

## Liste des symboles et notations

<i>Symbole/Notation</i>	<i>Unité</i>	<i>Définition</i>
$F(\theta, t)$	[ampères – tours]	<i>Force magnétomotrice résultante en un point 'M'</i>
$F_a(\theta, t)$	[ampères – tours]	<i>Force magnétomotrice créée par le courant statorique 'a'</i>
$F_b(\theta, t)$	[ampères – tours]	<i>Force magnétomotrice créée par le courant statorique 'b'</i>
$F_c(\theta, t)$	[ampères – tours]	<i>Force magnétomotrice créée par le courant statorique 'c'</i>
$\Omega_s$	[rad / s / pôle]	<i>Vitesse angulaire du champ tournant généré par l'enroulement statorique</i>
$\Omega_r$	[rad / s / pôle]	<i>Vitesse de rotation mécanique</i>
$\omega_s$	[rad / s]	<i>Vitesse angulaire du champ tournant</i>
$p$		<i>Nombre de paire de pôle</i>
$U_s$	[V]	<i>Tension aux bornes d'enroulement statorique sans chute résistive</i>
$U_r$	[V]	<i>Tension aux bornes d'enroulement rotorique sans chute résistive</i>
$V_s$	[V]	<i>Tension aux bornes d'enroulement statorique avec chute résistive</i>
$V_r$	[V]	<i>Tension aux bornes d'enroulement rotorique avec chute résistive</i>
$\omega_r$	[rad / s]	<i>Pulsation mécanique</i>
$\omega$	[rad / s]	<i>Pulsation du courant statorique</i>
$g$		<i>glissement</i>
$\phi_1, \phi_2$	[Wb]	<i>Flux principaux statorique et de rotorique</i>
$\phi_{f1}, \phi_{f2}$	[Wb]	<i>Flux de fuites</i>
$m$	[H]	<i>Inductance mutuelle entre le circuit du stator et du rotor</i>
$m_t$		<i>Rapport de transformation</i>
$m_1$		<i>Nombre de phase statorique</i>

$I_\mu$	[A]	<i>courant magnétisant</i>
$R_s$	[ $\Omega$ ]	<i>Résistance du stator (enroulement primaire)</i>
$R_r$	[ $\Omega$ ]	<i>Résistance du rotor (enroulement secondaire)</i>
$f$	[Hz]	<i>Fréquence d'alimentation du réseau</i>

$[v_s]$		<i>Vecteur de tension statorique</i>
$[v_r]$		<i>Vecteur de tension rotorique</i>
$[i_r]$		<i>Vecteur du courant rotorique</i>
$[i_s]$		<i>Vecteur du courant statorique</i>
$[\psi_r]$		<i>Vecteur du flux rotorique</i>
$[\psi_s]$		<i>Vecteur du flux statorique</i>
$[L_s]$		<i>Matrice d'inductance du stator</i>
$[L_r]$		<i>Matrice d'inductance du rotor</i>
$[M_{sr}]$		<i>Matrice des inductances mutuelles de stator- rotor</i>
[A]		<i>Matrice de transformation de Park</i>
$C_r$	[N.m]	<i>Couple résistant</i>
$\theta_s$	[rad]	<i>Angle entre l'axe 'd' et 'a<sub>s</sub>'</i>
$\theta_r$	[rad]	<i>Angle entre l'axe 'd' et 'a<sub>r</sub>'</i>
$\theta$	[rad]	<i>Angle entre l'axe 'a<sub>s</sub>' et 'a<sub>r</sub>'</i>
$\omega_a$	[rad / s]	<i>Vitesse angulaire électrique du système d'axe d,q,o</i>
$\omega_r$	[rad / s]	<i>Vitesse angulaire électrique du système d'axe a<sub>r</sub>,b<sub>r</sub>,c<sub>r</sub></i>
$L_s$	[H]	<i>Inductance propre cyclique du stator</i>
$L_r$	[H]	<i>Inductance propre cyclique du rotor</i>

$M$	$[H]$	<i>Inductances mutuelle cyclique entre stator et rotor</i>
$R_s$	$[\Omega]$	<i>Resistance du stator</i>
$R_r$	$[\Omega]$	<i>Resistance du rotor</i>
$J$	$[Kgm^2]$	<i>Moment d'inertie du moteur</i>
$\varphi_v$	$[rad]$	<i>Angle de phase de la tension fondamentale</i>
$\varphi_i$	$[rad]$	<i>Angle de phase du courant fondamental</i>
$K$		<i>Indice du rang d'harmonique du courant</i>
$Z$		<i>Indice du rang d'harmonique de tension</i>
$\varphi_{vz}$	$[rad]$	<i>Phase de la tension harmonique à l'origine</i>
$V_{sz}$	$[V]$	<i>valeur efficace de la tension harmonique</i>
$I_{sk}$	$[A]$	<i>valeur efficace du courant harmonique</i>
$\varphi_{ik}$	$[rad]$	<i>Phase du courant harmonique à l'origine</i>

# Liste des figures

## Chapitre 1

- Figure (1-1) : Vue d'une machine asynchrone triphasée
- Figure (1-2) : Création d'une f.m.m. par trois bobines alimentées en courant triphasé direct
- Figure (1-3) : Bilan de puissances lors de la conversion d'énergie électromagnétique en moteur
- Figure (1-4) : Coupe partielle d'une MAS
- Figure (1-5) : Machine statique équivalente à une MAS
- Figure (1-6) : schéma équivalent initial basé sur les flux
- Figure (1-7) : Schéma équivalent électrique complet
- Figure (1-8) : Couple électromagnétique en fonction de  $\omega_r$  et du glissement 'g'

## Chapitre 2

- Figure (2-1) : Exemple d'une répartition des harmoniques dans un réseau électrique
- Figure (2-2) : Schéma électrique d'une distribution des harmoniques

## Chapitre 3

- Figure (3-1) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée
- Figure (3-2) : Transformation de la machine asynchrone triphasée-biphasée équivalente

## Chapitre 4

- Figure (4-1) : Interface de discrétisation
- Figure (4-2) : Organigramme d'analyse spectrale par « FFT »
- Figure (4-3) : Types d'ondelettes

## Chapitre 5

- Figure (5-1) : Organigramme de résolution de l'équation dynamique de machine alimentée en tension saine et courant sain
- Figure (5-2) : Courbe du courant statorique suivant l'axe 'd'
- Figure (5-3) : Courbe du courant statorique suivant l'axe 'q'
- Figure (5-4) : Courbe du courant rotorique suivant l'axe 'd'
- Figure (5-5) : Courbe du courant rotorique suivant l'axe 'q'
- Figure (5-6) : Courbe de la vitesse

- Figure (5-7) : Couple électromagnétique en fonction du temps
- Figure (5-8) : Couple électromagnétique en fonction
- Figure (5-9) : Schéma de simulation du moteur sous simulink alimenté par une alimentation saine
- Figure (5-10) : Couple électromagnétique
- Figure (5-11) : Courbe de vitesse
- Figure (5-12) : Forme du courant et coefficient d'ondelette à l'entrée du moteur alimenté par une source saine
- Figure (5-13) : Spectre du courant à l'entrée du moteur alimenté par une source saine

## Chapitre6

- Figure (6-1) : Courbe du courant statorique suivant l'axe 'd' du moteur, alimenté en tension polluée et en courant sain.
- Figure (6-2) : Courbe du courant statorique suivant l'axe 'q' du moteur alimenté en tension polluée et en courant sain.
- Figure (6-3) : Courbe du courant rotorique suivant l'axe 'd' du moteur, alimenté en tension polluée et en courant sain
- Figure (6-4) : Courbe du courant statorique suivant l'axe 'q' du moteur alimenté en tension polluée et en courant sain.
- Figure (6-5) : Courbe de la vitesse du moteur, alimenté en tension polluée et en courant sain
- Figure (6-6) : Couple électromagnétique du moteur, alimenté en tension polluée et en courant sain
- Figure (6-7) : Courbe du couple électromagnétique en fonction de vitesse pour le moteur alimenté en tension polluée et en courant sain
- Figure (6-8) : Courbe du courant statorique suivant l'axe 'q' du moteur, alimenté en tension polluée de rangs 5 et 7
- Figure (6-9) : Courbe du courant rotorique suivant l'axe 'q' du moteur alimenté en tension polluée de rang 5 et 7
- Figure (6-10) : Courbe de vitesse du moteur, alimenté en tension polluée de rangs 5 et 7
- Figure (6-11) : Courbe du couple électromagnétique du moteur, alimenté en tension polluée de rangs 5 et 7
- Figure (6-12) : Schéma de simulation du moteur alimenté en tension polluée et en courant sain
- Figure (6-11) : Courbe du couple électromagnétique et de la vitesse du moteur, alimenté en tension polluée
- Figure (6-13) : Courbe du couple électromagnétique du moteur, alimenté en tension polluée de rangs 5 et 7
- Figure (6-14) : Courbe des tensions avec harmonique de rang  $K_5=10[\%]$ ,  $K_7=10[\%]$

- Figure (6-15) : Spectre de tension avec harmonique de rang  $K_5=10[\%]$ ,  $K_7=10[\%]$

## Chapitre 7

- Figure (7-1) : Organigramme de résolution de l'équation dynamique du moteur alimenté en tension saine et courant pollué
- Figure (7-2) : Courbe du courant rotorique suivant l'axe 'd', pour le moteur alimenté en courant pollué
- Figure (7-3) : Courbe du courant rotorique suivant l'axe 'q', pour le moteur alimenté en tension saine et en courant pollué
- Figure (7-4) : Courbe de la vitesse du moteur, alimenté en tension saine et en courant pollué
- Figure (7-5) : Couple électromagnétique du moteur, alimenté en tension saine et en courant pollué
- Figure (7-6) Courbe du couple électromagnétique en fonction de vitesse pour le moteur alimenté en tension saine et en courant pollue
- Figure (7-7) : Schéma de simulation du moteur alimenté en tension saine et en courant pollué.
- Figure (7-8) Forme et coefficients de la décomposition en ondelettes à l'entré du transformateur
- Figure (7-9) : Forme et coefficients de la décomposition en ondelettes à l'entré du transformateur
- Figure (7-10) : Densité spectrale du courant à l'entré du transformateur
- Figure (7-11) : Forme et coefficients de la décomposition en ondelettes du courant à l'entré du moteur
- Figure (7-12) : Densité spectrale du courant à l'entré du moteur

## Chapitre 8

- Figure (8-1) : Courbe du couple du moteur, alimenté en tension polluée et en courant pollué
- Figure (8-2) : Courbe de la vitesse du moteur, alimenté en tension polluée et en courant pollué
- Figure (8-3) : Courbe du courant rotorique suivant l'axe 'd', pour le moteur alimenté en tension polluée et en courant pollué
- Figure (8-4) Courbe du courant rotorique suivant l'axe 'q', pour le moteur alimenté en tension polluée et en courant pollué
- Figure (8-5) : Schéma de simulation du moteur alimenté en tension polluée et en courant pollué
- Figure (8-6) : Schéma de simulation du moteur alimenté en tension polluée et en courant pollué avec filtrage
- Figure (8-7) : Spectre et coefficient des ondelettes du courant sans filtrage à l'entré du transformateur
- Figure (8-8) : Courant avec filtrage à l'entré du transformateur
- Figure (8-9) : Fenêtre d'accueil
- Figure (8-10) : Visualisation des simulations

- Figure (8-11) : Analyse du signal
- Figure (8-12) : Simulation du réseau par le redresseur

**Rapport-Gratuit.com**

# Liste des tableaux

## Chapitre 2

- Tableau (2-1) : Effets à terme des harmoniques aux appareils

## Chapitre 7

- Tableau (7-1) : Caractéristiques du redresseur
- Tableau (7-2) : Taux de distorsions du réseau

## Chapitre 8

- Tableau (8-1) : Dimensions des filtres d'harmoniques

## Table des matières

Remerciements .....	iv
Abstract .....	v
Liste des symboles et notations .....	vi
Liste des figures .....	ix
Liste des tableaux .....	xiii
Table des matières .....	xiv
Introduction .....	1
<b>Partie I : Mise en équations dynamiques de la machine</b> .....	1
<b>Chapitre1:</b> Rappels sur la machine asynchrone triphasée.....	3
1-1 Constitution .....	3
1-2- Principe : .....	4
1-2-1 Champ tournant : .....	4
1-3 Fonctionnement .....	5
1-3-1 Bilan de Puissance.....	5
1-3-2 Le glissement.....	6
1-4 Modélisation de la machine asynchrone triphasée en régime permanent .....	6
1-4-1 Hypothèses simplificatrices.....	6
1-4-2 Equations des flux.....	7
1-4-3 Equations en tension .....	8
1-4-4 Schémas équivalents .....	8
1-5 Couple électromagnétique : .....	9
<b>Chapitre2:</b> Rappel et définition des harmoniques.....	12
2-1 Définition : .....	12
2-1-1 Décomposition en série de Fourier : .....	12
2-1-2 Composante fondamentale : .....	12
2-1-3 Composantes harmoniques :.....	13
2-1-4 Valeur efficace d'une grandeur périodique quelconque.....	13
2-1-5 Taux de distorsion : [7] .....	13
2-1-6 Taux individuel d'harmonique de rang 'k' : .....	13
2-2 Sources de perturbations d'harmonique du réseau électrique : .....	14
2-2-1 Caractéristique de la charge : [7].....	14
2-2-2 Répartition des harmoniques dans un réseau électrique : .....	14

2-3 Forces magnétomotrices tournantes créées par les harmoniques de courants : .....	15
2-4 Effets des harmoniques et compensation : .....	17
2-4-1 Les effets instantanés : .....	17
2-4-2 Les effets à terme .....	18
2-4-3 Quelques compensations .....	18
<b>Chapitre3:</b> Modélisation de la machine asynchrone au sens de la première harmonique .....	20
3-1 Hypothèses simplificatrices.....	20
3-2 Modélisation de la machine.....	20
3-2-1 Description .....	20
3-2-2 Modèle dynamique de la machine.....	21
3-2-3 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone .....	24
<b>Partie II : Aspects théoriques de la résolution numérique</b> .....	12
<b>Chapitre4:</b> Méthodes d'analyses spectrales des ondes du réseau .....	28
4-1- Principe d'acquisition numérique du signal.....	28
4-2- Analyse spectrale par la méthode FFT : [10].....	29
4-2-1 Approches et définitions.....	29
4-2-2 Relations temps-fréquence: .....	29
4-2-3 Algorithme de FFT :.....	30
4-2-4 Organigramme d'analyse spectrale : .....	32
4-2-5 Reconstruction du signal original : .....	32
4-2-6 Remarques :[10] .....	33
4-2-7 Transformée de Fourier à une fenêtre glissante : [12] .....	33
4-3- Analyse du signal par la méthode des ondelettes : .....	33
4-3-1 Transformation en ondelette continue :.....	33
<b>Chapitre5:</b> Résolution numérique des équations dynamiques de la machine asynchrone.....	36
5-1 Introduction : .....	36
5-2 Principe de la résolution numérique par la méthode de Runge-Kutta : .....	36
5-3 Équations réduites de la machine : [1] [2].....	37
5-4 Comportement dynamique de la machine : .....	39
5-4-1 Équation générale: .....	39
5-4-2 Organigramme de résolution : .....	42
5-4-3 Exemple : .....	43
5-4-4 Interprétation des résultats : .....	46

5-5 Simulation sous simulink :	47
5-5-1 Schéma de simulation :	47
5-5-2 Résultat de simulation :	47
5-5-3 Interprétation :	48
<b>Partie III : Etudes et analyses par simulation des cas</b>	<b>28</b>
<b>Chapitre6: Comportement dynamique du moteur asynchrone sous une tension polluée...</b>	<b>50</b>
6-1 Introduction :	50
6-2 Equation des tensions d'alimentation :	50
6-3 Equation générale de la machine :	51
6-4 Simulation en prenant les rangs impaires 5 et 7 :	52
6-4 -1 Equation du moteur :	52
6-4 -2 Résultats de la simulation	53
6-4-3 Interprétation :	56
6-5 Simulation sous simulink :	59
6-5-1 Schéma de principe :	59
6-5-2 Résultats de simulation :	59
6-5-3 Interprétation :	60
<b>Chapitre7: Comportement dynamique du moteur asynchrone sous une tension saine et courant pollue</b>	<b>61</b>
7-1 Équations générales :	61
7-1-1 Expression du courant pollué :	61
7-1-2 Équation des tensions :	62
7-1-3 Équation de la machine :	62
7-2 Exemple de simulation :	63
7-2-1 Equations de la machine :	63
7-2-2 Organigramme de résolution	63
7-2-3 Résultats de simulation	65
7-2-4 Interprétation	67
7-3 Simulation sous simulink	68
7-3-1 Dimensionnement des composants	68
7-3-2 Schémas de simulation	68
7-3-3 Résultats de la simulation	69
7-3-4 Interprétation	71

<b>Chapitre8:</b> Comportement dynamique du moteur asynchrone alimente en tension polluée et courant pollue.....	72
8-1 Equations générales :.....	72
8-2 Simulation en présence des harmoniques cinq et sept : .....	72
8-2-1 Equations de la machine : .....	72
8-2-2 Résultats de simulation :.....	73
8-3 Interprétation : .....	76
8-4 Compensation :.....	77
8-5 Simulation sous simulink :.....	77
8-5-1 Schémas de simulation :.....	77
8-5-2 Résultats : .....	80
8-6 Présentation de l'interface :.....	81
Conclusion générale .....	844
Bibliographie .....	855
Annexe .....	866

## Introduction

La machine asynchrone a un domaine d'application très vaste dans le secteur industriel, du fait de leur robustesse. La quasi-absence en entretien, coût de fabrication faible, nous amène à réaliser des actionneurs dans une chaîne de production et aussi pour la conversion d'énergie électromagnétique.

Les convertisseurs électroniques et l'électronique de puissance ont donné naissance à de nombreuses applications nouvelles, offrant aux clients un confort, une flexibilité et une efficacité inégalables. Mais leur prolifération au cours de la dernière décennie est devenue préoccupante et se trouve à l'origine de problèmes dont le nombre ne cesse de croître : ces charges électroniques polluent non seulement le réseau de distribution de courant alternatif, mais elles sont apparemment aussi très sensibles à la distorsion de la tension.

Néanmoins, la connexion de la machine asynchrone au réseau électrique perturbé par les harmoniques générés par la source d'énergie ou de la charge non linéaire connectée à ce réseau peut entraîner des perturbations au niveau du moteur et aux autres appareillages.

Le présent travail consiste à étudier le « COMPORTEMENT DES MOTEURS ASYNCHRONES CONNECTES A UN RESEAU POLLUE ».

L'étude sera divisée en trois parties :

- Première partie : Mise en équations dynamiques de la machine
- Deuxième partie : Aspects théoriques de la résolution numérique
- Troisième partie : Etudes et analyses par simulation des cas.

# Partie I

# Chapitre 1

## Rappels sur la machine asynchrone triphasée

### 1-1 Constitution

Les machines tournantes sont formées habituellement de deux armatures magnétiques coaxiales séparées par un entrefer.

Le stator est la partie fixe constitué par :

- La carcasse : feuilleté, ferromagnétique, portant des enroulements triphasés du réseau.
- Les enroulements : branchés soit en triangle ou en étoile.

Le rotor c'est la partie mobile constitué par:

- La carcasse : feuilleté, ferromagnétique qui supporte les enroulements pour la machine bobinée
- Les enroulements: anneau en cuivre ou en aluminium pour la machine à cage<sup>1</sup>.

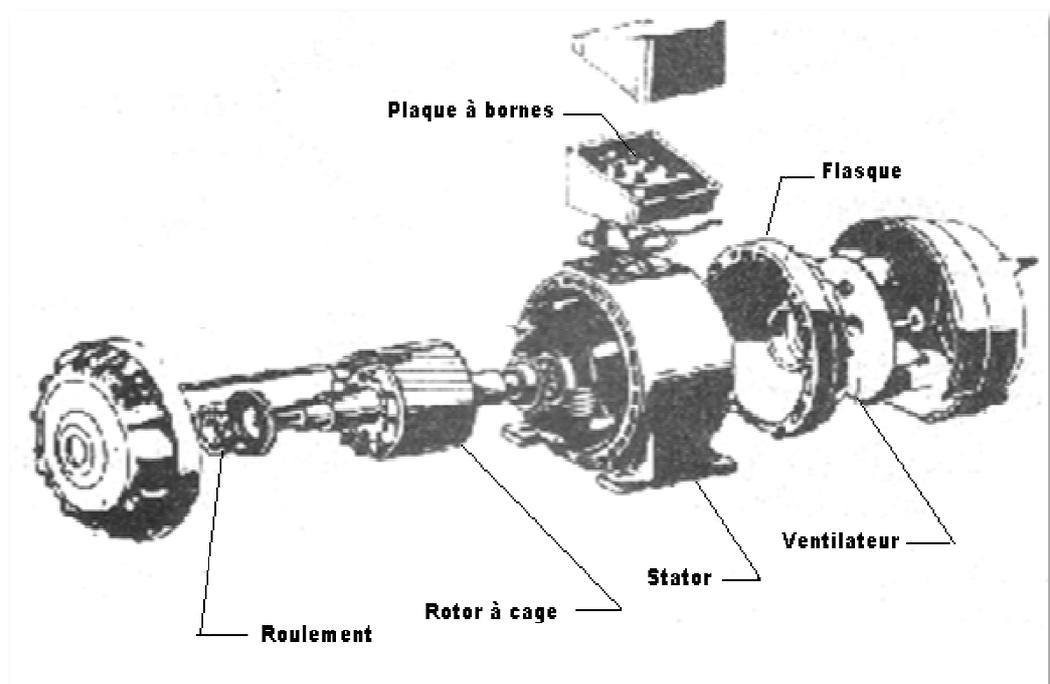


Fig. 1.1 Vue d'une machine asynchrone triphasée

<sup>1</sup> Cage d'écureuil : appliqué à certains moteurs

## 1-2- Principe :

### 1-2-1 Champ tournant :

L'étude des machines tournantes montre que, la conversion d'énergie électromagnétique n'est possible que s'il y a une interaction entre deux champs tournants. L'un créé par le stator et l'autre par le rotor.

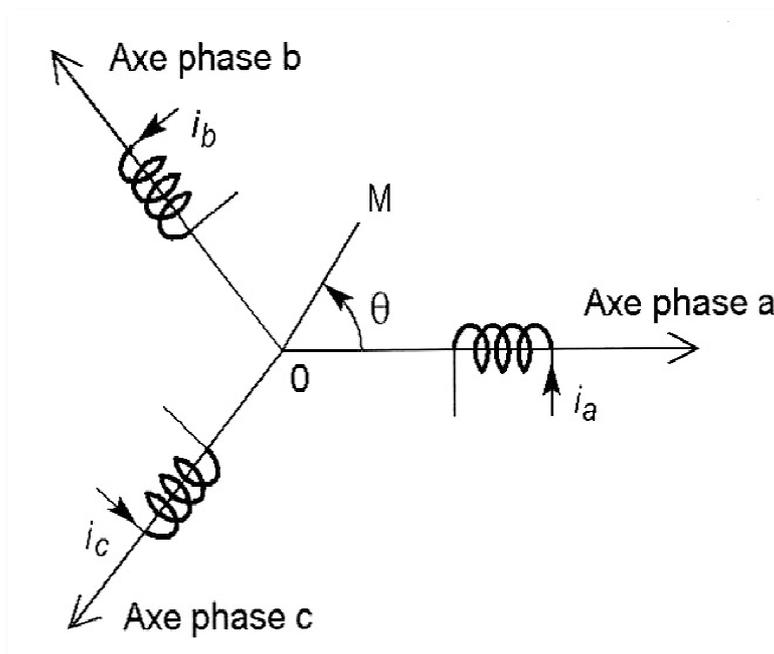
#### ✓ *Origine du champ tournant :*

La création du champ tournant au niveau du stator pour les machines alternatives est expliquée par le théorème de FERRARIS [1].

Enoncé du Théorème de FERRARIS: « si on alimente  $p$  systèmes de bobines disposées à  $2\pi/p$  l'une de l'autre par des tensions sinusoïdales déphasées des mêmes angles, la somme vectorielle des champs magnétiques créés est un vecteur d'amplitude constante et de vitesse angulaire  $\omega$  ».

#### ✓ *Expression :*

Considérons sur la figure (fig1-2) trois bobines intercalées d'un angle  $\frac{2\pi}{3}$ . Elles sont logées et alimentées par un système de courant direct.



**Fig. 1.2** Création d'une f.m.m. par trois bobines alimentées en courant triphasé direct

Les expressions des courants dans chaque bobine sont:

$$\begin{cases} i_a(t) = I \cos(\omega t) \\ i_b(t) = I \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c(t) = I \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (1-1)$$

Les trois bobines créent au point O, suivant la direction OM, les forces magnétomotrices ci-après:

$$\begin{cases} F_a(\theta, t) = K i_a(t) \cos(\theta) \\ F_b(\theta, t) = K i_b(t) \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ F_c(\theta, t) = K i_c(t) \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (1-2)$$

Où  $\theta$  : angle entre la direction OM et l'axe de la bobine

La résultante des forces magnétomotrices peut s'écrire:

$$F(\theta, t) = \frac{3}{2} K I \cos(\omega t - \theta) \quad (1-3)$$

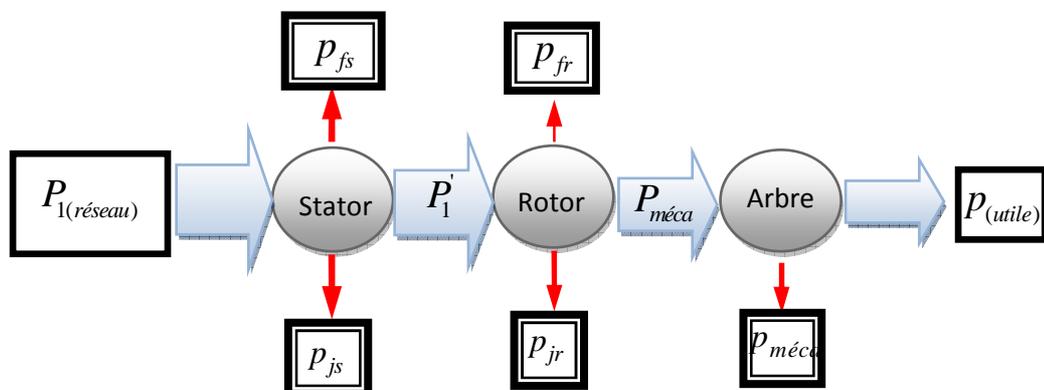
Où  $K$  : contient le facteur de forme des encoches de la machine.

D'après l'équation (1-3), cette force est sinusoïdale qui tourne à une vitesse  $\omega$ .

## 1-3 Fonctionnement

### 1-3-1 Bilan de Puissance

Voici la conversion d'énergie dans la machine: énergie mécanique transformée en énergie électrique ou dans le sens inverse selon le fonctionnement de la machine. Le schéma suivant représente le mode de conversion en moteur.



**Fig. 1.3.** Bilan de puissances lors de la conversion d'énergie électromagnétique en moteur.

La diminution de la puissance  $P_{1(\text{réseau})}$  par les pertes joules  $P_{js}$  et des pertes fer  $P_{fs}$  dans le stator, donne la puissance électromagnétique  $P_1'$  dans l'entrefer. La puissance électromagnétique ainsi obtenue est la somme de la puissance mécanique  $P_{méca}$ , des pertes joules  $P_{jr}$  et des pertes fer au niveau du rotor  $P_{fr}$ . On obtient la puissance utile en bout d'arbre, par la soustraction entre la puissance mécanique et les frottements.

### 1-3-2 Le glissement

C'est l'écart relatif de vitesse par rapport à la vitesse de synchronisme<sup>2</sup>. Le fonctionnement de la machine asynchrone dépend de la valeur de cette grandeur. Il marque le fonctionnement en moteur, en génératrice ou en frein électromagnétique.

Le glissement est définie par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (1-4)$$

avec

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (I-5)$$

## 1-4 Modélisation de la machine asynchrone triphasée en régime permanent

### 1-4-1 Hypothèses simplificatrices

On peut simuler la machine asynchrone avec une machine statique, du fait de la présence de couplage inductif entre les circuits rotoriques et statoriques. Pour pouvoir réaliser cette modélisation on pose les hypothèses suivantes :

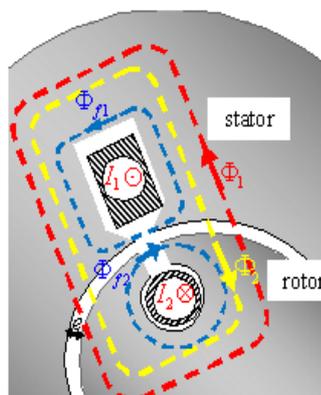
- Enroulement rotorique triphasé
- Courants d'alimentation sinusoïdaux
- On raisonnera sur un schéma monophasé
- Machine non saturée
- Construction symétrique de la machine parfaite
- Répartition sinusoïdale du champ magnétique créée par les enroulements.

<sup>2</sup> Vitesse à laquelle la vitesse du rotor et celle du champ sont la même

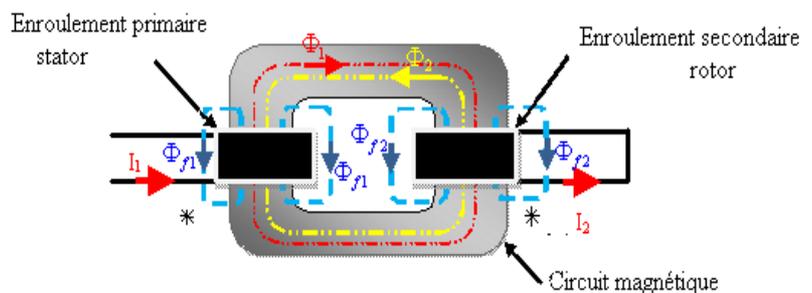
### 1-4-2 Equations des flux

Les figures suivantes représentent respectivement, la distribution du flux créée par les enroulements statoriques et rotoriques, et son équivalence entre la machine statique. Prenons par exemple un enroulement statoriques. Il est logé dans son carcasse et parcouru par un courant  $I_s$ . Il crée un flux  $\phi_s$  à son entourage. De même pour le rotor, le courant  $I_r$  crée le flux  $\phi_r$ . L'interaction entre les deux flux entraîne la conversion d'énergie dans la machine.

