

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ORAN

MOHAMED BOUDIAF

FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE



THESE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE MAGISTER

SPÉCIALITÉ : Électrotechnique.

OPTION : Commande Industrielle des Entraînements Electriques et Diagnostics.

PRÉSENTÉ PAR

M^r HADJ DIDA ABDELKADER

SUJET DE LA THESE

<p>DEVELOPPEMENT D'UNE COMMANDE NUMERIQUE D'UN MOTEUR A INDUCTION</p>
--

SOUTENU LE DEVANT LE JURY COMPOSÉ DE :

Monsieur A. TAIEB BRAHIM	(Professeur, USTO-MB)	PRÉSIDENT
Monsieur M. BOURAHLA	(Professeur, USTO-MB)	RAPPORTEUR
Monsieur B. MAZARI	(Professeur, USTO-MB)	EXAMINATEUR
Monsieur M. BENDJEBBAR	(Maitre de conférences, USTO-MB)	EXAMINATEUR

Remerciements

En premier lieu, je tiens à remercier « **DIEU** » pour m'avoir donné le courage et la patience durant mes études.

En second lieu, je remercie honorablement mon encadreur **Monsieur BOURAHLA MOHAMED, Professeur à l'U.S.T.O**, pour avoir dirigé et suivi ce travail. Je lui exprime également toute ma reconnaissance pour le temps, la patience, la confiance et les conseils qu'il m'a prodigués et avec qui j'ai beaucoup appris.

Je remercie aussi Monsieur **A. TAIEB BRAHIM, Professeur à l'U.S.T.O**, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

J'adresse aussi mes plus sincères remerciements aux membres du jury **Monsieur B. MAZARI, Professeur à l'U.S.T.O**, et **Monsieur M. BENDJEBBAR, Maître de Conférences à l'U.S.T.O**, d'avoir bien accepté de consacrer du temps et de l'intérêt à mon travail et pour avoir accepté de juger ce travail en tant qu'examinateurs.

Tous mes remerciements vont également à tous les membres des laboratoires de recherches **LEPA et LDEE de l'U.S.T.O**.

Enfin, je n'oublie pas de remercier toute ma famille et en particulier **ma Mère, mon Père**, mes frères, mes sœurs pour le soutien moral et psychologique qu'ils me fournissent et qui n'ont cessé de me soutenir tout au long de cette thèse.

Introduction Générale	01
-----------------------------	----

CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 - Introduction	03
I.2 - Description de la machine asynchrone triphasée	03
I.3 - Hypothèses simplificatrices	05
I.4 - Mise en équation de la Machine Asynchrone	06
I.4.1 - Équations électriques de la MAS	07
I.4.2 - Équations magnétiques de la MAS	07
I.4.3 - Équation mécanique de la MAS	09
I.5 - Modèle de PARK	09
I.5.1 - Transformation de PARK	10
I.5.2 - Choix du référentiel	12
I.6 - Modèle de la MAS alimenté en tension dans le repère (d, q)	13
I.6.1 - Equations électriques des tensions dans le repère (d, q)	14
I.6.2 - Equations magnétiques des flux dans le repère (d, q)	14
I.7 - Modèle de la MAS dans le repère (α, β)	16
I.7.1 - Equations des tensions et des flux dans le repère (α, β)	18
I.7.1.1 - Equations des tensions statoriques et rotoriques dans le repère (α, β)	18
I.7.1.2 - Equations des flux statoriques et rotoriques dans le repère (α, β)	18
I.7.2 - Représentation d'état Finale du MAS dans le repère (α, β)	19
I.8 - Équation du couple	19
I.9 - Simulation numérique du modèle dynamique de la machine asynchrone	20
I.10 - Conclusion	23

CHAPITRE II : MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASÉ A DEUX NIVEAUX

II.1 - Introduction	24
II.2 - Les Différents types d'Onduleurs	24
II.3 - Modélisation d'Onduleur de tension triphasé	25
II.4 - Paramètres de performances de l'Onduleur de tension triphasé	27
II.4.1 - Qualité du signal de sortie	27
II.4.2 - Facteur de distorsion harmonique (THD)	27
II.4.3 - Facteur courant harmonique (HCF)	27
II.4.4 - Facteur de distorsion (DF^2)	28
II.5 - Commande de l'Onduleur de tension triphasé	28

II.5.1 - Commande Pleine Onde (dite 180°)	28
II.5.2 - Commande à Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI)	28
II.5.3 - Commande MLI à échantillonnage naturel	30
II.5.3.1 - Caractéristiques de la modulation MLI	30
II.5.4 - Commande à MLI calculée	31
II.5.4.1 - Principe	31
II.5.4.2 - Décomposition en série de Fourier d'un signal MLI bipolaire	31
II.5.4.3 - La méthode de Newton-RAPHSON.....	34
II.5.4.3.1 - Principe.....	34
II.5.4.3.2 - Application de la méthode.....	35
II.5.5 - Commande à Modulation Vectorielle SVM.....	35
II.5.5.1 - Représentation Vectorielle	36
II.5.5.2 - Calcul des Temps de Commutations	38
II.5.5.3 - Séquences de Modulation SVM	39
II.6 - Simulation	42
II.6.1 - Interprétation des courbes	44
II.6.2 - Interprétation des courbes	45
II.7 - Conclusion	48

CHAPITRE III : LA COMMANDE SCALAIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

III.1 - Introduction	49
III.2 - La Commande Scalaire (V/F)	49
III.2.1 - Le modèle de la machine asynchrone en régime permanent	49
III.2.2 - Le schéma équivalent du moteur asynchrone	51
III.2.3 - La loi Tension / Fréquence (V/Hz)	53
III.2.3.1 - Ajustage manuel	53
III.2.3.2 - Ajustage automatique	53
III.2.3.3 - Cas particulier - couple quadratique.....	53
III.2.3.4 - Performances - Contrôle de flux	53
III.2.4 - Principe de la commande scalaire avec contrôle du rapport V / f	55
III.3 - Simulation de la commande scalaire de la machine asynchrone	58
III.4 - Résultats de simulation	60
III.5 - Conclusion	63

CHAPITRE IV : IMPLEMENTATION PRATIQUE DE LA COMMANDE SVM ET LA COMMANDE SCALAIRE

IV.1 - Introduction	64
IV.2 - Description du prototype réalisé et utilisé	64
IV.2.1 - Description et Caractéristiques Techniques du Variateur de Vitesse	64
IV.2.2 - La Machine Asynchrone	68
IV.2.3 - La Machine à Courant Continu	69
IV.2.4 - Le DSPIC	69
IV.2.4.1 - Le Convertisseur Analogique / Numérique (ADC)	70
IV.2.4.2 - Le Module MLI	71
IV.2.5 - La carte de commande numérique réalisée	73
IV.2.6 - Le Montage du banc d'essai	74
IV.3 - Les Résultats expérimentaux	76
IV.3.1 - Essai à vide	77
IV.3.2 - Essai en charge	80
IV.3.3 - Profile de la commande scalaire V/F constant	85
IV.4 - Conclusion	86
 Conclusion Générale	 87
Références Bibliographiques	89
Annexe... ..	91
Liste de communication	

INTRODUCTION GENERALE

L'industrie moderne a besoin de plus en plus de système d'entraînement à vitesse variable dont le domaine d'utilisation ne cesse pas de croître, et exige toujours de meilleures performances.

La machine à courant continu a fourni le premier actionneur électrique performant pour la variation de vitesse. Ce type d'actionneur a occupé et occupe encore une place privilégiée dans la réalisation des asservissements destinés à l'usage industriel. Ceci est essentiellement dû à la simplicité des lois de contrôles de ces moteurs, grâce au découplage naturel qui existe entre le flux et le couple, où le courant d'induit n'agit que sur le couple et le courant inducteur agit sur le couple. En effet, la présence du collecteur mécanique pose de nombreux problèmes. Les machines à courant continu ne peuvent être utilisées dans le domaine de grande puissance, ni en milieu corrosifs ou explosifs.

Face à ces limitations, la machine asynchrone est l'objet de nombreuses études depuis l'évolution de la technologie de l'électronique de puissance. Elle présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Malheureusement elle présente un inconvénient majeur, sa structure dynamique est fortement non linéaire et les variables internes de la machine tels que le couple électromagnétique et le flux sont fortement couplées, ce qui complique la commande de la machine.

Le développement rapide des algorithmes de commande très performants des machines électriques à courant alternatif impose des moyens de réglage tout aussi performants des tensions et de la fréquence d'alimentation de ces machines. Afin de générer une tension d'alimentation la plus sinusoïdale que possible, différentes stratégies de commande ont été proposées pour les onduleurs multi-niveaux basée sur la stratégie de commande de l'onduleur à deux niveaux.

Le travail de recherche présenté, consiste à développer des algorithmes de commande numérique d'un moteur à induction alimenté par un onduleur de tension triphasé à IGBT en utilisant la stratégie de commande SVM et la commande Scalaire.

La représentation du travail de recherche est structurée en une introduction générale, quatre chapitres et une conclusion générale, suivie d'une bibliographie, d'annexe, et répartie comme suit :

Le premier chapitre sera consacré à la Modélisation de la Machine Asynchrone sous forme d'équations d'état en vue de leur commande et à la simulation numérique du modèle dynamique de la machine asynchrone par le logiciel Simulink de Matlab afin d'étudier les performances dynamiques de cette machine.

Dans le deuxième chapitre, On a étudié le principe de fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux, ainsi que sa Modélisation et On a implanté et simulé les différentes techniques de commande à **MLI** de l'onduleur de tension triphasé en utilisant le logiciel **Matlab** et son environnement **Simulink**.

Dans le chapitre trois, On a présenté une étude théorique de la commande scalaire de la machine asynchrone, la méthode la plus répandue se trouvant dans la majorité des applications industrielle, et on a fait l'implémentation et la simulation du modèle Matlab / Simulink de la commande scalaire de la machine asynchrone.

Dans le dernier chapitre, une tentative de validation expérimentale des résultats de simulations obtenues dans les chapitres précédentes est faite avec l'implémentation pratique des algorithmes de Commande SVM et Commande Scalaire développées sur une carte d'acquisition réalisée pour la commande de l'ensemble moteur asynchrone - convertisseur de fréquence universel - génératrice.

CHAPITRE I :

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 - Introduction :

La représentation des processus physiques par les modèles mathématiques est une étape très importante dans l'asservissement des systèmes. En effet, afin d'élaborer une structure de commande, il est important d'établir un modèle mathématique qui représente fidèlement les caractéristiques du processus. L'objectif de ce chapitre est de donner un aperçu sur la modélisation des machines asynchrones triphasées sous forme d'équations d'état en vue de leur commande.

La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. [10]

De construction simple et peut coûteuse, mais sa commande est plus complexe que celle d'une machine à courant continu; il est donc difficile d'obtenir le découplage effectif des deux paramètres de commande que sont le flux magnétique et le couple mécanique. Il est donc nécessaire de développer un modèle plus simple. Le modèle mathématique de la machine asynchrone est un système à six équations différentielles, la résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique.

L'utilisation de la transformation de **PARK**, sous certaines hypothèses simplificatrices, permet de contourner cette difficulté. Elle permet une représentation biphasée équivalente de la machine triphasée ce qui réduit considérablement la complexité du modèle en vue de la commande.

I.2 - Description de la machine asynchrone triphasée : [10][22][25]

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif appelée aussi machine à induction. Elle comporte une partie fixe, dite stator, constituée par un empilage de tôles à faible taux de pertes, supportant des bobinages symétriques triphasés, alimentés en alternatif triphasé. La partie mobile, dite rotor, n'est pas alimentée, elle est en court circuit et peut être de deux types :

- Bobiné (à bagues) : muni d'un enroulement, généralement triphasé, connecté à des bagues isolées sur lesquelles frottent des ballais en charbon.
- À cage d'écureuil : formée d'un ensemble de barres conductrices reliées entre elles à chaque extrémité par des anneaux (généralement en cuivre).

La machine asynchrone est caractérisée par le fait que son rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ tournant dans l'entrefer. L'application adéquate d'une tension de pulsation ω_s aux enroulements statoriques d'une machine asynchrone, crée un champ magnétique statorique tournant. Ce champ induit dans le circuit fermé du rotor un champ magnétique rotorique tournant à une vitesse ω_r par rapport au rotor. Quand cette vitesse est additionnée à la vitesse électrique de rotation du rotor ω , on obtient selon la relation interne de la machine asynchrone, la pulsation statorique ω_s :

$$\omega + \omega_r = \omega_s \quad (\text{I.1})$$

Avec :

$$\omega = g \cdot \omega_s \quad (\text{I.2})$$

Le champ statorique tourne à la vitesse :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{I.3})$$

Où :

ω_s : Étant la pulsation du courant et de la tension statorique ($\omega_s = 2\pi \cdot fs$).

p : Le nombre de paires de pôles.

La vitesse mécanique du rotor est notée : Ω_r .

Le glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator est exprimé par le rapport :

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{I.4})$$

Dans le repère **rotorique**, toutes les grandeurs électriques ont une pulsation :

$$\omega_r = (1 - g) \cdot \omega_s \quad (\text{I.5})$$

Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est possible que lorsque la vitesse angulaire du champ tournant ω_s diffère de celle du rotor ω_r . De cette façon, nous pouvons dire que le fonctionnement d'une machine asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant.

I.3 - Hypothèses simplificatrices :

Modéliser consiste à mettre en équation les différents paramètres d'un système. A l'issue de cette opération on se trouve face au problème suivant : plus le modèle se rapproche de la réalité, plus il devient complexe et demande un moyen de calcul très important, par contre si le système est simplifié, les calculs deviennent faciles mais on s'éloigne de la réalité. Un choix judicieux consiste à idéaliser la machine et par conséquent garder les phénomènes les plus importants et négliger les phénomènes secondaires. Il est donc important que le modèle soit utilisable aussi bien en régime statique que régime dynamique. Pour ce faire nous devons avoir recours à des hypothèses simplificatrices sur lesquelles se basera notre étude. [9]

La machine asynchrone étant un système dynamique non linéaire, il est nécessaire de disposer d'un modèle représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électrique, électromagnétique et mécanique. Dans la littérature de la " Commande " le modèle de PARK est généralement choisi. En effet, c'est une solution qui tient compte des hypothèses simplificatrices intrinsèques au système. Nous nous plaçons dans le cas d'un système triphasé et symétrique dont la machine est à rotor bobiné, les hypothèses permettant de mettre en place le modèle de Park sont les suivantes [9] :

- La machine asynchrone est parfaitement symétrique ayant p paires de pôles.
- Les pertes dans le fer sont négligeables.
- La force magnétomotrice créée par chacune des phases du stator et du rotor est à répartition sinusoïdale.
- Les résistances des enroulements sont constantes.
- L'effet de peau est négligeable.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme en négligeant l'effet de l'encoche.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault peuvent être négligés et les circuits magnétiques sans pertes sont linéaires.
- L'inductance et l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques ne sont pas pris en compte.

Compte tenu des hypothèses précédentes, on peut citer les conséquences suivantes :

- L'additivité des flux.
- La constante des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.4 - Mise en équation de la Machine Asynchrone : [10][22]

La machine asynchrone est représentée schématiquement dans l'espace électrique par la figure (I.1). Elle est munie de six enroulements.

- Le stator de la machine est formé de trois enroulements (\vec{S}_a , \vec{S}_b , \vec{S}_c) fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Le rotor peut être modélisé par trois enroulements (\vec{R}_a , \vec{R}_b , \vec{R}_c) identiques décalés dans l'espace de 120° , ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

L'angle θ repère l'axe de la phase rotorique de référence \vec{R}_a par rapport à l'axe fixe de la phase statorique \vec{S}_a .

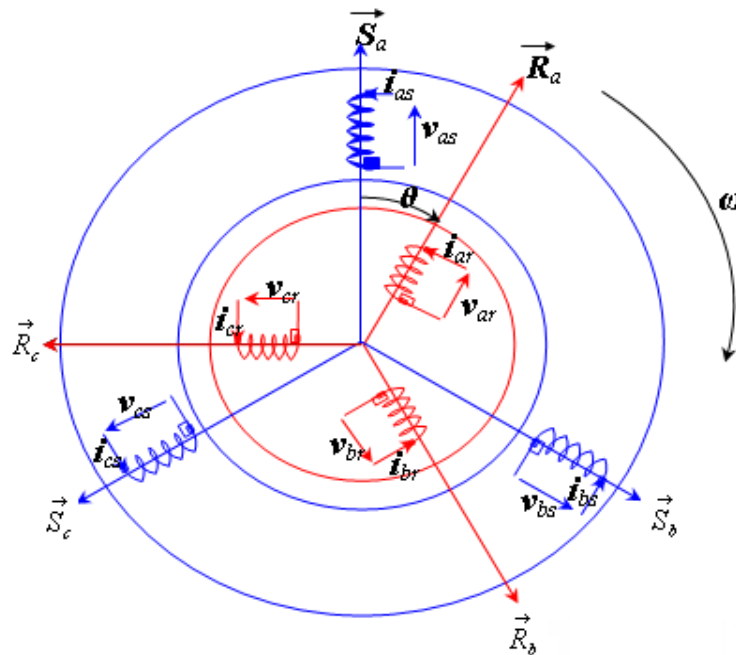


Figure (I.1) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée. [10]

I.4.1 - Équations électriques de la MAS :

Par application de la loi de Faraday à la machine asynchrone, la loi des mailles s'exprime par la relation : [8]

$$v = R i + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{I.6})$$

Les équations régissant le fonctionnement électrique de la machine asynchrone pour l'ensemble des phases statoriques, peuvent s'écrire :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Où :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (\text{I.8})$$

On déduit aussi pour l'ensemble des phases rotoriques que :

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Où :

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (\text{I.10})$$

I.4.2 - Équations magnétiques de la MAS :

Pour une alimentation triphasée, et en tenant compte des hypothèses citées précédemment, les flux dans un enroulement (du stator ou du rotor) sont créés par les courants qui circulent dans les différents enroulements (stator et rotor). Ces relations entre les flux et les courants sont linéaires. Elles sont exprimées sous formes matricielles comme suit :

$$\begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{rs} & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

Et :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^{-1} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

On obtient finalement le modèle asynchrone triphasé :

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \left(\frac{d}{dt} \right) \{ [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \} \\ [V_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + \left(\frac{d}{dt} \right) \{ [M_{rs}][i_{sabc}] + [L_r][i_{rabc}] \} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Où :

R_s : La résistance d'un enroulement réel du stator.

R_r : La résistance d'un enroulement réel du rotor.

L_s : L'inductance propre d'un enroulement réel du stator.

L_r : L'inductance propre d'un enroulement réel du rotor.

M_{sr} : L'inductance magnétisante.

I.4.3 - Équation mécanique de la MAS : [10]

L'équation la plus simple d'un mobile en rotation est de la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (I.14)$$

Où :

J : Moment d'inertie de l'ensemble des parties tournantes.

f : Coefficient de frottement visqueux.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

On obtient ainsi la vitesse en appliquant la transformée de Laplace :

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{Js + f} \quad (I.15)$$

Où : s représente la variable de Laplace, cette équation montre que le contrôle de la vitesse passe par le contrôle du couple.

I.5 - Modèle de PARK :

Le système d'équations du modèle de la machine asynchrone est fort complexe et non linéaire, car les matrices des inductances mutuelles de l'équation (I.11) contiennent des éléments non constants et les coefficients des équations (I.13) sont variables avec l'angle de rotation θ et la résolution analytique de ce système d'équations se heurte à des difficultés insurmontables particulièrement, lors de l'étude des phénomènes transitoires. Pour rendre les coefficients du système d'équations de ce modèle indépendants de θ , on a recours à la Transformation de **PARK** [8] [10].

On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste variable pour la machine réelle [9].

L'utilisation de la transformation de **Park**, permet de contourner dans un premier temps ces problèmes et d'obtenir un système d'équations à coefficients constants ce qui facilite sa résolution.

I.5.1 - Transformation de PARK :

Dans la Transformée de PARK, on définit une matrice unique de Transformation, qui assure l'invariance de la puissance instantanée, sous la forme suivante : [9] [13] [14]

$$[P(\psi)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\psi) & -\sin\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Et son inverse est définie par :

$$[P(\psi)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Cette dernière permet en général, le retour du système biphasé (**d**, **q**) vers le système triphasé initial (**a**, **b**, **c**) quelques soient les grandeurs électriques ou électromagnétiques (flux, courant et tension). On désigne par "**d**" l'axe direct et "**q**" l'axe en quadrature.

Deux transformations sont définies à partir de la matrice de **PARK**, dans laquelle l'angle ψ est remplacé par θ_s pour les grandeurs statoriques et par θ_r pour celles du rotor, on les note respectivement : $[P(\theta_s)]$ et $[P(\theta_r)]$.

ψ : étant l'angle électrique entre l'axe **d** et l'axe **a** de la phase statorique ou rotorique (figure I.2)

La figure (I.2) permet de définir le repère de **PARK** et les diverses phases ainsi que les relations spatiales qui les relient.

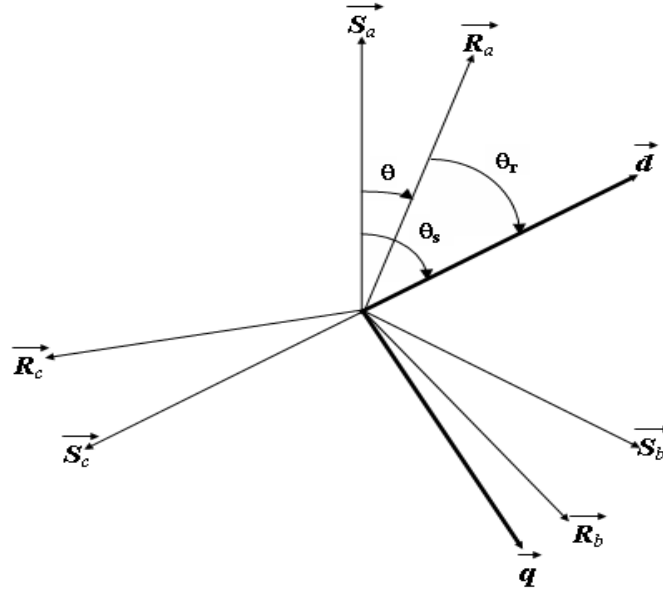


Figure (I.2) : Repérage angulaire des systèmes d'axes fictifs de la machine.

On désigne par :

θ_s : l'angle électrique (\vec{S}_a, \vec{q}) .

θ_r : l'angle électrique (\vec{R}_a, \vec{d}) .

On remarque sur la figure que θ_s et θ_r sont liés naturellement à θ par la relation rigide :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (\text{I.18})$$

Et par suite :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{I.19})$$

La transformation des grandeurs statoriques est définie par :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} v_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{abc} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{abc} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \phi_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{abc} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Où :

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

La transformation des grandeurs rotoriques s'obtient en remplaçant l'indice (s) par l'indice (r).

I.5.2 - Choix du référentiel :

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axe (d, q), l'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide des composantes de Park nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques.

Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes (d, q). En pratique, le choix se fait en fonction des objectifs de l'application :

- 1) **Repère lié au stator** ($\theta_s = 0$) : étude des grandeurs rotoriques (*repère fixe* (α, β)).
- 2) **Repère lié au rotor** ($\theta_r = 0$) : étude des grandeurs statoriques (*repère tournant* (d, q)).
- 3) **Repère lié au champ tournant** : étude de la commande (*repère tournant* (d, q)).

La conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite le choix "3", et les modèles d'action dépendant de la position du repère par rapport aux divers axes du flux. [9]

- Dans un référentiel lié au champ tournant :

Ce référentiel est noté (d, q), il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad (\text{I.22})$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \omega = p \Omega \quad (\text{I.23})$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_g \quad (\text{I.24})$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régimes permanent, il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

I.6 - Modèle de la MAS alimenté en tension dans le repère (d, q) :

La transformation de **Park** consiste à remplacer les trois phases statoriques et rotoriques par un système diphasé d'axe d et q . Une matrice $\mathbf{P}(\theta)$ de Park permet le passage des composantes X_{abc} du système triphasé aux composantes $X_{d,q}$ tournant à une vitesse qui dépend des grandeurs statoriques ou rotoriques soit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = [P(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

La figure (I.3) représente le schéma d'une machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente issue de la transformation de **Park**.

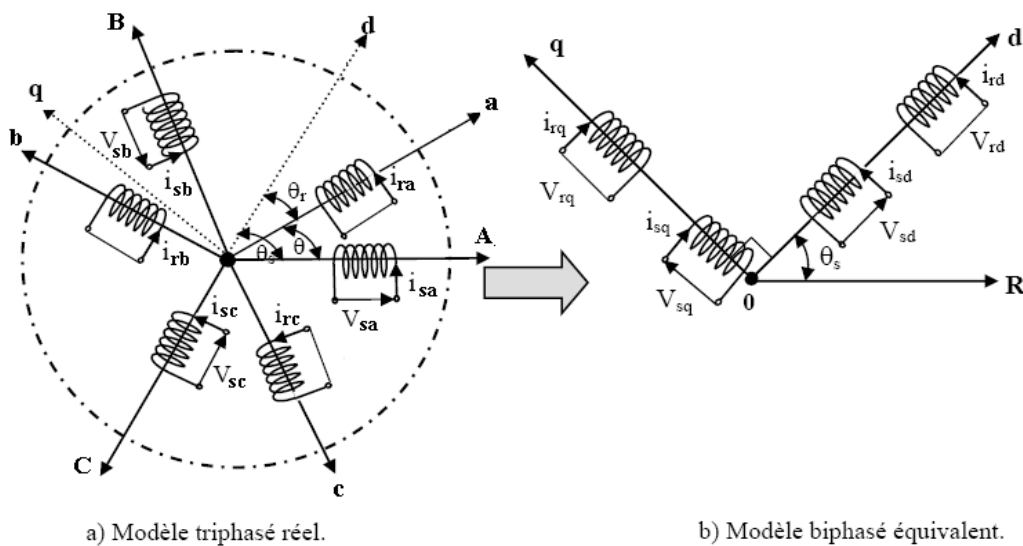


Figure (I.3) : Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente.

Avec : θ_s : l'angle entre l'axe direct et l'axe statorique.

θ_r : l'angle entre l'axe direct et l'axe rotorique

θ : l'angle entre l'axe de référence statorique et rotorique.

Donc, pour obtenir un système d'équations à coefficients constant, on transforme les trois phases d'axes fixes **A**, **B** et **C** du stator comme il est indiqué sur la figure (I.3) en enroulement équivalent formé de deux bobinages d'axes en quadratures (**d**, **q**) tournent à la vitesse angulaire :

$$\omega_s = \frac{d}{dt} \theta_s \quad (\text{I.26})$$

De même, pour le rotor aux enroulements **a**, **b** et **c**, on substitue (**d**, **q**) tourne à la vitesse :

$$\omega_r = \frac{d}{dt} \theta_r \quad (\text{I.27})$$

Par rapport au rotor dont la vitesse est : ω .

I.6.1 - Equations électriques des tensions dans le repère (**d**, **q**) : [11]

La substitution des enroulements fictifs **S_d**, **S_q**, **R_d** et **R_q** aux enroulements triphasés permet l'écriture des équations suivantes [8] :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

I.6.2 - Equations magnétiques des flux dans le repère (**d**, **q**) :

En appliquant la transformation de **PARK** aux équations de flux et de courant, on trouve les relations électromagnétiques de la machine généralisée de **KRON**, soit :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

En sachant que : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion.

On peut écrire :

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

La machine biphasée sera représentée dans l'espace électrique par la figure (I.4) :

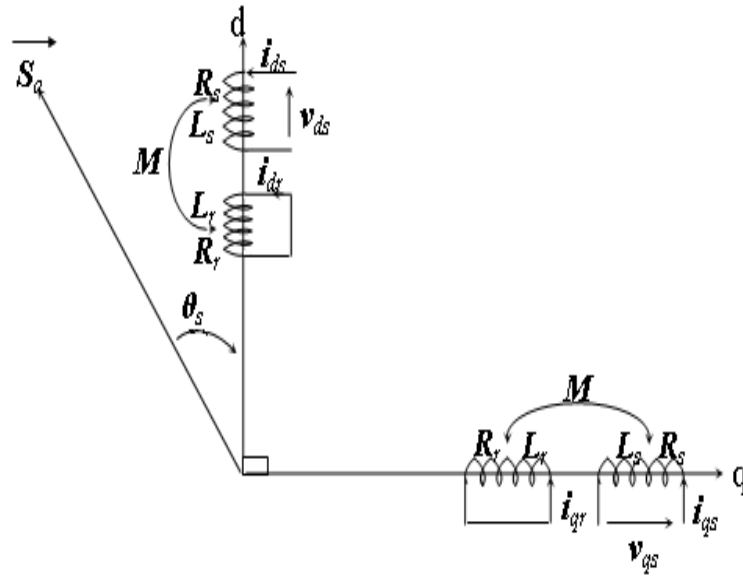


Figure (I.4) : Représentation des enroulements fictifs d'axes " d " et " q ".

En développant les équations des flux en fonction des courants (I.29) dans les équations des tensions (I.28), on obtient le **modèle d'état** de la MAS alimentée en tension dans le **repère d'axe** (d, q) : [9]

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_{sd} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot i_{sd} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \phi_{rd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \cdot \phi_{rq} + V_{sd} \right] \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[- \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} - \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) i_{sq} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \cdot \phi_{rd} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \phi_{rq} + V_{sq} \right] \\ \frac{d}{dt} \phi_{rd} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \phi_{rq} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \omega = \frac{P_s \cdot L_m}{L_r \cdot J} (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}) - \frac{F}{J} \omega - \frac{P}{J} C_r \end{array} \right. \quad (I.31)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r} \quad L_m = M = \frac{2}{3} M_{sr}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

I.7 - Modèle de la MAS dans le repère (α, β) : [9] [12]

Pour cette étude, nous choisissons un repère (d, q) lié au stator ou (α, β) . Donc, on prend en considération :

$$\omega_s = 0 \quad \text{et} \quad \omega_r = -\omega$$

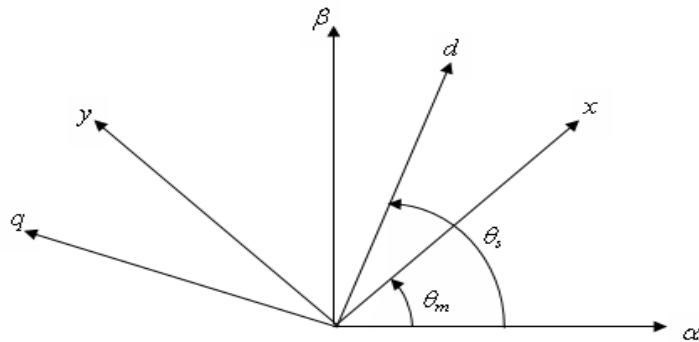


Figure (I.4) : Représentation des différents référentiels.

Le repère (α, β) est toujours fixe par rapport au repère triphasé $(1, 2, 3)$ (Figure I.5) ; par contre, le repère (d, q) est mobile. Il forme avec le repère fixe un angle qui est appelé l'angle de transformation de Park ou angle de Park.

Dans notre cas pour le passage du repère triphasé $(1, 2, 3)$ au repère (α, β) , on pose pour les grandeurs du stator $\psi = 0$ et $\psi = \theta$ pour les grandeurs du rotor. Ainsi, dans le repère (α, β) lié au stator, le passage de la représentation triphasée des grandeurs électromagnétiques du moteur asynchrone vers la représentation diphasée correspondante est donnée par : [13]

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} &= P(0) \cdot [V_s]_{123} \quad , \quad \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = P(0) \cdot [I_s]_{123} \quad , \quad \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} = P(0) \cdot [\varphi_s]_{123} \\ \begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} &= P(\theta) \cdot [V_r]_{123} \quad , \quad \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} = P(\theta) \cdot [I_r]_{123} \quad , \quad \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} = P(\theta) \cdot [\varphi_r]_{123} \end{aligned}$$

(I.32)

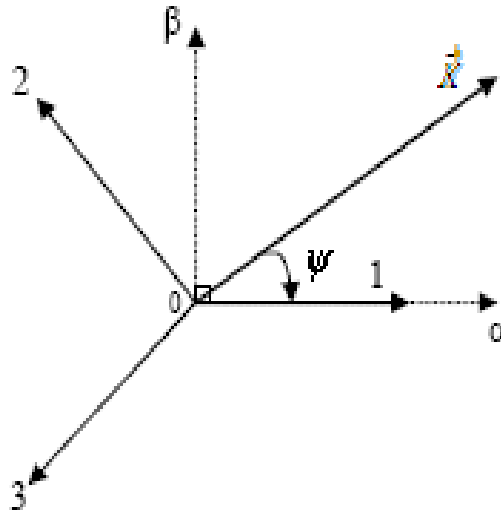


Figure (I.5) : Passage du repère triphasé $(1, 2, 3)$ au repère (α, β) .

Où :

ψ : représente l'angle de la transformation (figure I.5). Ce dernier dépend du repère choisi et de la position de la grandeur physique considérée (au stator ou au rotor).

I.7.1 - Equations des tensions et des flux dans le repère (α, β) :

L'application de la transformation de **Park** aux équations triphasées des tensions et des flux du moteur asynchrone (I.7)...(I.11) conduit à :

I.7.1.1 - Equations des tensions statoriques et rotoriques dans le repère (α, β) :

$$V_{s\alpha} = R_s \cdot I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\alpha} \quad (\text{I.33})$$

$$V_{s\beta} = R_s \cdot I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\beta} \quad (\text{I.34})$$

$$V_{r\alpha} = R_r \cdot I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} + p\omega \cdot \varphi_{r\beta} = 0 \quad (\text{I.35})$$

$$V_{r\beta} = R_r \cdot I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} - p\omega \cdot \varphi_{r\alpha} = 0 \quad (\text{I.36})$$

Où :

ω : Correspond à la pulsation mécanique (Ω).

p : Le nombre de paire de pôles de la machine.

I.7.1.2 - Equations des flux statoriques et rotoriques dans le repère (α, β) :

$$\varphi_{s\alpha} = L_s \cdot I_{s\alpha} + M \cdot I_{r\alpha} \quad (\text{I.37})$$

$$\varphi_{s\beta} = L_s \cdot I_{s\beta} + M \cdot I_{r\beta} \quad (\text{I.38})$$

$$\varphi_{r\alpha} = L_r \cdot I_{r\alpha} + M \cdot I_{s\alpha} \quad (\text{I.39})$$

$$\varphi_{r\beta} = L_r \cdot I_{r\beta} + M \cdot I_{s\beta} \quad (\text{I.40})$$

I.7.2 - Représentation d'état Finale du MAS dans le repère (α, β) : [AII]

La représentation d'état finale du moteur asynchrone sous forme matricielle est donnée par :

$$\frac{dX}{dt} = AX + Bu$$

Où :

X : Vecteur d'état.

u : Vecteur d'entrée.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{(1-\sigma)}{T_r L_m \sigma} & \frac{(1-\sigma)}{L_m \sigma} p\omega \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & -\frac{(1-\sigma)}{L_m \sigma} p\omega & \frac{(1-\sigma)}{T_r L_m \sigma} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -p\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & p\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.41})$$

Où : ω : Correspond à la pulsation mécanique (Ω).

p : Le nombre de paire de pôles de la machine.

σ : Le Coefficient de dispersion.

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

I.8 - Équation du couple : [10]

L'expression du couple s'écrit :

$$C_{em} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} (\phi_{\alpha r} \phi_{\beta s} - \phi_{\alpha s} \phi_{\beta r}) \quad (\text{I.42})$$

On peut exprimer l'équation du couple par d'autres formes :

$$C_{em} = pM (i_{\alpha r} i_{\beta s} - i_{\alpha s} i_{\beta r}) \quad (I.45)$$

$$C_{em} = p(\phi_{\alpha s} i_{\beta s} - \phi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (I.46)$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (\phi_{\beta s} i_{\alpha r} - \phi_{\alpha s} i_{\beta r}) \quad (I.47)$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{\alpha r} i_{\beta s} - \phi_{\beta r} i_{\alpha s}) \quad (I.48)$$

I.9 - Simulation numérique du modèle dynamique de la machine asynchrone :

Après avoir réalisé le modèle dynamique de la machine asynchrone, une simulation de ce modèle est nécessaire afin d'étudier les performances dynamiques de cette machine.

Nous avons simulé le modèle de la machine asynchrone par le logiciel Simulink de Matlab, voir figure (I.6).

Les résultats de simulation sont présentés sur la figure (I.7). Ceci montre les variations des grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension avec les hypothèses simplificatrices précédentes.

Lors du démarrage à vide de la machine asynchrone, on constate un bref mais important appel de courant atteignant presque 7 fois le courant nominal. Ceci se répercute évidemment sur le couple électromagnétique produit par la machine qui se présente sous forme d'une courbe oscillatoire amortie prenant une valeur moyenne de 7.2 N.m et une valeur maximale de 14.8 N.m en régime transitoire, et une valeur constante presque nulle en régime permanent. Les oscillations du couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 1483 tr/min.

L'application de la charge sur l'arbre du moteur égale 6.7 N.m à l'instant $t = 1s$, le moteur répond à cette perturbation par un couple électromagnétique important.

D'après les résultats de simulations obtenues, on peut constater que le couplage complexe entre le flux magnétique et le couple électromagnétique ne permet pas de maintenir la vitesse en boucle ouverte constante suite à une variation de charge. Il est indispensable de découpler les deux grandeurs afin de maintenir une vitesse et un couple de sortie constant.

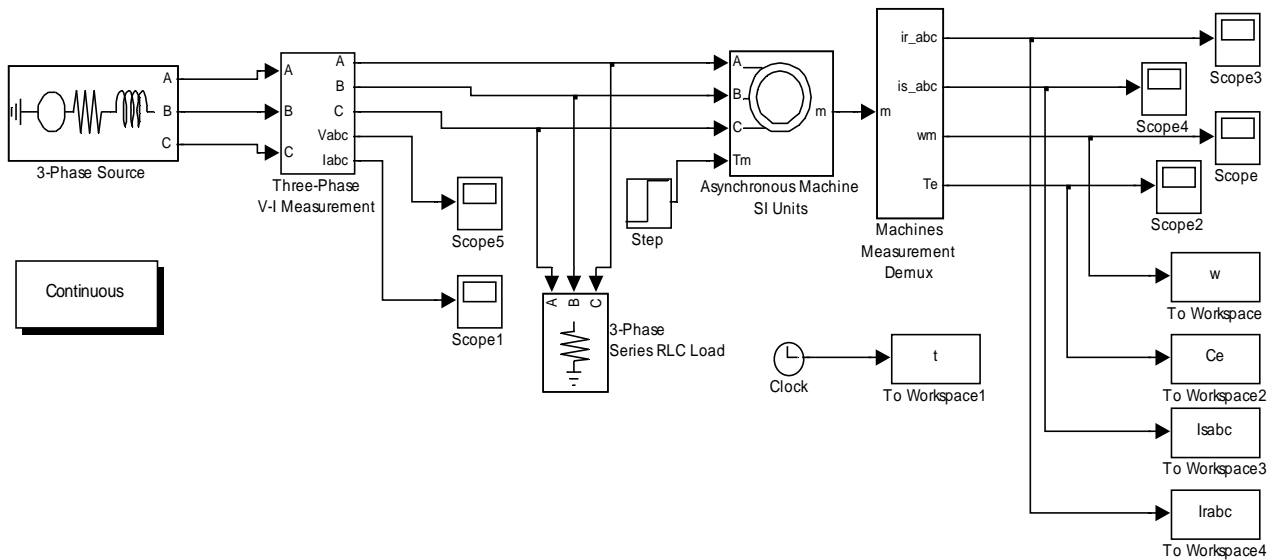


Figure (I.6) : Modèle Simulink de la Machine Asynchrone.

Les paramètres de simulation :

Nombre paire des pôles :	$p = 2$.
Fréquence nominale :	$F_n = 50 \text{ Hz}$.
Tension nominale :	$V_n = 220 \text{ V} / 380 \text{ V}$.
Vitesse nominale	$N = 1500 \text{ tr/min}$.
Résistance statorique :	$R_s = 7 \Omega$.
Résistance rotorique :	$R_r = 3.5531 \Omega$.
Inductance statorique :	$L_s = 0.2786 \text{ H}$.
Inductance rotorique :	$L_r = 0.2786 \text{ H}$.
Inductance Mutuelle :	$L_m = 0.2705 \text{ H}$.
Moment d'Inertie :	$J = 0.0036 \text{ kg.m}^2$.
Coefficient de Frottement :	$C_f = 0.0017 \text{ kg.m}^2/\text{s}$.

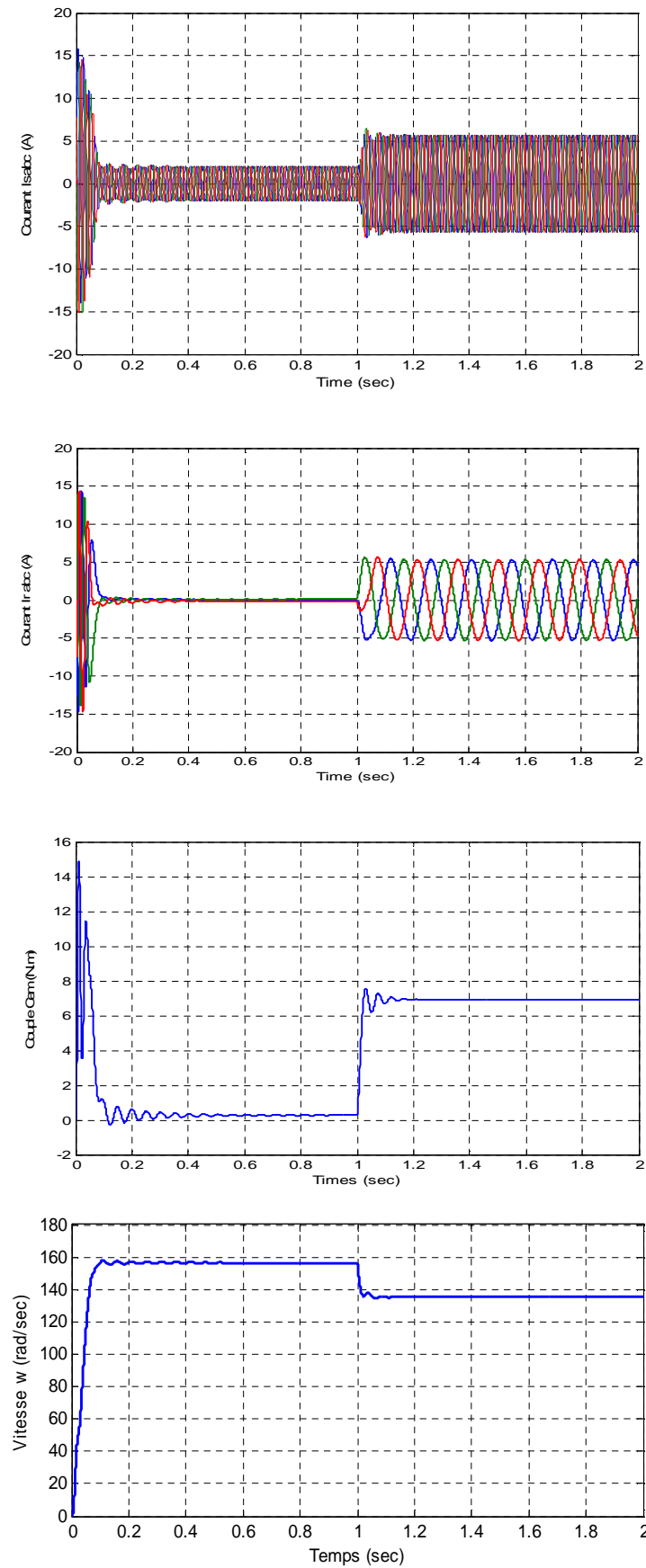


Figure (I.7) : Simulation du modèle de la Machine Asynchrone par le logiciel Matlab / Simulink.

I.10 - Conclusion :

À travers ce chapitre, nous avons pu établir un modèle mathématique simple de la machine asynchrone permettant la détermination de ses différentes performances lors de son démarrage.

CHAPITRE II :

MODELISATION DE L'ONDULEUR

DE TENSION TRIPHASE A DEUX NIVEAUX

II.1 - Introduction :

Le développement rapide des algorithmes de commande très performants des machines électriques à courant alternatif impose des moyens de réglage tout aussi performants des tensions et de la fréquence d'alimentation de ces machines. Afin de générer une tension d'alimentation la plus sinusoïdale que possible, différentes stratégies de commande ont été proposées pour les onduleurs multi-niveaux basée sur la stratégie de commande de l'onduleur à deux niveaux.

Un onduleur est un dispositif permettant de transformer en alternatif une énergie électrique de type continue. On obtient une tension alternative aux bornes de la charge en inversant périodiquement le branchement de la source de tension continue aux bornes de la charge grâce aux interrupteurs électroniques, il est donc possible de produire à la sortie du convertisseur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance selon la commande imposée. [1] [3]

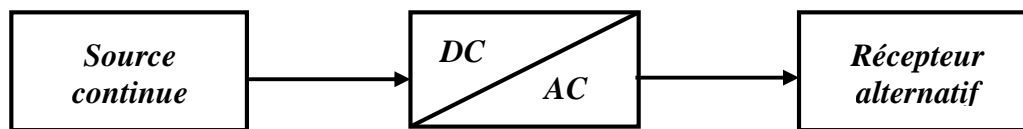


Figure (II.1) : Synoptique d'une conversion continue-alternative.

II.2 - Les Différents types d'Onduleurs :

On distingue les onduleurs de tension et les onduleurs de courant, en fonction de la source d'entrée continue : source de tension ou source de courant. La technologie des onduleurs de tension est la plus maîtrisée, elle est présentée dans la plupart des systèmes industriels, dans toutes les gammes de puissance (quelques Watts à plusieurs MW). Les onduleurs sont utilisés en électrotechnique pour :

- Soit fournir des tensions ou courants alternatifs de fréquence et d'amplitude variables.

Ex : C'est le cas des onduleurs servant à alimenter des moteurs à courant alternatif devant tourner à vitesse variable par exemple (la vitesse est liée à la fréquence des courants qui traversent la machine).

- Soit fournir une ou des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude fixes.

Ex : C'est le cas en particulier des 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. [5]

II.3 - Modélisation de l'Onduleur de tension triphasé :

Le fonctionnement de l'onduleur obéit à un séquençement de 180° de conduction par interrupteur d'un même bras. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la charge une fois les interrupteurs sont ouverts. Il est à noter qu'un temps de retard doit exister pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continu. [6]

Pour la modélisation de l'onduleur, on considère un fonctionnement idéalisé :

- Interrupteurs parfaits : La commutation des interrupteurs est instantanée et sans pertes. (La chute de tension dans les interrupteurs est considérée nulle en conduction).
- Sources parfaites : La tension aux bornes du dipôle continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande, les grandeurs électriques de la partie alternative et les grandeurs électriques de la partie continue de l'onduleur. [7][24][26]

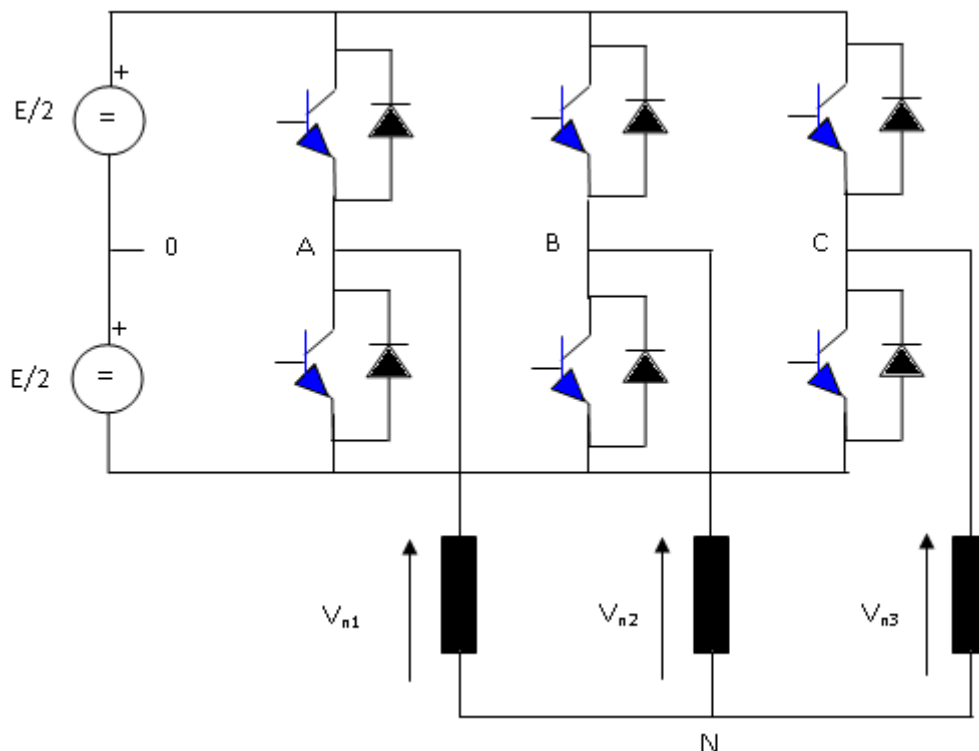


Figure (II.2) : Onduleur de tension triphasé simplifié.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande Si ($i = a, b, c$) :

- $Si = 1$: le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- $Si = 0$: le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions de phases V_{iN} ($i = a, b, c$) en fonction des signaux de commande Si :

$$V_{iN} = SiE - \frac{E}{2} \quad (\text{II.1})$$

Les trois tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif "o" (Figure 2) :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} + V_{0b} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} + V_{0c} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} + V_{0a} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Soit : N le point neutre du coté alternatif (la charge), alors on a :

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

La substitution de (II.2) dans (II.3) nous donne :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.4})$$

En remplaçant (II.4) dans (II.3) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Avec : V_{ao} , V_{bo} , V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), et V_{an} , V_{bn} , V_{cn} sont les tensions simple de sortie de l'onduleur ; par conséquent, l'onduleur est modélisé par la matrice du transfert T donnée par :

$$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

II.4 - Paramètres de performances de l'Onduleur de tension triphasé [1]:

II.4.1 - Qualité du signal de sortie :

Le spectre d'un signal rectangulaire inclut une onde fondamentale et des harmoniques d'amplitude plus ou moins importante et on cherche à diminuer le plus possible, l'amplitude des harmoniques de rang faible car :

- Les harmoniques de rang élevés sont faciles à filtrer.
- Sur une charge inductive, ce sont les harmoniques de rang faibles qui génèrent les courants les plus importants.

