

**République Algérienne Démocratique et Populaire**  
**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**



**École Nationale Polytechnique**  
**Département Électrotechnique**

**Projet de Master**  
**En vue de l'obtention du diplôme De Master en**  
**Électrotechnique**  
**Thème**

---

# **Etude des performances d'un convertisseur matriciel indirect alimentant une machine asynchrone**

---

**Présenté par :**

**SEBBANE Yasmina**

**Président de jury : Pr. A.HELLAL**

**Rapporteur : Pr. M.O.MAHMOUDI**

**Examineurs : Pr. L.NEZLI**

**Dr. H .SAHRAOUI**

# *Remerciements*

*Je remercie, avant tout, notre Dieu de m'avoir donné la force et le courage pour réaliser ce travail.*

*Je remercie mon encadreur : Mr M.O.MAHMOUDI, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour ses précieuses directives, ses fructueux conseils, sa courtoisie si raffinée et ses qualités humaines.*

*J'adressons mes chaleureux remerciements aux membres du jury Pr .L.NEZLI, A.HELLAL et Dr.H.SAHRAOUI qui ont bien voulu juger mon travail et m'honorer avec leur participation.*

*Je souhaite également remercier tous les enseignants ayant assurés nos cours durant toutes mes années d'études.*

## ملخص

يناقش هذا العمل النمذجة السيطرة والمحاكاة لنظام التحويل الكهروميكانيكي الطاقة الكهربائية استنادا الى الماكنة اللامتزامنة متصلة مباشرة بالشبكة الكهربائية بحيث يتحكم فيها محول مصفوفي غير مباشر مراقب بواسطة تقنية الفضاء الشعاعي المتقاطع. قمنا بنمذجة المحول المصفوفي الغير مباشر والماكنة اللامتزامنة. للحصول على السعة والتواتر للجهد المطلوب. أظهرت نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها سلوكا مرضيا للغاية للآلة الغير متزامنة بتغذيتها بالمحول المصفوفي الغير مباشر.

**الكلمات المفتاحية:** الماكنة اللامتزامنة، المحول المصفوفي الغير مباشر، استراتيجية النمذجة

## Résumé

Ce travail traite la modélisation, le contrôle et la simulation d'un système de conversion électromécanique d'énergie électrique à base d'une machine asynchrone connectée directement au réseau et pilotée via un convertisseur matriciel indirect contrôlé par la technique SVM. Nous avons modélisé le convertisseur matriciel indirect et la machine asynchrone. Afin d'obtenir l'amplitude et la fréquence de la tension désirée,

Les résultats de simulations obtenus ont montré un comportement très satisfaisant de la machine asynchrone alimentée par le convertisseur matriciel indirect.

**Mots clés :** machine asynchrone, convertisseur matriciel indirect, stratégie de commande SVM, commande vectorielle

## Abstract

The work discusses the modeling, simulation and control of an electromechanical conversion of electrical energy based on a directly connected to the network and driven via an indirect matrix converter controlled by the SVM technical asynchronous machine. We modeled the indirect matrix converter and asynchronous machine. To obtain the amplitude and frequency of the desired voltage. Simulation results obtained showed a very satisfactory behavior of the asynchronous machine fed by the indirect matrix converter.

**Keywords:** asynchronous machine, indirect matrix converter control strategy SVM,

## Table des matières

<b>Introduction Générale</b> .....	
<b>I.1 INTRODUCTION</b> .....	<b>1</b>
<b>I.2 MODELISATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT-MACHINE ASYNCHRONE</b> .....	<b>1</b>
I.2.1 MODELISATION DU CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT .....	<b>3</b>
<i>I.2.1.1 Règles électriques</i> .....	<b>4</b>
<i>I.2.1.2 Fonction et matrice de connexion des interrupteurs</i> .....	<b>4</b>
I.2.2 LA MACHINE ASYNCHRONE .....	<b>7</b>
<i>I.2.2.1 Modèle mathématique de la MAS :</i> .....	<b>7</b>
I.2.2.1.1 Equations en triphasée.....	<b>7</b>
I.2.2.1.2 Equations en diphasée .....	<b>9</b>
I.2.2.1.3 Choix du repère « dq » .....	<b>10</b>
I.2.2.1.4 Référentiel lié au champ tournant .....	<b>11</b>
I.2.2.1.4.1 Equations électriques .....	<b>11</b>
I.2.2.1.4.2 Equation mécanique.....	<b>12</b>
I.2.2.1.4.3 Expression en modèle d'état .....	<b>12</b>
<b>I.3 RESULTATS DE SIMULATION</b> .....	<b>14</b>
I.3 .1 FONCTIONNEMENT A VIDE ( $C_r= 0 \text{ N.m}$ ) (VOIR FIGURE I.3) .....	<b>14</b>
<i>I.3 .1.1 Le couple électromagnétique <math>C_{em}</math></i> .....	<b>14</b>
<i>I.3.1.2 Le courant statorique <math>I_s</math></i> .....	<b>14</b>
<i>I.3.1.3 La vitesse de rotation <math>N</math></i> .....	<b>14</b>
<i>I.3.1.4 Le flux rotorique <math>\phi_r</math></i> .....	<b>14</b>
I.3.2 FONCTIONNEMENT EN CHARGE ( $C_r= 9 \text{ NM}$ ) VOIR FIGURE (I.6). .....	<b>16</b>
I.3.3 MAS ALIMENTEE PAR UN CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT A MLI VECTORIELLE .....	<b>18</b>
I.3.4 PERFORMANCES DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR MATRICIEL-MACHINE ASYNCHRONE.....	<b>20</b>
I.3.5 INTERPRETATION DES RESULTATS .....	<b>20</b>
<b>CONCLUSION</b> .....	<b>30</b>
<b>Conclusion Générale</b> .....	
<b>Référence Bibliographique</b> .....	
<b>Annexe</b> .....	

## Liste des figures

<b>FIGURE. I.1:</b> SCHEMA DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT-MACHINE ASYNCHRONE.....	<u>2</u>
<b>FIGURE. I.2 :</b> LE CONVERTISSEUR MATRICIEL IDEALISE .....	<u>3</u>
<b>FIGURE. I.3</b> PRESENTATION SCHEMATIQUE DE LA MAS TRIPHASEE .....	<u>7</u>
<b>FIGURE I.4 :</b> POSITION DES AXES DQ PAR RAPPORT AUX AXES DE LA MACHINE.....	<u>10</u>
<b>FIGURE I.5</b> RESULTATS DE SIMULATION DE LA MAS A VIDE ( $Cr=0$ N.M) .....	<u>15</u>
<b>FIGURE I 5(A)</b> LE COURANT EN REGIME PERMANENT D'UNE PHASE STATORIQUE DE LA MAS ALIMENTEE PAR LE RESEAU (ZOOM).....	<u>15</u>
<b>FIGURE I 6</b> RESULTATS DE SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN CHARGE .....	<u>17</u>
(APPLICATION D'UN COUPLE RESISTANT $Cr=9$ N.M A $T=2S$ ).....	<u>17</u>
<b>FIGURE I.7</b> RESULTATS DE SIMULATION DE LA MAS ALIMENTEE PAR L'IMC .....	<u>19</u>
<b>FIGURE I 7(A)</b> LE COURANT D'UNE PHASE STATORIQUE EN REGIME PERMANENT DE LA MACHINE ALIMENTEE PAR LE CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT (ZOOM).....	<u>19</u>
<b>FIGURE I.8</b> LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE TRANSITOIRE ET PERMANENT DE LA MAS ( $f_s = 50$ HZ, $Q=0.867$ , $f_c = 10$ kHz $Cr = 9$ N.m A $t = 2$ s).....	<u>21</u>
<b>FIGURE I.8(A)</b> LA VITESSE DE ROTATION DE LA MAS ( $f_s = 50$ HZ, $Q=0.867$ , $f_c = 10$ kHz , $Cr = 9$ N.M A $t = 2$ s).....	<u>22</u>
<b>FIGURE I.9</b> LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE TRANSITOIRE ET PERMANENT DE LA MAS ( $f_s = 25$ HZ, $Q=0.867$ , $f_c = 10$ kHz $Cr=9$ N.M A $T=2S$ ).....	<u>22</u>
<b>FIGURE I.9 (A)</b> LA VITESSE DE ROTATION DE LA MAS ( $f_s = 25$ HZ, $Q=0.867$ , $f_c = 10$ kHz $Cr = 9$ N.m A $t = 2$ s).....	<u>23</u>
<b>FIGURE I. 8(C)</b> ANALYSE SPECTRALE DE LA TENSION COMPOSEE ( $f_s = 25$ Hz, $f_c = 10$ KHz, $q = 0.867$ ) .....	<u>23</u>
<b>FIGURE I.8(D)</b> ANALYSE SPECTRALE DE LA TENSION COMPOSEE( $f_s = 50$ Hz, $f_c = 10$ KHz, $q = 0.867$ ) .....	<u>24</u>
<b>FIGURE I.10</b> LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE TRANSITOIRE ET PERMANENT DE LA MAS ( $f_s = 60$ HZ, $Q=0.867$ , $f_c = 10$ KHz $Cr = 9$ N.m A $t = 2$ s).....	<u>24</u>
<b>FIGURE I 10 (A)</b> LA VITESSE DE ROTATION DE LA MAS ( $f_s = 60$ HZ, $Q=0.867$ , $f_c = 10$ kHz , $Cr = 9$ N.m A $t = 2$ s).....	<u>25</u>
<b>FIGURE I 11</b> LE COURANT STATORIQUE TRANSITOIRE ET PERMANENT D'UNE PHASE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ( $f_s = 50$ HZ, $Q=0.867$ , $f_c = 10$ kHz, $Cr = 9$ N.m A $t = 2$ s).....	<u>25</u>
<b>FIGURE I.12</b> LE COURANT STATORIQUE TRANSITOIRE ET PERMANENT D'UNE PHASE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ( $f_s = 75$ HZ, $Q=0.867$ , $f_c = 10$ kHz, $Cr = 9$ N.m A $t = 2$ s).....	<u>26</u>

**FIGURE I.13** LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE TRANSITOIRE ET PERMANENT D'UNE PHASE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ( $f_s = 50$  HZ,  $Q=0.5$ ,  $f_c = 10$  kHz,  $C_r = 9N.m$   $A t = 2s$ ).

..... [26](#)

**FIGURE I.14** LE COURANT STATORIQUE TRANSITOIRE ET PERMANENT D'UNE PHASE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ( $f_s = 50$  HZ,  $Q=0.5$ ,  $f_c = 10$  kHz,  $C_r = 9N.m$   $A t = 2s$ )..... [27](#)

**FIGURE I.15** LE SPECTRE D'HARMONIQUES DE TENSION DE SORTIE ( $f_s = 50$  HZ,  $Q=0.867$ ,  $f_c = 10$  kHz). ..... [27](#)

**FIGURE I.16** LE SPECTRE D'HARMONIQUES DE TENSION DE SORTIE ( $f_s = 50$  HZ,  $Q=0.86$ ,  $f_c = 33$  kHz ). ..... [28](#)

**FIGURE I.17** LE SPECTRE D'HARMONIQUES DU COURANT STATORIQUE ( $f_s = 50$  HZ, ..... [28](#)  
 $Q=0.867$  et  $f_c = 33$  kHz )...... [28](#)

**FIGURE I.18** .LE SPECTRE D'HARMONIQUE DU COURANT STATORIQUE ( $f_s=50$  HZ,  $Q=0.687$ ,  $f_c=42$  KHZ) ..... [29](#)

# Introduction Générale

L'une des applications industrielles en plein essor est l'alimentation des moteurs électriques par les variateurs de vitesse dans le but d'asservir leur couple et leur vitesse tout en ayant un bon rendement.

Bien que cet asservissement par les convertisseurs de puissance soit une technique bien établie et mûrie, la topologie matricielle est très peu connue, jusqu'à présent l'intérêt ce type de convertisseur était de nature plutôt académique et ainsi il n'existe pas de produit commercialisé du convertisseur matriciel.