Les flux qui n'entrent dans cette interaction s'appellent 'flux de fuites' notés :  $\phi_{fs}, \phi_{fr}$ .



**Fig. 1.4** Coupe partielle d'une MAS



**Fig. 1.5** Machine statique équivalente à une MAS

Les bilans des flux au niveau du rotor  $\Phi_r$  et du stator  $\Phi_s$  s'écrivent alors comme suit:

$$\begin{cases} \Phi_s = n_s \phi_s + n_s \phi_{fs} + n_s \phi_{r2} \\ \Phi_r = n_r \phi_r + n_r \phi_{fr} + n_r \phi_{s1} \end{cases} \quad (1-6)$$

Où  $n_s, n_r$  représente respectivement le nombre d'enroulement du stator et du rotor.

On peut mettre ces équations en fonction des inductances associées à chaque flux par :

$$\begin{cases} \Phi_s = L_s I_s + l_s I_s + m I_r \\ \Phi_r = L_r I_r + l_r I_r + m I_s \end{cases} \quad (1-7)$$

Où  $L_s, L_r$  : inductances dues aux flux principaux

$l_s, l_r$  : inductances dues aux flux de fuite

$m$  : inductance mutuelles

### 1-4-3 Equations en tension

En considérant les circuits inductifs de chaque enroulement, on en déduit de la relation (1-7) une écriture qui relie la tension et les inductances:

$$\begin{cases} U_s = L_s \frac{dI_s}{dt} + l_s \frac{dI_s}{dt} + m \frac{dI_r}{dt} \\ U_r = L_r \frac{dI_r}{dt} + l_r \frac{dI_r}{dt} + m \frac{dI_s}{dt} \end{cases} \quad (1-8)$$

Par hypothèse, les courants statoriques et rotoriques sont sinusoïdaux de pulsation  $\omega$  et

$g\omega$ . Donc, la dérivation de chaque terme de la relation (1-8) nous donne :

$$\begin{cases} U_s = (jL_s\omega + jl_s\omega)I_s + jm\omega I_r \\ U_r = (jL_rg\omega + jl_rg\omega)I_r + jmg\omega I_s \end{cases} \quad (1-9)$$

Nous n'avons pas inséré les résistances de chaque enroulement de la machine dans les équations précédentes. Par contre, en ajoutant les différentes chutes résistives en tension à chaque circuit électrique, les équations globales en tension seront :

$$\begin{cases} V_s = (R_s + jL_s\omega + jl_s\omega)I_s + jL_h\omega I_r \\ 0 = (R_r + jL_rg\omega + jl_rg\omega)I_r + jL_hg\omega I_s \end{cases} \quad (1-10)$$

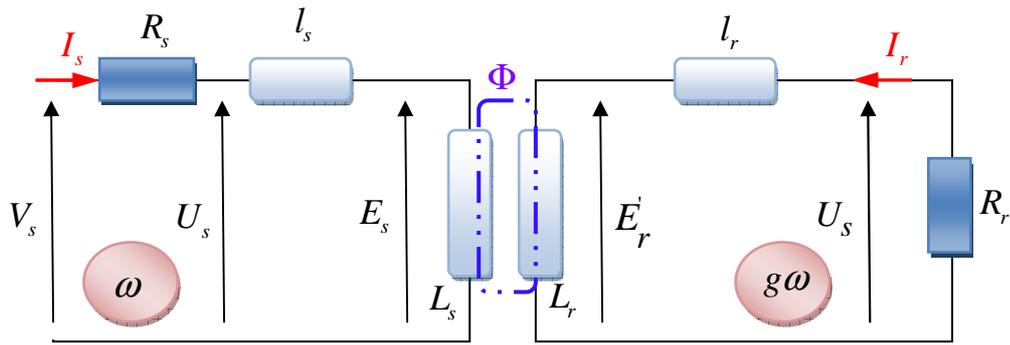
### 1-4-4 Schémas équivalents

En régime permanent, la machine asynchrone peut être modélisée par un schéma équivalent. Le schéma équivalent est déduit à partir des équations précédentes, c'est-à-dire, en construisant un schéma relatif à une machine statique.

#### ✓ Schéma initial basé sur les flux

L'équation (1-10) nous permet de construire un schéma équivalent basé sur le flux.

Ce schéma est la modélisation en monophasé d'une machine asynchrone équivalent en machine statique. Sur l'enroulement primaire circule un courant sinusoïdal  $I_s$  de pulsation  $\omega$  et l'enroulement secondaire par un courant  $I_r$  de pulsation  $g\omega$ .



**Fig. 1.6** Schéma équivalent initial basé sur les flux

✓ **Schéma électrique complet**

Dans la pratique, on évite d'utiliser les inductances  $L_s, L_r, m$  car elles sont saturables, ainsi les équations en tension peuvent s'écrire sous la forme :

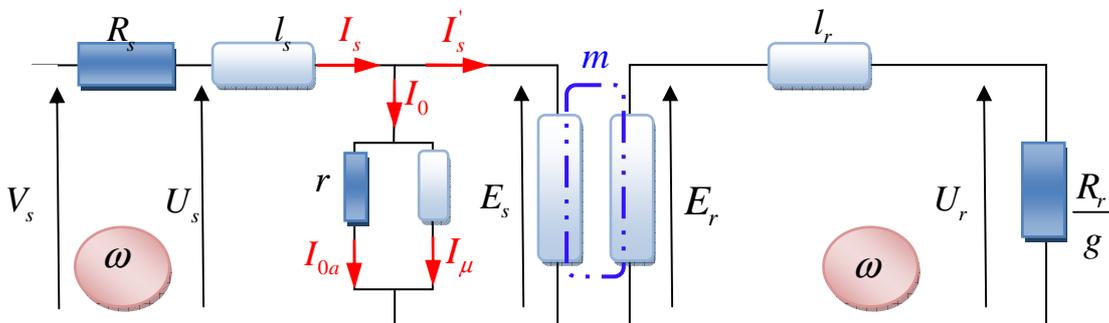
$$\begin{cases} V_s = E_s + (jl_s\omega + R_s)I_s \\ 0 = E'_r + (jl_r g\omega + R_r)I_r \end{cases} \quad (1-11)$$

$$\text{avec } \begin{cases} E_s = jL_s\omega I_s + jm\omega I_r \\ E'_r = jL_s g\omega I_r + jmg\omega I_s \end{cases} \quad (1-12)$$

Où  $R_s, R_r$  : les résistances de l'enroulement primaire et secondaire.

$E_s, E'_r$  : les f.e.m de chaque enroulement

Et en tenant compte du courant magnétisant  $I_\mu$  par une inductance et une résistance parallèle au primaire, obtient la représentation électrique complète de la machine.



**Fig. 1.7** Schéma équivalent électrique complet

**1-5 Couple électromagnétique :**

L'expression du couple est déduite à partir du schéma équivalent.

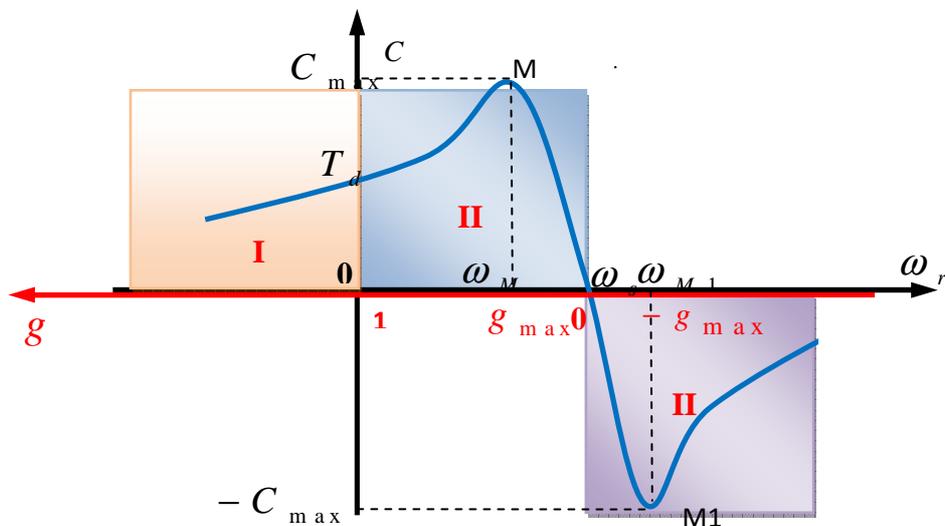
$$C_{em} = \frac{pm_s V_r^2 \frac{R_r}{g}}{2\pi f \left[ \left( R_s + \frac{R_r}{g} \right)^2 + (X_s + X_r)^2 \right]} \quad [3] \quad (1-13)$$

Où

$X_s, X_r$  : les réactances de l'enroulement primaire et secondaire.

$f$  : fréquence liée à la vitesse de synchronisme

✓ *Allure du couple électromagnétique :*



**Fig. 1.8** Couple électromagnétique en fonction de  $\omega_r$  et du glissement 'g'

Avec,  $\omega_M, \omega_{M1}$  : vitesses correspondent au couple maximal  $\pm C_{max}$

$\omega_s$  : vitesse de synchronisme où il y a un couple nul

Nous avons ici trois zones de fonctionnement de la machine. Elles sont caractérisées par :

- **Zone I :**
  - Glissement  $g > 1$
  - Le couple électromagnétique  $C > 0$
  - La vitesse du rotor  $\omega_r < 0$  par convention de sens.

Dans ce cas, le rotor est entraîné à une vitesse de sens contraire au champ tournant. Elle reçoit de l'énergie électrique du réseau et aussi de l'énergie mécanique sur son arbre. Ces énergies sont dissipées en pertes par effet joule [4].

Elle fonctionne alors en frein électromagnétique car le champ tend à tourner le rotor dans le sens inverse. En plus, elle n'injecte aucune énergie vers le réseau.

▪ **Zone II :**

- Glissement  $0 \leq g \leq 1$  où les deux bornes limites correspondent respectivement au couple nul et au couple de démarrage.
- Vitesse  $0 < \omega_r < \omega_s$
- Couple  $C > 0$

La machine tourne à une vitesse hypo synchronisme. Le champ magnétique statorique tend à tourner le rotor à la vitesse de synchronisme. Alors, la machine reçoit de l'énergie du réseau et la convertie en énergie mécanique sur l'arbre. Par conséquent, elle fonctionne en moteur dite : moteur asynchrone.

Ce fonctionnement n'est stable que dans la branche  $0 \leq g \leq g_{\max}$  où la variation du couple en fonction du glissement est négative. Dans le cas contraire  $g_{\max} < g < 1$ .

▪ **Zone III :**

- Glissement  $g < 0$
- Vitesse  $\omega_r > \omega_s$
- Couple  $C < 0$

La machine est entraînée au-delà de la vitesse de synchronisme, le champ statorique tend à freiner le rotor, c'est-à-dire à le ramener à la vitesse de synchronisme. Elle exerce un couple résistant, et fournit de l'énergie électrique  $P_{elec}$  au réseau. En effet, elle se fonctionne en génératrice asynchrone. Comme le fonctionnement en moteur, il y a une plage de glissement. Elle n'est stable que le glissement soit  $-g_{\max} \leq g \leq 0$ .

C

h

a

p

i

t

r

e

2

## Rappel et définition des harmoniques

La présence des harmoniques de tension et/ou de courant dans un réseau de distribution électrique influence le bon fonctionnement et la fiabilité des appareils connectés à ce réseau.

### 2-1 Définition :

#### 2-1-1 Décomposition en série de Fourier :

Un signal périodique  $x(t)$ , de période  $T$ , peut être décomposé en une somme de fonctions périodiques de période  $\frac{T}{k}$

Où

$k$  est un nombre entier par la décomposition en série de Fourier [5].

$x(t)$  : représente l'onde de la tension ou du courant.

Ce signal peut être représenté sous forme :

$$\text{avec } \omega = \frac{2\pi}{T}$$

$$x(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t) \quad (2-1)$$

où les coefficients sont

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) dt \quad a_k = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cos(k\omega t) dt \quad b_k = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \sin(k\omega t) dt$$

#### 2-1-2 Composante fondamentale :

C'est la valeur efficace du fondamental du signal  $x(t)$  de fréquence égale à la fréquence du réseau d'alimentation.

### 2-1-3 Composantes harmoniques :

Ce sont les valeurs efficaces du signal  $x(t)$ , de fréquence égale à  $k$  fois de la fréquence du réseau d'alimentation où  $k \geq 2$ .

### 2-1-4 Valeur efficace d'une grandeur périodique quelconque

La valeur efficace d'une grandeur  $x(t)$  est :

$$X_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt} \quad (2-2)$$

Or d'après la formule de Parseval [5] :

$$X_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} X_k^2 = \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt \quad (2-3)$$

L'expression (2-2), peut s'écrire:

$$X_{eff} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} X_k^2} \quad (\text{Pour } X_0 = 0: \text{ c'est la valeur continue de } x(t)) \quad (2-4)$$

### 2-1-5 Taux de distorsion : [7]

C'est un facteur que l'on peut caractériser une pollution dans une ligne d'énergie électrique.

Ils sont définis par la norme CEI 1000-2-2.

✓ *Taux de distorsion en tension :*

$$\tau_v(\%) = 100 \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} V_{hk}^2}}{V_1} \quad (2-5)$$

✓ *Taux de distorsion en courant :*

$$\tau_i(\%) = 100 \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{hk}^2}}{I_1} \quad (2-6)$$

### 2-1-6 Taux individuel d'harmonique de rang 'k' :

C'est le rapport entre la valeur efficace de l'harmonique de rang 'k' et le fondamental.

$$X_k(\%) = 100 \frac{X_k}{X_1} \quad (2-7)$$

## 2-2 Sources de perturbations d'harmonique du réseau électrique :

### 2-2-1 Caractéristique de la charge : [7]

Les charges connectées au réseau d'énergie électrique se présentent en deux classes suivantes:

- Charge linéaire
- Charge non-linéaire

Pour une charge linéaire, quand on applique une tension sinusoïdale à ses bornes, elle consomme toujours du courant sinusoïdal avec un déphasage  $\varphi$  de la tension. C'est-à-dire, la valeur de l'impédance est constante. Elles sont constituées par les résistances, les condensateurs et les inductances.

Pour une charge non-linéaire, quand on applique une tension sinusoïdale à ses bornes, elle consomme un courant non sinusoïdal.

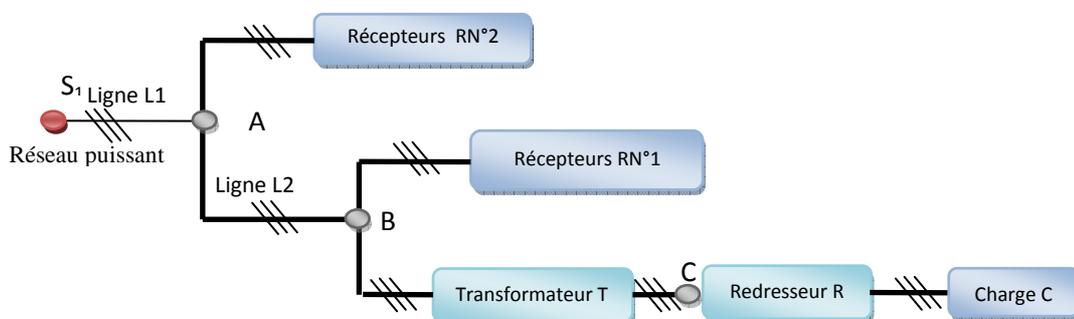
Dans notre étude, nous n'étudierons que le courant non sinusoïdal périodique à une période de la tension. Les charges correspondantes sont: les redresseurs, les gradateurs.

#### **Remarque :**

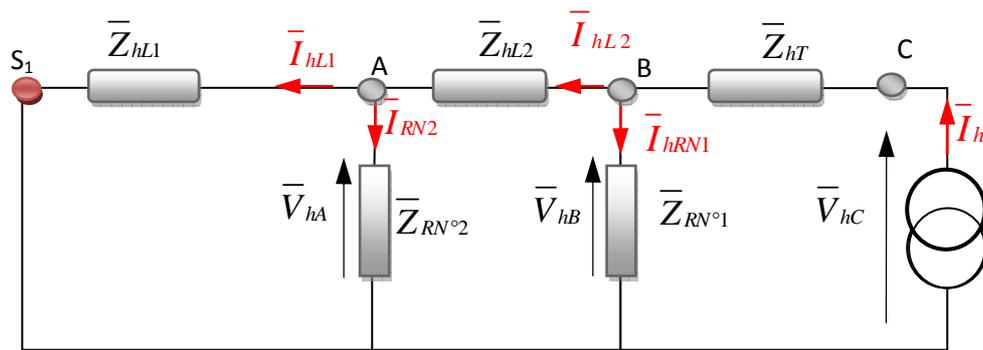
- ❖ Il est à noter qu'il y a aussi d'autres charges qui génèrent de composant sinusoïdal. Par la décomposition en série de Fourier de ce signal, on trouve des fréquences inférieure à la fréquence de la sinusoïde du fondamental notés : *Infra-harmoniques*. Ces composants sont créés par: le four à arc, le cyclo-convertisseur, le variateur de vitesse [1].

### 2-2-2 Répartition des harmoniques dans un réseau électrique :

L'exemple suivant représente une répartition des harmoniques de courant dans un réseau d'énergie.



**Fig. 2.1** Exemple d'une répartition des harmoniques dans un réseau électrique



**Fig. 2.2** Schéma électrique d'une distribution des harmoniques

La répartition des courants harmoniques dans le réseau d'énergie suit les lois communes à tous les courants alternatifs. Le redresseur est considéré comme une source de courant harmonique  $\bar{I}_h$ .

Ce courant harmonique généré va circuler vers le nœud B après avoir traversé l'impédance du transformateur  $\bar{Z}_{hT}$ , et il se répartit en  $\bar{I}_{hL2}$  d'impédance  $\bar{Z}_{hL2}$  de la ligne L<sub>2</sub>, et en  $\bar{I}_{hRN1}$  d'impédance  $\bar{Z}_{RN°1}$  du récepteur RN°1. Avant l'arrivée de ce courant à la source, il passe par le nœud A et se répartit en deux courants  $\bar{I}_{hL1}$  et  $\bar{I}_{hRN2}$  à travers les impédances  $\bar{Z}_{hL1}$  et  $\bar{Z}_{RN°2}$ .

On a démontré que le courant harmonique va vers une impédance la plus faible. L'harmonique de tension en un point du réseau est définie par le produit du courant harmonique par l'impédance du réseau à la fréquence correspondante [6].

### 2-3 Forces magnétomotrices tournantes créées par les harmoniques de courants :

La pollution du courant des phases qui alimente la machine entraîne une autre répartition du champ tournant au niveau de l'entrefer.

Les courants de phase peuvent se mettre sous la forme :

$$\begin{cases} i_a(t) = I_{1m} \cos(\omega t) + I_{2m} \cos(2\omega t - \varphi_2) + \dots + I_{km} \cos(k\omega t - \varphi_k) + \dots \\ i_b(t) = I_{1m} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + I_{2m} \cos(2\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_2) + \dots + I_{km} \cos(k\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_k) + \dots \\ i_c(t) = I_{1m} \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + I_{2m} \cos(2\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_2) + \dots + I_{km} \cos(k\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_k) + \dots \end{cases} \quad (2-8)$$

Chaque phase produit les f.m.m non sinusoïdale de la forme :

$$\begin{cases} F_a(t) = K [I_{1m} \cos(\omega t) + I_{2m} \cos(2\omega t - \varphi_2) + \dots + I_{km} \cos(k\omega t - \varphi_k)] \cos(\theta) \\ F_b(t) = K [I_{1m} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) + I_{2m} \cos(2\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_2) + \dots + I_{km} \cos(k\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi_k)] \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ F_c(t) = K [I_{1m} \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) + I_{2m} \cos(2\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_2) + \dots + I_{km} \cos(k\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi_k)] \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2-9)$$

Où  $\theta$ : l'angle entre la direction OM et l'axe d'une phase (figure fig 1-2)

En faisant la somme de ces forces magnétomotrices on obtient la résultante :

$$\begin{aligned} F(t) = \frac{3}{2} K I_{1m} \cos(\omega t - \theta) + \frac{3}{2} K I_{2m} \cos(2\omega t - 2\varphi_2 + \theta) \\ + \frac{3}{2} K I_{4m} \cos(4\omega t - 4\varphi_4 - \theta) + \dots + \frac{3}{2} K I_{km} \cos(k\omega t - k\varphi_k \pm \theta) + \dots \end{aligned} \quad (2-10)$$

On constate que cette f.m.m est la somme des forces magnétomotrice dues aux harmoniques impaires: **[8]**

- ✓ de rang  $k = 3p + 1$  qui tourne dans *le sens direct* à la vitesse  $k\omega$  .
- ✓ de rang  $k = 3p - 1$  ( $p \in \mathbb{N}$ ) qui tourne dans le sens inverse à la vitesse  $k\omega$  .

C'est-à-dire que, les f.m.m créent des flux tournants induisant des courants dans le rotor. Ces courants induits produisent de couples ajoutant leurs effets utiles ou nuisibles au couple dû au flux tournant fondamental.

Remarque :

Dans l'expression (2-10), les harmoniques de rang multiple de 3 créent des forces magnétomotrices qui ont des résultantes nulles.

## 2-4 Effets des harmoniques et compensation :

La présence des harmoniques de tension et/ou de courant dans un réseau électrique entraîne des effets nocifs sur les autres appareils ou équipements connectés sur le réseau. Il y a deux effets distincts selon le récepteur :

### 2-4-1 Les effets instantanés :

Les harmoniques créent dans les appareils ou équipements des :

#### ✓ **Échauffements**

1- Dans les enroulements d'induits et ceux d'inducteurs, la perte par effets Joule due au courant harmonique est :

$$P_{joule} = RI_h^2 = RI_{h1}^2 + R \sum_{k=2}^{\infty} I_{hk}^2 \quad (2-11)$$

- 2- La présence des harmoniques entraîne une augmentation très rapidement
- des pertes 'fer' (somme des pertes dues aux courants de FOUCAULT  $p_f$  et par les pertes par Hystérésis ' $p_h$ '). Elles sont proportionnelles à la fréquence d'alimentation.

$$\begin{cases} P_{fouc} \propto K_f B_{max}^2 f^2 \\ P_{hyst} \propto k B_{max} f \end{cases} \quad (2-12)$$

Où

$k$  : facteur de proportionnalité à l'aire du cycle d'Hystérésis

$K_f$  : facteur de proportionnalité

$f$  : fréquence d'alimentation

$B_{max}$  : induction maximale dans le fer

#### ✓ **Bruits sonores**

Les harmoniques de courants créent des efforts électrodynamiques dans les équipements. En effet, ces forces entraînent des bruits sonores surtout dans les matériels électromagnétiques tels que : les transformateurs et les inductances.

✓ **Vibrations**

Les champs tournants harmoniques créés par les harmoniques de courant génèrent au niveau de la machine des couples mécaniques pulsatoires. Ces couples ainsi produits entraînent des vibrations dans la machine tournante.

✓ **Disfonctionnement**

La présence des harmoniques entraîne plusieurs fois au passage à zéro du courant et de la tension dans une demi-période. Par conséquent, les appareils sensibles à ce passage sont perturbés.

### 2-4-2 Les effets à terme

Le tableau suivant résume quelques effets à terme probables sur le disfonctionnement des appareils en présence des harmoniques sur une ligne d'énergie.

Appareil	Pertes dus aux harmoniques
Câbles et équipements	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Augmentation de température</li> <li>• Augmentation de la résistance apparente de lame du câble en fréquence (effet de peau) [1].</li> <li>• Élévation des pertes diélectriques au niveau des isolants en fréquence.</li> </ul>
Condensateur	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Risque de résonance sur les circuits en amont du réseau. C'est-à-dire, la création de surtension et de surintensité par l'apparition des courants harmoniques dans les appareils.</li> <li>• Échauffement</li> </ul>
Transformateurs	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Échauffements supplémentaires des câbles dus à l'effet de peau (augmentation de la résistance du cuivre).</li> <li>• Pertes par hystérésis et perte par les courants de Foucault augmentent (circuit magnétique).</li> </ul>

**Tab. 2.1** Effets à terme des harmoniques aux appareils

La présence des harmoniques de l'alimentation diminue le rendement et la durée de vie de fonctionnement des appareils dus aux différentes pertes.

### 2-4-3 Quelques compensations

Pour rendre l'énergie électrique à la norme, les producteurs doivent tenir compte toutes les compensations possibles sur la pollution du réseau. La qualité du courant électrique devient

donc une préoccupation importante pour les distributeurs d'énergie et pour leurs clients. Citons quelques compensations possibles de la pollution du réseau causée par les charges non-linéaires.

✓ *Diminution de l'impédance totale en amont de la charge non linéaire*

✓ *Filtrage par les filtres passifs : [8]*

On met, des filtres passifs, association des composants passifs tels que : les condensateurs et les selfs inductances, en amont de la charge non linéaire. Le dimensionnement dépend de la fréquence à éliminer.

✓ *Filtrage actif : [8]*

Son principe est basé sur l'injection d'harmoniques de courant dans le réseau au moyen du compensateur d'harmonique. Les montages possibles sont le type série et parallèle. Le premier type permet de compenser toutes les harmoniques déjà dans le réseau et les harmoniques créées par la charge non-linéaire. On le dimensionne suivant la puissance totale de la charge. Le deuxième type compense seulement les harmoniques créées par la charge non-linéaire. Elle ne dépend ni de la charge ni du réseau.

✓ *Compensateur hybride : [8]*

C'est l'association de deux méthodes précédentes : filtres passifs et filtres actifs.

C  
h  
a  
p  
i  
t  
r  
e  
  
3

# M odélisation de la machine asynchrone

au sens de la première harmonique

Le modèle mathématique permettra d'étudier le fonctionnement mécanique et électrique de la machine. En effet, on applique la transformation de Park à la machine asynchrone pour linéariser des équations non linéaires. [13]

## 3-1 Hypothèses simplificatrices

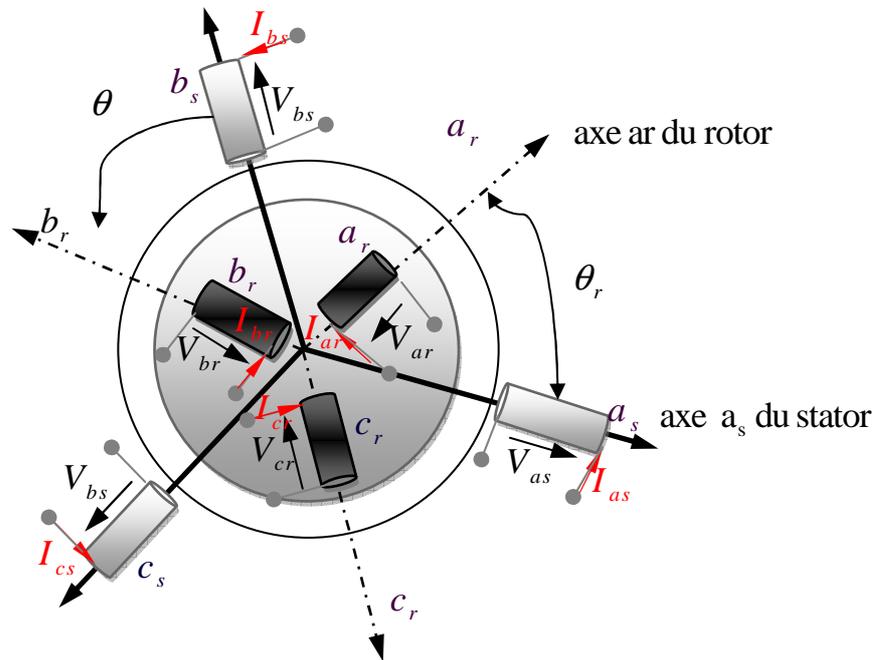
La modélisation mathématique se fait avec les hypothèses suivantes :

- On suppose qu'il n'y a pas de saturation au niveau de la machine.
- On considère aussi que l'entrefer soit constant : c'est à dire, pour avoir les inductances propres et mutuelles constantes, et une répartition sinusoïdale de la f.m.m créée par chaque phase.
- Pour la machine à cage, on la simule comme les machines à rotor bobiné triphasé symétrique.

## 3-2 Modélisation de la machine

### 3-2-1 Description

Soit une machine asynchrone triphasée d'enroulements statoriques et d'enroulements rotoriques. Ces enroulements peuvent être représentés schématiquement par un système d'axe direct  $(a, b, c)$  suivie une indice 's' pour le stator et 'r' pour le rotor (figure 3-1). La position de l'axe du rotor est définie relativement par rapport à l'axe du stator par l'angle électrique  $\theta$ .



**Fig. 3.1** Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

### 3-2-2 Modèle dynamique de la machine

La figure ci-dessus nous permet de modéliser mathématiquement une machine asynchrone triphasée sous formes équations différentielles.