II.4.2 - Facteur de distorsion harmonique (THD) :

Ce facteur nous donne une idée qualitative sur la similitude de forme d'onde réelle avec sa composante fondamentale. Il est donné comme suit par l'expression suivante :

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{V_L^2 - V_{L_1}^2}}{V_{L_1}} \quad (\text{II.7})$$

Avec : V_L : Valeur efficace de la tension de sortie.

V_{L_1} : Valeur efficace du fondamentale.

II.4.3 - Facteur courant harmonique (HCF) :

Ce facteur est principalement consacré aux commandes de moteur où la charge est fortement inductive et filtrera dehors les harmoniques de tension.

$$\text{HCF} (\%) = \frac{100}{C(1)} \times \sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} \left[\frac{C(n)}{n} \right]^2} \quad (\text{II.8})$$

Avec : $C(n)$: le coefficient de $n^{\text{ème}}$ harmoniques.

II.4.4 - Facteur de distorsion (DF^2) : [17] [1]

Le **DF** indique le taux d'harmonique qui reste dans une forme d'onde après que les harmoniques de cette dernière soient sujets à une atténuation du 2^{ème} ordre. Donc, le **DF** est la mesure de l'efficacité de la réduction des harmoniques indésirables sans avoir à spécifier les valeurs des paramètres du filtre du 2^{ème} ordre de la charge. Il est défini par l'équation suivante :

$$DF^2 = \frac{100}{V_L} \times \sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} \left[\frac{V_n}{n^2} \right]^2} \quad (\text{II.9})$$

II.5 - Commande de l'Onduleur de tension triphasé :

Pour découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir sur la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie.

Parmi les différents types de commande, il existe :

II.5.1 - Commande Pleine Onde (dite 180°) :

Elle est caractérisée par le fait que les interrupteurs d'un même bras sont complémentaires et que les interrupteurs de deux bras consécutifs ne sont pas fermés en même temps sur un élément de la charge, une telle commande, génère un très grand nombre d'harmoniques de tension et de courant ce qui augmente la complexité et le coût des filtres.

Une solution au problème consiste à développer des nouvelles techniques de commande c'est le cas de la technique de **MLI** (modulation de largeur d'impulsion).

II.5.2 - Commande à Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI) :

La **MLI** (modulation de largeur d'impulsion) est la stratégie, la plus souvent adoptée, pour la commande rapprochée des interrupteurs des convertisseurs statiques. Le principe de cette technique consiste à contrôler l'amplitude du fondamentale, tout en éliminant certaines harmoniques, en introduisant des commutations supplémentaires à fréquence élevée et de transformer ainsi la tension en une suite de créneaux d'amplitude fixe et de largeur variable.

La commande par **MLI** présente deux principaux avantages :

- Repousser les harmoniques de tension de sortie vers les fréquences élevée ce qui facilite le filtrage.
- Permettre la variation de la valeur de la fondamentale de la tension de sortie.

On peut classer les **MLI** selon le mode d'obtention des angles de commutations, et distinguer les modulations analogiques et les modulations numériques :

- La première technique : faite appelle à une porteuse et une modulante de forme sinusoïdale, triangulaire ...etc. Les angles résultent directement de la comparaison entre l'onde modulante (généralement une sinusoïde ayant la fréquence de la fondamentale) et une porteuse (généralement triangulaire a une fréquence plus élevée).
- Tandis que la deuxième technique : ne nécessite pas explicitement de générer la porteuse et la modulante, en effet, le jeu de conduction des interrupteurs est réalisé numériquement par un programme en temps réel implémenté et géré par un Microprocesseur.

Parmi les variantes de la **MLI numérique** la plus-en-vue ces derniers temps, essentiellement dans la conduite des machines à courant alternatif, la commande communément appelée en Anglais **SVM** (**Space Vector Modulation**) ou **Modulation Vectorielle Spatiale**.

L'intérêt de ce type de modulation est qu'elle peut être facilement implantée sur un Microcontrôleur ou **DSP** et elle offre l'avantage de permettre un traitement entièrement numérique. Toutefois, comme tous les types de modulation, la qualité de celle-ci réside dans la possibilité d'obtenir une fréquence élevée de modulation, c'est-à-dire d'avoir un nombre élevé d'intervalles **T_e** par période [4][3].

Le principal intérêt de ce type de modulation est de s'insérer naturellement dans un organe de contrôle fonctionnant dans un repère diphasé, comme c'est le cas dans la plupart des commandes modernes des machines alternatives [4].

II.5.3 - Commande MLI à échantillonnage naturel [1] [5] :

On crée deux signaux :

- Un signal sinusoïdal d'amplitude et de fréquence variable appelée « référence » V_m .
- Un signal triangulaire de fréquence très élevée appelée « porteuse » V_p .

Ces deux signaux sont comparés. Le résultat de la comparaison sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de circuit de puissance.

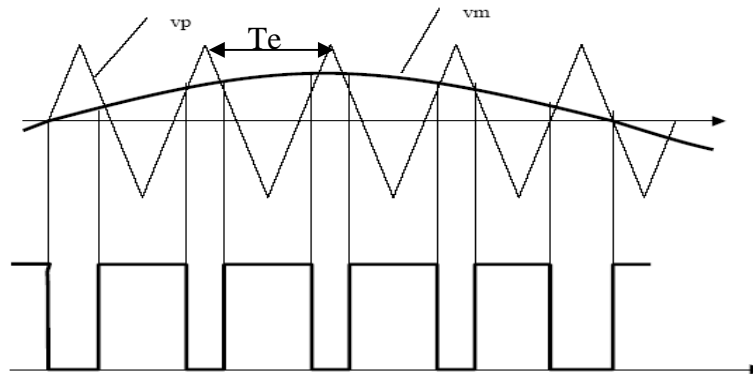


Figure (II.3) : les créneaux de sortie du comparateur.

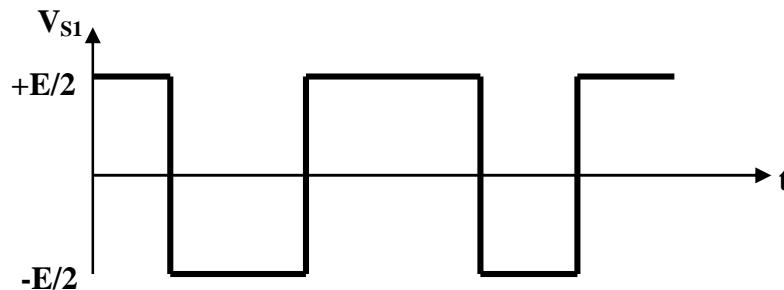


Figure (II.4) : la tension de sortie. [17]

II.5.3.1 - Caractéristiques de la modulation MLI : [17]

Les paramètres essentiels de la **MLI** sont :

- L'indice de modulation :

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (\text{II.10})$$

D'où f_p : la fréquence de modulation (porteuse).

f_m : la fréquence des fondamentaux des grandeurs de sortie de l'onduleur.

- Le coefficient de réglage :

$$r = \frac{\text{valeur crête du fondamental de la tension de charge désirée}}{\text{Amplitude des créneaux de la tension de sortie}}$$

L'augmentation de m_f rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilite le filtrage. Mais, m_f est limité par les temps des commutations des interrupteurs du convertisseur et donc par la largeur minimale des impulsions.

II.5.3.2 - Fondamental et déchet de tension :

Si m est assez grand (>6), le fondamental de la tension de sortie est pratiquement égal à :

$$E_1' = \frac{1}{\sqrt{2}} r \frac{E}{2} \quad (\text{II.11})$$

E_1' : la valeur efficace du fondamentale de la tension de sortie.

Par action sur r , on peut théoriquement faire croître l'amplitude du fondamentale de zéro jusqu'à un maximum correspondant à l'annulation de certains créneaux de la tension de sortie.

II.5.4 - Commande à MLI calculée [1][2][3][6]:

II.5.4.1 - Principe :

Cette technique de MLI consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs de manière à reprendre à certains critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde résultante. Ces séquences sont alors mémorisées et restituées cycliquement pour assurer la commande des interrupteurs. Les critères usuellement retenus sont :

- Elimination d'harmonique de rang spécifiée.
- Elimination d'harmonique dans une bande de fréquence spécifiée.

II.5.4.2 - Décomposition en série de Fourier d'un signal MLI bipolaire :

Généralement, on utilise une onde qui présente une symétrie par rapport au quart de période puis, déduire les autres angles par symétrie. La figure (II.5), nous montre après décomposition en série de Fourier d'un signal **MLI bipolaire symétrique** par rapport au quart de période et antisymétrique par rapport à la demi période. L'existence d'harmoniques d'ordre impaires.

Les angles de commutations $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ nous permettent, en les contrôlant, d'éliminer les trois harmoniques et de contrôler le fondamentale.

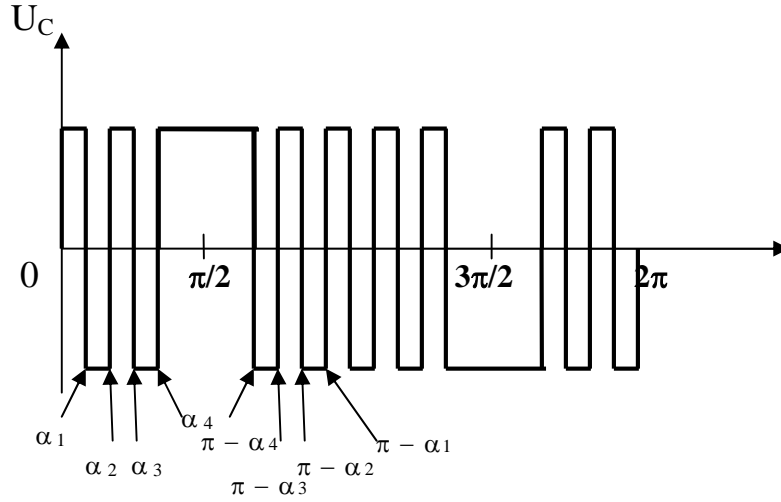


Figure (II.5) : Signal MLI bipolaire.

La transformée de Fourier d'un signal alternatif périodique est donnée par :

$$U(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t) \quad (\text{II.12})$$

Avec :

$$a_n = \int_{-T/2}^{T/2} U(t) \cos(n\omega t) d\omega t$$

$$b_n = \int_{-T/2}^{T/2} U(t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (\text{II.13})$$

Pour un signal périodique avec une symétrie sur le quart de période et une antisymétrie sur la demi-période, on a :

$$a_n = 0$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{T/2} U(t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (\text{II.14})$$

Si : on suppose que le signal $U(t)$ à une amplitude E égale $+I$ alors, b_n sera égale à :

$$b_n = \left[\int_0^{\alpha_1} (+1) \sin(n\omega t) d\omega t + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (-1) \sin(n\omega t) d\omega t + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} (+1) \sin(n\omega t) d\omega t + \dots \right. \\ \left. + \int_{\alpha_{k-1}}^{\alpha_k} (-1)^{k-1} \sin(n\omega t) d\omega t + \int_{\alpha_k}^{\pi/2} (-1)^k \sin(n\omega t) d\omega t \right] \quad (\text{II.15})$$

Et en utilisant l'expression suivante :

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin(n\omega t) dt = 1/n(\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2)) \quad (\text{II.16})$$

Les premiers de derniers termes deviennent :

$$\int_0^{\alpha_1} (+1)\sin(n\omega t) dt = 1/n(1 - \cos(n\alpha_1)) \quad (\text{II.17})$$

Et

$$\int_{\alpha_k}^{\pi/2} (-1)^k \sin(n\omega t) dt = 1/n(\cos(n\alpha_k) - (-1)^k) \quad (\text{II.18})$$

En intégrant les autres termes de l'équation (II.15) et en substituant les équations (II.17) et (II.18), on aura :

$$b_n = \frac{4}{n\pi} [1 + 2(-\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) - \cos(n\alpha_3) + \dots (-1)^k \cos(n\alpha_k))] \quad (\text{II.19})$$

$$b_n = \frac{4}{n\pi} [1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos(n\alpha_k)] \quad (\text{II.20})$$

L'équation (II.19) contient K équation à K inconnues, la fondamentale peut être contrôlé et (k-1) harmoniques peuvent être éliminés.

Nous avons donc :

$$U(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{4}{n\pi} (1 + 2 \sum_{i=1}^k (-1)^i \cos(n\alpha_i)) \sin(n\omega t) \right] \quad (\text{II.21})$$

Sachant que la valeur efficace est donnée par :

$$U_1 = \frac{b_1}{\sqrt{2}}, U_3 = \frac{b_3}{\sqrt{2}}, \dots, U_n = \frac{b_n}{\sqrt{2}} \quad (\text{II.22})$$

D'après les équations précédentes, on obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} U_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} [1 - 2\cos(\alpha_1) + 2\cos(\alpha_2) - 2\cos(\alpha_3) + 2\cos(\alpha_4) - \dots (-1)^k 2\cos(\alpha_k)] \\ U_3 = \frac{2\sqrt{2}}{3\pi} [1 - 2\cos(3\alpha_1) + 2\cos(3\alpha_2) - 2\cos(3\alpha_3) + 2\cos(3\alpha_4) - \dots (-1)^k 2\cos(3\alpha_k)] \\ \vdots \\ U_n = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} [1 - 2\cos(n\alpha_1) + 2\cos(n\alpha_2) - 2\cos(n\alpha_3) + 2\cos(n\alpha_4) - \dots (-1)^k 2\cos(n\alpha_k)] \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Pour la commande pleine onde, le fondamentale pour un montage en pont a pour valeur efficace :

$$U_{10} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E \quad (\text{II.24})$$

En substituant les équation (II.22) et (II.23) dans la système ci-dessus et en comparant la valeur efficace de la sortie obtenue avec la M.L.I. à celle de la commande à pleine onde, puis en représentant par P le rapport du fondamentale de la commande à pleine onde, la solution recherchée est celle qui doit vérifier la condition suivante :

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \pi/2$$

Pour l'élimination de (k-1) harmoniques, on doit résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{aligned} \frac{U_1}{2U_{10}} &= \left[\frac{1}{2} - \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4) - \dots \pm \cos(\alpha_k) \right] \\ 0 &= \left[\frac{1}{2} - \cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2) - \cos(3\alpha_3) + \cos(3\alpha_4) - \dots \pm \cos(3\alpha_k) \right] \\ &\vdots \\ 0 &= \left[1 - \cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) - \cos(n\alpha_3) + \cos(n\alpha_4) - \dots + \cos(n\alpha_k) \right] \end{aligned} \quad (\text{II.25})$$

La résolution de ce système est possible avec l'application de l'une des méthodes itératives telles que celle de **Newton-RAPHSON**.

II.5.4.3 - La Méthode de Newton-RAPHSON : [1][17]

II.5.4.3.1 - Principe :

On recherche la valeur X^* qui annule la fonction F . La méthode de NEWTON-RAPHSON permet de rapprocher la valeur X^* au moyen de la relation suivante :

$$X_{K-1} = X_K - F(X_K) / F'(X_K) \quad (\text{II.26})$$

Le choix des conditions initiales reste toujours une tâche délicate du fait que le système est non linéaire.

II.5.4.3.2 - Application de la méthode : [1][17]

Pour un système triphasé, les harmoniques de rang trois ou multiple de trois disparaissent. On calcule les k angles de façon à annuler les $(k-1)$ premiers harmoniques impairs autre que ceux de rang trois ou multiple de trois. Le choix pour notre application est d'éliminer seulement les trois premiers (5,7 et 11). Ainsi notre système ci-dessous sera constitué de quatre équations à quatre variables.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{p}{2} = \frac{U_1}{2U_{10}} = \left[\frac{1}{2} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4) \right] \\ 0 = \left[\frac{1}{2} \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) - \cos(5\alpha_3) + \cos(5\alpha_4) \right] \\ 0 = \left[\frac{1}{2} \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) - \cos(7\alpha_3) + \cos(7\alpha_4) \right] \\ 0 = \left[\frac{1}{2} \cos(11\alpha_1) + \cos(11\alpha_2) - \cos(11\alpha_3) + \cos(11\alpha_4) \right] \end{array} \right. \quad (II.27)$$

Suite à la résolution du système, on obtient les résultats présentés dans le tableau suivant :

$P = U_1 / U_{10}$	α_1	α_2	α_3	α_4
0.1	20.9584	38.6043	61.1352	79.3324
0.2	21.8448	37.1335	62.3461	78.7498
0.4	23.1949	33.7179	65.1106	77.9797
0.7	19.8603	24.3789	70.9260	78.0840
0.8	16.0218	20.3015	73.5546	78.0898
0.9	11.3507	16.2643	79.8117	81.5269

Tableau (1.1) : Calcul des angles par la méthode de Newton Raphson.

II.5.5 - Commande à Modulation Vectorielle SVM :

L'objectif de la modulation vectorielle est la détermination des portions de temps (durée de commutation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant une période d'échantillonnage T_e . Elle sera étudiée sur un onduleur triphasé.

En voici les principes fondamentaux de la **SVM** [2,3] :

- Les tensions de référence V_{ref} sont les tensions simples désirées.
- Les tensions de référence sont échantillonnées à intervalle régulier T_e .
- Chacun des bras de l'onduleur va réaliser une impulsion de tension dont la largeur est calculée de telle sorte que les valeurs moyennes des tensions simples aux bornes de la charge soient égales aux valeurs des tensions de référence à l'instant d'échantillonnage.

- Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique aux centres et aux extrémités de la période.
- La modulation est synchronisée sur les trois phases de l'onduleur.

II.5.5.1 - Représentation Vectorielle [3][4] :

Pour simplifier les calculs, et représenter les tensions, appliquons **la transformation triphasées / diphasées** respectant le transfert de puissance :

$$v(t) = \vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_a + a \cdot v_b + a^2 \cdot v_c) = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = V_{es} \cdot e^{j\omega t} \quad (\text{II.28})$$

Où :

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

V_{es} : L'Amplitude du vecteur-espace.

ωt : La Phase de vecteur-espace.

Si l'on adopte **la Transformation de Clark**, qui consiste à substituer aux trois variables des tensions réelles leurs composantes V_α, V_β et V_0 , l'expression du vecteur d'espace lié aux trois tensions simples en sortie de l'onduleur est :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Une Analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer les vecteurs de tensions correspondantes.

S1	S2	S3	v_{ao}	v_{bo}	v_{co}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	\vec{V}_s
0	0	0	$-E/2$	$-E/2$	$-E/2$	0	0	0	0	0	\vec{V}_0
1	0	0	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E$	0	\vec{V}_1
1	1	0	$E/2$	$E/2$	$-E/2$	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_2
0	1	0	$-E/2$	$E/2$	$-E/2$	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_3
0	1	1	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E$	0	\vec{V}_4
0	0	1	$-E/2$	$-E/2$	$E/2$	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_5
1	0	0	$E/2$	$-E/2$	$E/2$	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_6
1	1	1	$E/2$	$E/2$	$E/2$	0	0	0	0	0	\vec{V}_7

Tableau 1 : Calcul des vecteurs de tensions.

$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$: prennent un nombre fini de valeurs définissant 6 secteurs dans le plan (α, β) .
(Figure II.6).

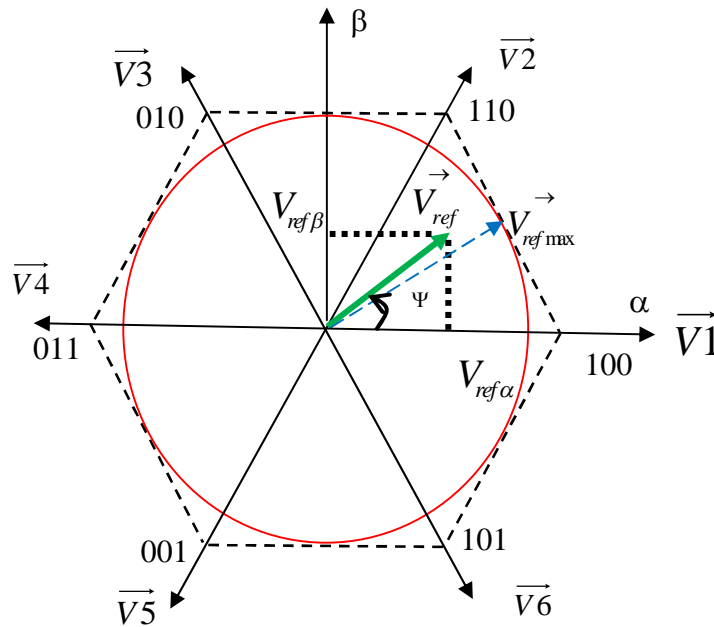


Figure (II.6) : Représentation du polygone de commutation.

II.5.5.2 - Calcul des Temps de Commutations [2] :

Il s'agit de déterminer la position du vecteur de consigne dans le repère (α, β) et le secteur dans lequel il se trouve. Celui-ci est limité par deux des vecteurs V_i et V_{i+1} définis dans le tableau 1. Les tensions de référence sont reconstituées en effectuant une moyenne temporelle de ces vecteurs.

La figure (II.7) montre comment se construit le vecteur V_{ref1} et V_{ref2} dans le premier quadrant à l'aide de ses projections sur les vecteurs \vec{V}_1 et \vec{V}_2 .

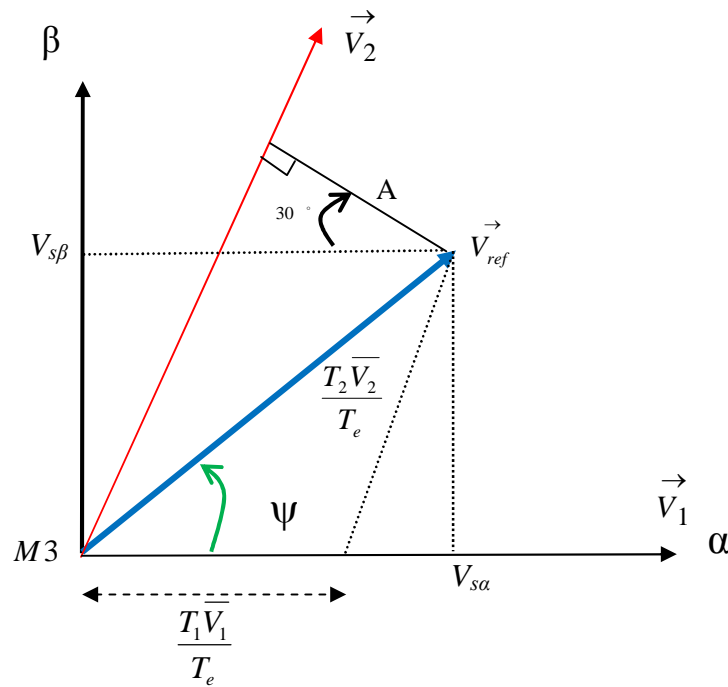


Figure (II.7) : Composantes de V_{ref} dans le secteur 1.

Dans le secteur 1 :

D'après la figure (II.7) :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = V_{ref} (\sin(90 - \Psi)) = V_{ref} \cos(30) \\ V_{s\beta} = V_{ref} \sin \Psi \end{cases} \quad (II.30)$$

$$\begin{aligned}
 V_{ref} \sin \Psi &= \frac{T_2 \vec{V}_2}{T_e} \cos(30) = \frac{T_2 \vec{V}_2}{T_e} \frac{\sqrt{3}}{2} \\
 &= \sqrt{\frac{2}{3}} E \frac{T_2}{T_e} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{E}{\sqrt{2}} \frac{T_2}{T_e}
 \end{aligned} \tag{II.31}$$

Donc :

$$\begin{aligned}
 T_2 &= \frac{\sqrt{2}}{E} T_e V_{ref} \sin \Psi \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{E} T_e V_{s\beta}
 \end{aligned} \tag{II.32}$$

On a :

$$V_{ref} \sin(60 - \Psi) = \cos(30) V_1 \frac{T_1}{T_e} = A \tag{II.33}$$

Donc :

$$\begin{aligned}
 T_1 &= \frac{\sqrt{2}}{E} \sin(60) \cos \Psi - \cos(60) \sin \Psi \\
 &= \frac{\sqrt{6} V_{s\alpha} - \sqrt{2} V_{s\beta}}{2E} T_e
 \end{aligned} \tag{II.34}$$

On fait un raisonnement analogue dans les autres secteurs.

II.5.5.3 - Séquences de Modulation SVM [3] :

L'enchaînement des vecteurs d'état permet d'obtenir une forme de stratégie qui consiste à mettre les créneaux de commande des interrupteurs de manière symétrique sur une période de découpage de sorte que tous les interrupteurs d'un même pont (partie supérieure ou inférieure de l'onduleur) ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période **MLI**. Durant une période d'échantillonnage T_e , il y'a la séquence **SVM** et son inverse. La figure (II.8) montre les signaux de **PWM** de cette séquence pour le **secteur 1**.

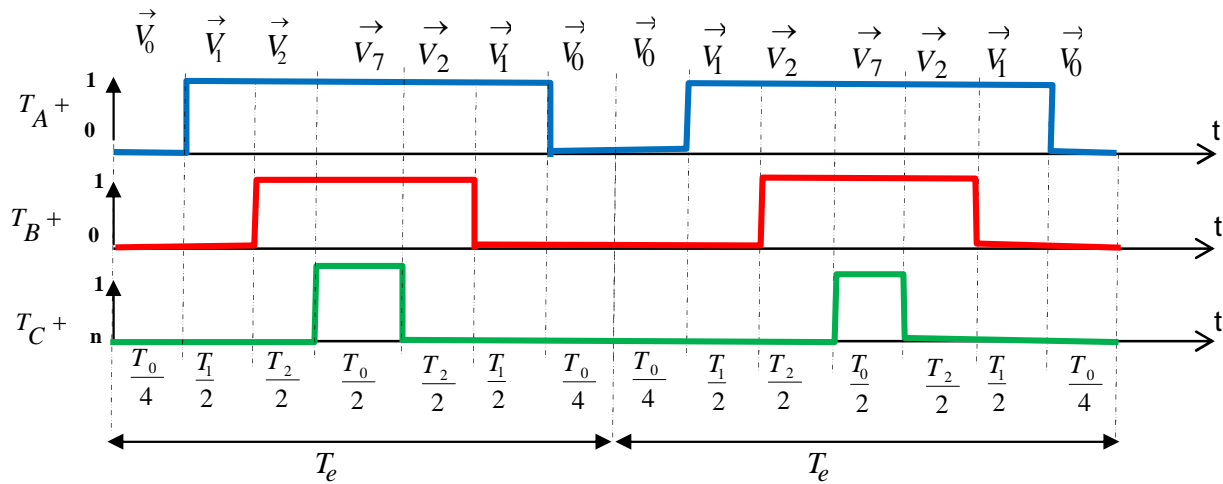


Figure (II.8) : Signaux de PWM (SVM).

Le choix des séquences s'effectue suivant l'algorithme décrit par l'organigramme suivant [2] :

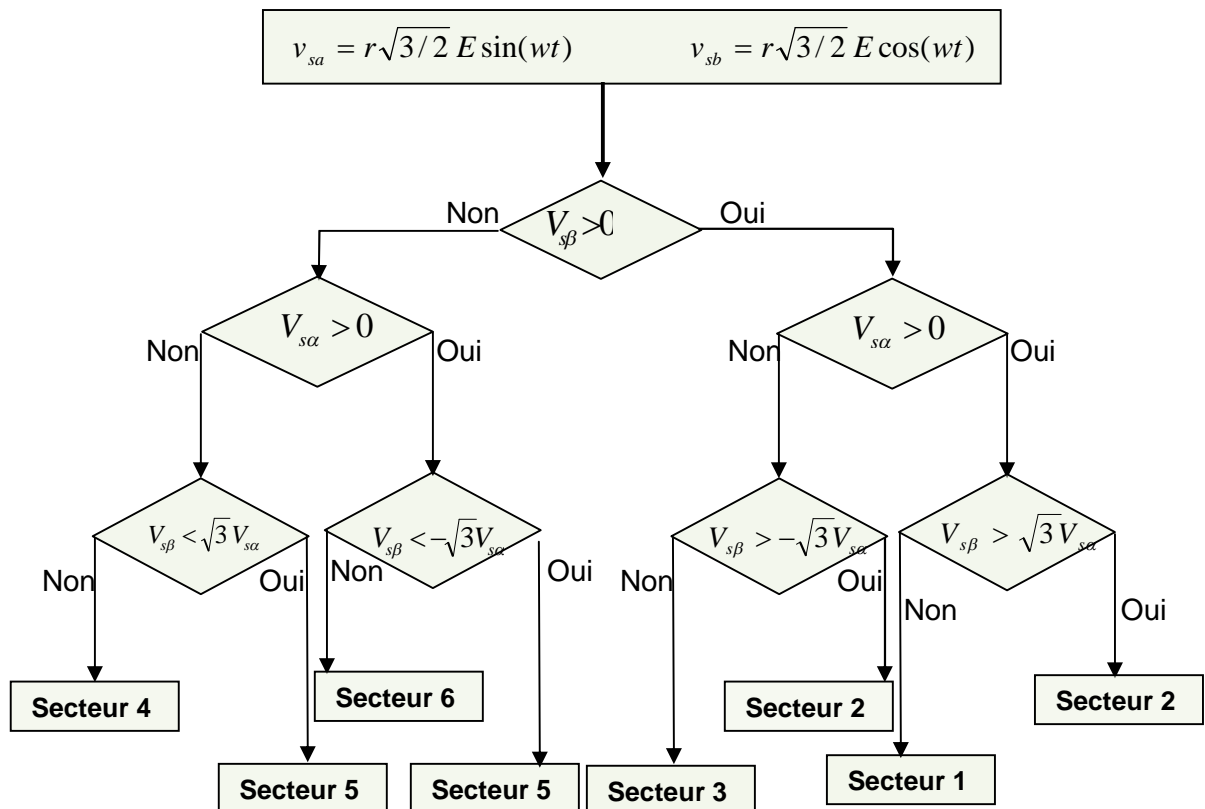


Figure (II.9) : Organigramme de la MLI vectorielle de l'onduleur triphasé.

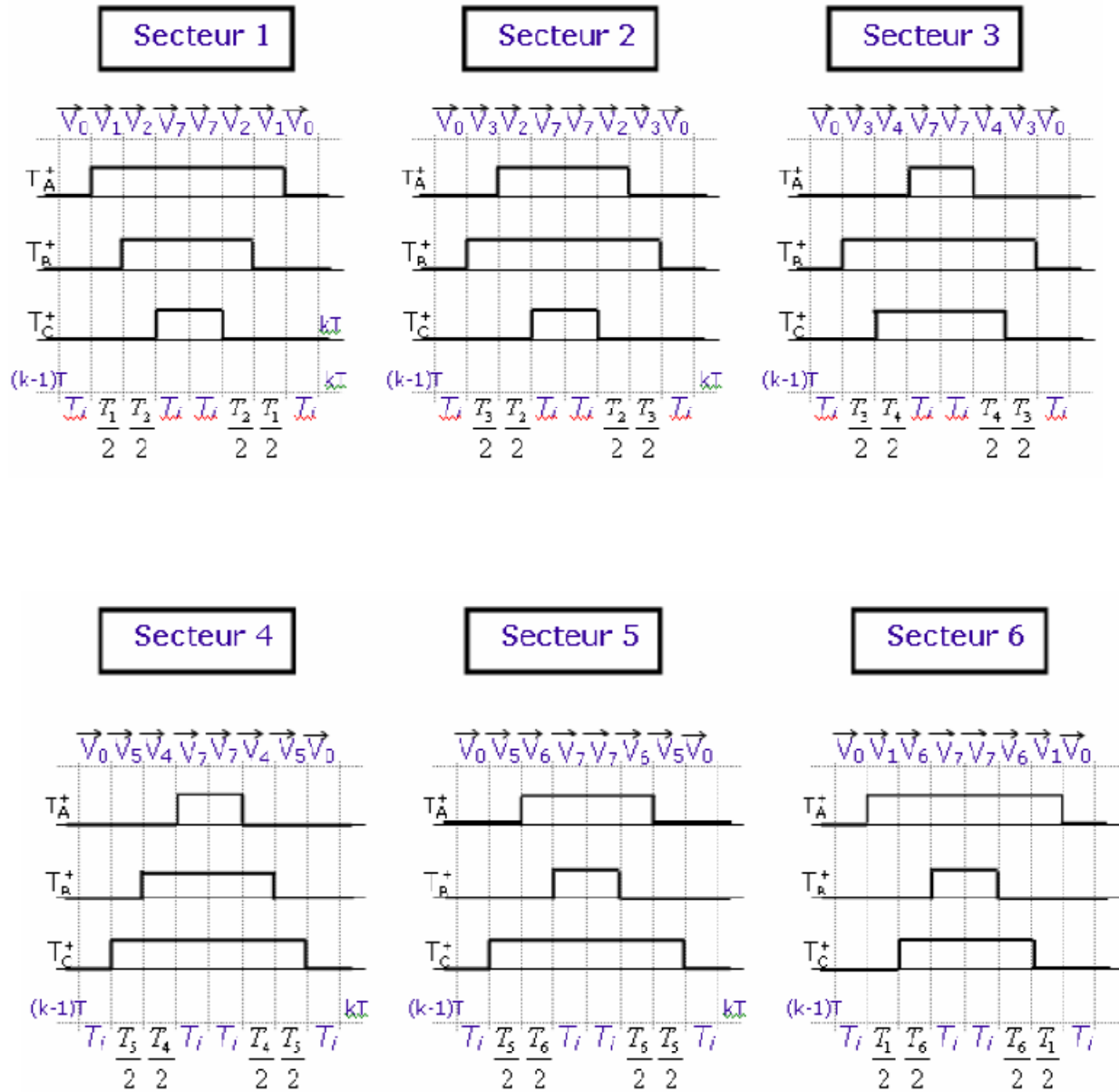


Figure (II.10) : Description des séquences de conduction des interrupteurs.

II.6 - Simulation :

A partir de l'étude théorique de différentes techniques de commandes **MLI** entamée dans ce chapitre, nous sommes amenés à la simulation de ces techniques **MLI** pour voir la qualité du signal de sortie aux bornes de l'onduleur, en utilisant comme source de tension continue $E = 330 \text{ v}$ et comme sortie de l'onduleur les tensions simples V_{an} , V_{bn} et V_{cn} avec une amplitude de **220 V**.

Le schéma global de la simulation de la commande **SVM**, Figure (II.12), est constitué d'un bloc de génération de trois tensions triphasées, et un bloc qui permet de projeter ces tensions dans les référentielles (α, β) en effectuant la **Transformation de Park**. Le bloc **Matlab Function** est chargé par le programme qui permet de calculer les portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension.

Cette commande **SVM** est destinée à commander les interrupteurs de l'onduleur qui est présenté sous forme d'équations mathématiques.

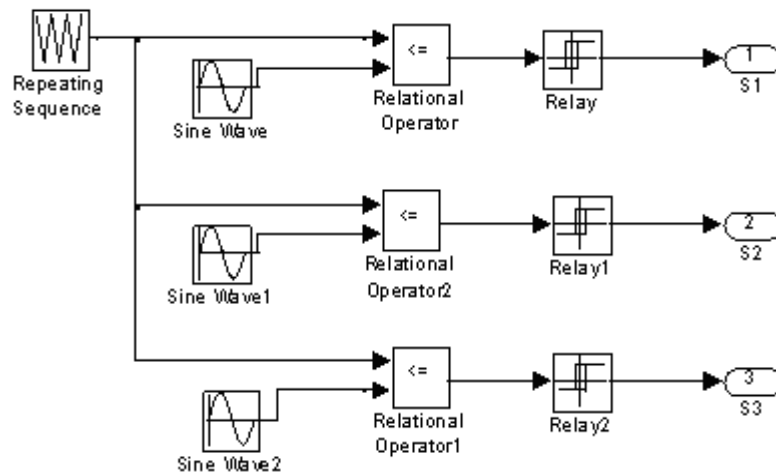


Figure (II.11) : Modèle Simulink de la Commande MLI Sinus-triangle

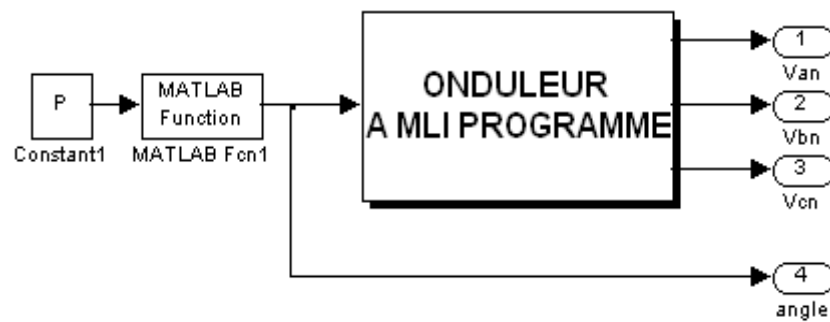


Figure (II.12) : Modèle Matlab/Simulink de la Commande MLI Calculé.

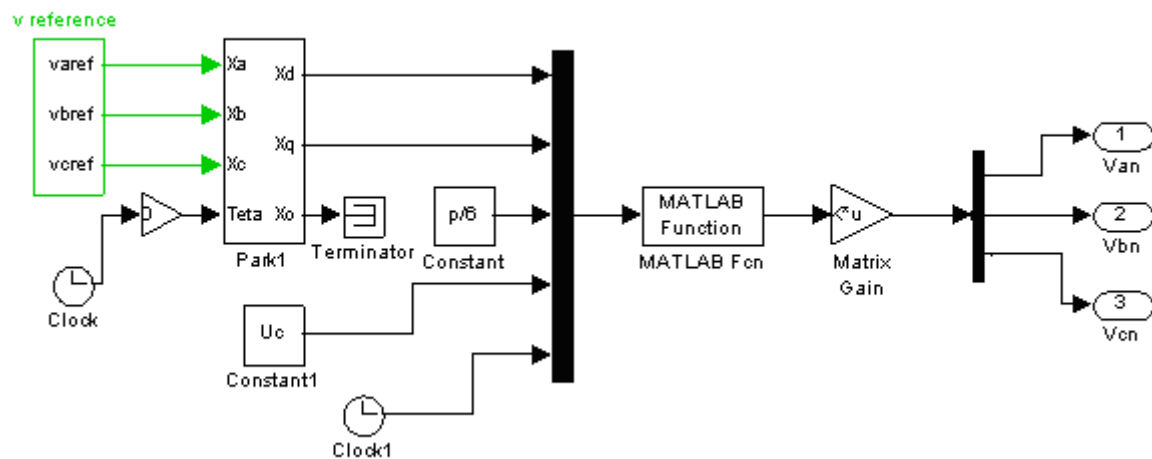


Figure (II.13) : Modèle Matlab/Simulink de la Commande MLI Vectorielle (SVM).

II.6.1 - Interprétation des courbes :

Les figures (II.14) et (II.15) représentent les résultats de simulation de tension de sortie de l'onduleur commandé par différentes techniques de **MLI** qu'on a utilisé.

On fixe le coefficient de réglage $r=0.9$, et on a varié l'indice de modulation en fréquence m_f pour les valeurs de **12** et **36**.

On remarque que la **MLI** simple à échantillonnage naturelle et vectorielle repoussent les harmoniques vers les rangs élevés. Mais on constate que si on augmente l'indice de modulation m_f , en repoussant plus les fortes harmoniques et le **THD** diminue.

On a remarqué que la **MLI** vectorielle a un faible **THD** par rapport aux autres.

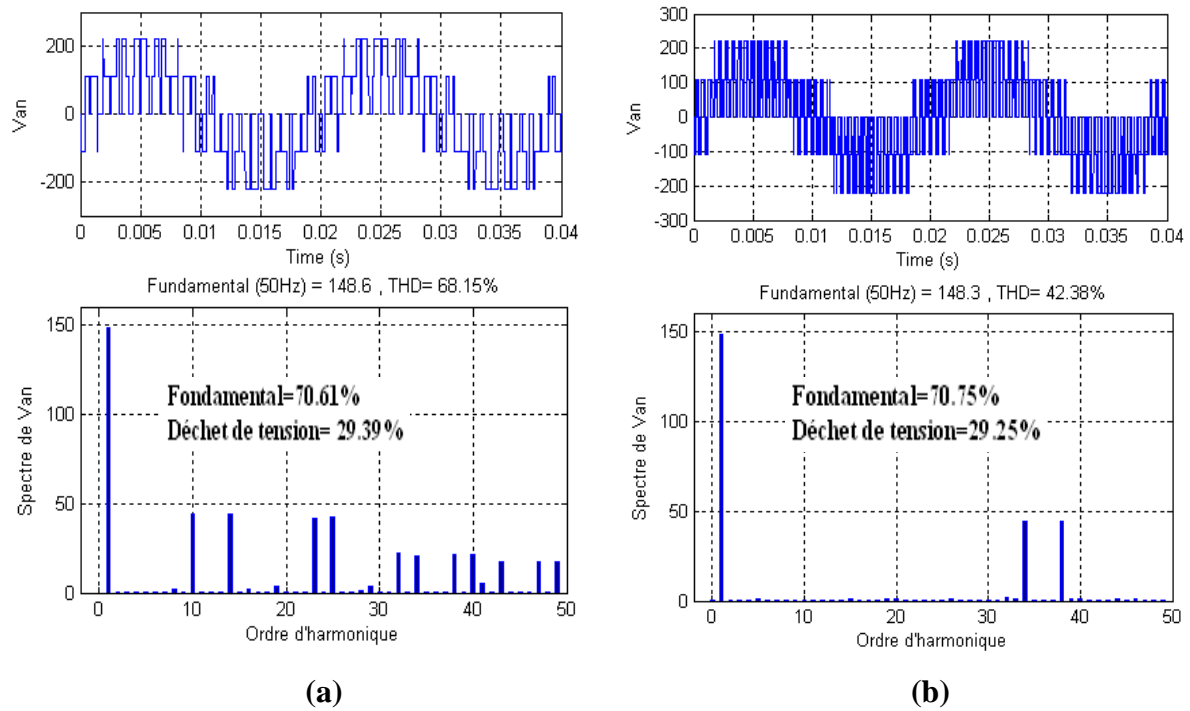


Figure (II.14) : Simulation de la tension V_{an} par MLI à échantillonnage naturelle

- a) V_{an} pour $r=0.9$ et $m_f=12$
- b) V_{an} pour $r=0.9$ et $m_f=36$

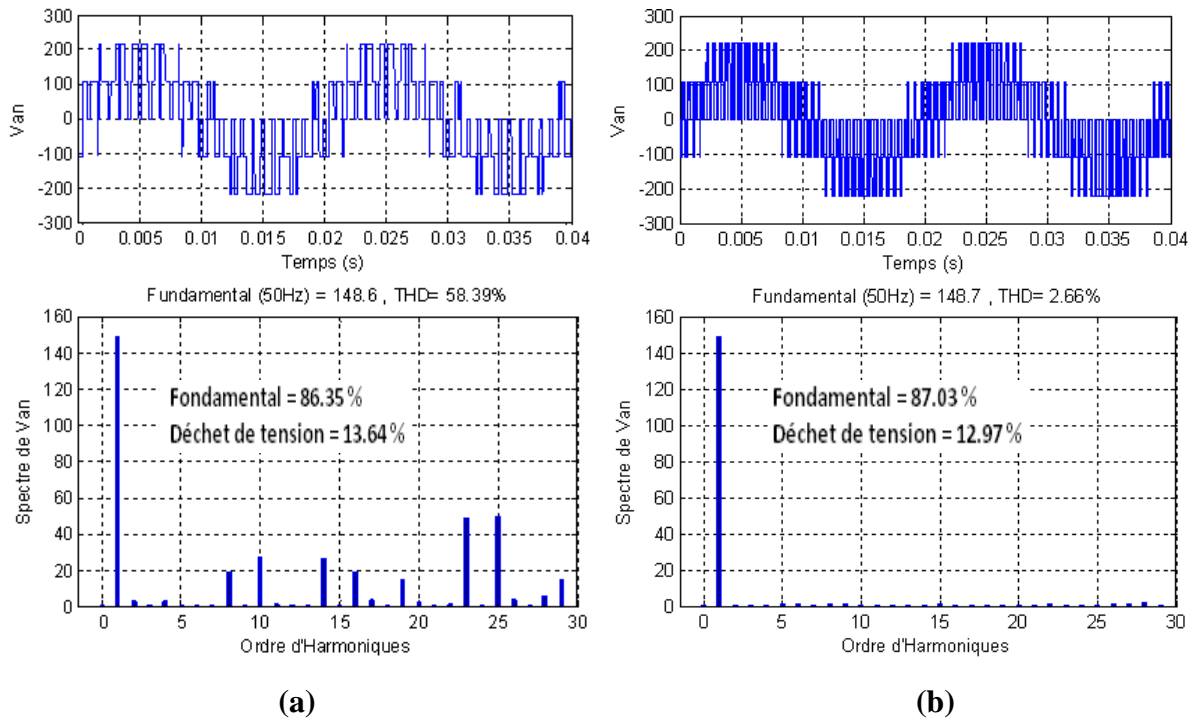


Figure (II.15) : Simulation de la tension V_{an} par MLI vectorielle

- a) V_{an} pour $r=0.9$ et $m_f=12$
- b) V_{an} pour $r=0.9$ et $m_f=36$

II.6.2 - Interprétation des courbes :

Pour les figures (II.16) jusqu'à (II.18), on a représenté les simulations des tensions de sortie de l'onduleur. On fixe $m_f=36$ et on varie le coefficient de réglage r .

Pour la MLI simple à échantillonnage naturel, on a $r=0.4$ et 1 . Par contre pour la MLI vectorielle, on a $r=0.4$ et 1.1547 , mais pour la MLI calculée, on a $p=0.4$ et 0.9 .

On constate que l'augmentation du coefficient de réglage au maximum nous permet d'obtenir une augmentation du fondamental donc la diminution du déchet de tension. On constate aussi que si le coefficient de réglage augmente le THD diminue, et si r diminue le THD sera important à cause du déchet de tension.

On remarque que dans la MLI vectorielle, on a un déchet de tension plus faible par rapport aux autres MLI, on remarque aussi que la MLI calculée provoque un THD important.

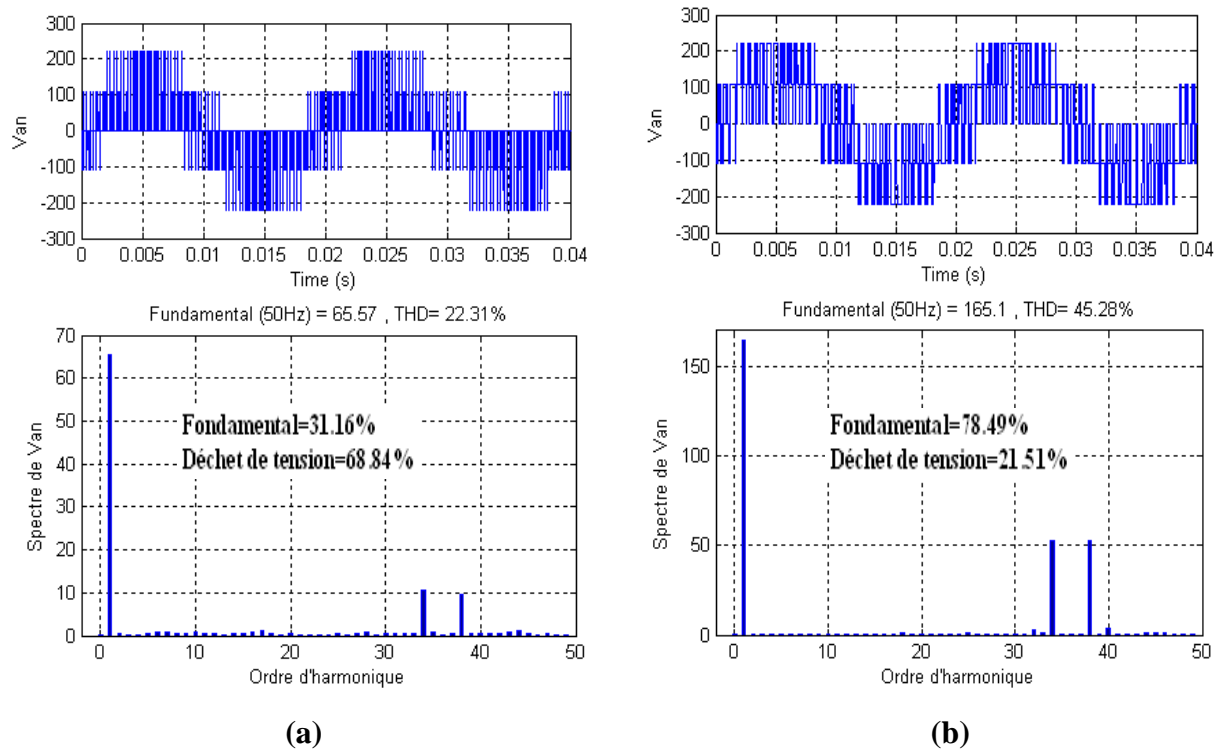


Figure (II.16) : Simulation de la tension V_{an} par MLI à échantillonnage naturel.

