

FACULTÉ DE TECHNOLOGIE  
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

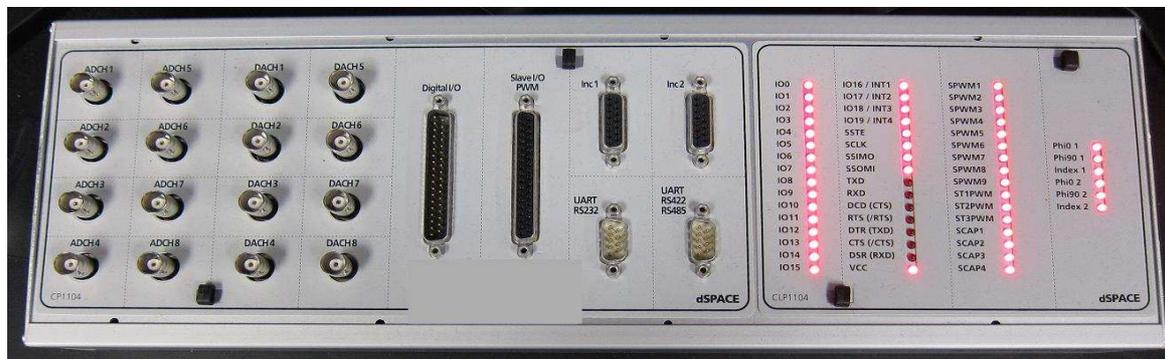
## MÉMOIRE DE MASTER II

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE MASTER II EN ÉLECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE DES SYSTÈMES ELECTRIQUES

Thème:

# Alimentation d'une machine asynchrone par onduleur MLI en utilisant la carte Dspace 1104



RÉALISÉ PAR :

- MR BEN BOUDAOU D MOURAD
- MELLE MOKRANI ZAHRA

ENCADRÉ PAR :

- MR TAZERART FARID (PROMOTEUR)
- MR REKIOUA TOUFIK (CO-PROMOTEUR)

MEMBRES DU JURY:

PRÉSIDENT : MR M. ADLI  
EXAMINATEUR : MR A. AZIB

ANNÉE UNIVERSITAIRE : 2011/2012

---

REMERCIEMENTS

---

# Remerciements

---

# REMERCIEMENTS

---

*En préambule à ce mémoire, nous souhaiterions adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous ont apporté leur aide et qui ont contribué à son élaboration, ainsi qu'à la réussite de cette année universitaire des plus remplies.*

*La réalisation de ce mémoire a été possible grâce au concours de plusieurs personnes auxquelles nous voudrions témoigner toute notre reconnaissance.*

*Notre gratitude va tout d'abord à Monsieur et Madame les Professeurs T. Rekioua et D. Rekioua, qui nous ont honorés de leur confiance, en nous acceptant et en nous formant au sein de l'équipe du laboratoire de recherches L T 2 i. Ils nous ont encouragés à entreprendre des activités de recherche au sein du groupe, dont ils assurent la présidence. Puissent ces lignes être l'expression de notre plus profonde reconnaissance.*

*Aussi, nous tenons à sincèrement remercier, Monsieur F. Tazerart qui, en tant que directeur de mémoire, s'est toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de cette étude, ainsi que pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'il a bien voulu nous consacrer et sans qui ce mémoire n'aurait jamais vu le jour.*

*Au cours de notre travail, nous avons bénéficié du soutien, non sans importance, des thésards B. Metidji, D. Ziane, N. Mezzai, H. Amimer et de l'ingénieur A. G. Azil, qui se sont mis à notre disposition tout au long de la concrétisation de notre projet.*

*Nos remerciements seraient incomplets, si nous oublions Mr M. Adli et Mr A. Aazib, qui nous ont éclairés sur bon nombre de questions et dont les critiques et les remarques nous ont été plus qu'utiles.*

*Pour finir, il nous est plus qu'agréable de réserver l'expression de notre gratitude et nos remerciements les plus particuliers, aux membres de nos familles respectives qui ont su nous encourager et nous soutenir sans siller, durant toute cette année et celles d'avant. Puissent-ils être fiers de nous.*

---

DÉDICACES

---

# Dédicaces

---

# DÉDICACES

---

*A celui qui m'a indiqué la bonne voie : à mon cher Père,*

*A celle qui a tant veillé sur moi : à ma très chère mère,*

*A qui j'adresse mes vœux les plus ardents de santé et de longue vie.*

*A mes chères sœurs.*

*A mes oncles et tantes, en particulier : Djaafar, Mourad, Dalila.*

*A Melle Mokrani pour sa présence et son soutien tout au long de ces années.*

*Je tiens à dédier cet humble travail à Wafa qui a veillé à ce que ce travail soit à la hauteur.*

*Je ne saurai terminer sans citer mes chers amis : B. Zaidi, M. Moudoub, G. Rabhi,*

*M. Khiredine et A. Saiche.*

MOURAD

---

# DÉDICACES

---

*A celui qui m'a tant appris de la vie : mon père.*

*A celle qui a attendu avec patience les fruits de sa bonne éducation : ma mère.*

*A mes très chers frère et sœurs.*

*A mon adorable petite sœur sans qui je n'aurais su terminer ce travail.*

*A Mr Benboudaoud pour sa patience et sa présence qui m'ont été d'une aide précieuse.*

*A la mémoire de mes grands-parents.*

*A ma grande mère.*

*A mes oncles et tantes.*

*A mes amis et à ceux qui n'ont pas pu être là.*

ZAHRA

$v$  : Tension d'alimentation (V).

$R$  : Résistance ( $\Omega$ ).

$i$  : Courant absorbé (A).

$e$  : Force magnétomotrice (V).

$\varphi$  : Flux magnétique total (Wb).

$v_s$  : Tension aux bornes d'un enroulement statorique (V).

$i_s$  : Le courant d'une phase statorique (A).

$v_r$  : Tension aux bornes d'un enroulement rotorique (V).

$i_r$  : Le courant d'une phase rotorique (A).

$l_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique (H).

$l_r$  : L'inductance propre d'une phase rotorique (H).

$m_s$  : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques (H).

$m_r$  : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques (H).

$m_{sr}$  : Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique (H).

$[M_{ss}]$  : Matrice d'inductance mutuelle entre deux phases du stator (H).

$[M_{rr}]$  : Matrice d'inductance mutuelle entre deux phases du rotor (H).

$[M_{sr}]$  : Matrice d'inductance mutuelle entre le stator et le rotor (H).

$[M_{rs}]$  : Transposée de la matrice d'inductance mutuelle entre le stator et le rotor (H).

$\varphi_s$  : Le flux statorique (Wb).

$\varphi_r$  : Le flux rotorique (Wb).

$\theta$  : L'angle électrique entre la phase rotorique ( $a_r$ ) et la phase statorique ( $a_s$ ).

$\omega_s = \dot{\theta}_s$  : Pulsation statorique (rad/s).

---

## NOMENCLATURE

---

$\omega_r = \dot{\theta}_r$ : Pulsation rotorique (rad/s).

$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r = \dot{\theta}_{gl}$ : Pulsation du glissement (rad/s).

$g$ : Le glissement.

$\Omega$ : Vitesse mécanique (rad/s).

$N_s$ : vitesse de synchronisme du stator (tr/mn).

$N_r$ : vitesse de rotation du rotor (tr/mn).

$f_s$ : La fréquence statorique (Hz).

$f_r$ : La fréquence rotorique (Hz).

$R_s$ : Résistance statorique ( $\Omega$ ).

$R_r$ : Résistance rotorique ( $\Omega$ ).

$M$ : L'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor (H).

$L_s$ : L'inductance cyclique statorique de fuite (H).

$L_r$ : L'inductance cyclique rotorique de fuite (H).

$p$ : L'opérateur de Laplace.

$C_{em}$ : Couple électromagnétique ( $N.m$ ).

$C_r$ : Couple résistant ( $N.m$ ).

$J$ : Moment d'inertie ( $kg/m^2$ ).

$f$ : Coefficient de frottements visqueux.

$R_f$ : Résistance de fictive (prise compte des pertes fer).

$R_r^*$ : Résistance rotorique ramenée au stator, responsable des pertes joule au rotor.

$\mathcal{N}_r$ : Impédance ramenée au stator, de l'inductance de fuite au rotor.

$T_t$ : La période de la porteuse.

---

## NOMENCLATURE

---

$\tau$  : La largeur de l'impulsion.

$P$  : Nombre de paires de pôles

$d, q$  : Indices des axes direct et en quadrature du référentiel lié au champ tournant.

$\alpha, \beta$  : Indices des axes liés au stator.

ASI : Alimentation sans interruption.

MAS : Machine asynchrone.

OND : Onduleur.

DC : Direct courant.

AC : Alternatif courant.

A/N: Analogique/ Numérique.

F.m.m : La force magnétomotrice.

MLI : Modulation de la largeur d'impulsion.

PWM: Pulse Width Modulation.

SVM: Space Vector Modulation.

DSP: Digital Signal Processor.

RTC: Réseau Téléphonique Commuté.

ADSL: Asymmetrical Digital Subscriber Line (en français : Ligne asymétrique numérique).

MP3: MPEG-1/2 Audio Layer 3(MPEG-1: Moving Picture Experts Group).

R&D : Recherche et développement.

E/S : Entrée/Sortie.

PC : Personal computer.

PCI: Peripheral Component Interconnect.

MOSFET: transistor de puissance Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.

IGBT: Insulated Gate Commutated Transistor.

GTO: Gate Turn Off.

GPS: Global Positioning System (Système de Localisation Monodial)

F.F.T: Fast Fourier Transform (Transformée de Fourier Rapide)

---

## TABLE DE MATIÈRES

---

Introduction générale .....	1
-----------------------------	---

### CHAPITRE I

I.1. Introduction .....	3
I.2. La machine asynchrone.....	3
I.3. Principe de fonctionnement .....	3
I.4. Organisation de la machine asynchrone .....	4
I.4.1. Le stator .....	5
I.4.2. Le rotor.....	5
I.5. Modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil .....	6
I.5.1. Hypothèses simplificatrices.....	6
I.5.2. Modélisation dans le plan abc .....	7
I.5.3. Transformation de Park .....	8
I.5.4. Choix du système d'axes .....	10
I.5.5. Modèle biphasé de la machine lié au système d'axe lié au champ tournant (d, q) .....	11
I.6. Méthodes d'identification des paramètres de la machine asynchrone .....	12
I.6.1. Modèle de la machine asynchrone en régime permanent.....	13
I.6.2. L'essai en continu.....	13
I.6.3. L'essai en synchronisme (à vide).....	14
I.6.4. Essai à rotor bloqué et à tension réduite (en court circuit).....	15
I.6.5. Paramètres de la machine asynchrone.....	17
I.7. Simulation sous Matlab Simulink .....	18
I.8. L'onduleur triphasé .....	22
I.8.1. Domaine d'utilisation .....	22
I.8.2. Principe de fonctionnement .....	23
I.8.3. Modélisation de l'onduleur .....	24
I.9. L'ensemble Convertisseur-Machine sous Matlab Simulink .....	27
I.10. Conclusion .....	31

### CHAPITRE II

II.1. Introduction .....	32
II.2. Procédés de la variation de la vitesse des machines asynchrone.....	32
II.2.1. Asynchronisme et glissement .....	32

---

## TABLE DE MATIÈRES

---

II.2.2. Action sur le nombre de paires de pôles .....	33
II.2.3. Action sur le glissement .....	33
II.2.4. Action sur la fréquence de la tension d'alimentation statorique .....	35
II.3. Convertisseurs de fréquence .....	36
II.3.1. Le cycloconvertisseur .....	36
II.3.2. Le convertisseur matriciel .....	36
II.3.3. Onduleur MLI .....	37
II.4. Techniques de commandes.....	39
II.4.1. Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion.....	39
II.4.1.1. Modulation naturelle .....	39
II.4.1.2. Modulation régulière .....	41
II.4.1.2.1. Modulation régulière symétrique .....	41
II.4.1.2.2. Modulation régulière asymétrique .....	42
II.4.1.3. La SVM (Space Vector Modulation) .....	43
II.4.2. Résultats de simulation de l'ensemble de MAS-OND MLI .....	47
II.4.3. Les avantages de la commande MLI .....	50
II.5. Conclusion .....	51

## CHAPITRE III

III.1. Introduction au DSP .....	52
III.2. présentation de la dSPACE.....	54
III.2.1. Les différentes entrées/sorties de la dSPACE 1104 .....	56
III.2.2. Quelques caractéristiques de la carte dSPACE 1104 .....	59
III.3. Programmation de la carte dSPACE .....	60
III.3.1. Présentation du logiciel Control Desk .....	61
III.3.2. L'ouverture d'un projet existant .....	62
III.3.3. Démarrer un nouveau projet sur Control Desk.....	63
III.3.4. Sauvegarder des données sur fichier .....	65
III.4. Avantages majeurs de la carte dSPACE 1104.....	65
III.5. Domaines d'application de la dSPACE 1104.....	66
III.5.1. Contrôle de moteur.....	66
III.5.2. Autres domaines .....	67
III.6. Conclusion .....	68

CHAPITRE IV

IV.1. Introduction .....	69
IV.2. Présentation de la plate forme .....	69
IV.3. La commande MLI naturelle .....	72
IV.3.1. Résultats d'application de la commande pleine onde.....	73
IV.4. La commande SVM (Space Vector Modulation) .....	79
IV.4.1. Résultats de l'application de la commande SVM.....	80
IV.5. Conclusion.....	84
Conclusion générale.....	85

---

# INTRODUCTION

---

## Introduction générale

La machine asynchrone, de par sa construction, est la plus robuste et la moins chère du marché. Les progrès réalisés en commande et les avancées technologiques considérables, tant dans le domaine de l'électronique de puissance que dans celui de la micro-électronique, ont rendu possible l'implantation de commandes performantes de cette machine faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et du contrôle rapide du couple.

Cependant, de nombreuses applications liées à cette machine exigent plus que la bonne connaissance de son modèle, il est nécessaire de mettre en œuvre une stratégie de contrôle impliquant des termes non linéaires. Il devient alors difficile de mettre en œuvre le contrôle non linéaire en utilisant des dispositifs de base. Une façon de surmonter ce problème consiste à utiliser l'ordinateur pour calculer la loi de commande non linéaire, c'est à dire le contrôle est calculé dans le domaine numérique. En outre, la loi de commande (calculée par ordinateur ou un micro-processeur) doit être convertie du numérique à l'analogique afin de la mettre en œuvre sur le moteur.

Le développement du contrôleur et le prototypage rapide de lois de commande sont les domaines spécifiques de la DS1104 R&D Controller Board, qui peut être installée dans la plupart des PC standards. Comme avantage majeur, elle a un aspect compact, à haute performance. Utilisées avec la Real-Time-Interface (RTI), la carte contrôleur est entièrement programmable à partir de l'environnement de schéma-bloc Simulink. Cette dernière comprend un jeu complet de modules d'E/S fréquemment utilisés au sein de la commande.

Notre travail concerne l'alimentation d'une machine asynchrone par onduleur MLI en utilisant la carte dSPACE 1104. Pour ce faire, un banc d'essais expérimental sera réalisé.

Dans le premier chapitre, nous donnerons un aperçu sur la MAS, en mettant en valeur la MAS à cage d'écureuil, suivie de son modèle biphasé lié au système d'axes, liés au champ tournant. Pour pouvoir valider le modèle, une identification des paramètres de la MAS sera effectuée, en suivant la méthode des essais classiques. Cela permettra de visualiser, sous Matlab Simulink, les caractéristiques du couple électromagnétique et de la vitesse. Nous passerons, ultérieurement, à la modélisation de l'onduleur de tension triphasée, utilisé comme convertisseur de fréquence et source de signaux sinusoïdaux.

Une fois le modèle mis au point, la simulation de l'ensemble Convertisseur-Machine permettra d'obtenir les allures du couple électromagnétique et de la vitesse, qui seront comparées à celles obtenues en alimentant la machine sans onduleur.

Au deuxième chapitre et avant d'entamer la commande, une étude brève des procédés de variation de la vitesse sera faite, en favorisant l'action sur la fréquence d'alimentation, pour ses avantages. Pour ensuite, passer aux techniques de la commande MLI qui a comme prérogative de repousser les harmoniques à des fréquences très élevées. Vu que le modèle de l'onduleur MLI sera réalisé, nous pourrons capter les allures des caractéristiques de la machine ( $C_{em}, \omega_r$ ), dans le cadre de l'étude d'une MAS alimentée par un onduleur MLI.

Arrivés à l'essence même de l'étude, qui coïncide avec le chapitre trois, nous nous consacrons à l'exploitation de la carte DS1104, où nous exhibons les paramètres de programmations sur lesquels nous devons agir pour pouvoir implémenter le modèle.

De ce fait, parler du logiciel Control Desk, servant à visualiser et modifier les paramètres considérés, devient inévitable. A ce niveau nous détaillerons son mode d'utilisation.

Le quatrième chapitre servira de support, pour expliquer le fonctionnement des blocs MLI naturelle et SVM, existants dans la bibliothèque Simulink, qui serviront ensuite, à la réalisation de la plate forme permettant d'obtenir les différentes formes de la tension de commande de l'onduleur MLI (simple et composée) et la mise en œuvre du temps mort ; et ce, pour différentes fréquences de la porteuse. Notre but étant de comparer les résultats obtenus par la simulation et ceux obtenus à partir de la plate forme.

En clôture, nous commenterons cette étude dans son intégralité, et parlons d'éventuelles perspectives de continuité.

---

# CHAPITRE I

---

## Modélisation de l'ensemble Convertisseur-Machine et identification des paramètres

## **I.1. Introduction**

Du fait de sa simplicité de construction, d'utilisation et d'entretien, de sa robustesse et son faible coût, la machine asynchrone est aujourd'hui très couramment utilisée comme moteur, dans une gamme de puissance allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts. Elle a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. Elle est utilisée aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires, automobiles électriques), dans l'industrie (machines-outils) et dans l'électroménager. Uniquement utilisée en moteur à l'origine, mais toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en génératrice. C'est par exemple le cas des éoliennes [1].

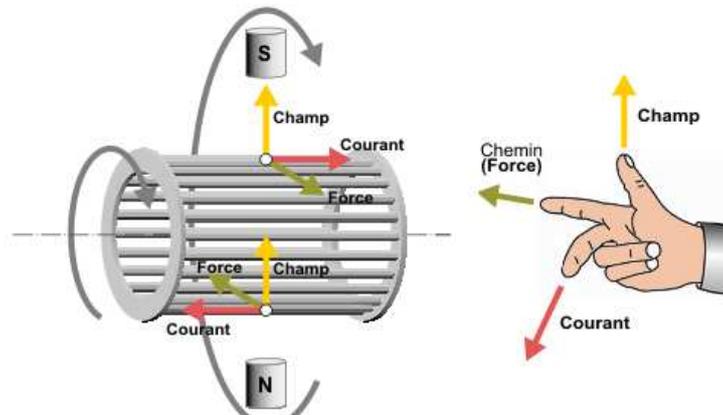
L'exploitation industrielle de la machine asynchrone nécessite la mise en place des moyens de variation de la vitesse de rotation, dans le but d'entraîner la charge à vitesse variable. Cette application est fondée sur une bonne connaissance du modèle de la machine et de l'expression du couple électromécanique, dépendant des paramètres électriques, aussi du modèle du convertisseur à utiliser [2].

## **I.2. La machine asynchrone**

Egalement connue sous le terme, « anglo-saxon », de machine à induction, c'est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Son fonctionnement est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, créé par le courant triphasé, fourni à l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par un champ tournant. Cette même interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor.

## **I.3. Principe de fonctionnement**

Au démarrage, le champ tournant balaye les conducteurs de son flux à la vitesse angulaire de synchronisme. Le rotor, mis en rotation, tend à rattraper le champ tournant.

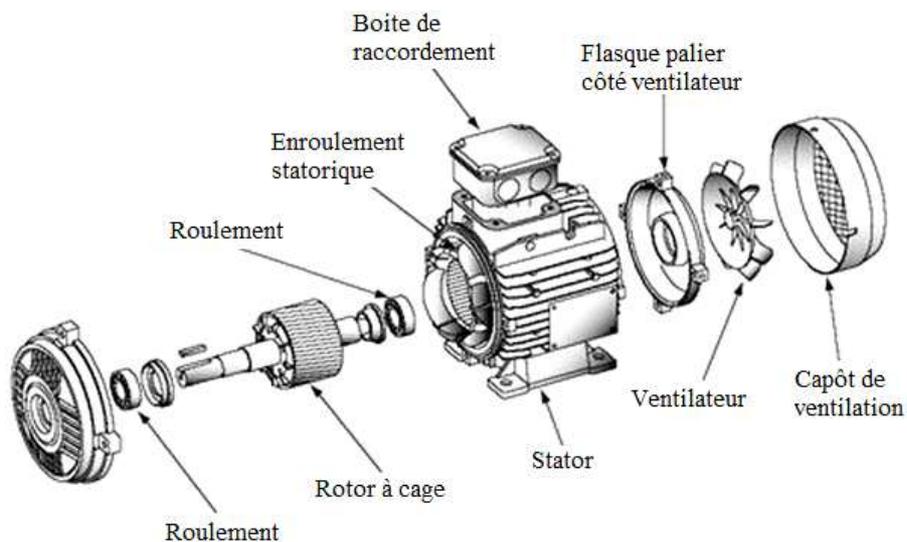


**Fig I.1.** Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone

Pour qu'il y ait un couple entretenu au niveau des conducteurs, la variation du flux doit être présente en permanence. La machine est dite asynchrone, car elle est dans l'impossibilité, sans la présence d'un entraînement extérieur, d'atteindre la même vitesse que le champ statorique, ce qui signifie que si les conducteurs tournent à la vitesse de synchronisme comme le champ tournant, la variation de flux sur les conducteurs devient nulle et le couple moteur disparaît [1] [3].

#### I.4. Organisation de la machine asynchrone

L'organisation d'une machine asynchrone est constituée essentiellement, d'une partie fixe (stator) et une partie tournante (rotor) et des éléments représentés dans la figure suivante :



**Fig I.2.** Organisation de la machine asynchrone

### I.4.1. Le stator [1] [3]

Une pièce construite en matériau ferromagnétique, comme son nom l'indique, il représente la partie statique de la machine asynchrone.

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique.



**Fig I.3.** Stator de la machine asynchrone

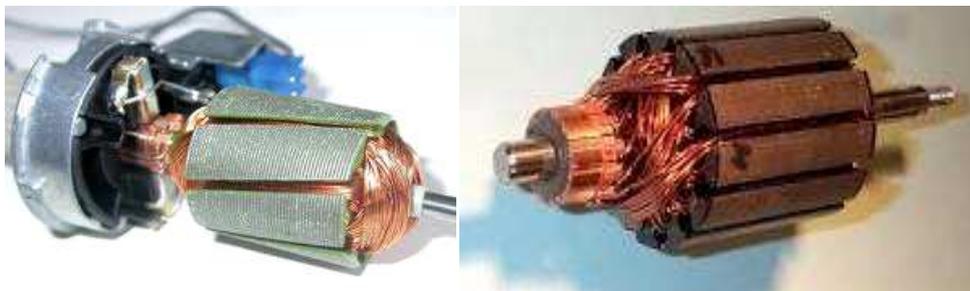
L'intérieur du stator comprend essentiellement :

- Un noyau en fer feuilleté de manière à canaliser le flux magnétique ;
- Des enroulements (ou bobinage en cuivre) des trois phases logés dans les encoches du noyau ;

### I.4.2. Le rotor

Les différentes machines asynchrones s'identifient par le type du rotor qui entre dans leur construction, et on distingue:

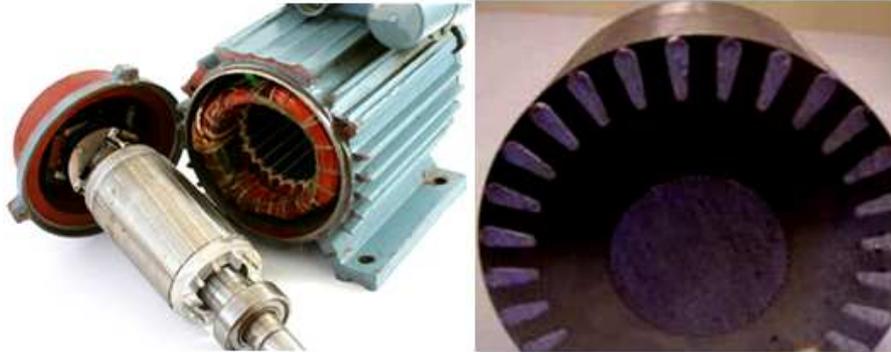
- **Machine asynchrone à rotor bobiné**



**Fig I.4.** Construction d'un rotor bobiné

Le rotor y comporte un enroulement bobiné à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôle, empilés sur l'arbre de la machine [4].

➤ **Machine asynchrone à cage d'écureuil**



**Fig I.5.** Machine asynchrone à cage d'écureuil

Le circuit du rotor y est constitué de barres conductrices, régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné, est par conséquent d'un prix de revient inférieur et a une robustesse intrinsèquement plus grande. Il n'est donc pas étonnant qu'il constitue la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones actuellement en service. Son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et faible couple). C'est pour remédier à cette situation qu'ont été développés deux autres types de cages (rotor à double cage et rotor à encoches profondes) [4].

### **I.5. Modélisation de la machine asynchrone à cage d'écureuil**

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre, est très complexe, pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Cependant, le modèle que nous adopterons tient compte de quelques hypothèses simplificatrices [5].

#### **I.5.1. Hypothèses simplificatrices [6] [7]**

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme ;
- L'effet d'encochage est négligeable ;

- Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale : Pour la mise en équation de ce moteur, nous supposons que le bobinage est reparti de manière à générer une f.m.m sinusoïdale, s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux ;
- Machine de construction symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault et les pertes fer sont négligeables;
- Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié ;

Ces choix signifient, entre autres, que : les flux sont additifs, les inductances propres sont constantes, les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques ont une variation sinusoïdale en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

### I.5.2. Modélisation dans le plan abc

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés, comme indiqué sur la figure ci-après. Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes. Pour chacun d'eux, nous pouvons écrire d'après Faraday la loi suivante:

$$v = R \cdot i - e = R \cdot i + \frac{d\varphi}{dt} \quad (I.1)$$

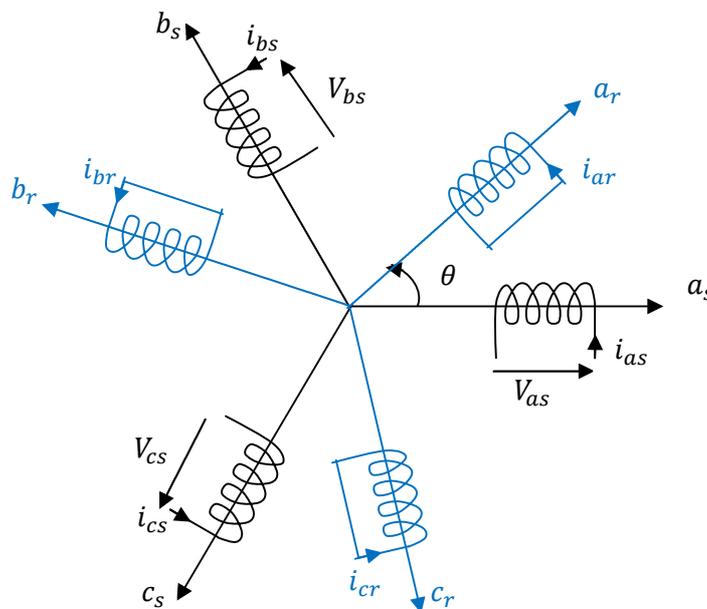


Fig I.6. Présentation des axes statorique et rotorique

L'angle  $\theta$ , caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

D'après l'équation (1), nous résumons les trois phases statoriques et rotoriques par l'écriture matricielle suivante [5] :

Pour le stator nous avons:

$$[v_{abcs}] = R_s [i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcs}] \quad (\text{I.2})$$

Et pour le rotor :

$$[v_{abcr}] = R_r [i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abcr}] = 0 \quad (\text{I.3})$$

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (notion de flux / inductance propre):

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \\ \dots \\ \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\varphi_s] \\ \dots \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [M_{ss}] & [M_{sr}(\theta)] \\ [M_{rs}(\theta)] & [M_{rr}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ \dots \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

Pouvant être détaillé comme suit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \\ \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & \vdots & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & \vdots & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & \vdots & m_3 & m_2 & m_3 \\ \dots & \dots & \dots & \vdots & \dots & \dots & \dots \\ m_1 & m_2 & m_3 & \vdots & l_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & \vdots & m_r & l_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & \vdots & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

$$\text{Avec } \begin{cases} m_1 = m_{sr} \cos \theta \\ m_2 = m_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ m_3 = m_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.6})$$

### I.5.3. Transformation de Park [8] [9]

La modélisation de la machine asynchrone passe par la transformation d'un système triphasé à un système biphasé et inversement, avec la création d'un champ magnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales. Pour cela nous appliquons la matrice de passage de Park qui repose sur l'invariance des puissances entre les deux systèmes triphasé et biphasé, suivante :

$$[P(\theta_i)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_i) & \cos(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_i + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_i + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Le changement de variable relatif aux courants, aux tensions et aux flux est :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta_i)] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \text{ Et } \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta_i)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Où  $\theta_i$  représente l'angle entre l'axe "d" et l'axe de référence dans le système triphasé.

Dans le cas d'une alimentation sinusoïdale équilibrée, les composantes homopolaires sont nulles.

Lorsque la valeur zéro est attribuée à l'angle  $\theta_i$  (c'est-à-dire le système d'axes triphasé est immobile par rapport au système d'axes biphasé), la transformation de Park pour l'égalité des puissances ainsi particularisée, porte le nom de la transformation de Concordia  $[T]$  et les axes sont habituellement désignés par  $\alpha, \beta$ .

Les matrices de passage direct et indirect sont respectivement :

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, [T]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

La transformation de Park faite pour l'égalité des amplitudes lorsque  $\theta_i = 0$  porte le nom de la transformation de Clarke  $[C]$ .

Les matrices de passage direct et indirect sont respectivement :

$$[C] = \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}, [C]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

**I.5.4. Choix du système d'axes**

Il en existe trois importants. Nous pouvons fixer le repère du système d'axe biphasé au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons que le repère est mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park  $\theta_s$  et  $\theta_r$  (figure I.7) afin d'effectuer les rotations [8].

**➤ Système d'axes lié au stator ( $\alpha, \beta$ )**

Immobile par rapport au stator, d'où :

$$\theta_s = 0 \quad (I.11)$$

**➤ Système d'axes lié au rotor ( $x, y$ )**

Immobile par rapport au rotor, d'où :

$$\theta_r = 0 \quad (I.12)$$

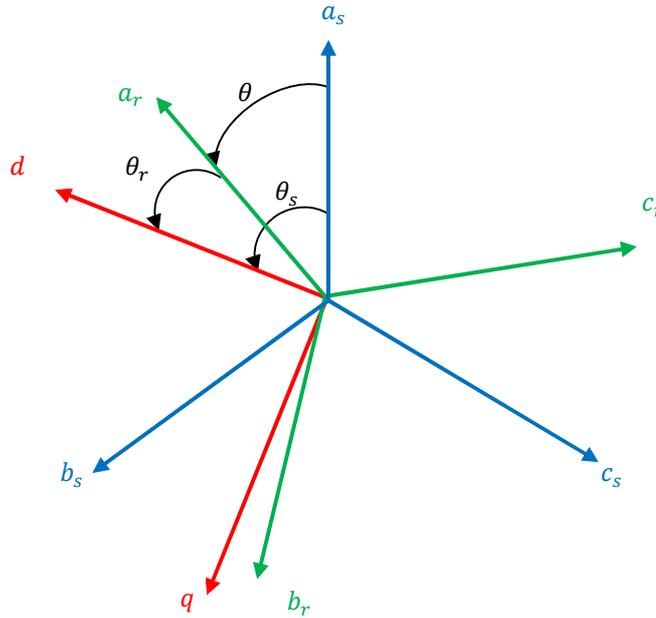
**➤ Système d'axes lié au champ tournant ( $d, q$ )**

Le champ tournant est créé par le bobinage statorique et tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Il est symbolisé par le vecteur flux statorique, qui permet de donner une idée visuelle de la phase et du module d'amplitude du flux.

Ce système d'axe est immobile par rapport au champ électromagnétique créée par les enroulements statoriques donc [8]:

$$\theta_s = \int_0^t \omega_s dt \quad (I.13)$$

**I.5.5. Modèle biphasé de la machine lié au système d'axe lié au champ tournant (d, q)**



**Fig I.7.** Représentation des axes statorique et rotorique dans le repère (d, q)

L'application de la transformée de Park directe, tel que le système d'axe soit lié au champ tournant, permet d'avoir les équations électriques, magnétiques, et mécanique [8].

Pour les équations en tension nous aurons le système d'équations électriques suivant :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} = 0 \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (I.14)$$

Et pour les flux statoriques et rotoriques on aura le système d'équations magnétiques :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \varphi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \varphi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \end{cases} \quad (I.15)$$

Avec :

$$\begin{cases} L_s = l_s - m_s \\ L_r = l_r - m_r \\ M = \frac{3}{2} m_{sr} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

En introduisant le système d'équations (I.15) dans (I.14) :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + L_s p i_{ds} + M p i_{dr} - \omega_s (L_s i_{qs} + M i_{qr}) \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + L_s p i_{qs} + M p i_{qr} + \omega_s (L_s i_{ds} + M i_{dr}) \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + L_r p i_{dr} + M p i_{ds} - \omega_{gl} (L_r i_{qr} + M i_{qs}) = 0 \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + L_r p i_{qr} + M p i_{qs} + \omega_{gl} (L_r i_{dr} + M i_{ds}) = 0 \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Pour l'équation mécanique de la machine, nous obtenons:

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{I.18})$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} \text{ et } \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{I.19})$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé de faire la régulation (exemple : commande vectorielle).