#### ✓ Equations en tension

D'après la loi de la tension induite [9], les équations électriques des six enroulements portés sur les axes sont:

Au niveau du stator on a :

$$\begin{cases} v_{as} = R_{as}i_{as} + \frac{d\psi_{as}}{dt} \\ v_{bs} = R_{bs}i_{bs} + \frac{d\psi_{bs}}{dt} \\ v_{cs} = R_{cs}i_{cs} + \frac{d\psi_{cs}}{dt} \end{cases} \quad (3-1)$$

Au niveau du rotor (circuit fermés), on a :

$$\begin{cases} v_{ar} = 0 = R_{ar}i_{ar} + \frac{d\psi_{ar}}{dt} \\ v_{br} = 0 = R_{br}i_{br} + \frac{d\psi_{br}}{dt} \\ v_{cr} = 0 = R_{cr}i_{cr} + \frac{d\psi_{cr}}{dt} \end{cases} \quad (3-2)$$

On suppose que les résistances statoriques ou rotoriques de chaque phase sont les mêmes.

Sous forme plus condensée, les deux relations (3-1) et (3-2) deviennent:

$$\begin{aligned} [v_{s(abc)}] &= R_s \cdot [i_{s(abc)}] + \frac{d}{dt} [\psi_{s(abc)}] \\ [v_{r(abc)}] &= 0 = R_r \cdot [i_{r(abc)}] + \frac{d}{dt} [\psi_{r(abc)}] \end{aligned} \quad (3-3)$$

Avec

$$\begin{aligned} [v_{s(abc)}] &= \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}; [v_{r(abc)}] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}; [i_{s(abc)}] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; [i_{r(abc)}] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \\ ; [\psi_{r(abc)}] &= \begin{bmatrix} \psi_{ar} \\ \psi_{br} \\ \psi_{cr} \end{bmatrix}; [\psi_{s(abc)}] = \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-5)$$

### ✓ Equations magnétiques [9]

Par définition, le flux totalisé embrassé par un circuit électrique 'j' parcouru par un courant  $i_j$  est:

$$\psi_j = \sum_{p=1}^k L_{jp} i_p \quad \text{où } 1 \leq j \leq k \quad (3-6)$$

Où

$L_{jp}$  : L'inductance entre le circuit 'j' et 'p'

$i_p$  : Le courant circulant le circuit 'p'

Les relations entre le flux et le courant de chaque phase se déduisent à partir de (3-6).

En tenant compte des hypothèses au départ, on obtient :

$$\begin{aligned} [\psi_s] &= [L_s] \cdot [i_s] + [M_{sr}] \cdot [i_r] \\ [\psi_r] &= [L_r] \cdot [i_r] + [M_{rs}] \cdot [i_s] \end{aligned} \quad (3-7)$$

Avec les matrices des inductances :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (3-9)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) & \cos\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) & \cos\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3-10)$$

Où

$M_{sr}$  : Inductance mutuelle entre stator-rotor

$M_s$  (respectivement  $M_r$ ) : Inductance mutuelle entre les phases du stator (du rotor)

$l_s$  (respectivement  $l_r$ ) : Inductance propre de la phase du stator (du rotor)

$\theta$  : Angle entre les axes ' $a_s$ ' et ' $a_r$ '

Finalement, nous obtenons les équations en tension en portant dans les relations (3-3) les expressions du flux (3-7) :

$$\begin{cases} [v_{s(abc)}] = R_s \cdot [i_{s(abc)}] + \frac{d}{dt} \{ [L_s] \cdot [i_{s(abc)}] + [M_{sr}] \cdot [i_{r(abc)}] \} \\ [v_{r(abc)}] = 0 = R_r \cdot [i_{r(abc)}] + \frac{d}{dt} \{ [L_r] \cdot [i_{r(abc)}] + [M_{rs}] \cdot [i_{s(abc)}] \} \end{cases} \quad (3-11)$$

### 3-2-3 Application de la transformation de Park à la machine asynchrone

#### ✓ Equations électriques :

On remarque qu'il apparait une non-linéarité dans les équations en tension de la machine vue précédemment. Pour simplifier cette complexité, on applique la *transformation de Park*. [2] Cette méthode consiste à transformer le système d'axes directe (a, b, c) en système d'axe (d, q, o) formé par les axes direct, inverse et homopolaire. Les grandeurs de la machine (tension, courant, flux) sont transformées dans le nouveau système d'axe à l'aide de la matrice [A].

Nous obtenons les relations matricielles suivantes :

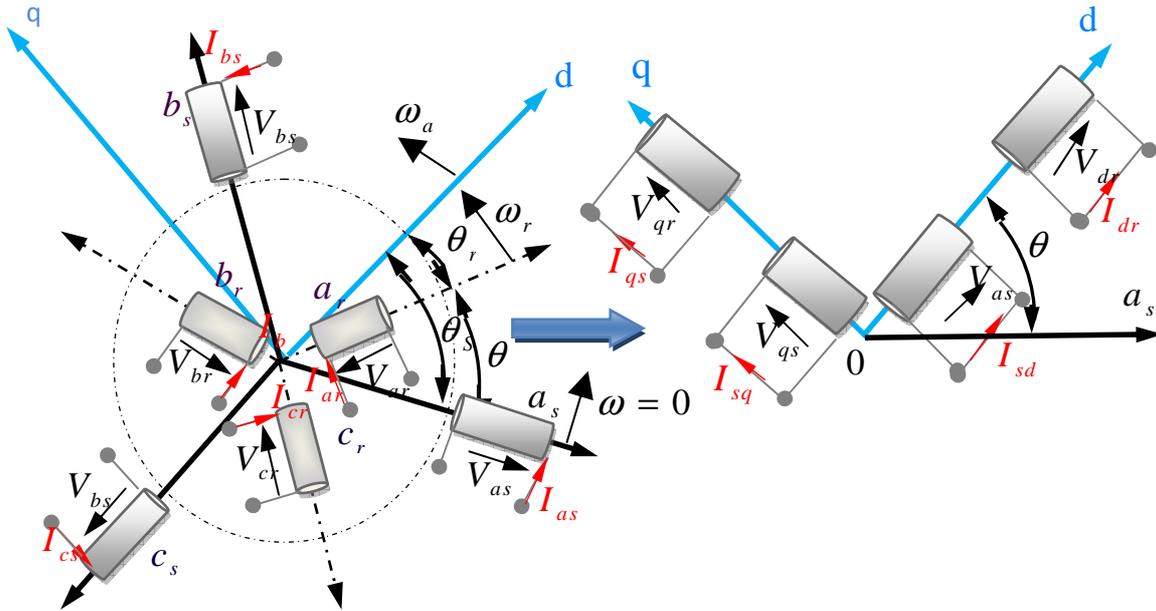
$$\begin{cases} [v_{dqo}] = [A][v_{abc}] \\ [i_{dqo}] = [A][i_{abc}] \\ [\psi_{dqo}] = [A][\psi_{abc}] \end{cases} \quad (3-12)$$

Où [A] est la matrice de passage de Park :

$$[A] = \frac{3}{2} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad [1] \quad (3-13)$$

On rappelle que cette transformation conserve la solélation résultante de l'énergie électrique et magnétique des enroulements triphasés initiaux.

La figure (3-2) représente cette transformation définie par les différents angles.



**Fig. 3.2** Transformation de la machine asynchrone triphasée-biphasée équivalente

Après la transformation des grandeurs, on obtient :

$$\begin{cases} \left[ v_{s(dqo)} \right] = [A_s] \left[ v_{s(abc)} \right] \\ \left[ i_{s(dqo)} \right] = [A_s] \left[ i_{s(abc)} \right] \end{cases} \quad (3-14)$$

$$\begin{cases} \left[ \psi_{s(dqo)} \right] = [A_s] \left[ \psi_{s(abc)} \right] \\ \left[ v_{r(dqo)} \right] = [A_r] \left[ v_{r(abc)} \right] \\ \left[ i_{r(dqo)} \right] = [A_r] \left[ i_{r(abc)} \right] \\ \left[ \psi_{r(dqo)} \right] = [A_r] \left[ \psi_{r(abc)} \right] \end{cases} \quad (3-15)$$

Où

$$\begin{aligned} [A_r] &= [A(\theta = \theta_r)] & \left[ v_{sdqo} \right] &= \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{os} \end{bmatrix} & ; & \left[ v_{rdqo} \right] = \begin{bmatrix} v_{dr} \\ v_{qr} \\ v_{or} \end{bmatrix} & ; & \left[ i_{sdqo} \right] = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{os} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3-16)$$

$$; \left[ i_{rdqo} \right] = \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} ; \left[ \psi_{sdqo} \right] = \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \\ \psi_{os} \end{bmatrix} ; \left[ \psi_{rdqo} \right] = \begin{bmatrix} \psi_{dr} \\ \psi_{qr} \\ \psi_{or} \end{bmatrix}$$

En portant l'expression (3-14) et (3-15) dans l'équation (3-11), et en tenant compte de la matrice inverse  $[A]^{-1}$  telle que :

$$[A]^{-1} = \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{pmatrix} \quad (3-17)$$

on obtient :

- Les équations électriques:

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_a \psi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_a \psi_{ds} \\ v_{dr} = 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} - (\omega_a - \omega_r) \psi_{qr} \\ v_{qr} = 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} + (\omega_a + \omega_r) \psi_{dr} \end{cases} \quad (3-18)$$

- Les équations magnétiques :

$$\begin{cases} \psi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \psi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \psi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \psi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (3-19)$$

### ✓ **Equations mécaniques**

- *Couple électromagnétique*

Le couple électromagnétique est défini par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) = \frac{3}{2} p M (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (3-20)$$

- *La vitesse*

L'équation du mouvement nous permet de déduire la vitesse de la machine. C'est une relation entre la vitesse, le couple électromécanique et le couple résistant :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r = \frac{3}{2} p M (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) - C_r \quad (3-21)$$

# Partie II

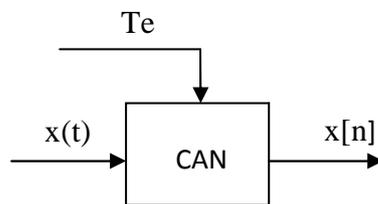
La connaissance des composantes spectrales d'un signal est très importante pour l'analyse de fonctionnement d'un système. L'existence d'autres fréquences indésirables sur un réseau électrique entraîne l'anormalité de fonctionnement des appareils connectés.

Deux méthodes numériques sont plus utilisées pour l'analyse spectrale :

- Méthode FFT 'Fast Fourier Transform'
- Méthode par ondelettes

#### 4-1- Principe d'acquisition numérique du signal

La figure (4-1) illustre le principe de numérisation d'un signal analogique  $x(t)$ .



**Fig. 4.1** Interface de discrétisation

Le signal discret  $x[n]$  est obtenu par l'échantillonnage et la quantification [10] de  $x(t)$  à  $N$  valeurs par une période d'échantillonnage temporelle  $T_e$ .  $T_e$  est choisie pour le convertisseur analogique-numérique (CAN) selon la durée du signal enregistré. Mathématiquement, l'échantillonnage est équivalent à la multiplication du signal  $x(t)$  par un peigne d'impulsion de Dirac cadencé à  $T_e$  :

$$x_e(t) = x(t) \cdot \delta_{T_e}(t) \quad (4-1)$$

Où l'impulsion de Dirac est définie par :

$$\delta(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } t = 0 \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

## 4-2- Analyse spectrale par la méthode FFT : [10]

Le calcul numérique du contenu spectral d'un signal discret se fait par la transformation de Fourier discret (TFD):

### 4-2-1 Approches et définitions

Pour calculer numériquement un spectre, il faut de discrétiser la fréquence. Cette discrétisation n'est autre qu'un échantillonnage dans le domaine fréquentiel. En divisant par N valeurs le domaine fréquentiel  $f$ , l'incrément vaut  $\Delta f = \frac{f_e}{N}$  et les fréquences analysées sont :

$$f = k\Delta f \quad (4-2)$$

Par définition, la transformation de Fourier est définie :

Dans le domaine analogique par:

$$X(jf) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt \xleftrightarrow{\text{TF}} x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(jf)e^{+j2\pi ft} df \quad [10] \quad (4-3)$$

Dans le domaine numérique par :

$$X[jk] = \sum_{k=0}^{N-1} x[n]e^{-j2\pi \frac{kn}{N}} \xleftrightarrow{\text{TFD}} x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X[jk]e^{+j2\pi \frac{kn}{N}} \begin{cases} 0 \leq k \leq N-1 \\ 0 \leq n \leq N-1 \end{cases} [10] \quad (4-4)$$

### 4-2-2 Relations temps-fréquence:

Les relations temps-fréquence sont résumées comme suit:

$$\Delta f = \frac{1}{T} \quad (4-5)$$

$$f_{\max} \equiv f_e = \frac{1}{\Delta T} \equiv \frac{1}{T_e} \quad (4-6)$$

$$\Delta T \cdot \Delta f = \frac{1}{N} \quad (4-7)$$

Où  $T$  : le temps d'acquisition du signal

Avec une fréquence de Nyquist  $f_N$  comme limite du domaine d'analyse spectrale.

$$f_N = \frac{f_e}{2} \quad (4-8)$$

On observe que le nombre de calcul arithmétique nécessaire pour la TFD d'une suite de données de longueur  $N$  est proportionnel à  $N^2$ . Pour une suite de valeur de  $x[n]$  très longue, le temps de calcul devient de plus en plus prohibitif. C'est pourquoi la découverte de l'algorithme de la transformée de Fourier rapide par Tukey et Cooley [11] est une grande importance pour l'analyse spectrale numérique du signal de longue durée à temps raisonnablement court.

Au contraire le nombre d'enregistrement  $N$  de  $x[n]$  doit être une puissance de deux pour qu'on puisse avoir la simplification du calcul par l'algorithme. Donc, le nouvel algorithme de calcul de transformée de Fourier (FFT) demande des opérations très réduites à

$$N_{\text{nov}} = N \log_2(N).$$

#### 4-2-3 Algorithme de FFT :

Pour mieux comprendre cette méthode on résume la structure de l'algorithme comme suit :

On met l'expression (4-4) sous une forme matricielle, en supposant :

$$W = e^{-j\frac{2\pi}{N}} \quad (4-9)$$

Où les affixes de  $W^n$  sont les racines  $N^{\text{ième}}$  de l'équation  $Z^n = 1$ . ( $Z$  représente un nombre complexe)

On obtient :

$$\begin{pmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_{N-1} \end{pmatrix} = \frac{1}{N} [T_N] \begin{pmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_{N-1} \end{pmatrix} \quad (4-10)$$

Avec

$$[T_N] = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W & W^3 & \dots & W^{N-1} \\ 1 & W^2 & W^6 & \dots & W^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & W^{(N-1)} & W^{2(N-1)} & \dots & W^{(N-1)(N-1)} \end{pmatrix} \quad (4-11)$$

Ensuite, on décompose la suite  $x[n]$  en deux parties distinctes d'indice pair et d'indice impair.

Le calcul des éléments de  $X[k]$  pour les  $N/2$  premiers termes devient :

$$\begin{pmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_{N/2-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & W & \dots & W^{2(N/2-1)} \\ 1 & W^2 & \dots & W^{4(N/2-1)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 1 & W^{2(N/2-1)} & \dots & W^{2(N/2-1)W^{(N/2-1)}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_0 \\ x_2 \\ x_4 \\ \vdots \\ x_{2(N/2-1)} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ W & W^3 & \dots & W^{N-1} \\ W^2 & W^6 & \dots & W^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ W^{N/2-1} & W^{3(N/2-1)} & \dots & W^{(N/2-1)(N-1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_3 \\ x_5 \\ \vdots \\ x_{N-1} \end{pmatrix} \quad (4-12)$$

Après l'extraction de la matrice  $[T_{N/2}]$  dans la matrice facteur du vecteur de rang impair, l'équation (4-12) devient :

$$\begin{pmatrix} X_0 \\ X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_{N/2-1} \end{pmatrix} = [T_{N/2}] \begin{pmatrix} x_0 \\ x_2 \\ x_4 \\ \vdots \\ x_{2(N/2-1)} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & W & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & W^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & W^{(N/2-1)} \end{pmatrix} [T_{N/2}] \begin{pmatrix} x_1 \\ x_3 \\ x_5 \\ \vdots \\ x_{N-1} \end{pmatrix} \quad (4-13)$$

Pour le calcul des derniers éléments  $X[k]$  où  $N/2 \leq k \leq N$ , il faut tenir compte la relation  $W^n = 1$  dans l'équation (4-13).

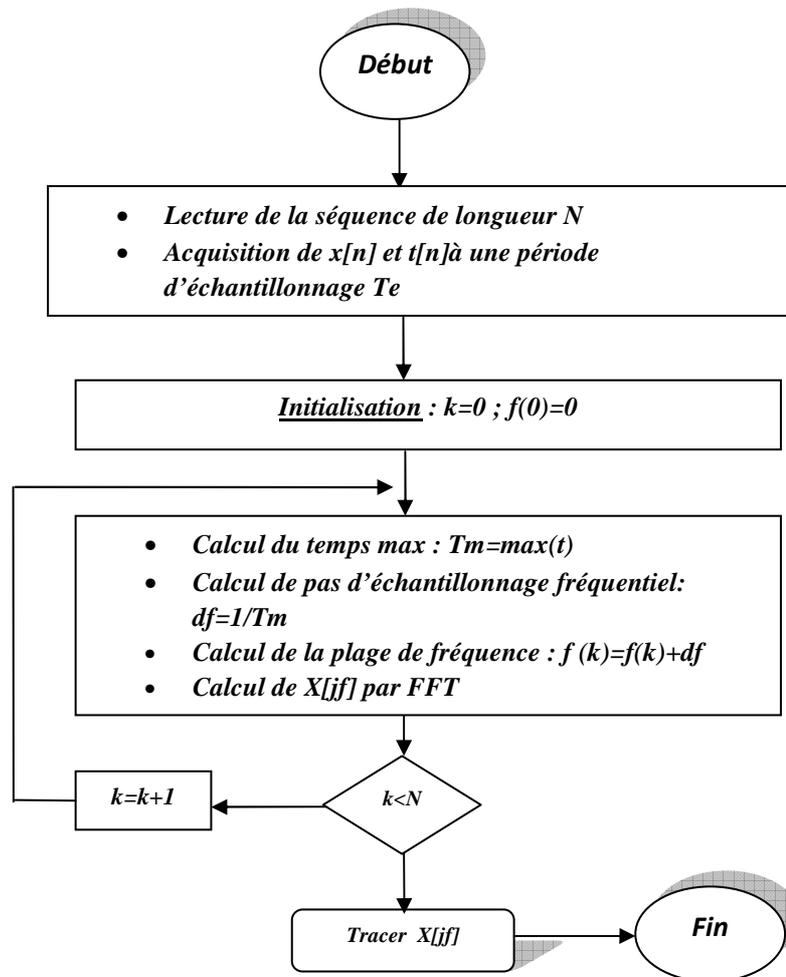
On change les indices, le calcul de  $X[k]$  devient :

$$\begin{pmatrix} X_{N/2} \\ X_{N/2+1} \\ X_{N/2+2} \\ \vdots \\ X_{N-1} \end{pmatrix} = [T_{N/2}] \begin{pmatrix} x_0 \\ x_2 \\ x_4 \\ \vdots \\ x_{2(N/2-1)} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & W & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & W^2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & W^{(N/2-1)} \end{pmatrix} [T_{N/2}] \begin{pmatrix} x_1 \\ x_3 \\ x_5 \\ \vdots \\ x_{N-1} \end{pmatrix} \quad (4-14)$$

En résumé, on constate que le calcul d'une transformée de Fourier d'ordre  $n$  revient au calcul de deux transformées d'ordre  $N/2$ . La seule opération après le calcul du premier élément  $c$ 'est le changement de signe. Ce qui va réduire le nombre de calcul à la moitié des opérations.

#### 4-2-4 Organigramme d'analyse spectrale :

La figure (5-2) représente l'organigramme d'analyse spectrale d'un signal discret  $x[n]$ .



**Fig. 4.2** Organigramme d'analyse spectrale par « FFT »

#### 4-2-5 Reconstruction du signal original :

Connaissant les amplitudes  $A_k$  et les phases  $\varphi_k$  des composantes spectrales de fréquence  $f_k$ , il est aisé de reconstruire le signal non bruité par:

$$x(t) = \sum_k A_k \cos(2\pi f_k t + \varphi_k) \quad (4-15)$$

#### 4-2-6 Remarques : [10]

- Lors de l'analyse spectrale d'une sinusoïde, l'enregistrement de longueur N du signal doit contenir un nombre entier de période. Si ce n'est pas le cas, le composant spectral contient des spectres à haute-fréquences qui peuvent masquer une partie du spectre du signal à analyser. On dit qu'il apparait un phénomène dit : « Effets de bords pour l'analyse spectrale ».
- On ne peut obtenir à la fois une résolution infiniment bonne en temps et en fréquence, il y a un compromis à réaliser entre les deux. Plus un signal  $x(t)$  est bien localisé en temps, c'est-à-dire, on a toutes les informations temporelles sur le signal, moins sa transformée de Fourier est bien localisée en fréquence.
- Lorsqu'on a un signal qui contient différentes fréquences dominantes qui commencent et se terminent à des instants différents, la transformée de Fourier permet de détecter les fréquences dominantes, sans faire ressortir leur caractéristique temporelle. Elle reste une analyse globale du signal  $x(t)$ .

#### 4-2-7 Transformée de Fourier à une fenêtre glissante : [12]

Cette transformée consiste à multiplier le signal  $x(t)$  par une fenêtre qu'on va déplacer sur toute la longueur du signal. On fait un découpage par morceau du signal par une fonction  $g$  comme fenêtre analysante.

On exprime la transformée d'un signal  $x(t)$  par:

$$X(jf) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)g(t-\tau)e^{-j2\pi ft} dt \quad (4-16)$$

Où  $\tau$  désigne le point autour duquel l'analyse est faite.

Pour cette transformée, on obtient une information temporelle et une bonne localisation fréquentielle.

### 4-3- Analyse du signal par la méthode des ondelettes :

#### 4-3-1 Transformation en ondelette continue :

Pour la transformée de Fourier à fenêtre glissante, du fait que l'enveloppe de la fenêtre analysante est rigide, cette méthode devient insuffisante pour certaines applications.

Prenons par exemple, un signal composé d'une fréquence élevée, répétée plusieurs fois à tout instant  $t$ . Si l'on veut l'analyser, on n'aura pas de précision au niveau du spectre à cause de la rigidité de la taille de la fenêtre analysante. La transformée en ondelettes est conçue pour

éviter à ce problème. Elle consiste à analyser le signal  $x$  à l'aide de la fonction  $\psi$  que l'on appelle « ondelette ».

✓ **Famille d'ondelettes:**[14][15]

**a- Définition :**

C'est une famille de fonctions analysantes permettant de modifier la taille et la position par translation le long de l'axe de temps par deux facteurs donnés '  $a$  ' et '  $b$  '.

Elle est définie par :

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (4-17)$$

où  $\frac{1}{\sqrt{a}}$  : coefficient de la normalisation pour avoir la même énergie à chaque fonction  $\psi$

$b$  : coefficient de translation

$a$  : facteur d'échelle

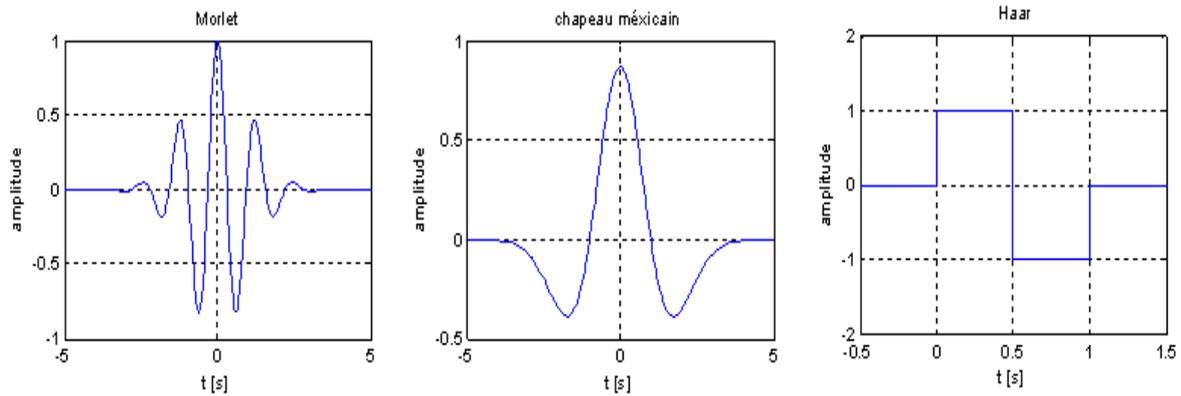
$\psi$  : fonction ondelette mère oscillante avec  $\int_R \psi(t) dt = 0$  et à carré intégrable

Les fonctions  $\psi_{a,b}$  qui constituent la famille d'ondelette se dilatent par le facteur d'échelle '  $a$  ' et se positionnent sur l'axe de temps par le réel '  $b$  '.

On augmente le facteur d'échelle '  $a$  ' pour l'analyse de phénomène de longue durée. C'est-à-dire que,  $|a| > 1$ , dans le cas contraire,  $|a| < 1$  correspond à une contraction.

**b- Exemples des fonctions ondelette mère :**

- Ondelette de Morlet :  $\psi(t) = \cos(5t)e^{-t^2/2}$
- Ondelette chapeau mexicain:  $\psi(t) = \pi^{-1/4} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} (1-t^2)e^{-t^2/2}$
- Ondelette de Haar :  $\psi(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } x \in [0, \frac{1}{2}[ \\ -1 & \text{si } x \in ]\frac{1}{2}, 1] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$



**Fig.4.3** Types d'ondelettes

✓ *Transformée en ondelette continue :*

**Décomposition :**

On glisse la fenêtre  $\psi$  à l'aide des deux paramètres  $(a, b)$  sur le signal  $x(t)$ . On calcule le coefficient d'ondelette pour chaque facteur d'échelle ' $a$ ' et à chaque positions ' $b$ ' variant de 1 à  $N$  ( $N$  étant la longueur du signal  $x(t)$ ). C'est le produit de convolution du signal  $x(t)$  par une ondelette dilatée de ' $a$ ' et translatée de ' $b$ '.

$$C_{a,b} = \langle x, \psi_{a,b} \rangle = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \psi^* \left( \frac{t-b}{a} \right) dt \quad (4-18)$$

avec  $a, b$  réels et  $a > 0$

C

h

a

p

i

t

r

e

5

## Résolution numérique des équations dynamiques

de la machine asynchrone

### 5-1 Introduction :

En physique, la modélisation mathématique d'un système se ramène le plus souvent en un système d'équation différentielle. Elle rend tous les paramétrages du système à étudier. Les résultats de résolution de l'équation permettent de faire l'analyse du système.

Dans ce chapitre, après l'explication brève de la résolution des équations différentielles par la méthode de Runge-Kutta, d'ordre 4, on essaie de chercher les équations réduite de la machine.

### 5-2 Principe de la résolution numérique par la méthode de Runge-Kutta :

Considérons un système de deux équations différentielles de premier ordre suivant :

$$\begin{cases} \frac{dy_1}{dt} = f_1(y_1, y_2, t) \\ \frac{dy_2}{dt} = f_2(y_1, y_2, t) \end{cases} \quad \text{ou} \quad \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f_1(y_1, y_2, t) \\ f_2(y_1, y_2, t) \end{pmatrix} \quad (5-1)$$

Où les deux variables  $y_1$  et  $y_2$  sont en fonction du temps  $t$ .

La méthode Runge-Kutta d'ordre quatre nous permet d'approcher les solutions en mettant comme conditions initiales  $y_1(t_0) = y_{10}$  et  $y_2(t_0) = y_{20}$ .

L'algorithme suivant conduit à la détermination des solutions à chaque pas d'itération 'h' :

$$\begin{aligned} y_{i+1,1} &= y_{i,1} + \frac{h}{6} [k_{11} + 2k_{21} + 2k_{31} + k_{41}] \\ y_{i+1,2} &= y_{i,2} + \frac{h}{6} [k_{12} + 2k_{22} + 2k_{32} + k_{42}] \end{aligned} \quad (5-2)$$

Les coefficients ' $k_{ij}$ ' pour  $\begin{cases} i = 0, 1, 2, \dots, n-1 \\ t = h * n \end{cases}$  sont obtenus à chaque ordre d'intégration.

✓ *Première intégration :*

$$\begin{aligned} k_{11} &= f_1(y_{i1}, y_{i2}, t_i) \\ k_{12} &= f_2(y_{i1}, y_{i2}, t_i) \end{aligned} \quad (5-3)$$

✓ *Deuxième intégration :*

$$\begin{aligned} k_{21} &= f_1\left(y_{i1} + \frac{h}{2}k_{11}, y_{i1} + \frac{h}{2}k_{11}, t_i + \frac{h}{2}\right) \\ k_{22} &= f_2\left(y_{i2} + \frac{h}{2}k_{12}, y_{i2} + \frac{h}{2}k_{12}, t_i + \frac{h}{2}\right) \end{aligned} \quad (5-4)$$

✓ *Troisième intégration :*

$$\begin{aligned} k_{31} &= f_1\left(y_{i1} + \frac{h}{2}k_{21}, y_{i1} + \frac{h}{2}k_{21}, t_i + \frac{h}{2}\right) \\ k_{32} &= f_2\left(y_{i2} + \frac{h}{2}k_{22}, y_{i2} + \frac{h}{2}k_{22}, t_i + \frac{h}{2}\right) \end{aligned} \quad (5-5)$$

✓ *Quatrième intégration :*

$$\begin{aligned} k_{41} &= f_1(y_{i1} + hk_{31}, y_{i1} + hk_{31}, t_i + h) \\ k_{42} &= f_2(y_{i2} + hk_{32}, y_{i2} + hk_{32}, t_i + h) \end{aligned} \quad (5-6)$$

### 5-3 Equations réduites de la machine : [1] [2]

Les expressions du système d'équation (3-18) sont formées dans le repère de Park mobile. La résolution de cette équation nous permet de fixer ce repère à un référentiel donné. Dans ce cas, trois conditions de simplification sont proposées.