- a) V_{an} pour $m_f=36$ et $r=0.4$
- b) V_{an} pour $m_f=36$ et $r=1$

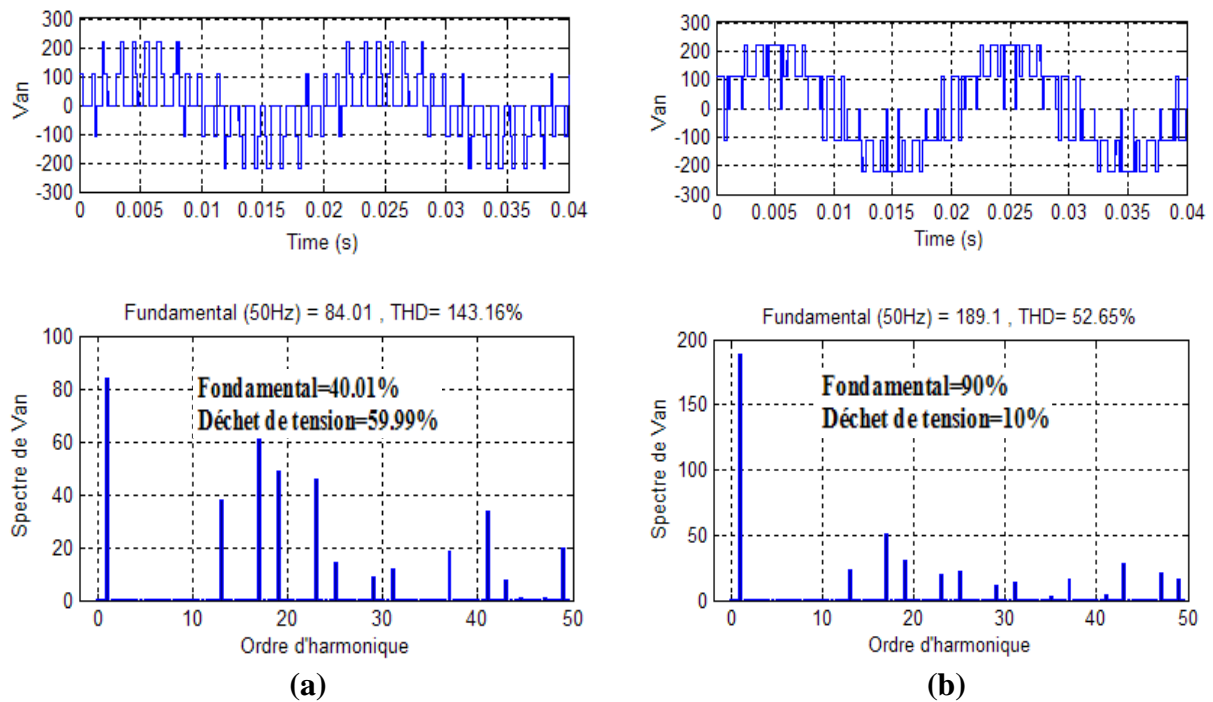


Figure (II.17) : Simulation de la tension V_{an} par MLI calculée

- a) V_{an} pour $p=0.4$ $k=4$
- b) V_{an} pour $p=0.9$ $k=4$

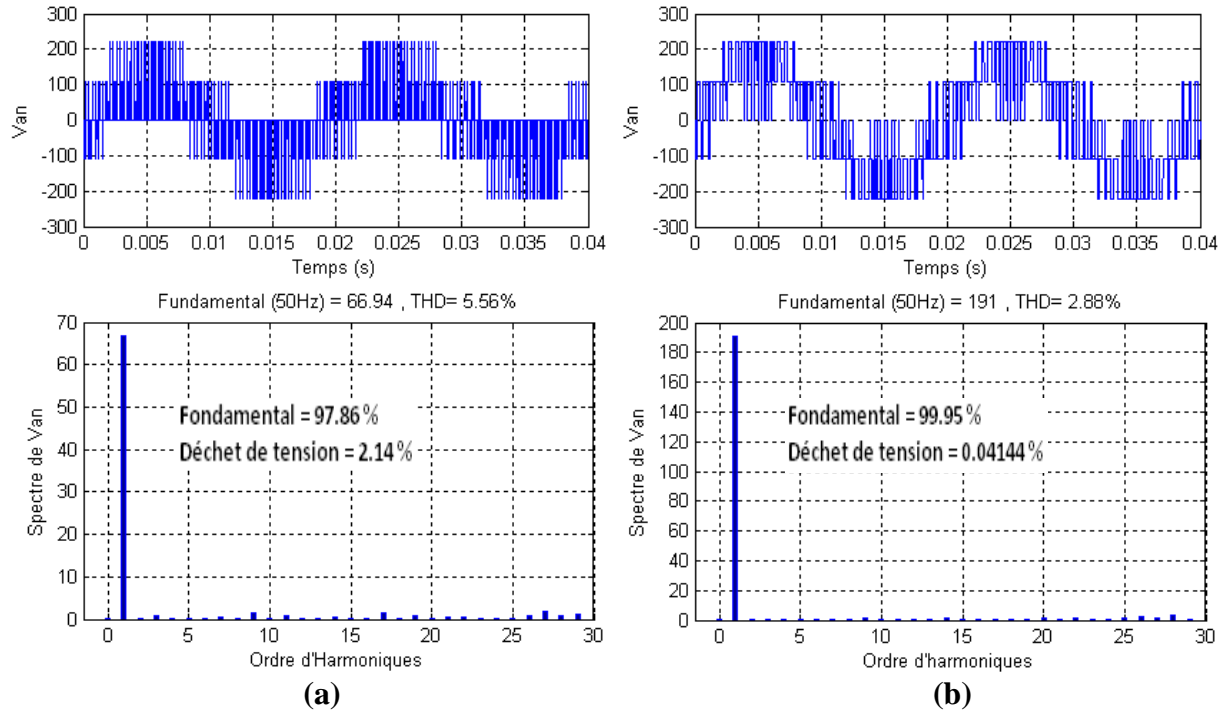


Figure (II.18) : Simulation de la tension V_{an} par MLI vectorielle.

- a) V_{an} pour $m_f=36$ et $r=0.4$
- b) V_{an} pour $m_f=36$ et $r=1.1547$

II.7 - Conclusion :

Dans ce chapitre, on a proposé une analyse des structures de commande à **MLI** des onduleurs de tension. En premier lieu, nous avons mis en évidence, par étude théorique les différents structures de commande tout en soulignant l'intérêt de la **MLI** pour les onduleurs de tension fonctionnant à des fréquences élevées, Nous avons montré par la suite que les différents technique **MLI** pouvaient améliorer la qualité de la tension de sortie de l'onduleur, à savoir, un taux harmonique réduit et une fondamentale se rapprochant du signal réel.

La modulation de largeur d'impulsion a été faite pour éliminer les harmoniques ou les repousser vers des fréquences élevées afin d'être facile à filtrées. Ces harmoniques peuvent engendrer des perturbations dans la tension de la charge et génèrent des pointes de courant et des couples pulsatoires dans une machine commandée par un onduleur, créant ainsi des bruits acoustiques néfastes pour l'environnement immédiat et par conséquent des pertes importantes, ils risquent d'endommager la charge si aucune précaution n'est prise en compte pour leur élimination. Les différentes commandes ont été implantées par simulation en utilisant le logiciel **Matlab** et son environnement **Simulink**.

Dans la partie de simulation, on a étudié et modélisé puis simulé les différents techniques **MLI** pour visualiser l'allure des tensions et relever le taux de distorsion harmonique (**THD**) et le pourcentage de la fondamentale par rapport à la tension d'entrée, et ceci en variant les valeurs de l'indice de modulation en fréquence m_f et tenant constant la valeur du coefficient de réglage r et ensuite l'inverse. Ces différentes simulations nous ont révélées que :

- Les courbes données par la technique du **MLI vectorielle** se rapproche le mieux au signal réel.
- Plus que la valeur du coefficient de réglage r augmente, le déchet de tension diminue.
- Plus l'indice de modulation en fréquence m_f augmente, plus les harmoniques sont repoussées vers les fréquences élevées formant des familles d'harmoniques qui sont facile à filtrer par la suite. .

CHAPITRE III :

LA COMMANDE SCALAIRE DE LA

MACHINE ASYNCHRONE

III.1 - Introduction :

Les avantages inhérents à un fonctionnement des machines asynchrones à fréquences variables ne peuvent être pleinement exploités sans l'utilisation d'une technique de contrôle convenable. Le choix de la stratégie de commande est vital pour l'obtention des performances souhaitées du système.

Une commande en boucle ouverte d'une alimentation à fréquence variable permet un contrôle de vitesse satisfaisant tant que les dynamiques du système ne sont pas trop contraignantes et que le moteur fonctionne souvent à des vitesses fixes.

III.2 - La Commande Scalaire (V/F) : [16]

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (Onduleur de tension ou de courant). Comme dans notre travail, la machine asynchrone est alimentée par un onduleur de tension, c'est la commande scalaire avec contrôle de $V/f = \text{constant}$ qui va être étudiée.

Cette méthode de commande est basée sur le modèle de la machine en régime permanent. Pour cette raison, l'étude du modèle de la machine en régime établi est indispensable.

III.2.1 - Le modèle de la machine asynchrone en régime permanent : [15]

Si les tensions d'alimentation de la machine asynchrone sont triphasées équilibrées et sinusoïdales, on peut les écrire selon la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{as} = \hat{V}_s \cos(\omega_s t) \\ v_{bs} = \hat{V}_s \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cs} = \hat{V}_s \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

(III.1)

En choisissant de fixer le repère $d q$ au champ tournant à la vitesse angulaire $\omega_s = d\theta_s / dt$ l'équation (III.1) peut être écrite sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{ds} = \hat{V}_s \cos(\omega_s t - \theta_s) \\ v_{qs} = \hat{V}_s \sin(\omega_s t - \theta_s) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

En utilisant la notation complexe pour les tensions statoriques et rotoriques :

$$\begin{aligned} \vec{V}_s &= v_{ds} + jv_{qs} \\ \vec{V}_r &= v_{dr} + jv_{qr} \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

D'où :

$$\begin{aligned} \vec{V}_s &= R_s (i_{ds} + ji_{qs}) + d(\phi_{ds} + j\phi_{qs}) / dt + j\omega_s (\phi_{ds} + j\phi_{qs}) \\ \vec{V}_r &= R_r (i_{dr} + ji_{qr}) + d(\phi_{dr} + j\phi_{qr}) / dt + j\omega_r (\phi_{dr} + j\phi_{qr}) \end{aligned} \quad (\text{III.4})$$

D'où :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + d(\vec{\phi}_s) / dt + j\omega_s \vec{\phi}_s \\ \vec{V}_r = R_r \vec{I}_r + d(\vec{\phi}_r) / dt + j\omega_r \vec{\phi}_r \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

En régime permanent, on a :

$$d(\vec{\phi}_s) / dt = 0, \quad d(\vec{\phi}_r) / dt = 0 \quad (\text{III.6})$$

Par conséquent l'équation (III.5) devient :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + j\omega_s \vec{\phi}_s \\ \vec{V}_r = R_r \vec{I}_r + j\omega_r \vec{\phi}_r \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Avec : $\omega_r = g \omega_s / dt$ et $\vec{V}_r = 0$ l'équation (III.7) devient sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + j \omega_s \vec{\phi}_s \\ 0 = R_r \vec{I}_r + j g \omega_s \vec{\phi}_r \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Pour les fortes vitesses $R_s I_s$ est très petit devant $\omega_s \Phi_s$. Donc, Si on néglige la chute ohmique dans l'équation (II.8), on trouve :

$$\vec{\phi}_s = -j \frac{\vec{V}_s}{\omega_s} \quad (\text{III.9})$$

On peut écrire le module de l'équation (III.9) sous la forme suivante :

$$\phi_s = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (\text{III.10})$$

On voit bien que le flux statorique de la machine dépend de la tension d'alimentation et de sa fréquence. En fixant le rapport $\phi_s = V_s / \omega_s$ afin de commander le moteur asynchrone comme un moteur à courant à excitation indépendant.

III. 2.2 - Le schéma équivalent du moteur asynchrone : [16][15]

La figure (III.1) représente le schéma équivalent par phase d'une machine asynchrone. Le flux est créé par le courant circulant dans l'inductance magnétisante L_m . Les performances optimales du moteur sont obtenues si le flux, et donc le courant magnétisant, est maintenu sensiblement constant sur toute la gamme de vitesse.

Le courant magnétisant peut être calculé par l'expression :

$$I_d = E_s / L_m \omega \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$$E_s = V_s - (R_s + L_s \omega) I \quad (\text{III.12})$$

En négligeant $(R_s + L_s \omega) I$, on obtient :

$$I_d = V_s I / L_m \omega \quad (\text{III.13})$$

$$I_d = V_s I / f 2\pi L_m \quad (\text{III.14})$$

Le courant magnétisant peut donc être maintenu constant en maintenant le rapport sensiblement constant.

Toutefois, à des fréquences et des tensions faibles, le terme $(R_s + L_s \omega) I$ ne peut plus être négligé, et en particulier le terme $R_s I$.

Pour maintenir le flux constant, quelle que soit la charge du moteur et donc quel que soit le courant absorbé, le maintien d'un rapport V_s / f constant n'est pas suffisant.

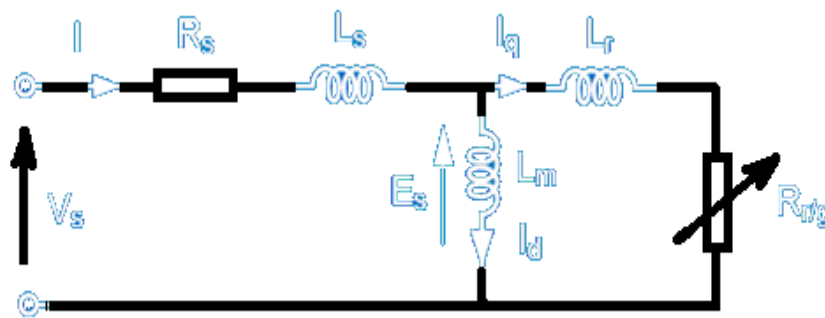


Figure (III.1) : Le schéma équivalent du moteur asynchrone.

Avec :

L_s = inductance de fuite statorique.

R_s = résistance statorique.

L_m = inductance mutuelle, inductance magnétisante.

R_r = résistance rotorique.

L_r = inductance de fuite rotorique.

III.2.3 - La loi Tension / Fréquence (V/Hz) : [19]**III.2.3.1 - Ajustage manuel :**

Il consiste à adopter une loi tension / fréquence avec augmentation fixe de la tension à basse fréquence. Cet ajustage est parfois appelé « boost manuel ». La tension appliquée au moteur n'est pas fonction de sa charge. Cet ajustage permet d'obtenir un couple élevé à basse vitesse, mais présente l'inconvénient de maintenir un courant élevé dans le moteur à vide avec risque de saturation et de surcharge.

III.2.3.2 - Ajustage automatique :

Il consiste à délivrer au moteur une tension avec compensation automatique de la chute de tension $R_s I$. A une vitesse donnée, la tension fournie au moteur varie en fonction de la charge. Cet ajustage est parfois appelé « boost automatique ». Un réglage permet de faire varier le coefficient, c'est-à-dire compenser au plus juste la chute de tension $R_s I$ du moteur utilisé.

Cet ajustage permet d'obtenir un couple élevé, à basse vitesse, tout en ayant un courant faible à vide. Par contre, il présente l'inconvénient d'un temps de réponse plus lent. Un excès de compensation peut également conduire à une suralimentation entretenue du moteur :

- Augmentation de la charge.
- Augmentation de la tension.
- Augmentation du courant.

III.2.3.3 - Cas particulier - couple quadratique :

Le couple résistant exercé par une pompe centrifuge ou un ventilateur varie en fonction du carré de la vitesse. On peut donc, sans inconvénient, diminuer le flux du moteur et donc la tension d'alimentation du moteur, pour une fréquence inférieure à la fréquence nominale (figure 10). Un ajustage automatique de la tension, fonction de la charge du moteur, permet de délivrer un couple de décollage suffisant à basse vitesse.

III.2.3.4 - Performances - Contrôle de flux :

Afin d'obtenir des performances élevées, en couple de surcharge et en régime transitoire, les variateurs de ce type réalisent un contrôle de flux comportant les fonctions suivantes :

- Estimation de la charge du moteur réalisée à partir de la mesure du courant dans l'étage continu du variateur.
- Estimation de la résistance statorique. Celle-ci est fonction du calibre du moteur, connu par le réglage de la protection thermique et par son état thermique.

Ces deux estimations permettent de calculer la tension à appliquer au moteur, à une vitesse donnée, pour obtenir le flux optimum.

- Boucle de fréquence. Elle évite le décrochage du moteur en maintenant son couple constant. Ceci est obtenu en réduisant à la fois la tension et la fréquence.
- Suralimentation transitoire. Une augmentation anticipée de la tension est fournie au moteur lors d'accélération rapides, afin de maintenir le flux en régime transitoire. Cette fonction est parfois appelée « boost dynamique ».
- Compensation de glissement. Afin de maintenir la vitesse de rotation sensiblement constante, le moteur est alimenté à une fréquence légèrement plus élevée en charge qu'à vide.

Ce surcroît de fréquence est fonction de l'estimation de la charge citée plus haut et de la fréquence de glissement nominale du moteur. Celle-ci est estimée en fonction du calibre du moteur mais peut également être ajustée manuellement. Toutes ces fonctions permettent d'obtenir une courbe couple/vitesse en surcharge. Toutefois, il apparaît que tous les systèmes de contrôle en tension, même optimisés, ne permettent pas de contrôler correctement le flux et le couple à très basse fréquence ($f < 2$ ou 3 Hz).

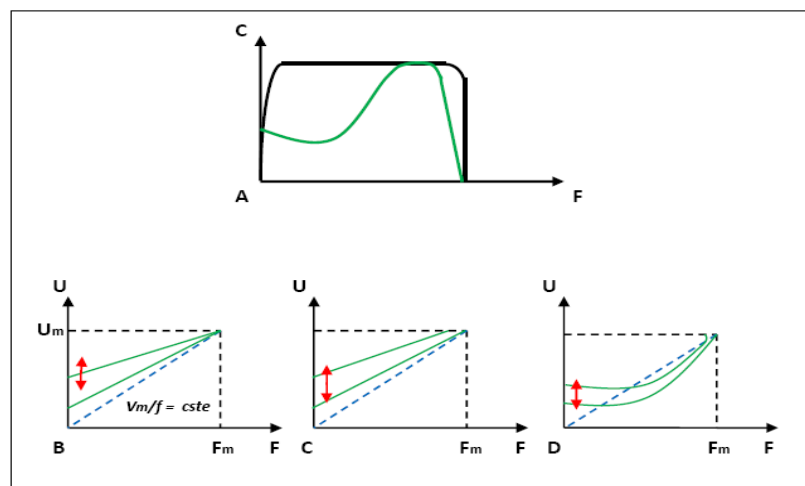


Figure (III.2) : La Loi V/f adaptée à l'application : Adaptation en fréquence - Compensation de glissement - Compensation RI automatique - Couple indépendant de U réseau. [20]

III.2.4 - Principe de la commande scalaire avec contrôle du rapport V/f : [15]

Le principe de la commande scalaire avec contrôle de V/f est de faire varier la vitesse de la machine asynchrone tout en maintenant le rapport $V/f = \text{constant}$, ce qui signifie garder le flux et le couple maximum en régime permanent constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement. En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum s'écrit :

$$C_{\max} = \frac{3p}{2N_r'} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \quad (\text{III.15})$$

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique. En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la courbe du couple électromagnétique (régime quasi-statique) de la machine asynchrone (figure (III.3)).

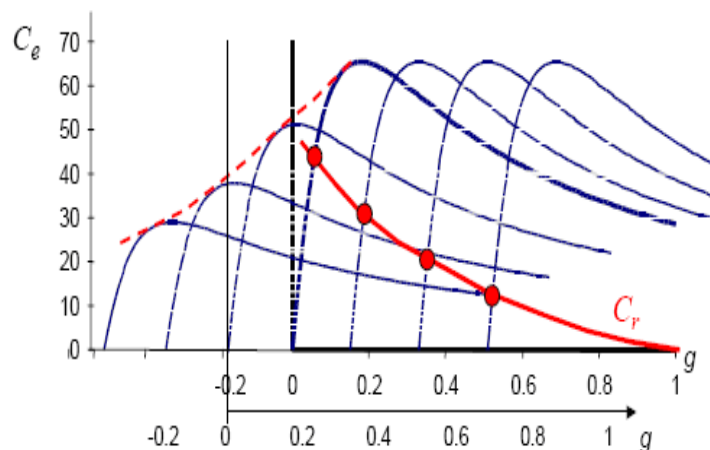


Figure (III.3) : Déplacement de la caractéristique Couple-glissement en fonction de la fréquence d'alimentation.

En fait garder le rapport constant revient à garder le flux constant. Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On ait en régime de « défluxage ». Ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine, on l'appelle donc aussi régime de survitesse (partie $\Omega > \Omega_s$) de la figure (III.4).

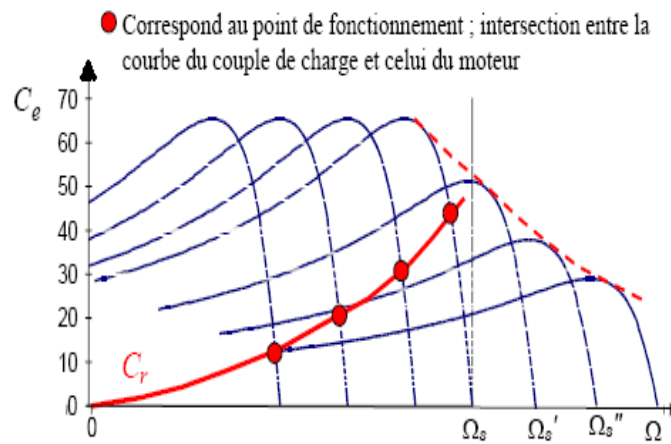


Figure (III.4) : Déplacement de la caractéristique couple vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation.

Le schéma de la figure (III.5) présente la manière de réguler la vitesse de la machine en reconstituant la pulsation statorique à partir de la vitesse et de la pulsation rotorique. Cette dernière, qui est l'image du couple de la machine est issue du régulateur de vitesse. Si la machine est chargée, la vitesse a tendance à baisser, le régulateur va fournir plus de couple (plus de glissement) afin d'assurer cet équilibre. La pulsation statorique est donc modifiée pour garder cet équilibre. La tension est calculée de manière à garantir le mode de contrôle en V/f de la machine.

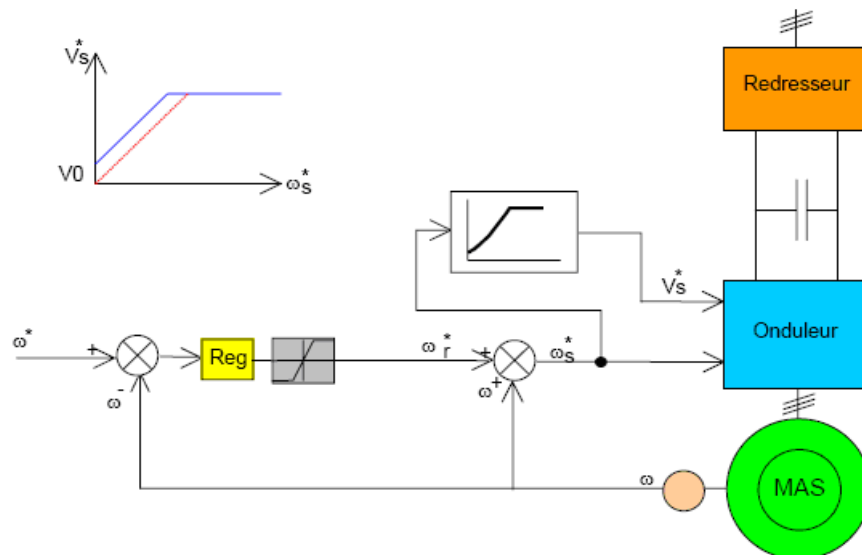


Figure (III.5) : Commande scalaire avec le contrôle du rapport V/f . [15][16]

Le système de la figure (III.6) montre le schéma block d'une approche modifiée de la commande scalaire avec contrôle modifié de V/f . La variation de la vitesse est obtenue par une variation de la pulsation statorique qui est directement générée par le régulateur de vitesse.

Dans cette figure (III.6), l'erreur de vitesse est utilisée par le régulateur de vitesse pour estimer la pulsation statorique de la tension de référence V_s . Celle-ci est utilisée par le bloc de contrôle V/f afin de calculer le module de V_s qui permet de maintenir V/f constant.

Le module et la pulsation de V_s sont utilisés par le bloc générateur de tensions triphasées afin de générer les composantes triphasées V_{as} , V_{bs} et V_{cs} de la tension de référence V_s . Le bloc sinus triangle utilise V_{as} , V_{bs} et V_{cs} afin d'obtenir les états S_a , S_b et S_c des interrupteurs de l'onduleur qui alimente la machine asynchrone.

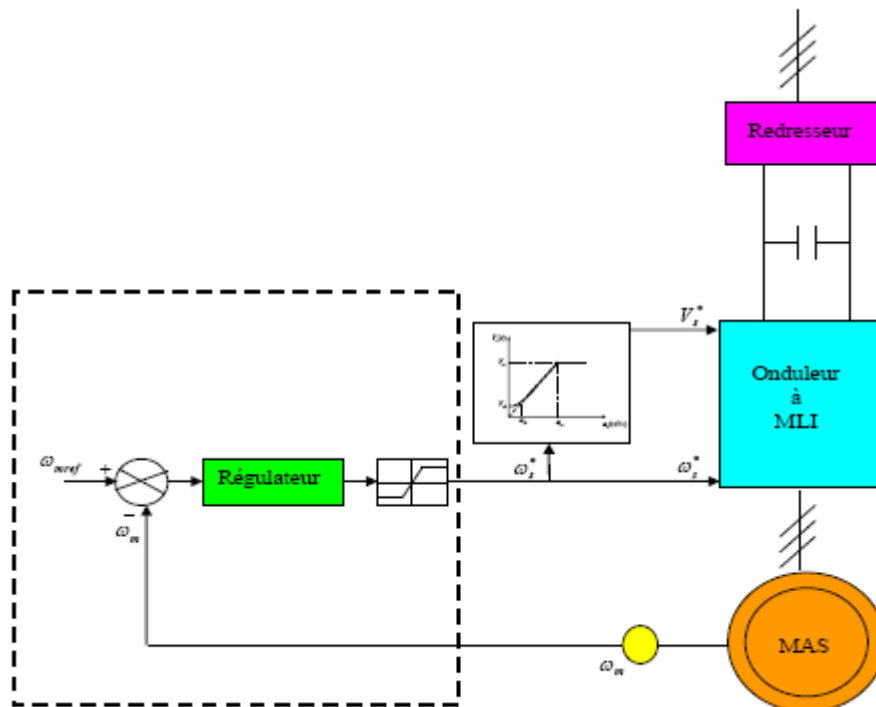


Figure (III.6) : Commande scalaire avec le contrôle modifié du rapport V/f . [15][16]

III.3 - Simulation de la commande scalaire de la machine asynchrone :

Une fois le modèle mathématique du notre moteur asynchrone ainsi que son alimentation est établi, nous pouvons aborder à la simulation de notre commande scalaire en utilisant le logiciel MATLAB / Simulink, et en faisant plusieurs tests puis on visualise ces résultats. [20]

La figure (III.7) montre l'implémentation de la commande constante V/f de la machine à induction en boucle ouverte. Cette figure a deux nouveaux blocs : générateur de tension de commande et blocs PWM de l'onduleur triphasé. Le premier génère les tensions de commandes des trois phases, et il n'y aura rien de plus qu'un bloc de conversion biphasé triphasé. Ce dernier compare la première tension de référence V_{ref} de la commande pour générer les signaux PWM pour chaque phase, les utilisent ensuite pour entraîner trois blocs de commutation sous Simulink entre $+V_d/2$ et $-V_d/2$ (V_d : tension à courant continu). [20]

La commande constante V/f de la machine à induction en boucle ouverte est simulée pour 1.2 s et on a appliqué une rampe de niveau haut et bas le long de la commande de vitesse et un step pour le couple de charge. Les résultats sont reportés sur la figure (III.9), dans lequel la réponse de l'entraînement à des changements dans la commande de vitesse et perturbations de charge peut être observée.

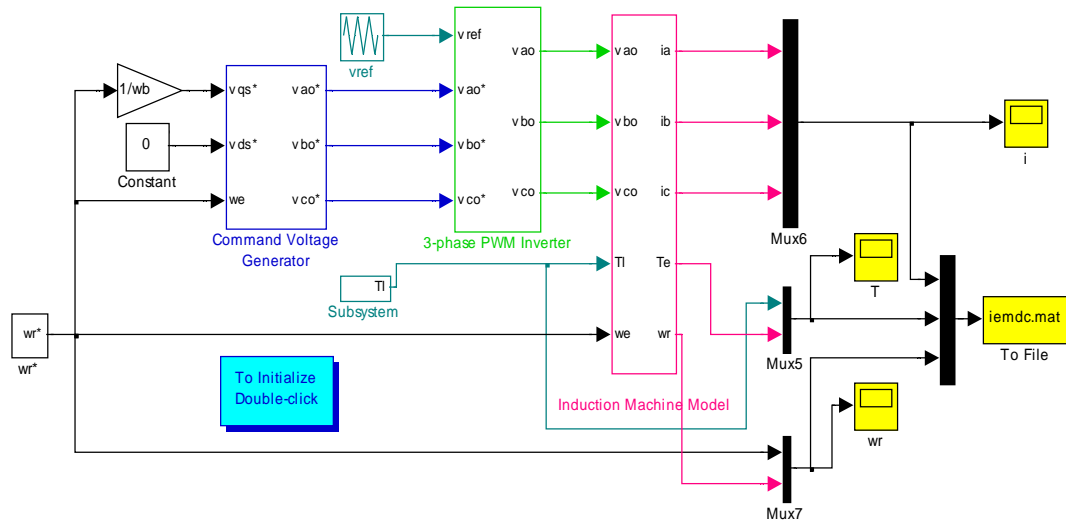


Figure (III.7) : Modèle Matlab/Simulink de la Commande Scalaire de la machine asynchrone de 30 kw.

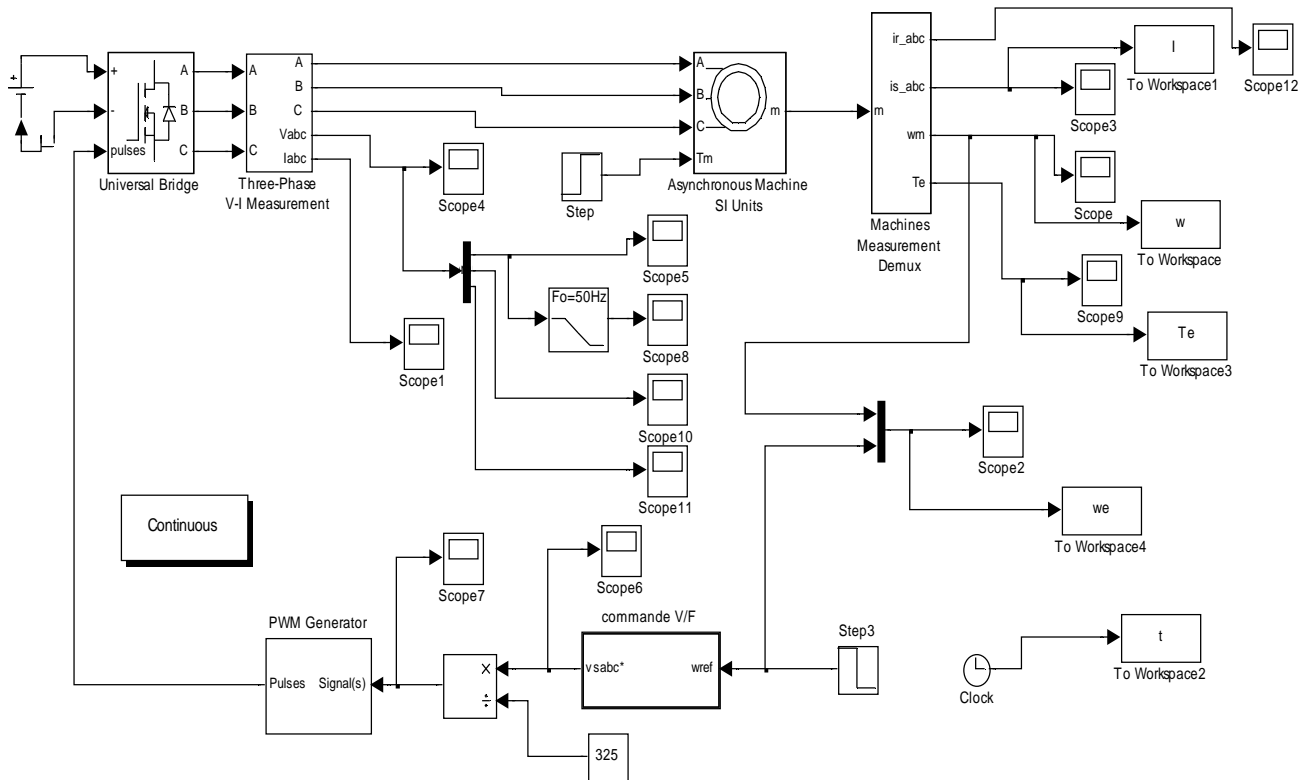


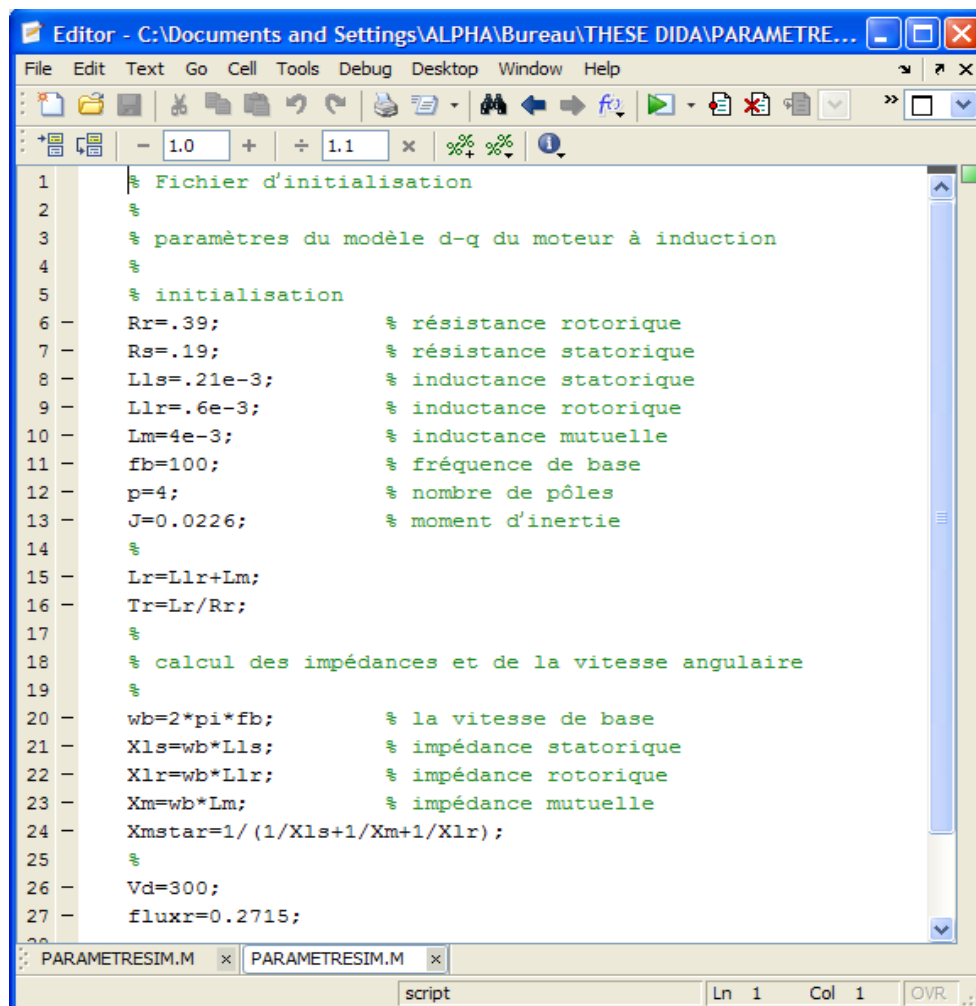
Figure (III.10) : Modèle Matlab / Simulink de la commande scalaire du Moteur Asynchrone de 1 Kw.

III.4 - Résultats de simulation :

- Initialisation :

Pour simuler la machine dans l'environnement Simulink, le modèle Simulink doit être initialisé en premier afin qu'il sache tous les paramètres de la machine. Pour cette raison, un fichier d'initialisation contenant tous les paramètres de la machine est formé. Ce fichier attribue des valeurs aux variables paramètres de la machine dans le modèle Simulink.

La figure (III.8) montre le fichier d'initialisation pour une Machine à induction de 30 Kw. Avant la simulation, ce fichier doit être exécutée à l'invite de Matlab, Simulink sera autrement afficher un message d'erreur. On note que ce fichier d'initialisation est spécifique seule à ce modèle simulink de cette machine qui doit être changé lorsque la machine simulé est changé.



```

1  % Fichier d'initialisation
2  %
3  % paramètres du modèle d-q du moteur à induction
4  %
5  % initialisation
6  -  Rr=.39;           % résistance rotorique
7  -  Rs=.19;           % résistance statorique
8  -  Lls=.21e-3;       % inductance statorique
9  -  Llr=.6e-3;        % inductance rotorique
10 -  Lm=4e-3;          % inductance mutuelle
11 -  fb=100;           % fréquence de base
12 -  p=4;              % nombre de pôles
13 -  J=0.0226;         % moment d'inertie
14 -  %
15 -  Lr=Llr+Lm;
16 -  Tr=Lr/Rr;
17 -  %
18 -  % calcul des impédances et de la vitesse angulaire
19 -  %
20 -  wb=2*pi*fb;       % la vitesse de base
21 -  Xls=wb*Lls;        % impédance statorique
22 -  Xlr=wb*Llr;        % impédance rotorique
23 -  Xm=wb*Lm;         % impédance mutuelle
24 -  Xmstar=1/(1/Xls+1/Xm+1/Xlr);
25 -  %
26 -  Vd=300;
27 -  fluxr=0.2715;

```

Figure (III.8) : Fichier d'initialisation du Modèle Matlab/Simulink de la machine à induction de 30 Kw.

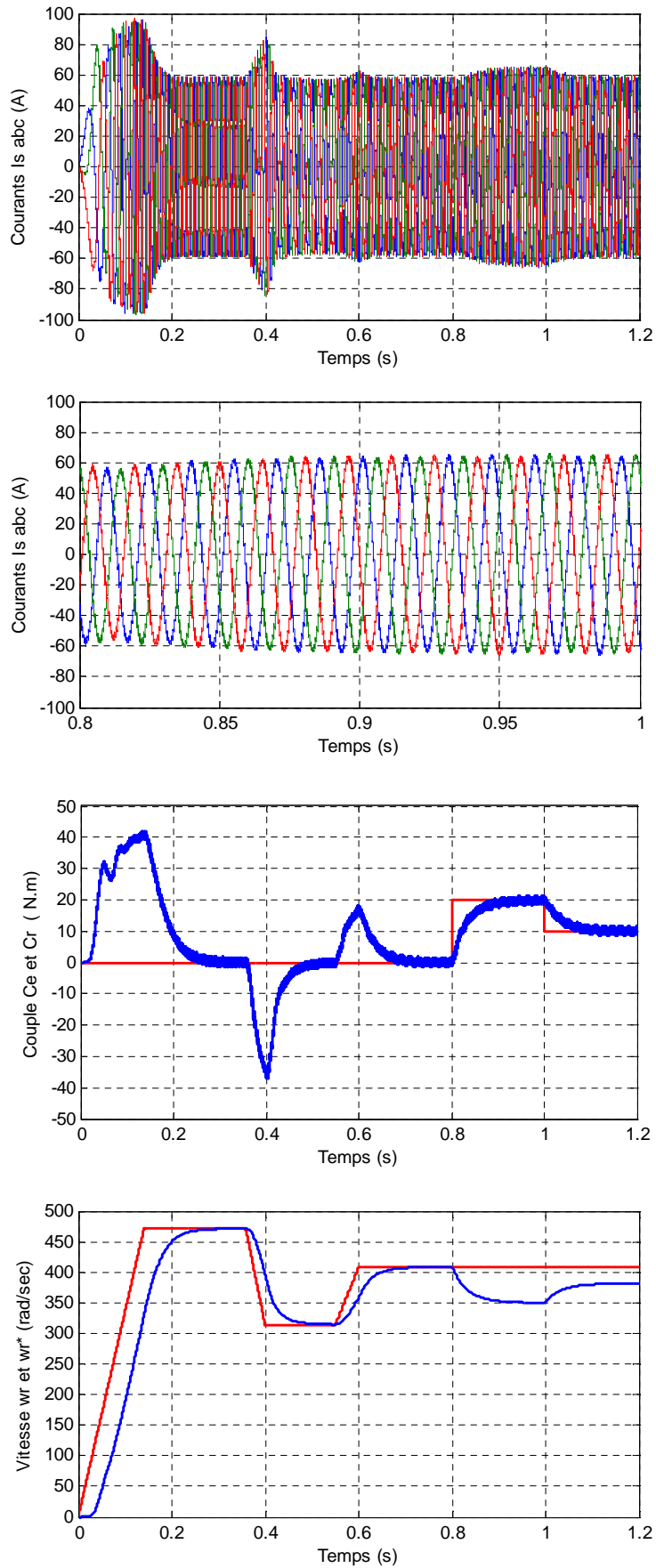
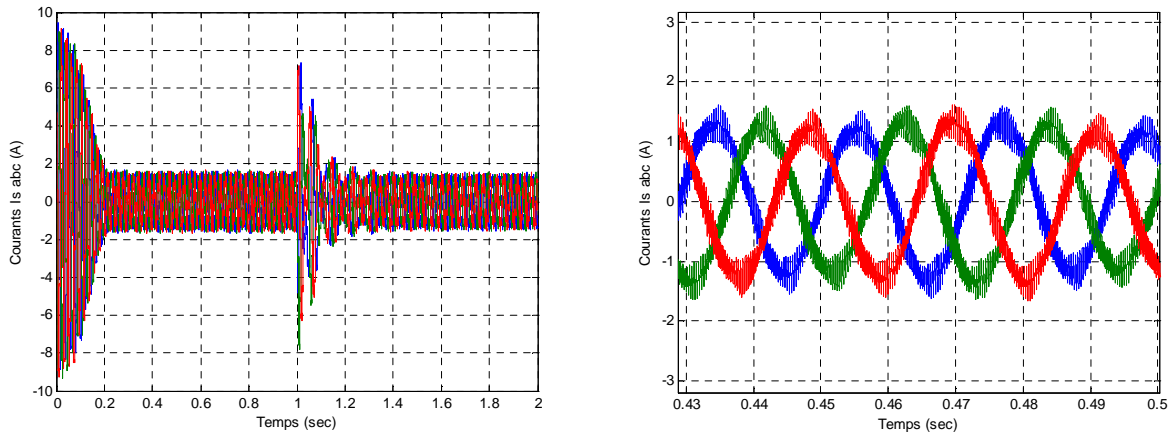
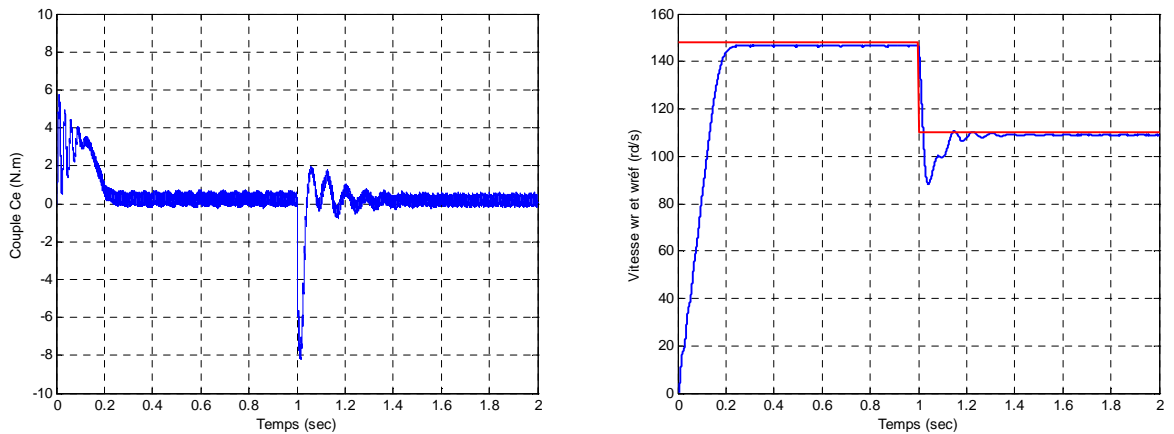


Figure (III.9) : Résultats de simulation de la commande scalaire V/f constante d'un moteur à induction de 30 kw.



a) La forme des courants statoriques I_{s_abc} .



b) La forme du Couple électromagnétique. c) La vitesse réelle et la vitesse de référence.

Figure (III.11) : Les résultats de simulation de la commande scalaire V/f constante du moteur asynchrone de 1 Kw.

III.5 - Conclusion :

Dans ce chapitre, l'implémentation d'un modèle Simulink modulaire pour la simulation de la machine à induction a été introduite. Contrairement à la plupart des autres modèles d'implémentations de la machine à induction, avec ce modèle, l'utilisateur a un accès à toutes les variables internes pour obtenir un aperçu sur le fonctionnement de la machine. La facilité de mise en œuvre de contrôle de ce modèle est également démontrée.

D'après l'étude théorique, On peut conclure que la commande scalaire linéarise le flux de la machine en un certain point de fonctionnement et on a aussi constaté que cette stratégie de commande présente un inconvénient majeur dans les basses vitesses à causes de l'importance de la chute de tension statorique. Pour palier à cet inconvénient, il faut compenser cette chute de tension afin de maintenir le couple électromagnétique dans les basses vitesses et de conserver la constance du flux.

CHAPITRE IV :

IMPLEMENTATION PRATIQUE DE LA

COMMANDE SVM ET LA COMMANDE

SCALAIRE

IV.1 - Introduction :

Dans ce chapitre, une tentative de validation expérimentale des résultats de simulations obtenues dans les chapitres précédentes est faite avec l'implémentation pratique des algorithmes de Commande SVM et Commande Scalaire développées sur une carte d'acquisition réalisée pour la commande à vide et en charge de l'ensemble moteur asynchrone et variateur de vitesse (convertisseur de fréquence universel à onduleur de tension triphasé à IGBT).

IV.2 - Description du prototype réalisé et utilisé :

Le prototype du banc d'essai pratique réalisé et utilisé est monté au laboratoire, il se compose de :

- Convertisseur de fréquence universel (variateur de vitesse), délivrée par Leybold Didactic sous le code 735 295.
- Un moteur Asynchrone.
- Une génératrice.
- Une Alimentation secteur de la partie puissance et de l'électronique. Une tension alternative 230 V / 50 Hz à partir de laquelle est alimentée la charge par le biais du circuit intermédiaire et de l'inverseur.
- Une carte de commande réalisée pour l'implémentation pratique des deux stratégies de commande Scalaire et la commande SVM utilisant le Dspic 30f4011 qui sert à la commande numérique du variateur de vitesse.
- Une carte Dspic « Esaydspic4A ».
- Un oscilloscope à mémoire numérique.

IV.2.1 - Description et Caractéristiques Techniques du Variateur de Vitesse :

On entend par convertisseur de fréquence universel ou variateur de vitesse, un convertisseur d'impulsions à transistors à circuit intermédiaire de tension continue. Il est utilisé comme partie puissance en technique des entraînements et des asservissements pour générer une tension de sortie triphasée, variable en fréquence et en amplitude à partir du secteur alternatif. La partie puissance proprement dite ne comprend aucune «intelligence». Celle-ci est transférée dans diverses unités de commande. Les seuls organes intégrés sont un dispositif de surveillance des surintensités et des surchauffes ainsi qu'un hacheur de freinage à réaction automatique.

Le convertisseur de fréquence universel est protégé contre son éventuelle destruction pouvant être occasionnée par une erreur de manipulation, par ex. par la commande incorrecte des transistors, une surcharge, des courts-circuits ou des défauts à la terre. 11 LED indiquent l'état de commutation des transistors de puissance ainsi que toute autre information sur l'état de fonctionnement. Le câble plat à 25 pôles ci-joint permet actuellement de raccorder l'unité de commande de caractéristique PWM pour le montage d'un convertisseur de fréquence pour machines triphasées.

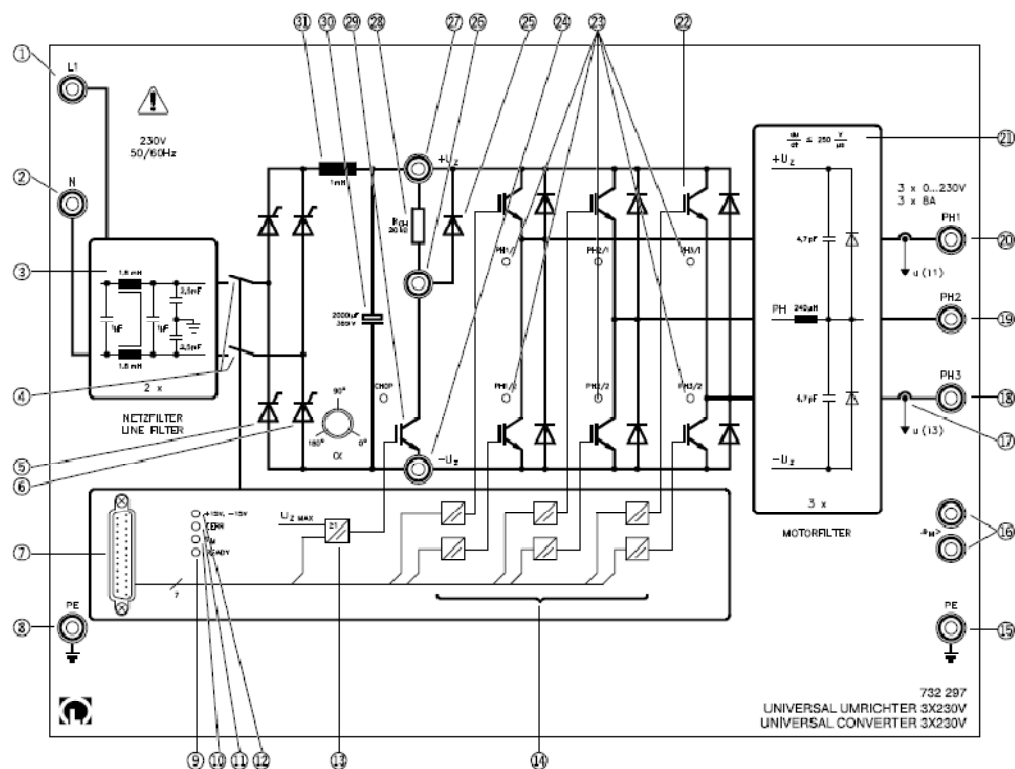


Figure (IV.1) : Convertisseur de fréquence universel 3 x 230 volts.