Cette structure que nous allons pencher dans ce mémoire est avantageuse par rapport aux convertisseurs conventionnels l'élément passif qui est le condensateur est éliminé, il est ainsi possible d'augmenter considérablement la durée de vie et de réduire le volume du convertisseur.

## **I.1 Introduction**

L'étude des machines asynchrones alimentées par des convertisseurs statiques constitue un grand thème de recherche dans le laboratoire de commande et des processus à l'école nationale polytechnique ainsi, dans la plupart des laboratoires d'électrotechniques mondiaux. Ces travaux de recherches ont conduit d'une part, à élaborer des modèles de connaissance permettant la simulation numérique et d'autre part, à développer des stratégies de commande des convertisseurs matriciels améliorant ainsi les performances de ces associations.

Ce travail traite de ce vaste thème la modélisation et l'analyse du comportement dynamique de cette association qui est composée d'un convertisseur matriciel indirect et d'une machine asynchrone triphasée. L'étage d'alimentation du convertisseur matriciel indirect est composé d'un redresseur de courant à interrupteurs bidirectionnels précédé d'un filtre d'entrée LC et suivi d'un étage intermédiaire fictif sans élément de stockage capacitif et un onduleur de tension à interrupteurs unidirectionnels en courant. Le convertisseur matriciel indirect est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) vectorielle. Dans le développement du modèle de la machine asynchrone, il est admis que la structure électromagnétique satisfait certaines conditions qu'on appelle les hypothèses simplificatrices, ceci nous permet d'obtenir un modèle simple et facilement traitable permettant de commander le système en question.

Ensuite il sera présenté des résultats de simulation traitant l'analyse du comportement dynamique de la machine asynchrone à vide, en charge et alimentée par un convertisseur matriciel indirect où ce dernier est commandé par la stratégie SVM qui permet de :

- Obtenir des formes d'ondes des courants d'entrée et de tensions de sortie sinusoïdales ;
- Permet la commutation à courant nul des commutateurs du côté source de tension ;
- Permet la visualisation spatiale et temporelle des tensions appliquées à la charge et des courants prélevées du réseau d'entrée.

## **I.2 Modélisation de l'association convertisseur matriciel indirect-machine asynchrone**

Le schéma de la figure I.1 comprend :

- Une source d'alimentation en tension alternative
- Un convertisseur matriciel indirect
- Une machine asynchrone triphasée

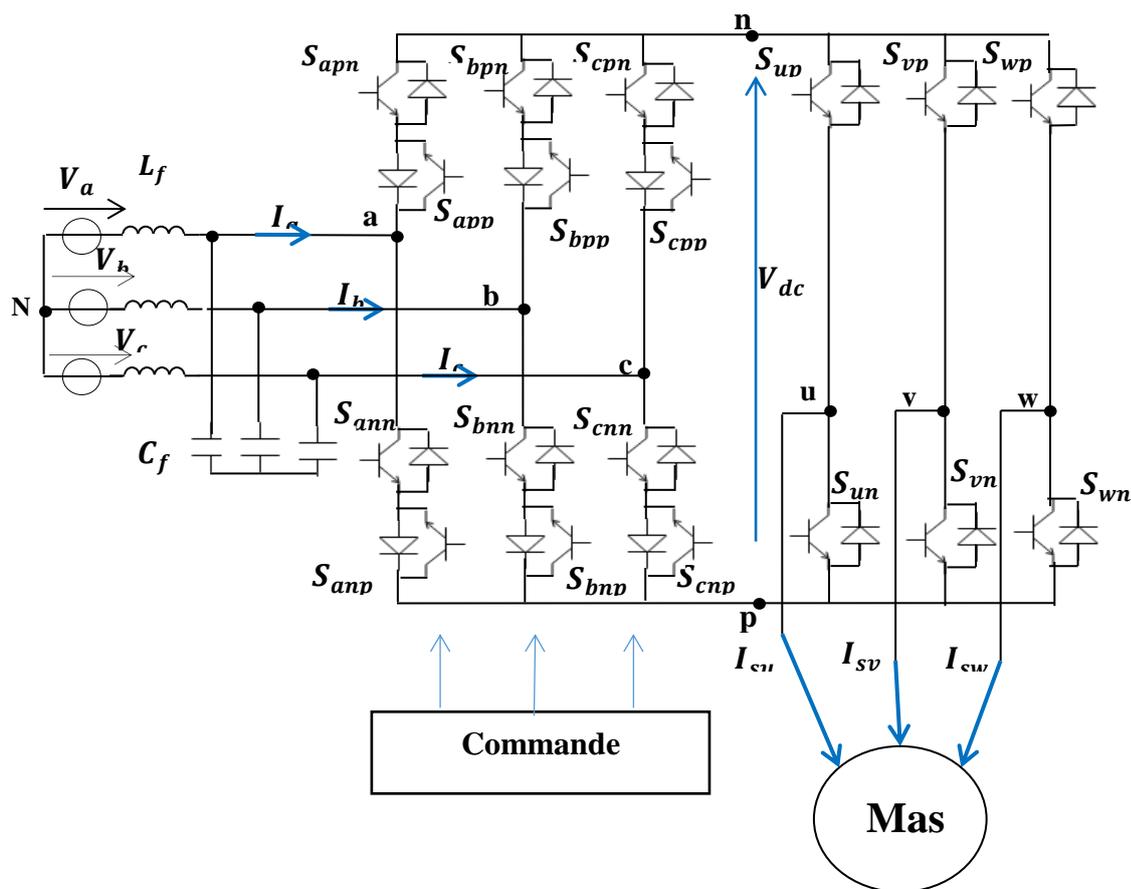


Figure. I.1:Schéma de l'association convertisseur matriciel indirect-machine asynchrone

**Le convertisseur matriciel indirect :**

Le convertisseur matriciel indirect est une association de deux convertisseurs d'où le nom de convertisseur matriciel « double étages » ,un redresseur de courant directement connecté à un onduleur de tension passant par un étage intermédiaire sans élément de stockage capacitif, il permet d'obtenir un système triphasé de tension variable en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel.

Cette structure est une association de deux convertisseurs, un redresseur de courant est un onduleur de tension (voir Figure I.1).

Comme l'IMC est le convertisseur le plus répandu dans la plupart des travaux récents, il présente les principaux avantages suivants :

- fonctionnement en quatre quadrants,
- facteur de puissance d'entrée unitaire,
- forme d'onde sinusoïdale pure, avec seulement des harmoniques d'ordre élevé dans le courant d'entrée et la tension de sortie,
- Possibilité d'utilisation des algorithmes classiques appliqués aux onduleurs ce qui simplifie son circuit,

- Tous les interrupteurs du côté redresseur commutent à courant nul par conséquent, les problèmes de commutation ne sont plus posés comme ceux du convertisseur matriciel classique,
- absorption sinusoïdale des courants de réseaux et une consommation nulle de la puissance réactive,
- Une grande compacité et potentiellement une haute fiabilité puisque aucun élément de stockage n'est à priori nécessaire à l'exception d'un filtre d'entrée qui est indispensable,
- Un circuit clamp beaucoup plus simple que celui de la structure MC.

Ses principaux inconvénients sont :

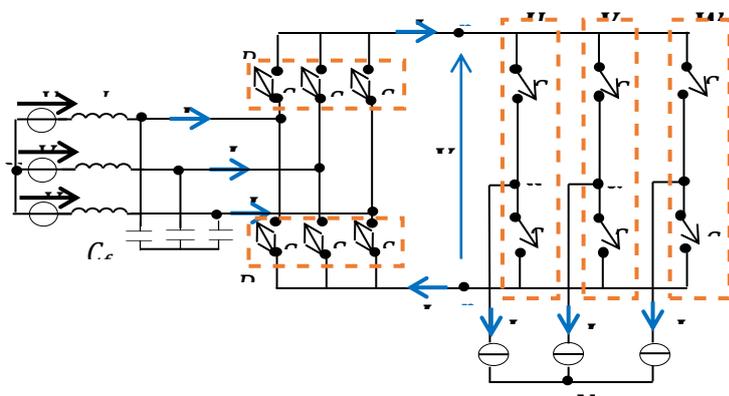
- Rapport de transfert de tension inférieur à l'unité ( $\sim 0,867$ ),
- une faible immunité aux perturbations du réseau électrique.
- 

### I.2.1 Modélisation du convertisseur matriciel indirect

Nous supposons que :

- La commutation des interrupteurs est parfaite ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.

Le schéma idéalisé de l'IMC est montré sur la *Figure I.2*



**Figure I.2 : Le convertisseur matriciel idéalisé**

Les notations retenues sont les suivantes :

$V_a, V_b$  et  $V_c$  : Tensions simples des phases a, b, c par rapport au neutre N de la source de tension.

$V_{Su}, V_{Sv}$  et  $V_{Sw}$  : Tensions simples des phases u, v, w par rapport au neutre  $N'$  de la source de courant.

$U_{su}, U_{sv}$  et  $U_{sw}$  : Tensions simples des phases u, v, w par rapport au neutre N de la source de tension.

$I_a, I_b$  et  $I_c$  : Les vecteurs instantanés des courants modulés de la source de tension.

$I_{su}, I_{sv}$  et  $I_{sw}$  : Les vecteurs instantanés des courants commutés issus des sources de courants. La somme de ces courants est supposé nulle.

### I.2.1.1 Règles électriques

Le réseau d'entrée peut être défini par un vecteur d'amplitude  $V_{em}$  et de fréquence  $f_e$ , de même la référence de courant de ligne à prélever sur le réseau d'entrée, d'amplitude  $I_{em}$  et en phase avec sa tension simple d'entrée, est définie par l'équation (I.1).

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V_{em} \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_e t) \\ \cos\left(2\pi f_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = I_{em} \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_e t) \\ \cos\left(2\pi f_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.1})$$

Pour le réseau de sortie la référence en tension peut être définie par un vecteur d'amplitude  $V_{sm}$  et de fréquence  $f_s$ . De même les courant de sortie d'amplitude égale à  $I_{sm}$  et déphasé de  $\theta_s$  par rapport aux tensions simples de sortie, sont définis par la relation (I.2).

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{sw} \end{bmatrix} = V_{sm} \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_s t) \\ \cos\left(2\pi f_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \\ I_{sw} \end{bmatrix} = I_{sm} \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_s t + \varphi_s) \\ \cos\left(2\pi f_s t + \varphi_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_s t + \varphi_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

Les tensions de référence sont les tensions simples par rapport au point neutre de la charge de courant ( $N'$ ) :

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{1}{3}(2U_{su} - U_{sv} - U_{sw}) \\ V_{sv} = \frac{1}{3}(2U_{sv} - U_{su} - U_{sw}) \\ V_{sw} = \frac{1}{3}(2U_{sw} - U_{su} - U_{sv}) \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Après avoir rappelé les notations fondamentales, nous détaillons l'aspect théorique et la structure général de la topologie matricielle, pour cela on fait appel à la fonction de connexion des interrupteurs.

### I.2.1.2 Fonction et matrice de connexion des interrupteurs

On définit la fonction de connexion comme suit :

$$\begin{cases} S(t) = 1 \text{ état passant (fermé)} \\ S(t) = 0 \text{ état bloqué (ouvert)} \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

Et la relation entre ses grandeurs est donnée par :

$$\begin{cases} i(t) = s(t)i_0(t) \\ v(t) = (1 - s(t))v_0(t) \end{cases} \quad (\text{I.5})$$

Où :

$i_0(t)$ : est le courant dans l'interrupteur à l'état passant

$v_0(t)$ : est la tension aux bornes de l'interrupteur à l'état bloqué

Ces grandeurs sont imposées par le fonctionnement du convertisseur dans lequel il est placé l'interrupteur.

Il faut noter que cette notion de fonction de connexion n'est exploitable que si le fonctionnement du convertisseur est imposé uniquement par la commande des interrupteurs. Elle n'est donc pas utilisable dans les convertisseurs dont le fonctionnement dépend du comportement ou des imperfections des sources d'entrées ou de sorties.