✓ *1<sup>er</sup> solution* : le système d'axe (d, q) lié au stator

Les angles deviennent :

$$\theta_s = 0 ; \theta_r = -\theta \quad (5-7)$$

Ce qui entraîne  $\omega_s = \frac{d\theta}{dt} = 0$  ;  $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega$

On choisit ce type de référentiel un vue d'étudier des variations importantes de vitesse associées ou non avec la variation de fréquence d'alimentation.

✓ **2<sup>ème</sup> solution** : le système d'axe (d, q) lié au rotor

Il se traduit par les conditions:  $\theta_r = 0$  ;  $\theta_s = \theta$

(5-8)

Donc  $\omega_s = \frac{d\theta}{dt} = \omega$  et  $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = 0$

Ce type de référentiel est intéressant dans le problème du régime transitoire avec une vitesse considérée comme constante.

✓ **3<sup>ème</sup> solution** : le système d'axe (d, q) lié au champ tournant

Il se traduit par les conditions:  $\frac{d\theta_s}{dt} = \omega$  ;  $\frac{d\theta_r}{dx} = \omega - \omega_r = g\omega$

(5-9)

#### Remarque :

Pour la suite, nous admettons le référentiel lié au stator (5-9). L'équation (3-18) de la machine devient sous la forme réduite:

- Equations électriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\psi_{dr}}{dt} + \omega_r \psi \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\psi_{qr}}{dt} - \omega_r \psi \end{array} \right. \quad (5-10)$$

- Equations mécaniques :

Les équations (3-20), (3-21) restent inchangées.

On peut récapituler dans l'expression ci-après les équations dynamiques réduites de la machine que l'on utilisera durant la simulation. On remplace les flux par ses expressions dans

l'équation (5-10) et en tenant compte de l'annulation de la non-linéarité des inductances à l'aide de la transformation d'axe on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_s \frac{di_{ds}}{dt} + M \frac{di_{dr}}{dt} = v_{ds} - R_s i_{ds} \quad (1) \\ L_s \frac{di_{qs}}{dt} + M \frac{di_{qr}}{dt} = v_{qs} - R_s i_{qs} \quad (2) \\ L_r \frac{di_{dr}}{dt} + M \frac{di_{ds}}{dt} = -\omega_r (M i_{qs} + L_r i_{qr}) - R_r i_{dr} \quad (3) \\ L_r \frac{di_{qr}}{dt} + M \frac{di_{qs}}{dt} = \omega_r (M i_{ds} + L_r i_{dr}) - R_r i_{qr} \quad (4) \\ \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2} p M (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) - C_r \quad (5) \end{array} \right. \quad (5-11)$$

## 5-4 Comportement dynamique de la machine :

### 5-4-1 Equation générale:

On pose que, les enroulements statoriques sont soumis à un système de tensions symétriques.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{as} = V_s \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_v) \\ v_{bs} = V_s \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_v - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cs} = V_s \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_v - \frac{4\pi}{3}) \end{array} \right. \quad (5-12)$$

On prend la tension comme origine de phase, c'est-à-dire,  $\varphi_v = 0$ .

Après transformation de Park appliquée au (5-12), on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{ds} = V_s \sqrt{2} \cos(\omega t) \\ v_{qs} = V_s \sqrt{2} \sin(\omega t) \\ v_{os} = 0 \end{array} \right. \quad (5-13)$$

L'équation (5-11) devient :

$$\begin{cases} L_s \frac{di_{ds}}{dt} + M \frac{di_{dr}}{dt} = V_s \sqrt{2} \cos(\omega t) - R_s i_{ds} \\ L_s \frac{di_{qs}}{dt} + M \frac{di_{qr}}{dt} = V_s \sqrt{2} \sin(\omega t) - R_s i_{qs} \\ L_r \frac{di_{dr}}{dt} + M \frac{di_{ds}}{dt} = -\omega_r (M i_{qs} + L_r i_{qr}) - R_r i_{dr} \\ L_r \frac{di_{qr}}{dt} + M \frac{di_{qs}}{dt} = \omega_r (M i_{ds} + L_r i_{dr}) - R_r i_{qr} \\ \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2} p M (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) - C_r \end{cases} \quad (5-14)$$

Pour la résolution numérique, cette équation peut se mettre sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} L_s & 0 & M & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M & 0 \\ M & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J}{P} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ \omega_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_s \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_{v1}) - R_s i_{ds} \\ V_s \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi_{v1}) - R_s i_{qs} \\ -R_r i_{dr} - \omega_r (L_r i_{qr} + M i_{qs}) \\ -R_r i_{qr} + \omega_r (L_r i_{dr} + M i_{ds}) \\ \frac{3}{2} p M (i_{qs} i_{dr} - i_{qr} i_{ds}) - C_r \end{pmatrix} \quad (5-15)$$

C'est une équation différentielle du premier ordre de la forme :

$$\frac{d}{dt} [Y] = [Z]^{-1} [F] \quad (5-16)$$

avec

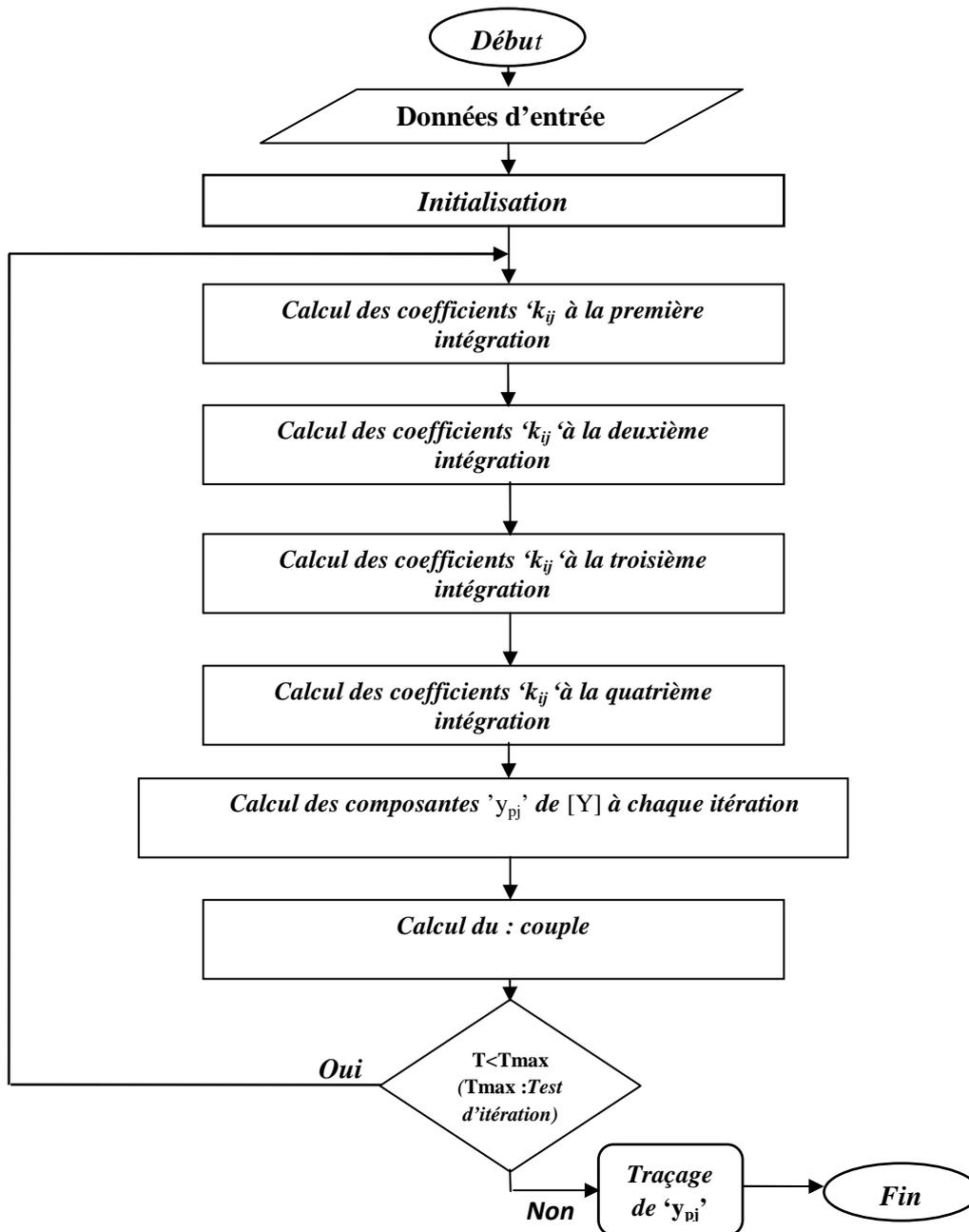
$$[Z] = \begin{pmatrix} L_s & 0 & M & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M & 0 \\ M & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J}{P} \end{pmatrix} \quad (5-17)$$

$$[\mathbf{F}] = \begin{pmatrix} f_1(y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, t) \\ f_2(y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, t) \\ f_3(y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, t) \\ f_4(y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, t) \\ f_5(y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_s \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_v) - R_s i_{ds} \\ V_{sz} \sqrt{2} \sin(z\omega t + \varphi_v) - R_s i_{qs} \\ -R_r i_{dr} - \omega_r (L_r i_{qr} + M i_{qs}) \\ -R_r i_{qr} + \omega_r (L_r i_{dr} + M i_{ds}) \\ \frac{3}{2} p M (i_{qs} i_{dr} - i_{qr} i_{ds}) - C_r \end{pmatrix} \quad (5-18)$$

$$[\mathbf{Y}] = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \\ y_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ \omega_r \end{pmatrix} \quad (5-19)$$

On utilise la méthode de Runge-kutta d'ordre 4 (section (5-2)) pour la résolution de ce système d'équation. Les paramètres à déterminer sont :  $i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, \omega_r$

## 5-4-2 Organigramme de résolution :



**Fig 5-1** Organigramme de résolution de l'équation dynamique de la machine alimentée en tension saine et en courant sain

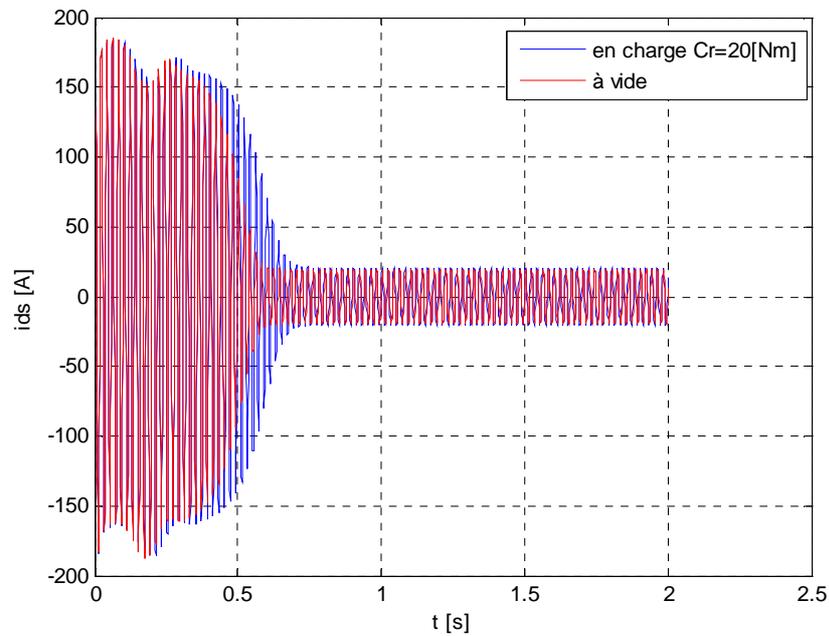
Dont les étapes sont les suivantes :

- Données d'entrée : saisie des matrices [F] et [Z], temps maximal  $T_{\max}$
- Initialisation : on prend les conditions initiales du vecteur [Y], le pas d'intégration 'h', l'indice d'itération 'p' et le pas d'incrémentations 'j' de la composante de [F].
- A chaque pas d'intégration : le calcul des coefficients d'intégrations  $k_{ij}$  se ramène à la résolution de l'équation différentielle dans le paragraphe (5-2).

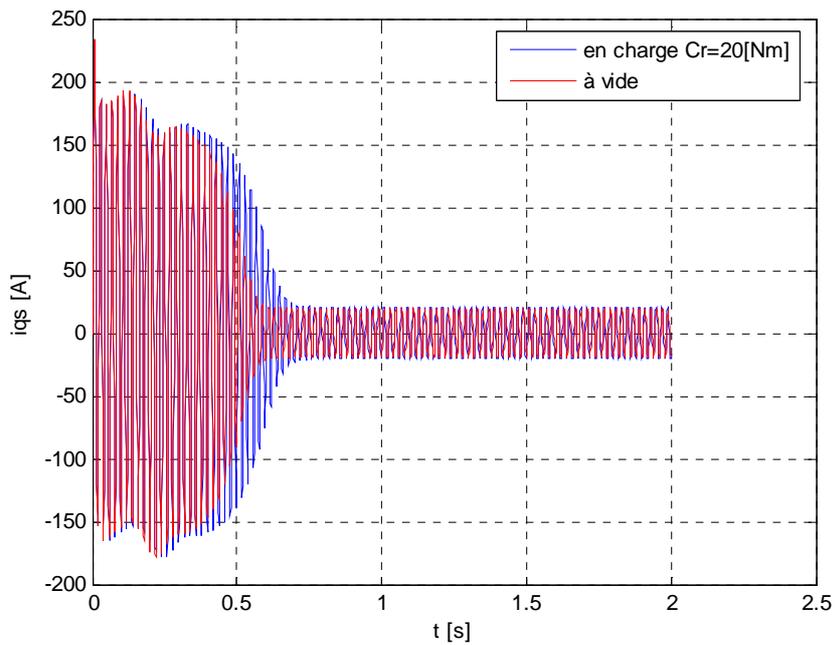
### 5-4-3 Exemple :

On va tracer l'allure des différentes courbes d'un moteur à rotor bobiné qui a les caractéristiques données dans le tableau (Tab A-1 (Annexe)).

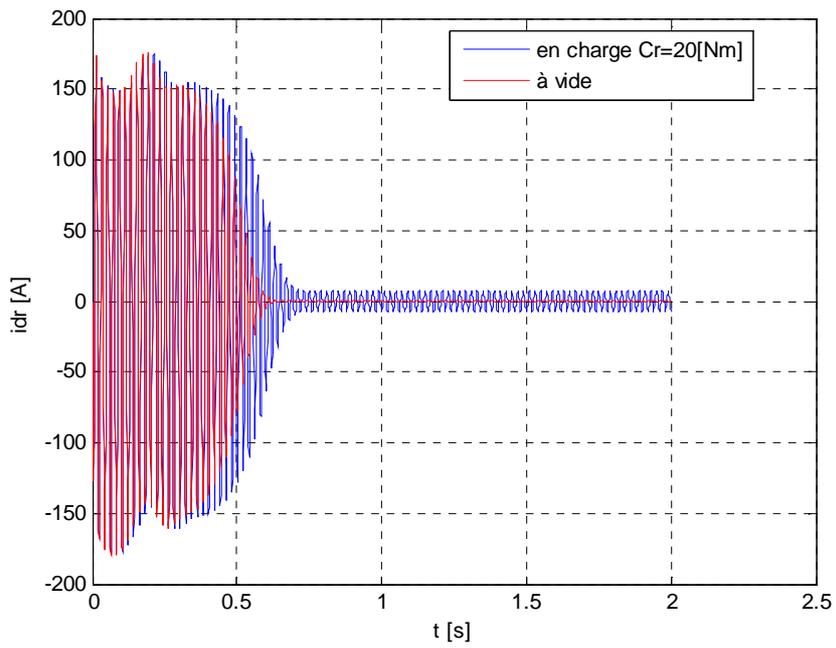
Résultats de simulation :



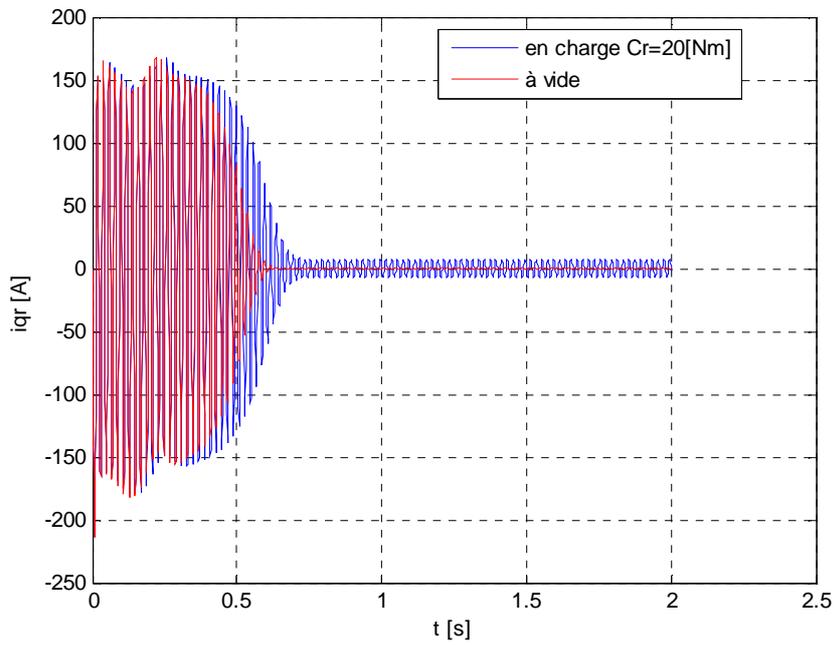
**Fig 5-2** Courbe du courant statorique suivant l'axe 'd'



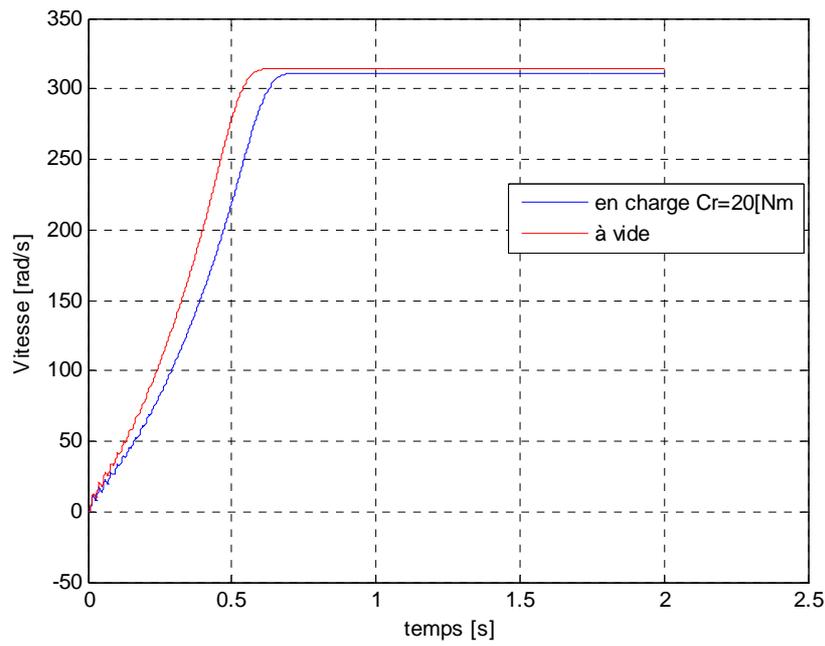
**Fig 5-3** Courbe du courant statorique suivant l'axe 'q'



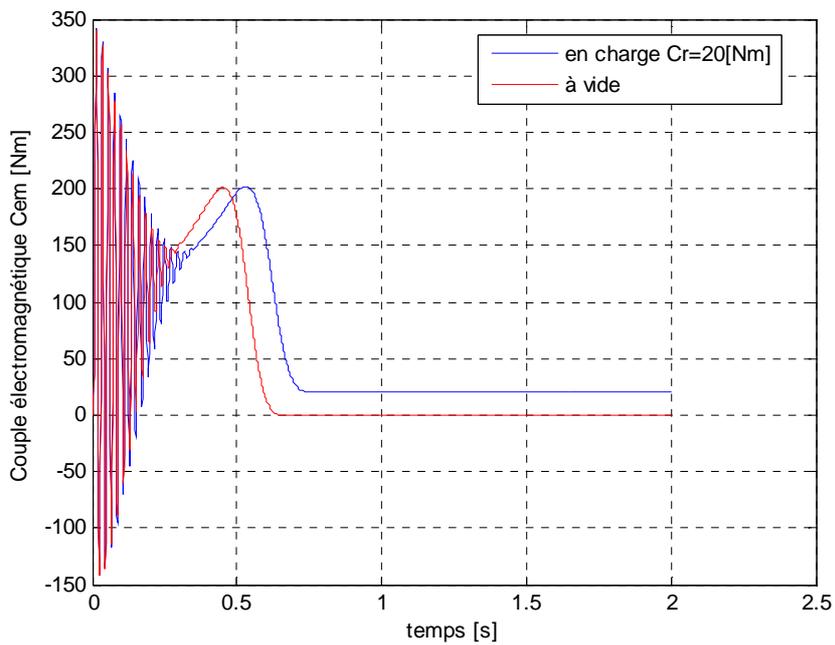
**Fig 5-4** Courbe du courant rotorique suivant l'axe 'd'



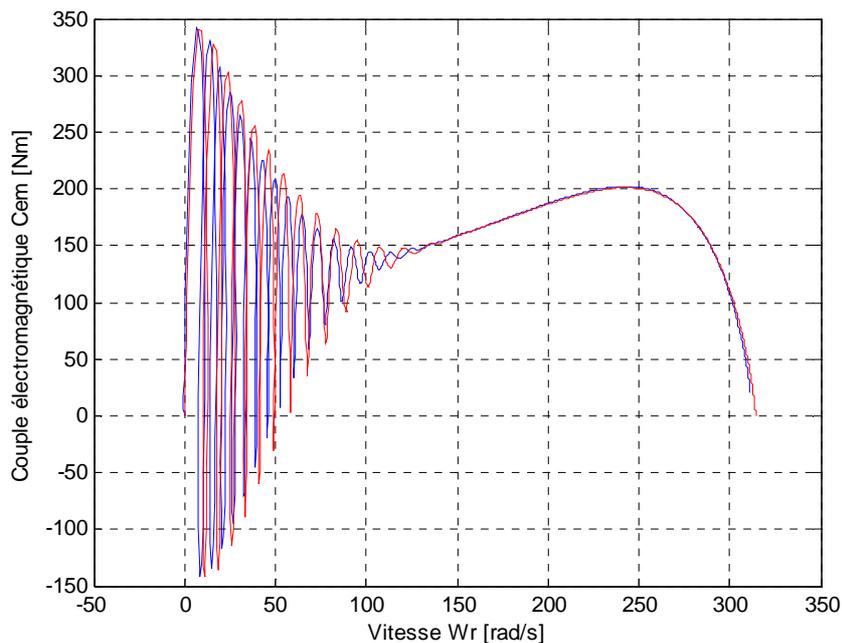
**Fig 5-5** Courbe du courant rotorique suivant l'axe 'q'



**Fig 5-6** Courbe de la vitesse



**Fig 5-7** Couple électromagnétique en fonction du temps



**Fig 5-8** Couple électromagnétique en fonction

#### 5-4-4 Interprétation des résultats :

- Figures (fig5-2) et (fig5-3) : Au démarrage, le moteur absorbe au réseau un courant d'intensité 189 A et en régime permanent de 20A. Ce pic de courant devra être éliminé ou réduit en insérant un rhéostat de démarrage pour les moteurs à rotor bobiné. Pour les moteurs à cage, on démarre avec tension réduite à l'aide d'un autotransformateur. Dans d'autres cas, on adopte un démarrage étoile triangle.

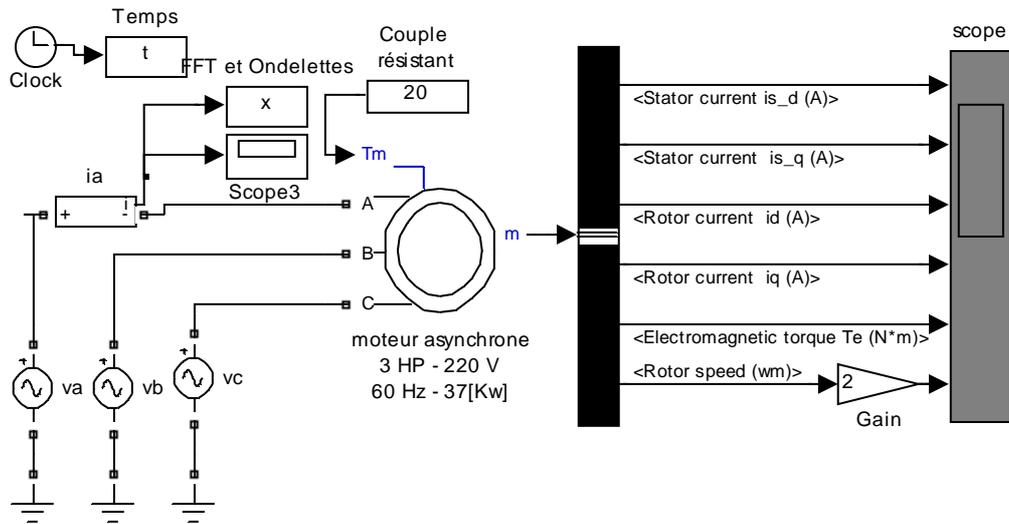
- Figures (fig5-4) et (fig5-5) : L'intensité du courant rotorique au démarrage est 165A et il devient presque nul en régime permanent.

La conversion d'énergie est déduite par l'augmentation du courant rotorique pour avoir une force de Laplace importante sur les brins actifs des enroulements.

- Selon la figure (fig5-6), la vitesse diminue si le moteur est chargé.
- Selon la figure (fig5-7), le couple de démarrage est presque 3 fois plus que couple nominal. L'augmentation de la charge entraîne une augmentation du temps de démarrage du moteur.
- Selon la figure (fig5-8), cette courbe nous permet de déterminer le point de fonctionnement du moteur. Pour la marche à vide, le moteur atteint presque la vitesse de synchronisme.

## 5-5 Simulation sous simulink :

### 5-5-1 Schéma de simulation :

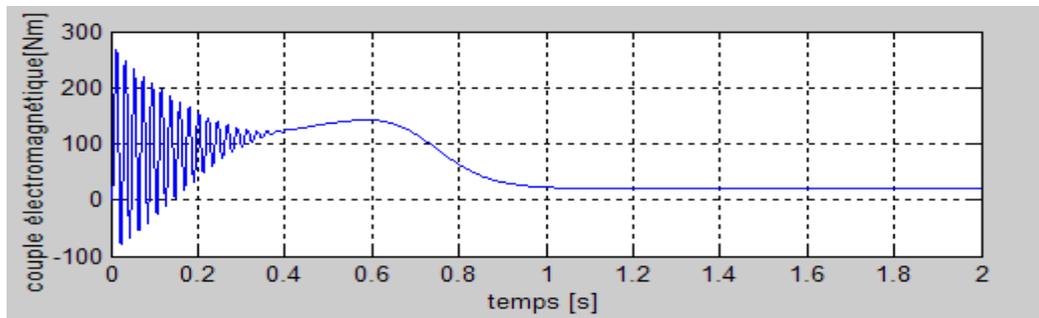


**Fig 5-9** Schéma de simulation du moteur alimenté par une alimentation saine sous simulink

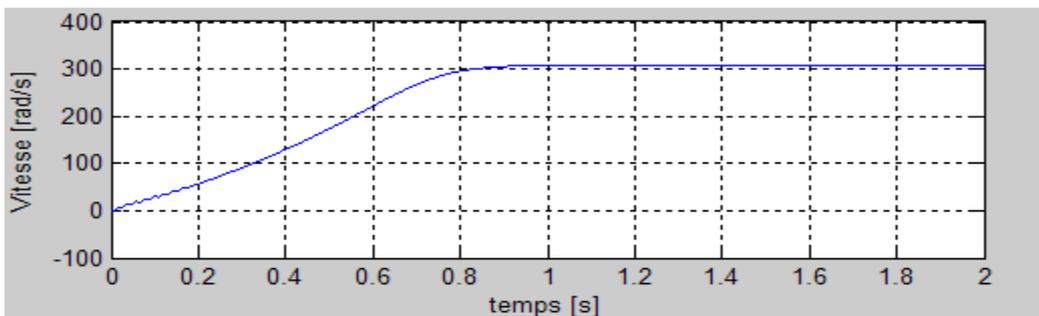
### 5-5-2 Résultat de simulation :

Dans cette simulation, le moteur est alimenté par une source de tension saine.