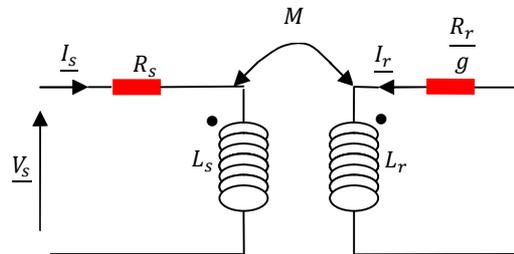
## I.6. Méthodes d'identification des paramètres de la machine asynchrone [1] [8]

Plusieurs méthodes existent pour identifier les paramètres de la machine (tel que les résistances statorique et rotorique, les inductances cycliques statorique et rotorique et l'inductance mutuelle...). Nous en citons :

- méthode des moindres carrés (connaissance du schéma équivalent à fuite partielle et du vecteur des paramètres) ;
- méthode de la plaque signalétique, qui est une méthode directe (connaissance du facteur de puissance nominal et du modèle de la machine au régime permanent) ;
- méthode des essais classiques, qui se base sur le modèle de la machine en régime permanent, que nous avons utilisée dans le cadre de notre étude ;

### I.6.1. Modèle de la machine asynchrone en régime permanent

Le schéma par phase en régime permanent, connu aussi par schéma aux inductances couplées, est le suivant [1] :



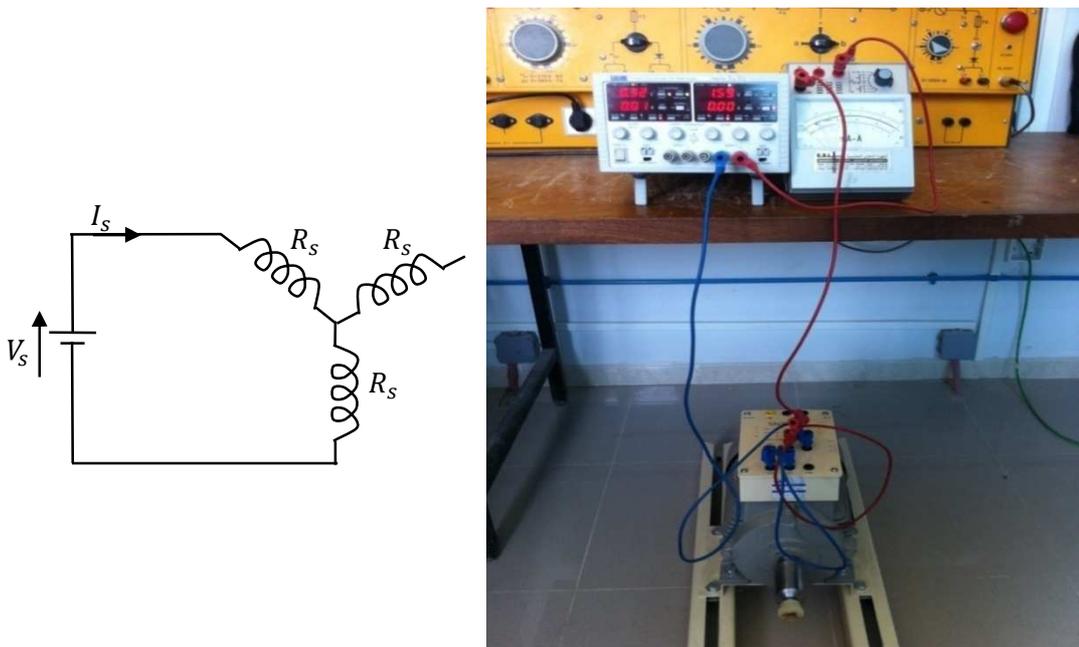
**Fig I.8.** Schéma par phase en régime permanent

Le schéma de la figure I.8 est obtenu de l'équation suivante :

$$\begin{cases} \underline{V}_s = R_s \underline{I}_s + jL_s \omega_s \underline{I}_s + jM \omega_s \underline{I}_r \\ 0 = \frac{R_r}{g} \underline{I}_r + jL_r \omega_s \underline{I}_s + jM \omega_s \underline{I}_s \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

### I.6.2. L'essai en continu

Nous avons réalisé cet essai sur une phase, pour déterminer la résistance statorique  $R_s$  de la machine, vu qu'en continu le terme de l'inductance s'annule et ce comme le montre la figure suivante :



**Fig I.9.** Schéma et montage de l'essai en continu

Donc nous avons :

$$V_s = 2 \cdot R_s \cdot I_s \quad (\text{I.21})$$

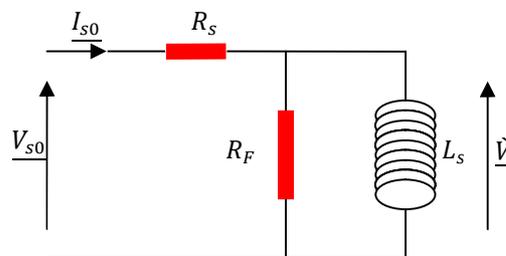
Ce qui donne :

$$R_s = \frac{V_s}{2 \cdot I_s} \quad (\text{I.22})$$

Les mesures ont été prélevées à chaud.

### I.6.3. L'essai en synchronisme (à vide)

Cet essai nous permet d'annuler le glissement 'g', et nous aurons comme modèle équivalent de la machine, le schéma suivant :



**Fig I.10.** Le schéma équivalent de la machine à l'essai en synchronisme

A l'aide d'un wattmètre, un ampèremètre et un voltmètre nous mesurons la puissance active  $P_0$ , la puissance réactive  $Q_0 = \sqrt{S_0^2 - P_0^2}$ , le courant efficace  $I_{s0}$ , la tension efficace  $V_{s0}$ , comme le montre la figure suivante :



**Fig I.11.** Maquette de l'essai à vide

La résistance  $R_s$  est celle déterminée à l'essai précédent, nous obtenons donc :

$$P_0 = R_s \cdot I_{s0}^2 + \frac{\dot{V}^2}{R_F} \quad (\text{I.23})$$

$$Q_0 = \frac{\dot{V}^2}{L_s \cdot \omega} \quad (\text{I.24})$$

$$\dot{V} = V_{s0} \cdot \frac{R_F \cdot L_s \cdot \omega_s}{\sqrt{(R_s \cdot R_F)^2 + (L_s \cdot \omega_s \cdot (R_F + R_s))^2}} \quad (\text{I.25})$$

Le courant  $I_{s0}$  est très faible dans cet essai et les pertes de tension dues à la résistance statorique sont généralement négligées devant la tension  $V_{s0}$ , donc à partir des équations précédentes nous aurons [1] :

$$P_0 = \frac{V_{s0}^2}{R_F} \quad (\text{I.26})$$

$$Q_0 = \frac{V_{s0}^2}{L_s \cdot \omega_s} \quad (\text{I.27})$$

Ce qui nous facilitera le calcul de  $R_F$  et  $L_s$  comme suit :

$$R_F = \frac{V_{s0}^2}{P_0} \quad (\text{I.28})$$

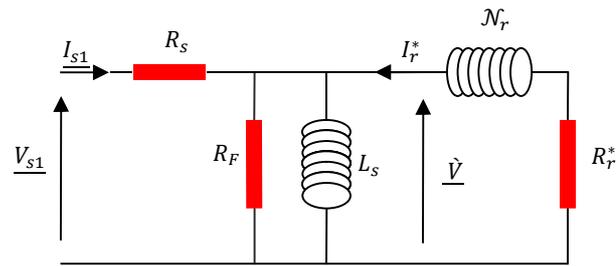
$$L_s = \frac{V_{s0}^2}{Q_0 \cdot \omega_s} \quad (\text{I.29})$$

Et comme notre machine est de classe I, donc :

$$L_s = L_r \quad (\text{I.30})$$

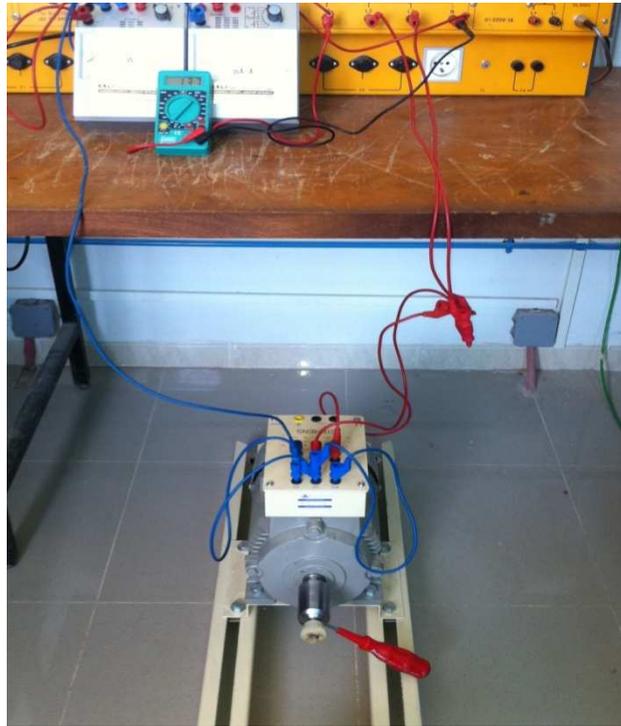
#### **I.6.4. Essai à rotor bloqué et à tension réduite (en court circuit)**

Comme le rotor est bloqué dans cet essai, la vitesse est nulle, ce qui impliquera que le glissement est à sa valeur maximale 'g=1'. Le modèle équivalent de la machine est le suivant:



**Fig I.12.** Schéma équivalent de la machine en essai à rotor bloqué

En utilisant un wattmètre, un ampèremètre et un voltmètre nous mesurons la puissance active  $P_1$ , la puissance réactive  $Q_1 = \sqrt{S_1^2 - P_1^2}$ , le courant efficace  $I_{s1}$  et la tension efficace  $V_{s1}$ , comme le montre la figure suivante :



**Fig I.13.** Maquette de l'essai à rotor bloqué

$$P_1 = R_s \cdot I_{s1}^2 + \dot{V}^2 \cdot \left( \frac{1}{R_F} + \frac{R_r^*}{(N_r \cdot \omega_s)^2 + R_r^{*2}} \right) \quad (\text{I.31})$$

$$Q_1 = \dot{V}^2 \cdot \left( \frac{1}{L_s \cdot \omega_s} + \frac{R_r^*}{(N_r \cdot \omega_s)^2 + R_r^{*2}} \right) \quad (\text{I.32})$$

$$\dot{V} = V_{s1} - R_s \cdot I_{s1} \quad (\text{I.33})$$

$$\mathcal{N}_r = L_s \cdot \left( \frac{L_s^2}{M^2} - 1 \right) \quad (\text{I.34})$$

$$R_r^* = R_r \cdot \frac{L_s^2}{M^2} \quad (\text{I.35})$$

Comme la tension  $V_{s1}$  est faible, il est possible de négliger les courants circulants dans  $R_F$  et  $L_s$  devant  $I_{s1}$  et les équations précédentes deviennent :

$$P_1 = (R_s + R_r^*) \cdot I_{s1}^2 \quad (\text{I.36})$$

$$Q_1 = \mathcal{N}_r \cdot \omega_s \cdot I_{s1}^2 \quad (\text{I.37})$$

Et à partir de ces équations, nous déterminerons alors :

$$R_r^* = \frac{P_1}{I_{s1}^2} - R_s \quad (\text{I.38})$$

$$\mathcal{N}_r = \frac{Q_1}{\omega_s \cdot I_{s1}^2} \quad (\text{I.39})$$

$$M = \sqrt{\frac{L_s^2}{\frac{\mathcal{N}_r}{L_s} + 1}} \quad (\text{I.40})$$

$$R_r = \frac{M^2 \cdot R_r^*}{L_s^2} \quad (\text{I.41})$$

### I.6.5. Paramètres de la machine asynchrone

Après avoir effectué les différentes étapes pour identifier les paramètres de la machine asynchrone, nous résumons les valeurs obtenues dans les tableaux suivants :

#### ➤ L'essai en continu

<b>Courant <math>I_s</math> (A)</b>	0.30	0.45	0.60	⇒ <span style="border: 1px solid black; padding: 2px;"><math>R_s = 1.76 \Omega</math></span>
<b>Tension <math>V_s</math> (V)</b>	1.05	1.60	2.12	
<b>Résistance <math>R_s</math> (<math>\Omega</math>)</b>	1.75	1.77	1.76	

**Tab I.1.** Résultats de l'essai en continu

## ➤ L'essai à vide

<b>Courant <math>I_{s0}</math> (A)</b>	3.6
<b>Tension <math>V_{s0}</math> (V)</b>	218
<b>Puissance apparente <math>S_0</math> (W)</b>	784.8
<b>Puissance active <math>P_0</math> (W)</b>	88
<b>Puissance réactive <math>Q_0</math> (W)</b>	779.85

$$\begin{cases} R_f = 540.04 \Omega \\ L_s = L_r = 0.194 H \end{cases}$$

Tab I.2. Résultats de l'essai à vide

## ➤ L'essai en court circuit

<b>Courant <math>I_{s1}</math> (A)</b>	5.60
<b>Tension <math>V_{s1}</math> (V)</b>	44.50
<b>Puissance apparente <math>S_1</math> (W)</b>	249.20
<b>Puissance active <math>P_1</math> (W)</b>	124
<b>Puissance réactive <math>Q_1</math> (W)</b>	216.16

⇒

$$\begin{cases} R_r^* = 2.129 \Omega \\ \mathcal{N}_r = 0.0219 H \\ M = 0.183 H \\ R_r = 1.95 \Omega \end{cases}$$

Tab I.3. Résultats de l'essai en court circuit

**I.7. Simulation sous Matlab Simulink**

La bibliothèque Matlab Simulink a permis la conception du schéma bloc de la MAS ci-après, qui nous a permis d'obtenir les caractéristiques de la vitesse et du couple électromagnétique et l'allure des différents courants, et ce, en tenant compte des paramètres de la machine asynchrone identifiés précédemment, de la plaque signalétique que nous présenterons ultérieurement (chapitre IV) et du fait que nous avons incéré un couple de référence  $C_r$  à l'instant  $t = 0.75s$  et que nous avons annulé à  $t = 1.75s$  :

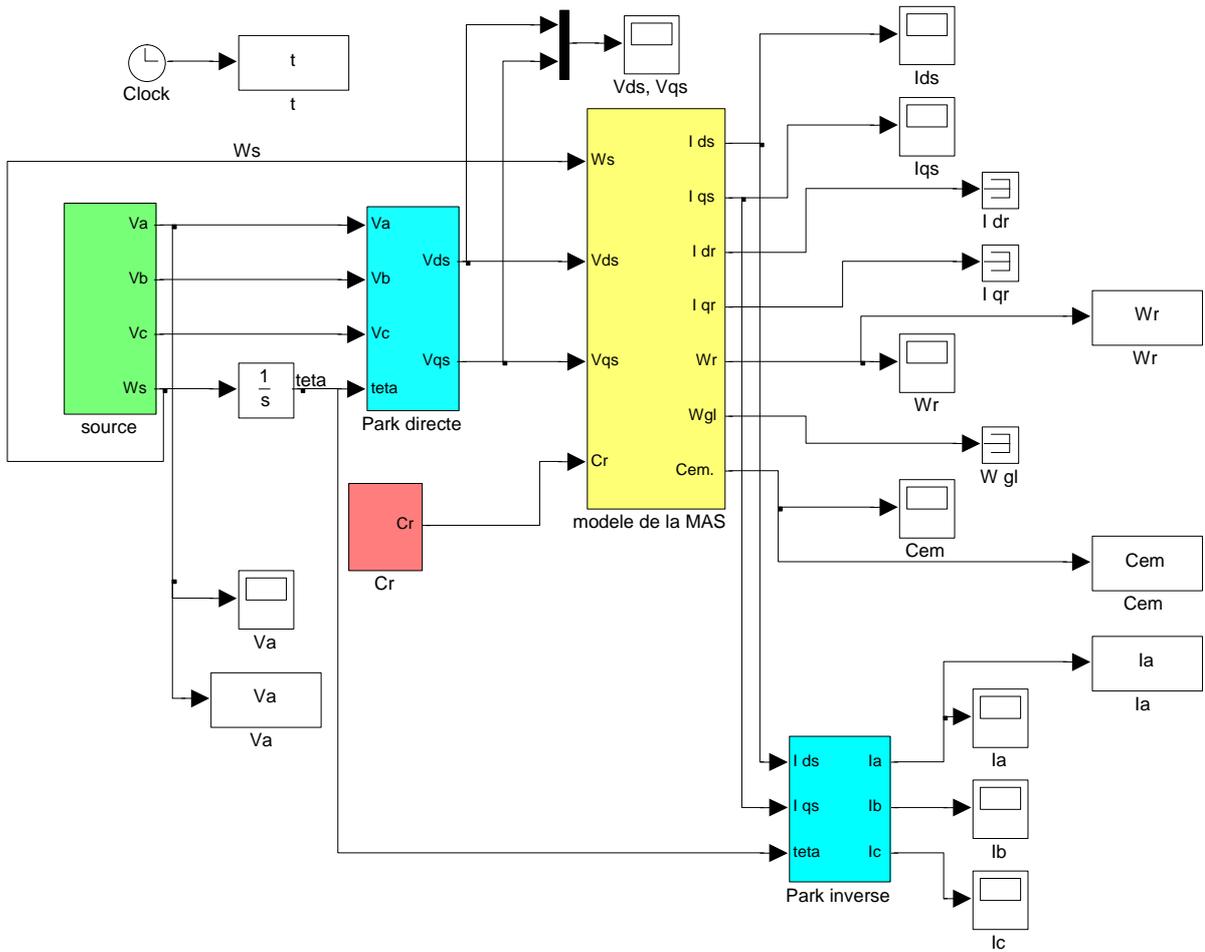


Fig I.14. Modèle de la machine asynchrone sous Matlab Simulink

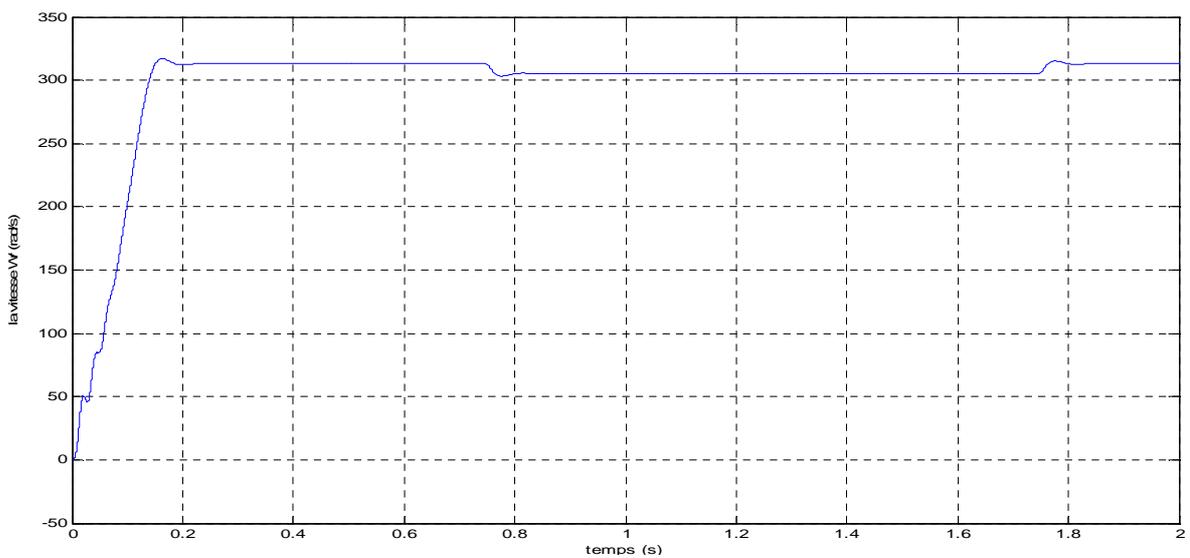
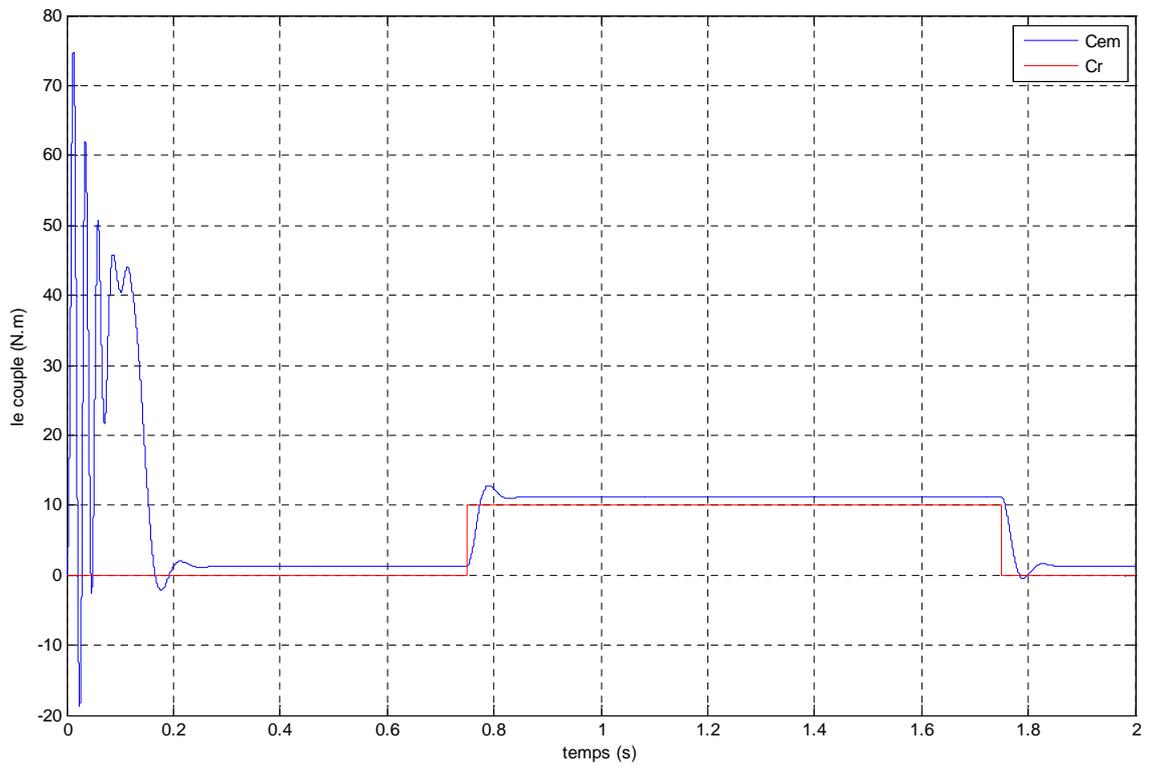
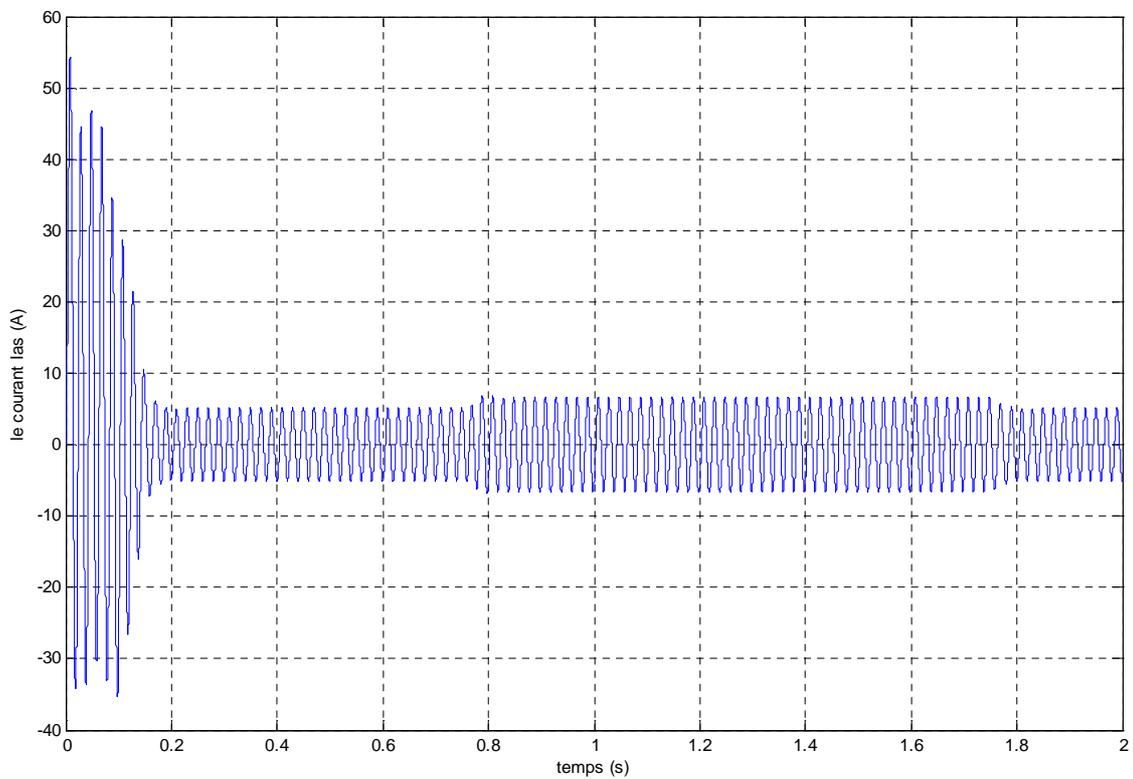


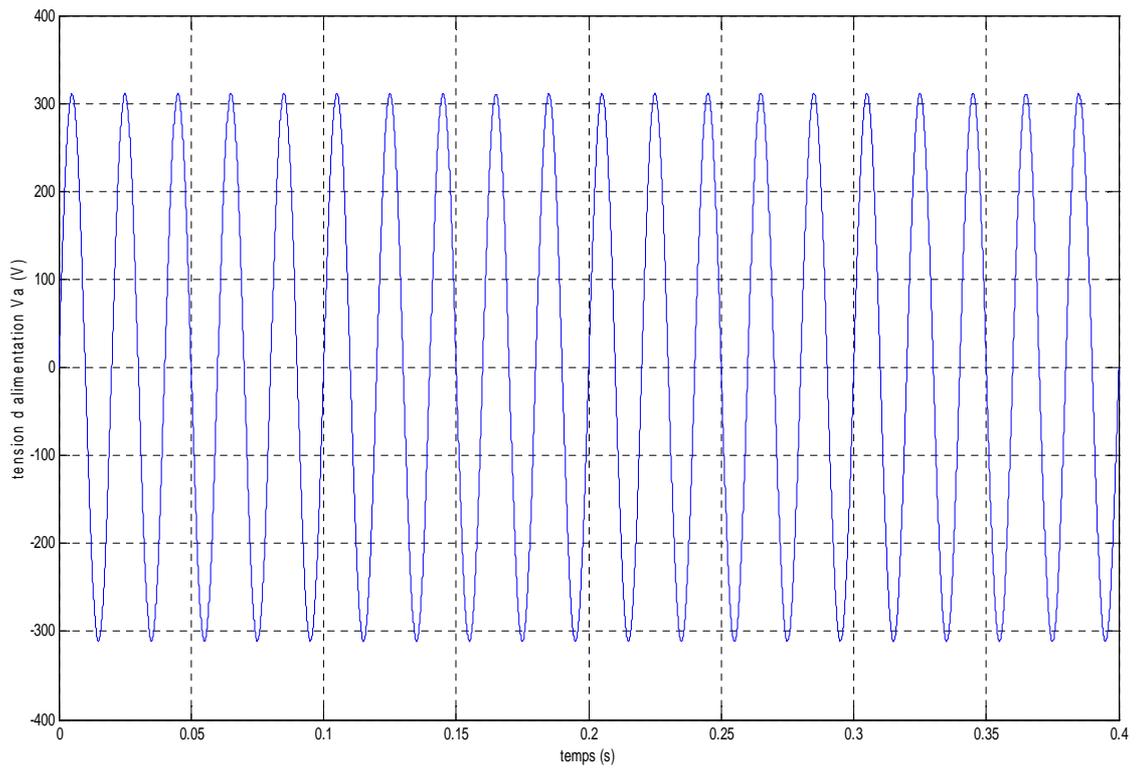
Fig I.15. Courbe caractéristique de la vitesse de rotation



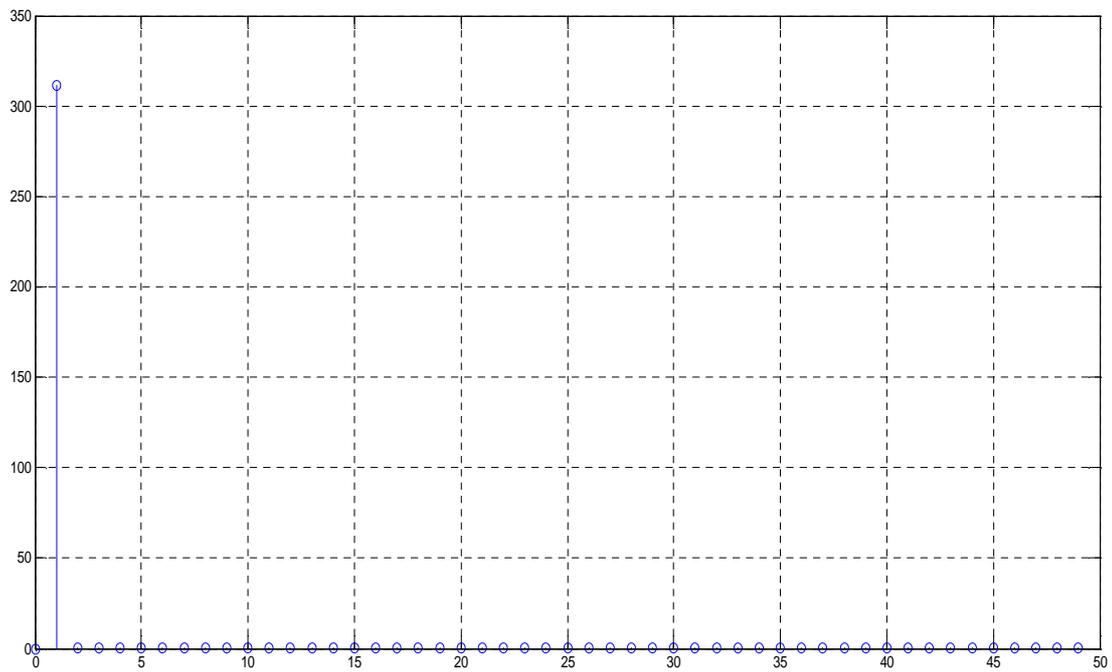
**Fig I.16.** Courbe caractéristique du couple électromagnétique



**Fig I.17.** Allure du courant statorique dans une phase



**Fig I.18.** Allure de la tension d'alimentation



**Fig I.19.** L'ordre des harmoniques de la tension Va (alimentation directe)

✓ Le THD=0.0066

## **I.8. L'onduleur triphasé**

L'électronique de puissance a pour objectif la conversion, par des moyens statiques, d'une source électrique d'une forme en une autre forme adaptée à des besoins déterminés. L'équipement alimenté est une machine asynchrone.

Un onduleur est un dispositif d'électronique de puissance permettant de délivrer des tensions et des courants alternatifs à partir d'une source d'énergie électrique continue. C'est la fonction inverse d'un redresseur [10].

### **I.8.1. Domaine d'utilisation [10] [12]**

Les onduleurs sont utilisés en électrotechnique, soit pour:

- Fournir des tensions ou courants alternatifs de fréquence et amplitude variables : C'est le cas des onduleurs servant à alimenter des moteurs à courant alternatif devant tourner à vitesse variable ;

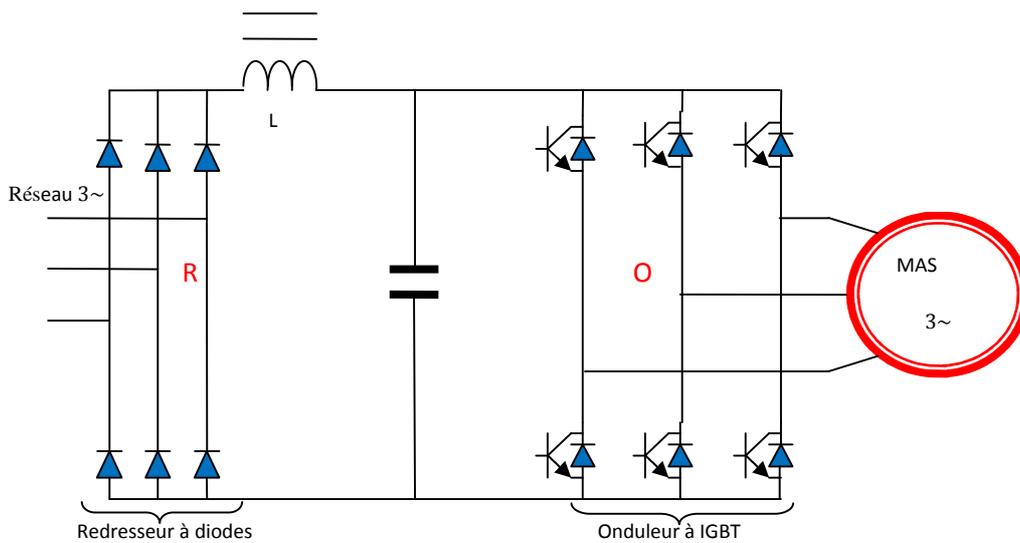
Ou pour :

- Fournir une ou des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude fixes: En particulier, les alimentations de sécurité destinées à se substituer au réseau en cas de défaillance de celui-ci par exemple : l'énergie stockée dans les batteries de secours est restituée sous forme continue, l'onduleur est alors nécessaire pour recréer la forme de tension et fréquence du réseau ;

La plupart des applications des onduleurs triphasés de tension à MLI, se résument aux commandes des moteurs alternatifs, filtres actifs et les systèmes d'Alimentations Sans Interruption (ASI) utilisés, par exemple, pour réaliser des alimentations de sécurité.

