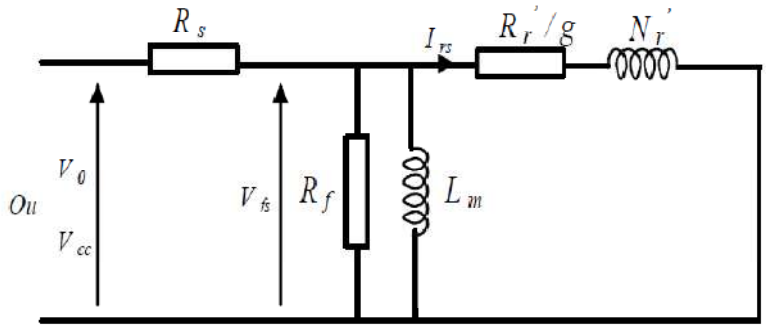


Fig III. 3 : Modèle classique monophasé de la machine asynchrone

3.1 : Essai en continu

Cet essai en continu entre deux phases sous la tension Vdc et le courant Idc permet de mesurer la résistance statorique Rs par phase (Tableau III.5). Pour une alimentation entre deux phases (machine en étoile), la résistance en continu est :

$$Rs = \frac{V_{dc}}{2I_{dc}} \qquad \text{(III.1)}$$

3.2 : 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 Rf et l'inductance magnétisante Lm par :

$$R_f = \frac{(V_0 - R_s I_0 \cos(\varphi_0))^2 + (R_s I_0 \sin(\varphi_0))^2}{P_0 - R_s {I_0}^2} \qquad \text{(III.2)}$$

$$L_m = \frac{(V_0 - R_s I_0 \cos(\varphi_0))^2 + (R_s I_0 \sin(\varphi_0))^2}{Q_0}$$

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

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

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

3.3 :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.

$$P_{js} = R_s I_{cc}^2 \quad \text{(III-3)}$$

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

$$P_T = P_{cc} - P_{js} - P_{fs} \quad \text{(III-5)}$$

$$Q_T - Q_{cc} - \frac{(V_{fs})^2}{L_m \omega_{cc}} \quad \text{(III-6)}$$

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 :

$$I_{rs} - \frac{\sqrt{P_T^2 + Q_T^2}}{V_{fs}} \quad \text{(III-7)}$$

Enfin, les deux paramètres R_r' et N_r' peuvent en être déduits :

$$R_r' = \frac{P_T}{I_{rs}^2} \quad \text{(III-8)}$$

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

Les Tableaux III.3 et III.4 représentent les mesures relevées lors des essais à vide et à rotor bloqué. Le Tableau III.5 regroupe les paramètres identifiés pour le modèle classique de la machine asynchrone. **[**02**]**

Tableau III.3 : Grandeurs relevées lors de l'essai à vide.

$V_0(V)$	$I_0(A)$	$P_0(W)$	$Q_0(VAR)$	$\varphi_0(degré)$
230.7	5.44	274	1226	77.4

Tableau III.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 III.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

4 : 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 [23]. 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 Z(f).

4.1 : Essais à tension constante et à fréquence variable

4.1.1 : Présentation des mesures

Ces tests sont réalisés à rotor bloqué en imposant au stator, une tension sinusoïdale réduite d'amplitude fixe et de fréquence variable [03]. 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 [03], [06]. 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 (FigIII.2) pour tous les essais à tension constante.

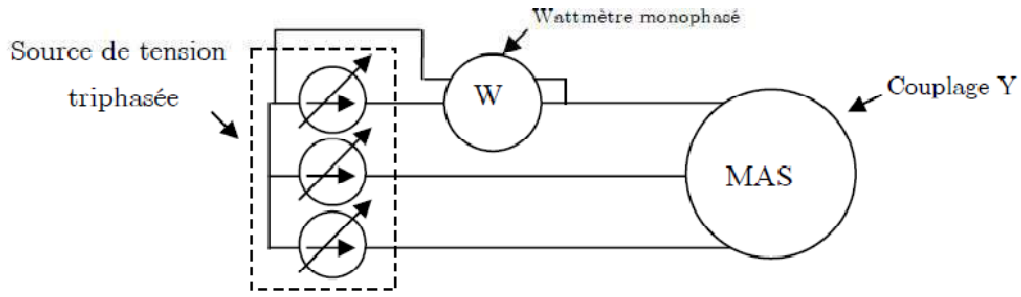


Fig III.4 : Schéma du montage de l'essai à tension constante.

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.

4.2 : 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 [15]. 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 [34], [35], [30]. 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.

Avantage :

- 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 de la fréquence.

4.3 : 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 [02]. 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} [05], [09], [06].

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.

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).

5 : Comparaisons des modèles de la machine asynchrone

5 1 : Identification des modèles avec les essais avec offset de courant

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.

5 1 1: Modèle en échelle

Le modèle en échelle est celui développé par [03], celui-ci découle de l'intégration de cellules R_L en échelle dans le modèle classique (Fig III.5).

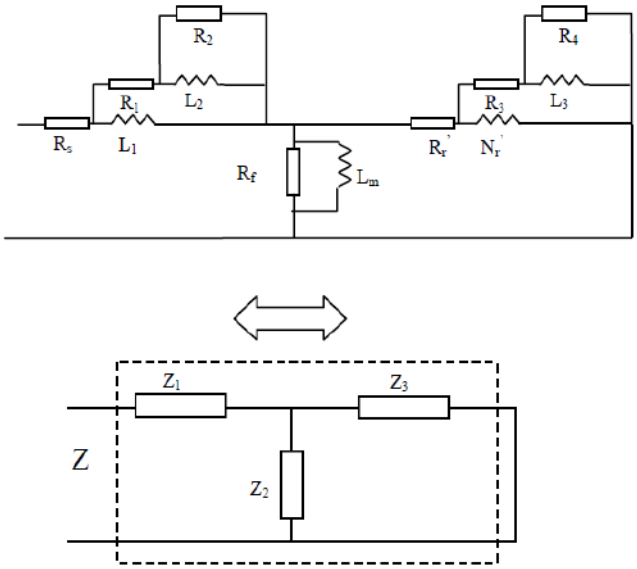


Fig. III.5 modèle en échelle

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 III.3) 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 III.7. [**02**]

Tableau III.6 : Paramètres identifiés pour le modèle classique.

$R_s\ (\Omega)$	$N_r'(mH)$	$R_r'(\Omega)$	$L_m(mH)$	$R_f(\Omega)$
0.85	12.5	1.06	137	212.1

Tableau III.7 : Paramètres du modèle en échelle en fonction du niveau de magnétisation.

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

[Résultat obtenue [**02**]]

5 1 2: 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 III.8. Le deuxième modèle est utilisé pour représenter toutes les composantes harmoniques (Fig. III.6).

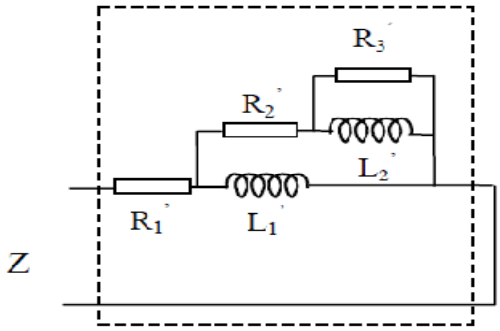


Fig. III.6 : Modèle harmonique

Avec :

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

Tableau III.8 : Paramètres du modèle harmonique en fonction du niveau de magnétisation.

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

[Résultat obtenue [**02**]]

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).

6 : Conclusion

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

Nous avons cités des déférentes modèles fréquentiels de la machine asynchrone avec leurs valeurs de mesure (modèle classique, modèle en échelle, modèle harmonique), toutes les valeurs relevées de la thèse de Doctorat, Université de Nantes, Année 2007 [**02**].

L'objectif de ce chapitre est d'identifier les paramètres des modèles fréquentiels de la machine asynchrone sur la base des essais exposés.

Chapitre IV:

Simulation et Comparaison des différents modèles « Classique en échelle et Harmonique » alimentés par une source polluée

1: Introduction

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**IV**.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 FigIV.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 [05] ont concerné la circulation des harmoniques et des interharmoniques d'un ensemble convertisseur-moteur asynchrone 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.

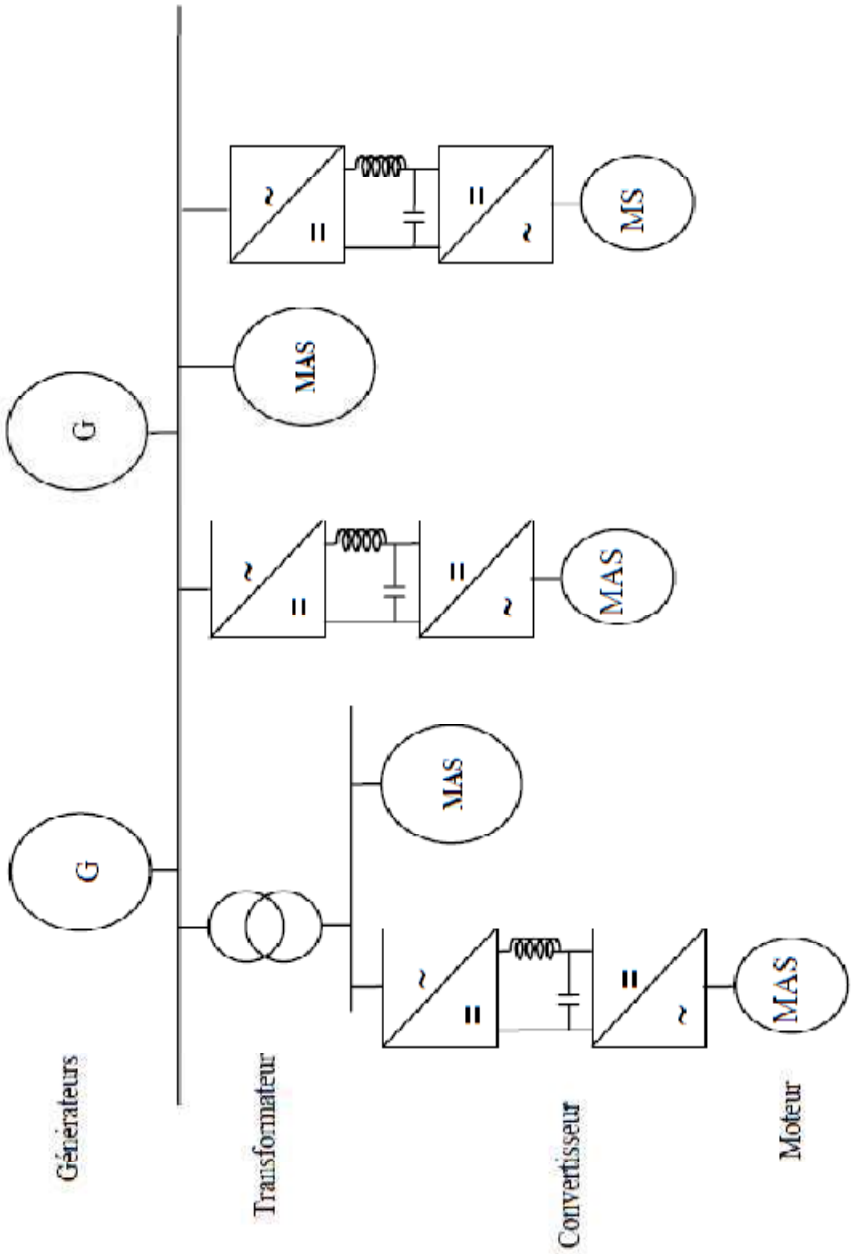


Fig. IV.1 : Exemple d'un mini réseau

2: Machine asynchrone alimentée par le réseau idéal (non pollué) :

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, chapitre II). La source utilisée ne permettant pas de descendre en deçà de 40Hz, la fréquence a été fixée à 43 Hz, pour obtenir un rapport V/f le plus élevé possible.