La matrice de connexion quant à elle est une matrice qui a pour composantes des fonctions de connexion [S] qui va être traitée par la suite dans ce chapitre.

Comme défini précédemment, l'IMC se compose de deux convertisseurs :

- Un redresseur de courant,
- Un onduleur de tension.

Le redresseur de courant est composé de deux cellules de commutation nommées  $R_1$  et  $R_2$  qui doivent respecter impérativement un certain nombre de règles :

- Une source de tension ne doit jamais être court-circuitée mais elle peut être ouverte,
- Le circuit d'une source de courant ne doit jamais être ouvert mais il peut être court-circuité.

Cela se traduit par la relation (I.6)

$$S_{aq} + S_{bq} + S_{cq} = 1, q \in \{p, n\} \quad (\text{I.6})$$

La matrice de connexion du redresseur est décrite par :

$$[S_{Red}] = \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

- La tension continue fictive  $V_{dc}$  est calculée en multipliant les tensions d'entrée par la matrice de connexion  $[S_{Red}]$  qui représente les états des interrupteurs

$$\begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} = [S_{Red}] * \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Avec :  $V_{dc} = V_{dcp} - V_{dcn}$

- Les courants d'entrée sont calculés en multipliant le courant fictif  $I_{dc}$  par la matrice de connexion transposée  $[S_{Red}]^t$  comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [S_{Red}]^t * \begin{bmatrix} I_{dcp} \\ I_{dcn} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

L'onduleur de tension est composé de trois cellules de commutation nommées  $U_i, V_i$  et  $W_i$  de façon qu'à tout instant les interrupteurs de cette dernière soient commandés de telle sorte que la source de tension continue fictive ne doit jamais être court-circuitée :

$$S_{jp} + S_{jn} = I \quad j \in \{u, v, w\} \quad (\text{I.10})$$

La matrice de connexion de l'onduleur est décrite par :

$$[S_{Ond}] = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Les tensions de sorties de l'onduleur sont obtenues en multipliant la tension continue fictive  $V_{dc}$  par la fonction de connexion de l'onduleur  $[S_{Ond}]$ , et le courant fictif  $I_{dc}$  est calculé en employant la matrice transposée  $[S_{Ond}]^t$  comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{su} \\ U_{sv} \\ U_{sw} \end{bmatrix} = [S_{Ond}] * \begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$\begin{bmatrix} I_{dcp} \\ I_{dcn} \end{bmatrix} = [S_{Ond}]^t * \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \\ I_{sw} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

La matrice de connexion de l'IMC nommée  $[S_{IMC}]$  est définie comme étant le produit de deux matrices de connexion du redresseur et de l'onduleur :

$$[S_{IMC}] = [S_{Ond}] * [S_{Red}] = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

N'importe quelle combinaison de commutation de l'IMC est en fait équivalente à l'une des combinaisons de commutation du MC et par conséquent, ces deux structures assurent la même conversion.

Le ratio de transformation en tension nommé  $q$  défini par le rapport entre l'amplitude de la tension de sortie et de l'amplitude de la tension d'entrée est limité à  $\frac{\sqrt{3}}{2}$ .

Comme l'IMC ne possède aucun élément de stockage et qu'il fonctionne en régime sinusoïdal triphasé équilibré, ses puissances de sortie et d'entrée peuvent être considérées égales :

$$P_e = P_s = \frac{3}{2} V_{em} I_{em} = \frac{3}{2} V_{sm} I_{sm} \cos \varphi_s \quad (\text{I.15})$$

$$q = \frac{V_{sm}}{V_{em}} = \frac{I_{em}}{I_{sm} \cos \varphi_s} \quad (\text{I.16})$$

La limite maximale du ratio de transformation  $q$ , permettant d'obtenir des tensions de sortie sans harmoniques basse fréquence, vaut  $\frac{\sqrt{3}}{2}$ . Cette limite est commune à tous les convertisseurs AC/AC sans stockage.

## I.2.2 La machine asynchrone

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est indispensable d'adopter les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé,
- La machine asynchrone est symétrique et à entrefer constant,
- L'effet de peau est négligeable,
- La f.m.m créée au rotor et au stator dans une phase, est à reptation sinusoïdale le long de l'entrefer.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température

### I.2.2.1 Modèle mathématique de la MAS :

#### I.2.2.1.1 Equations en triphasée

Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de  $120^\circ$ , les mêmes propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage d'écureuil ou formé de trois bobines.

La Figure. III.1 montre la disposition des enroulements statoriques et rotoriques.

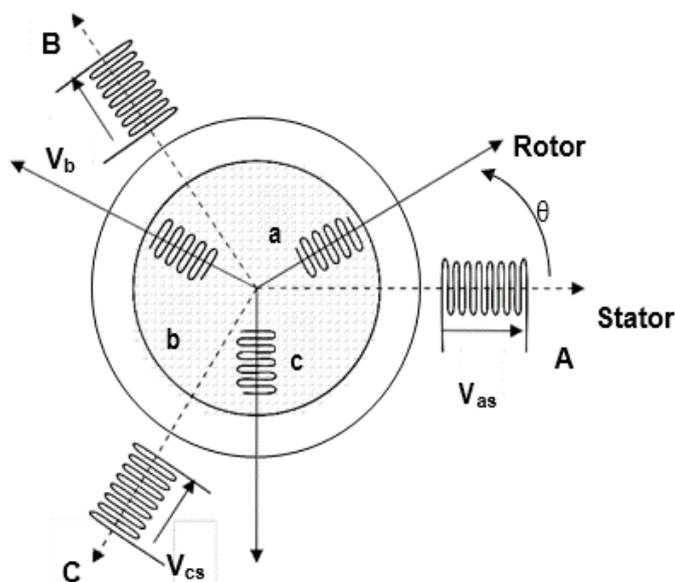


Figure. I.3 Présentation schématique de la MAS triphasée

Dans le repère triphasé, les trois vecteurs A, B, C sont orientés selon les axes des trois enroulements statoriques de la machine. Il est de même pour le rotor.

L'axe A est souvent considéré comme référence, et l'angle  $\theta$  définit la position du rotor par rapport au stator.

En tenant compte des hypothèses mentionnées précédemment les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques peuvent s'écrire sous forme matricielle en appliquant la loi d'Ohm comme suit :

$$\text{Au stator} \quad [V_{sabc}] = [R_s] [I_{sabc}] + \frac{d[\Phi_{sabc}]}{dt} \quad (\text{I.17})$$

$$\text{Au rotor} \quad [V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d[\Phi_{rabc}]}{dt} \quad (\text{I.18})$$

Les grandeurs  $[V_{sabc}]$ ,  $[I_{sabc}]$ ,  $[\Phi_{sabc}]$ , sont des vecteurs de dimension 3x1 définis comme suit :

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad [I_{sabc}] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad [\Phi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Celles du rotor sont :

$$[V_{rabc}] = \begin{bmatrix} V_{ar} = 0 \\ V_{br} = 0 \\ V_{cr} = 0 \end{bmatrix} \quad [I_{rabc}] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad [\Phi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

Les matrices des résistances des enroulements statoriques et rotoriques sont définies comme suit :

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad ; \quad [R_r] = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

Les flux totaux de la machine sont en relation avec les courants par l'intermédiaire des équations suivantes :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}] [I_{sabc}] + [L_{msr}] [I_{rabc}] \quad (\text{I.21})$$

$$[\Phi_{rabc}] = [L_{rr}] [I_{rabc}] + [L_{mrs}] [I_{sabc}] \quad (\text{I.22})$$

Avec :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_s & I_{ms} & I_{ms} \\ I_{ms} & L_s & I_{ms} \\ I_{ms} & I_{ms} & L_s \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & I_{mr} & I_{mr} \\ I_{mr} & L_r & I_{mr} \\ I_{mr} & I_{mr} & L_r \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

$$[L_{msr}] = l_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

$[L_{SS}]$  : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques.

$[L_{rr}]$  : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques.

$[L_{msr}]$  : Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$I_{ms}$  : Inductance mutuelle entre enroulements statoriques.

$I_{mr}$  : Inductance mutuelle entre enroulements rotoriques.

$L_m$  : L'inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.

Notons que, la matrice des inductances mutuelles rotoriques n'est d'autre que la transposée de celle des inductances mutuelles statoriques ;  $[L_{mrs}] = [L_{msr}]^t$ .

Les équations dans le système triphasé présentent deux inconvénients majeur [1] :

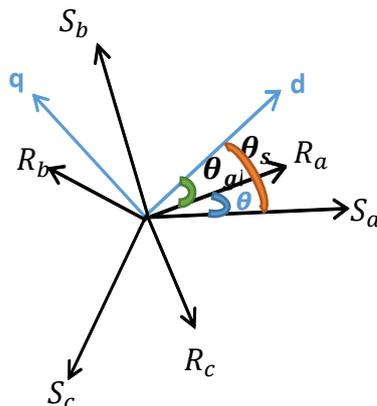
- Nombre important de variables couplées entre elles ;
- Dépendance des matrices  $[L_{msr}]$ ,  $[L_{mrs}]$  de l'angle de rotation mécanique.

Pour pallier à ce problème, on effectue une transformation linéaire des grandeurs triphasées de la machine réelle (du repère triphasé) à d'autres grandeurs dans un repère biphasé fictif. La transformation que nous allons utiliser est celle de **Park**.

### I.2.2.1.2 Equations en diphasée

Le modèle diphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé à un repère diphasé, Cette transformation est orthonormée, elle conserve la puissance instantanée qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle  $\theta$  et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de **Park** (1929).

La figure III.2 met en relief l'axe direct **d** du référentiel de **Park**, et l'axe en quadrature d'indice **q**.



**Figure I.4 :** Position des axes dq par rapport aux axes de la machine.

Pour simplifier les équations, les repères de *Park* des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante :

$$\theta_s = \theta_{gl} + \theta \quad (\text{I-26})$$

La matrice de transformation de *Park*  $[P(\theta)]$  est définie comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-27})$$

Notons que si le système n'est pas équilibré que ce soit par son alimentation, ses courants ou ses flux, la représentation n'est plus valide et ne conduirait plus à un découplage aussi intéressant que celui de **Park**.

### I.2.2.1.3 Choix du repère « dq »

Ce qui rend la transformation de Park captivante, est que l'orientation du repère dq peut être quelconque. Il existe trois choix importants, le repère **dq** peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application [18]

- Le repère d'axes dq fixe lié au stator ( $\theta_s = 0$ ), Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent à la pulsation  $\omega_s$ . Cette méthode est généralement utilisée dans l'étude des observateurs (dq =  $\alpha, \beta$ ) ;

- Repère d'axes dq lié au rotor ( $\theta_{gl} = \mathbf{0}$ ). Les grandeurs évoluent en régime permanent à la pulsation des courants rotoriques  $\omega_{gl}$ . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement) ;
- Repère d'axes dq lié à l'un des flux de la machine. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continues. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

### I.2.2.1.4 Référentiel lié au champ tournant

Le champ tournant symbolisé par le vecteur flux statorique, est le champ créé par le bobinage statorique qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Si on choisit de fixer le repère  $dq$  au champ tournant alors on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \iff \omega_{gl} = \omega_s - \omega_r = \omega_s - p\Omega \quad (\text{I.28})$$

$\omega_s$  : est la pulsation statorique

$\omega_r$  : est la pulsation rotorique

$\omega_{gl}$  : est la pulsation du glissement

$\Omega$  : la vitesse mécanique, elle est reliée à la pulsation rotorique par :  $\omega_r = p\Omega$

#### I.2.2.1.4.1 Equations électriques

Les équations électriques de la MAS dans un repère de *Park* lié au champ tournant sont :

$$\text{Au stator} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \end{array} \right. \quad (\text{I.29})$$

$$\text{Au rotor} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{rd} = 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \phi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{I.30})$$

Ceux des flux totaux ayant pour valeur :

$$\text{Au stator} \quad \left\{ \begin{array}{l} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \end{array} \right. \quad (\text{I.31})$$

$$\text{Au rotor} \quad \left\{ \begin{array}{l} \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{I-32})$$

$L_s = L_{as} - L_{ms}$  : Inductance cyclique statorique.