➤ **(1 + 2) : Alimentation secteur de la partie puissance et de l'électronique :**

Il doit être appliqué aux douilles de désignation L1 et N une tension alternative, en principe la tension secteur 230 V / 50 Hz à partir de laquelle est alimentée la charge par le biais du circuit intermédiaire et de l'inverseur.

Tension d'alimentation secteur : 230 V + 6 % - 10 %

Fréquence secteur : 48 Hz ... 63 Hz

Courant absorbé : max. 16 A

➤ **(3) :** Filtre de réseau à deux étages avec forte atténuation en mode commun et en mode symétrique afin de réduire les perturbations transmises via les câbles aux limites stipulées par la loi conformément aux normes EN 5008-1.

➤ **(4) :** Relais principaux, la tension secteur délivrée n'est reliée au redresseur d'entrée qu'à la fermeture des relais principaux. La diode luminescente (5) READY indique l'état de commutation des relais. Le signal CLR appliqué à l'interface à 25 pôles affiche READY lorsqu'il n'y a aucune erreur cumulative et enclenche ainsi les relais.

➤ **(5 + 6) :** Convertisseur de courant **B2C** commandé avec potentiomètre pour l'angle de commande α ; Le circuit intermédiaire de tension continue est alimenté par la tension secteur à l'aide du convertisseur de courant commandé. En modifiant l'angle de commande α , on peut faire varier la tension du circuit intermédiaire U_d entre 0 V et environ 325V maximum. La tension maximale est nécessaire dans le cas d'expériences avec le convertisseur de fréquence; en technique des asservissements.

➤ Interface à 25 pôles : Les unités de commande externes sont connectées à cette interface par le câble plat joint au convertisseur de fréquence. Tous les signaux sont bien isolés de la tension dangereuse en cas de contact fortuit.

➤ **(8 + 15) :** Conducteur de protection / PE : Il faut brancher ici le conducteur de protection. Le conducteur de protection de la machine peut être connecté avec la deuxième douille.

➤ **(9) :** LED READY, Affichage de l'état de commutation des relais principaux.

➤ **(10) :** LED v_M , Affichage de la surchauffe du moteur.

➤ **(11) :** LED IERR, Affichage commun des défauts dans le convertisseur. Une perturbation du convertisseur peut avoir différentes origines :

- Température du moteur trop élevée.
- Température du convertisseur trop élevée.
- Courant dans le transistor de freinage trop fort.
- Courant dans l'inverseur trop élevé. Seuil de réponse : Typ. 26 A (min. 18 A)
- Défaillance de la tension auxiliaire de l'inverseur.
- L'erreur cumulative entraîne la coupure immédiate des impulsions d'amorçage suivie de l'ouverture des relais principaux.

➤ **(12) :** LED +15V, -15V: Affichage de la disponibilité, la tension d'alimentation interne de l'électronique est appliquée.

➤ **(13) :** Dispositif de surveillance de la tension du circuit intermédiaire ainsi qu'organe de commande à isolation galvanique pour le transistor du hacheur. La tension du circuit intermédiaire est constamment comparée à deux valeurs limites. Si le 1er seuil d'env. 355 V est dépassé, le transistor du hacheur s'enclenche. Cela entraîne normalement une baisse de la tension jusqu'à ce que le transistor du hacheur se remette hors service à environ 350 V.

➤ **(14) :** Six organes de commande à isolation galvanique pour la commande des transistors de puissance. Chacun des six transistors de puissance peut être enclenché et mis hors service avec les signaux de commande appropriés PH1/1...PH3/2. Une logique de verrouillage empêche alors que les transistors situés dans une paire de bras soient enclenchés simultanément.

➤ **(16) :** Connexion du dispositif de surveillance de la température de la machine. Un contact ouvert signale la surchauffe et provoque une erreur cumulative, donc la mise hors service du convertisseur.

➤ **(17) :** Mesure du courant ; La mesure du courant est réalisée à deux sorties uniquement étant donné que dans un réseau triphasé symétrique, cela suffit pour faire connaître le troisième courant. On a en effet l'équation : $I_1 + I_2 + I_3 = 0$

➤ **(18) :** Sortie du convertisseur phase 3; connexion W de la machine triphasée.

➤ **(19) :** Sortie du convertisseur phase 2; connexion V de la machine triphasée.

➤ **(20) :** Sortie du convertisseur phase 1; connexion U de la machine triphasée.

➤ **(21) :** Le filtre du moteur est utilisé pour réduire la raideur de la pente des flancs de la tension de sortie pulsée du convertisseur d'une valeur initiale de 2000 V / ms à des valeurs < 250V / ms. Cela a un effet favorable sur l'augmentation excessive de la tension sur des longs câbles de moteur, ménage les isolations et sur tout réduit les rayonnements parasites causés par le champ et transmis via les câbles.

➤ **(22) :** L'inverseur proprement dit à six IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), à diodes inverses à action rapide, à Gate Drive et logique de protection est intégré dans le dit « Module de puissance Intelligent ».

➤ **(23) :** Affichage de l'état de commutation des six transistors de puissance, voir **(14)**.

➤ **(24) :** Pôle négatif de la tension du circuit intermédiaire. Aucune capacité de mise à la terre ou de court-circuit.

➤ **(25) :** Collecteur du transistor du hacheur, connexion pour la résistance externe du hacheur.

➤ **(26) :** Diode de roue libre de la résistance de freinage externe.

- (27) : Pôle positif de la tension du circuit intermédiaire, connexion pour la résistance externe du hacheur. Aucune possibilité de mise à la terre ou de court-circuit.
- (28) : Résistance interne du hacheur de 20 kW et possibilité de connexion pour une résistance de freinage externe. La résistance du hacheur incorporée n'est pas en mesure d'absorber une quantité appréciable d'énergie de freinage. Cette résistance aide juste à procéder à l'enregistrement avec l'oscilloscope de la fonction du hacheur.
- (29) : Transistor du hacheur avec LED pour l'affichage de l'état de commutation. Le transistor du hacheur s'enclenche automatiquement lorsque la tension du circuit intermédiaire dépasse 355 V. Il se désenclenche à nouveau lorsque la tension passe à une valeur inférieure à 350 V. voir (13).
- (30) : Condensateur du circuit intermédiaire ; Le condensateur du circuit intermédiaire est chargé par le biais du redresseur en pont d'entrée et de la self de lissage. Celui-ci a une capacité d'env. 2000 μF et lisse la tension du circuit intermédiaire. Il doit également être en mesure de délivrer de l'énergie à l'inverseur avec une fréquence de pulsation élevée ou d'absorber l'énergie renvoyée par les diodes inverses. Il résiste à une tension allant jusqu'à 385 V.
- (31) : Self de lissage, $L = 11 \text{ mH}$, pour la réduction des pointes du courant de charge.

IV.2.2 - La Machine Asynchrone :

Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans le banc d'essai sont données par :

Nombre paire des pôles	$p = 2$
Puissance nominale	1 kW
Fréquence nominale	50 Hz
Vitesse nominale	1500 tr/min
Tension nominale	220 V / 380 V
Courant nominale	4.32 / 2.5 A
Résistance statorique	7 Ω
Résistance rotorique	3.5531 Ω
Inductance statorique	0.2786 H
Inductance rotorique	0.2786 H
Inductance Mutuelle	0.2705 H
Moment d'Inertie	0.0036 kg.m^2
Coefficient de Frottement	0.0017 $\text{kg.m}^2/\text{s}$

IV.2.3 - La Génératrice :

Les paramètres de la génératrice utilisée dans le banc d'essai sont :

Puissance nominale	1 kW
Vitesse nominale	2000 tr/min-1
Tension nominale	220 V
Courant nominale	5.75 A

IV.2.4 - Le DSPIC : [4][21]

Le DSPIC est une famille de microcontrôleurs qui allie la structure d'un microcontrôleur et celle d'un DSP (Digital Signal Processor). Dans ce travail on a utilisé un DSPIC de référence 30F4011, qui est fabriqué spécialement pour les applications de conversion de l'énergie et de la commande des moteurs électriques, la figure (IV.2) représente le bloc diagramme de DSPIC 30F4011.

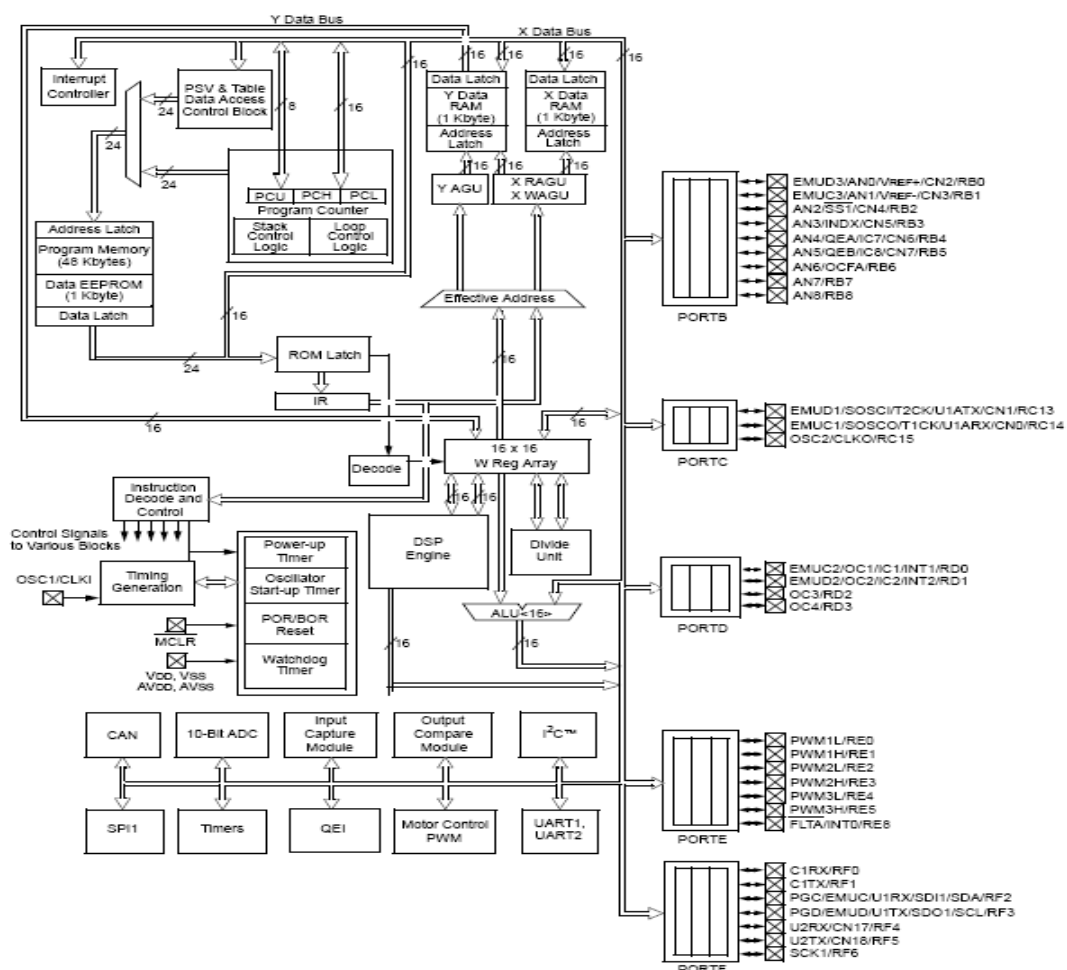


Figure (IV.2): Bloc diagramme DSPIC 30F4011.

Le DSPIC emploie une architecture HARVARD modifiée, avec séparation entre le bus des données et de programme, tel qu'il est représenté sur la figure (IV.3).

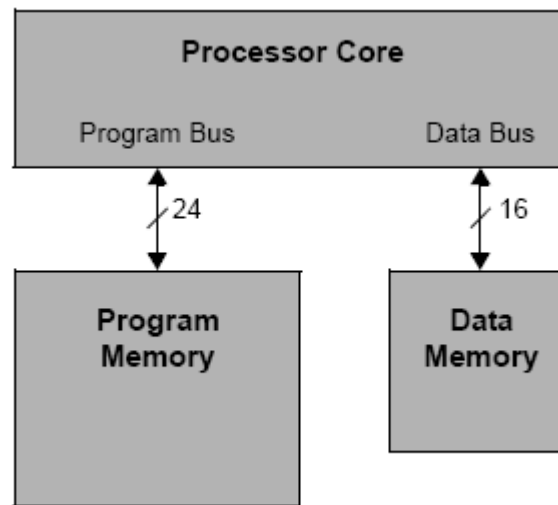


Figure (IV.3) : Structure Harvard modifiée.

IV.2.4.1 - Le Convertisseur Analogique / Numérique (ADC) :

Le module de conversion analogique/numérique joue un rôle important dans la programmation des applications de la commande des machines électriques (acquisition des courants, des tensions, des grandeurs de commande, etc....). Le DSPIC 30F4011 dispose de 16 entrées analogiques avec un niveau de tension maximale 5V, la grandeur analogique est convertie à une grandeur numérique de 10bits. Ces entrées analogiques sont multiplexées dans 4 amplificateurs l'échantillonneur bloqueurs. La sortie de l'échantillonneur bloquer, est l'entrée de convertisseur analogique/numérique. La tension analogique de référence, est sélectionnée en programmation (software), soit la tension d'alimentation (AV_{dd} , AV_{ss}), ou la tension des proches (V_{ref+} / V_{ref-}) les registres nécessaires à la programmation sont :

- Les registres de control (ADCON 1, 2,3) : control les opérations de module ADC.
- Le registre ADCHS: sélectionne la chaine à convertir (CH0...CH3)
- Le registre ADPCFG : configure le port comme entrée analogique ou entrée/sortie numérique.
- Le registre ADCSSL : sélectionne l'entrée analogique (AN0...AN15) à bloquer par l'échantillonneur bloquer.

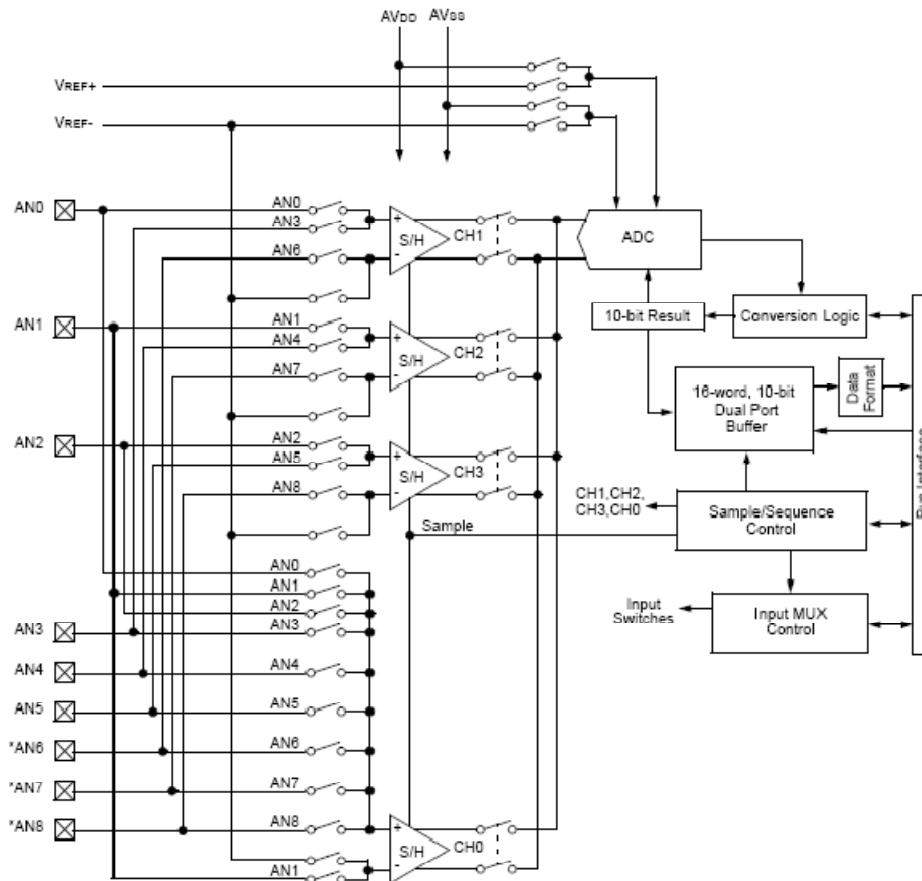


Figure (IV.4) : Bloc diagramme de module ADC.

IV.2.4.2 - Le module MLI :

Ce module simplifie l'opération de génération des signaux MLI, surtout pour les applications de conversion d'énergie et commande des machines électriques, citant :

- Commande des machines synchrones et asynchrones.
- Commande des machines à réluctance variable (MRV).
- Commande des machines à courant continu.
- Les alimentations sans interruption (ASI).

Le module MLI dispose des dispositifs suivantes :

- Six sorties MLI qu'ils peuvent fonctionner en trois paires complémentaires (pour le control des onduleurs triphasés), avec trois générateurs de rapport cyclique.
- Résolution 16bits.
- La possibilité de contrôler les autres périphériques via le module MLI.

- Génération des signaux MLI indépendants (Exemple : contrôle de la MRV).
- Gestion des temps morts.
- Gestion des interruptions.
- La possibilité de générer la MLI symétrique ou asymétrique.
- Un module générateur de la MLI vectoriel.
- Une broche de défaut (FLTA) pour conduire chaque sortie MLI à un état défini en cas d'anomalie dans le circuit puissance.

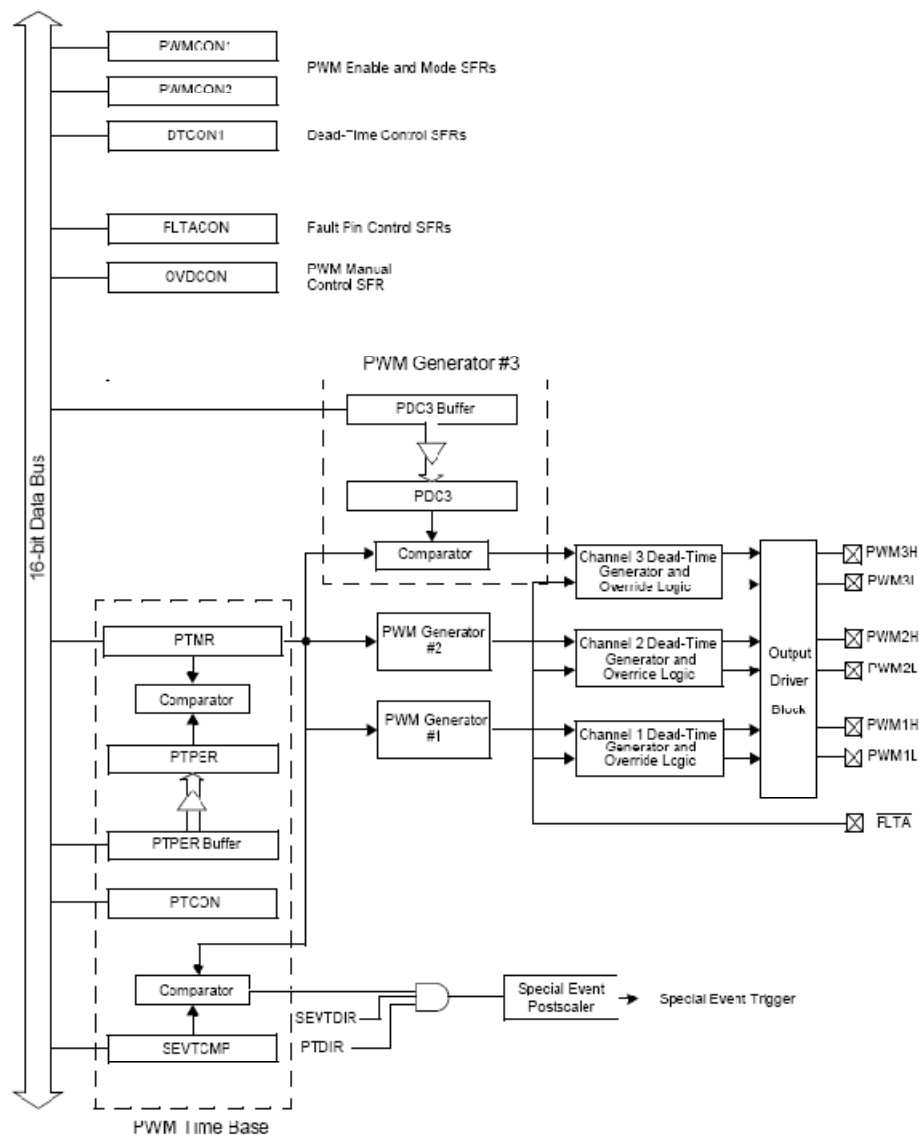


Figure (IV.5) : Bloc diagramme de module MLI.

Les registres suivants contrôlent les opérations de module MLI :

- **PTCON** : Contrôle la base du temps MLI (choix de diviseur de fréquence, choix de l'horloge , et la configuration de mode de fonctionnement de timer PTMR (MLI symétrique ou asymétrique)
- **PTMR** : Compteur de la base du temps MLI dans les deux sens (compteur incrémental ou décremental).
- **PTPER** : Registre de la période MLI.
- **SEVTCMP** : Contrôle les événements de comparaison entre la valeur compté par PTMR et le rapport cyclique (PDC1, 2, 3).
- **PWMCON1,2** : Registres de control principaux de module MLI.
- **DTCON** : Registre de gestion des temps morts.
- **FLTACON** : définit le comportement de module MLI en cas d'un front descendant dans la broche FLTA (conduire les six sorties MLI à un état bas ou haut...etc.).
- **PDC 1, 2, 3** : contiens les temps de conduction des trois interrupteurs hauts d'un onduleur triphasé par exemple.

IV.2.5 - La carte de commande numérique réalisée :

Cette Carte d'acquisition numérique est réalisée à base de DSPic 30f4011 (Digital Signal Processor). Elle sert à la commande de vitesse de l'ensemble Moteur Asynchrone et Convertisseur de Fréquence universel. Elle est composée de deux potentiomètres l'un pour faire varier le rapport V/f et l'autre pour faire varier la tension V et garder la fréquence constante.

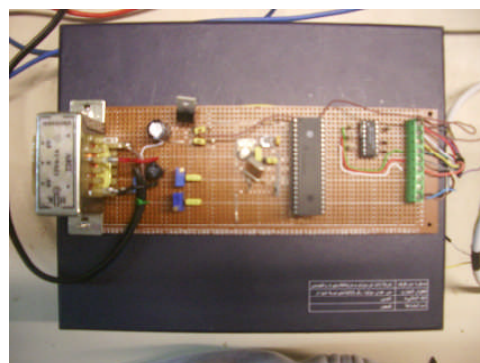


Figure (IV.6) : Carte d'acquisition pour la commande de l'ensemble Moteur Asynchrone et Convertisseur de Fréquence universel [23][24][26].

Test de la commande SVM en boucle ouverte :

Les trois rapports cycliques chargés dans la mémoire de DSPic 30F4011 sont calculées par le logiciel Matlab. La figure (IV.7) représente les résultats de la simulation :

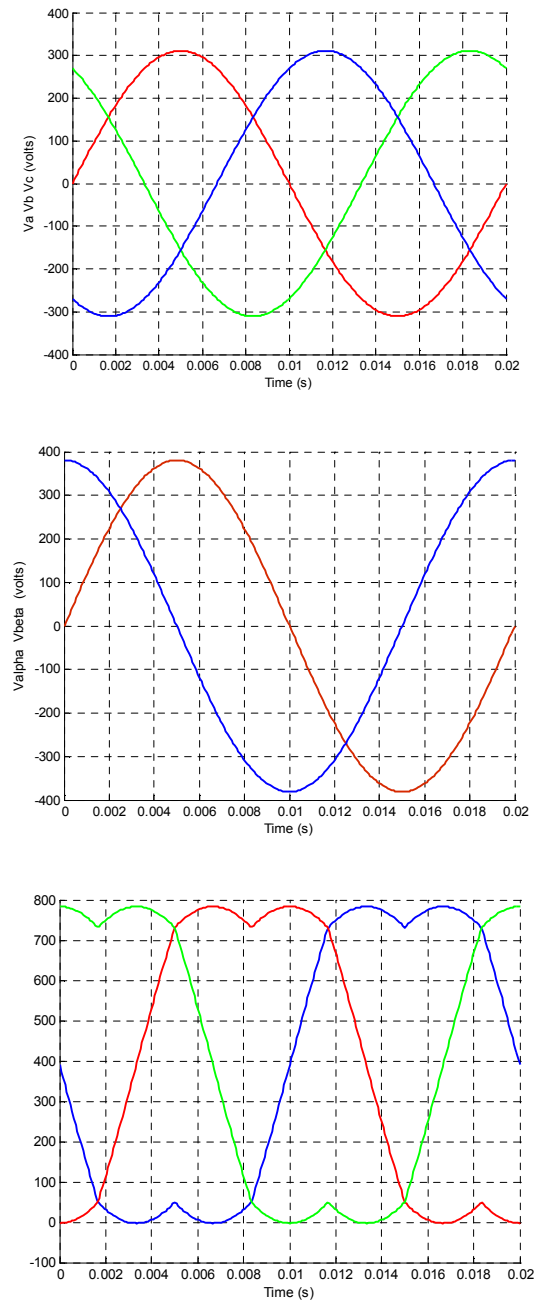


Figure (IV.7) : Les trois rapports cycliques.

IV.2.6 - Le Montage du banc d'essai :

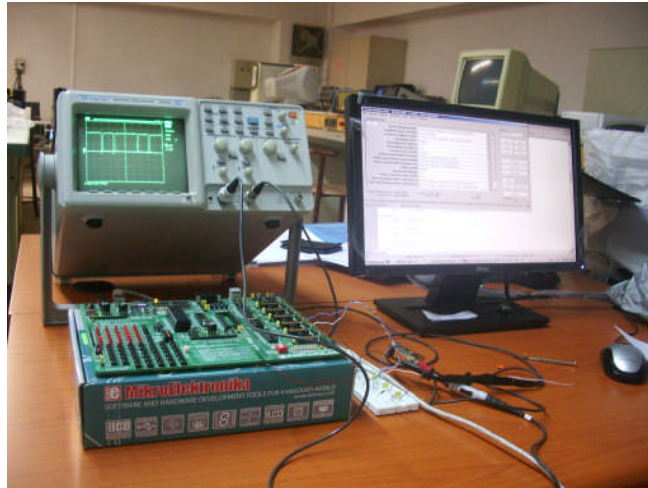


Figure (IV.8) : Photo du banc d'essai.

IV.3 - Les Résultats expérimentaux :

Dans notre cas, nous avons effectué les mesures sur deux types de fonctionnement : Essai à vide et Essai en charge et pour la commande de l'onduleur de tension, On a choisi un coefficient de réglage $r = 0.92$.

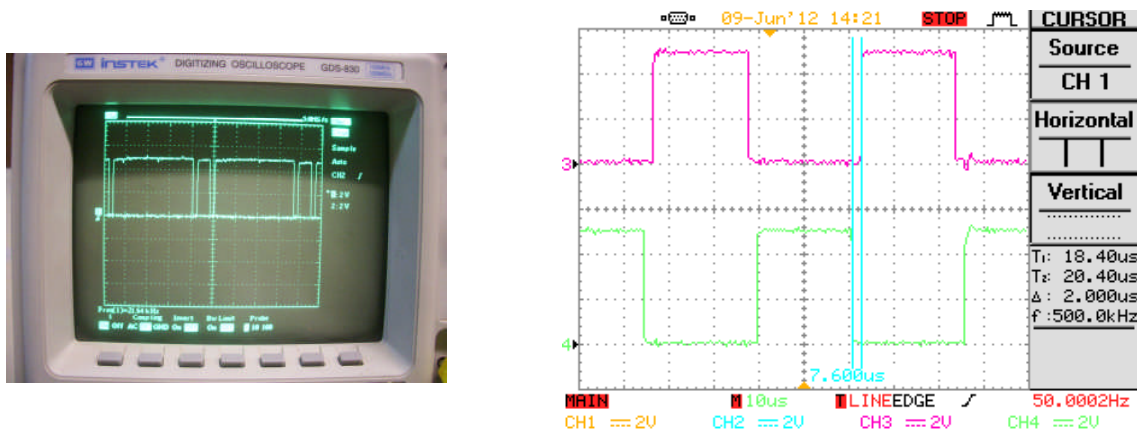


Figure (IV.9) : Les signaux de commandes générées par le Dspic 30f4011
PWM1H et PWM1L (avec un temps mort de 2 μ s).

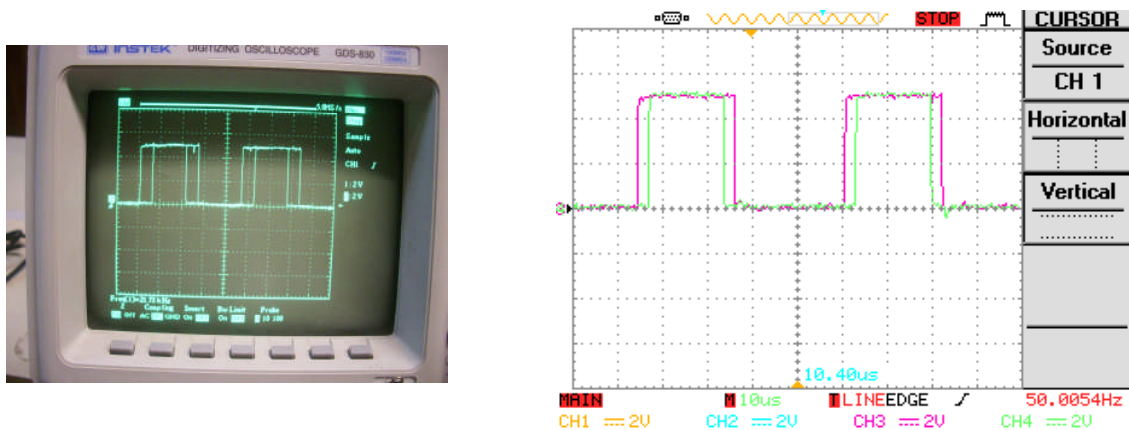


Figure (IV.10) : Les signaux de commandes générées par le Dspic 30f4011
PWM1H et PWM2H (elles sont centrées et symétriques).

IV.3.1 - Essai à vide :

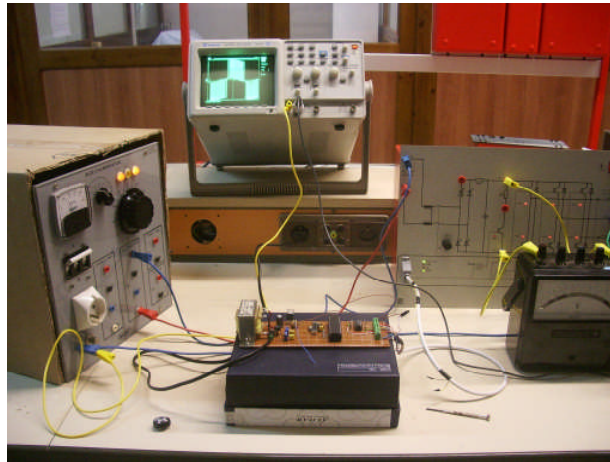
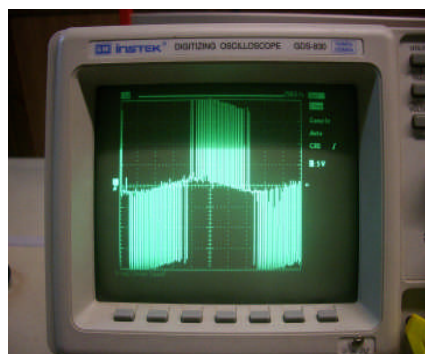
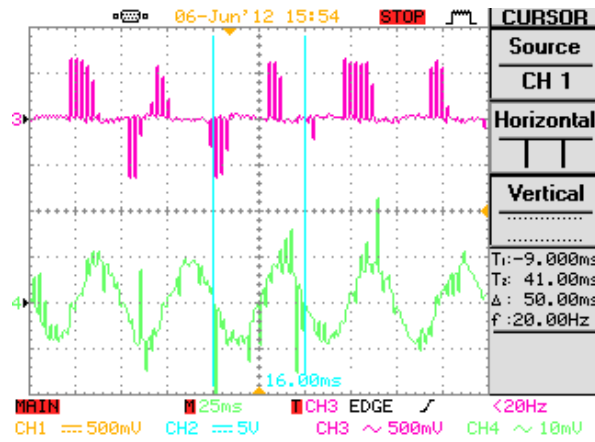


Figure (IV.11) : Montage du banc d'essai de l'essai à vide.

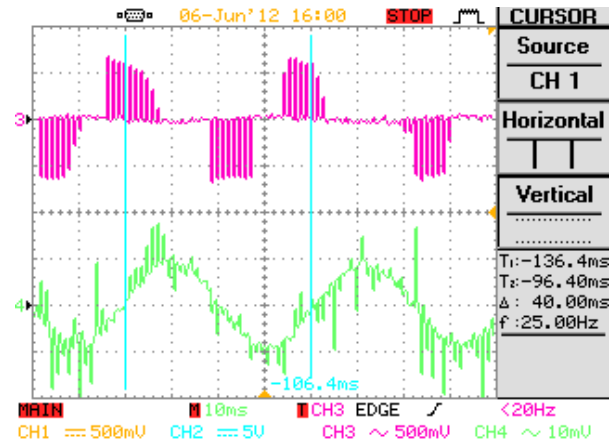
Tension Composée V_s (v)	40	50	60	70	80	90	100	105
Courant de ligne I_s (A)	0.45	0.5	0.6	0.65	0.65	0.7	0.7	0.7
Fréquence Statorique f_s (Hz)	20	25	30	35.21	40.32	45.45	50.09	50.98
La Vitesse w (rpm)	565	683	818	975	1073	1217	1385	1479

Tableau (IV.1) : Relevées expérimentales de l'essai à vide.

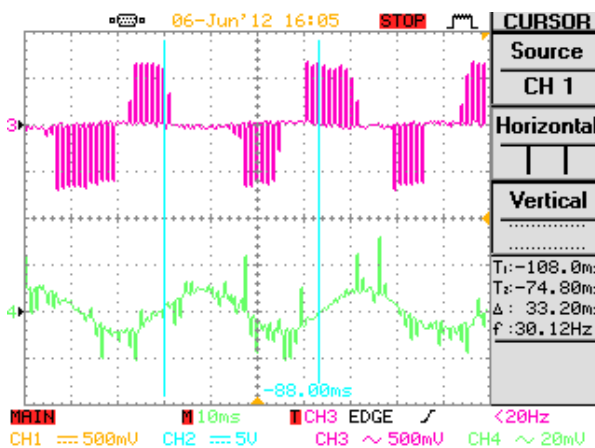
Figure (IV.12) : La Forme de la tension composée entre phase V_{12} à la sortie de l'onduleur triphasée (avec la commande scalaire)



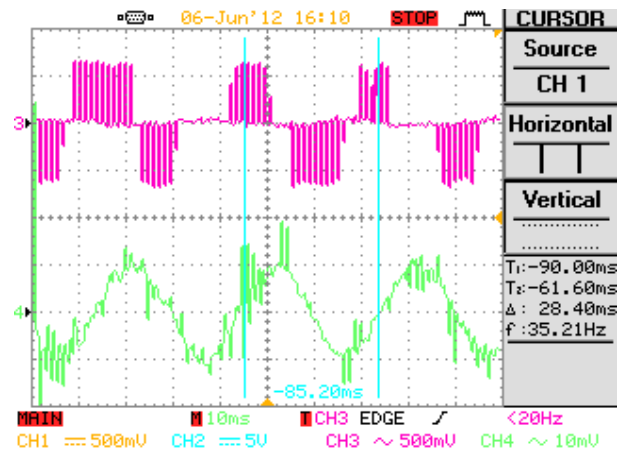
$U = 325 \text{ v}, I = 0.8 \text{ A}, F = 21.19 \text{ Hz}$



$U = 325 \text{ v}, I = 0.85 \text{ A}, F = 25.6 \text{ Hz}$

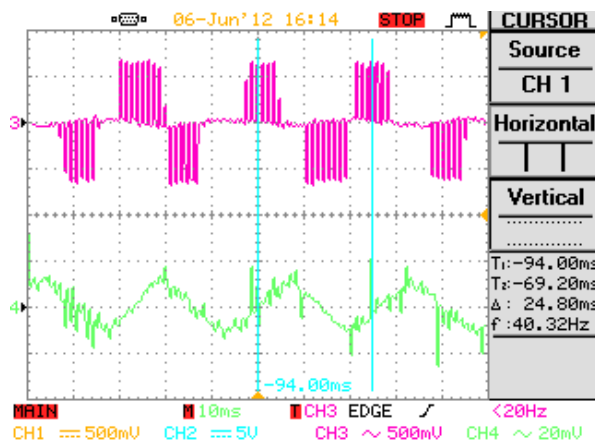


$U = 325 \text{ v}, I = 0.9 \text{ A}, F = 30.12 \text{ Hz}$

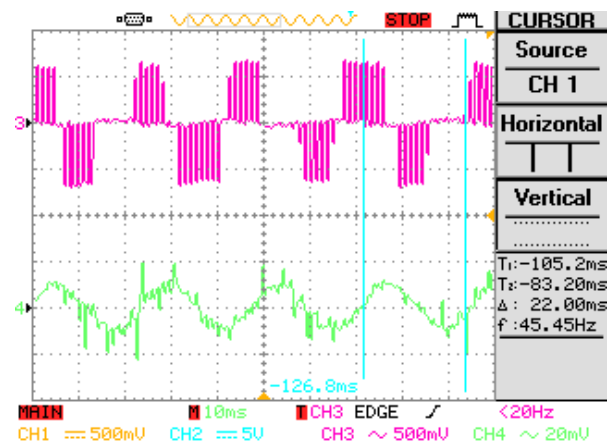


$U = 325 \text{ v}, I = 1 \text{ A}, F = 35.21 \text{ Hz}$

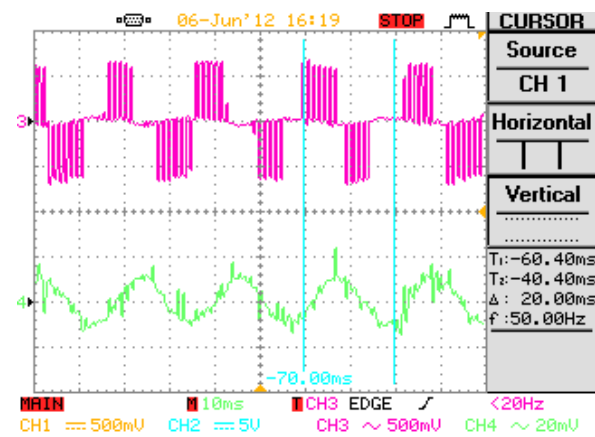
Figure (IV.13) : La Forme de la tension composée entre phase V_{12} et la forme du courant de ligne à la sortie de l'onduleur triphasé.



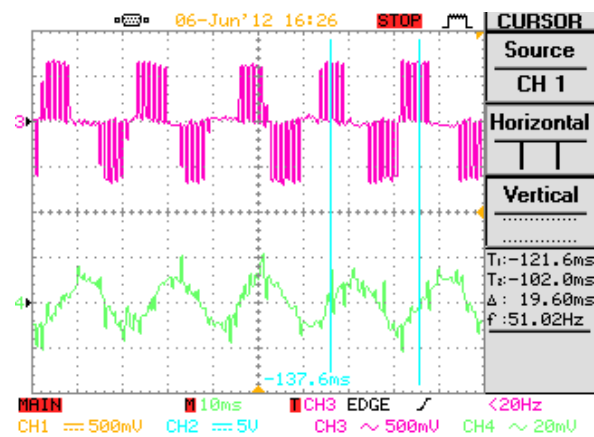
$U = 325 \text{ v}, I = 1.1 \text{ A}, F = 40.32 \text{ Hz}$



$U = 325 \text{ v}, I = 1.1 \text{ A}, F = 45.45 \text{ Hz}$



$U = 325 \text{ v}, I = 1.15 \text{ A}, F = 50.09 \text{ Hz}$



$U = 325 \text{ v}, I = 1.2 \text{ A}, F = 50.98 \text{ Hz}$

Figure (IV.14) : La Forme de la tension composée entre phase V_{12} et la forme du courant de ligne à la sortie de l'onduleur triphasé.

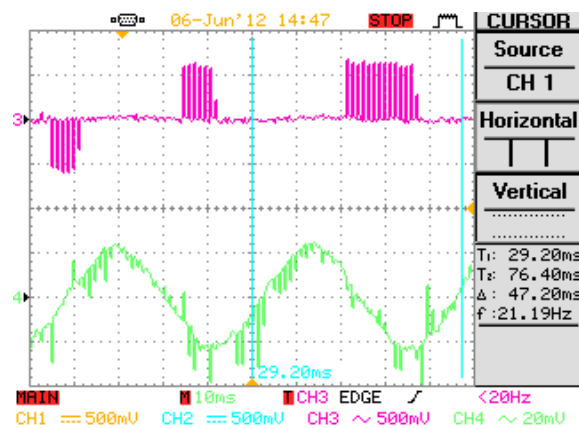
IV.3.2 - Essai en charge :



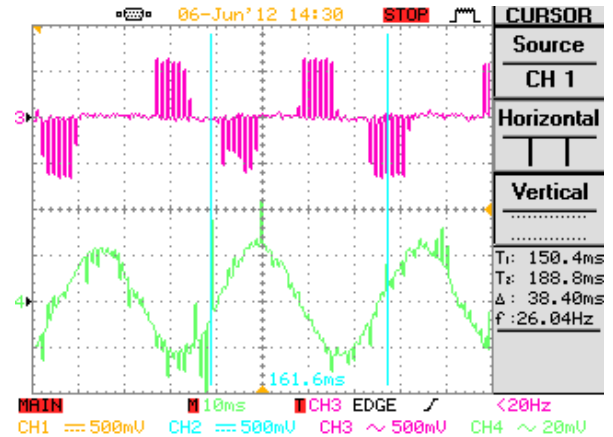
Figure (IV.14) : Montage du banc d'essai de l'essai en charge.

Tension Composée V_s (v)	40	50	60	70	80	90	100	105
Courant de ligne I_s (A)	1.55	1.6	1.79	1.9	2.1	2.35	2.45	2.6
Fréquence Statorique f_s (Hz)	21.19	25.6	30.86	35.21	40.32	45.45	50.02	50.99
La Vitesse w (rpm)	473	647	787	935	1031	1176	1336	1401
Tension Générée V_{ch} (v)	34.40	46.5	56.8	65.4	72.9	80.4	86.3	91.2
Courant généré I_{ch} (A)	0.68	0.9	1.09	1.25	1.38	1.52	1.64	1.73
Tension d'excitation V_{ex} (v)	150	150	150	150	150	150	150	150
Courant d'excitation I_{ex} (A)	0.61	0.61	0.61	0.61	0.61	0.61	0.61	0.61

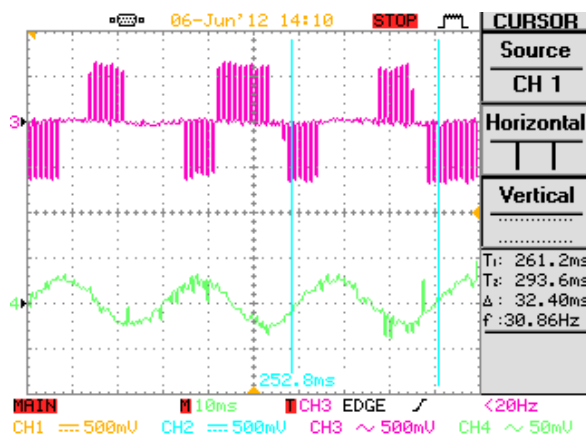
Tableau (IV.2) : Relevées expérimentales de l'essai en charge.



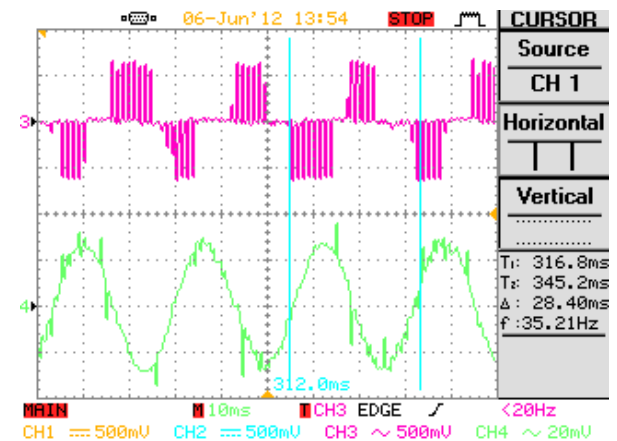
$U = 325 \text{ v}, I = 2.4 \text{ A}, F = 21.19 \text{ Hz}$



$U = 325 \text{ v}, I = 2.45 \text{ A}, F = 25.6 \text{ Hz}$

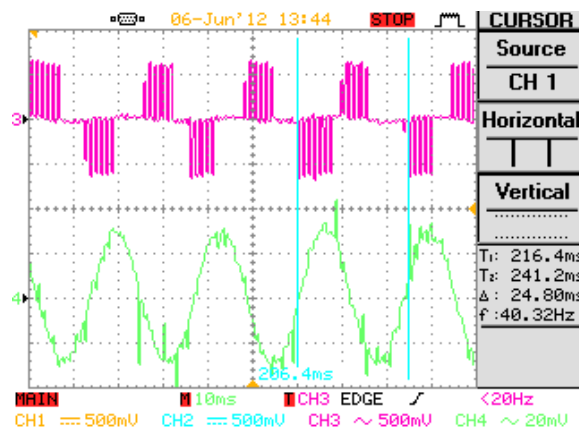


$U = 325 \text{ v}, I = 2.5 \text{ A}, F = 30.86 \text{ Hz}$

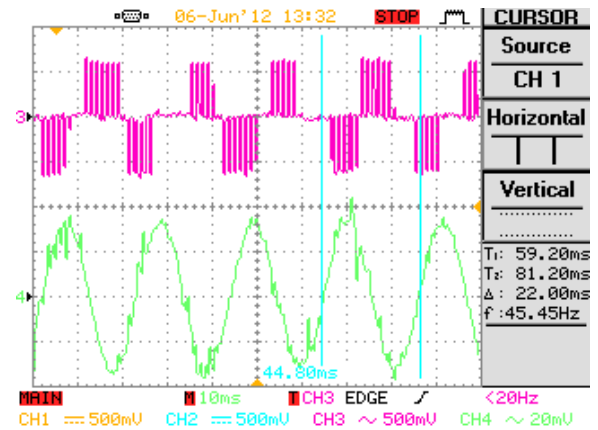


$U = 325 \text{ v}, I = 2.7 \text{ A}, F = 35.21 \text{ Hz}$

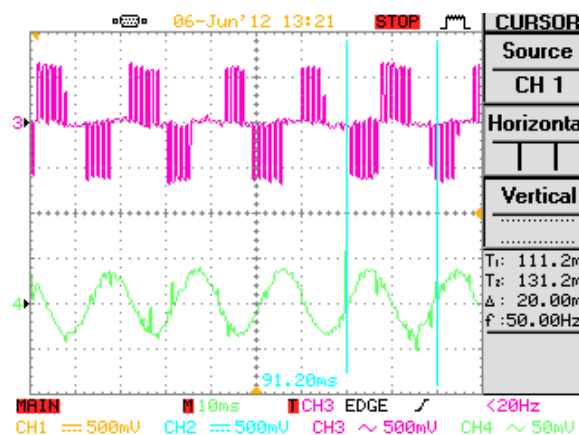
Figure (IV.15) : La Forme de la tension composée entre phase V_{12} et la forme du courant de ligne à la sortie de l'onduleur triphasé.



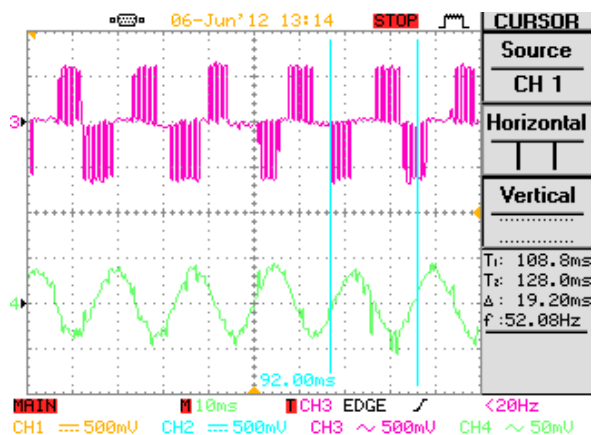
$U = 325 \text{ v}, I = 3 \text{ A}, F = 40.32 \text{ Hz}$



$U = 325 \text{ v}, I = 3.4 \text{ A}, F = 45.45 \text{ Hz}$

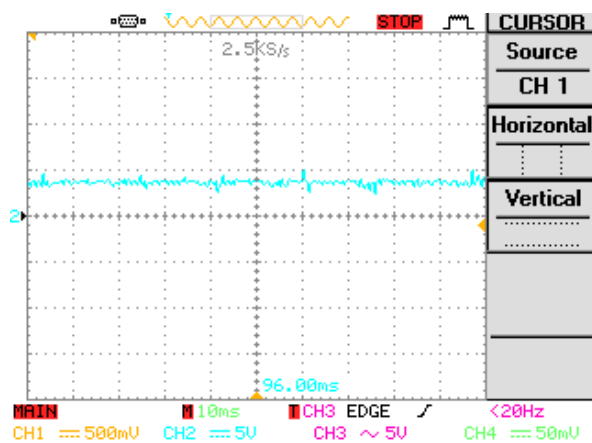


$U = 325 \text{ v}, I = 3.5 \text{ A}, F = 50.02 \text{ Hz}$

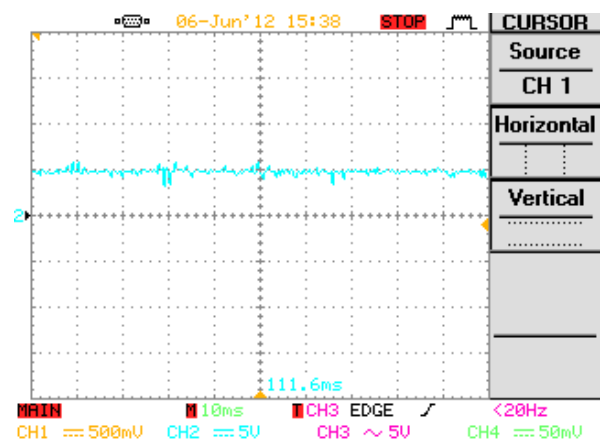


$U = 325 \text{ v}, I = 3.75 \text{ A}, F = 50.99 \text{ Hz}$

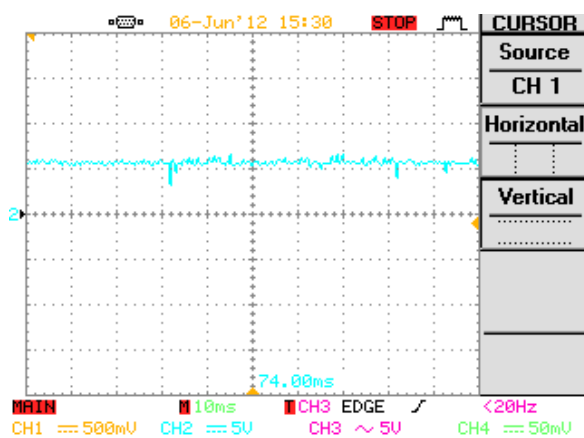
Figure (IV.16) : La Forme de la tension composée entre phase V_{12} et la forme du courant de ligne à la sortie de l'onduleur triphasé.