- Résultats simulink :



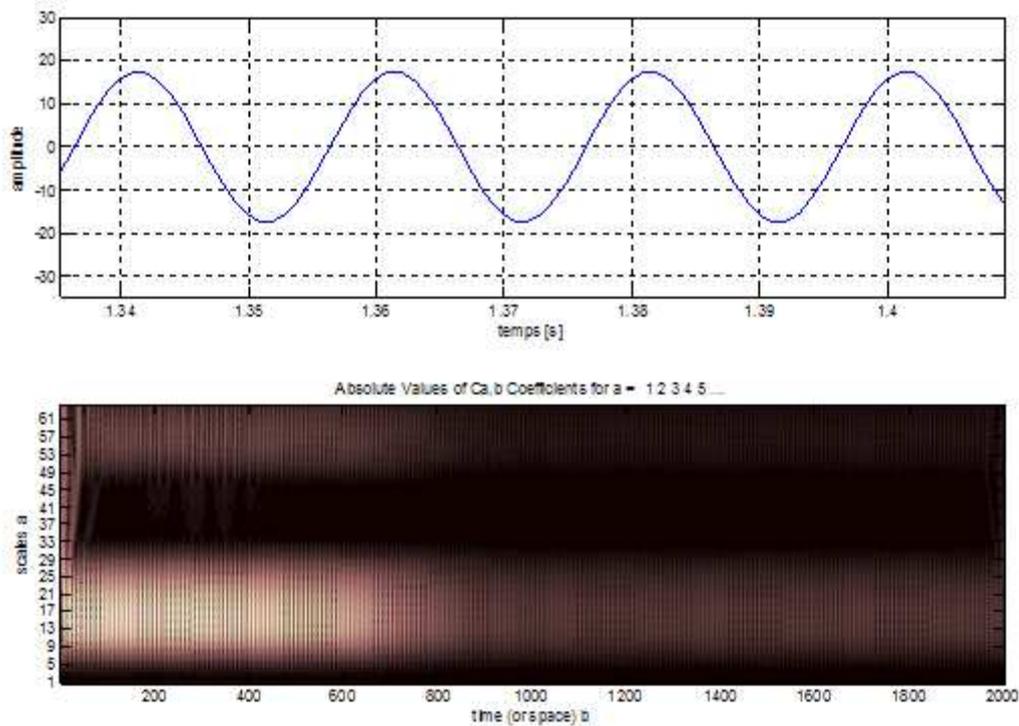
**Fig 5-10** Couple électromagnétique



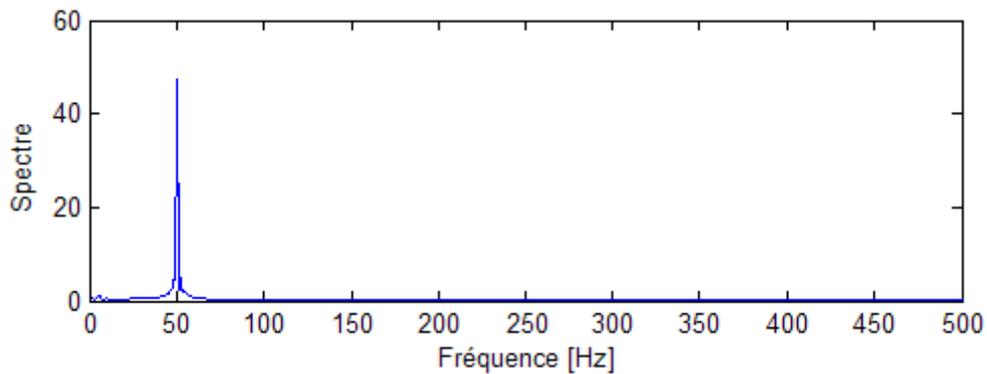
**Fig 5-11** Courbe de vitesse

- Résultats d'analyse spectrale:

On veut analyser l'onde du courant à l'entrée du moteur.



**Fig 5- 12** *Forme du courant et coefficient d'ondelette à l'entrée du moteur alimenté par une source saine*



**Fig 5-13** *Spectre du courant à l'entrée du moteur alimenté par une source saine*

**5-5-3 Interprétation :**

- Figure (fig12)

La forme d'onde du courant est sinusoïdale et sa transformation en ondelette est représenté sur les axes d'échelle a et du temps b. La couleur nous renseigne que, l'onde à analyser contient une seule fréquence.

- Figure (fig13)

Selon la représentation fréquentiel de l'onde du courant, il contient une fréquence 50 [Hz]. C'est la fréquence du réseau de distribution.

# Partie III



## Comportement dynamique du moteur asynchrone

sous une tension polluée

### 6-1 Introduction :

Dans la plupart des installations industrielles, les harmoniques inattendues dans la source d'énergie peuvent entraîner des effets perturbateurs sur le fonctionnement du moteur. On simule ce comportement en ajoutant des composants multiples de la fréquence. Dans notre cas, on a introduit les harmoniques de rang impair 5 et 7 qui sont les plus remarquées dans les réseaux d'énergie électrique et avec un taux variable.

### 6-2 Équation des tensions d'alimentation :

On pose les hypothèses suivantes :

- On prend une source des tensions triphasées, équilibrées, déphasées de  $\frac{2\pi}{3}$ .
- On prend la tension comme référence de phase  $\varphi_{vz} = 0[rad]$  (où z le rang de l'harmonique).
- La fréquence fondamentale de la tension est de 50[Hz].
- Il n'y a pas d'autres pollueurs d'harmonique connectés au réseau.

Pour une source de tension polluée, l'expression des tensions peuvent s'écrire :

$$\begin{cases} v_{as} = V_s \sqrt{2} \sum_{z=1}^{\infty} K_z \cos(z\omega t + \varphi_{vz}) \\ v_{bs} = V_s \sqrt{2} \sum_{z=1}^{\infty} K_z \cos(z\omega t + \varphi_{vz} - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cs} = V_s \sqrt{2} \sum_{z=1}^{\infty} K_z \cos(z\omega t + \varphi_{vz} - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (6-1)$$

Avec  $K_z = \frac{V_{sz}}{V_s}$

Où  $K_z$  représente le rapport entre les deux valeurs efficaces : l'un la tension harmonique et l'autre la tension fondamentale.

En tenant compte des hypothèses ci-dessus, cette expression se transforme dans le repère de Park en:

$$\begin{cases} v_{ds} = V_s \sqrt{2} \sum_{z=1}^{\infty} K_z \cos(z\omega t) \\ v_{qs} = V_s \sqrt{2} \sum_{z=1}^{\infty} K_z \sin(z\omega t) \\ v_{os} = 0 \end{cases} \quad (6-2)$$

### 6-3 Equation générale de la machine :

Le remplacement de (6-2) dans l'équation (5-11) conduit au système d'équation suivant :

$$\begin{cases} L_s \frac{di_{ds}}{dt} + M \frac{di_{dr}}{dt} = V_s \sqrt{2} \sum_{z=1}^{\infty} K_z \cos z\omega t - R_s i_{ds} \\ L_s \frac{di_{qs}}{dt} + M \frac{di_{qr}}{dt} = V_s \sqrt{2} \sum_{z=1}^{\infty} K_z \sin z\omega t - R_s i_{qs} \\ L_r \frac{di_{dr}}{dt} + M \frac{di_{ds}}{dt} = -\omega_r (M i_{qs} + L_r i_{qr}) - R_r i_{dr} \\ L_r \frac{di_{qr}}{dt} + M \frac{di_{qs}}{dt} = \omega_r (M i_{ds} + L_r i_{dr}) - R_r i_{qr} \\ \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2} p M (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) - C_r \end{cases} \quad (6-3)$$

Pour pouvoir résoudre numériquement ce système d'équation, on le met sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} L_s & 0 & M & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M & 0 \\ M & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J}{p} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ \omega_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_s \sqrt{2} \sum_{z=1}^{\infty} K_z \cos z\omega t - R_s i_{ds} \\ V_s \sqrt{2} \sum_{z=1}^{\infty} K_z \sin z\omega t - R_s i_{qs} \\ -R_r i_{dr} - \omega_r (L_r i_{qr} + M i_{qs}) \\ -R_r i_{qr} + \omega_r (L_r i_{dr} + M i_{ds}) \\ \frac{3}{2} p M (i_{qs} i_{dr} - i_{qr} i_{ds}) - C_r \end{pmatrix} \quad (6-4)$$

## 6-4 Simulation en prenant les rangs impaires 5 et 7 :

### 6-4 -1 Equation du moteur :

On prend les deux rangs d'harmoniques car ils ont une importance au fonctionnement du moteur autre que les rangs supérieurs. Dans le cas général, leurs amplitudes sont inférieures à celle du fondamental.

L'équation de la machine peut se mettre sous forme d'équations d'état dont le modèle sera du type :

$$\frac{d}{dt} [Y] = [Z]^{-1} [F] \quad (6-5)$$

Où

$$[Y] = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \\ y_5 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \\ \omega_r \end{pmatrix} \quad (6-6)$$

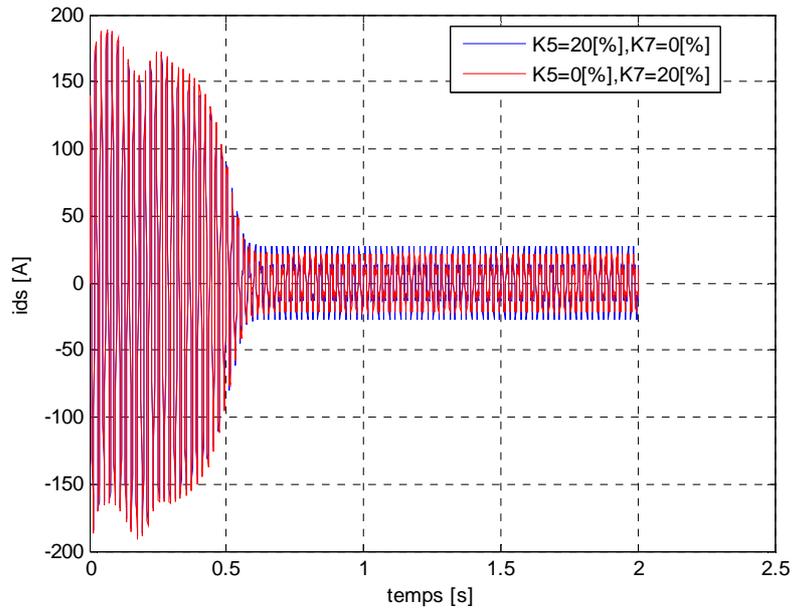
$$[F] = \begin{pmatrix} f_1(y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, t) \\ f_2(y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, t) \\ f_3(y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, t) \\ f_4(y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, t) \\ f_5(y_1, y_2, y_3, y_4, y_5, t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_s \sqrt{2} [\cos(\omega t) + K_5 \cos(5\omega t) + K_7 \cos(7\omega t)] - R_s i_{ds} \\ V_s \sqrt{2} [\sin(\omega t) + K_5 \sin(5\omega t) + K_7 \sin(7\omega t)] - R_s i_{qs} \\ -R_r i_{dr} - \omega_r (L_r i_{qr} + M i_{qs}) \\ -R_r i_{qr} + \omega_r (L_r i_{dr} + M i_{ds}) \\ \frac{3}{2} p M (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) - C_r \end{pmatrix} \quad (6-7)$$

$$[Z] = \begin{pmatrix} L_s & 0 & M & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M & 0 \\ M & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{J}{p} \end{pmatrix} \quad (6-8)$$

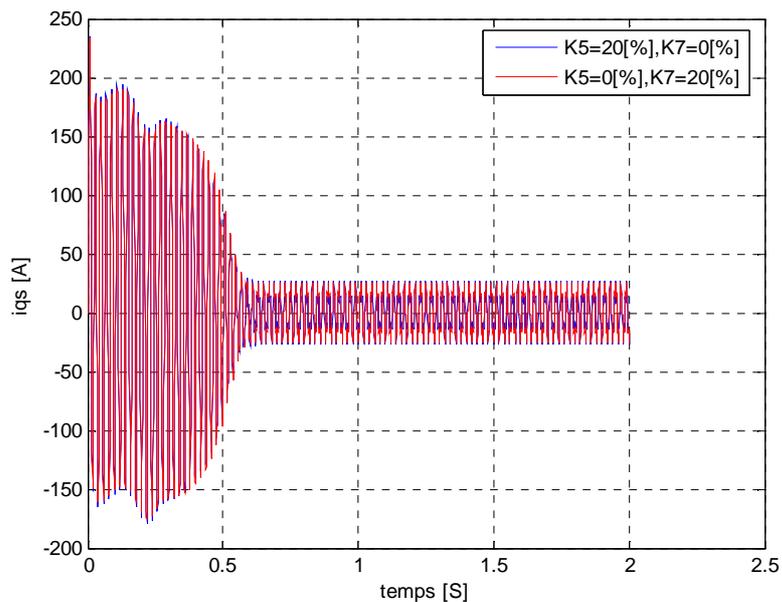
La résolution numérique de l'équation (6-5) se fait par la méthode de Runge-Kutta qu'on a vue auparavant. L'organigramme de résolution est défini à la figure (fig5-1).

### 6-4 -2 Résultats de la simulation

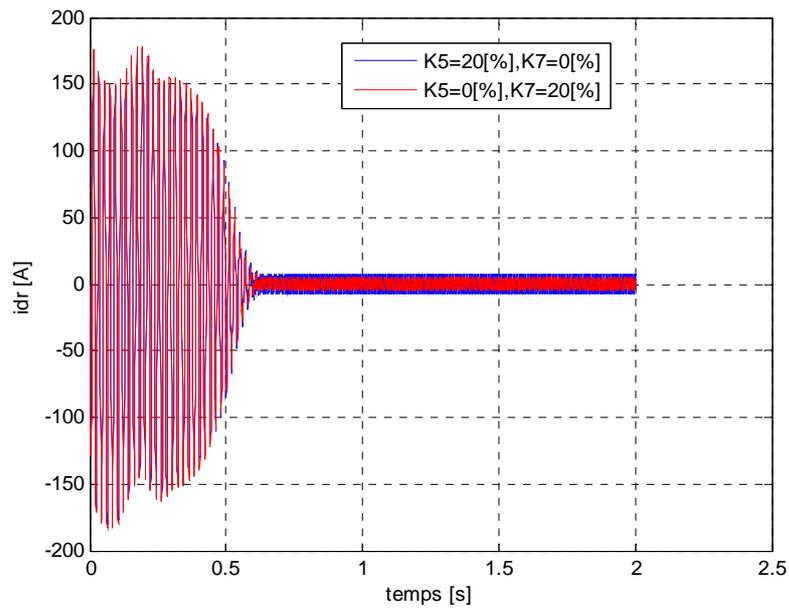
Le type du moteur qu'on va simuler est défini dans le tableau (Tab A-1(Annexe)). Après résolution on obtient les courbes pour le fonctionnement à vide du moteur dont les variables sont :  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ,  $i_{dr}$ ,  $i_{qr}$  et  $\omega_r$



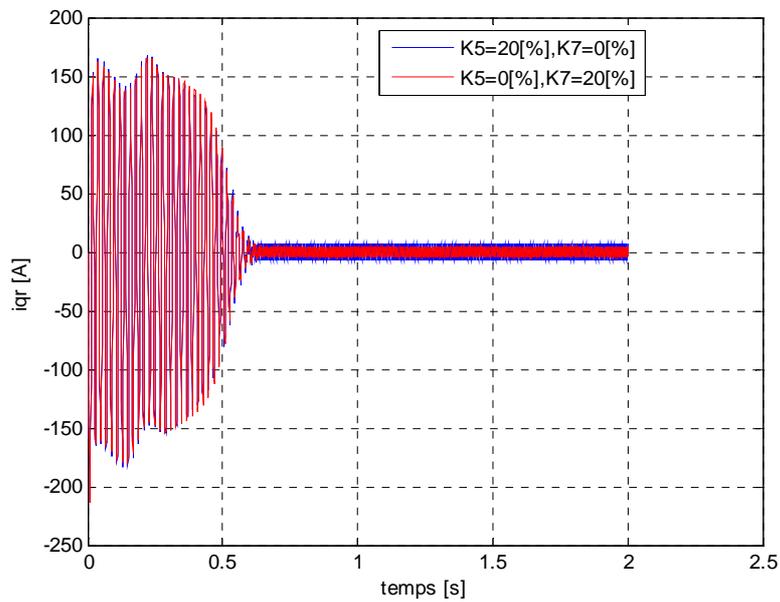
**Fig. 6 -1** Courbe du courant statorique suivant l'axe 'd' du moteur, alimenté en tension polluée et en courant sain.



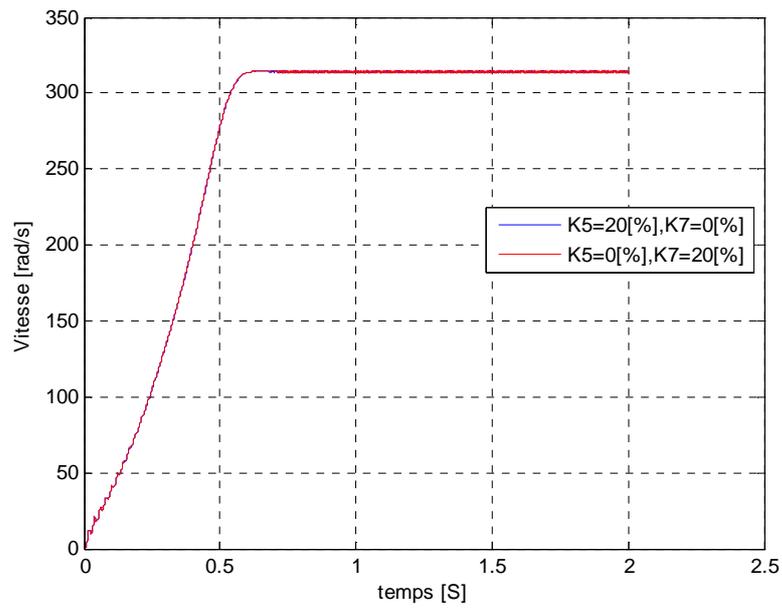
**Fig. 6 -2** Courbe du courant statorique suivant l'axe 'q' du moteur alimenté en tension polluée et en courant sain.



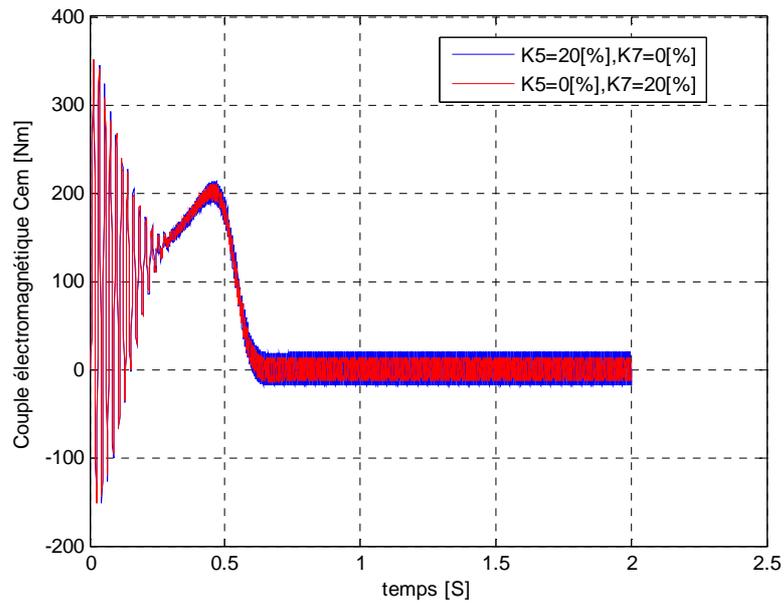
**Fig. 6 -3** Courbe du courant rotorique suivant l'axe 'd' du moteur, alimenté en tension polluée et en courant sain



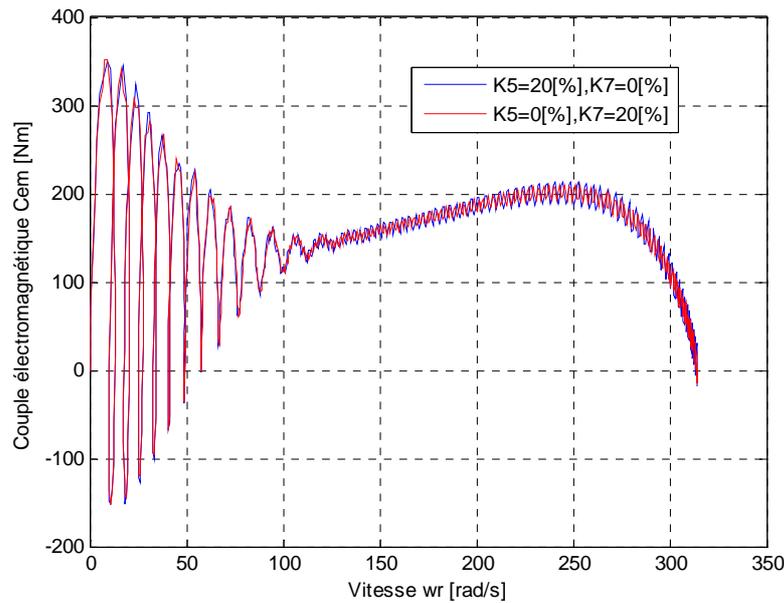
**Fig. 6 -4** Courbe du courant statorique suivant l'axe 'q' du moteur alimenté en tension polluée et en courant sain.



**Fig. 6 -5** Courbe de la vitesse du moteur, alimenté en tension polluée et en courant sain



**Fig. 6 -6** Couple électromagnétique du moteur, alimenté en tension polluée et en courant sain



**Fig. 6 -7** Courbe du couple électromagnétique en fonction de vitesse pour le moteur alimenté en tension polluée et en courant sain

### 6-4-3 Interprétation :

- Courbes des figures (6-1) et (6-2)

Les courants statoriques absorbés par le moteur augmentent en fonction du taux des harmoniques présent dans l'onde de tension.

- Courbes des figures (6-3) et (6-4)

La f.m.m due aux courants harmoniques tourne plus vite que celle due au fondamental. L'interaction entre ces deux couples entraîne une augmentation du courant rotorique. Car le premier couple se présente comme un couple résistant par rapport au deuxième.

Comme la f.m.m due au rang cinq tourne dans le sens contraire de celle due au fondamental, alors l'effet de ce rang est plus prépondérant par rapport au rang sept.

- Courbes de la figure (6-5)

La vitesse du rotor est presque invariant quelque soit le taux d'harmonique injecté dans la tension d'alimentation.

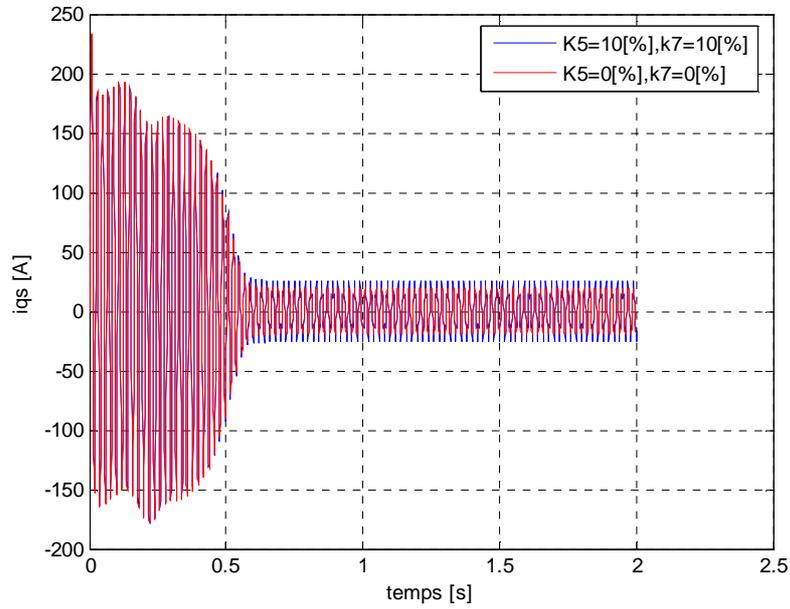
- Courbes de la figure (6-6)

L'existence des harmoniques cinq et sept entraîne une perturbation du couple électromagnétique au niveau de l'entrefer. Cette perturbation se présente comme des oscillations du couple en régime permanent. On remarque que l'harmonique de rang cinq est plus perturbateurs que l'harmonique sept.

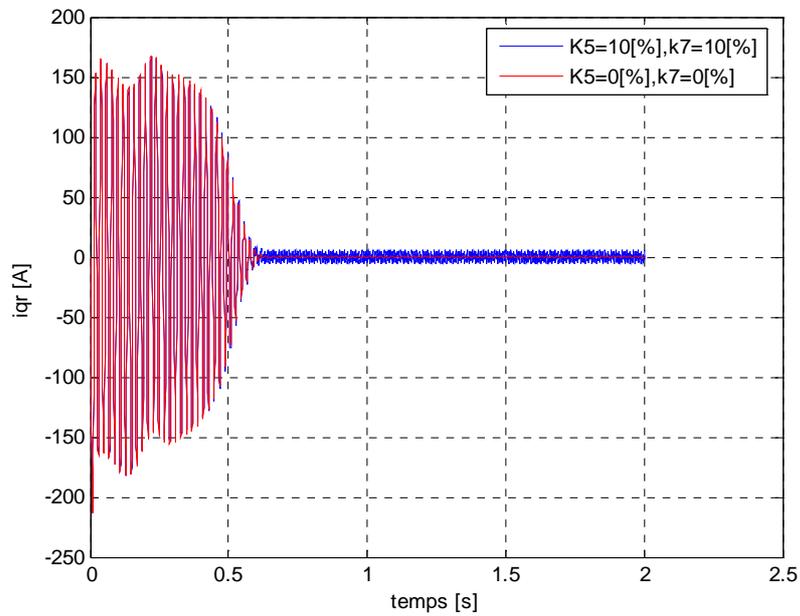
- Courbes de la figure (6-7)

Cette courbe nous renseigne le fonctionnement en régime transitoire du moteur. Dans ce cas, l'oscillation du couple électromagnétique dépend du taux d'harmonique dans la tension

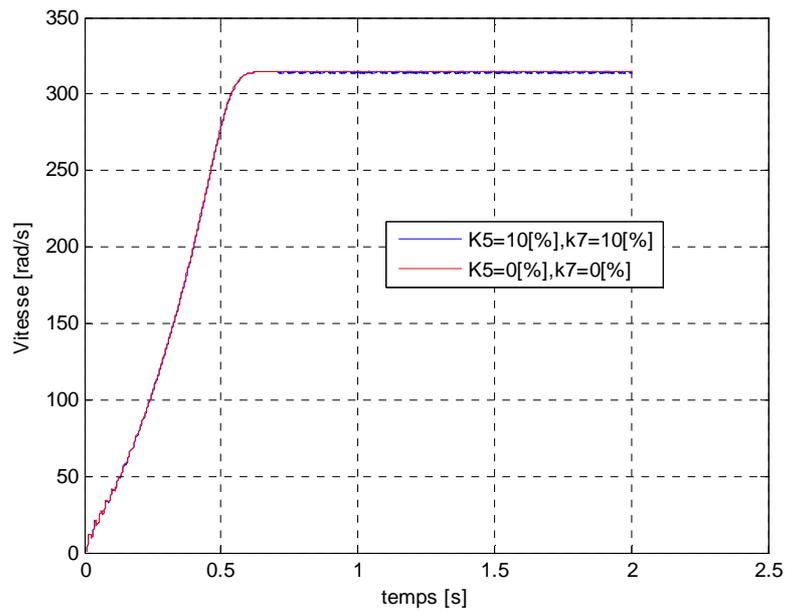
*Considérons que les deux rangs se présentent en même temps :*



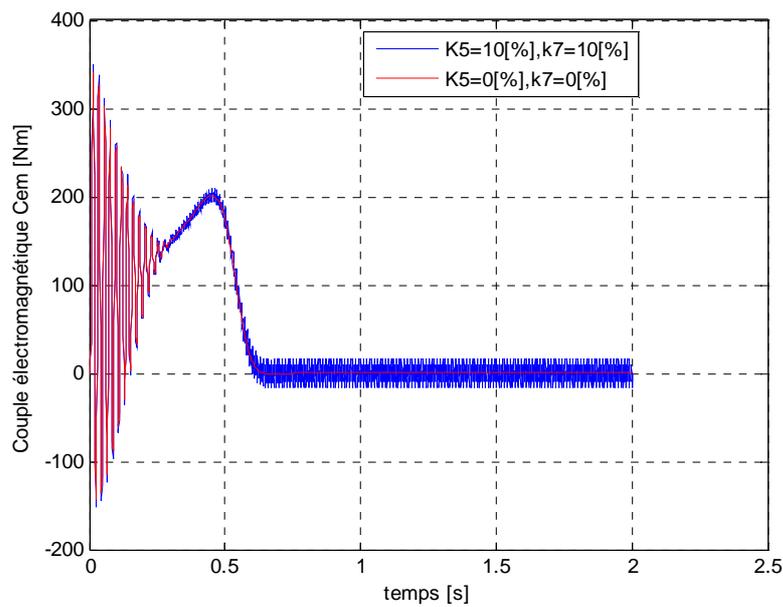
**Fig. 6 -8** Courbe du courant statorique suivant l'axe 'q' du moteur, alimenté en tension polluée de rangs 5 et 7



**Fig. 6 -9** Courbe du courant rotorique suivant l'axe 'q' du moteur alimenté en tension polluée de rang 5 et 7



**Fig. 6 -10** Courbe de vitesse du moteur, alimenté en tension polluée de rangs 5 et 7



**Fig. 6 -11** Courbe du couple électromagnétique du moteur, alimenté en tension polluée de rangs 5 et 7

On a la même interprétation que les figures précédentes. En présence des harmoniques, on observe :

- Une perturbation du couple électromagnétique en régime permanent.
- Une augmentation du courant absorbé par les enroulements.
- La vitesse reste le même en vue macroscopique.

## 6-5 Simulation sous simulink :

### 6-5-1 Schéma de principe :

Dans le schéma de simulation suivant, on alimente directement le moteur par une source de tension triphasée qui contient des harmoniques de rang cinq et sept.