Un onduleur dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté. Cela conduit à distinguer en respectant la règle de connexion des sources:

- Les onduleurs de courant alimentés par une source de courant continu ;
- Les onduleurs de tension alimentés par une source de tension continue et alimentant un récepteur de courant alternatif (exemple machine asynchrone), utilisé dans cette étude ;



**Fig I.20.** Convertisseur à onde de tension

La technologie des onduleurs de tension est la plus maîtrisée et présente dans la plupart des systèmes industriels, dans toutes les gammes de puissance (quelques Watts à plusieurs MW) [12].

On distingue habituellement [10] [12] :

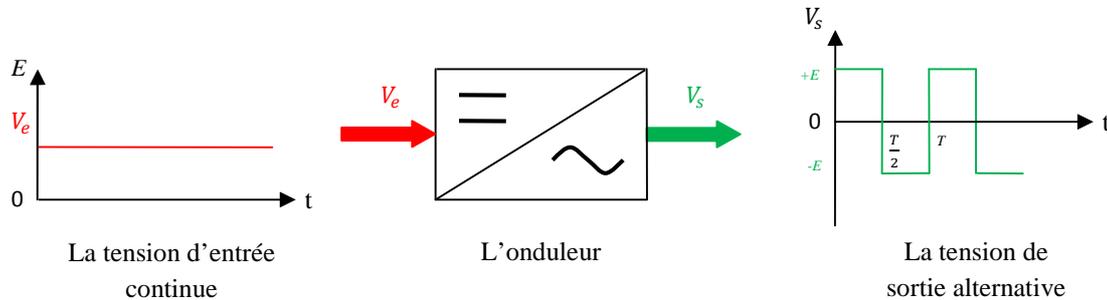
- L'onduleur autonome qui délivre une tension avec une fréquence soit fixe, soit ajustable par l'utilisateur. Il n'a pas besoin de réseau électrique pour fonctionner ;
- L'onduleur non autonome est le nom donné au montage redresseur tout thyristors (pont de Graëtz) qui, en commutation naturelle assistée par le réseau auquel il est raccordé, permet un fonctionnement en onduleur (par exemple par récupération de l'énergie lors des périodes de freinage dans les entraînements à moteurs électriques). Ce type de montage est progressivement supplanté, au profit de convertisseurs à IGBT ou GTO ;

Pour notre étude, il ne sera question que des onduleurs de tension autonomes.

### I.8.2. Principe de fonctionnement

Les onduleurs sont des structures en pont constituées, le plus souvent, d'interrupteurs électroniques tels que les IGBT, des transistors de puissance ou thyristors. Par un jeu de commutations commandées de manière appropriée (généralement une modulation de largeur d'impulsion), on module la source afin d'obtenir un signal alternatif de fréquence désirée [10].

Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur l'électronique de commutation, en générant une onde de tension alternative à partir d'une tension continue comme le montre le schéma suivant :

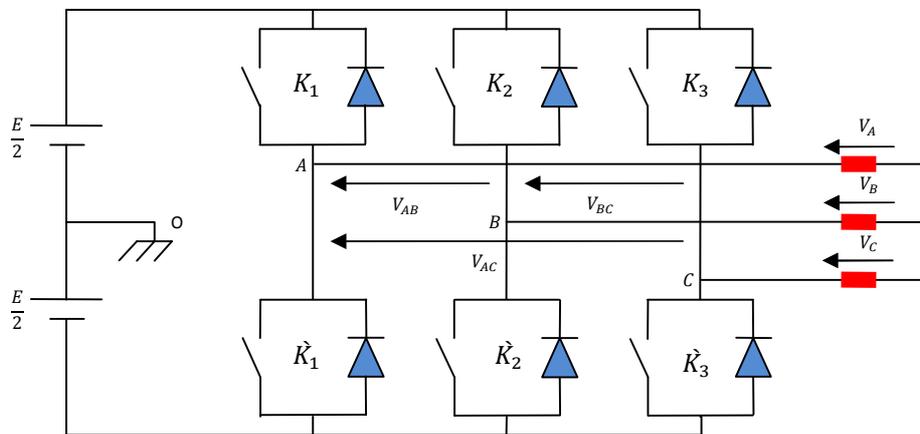


**Fig I.21.** Principe de fonctionnement d'un onduleur

### I.8.3. Modélisation de l'onduleur

Pour simplifier l'étude, nous supposons que:

- La commutation des interrupteurs est instantanée;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable;
- La charge est triphasée, équilibrée et couplée en étoile avec un neutre isolé ;



**Fig I.22.** Représentation de l'onduleur de tension triphasé

Les interrupteurs  $K_1$  et  $\hat{K}_1$ ,  $K_2$  et  $\hat{K}_2$ ,  $K_3$  et  $\hat{K}_3$  doivent être complémentaires deux à deux, quelque soit la loi de commande à adopter, il est possible d'établir des relations générales que nous utiliserons pour la commande MLI ; quels que soient les courants, les interrupteurs imposent les tensions entre les bornes de sortie A, B, C et le point milieu (fictif) 'O' de la source de tension [10].

Nous avons:

$$V_{AO} = V_A - V_O = \begin{cases} \frac{E}{2} & \text{si } K_1 \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } K_1 \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

$$V_{BO} = V_B - V_O = \begin{cases} \frac{E}{2} & \text{si } K_2 \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } K_2 \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

$$V_{CO} = V_C - V_O = \begin{cases} \frac{E}{2} & \text{si } K_3 \text{ est fermé} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } K_3 \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{I.44})$$

Ce qui nous donnera pour la première tension :

$$V_A - V_B = (V_A - V_O) - (V_B - V_O) = \begin{cases} E & \text{si } K_1 \text{ est fermé, } K_2 \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } K_1, K_2 \text{ sont fermés} \\ -E & \text{si } K_1 \text{ est ouvert, } K_2 \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } K_1, K_2 \text{ sont ouverts} \end{cases} \quad (\text{I.45})$$

Son point neutre étant isolé, si le récepteur est équilibré, on peut passer des tensions composées aux tensions simples  $V_A$ ,  $V_B$  et  $V_C$  à la sortie de l'onduleur.

Pour que les trois courants  $I_A$ ,  $I_B$  et  $I_C$  aient une somme nulle, quelle que soit leurs formes d'ondes, il faut que leurs trois fondamentaux aient une somme nulle et qu'il en soit de même pour les divers harmoniques.

Si le récepteur est équilibré, si les trois phases présentent la même impédance pour le fondamental ainsi que pour les divers harmoniques, les tensions ont une somme nulle pour les fondamentaux ainsi que les systèmes harmoniques successifs. En ajoutant toutes ces sommes nous obtenons la somme nulle des trois tensions [10] [12].

Le récepteur équilibré donne :

$$\begin{cases} I_A + I_B + I_C = 0 \\ V_A + V_B + V_C = 0 \end{cases} \quad (\text{I.46})$$

Nous pouvons donc écrire :

$$\begin{aligned} \frac{1}{3}(V_A - V_B) - \frac{1}{3}(V_C - V_A) &= \frac{2}{3} \cdot V_A - \frac{1}{3} \cdot V_B - \frac{1}{3} \cdot V_C \\ &= V_A - \frac{1}{3} \cdot (V_A + V_B + V_C) = V_A \end{aligned} \quad (\text{I.47})$$

Alors :

$$\begin{cases} V_A = \frac{1}{3} \cdot (V_A - V_B) - \frac{1}{3} \cdot (V_C - V_A) \\ V_B = \frac{1}{3} \cdot (V_B - V_C) - \frac{1}{3} \cdot (V_A - V_B) \\ V_C = \frac{1}{3} \cdot (V_C - V_A) - \frac{1}{3} \cdot (V_B - V_C) \end{cases} \quad (\text{I.48})$$

Le système d'équations des tensions sera le suivant:

$$\begin{cases} V_A = \frac{1}{3} \cdot [2 \cdot (V_A - V_O) - (V_B - V_O) - (V_C - V_O)] \\ V_B = \frac{1}{3} \cdot [-(V_A - V_O) + 2 \cdot (V_B - V_O) - (V_C - V_O)] \\ V_C = \frac{1}{3} \cdot [-(V_A - V_O) - (V_B - V_O) + 2 \cdot (V_C - V_O)] \end{cases} \quad (\text{I.49})$$

Qui mène à écrire les tensions de sortie en fonction des tensions d'entrée comme suit :

$$\begin{cases} V_A = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot V_{AO} - V_{BO} - V_{CO}) \\ V_B = \frac{1}{3} \cdot (-V_{AO} + 2 \cdot V_{BO} - V_{CO}) \\ V_C = \frac{1}{3} \cdot (-V_{AO} - V_{BO} + 2 \cdot V_{CO}) \end{cases} \quad (\text{I.50})$$

Avec  $V_{AO}, V_{BO}$  et  $V_{CO}$ , les tensions d'entrée de l'onduleur et  $V_A, V_B$  et  $V_C$  celles de sortie. Donc selon le dernier système d'équations, nous pouvons modéliser l'onduleur par une matrice qui nous permet de passer aux grandeurs alternatives (AC), à partir des grandeurs continues (DC) comme suit [10] [12]:

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{DC}] \quad (\text{I.51})$$

Avec :

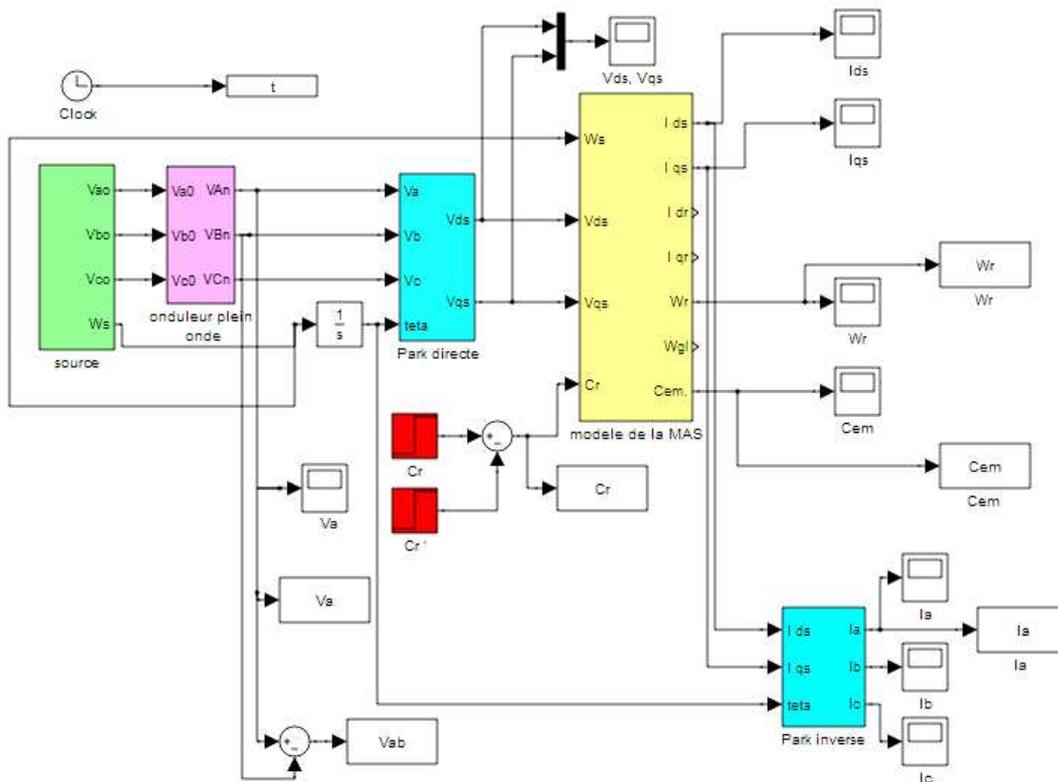
$$\begin{cases} [V_{AC}] = [V_A \ V_B \ V_C]^T \\ [V_{DC}] = [V_{AO} \ V_{BO} \ V_{CO}]^T \end{cases} \quad (\text{I.52})$$

Et la matrice de passage de l'onduleur est la suivante :

$$[T] = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (I.53)$$

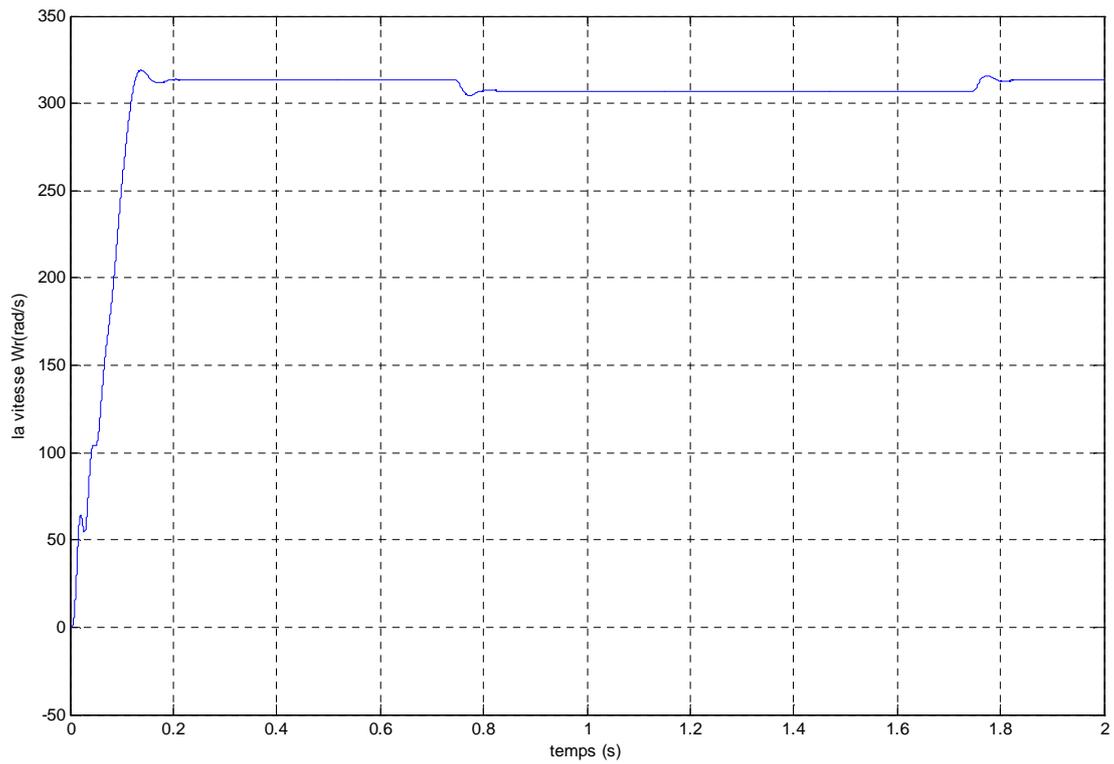
### I.9. L'ensemble Convertisseur-Machine sous Matlab Simulink

Dans ce qui suit, nous visualiserons les différentes allures des vitesses, courant et couple électromagnétique de l'ensemble onduleur-machine avec une commande pleine onde.

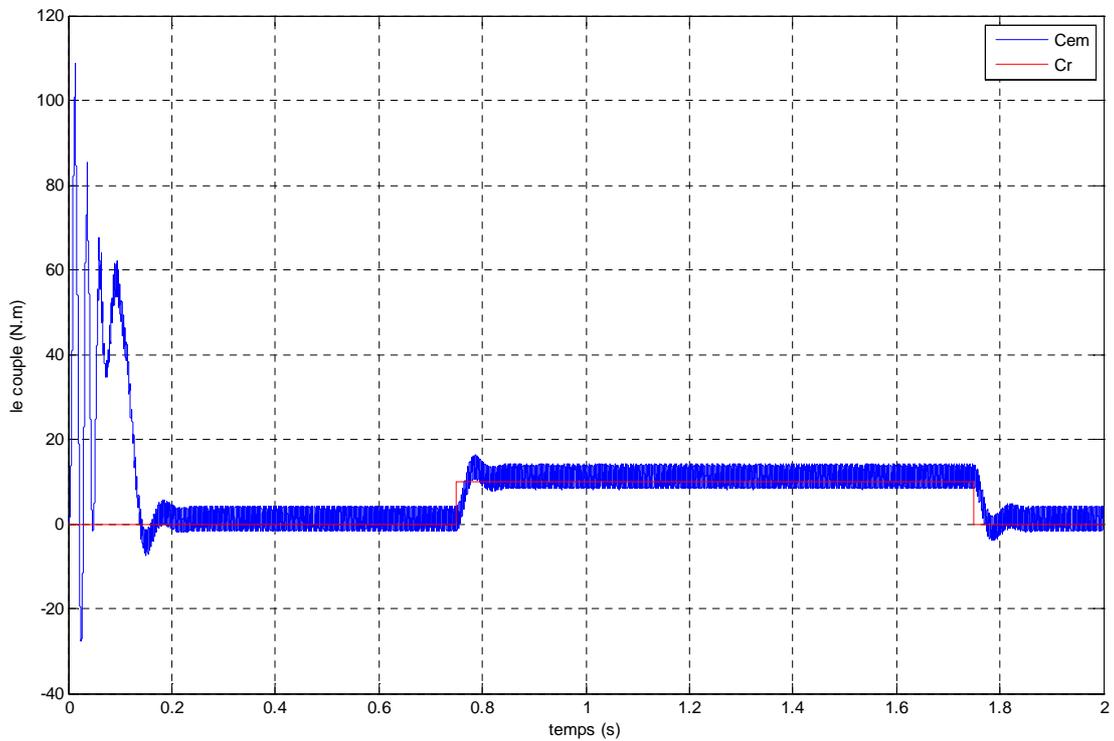


**Fig I.23.** Modèle de l'ensemble onduleur-machine (commande pleine onde)

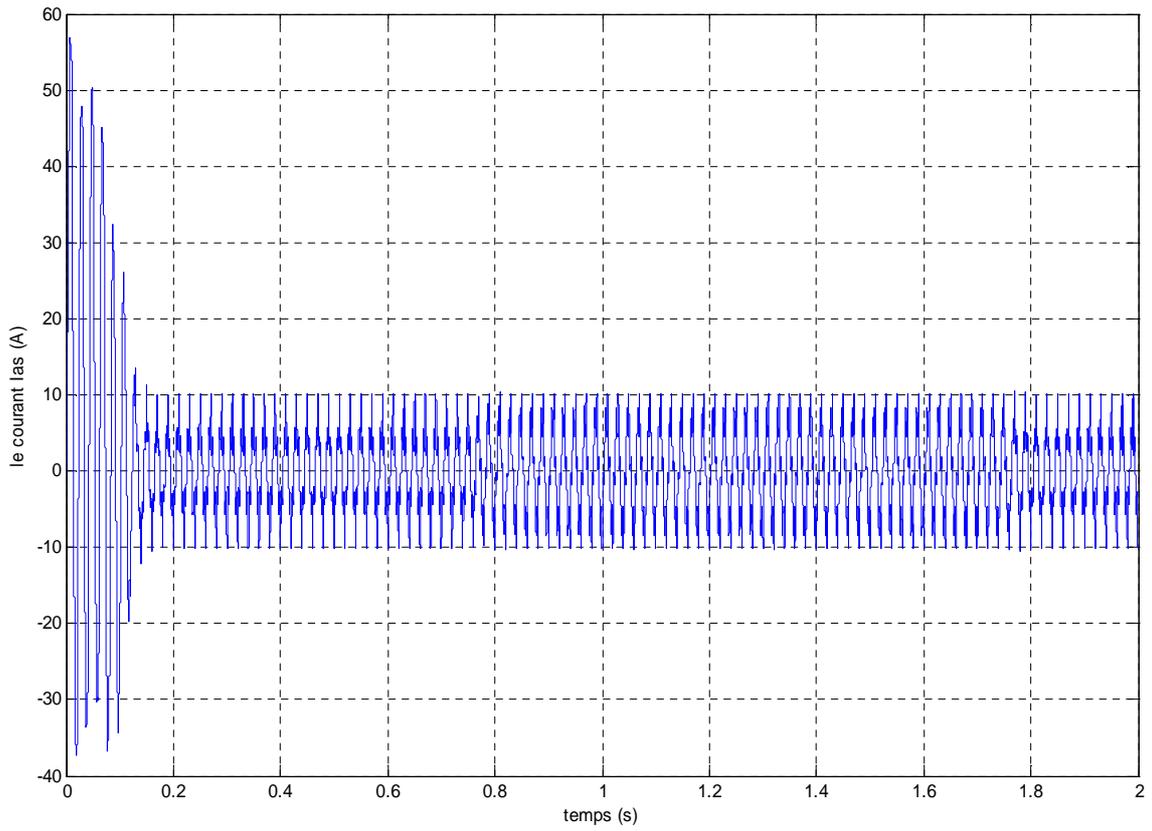
La simulation du bloc de la « figure I.23 » permet d'obtenir les figures suivantes :



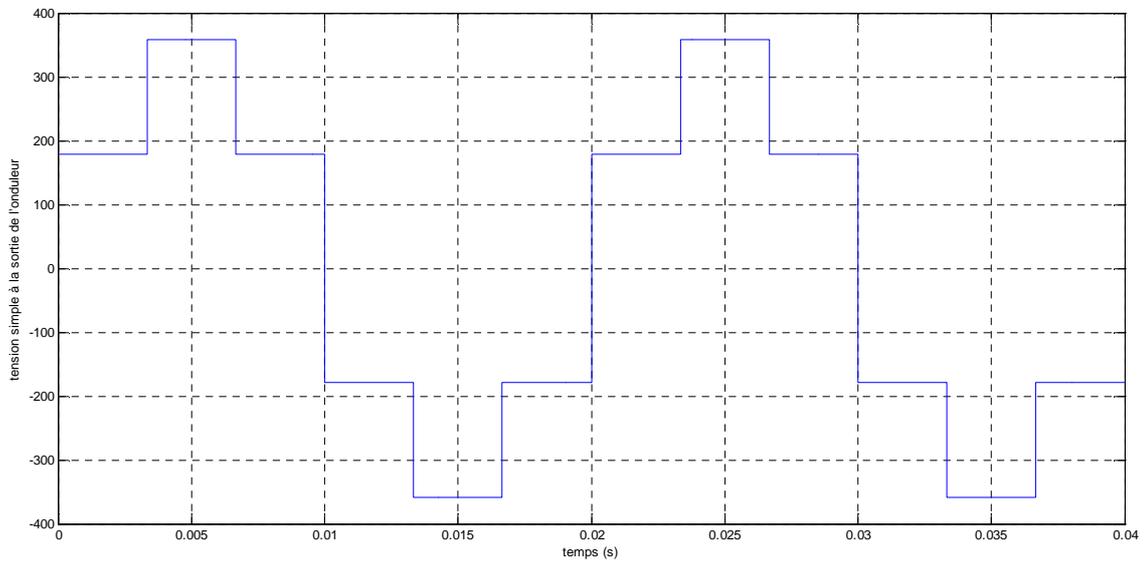
**Fig I.24.** L'allure de la vitesse de rotation (commande pleine onde)



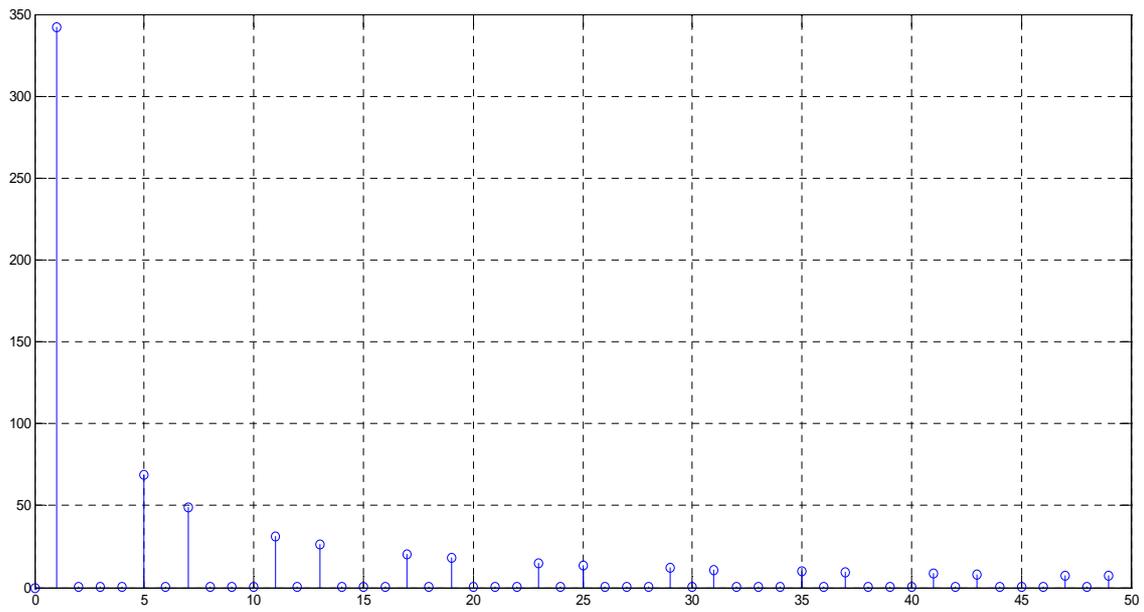
**Fig I.25.** L'allure du couple  $C_r$  et du couple  $C_{em}$  (commande pleine onde)



**Fig I.26.** Allure du courant statorique dans une phase (commande pleine onde)

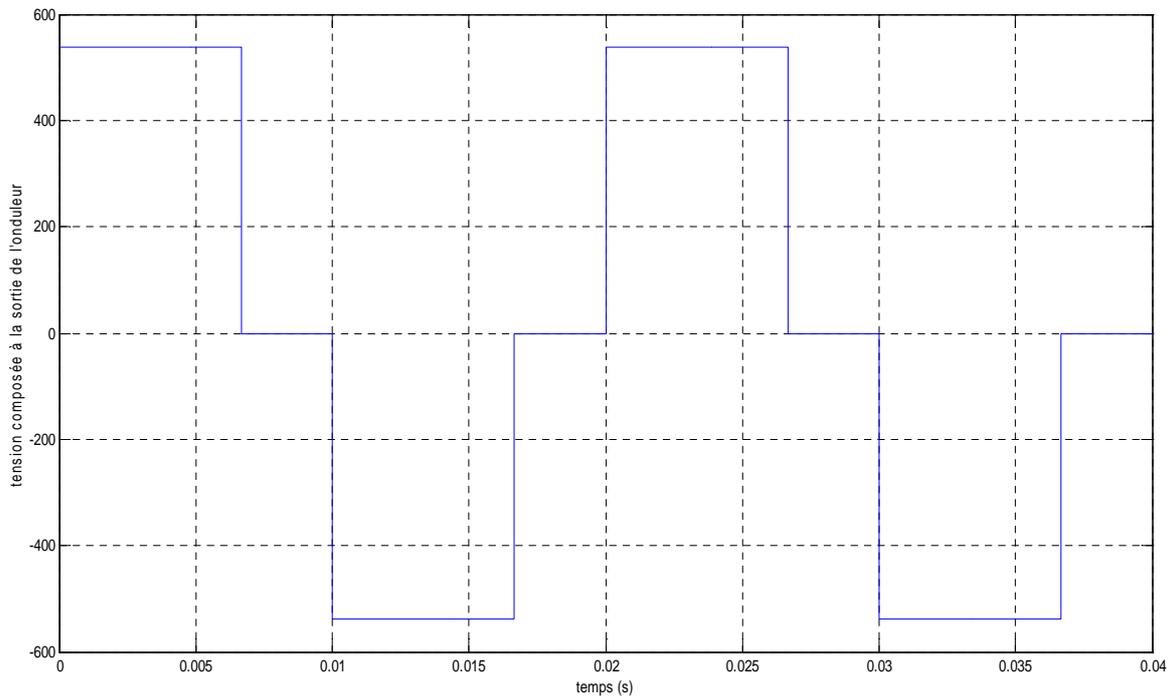


**Fig I.27.** Allure de la tension simple à la sortie de l'onduleur (commande pleine onde)



**Fig I.28.** L'ordre des harmoniques de la tension  $V_a$  (commande pleine onde)

✓ le THD= 4.3312



**Fig I.29.** Allure de la tension composée à la sortie de l'onduleur (commande pleine onde)

### **I.10. Conclusion**

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale, pour ce, nous avons choisi le logiciel Matlab-Simulink très connu pour ses puissantes fonctions.

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la MAS, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par le réseau standard, et puis par l'onduleur de tension.

Pour pouvoir introduire les paramètres de la machine, une identification de ces derniers a été effectuée, en se basant sur la méthode des essais classique, qui a donné des résultats acceptables.

Les différentes allures et caractéristiques présentées ont permis de voir la montée en vitesse qui est quasi linéaire au début du démarrage, et lors de l'application d'une charge, une diminution de la vitesse apparaît, qui est due au fait qu'il n'y a pas de régulation. Aussi, nous voyons bien l'appel de courant lors de la mise sous tension du moteur (caractéristique de la machine asynchrone) et le fait que le couple électromagnétique suit la consigne.

Le fait est que nous observons les oscillations au niveau de la courbe du couple électromagnétique, en alimentant la MAS par un onduleur, est du à la commutation des interrupteurs.

Dans ce qui suit, nous aborderont les variateurs de vitesse et nous mettrons en œuvre notre interface de commande.

---

## CHAPITRE II

---

# Procédés de variation de vitesse et commande d'une MAS

## II.1. Introduction

Les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et de la commande numérique ont permis, depuis peu, l'essor des variateurs de vitesse. Aujourd'hui, les machines asynchrones vont se placer au rang de pionniers dans la plupart des entraînements à vitesse variable dans de nombreux secteurs industriels. Il faut donc s'attendre à la disparition progressive des entraînements utilisant la machine à courant continu, dont le collecteur constituait tout de même un véritable "talon d'Achille"[13].

Un variateur de la vitesse est un équipement électrotechnique alimentant un moteur électrique, de façon à pouvoir faire varier sa vitesse en continu, de l'arrêt jusqu'à sa vitesse nominale. La vitesse peut être proportionnelle à une valeur analogique fournie par un potentiomètre, ou par une commande externe: un signal de commande analogique ou numérique, issue d'une unité de contrôle [1].

Le point de fonctionnement de l'ensemble machine plus charge est l'intersection des caractéristiques  $C_{em} = f(\Omega)$  du moteur et  $C_r = f(\Omega)$  de la charge. Le réglage de la vitesse de la machine asynchrone est donc obtenu en agissant sur le couple qu'elle produit, soit sur: le nombre de paires de pôles, la tension d'alimentation de la machine, le glissement ou la fréquence d'alimentation de la machine [14].

## II.2. Procédés de variation de la vitesse des machines asynchrone

De nombreux systèmes industriels, entraînés par des moteurs électriques, utilisent la variation de la vitesse pour l'optimisation de leur fonctionnement.

La technologie électronique 'variateurs de vitesse' présente de nombreux avantages [15]:

- Diminution des pertes mécaniques ;
- Diminution des surintensités ;
- Réglage précis et modification facile de la valeur de la vitesse ;

### II.2.1. Asynchronisme et glissement

Dans un moteur à courant alternatif, la vitesse mécanique du rotor est liée à la fréquence des courants au stator. Ce lien mathématique rend possible une commande de la vitesse du rotor par la commande de la fréquence du courant au stator [16].

Le glissement compare la vitesse rotorique à celle de synchronisme par rapport à cette dernière en utilisant la relation suivante :

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{II.1})$$

$$\omega_r = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{p} (1 - g) \quad (\text{II.2})$$

L'équation (II.2) vient donc confirmer ce qui a été dit au paravent.

### II.2.2. Action sur le nombre de paires de pôles

La vitesse d'un moteur asynchrone est fonction de son nombre de paires de pôles et de la fréquence du réseau.

$$N_s = \frac{60 f_s}{p} \text{ [tr/mn]} \quad (\text{II.3})$$

Une paire de pôles  $\Rightarrow N_s = 3000 \text{ tr/m}$  ; deux paires pôles  $\Rightarrow N_s = 1500 \text{ tr/m}$

Nous modifions le nombre de paires de pôles par commutateurs sans modifier l'implantation des bobinages du stator. Par construction, nous obtenons un stator qui prend plusieurs polarités, et par simple modification du couplage de ses bobines statoriques nous varions la vitesse [17].

Nonobstant qu'elle présente l'inconvénient de la limitation de la variation de la vitesse, car cette dernière se fait d'une manière discrète.

### II.2.3. Action sur le glissement

L'action sur le glissement se fait par :

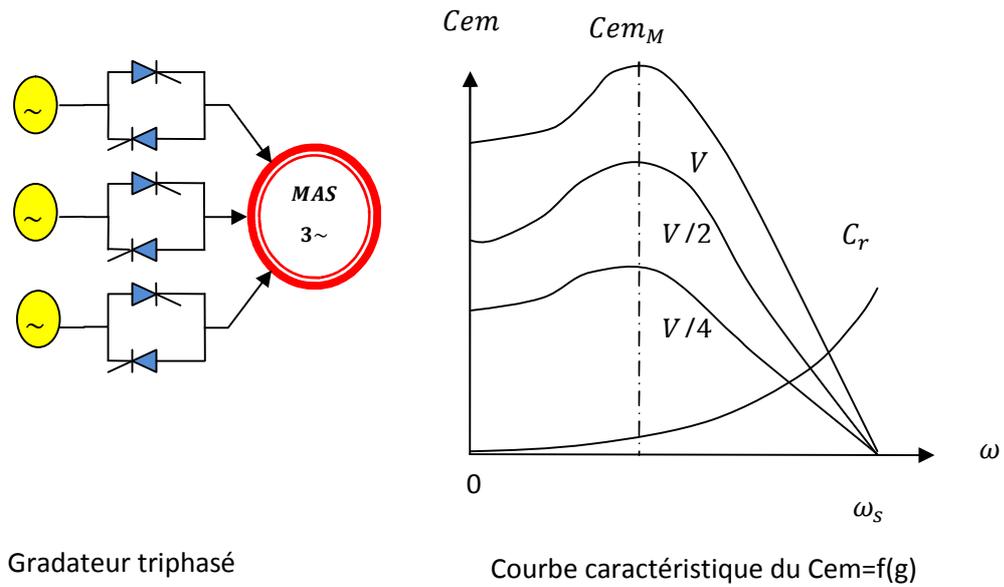
- Action sur la tension d'alimentation statorique (autotransformateur, gradateur) ;
- Rhéostat de glissement au rotor dans le cas d'une machine à rotor bobiné ;

Si la charge (machine entraînée) appliquée au moteur augmente, le rotor va ralentir, et le glissement augmente.