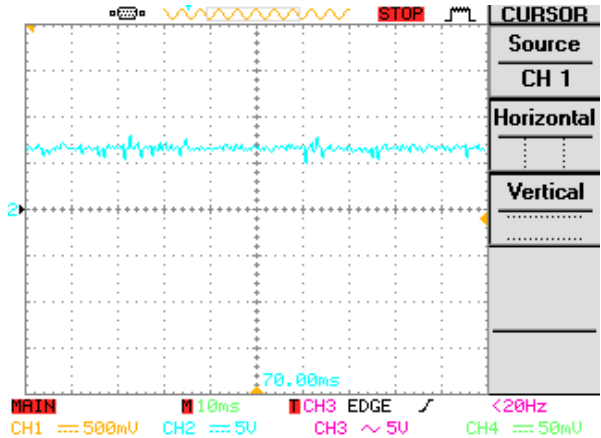
$$V_{\text{charge}} = 34.4 \text{ v}$$



$$V_{\text{charge}} = 46.5 \text{ v}$$

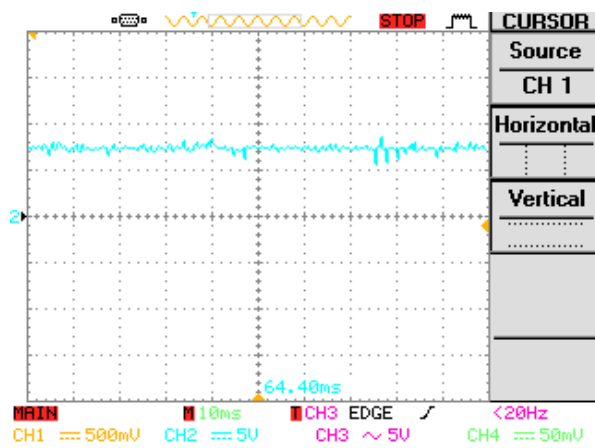


$$V_{\text{charge}} = 56.8 \text{ v}$$

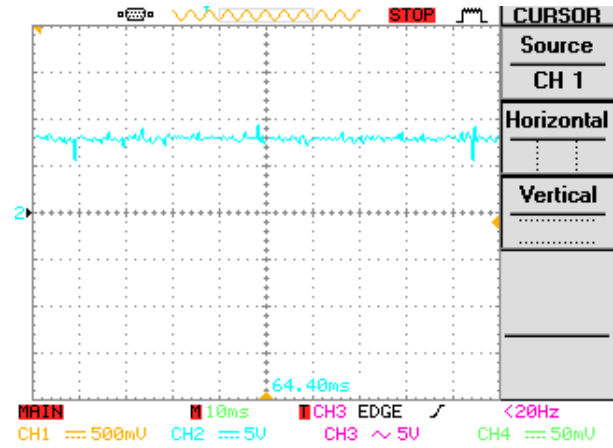


$$V_{\text{charge}} = 65.4 \text{ v}$$

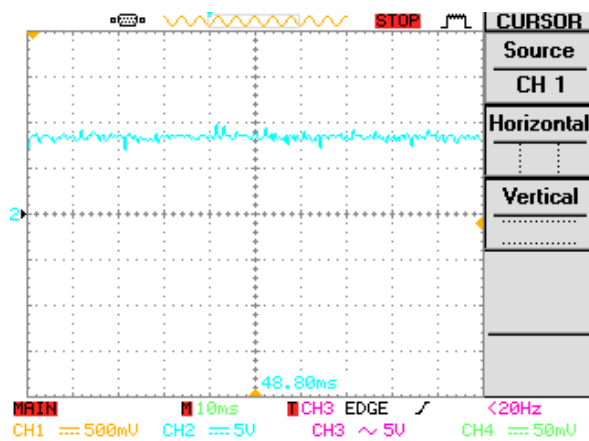
Figure (IV.17) : La Forme de la tension de sortie de la génératrice.



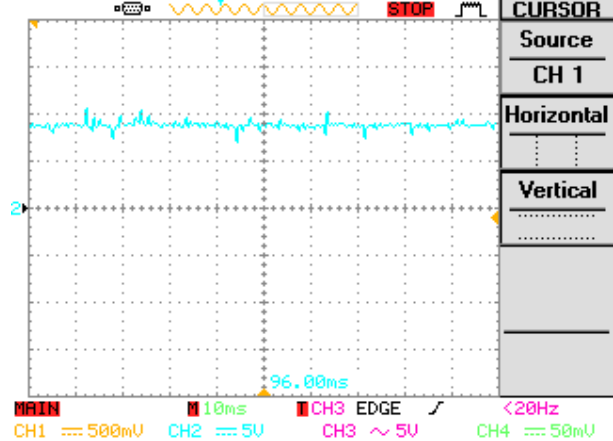
$$V_{\text{charge}} = 72.9 \text{ v}$$



$$V_{\text{charge}} = 80.4 \text{ v}$$



$$V_{\text{charge}} = 68.3 \text{ v}$$



$$V_{\text{charge}} = 91.2 \text{ v}$$

Figure (IV.18) : La Forme de la tension de sortie de la génératrice.

IV.3.3 - Profile de la commande scalaire V/F constant :

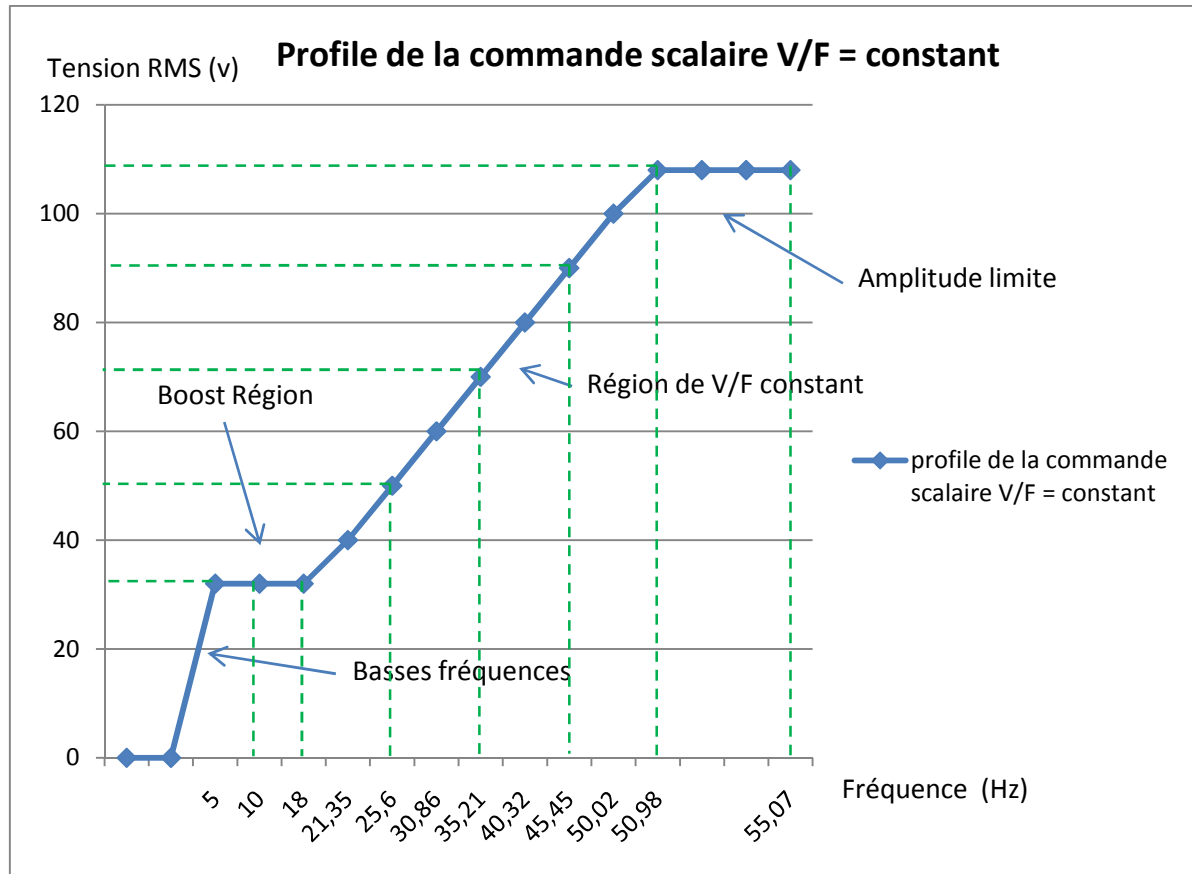


Figure (IV.19) : Profile de la commande scalaire V/F constant.

IV.4 - Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons réalisé et fait l'implémentation pratique des deux algorithmes de commande SVM et de la commande Scalaire qui sert à la commande de vitesse du l'ensemble moteur asynchrone et convertisseur de fréquence universel à vide et en charge et d'éliminer sa commande scalaire par la carte d'acquisition Cassy - P et de la remplacer par une carte d'acquisition de commande numérique réalisée à base DSPIC.

Les résultats expérimentaux obtenus valident les résultats de simulation et les algorithmes de commandes numériques développées.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de cette thèse consiste à étudier, réaliser, simulé, développer et implémenter d'une commande numérique d'un moteur à induction sur une carte d'acquisition à base de DSPIC pour la commande de vitesse du moteur asynchrone à vide et en charge en utilisant les deux stratégies de commande SVM et commande Scalaire qui sert à la commande du variateur de vitesse tout en éliminant la carte d'acquisition CASSY – P du convertisseur de fréquence universel délivrée par Leybold Didactic sous le code 735 295.

Les divers travaux de recherche entrepris jusqu'à nos jours, ont montré que la difficulté de la commande du moteur asynchrone réside essentiellement dans son modèle mathématique caractérisé par une forte non linéarité et un couplage étroit entre les variables internes (couple et flux).

Tout d'abord, on a développé un modèle mathématique simple du moteur asynchrone et on a simulé numériquement la dynamique de la machine asynchrone utilisée en pratique par la commande SVM et la commande Scalaire.

Nous avons montré par la suite que les différents technique MLI pouvaient améliorer la qualité de la tension de sortie de l'onduleur, à savoir, un taux harmonique réduit et une fondamentale se rapprochant du signal réel. La modulation de largeur d'impulsion a été faite pour éliminer les harmoniques ou les repousser vers des fréquences élevées afin d'être facile à filtrées. Ces harmoniques peuvent engendrer des perturbations dans la tension de la charge et génèrent des pointes de courant et des couples pulsatoires dans une machine commandée par un onduleur créant ainsi des bruits acoustiques néfastes pour l'environnement immédiat et par conséquent des pertes importantes, ils risquent d'endommager la charge si aucune précaution n'est prise en compte pour leur élimination.

Les différentes commandes ont été implantées par simulation en utilisant le logiciel MATLAB et son environnement SIMULINK. D'après les résultats de simulation obtenus, on peut conclure que la technique de la modulation de la largeur d'impulsion vectorielle offre un certain nombre d'avantage par rapport aux autres techniques de commande.

Le développement récent de la micro-électronique et des composants de l'électronique de puissance ont éliminé plusieurs contraintes conditionnées par l'application de la Commande MLI Vectorielle (SVM), il est donc possible de la réaliser en exploitant tous ses avantages.

Pour pouvoir juger cette stratégie, il faut se baser sur de nombreux critères :

- Le contenu harmonique dans les signaux.
- La fréquence de commutation du semi-conducteur.
- Domaine des tensions maximales réalisables.
- La facilité d'implémentation.

Cette méthode permet de rejeter les harmoniques vers les fréquences élevées. Elle représente donc une nouvelle solution de filtrage des harmoniques, et offre l'avantage d'avoir des tensions de sortie s'approchant de la sinusoïde parfaite.

Enfin, nous avons réalisé et fait l'implémentation pratique des deux algorithmes de commande SVM et la Commande Scalaire pour la commande de vitesse (à vide et en charge) du l'ensemble moteur asynchrone - convertisseur de fréquence universel - génératrice et d'éliminer sa commande scalaire par la carte d'acquisition Cassy – P et de la remplacer par une carte d'acquisition de commande numérique réalisé à base DSPIC.

Les résultats expérimentaux obtenus valident les résultats de simulation et les algorithmes de commandes numériques développées.

En Perspectives :

- En développant un prototype complet du variateur de vitesse couplé à un générateur photovoltaïque pour alimenter le moteur à induction ou fournir une alimentation autonome destiné à une installation photovoltaïque.
- En utilisant aussi d'autres techniques de commandes modernes tel que :
La logique floue - le Réseau de neurones - les algorithmes génétiques.
Pour remédier le problème de l'influence de la résistance statorique R_s qui varie avec la température (remédier le Pb de la chute de tension statorique).

BIBLIOGRAPHIES

- [1] : **Ouamri et Houari** « Différents Techniques MLI ». PFE ELT, USTO, Oran 2006.
- [2] : **GUY Crellet** « Actionneurs Electriques ». Edition Eyrolles 1997.
- [3] : **Yaichi**. « Analyse de la Technique de Modulation Vectorielle SVM Appliqué aux Onduleurs multi-niveaux » Magister 2006.
- [4] : **Microchip** « DSPIC30F4011/4012 Data Sheet » 2005 Microchip Technology Inc.
- [5] : **Violaine Didier**, Rapport : « Les Onduleurs pour Systèmes Photovoltaïques, Fonctionnement, Etat de l'Art et Etude des Performances ». Aout 2007, HESPUL.
- [6] : **Daili Yacine** « Contrôle de la fréquence des commutations des Hystérésis utilisée dans la Commande d'une Machine à Induction ».Thèse Magister, Batna 2007.
- [7] : **Zaidi Saïda** « Commande non linéaire d'un Moteur à Induction ». Thèse Magister, Batna 2007.
- [8] : **Lotfi 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 Henri Poincaré, Nancy-I en Génie Electrique.
- [9] : **CHEKROUN Soufyane** « Commande Neuro-Floue sans Capteur de vitesse d'une Machine Asynchrone Triphasée » Mémoire pour l'obtention de Diplôme de Magister en Electrotechnique.
- [10] : **AÏMER Ameer Fethi , OUALI Yassine** « Contribution à l'amélioration de la commande directe de couple de la machine asynchrone : Utilisation de la MLI vectorielle ». Mémoire pour l'obtention de Diplôme d'Ingénieur en Electrotechnique.
- [11] : **NOUR.M et TIDJINI.H.** « Étude comparative entre les contrôleurs PI classique et PI à gain variable dans la commande directe du couple d'une machine asynchrone ». Mémoire d'Ingénieur, Saïda, Algérie. 2004.
- [12] : **GRELLET.G et CLERC.G.** « Actionneurs électriques : Principes, modèles et commandes ». Eyrolles, Paris, France. 2000.
- [13] : **Ismail HIMDI** « Observation et commande de moteurs asynchrones », Rapport de projet : 2008-2009.
- [14] : **Franck Morand** « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones ». Thèse de Doctorat. 2005.

- [15] : **Bourahla Boumedienne** « Commande scalaire de la machine asynchrone en temps réel : Etude et Réalisation ». Thèse de Magister. 2008
- [16] : **Miloudi Abdallah** « Etude et conception de régulateurs robustes dans différentes stratégies de commandes d'un moteur asynchrone ». Thèse de Doctorat. 2006
- [17] **HAMIDI.A** et **HIRECHE.A.** « Étude comparative entre la commande à MLI vectorielle et la commande à MLI sinus-triangle d'un onduleur à deux niveaux de tension » Mémoire d'ingénieur, Saïda, Algérie. 2002
- [18] **J.Bonal & G.Séguier** « Les convertisseurs de l'électronique de puissance », Edition Tech & Doc /Lavoisier **1999**.
- [19] **M.Lavabre & Y.Bonnassieux** « Convertisseurs statiques pour la variation de vitesse des MCC », Techniques de l'ingénieur, traité de génie électrique, **D3611**
- [20] **A. Dumitrescu, D. Fodor, T. Jokinen, M. Rosu, S. Bucurencio** « Modeling and Simulation of electric drive systems using Matlab / Simulink environments » International Conference on Electric Machines and Drives (IEMD), 1999, pp. 451-453.
- [21] **Microchip** « Using the dsPIC30F for Vector Control of an ACIM », Microchip Technology Inc., 2007
- [22] **J. Lázár, S. Halász, M. Hunyár, F. Csörgics**, « Converter Controlled Induction Motor Drives », TU Budapest Electrical Engineering. MEE Electrical Eng. Library, OMIKK Publisher, Budapest, Hungary, 1990. P
- [23] **N. B. Şimşir, H. B. Ertan** « The Implementation of A 3-Phase Frequency Modulated Inverter Using a Single microcontroller », International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, 5-7 June 1995, Kuşadası-Turkey, Vol.1 /2, pp 100-106.
- [24] **I. Nagy** « Control of Variable Frequency Inverter Drives ». Department for Information and System, University of Rome, Rome, Italy, 1985.
- [25] **H. Bulent Ertan, Ertan Murat, Baris Colak**, IEEE International Electrical Machines and Drives Conference « *A Novel Approach to Detection of Some Parameters of Induction Motors* » IEMDC 2007 3-5 May 2007, Antalya, Turkey pp. 1626-1631
- [26] **I. Nagy** « Voltage and Current Source Inverters for Variable Frequency Induction Motor Drives ». Bharat Heavy Electricals Ltd., Bangalore, India, 1983.

ANNEXES

ANNEXE I

Schéma électrique du Moteur Asynchrone :

Le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone représente le stator par trois enroulements identiques auxquels s'appliquent les tensions statoriques (avec $k=1, 2, 3$). Quant au rotor, il est représenté par trois enroulements identiques court-circuités (figure ci-dessous).

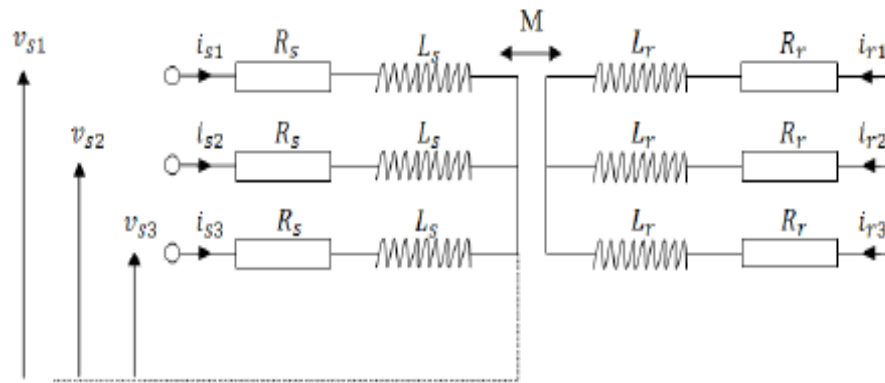


Figure (I.1) : Schéma électrique du moteur asynchrone.

Les grandeurs associées au stator sont marquées par la lettre s en indice. Celles du rotor sont marquées par la lettre r . Lorsque le moteur est configuré en étoile ou en triangle, les sommes des courants parcourant le rotor et le stator, sont nulles, soit :

$$i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} = 0 \quad (\text{AI.1})$$

$$i_{r1} + i_{r2} + i_{r3} = 0 \quad (\text{AI.2})$$

ANNEXE II

1. Transformation de Park des grandeurs statoriques et rotoriques : [15]

L'application de la transformation de Park aux équations triphasées des tensions et des flux du moteur asynchrone (I.2)...(I.6) conduit à :

➤ Equations des tensions statoriques et rotoriques dans le repère (α, β) :

$$V_{s\alpha} = R_s \cdot I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\alpha} \quad (\text{AII.1})$$

$$V_{s\beta} = R_s \cdot I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\beta} \quad (\text{AII.2})$$

$$V_{r\alpha} = R_r \cdot I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} + p\omega \cdot \varphi_{r\beta} = 0 \quad (\text{AII.3})$$

$$V_{r\beta} = R_r \cdot I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} - p\omega \cdot \varphi_{r\alpha} = 0 \quad (\text{AII.4})$$

Où : ω : correspond à la pulsation mécanique.

p : le nombre de paire de pôles de la machine.

➤ Equations des flux statoriques et rotoriques dans le repère (α, β) :

$$\varphi_{s\alpha} = L_s \cdot I_{s\alpha} + M \cdot I_{r\alpha} \quad (\text{AII.5})$$

$$\varphi_{s\beta} = L_s \cdot I_{s\beta} + M \cdot I_{r\beta} \quad (\text{AII.6})$$

$$\varphi_{r\alpha} = L_r \cdot I_{r\alpha} + M \cdot I_{s\alpha} \quad (\text{AII.7})$$

$$\varphi_{r\beta} = L_r \cdot I_{r\beta} + M \cdot I_{s\beta} \quad (\text{AII.8})$$

2. Représentation d'état du Moteur Asynchrone : [15]

Il existe plusieurs représentations d'état possibles pour un moteur asynchrone. Les représentations diffèrent, d'une part, par le repère diphasé choisi $((\alpha, \beta) \text{ ou } (d, q))$ et d'autre part, par les variables d'état associées. Les entrées du modèle sont les tensions statoriques $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$. Or, les entrées physiques du moteur sont les composantes triphasées. Pour passer du système $(V_{s\alpha} \text{ et } V_{s\beta})$ au système $[V_s]_{123}$, on utilise une transformation de Park inverse. Le choix des variables d'état dépend des objectifs de commande ou d'observation.

Dans le cadre de notre travail, nous avons retenu une variable mécanique « la vitesse du rotor » et quatre variables électromagnétiques : les courants statoriques et les flux rotoriques. Le choix des courants du stator se justifie par le fait qu'ils soient mesurables. Quant au choix des flux du rotor il est dicté par le fonctionnement naturel du moteur.

Le vecteur d'état considéré est donc le suivant :

$$X = [I_{s\alpha} \quad I_{s\beta} \quad \varphi_{r\alpha} \quad \varphi_{r\beta} \quad \omega]^T \quad (\text{AII.9})$$

Le modèle du moteur asynchrone est donc formé par 5 équations d'états. Pour des raisons de commodité, nous posons :

$$\begin{aligned} T_r &= \frac{L_r}{R_r} & ; & & \gamma &= \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} = \frac{R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}}{\sigma L_s} \\ k &= \frac{M}{\sigma L_r L_s} & ; & & \sigma &= 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \text{ Coefficient de dispersion} \end{aligned} \quad (\text{AII.10})$$

Et en substituant dans les équations d'états, on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_{s\alpha} = -\gamma \cdot I_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \cdot \varphi_{r\alpha} + k \cdot p \cdot \omega \cdot \varphi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{s\alpha} \\ \frac{d}{dt} I_{s\beta} = -\gamma \cdot I_{s\beta} - k \cdot p \cdot \omega \cdot \varphi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \cdot \varphi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{s\beta} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} = \frac{M}{T_r} \cdot I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{r\alpha} - p \cdot \omega \cdot \varphi_{r\beta} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} = \frac{M}{T_r} \cdot I_{s\beta} + p \cdot \omega \cdot \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{r\beta} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{pM}{J L_r} (\varphi_{r\alpha} \cdot I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} \cdot I_{s\alpha}) - \frac{T_L}{J} \end{cases} \quad (\text{AII.11})$$

Le système équation retrouvé ici est celui utilisé dans le chapitre I sous le numéro (I.33).

La représentation d'état finale sous forme matricielle du moteur asynchrone est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{(1-\sigma)}{T_r L_m \sigma} & \frac{(1-\sigma)}{L_m \sigma} p\omega \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & -\frac{(1-\sigma)}{L_m \sigma} p\omega & \frac{(1-\sigma)}{T_r L_m \sigma} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -p\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & p\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{AII.12})$$

Où :

ω : correspond à la pulsation mécanique (Ω).

p : le nombre de paire de pôles de la machine.

σ : le Coefficient de dispersion.

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

LISTES DE COMMUNICATIONS

Communication Internationale

ANNEE 2012 :

A. HADJ DIDA, M. BOURAHLA, T. BENABDALLAH « Commande d'un Moteur Asynchrone Sans Capteur de Vitesse », SÉMINAIRE EURO-MEDITERRANEEN DE L'INNOVATION (SEMINNOV), Oran, Algérie, 30-31 Mai 2012.

Résumé :

Dans le domaine des entraînements à vitesse variable utilisant le moteur à induction, plusieurs types de commande peuvent être utilisés dans une vaste gamme d'applications industrielles pour la commande de vitesse. Le but de ce travail de recherche est de développer une commande numérique d'un système d'entraînement électrique constitué d'un onduleur à IGBT et d'un moteur asynchrone. Ce travail sera axé sur l'application des microcontrôleurs et DSPICs dans le domaine des systèmes à vitesse variable. Ceci consiste à développer des algorithmes à implémenter et procéder à des essais pratiques. Faire une comparaison des résultats expérimentaux avec les résultats de simulations.

Une validation expérimentale de ces résultats a été faite avec l'implémentation pratique des algorithmes de Commande SVM et Commande Scalaire développées sur une carte d'acquisition pour la commande de l'ensemble moteur asynchrone et onduleur de tension triphasé à IGBT.

Mots Clés :

Commande numérique - Onduleur triphasé à IGBT - Moteur à induction - Commande SVM - Commande Scalaire - DSPICs - Système d'entraînement électrique - Commande de vitesse.

Abstract :

Trainings in the field using the variable speed induction motor, several types of control can be used in a wide range of industrial applications for speed control. The aim of this research work is to develop a digital control of an electric drive system consists of an IGBT inverter and an induction motor. This work will focus on the application of microcontrollers and DSPICs in the field of variable speed systems. This is to develop algorithms to implement and carry out practical tests. To compare experimental results with simulation results.

An experimental validation of these results was made with the practical implementation of control algorithms developed SVM and scalar control of an acquisition board to control the induction motor and three-phase voltage inverter with IGBT.

Keywords:

Numerical control - Three phase IGBT inverter - Induction motor - Control SVM - Scalar Control - DSPICs - Electric drive system - Speed Control.

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ORAN

MOHAMED BOUDIAF

FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE



THESE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE MAGISTER

SPÉCIALITÉ : Électrotechnique.

OPTION : Commande Industrielle des Entraînements Electriques et Diagnostics.

PRÉSENTÉ PAR

M^r HADJ DIDA ABDELKADER

SUJET DE LA THESE

**DEVELOPPEMENT D'UNE COMMANDE NUMERIQUE
D'UN MOTEUR A INDUCTION**

SOUTENU LE DEVANT LE JURY COMPOSÉ DE :

Monsieur A. TAIEB BRAHIM	(Professeur, USTO-MB)	PRÉSIDENT
Monsieur M. BOURAHLA	(Professeur, USTO-MB)	RAPPORTEUR
Monsieur B. MAZARI	(Professeur, USTO-MB)	EXAMINATEUR
Monsieur M. BENDJEBBAR	(Maitre de conférences, USTO-MB)	EXAMINATEUR

Remerciements

En premier lieu, je tiens à remercier « **DIEU** » pour m'avoir donné le courage et la patience durant mes études.

En second lieu, je remercie honorablement mon encadreur **Monsieur BOURAHLA MOHAMED, Professeur à l'U.S.T.O**, pour avoir dirigé et suivi ce travail. Je lui exprime également toute ma reconnaissance pour le temps, la patience, la confiance et les conseils qu'il m'a prodigués et avec qui j'ai beaucoup appris.

Je remercie aussi Monsieur **A. TAIEB BRAHIM, Professeur à l'U.S.T.O**, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

J'adresse aussi mes plus sincères remerciements aux membres du jury **Monsieur B. MAZARI, Professeur à l'U.S.T.O**, et **Monsieur M. BENDJEBBAR, Maître de Conférences à l'U.S.T.O**, d'avoir bien accepté de consacrer du temps et de l'intérêt à mon travail et pour avoir accepté de juger ce travail en tant qu'examinateurs.

Tous mes remerciements vont également à tous les membres des laboratoires de recherches **LEPA et LDEE de l'U.S.T.O**.

Enfin, je n'oublie pas de remercier toute ma famille et en particulier **ma Mère, mon Père**, mes frères, mes sœurs pour le soutien moral et psychologique qu'ils me fournissent et qui n'ont cessé de me soutenir tout au long de cette thèse.

Introduction Générale	01
-----------------------------	----

CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 - Introduction	03
I.2 - Description de la machine asynchrone triphasée	03
I.3 - Hypothèses simplificatrices	05
I.4 - Mise en équation de la Machine Asynchrone	06
I.4.1 - Équations électriques de la MAS	07
I.4.2 - Équations magnétiques de la MAS	07
I.4.3 - Équation mécanique de la MAS	09
I.5 - Modèle de PARK	09
I.5.1 - Transformation de PARK	10
I.5.2 - Choix du référentiel	12
I.6 - Modèle de la MAS alimenté en tension dans le repère (d, q)	13
I.6.1 - Equations électriques des tensions dans le repère (d, q)	14
I.6.2 - Equations magnétiques des flux dans le repère (d, q)	14
I.7 - Modèle de la MAS dans le repère (α, β)	16
I.7.1 - Equations des tensions et des flux dans le repère (α, β)	18
I.7.1.1 - Equations des tensions statoriques et rotoriques dans le repère (α, β)	18
I.7.1.2 - Equations des flux statoriques et rotoriques dans le repère (α, β)	18
I.7.2 - Représentation d'état Finale du MAS dans le repère (α, β)	19
I.8 - Équation du couple	19
I.9 - Simulation numérique du modèle dynamique de la machine asynchrone	20
I.10 - Conclusion	23

CHAPITRE II : MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION TRIPHASÉ A DEUX NIVEAUX

II.1 - Introduction	24
II.2 - Les Différents types d'Onduleurs	24
II.3 - Modélisation d'Onduleur de tension triphasé	25
II.4 - Paramètres de performances de l'Onduleur de tension triphasé	27
II.4.1 - Qualité du signal de sortie	27
II.4.2 - Facteur de distorsion harmonique (THD)	27
II.4.3 - Facteur courant harmonique (HCF)	27
II.4.4 - Facteur de distorsion (DF^2)	28
II.5 - Commande de l'Onduleur de tension triphasé	28

II.5.1 - Commande Pleine Onde (dite 180°)	28
II.5.2 - Commande à Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI)	28
II.5.3 - Commande MLI à échantillonnage naturel	30
II.5.3.1 - Caractéristiques de la modulation MLI	30
II.5.4 - Commande à MLI calculée	31
II.5.4.1 - Principe	31
II.5.4.2 - Décomposition en série de Fourier d'un signal MLI bipolaire	31
II.5.4.3 - La méthode de Newton-RAPHSON.....	34
II.5.4.3.1 - Principe.....	34
II.5.4.3.2 - Application de la méthode.....	35
II.5.5 - Commande à Modulation Vectorielle SVM.....	35
II.5.5.1 - Représentation Vectorielle	36
II.5.5.2 - Calcul des Temps de Commutations	38
II.5.5.3 - Séquences de Modulation SVM	39
II.6 - Simulation	42
II.6.1 - Interprétation des courbes	44
II.6.2 - Interprétation des courbes	45
II.7 - Conclusion	48

CHAPITRE III : LA COMMANDE SCALAIRE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

III.1 - Introduction	49
III.2 - La Commande Scalaire (V/F)	49
III.2.1 - Le modèle de la machine asynchrone en régime permanent	49
III.2.2 - Le schéma équivalent du moteur asynchrone	51
III.2.3 - La loi Tension / Fréquence (V/Hz)	53
III.2.3.1 - Ajustage manuel	53
III.2.3.2 - Ajustage automatique	53
III.2.3.3 - Cas particulier - couple quadratique.....	53
III.2.3.4 - Performances - Contrôle de flux	53
III.2.4 - Principe de la commande scalaire avec contrôle du rapport V / f	55
III.3 - Simulation de la commande scalaire de la machine asynchrone	58
III.4 - Résultats de simulation	60
III.5 - Conclusion	63

CHAPITRE IV : IMPLEMENTATION PRATIQUE DE LA COMMANDE SVM ET LA COMMANDE SCALAIRE

IV.1 - Introduction	64
IV.2 - Description du prototype réalisé et utilisé	64
IV.2.1 - Description et Caractéristiques Techniques du Variateur de Vitesse	64
IV.2.2 - La Machine Asynchrone	68
IV.2.3 - La Machine à Courant Continu	69
IV.2.4 - Le DSPIC	69
IV.2.4.1 - Le Convertisseur Analogique / Numérique (ADC)	70
IV.2.4.2 - Le Module MLI	71
IV.2.5 - La carte de commande numérique réalisée	73
IV.2.6 - Le Montage du banc d'essai	74
IV.3 - Les Résultats expérimentaux	76
IV.3.1 - Essai à vide	77
IV.3.2 - Essai en charge	80
IV.3.3 - Profile de la commande scalaire V/F constant	85
IV.4 - Conclusion	86
Conclusion Générale	87
Références Bibliographiques	89
Annexe... ..	91
Liste de communication	

INTRODUCTION GENERALE

L'industrie moderne a besoin de plus en plus de système d'entraînement à vitesse variable dont le domaine d'utilisation ne cesse pas de croître, et exige toujours de meilleures performances.

La machine à courant continu a fourni le premier actionneur électrique performant pour la variation de vitesse. Ce type d'actionneur a occupé et occupe encore une place privilégiée dans la réalisation des asservissements destinés à l'usage industriel. Ceci est essentiellement dû à la simplicité des lois de contrôles de ces moteurs, grâce au découplage naturel qui existe entre le flux et le couple, où le courant d'induit n'agit que sur le couple et le courant inducteur agit sur le couple. En effet, la présence du collecteur mécanique pose de nombreux problèmes. Les machines à courant continu ne peuvent être utilisées dans le domaine de grande puissance, ni en milieu corrosifs ou explosifs.

Face à ces limitations, la machine asynchrone est l'objet de nombreuses études depuis l'évolution de la technologie de l'électronique de puissance. Elle présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Malheureusement elle présente un inconvénient majeur, sa structure dynamique est fortement non linéaire et les variables internes de la machine tels que le couple électromagnétique et le flux sont fortement couplées, ce qui complique la commande de la machine.

Le développement rapide des algorithmes de commande très performants des machines électriques à courant alternatif impose des moyens de réglage tout aussi performants des tensions et de la fréquence d'alimentation de ces machines. Afin de générer une tension d'alimentation la plus sinusoïdale que possible, différentes stratégies de commande ont été proposées pour les onduleurs multi-niveaux basée sur la stratégie de commande de l'onduleur à deux niveaux.

Le travail de recherche présenté, consiste à développer des algorithmes de commande numérique d'un moteur à induction alimenté par un onduleur de tension triphasé à IGBT en utilisant la stratégie de commande SVM et la commande Scalaire.

La représentation du travail de recherche est structurée en une introduction générale, quatre chapitres et une conclusion générale, suivie d'une bibliographie, d'annexe, et répartie comme suit :

Le premier chapitre sera consacré à la Modélisation de la Machine Asynchrone sous forme d'équations d'état en vue de leur commande et à la simulation numérique du modèle dynamique de la machine asynchrone par le logiciel Simulink de Matlab afin d'étudier les performances dynamiques de cette machine.

Dans le deuxième chapitre, On a étudié le principe de fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux, ainsi que sa Modélisation et On a implanté et simulé les différentes techniques de commande à **MLI** de l'onduleur de tension triphasé en utilisant le logiciel **Matlab** et son environnement **Simulink**.

Dans le chapitre trois, On a présenté une étude théorique de la commande scalaire de la machine asynchrone, la méthode la plus répandue se trouvant dans la majorité des applications industrielle, et on a fait l'implémentation et la simulation du modèle Matlab / Simulink de la commande scalaire de la machine asynchrone.

Dans le dernier chapitre, une tentative de validation expérimentale des résultats de simulations obtenues dans les chapitres précédentes est faite avec l'implémentation pratique des algorithmes de Commande SVM et Commande Scalaire développées sur une carte d'acquisition réalisée pour la commande de l'ensemble moteur asynchrone - convertisseur de fréquence universel - génératrice.

CHAPITRE I :

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 - Introduction :

La représentation des processus physiques par les modèles mathématiques est une étape très importante dans l'asservissement des systèmes. En effet, afin d'élaborer une structure de commande, il est important d'établir un modèle mathématique qui représente fidèlement les caractéristiques du processus. L'objectif de ce chapitre est de donner un aperçu sur la modélisation des machines asynchrones triphasées sous forme d'équations d'état en vue de leur commande.

La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. [10]

De construction simple et peut coûteuse, mais sa commande est plus complexe que celle d'une machine à courant continu; il est donc difficile d'obtenir le découplage effectif des deux paramètres de commande que sont le flux magnétique et le couple mécanique. Il est donc nécessaire de développer un modèle plus simple. Le modèle mathématique de la machine asynchrone est un système à six équations différentielles, la résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique.

L'utilisation de la transformation de **PARK**, sous certaines hypothèses simplificatrices, permet de contourner cette difficulté. Elle permet une représentation biphasée équivalente de la machine triphasée ce qui réduit considérablement la complexité du modèle en vue de la commande.

I.2 - Description de la machine asynchrone triphasée : [10][22][25]

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif appelée aussi machine à induction. Elle comporte une partie fixe, dite stator, constituée par un empilage de tôles à faible taux de pertes, supportant des bobinages symétriques triphasés, alimentés en alternatif triphasé. La partie mobile, dite rotor, n'est pas alimentée, elle est en court circuit et peut être de deux types :

- Bobiné (à bagues) : muni d'un enroulement, généralement triphasé, connecté à des bagues isolées sur lesquelles frottent des ballais en charbon.
- À cage d'écureuil : formée d'un ensemble de barres conductrices reliées entre elles à chaque extrémité par des anneaux (généralement en cuivre).

La machine asynchrone est caractérisée par le fait que son rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ tournant dans l'entrefer. L'application adéquate d'une tension de pulsation ω_s aux enroulements statoriques d'une machine asynchrone, crée un champ magnétique statorique tournant. Ce champ induit dans le circuit fermé du rotor un champ magnétique rotorique tournant à une vitesse ω_r par rapport au rotor. Quand cette vitesse est additionnée à la vitesse électrique de rotation du rotor ω , on obtient selon la relation interne de la machine asynchrone, la pulsation statorique ω_s :

$$\omega + \omega_r = \omega_s \quad (\text{I.1})$$

Avec :

$$\omega = g \cdot \omega_s \quad (\text{I.2})$$

Le champ statorique tourne à la vitesse :

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (\text{I.3})$$

Où :

ω_s : Étant la pulsation du courant et de la tension statorique ($\omega_s = 2\pi \cdot fs$).

p : Le nombre de paires de pôles.

La vitesse mécanique du rotor est notée : Ω_r .

Le glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator est exprimé par le rapport :

$$g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{I.4})$$

Dans le repère **rotorique**, toutes les grandeurs électriques ont une pulsation :

$$\omega_r = (1 - g) \cdot \omega_s \quad (\text{I.5})$$

Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est possible que lorsque la vitesse angulaire du champ tournant ω_s diffère de celle du rotor ω_r . De cette façon, nous pouvons dire que le fonctionnement d'une machine asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant.

I.3 - Hypothèses simplificatrices :

Modéliser consiste à mettre en équation les différents paramètres d'un système. A l'issue de cette opération on se trouve face au problème suivant : plus le modèle se rapproche de la réalité, plus il devient complexe et demande un moyen de calcul très important, par contre si le système est simplifié, les calculs deviennent faciles mais on s'éloigne de la réalité. Un choix judicieux consiste à idéaliser la machine et par conséquent garder les phénomènes les plus importants et négliger les phénomènes secondaires. Il est donc important que le modèle soit utilisable aussi bien en régime statique que régime dynamique. Pour ce faire nous devons avoir recours à des hypothèses simplificatrices sur lesquelles se basera notre étude. [9]

La machine asynchrone étant un système dynamique non linéaire, il est nécessaire de disposer d'un modèle représentant fidèlement son comportement au niveau de ses modes électrique, électromagnétique et mécanique. Dans la littérature de la " Commande " le modèle de PARK est généralement choisi. En effet, c'est une solution qui tient compte des hypothèses simplificatrices intrinsèques au système. Nous nous plaçons dans le cas d'un système triphasé et symétrique dont la machine est à rotor bobiné, les hypothèses permettant de mettre en place le modèle de Park sont les suivantes [9] :

- La machine asynchrone est parfaitement symétrique ayant p paires de pôles.
- Les pertes dans le fer sont négligeables.
- La force magnétomotrice créée par chacune des phases du stator et du rotor est à répartition sinusoïdale.
- Les résistances des enroulements sont constantes.
- L'effet de peau est négligeable.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme en négligeant l'effet de l'encoche.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault peuvent être négligés et les circuits magnétiques sans pertes sont linéaires.
- L'inductance et l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques ne sont pas pris en compte.

Compte tenu des hypothèses précédentes, on peut citer les conséquences suivantes :

- L'additivité des flux.
- La constante des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.4 - Mise en équation de la Machine Asynchrone : [10][22]

La machine asynchrone est représentée schématiquement dans l'espace électrique par la figure (I.1). Elle est munie de six enroulements.

- Le stator de la machine est formé de trois enroulements (\vec{S}_a , \vec{S}_b , \vec{S}_c) fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables.
- Le rotor peut être modélisé par trois enroulements (\vec{R}_a , \vec{R}_b , \vec{R}_c) identiques décalés dans l'espace de 120° , ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

L'angle θ repère l'axe de la phase rotorique de référence \vec{R}_a par rapport à l'axe fixe de la phase statorique \vec{S}_a .

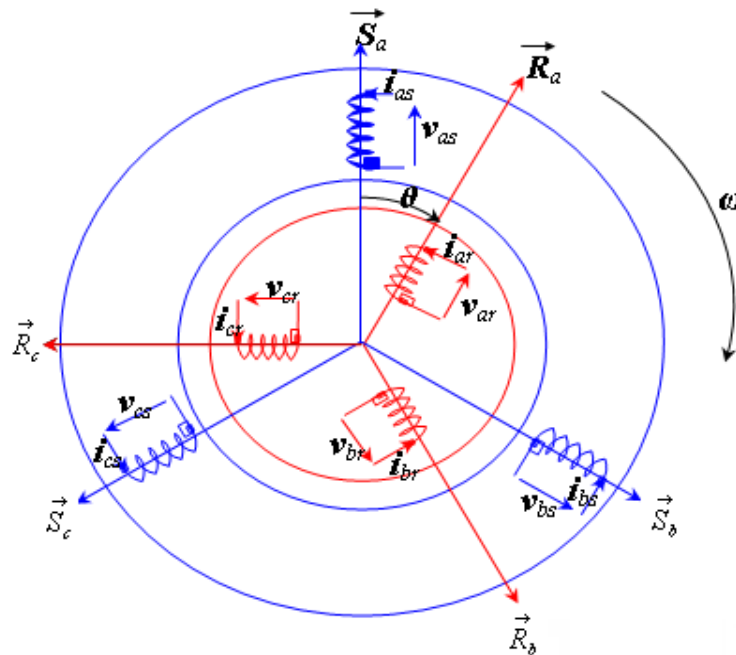


Figure (I.1) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée. [10]

I.4.1 - Équations électriques de la MAS :

Par application de la loi de Faraday à la machine asynchrone, la loi des mailles s'exprime par la relation : [8]

$$v = R i + \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{I.6})$$

Les équations régissant le fonctionnement électrique de la machine asynchrone pour l'ensemble des phases statoriques, peuvent s'écrire :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Où :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (\text{I.8})$$

On déduit aussi pour l'ensemble des phases rotoriques que :

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

Où :

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (\text{I.10})$$

I.4.2 - Équations magnétiques de la MAS :

Pour une alimentation triphasée, et en tenant compte des hypothèses citées précédemment, les flux dans un enroulement (du stator ou du rotor) sont créés par les courants qui circulent dans les différents enroulements (stator et rotor). Ces relations entre les flux et les courants sont linéaires. Elles sont exprimées sous formes matricielles comme suit :

$$\begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{rs} & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

Et :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^{-1} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

On obtient finalement le modèle asynchrone triphasé :

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = [R_s] \cdot [i_{sabc}] + \left(\frac{d}{dt} \right) \{ [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \} \\ [V_{rabc}] = [R_r] \cdot [i_{rabc}] + \left(\frac{d}{dt} \right) \{ [M_{rs}][i_{sabc}] + [L_r][i_{rabc}] \} \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

Où :

R_s : La résistance d'un enroulement réel du stator.

R_r : La résistance d'un enroulement réel du rotor.

L_s : L'inductance propre d'un enroulement réel du stator.

L_r : L'inductance propre d'un enroulement réel du rotor.

M_{sr} : L'inductance magnétisante.

I.4.3 - Équation mécanique de la MAS : [10]

L'équation la plus simple d'un mobile en rotation est de la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (I.14)$$

Où :

J : Moment d'inertie de l'ensemble des parties tournantes.

f : Coefficient de frottement visqueux.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

On obtient ainsi la vitesse en appliquant la transformée de Laplace :

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{Js + f} \quad (I.15)$$

Où : s représente la variable de Laplace, cette équation montre que le contrôle de la vitesse passe par le contrôle du couple.

I.5 - Modèle de PARK :

Le système d'équations du modèle de la machine asynchrone est fort complexe et non linéaire, car les matrices des inductances mutuelles de l'équation (I.11) contiennent des éléments non constants et les coefficients des équations (I.13) sont variables avec l'angle de rotation θ et la résolution analytique de ce système d'équations se heurte à des difficultés insurmontables particulièrement, lors de l'étude des phénomènes transitoires. Pour rendre les coefficients du système d'équations de ce modèle indépendants de θ , on a recours à la Transformation de **PARK** [8] [10].

On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé et qui reste variable pour la machine réelle [9].

L'utilisation de la transformation de **Park**, permet de contourner dans un premier temps ces problèmes et d'obtenir un système d'équations à coefficients constants ce qui facilite sa résolution.

I.5.1 - Transformation de PARK :

Dans la Transformée de PARK, on définit une matrice unique de Transformation, qui assure l'invariance de la puissance instantanée, sous la forme suivante : [9] [13] [14]

$$[P(\psi)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\psi) & -\sin\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Et son inverse est définie par :

$$[P(\psi)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & -\sin(\psi) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\psi + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Cette dernière permet en général, le retour du système biphasé (**d**, **q**) vers le système triphasé initial (**a**, **b**, **c**) quelques soient les grandeurs électriques ou électromagnétiques (flux, courant et tension). On désigne par "**d**" l'axe direct et "**q**" l'axe en quadrature.

Deux transformations sont définies à partir de la matrice de **PARK**, dans laquelle l'angle ψ est remplacé par θ_s pour les grandeurs statoriques et par θ_r pour celles du rotor, on les note respectivement : $[P(\theta_s)]$ et $[P(\theta_r)]$.

ψ : étant l'angle électrique entre l'axe **d** et l'axe **a** de la phase statorique ou rotorique (figure I.2)

La figure (I.2) permet de définir le repère de **PARK** et les diverses phases ainsi que les relations spatiales qui les relient.

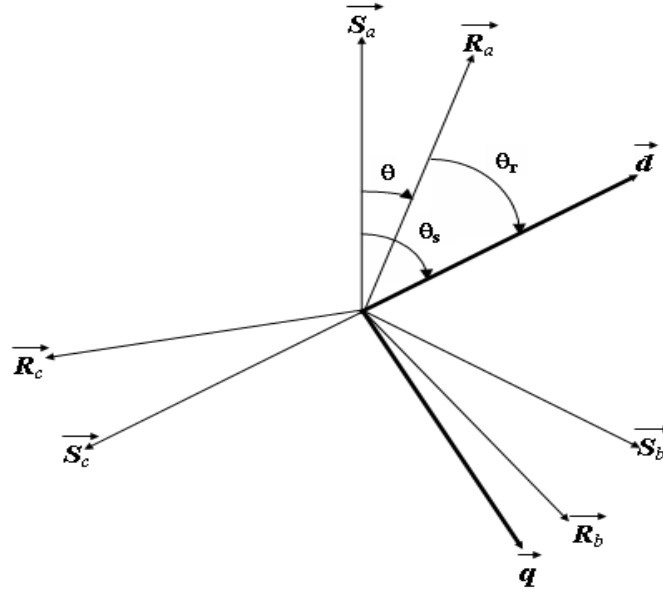


Figure (I.2) : Repérage angulaire des systèmes d'axes fictifs de la machine.

On désigne par :

θ_s : l'angle électrique (\vec{S}_a, \vec{d}) .

θ_r : l'angle électrique (\vec{R}_a, \vec{d}) .

On remarque sur la figure que θ_s et θ_r sont liés naturellement à θ par la relation rigide :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (\text{I.18})$$

Et par suite :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{I.19})$$

La transformation des grandeurs statoriques est définie par :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} v_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{abc} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{abc} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \phi_{dq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P(\theta_s) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{abc} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Où :

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

La transformation des grandeurs rotoriques s'obtient en remplaçant l'indice (s) par l'indice (r).

I.5.2 - Choix du référentiel :

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation du repère d'axe (d, q), l'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide des composantes de Park nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques.

Il existe trois choix importants concernant l'orientation du repère d'axes (d, q). En pratique, le choix se fait en fonction des objectifs de l'application :

- 1) **Repère lié au stator** ($\theta_s = 0$) : étude des grandeurs rotoriques (*repère fixe* (α, β)).
- 2) **Repère lié au rotor** ($\theta_r = 0$) : étude des grandeurs statoriques (*repère tournant* (d, q)).
- 3) **Repère lié au champ tournant** : étude de la commande (*repère tournant* (d, q)).