2 .1 : Simulation

Dans ce qui suit, nous utilisons le logiciel de simulation de type circuit ORCAD Pspice Version 16.2 afin de comparer les courants de ligne simulés aux mesures réalisées sur le banc d'essais expérimental. [02]

a) Modèle Classique de la machine asynchrone:

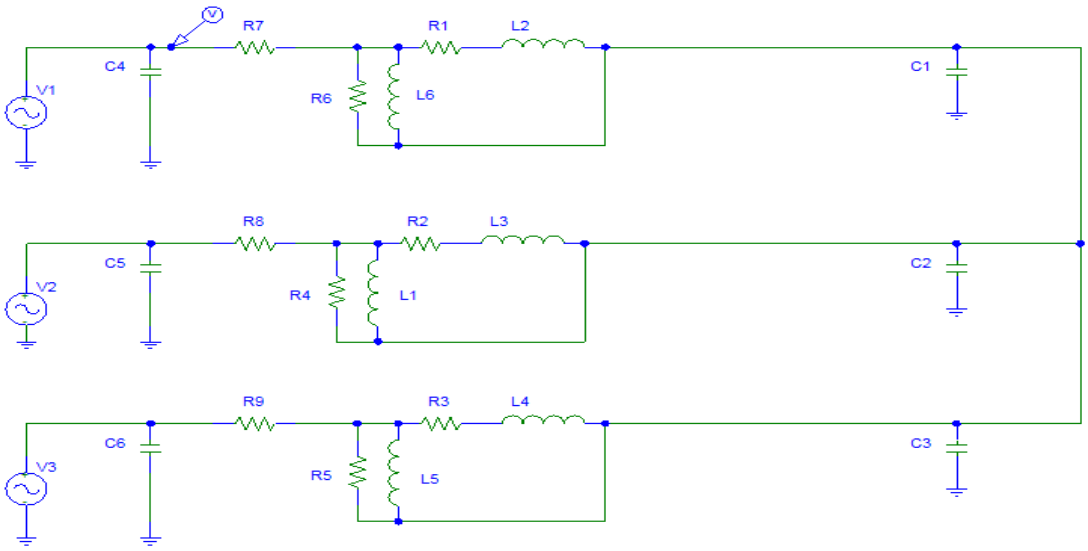


Fig IV.2 : Modèle classique de la machine asynchrone alimentation purement sinusoïdales

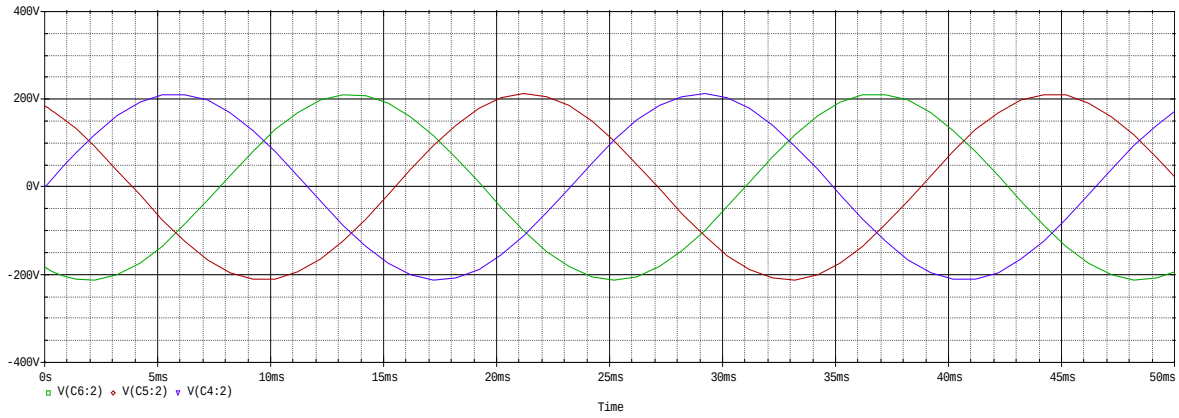


Fig IV.3 : Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale

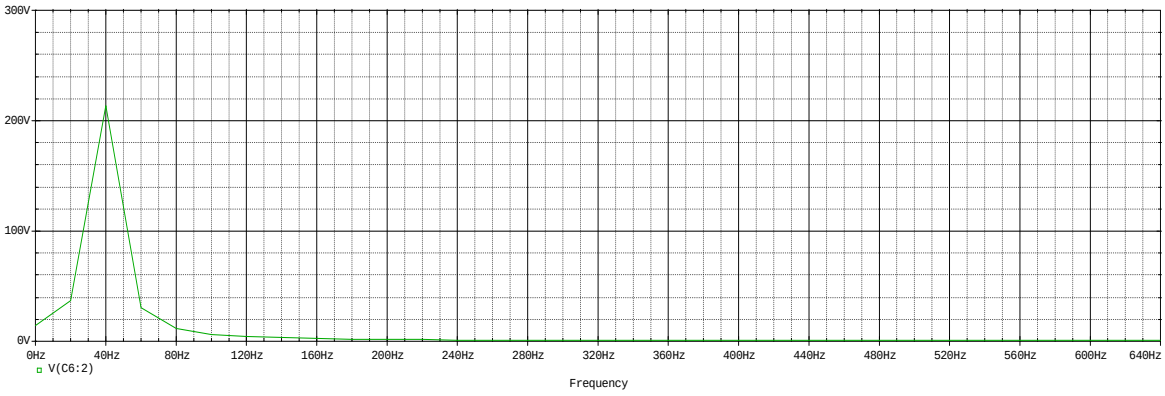


Fig IV.4 : FFT Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale

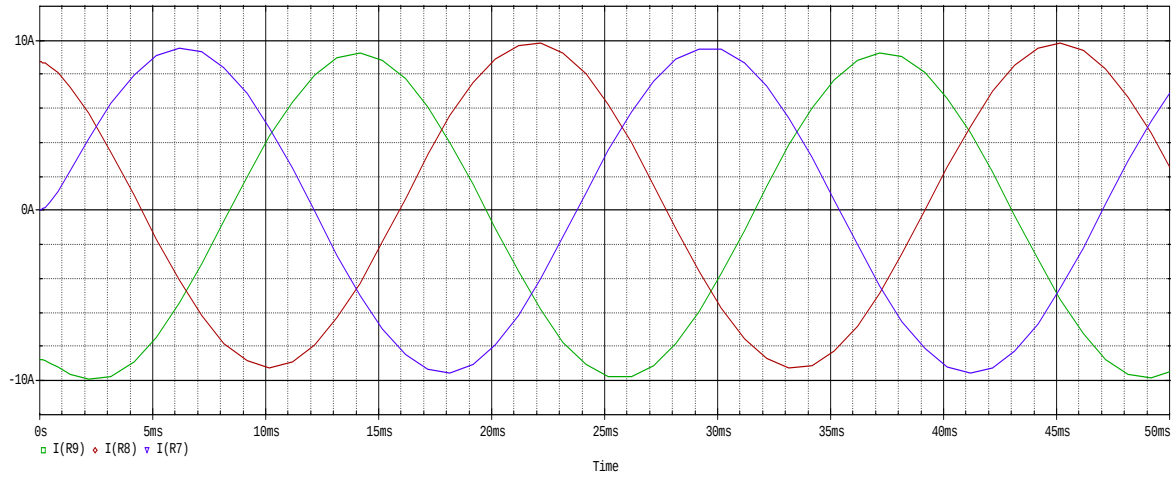


Fig IV.5 : Courant de ligne simulée : Alimentation sinusoïdale

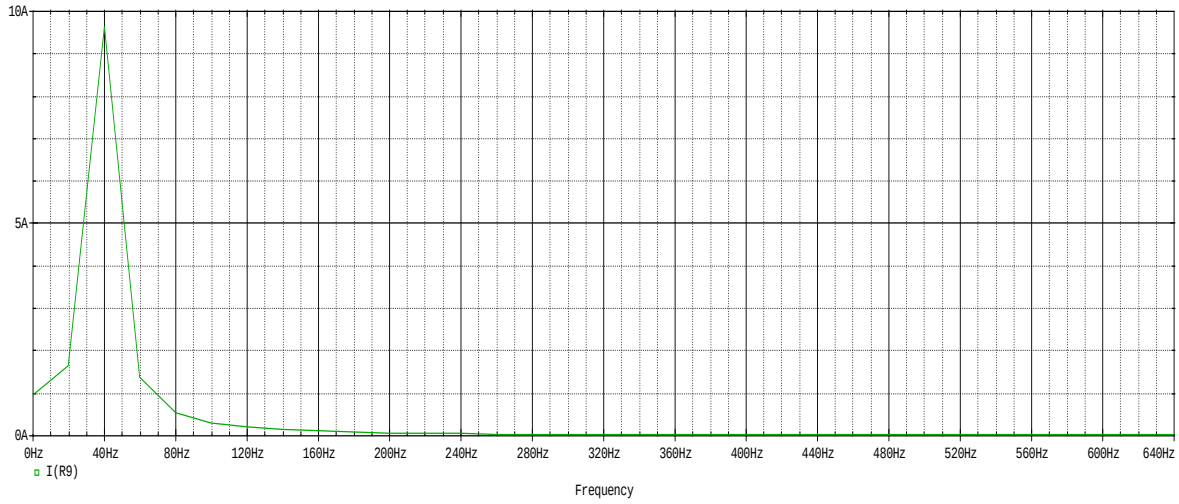


Fig IV.6 : FFT Courant de ligne simulée : Alimentation sinusoïdale

b) Modèle en échelle :

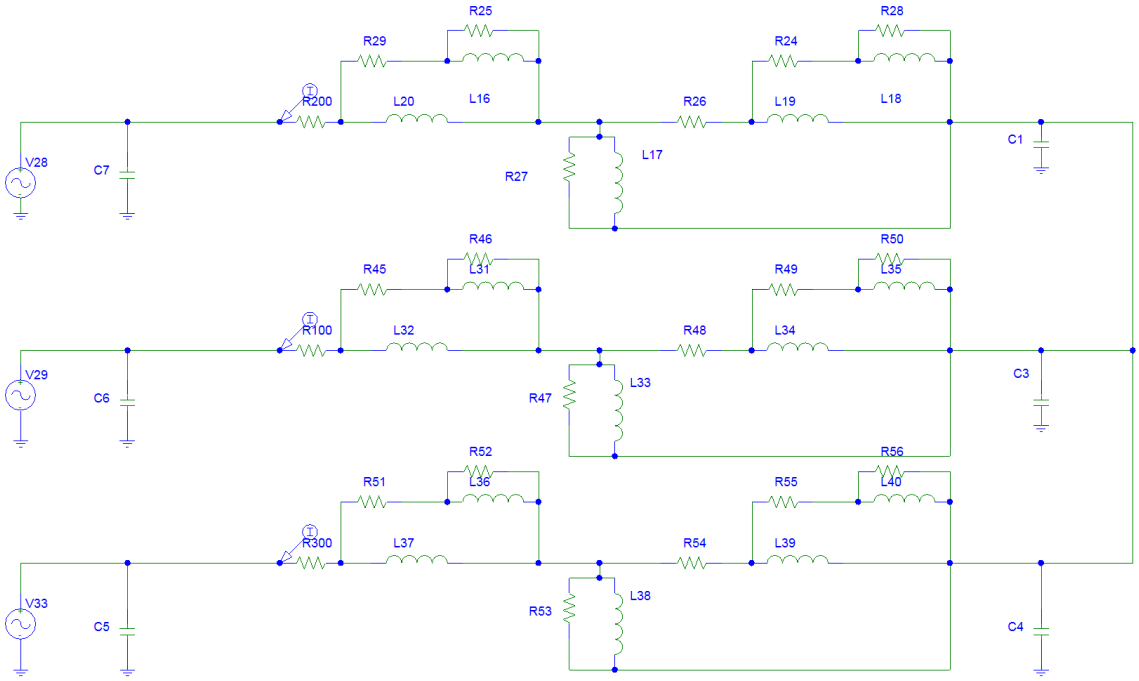


Fig IV.7 : Modèle classique de la machine asynchrone alimentation purement sinusoïdales