#### ➤ Le gradateur

Surtout utilisé comme procédé de démarrage sur des machines dont le couple résistant est de type parabolique [17].

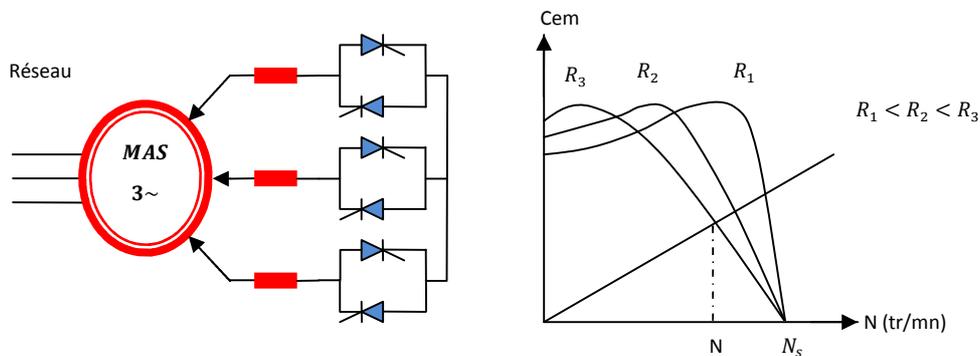
L'action s'y fait sur la tension statorique. Ce moyen permet une certaine modification de la vitesse, mais la plage des variations reste faible. De plus, le réseau est perturbé par les harmoniques de courants dues au découpage par le gradateur, additionné à cela le risque de décrochage ( $C_{em} < C_r$ ). C'est donc un procédé à ne mettre en œuvre qu'en phases transitoires, un démarrage par exemple, mais à définitivement éviter pour la variation de vitesse [2].



**Fig II.1.** Réglage de la tension d'alimentation par un gradateur

➤ **Rhéostat de glissement rotorique**

Cette technique est utilisée sur moteur à rotor bobiné. Le couple peut être maximal dans toute la plage de variation de la vitesse, mais les pertes dans le rhéostat rotorique sont d'autant plus importantes que la vitesse du moteur est faible [18].



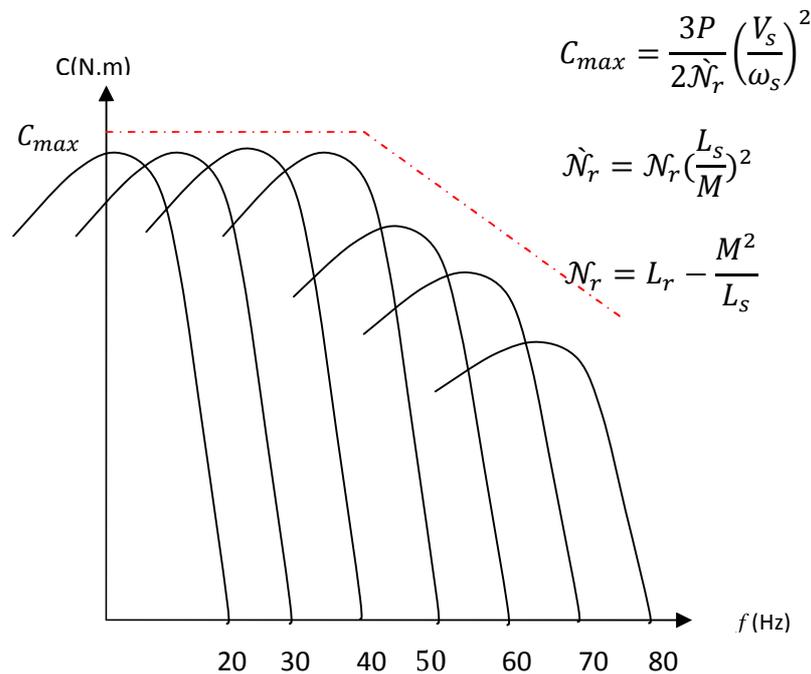
**Fig II.2.** Réglage de vitesse avec résistance de glissement

La modification de la vitesse est optimale, puisque la plage de variation s'étend d'une vitesse nulle à celle de synchronisme. Cependant, les résistances ne peuvent être insérées ou supprimées que si le rotor est accessible. Il faut donc que la machine dispose d'un rotor bobiné: elle demeure moins répandue. D'autre part, la puissance dissipée dans les résistances altère le rendement de l'entraînement [2].

### II.2.4. Action sur la fréquence de la tension d'alimentation statorique

La vitesse de synchronisme  $\omega_s$  dépend de la fréquence  $f_s$  des courants statoriques ; et comme la vitesse de rotation est en fonction de la vitesse de synchronisme, la variation de la vitesse du moteur dépend au fait, de la variation de la fréquence  $f_s$ .

Le convertisseur statique, de type onduleur, permet un fonctionnement du moteur avec un couple maximal, par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, tout en conservant le caractère constant du rapport  $V/f_s$ . Si nous augmentons la vitesse il faut augmenter la fréquence et la tension d'alimentation dans les limites du bon fonctionnement de la machine. Sur le plan technique, cela permet un très bon réglage de la vitesse. Un moteur asynchrone pouvant fonctionner sous 220V / 50Hz n'est pas sous-alimenté si, à l'aide d'un onduleur, nous lui appliquons qu'une tension de 110V à 25Hz. Il peut ainsi développer, à vitesse réduite, le même couple maximale que celui qu'il peut fournir à vitesse élevée [8] [19].



**Fig II.3.** Courbe caractéristique de  $V/f_s$  constant

La commande en  $V/f_s$  ne fonctionne qu'à la condition que les pertes par effet Joule au stator, fuite magnétique, etc. soient négligeables, ce qui est faux à basse vitesse et en régime transitoire: au démarrage, cette commande n'est utilisable qu'à partir d'un certain seuil [19].

### ➤ Intérêt de l'action sur la fréquence $f_s$

L'action sur la fréquence  $f_s$  tout en conservant le rapport  $V/f_s$  constant, permet :

- De translater les courbes du couple par action sur  $\omega_s$  ;
- De maintenir la valeur du couple à sa valeur maximale ;

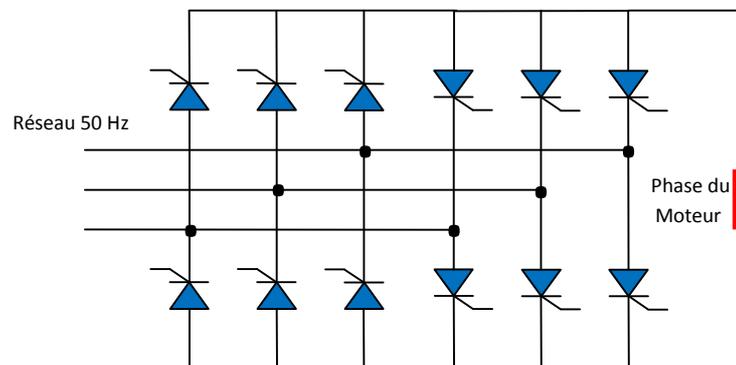
Elle permet donc, la modification de la vitesse de rotation en charge de la machine tout en plaçant le point de fonctionnement là où le couple d'entraînement est le plus satisfaisant pour mouvoir la charge [2].

## II.3. Convertisseurs de fréquence

Parmi les solutions permettant d'obtenir la variation de la vitesse de rotation d'une MAS, la plus performante consiste à modifier la fréquence du réseau d'alimentation.

### II.3.1. Le cycloconvertisseur

Le cycloconvertisseur est un convertisseur direct, de forte puissance, dont la fréquence de sortie est limitée ( $1/3$  maximum). Il est utilisé dans des procédés à grandes dynamiques de la métallurgie où nous recherchons des performances en couple. Malgré sa simplicité apparente, ce convertisseur présente l'inconvénient, souvent disqualifiant, de perturber son réseau d'alimentation par des harmoniques et des fluctuations de puissance réactive [17].



**Fig II.4.** Structure d'un cycloconvertisseur pour une phase du moteur

D'autant plus, pour alimenter les trois phases de la machine, le nombre d'interrupteurs à utiliser est trois fois celui d'une seule phase.

### II.3.2. Le convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel est apparu dans les années 80, proposé par G. M. Venturini où il a été nommé par « Sine-In, Sine-Out converter ». L'inconvénient majeur est le rapport de transformation des tensions qui est de 86% ainsi que l'indisponibilité d'interrupteurs

bidirectionnels. Grace aux travaux effectués sur ce type de convertisseur il devient de plus en plus maîtrisé [20].

Parmi ses performances, nous citons :

- Le facteur de puissance à la sortie peut varier librement en fonction du point de fonctionnement de la charge ;
- Le rapport de transformation entre la tension de phase de la charge et la tension d'entrée est variable entre zéro et une valeur maximale de 0.866 ;
- Le convertisseur matriciel fonctionne dans les quatre quadrants ;

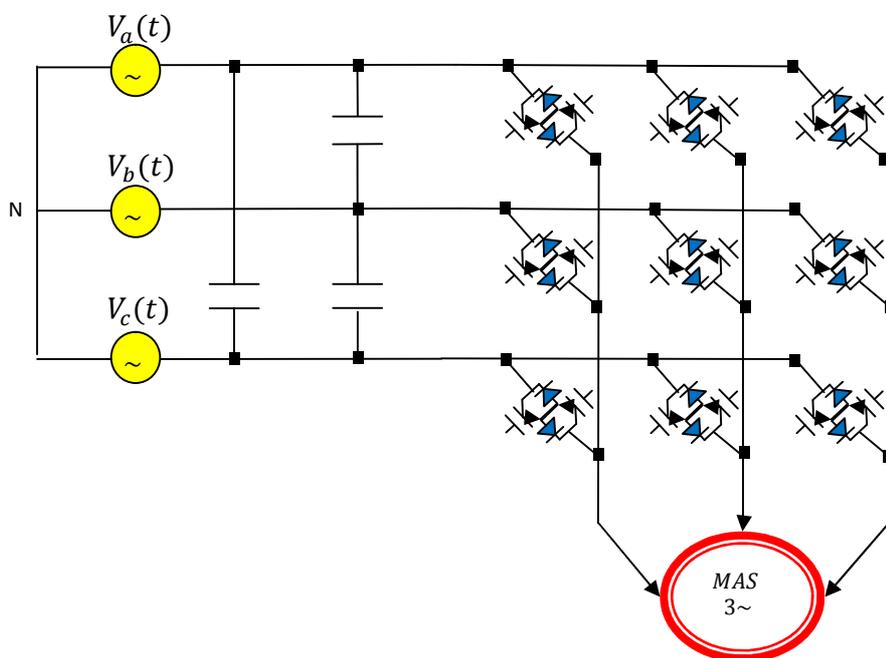
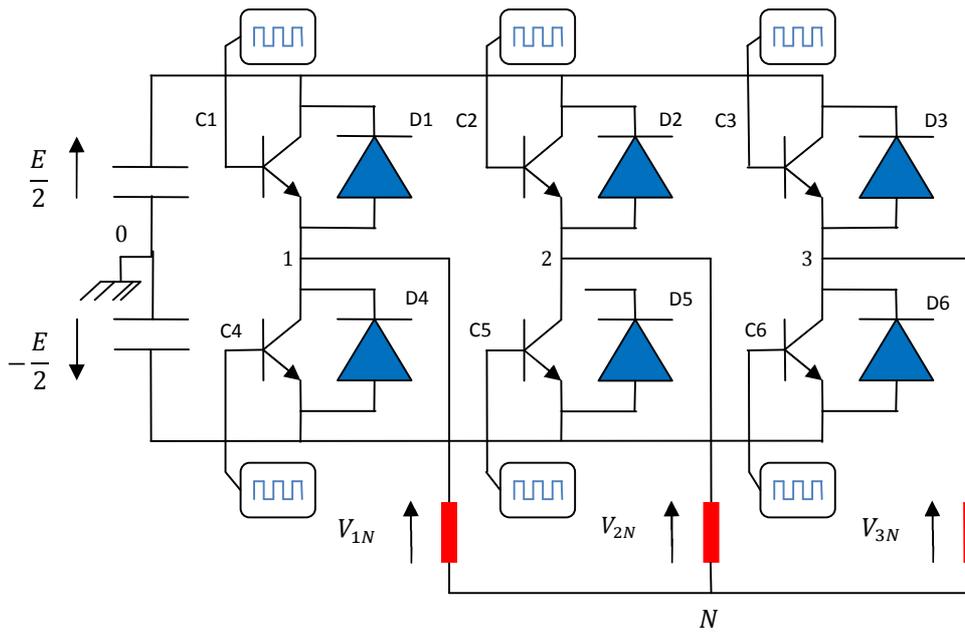


Fig II.5. Représentation du convertisseur matriciel

### II.3.3. Onduleur MLI

L'onduleur de tension MLI triphasé permet l'échange d'énergie entre une source de tension continue et une charge inductive triphasée. Il est constitué de trois bras utilisant des interrupteurs à trois segments, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage. Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors MOS ou bipolaire, des IGBT ou des GTO, associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant [13].



**Fig II.6.** Représentation de l'onduleur MLI triphasé

❖ **Comparaison entre quelques types de convertisseurs utilisés pour les machines à courant alternatif**

L'étude comparative entre les trois structures de convertisseurs les plus utilisés est présentée dans le tableau suivant [20] :

	Cycloconvertisseur	Onduleur MLI	Convertisseur Matriciel
Technologie	Ancienne	Moderne	En cours de développement
Conversion	AC-AC	AC-DC-AC	AC-AC
Fréquence limite	1/3 de $f_{\text{entrée}}$	0 à $f_s$	0 à $f_s$
N <sup>bre</sup> d'interrupteurs	36 unidirect	06 unidirect	09 bidirect
Qualité du signal de sortie	Acceptable	Bonne	Bonne
Quadrants de fonctionnement	4 quadrants	4 quadrants	4 quadrants
Complexité de commande	Moyenne	Grande	Grande
Poids physique	Lourd	Moyen	Léger

**Tab II.1.** Comparaison des trois convertisseurs

## II.4. Techniques de commandes

Les techniques les plus répandues et les plus récentes de la commande des moteurs asynchrones, à vitesse variable, sont rassemblées en deux groupes : le contrôle en tension ; qui comprend le contrôle  $V/f_s$ , le contrôle scalaire, contrôle vectoriel de tension, etc; et le contrôle en courant ; qui comprend lui aussi le contrôle vectoriel du flux avec ou sans capteur et le contrôle orienté du champ (Field Oriented Control). Tous les contrôles sont à Modulation de la Largeur d'Impulsion [21].

L'évolution technologique du domaine des dispositifs semi-conducteur, a ouvert le champ à une vaste application aux techniques de Modulation de Largeur d'Impulsion dans le contrôle de la tension de sortie des convertisseurs statiques, utilisant de nouveaux interrupteurs ayant des temps de commutation réduits.

L'emploi de cette technique est particulièrement intéressant, dans le cas d'onduleurs triphasés associés à des machine à courant alternatif, rendant possible le contrôle en amplitude et fréquence des tensions de sortie de l'onduleur [22].

### II.4.1. Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion

La définition d'une impulsion, dans le domaine physique, est la suivante : "Variation brusque d'une grandeur physique suivie d'un retour rapide à sa valeur initiale".

Une impulsion correspond donc, à un événement de courte durée. Un générateur électronique d'impulsions génère une pointe brève de tension ou de courant, de manière unique ou répétée.

La Modulation en Largeur d'Impulsions « MLI », (Pulse Width Modulation « PWM » en anglais ou Pulse Duration Modulation « PDM », en utilisant une dénomination plus ancienne), est une technique de pilotage couramment utilisée pour les convertisseurs statiques servant d'interface entre une charge (machine électrique) et son dispositif d'alimentation (onduleur triphasé), en synthétisant des signaux continus à l'aide de circuits à fonctionnement tout ou rien, ou plus généralement à l'états discrets [23].

#### II.4.1.1. Modulation naturelle

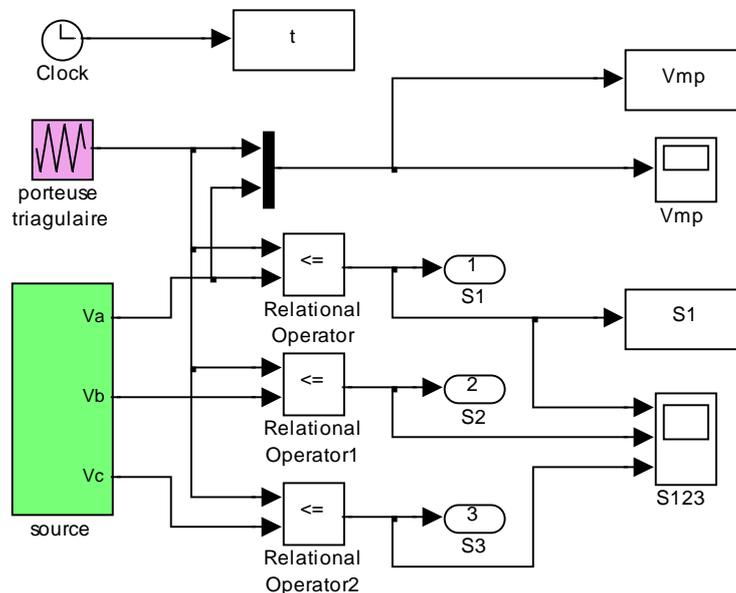
Le principe de la méthode MLI repose sur l'échantillonnage du signal contenant l'information devant être transmise, nommé **signal modulant**, qui devient par suite une série d'impulsion à largeur définie en fonction de l'amplitude du signal modulant aux instants

d'échantillonnage. En comparant le signal modulant de fréquence  $f_m$  à **une porteuse triangulaire** de fréquence  $f_p$ , nous obtenons les instants d'échantillonnage ainsi que les largeurs des impulsions de commande.

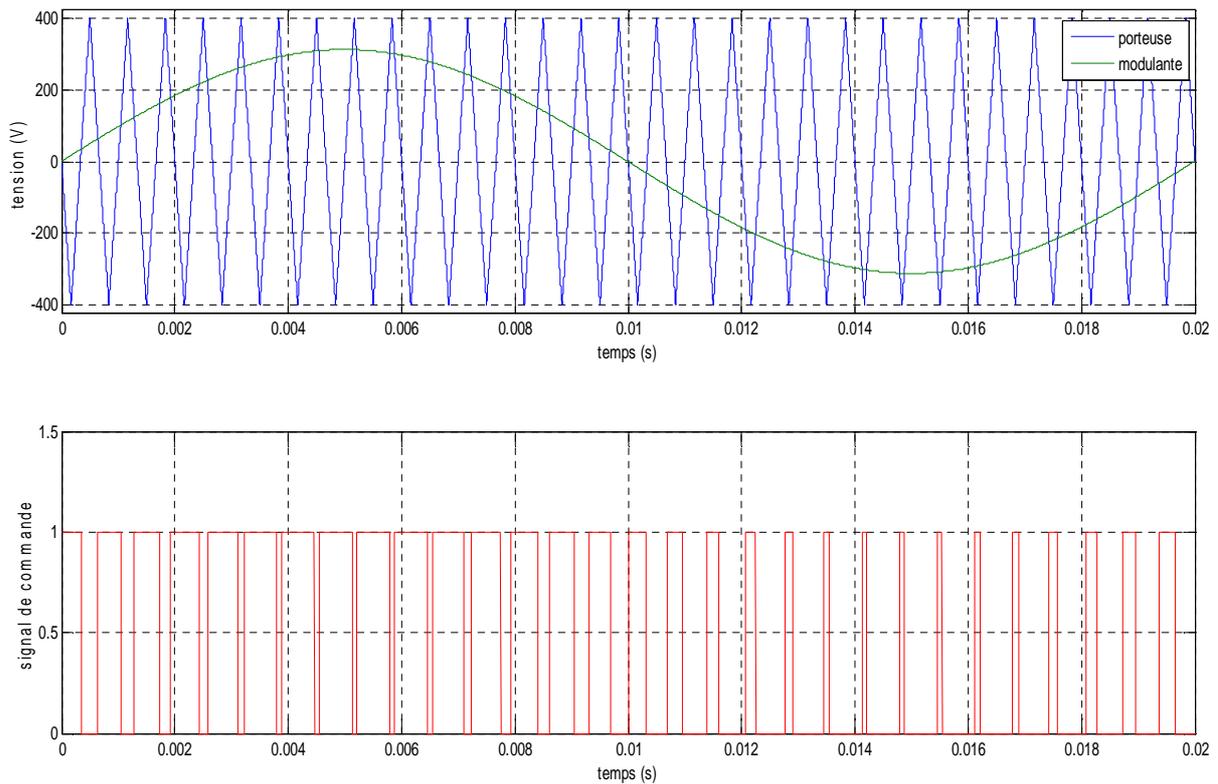
La largeur d'impulsion est proportionnelle aux valeurs de la tension modulante aux instants d'échantillonnage qui sont définie de manière naturelle par la comparaison des deux ondes (signal modulant et la porteuse).

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique, cela rend délicat la mise en œuvre dans les applications numériques. Ceci justifie l'apparition de la MLI régulière ou échantillonnée [22] [24].

Lorsque le signal sinusoïdal de référence dépasse le signal triangulaire, le signal modulé est 1. Dans ce cas  $C_1 = 1$ , par exemple, si on considère le premier bras de l'onduleur. Sinon, le signal modulé est 0 [25].



**Fig I.7.** Model de la MLI naturelle



**Fig II.8.** Technique de MLI échantillonnée naturelle

#### II.4.1.2. Modulation régulière

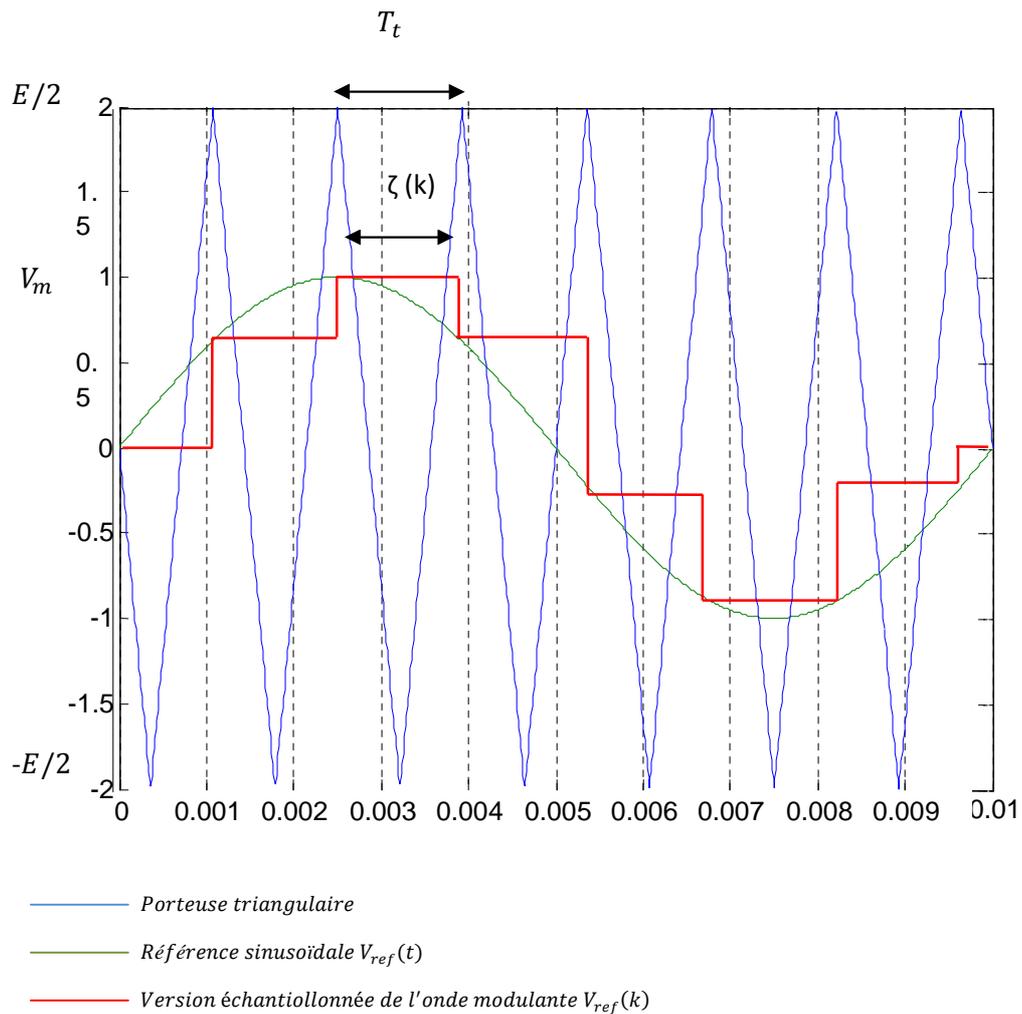
Contrairement à la MLI naturelle, dans cette technique, l'échantillonnage des tensions de références se fait à des instants périodiquement espacés.

##### II.4.1.2.1. Modulation régulière symétrique

L'onde modulante est échantillonnée à chaque sommet positif de l'onde triangulaire et cette valeur est maintenue constante pendant toute une période, à l'aide d'un bloqueur d'ordre zéro. Cette procédure produit une onde en palier, qui est une approximation de la référence sinusoïdale ( $V_{iref}$ ). Cette dernière est ensuite comparée à la porteuse triangulaire, déterminant ainsi les impulsions de commande de l'onduleur. Cette comparaison peut être décrite analytiquement.

L'impulsion générée est symétrique par rapport au centre de la période. Les instants d'échantillonnage, régulièrement espacés, ne dépendent pas du processus de modulation.

Les deux transitions de l'impulsion de commande dépendent de la même valeur échantillonnée. Cette méthode est facilement réalisable en temps réel.



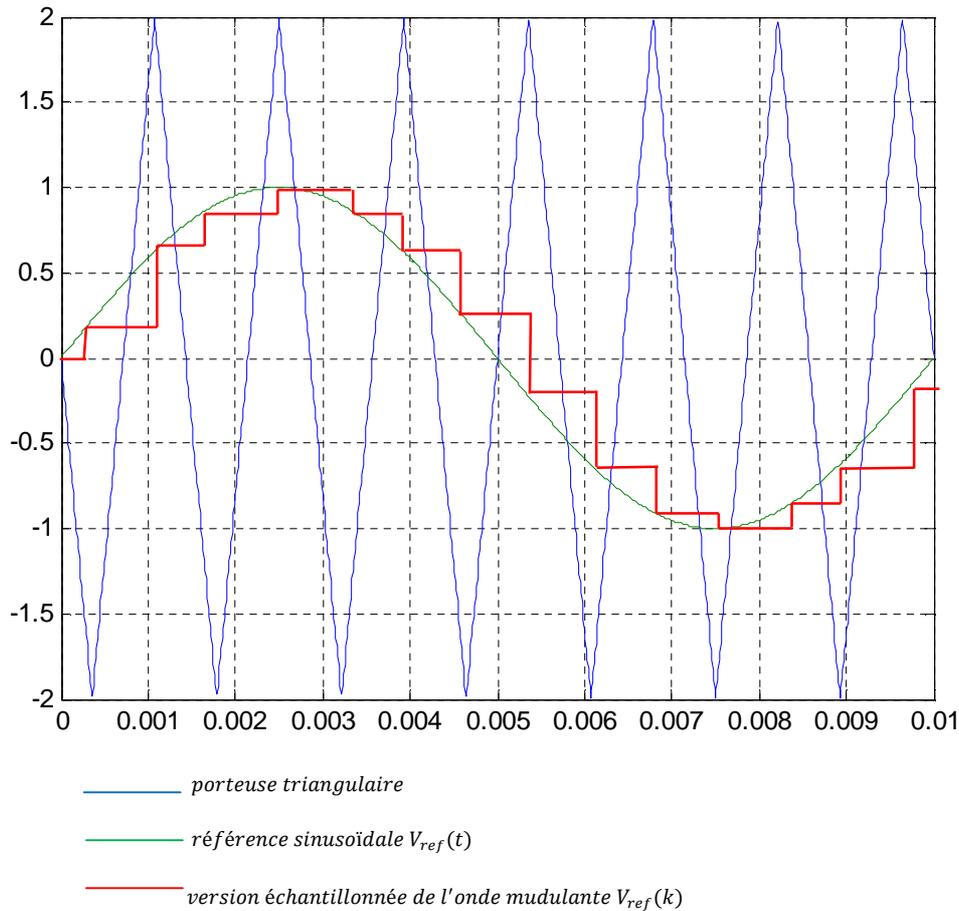
**Fig II.9.** MLI régulière symétrique

La largeur d'impulsion de commande est donnée dans ce cas par l'équation suivante [22] [24]:

$$\tau(k) = \frac{T_t}{E} V_m \sin(kT_t) + \frac{T_t}{2} \quad (\text{II.4})$$

#### II.4.1.2.2. Modulation régulière asymétrique

Une réduction de la distorsion harmonique peut être obtenue, si nous effectuons deux échantillonnages de la tension de référence sinusoïdale par période de l'onde triangulaire.



**Fig II.10.** MLI régulière asymétrique

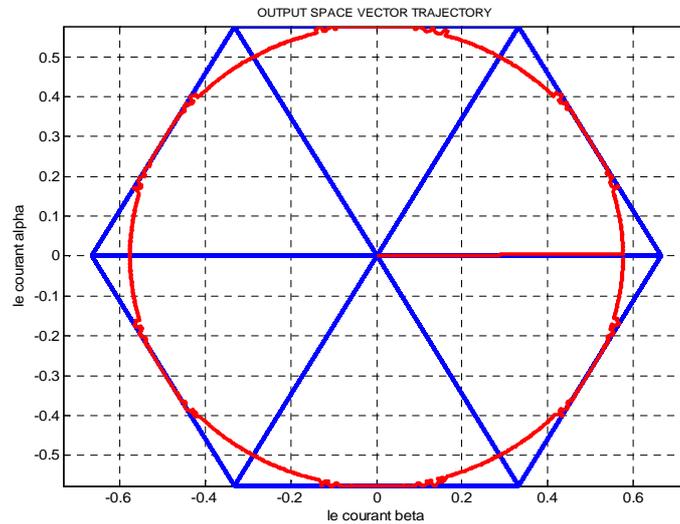
La version modulée en amplitude de la tension de référence a deux fois plus de paliers. La largeur d'impulsion de commande est donnée dans ce cas par l'équation suivante [22]:

$$\tau(k) = T_t \left[ \frac{V_m}{2E} \sin(kT_t) + V_m \sin\left(kT_t + \frac{T_t}{2}\right) \right] + \frac{T_t}{2} \quad (\text{II.5})$$

#### II.4.1.3. La SVM (Space Vector Modulation)

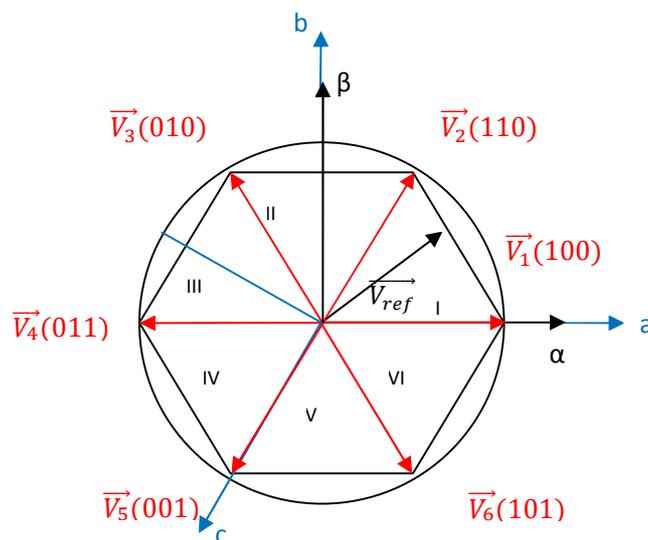
La SVM est basée sur la représentation, par des vecteurs obtenus des états des interrupteurs de l'onduleur. Le système triphasé de tensions à générer pour la durée d'échantillonnage en cours peut alors être représenté comme un unique vecteur dans un plan  $(\alpha, \beta)$ . Elle propose un calcul direct des temps de commutation de l'onduleur, en considérant que le vecteur tension à obtenir tourne dans le plan  $(\alpha, \beta)$ . En modulation sinusoïdale, cette

commande donne des résultats similaires à la MLI naturelle à porteuse triangulaire. Néanmoins, elle peut être plus facile à implanter dans un microcontrôleur, et, disjointe d'harmonique 3, elle permet de maximiser la puissance disponible, ce qui justifie son usage [23] [25].

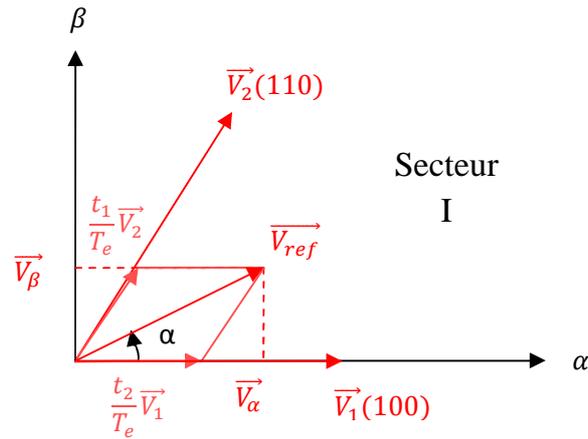


**Fig II.11.** Représentation du graphe  $(\alpha, \beta)$

La technique SVM est basée sur six secteurs de fonctionnement. Les tensions  $V_a, V_b$  et  $V_c$  sont converties en un vecteur d'espace, et placées dans un système de coordonnées polaires, les six secteurs correspondent aux vecteurs  $\vec{V}_1$  à  $\vec{V}_6$  [26].



**Fig II.12.** Principe de la SVM



**Fig II.13.** Composantes du vecteur de référence dans le secteur I

Nous calculons les coordonnées du vecteur tension dans la base formée par les vecteurs adjacents (vecteurs délimitant le secteur) grâce à l'équation :

$$\vec{V}_{ref} = \frac{t_1}{T_e} \cdot \vec{V}_1 + \frac{t_2}{T_e} \cdot \vec{V}_2 \quad (\text{II.6})$$

Avec  $T_e$  : La période d'échantillonnage.