La conception du contrôle vectoriel par orientation du flux nécessite le choix "3", et les modèles d'action dépendant de la position du repère par rapport aux divers axes du flux. [9]

- Dans un référentiel lié au champ tournant :

Ce référentiel est noté (d, q), il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad (\text{I.22})$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \omega = p \Omega \quad (\text{I.23})$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_g \quad (\text{I.24})$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régimes permanent, il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

I.6 - Modèle de la MAS alimenté en tension dans le repère (d, q) :

La transformation de **Park** consiste à remplacer les trois phases statoriques et rotoriques par un système diphasé d'axe d et q . Une matrice $\mathbf{P}(\theta)$ de Park permet le passage des composantes X_{abc} du système triphasé aux composantes $X_{d,q}$ tournant à une vitesse qui dépend des grandeurs statoriques ou rotoriques soit :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = [P(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

La figure (I.3) représente le schéma d'une machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente issue de la transformation de **Park**.

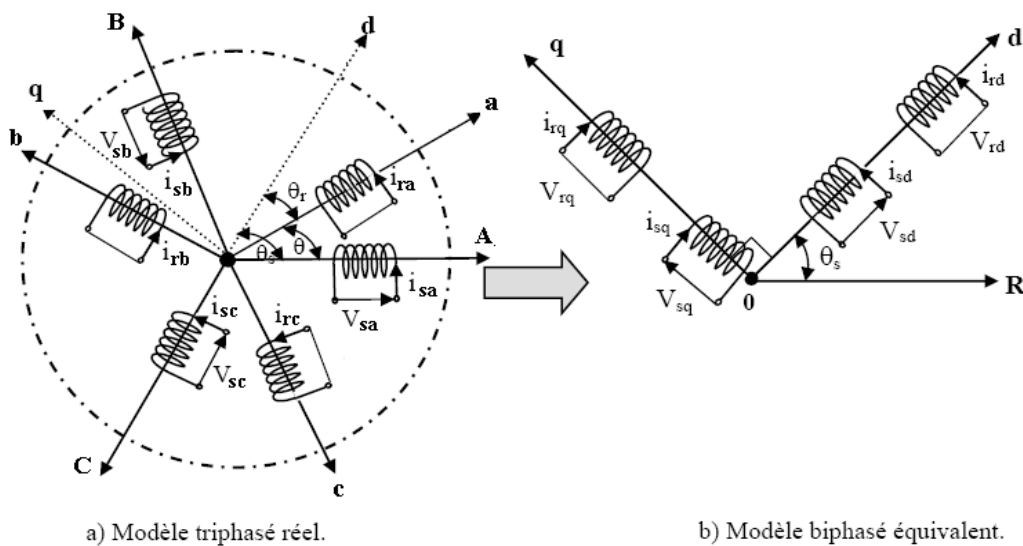


Figure (I.3) : Représentation de la machine asynchrone triphasée et biphasée équivalente.

Avec : θ_s : l'angle entre l'axe direct et l'axe statorique.

θ_r : l'angle entre l'axe direct et l'axe rotorique

θ : l'angle entre l'axe de référence statorique et rotorique.

Donc, pour obtenir un système d'équations à coefficients constant, on transforme les trois phases d'axes fixes **A**, **B** et **C** du stator comme il est indiqué sur la figure (I.3) en enroulement équivalent formé de deux bobinages d'axes en quadratures (**d**, **q**) tournent à la vitesse angulaire :

$$\omega_s = \frac{d}{dt} \theta_s \quad (\text{I.26})$$

De même, pour le rotor aux enroulements **a**, **b** et **c**, on substitue (**d**, **q**) tourne à la vitesse :

$$\omega_r = \frac{d}{dt} \theta_r \quad (\text{I.27})$$

Par rapport au rotor dont la vitesse est : ω .

I.6.1 - Equations électriques des tensions dans le repère (**d**, **q**) : [11]

La substitution des enroulements fictifs **S_d**, **S_q**, **R_d** et **R_q** aux enroulements triphasés permet l'écriture des équations suivantes [8] :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

I.6.2 - Equations magnétiques des flux dans le repère (**d**, **q**) :

En appliquant la transformation de **PARK** aux équations de flux et de courant, on trouve les relations électromagnétiques de la machine généralisée de **KRON**, soit :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I.29})$$

En sachant que : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion.

On peut écrire :

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.30)$$

La machine biphasée sera représentée dans l'espace électrique par la figure (I.4) :

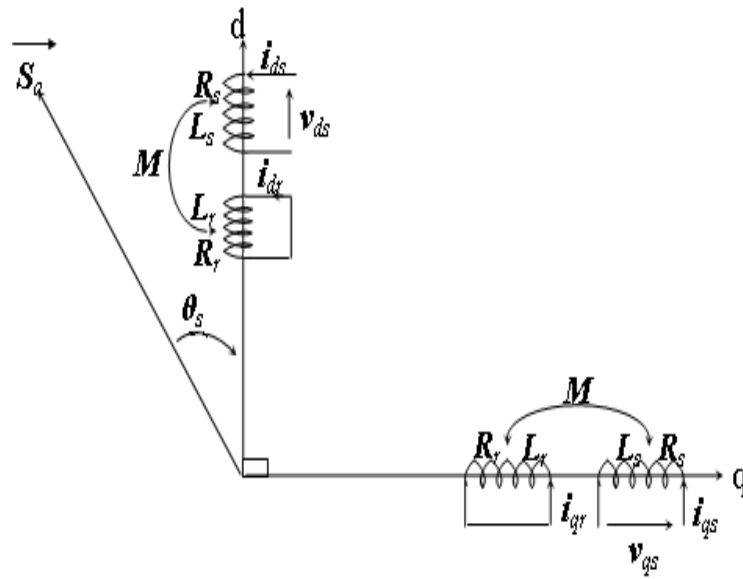


Figure (I.4) : Représentation des enroulements fictifs d'axes " d " et " q ".

En développant les équations des flux en fonction des courants (I.29) dans les équations des tensions (I.28), on obtient le **modèle d'état** de la MAS alimentée en tension dans le **repère d'axe** (d, q) : [9]

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_{sd} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[- \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot i_{sd} + \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sq} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \phi_{rd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \cdot \phi_{rq} + V_{sd} \right] \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \left[- \omega_s \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i_{sd} - \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) i_{sq} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \cdot \phi_{rd} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \phi_{rq} + V_{sq} \right] \\ \frac{d}{dt} \phi_{rd} = \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \phi_{rq} = \frac{L_m}{T_r} i_{sq} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \omega = \frac{P_s \cdot L_m}{L_r \cdot J} (i_{sq} \phi_{rd} - i_{sd} \phi_{rq}) - \frac{F}{J} \omega - \frac{P}{J} C_r \end{array} \right. \quad (I.31)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r} \quad L_m = M = \frac{2}{3} M_{sr}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

I.7 - Modèle de la MAS dans le repère (α, β) : [9] [12]

Pour cette étude, nous choisissons un repère (d, q) lié au stator ou (α, β) . Donc, on prend en considération :

$$\omega_s = 0 \quad \text{et} \quad \omega_r = -\omega$$

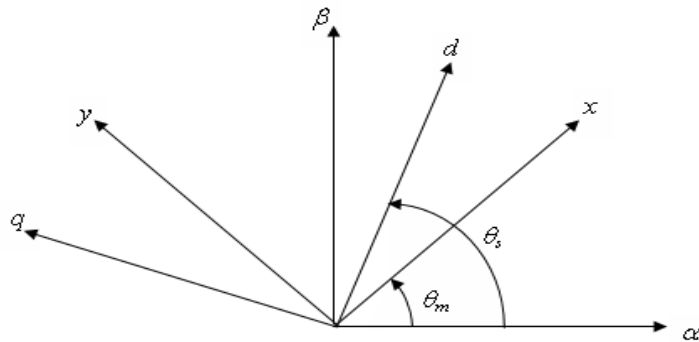


Figure (I.4) : Représentation des différents référentiels.

Le repère (α, β) est toujours fixe par rapport au repère triphasé $(1, 2, 3)$ (Figure I.5) ; par contre, le repère (d, q) est mobile. Il forme avec le repère fixe un angle qui est appelé l'angle de transformation de Park ou angle de Park.

Dans notre cas pour le passage du repère triphasé $(1, 2, 3)$ au repère (α, β) , on pose pour les grandeurs du stator $\psi = 0$ et $\psi = \theta$ pour les grandeurs du rotor. Ainsi, dans le repère (α, β) lié au stator, le passage de la représentation triphasée des grandeurs électromagnétiques du moteur asynchrone vers la représentation diphasée correspondante est donnée par : [13]

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} &= P(0) \cdot [V_s]_{123} \quad , \quad \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = P(0) \cdot [I_s]_{123} \quad , \quad \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} = P(0) \cdot [\varphi_s]_{123} \\ \begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} &= P(\theta) \cdot [V_r]_{123} \quad , \quad \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} = P(\theta) \cdot [I_r]_{123} \quad , \quad \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} = P(\theta) \cdot [\varphi_r]_{123} \end{aligned}$$

(I.32)

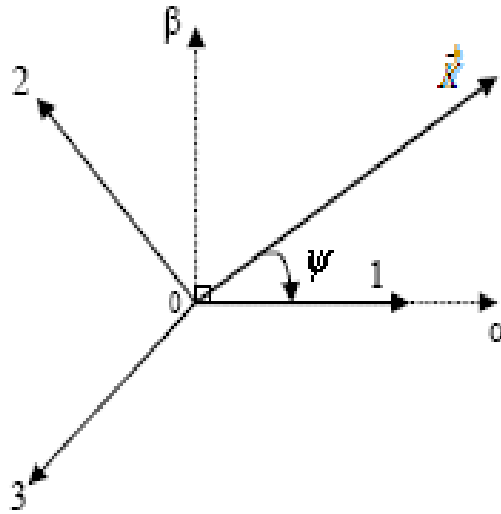


Figure (I.5) : Passage du repère triphasé $(1, 2, 3)$ au repère (α, β) .

Où :

ψ : représente l'angle de la transformation (figure I.5). Ce dernier dépend du repère choisi et de la position de la grandeur physique considérée (au stator ou au rotor).

I.7.1 - Equations des tensions et des flux dans le repère (α, β) :

L'application de la transformation de **Park** aux équations triphasées des tensions et des flux du moteur asynchrone (I.7)...(I.11) conduit à :

I.7.1.1 - Equations des tensions statoriques et rotoriques dans le repère (α, β) :

$$V_{s\alpha} = R_s \cdot I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\alpha} \quad (\text{I.33})$$

$$V_{s\beta} = R_s \cdot I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\beta} \quad (\text{I.34})$$

$$V_{r\alpha} = R_r \cdot I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} + p\omega \cdot \varphi_{r\beta} = 0 \quad (\text{I.35})$$

$$V_{r\beta} = R_r \cdot I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} - p\omega \cdot \varphi_{r\alpha} = 0 \quad (\text{I.36})$$

Où :

ω : Correspond à la pulsation mécanique (Ω).

p : Le nombre de paire de pôles de la machine.

I.7.1.2 - Equations des flux statoriques et rotoriques dans le repère (α, β) :

$$\varphi_{s\alpha} = L_s \cdot I_{s\alpha} + M \cdot I_{r\alpha} \quad (\text{I.37})$$

$$\varphi_{s\beta} = L_s \cdot I_{s\beta} + M \cdot I_{r\beta} \quad (\text{I.38})$$

$$\varphi_{r\alpha} = L_r \cdot I_{r\alpha} + M \cdot I_{s\alpha} \quad (\text{I.39})$$

$$\varphi_{r\beta} = L_r \cdot I_{r\beta} + M \cdot I_{s\beta} \quad (\text{I.40})$$

I.7.2 - Représentation d'état Finale du MAS dans le repère (α, β) : [AII]

La représentation d'état finale du moteur asynchrone sous forme matricielle est donnée par :

$$\frac{dX}{dt} = AX + Bu$$

Où :

X : Vecteur d'état.

u : Vecteur d'entrée.

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{(1-\sigma)}{T_r L_m \sigma} & \frac{(1-\sigma)}{L_m \sigma} p\omega \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & -\frac{(1-\sigma)}{L_m \sigma} p\omega & \frac{(1-\sigma)}{T_r L_m \sigma} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -p\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & p\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.41})$$

Où : ω : Correspond à la pulsation mécanique (Ω).

p : Le nombre de paire de pôles de la machine.

σ : Le Coefficient de dispersion.

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}$$

I.8 - Équation du couple : [10]

L'expression du couple s'écrit :

$$C_{em} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} (\phi_{\alpha r} \phi_{\beta s} - \phi_{\alpha s} \phi_{\beta r}) \quad (\text{I.42})$$

On peut exprimer l'équation du couple par d'autres formes :

$$C_{em} = pM (i_{\alpha r} i_{\beta s} - i_{\alpha s} i_{\beta r}) \quad (I.45)$$

$$C_{em} = p(\phi_{\alpha s} i_{\beta s} - \phi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (I.46)$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (\phi_{\beta s} i_{\alpha r} - \phi_{\alpha s} i_{\beta r}) \quad (I.47)$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{\alpha r} i_{\beta s} - \phi_{\beta r} i_{\alpha s}) \quad (I.48)$$

I.9 - Simulation numérique du modèle dynamique de la machine asynchrone :

Après avoir réalisé le modèle dynamique de la machine asynchrone, une simulation de ce modèle est nécessaire afin d'étudier les performances dynamiques de cette machine.

Nous avons simulé le modèle de la machine asynchrone par le logiciel Simulink de Matlab, voir figure (I.6).

Les résultats de simulation sont présentés sur la figure (I.7). Ceci montre les variations des grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension avec les hypothèses simplificatrices précédentes.

Lors du démarrage à vide de la machine asynchrone, on constate un bref mais important appel de courant atteignant presque 7 fois le courant nominal. Ceci se répercute évidemment sur le couple électromagnétique produit par la machine qui se présente sous forme d'une courbe oscillatoire amortie prenant une valeur moyenne de 7.2 N.m et une valeur maximale de 14.8 N.m en régime transitoire, et une valeur constante presque nulle en régime permanent. Les oscillations du couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 1483 tr/min.

L'application de la charge sur l'arbre du moteur égale 6.7 N.m à l'instant $t = 1s$, le moteur répond à cette perturbation par un couple électromagnétique important.

D'après les résultats de simulations obtenues, on peut constater que le couplage complexe entre le flux magnétique et le couple électromagnétique ne permet pas de maintenir la vitesse en boucle ouverte constante suite à une variation de charge. Il est indispensable de découpler les deux grandeurs afin de maintenir une vitesse et un couple de sortie constant.

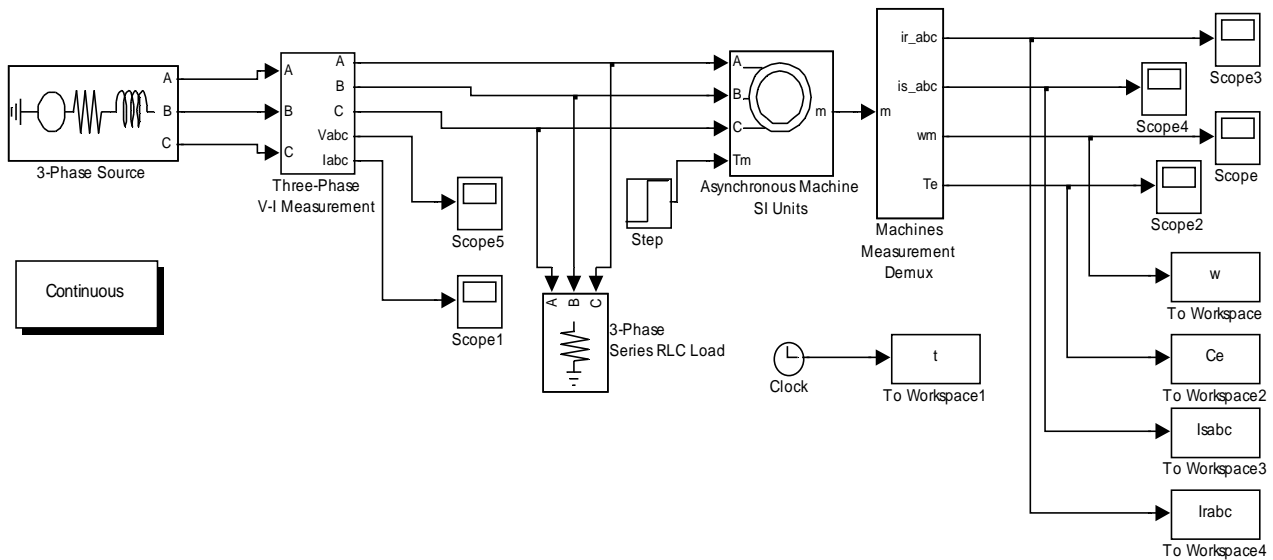


Figure (I.6) : Modèle Simulink de la Machine Asynchrone.

Les paramètres de simulation :

Nombre paire des pôles :	$p = 2$.
Fréquence nominale :	$F_n = 50 \text{ Hz}$.
Tension nominale :	$V_n = 220 \text{ V} / 380 \text{ V}$.
Vitesse nominale	$N = 1500 \text{ tr/min}$.
Résistance statorique :	$R_s = 7 \Omega$.
Résistance rotorique :	$R_r = 3.5531 \Omega$.
Inductance statorique :	$L_s = 0.2786 \text{ H}$.
Inductance rotorique :	$L_r = 0.2786 \text{ H}$.
Inductance Mutuelle :	$L_m = 0.2705 \text{ H}$.
Moment d'Inertie :	$J = 0.0036 \text{ kg.m}^2$.
Coefficient de Frottement :	$C_f = 0.0017 \text{ kg.m}^2/\text{s}$.

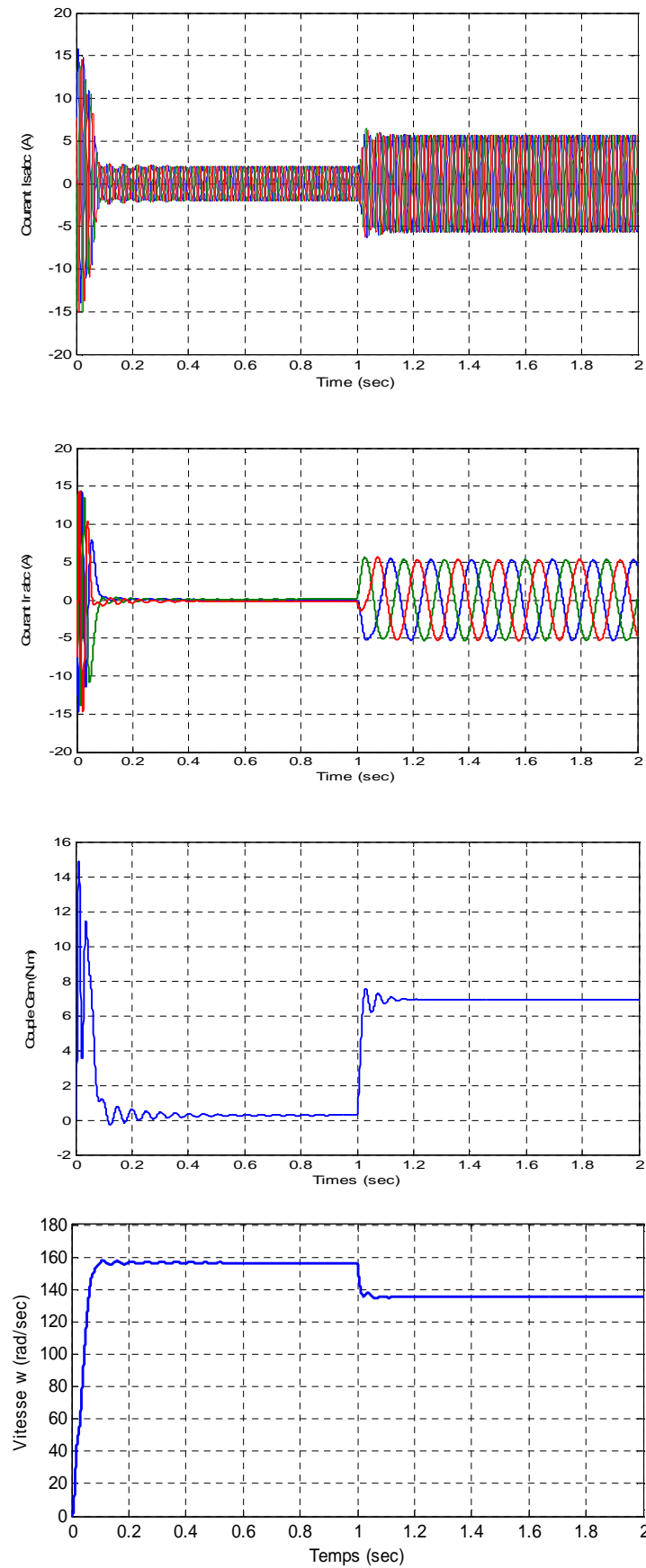


Figure (I.7) : Simulation du modèle de la Machine Asynchrone par le logiciel Matlab / Simulink.

I.10 - Conclusion :

À travers ce chapitre, nous avons pu établir un modèle mathématique simple de la machine asynchrone permettant la détermination de ses différentes performances lors de son démarrage.

CHAPITRE II :

MODELISATION DE L'ONDULEUR

DE TENSION TRIPHASE A DEUX NIVEAUX

II.1 - Introduction :

Le développement rapide des algorithmes de commande très performants des machines électriques à courant alternatif impose des moyens de réglage tout aussi performants des tensions et de la fréquence d'alimentation de ces machines. Afin de générer une tension d'alimentation la plus sinusoïdale que possible, différentes stratégies de commande ont été proposées pour les onduleurs multi-niveaux basée sur la stratégie de commande de l'onduleur à deux niveaux.

Un onduleur est un dispositif permettant de transformer en alternatif une énergie électrique de type continue. On obtient une tension alternative aux bornes de la charge en inversant périodiquement le branchement de la source de tension continue aux bornes de la charge grâce aux interrupteurs électroniques, il est donc possible de produire à la sortie du convertisseur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance selon la commande imposée. [1] [3]

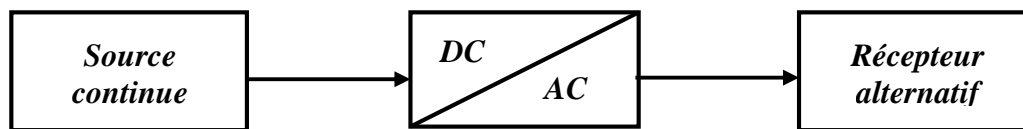


Figure (II.1) : Synoptique d'une conversion continue-alternative.

II.2 - Les Différents types d'Onduleurs :

On distingue les onduleurs de tension et les onduleurs de courant, en fonction de la source d'entrée continue : source de tension ou source de courant. La technologie des onduleurs de tension est la plus maîtrisée, elle est présentée dans la plupart des systèmes industriels, dans toutes les gammes de puissance (quelques Watts à plusieurs MW). Les onduleurs sont utilisés en électrotechnique pour :

- Soit fournir des tensions ou courants alternatifs de fréquence et d'amplitude variables.

Ex : C'est le cas des onduleurs servant à alimenter des moteurs à courant alternatif devant tourner à vitesse variable par exemple (la vitesse est liée à la fréquence des courants qui traversent la machine).

- Soit fournir une ou des tensions alternatives de fréquence et d'amplitude fixes.

Ex : C'est le cas en particulier des 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. [5]

II.3 - Modélisation de l'Onduleur de tension triphasé :

Le fonctionnement de l'onduleur obéit à un séquençement de 180° de conduction par interrupteur d'un même bras. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la charge une fois les interrupteurs sont ouverts. Il est à noter qu'un temps de retard doit exister pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continu. [6]

Pour la modélisation de l'onduleur, on considère un fonctionnement idéalisé :

- Interrupteurs parfaits : La commutation des interrupteurs est instantanée et sans pertes. (La chute de tension dans les interrupteurs est considérée nulle en conduction).
- Sources parfaites : La tension aux bornes du dipôle continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande, les grandeurs électriques de la partie alternative et les grandeurs électriques de la partie continue de l'onduleur. [7][24][26]

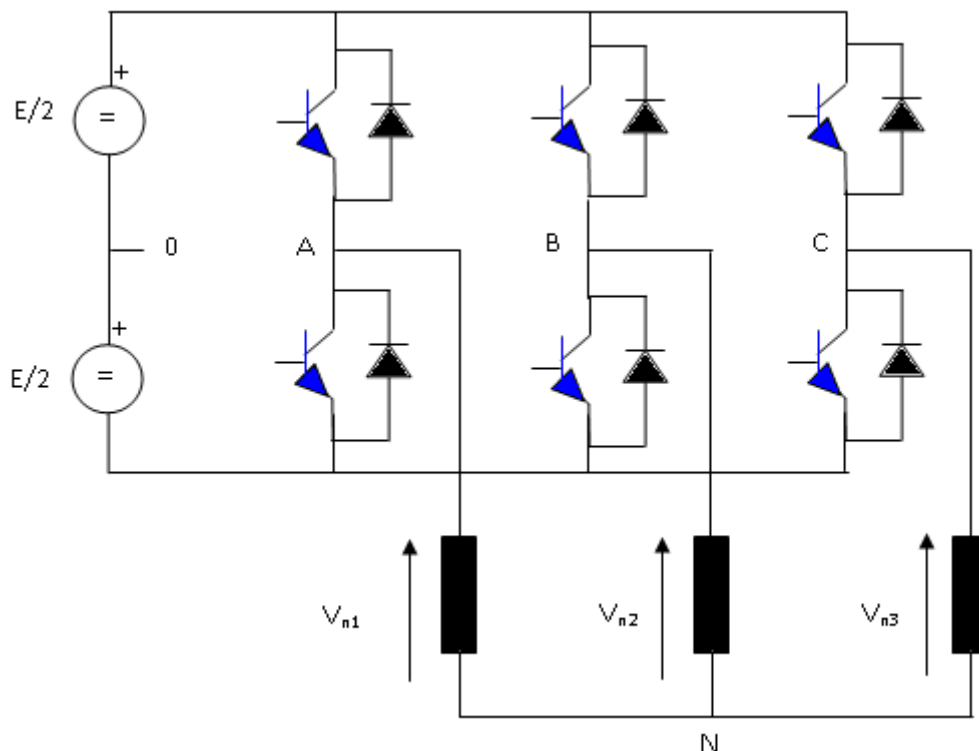


Figure (II.2) : Onduleur de tension triphasé simplifié.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peut être défini par trois grandeurs booléennes de commande Si ($i = a, b, c$) :

- $Si = 1$: le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert.
- $Si = 0$: le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions de phases V_{iN} ($i = a, b, c$) en fonction des signaux de commande Si :

$$V_{iN} = SiE - \frac{E}{2} \quad (\text{II.1})$$

Les trois tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif "o" (Figure 2) :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} + V_{0b} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} + V_{0c} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} + V_{0a} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Soit : N le point neutre du coté alternatif (la charge), alors on a :

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

La substitution de (II.2) dans (II.3) nous donne :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.4})$$

En remplaçant (II.4) dans (II.3) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Avec : V_{ao} , V_{bo} , V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), et V_{an} , V_{bn} , V_{cn} sont les tensions simple de sortie de l'onduleur ; par conséquent, l'onduleur est modélisé par la matrice du transfert T donnée par :

$$T = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

II.4 - Paramètres de performances de l'Onduleur de tension triphasé [1]:

II.4.1 - Qualité du signal de sortie :

Le spectre d'un signal rectangulaire inclut une onde fondamentale et des harmoniques d'amplitude plus ou moins importante et on cherche à diminuer le plus possible, l'amplitude des harmoniques de rang faible car :

- Les harmoniques de rang élevés sont faciles à filtrer.
- Sur une charge inductive, ce sont les harmoniques de rang faibles qui génèrent les courants les plus importants.

II.4.2 - Facteur de distorsion harmonique (THD) :

Ce facteur nous donne une idée qualitative sur la similitude de forme d'onde réelle avec sa composante fondamentale. Il est donné comme suit par l'expression suivante :

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{V_L^2 - V_{L_1}^2}}{V_{L_1}} \quad (\text{II.7})$$

Avec : V_L : Valeur efficace de la tension de sortie.

V_{L_1} : Valeur efficace du fondamentale.

II.4.3 - Facteur courant harmonique (HCF) :

Ce facteur est principalement consacré aux commandes de moteur où la charge est fortement inductive et filtrera dehors les harmoniques de tension.

$$\text{HCF} (\%) = \frac{100}{C(1)} \times \sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} \left[\frac{C(n)}{n} \right]^2} \quad (\text{II.8})$$

Avec : $C(n)$: le coefficient de $n^{\text{ème}}$ harmoniques.

II.4.4 - Facteur de distorsion (DF^2) : [17] [1]

Le **DF** indique le taux d'harmonique qui reste dans une forme d'onde après que les harmoniques de cette dernière soient sujets à une atténuation du 2^{ème} ordre. Donc, le **DF** est la mesure de l'efficacité de la réduction des harmoniques indésirables sans avoir à spécifier les valeurs des paramètres du filtre du 2^{ème} ordre de la charge. Il est défini par l'équation suivante :

$$DF^2 = \frac{100}{V_L} \times \sqrt{\sum_{n=5}^{\infty} \left[\frac{V_n}{n^2} \right]^2} \quad (\text{II.9})$$

II.5 - Commande de l'Onduleur de tension triphasé :

Pour découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir sur la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie.

Parmi les différents types de commande, il existe :

II.5.1 - Commande Pleine Onde (dite 180°) :

Elle est caractérisée par le fait que les interrupteurs d'un même bras sont complémentaires et que les interrupteurs de deux bras consécutifs ne sont pas fermés en même temps sur un élément de la charge, une telle commande, génère un très grand nombre d'harmoniques de tension et de courant ce qui augmente la complexité et le coût des filtres.

Une solution au problème consiste à développer des nouvelles techniques de commande c'est le cas de la technique de **MLI** (modulation de largeur d'impulsion).

II.5.2 - Commande à Modulation de la Largeur d'Impulsion (MLI) :

La **MLI** (modulation de largeur d'impulsion) est la stratégie, la plus souvent adoptée, pour la commande rapprochée des interrupteurs des convertisseurs statiques. Le principe de cette technique consiste à contrôler l'amplitude du fondamentale, tout en éliminant certaines harmoniques, en introduisant des commutations supplémentaires à fréquence élevée et de transformer ainsi la tension en une suite de créneaux d'amplitude fixe et de largeur variable.

La commande par **MLI** présente deux principaux avantages :

- Repousser les harmoniques de tension de sortie vers les fréquences élevée ce qui facilite le filtrage.
- Permettre la variation de la valeur de la fondamentale de la tension de sortie.

On peut classer les **MLI** selon le mode d'obtention des angles de commutations, et distinguer les modulations analogiques et les modulations numériques :

- La première technique : faite appelle à une porteuse et une modulante de forme sinusoïdale, triangulaire ...etc. Les angles résultent directement de la comparaison entre l'onde modulante (généralement une sinusoïde ayant la fréquence de la fondamentale) et une porteuse (généralement triangulaire a une fréquence plus élevée).
- Tandis que la deuxième technique : ne nécessite pas explicitement de générer la porteuse et la modulante, en effet, le jeu de conduction des interrupteurs est réalisé numériquement par un programme en temps réel implémenté et géré par un Microprocesseur.

Parmi les variantes de la **MLI numérique** la plus-en-vue ces derniers temps, essentiellement dans la conduite des machines à courant alternatif, la commande communément appelée en Anglais **SVM** (**Space Vector Modulation**) ou **Modulation Vectorielle Spatiale**.

L'intérêt de ce type de modulation est qu'elle peut être facilement implantée sur un Microcontrôleur ou **DSP** et elle offre l'avantage de permettre un traitement entièrement numérique. Toutefois, comme tous les types de modulation, la qualité de celle-ci réside dans la possibilité d'obtenir une fréquence élevée de modulation, c'est-à-dire d'avoir un nombre élevé d'intervalles **T_e** par période [4][3].

Le principal intérêt de ce type de modulation est de s'insérer naturellement dans un organe de contrôle fonctionnant dans un repère diphasé, comme c'est le cas dans la plupart des commandes modernes des machines alternatives [4].

II.5.3 - Commande MLI à échantillonnage naturel [1] [5] :

On crée deux signaux :

- Un signal sinusoïdal d'amplitude et de fréquence variable appelée « référence » V_m .
- Un signal triangulaire de fréquence très élevée appelée « porteuse » V_p .

Ces deux signaux sont comparés. Le résultat de la comparaison sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de circuit de puissance.

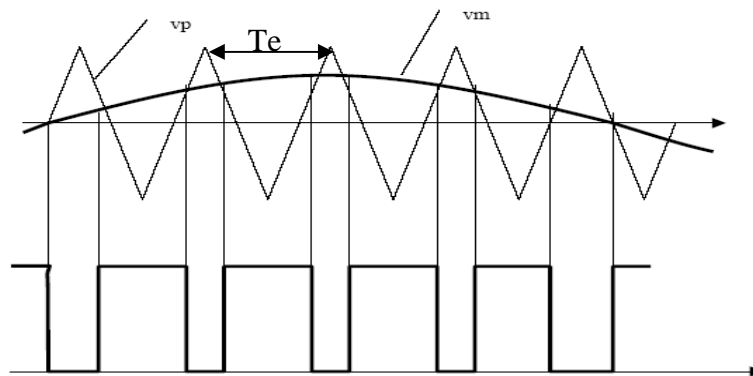


Figure (II.3) : les créneaux de sortie du comparateur.

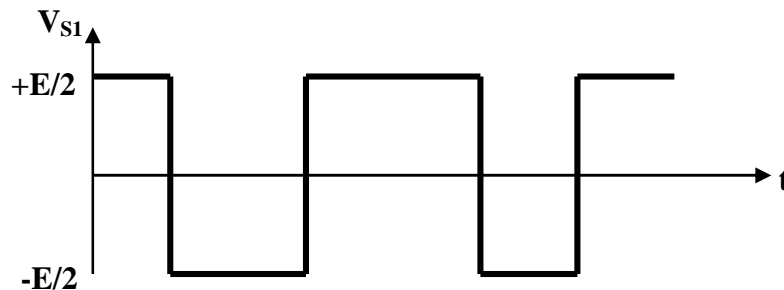


Figure (II.4) : la tension de sortie. [17]

II.5.3.1 - Caractéristiques de la modulation MLI : [17]

Les paramètres essentiels de la **MLI** sont :

- L'indice de modulation :

$$m_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (\text{II.10})$$

D'où f_p : la fréquence de modulation (porteuse).

f_m : la fréquence des fondamentaux des grandeurs de sortie de l'onduleur.

- Le coefficient de réglage :

$$r = \frac{\text{valeur crête du fondamental de la tension de charge désirée}}{\text{Amplitude des créneaux de la tension de sortie}}$$

L'augmentation de m_f rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilite le filtrage. Mais, m_f est limité par les temps des commutations des interrupteurs du convertisseur et donc par la largeur minimale des impulsions.

II.5.3.2 - Fondamental et déchet de tension :

Si m est assez grand (>6), le fondamental de la tension de sortie est pratiquement égal à :

$$E_1' = \frac{1}{\sqrt{2}} r \frac{E}{2} \quad (\text{II.11})$$

E_1' : la valeur efficace du fondamentale de la tension de sortie.

Par action sur r , on peut théoriquement faire croître l'amplitude du fondamentale de zéro jusqu'à un maximum correspondant à l'annulation de certains créneaux de la tension de sortie.

II.5.4 - Commande à MLI calculée [1][2][3][6]:

II.5.4.1 - Principe :

Cette technique de MLI consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs de manière à reprendre à certains critères portant sur le spectre fréquentiel de l'onde résultante. Ces séquences sont alors mémorisées et restituées cycliquement pour assurer la commande des interrupteurs. Les critères usuellement retenus sont :

- Elimination d'harmonique de rang spécifiée.
- Elimination d'harmonique dans une bande de fréquence spécifiée.

II.5.4.2 - Décomposition en série de Fourier d'un signal MLI bipolaire :

Généralement, on utilise une onde qui présente une symétrie par rapport au quart de période puis, déduire les autres angles par symétrie. La figure (II.5), nous montre après décomposition en série de Fourier d'un signal **MLI bipolaire symétrique** par rapport au quart de période et antisymétrique par rapport à la demi période. L'existence d'harmoniques d'ordre impaires.

Les angles de commutations $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ nous permettent, en les contrôlant, d'éliminer les trois harmoniques et de contrôler le fondamentale.

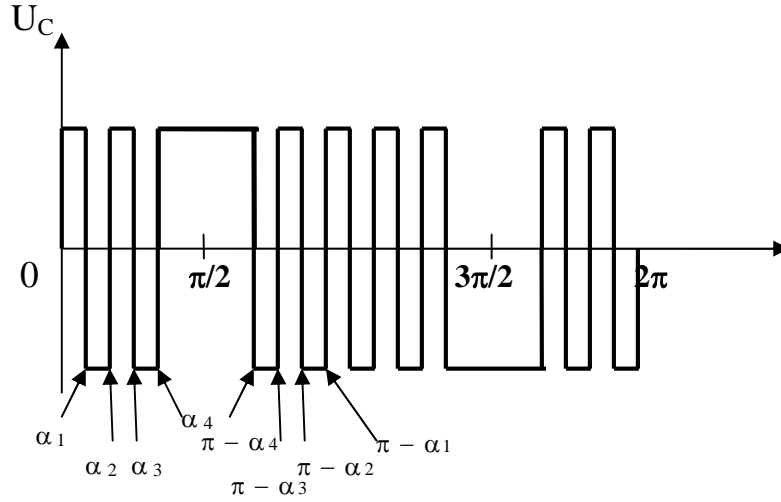


Figure (II.5) : Signal MLI bipolaire.

La transformée de Fourier d'un signal alternatif périodique est donnée par :

$$U(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega t) \quad (\text{II.12})$$

Avec :
$$a_n = \int_{-T/2}^{T/2} U(t) \cos(n\omega t) d\omega t$$

$$b_n = \int_{-T/2}^{T/2} U(t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (\text{II.13})$$

Pour un signal périodique avec une symétrie sur le quart de période et une antisymétrie sur la demi-période, on a :

$$a_n = 0$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{T/2} U(t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (\text{II.14})$$

Si : on suppose que le signal $U(t)$ à une amplitude E égale $+I$ alors, b_n sera égale à :

$$b_n = \left[\int_0^{\alpha_1} (+1) \sin(n\omega t) d\omega t + \int_{\alpha_1}^{\alpha_2} (-1) \sin(n\omega t) d\omega t + \int_{\alpha_2}^{\alpha_3} (+1) \sin(n\omega t) d\omega t + \dots \right. \\ \left. + \int_{\alpha_{k-1}}^{\alpha_k} (-1)^{k-1} \sin(n\omega t) d\omega t + \int_{\alpha_k}^{\pi/2} (-1)^k \sin(n\omega t) d\omega t \right] \quad (\text{II.15})$$

Et en utilisant l'expression suivante :

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin(n\omega t) dt = 1/n(\cos(n\theta_1) - \cos(n\theta_2)) \quad (\text{II.16})$$

Les premiers de derniers termes deviennent :

$$\int_0^{\alpha_1} (+1)\sin(n\omega t) dt = 1/n(1 - \cos(n\alpha_1)) \quad (\text{II.17})$$

Et

$$\int_{\alpha_k}^{\pi/2} (-1)^k \sin(n\omega t) dt = 1/n(\cos(n\alpha_k) - (-1)^k) \quad (\text{II.18})$$

En intégrant les autres termes de l'équation (II.15) et en substituant les équations (II.17) et (II.18), on aura :

$$b_n = \frac{4}{n\pi} [1 + 2(-\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) - \cos(n\alpha_3) + \dots (-1)^k \cos(n\alpha_k))] \quad (\text{II.19})$$

$$b_n = \frac{4}{n\pi} [1 + 2 \sum_{k=1}^k (-1)^k \cos(n\alpha_k)] \quad (\text{II.20})$$

L'équation (II.19) contient K équation à K inconnues, la fondamentale peut être contrôlé et (k-1) harmoniques peuvent être éliminés.

Nous avons donc :

$$U(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{4}{n\pi} (1 + 2 \sum_{i=1}^k (-1)^i \cos(n\alpha_i)) \sin(n\omega t) \right] \quad (\text{II.21})$$

Sachant que la valeur efficace est donnée par :

$$U_1 = \frac{b_1}{\sqrt{2}}, U_3 = \frac{b_3}{\sqrt{2}}, \dots, U_n = \frac{b_n}{\sqrt{2}} \quad (\text{II.22})$$

D'après les équations précédentes, on obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} U_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} [1 - 2\cos(\alpha_1) + 2\cos(\alpha_2) - 2\cos(\alpha_3) + 2\cos(\alpha_4) - \dots (-1)^k 2\cos(\alpha_k)] \\ U_3 = \frac{2\sqrt{2}}{3\pi} [1 - 2\cos(3\alpha_1) + 2\cos(3\alpha_2) - 2\cos(3\alpha_3) + 2\cos(3\alpha_4) - \dots (-1)^k 2\cos(3\alpha_k)] \\ \vdots \\ U_n = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} [1 - 2\cos(n\alpha_1) + 2\cos(n\alpha_2) - 2\cos(n\alpha_3) + 2\cos(n\alpha_4) - \dots (-1)^k 2\cos(n\alpha_k)] \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Pour la commande pleine onde, le fondamentale pour un montage en pont a pour valeur efficace :

$$U_{10} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E \quad (\text{II.24})$$

En substituant les équation (II.22) et (II.23) dans la système ci-dessus et en comparant la valeur efficace de la sortie obtenue avec la M.L.I. à celle de la commande à pleine onde, puis en représentant par P le rapport du fondamentale de la commande à pleine onde, la solution recherchée est celle qui doit vérifier la condition suivante :

$$0 < \alpha_1 < \alpha_2 < \alpha_3 < \dots < \pi/2$$

Pour l'élimination de (k-1) harmoniques, on doit résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{aligned} \frac{U_1}{2U_{10}} &= \left[\frac{1}{2} - \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4) - \dots \pm \cos(\alpha_k) \right] \\ 0 &= \left[\frac{1}{2} - \cos(3\alpha_1) + \cos(3\alpha_2) - \cos(3\alpha_3) + \cos(3\alpha_4) - \dots \pm \cos(3\alpha_k) \right] \\ &\vdots \\ 0 &= \left[1 - \cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) - \cos(n\alpha_3) + \cos(n\alpha_4) - \dots + \cos(n\alpha_k) \right] \end{aligned} \quad (\text{II.25})$$

La résolution de ce système est possible avec l'application de l'une des méthodes itératives telles que celle de **Newton-RAPHSON**.

II.5.4.3 - La Méthode de Newton-RAPHSON : [1][17]

II.5.4.3.1 - Principe :

On recherche la valeur X^* qui annule la fonction F . La méthode de NEWTON-RAPHSON permet de rapprocher la valeur X^* au moyen de la relation suivante :

$$X_{K-1} = X_K - F(X_K) / F'(X_K) \quad (\text{II.26})$$

Le choix des conditions initiales reste toujours une tâche délicate du fait que le système est non linéaire.

II.5.4.3.2 - Application de la méthode : [1][17]

Pour un système triphasé, les harmoniques de rang trois ou multiple de trois disparaissent. On calcule les k angles de façon à annuler les $(k-1)$ premiers harmoniques impairs autre que ceux de rang trois ou multiple de trois. Le choix pour notre application est d'éliminer seulement les trois premiers (5,7 et 11). Ainsi notre système ci-dessous sera constitué de quatre équations à quatre variables.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{p}{2} = \frac{U_1}{2U_{10}} = \left[\frac{1}{2} \cos(\alpha_1) + \cos(\alpha_2) - \cos(\alpha_3) + \cos(\alpha_4) \right] \\ 0 = \left[\frac{1}{2} \cos(5\alpha_1) + \cos(5\alpha_2) - \cos(5\alpha_3) + \cos(5\alpha_4) \right] \\ 0 = \left[\frac{1}{2} \cos(7\alpha_1) + \cos(7\alpha_2) - \cos(7\alpha_3) + \cos(7\alpha_4) \right] \\ 0 = \left[\frac{1}{2} \cos(11\alpha_1) + \cos(11\alpha_2) - \cos(11\alpha_3) + \cos(11\alpha_4) \right] \end{array} \right. \quad (II.27)$$

Suite à la résolution du système, on obtient les résultats présentés dans le tableau suivant :

$P = U_1 / U_{10}$	α_1	α_2	α_3	α_4
0.1	20.9584	38.6043	61.1352	79.3324
0.2	21.8448	37.1335	62.3461	78.7498
0.4	23.1949	33.7179	65.1106	77.9797
0.7	19.8603	24.3789	70.9260	78.0840
0.8	16.0218	20.3015	73.5546	78.0898
0.9	11.3507	16.2643	79.8117	81.5269

Tableau (1.1) : Calcul des angles par la méthode de Newton Raphson.

II.5.5 - Commande à Modulation Vectorielle SVM :

L'objectif de la modulation vectorielle est la détermination des portions de temps (durée de commutation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant une période d'échantillonnage T_e . Elle sera étudiée sur un onduleur triphasé.

En voici les principes fondamentaux de la **SVM** [2,3] :

- Les tensions de référence V_{ref} sont les tensions simples désirées.
- Les tensions de référence sont échantillonnées à intervalle régulier T_e .
- Chacun des bras de l'onduleur va réaliser une impulsion de tension dont la largeur est calculée de telle sorte que les valeurs moyennes des tensions simples aux bornes de la charge soient égales aux valeurs des tensions de référence à l'instant d'échantillonnage.

- Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique aux centres et aux extrémités de la période.
- La modulation est synchronisée sur les trois phases de l'onduleur.

II.5.5.1 - Représentation Vectorielle [3][4] :

Pour simplifier les calculs, et représenter les tensions, appliquons **la transformation triphasées / diphasées** respectant le transfert de puissance :

$$v(t) = \vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(v_a + a \cdot v_b + a^2 \cdot v_c) = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = V_{es} \cdot e^{j\omega t} \quad (\text{II.28})$$

Où :

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

V_{es} : L'Amplitude du vecteur-espace.

ωt : La Phase de vecteur-espace.

Si l'on adopte **la Transformation de Clark**, qui consiste à substituer aux trois variables des tensions réelles leurs composantes V_α, V_β et V_0 , l'expression du vecteur d'espace lié aux trois tensions simples en sortie de l'onduleur est :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

Une Analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer les vecteurs de tensions correspondantes.

S1	S2	S3	v_{ao}	v_{bo}	v_{co}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	\vec{V}_s
0	0	0	$-E/2$	$-E/2$	$-E/2$	0	0	0	0	0	\vec{V}_0
1	0	0	$E/2$	$-E/2$	$-E/2$	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E$	0	\vec{V}_1
1	1	0	$E/2$	$E/2$	$-E/2$	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_2
0	1	0	$-E/2$	$E/2$	$-E/2$	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_3
0	1	1	$-E/2$	$E/2$	$E/2$	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E$	0	\vec{V}_4
0	0	1	$-E/2$	$-E/2$	$E/2$	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_5
1	0	0	$E/2$	$-E/2$	$E/2$	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	\vec{V}_6
1	1	1	$E/2$	$E/2$	$E/2$	0	0	0	0	0	\vec{V}_7

Tableau 1 : Calcul des vecteurs de tensions.

$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$: prennent un nombre fini de valeurs définissant 6 secteurs dans le plan (α, β) .
(Figure II.6).

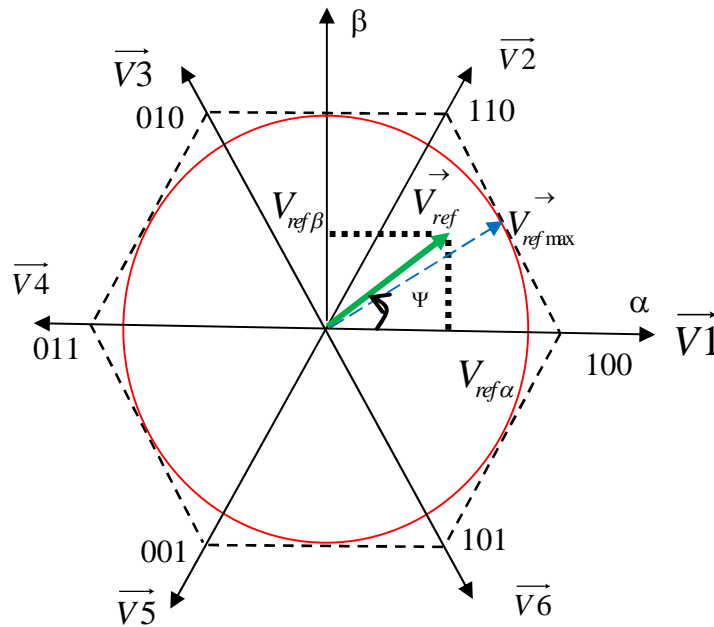


Figure (II.6) : Représentation du polygone de commutation.

II.5.5.2 - Calcul des Temps de Commutations [2] :

Il s'agit de déterminer la position du vecteur de consigne dans le repère (α, β) et le secteur dans lequel il se trouve. Celui-ci est limité par deux des vecteurs V_i et V_{i+1} définis dans le tableau 1. Les tensions de référence sont reconstituées en effectuant une moyenne temporelle de ces vecteurs.

La figure (II.7) montre comment se construit le vecteur V_{ref1} et V_{ref2} dans le premier quadrant à l'aide de ses projections sur les vecteurs \vec{V}_1 et \vec{V}_2 .