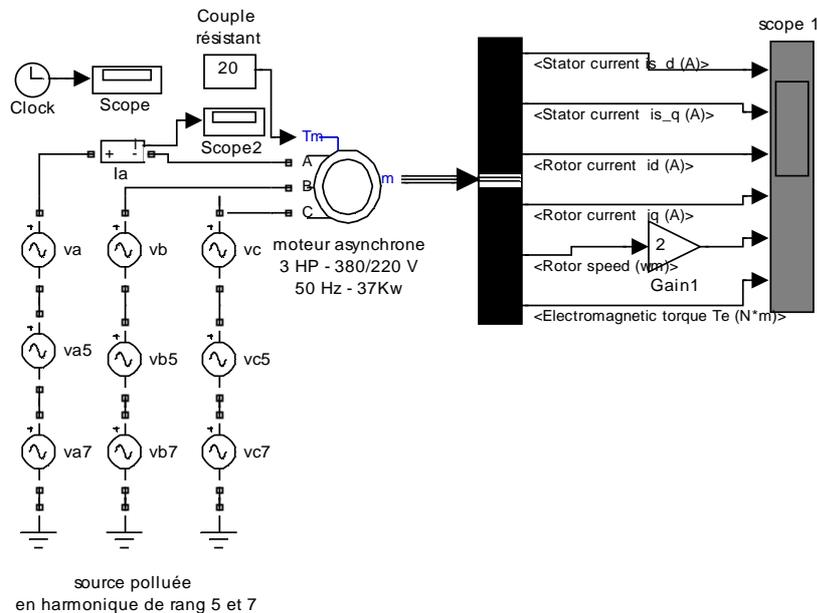


Fig. 6-12 Schéma de simulation du moteur alimenté en tension polluée et en courant sain

### 6-5-2 Résultats de simulation :

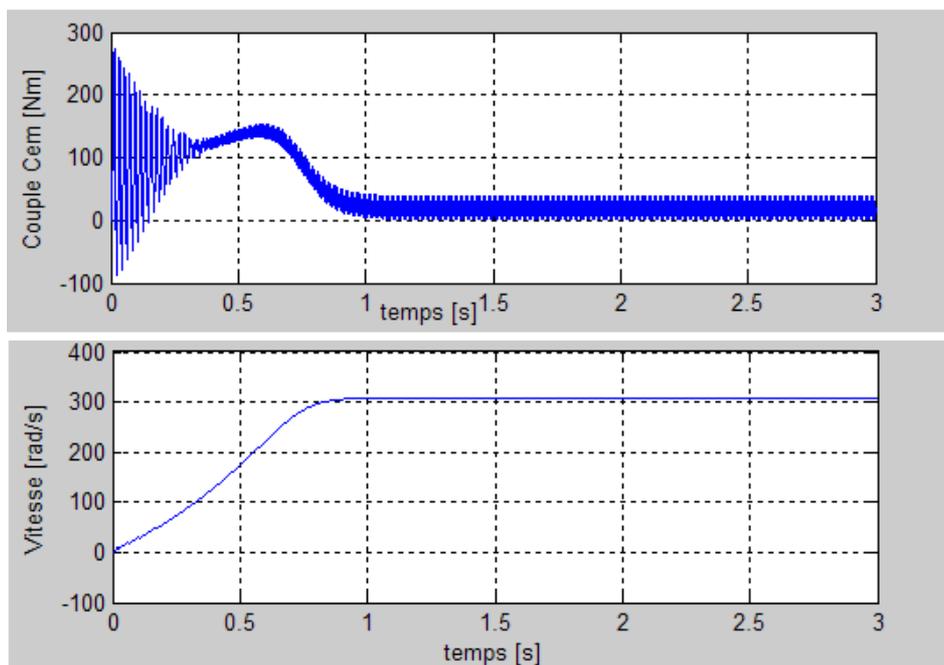
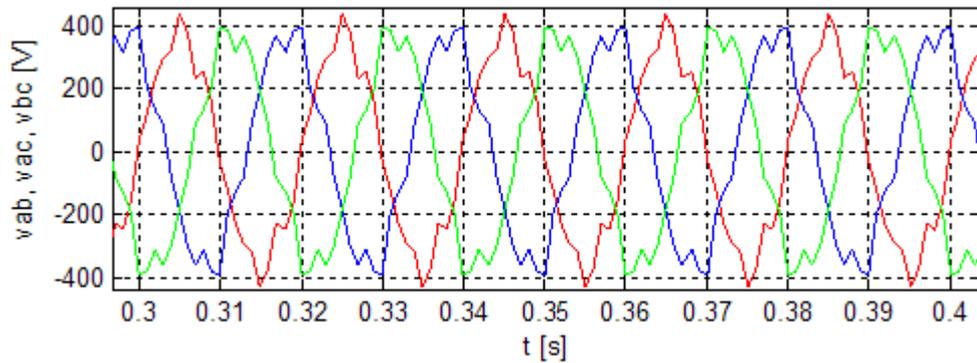
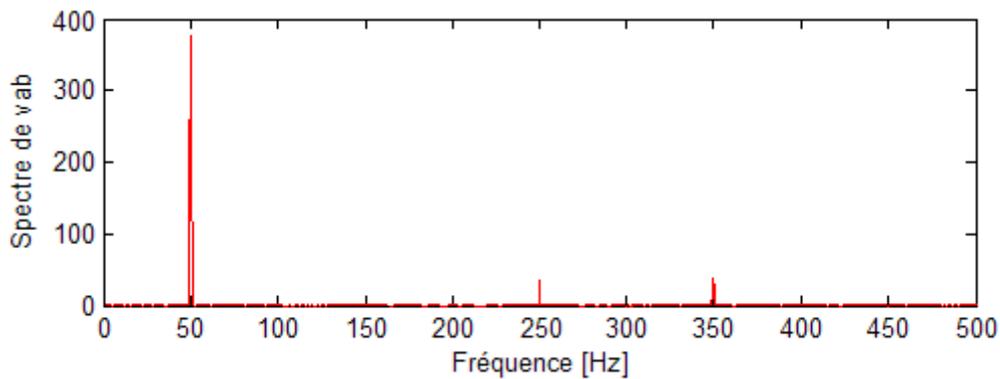


Fig. 6 -13 Courbe du couple électromagnétique et de la vitesse du moteur, alimenté en tension polluée

- Analyse du spectre de l'onde de la tension



**Fig. 6 -14** Courbe des tensions avec harmonique de rang  $K_5=10[\%]$ ,  $K_7=10[\%]$



**Fig.6 -15** Spectre de tension avec harmonique de rang  $K_5=10[\%]$ ,  $K_7=10[\%]$

### 6-5-3 Interprétation :

- Selon la figure (fig 6-14), la forme de la tension n'est pas une sinusoïdale pure.
- Selon la figure (fig (6-15), on observe les deux raies spectrales qui constituent l'onde de la tension. Les deux fréquences sont situées à 250 [Hz] et 350 [Hz].

C  
hapitre

7

C  
omportement dynamique du moteur asynchrone

sous une tension saine et courant pollué

La plupart de récepteurs électriques tels que : les industries, les simples utilisateurs ..., contiennent des charges non linéaires. La connexion de ce type de charge sur le réseau entraîne une déformation du courant. Cette déformation peut se traduire par l'existence des harmoniques injectées dans l'onde du courant.

**7-1 Equations générales :****7-1-1 Expression du courant pollué :**

Les phases du stator sont alimentées par un système de courant triphasé, équilibré, direct.

Supposons que :

- Le courant est la référence de phase :  $\varphi_{ik} = 0$
- Les harmoniques sont en phases
- On connaît le taux  $T_k$  d'harmonique de rang 'k' par rapport au fondamental.

Après l'analyse de l'onde du réseau par la méthode « FFT », on peut reconstruire les courants d'alimentation du moteur. Ils ont les formes suivantes :

$$\begin{cases} i_{as} = I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \cos(k\omega t) \\ i_{bs} = I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \cos(k\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{cs} = I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \cos(k\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (7-1)$$

Avec  $T_k = \frac{I_{sk}}{I_s}$

Ils s'expriment dans le repère de Park par:

$$\begin{cases} i_{ds} = I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \cos(k\omega t) \\ i_{qs} = I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \sin(k\omega t) \end{cases} \quad (7-2)$$

En dérivant membre à membre l'équation (7-2), on obtient :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = -\omega I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} k T_k \sin k\omega t \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \omega I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} k T_k \cos k\omega t \end{cases} \quad (7-3)$$

### 7-1-2 Équation des tensions :

Comme les tensions d'alimentation sont saines, elles sont définies par les équations (5-12) et (5-13).

### 7-1-3 Équation de la machine :

Après le remplacement des expressions (7-1) et (7-2) dans l'équation (5-11), on a :

$$M \frac{di_{dr}}{dt} = V_s \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_v) - R_s I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \cos k\omega t + L_s \omega I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} k T_k \sin k\omega t \quad (7-4)$$

$$M \frac{di_{qr}}{dt} = V_s \sqrt{2} \sin(\omega t + \varphi_v) - R_s I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \sin k\omega t - L_s \omega I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} k T_k \cos k\omega t \quad (7-5)$$

$$L_r \frac{di_{dr}}{dt} = -\omega_r (I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \sin k\omega t + L_r i_{qr}) - R_r i_{dr} + M \omega I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} k T_k \sin k\omega t \quad (7-6)$$

$$L_r \frac{di_{qr}}{dt} = \omega_r (M I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \cos k\omega t + L_r i_{dr}) - R_r i_{qr} + M \omega I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} k T_k \cos k\omega t \quad (7-7)$$

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2} p M (i_{dr} I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \sin k\omega t - i_{qr} I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \cos k\omega t) - C_r \quad (7-8)$$

La combinaison des équations (7-6), (7-7), (7-8), conduit à la forme matricielle suivante:

$$\begin{pmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & \frac{J}{p} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ \omega_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_s M (-\omega_r \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \sin k\omega t + \omega \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} k T_k \sin k\omega t) - \omega_r L_r i_{qr} - R_r i_{dr} \\ I_s M (\omega_r \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \cos k\omega t + \omega \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} k T_k \cos k\omega t) - \omega_r L_r i_{dr} - R_r i_{qr} \\ \frac{3}{2} p M I_s \sqrt{2} (i_{dr} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \sin k\omega t - i_{qr} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \cos k\omega t) - C_r \end{pmatrix} \quad (7-9)$$

## 7-2 Exemple de simulation :

### 7-2-1 Equations de la machine :

Dans cette simulation, on suppose que le courant ne contient que les harmoniques de rang cinq et sept. Donc, l'équation (7-10) peut s'écrire sous forme d'équations d'état dont le modèle sera du type :

$$\frac{d}{dt}[\mathbf{Y}] = [\mathbf{Z}]^{-1} [\mathbf{F}] \quad (7-11)$$

Où

$$[\mathbf{Y}] = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ \omega_r \end{pmatrix} \quad (7-12)$$

$$[\mathbf{F}] = \begin{pmatrix} f_1(y_1, y_2, y_3, t) \\ f_2(y_1, y_2, y_3, t) \\ f_3(y_1, y_2, y_3, t) \end{pmatrix} =$$

$$\begin{pmatrix} I_s \sqrt{2} M [-\omega_r (\sin \omega t + T_5 \sin 5\omega t + T_7 \sin 7\omega t) + \omega (\sin \omega t + 5T_5 \sin 5\omega t + 7T_7 \sin 7\omega t)] - \omega_r L_r i_{qr} - R_r i_{dr} \\ I_s \sqrt{2} M [\omega_r (\cos \omega t + T_5 \cos 5\omega t + T_7 \cos 7\omega t) + \omega (\cos \omega t + 5T_5 \cos 5\omega t + 7T_7 \cos 7\omega t)] - \omega_r L_r i_{qr} - R_r i_{dr} \\ \frac{3}{2} p M I_s \sqrt{2} [i_{dr} (\sin \omega t + T_5 \sin 5\omega t + T_7 \sin 7\omega t) - i_{qr} (\cos \omega t + 5T_5 \cos 5\omega t + 7T_7 \cos 7\omega t)] - C_r \end{pmatrix} \quad (7-13)$$

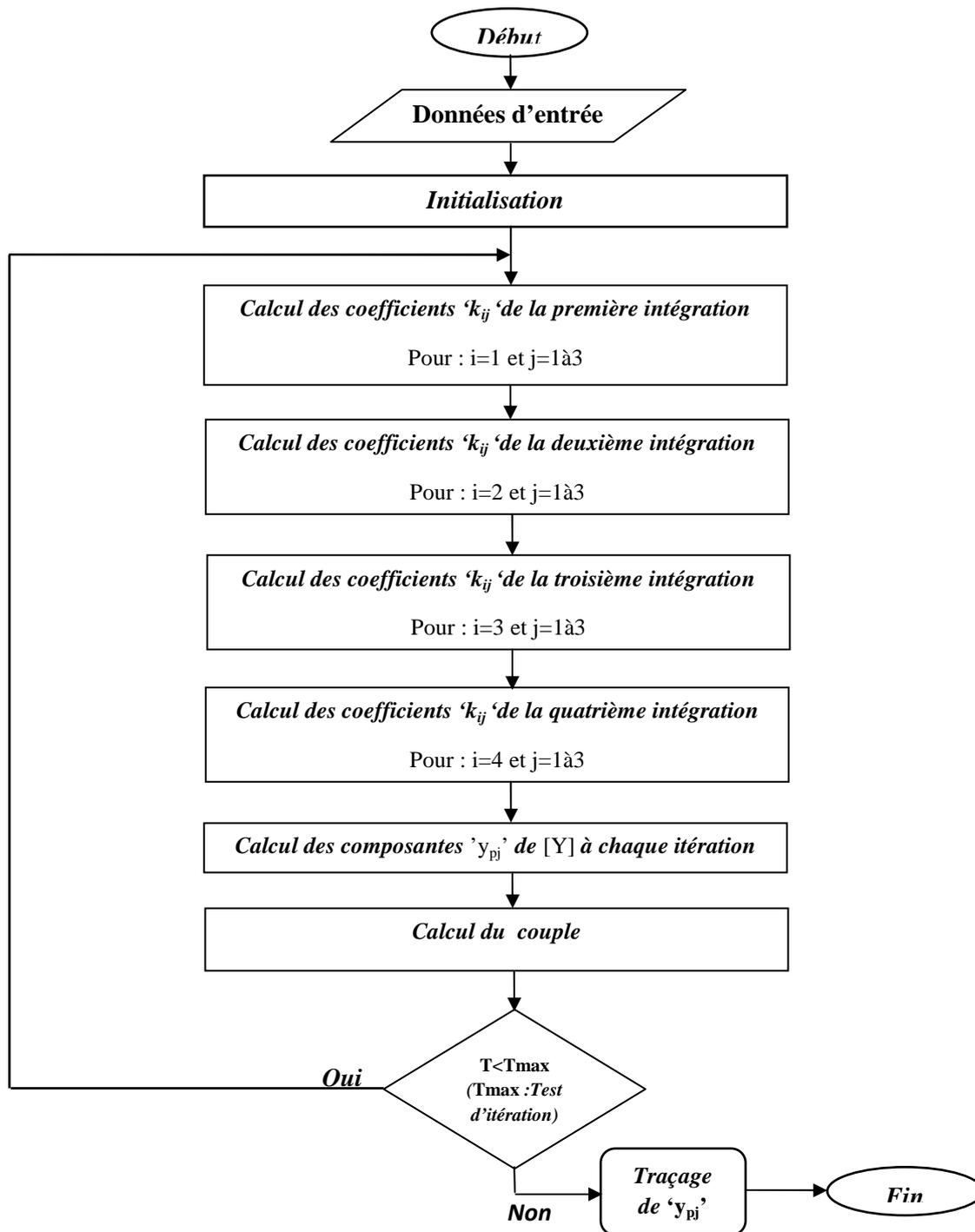
$$[\mathbf{Z}] = \begin{pmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & \frac{J}{p} \end{pmatrix} \quad (7-14)$$

$$I_s = \frac{L_r V_s \sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_v) + M \omega_r L_r i_{qr} + M R_r i_{dr}}{M^2 \sqrt{2} [-\omega_r (\sin \omega t + T_5 \sin 5\omega t + T_7 \sin 7\omega t) + \omega (\sin \omega t + 5T_5 \sin 5\omega t + 7T_7 \sin 7\omega t)] - L_r \sqrt{2} [L_s \omega (\sin \omega t + T_5 \sin 5\omega t + T_7 \sin 7\omega t) - R_s (\cos \omega t + T_5 \cos 5\omega t + T_7 \cos 7\omega t)]} \quad (7-15)$$

### 7-2-2 Organigramme de résolution

Pour résoudre l'équation (7-11), on utilise la méthode de résolution Runge-Kutta d'ordre 4.

Les paramètres à calculer sont :  $i_{dr}, i_{qr}, \omega_r$ .



**Fig 7-1** Organigramme de résolution de l'équation dynamique du moteur alimenté en tension saine et courant pollué

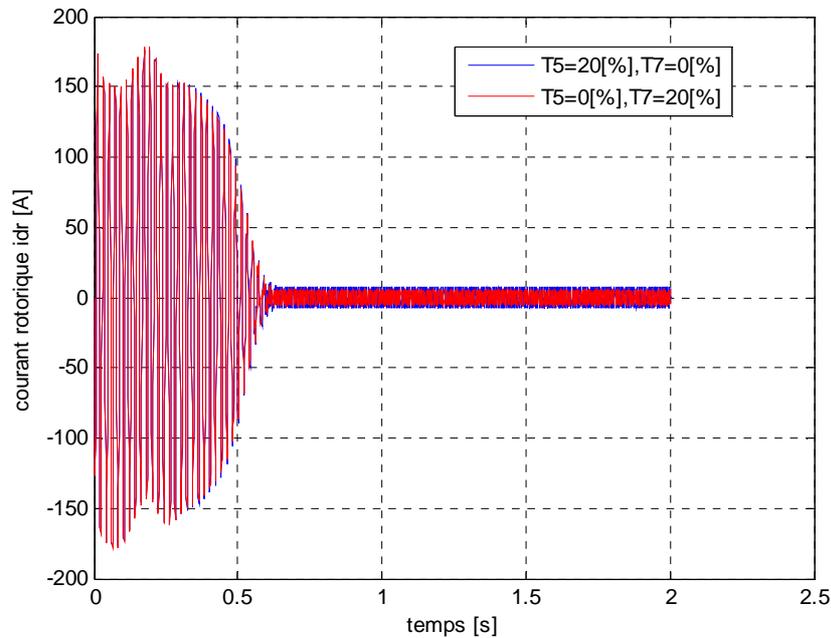
Dont les étapes sont :

- Données d'entrée : Saisie des matrices [F] et [Z], temps maximal  $T_{max}$  .
- Initialisation : du vecteur [Y], du pas d'intégration 'h', de l'indice d'itération 'p' et du pas d'incrémentations 'j' de la composante de [F].

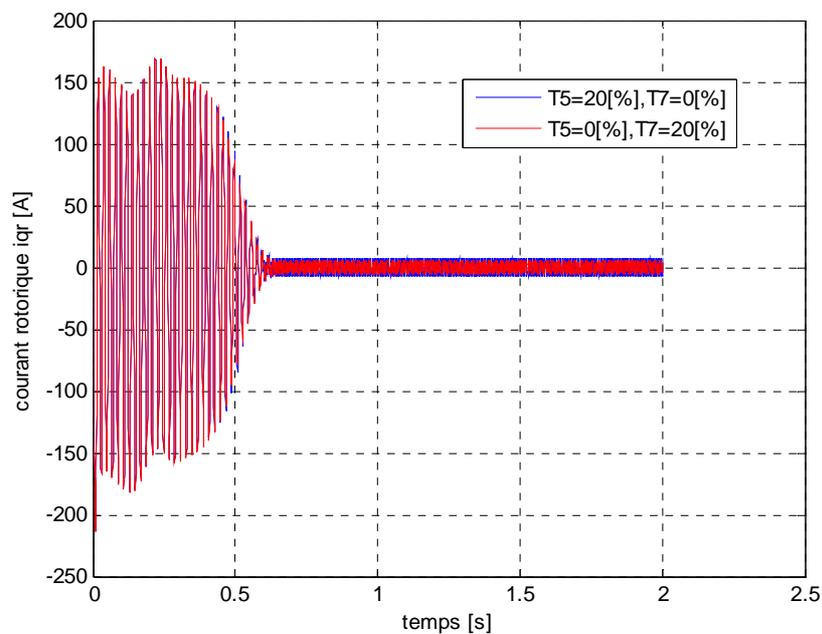
- A chaque pas d'intégration : le calcul des coefficients d'intégrations  $k_{ij}$  se ramène à la résolution de l'équation différentielle définie dans la section (5-2).

### 7-2-3 Résultats de simulation

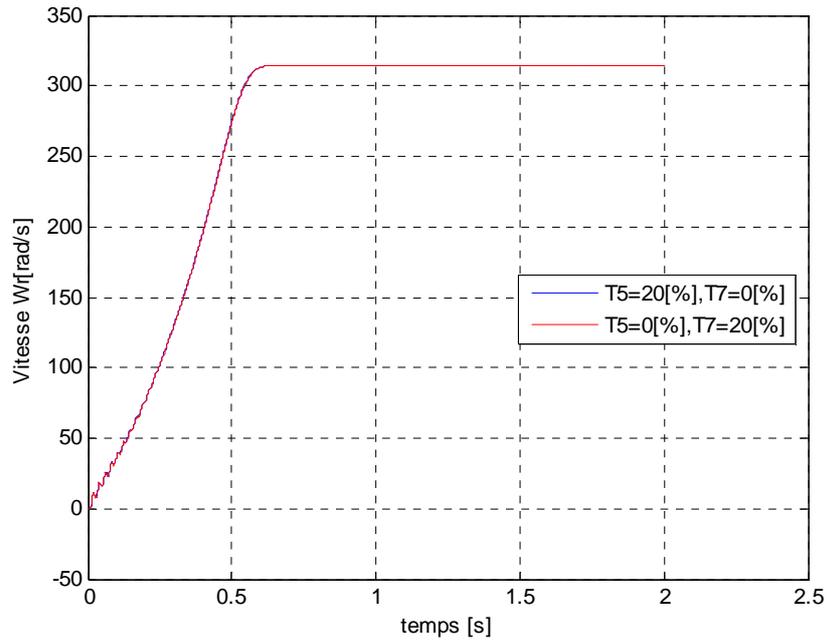
On va essayer de tracer l'allure des différentes courbes de fonctionnement à vide.



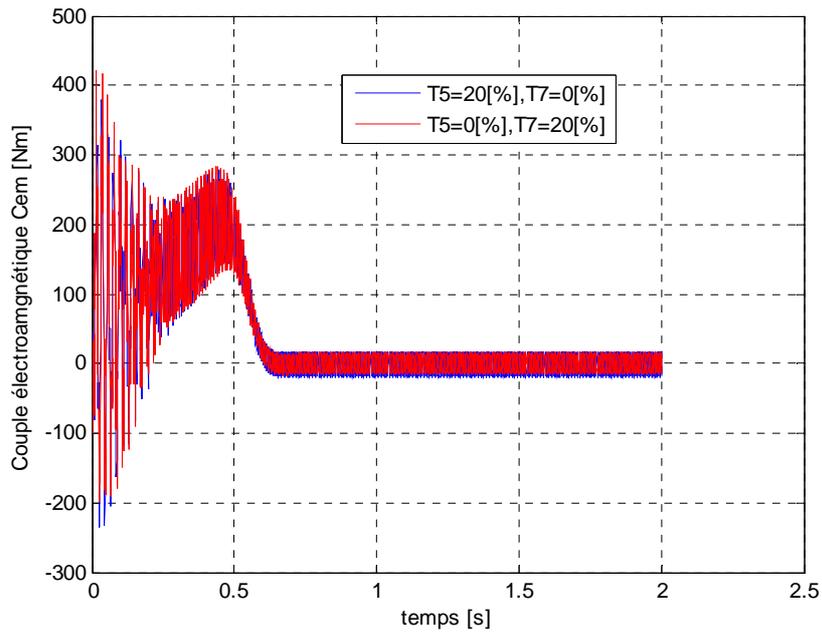
**Fig.7-2** Courbe du courant rotorique suivant l'axe 'd', pour le moteur alimenté en courant pollué



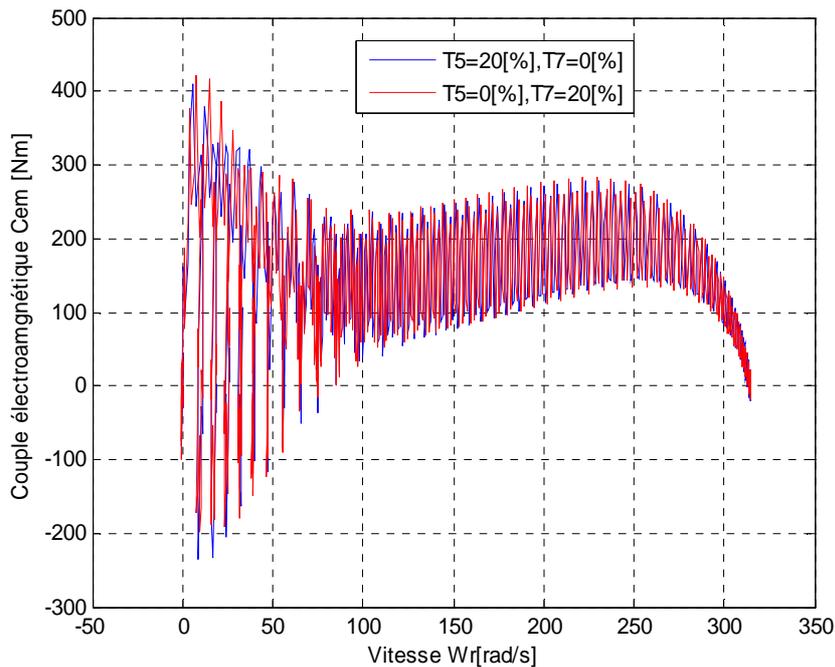
**Fig. 7- 3** Courbe du courant rotorique suivant l'axe 'q', pour le moteur alimenté en tension saine et en courant pollué



**Fig. 7 -4** Courbe de la vitesse du moteur alimenté en tension saine et en courant pollué



**Fig. 7 -5** Couple électromagnétique du moteur alimenté en tension saine et en courant pollué



**Fig. 7-6** Courbe du couple électromagnétique en fonction de vitesse pour le moteur alimenté en tension saine et en courant pollue

#### 7-2-4 Interprétation

- Courbes des figures (7-2) et (7-3)

Les harmoniques de courant entraînent une augmentation de la consommation en courant dans les circuits rotoriques. L'amplitude de ce courant, pour le cas du rang cinq est plus élevée que celle du rang sept.

- Courbes de la figure (7-4)

La vitesse reste constante quelque soit le rang d'harmoniques injecté dans le moteur. En régime permanent, la courbe de la vitesse prend une oscillation de faible amplitude.

- Courbes de la figure (7-5)

Comme la pollution en tension, le comportement de la machine reste pareil.

Au démarrage, le couple prend une grande oscillation mélangé à une onde apériodique, qui peut entraîner l'usure rapide des pièces mécaniques.

- Courbes de la figure (7-6)

L'intersection de la courbe du couple résistant, en fonction de la vitesse, avec cette courbe nous permet de donner le point de fonctionnement du moteur. Mais dans ce cas, nous avons une courbe plus oscillée, ce qui entraîne une perturbation électromagnétique du moteur. Sur le plan mécanique, le moteur tourne normalement du fait de l'inertie du rotor.

### 7-3 Simulation sous simulink

#### 7-3-1 Dimensionnement des composants

- Temps de simulation  $t = 1[s]$  et le temps d'échantillonnage  $T_e = 0.001[s]$
- Le moteur asynchrone utilisé est défini dans le tableau (Tab A-1(Annexe)).
- La charge génératrice d'harmonique est caractérisée par le tableau suivant:

type	Désignation	symbole	Valeur	Unité
Pont de diode (PD3)	Resistance	$R_d$	0.001	$[\Omega]$
	Inductance	$L_d$	0	$[H]$
	Forward voltage	$V_d$	0.8	$[V]$
Transformateur	Puissance nominale	$P_n$	160	$[Kw]$
	Couplage	Triangle-étoile		
	Rapport de transformation	m	0.09	
Charge	Resistance	R	0.1	$[\Omega]$
	Inductance de lissage	L	1	$[mH]$

Tab. 7 -1 Caractéristiques du redresseur

#### 7-3-2 Schémas de simulation

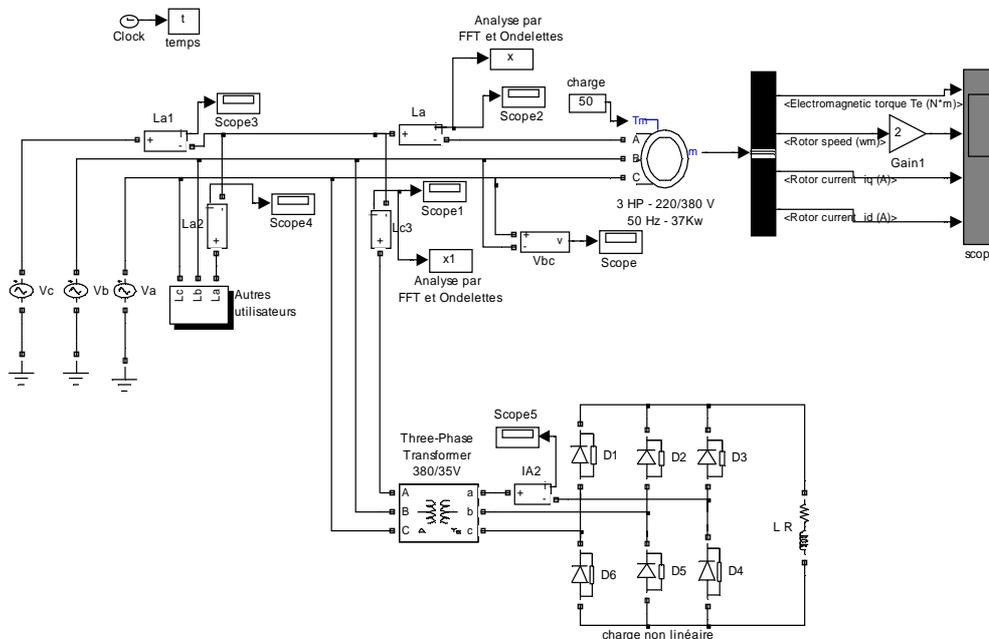
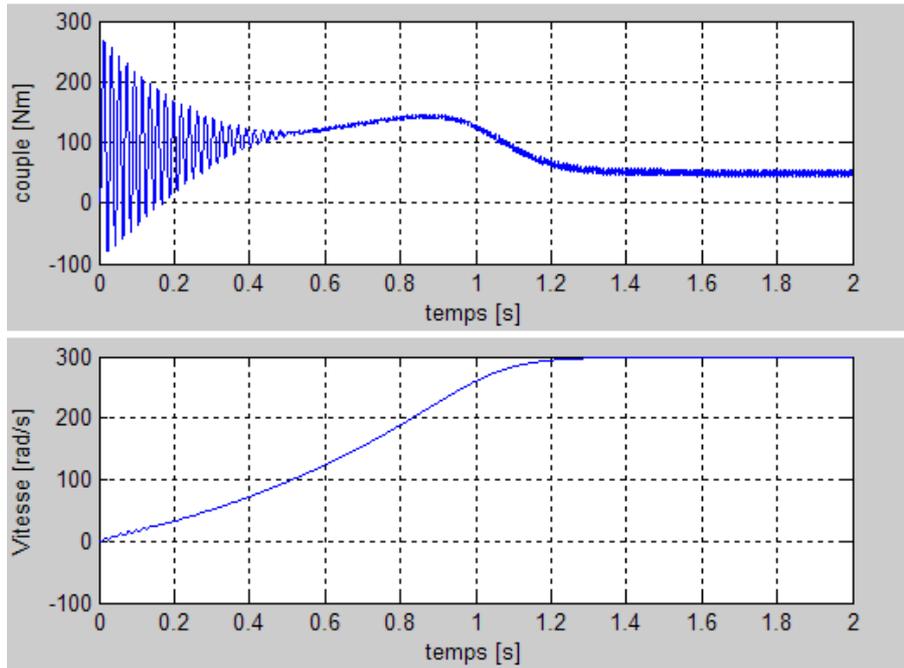


Fig. 7-7 Schéma de simulation du moteur alimenté en tension saine et en courant pollué.