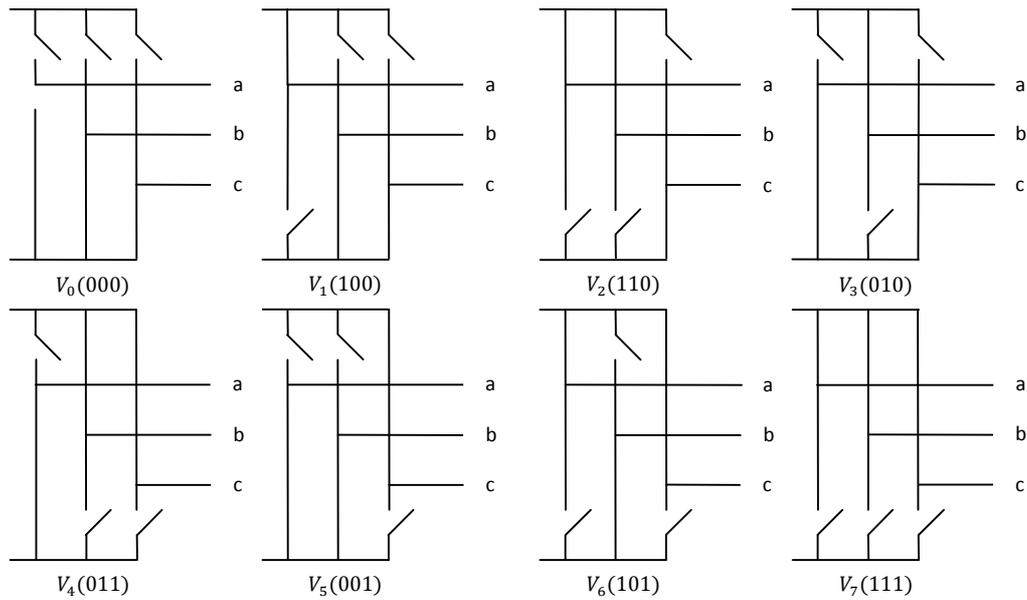
Pour généraliser cette étude à tous les secteurs, la notation  $t_1$  représente le temps d'application du vecteur limitrophe avec le secteur précédent. Il en est de même pour  $t_2$  du vecteur limitrophe avec le secteur suivant.

Et les expressions de  $t_1$  et de  $t_2$  définies par l'équation, peuvent être déduites de la figure II.13 [27]:

$$\begin{cases} \frac{t_1}{T_e} = m_v \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \\ \frac{t_2}{T_e} = m_v \cdot \sin(\alpha) \\ m_v = \frac{\sqrt{3} \cdot V_m}{\sqrt{2} \cdot E} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

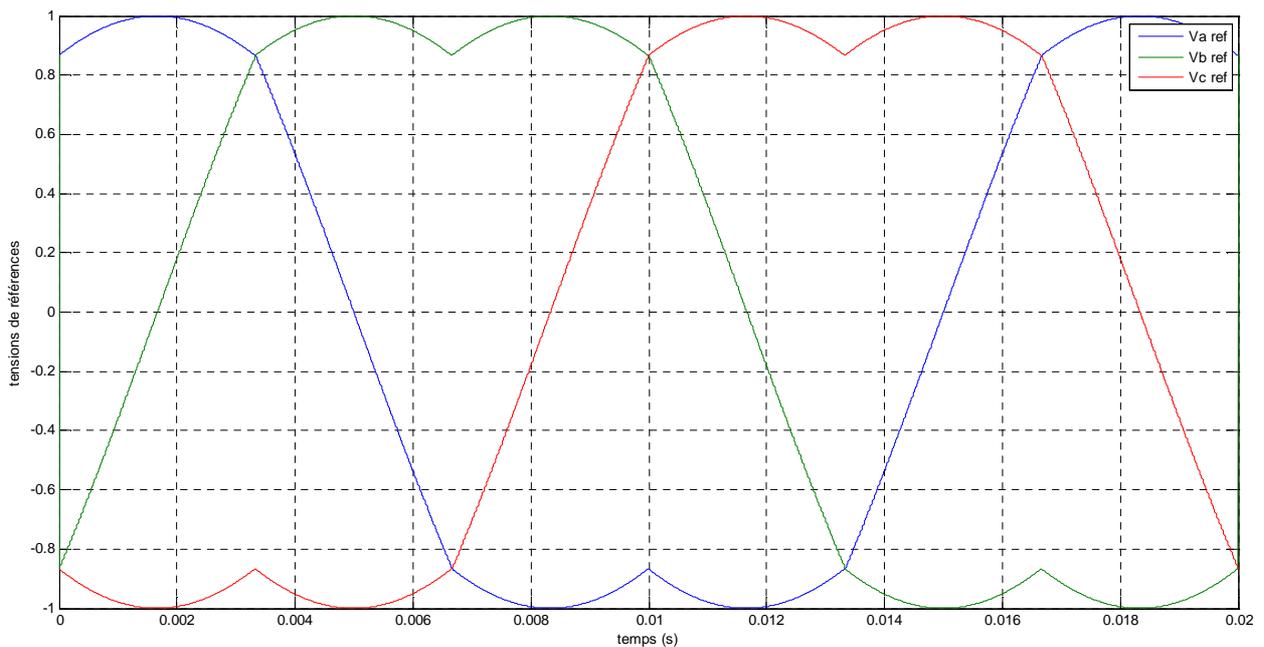
$m_v$  : l'indice de modulation de la tension.

Le schéma PWM de la SVM génère une commande dédiée à la commutation. L'onduleur à deux niveaux possède six interrupteurs, il y a donc huit états de commutations possibles.



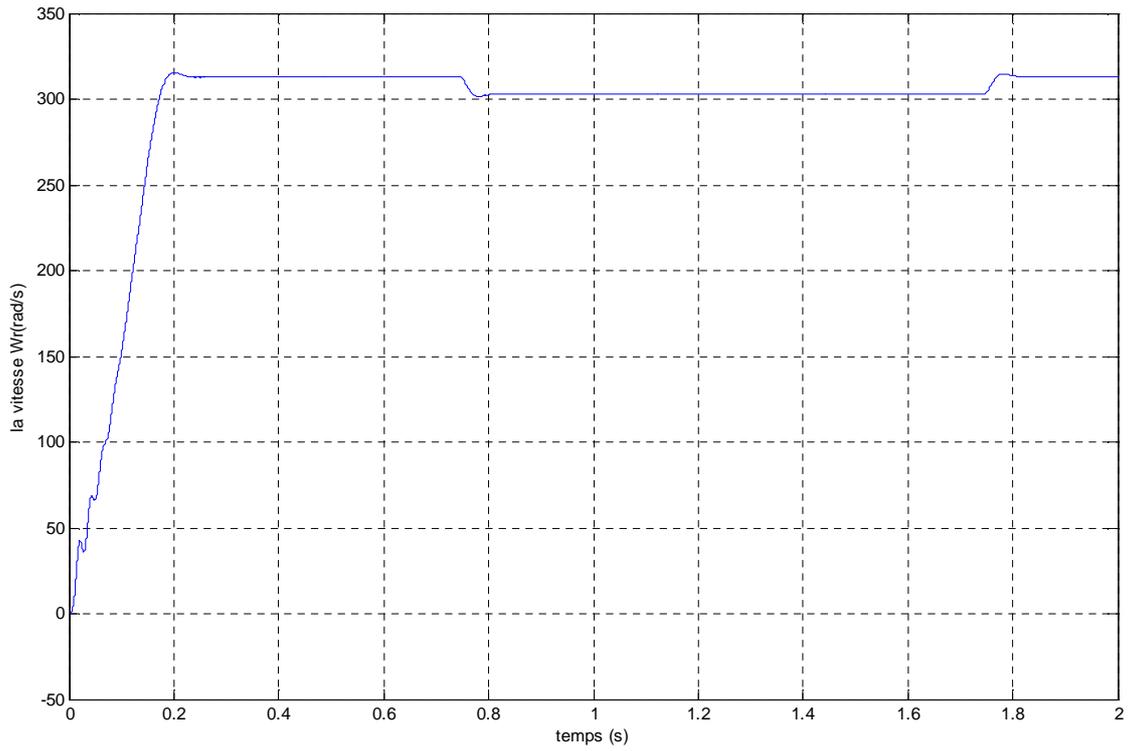
**Fig II.14.** Vecteurs de tension des états des interrupteurs de l'onduleur

Les vecteurs tensions des états  $\vec{V}_1$  à  $\vec{V}_6$  sont appelés **vecteurs actifs**, tandis que  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$  sont appelés **vecteurs nuls**, parce qu'ils n'ont aucun angle ni aucune phase. Chaque bras de commande a besoin d'être complémentaire. Cela veut dire d'avoir, sur un même bras, lorsque le transistor de l'étage supérieur est fermé, celui du bas doit obligatoirement être ouvert, et vice versa. Chaque état conduit le courant dans les trois phases du moteur, produisant les vecteurs de tensions.

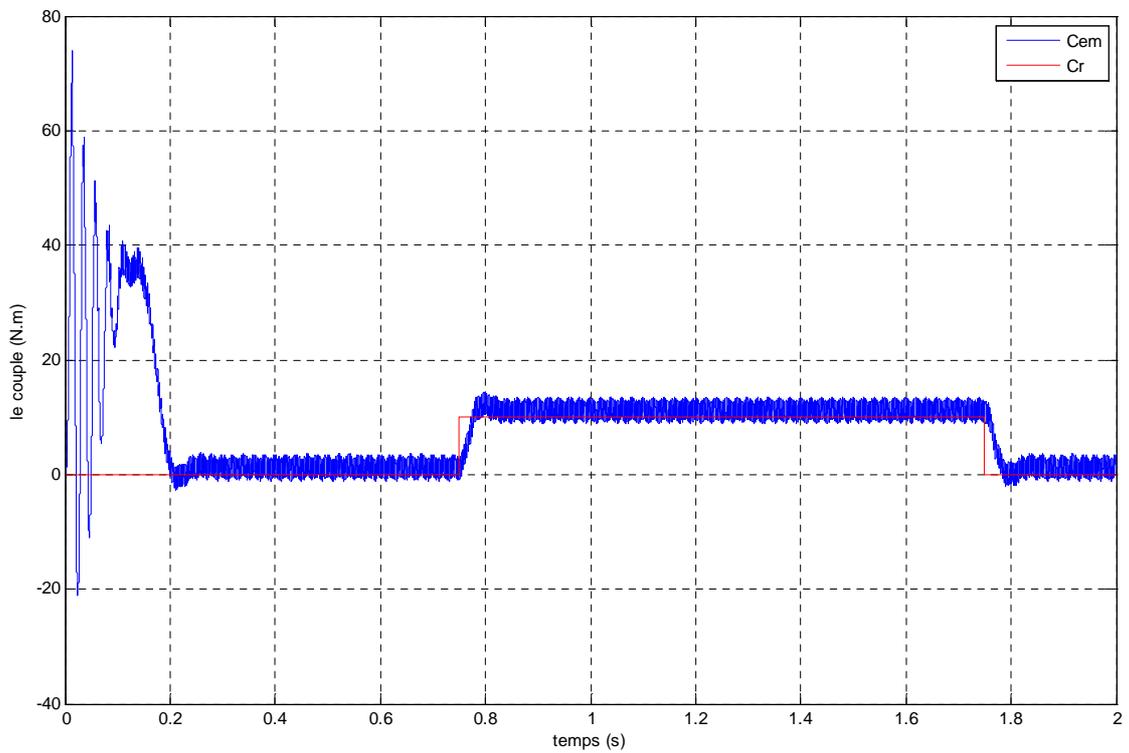


**Fig II.15.** Tensions de référence de la SVM

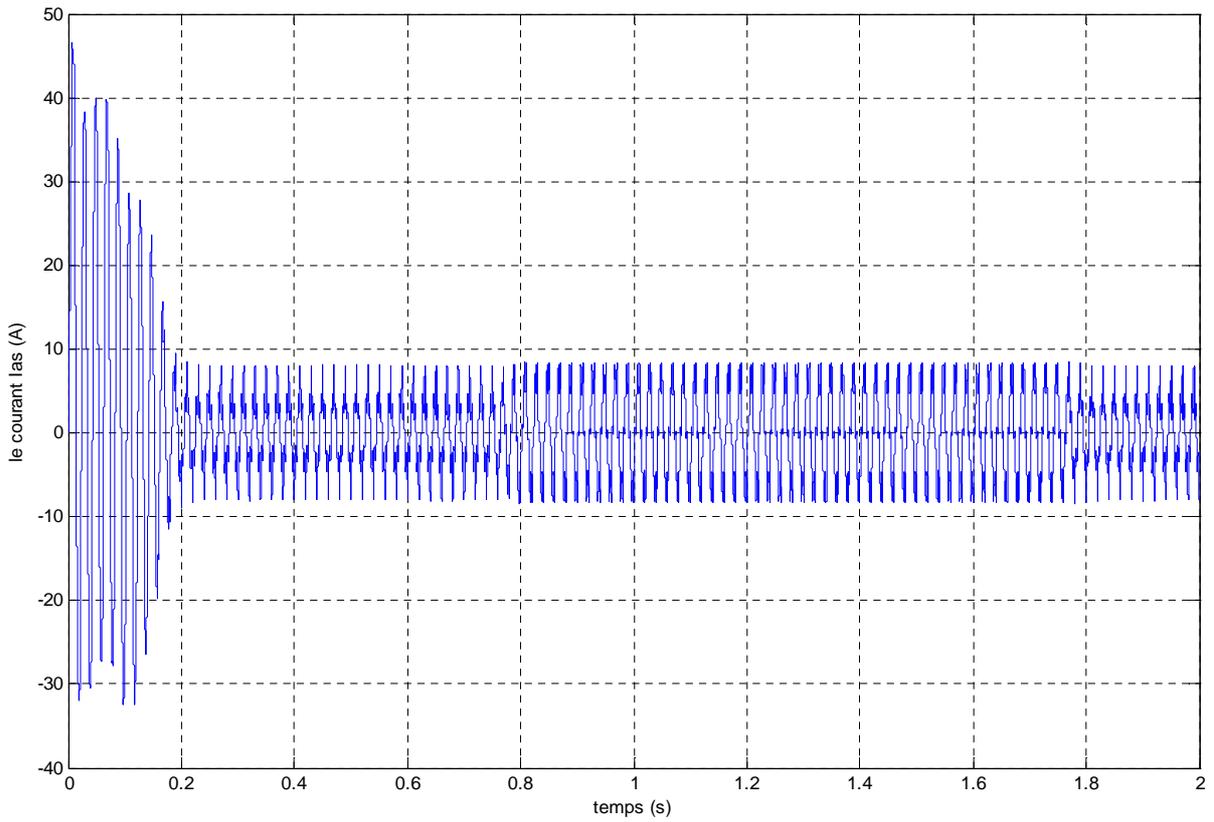




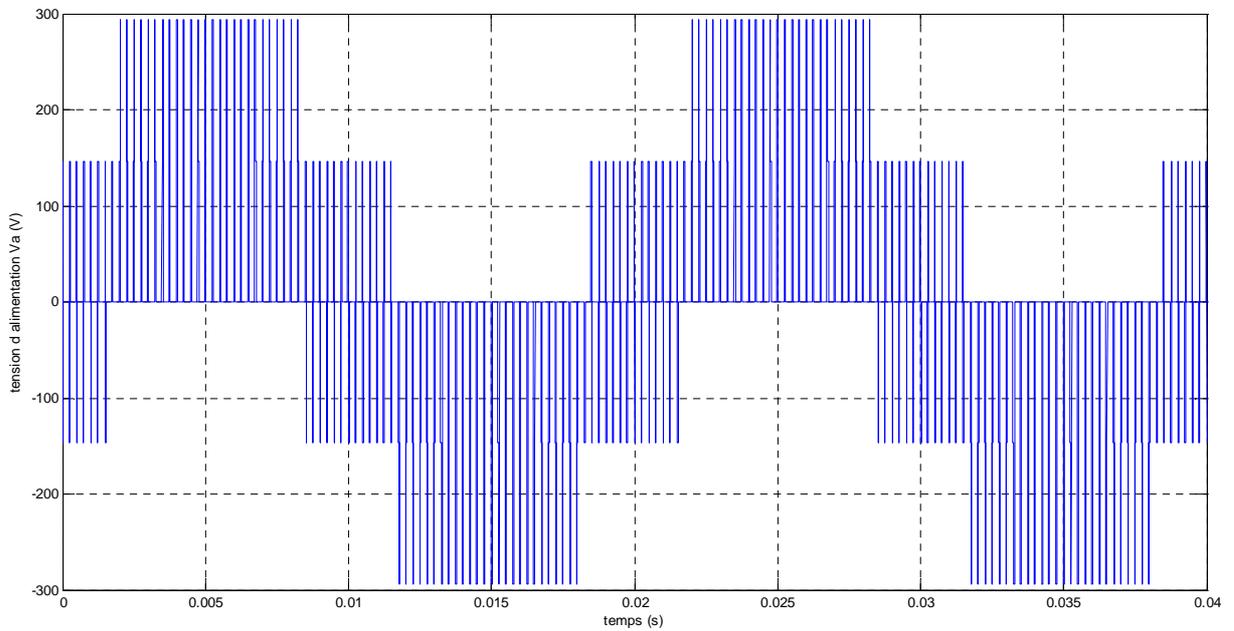
**Fig II.17.** L'allure de la vitesse de rotation (MLI)



**Fig II.18.** L'allure du couple  $C_r$  et du couple  $C_{em}$  (MLI)



**Fig II.19.** Allure du courant statorique dans une phase (MLI)

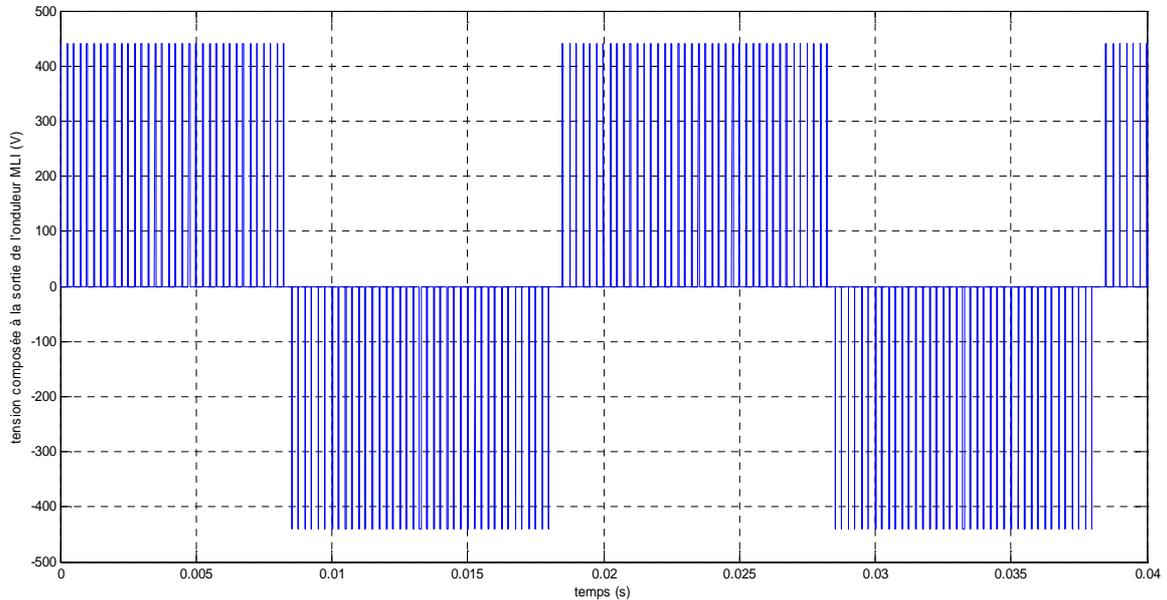


**Fig II.20.** Allure de la tension simple à la sortie de l'onduleur MLI



**Fig II.21.** L'ordre des harmoniques de la tension  $V_a$  (MLI)

✓ Le THD = 1.8306



**Fig II.22.** Allure de la tension composée à la sortie de l'onduleur MLI

### II.4.3. Les avantages de la commande MLI

Loin d'être un élément accessoire dans la chaîne de variation de vitesse (variateur électrique associé à une machine électrique), l'étage MLI joue un rôle essentiel avec des

conséquences sur toutes les performances du système : les performances d'entraînement, les pertes dans l'onduleur ou dans la machine, le bruit acoustique, le bruit électromagnétique [25].

L'avantage majeur de ces techniques est d'imposer une fréquence de commutation parfaitement définie aux interrupteurs de l'onduleur [22].

La commande MLI est utilisée principalement pour pouvoir :

- Repousser les harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage (réalisation plus facile, moins onéreux) ;
- Permettre le réglage de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie ;
- Alimenter les machines à courant alternatif par des courants quasi sinusoïdaux ;

## **II.5. Conclusion**

Ce chapitre a porté sur les différents procédés de la variation de la vitesse. Nous y avons surplombé, les variateurs de fréquence ainsi que les diverses commandes existantes, en favorisant, comme technique de commande, la MLI pour ces avantages, et l'onduleur, comme variateur de fréquence. En terminant par une simulation de l'ensemble convertisseur-machine, mais cette fois, en utilisant un onduleur MLI, ce qui a approuvé le fait est que l'application de la MLI repousse les harmoniques (FFT).

A présent, introduisons la carte dSPACE 1104 en l'accompagnant du logiciel Control Desk.

---

## CHAPITRE III

---

# Présentation de la carte dSPACE 1104

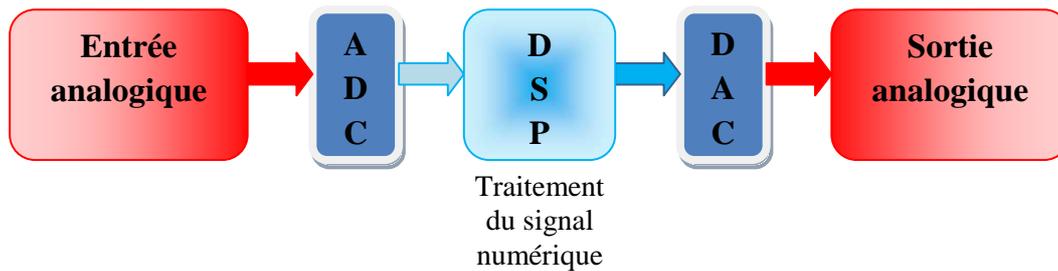
### III.1. Introduction au DSP

Parallèlement aux microprocesseurs et aux microcontrôleurs, les composants logiques, intégrés, programmables des processeurs de traitement numérique du signal (DSP) ont bénéficié d'énormes progrès en rapidité (grâce aux faibles taux de commutation) et en puissance de calculs (grâce au nombre de bits des bus internes). L'introduction de cet outil dans la commande des machines électriques a permis un grand progrès dans le domaine de la commande des machines [14].



**Fig III.1.** Le DSP TMS320LF2407A

Un DSP, de l'anglais « Digital Signal Processor », est un processeur dont l'architecture est optimisée pour effectuer des calculs complexes en un cycle d'horloge, mais aussi pour accéder très facilement à un grand nombre d'entrées-sorties « numériques ou analogiques ». La fonction principale utilisée dans le DSP est la fonction « Multiply-ACcumulate » (MAC), c'est à dire une multiplication suivie d'une addition et d'un stockage du résultat. Il est utilisé dans la plupart des applications du traitement numérique du signal en temps réel. On le trouve dans les modems (modem RTC, modem ADSL), les téléphones mobiles, les appareils multimédia (lecteur MP3), les récepteurs GPS... Il est également utilisé dans des systèmes vidéo, des chaînes de traitement de son, partout où l'on reçoit un signal complexe que l'on doit modifier à l'aide du filtrage [28].



**Fig III.2.** Schéma fonctionnel d'un DSP

La puissance du calcul d'un DSP dépend de la rapidité de l'exécution des instructions et donc, de l'horloge. Cette puissance se mesure en million d'instruction par seconde (MIPS). Pour un usage donné du DSP « commande numérique d'un moteur électrique, par exemple » une classification est possible selon la facilité de mise en œuvre du programme du composant et selon les performances obtenues [14].

Cependant, certains DSP ont une architecture tellement complexe qu'ils deviennent lents. Ceci dit, comme limites d'utilisation, nous mentionnons :

- La numérisation en elle-même, peu dégrader le signal. De plus, les calculs numériques ne sont pas exempts d'erreurs, du fait des arrondis. Les calculs effectués en virgule fixe sont particulièrement vulnérables à ces problèmes.
- Le traitement numérique est nécessairement plus lent, plus gourmand en ressources matérielles que l'approche analogique.

Toutefois, les progrès de la microélectronique réduisent de plus en plus l'impact de ces défauts et autorisent le recours au traitement numérique d'un signal, pendant sa transmission dans un vaste domaine d'application, qui s'effectue jusqu'à des fréquences élevées de plus de 500Mhz [29].

Ce qui nous a amené à la recherche d'autres moyens plus développés à base de ces processeurs assurant certains critères (robustesse, fidélité, rapidité, flexibilité etc.) exigés par les multiples domaines de l'industrie moderne, pour faire face à la complexité de ces derniers, d'où l'apparition de la carte dSPACE [28].

### III.3. présentation de la dSPACE

Le carte dSPACE est une interface entre l'ordinateur, le circuit d'attaque et les systèmes de convertisseur, comprenant des convertisseurs A/N et N/A, interfaces série, capteurs, etc. Une des meilleures caractéristiques de la dSPACE est la facilité de concevoir des applications en temps réel, elle dispose d'une interface logicielle pour la carte contrôleur basé sur MATLAB Simulink. Une fois le modèle Simulink est terminée, le logiciel dSPACE pourra le convertir en code DSP. Puis, il télécharge le code de la carte contrôleur, et exécute le programme en temps réel. Le logiciel dSPACE dispose également d'outils à afficher et à stocker des données et paramètres de changement [5].



**Fig III. 3.** Présentation de l'interface de la carte dSPACE1104

Il est fort pratique de mettre en œuvre la méthode de contrôle proposée (MLI) en utilisant la dSPACE pour la commande des systèmes, avec laquelle, les puissantes fonctions de MATLAB Simulink peuvent être utilisées pour surmonter la complexité d'une commande désirée [30].

La carte dSPACE utilisée est la DS1104 R&D, c'est une carte standard qui peut être branché à une fente de PCI du PC. La DS1104 est spécifiquement conçu pour le développement des contrôleurs numériques multi variables à grande vitesse et des simulations en temps réel dans divers champs. C'est une commande en temps réel complète. C'est le produit d'une combinaison d'un processeur principal de type MPC8240, de cœur PowerPC 603e, d'une horloge interne à 250 MHz et d'une mémoire de 8Mo en Flash et de

32Mo en SDRAM, avec un DSP esclave basé sur un microcontrôleur de Texas Instruments de type TMS320F240 [31].



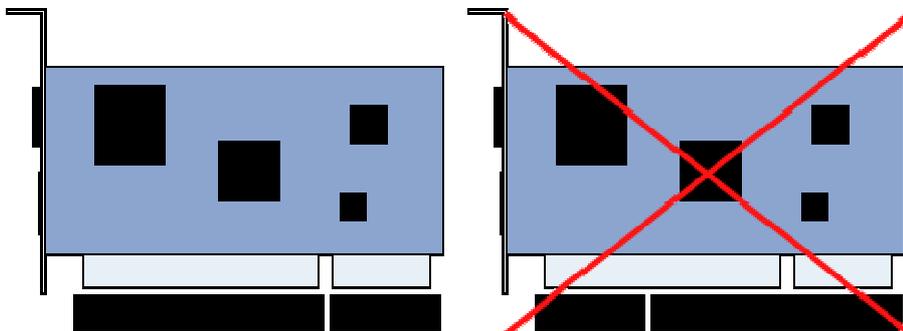
**Fig III.4.** Carte dSPACE 1104

Elle peut être installée pratiquement dans tous les PC possédant un port PCI 5V libre, qui est généralement présent sur les cartes mères au nombre de 3 ou 4 au minimum et généralement reconnaissable par leur couleur blanche.



**Fig III.5.** Connecteur PCI 32 bits, 5 V

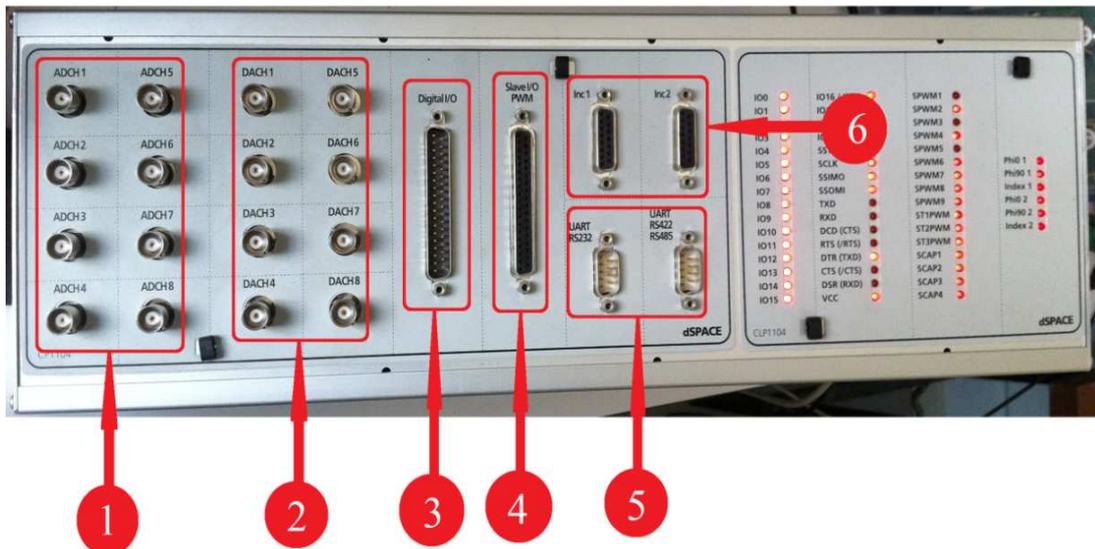
L'association de la carte d'acquisition de la dSPACE 1104 à la carte mère du PC se fait comme la montre la figure ci-dessous [32] :



**Fig III.6.** Connexion de la carte d'acquisition au connecteur PCI

### III.3.1. Les différentes entrées/sorties de la dSPACE 1104

L'interface de la carte dSPACE 1104 comprend plusieurs modules d'entrées/sorties montrés sur la figure ci-dessous :



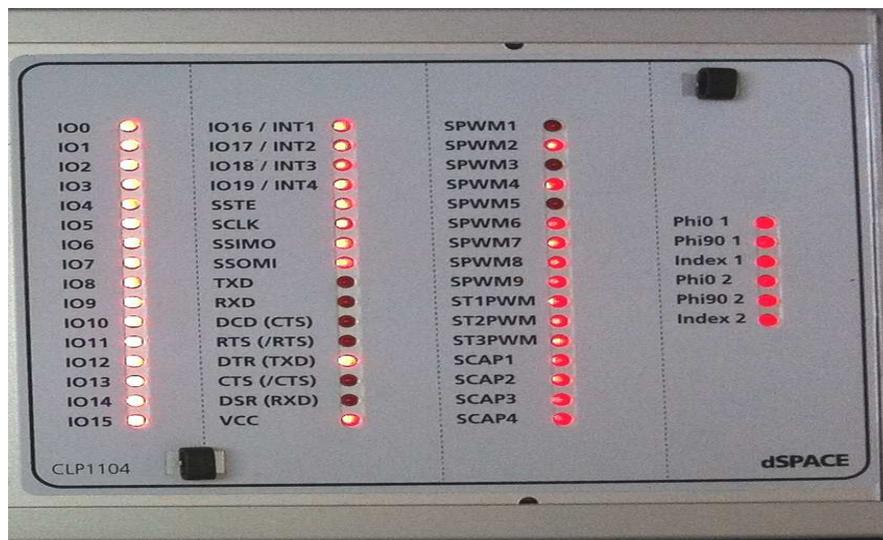
**Fig III.7.** Constitution de l'interface série de la dSPACE 1104

- (1) 8 convertisseurs analogiques numériques (CAN), 4 en 16 bits, 4 en 12 bits : utilisés pour la récupération de données analogiques à partir d'un système puis leur conversion au numérique et leur affichage sur PC.
- (2) 8 convertisseurs numériques analogiques (CNA) de 16 bits pouvant délivrer une tension  $\pm 10V$ , utilisés pour la conversion de données numérique introduites à partir du PC en données analogiques, puis leur injection à un système externe.
- (3) Entrée/sortie numérique utilisée lorsque nous avons affaire à un langage de programmation.
- (4) Entrée/sortie du DSP esclave chargé de générer les signaux MLI pour la commande de l'onduleur.
- (5) Les ports séries (RS 232, RS 422 et RS 485) : utilisés pour avoir une communication série entre la dSPACE 1104 et les différents appareils électroniques

(automate, appareil de mesure, etc.). ils assurent également la communication entre deux cartes dSPACE.

- (6) 2 codeurs incrémentaux pour la récupération de données à partir de capteurs (capteurs de position).