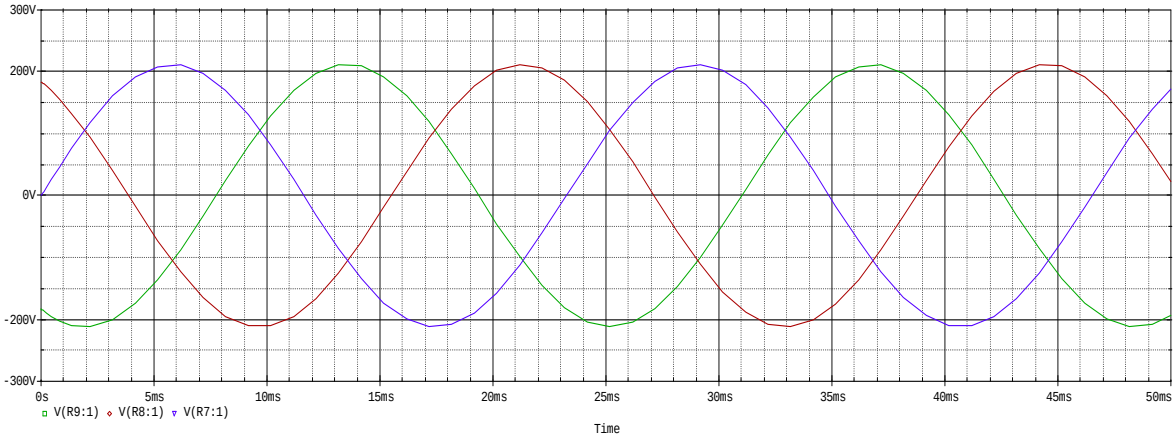


Fig IV.8 : Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale

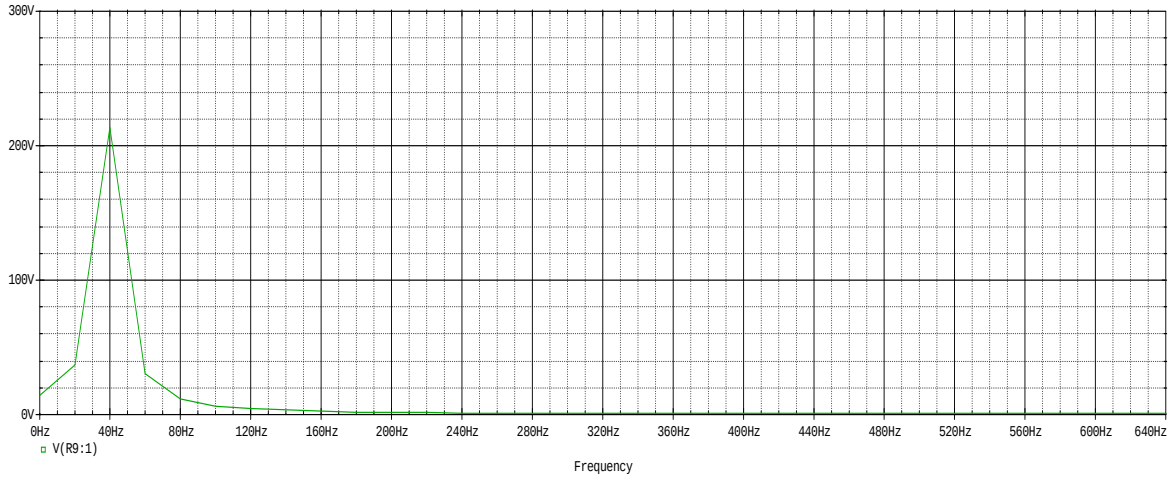


Fig IV.9 : FFT Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale

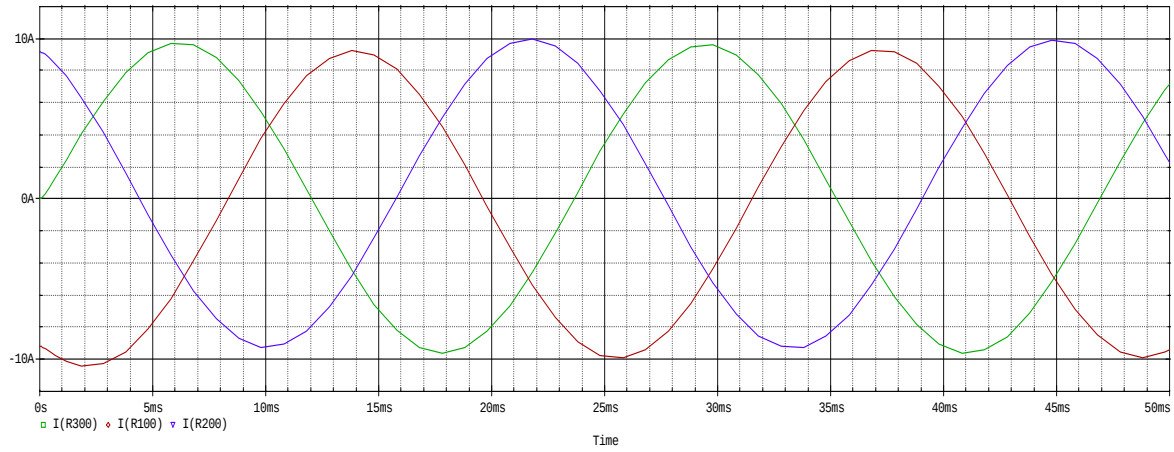


Fig IV.10 : Courant de ligne simulée : Alimentation sinusoïdale

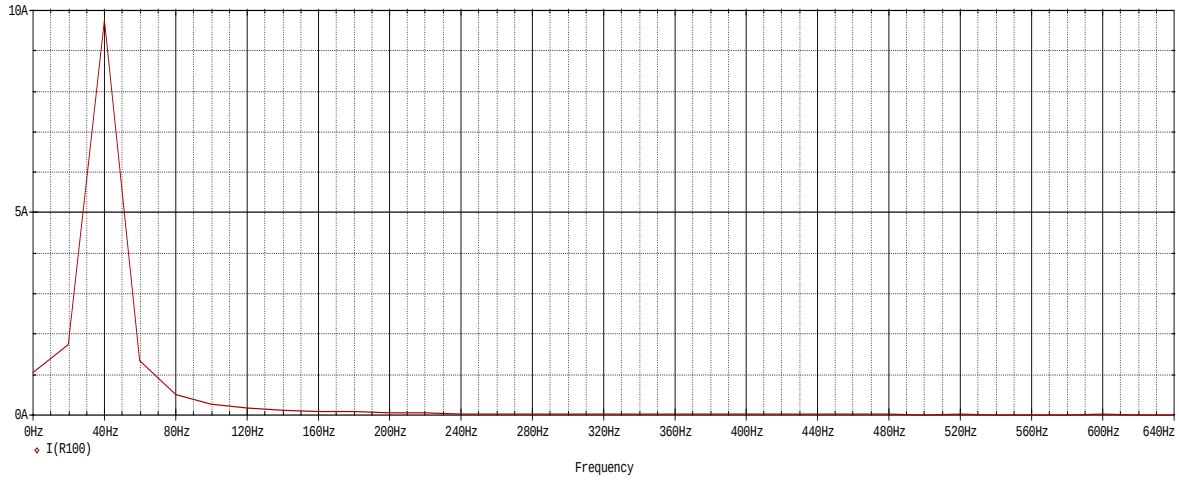


Fig IV.11 : FFT Courant de ligne simulée : Alimentation sinusoïdale

c) Modèle Harmonique :

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 **IV**.13) ainsi que les courants qui en résultent (Fig **IV**.14) sont parfaitement sinusoïdaux.

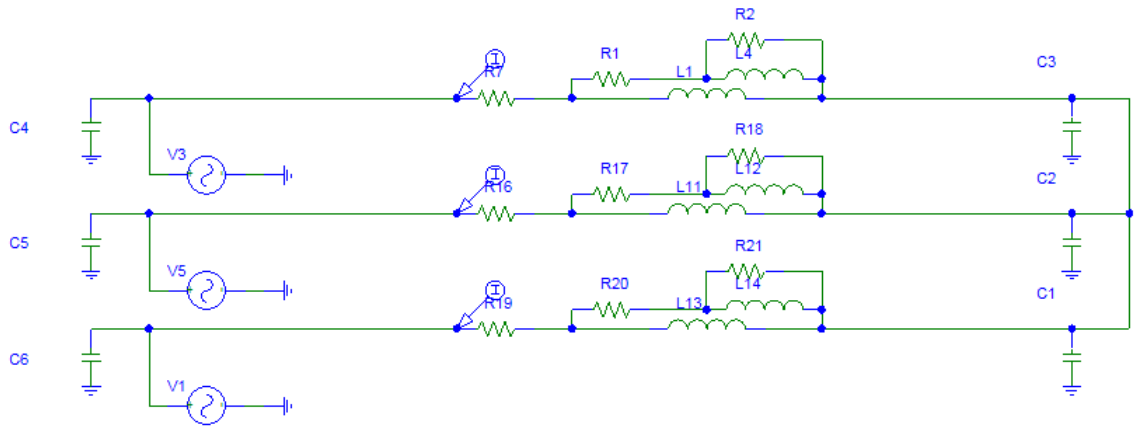


Fig IV.12 : Modèle harmonique de la machine asynchrone alimentation purement sinusoïdales