$L_r = L_{ar} - L_{mr}$  : Inductance cyclique rotorique.

$L_s = \frac{3}{2} l_m$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

#### I.2.2.1.4.2 Equation mécanique

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique. Le couple électromagnétique  $C_{em}$  peut se mettre sous plusieurs formes

$$C_{em} = \frac{L_m}{L_r} p(\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (\text{I-33})$$

Notons que c'est la relation (III-18) qui sera retenue, car elle dépend des variables d'état adoptées. La vitesse de rotation mécanique se déduit de la loi fondamentale de la mécanique générale (la somme des couples à l'arbre est équivalente au couple inertiel), elle s'écrit donc :  
Où :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r \text{sign}(\Omega) - f_v \Omega \quad (\text{I-34})$$

$J$  : est l'inertie de toutes les masses tournantes ramenées à l'arbre de la machine.

$C_r$  : Le couple de charge.

$f_v$  : Coefficient du frottement visqueux.

#### I.2.2.1.4.3 Expression en modèle d'état

Maintenant on va réécrire les équations de la machine en modèle d'état en vue de sa commande, en prenant les courants statoriques  $I_{sd}$   $I_{sq}$  et les flux rotoriques  $\Phi_{rd}$ ,  $\Phi_{rq}$  comme variables d'états.

D'abord remplaçons les courants rotoriques et les flux statoriques à partir de (I.31), (I.32)

$$\text{Pour les courants rotoriques} \quad \left\{ \begin{array}{l} I_{rd} = \frac{1}{L_r} \Phi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} I_{sd} \\ I_{rq} = \frac{1}{L_r} \Phi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} I_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{I.35})$$

$$\text{Pour les flux statoriques} \quad \left\{ \begin{array}{l} \Phi_{sd} = \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) I_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rd} \\ \Phi_{sq} = \left( L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) I_{sq} - \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rq} \end{array} \right. \quad (\text{I.36})$$

En rapportant ces dernières relations dans (I.14), (I.15) on aboutira aux systèmes d'équations d'états suivantes

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega_r \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_s I_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) I_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) \Phi_{rq} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega_r \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \left( \frac{L_m R_r}{L_r} \right) I_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{rd} + \omega_{gl} \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \left( \frac{L_m R_r}{L_r} \right) I_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{rq} - \omega_{gl} \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{I.37})$$

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$  est le Coefficient de dispersion.

En identifiant le système (III.22) à la forme :  $\frac{dX}{dt} = AX + BU$  on aura :

Le vecteur d'états  $X = [I_{sd} \ I_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^t$ , A la matrice dynamique du système, le vecteur de commande  $U = [V_{sd} \ V_{sq}]^t$  et B la matrice d'application de commande, donc :

$$X = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.38})$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) & \omega_s & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega_r \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega_r & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.39})$$

Où :  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  est la constante de temps rotorique

### **I.3 Résultats de simulation**

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs, on a choisi le logiciel Matlab/Simulink très connu pour sa puissance de calcul.

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine asynchrone, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par le réseau standard (à vide et en charge), et puis à travers un convertisseur matriciel indirect commandé par modulation de la largeur d'impulsion vectorielle (SVM) étudiée dans le chapitre précédent. Les paramètres de la machine sont donnés en Annexe A.

#### **I.3.1 Fonctionnement à vide ( $C_r = 0 \text{ N.m}$ ) (voir Figure I.3)**

##### **I.3.1.1 Le couple électromagnétique $C_{em}$**

L'inertie  $J$  est un paramètre mécanique qui intervient dans la durée du régime transitoire de la machine car elle est proportionnelle à la constante de temps mécanique. Lors du démarrage de la machine asynchrone, on constate un régime transitoire avec un très fort couple de démarrage qui atteint la valeur de **45 N.m**. cela revient que lors de cette période la machine doit vaincre sa propre inertie de départ pour démarrer ; elle consomme un courant de grande intensité au stator (de 8 à 10 fois le courant nominal) qui induit un courant élevé au rotor ; celui-ci développera une force électromotrice de grandeur suffisante pour produire un couple électromagnétique plus important que le couple inertiel.

##### **I.3.1.2 Le courant statorique $I_s$**

Au démarrage le courant statorique atteint une valeur crête de **27A**, cela est dû au fort appel du courant de démarrage qui peut atteindre dix fois le courant nominal. Le courant évolue à l'intérieur d'une enveloppe exponentielle, il tendra après le régime transitoire de **0,3 s** vers une sinusoïde d'amplitude constante de **3,6 A**.

##### **I.3.1.3 La vitesse de rotation $N$**

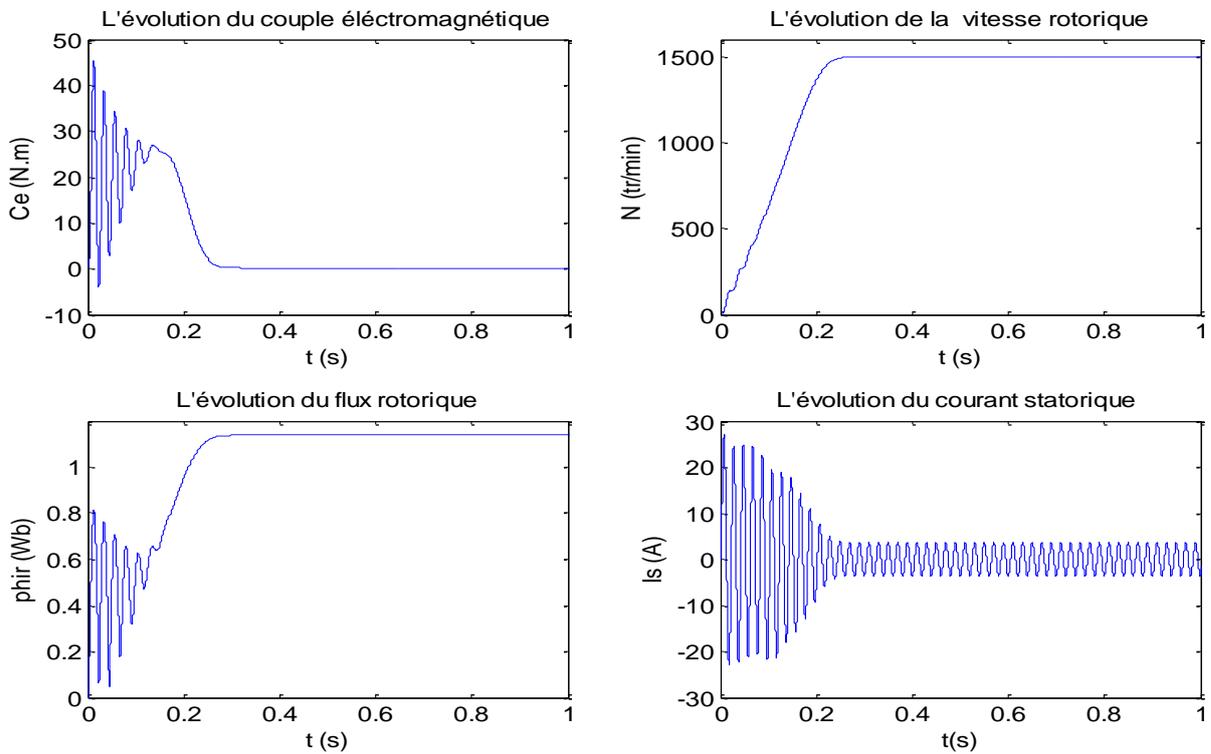
Pendant le régime transitoire, la vitesse croît d'une manière quasi linéaire, après 0,3 s la machine atteint son régime permanent et la vitesse se stabilise au voisinage de la vitesse de synchronisme (**1500 tr/mn**).

Notons également que les intensités de courants statorique et rotorique ainsi que la valeur du couple électromagnétique diminuent à cause de l'augmentation progressive de la vitesse qui a tendance à réduire le couple inertiel (diminution de la pente).

##### **I.3.1.4 Le flux rotorique $\phi_r$**

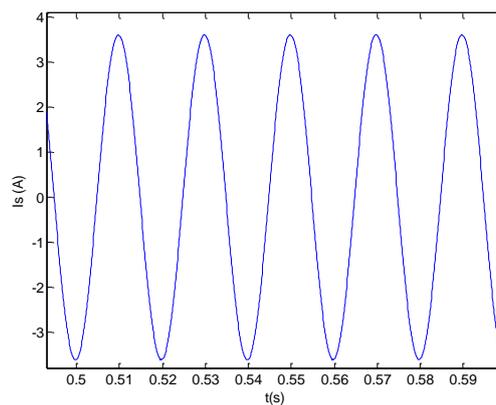
On distingue deux phases dans le régime transitoire :

- Dans la première le flux rotorique atteint une valeur crête de **0.82 Wb** puis oscille en décroissance au bout de **0.16s**, Dans la deuxième le flux croit linéairement au bout de



**0.14s.** Après un régime transitoire qui a duré **0.3s** la machine atteint son régime permanent avec un flux rotorique constant de **1.14 Wb**.

**Figure 1.5**  
de la MAS à



Résultats de simulation  
vide ( $C_r=0$  N.m)

**Figure I 5(a)** le courant en régime permanent d'une phase statorique de la MAS alimentée par le réseau (Zoom)

### **I.3.2 Fonctionnement en charge ( $C_r = 9 \text{ Nm}$ )** Voir Figure (I.6).

Après avoir simulé la machine asynchrone à vide on va lui imposer des perturbations en régime permanent à l'aide d'un couple résistant ( $C_r = 9 \text{ Nm}$ ) .ce qui nous permettra de visualiser les résultats de simulation en charge.

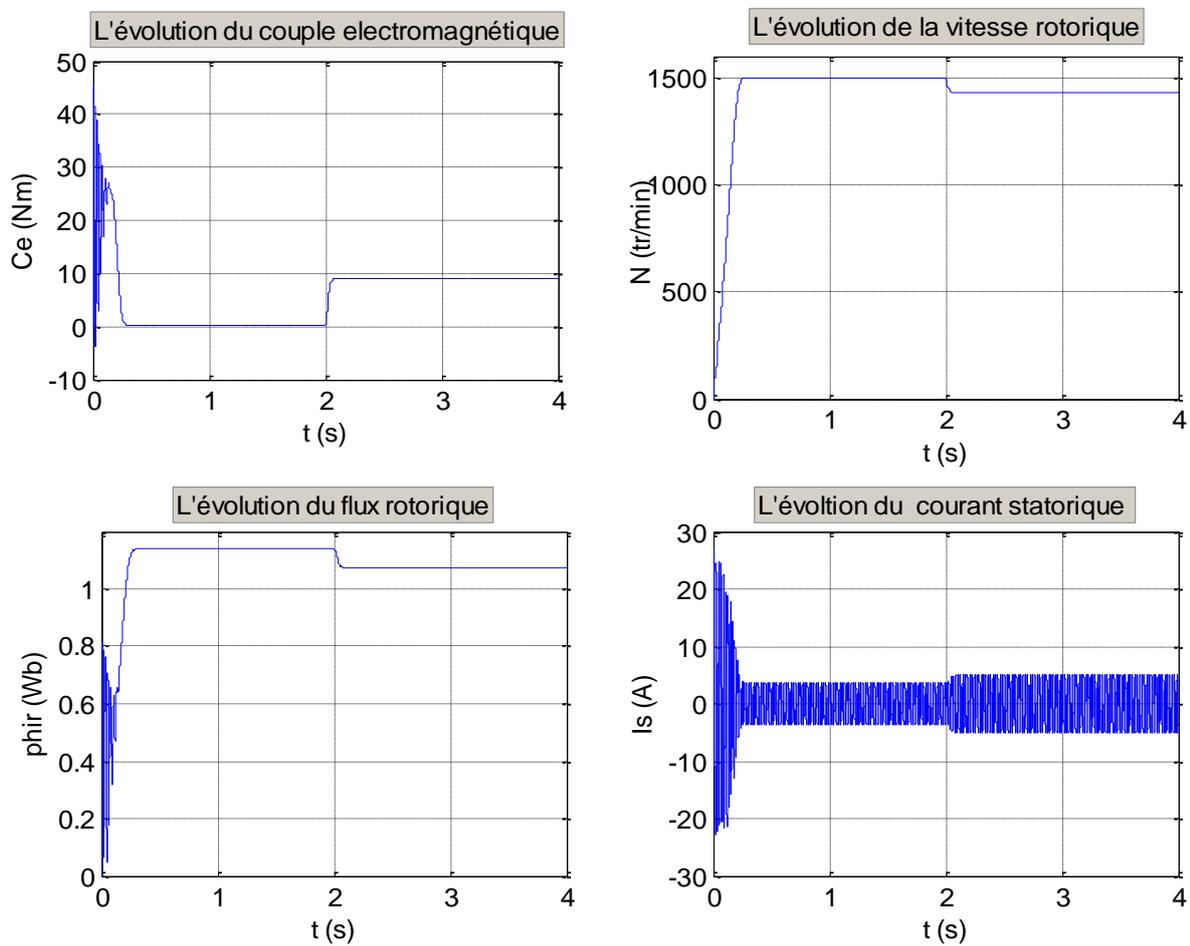
Le couple électromagnétique «  $C_e$  » augmente à **9.18 N.m** après l'application de couple résistant  $C_r$  à **2 s** et cela dû à la compensation des perturbations engendrées par le couple résistant.