### 7-3-3 Résultats de la simulation

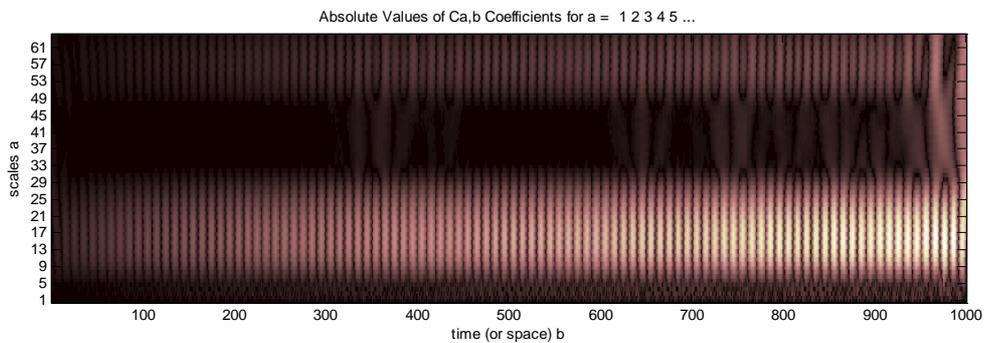
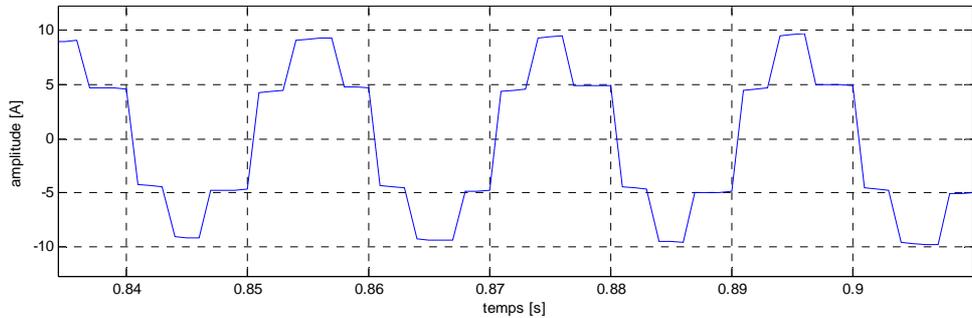
a- Comportement du moteur



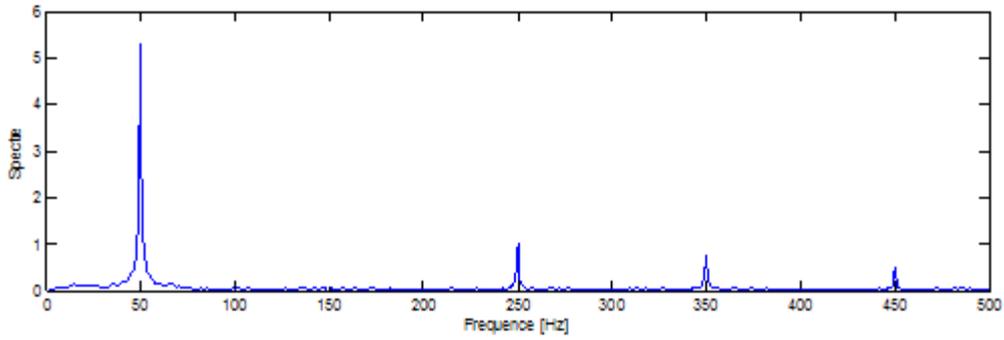
**Fig. 7-8** Forme et coefficients de la décomposition en ondelettes à l'entrée du transformateur

b- Résultats d'analyse spectrale

✓ Courant à l'entrée du transformateur

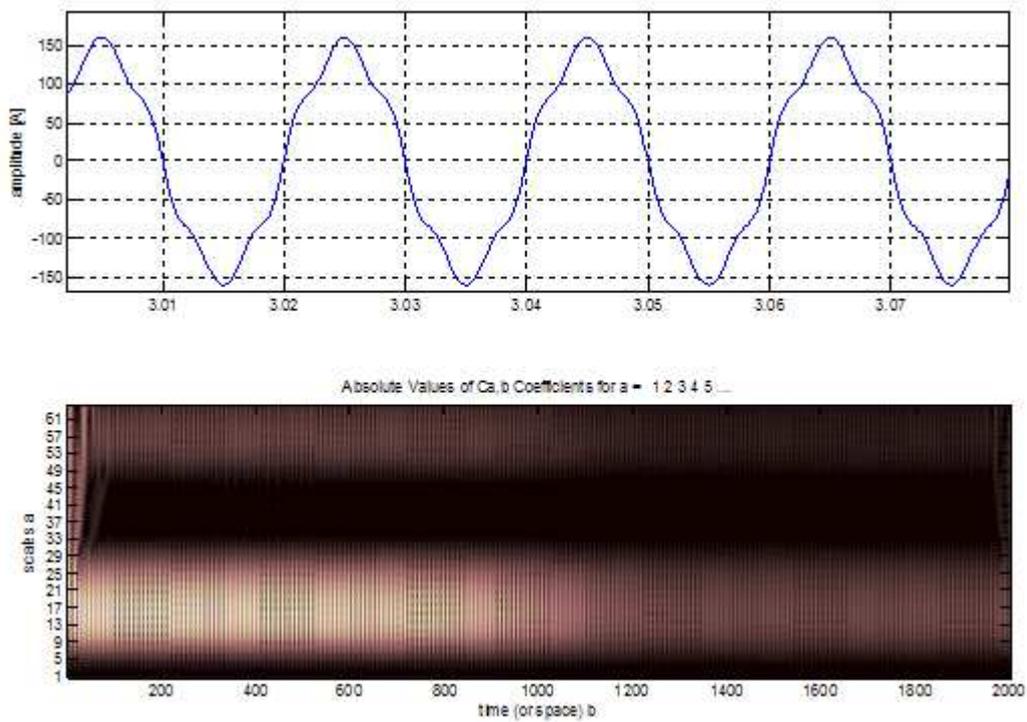


**Fig. 7-9** Forme et coefficients de la décomposition en ondelettes à l'entrée du transformateur

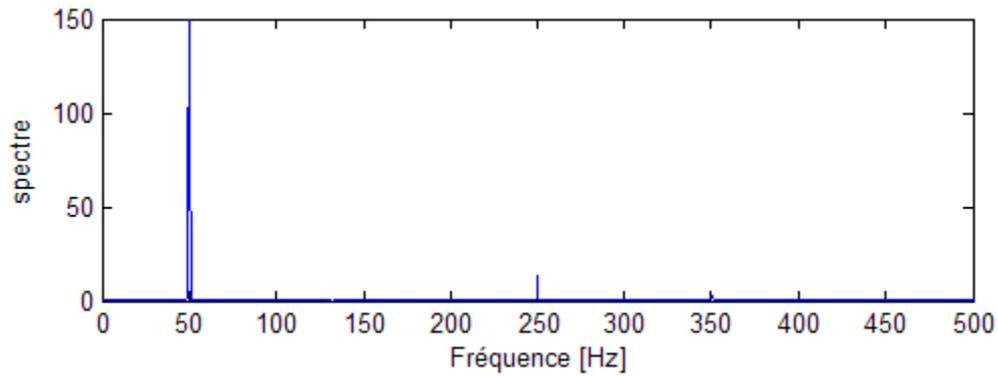


**Fig. 7-10** Densité spectrale du courant à l'entrée du transformateur

✓ Courant à l'entrée du moteur :



**Fig. 7-11** Forme et coefficients de la décomposition en ondelettes du courant à l'entrée du moteur



**Fig. 7-12** Densité spectrale du courant à l'entrée du moteur

Le tableau ci-dessous résume les valeurs de la simulation.

Signal	Type de charge	Taux individuel d'harmoniques			Taux de distorsion [%]
		fondamentale	Rang5	Rang 7	
Courant	Transformateur	100	13.55	10.18	$\tau_i = 16.95$
	Moteur	100	4.91	2.74	$\tau_i = 5.12$
	Redresseur	100	17.23	16.95	$\tau_i = 24.17$

**Tab. 7 -2** Taux de distorsions du réseau

#### 7-3-4 Interprétation

- Figure (fig7-8)

Ces courbes représentent l'allure du couple et de la vitesse du moteur alimenté en courant pollué. La distorsion du courant entraîne des perturbations électromagnétiques. Cette pollution est générée par le redresseur et se propage dans toutes les branches du réseau.

- Figure. (fig. 7-9) et (fig. 7-10)

A l'entrée du transformateur, la forme du courant est rectangulaire à double créneaux. D'après, le tableau (tab 7-2), le taux de distorsion du courant diminue en partant de la source d'harmonique vers les charges. Au passage du transformateur, cette diminution peut être expliquée par l'existence d'isolation galvanique au niveau du circuit magnétique du transformateur.

- Figure. (fig7-9) et (fig. 7-11)

Ces courbes représentent les coefficients de décomposition en ondelettes des ondes du courant à chaque branche du réseau. On peut dire que, la variation de la couleur sur ces courbes marque l'existence d'autres fréquences dans le signal à analyser. La transformation en ondelettes nous permet de dire aussi que, à quel instant se passe la perturbation du signal.

- Figure. (fig7-10) et (fig. 7-12)

Ces figures nous représentent les différentes fréquences dans l'onde du courant. Nous avons ici des harmoniques de rangs impaires.

Remarque : Le taux de distorsion du réseau dépend de l'intensité du courant absorbé par la charge non-linéaire et de l'indice de pulsation de la tension redressée.



## Comportement dynamique du moteur asynchrone

alimenté en tension polluée et courant pollué

### 8-1 Equations générales :

Ce chapitre rassemble les deux cas précédents. Dans l'équation (7-9) et (7-10), on change l'expression de la tension par l'équation (6-2) qui contient les harmoniques. Donc, les équations de la machine deviennent :

$$M \frac{di_{dr}}{dt} = V_s \sqrt{2} \sum_{z=1}^{\infty} K_z \cos z\omega t - R_s I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \cos k\omega t + L_s \omega I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} k T_k \sin k\omega t \quad (8-1)$$

$$M \frac{di_{qr}}{dt} = V_s \sqrt{2} \sum_{z=1}^{\infty} K_z \sin(\omega t + \varphi_v) - R_s I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \sin k\omega t - L_s \omega I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} k T_k \cos k\omega t \quad (8-2)$$

$$L_r \frac{di_{dr}}{dt} = -\omega_r (I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \sin k\omega t + L_r i_{qr}) - R_r i_{dr} + M \omega I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} k T_k \sin k\omega t \quad (8-3)$$

$$L_r \frac{di_{qr}}{dt} = \omega_r (M I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \cos k\omega t + L_r i_{dr}) - R_r i_{qr} + M \omega I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} k T_k \cos k\omega t \quad (8-4)$$

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3}{2} p M (i_{dr} I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \sin k\omega t - i_{qr} I_s \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} T_k \cos k\omega t) - C_r \quad (8-5)$$

La résolution numérique de ces équations suit les mêmes démarches qu'on a vues dans le chapitre 7.

### 8-2 Simulation en présence des harmoniques cinq et sept :

#### 8-2-1 Équations de la machine :

On peut mettre sous forme d'équation d'état de type (8-6) l'équation de la machine. Pour la résolution cette équation, on utilise la méthode de Runge-Kutta d'ordre 4. Les paramètres à déterminer sont :  $C_{em}$ ,  $i_{dr}$ ,  $i_{qr}$  et  $\omega_r$ .

$$\frac{d}{dt}[\mathbf{Y}] = [\mathbf{Z}]^{-1} [\mathbf{F}] \quad (8-6)$$

Où

$$[\mathbf{Z}] = \begin{pmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & \frac{J}{p} \end{pmatrix} \quad (8-7)$$

$$[\mathbf{Y}] = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ \omega_r \end{pmatrix} \quad (8-8)$$

$$[\mathbf{F}] = \begin{pmatrix} f_1(y_1, y_2, y_3, t) \\ f_2(y_1, y_2, y_3, t) \\ f_3(y_1, y_2, y_3, t) \end{pmatrix} =$$

$$\begin{pmatrix} I_s \sqrt{2} M [-\omega_r (\sin \omega t + T_5 \sin 5\omega t + T_7 \sin 7\omega t) + \omega (\sin \omega t + 5T_5 \sin 5\omega t + 7T_7 \sin 7\omega t)] - \omega_r L_r i_{qr} - R_r i_{dr} \\ I_s \sqrt{2} M [\omega_r (\cos \omega t + T_5 \cos 5\omega t + T_7 \cos 7\omega t) + \omega (\cos \omega t + 5T_5 \cos 5\omega t + 7T_7 \cos 7\omega t)] - \omega_r L_r i_{qr} - R_r i_{dr} \\ \frac{3}{2} p M I_s \sqrt{2} [i_{dr} (\sin \omega t + T_5 \sin 5\omega t + T_7 \sin 7\omega t) - i_{qr} (\cos \omega t + 5T_5 \cos 5\omega t + 7T_7 \cos 7\omega t)] - C_r \end{pmatrix} \quad (8-9)$$

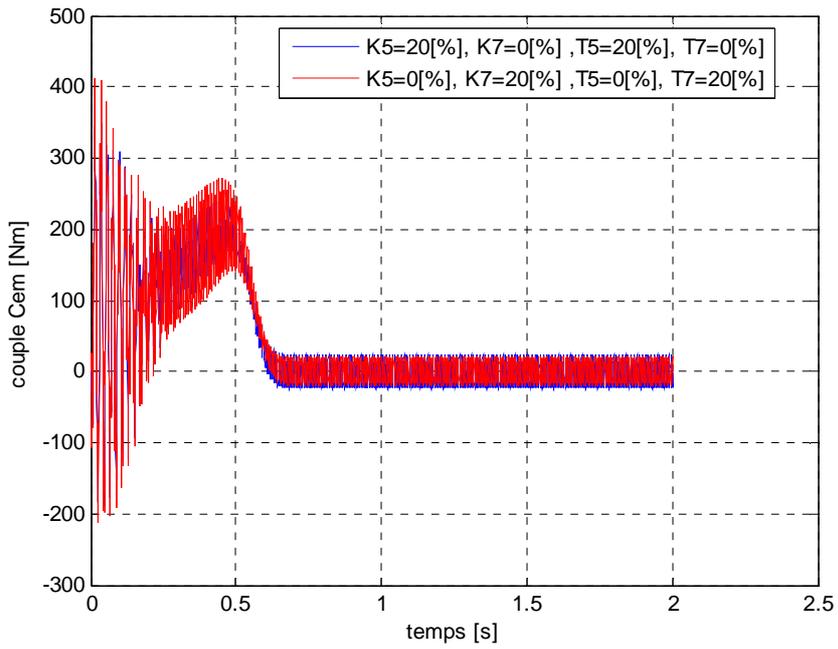
Avec

$$I_s = \frac{L_r \sqrt{2} \sum_{z=1}^{\infty} V_{sz} \cos z\omega t + M \omega_r L_r i_{qr} + M R_r i_{dr}}{M^2 \sqrt{2} [-\omega_r (\sin \omega t + T_5 \sin 5\omega t + T_7 \sin 7\omega t) + \omega (\sin \omega t + 5T_5 \sin 5\omega t + 7T_7 \sin 7\omega t)] - L_r \sqrt{2} [L_s \omega (\sin \omega t + T_5 \sin 5\omega t + T_7 \sin 7\omega t) - R_s (\cos \omega t + T_5 \cos 5\omega t + T_7 \cos 7\omega t)]} \quad (8-10)$$

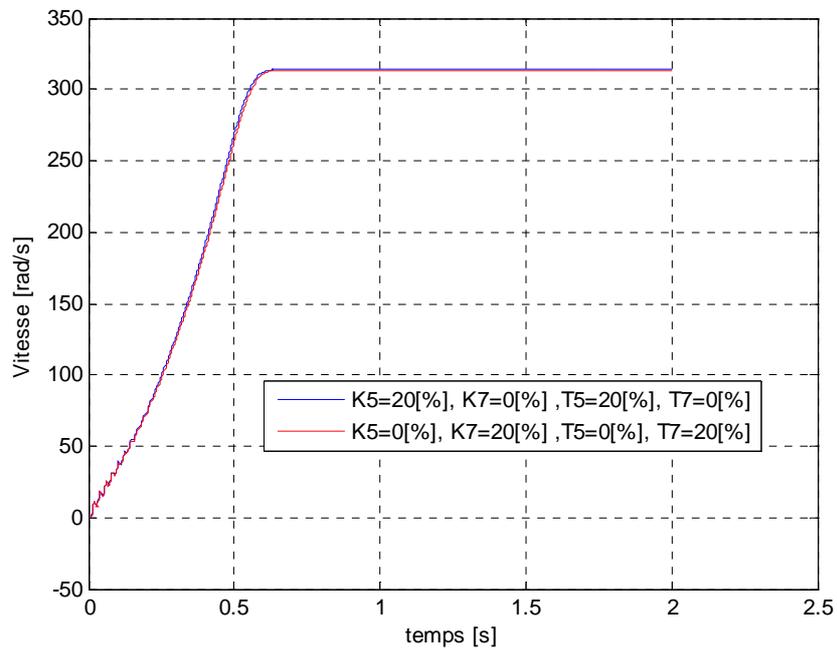
### 8-2-2 Résultats de simulation :

On utilise le moteur caractérisé par le tableau (Tab A-1(Annexe)). Après résolution de l'équation (8-6) pour les différents cas, on obtient les ci-après.

- Couple électromagnétique et Vitesse:  $C_{em}$  et  $w_r$

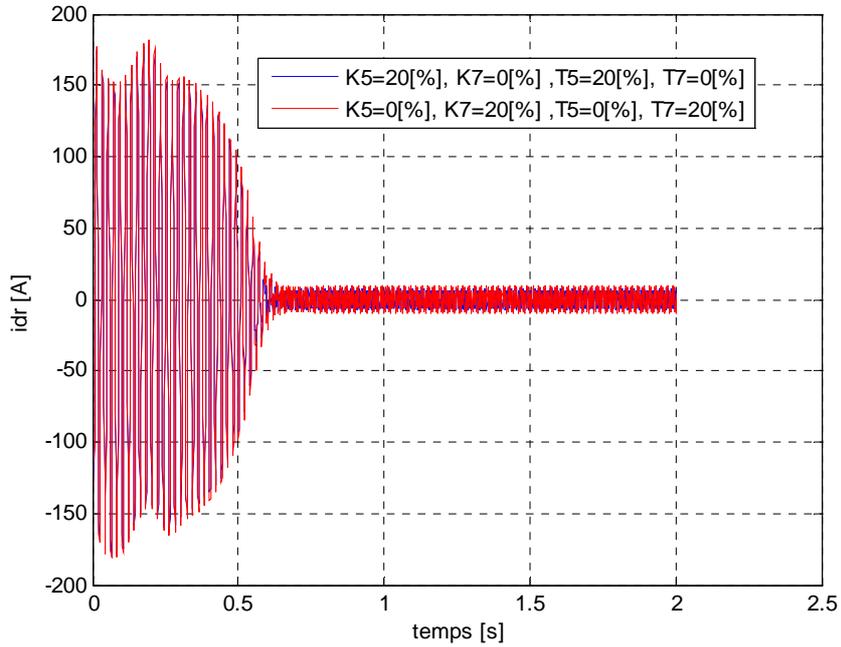


**Fig. 8-1** Courbe du couple du moteur alimenté en tension polluée et en courant pollué

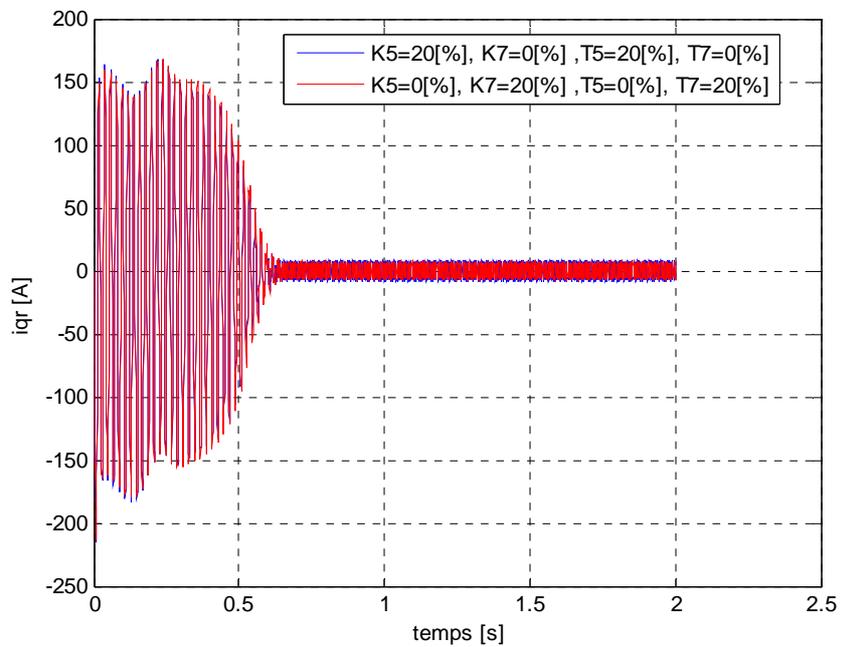


**Fig. 8-2** Courbe de la vitesse du moteur alimenté en tension polluée et en courant pollué

- Courants rotoriques :  $i_{dr}$  et  $i_{qr}$



**Fig.8-3** Courbe du courant rotorique suivant l'axe 'd' pour le moteur alimenté en tension polluée et en courant pollué



**Fig. 8-4** Courbe du courant rotorique suivant l'axe 'q' pour le moteur alimenté en tension polluée et en courant pollué

### 8-3 Interprétation :

- Du point de vue mécanique :

Ces deux harmoniques entraînent des oscillations en régime permanent du couple électromagnétique et de la vitesse. Les amplitudes de ces oscillations sont de l'ordre de 1 [tr/min] pour la vitesse et 0.28 [Nm] pour le couple. Mais on constate que, la constante de temps mécanique du moteur est 0.432[s] . Cette valeur de la constante est infiniment grande par rapport aux deux périodes des oscillations  $T_w = 0.01s$  pour la vitesse et  $T_{Cem} = 0.012s$  pour le couple. Donc, les oscillations n'a aucune grande influence sur le fonctionnement du moteur car elles sont amorties par l'inertie même du moteur et de la charge.

On rappelle que la conversion d'énergie électromagnétique dans l'entrefer se fait par l'interaction entre deux champs tournants. Le premier champ a une vitesse de synchronisme ' $\omega$ ' et est créé par les courants statoriques. Le deuxième est créé par les courants rotoriques à une vitesse ' $g\omega$ '. Par ailleurs, le rang 5 crée une f.m.m de sens contraire à celle créée par le fondamental, le rang 7, quant à lui, crée une f.m.m dans le même sens. Par conséquent, il y a une perturbation du couple électromagnétique au niveau de l'entrefer. Cette perturbation est définie par le nom « Couple pulsant » induit dans l'entrefer. Ce dernier s'ajoute au couple créé par le courant fondamental. Ces couples ainsi créés par ces deux harmoniques induisent des courants rotoriques de pulsation égale à la pulsation de ce champ harmonique

- Du point de vue électrique :

En régime permanent, la forme du courant dans les six enroulements du moteur est :

$$i(t) = I_1 \cos(\omega t + \varphi_1) + I_5 \cos(5\omega t + \varphi_5) + I_7 \cos(7\omega t + \varphi_7) \quad (8-11)$$

Donc les pertes Joule dissipées par les enroulements deviennent :

$$P_{joule} = RI^2 = R\{[I_1 \cos(\omega t + \varphi_1)]^2 + [I_5 \cos(5\omega t + \varphi_5)]^2 + [I_7 \cos(7\omega t + \varphi_7)]^2\} \quad (8-12)$$

Ces pertes augmentent très rapidement en fonction du taux des harmoniques injectées dans les enroulements. Il y aura donc des échauffements notables dans le moteur à cause de l'augmentation de la température. Cette élévation de la température peut entraîner une variation des paramètres caractéristiques du moteur tels que les résistances des enroulements.

D'après les formules (2-11), l'existence des harmoniques supérieurs entraînent aussi une augmentation des pertes par les courants des Foucault et les pertes par hystérésis dans le fer. Elles sont proportionnelles aux fréquences d'alimentation.

$$\begin{cases} P_{fouc} = K_{fouc} (k_1 B_{\max 1}^2 50^2 + k_5 B_{\max 5}^2 250^2 + k_7 B_{\max 7}^2 350^2) \\ P_{hyst} = k (B_{\max 5} 50 + B_{\max 5} 250 + B_{\max 7} 350) \end{cases} \quad (8-13)$$

## 8-4 Compensation :

### Dimensionnement :

En réalité, le producteur d'énergie ou les utilisateurs pollueurs doivent éliminer autant que possible ses harmoniques pour avoir les ondes de bonnes qualités. Dans cette simulation, prenons un filtre passif (LC) pour éliminer ces harmoniques.

Les composantes de filtre sont définies par la formule :

$$LC(2\pi f_k)^2 = 1 \quad (8-14)$$

Où

$f_k$  désigne la fréquence à éliminer

$L$  : Inductance

$C$  : Condensateur

Le tableau suivant résume les valeurs de ces composants.