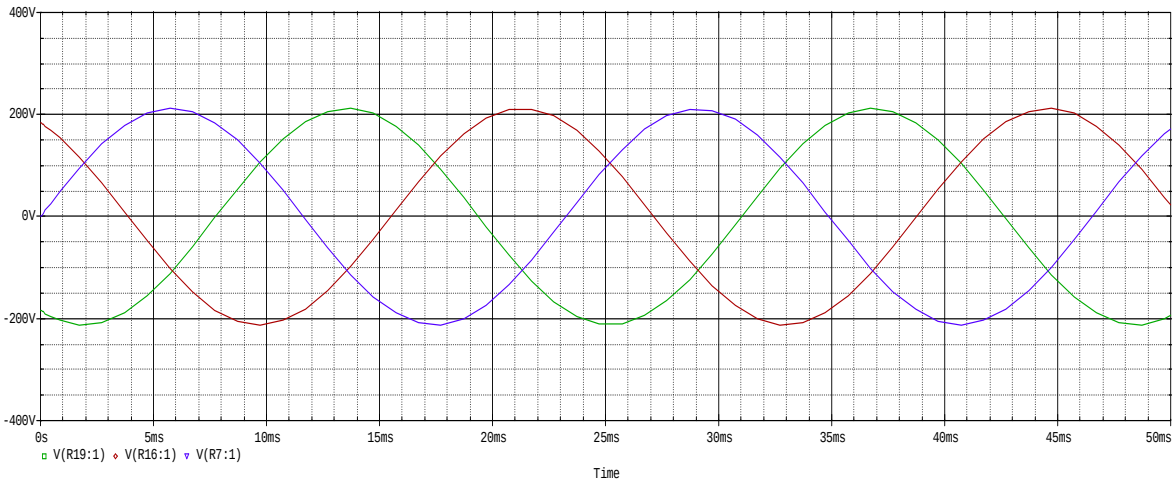


Fig IV.13 .a : Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale

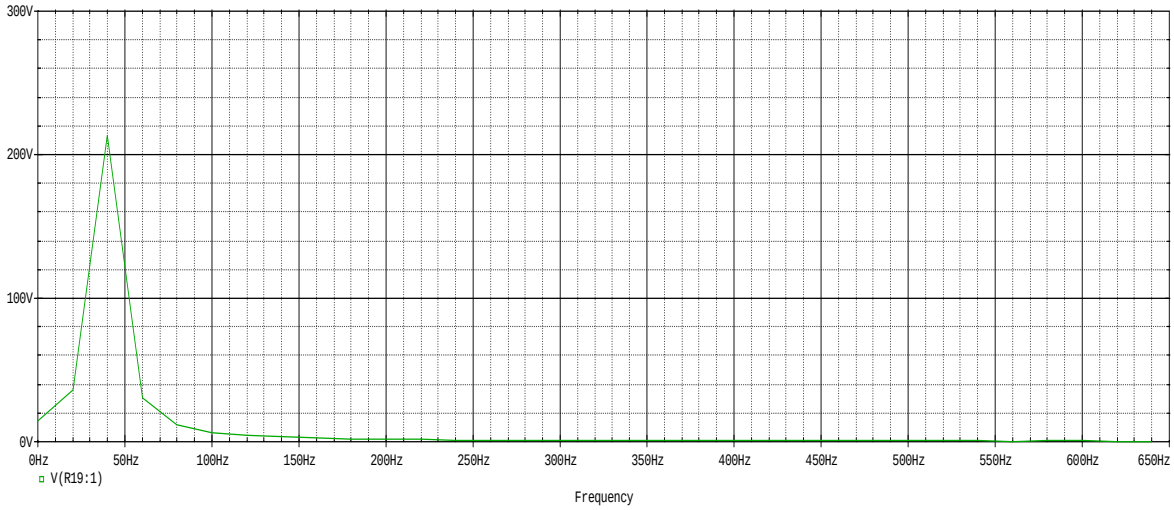


Fig IV.13.b : FFT Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale

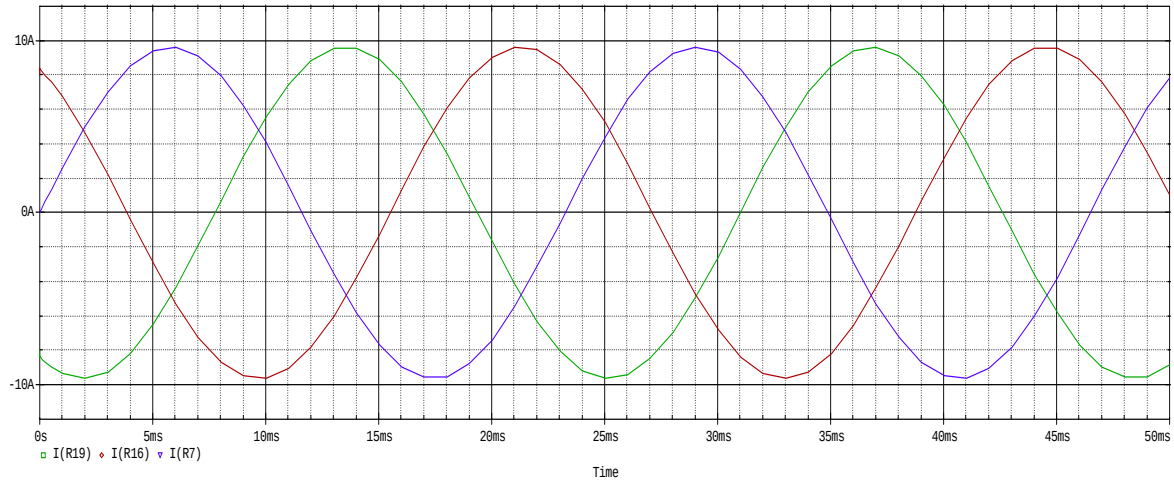


Fig IV.14 : Courant de ligne simulée : Alimentation sinusoïdale

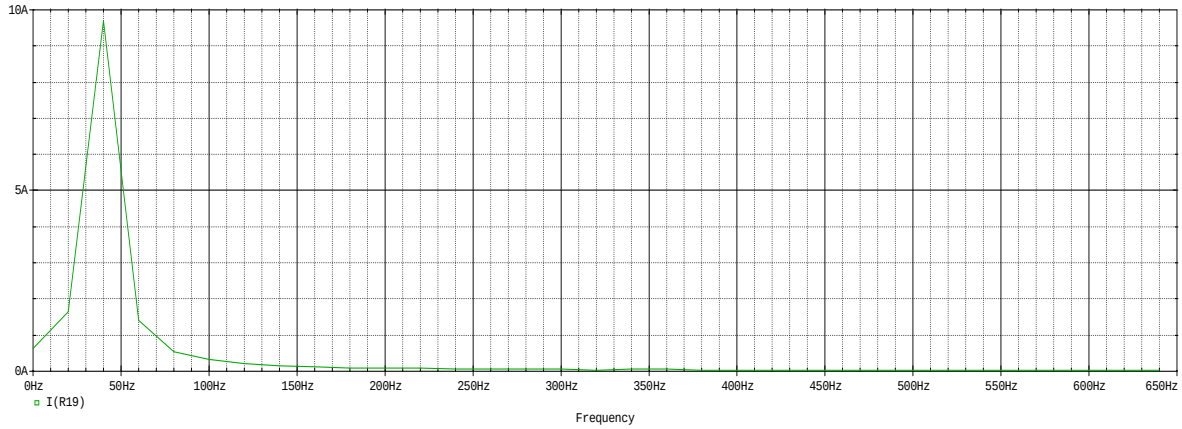


Fig IV.15 : FFT Courant de ligne simulée : Alimentation sinusoïdale

On remarque que les tensions phase-neutre qui alimentent les modèle (classique, en échelle et harmonique) ainsi que les courants qui en résultants sont parfaitement sinusoïdaux.

3 : Machine asynchrone alimentée par un Réseau pollué (alimentation non sinusoïdale)

Pour nous rapprocher d'une alimentation réaliste de la machine asynchrone, nous allons nous intéresser, au cas d'un réseau pollué. 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) (Chapitre I). Les essais sont réalisés comme précédemment à une puissance utile égale à 30% de la puissance nominale.

a) Modèle Classique de la machine asynchrone:

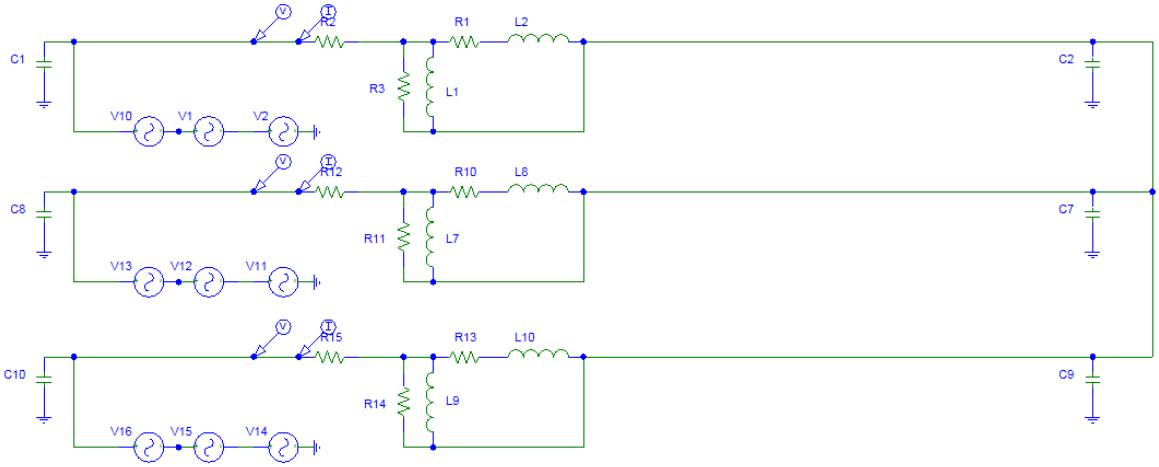


Fig IV.16 : Modèle classique de la machine asynchrone alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%)

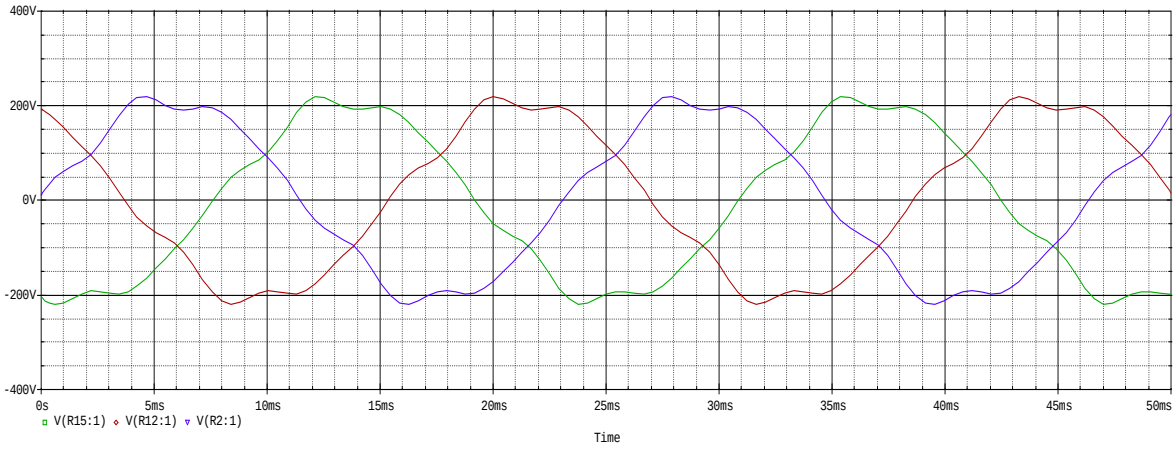


Fig IV.17 : Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%)

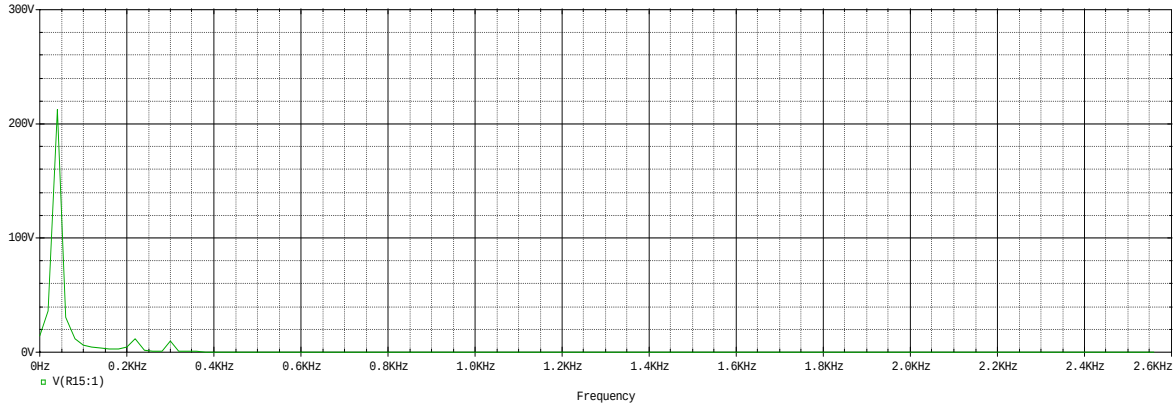


Fig IV.18 : FFT Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%)

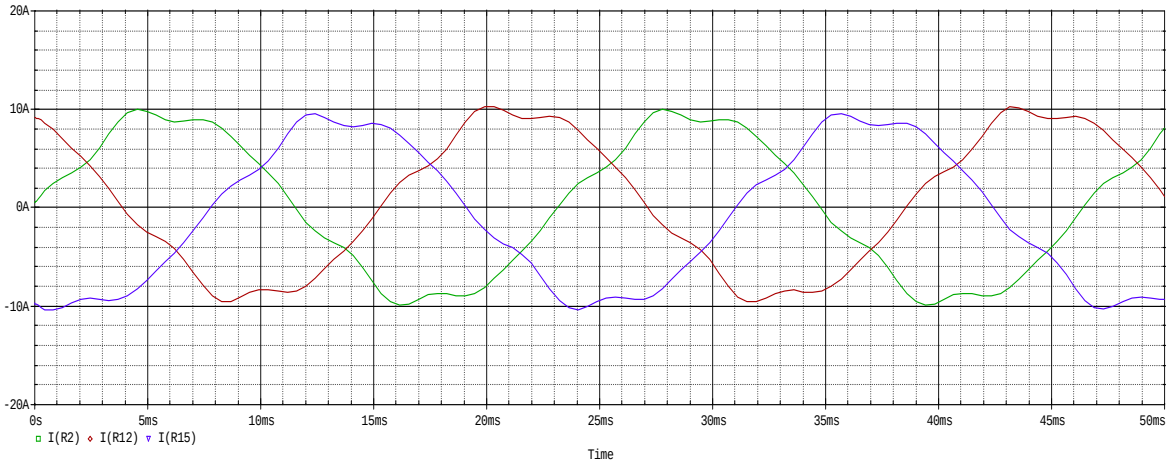


Fig IV.19 :Courant de ligne simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%)

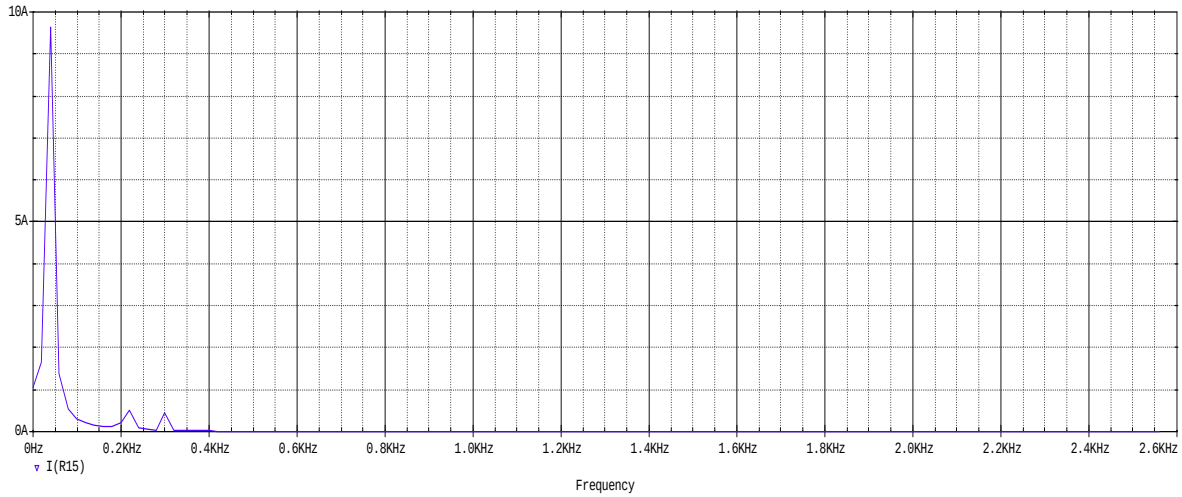


Fig IV.20 :FFT Courant de ligne simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%)

b) **Modèle en échelle** :