En appliquant un couple résistant ( **$C_r = 9 \text{ N.m}$** ) on constate que la vitesse chute et elle se stabilise à **1427 tr/mn**

De même le courant statorique augmente et oscille en sinusoïde avec une valeur crête de **3.85A** puis **5A** lors de l'application du couple résistant  $C_r$ , cette augmentation peut être expliquer par l'augmentation de l'appel de courant de la machine en fonction du couple résistant appliqué afin de subvenir au besoin de la charge imposée

On distingue que Le flux rotorique diminue jusqu'à atteindre la valeur de **1.07 Wb**

**Remarque :** Dans la réalité physique Les machines asynchrones, même alimentées par des courants parfaitement sinusoïdaux, sont elles-mêmes génératrices d'harmoniques ; à cause de la saturation du circuit magnétique et la répartition spatiale du flux tournant dans l'entrefer qui n'est pas rigoureusement sinusoïdale.



**Figure I 6** Résultats de simulation de la machine asynchrone en charge  
(Application d'un couple résistant  $C_r=9 \text{ N.m}$  à  $t=2\text{s}$ )

### **I.3.3 MAS alimentée par un convertisseur matriciel indirect à MLI vectorielle**

La figure (I.7) représente les résultats de simulation de l'association Convertisseur matriciel indirect –MAS

La vitesse en régime permanent se stabilise à une valeur proche de la vitesse du synchronisme, exactement comme dans le cas de la MAS alimentée directement par le réseau triphasé, seulement que la réponse est plus lente.

En régime transitoire, le couple est pulsatoire avec une valeur maximale de **34.2 N.m**, et est ondulé autour du zéro en régime permanent à cause de la présence d'harmoniques de courant, contrairement au cas de la MAS à vide où le couple maximale est de l'ordre de **45 N.m** et sans ondulation en régime permanent.

La forme du courant statorique est presque la même que celle dans le cas de la MAS à vide seulement qu'ici les valeurs maximales ont diminué et évidemment la durée du régime transitoire est augmentée. et c'est pareil pour le flux rotorique.

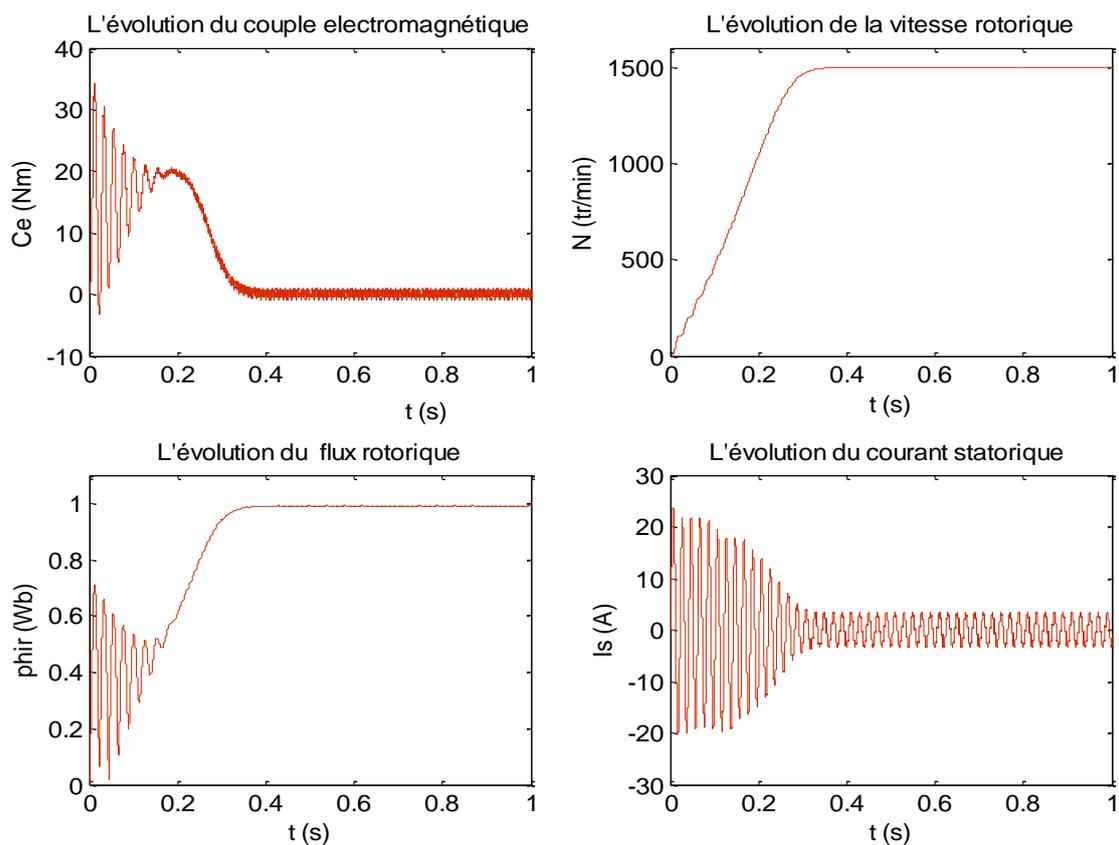


Figure I.7 Résultats de simulation de la MAS alimentée par l'IMC

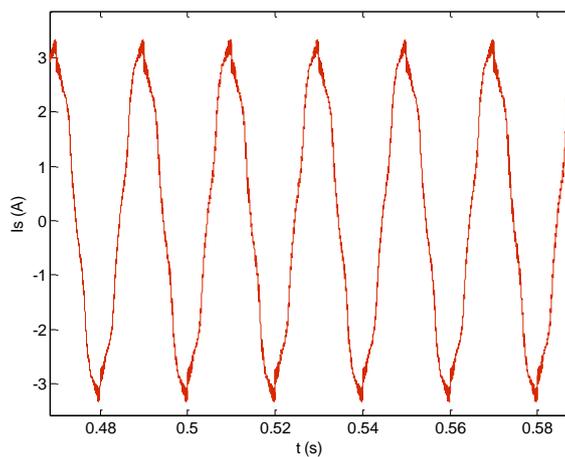


Figure I 7(a) Le courant d'une phase statorique en régime permanent de la machine alimentée par le convertisseur matriciel indirect (Zoom)

### I.3.4 Performances de l'association convertisseur matriciel-machine asynchrone

Les performances de l'association convertisseur matriciel-machine asynchrone sont étudiées de telle sorte que, la topologie IMC a pour un écoulement de puissance du côté réseau commandé afin de maintenir constante la tension du bus continu, alors que la commande du côté de charge est réglée de façon à maintenir la vitesse de référence ou le couple du moteur.

Pour simuler on doit prendre en considérations les deux exigences suivantes :

- Pour des fréquences de sortie inférieures à la fréquence nominale de la machine donnée par le constructeur, nous avons utilisés la commande **V/f** constant pour pouvoir travailler dans la zone à flux constant donc à couple maximum constant,
- au-delà de la fréquence nominale de la machine, nous avons travaillé à puissance constante, donc à un couple qui décroît avec la croissance de la fréquence de sortie du convertisseur matriciel indirect.

Donc, Pour chaque fréquence de sortie (25, 50, 75 Hz) on correspond des tensions de références de sortie suivantes ( $\frac{q}{2}V_{sm}$ ), ( $qV_{sm}$ ), ( $1.2qV_{sm}$ ) respectivement et les grandeurs à simuler sont :

- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la MAS,
- Le courant statorique transitoire et permanent d'une phase de la machine asynchrone,
- Le courant d'entrée transitoire et permanent d'une phase de réseau d'alimentation,
- La vitesse de rotation.

### I.3.5 Interprétation des résultats

• La présence d'harmoniques dans l'alimentation engendre la création des couples harmoniques dans la machine. Ces derniers se superposent au couple fondamental et augmentent les vibrations mécaniques subies par la machine, ce qui va augmenter plus rapidement la fatigue mécanique du moteur ;

• Des résultats de simulation (**Figure I.8, Figure I.9** pour les différentes fréquences de sortie  $f_s = 25 \text{ Hz}, f_s = 50 \text{ Hz}$ ) correspondantes aux tensions d'alimentation ayant pour les THD (130.11 , 63,25% ) respectivement, (citées sur les figures :I.8 (C) ,I.8(D) ) à l'exception de la troisième fréquence qui est de 60 Hz (voir **Figure I.10**) montrent des oscillations importantes sur le couple de la machine asynchrone ;

• Vu que Les courants harmoniques les plus importants circulant au stator d'une machine triphasée peuvent être groupés par paires : 5 et 7, 11 et 13, et plus généralement  $6k-1$  et  $6k+1$  ;

• Les harmoniques de rang  $6k-1$  créent un flux tournant dans le sens inverse à la vitesse  $(6k-1)\omega$ , donc à la vitesse  $6k\omega$  par rapport au rotor et en sens inverse de celui-ci ;

- Les harmoniques de rang  $6k+1$  créent un flux tournant dans le sens direct à la vitesse  $(6k+1)\omega$ , donc à la vitesse  $6k\omega$  par rapport au rotor et dans le même sens que celui-ci ;
- Ces flux tournants induisent des courants de fréquence  $6kf$ , donc des couples de fréquence  $6kf$  dans le rotor, voir (Figure I.8, Figure I.9) qui montrent que sur les périodes de commutation de « 0.02s », « 0.04s » pour les fréquences «  $f_s = 50$  Hz,  $f_s = 25$  Hz » la présence d'ondulation de couple de fréquence  $6f$  et  $12f$  respectivement.
- La (figure I.12) montre que pour la fréquence de sortie ( $f_s = 75$  Hz), la valeur du couple dépasse la valeur du couple nominale à  $t=0.6s$ , elle est de l'ordre de 11.6 N.m donc, on a intérêt de travailler à puissance constante.
- De fortes ondulations marquées sur la (figure I.10) pour le courant statorique de la machine à une fréquence de sortie ( $f_s = 60$  Hz) et cela revient à ce que la machine se sature.
- Pour le rapport de tension  $q=0.5$  non seulement la durée du régime transitoire qui augmente, mais aussi on remarque qu'en régime permanent le couple et le courant statorique ont pour de fortes ondulations ainsi, une distorsion du signal importante voir (Figure I.13, Figure I.14).
- Pour une fréquence de commutation ( $f_c = 33$  kHz) le THD en tension est baissé de moitié par rapport à ( $f_c = 10$  kHz) (voir Figure I.15, Figure I.16).
- La fréquence de commutation influe légèrement sur le THD du courant statorique (voir figure I.17, Figure I.18).