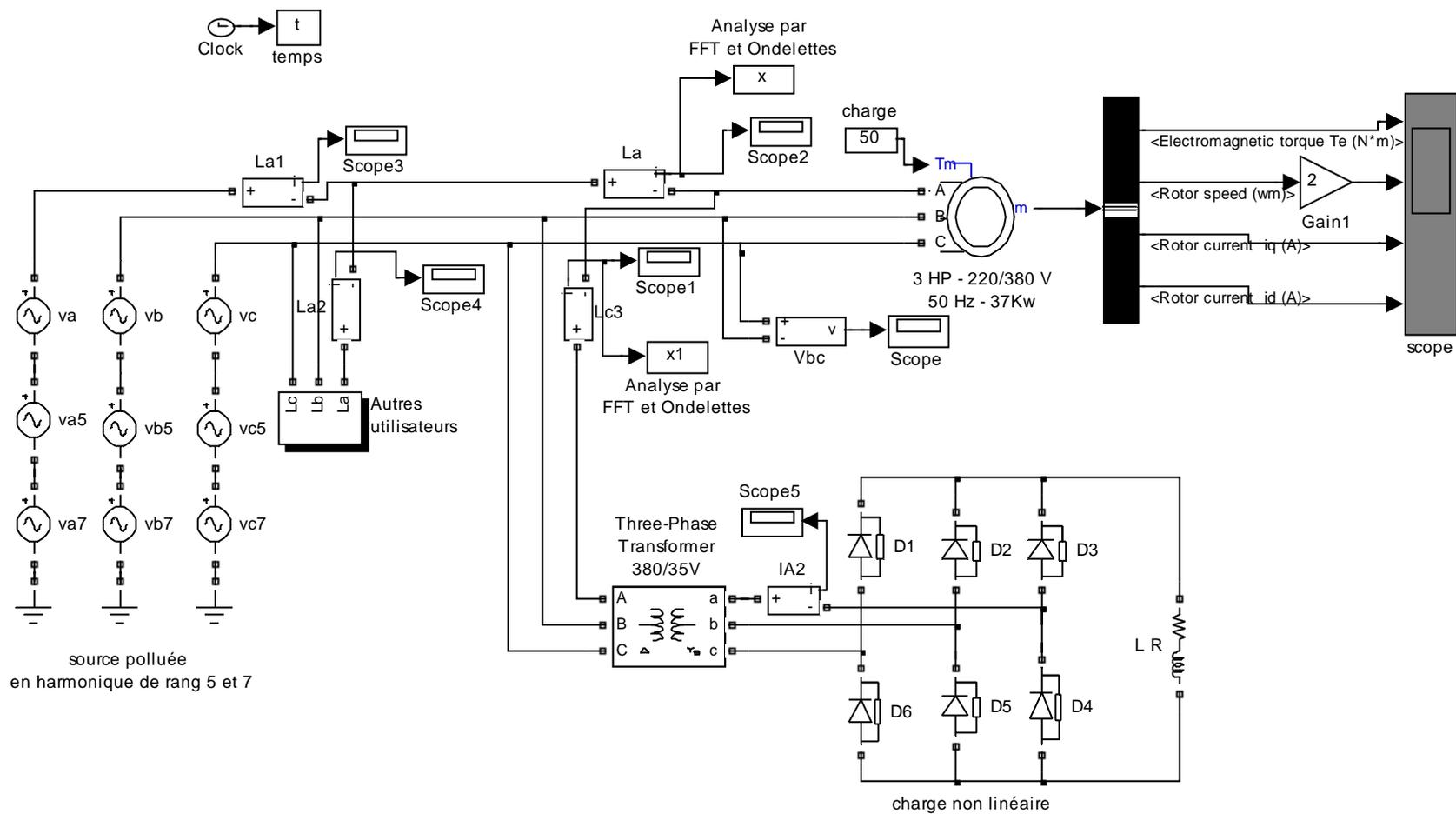
Filtre de fréquence	Self-inductance 'L' [mH]	Condensateur 'C' [F]
250[Hz]	1	$4.0510^{-4}$
350[Hz]	1	$210^{-4}$

**Tab. 8-1** Dimensions des filtres d'harmoniques

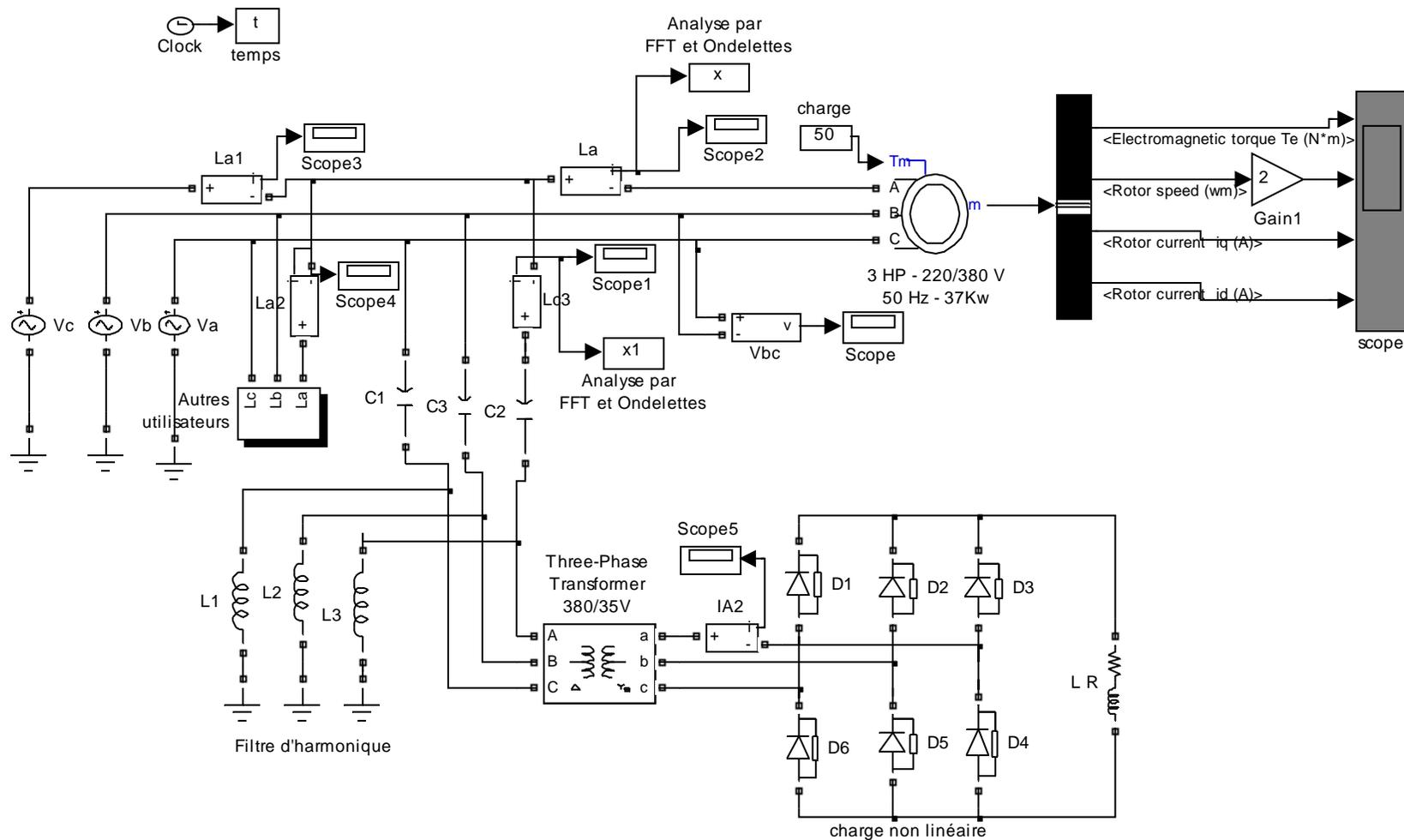
## 8-5 Simulation sous simulink :

### 8-5-1 Schémas de simulation :

Dans cette simulation, on a le même dimensionnement des composantes qu'au chapitre 7.



**Fig. 8-5** Schéma de simulation du moteur alimenté en tension polluée et en courant pollué

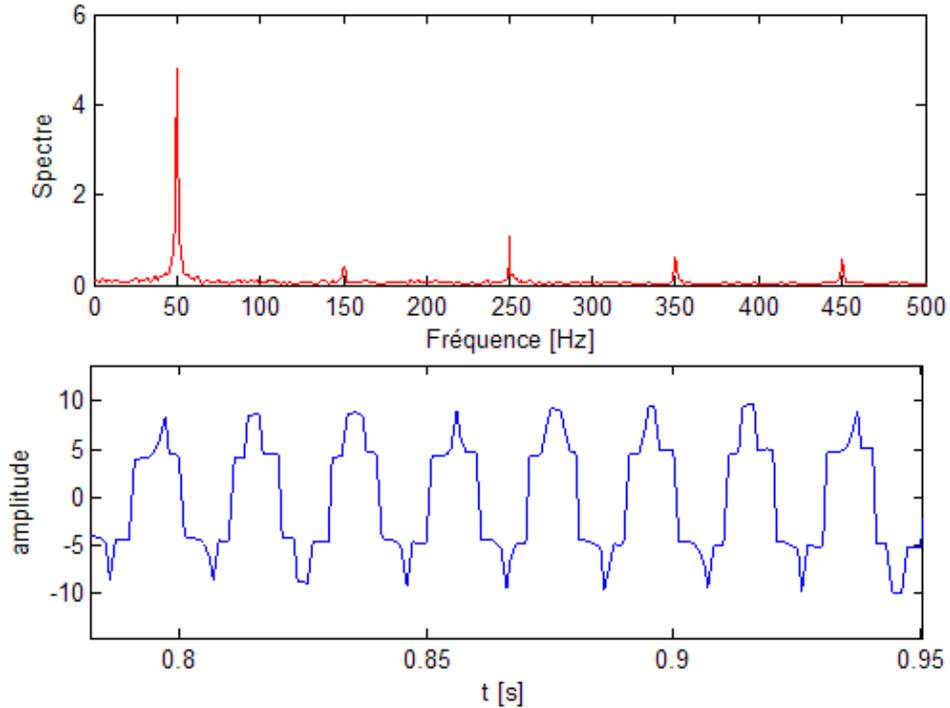


**Fig. 8-6** Schéma de simulation du moteur alimenté en tension polluée et en courant pollué avec filtrage

### 8-5-2 Résultats :

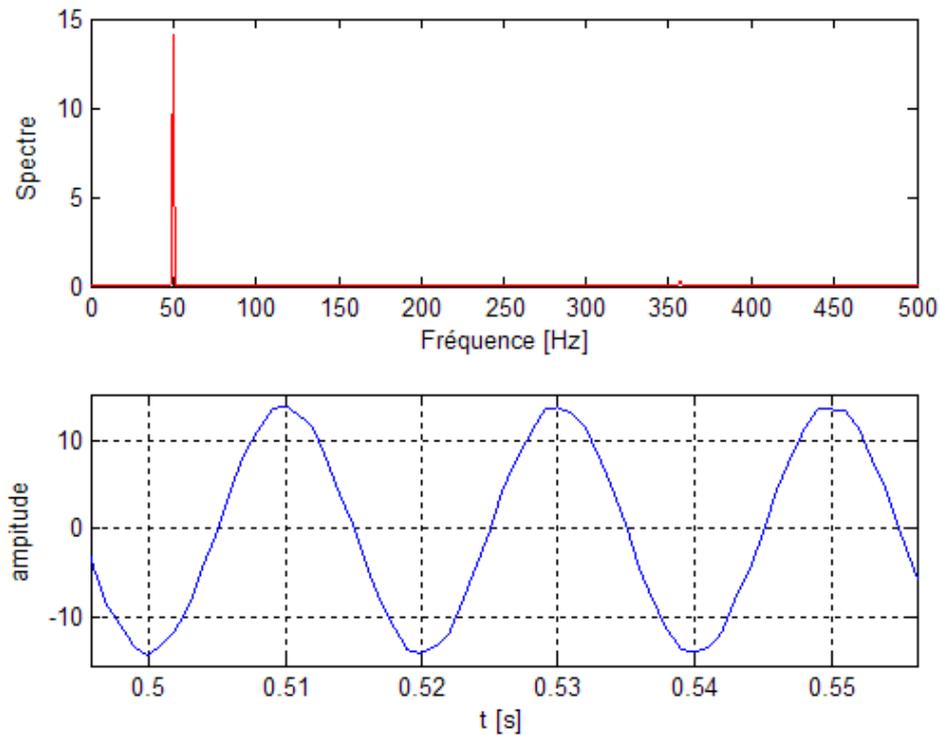
On veut filtrer le courant à l'entrée du transformateur.

#### 1-Courant à l'entrée du transformateur sans filtrage :



**Fig. 8-7** Spectre et coefficient des ondelettes du courant sans filtrage à l'entrée du transformateur

#### 2- Courant à l'entrée du transformateur avec filtrage



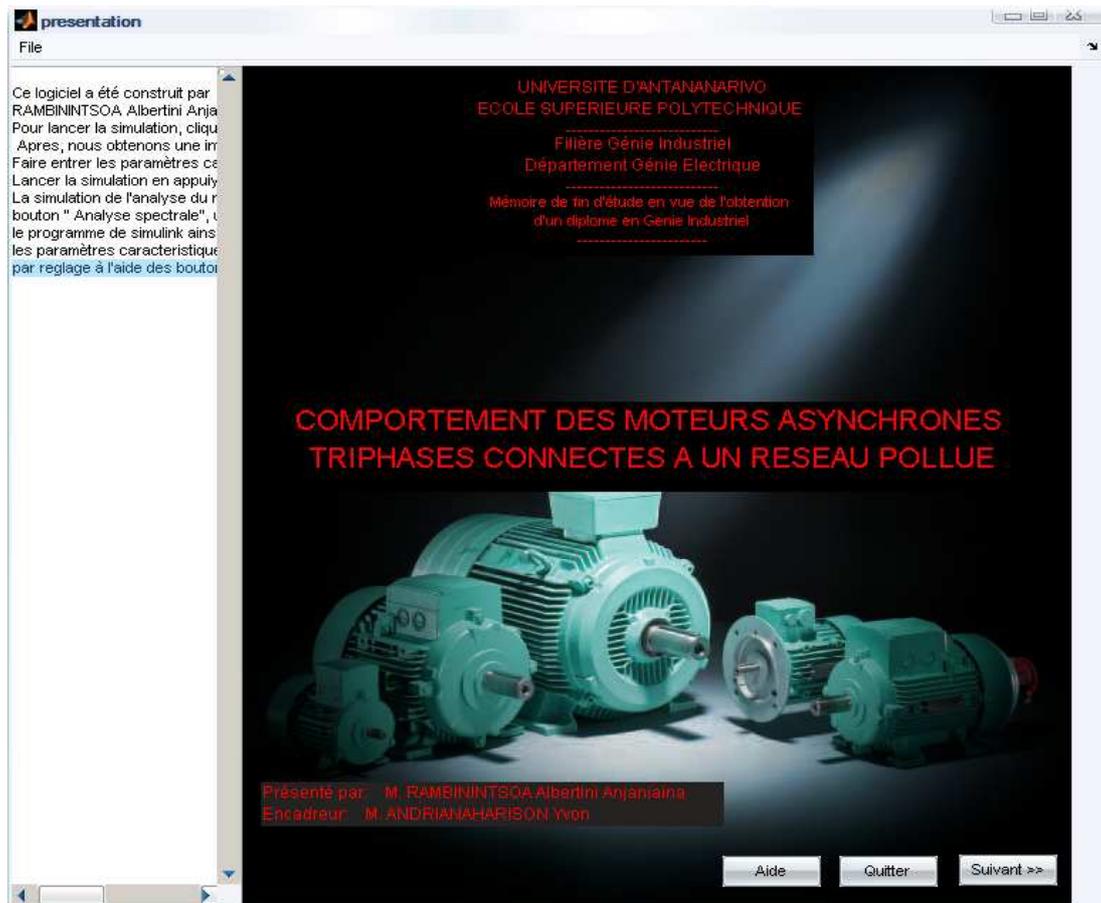
**Fig. 8-8** Courant avec filtrage à l'entrée du transformateur

Remarque :

Le système constitué par le réseau et le filtre élimine bien la fréquence comme prévue, mais il se comporte comme un circuit bouchon vis-à-vis d'une fréquence  $f_k$ .

**8-6 Présentation de l'interface :**

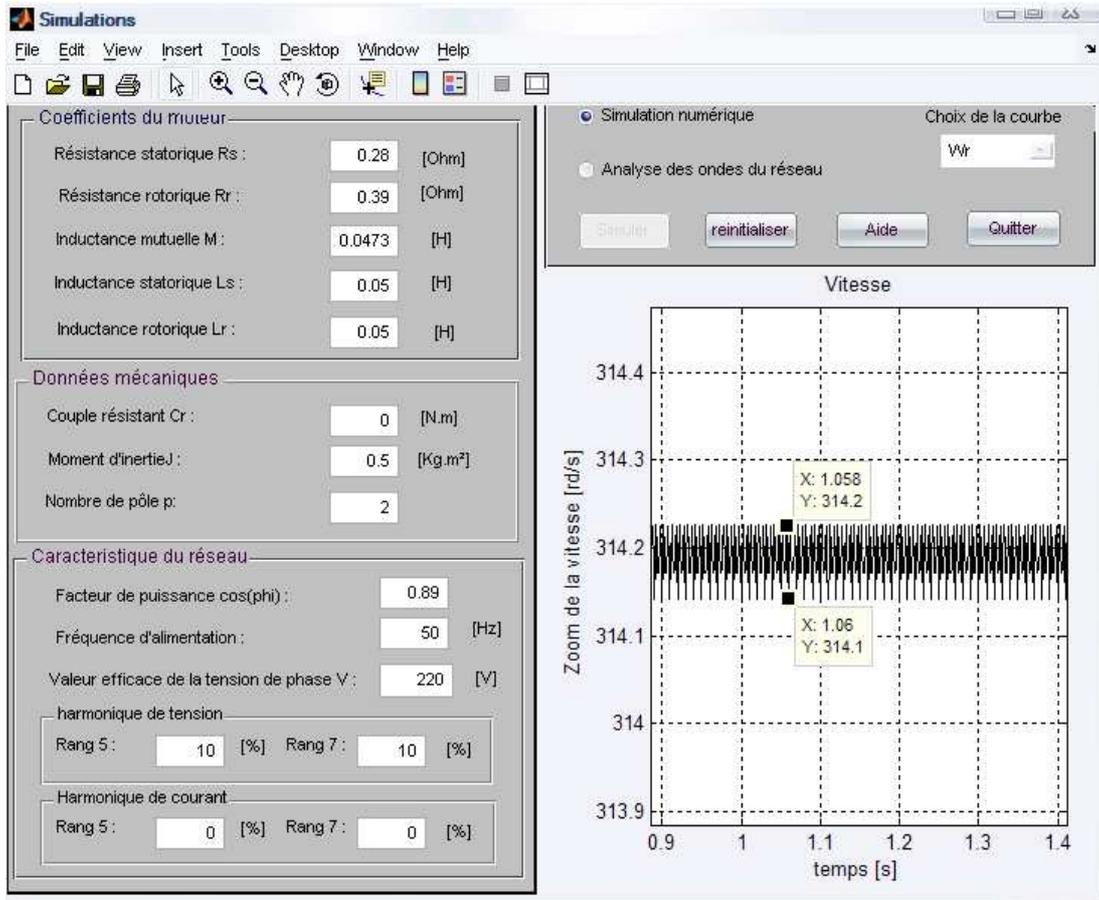
La fenêtre principale pour la simulation sous Matlab se présente comme suit :



**Fig. 8 -9** Fenêtre d'accueil

Où l'on dispose trois boutons actifs :

- « Aide » : Ce bouton permet d'afficher l'aide concernant la simulation.
- « Quitter » : Bouton permettant à l'utilisateur de quitter complètement le programme.
- « Suivant » : Bouton permettant d'entrer dans la simulation. Une nouvelle fenêtre s'affiche.



**Fig. 8 -10** Visualisation des simulations

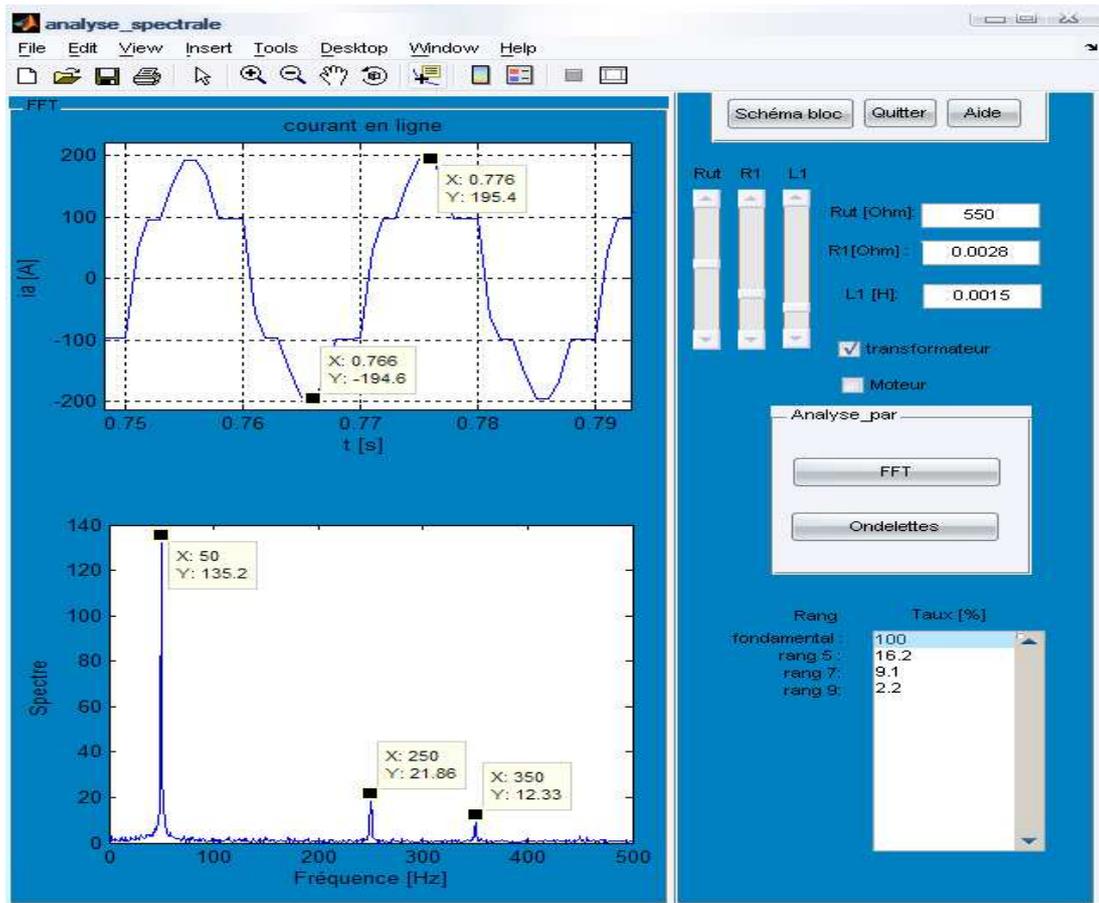
Dans cette fenêtre, il y a deux boutons pour le choix de simulation :

- « Simulation du moteur »
- « Analyse spectrale du réseau »

Pour le premier bouton, on fait entrer le comportement de la machine à simuler et on clique sur le bouton « Simuler » pour avoir les courbes de fonctionnement.

Un deuxième bouton donne le choix suivant:

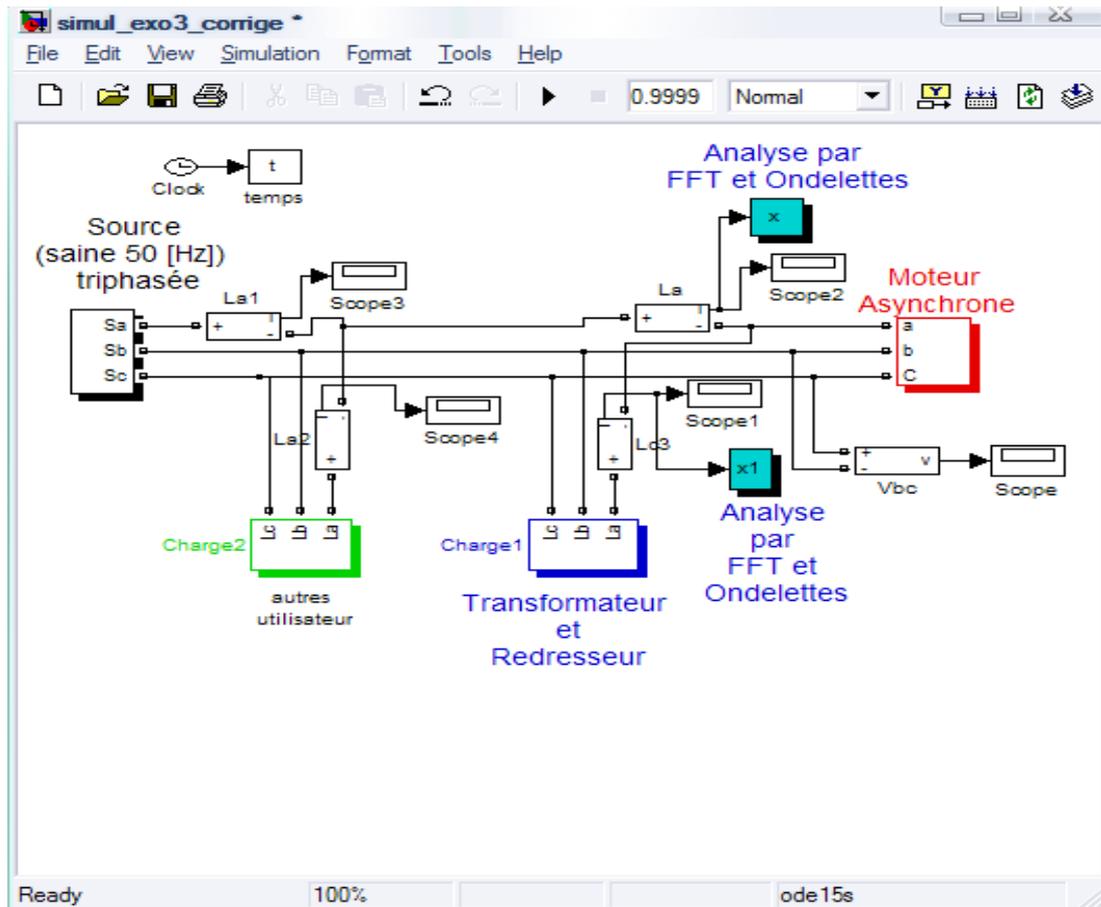
- « Quitter »
- « Aide »
- « Ouvrir »



**Fig. 8 -11** Analyse du signal

Si l'utilisateur choisit le bouton « Ouvrir », un projet sous simulink s'ouvre, un fichier de simulation du réseau en présence de la charge non-linéaire. On peut faire varier la valeur de la résistance et l'inductance dans le redresseur à l'aide du bouton « R1 » et « L1 », de même pour la résistance de la charge2 à l'aide du bouton « Raut ».

Après le choix de l'utilisateur de ces trois paramètres, on exécute le programme.



**Fig. 8 -12** Simulation du réseau par le redresseur

Et puis, l'analyse du courant du réseau se fait en sélectionnant le bouton « FFT » ou « ondelettes ».

## Conclusion générale

Pour analyser le fonctionnement du moteur, l'étude des systèmes physiques doit passer par une modélisation mathématique.

Lors de l'étude du comportement dynamique des machines asynchrones, on a réussi à simuler les comportements d'un moteur asynchrone alimenté par une source polluée soit en tension soit en courant soit les deux à la fois. La présence des pollutions du réseau d'alimentation entraîne des variations des courbes de fonctionnement. Ils apparaissent au niveau de l'arbre des vibrations qui engendre l'usure des pièces mécaniques. Afin de pouvoir visualiser le comportement du moteur, on a construit un logiciel de simulation créé sous MATLAB 7.0.

Pour faire fonctionner normalement le moteur, on peut atténuer la pollution en insérant des filtres au réseau de distribution. L'augmentation de l'inertie du moteur peut amortir la perturbation du couple électromagnétique au niveau de l'entrefer.

Enfin, à titre d'amélioration, on peut introduire une étude du comportement du moteur en tenant compte de l'évolution de l'électronique de puissance tels que : onduleur multi niveau, gradateur variateur de vitesse, cyclo-convertisseur pour l'alimentation de la machine.

## Bibliographie

- [1] : Jean-Pierre FANTON-Génie électrique - Machine et réseaux – Edition ELLIPSES -2000
- [2] : Guy Séguier-Électrotechnique Industrielle – 1994
- [3] : Mr. RAKOTONIAINA Solofo Hery - (Cours 4<sup>ème</sup> année) -Machines asynchrones
- [4] : Technique de l'ingénieur – Machine asynchrone –Régime permanent D3480 - 1991
- [5] : Guy AULIAC -Technique mathématiques pour la physique- Edition ELLIPSES -2000
- [6] : SÉGUIER Guy - Conversion alternative-continue-Tec & doc Lavoisier, 1984, Les convertisseurs de l'électronique de puissance, volume 1.
- [7] : [http : // www Schneider-electrique.com](http://www.Schneider-electrique.com).
- [8] : SÉGUIER Guy et NOTELET -Francis– Électrotechnique industrielle -Tec & doc Lavoisier- 1990
- [9] : Mr. RATOVOHARISOA - (Cours 4<sup>ème</sup> année) –Système électromécanique
- [10] : M. Bellanger –TRAITEMENT NUMERIQUE DU SIGNAL -
- [11] : Philippe DESTUYNDER – Françoise SANTI –ANALYSE ET CONTRÔLE NUMÉRIQUE DU SIGNAL- Ellipses - 2003
- [12] : FREDDY-Mundry- Signaux et système analogique numérique- <http://www.aia.heig-vd.ch-2006>
- [13] : Simuler de démarrage de la machine asynchrone  
[http// :www.baghli.atla.uhp-nancy.fr/baghli/mas-2006](http://www.baghli.atla.uhp-nancy.fr/baghli/mas-2006)
- [14] : Valérie Perrier-Application de la théorie des ondelettes-Laboratoire de Modélisation et Calcul de l'IMAGE -Institut National Polytechnique de Grenoble
- [15] : JEAN-YVES richard- PRÉSENTATION de la méthode des ondelettes- Observatoire de Paris, SYRTE

# Annexe

## Paramètres caractéristiques de la machine

Symboles	Description	Valeurs	Unités
$R_s$	Résistance statorique	0.38	$\Omega$
$R_r$	Résistance rotorique	0.29	$\Omega$
$L_s$	Inductance statorique	0.05	H
$L_r$	Inductance rotorique	0.05	H
M	Inductance Mutuelle	0.0473	H
J	Inertie du moteur	0.5	$\text{Kgm}^2$
f	Coefficients de frottement	0.00	Nms
p	Nombre de paire de pôles	2	
$P_n$	Puissance nominale	37	Kw
$W_n$	Vitesse nominale	2950	Tr/min
$C_{nem}$	Couple électromagnétique nominale	120	Nm
$C_{d_{nem}}$	Couple électromagnétique de démarrage nominal	360	Nm
$\text{Cos } \varphi$	Facteur de puissance	0.89	
$I_n$	Intensité nominale	64.9	A

**Tab. A-1** Caractéristiques de la machine lors de la simulation

## **PAGE DE RENSEIGNEMENTS**

**Nom :** RAMBININTSOA

**Prénoms :** Albertini Anjaniaina

**Adresse de l'auteur :** Lot EB 27 Bis Ankorondrano Antsahatsiresy  
ANTANANARIVO 103  
Madagascar  
Tél: 0330260453  
E-mail: [ramtini@yahoo.fr](mailto:ramtini@yahoo.fr)

**Titre du mémoire :** « **COMPORTEMENT DES MOTEURS ASYNCHRONES  
CONNECTES A UN RESEAU POLLUE** »

### **RESUME**

Ce mémoire fait une étude des effets des harmoniques présentes dans le réseau d'alimentation du moteur asynchrone triphasé. Dans l'étude théorique on a procédé à la modélisation de la machine à l'aide des équations d'état pour pouvoir la simuler numériquement. Aussi, le traitement de signal tel que l'analyse spectrale et la décomposition en ondelette est fondé sur les bases mathématiques de la décomposition d'un signal. Dans la partie simulation, les résultats de résolution numérique des équations nous permettent de faire une prévisualisation du fonctionnement du moteur et de connaître les précautions à prendre dans le cas pratique.

**Nombres de pages :** 105

**Nombre de figure :** 68

**Nombre de tableaux :** 4

**Mots clés :** Machines asynchrones – Sources polluées – FFT – Ondelettes – Traitement de signal – Harmonique – Analyse spectrale – Park – Runge-kutta.

**Directeur de mémoire :** Pr. ANDRIANAHARISON Yvon