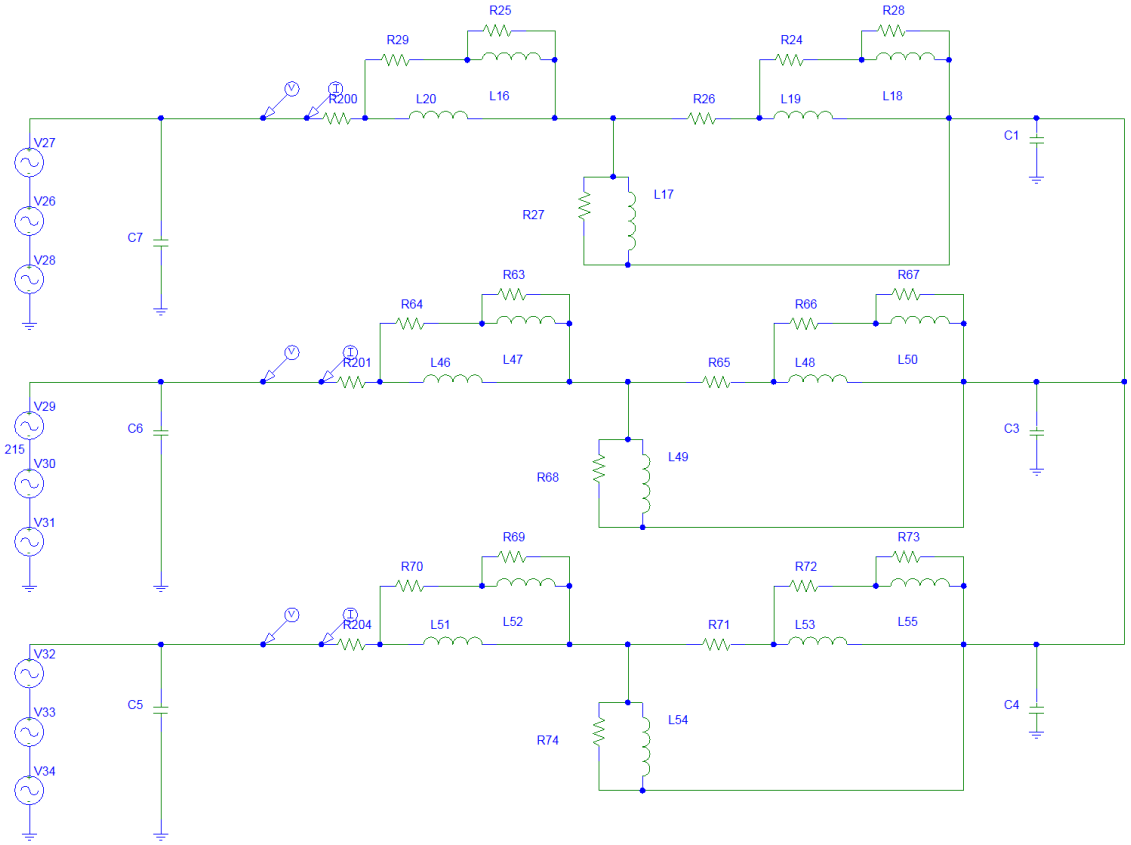


Fig IV.21 :Modèle en échelle de la machine asynchrone alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%)

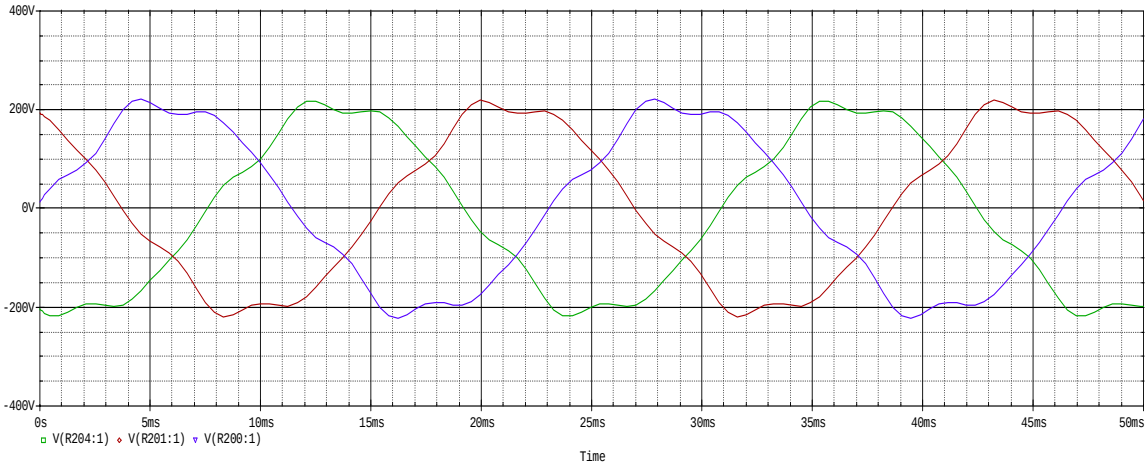


Fig IV.22 :Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%)

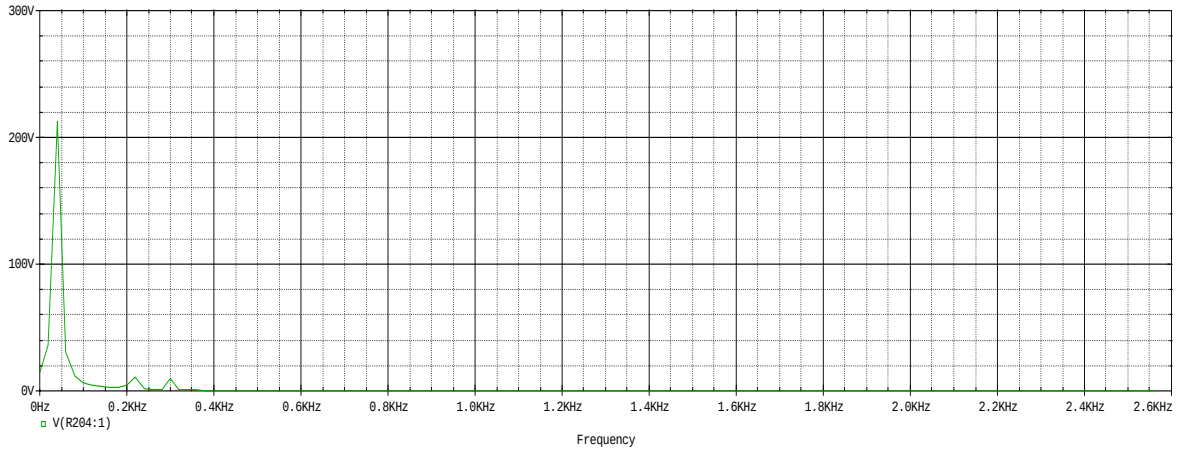


Fig IV.23 :FFT Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%)

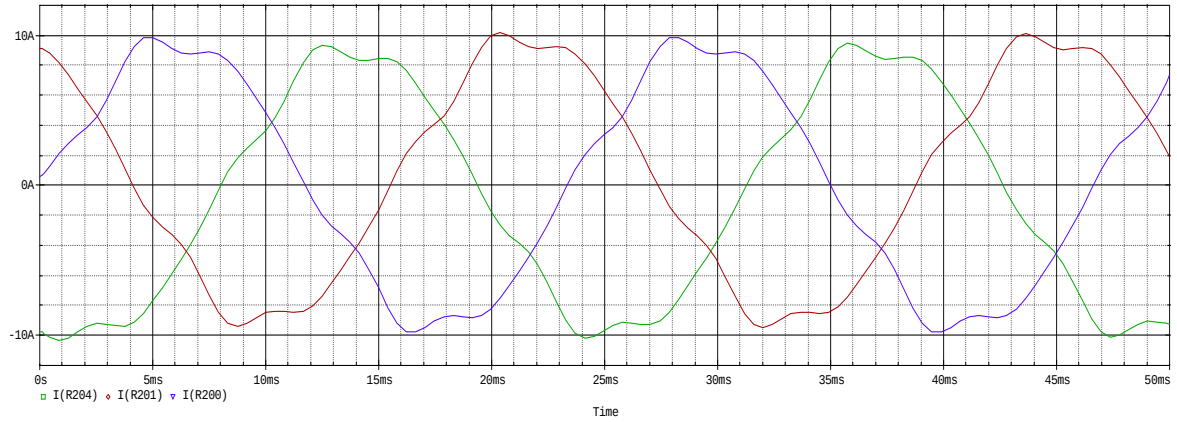


Fig IV.24 : Courant de ligne simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%)

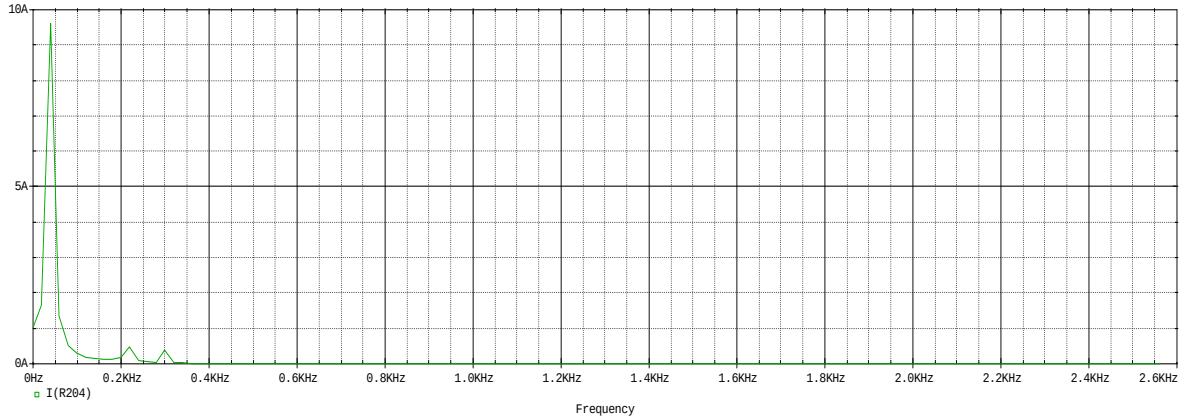


Fig IV.25 : FFT courant de ligne simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%)

c) **Modèle Harmonique** :

Pour le modèle harmonique, il est nécessaire de séparer le fondamental et les composantes harmoniques de la tension d'alimentation. Le fondamental sert à alimenter le modèle classique et les harmoniques à alimenter le modèle les représentant (Fig IV.26).

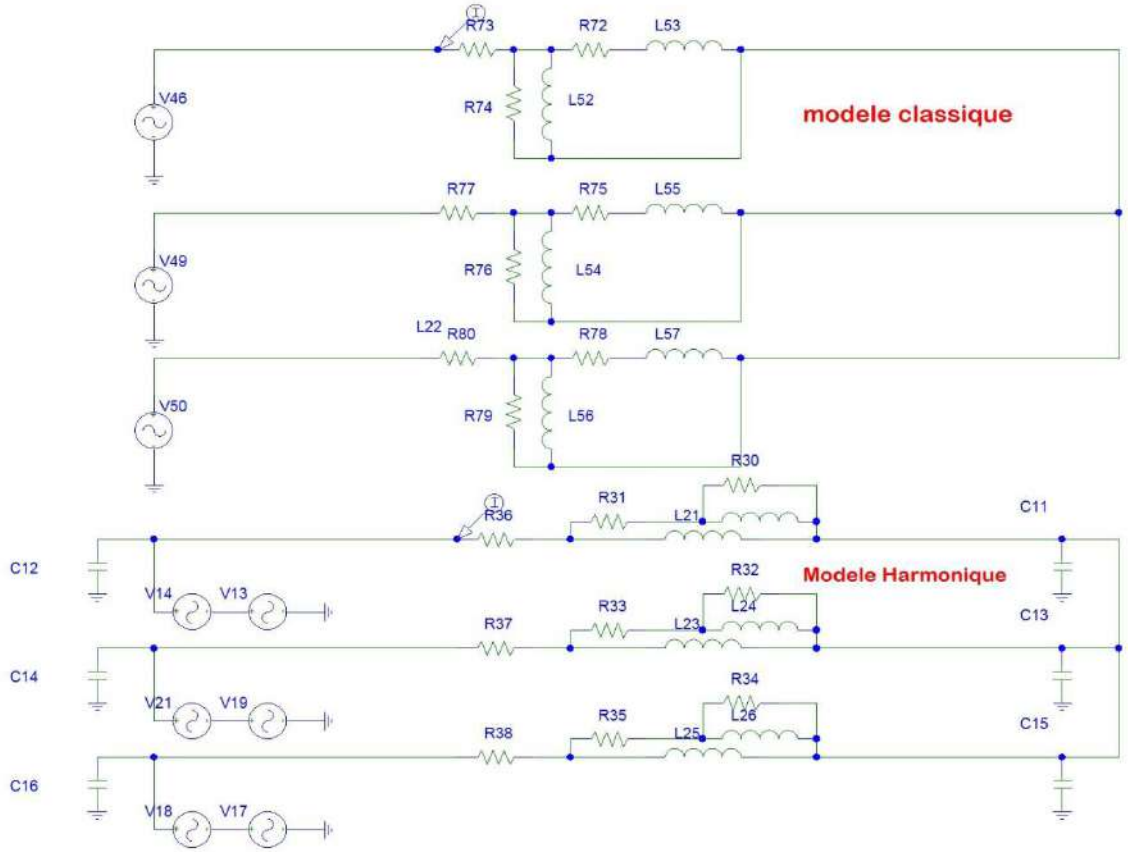


Fig IV.26 :Modèle harmonique de la machine asynchrone : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%)