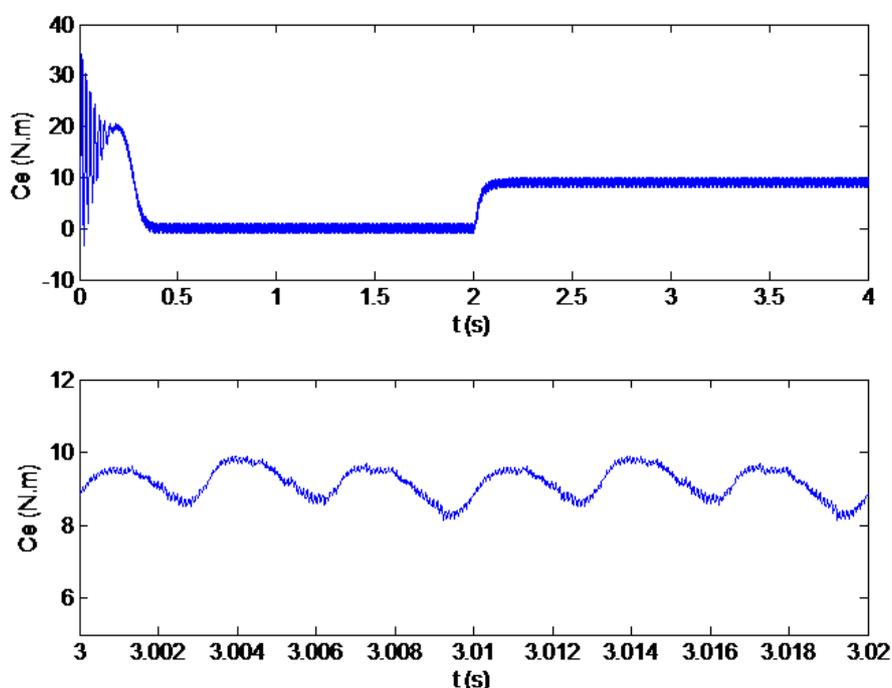


Figure I.8 Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la MAS ( $f_s = 50$ Hz, ( $q=0.867$ ,  $f_c = 10$  kHz  $C_r = 9$ N.m à  $t = 2$ s).

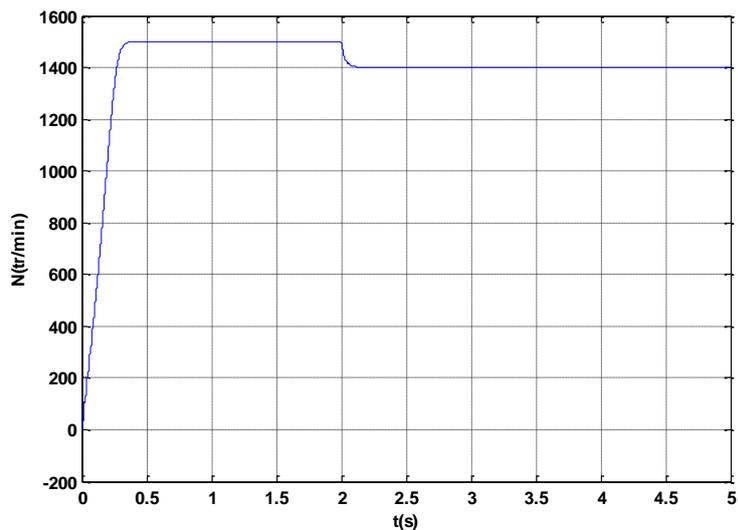


Figure I.8(a) La vitesse de rotation de la MAS ( $f_s = 50\text{Hz}$ ,  $q=0.867$ ,  $f_c = 10\text{ kHz}$ ,  $Cr = 9\text{N.M}$  à  $t = 2\text{s}$ ).

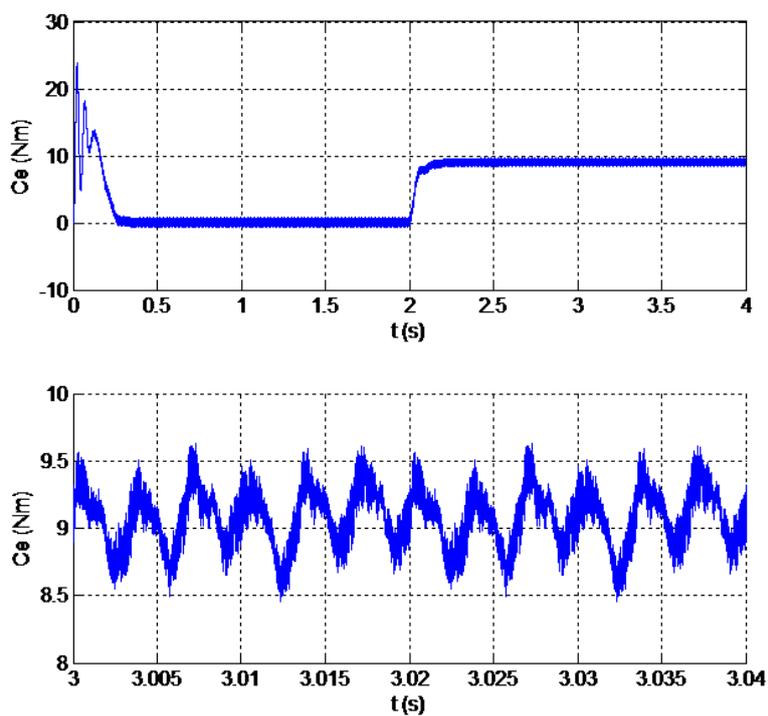


Figure I.9 Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la MAS ( $f_s = 25\text{Hz}$ ,  $q=0.867$ ,  $f_c = 10\text{ kHz}$   $Cr=9\text{N.m}$  à  $t=2\text{s}$ ).

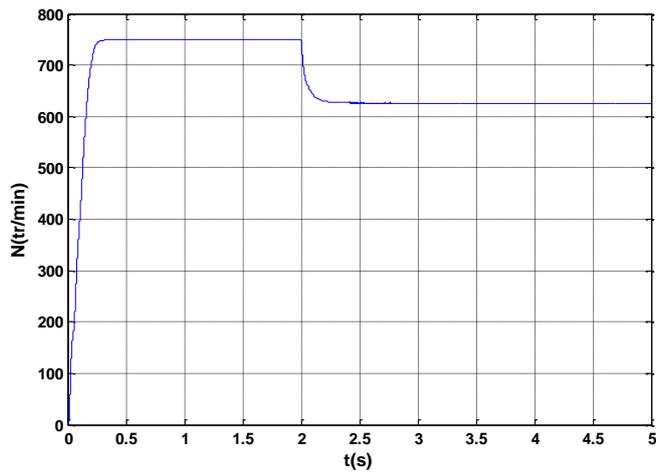


Figure I.9 (a) La vitesse de rotation de la MAS ( $f_s = 25\text{Hz}$ ,  $q=0.867$ ,  $f_c = 10\text{ kHz}$   $Cr = 9\text{N.m}$  à  $t = 2\text{ s}$  ).

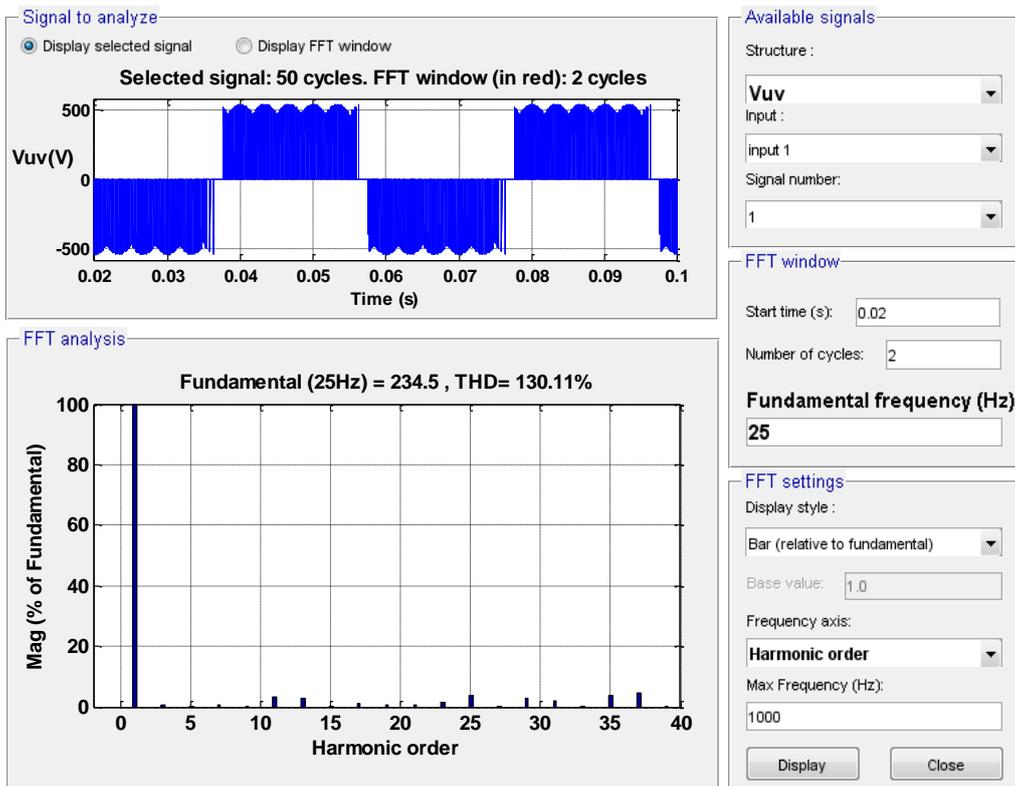


Figure I. 8(C) Analyse spectrale de la tension composée ( $f_s = 25\text{ Hz}$ ,  $f_c = 10\text{ KHz}$ ,  $q = 0.867$ )

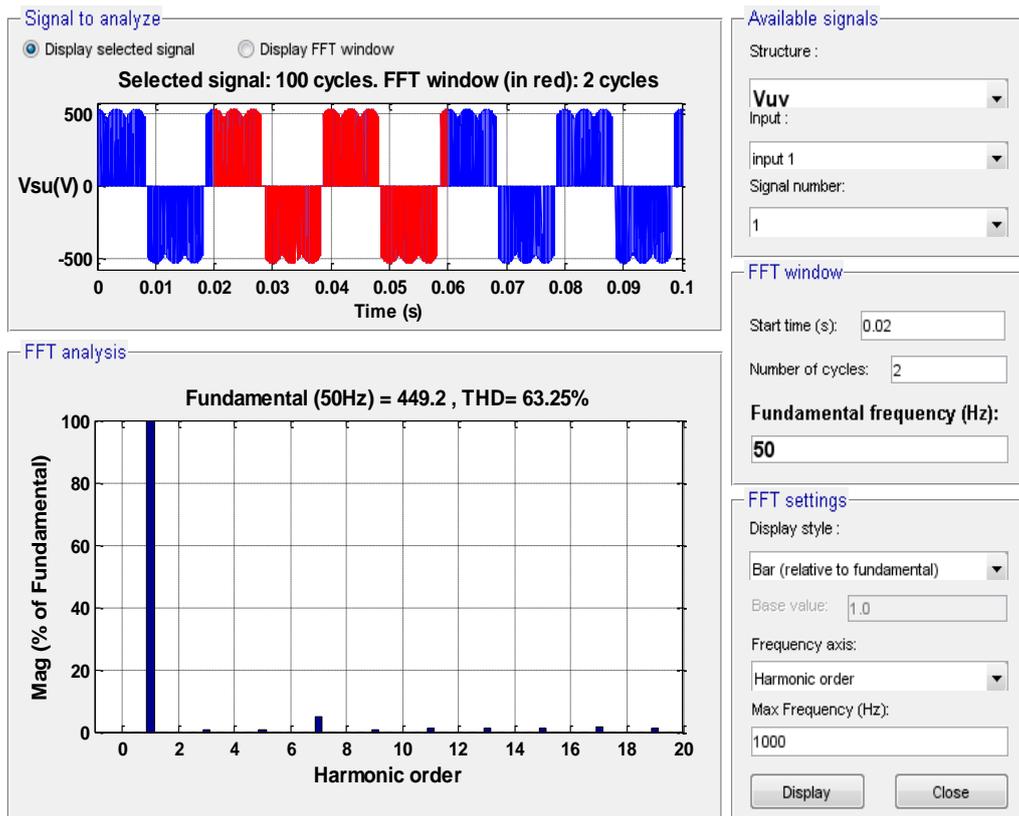


Figure I.8(D) Analyse spectrale de la tension composée ( $f_s = 50 \text{ Hz}$ ,  $f_c = 10 \text{ KHz}$ ,  $q = 0.867$ )