Elle se compose également de 20 entrées/sorties numériques ( $IO_0 : IO_{19}$ ), de 3 timers (32 bits) pouvant fonctionner de manière indépendante comme le montre la figure ci-après :



**Fig III.8.** Les différentes entrées/sorties de la dSPACE 1104

Cette composition donne à la dSPACE 1104 la caractéristique d'un outil de contrôle, qui met à jour l'ordinateur à un système de développement pour le prototypage rapide, elle devient, dès lors, la planche idéale pour le développement des contrôleurs dans divers domaines de l'industrie. L'illustration suivante donne un aperçu de l'architecture et les unités fonctionnelles de la DS1104 [30] [31]:

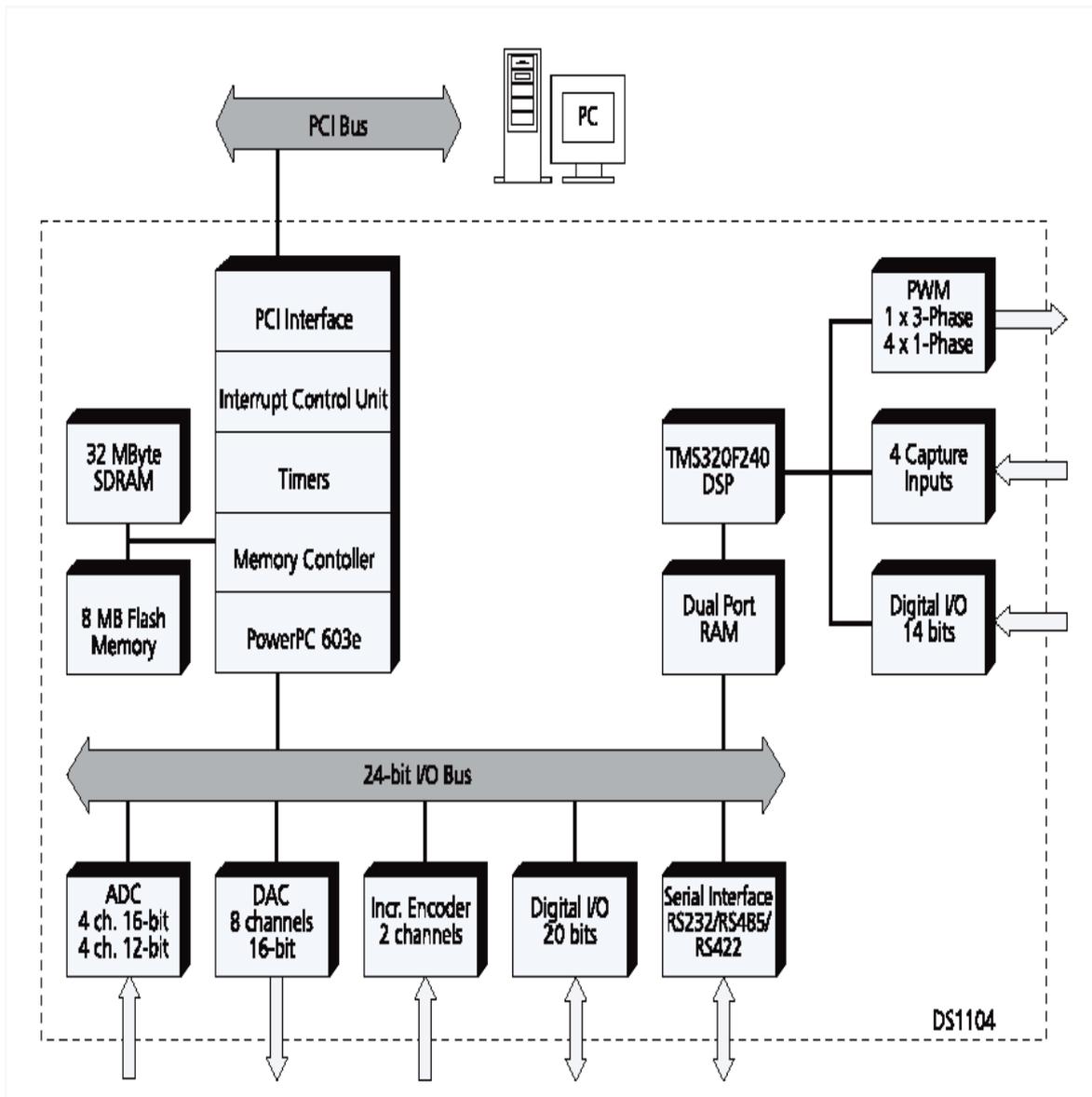


Fig III.9. Schéma de la carte DS1104 contrôleur et caractéristiques

## III.3.2. Quelques caractéristiques de la carte dSPACE 1104 [34]

Désignation	Caractéristiques
Processeur	<ul style="list-style-type: none"> <li>• MPC8240 processeur avec le noyau PPC603e et périphériques sur puce</li> <li>• 64-bit virgule flottante du processeur</li> <li>• 250 MHz CPU</li> <li>• 2 x 16 Ko de cache; sur puce</li> <li>• Pont sur-puce PCI (33 MHz)</li> </ul>
Mémoire	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Mémoire globale: 32 Mo de SDRAM</li> <li>• Mémoire Flash: 8 Mo</li> </ul>
Minuteur	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 1 minuterie taux d'échantillonnage (décrémentant): 32-bit décompteur, recharge par le logiciel, une résolution de 40 ns</li> <li>• 4 temporisateurs à usage général: 32-bit décompteur, recharger en matériel, résolution de 80 ns</li> <li>• 1 base de compteur de temps.</li> </ul>
DSP Esclave	<ul style="list-style-type: none"> <li>• DSP Texas Instruments TMS320F240</li> <li>• 20 MHz de fréquence d'horloge</li> <li>• 1 x 3-sortie PWM</li> <li>• 4 x 1-phase sortie PWM</li> <li>• 4 entrées de capture</li> <li>• SPI (Serial Peripheral Interface).</li> <li>• Max. 14-bit digital I / O</li> <li>• TTL entrée / sortie pour tous les niveaux E / S numériques broches</li> <li>• <math>\pm 13</math> mA de courant de sortie maximum</li> </ul>
Interface série	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 1 port série UART</li> <li>• mode émetteur-récepteur sélectionnable: RS232/RS422/RS485</li> <li>• Max. baud rate RS232: 115,2 k Baud</li> <li>• Max. RS422/RS485 baud rate: 1 M Baud</li> </ul>
Refroidissement	Le refroidissement actif par ventilateur
Alimentation	<ul style="list-style-type: none"> <li>• +5 V <math>\pm</math> 5%, 2,5 A</li> <li>• +10 V <math>\pm</math> 5%, 0,3 A</li> <li>• -10 V <math>\pm</math> 5%, 0,2 A</li> </ul>
Consommation	<ul style="list-style-type: none"> <li>• 18,5 W</li> </ul>

Tab III.1. Caractéristiques de LA DSPACE 1104

### III.4. Programmation de la carte dSPACE

Dans le but de programmer la DS1104, il faut réaliser son schéma sur la boîte à outils Simulink de Matlab. Une bibliothèque spéciale « DS1104 Real Time Library » regroupe les différentes fonctions utiles pour gérer la dSPACE. A l'aide de la commande « Build », dans « Simulation Parameters », nous chargeons le code directement dans la dSPACE. Le logiciel Control Desk offre une interface qui permet de visualiser et de modifier en temps réel les différentes variables du schéma Simulink [31].

Simulink est un logiciel avec lequel on peut faire la conception de base. Les ports d'E/S de DS1104 sont accessibles depuis l'intérieur du navigateur de la bibliothèque Simulink. Lorsque le modèle Simulink est conçu en temps réel, il génère un fichier (\*. Sdf). Ce fichier donne accès à des variables du modèle Simulink dans le logiciel pupitre de commande. Dans ce logiciel, un panneau de commande peut être créé, afin de communiquer avec DS1104 [35].

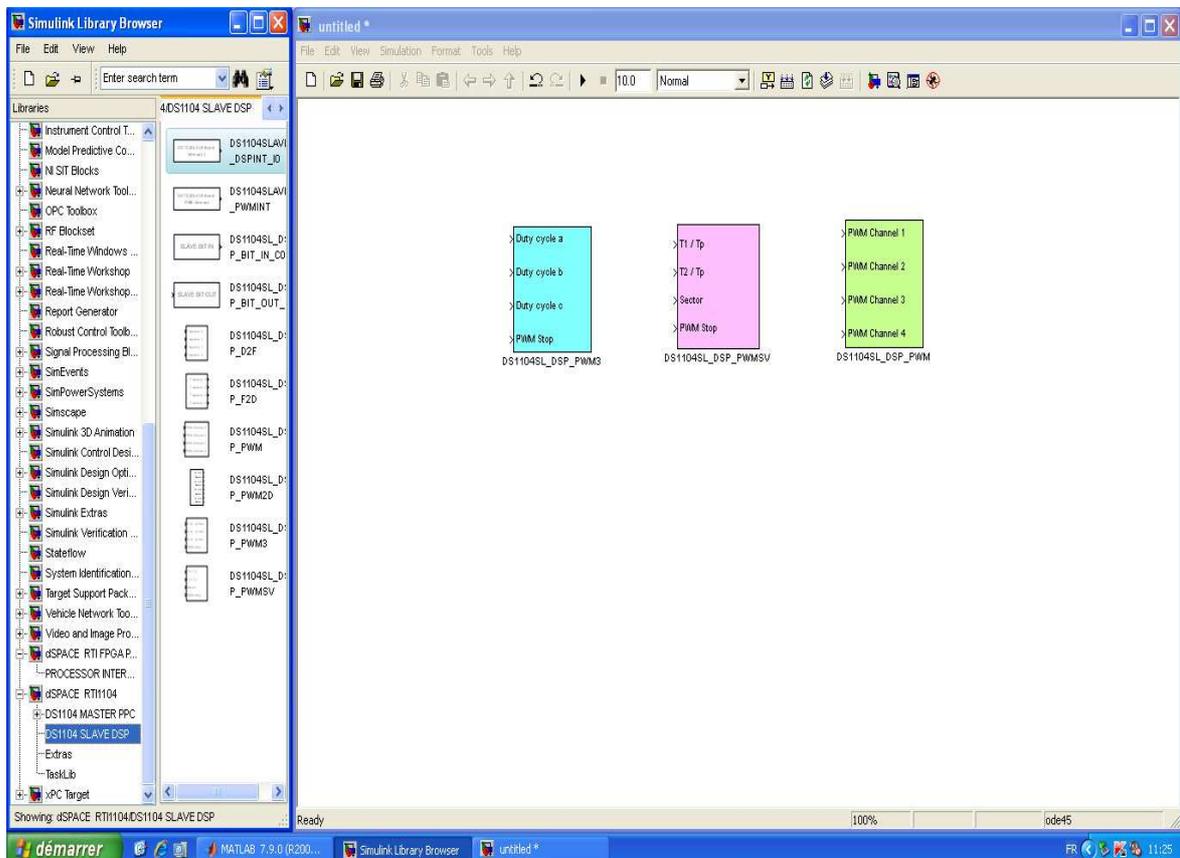


Fig III.10. Interface de Matlab Simulink

### III.4.1. Présentation du logiciel Control Desk

C'est une interface qui permet de visualiser en temps réel les différentes variables du fichier développé sur Simulink.

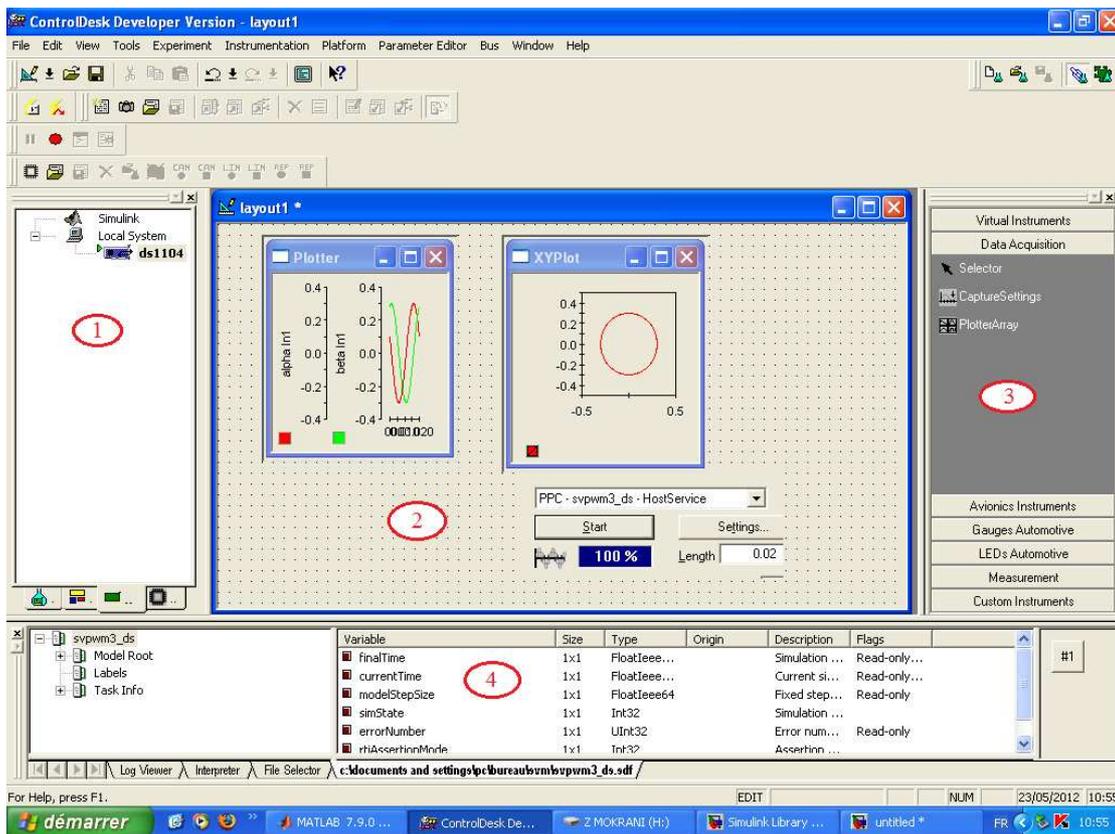


Fig III.11. Interface du logiciel Control Desk

Les différentes fenêtres rencontrées sur Control Desk sont [31]:

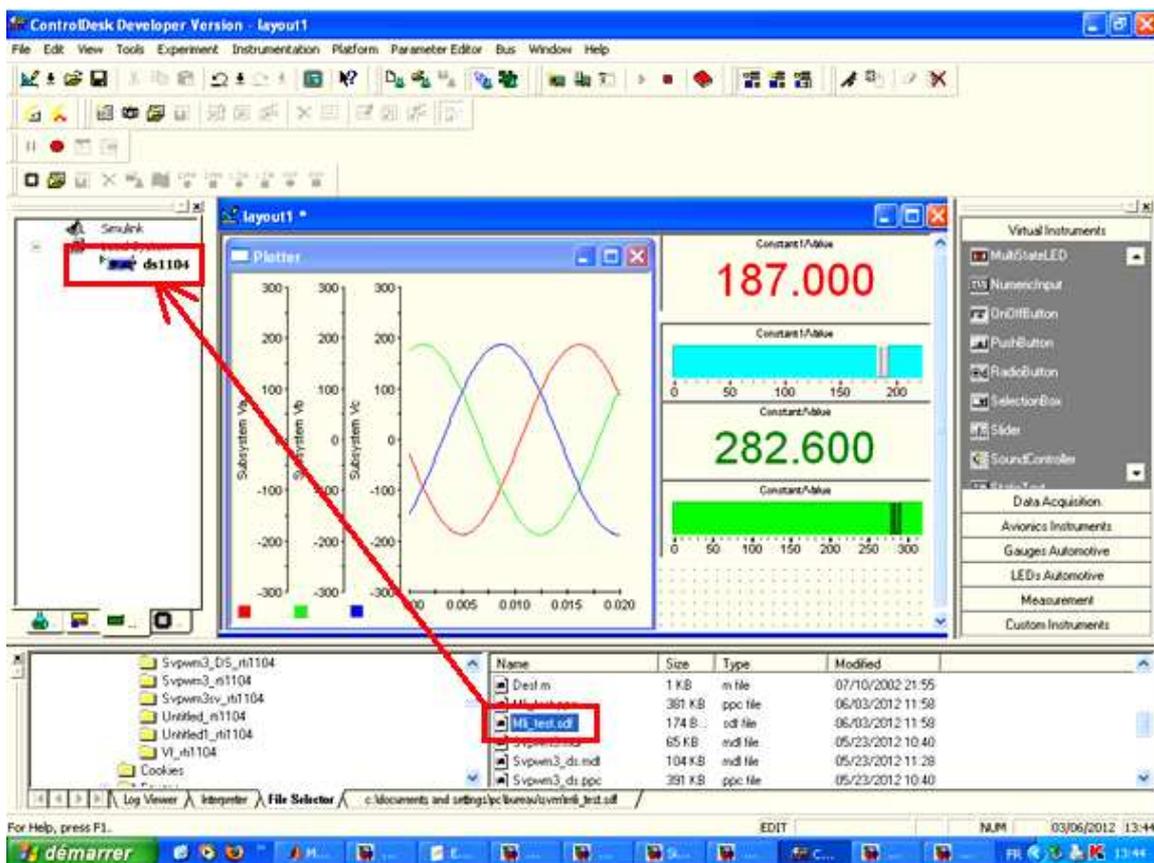
- (1) Fenêtre de navigation (Navigator).
- (2) Aire de travail : sur laquelle on crée une Layout, elle permet d'afficher les différents instruments virtuels qu'on nous veut utiliser.
- (3) Virtual instruments : elle comporte les différents instruments.
- (4) Fenêtre d'outils (toolwindow) : elle permet de charger les différentes variables à partir du bloc réalisé sous Matlab-Simulink. Elle comprend :
  - **Log viewer:** affiche les messages générés par Control Desk ou par la carte en temps réel.

- **File selector:** permet de sélectionner une application et de pouvoir la télécharger dans la carte dSPACE 1104. Ceci évite de devoir effectuer la commande « Build » à partir du schéma Simulink.
- **Fichier de variable:** « extension.sdf » permet d'accéder aux variables de l'application. En fin à partir du fichier de variables, nous sélectionnons une variable ou la valeur d'une variable afin de la faire glisser dans un instrument de la Layout.

Si l'une de ces fenêtres n'est plus visible à l'écran, la barre d'outils, dans «View→Controlbar», permet de l'afficher.

### III.4.2. L'ouverture d'un projet existant

Pour ouvrir un projet existant, nous allons sur « Fichier », puis cliquons sur « Open experiment », chargeons l'application dans la dSPACE 1104, comme montré dans la figure III.12, puis nous lançons la simulation et observons les différentes variables [31] :



**Fig III.12.** Exemple de chargement d'une application dans la dSPACE 1104

### III.4.3. Démarrer un nouveau projet sur Control Desk

Après avoir conçu notre projet sous Matlab-Simulink et réglé les paramètres de simulation comme suit :

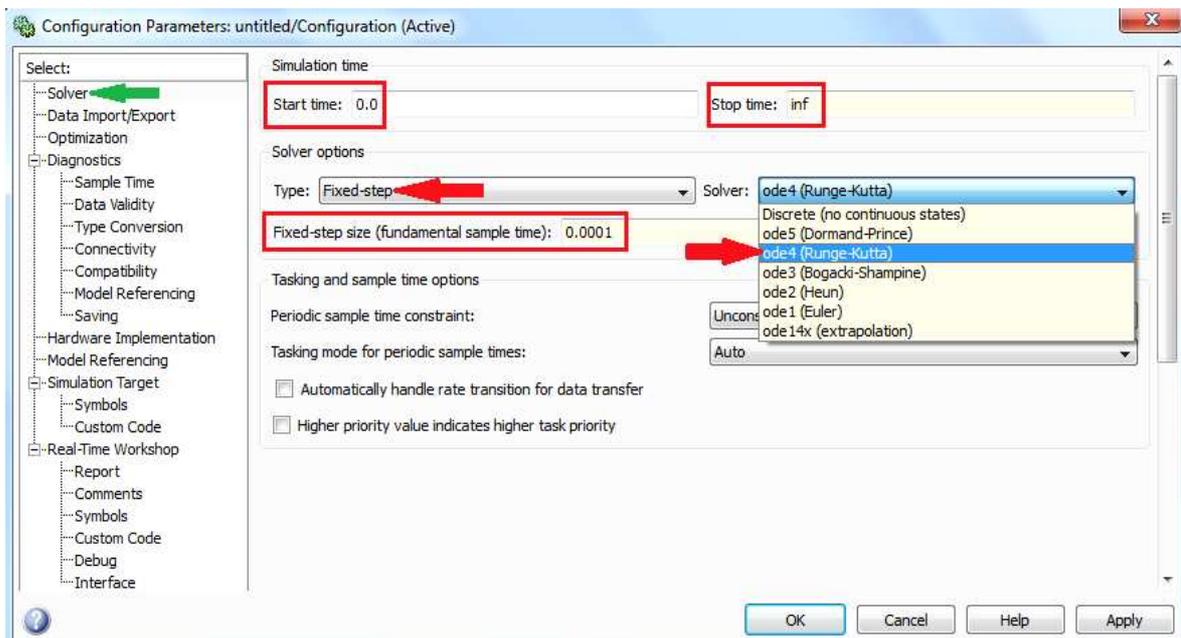


Fig III.13. Paramètres de simulation dans « solver »

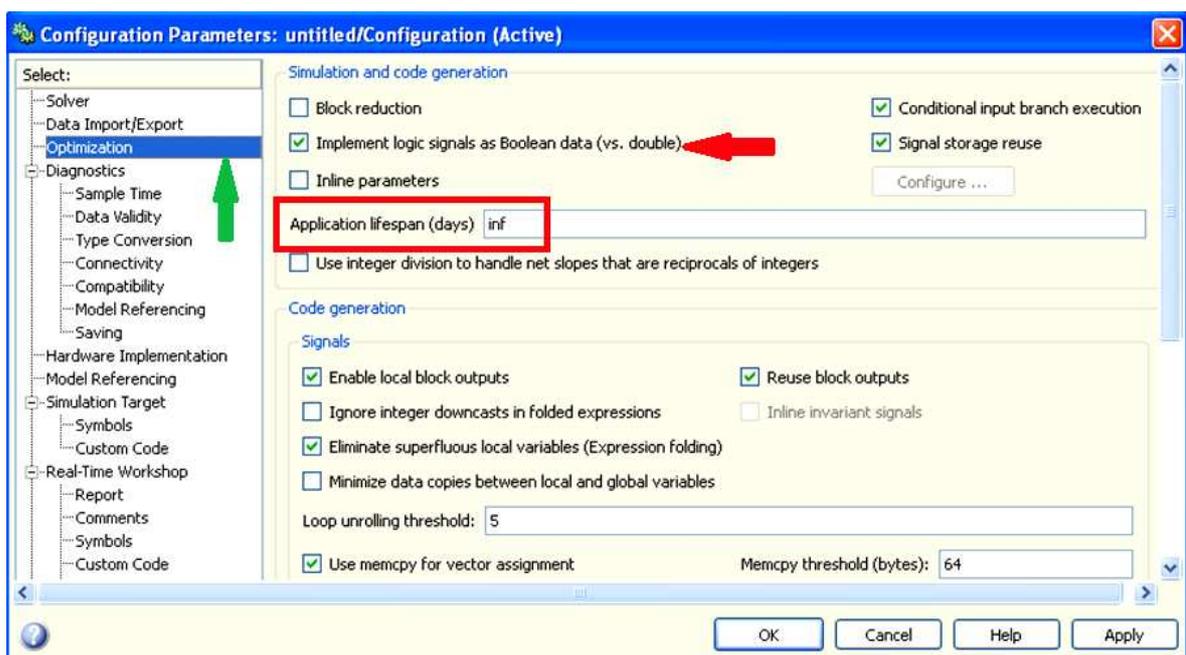


Fig III.14. Paramètres de simulation dans « optimisation »

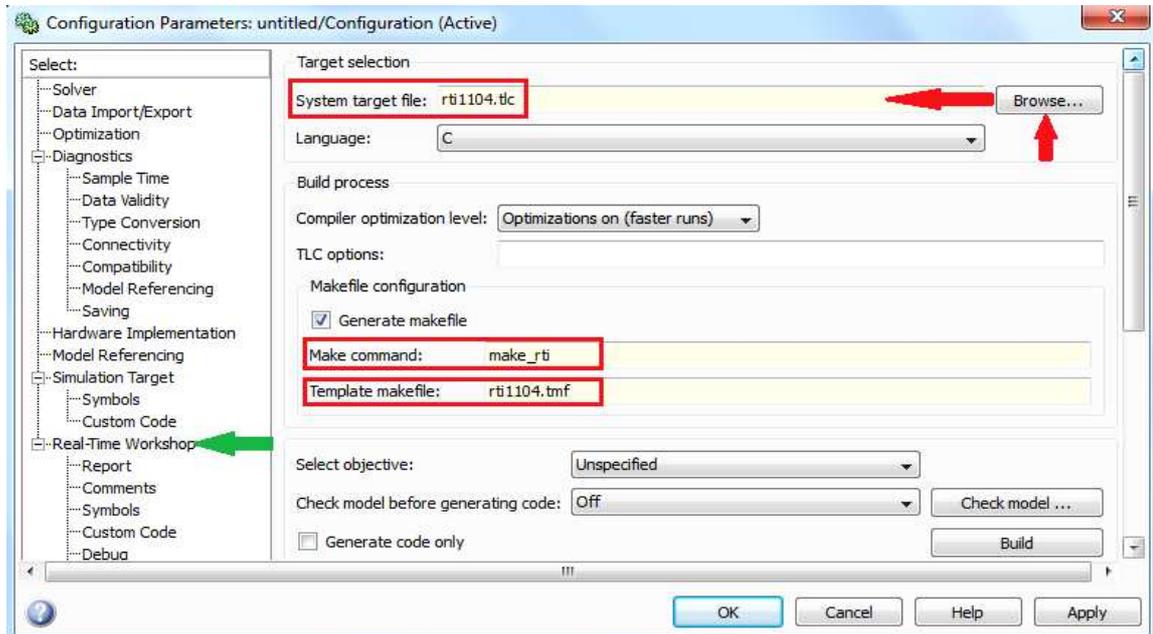


Fig III.15. Paramètres de simulation dans « Real-Time Workshop »

Nous lançons la simulation à partir de l'icône , en suite démarrons le logiciel Control Desk. A la fin de l'exécution du programme Matlab, une nouvelle fenêtre d'outil apparaît dans Control desk, sous le nom que nous lui avons affecté sous Simulink. Elle comprend les différents noms des blocs utilisés pour la conception du modèle, et en cliquant dessus, nous obtenons les icônes  Value et  Out1 qui s'affichent dans la fenêtre d'outil.

Pour l'exécution, suivons ces étapes :

- Cliquer sur l'icône  pour créer une nouvelle Layout, une nouvelle fenêtre s'affiche dans l'air de travail, sur laquelle nous plaçons les instruments.

Une layout est une interface graphique, à laquelle nous ajoutons divers instruments dans le but de visualiser ou de modifier en temps réel les différentes variables du projet.

Il existe deux catégories d'instruments :

- **Virtual instruments** : ces instruments permettent la visualisation et/ou la modification de variables.
  - **Data acquisition** : permet l'acquisition de variables.
- Il faut ensuite, ajouter tous les instruments de visualisation et de modification de variables.

- Dans la fenêtre d'outils, nous récupérons les différentes variables du schéma Simulink en effectuant un clic gauche sur la variable et en la faisant glisser jusqu'à l'instrument désiré. Le sigle  signifie que l'on va pouvoir visualiser la variable. Le sigle  signifie que l'on va accéder à la valeur de la variable et pouvoir la modifier, et on modifie les propriétés des instruments si besoin en double cliquant dessus et on clique sur mode animation sur l'icône .

Le bloc « XY Plotter » dans « data acquisition » permet la visualisation de la variable au cours du temps [31].

- Nous remarquons que les instruments et afficheurs sont devenus animés, ce qui offre une visualisation des variables désirées en temps réel.
- Pour revenir au mode précédent, nous cliquons sur l'icône  ce qui permet d'effectuer une modification sur les variables.
- De tant plus que nous pouvons arrêter la simulation sans retourner à Matlab, en cliquant sur l'icône .

#### III.4.4. Sauvegarder des données sur fichier

Control Desk offre la possibilité d'effectuer une acquisition de données. Nous pouvons effectuer des sauvegardes au format « \*.csv » ou « \*.mat ». Le premier permet une sauvegarde dans un fichier ASCII éditable directement depuis Control Desk, ce dernier présente l'avantage d'être directement récupérable sur Matlab sous forme d'une structure.

#### III.5. Avantages majeurs de la carte dSPACE 1104

- Son avantage majeur est, qu'avec la Real-Time Interface « RTI », nous pouvons facilement faire fonctionner les modèles sur la carte DS1104, configurer toutes les E/S graphiquement, insérer les blocs dans un schéma-bloc Simulink et générer le code du modèle via le Simulink Coder « Real-Time Workshop ». Le modèle en temps réel est alors compilé, téléchargé et démarré automatiquement ce qui réduit notre temps d'implémentation.
- La carte dSPACE 1104 (R&D) fait de notre PC un système de développement puissant pour le prototypage rapide de lois de commande [33].

- La DS1104 est une carte contrôleur de bon rapport qualité-prix, comprenant un jeu complet de modules d'E/S fréquemment utilisés au sein des systèmes de commande et pour le développement de contrôleurs.
- Elle est considérée comme un système mono carte avec matériel en temps réel et E/S complètes.
- Matériel PCI pour une utilisation avec PC.

### III.6. Domaines d'application de la dSPACE 1104

Le système en temps réel, basé sur la technologie PowerPC, et son jeu d'interfaces d'E/S font de cette carte une solution idéale pour le développement des contrôleurs dans divers domaines, tels que la technique des entraînements, la robotique et l'aérospatiale. La DS1104 est utilisée dans plusieurs laboratoires universitaires.

#### III.6.1. Contrôle de moteur

Dans ce cas d'utilisation, le contrôle d'un moteur à induction est développé avec la DS1104, qui est bien adaptée pour ce cas d'utilisation. Pendant que le système esclave DSP calcule les signaux MLI, la puissance de calcul du Processeur PowerPC assure une simulation confortable, tel que la dSPACE calcule l'algorithme de contrôle d'après les valeurs mesurées et détermine la modulation de la largeur d'impulsion [33].

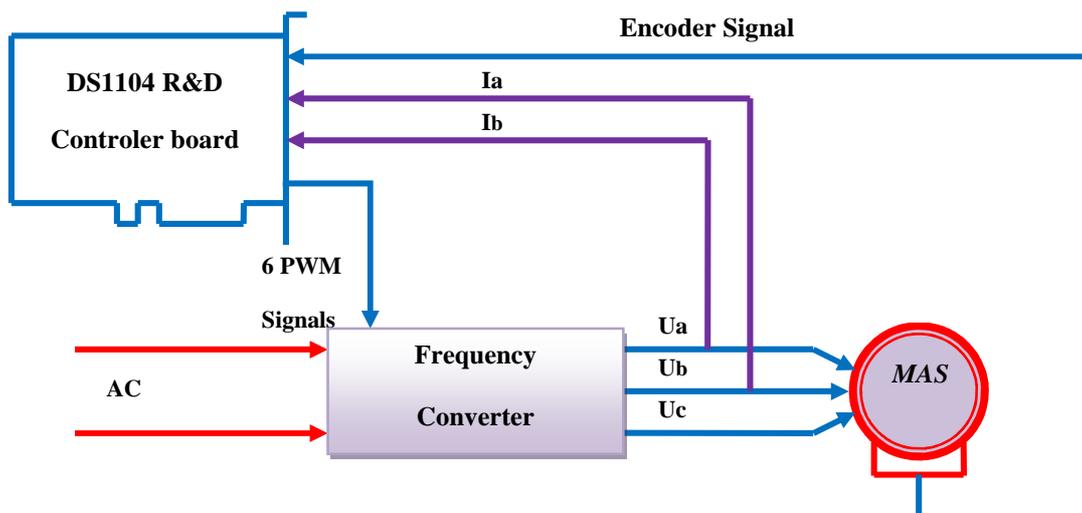


Fig III.16. Schéma d'une application d'une DS1104 sur MAS

### **III.6.2. Autres domaines**

Les moteurs électriques trouvent également une utilisation variée dans l'industrie, la technologie médicale, le secteur aéronautique et spatial. Les applications possibles pour les produits dSPACE, incluent les convertisseurs d'énergie éolienne, les trains électriques, les machines à imprimer, l'équipement médical, les robots, etc.

Partout où des systèmes de contrôle rapide sont appliqués, les contrôleurs doivent exécuter des tâches de plus en plus complexes. Les systèmes dSPACE sont utilisés avec succès par des clients internationaux de l'automobile pour développer et tester l'électronique embarquée dans des domaines tels que le contrôle moteur, le contrôle du groupe motopropulseur, le multimédia, la réduction de bruits, etc.

Ces clients utilisent des contrôleurs développés avec des outils dSPACE, dans des véhicules tels que des voitures particulières, des motos, des voitures de course et des véhicules utilitaires comme les camions, les bus et les véhicules tout terrain [33].

### **III.7. Conclusion**

Toute commande présente un niveau de complexité dans le calcul des expressions mathématiques qui la régissent. L'avènement des DSP a permis d'exploiter au mieux ces commandes. Néanmoins, leur utilisation reste complexe, ce qui nous a conduits à la recherche d'autres moyens plus fiables.

Le bon rapport qualité/prix, la facilité de concevoir des applications en temps réel et l'exploitation des puissantes fonctions de Matlab de la carte dSPACE 1104, ont en fait le candidat par excellence.

Dans le but de mieux en profiter, un aperçu sur le mode d'emploi du logiciel Control Desk est présenté.