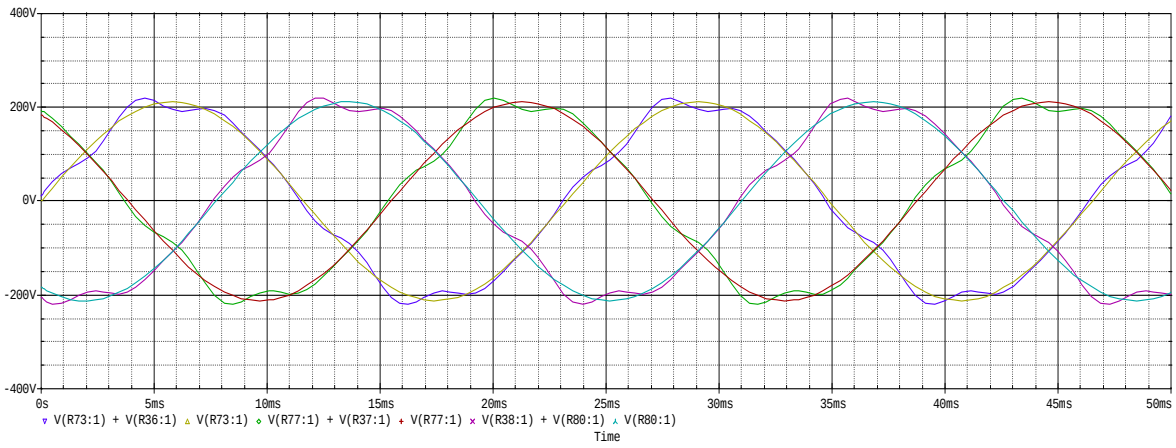


Fig IV.27 :Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%)

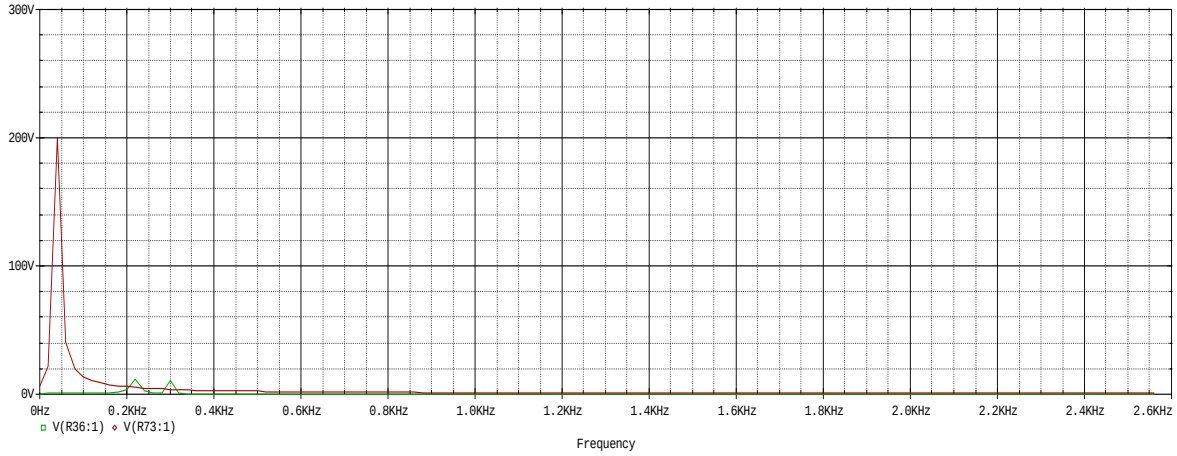


Fig IV.28 : FFT Tensions phase-neutre simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%)

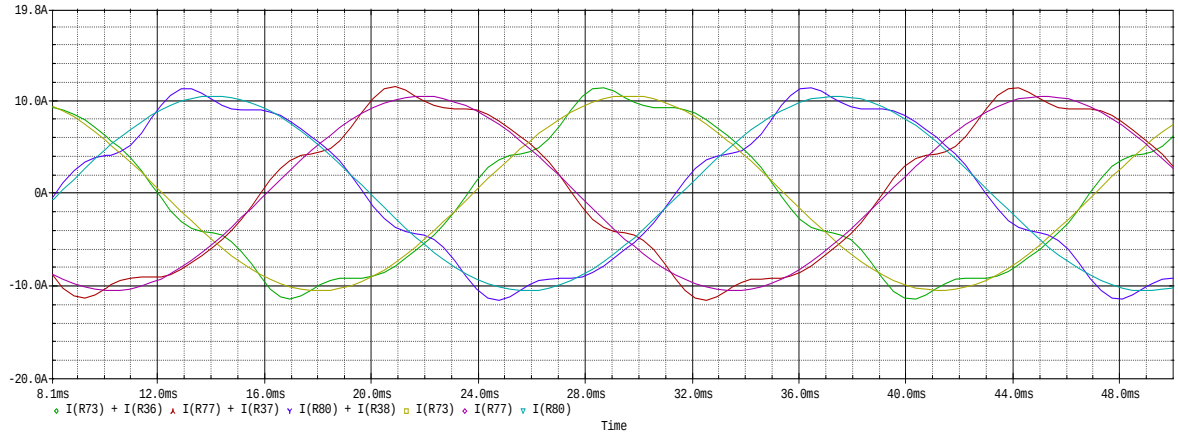


Fig IV.29 :Courant de ligne simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%)

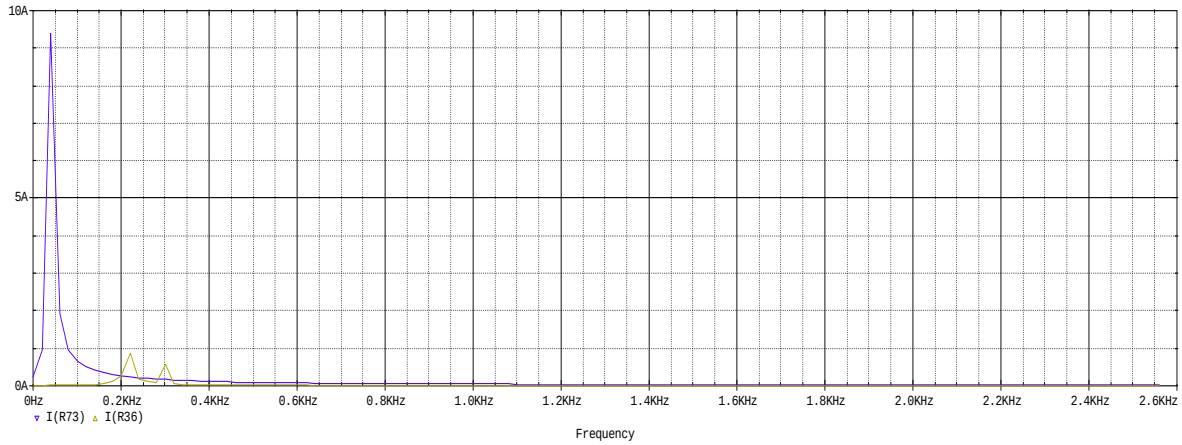


Fig IV.30 : FFT Courant de ligne simulées : Alimentation sinusoïdale avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%)

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.

4 : Comparaison des modèles :

Dans une même page de simulation on a simulé une phase de chaque modèle avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%) afin de voir les FFTs des courants avec précision et faire la comparaison entre les différents modèles. (Fig **IV**.31)

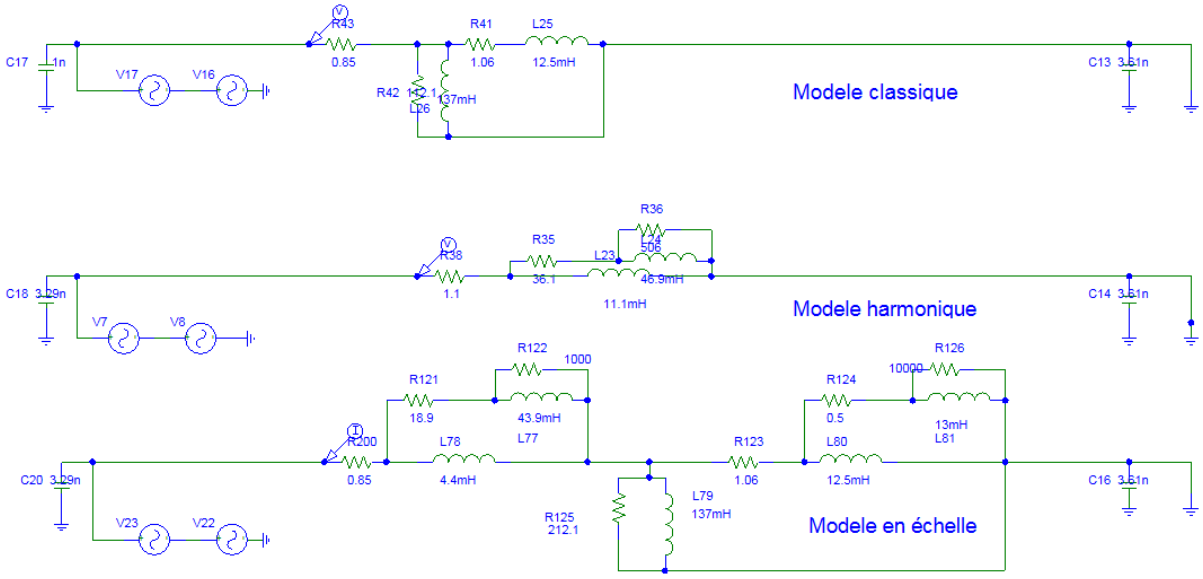


Fig IV.31 : Modèles (classique, en échelle et harmonique) de la machine asynchrone:

avec injection des harmoniques de rangs cinq (6%) et sept (5%)