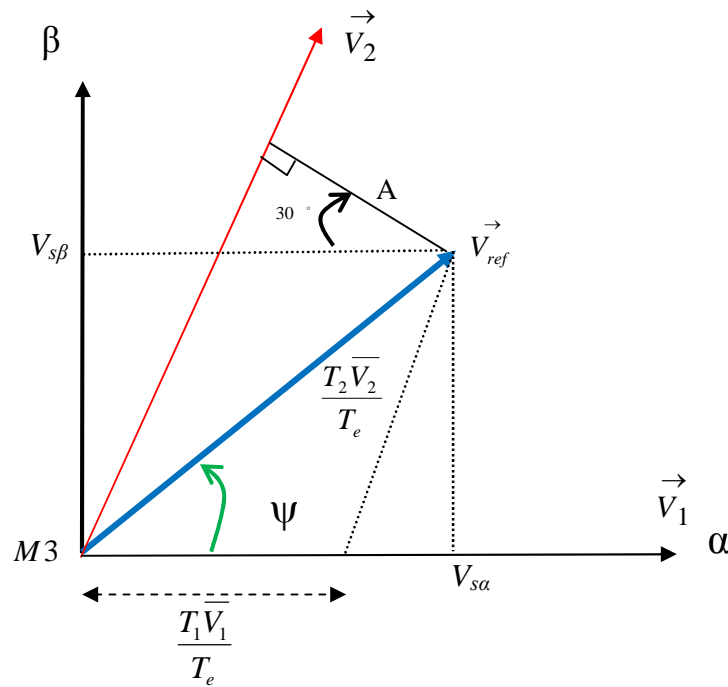


Figure (II.7) : Composantes de V_{ref} dans le secteur 1.

Dans le secteur 1 :

D'après la figure (II.7) :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = V_{ref} (\sin(90 - \Psi)) = V_{ref} \cos(30) \\ V_{s\beta} = V_{ref} \sin \Psi \end{cases} \quad (II.30)$$

$$\begin{aligned}
 V_{ref} \sin \Psi &= \frac{T_2 \vec{V}_2}{T_e} \cos(30) = \frac{T_2 \vec{V}_2}{T_e} \frac{\sqrt{3}}{2} \\
 &= \sqrt{\frac{2}{3}} E \frac{T_2}{T_e} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{E}{\sqrt{2}} \frac{T_2}{T_e}
 \end{aligned} \tag{II.31}$$

Donc :

$$\begin{aligned}
 T_2 &= \frac{\sqrt{2}}{E} T_e V_{ref} \sin \Psi \\
 &= \frac{\sqrt{2}}{E} T_e V_{s\beta}
 \end{aligned} \tag{II.32}$$

On a :

$$V_{ref} \sin(60 - \Psi) = \cos(30) V_1 \frac{T_1}{T_e} = A \tag{II.33}$$

Donc :

$$\begin{aligned}
 T_1 &= \frac{\sqrt{2}}{E} \sin(60) \cos \Psi - \cos(60) \sin \Psi \\
 &= \frac{\sqrt{6} V_{s\alpha} - \sqrt{2} V_{s\beta}}{2E} T_e
 \end{aligned} \tag{II.34}$$

On fait un raisonnement analogue dans les autres secteurs.

II.5.5.3 - Séquences de Modulation SVM [3] :

L'enchaînement des vecteurs d'état permet d'obtenir une forme de stratégie qui consiste à mettre les créneaux de commande des interrupteurs de manière symétrique sur une période de découpage de sorte que tous les interrupteurs d'un même pont (partie supérieure ou inférieure de l'onduleur) ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période **MLI**. Durant une période d'échantillonnage T_e , il y'a la séquence **SVM** et son inverse. La figure (II.8) montre les signaux de **PWM** de cette séquence pour le **secteur 1**.

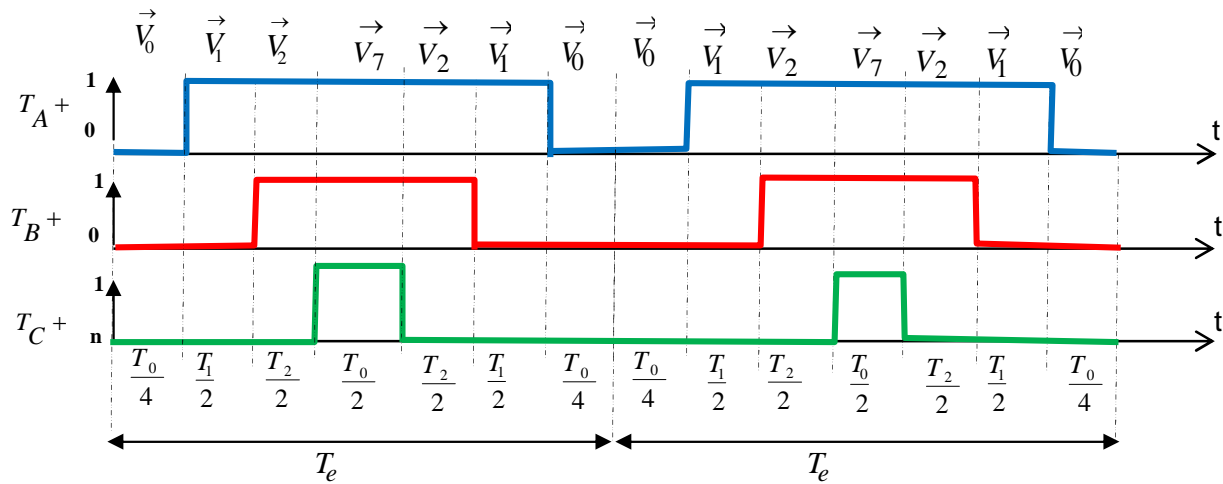


Figure (II.8) : Signaux de PWM (SVM).

Le choix des séquences s'effectue suivant l'algorithme décrit par l'organigramme suivant [2] :

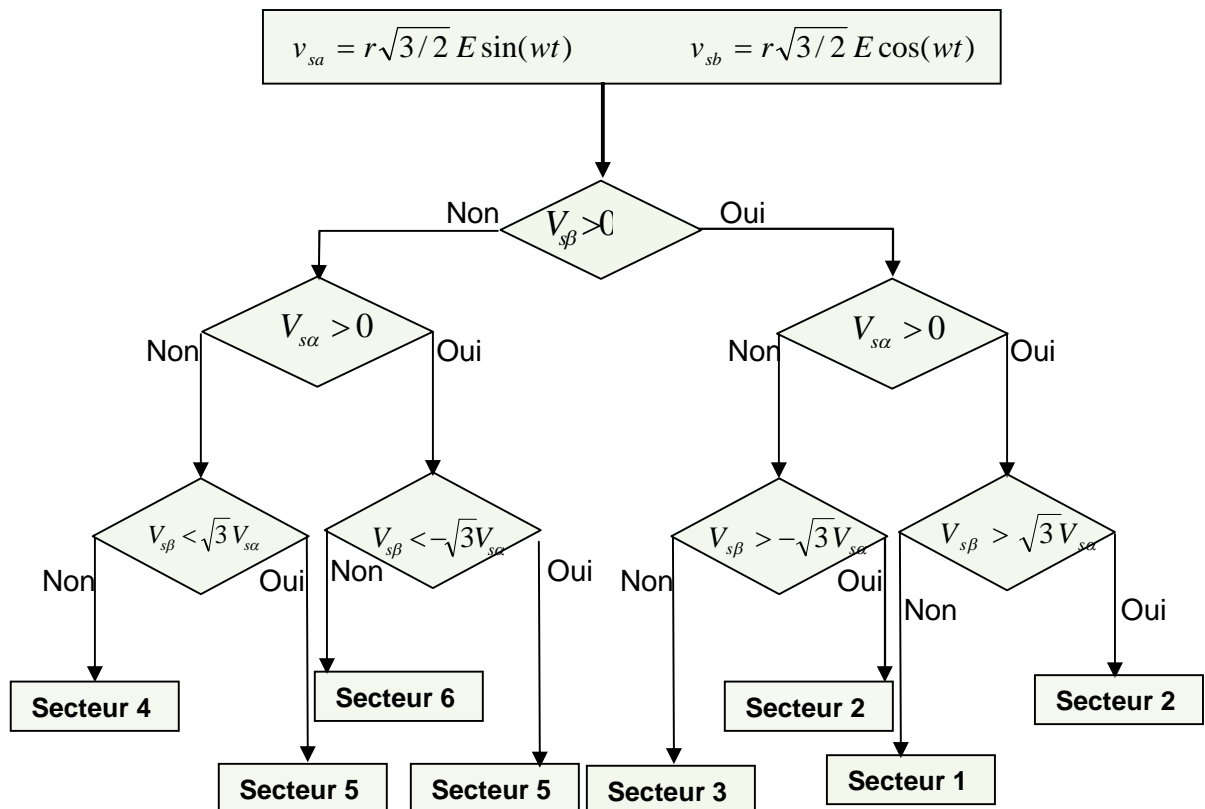


Figure (II.9) : Organigramme de la MLI vectorielle de l'onduleur triphasé.

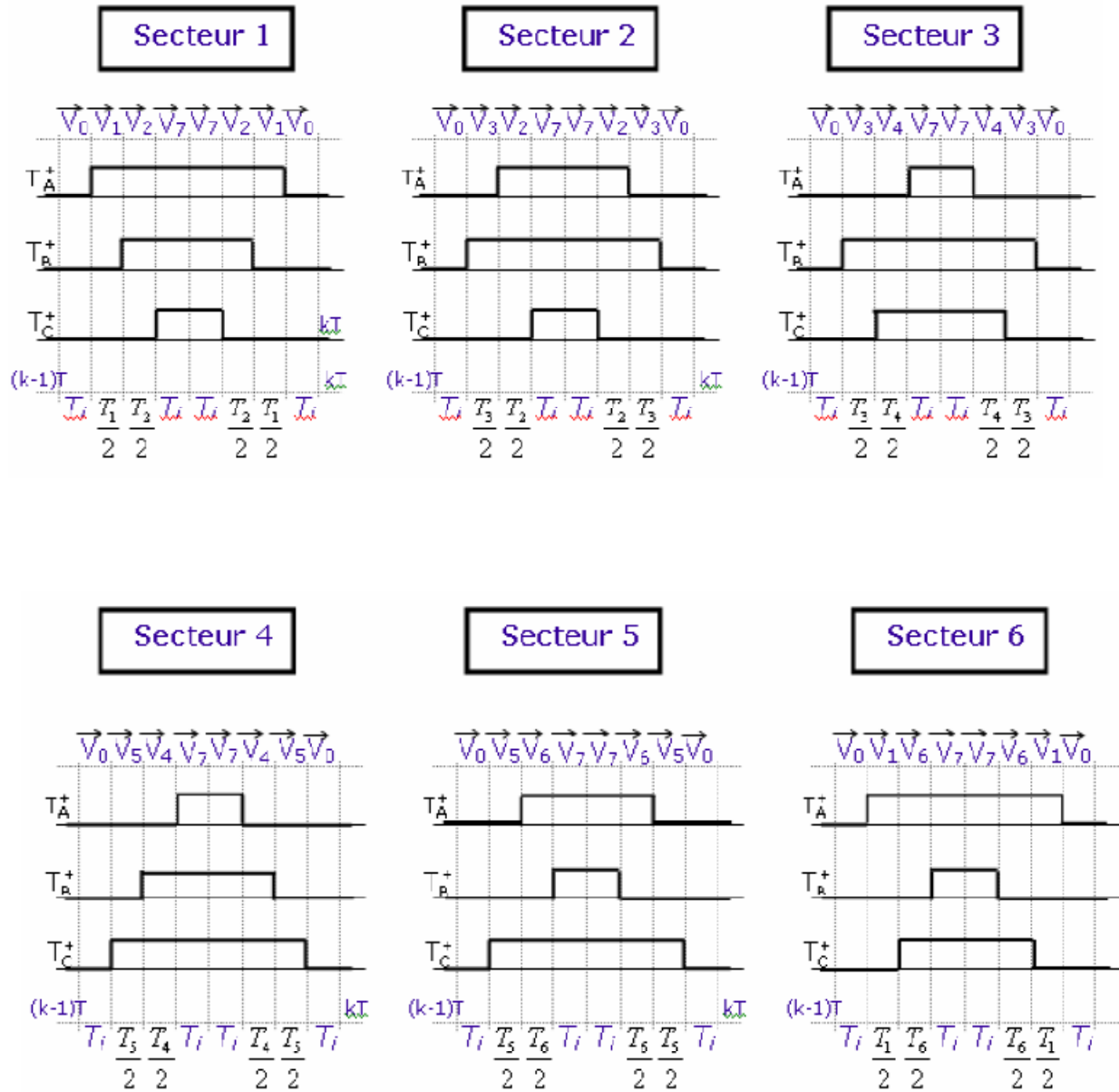


Figure (II.10) : Description des séquences de conduction des interrupteurs.

II.6 - Simulation :

A partir de l'étude théorique de différentes techniques de commandes **MLI** entamée dans ce chapitre, nous sommes amenés à la simulation de ces techniques **MLI** pour voir la qualité du signal de sortie aux bornes de l'onduleur, en utilisant comme source de tension continue $E = 330 \text{ v}$ et comme sortie de l'onduleur les tensions simples V_{an} , V_{bn} et V_{cn} avec une amplitude de 220 V .

Le schéma global de la simulation de la commande **SVM**, Figure (II.12), est constitué d'un bloc de génération de trois tensions triphasées, et un bloc qui permet de projeter ces tensions dans les référentielles (α, β) en effectuant la **Transformation de Park**. Le bloc **Matlab Function** est chargé par le programme qui permet de calculer les portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension.

Cette commande **SVM** est destinée à commander les interrupteurs de l'onduleur qui est présenté sous forme d'équations mathématiques.

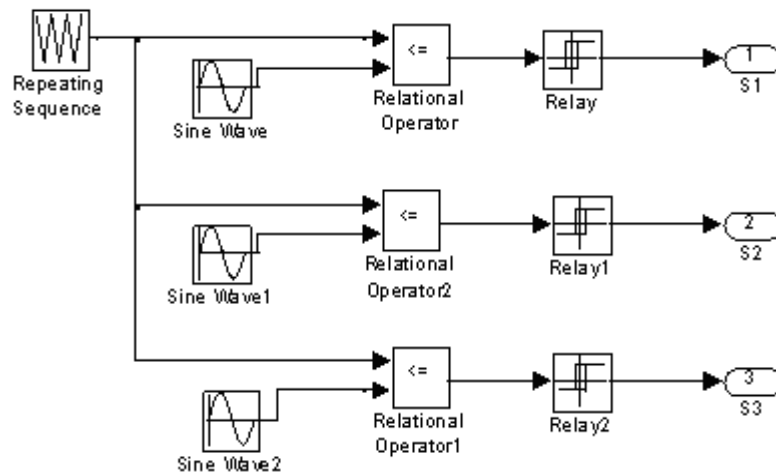


Figure (II.11) : Modèle Simulink de la Commande MLI Sinus-triangle

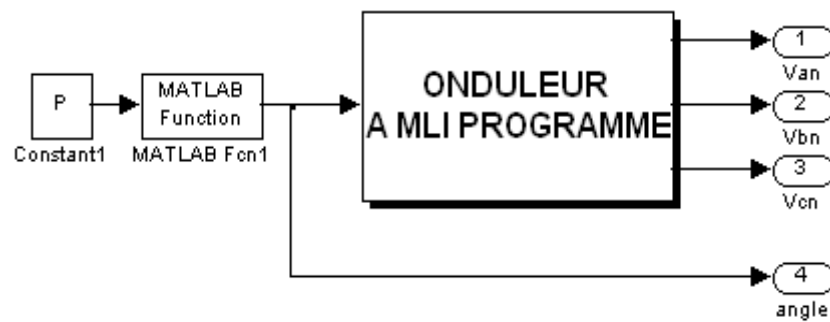


Figure (II.12) : Modèle Matlab/Simulink de la Commande MLI Calculé.

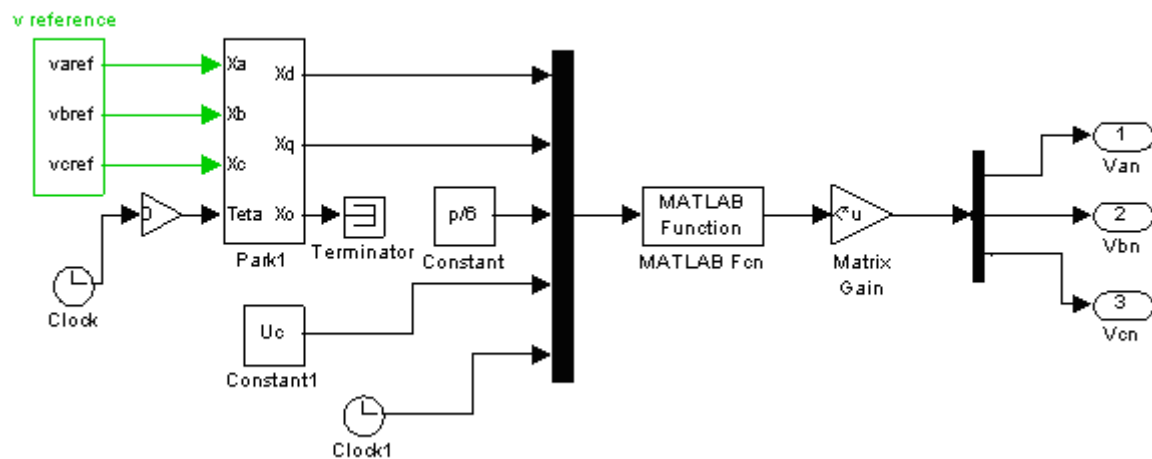


Figure (II.13) : Modèle Matlab/Simulink de la Commande MLI Vectorielle (SVM).

II.6.1 - Interprétation des courbes :

Les figures (II.14) et (II.15) représentent les résultats de simulation de tension de sortie de l'onduleur commandé par différentes techniques de **MLI** qu'on a utilisé.

On fixe le coefficient de réglage $r=0.9$, et on a varié l'indice de modulation en fréquence m_f pour les valeurs de **12** et **36**.

On remarque que la **MLI** simple à échantillonnage naturelle et vectorielle repoussent les harmoniques vers les rangs élevés. Mais on constate que si on augmente l'indice de modulation m_f , en repoussant plus les fortes harmoniques et le **THD** diminue.

On a remarqué que la **MLI** vectorielle a un faible **THD** par rapport aux autres.

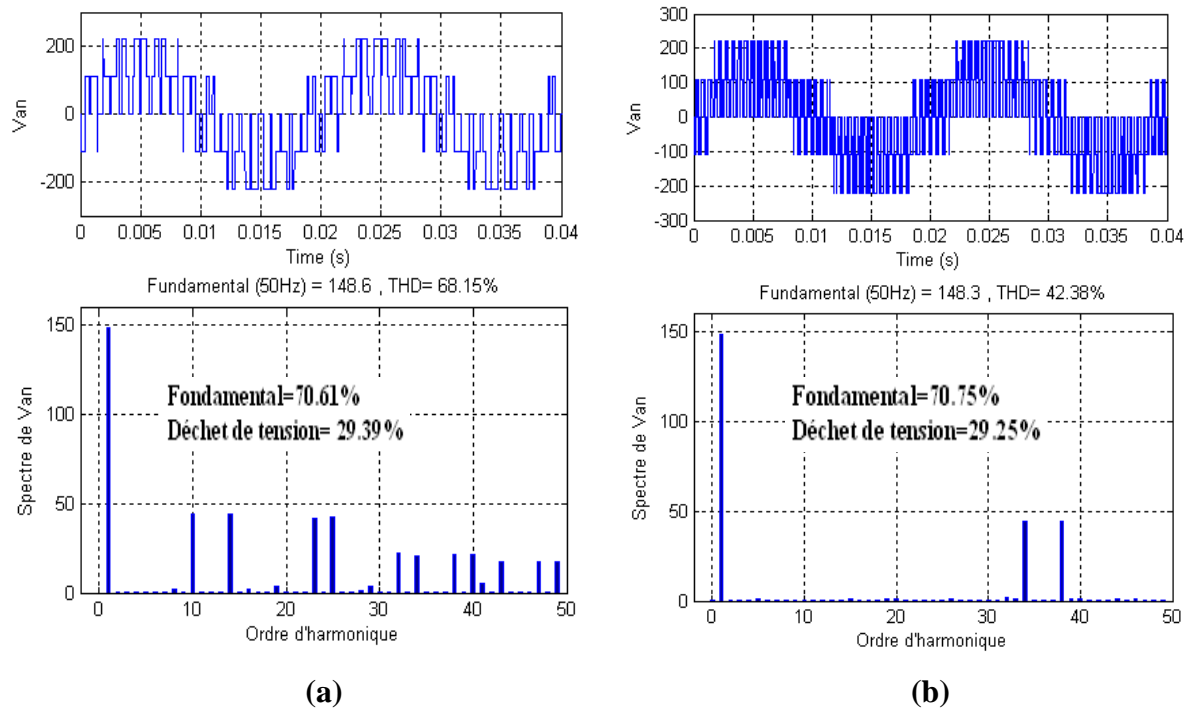


Figure (II.14) : Simulation de la tension V_{an} par MLI à échantillonnage naturelle

- a) V_{an} pour $r=0.9$ et $m_f=12$
- b) V_{an} pour $r=0.9$ et $m_f=36$

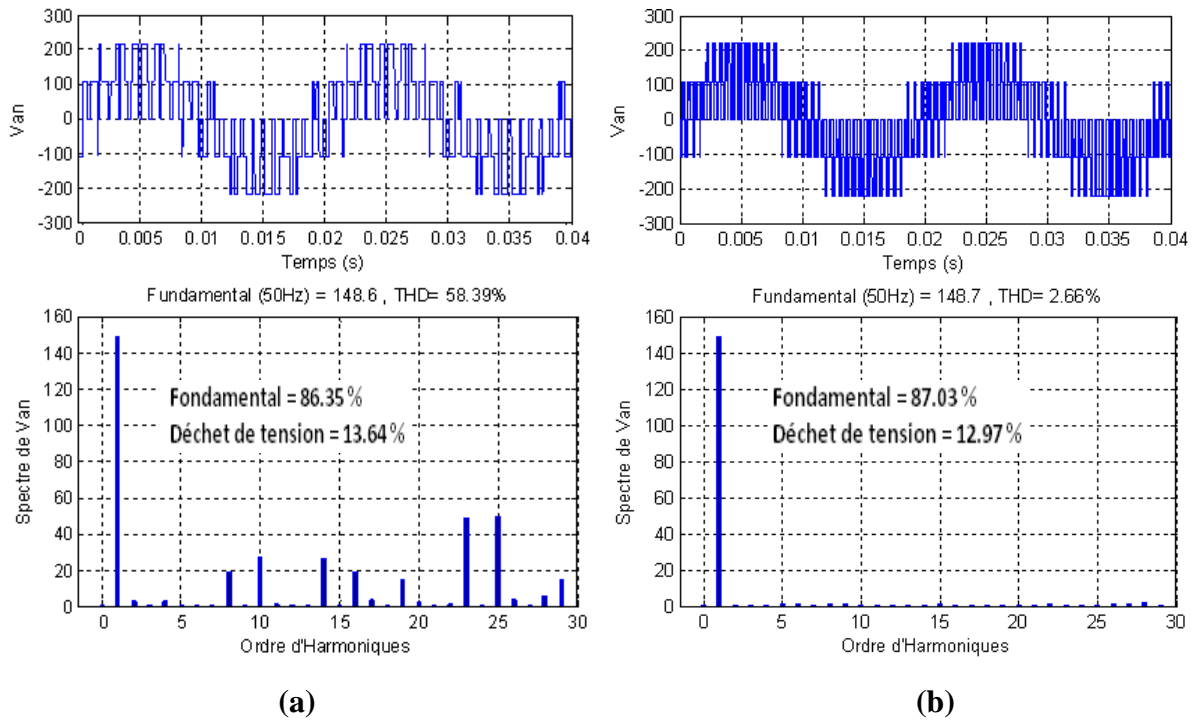


Figure (II.15) : Simulation de la tension V_{an} par MLI vectorielle

- a) V_{an} pour $r=0.9$ et $m_f=12$
- b) V_{an} pour $r=0.9$ et $m_f=36$

II.6.2 - Interprétation des courbes :

Pour les figures (II.16) jusqu'à (II.18), on a représenté les simulations des tensions de sortie de l'onduleur. On fixant $m_f=36$ et on variant le coefficient de réglage r .

Pour la MLI simple à échantillonnage naturelle, on a $r=0.4$ et 1 . Par contre pour la MLI vectorielle, on a $r=0.4$ et 1.1547 , mais pour la MLI calculée, on a $p=0.4$ et 0.9 .

On constate que la augmentation du coefficient de réglage au maximum nous permet d'obtenir une augmentation la fondamental donc la diminution de déchet de tension. On constate aussi que si le coefficient de réglage augmente le **THD** diminué, et si r diminue le **THD** sera important à cause déchet de tension.

On remarque que dans la MLI vectorielle, on a un déchet de tension plus faible par rapporte aux autres MLI, on remarque aussi que la MLI calculée provoque un **THD** important.

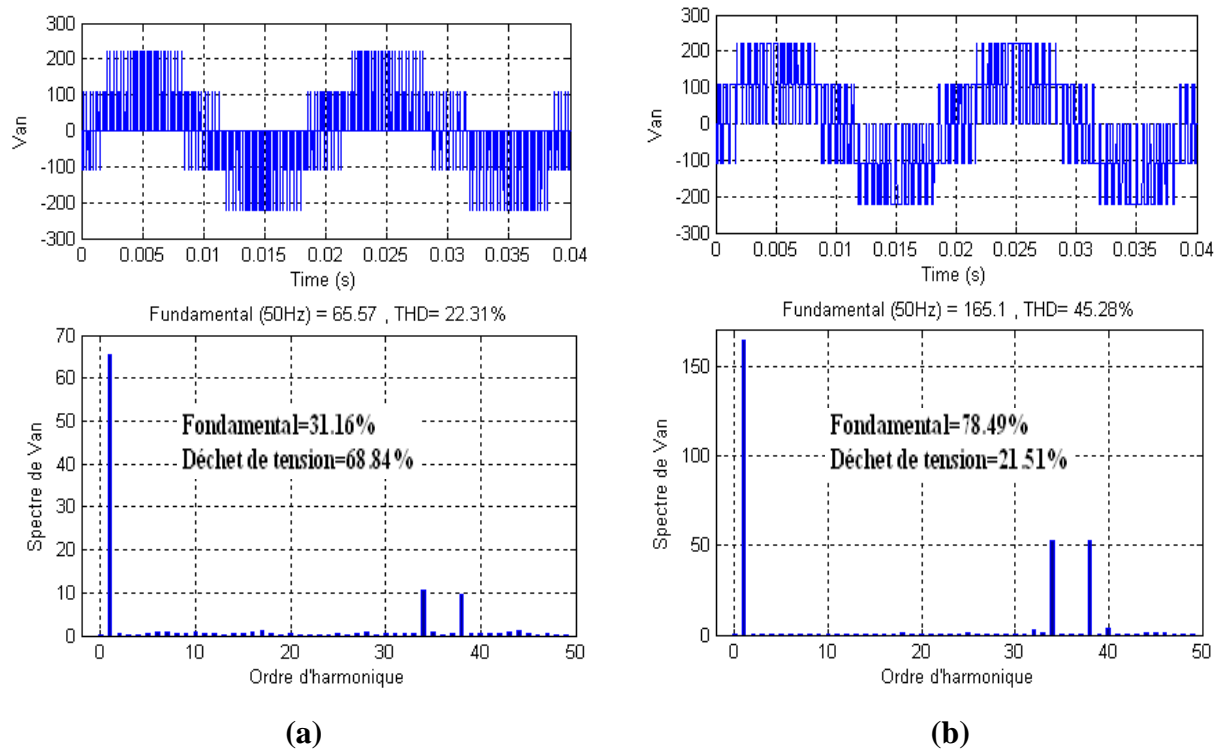


Figure (II.16) : Simulation de la tension V_{an} par MLI à échantillonnage naturelle.

- a) V_{an} pour $m_f=36$ et $r=0.4$
- b) V_{an} pour $m_f=36$ et $r=1$

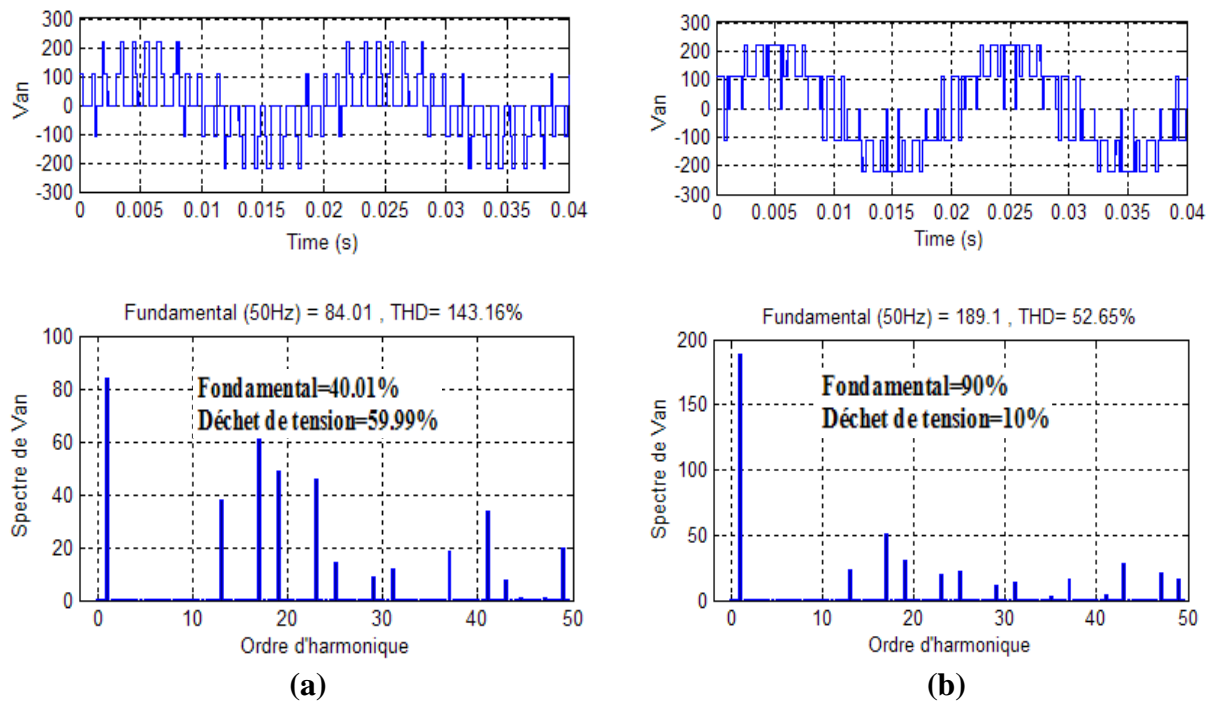


Figure (II.17) : Simulation de la tension V_{an} par MLI calculée

- a) V_{an} pour $p=0.4$ $k=4$
- b) V_{an} pour $p=0.9$ $k=4$

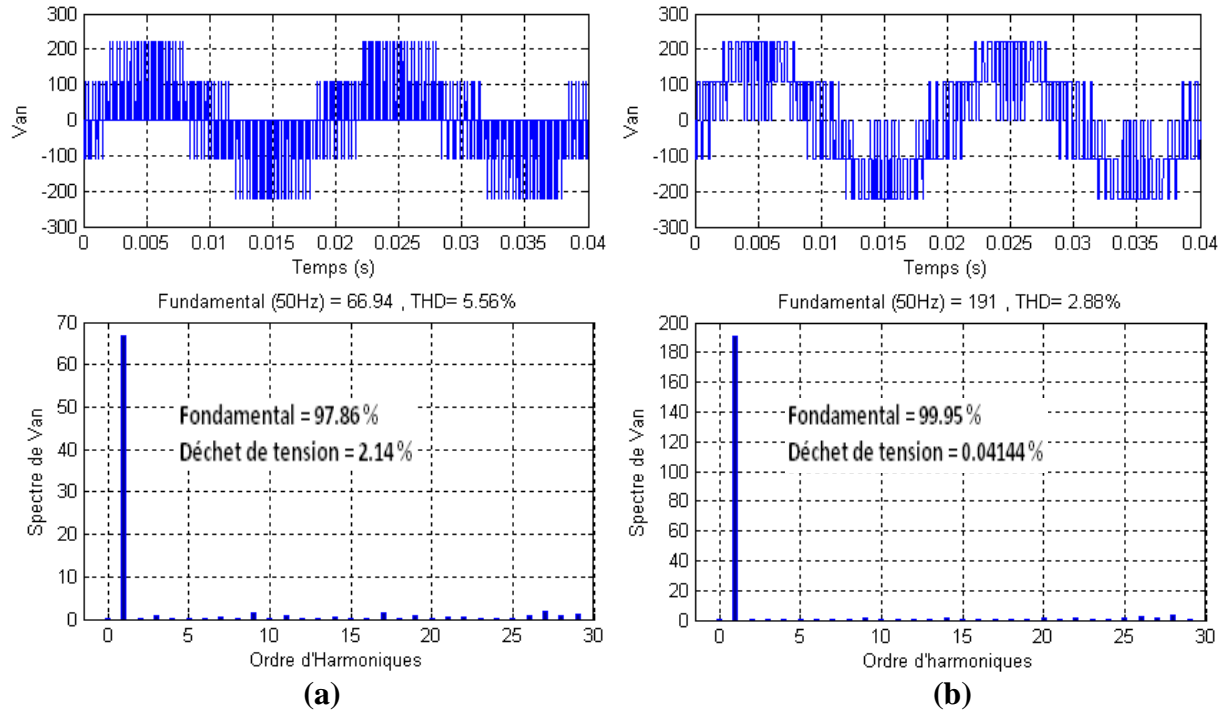


Figure (II.18) : Simulation de la tension V_{an} par MLI vectorielle.

- a) V_{an} pour $m_f=36$ et $r=0.4$
- b) V_{an} pour $m_f=36$ et $r=1.1547$

II.7 - Conclusion :

Dans ce chapitre, on a proposé une analyse des structures de commande à **MLI** des onduleurs de tension. En premier lieu, nous avons mis en évidence, par étude théorique les différents structures de commande tout en soulignant l'intérêt de la **MLI** pour les onduleurs de tension fonctionnant à des fréquences élevées, Nous avons montré par la suite que les différents technique **MLI** pouvaient améliorer la qualité de la tension de sortie de l'onduleur, à savoir, un taux harmonique réduit et une fondamentale se rapprochant du signal réel.

La modulation de largeur d'impulsion a été faite pour éliminer les harmoniques ou les repousser vers des fréquences élevées afin d'être facile à filtrées. Ces harmoniques peuvent engendrer des perturbations dans la tension de la charge et génèrent des pointes de courant et des couples pulsatoires dans une machine commandée par un onduleur, créant ainsi des bruits acoustiques néfastes pour l'environnement immédiat et par conséquent des pertes importantes, ils risquent d'endommager la charge si aucune précaution n'est prise en compte pour leur élimination. Les différentes commandes ont été implantées par simulation en utilisant le logiciel **Matlab** et son environnement **Simulink**.

Dans la partie de simulation, on a étudié et modélisé puis simulé les différents techniques **MLI** pour visualiser l'allure des tensions et relever le taux de distorsion harmonique (**THD**) et le pourcentage de la fondamentale par rapport à la tension d'entrée, et ceci en variant les valeurs de l'indice de modulation en fréquence m_f et tenant constant la valeur du coefficient de réglage r et ensuite l'inverse. Ces différentes simulations nous ont révélées que :

- Les courbes données par la technique du **MLI vectorielle** se rapproche le mieux au signal réel.
- Plus que la valeur du coefficient de réglage r augmente, le déchet de tension diminue.
- Plus l'indice de modulation en fréquence m_f augmente, plus les harmoniques sont repoussées vers les fréquences élevées formant des familles d'harmoniques qui sont facile à filtrer par la suite. .

CHAPITRE III :

LA COMMANDE SCALAIRE DE LA

MACHINE ASYNCHRONE

III.1 - Introduction :

Les avantages inhérents à un fonctionnement des machines asynchrones à fréquences variables ne peuvent être pleinement exploités sans l'utilisation d'une technique de contrôle convenable. Le choix de la stratégie de commande est vital pour l'obtention des performances souhaitées du système.

Une commande en boucle ouverte d'une alimentation à fréquence variable permet un contrôle de vitesse satisfaisant tant que les dynamiques du système ne sont pas trop contraignantes et que le moteur fonctionne souvent à des vitesses fixes.

III.2 - La Commande Scalaire (V/F) : [16]

Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension. Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (Onduleur de tension ou de courant). Comme dans notre travail, la machine asynchrone est alimentée par un onduleur de tension, c'est la commande scalaire avec contrôle de $V/f = \text{constant}$ qui va être étudiée.

Cette méthode de commande est basée sur le modèle de la machine en régime permanent. Pour cette raison, l'étude du modèle de la machine en régime établi est indispensable.

III.2.1 - Le modèle de la machine asynchrone en régime permanent : [15]

Si les tensions d'alimentation de la machine asynchrone sont triphasées équilibrées et sinusoïdales, on peut les écrire selon la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{as} = \hat{V}_s \cos(\omega_s t) \\ v_{bs} = \hat{V}_s \cos(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{cs} = \hat{V}_s \cos(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

(III.1)

En choisissant de fixer le repère $d q$ au champ tournant à la vitesse angulaire $\omega_s = d\theta_s / dt$ l'équation (III.1) peut être écrite sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_{ds} = \hat{V}_s \cos(\omega_s t - \theta_s) \\ v_{qs} = \hat{V}_s \sin(\omega_s t - \theta_s) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

En utilisant la notation complexe pour les tensions statoriques et rotoriques :

$$\begin{aligned} \vec{V}_s &= v_{ds} + jv_{qs} \\ \vec{V}_r &= v_{dr} + jv_{qr} \end{aligned} \quad (\text{III.3})$$

D'où :

$$\begin{aligned} \vec{V}_s &= R_s (i_{ds} + ji_{qs}) + d(\phi_{ds} + j\phi_{qs}) / dt + j\omega_s (\phi_{ds} + j\phi_{qs}) \\ \vec{V}_r &= R_r (i_{dr} + ji_{qr}) + d(\phi_{dr} + j\phi_{qr}) / dt + j\omega_r (\phi_{dr} + j\phi_{qr}) \end{aligned} \quad (\text{III.4})$$

D'où :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + d(\vec{\phi}_s) / dt + j\omega_s \vec{\phi}_s \\ \vec{V}_r = R_r \vec{I}_r + d(\vec{\phi}_r) / dt + j\omega_r \vec{\phi}_r \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

En régime permanent, on a :

$$d(\vec{\phi}_s) / dt = 0, \quad d(\vec{\phi}_r) / dt = 0 \quad (\text{III.6})$$

Par conséquent l'équation (III.5) devient :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + j\omega_s \vec{\phi}_s \\ \vec{V}_r = R_r \vec{I}_r + j\omega_r \vec{\phi}_r \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Avec : $\omega_r = g \omega_s / dt$ et $\vec{V}_r = 0$ l'équation (III.7) devient sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + j \omega_s \vec{\phi}_s \\ 0 = R_r \vec{I}_r + j g \omega_s \vec{\phi}_r \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Pour les fortes vitesses $R_s I_s$ est très petit devant $\omega_s \Phi_s$. Donc, Si on néglige la chute ohmique dans l'équation (II.8), on trouve :

$$\vec{\phi}_s = -j \frac{\vec{V}_s}{\omega_s} \quad (\text{III.9})$$

On peut écrire le module de l'équation (III.9) sous la forme suivante :

$$\phi_s = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (\text{III.10})$$

On voit bien que le flux statorique de la machine dépend de la tension d'alimentation et de sa fréquence. En fixant le rapport $\phi_s = V_s / \omega_s$ afin de commander le moteur asynchrone comme un moteur à courant à excitation indépendant.

III. 2.2 - Le schéma équivalent du moteur asynchrone : [16][15]

La figure (III.1) représente le schéma équivalent par phase d'une machine asynchrone. Le flux est créé par le courant circulant dans l'inductance magnétisante L_m . Les performances optimales du moteur sont obtenues si le flux, et donc le courant magnétisant, est maintenu sensiblement constant sur toute la gamme de vitesse.

Le courant magnétisant peut être calculé par l'expression :

$$I_d = E_s / L_m \omega \quad (\text{III.11})$$

Avec :

$$E_s = V_s - (R_s + L_s \omega) I \quad (\text{III.12})$$

En négligeant $(R_s + L_s \omega) I$, on obtient :

$$I_d = V_s I / L_m \omega \quad (\text{III.13})$$

$$I_d = V_s I / f 2\pi L_m \quad (\text{III.14})$$

Le courant magnétisant peut donc être maintenu constant en maintenant le rapport sensiblement constant.

Toutefois, à des fréquences et des tensions faibles, le terme $(R_s + L_s \omega) I$ ne peut plus être négligé, et en particulier le terme $R_s I$.

Pour maintenir le flux constant, quelle que soit la charge du moteur et donc quel que soit le courant absorbé, le maintien d'un rapport V_s / f constant n'est pas suffisant.

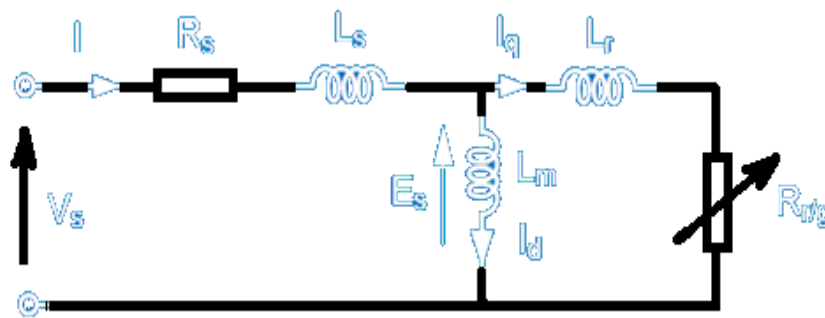


Figure (III.1) : Le schéma équivalent du moteur asynchrone.

Avec :

L_s = inductance de fuite statorique.

R_s = résistance statorique.

L_m = inductance mutuelle, inductance magnétisante.

R_r = résistance rotorique.

L_r = inductance de fuite rotorique.

III.2.3 - La loi Tension / Fréquence (V/Hz) : [19]**III.2.3.1 - Ajustage manuel :**

Il consiste à adopter une loi tension / fréquence avec augmentation fixe de la tension à basse fréquence. Cet ajustage est parfois appelé « boost manuel ». La tension appliquée au moteur n'est pas fonction de sa charge. Cet ajustage permet d'obtenir un couple élevé à basse vitesse, mais présente l'inconvénient de maintenir un courant élevé dans le moteur à vide avec risque de saturation et de surcharge.

III.2.3.2 - Ajustage automatique :

Il consiste à délivrer au moteur une tension avec compensation automatique de la chute de tension $R_s I$. A une vitesse donnée, la tension fournie au moteur varie en fonction de la charge. Cet ajustage est parfois appelé « boost automatique ». Un réglage permet de faire varier le coefficient, c'est-à-dire compenser au plus juste la chute de tension $R_s I$ du moteur utilisé.

Cet ajustage permet d'obtenir un couple élevé, à basse vitesse, tout en ayant un courant faible à vide. Par contre, il présente l'inconvénient d'un temps de réponse plus lent. Un excès de compensation peut également conduire à une suralimentation entretenue du moteur :

- Augmentation de la charge.
- Augmentation de la tension.
- Augmentation du courant.

III.2.3.3 - Cas particulier - couple quadratique :

Le couple résistant exercé par une pompe centrifuge ou un ventilateur varie en fonction du carré de la vitesse. On peut donc, sans inconvénient, diminuer le flux du moteur et donc la tension d'alimentation du moteur, pour une fréquence inférieure à la fréquence nominale (figure 10). Un ajustage automatique de la tension, fonction de la charge du moteur, permet de délivrer un couple de décollage suffisant à basse vitesse.

III.2.3.4 - Performances - Contrôle de flux :

Afin d'obtenir des performances élevées, en couple de surcharge et en régime transitoire, les variateurs de ce type réalisent un contrôle de flux comportant les fonctions suivantes :

- Estimation de la charge du moteur réalisée à partir de la mesure du courant dans l'étage continu du variateur.
- Estimation de la résistance statorique. Celle-ci est fonction du calibre du moteur, connu par le réglage de la protection thermique et par son état thermique.

Ces deux estimations permettent de calculer la tension à appliquer au moteur, à une vitesse donnée, pour obtenir le flux optimum.

- Boucle de fréquence. Elle évite le décrochage du moteur en maintenant son couple constant. Ceci est obtenu en réduisant à la fois la tension et la fréquence.
- Suralimentation transitoire. Une augmentation anticipée de la tension est fournie au moteur lors d'accélération rapides, afin de maintenir le flux en régime transitoire. Cette fonction est parfois appelée « boost dynamique ».
- Compensation de glissement. Afin de maintenir la vitesse de rotation sensiblement constante, le moteur est alimenté à une fréquence légèrement plus élevée en charge qu'à vide.

Ce surcroît de fréquence est fonction de l'estimation de la charge citée plus haut et de la fréquence de glissement nominale du moteur. Celle-ci est estimée en fonction du calibre du moteur mais peut également être ajustée manuellement. Toutes ces fonctions permettent d'obtenir une courbe couple/vitesse en surcharge. Toutefois, il apparaît que tous les systèmes de contrôle en tension, même optimisés, ne permettent pas de contrôler correctement le flux et le couple à très basse fréquence ($f < 2$ ou 3 Hz).

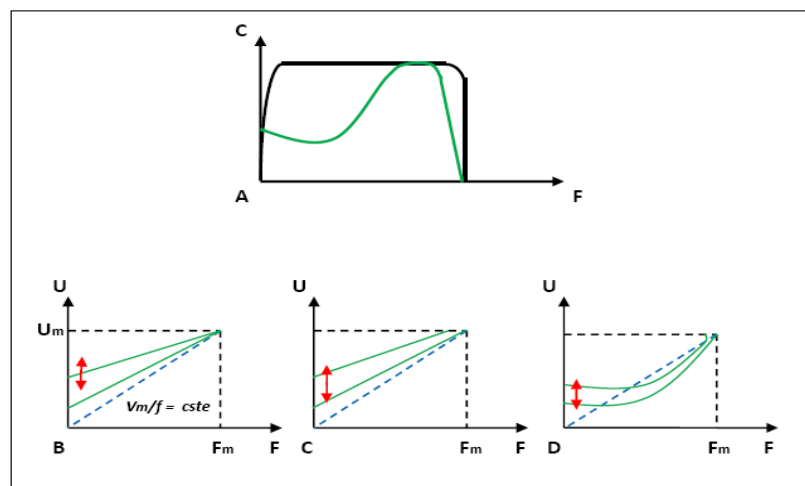


Figure (III.2) : La Loi V/f adaptée à l'application : Adaptation en fréquence - Compensation de glissement - Compensation RI automatique - Couple indépendant de U réseau. [20]

III.2.4 - Principe de la commande scalaire avec contrôle du rapport V/f : [15]

Le principe de la commande scalaire avec contrôle de V/f est de faire varier la vitesse de la machine asynchrone tout en maintenant le rapport $V/f = \text{constant}$, ce qui signifie garder le flux et le couple maximum en régime permanent constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement. En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum s'écrit :

$$C_{\max} = \frac{3p}{2N_r'} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \quad (\text{III.15})$$

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique. En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la courbe du couple électromagnétique (régime quasi-statique) de la machine asynchrone (figure (III.3)).

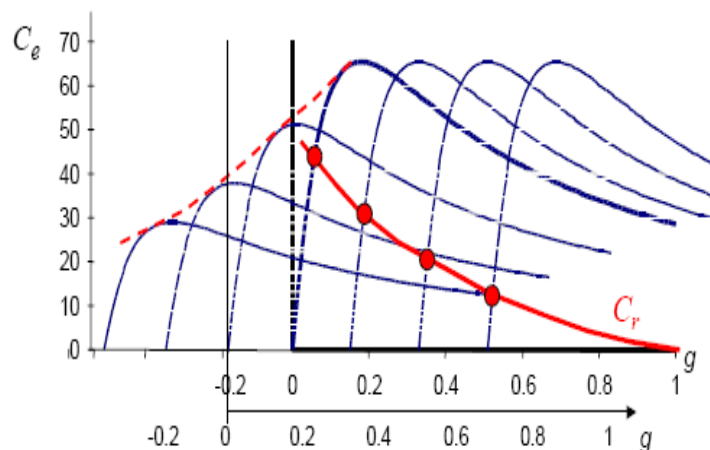


Figure (III.3) : Déplacement de la caractéristique Couple-glissement en fonction de la fréquence d'alimentation.

En fait garder le rapport constant revient à garder le flux constant. Quand la tension atteint sa valeur maximale, on commence alors à décroître ce rapport ce qui provoque une diminution du couple que peut produire la machine. On ait en régime de « défluxage ». Ce régime permet de dépasser la vitesse nominale de la machine, on l'appelle donc aussi régime de survitesse (partie $\Omega > \Omega_s$) de la figure (III.4).

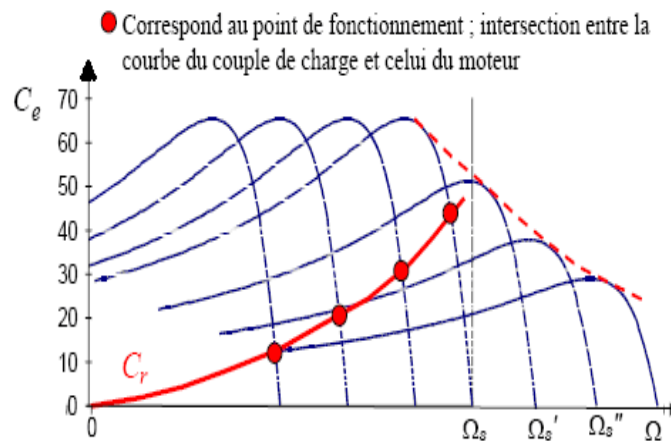


Figure (III.4) : Déplacement de la caractéristique couple vitesse en fonction de la fréquence d'alimentation.

Le schéma de la figure (III.5) présente la manière de réguler la vitesse de la machine en reconstituant la pulsation statorique à partir de la vitesse et de la pulsation rotorique. Cette dernière, qui est l'image du couple de la machine est issue du régulateur de vitesse. Si la machine est chargée, la vitesse a tendance à baisser, le régulateur va fournir plus de couple (plus de glissement) afin d'assurer cet équilibre. La pulsation statorique est donc modifiée pour garder cet équilibre. La tension est calculée de manière à garantir le mode de contrôle en V/f de la machine.