---

## CHAPITRE IV

---

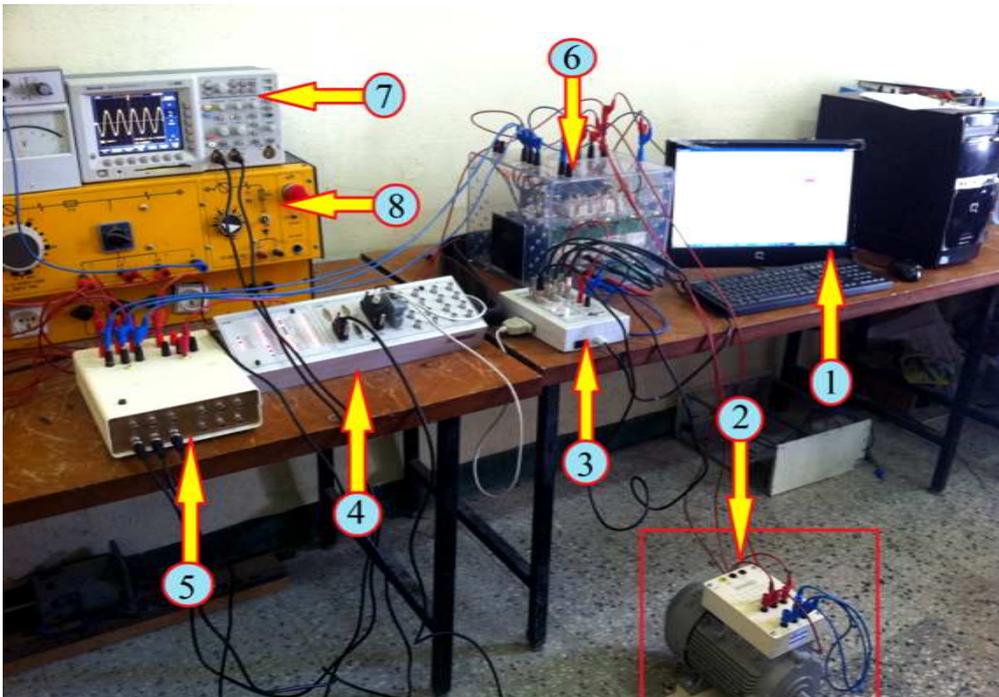
# Présentation de la plate forme et application de la commande MLI

### IV.1. Introduction

Dans ce chapitre, nous entamerons la partie pratique de l'étude, consistant à appliquer les deux commandes MLI naturelle et SVM à la machine introduite auparavant. Pour ce, un nombre d'essais a été effectué en ayant recours à un banc d'essais que nous présenterons par la suite.

### IV.2. Présentation de la plate forme

La figure ci-dessous, représente la maquette des essais.



**Fig IV.1.** Présentation de la plate forme

(1) Micro-ordinateur : permet de contrôler les autres parties de la maquette, en introduisant des données et ce, en utilisant des logiciels spécifiques.

(2) La machine asynchrone à cage : sur laquelle nous appliquons la commande MLI en utilisant la DS1104, dont les caractéristiques principales sont :

- $P_u = 3000\text{W}$ ,  $\cos \varphi = 0.80$ ,  $N_r = 1420 \text{ tr/min}$ ,  $P = 2$ ,  $f = 50\text{Hz}$ .
- Protection : IP2X, refroidissement auto ventilé.
- En couplage triangle, étoile : (230 V/11.9 A), (400 V/6.6 A).
- Utilisation avec variateur : Max 15 min pour une vitesse de rotation inférieur à 900 tr/min.

(3) La carte dSPACE 1104 : le contrôleur qui représente une interface entre l'ordinateur hôte, le circuit d'attaque et les systèmes de convertisseur, comprenant des convertisseurs, des interfaces série, des capteurs, etc.

(4) La carte d'isolation : assure l'isolation entre le circuit de puissance et le circuit de commande.

(5) Le capteur de tension : utilisé pour la récupération des signaux de tensions et courants à partir de la source réel en exploitant ses sorties, en suite les afficher sur un oscilloscope.

(6) Onduleur de tension : comme il nous permet de moduler la source afin d'obtenir un signal alternatif de fréquence variable, il est utilisé comme variateur de vitesse.

(7) L'oscilloscope : utilisé pour l'affichage des différents signaux désirés et les enregistrer sur un support externe (disquette, disk flash) en utilisant un lecteur disquette ou un port USB.

(8) Source de tension triphasée : génère une tension triphasée variable à l'aide d'un potentiomètre.

En reliant le capteur de tension à la source, nous avons capté les tensions simples et composées de la source avec un oscilloscope, comme le montre la figure suivante :



**Fig IV.2.** Exploitation du capteur de tension

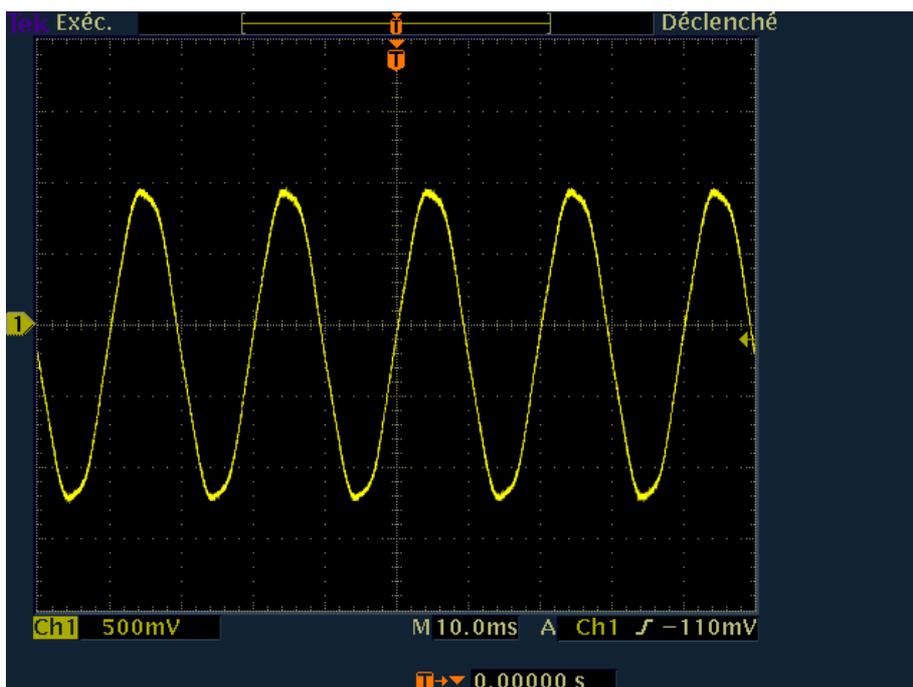


Fig IV.3. La tension simple d'une phase de la source

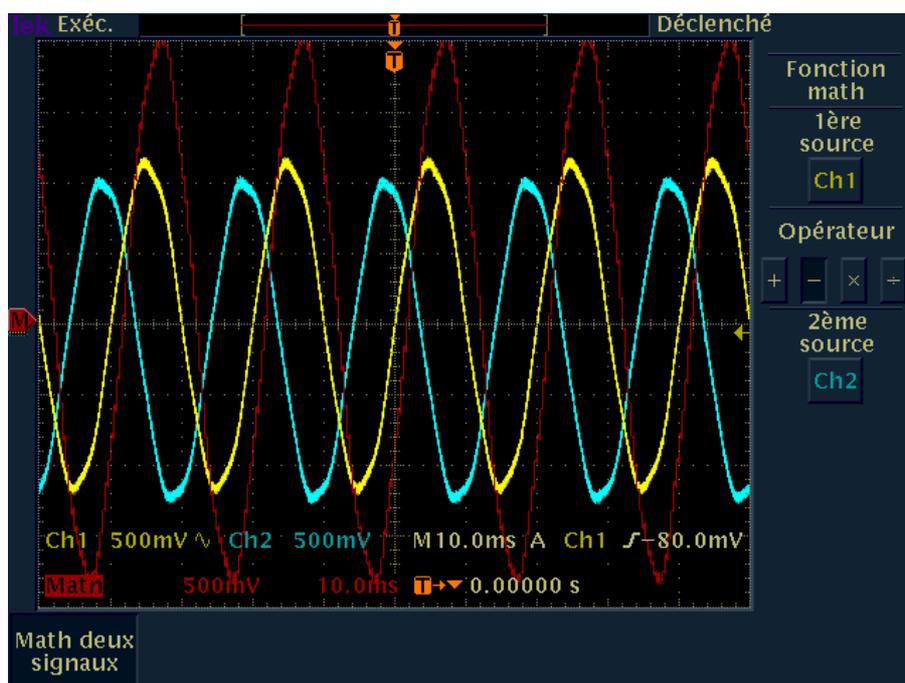
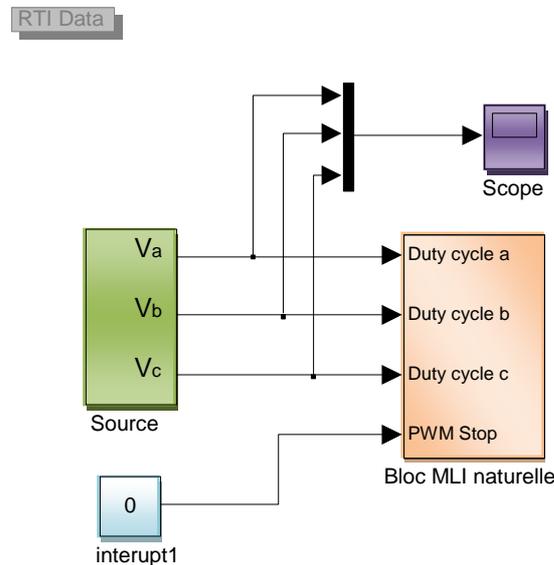


Fig IV.4. La tension composée entre deux phases de la source

La tension composée est celle représentée par la couleur rouge en utilisant la fonction « Math » de l'oscilloscope, et les tensions simples sont représentées par les couleurs jaune et bleue.

### IV.3. La commande MLI

En utilisant la bibliothèque Matlab Simulink-dSPACE, nous avons réalisé le schéma de la MLI naturelle suivant :

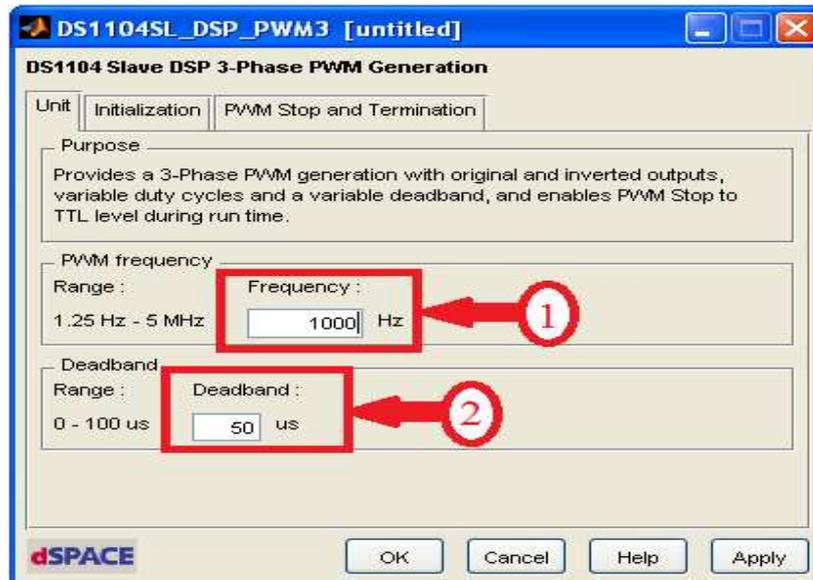


**Fig IV.5.** Schéma-bloc de la MLI naturelle

- Le bloc « source » représente la source de tension triphasée.
- Le bloc « interrupt1 » permet de contrôler le bloc de la MLI. Lorsque nous lui injectons la valeur 0, ce dernier est opérationnel. Pour l'arrêter, il suffit de lui donner la valeur 1.
- Le bloc « scope » permet de visualiser les différents signaux.
- Le bloc « MLI naturelle » plus connu sous le nom de « **DS1104SL\_DSP\_PWM3** », génère trois signaux MLI avec des sorties originales et inversées, une source variable et un temps mort variable. En utilisant ce bloc, une interruption MLI à partir du DSP esclave au processeur principal est disponible, L'interruption peut être déclenchée presque au cours de toute la période (alignement d'interruption). Le signal d'interruption est généré par l'intermédiaire du timer ST1PWM. Ce bloc comprend :
  - Duty cycle (a, b, c) : destinés aux signaux de la source.
    - ✓ Pour une source de signaux sinusoïdaux, le bloc « **DS1104SL\_DSP\_PWM3** » fonctionne en mode « commande à pleine onde (180) ».
    - ✓ Pour une source de signaux triangulaires, il fonctionne en mode « commande MLI naturelle ».

- PWM Stop : destiné à la constante « interupt1 », suspends la sortie des signaux MLI générés par le bloc.

La figure suivante montre les paramètres du bloc « DS1104SL\_DSP\_PWM3 » que nous pouvons varier.



**Fig IV.6.** Propriétés du bloc « DS1104SL\_DSP\_PWM3 »

- (1) L'espace de variation de la valeur de la fréquence de la porteuse.
- (2) L'espace de variation de la valeur du temps mort qui ne doit pas être nul.

Après avoir réglé les paramètres de simulation, nous remarquons l'apparition de l'icône **RTI Data** dans l'espace de travail Simulink. Cela veut dire que le programme est pris en charge par la dSPACE 1104. Nous pouvons donc, l'exécuter.

En cliquant sur l'icône  « incremental build », sous Simulink, la simulation est lancée. A la fin de cette dernière, nous pourrions capter, à l'aide d'un oscilloscope, ou de la carte dSPACE 1104, munie de son logiciel Control Desk, les tensions simples et composées à la sortie de l'onduleur et le signal de commande des interrupteurs de l'onduleur, pour plusieurs valeurs de la fréquence de la porteuse.

### IV.3.1. Résultats d'application de la commande pleine onde

Pour une source de tension de fréquence  $f_s = 50 \text{ Hz}$ , qui est fixe pour toutes les captures, nous avons obtenu les signaux suivants :

- Pour une fréquence de la porteuse  $f_p = 10 \text{ kHz}$ .

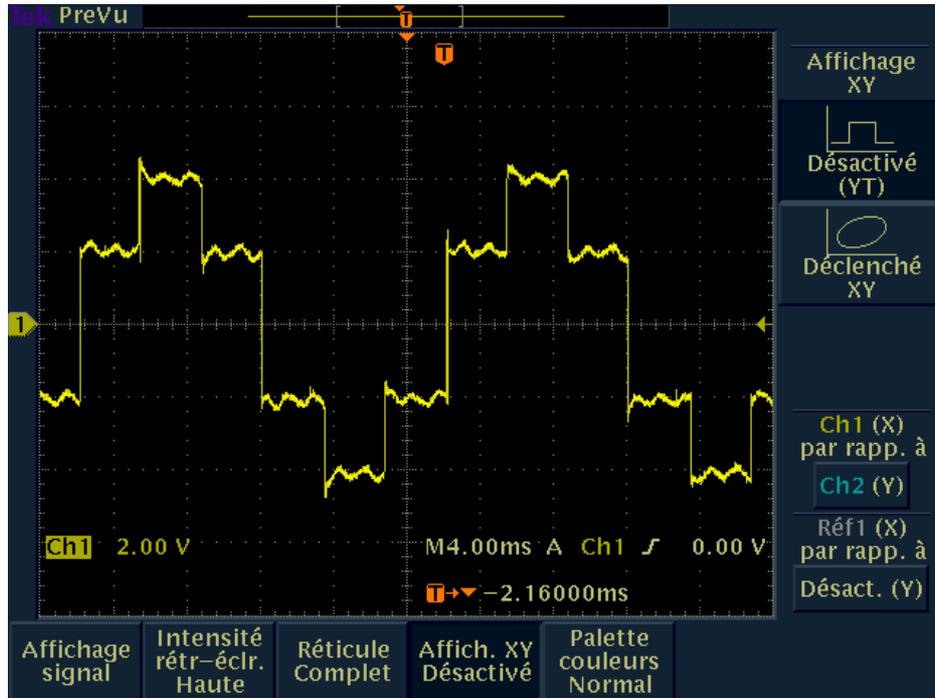


Fig IV.7. La tension simple à la sortie de l'onduleur pour  $f_p = 10 \text{ kHz}$

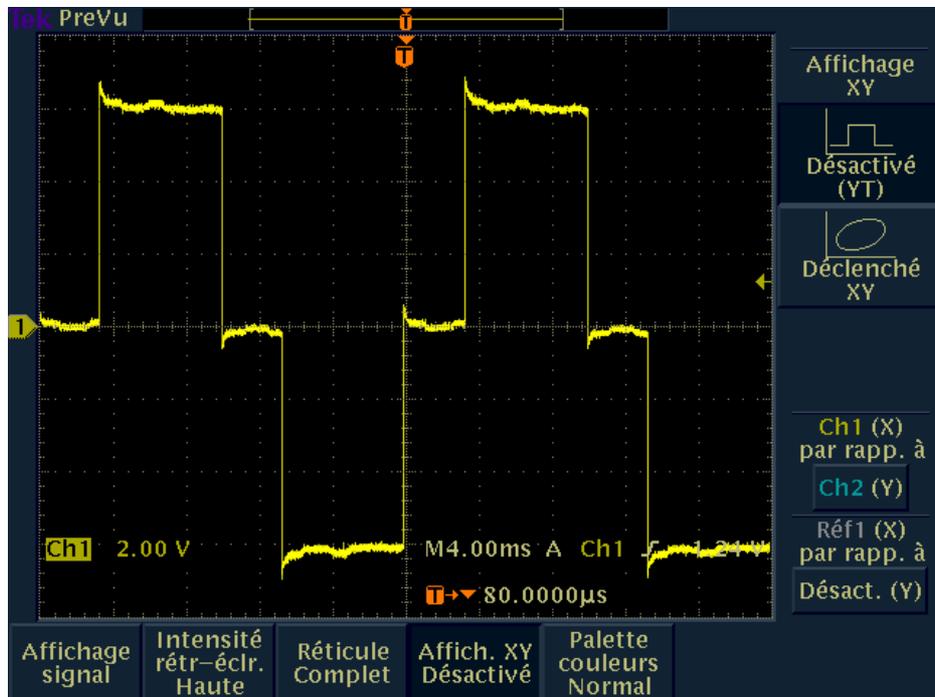


Fig IV.8. La tension composée à la sortie de l'onduleur pour  $f_p = 10 \text{ kHz}$

- Pour une fréquence de la porteuse  $f_p = 2 \text{ kHz}$ .

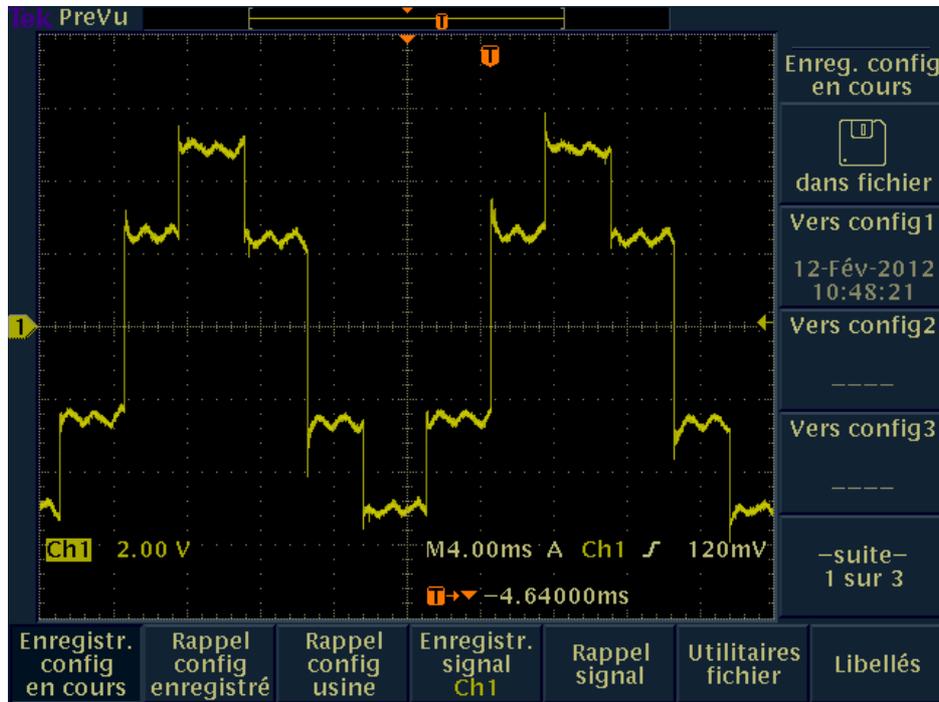


Fig IV.9. La tension simple à la sortie de l'onduleur pour  $f_p = 2 \text{ kHz}$

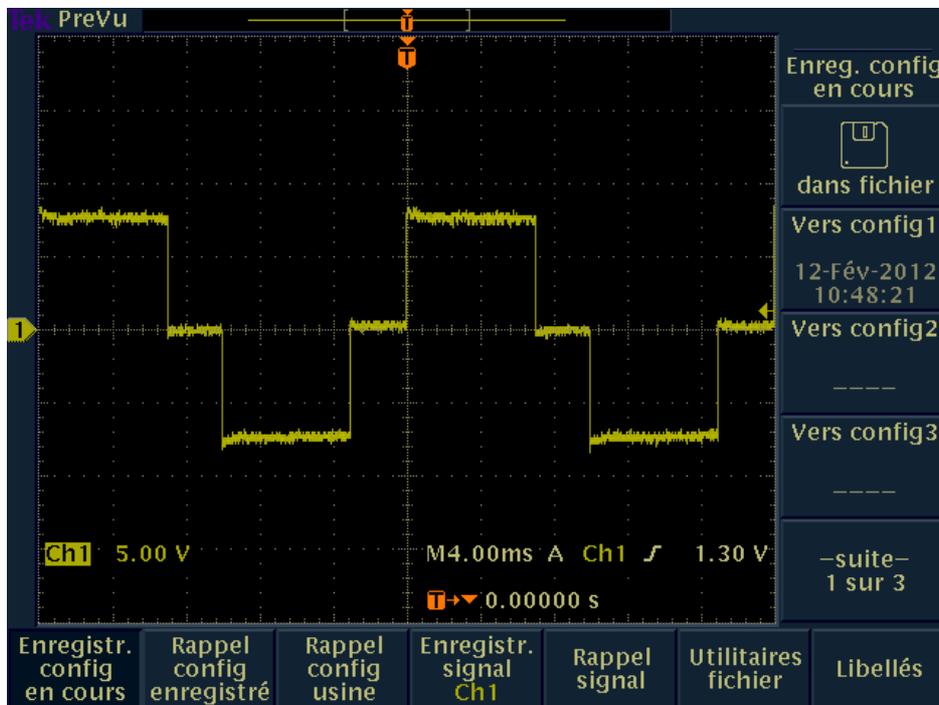


Fig IV.10. La tension composée à la sortie de l'onduleur  $f_p = 2 \text{ kHz}$

- Pour une fréquence de la porteuse  $f_p = 1 \text{ kHz}$ .

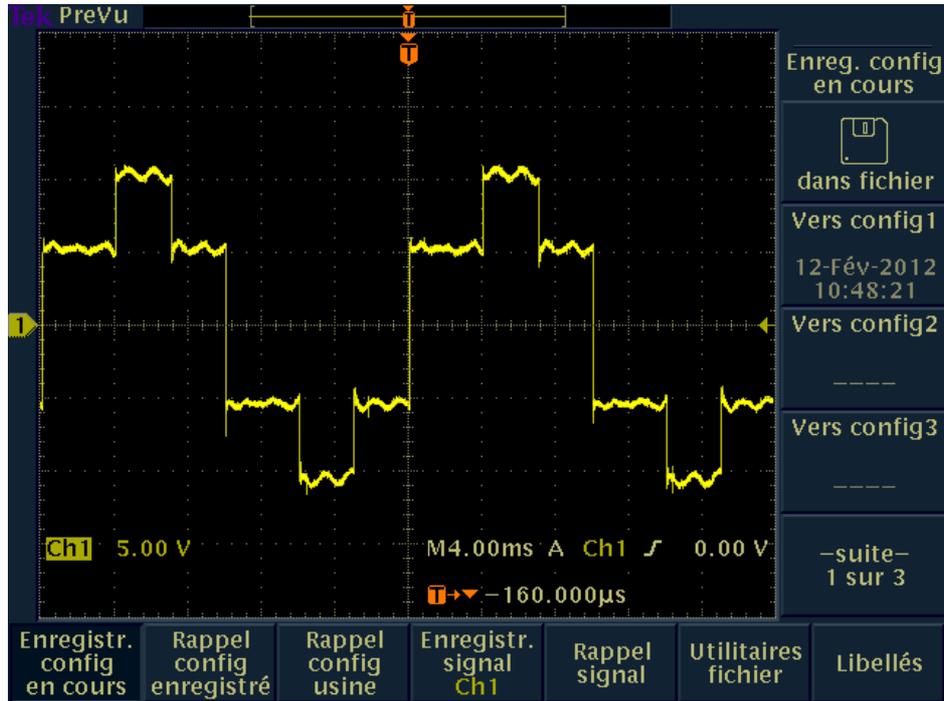


Fig IV.11. La tension simple à la sortie de l'onduleur pour  $f_p = 1 \text{ kHz}$

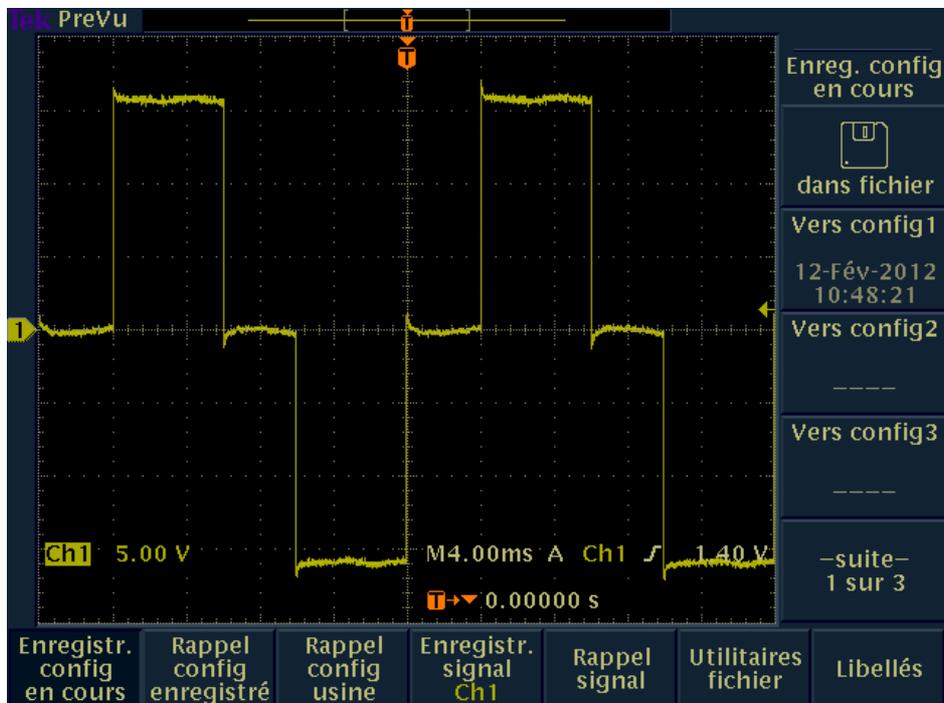


Fig IV.12. La tension composée à la sortie de l'onduleur pour  $f_p = 1 \text{ kHz}$

- Pour une fréquence de la porteuse  $f_p = 100 \text{ Hz}$ .

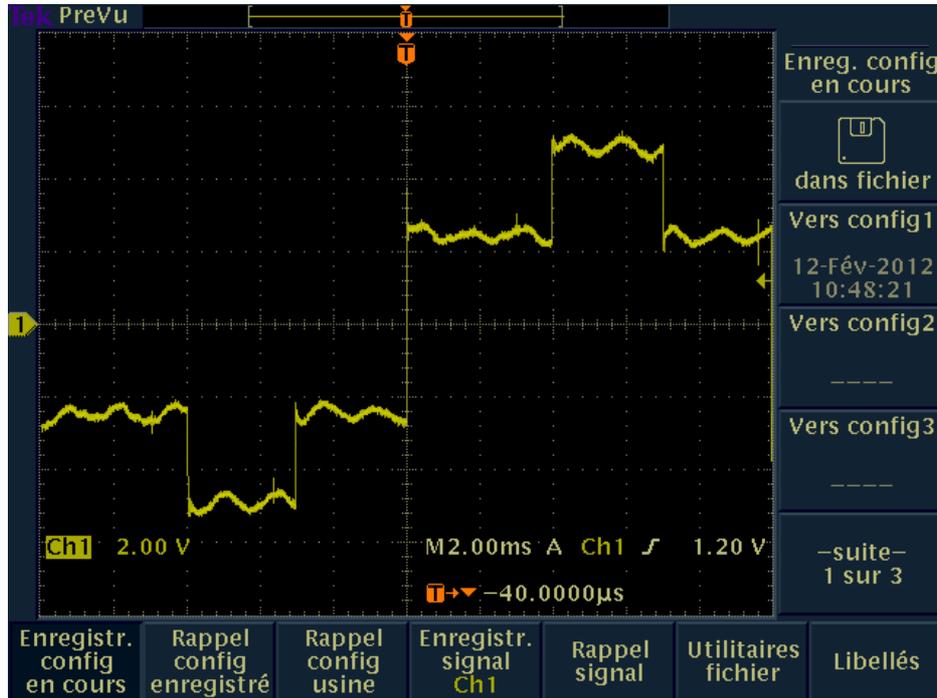


Fig IV.13. La tension simple à la sortie de l'onduleur pour  $f_p = 100 \text{ Hz}$

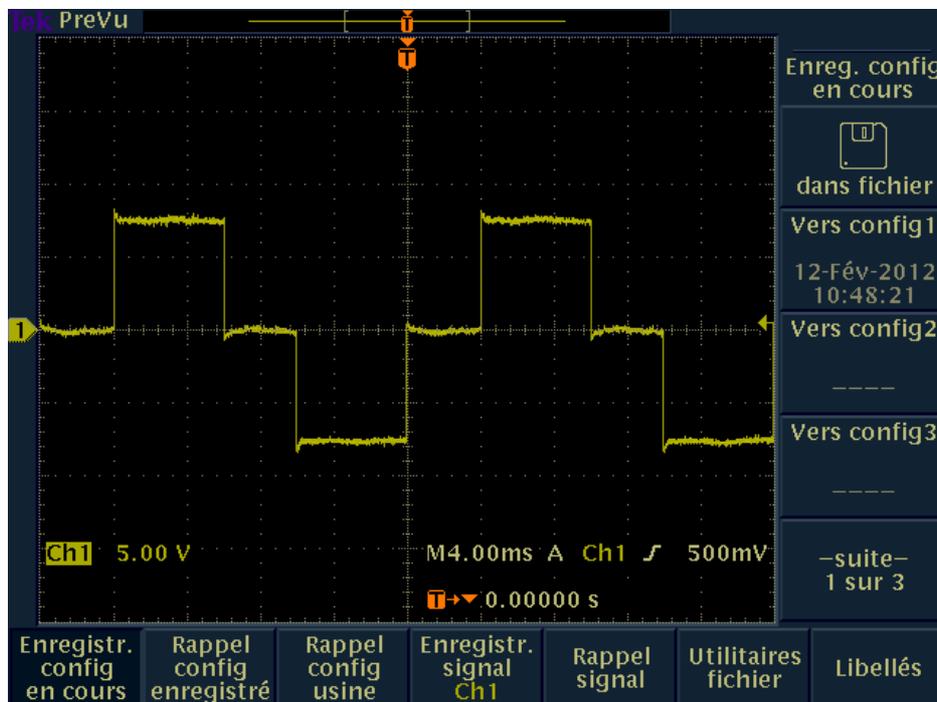
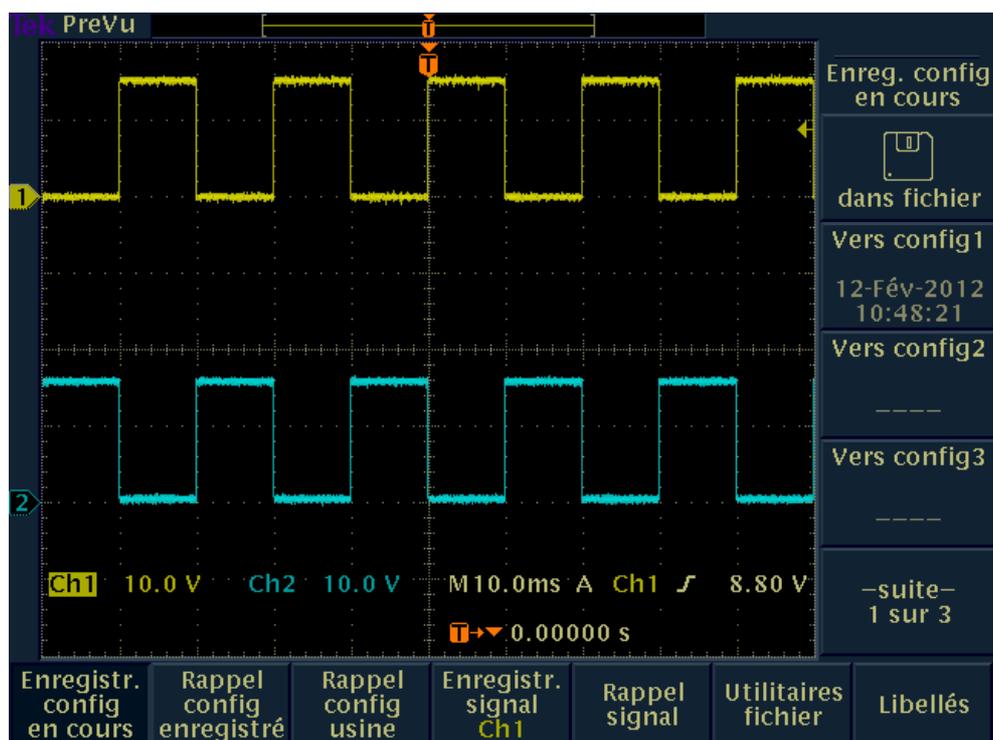


Fig IV.14. La tension composée à la sortie de l'onduleur pour  $f_p = 100 \text{ Hz}$

Le signal de commande des interrupteurs est figuré ci-dessous :

- Le signal représenté par la couleur jaune est celui de la commande de l'interrupteur haut du bras de l'onduleur.
- Le signal représenté par la couleur bleue est celui de la commande de l'interrupteur bas du bras de l'onduleur.