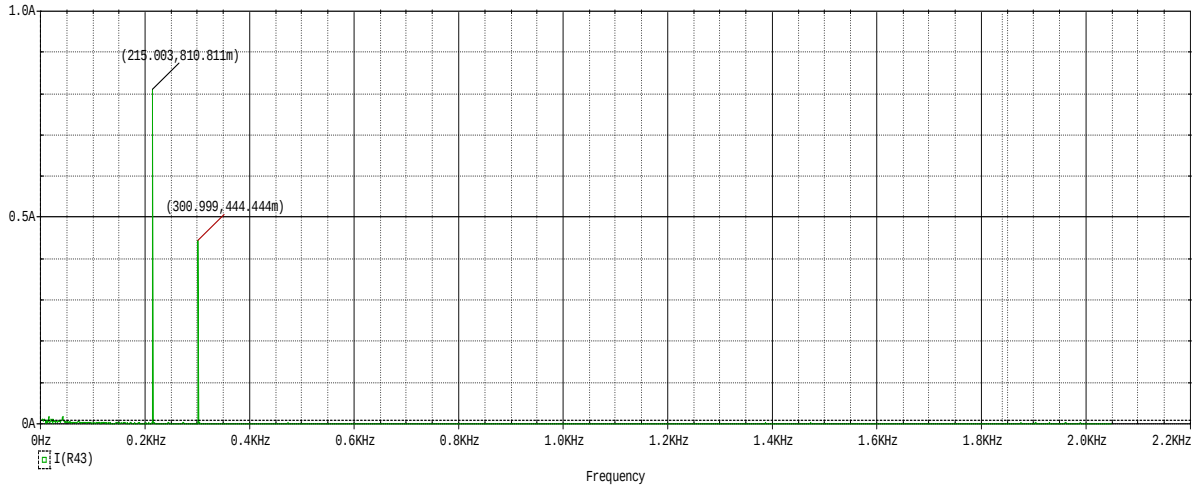


Fig IV.32a : FFT courant de ligne - Modèle classique

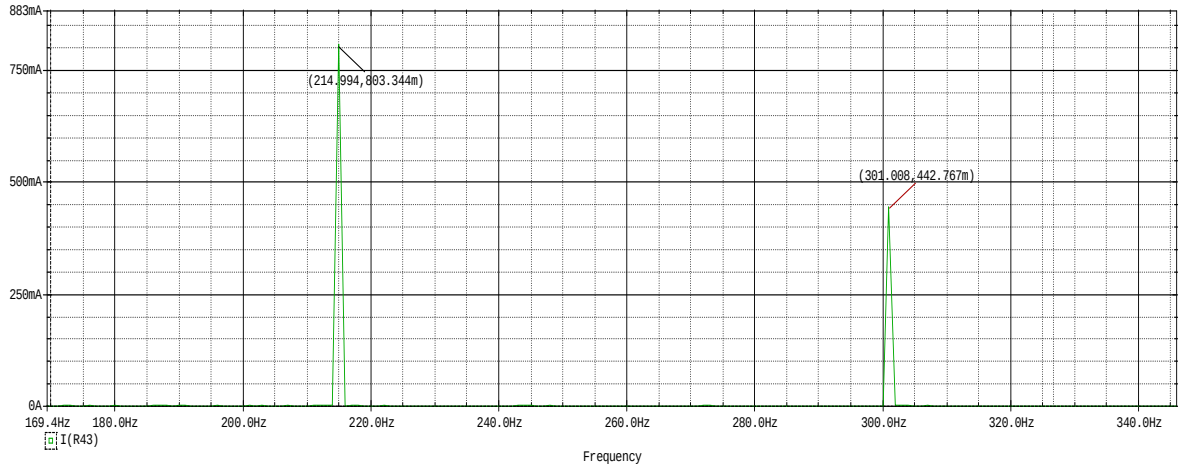


Fig IV.32b : Zoom FFT courant de ligne - Modèle classique

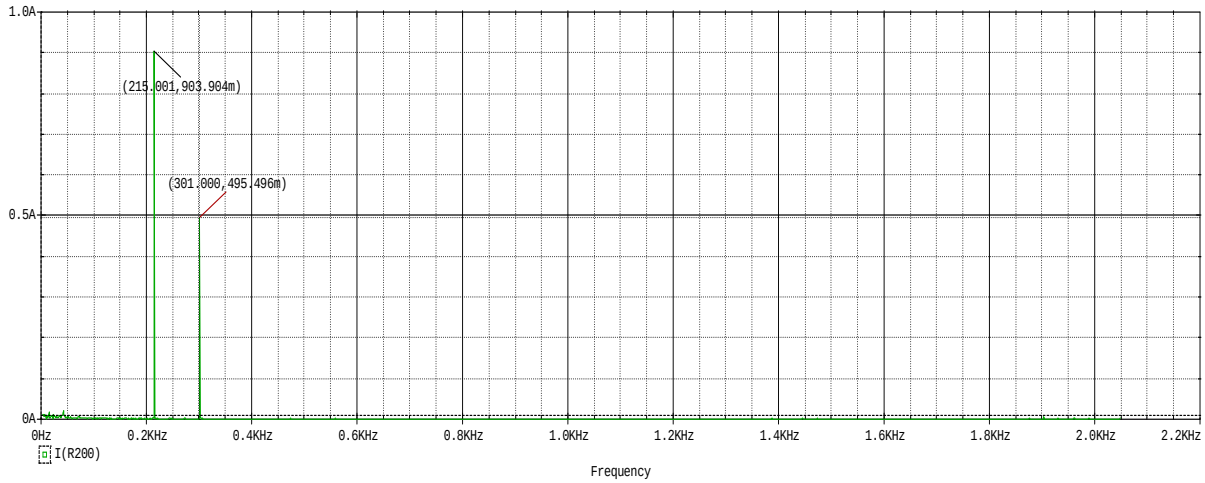


Fig IV.33a : FFT courant de ligne - Modèle en échelle

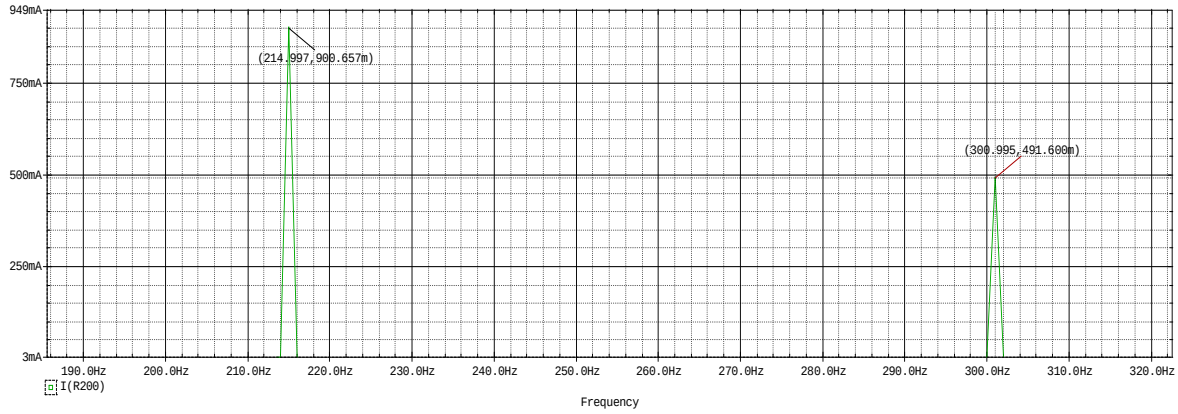


Fig IV.33b : Zoom FFT courant de ligne - Modèle en échelle

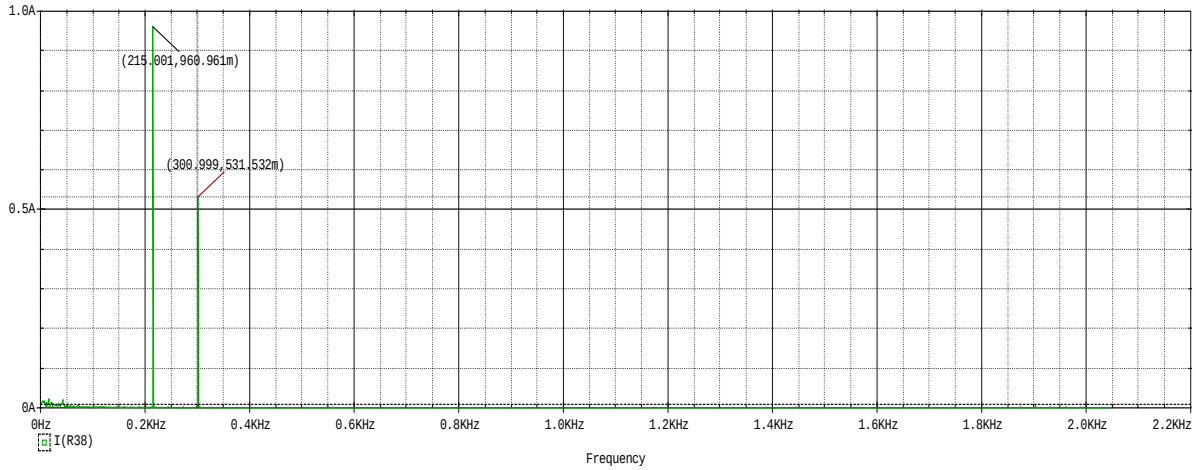


Fig IV.34a : FFT courant de ligne - Modèle harmonique

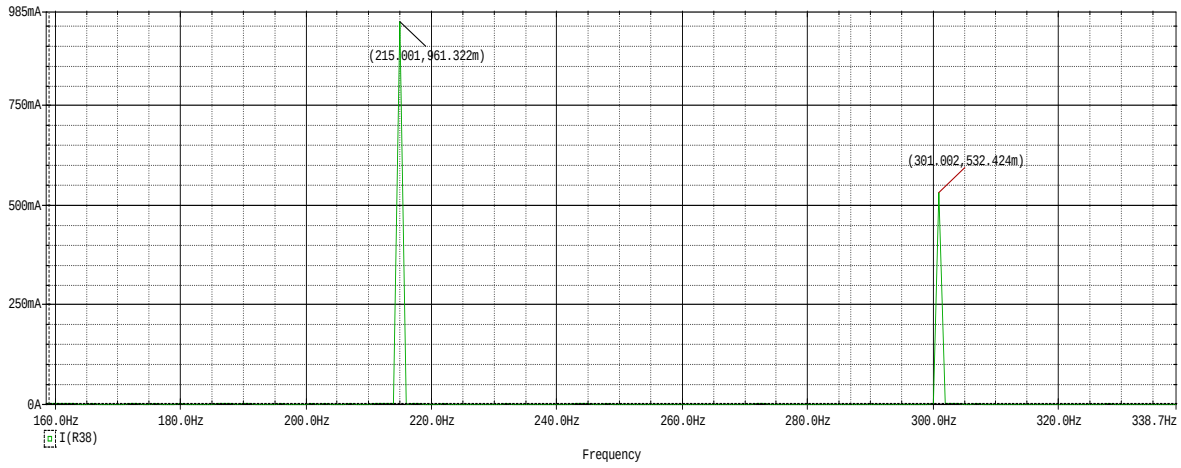
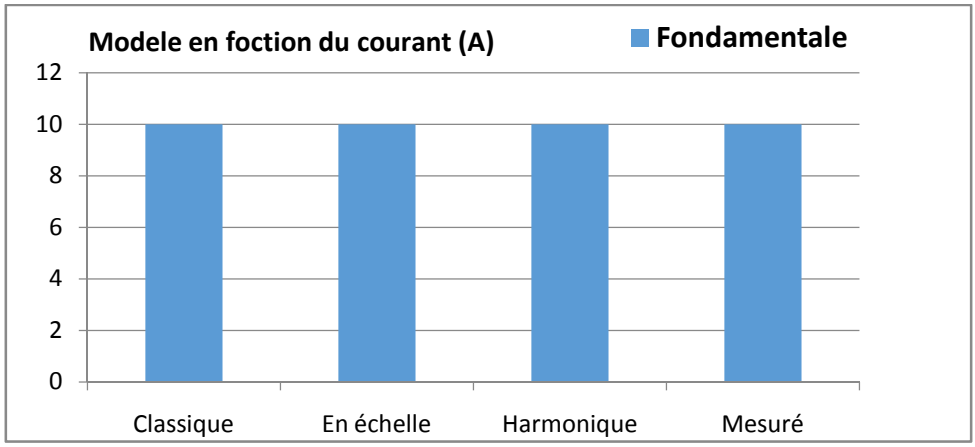


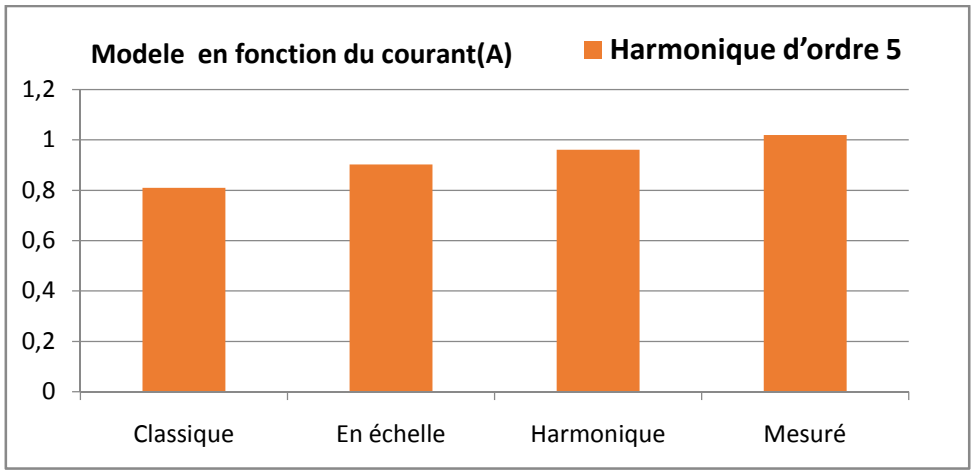
Fig IV.34 b : Zoom FFT courant de ligne - Modèle harmonique

	Modèle						Valeur Mesuré [02]
Harmonique	**Classique**		**En échelle**		**Harmonique**		
Fondamentale	**10 A**	**100%**	**10 A**	**100%**	**10 A**	**100%**	**10A**
Har d'ordre 5	**810 mA**	**78%**	**903 mA**	**88%**	**961mA**	**95%**	**1.02A**
Har d'ordre 7	**444 mA**	**82%**	**495mA**	**90%**	**532mA**	**99%**	**500mA**

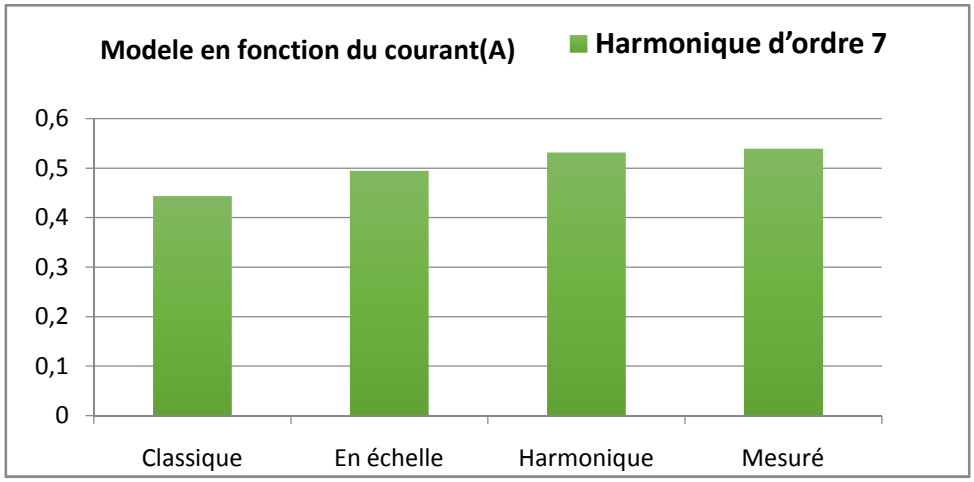
Tableau IV.1 : Tableau Comparatif des harmoniques (fondamentale, d'ordre 5 et 7) des courants de ligne des différents modèles (classique, en échelle et harmonique) avec les valeurs mesurées.



a)



b)



c)

Fig IV. 35 : Décompositions harmoniques a) Fondamentale b) harmonique 5 c) harmonique 7

La décomposition fréquentielle montre que le modèle harmonique permet d'obtenir des résultats très proches de la mesure (Fig**IV**.35). La différence entre les harmoniques du courant de ligne issus des modèles (Classique, en échelle) et ceux mesurés atteint presque 30%, 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.