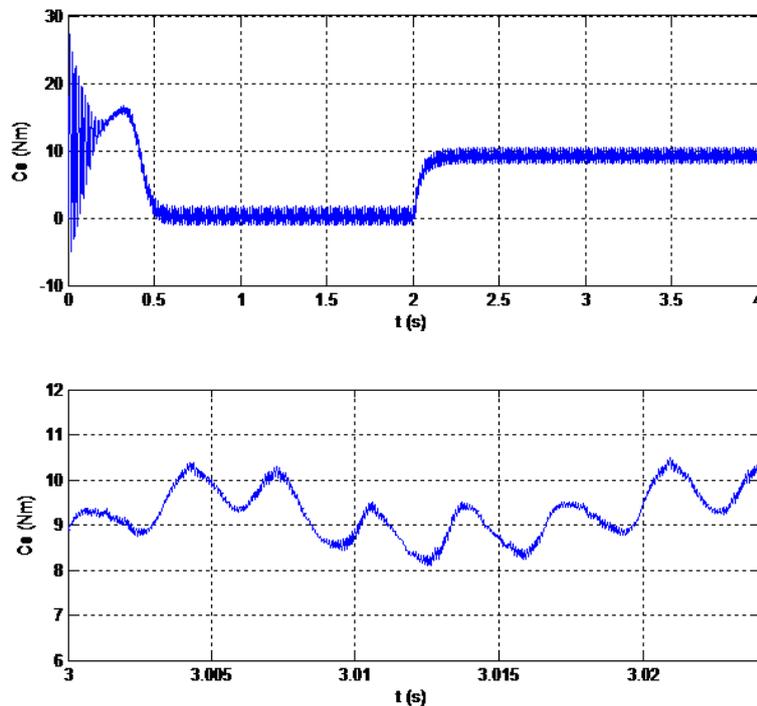


Figure I.10 Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la MAS ( $f_s = 60 \text{ Hz}$ ,  $q = 0.867$ ,  $f_c = 10 \text{ KHz}$   $C_r = 9 \text{ N.m}$  à  $t = 2 \text{ s}$ ).

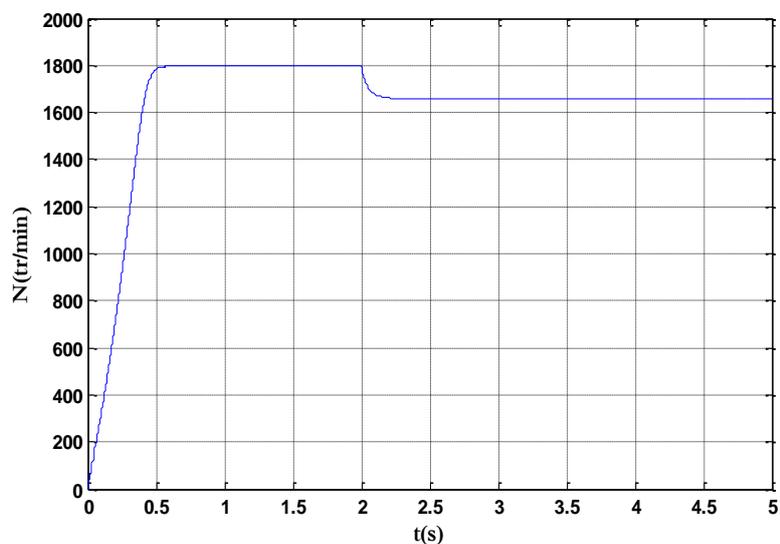


Figure I 10 (a) La vitesse de rotation de la MAS ( $f_s = 60$  Hz,  $q=0.867$ ,  $f_c = 10$  kHz,  $Cr = 9$  N.m à  $t = 2$  s).

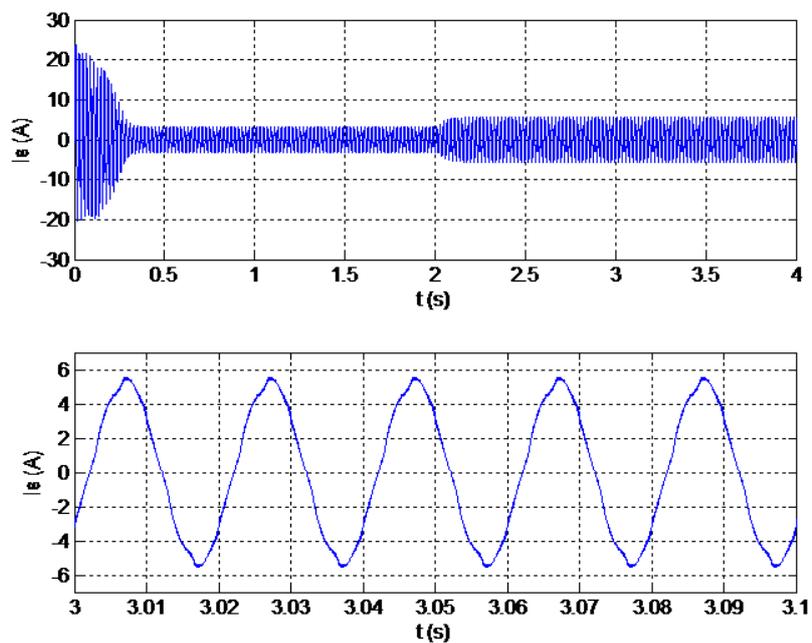


Figure I 11 le courant statorique transitoire et permanent d'une phase de la machine asynchrone ( $f_s = 50$  Hz,  $q=0.867$ ,  $f_c = 10$  kHz,  $Cr = 9$  N.m à  $t = 2$  s)

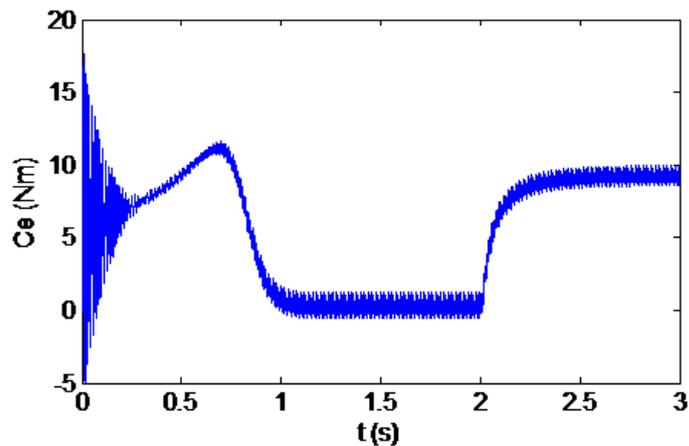


Figure I.12 le courant statorique transitoire et permanent d'une phase de la machine asynchrone ( $f_s = 75 \text{ Hz}$ ,  $q=0.867$ ,  $f_c = 10 \text{ kHz}$ ,  $Cr = 9 \text{ N.m}$  à  $t = 2 \text{ s}$ ).

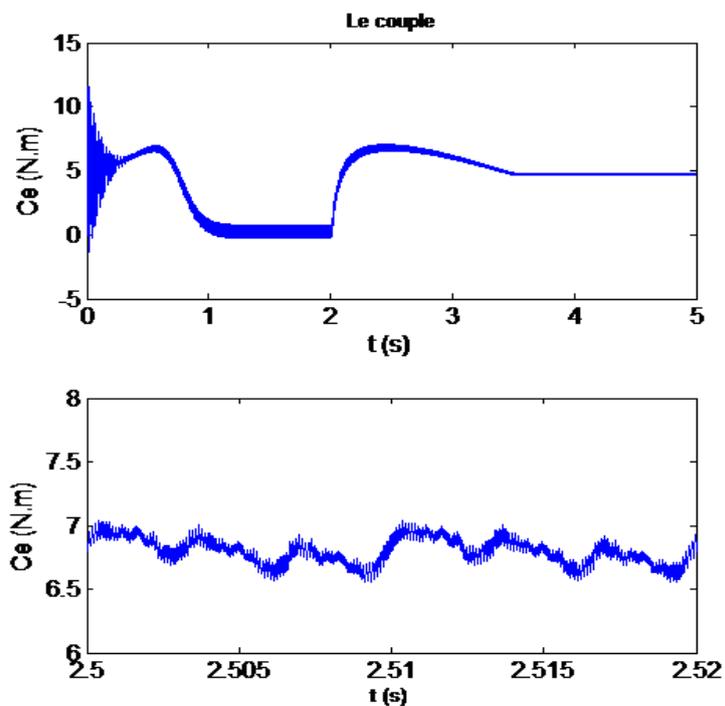


Figure I.13 le couple électromagnétique transitoire et permanent d'une phase de la machine asynchrone ( $f_s = 50 \text{ Hz}$ ,  $q=0.5$ ,  $f_c = 10 \text{ kHz}$ ,  $Cr = 9 \text{ N.m}$  à  $t = 2 \text{ s}$ ).

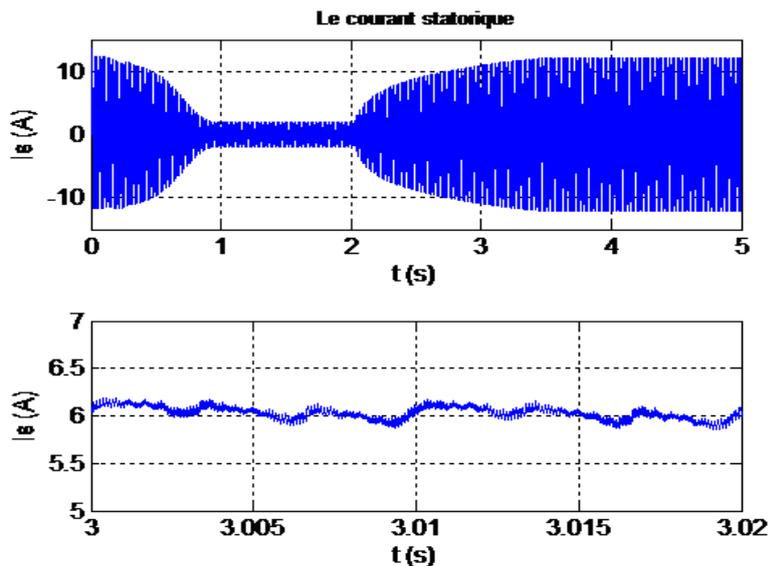


Figure I.14 le courant statorique transitoire et permanent d'une phase de la machine asynchrone ( $f_s = 50$  Hz,  $q=0.5$ ,  $f_c = 10$  kHz,  $Cr = 9$  N.m à  $t = 2$  s).