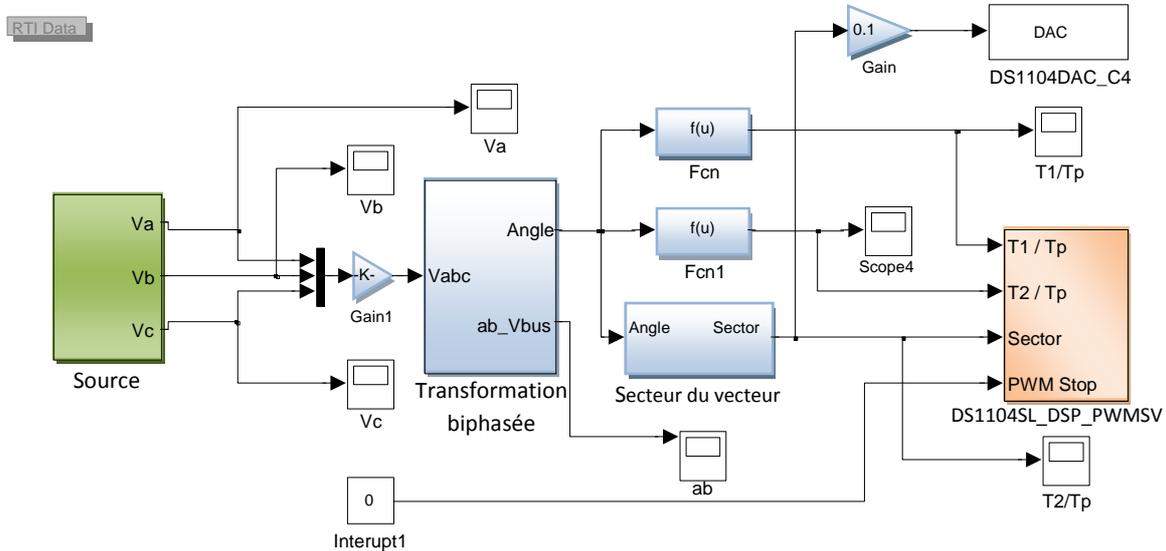


**Fig IV.15.** Le signal de commande des interrupteurs de l'onduleur par une  
Commande pleine onde (180)

Comme expliqué précédemment, la figure **Fig IV.15** confirme le fait est qu'à chaque fois que l'interrupteur d'en haut fonctionne, celui d'en bas est automatiquement désactivé et vis versa.

**IV.4. La commande SVM (Space Vector Modulation)**

La bibliothèque Matlab Simulink-dSPACE nous a aidés à réaliser le schéma bloc de la SVM suivant :



**Fig IV.16.** Schéma-bloc de la SVM

Dans ce qui suit, nous définissons le rôle de chaque élément constituant le bloc ci-dessus :

- Le bloc « **transformation biphasée** », utilisé pour le passage du système triphasé au système biphasé en se basant sur le système d'axes  $(\alpha, \beta)$  et pour le calcul de l'angle  $\theta$ .
- Le bloc « **secteur du vecteur** », calcule le secteur où se trouve le vecteur d'espace à partir de l'angle  $\theta$ .
- Le bloc « **DS1104DAC\_C4** », correspond au canal numérique-analogique de la carte dSPACE 1104, utilisé pour récupérer des données numériques, les convertir en données analogique, et les exploiter à l'aide de Control Desk.
- Les blocs « **gain1** » et « **gain** », le premier a pour objectif d'amplifier l'amplitude de la source, et le deuxième de réduire la valeur reçue, pour qu'elle puisse être exploitée par la DSPACE.
- Les blocs « **fcn** » et « **fcn1** », le premier est conçu pour calculer la durée  $t_1/T_t$  et le deuxième pour le calcul de la durée  $t_2/T_t$ .
- Le bloc « **DS1104SL\_DSP\_PWMSV** » produit un vecteur d'espace MLI muni de sorties originales et inversées et une source variable à temps mort variable. Son fonctionnement est similaire à celui de la MLI naturelle. Il présente les caractéristiques du tableau suivant :

Entrées Simulink	Valeur	Type de données	Signification
$T_1/T_P$	De 0 à 1	Double	Durée de la génération du signal MLI dans le secteur 1
$T_2/T_P$	De 0 à 1	Double	Durée de la génération du signal MLI dans le secteur 2
Sector	De 0 à 6	Double	Secteur du vecteur d'espace
Stop PWM	0 ou 1	Booléen	L'arrêt de la génération du signal : <ul style="list-style-type: none"> <li>• La valeur 1 arrête la génération du signal MLI.</li> <li>• La valeur 0 permet la génération du signal MLI.</li> </ul>

**Tab IV.1.** Caractéristiques du bloc « DS1104SL\_DSP\_PWMSV »

#### VI.4.1. résultats de l'application de la commande SVM

Constamment pour une tension de fréquence  $f_s = 50 \text{ Hz}$ , qui est fixe pour toutes les captures, nous obtenons les signaux suivants :

- Pour une fréquence de la porteuse  $f_p = 1000 \text{ Hz}$ .

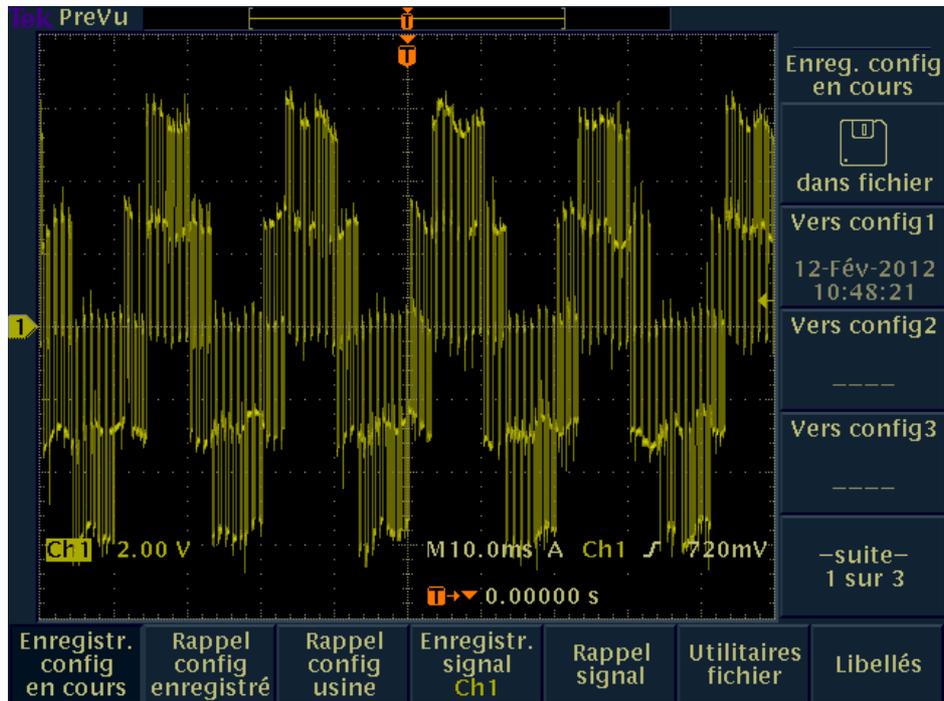


Fig IV.17. La tension simple à la sortie de l'onduleur pour  $f_p = 1 \text{ kHz}$

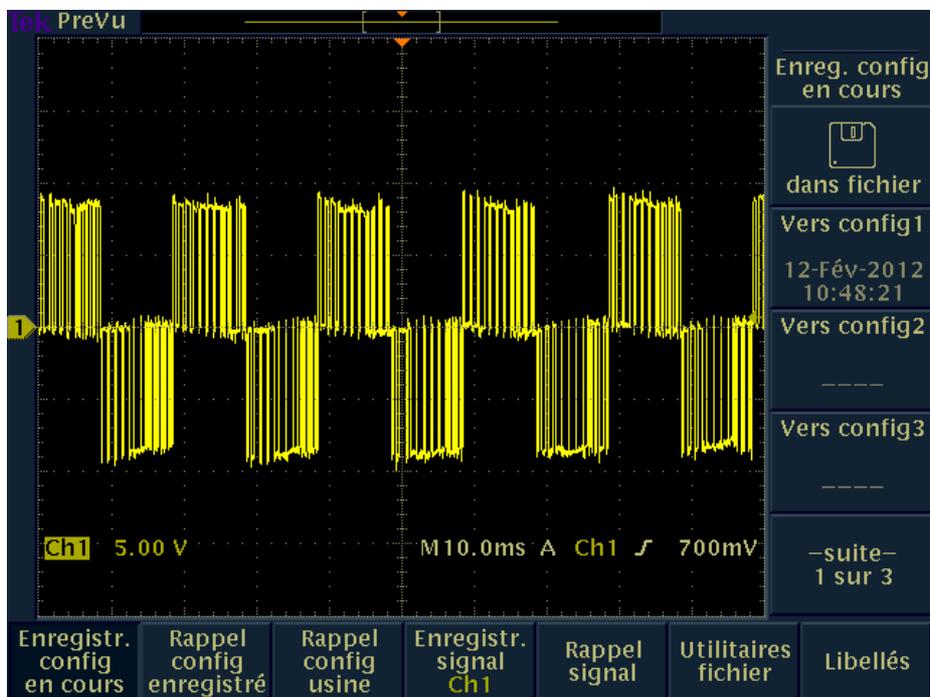


Fig IV.18. La tension composée à la sortie de l'onduleur pour  $f_p = 1 \text{ kHz}$

- Pour une fréquence de la porteuse  $f_p = 2000 \text{ Hz}$ .

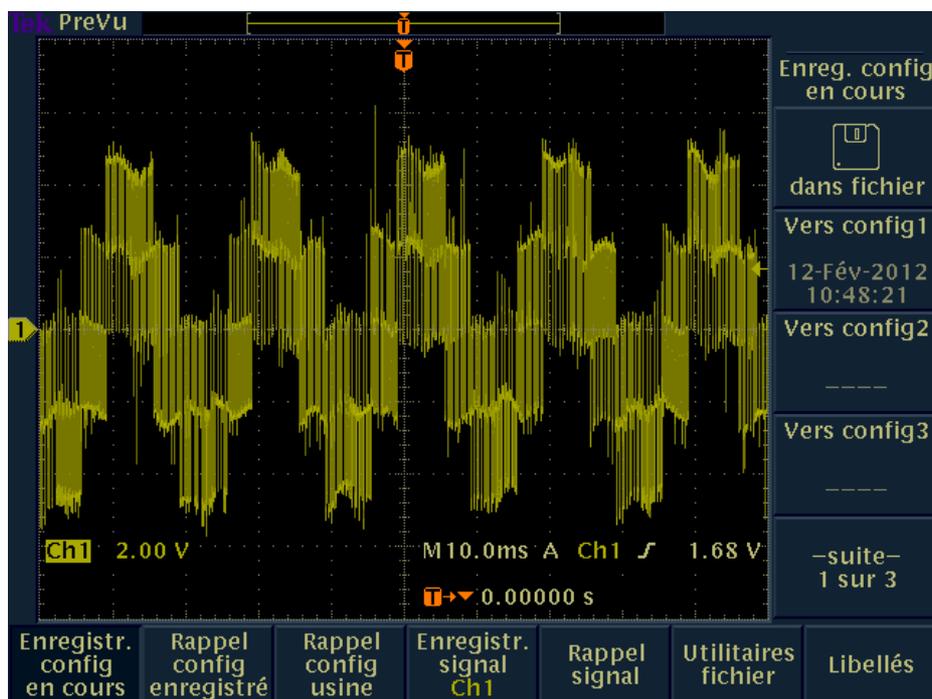


Fig IV.19. La tension simple à la sortie de l'onduleur pour  $f_p = 2 \text{ kHz}$

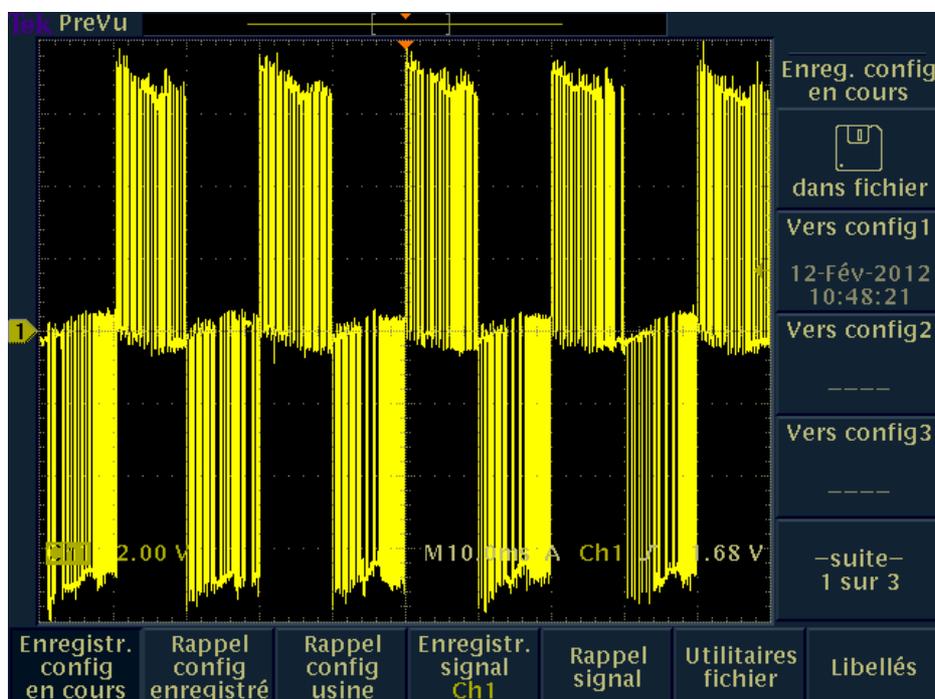


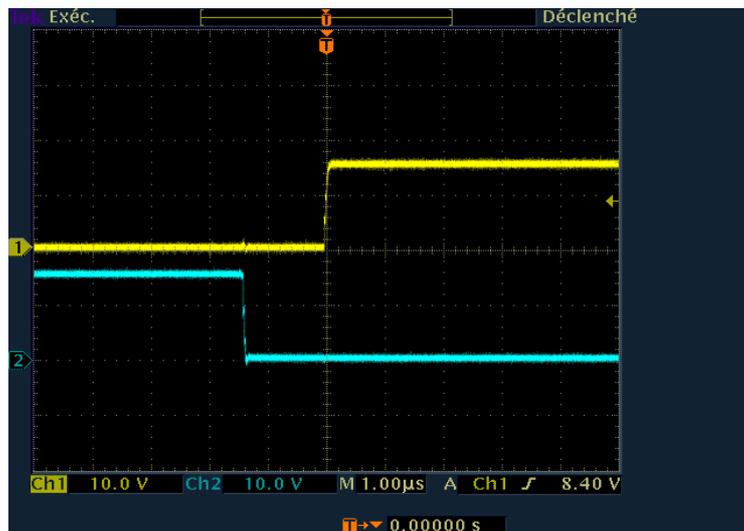
Fig IV.20. La tension composée à la sortie de l'onduleur pour  $f_p = 2 \text{ kHz}$

Ensuite, nous procédons à la capture du signal de commande des interrupteurs, de l'onduleur pour cette commande, tout en montrant le temps mort, qui est la durée séparant l'instant de la désactivation de l'interrupteur haut et l'instant d'activation de l'interrupteur bas d'un même bras de l'onduleur et ce, en variant la base de temps de l'oscilloscope, comme le montrent les figures suivantes :

- Le signal représenté par la couleur jaune est celui de la commande de l'interrupteur haut du bras de l'onduleur.
- Le signal représenté par la couleur bleue est celui de la commande de l'interrupteur bas du bras de l'onduleur.



**Fig IV.21.** Le signal de commande des interrupteurs d'un seul bras de l'onduleur



**Fig IV.22.** Exploitation du temps mort

#### **IV.5. Conclusion**

Dans ce qui précède, nous avons exploité les blocs de la bibliothèque de Matlab, plus exactement, le bloc de la MLI naturelle et celui de la SVM, qui nous ont permis de tirer les différentes allures présentées dans ce chapitre, à savoir, l'allure de la tension à la sortie de l'onduleur, qu'elle soit simple ou composée, la tension d'alimentation, le signal de commande des interrupteurs, et le temps mort.

Identiquement à la partie simulation (chapitre I et II), nous avons visualisé les diverses allures résultant de l'association de l'onduleur MLI et de la machine. Ces dernières, si nous les comparons à celles obtenues dans ce quatrième chapitre, nous constaterons alors, que les résultats sont similaires, plus spécialement, la forme des tensions à la sortie de l'onduleur.

Ceci dit, les modèles réalisés ont été validés avec succès.

---

# CONCLUSION

---

## Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre d'une meilleure exploitation des machines électriques à courant alternatif, et a comme visée principale, la connaissance et la bonne maîtrise des différentes fonctions qu'offre la carte dSPACE 1104.

En premier lieu, nous nous sommes prêtés à une étude théorique de l'ensemble convertisseur-machine, en commençant par une présentation concise de la machine asynchrone, en abordant sa construction et son principe de fonctionnement.

Ensuite nous l'avons modélisée et mise en équations dans un repère biphasé, en s'appuyant sur quelques hypothèses simplificatrices, pour pouvoir concevoir un modèle de simulation sous Matlab-Simulink, qui nous a permis de tirer quelques caractéristiques de notre machine, en introduisant les paramètres identifiés par les différents essais réalisés sur cette dernière. En parallèle, comme convertisseur, nous avons choisi un onduleur de tension triphasée à deux niveaux que nous avons exposé en expliquant son principe de fonctionnement et ses domaines d'utilisation. Après l'avoir modélisé et implémenté sous Matlab-Simulink, nous l'avons associé au modèle de la machine et procédé à une simulation de l'ensemble.

Pour une adaptation de la machine aux diverses applications qu'exige l'industrie, nous avons mis en évidence les différents procédés qui nous permettent d'assurer la variation de la vitesse et ce, en exploitant l'expression de la vitesse rotorique.

Nous ne sommes pas sans savoir que, de nos jours, la pollution des signaux d'alimentation reste gênante et indésirable. Pour se faire, le choix de l'application de la commande MLI est avéré. Son application a permis d'atteindre de meilleures performances des caractéristiques de la machine, ce qui est approuvé par les résultats de simulation.

La carte dSPACE 1104 est un système de recherche et de développement, adopté par de grands laboratoires de recherches et entreprises, pour développer les différentes applications qu'exige l'industrie moderne, qui sont de plus en plus complexes, vu que les DSPs présentent de nombreux inconvénients dans le cas de ces applications.

Elle nous offre une souplesse remarquable dans les manipulations et une parfaite aisance concernant la modification des paramètres de la structure des schémas-blocs destinés à la commande des machines électriques.

La présence d'un processeur principal et d'un DSP esclave, dans sa construction interne, ont en fait un moyen puissant et rapide pour l'exécution de plusieurs instructions, ce qui lui a permis d'être l'outil idéal utilisé pour la mise en œuvre des différentes méthodes de contrôles pour la commande d'une machine électrique.

Grâce aux logiciels Control Desk et Matlab, la carte dSPACE 1104 développe notre PC à un moyen de prototypage robuste de lois de commande, aussi ; nous permet d'exécuter et d'adapter des programmes réalisés avec Matlab en temps réel.

La réalisation du banc d'essai fait l'objet d'une partie pratique, qui a permis, avant tout, d'identifier les paramètres de la machine, et d'implémenter le modèle des commandes MLI naturelle et SVM, pour pouvoir, par la suite, tirer à l'aide de l'oscilloscope les différentes allures présentées.

En guise de perspectives de recherche, nous souhaitons exploiter au mieux les fonctions de la carte dSPACE 1104 tel que varier la vitesse non par l'action sur la fréquence de la porteuse mais sur la fréquence d'alimentation ; et de travailler sur des commandes en boucle fermée, tel que la commande vectorielle ou même le contrôle direct du flux DTC.

---

ANNEXES

---

# Annexes

FIGURES DU CHAPITRE I

<b>Fig I.1.</b> Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone.....	4
<b>Fig I.2.</b> Organisation de la machine asynchrone.....	4
<b>Fig I.3.</b> Stator de la machine asynchrone.....	5
<b>Fig I.4.</b> Construction d'un rotor bobiné.....	5
<b>Fig I.5.</b> Machine asynchrone à cage d'écureuil.....	6
<b>Fig I.6.</b> Présentation des axes statorique et rotorique.....	7
<b>Fig I.7.</b> Représentation des axes statorique, rotorique et le repère (d, q).....	11
<b>Fig I.8.</b> Schéma par phase en régime permanent.....	13
<b>Fig I.9.</b> schéma et montage de l'essai en continu.....	13
<b>Fig I.10.</b> Le schéma équivalent de la machine à l'essai en synchronisme.....	14
<b>Fig I.11.</b> Maquette de l'essai à vide.....	14
<b>Fig I.12.</b> Schéma équivalent de la machine en essai à rotor bloqué.....	16
<b>Fig I.13.</b> Maquette de l'essai à rotor bloqué.....	16
<b>Fig I-14.</b> Modèle de la machine Asynchrone sous Matlab Simulink.....	19
<b>Fig I-15.</b> Courbe caractéristique de la vitesse de rotation.....	19
<b>Fig I-16.</b> Courbe caractéristique du couple électromagnétique.....	20
<b>Fig I-17.</b> Allure du courant statorique dans une phase.....	20
<b>Fig I.18.</b> Allure de la tension d'alimentation.....	21
<b>Fig I.19.</b> L'ordre des harmoniques de la tension $V_a$ (alimentation directe).....	21
<b>Fig I.20.</b> Convertisseur à onde de tension.....	23
<b>Fig I.21.</b> Fonctionnement d'un onduleur.....	24
<b>Fig I.22.</b> Représentation de l'onduleur de tension triphasé.....	24
<b>Fig I.23.</b> Modèle de l'ensemble onduleur-machine (commande pleine onde).....	27
<b>Fig I.24.</b> L'allure de la vitesse de rotation (commande pleine onde).....	28
<b>Fig I.25.</b> L'allure du couple $C_r$ et du couple $C_{em}$ (commande pleine onde).....	28
<b>Fig I.26.</b> Allure du courant statorique dans une phase (commande pleine onde).....	29
<b>Fig I.27.</b> Allure de la tension simple à la sortie de l'onduleur (commande pleine onde).....	29
<b>Fig I.28.</b> L'ordre des harmoniques de la tension $V_a$ (commande pleine onde).....	30
<b>Fig I.29.</b> Allure de la tension composée à la sortie de l'onduleur (commande pleine onde).....	30

FIGURES DU CHAPITRE II

<b>Fig II.1.</b> Réglage de la tension d'alimentation par un gradateur.....	34
<b>Fig II.2.</b> Réglage de vitesse avec résistance de glissement.....	34
<b>Fig II.3.</b> Courbe caractéristique de $V/f$ constant.....	35
<b>Fig II.4.</b> Structure d'un cycloconvertisseur pour une phase du moteur.....	36
<b>Fig II.5.</b> Représentation du convertisseur matriciel.....	37
<b>Fig II.6.</b> Représentation de l'onduleur de MLI triphasé.....	38
<b>Fig II.7.</b> Model de la MLI naturelle.....	40
<b>Fig II.8.</b> Technique de MLI échantillonnée naturelle.....	41
<b>Fig II.9.</b> MLI régulière symétrique.....	42
<b>Fig II.10.</b> MLI régulière asymétrique.....	43
<b>Fig II.11.</b> Représentation du graphe $(\alpha, \beta)$ .....	44
<b>Fig II.12.</b> Principe de la SVM.....	44
<b>Fig II.13.</b> Composantes du vecteur de référence dans le secteur I.....	45
<b>Fig II.14.</b> Vecteurs de tension des états des interrupteurs de l'onduleur.....	46
<b>Fig II.15.</b> Tensions de référence de la SVM.....	46
<b>Fig II.16.</b> Modèle de l'ensemble OND MLI-MAS.....	47
<b>Fig II.17.</b> L'allure de la vitesse de rotation (MLI).....	48
<b>Fig II.18.</b> L'allure du couple $C_r$ et du couple $C_{em}$ (MLI).....	48
<b>Fig II.19.</b> Allure du courant statorique dans une phase (MLI).....	49
<b>Fig II.20.</b> Allure de la tension simple à la sortie de l'onduleur MLI.....	49
<b>Fig II.21.</b> L'ordre des harmoniques de la tension $V_a$ (MLI).....	50
<b>Fig II.22.</b> Allure de la tension composée à la sortie de l'onduleur MLI.....	50

FIGURES DU CHAPITRE III

<b>Fig III.1.</b> Le DSP TMS320LF2407A.....	52
<b>Fig III.2.</b> Schéma fonctionnel d'un DSP.....	53
<b>Fig III.3.</b> Présentation de la carte dSPACE 1104.....	54
<b>Fig III.4.</b> Carte d'acquisition de la carte dSPACE 1104.....	55
<b>Fig III.5.</b> Connecteur PCI 32 bits, 5 V.....	55
<b>Fig III.6.</b> Connexion de la carte d'acquisition au connecteur PCI.....	55
<b>Fig III.7.</b> Constitution de l'interface série de la dSPACE 1104.....	56
<b>Fig III.8.</b> Les différentes entrées/sorties de la dSPACE 1104.....	57

<b>Fig III.9.</b> Schéma de la carte DS1104 contrôleur et caractéristiques. ....	59
<b>Fig III.10.</b> Interface de Matlab Simulink. ....	60
<b>Fig III.11.</b> Interface du logiciel Control Desk. ....	61
<b>Fig III.12.</b> Exemple de chargement d'une application dans la dSPACE 1104. ....	62
<b>Fig III.13.</b> Paramètres de simulation dans « solver ». ....	63
<b>Fig III.14.</b> Paramètres de simulation dans « optimisation ». ....	63
<b>Fig III.15.</b> Paramètres de simulation dans « Real-Time Workshop ». ....	64
<b>Fig III.16.</b> Schéma d'une application d'une DS1104 sur MAS. ....	66

FIGURES DU CHAPITRE IV

<b>Fig IV.1.</b> Présentation de la plate forme. ....	69
<b>Fig IV.2.</b> Exploitation du capteur de tension. ....	70
<b>Fig IV.3.</b> La tension simple d'une phase de la source. ....	71
<b>Fig IV.4.</b> La tension composée entre deux phases de la source. ....	71
<b>Fig IV.5.</b> Schéma-bloc de la MLI naturelle. ....	72
<b>Fig IV.6.</b> Propriétés du bloc « DS1104SL_DSP_PWM3 ». ....	73
<b>Fig IV.7.</b> La tension simple à la sortie de l'onduleur pleine onde ( $f_p = 10kHz$ ). ....	74
<b>Fig IV.8.</b> La tension composée à la sortie de l'onduleur pleine onde ( $f_p = 10kHz$ ). ....	74
<b>Fig IV.9.</b> La tension simple à la sortie de l'onduleur pleine onde ( $f_p = 2kHz$ ). ....	75
<b>Fig IV.10.</b> La tension composée à la sortie de l'onduleur pleine onde ( $f_p = 2kHz$ ). ....	75
<b>Fig IV.11.</b> La tension simple à la sortie de l'onduleur pleine onde ( $f_p = 1kHz$ ). ....	76
<b>Fig IV.12.</b> La tension composée à la sortie de l'onduleur pleine onde ( $f_p = 1kHz$ ). ....	76
<b>Fig IV.13.</b> La tension simple à la sortie de l'onduleur pleine onde ( $f_p = 100Hz$ ). ....	77
<b>Fig IV.14.</b> La tension composée à la sortie de l'onduleur pleine onde ( $f_p = 100Hz$ ). ....	77
<b>Fig IV.15.</b> le signal de commande des interrupteurs de l'onduleur pleine onde. ....	78
<b>Fig IV.16.</b> Schéma-bloc de la SVM. ....	79
<b>Fig IV.17.</b> La tension simple à la sortie de l'onduleur ( $f_p = 1kHz$ ). ....	81
<b>Fig IV.18.</b> La tension composée à la sortie de l'onduleur ( $f_p = 1kHz$ ). ....	81
<b>Fig IV.19.</b> La tension simple à la sortie de l'onduleur ( $f_p = 2kHz$ ). ....	82
<b>Fig IV.20.</b> La tension composée à la sortie de l'onduleur ( $f_p = 2kHz$ ). ....	82
<b>Fig IV.21.</b> Le signal de commande des interrupteurs d'un seul bras de l'onduleur. ....	83
<b>Fig IV.22.</b> Exploitation du temps mort ....	83

---

## LISTE DES TABLEAUX

---

Tab I.1. Résultats de l'essai en continu. ....	17
Tab I.2. Résultats de l'essai à vide. ....	18
Tab I.3. Résultats de l'essai en court circuit.....	18
Tab II.1. Comparaison des trois convertisseurs.....	38
Tab III.1. Caractéristiques de LA DSPACE 1104.....	59
Tab IV.1. Caractéristiques du bloc « DS1104SL_DSP_PWMSV ». ....	80

- [1] [www.wikipédia.com](http://www.wikipédia.com), “**Machine Asynchrone**”, 19 janvier 2012.
- [2] YC / RN, “**Machine Asynchrone Triphasée : Pilotage à Vitesse Variable**”, 2003.
- [3] <file:///K:/spes%20MAS/Le%20moteur%20asynchrone.htm?reload>.
- [4] M. MARTY, D. DIXNEUF, D. G. GILBERT, “**Principes D’Electrotechnique**”, Paris, 2005, DUNOD.
- [5] I. HIMDI, “**Observation et Commande de Moteurs Asynchrones**”, Projet personnel, ENSICAEN, Caen, France, 2009.
- [6] A.CUNIERE et G. FELD, “**Modélisation de la Machine Asynchrone**”, Cours sur la machine asynchrone, Cachan, France.
- [7] L. BAGHLI, “**Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques**”, Thèse de doctorat, Université Henry Poincaré, Nancy-I en génie électrique, Nancy, 1999.
- [8] L. BAGHLI, “**Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone**”, Cours personnel, IUFM de Lorraine-UHP, France, 2005.
- [9] G.O. CIMUCA, “**Système Inertiel de Stockage d’Energie Associé à des Générateurs Eoliens**”, Thèse de Doctorat de l’ENSAM, Centre de Lille, 2005.
- [10] B. HOUSSEINI, “**Prototypage Rapide à Base de FPGA d’un Algorithme de Contrôle Avancé pour le Moteur à Induction**”, Mémoire présenté comme Exigence Partielle de la Maîtrise en Génie Electrique, Université du Québec à Trois-Rivières, Décembre 2010.
- [11] V. Didier, “**Les Onduleurs pou Systèmes Photovoltaïques : Fonctionnement, Etat de l’Art et étude des Performances**”, Avril 2007.
- [12] A. BOUZID, “**Onduleur Triphasé Commandé par la Stratégie d’Elimination d’Harmonique SHE**”, Mémoire de Magister en Analyse et Commande des Machine électriques, Université des Science et de la Technologie d’Oran Mohamed Boudiaf, 2010.
- [13] P. LADOUX, “**Variation de Vitesse des Machines à Courant Alternatif**”, Réseau Nationale de ressources en Electrotechnique.

- [14] B. METIDJI, “**Contrôle Direct du Couple des Machines à Courant Alternatif avec Minimisation des Ondulations de Couple par Carte DSP** ”, Mémoire de Magister, Université Abderrahmane Mira, Bejaïa, 2004.
- [15] L. P. LA CHAUVINIÈRE, “**Variation de Vitesse des Moteurs Asynchrones**”.
- [16] <https://sites.google.com/site/1stigetone/varv>.
- [17] P. LE BRUN, “**Variation de Vitesse des Machine Asynchrone**”, Travail personnel sur l’Etude des Solutions de Variation de Vitesse pour une Machine Asynchrone de Puissance Inferieur à 1MW.
- [18] P. ABATI, “**Réglage de la Vitesse de Rotation des Moteurs Asynchrones Triphasés**”, 2002.
- [19] C. DIVOUX, “**Moteur Asynchrone Triphasé**”, 1999.
- [20] N. TAIB, “**Application des Convertisseurs Matriciels à la Commande des Machines à Courant Alternatif**”, Mémoire de Magister, Université Abderrahmane Mira, LTII, Bejaïa, 2004.
- [21] Le magazine Schneider de l’enseignement technologique et professionnel, 1998.
- [22] P. SEIXAS, “**Commande Numérique d’une Machine Synchrone Autopilotée**”, Thèse de Doctorat de l’Institut Nationale Polytechnique de Toulouse, 1988.
- [23] [www.wikipédia.com](http://www.wikipédia.com), Modulation de largeur d’impulsion, 21 Mars 2012.
- [24] M. HADEF, “**Contrôle Direct du Couple des Machine Synchrone Avec et Sans Capteur Mécanique**”, Mémoire de Magister, Université Abderrahmane Mira, Novembre 2002.
- [25] S. L. CAPITANEANU, “**Optimisation de la Fonction MLI d’un onduleur de Tension Deux-niveau**”, Thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [26] T. NOUILI, “**Comment Utiliser un Bloc SVM (SpaceVector Modulation) Sous Simulink**”, note d’application, 2009.

- [27] F. BONNET, “**Contribution à l’Optimisation de la Commande d’une Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée en mode Moteur**”, Thèse de Doctorat de l’Université de Toulouse, Septembre 2008.
- [28] [www.wikipédia.com](http://www.wikipédia.com), “**Processeur du Signal Numérique**”, Mars 2012.
- [29] [www.wikipédia.com](http://www.wikipédia.com), “**Traitement Numérique du Signal**”, Février 2012.
- [30] K. CHEN and A.V. STANDKOVIC, “**DSPACE Implementation of a Generalized Method of Harmonic Elimination for PWM Boost Type Rectifier Under Operating Conditions**”, thesis of Master of Science in electrical engineering, Cleveland State University, November 2008.
- [31] J.C. BEKALE and F. TARTARIN, “**Etudier et Réaliser des Applications Temps Réel pour une Carte DSP DS1104**”, Projet technique, 2004.
- [32] <http://www.commentcamarche.net/contents/pc/pci.php3>. avril 2011
- [33] [www.dspace.com](http://www.dspace.com), “**Description et les Domaines d’Application de la dSPACE 1104**”, France, 2012.
- [34] “**Data Acquisition and Signal Processing**”, Indian Institute of Technology, Bombay, Department of Mechanical Engineering.
- [35] K. K. GUNDA, “**Adjustable Speed Drives Laboratory Based on DSPACE Controller**”, thesis of Master of Science in electrical engineering, Louisiana State University, august 2008.