5 : Conclusion :

La comparaison des résultats de simulation des modèles (classique, en échelle et harmonique) avec la mesure a montré que la structure du modèle harmonique représente de manière satisfaisante le comportement fréquentiel de la machine asynchrone.

La simulation de l'ensemble a permis de montrer que le modèle harmonique 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).

Conclusion Générale

Le calcule et la simulation des injections de courants harmonique est d'une grande importance du fait qu'il permet d'avoir une aidé sur l'énergie électrique disponible dans le réseau de distribution.

L'utilisation croissante des dispositifs d'électronique de puissance dans les systèmes électriques a entraine de plus en plus de problèmes lies aux perturbations ou distorsions harmoniques des réseaux électriques. La distorsion harmonique est générée par les charges non linéaires connectées au réseau et qui absorbent des courants non sinusoïdaux. Ces harmoniques de courant vont à leur tour générer des tensions harmoniques aux différents points de connexion au réseau. Pour les autres équipements électriques connectes en ces points, cette pollution harmonique à des effets nocifs.

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.

En utilisant les résultats de mesure relevée de la thèse du Doctorat **[02]** 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.

La modélisation de la machine asynchrone a été complétée par celle de son alimentation et la simulation de l'ensemble a permis de montrer que le modèle harmonique 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.

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.

Annexe

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.1Essai 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 :

$$C_1 = \frac{1}{L(2\pi f_1)^2}$$

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

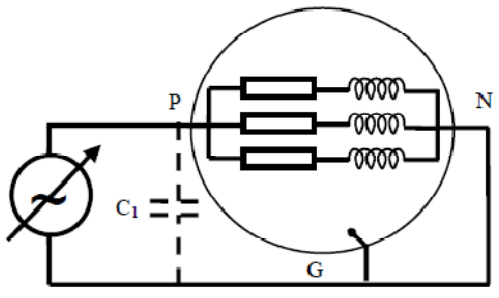


Fig a.5 : Alimentation phase-masse avec le neutre et la masse reliés.

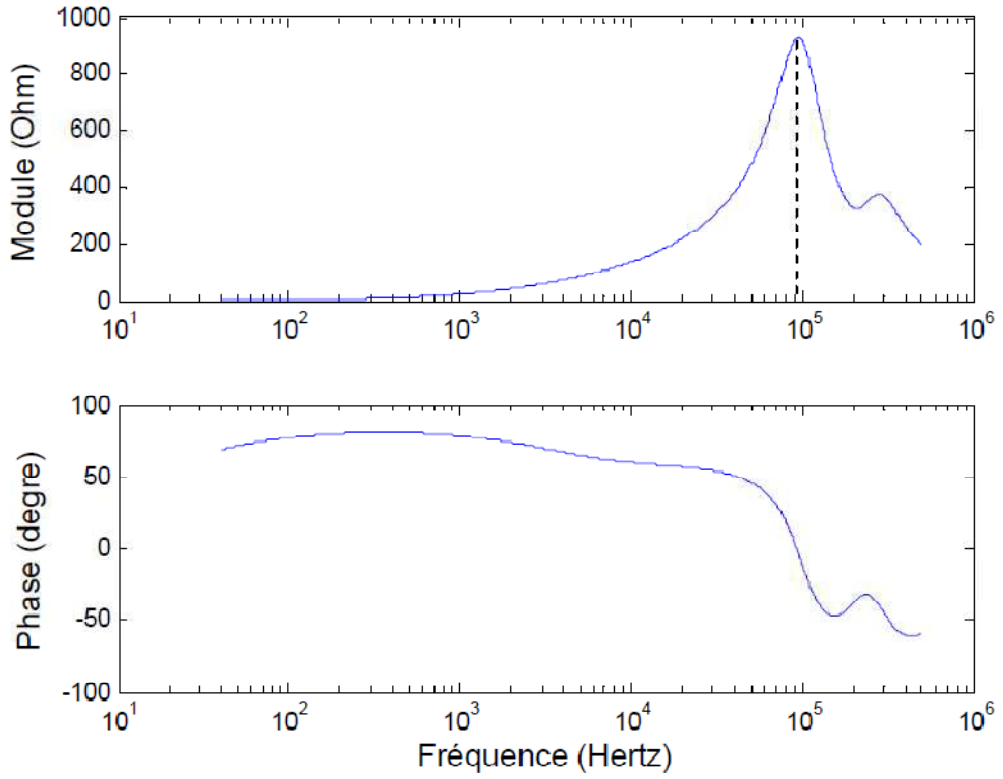


Fig a.6 : Module et argument de l'impédance phase-masse avec le neutre relié à la masse.

II.1 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 :

$$C_2 = \frac{1}{L(2\pi f_2)^2}$$

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.

$$C_2 = \left(\frac{f_1}{f_2}\right)^2 C_1$$

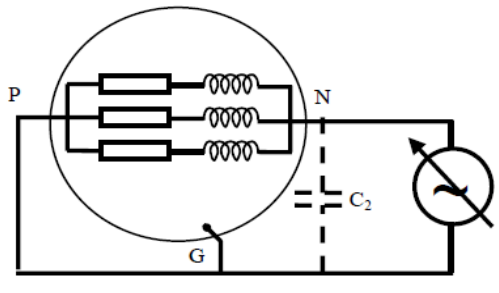


Fig a.7 : Alimentation neutre-masse avec la phase et la masse reliées.

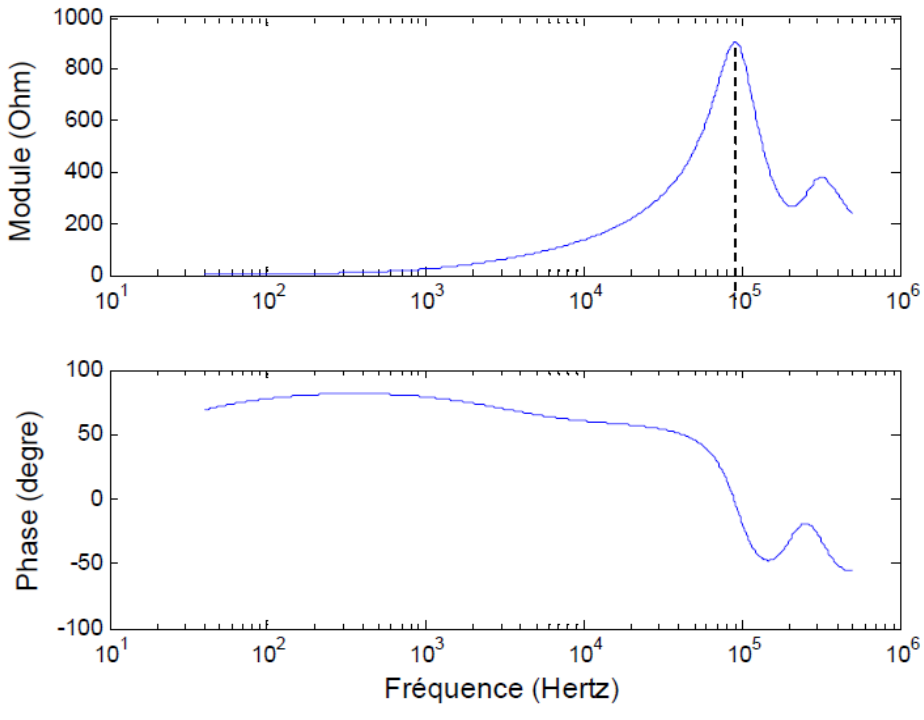


Fig a.8 : Module et argument de l'impédance neutre-masse avec la phase reliée à la masse.

II.1 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.

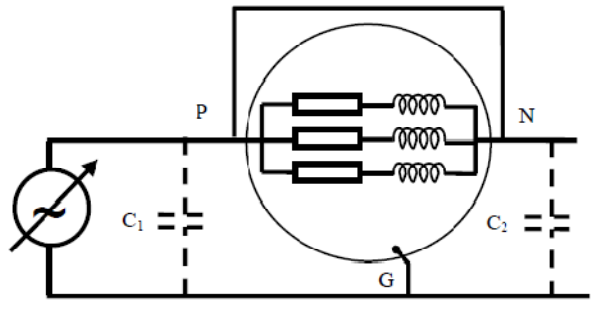


Fig a.9 : Alimentation phase-masse avec la phase et le neutre reliés.

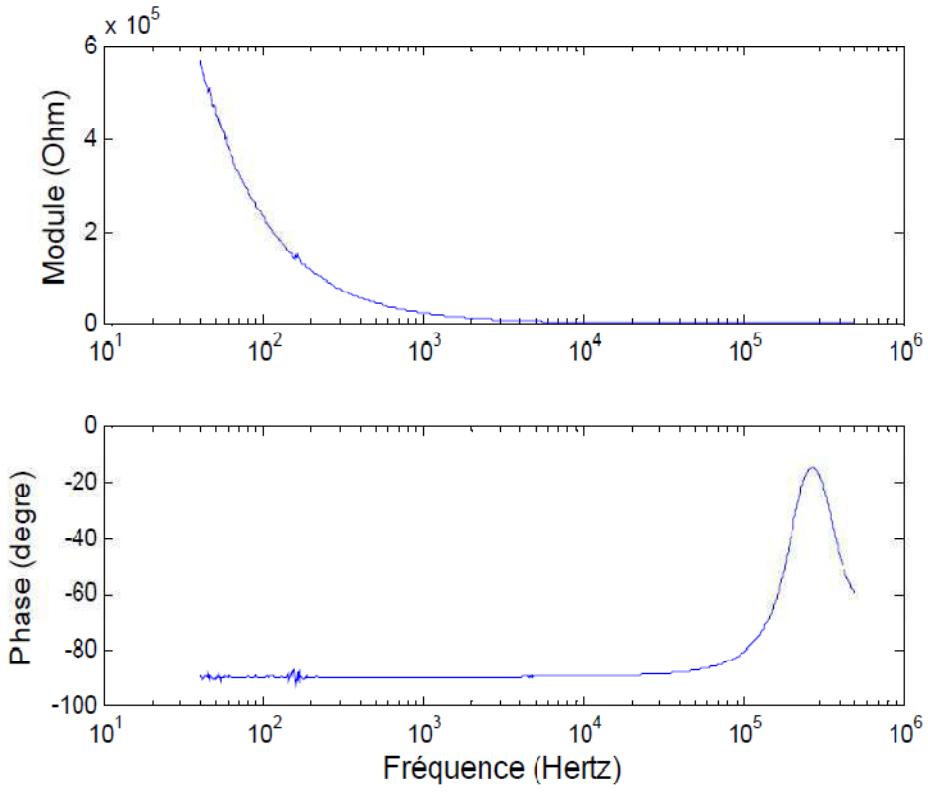


Fig a.10 : Module et argument de l'impédance phase-masse avec la phase et le neutre reliés

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 :

$$C_{eq} - C_1 + C_2$$

Pour f=10kHz, nous avons :

$$Z_{eq} = 12\Omega\left|-89^{\circ}\right.$$

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

$$C_{eq} = \frac{1}{2\pi \int Z_{eq}} = 6.9nF$$

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

$$C_1 - 3.29nF$$

$$C_2 = 3.61nF$$

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

Références Bibliographiques

[**01**] Cahier technique n°152 les Perturbations harmoniques dans les réseaux pollués Schneider Electric

[02] Belhaj " Modélisations Fréquentielle de la MAS en vue de l'analyse des perturbations conduites basses fréquences" Thèse de Doctorat, Université de Nantes, Année 2007

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

[**04**] 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.

[**05**] 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.

[**06**] 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.

[**07**] 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

[**08**] 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.

[**09**] 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

[**10**] 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.

[**11**] 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.

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

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

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

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

[16] Norme CEI 60146-2, "Convertisseurs à semiconducteurs"

[**17**] Norme CEI 61000, " Compatibilité électromagnétique (CEM)"

[**18**] 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

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

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

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

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

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

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

[**25**] 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.

[**26**] 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.

[**27**] 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.

[**28**] 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.

[**29**] 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.

[**30**] 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.

[**31**] 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.

[**32**] 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.

[**33**] 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

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

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

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

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

[**38**] 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.

[**39**] 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.

[**40**] 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.

[**41**] 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

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

[**43**] 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.

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

[**45**] 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.

[**46**] C. V0ermaelen, "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.

[**47**] 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.

[**48**] 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.

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

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