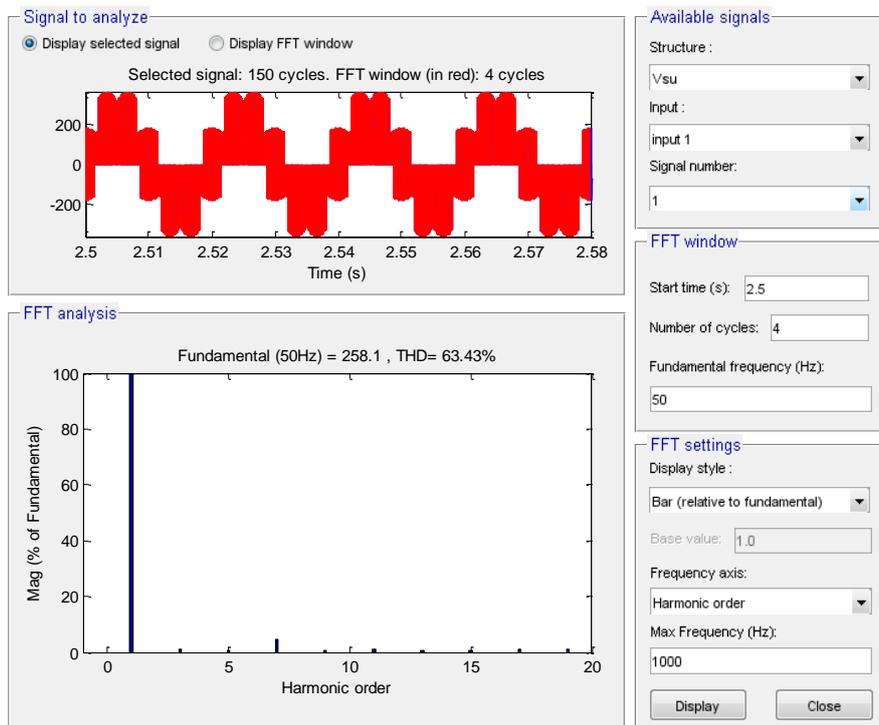


Figure I.15 le spectre d'harmoniques de tension de sortie ( $f_s = 50$  Hz,  $q=0.867$ ,  $f_c = 10$  kHz).

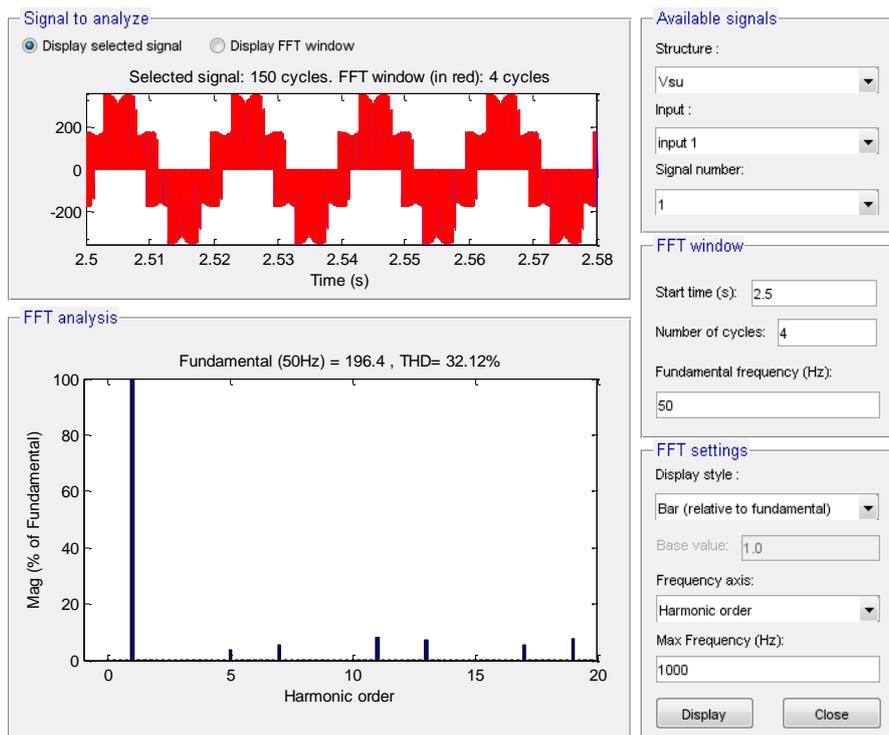


Figure I.16 le spectre d'harmoniques de tension de sortie ( $f_s = 50 \text{ Hz}$ ,  $q=0.86$ ,  $f_c = 33 \text{ kHz}$ ).

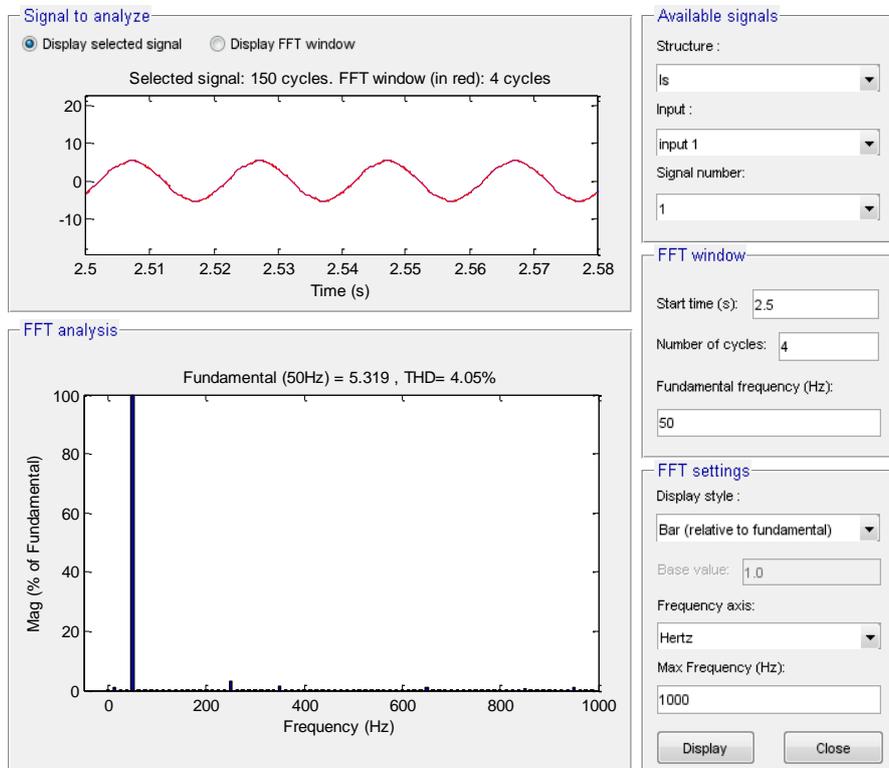


Figure I.17 le spectre d'harmoniques du courant statorique ( $f_s = 50 \text{ Hz}$ ,  $q=0.867$  et  $f_c = 33 \text{ kHz}$ ).

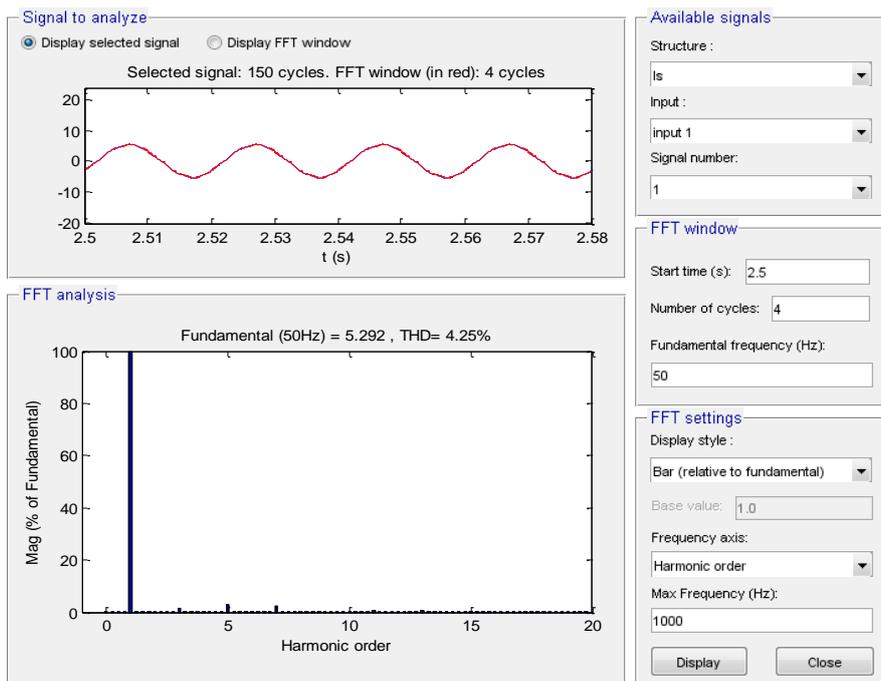


Figure I.18 le spectre d’harmoniques du courant statorique ( $f_s = 50 \text{ Hz}$ ,  $q=0.867$  et  $f_c = 10 \text{ kHz}$ ).

A partir des résultats de simulation de l’association convertisseur matriciel indirect-machine asynchrone on constate que :

- ✚ En régime permanent la fréquence du couple électromagnétique est égale six, douze fois la fréquence de la tension ( $f_s = 25 \text{ Hz}$ ,  $f_s = 50 \text{ Hz}$ ) délivrée par le convertisseur matriciel indirect,
- ✚ Pour des fréquences inférieures à la fréquence nominale nous avons utilisé la commande V/f constant afin de garder un flux constant et donc le couple max généré par la machine constant,
- ✚ Quand la fréquence de commutation augmente le THD diminue,
- ✚ Pour une fréquence supérieure à la fréquence nominale de la machine, nous avons travaillé à puissance constante parce que la machine ne peut pas supporter des couples résistants élevés,
- ✚ Le courant de sortie d’une phase statorique de la machine est presque sinusoïdale vue que cette dernière elle-même lisse le courant d’entrée
- ✚ Quand le rapport de tension diminue les ondulations du couple électromagnétique augmente.

## **Conclusion**

Dans ce travail, a été consacré d'une part, à la présentation et à la modélisation de l'association convertisseur matriciel indirect –machine asynchrone et, à l'analyse du comportement de l'association IMC-MAS d'autre part.

Nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone dont la complexité a été réduite en utilisant des transformations relatives (Park dans notre cas) et un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

On a constaté que pour la commande SVM les harmoniques sont atténués au maximum pour les fréquences élevées de commutation.

D'après les résultats de simulation du fonctionnement de l'association convertisseur matriciel indirect-machine asynchrone la stratégie de commande « SVM » donne un couple de fréquence égal six fois, douze fois la fréquence de la tension de sortie.

# Conclusion Générale

L'objectif de ce mémoire est d'étudier les performances un nouveau type de convertisseur AC/AC sans élément de stockage capacitif intitulé convertisseur matriciel indirect alimentant une machine asynchrone.

Il ressort de cette étude que l'utilisation du convertisseur matriciel indirect à SVM en remplacement de redresseur à thyristors et l'onduleur de tension améliore considérablement le facteur de puissance (unitaire) ainsi, une forme d'ondes tés proche de la sinusoïde pour les courants statoriques de la machine asynchrone.

## Référence bibliographique

[1] A. Boukhelifa, "Les éléments d'optimisation du pilotage d'une machine asynchrone en vue d'un contrôle vectoriel" Doctorat d'état en électrotechnique à l'école nationale polytechnique, Alger, 2007.

## **ANNEXE A**

### ***Paramètres de la machine asynchrone***

La machine asynchrone qui a été choisie, pour l'étude par simulation numérique, est une machine à cage d'écureuil.

Ses caractéristiques principales sont les suivantes :

- Puissance nominale : 1.5 kW.
- Nombre de paires de pôles :  $P = 2$ .
- Vitesse nominale : 1420 tr/mn.
- Tension : 220 / 380 V.
- Intensité nominale : 6.7 / 3.7 A.

### ***Paramètres électriques***

$$R_s = 4,85 \Omega.$$

$$R_r = 3,805 \Omega.$$

$$L_s = 0,274 H.$$

$$L_r = 0,274 H.$$

$$L_M = 0,258 H.$$

### ***Les paramètres mécaniques***

$$J = 0.031 \text{ Kg.m}^2.$$

$$f = 0.001136 \text{ Kg.m}^2/\text{s}.$$