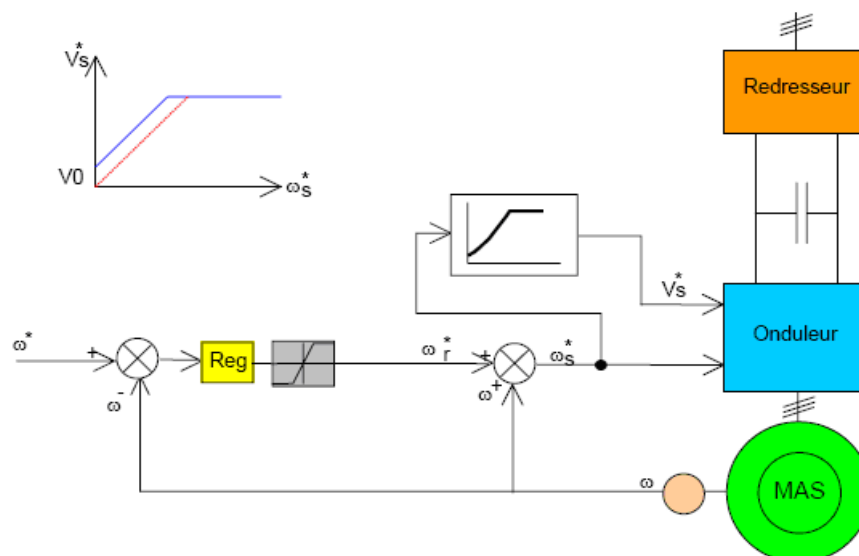


Figure (III.5) : Commande scalaire avec le contrôle du rapport V/f . [15][16]

Le système de la figure (III.6) montre le schéma block d'une approche modifiée de la commande scalaire avec contrôle modifié de V/f . La variation de la vitesse est obtenue par une variation de la pulsation statorique qui est directement générée par le régulateur de vitesse.

Dans cette figure (III.6), l'erreur de vitesse est utilisée par le régulateur de vitesse pour estimer la pulsation statorique de la tension de référence V_s . Celle-ci est utilisée par le bloc de contrôle V/f afin de calculer le module de V_s qui permet de maintenir V/f constant.

Le module et la pulsation de V_s sont utilisés par le bloc générateur de tensions triphasées afin de générer les composantes triphasées V_{as} , V_{bs} et V_{cs} de la tension de référence V_s . Le bloc sinus triangle utilise V_{as} , V_{bs} et V_{cs} afin d'obtenir les états S_a , S_b et S_c des interrupteurs de l'onduleur qui alimente la machine asynchrone.

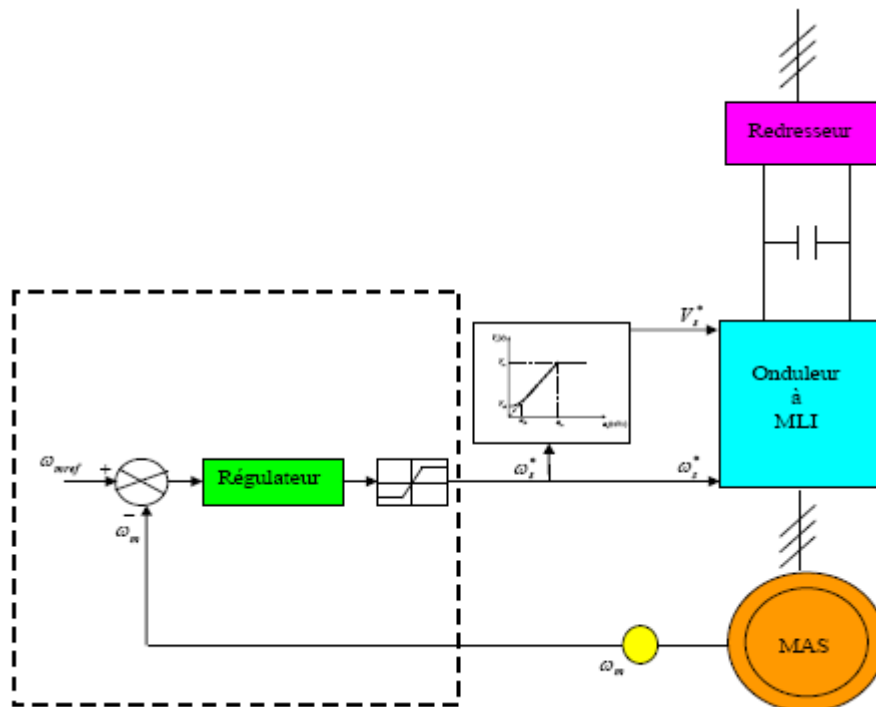


Figure (III.6) : Commande scalaire avec le contrôle modifié du rapport V/f . [15][16]

III.3 - Simulation de la commande scalaire de la machine asynchrone :

Une fois le modèle mathématique du notre moteur asynchrone ainsi que son alimentation est établi, nous pouvons aborder à la simulation de notre commande scalaire en utilisant le logiciel MATLAB / Simulink, et en faisant plusieurs tests puis on visualise ces résultats. [20]

La figure (III.7) montre l'implémentation de la commande constante V/f de la machine à induction en boucle ouverte. Cette figure a deux nouveaux blocs : générateur de tension de commande et blocs PWM de l'onduleur triphasé. Le premier génère les tensions de commandes des trois phases, et il n'y aura rien de plus qu'un bloc de conversion biphasé triphasé. Ce dernier compare la première tension de référence V_{ref} de la commande pour générer les signaux PWM pour chaque phase, les utilisent ensuite pour entraîner trois blocs de commutation sous Simulink entre $+V_d/2$ et $-V_d/2$ (V_d : tension à courant continu). [20]

La commande constante V/f de la machine à induction en boucle ouverte est simulée pour 1.2 s et on a appliqué une rampe de niveau haut et bas le long de la commande de vitesse et un step pour le couple de charge. Les résultats sont reportés sur la figure (III.9), dans lequel la réponse de l'entraînement à des changements dans la commande de vitesse et perturbations de charge peut être observée.

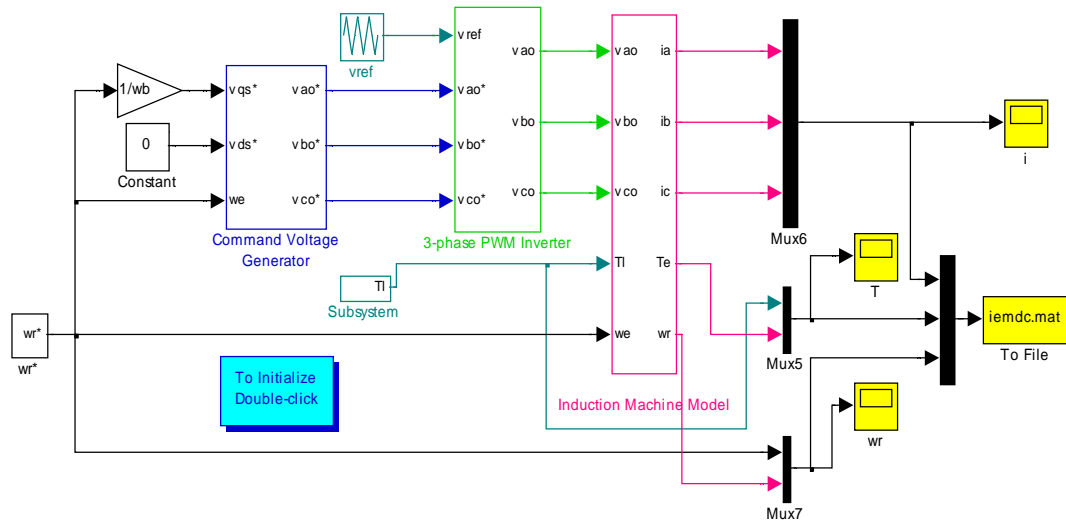


Figure (III.7) : Modèle Matlab/Simulink de la Commande Scalaire de la machine asynchrone de 30 kw.

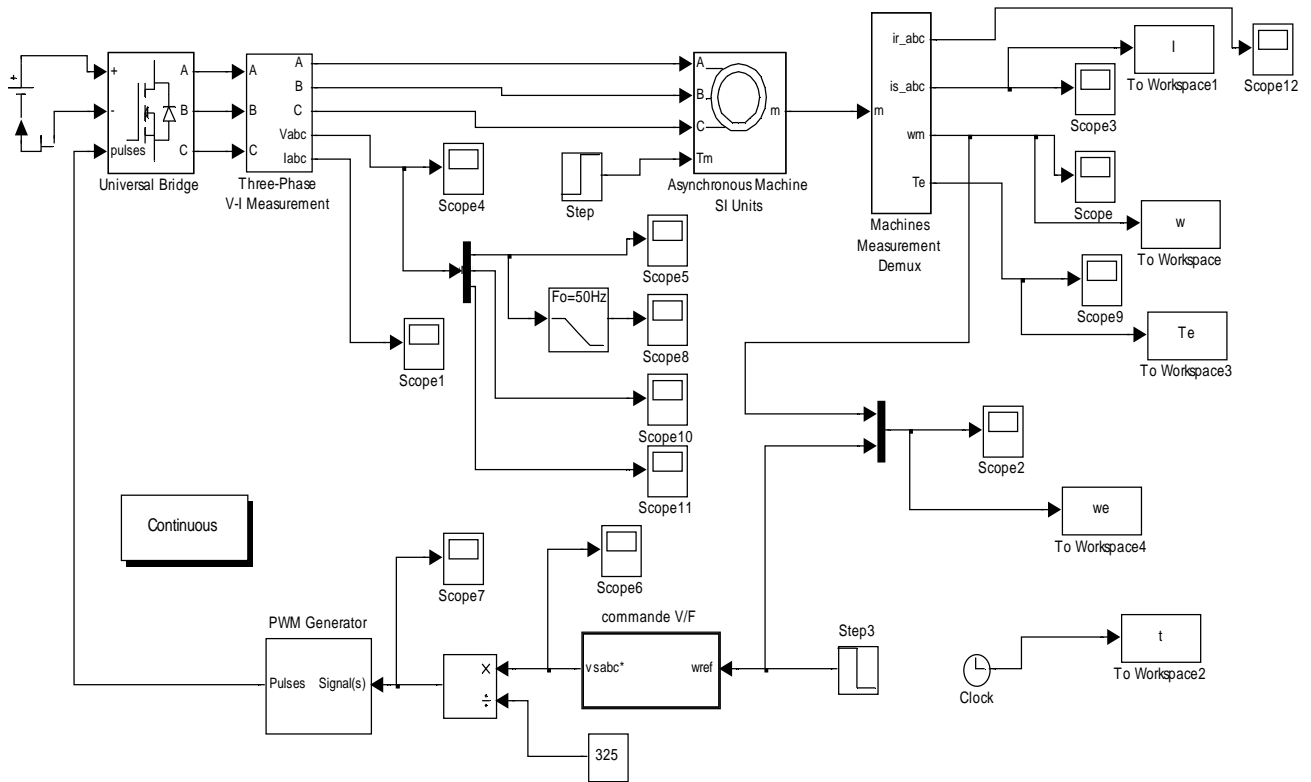


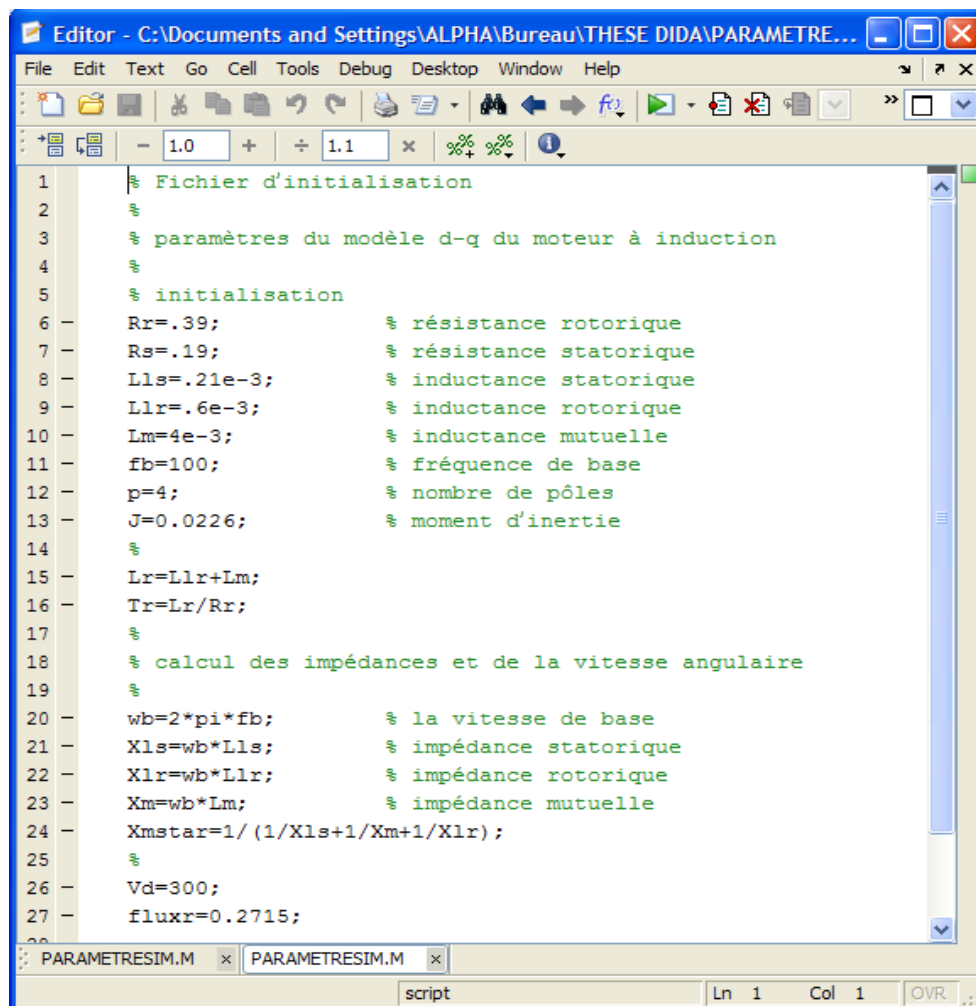
Figure (III.10) : Modèle Matlab / Simulink de la commande scalaire du Moteur Asynchrone de 1 Kw.

III.4 - Résultats de simulation :

- Initialisation :

Pour simuler la machine dans l'environnement Simulink, le modèle Simulink doit être initialisé en premier afin qu'il sache tous les paramètres de la machine. Pour cette raison, un fichier d'initialisation contenant tous les paramètres de la machine est formé. Ce fichier attribue des valeurs aux variables paramètres de la machine dans le modèle Simulink.

La figure (III.8) montre le fichier d'initialisation pour une Machine à induction de 30 Kw. Avant la simulation, ce fichier doit être exécutée à l'invite de Matlab, Simulink sera autrement afficher un message d'erreur. On note que ce fichier d'initialisation est spécifique seule à ce modèle simulink de cette machine qui doit être changé lorsque la machine simulé est changé.



```

1  % Fichier d'initialisation
2  %
3  % paramètres du modèle d-q du moteur à induction
4  %
5  % initialisation
6  -  Rr=.39;           % résistance rotorique
7  -  Rs=.19;           % résistance statorique
8  -  Lls=.21e-3;       % inductance statorique
9  -  Llr=.6e-3;        % inductance rotorique
10 -  Lm=4e-3;          % inductance mutuelle
11 -  fb=100;           % fréquence de base
12 -  p=4;              % nombre de pôles
13 -  J=0.0226;         % moment d'inertie
14 -  %
15 -  Lr=Llr+Lm;
16 -  Tr=Lr/Rr;
17 -  %
18 -  % calcul des impédances et de la vitesse angulaire
19 -  %
20 -  wb=2*pi*fb;       % la vitesse de base
21 -  Xls=wb*Lls;        % impédance statorique
22 -  Xlr=wb*Llr;        % impédance rotorique
23 -  Xm=wb*Lm;         % impédance mutuelle
24 -  Xmstar=1/(1/Xls+1/Xm+1/Xlr);
25 -  %
26 -  Vd=300;
27 -  fluxr=0.2715;

```

Figure (III.8) : Fichier d'initialisation du Modèle Matlab/Simulink de la machine à induction de 30 Kw.

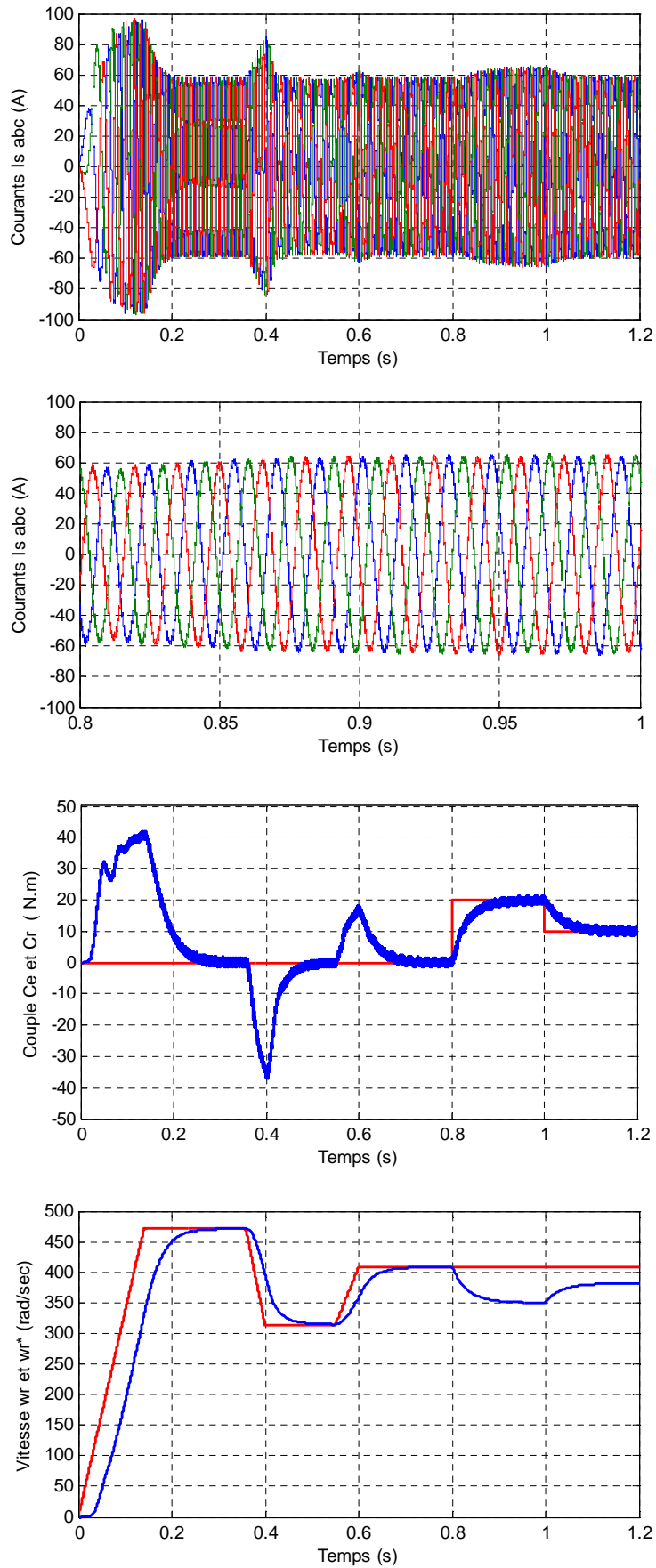
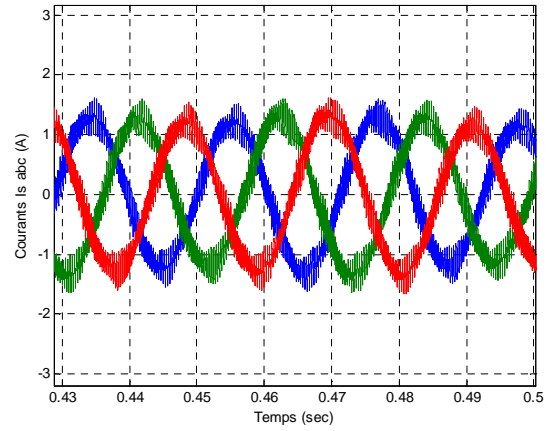
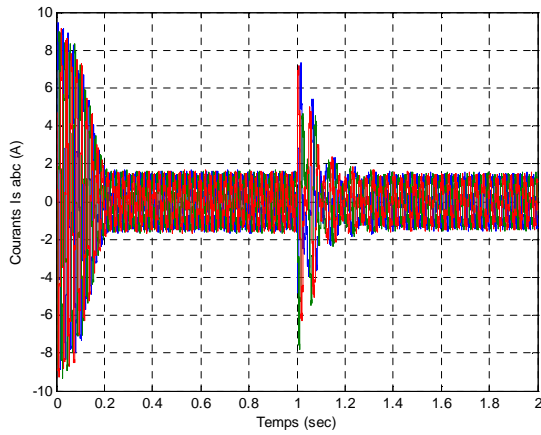
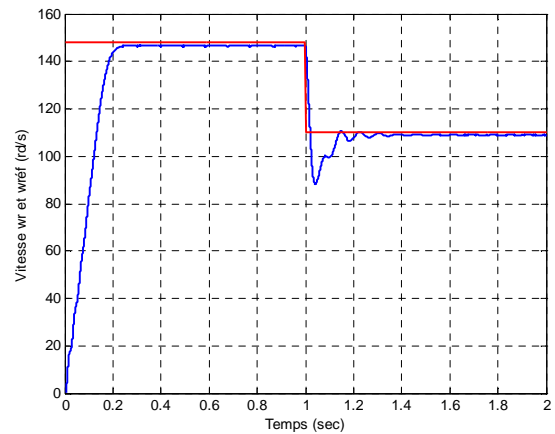
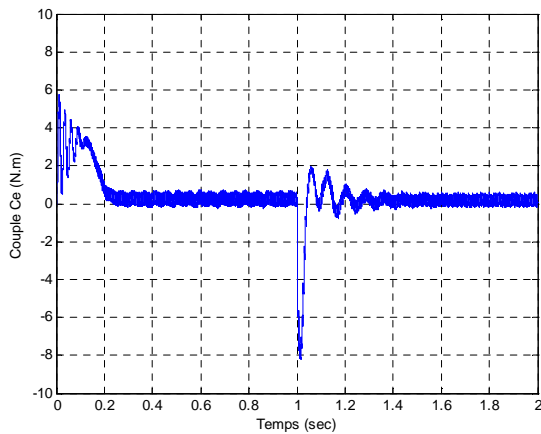


Figure (III.9) : Résultats de simulation de la commande scalaire V/f constante d'un moteur à induction de 30 kw.



a) La forme des courants statoriques I_{s_abc} .



b) La forme du Couple électromagnétique.

c) La vitesse réelle et la vitesse de référence.

Figure (III.11) : Les résultats de simulation de la commande scalaire V/f constante du moteur asynchrone de 1 Kw.

III.5 - Conclusion :

Dans ce chapitre, l'implémentation d'un modèle Simulink modulaire pour la simulation de la machine à induction a été introduite. Contrairement à la plupart des autres modèles d'implémentations de la machine à induction, avec ce modèle, l'utilisateur a un accès à toutes les variables internes pour obtenir un aperçu sur le fonctionnement de la machine. La facilité de mise en œuvre de contrôle de ce modèle est également démontrée.

D'après l'étude théorique, On peut conclure que la commande scalaire linéarise le flux de la machine en un certain point de fonctionnement et on a aussi constaté que cette stratégie de commande présente un inconvénient majeur dans les basses vitesses à causes de l'importance de la chute de tension statorique. Pour palier à cet inconvénient, il faut compenser cette chute de tension afin de maintenir le couple électromagnétique dans les basses vitesses et de conserver la constance du flux.

CHAPITRE IV :

IMPLEMENTATION PRATIQUE DE LA

COMMANDE SVM ET LA COMMANDE

SCALAIRE

IV.1 - Introduction :

Dans ce chapitre, une tentative de validation expérimentale des résultats de simulations obtenues dans les chapitres précédentes est faite avec l'implémentation pratique des algorithmes de Commande SVM et Commande Scalaire développées sur une carte d'acquisition réalisée pour la commande à vide et en charge de l'ensemble moteur asynchrone et variateur de vitesse (convertisseur de fréquence universel à onduleur de tension triphasé à IGBT).

IV.2 - Description du prototype réalisé et utilisé :

Le prototype du banc d'essai pratique réalisé et utilisé est monté au laboratoire, il se compose de :

- Convertisseur de fréquence universel (variateur de vitesse), délivrée par Leybold Didactic sous le code 735 295.
- Un moteur Asynchrone.
- Une génératrice.
- Une Alimentation secteur de la partie puissance et de l'électronique. Une tension alternative 230 V / 50 Hz à partir de laquelle est alimentée la charge par le biais du circuit intermédiaire et de l'inverseur.
- Une carte de commande réalisée pour l'implémentation pratique des deux stratégies de commande Scalaire et la commande SVM utilisant le Dspic 30f4011 qui sert à la commande numérique du variateur de vitesse.
- Une carte Dspic « Esaydspic4A ».
- Un oscilloscope à mémoire numérique.

IV.2.1 - Description et Caractéristiques Techniques du Variateur de Vitesse :

On entend par convertisseur de fréquence universel ou variateur de vitesse, un convertisseur d'impulsions à transistors à circuit intermédiaire de tension continue. Il est utilisé comme partie puissance en technique des entraînements et des asservissements pour générer une tension de sortie triphasée, variable en fréquence et en amplitude à partir du secteur alternatif. La partie puissance proprement dite ne comprend aucune «intelligence». Celle-ci est transférée dans diverses unités de commande. Les seuls organes intégrés sont un dispositif de surveillance des surintensités et des surchauffes ainsi qu'un hacheur de freinage à réaction automatique.

Le convertisseur de fréquence universel est protégé contre son éventuelle destruction pouvant être occasionnée par une erreur de manipulation, par ex. par la commande incorrecte des transistors, une surcharge, des courts-circuits ou des défauts à la terre. 11 LED indiquent l'état de commutation des transistors de puissance ainsi que toute autre information sur l'état de fonctionnement. Le câble plat à 25 pôles ci-joint permet actuellement de raccorder l'unité de commande de caractéristique PWM pour le montage d'un convertisseur de fréquence pour machines triphasées.

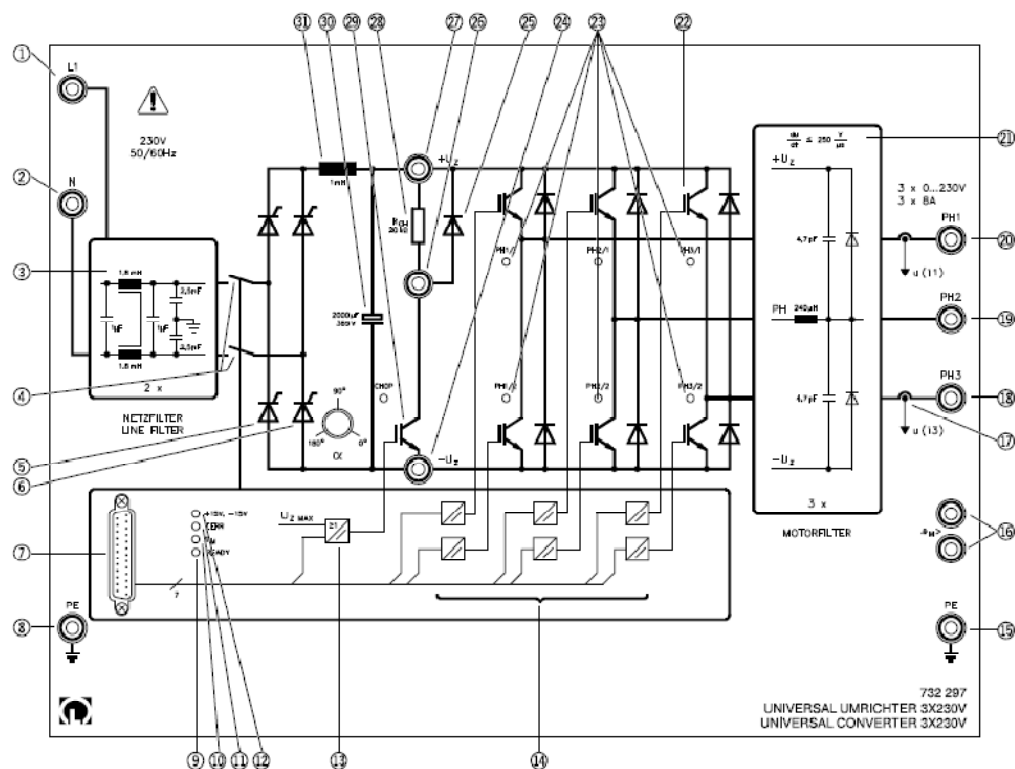


Figure (IV.1) : Convertisseur de fréquence universel 3 x 230 volts.

➤ **(1 + 2) : Alimentation secteur de la partie puissance et de l'électronique :**

Il doit être appliqué aux douilles de désignation L1 et N une tension alternative, en principe la tension secteur 230 V / 50 Hz à partir de laquelle est alimentée la charge par le biais du circuit intermédiaire et de l'inverseur.

Tension d'alimentation secteur : 230 V + 6 % - 10 %

Fréquence secteur : 48 Hz ... 63 Hz

Courant absorbé : max. 16 A

➤ **(3) :** Filtre de réseau à deux étages avec forte atténuation en mode commun et en mode symétrique afin de réduire les perturbations transmises via les câbles aux limites stipulées par la loi conformément aux normes EN 5008-1.

➤ **(4) :** Relais principaux, la tension secteur délivrée n'est reliée au redresseur d'entrée qu'à la fermeture des relais principaux. La diode luminescente (5) READY indique l'état de commutation des relais. Le signal CLR appliqué à l'interface à 25 pôles affiche READY lorsqu'il n'y a aucune erreur cumulative et enclenche ainsi les relais.

➤ **(5 + 6) :** Convertisseur de courant **B2C** commandé avec potentiomètre pour l'angle de commande α ; Le circuit intermédiaire de tension continue est alimenté par la tension secteur à l'aide du convertisseur de courant commandé. En modifiant l'angle de commande α , on peut faire varier la tension du circuit intermédiaire U_d entre 0 V et environ 325V maximum. La tension maximale est nécessaire dans le cas d'expériences avec le convertisseur de fréquence; en technique des asservissements.

➤ Interface à 25 pôles : Les unités de commande externes sont connectées à cette interface par le câble plat joint au convertisseur de fréquence. Tous les signaux sont bien isolés de la tension dangereuse en cas de contact fortuit.

➤ **(8 + 15) :** Conducteur de protection / PE : Il faut brancher ici le conducteur de protection. Le conducteur de protection de la machine peut être connecté avec la deuxième douille.

➤ **(9) :** LED READY, Affichage de l'état de commutation des relais principaux.

➤ **(10) :** LED v_M , Affichage de la surchauffe du moteur.

➤ **(11) :** LED IERR, Affichage commun des défauts dans le convertisseur. Une perturbation du convertisseur peut avoir différentes origines :

- Température du moteur trop élevée.
- Température du convertisseur trop élevée.
- Courant dans le transistor de freinage trop fort.
- Courant dans l'inverseur trop élevé. Seuil de réponse : Typ. 26 A (min. 18 A)
- Défaillance de la tension auxiliaire de l'inverseur.
- L'erreur cumulative entraîne la coupure immédiate des impulsions d'amorçage suivie de l'ouverture des relais principaux.

➤ **(12) :** LED +15V, -15V: Affichage de la disponibilité, la tension d'alimentation interne de l'électronique est appliquée.

➤ **(13) :** Dispositif de surveillance de la tension du circuit intermédiaire ainsi qu'organe de commande à isolation galvanique pour le transistor du hacheur. La tension du circuit intermédiaire est constamment comparée à deux valeurs limites. Si le 1er seuil d'env. 355 V est dépassé, le transistor du hacheur s'enclenche. Cela entraîne normalement une baisse de la tension jusqu'à ce que le transistor du hacheur se remette hors service à environ 350 V.

➤ **(14) :** Six organes de commande à isolation galvanique pour la commande des transistors de puissance. Chacun des six transistors de puissance peut être enclenché et mis hors service avec les signaux de commande appropriés PH1/1...PH3/2. Une logique de verrouillage empêche alors que les transistors situés dans une paire de bras soient enclenchés simultanément.

➤ **(16) :** Connexion du dispositif de surveillance de la température de la machine. Un contact ouvert signale la surchauffe et provoque une erreur cumulative, donc la mise hors service du convertisseur.

➤ **(17) :** Mesure du courant ; La mesure du courant est réalisée à deux sorties uniquement étant donné que dans un réseau triphasé symétrique, cela suffit pour faire connaître le troisième courant. On a en effet l'équation : $I_1 + I_2 + I_3 = 0$

➤ **(18) :** Sortie du convertisseur phase 3; connexion W de la machine triphasée.

➤ **(19) :** Sortie du convertisseur phase 2; connexion V de la machine triphasée.

➤ **(20) :** Sortie du convertisseur phase 1; connexion U de la machine triphasée.

➤ **(21) :** Le filtre du moteur est utilisé pour réduire la raideur de la pente des flancs de la tension de sortie pulsée du convertisseur d'une valeur initiale de 2000 V / ms à des valeurs < 250V / ms. Cela a un effet favorable sur l'augmentation excessive de la tension sur des longs câbles de moteur, ménage les isolations et sur tout réduit les rayonnements parasites causés par le champ et transmis via les câbles.

➤ **(22) :** L'inverseur proprement dit à six IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor), à diodes inverses à action rapide, à Gate Drive et logique de protection est intégré dans le dit « Module de puissance Intelligent ».

➤ **(23) :** Affichage de l'état de commutation des six transistors de puissance, voir **(14)**.

➤ **(24) :** Pôle négatif de la tension du circuit intermédiaire. Aucune capacité de mise à la terre ou de court-circuit.

➤ **(25) :** Collecteur du transistor du hacheur, connexion pour la résistance externe du hacheur.

➤ **(26) :** Diode de roue libre de la résistance de freinage externe.

- (27) : Pôle positif de la tension du circuit intermédiaire, connexion pour la résistance externe du hacheur. Aucune possibilité de mise à la terre ou de court-circuit.
- (28) : Résistance interne du hacheur de 20 kW et possibilité de connexion pour une résistance de freinage externe. La résistance du hacheur incorporée n'est pas en mesure d'absorber une quantité appréciable d'énergie de freinage. Cette résistance aide juste à procéder à l'enregistrement avec l'oscilloscope de la fonction du hacheur.
- (29) : Transistor du hacheur avec LED pour l'affichage de l'état de commutation. Le transistor du hacheur s'enclenche automatiquement lorsque la tension du circuit intermédiaire dépasse 355 V. Il se désenclenche à nouveau lorsque la tension passe à une valeur inférieure à 350 V. voir (13).
- (30) : Condensateur du circuit intermédiaire ; Le condensateur du circuit intermédiaire est chargé par le biais du redresseur en pont d'entrée et de la self de lissage. Celui-ci a une capacité d'env. 2000 μF et lisse la tension du circuit intermédiaire. Il doit également être en mesure de délivrer de l'énergie à l'inverseur avec une fréquence de pulsation élevée ou d'absorber l'énergie renvoyée par les diodes inverses. Il résiste à une tension allant jusqu'à 385 V.
- (31) : Self de lissage, $L = 11 \text{ mH}$, pour la réduction des pointes du courant de charge.

IV.2.2 - La Machine Asynchrone :

Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans le banc d'essai sont données par :

Nombre paire des pôles	$p = 2$
Puissance nominale	1 kW
Fréquence nominale	50 Hz
Vitesse nominale	1500 tr/min
Tension nominale	220 V / 380 V
Courant nominale	4.32 / 2.5 A
Résistance statorique	7 Ω
Résistance rotorique	3.5531 Ω
Inductance statorique	0.2786 H
Inductance rotorique	0.2786 H
Inductance Mutuelle	0.2705 H
Moment d'Inertie	0.0036 kg.m^2
Coefficient de Frottement	0.0017 $\text{kg.m}^2/\text{s}$

IV.2.3 - La Génératrice :

Les paramètres de la génératrice utilisée dans le banc d'essai sont :

Puissance nominale	1 kW
Vitesse nominale	2000 tr/min-1
Tension nominale	220 V
Courant nominale	5.75 A

IV.2.4 - Le DSPIC : [4][21]

Le DSPIC est une famille de microcontrôleurs qui allie la structure d'un microcontrôleur et celle d'un DSP (Digital Signal Processor). Dans ce travail on a utilisé un DSPIC de référence 30F4011, qui est fabriqué spécialement pour les applications de conversion de l'énergie et de la commande des moteurs électriques, la figure (IV.2) représente le bloc diagramme de DSPIC 30F4011.

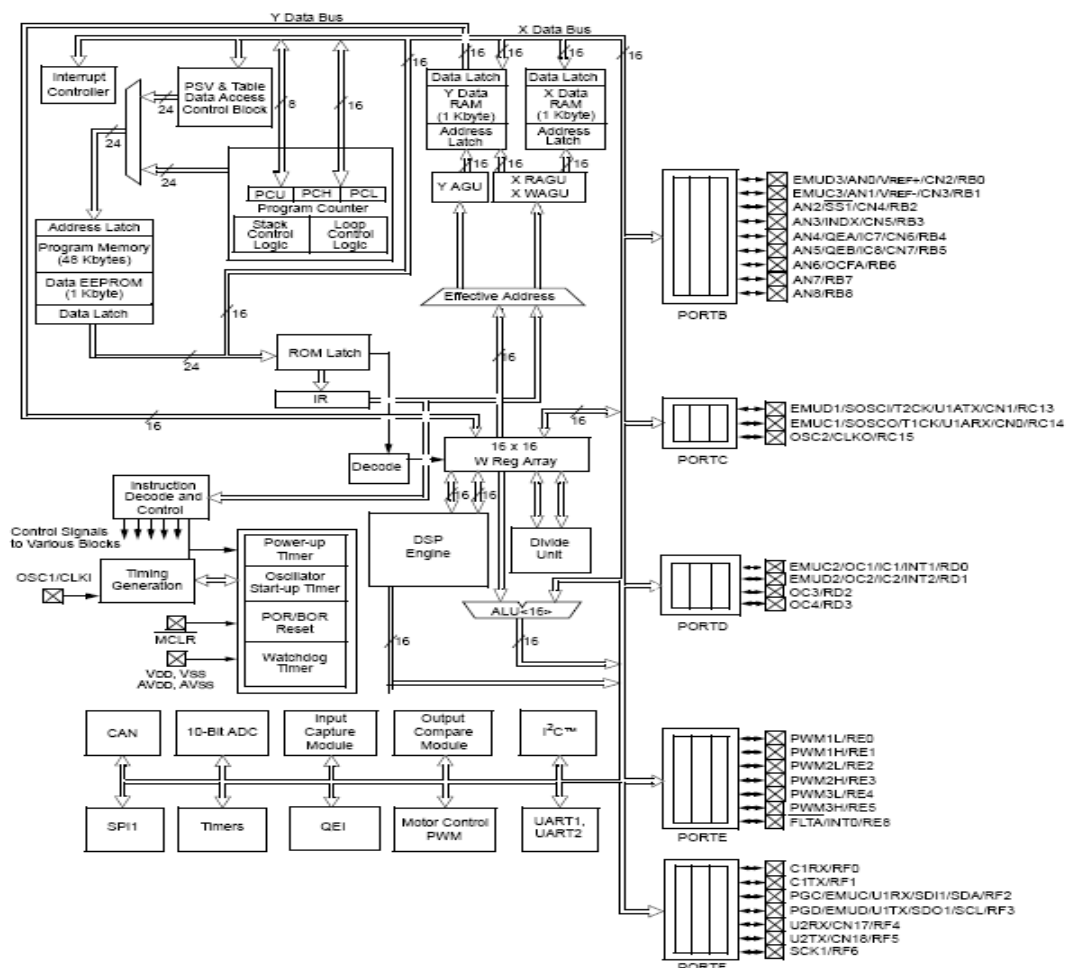


Figure (IV.2): Bloc diagramme DSPIC 30F4011.

Le DSPIC emploie une architecture HARVARD modifiée, avec séparation entre le bus des données et de programme, tel qu'il est représenté sur la figure (IV.3).

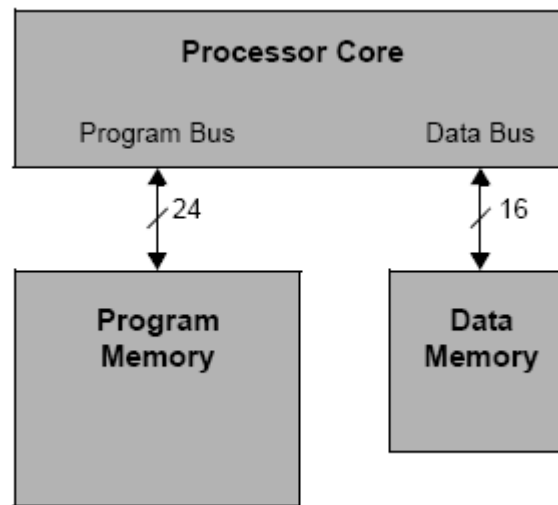


Figure (IV.3) : Structure Harvard modifiée.

IV.2.4.1 - Le Convertisseur Analogique / Numérique (ADC) :

Le module de conversion analogique/numérique joue un rôle important dans la programmation des applications de la commande des machines électriques (acquisition des courants, des tensions, des grandeurs de commande, etc....). Le DSPIC 30F4011 dispose de 16 entrées analogiques avec un niveau de tension maximale 5V, la grandeur analogique est convertie à une grandeur numérique de 10bits. Ces entrées analogiques sont multiplexées dans 4 amplificateurs l'échantillonneur bloqueurs. La sortie de l'échantillonneur bloquer, est l'entrée de convertisseur analogique/numérique. La tension analogique de référence, est sélectionnée en programmation (software), soit la tension d'alimentation (AV_{dd} , AV_{ss}), ou la tension des proches (V_{ref+} / V_{ref-}) les registres nécessaires à la programmation sont :

- Les registres de control (ADCON 1, 2,3) : control les opérations de module ADC.
- Le registre ADCHS: sélectionne la chaine à convertir (CH0...CH3)
- Le registre ADPCFG : configure le port comme entrée analogique ou entrée/sortie numérique.
- Le registre ADCSSL : sélectionne l'entrée analogique (AN0...AN15) à bloquer par l'échantillonneur bloquer.

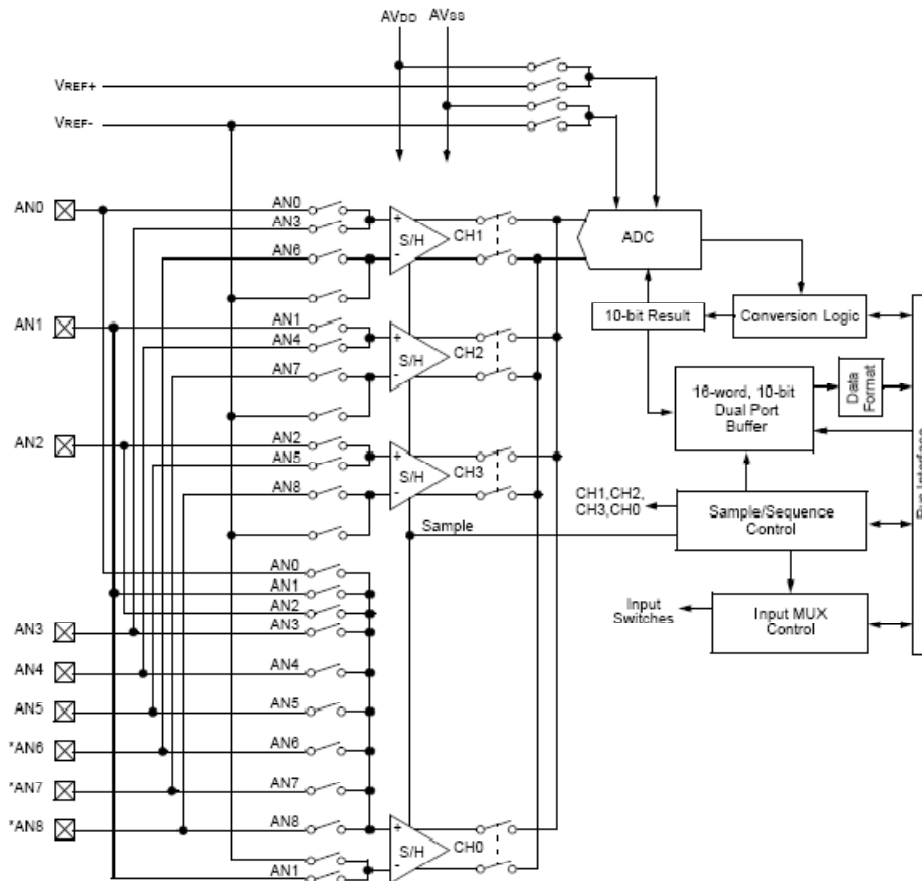


Figure (IV.4) : Bloc diagramme de module ADC.

IV.2.4.2 - Le module MLI :

Ce module simplifie l'opération de génération des signaux MLI, surtout pour les applications de conversion d'énergie et commande des machines électriques, citant :

- Commande des machines synchrones et asynchrones.
- Commande des machines à réluctance variable (MRV).
- Commande des machines à courant continu.
- Les alimentations sans interruption (ASI).

Le module MLI dispose des dispositifs suivantes :

- Six sorties MLI qu'ils peuvent fonctionner en trois paires complémentaires (pour le control des onduleurs triphasés), avec trois générateurs de rapport cyclique.
- Résolution 16bits.
- La possibilité de contrôler les autres périphériques via le module MLI.

- Génération des signaux MLI indépendants (Exemple : contrôle de la MRV).
- Gestion des temps morts.
- Gestion des interruptions.
- La possibilité de générer la MLI symétrique ou asymétrique.
- Un module générateur de la MLI vectoriel.
- Une broche de défaut (FLTA) pour conduire chaque sortie MLI à un état défini en cas d'anomalie dans le circuit puissance.

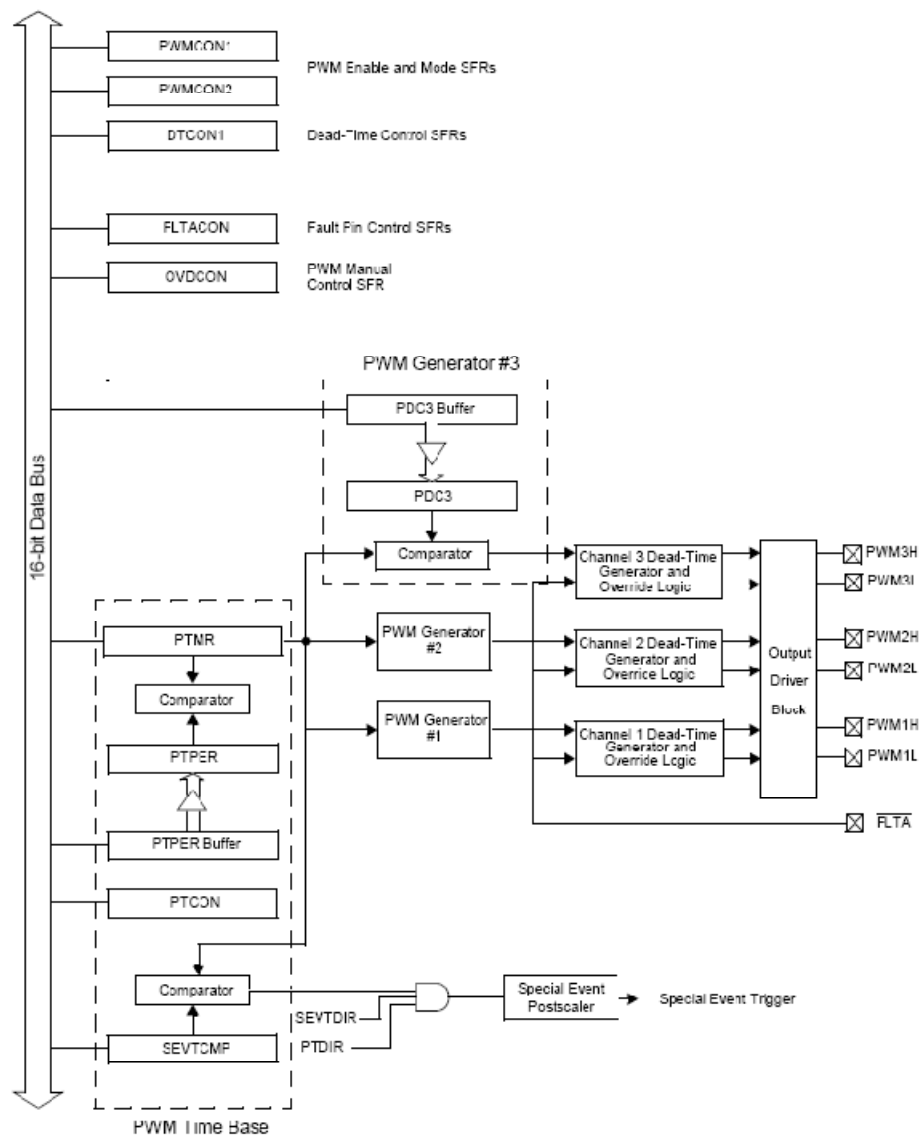


Figure (IV.5) : Bloc diagramme de module MLI.

Les registres suivants contrôlent les opérations de module MLI :

- **PTCON** : Contrôle la base du temps MLI (choix de diviseur de fréquence, choix de l'horloge , et la configuration de mode de fonctionnement de timer PTMR (MLI symétrique ou asymétrique)
- **PTMR** : Compteur de la base du temps MLI dans les deux sens (compteur incrémental ou décremental).
- **PTPER** : Registre de la période MLI.
- **SEVTCMP** : Contrôle les événements de comparaison entre la valeur compté par PTMR et le rapport cyclique (PDC1, 2, 3).
- **PWMCON1,2** : Registres de control principaux de module MLI.
- **DTCON** : Registre de gestion des temps morts.
- **FLTACON** : définit le comportement de module MLI en cas d'un front descendant dans la broche FLTA (conduire les six sorties MLI à un état bas ou haut...etc.).
- **PDC 1, 2, 3** : contiennent les temps de conduction des trois interrupteurs hauts d'un onduleur triphasé par exemple.

IV.2.5 - La carte de commande numérique réalisée :

Cette Carte d'acquisition numérique est réalisée à base de DSPic 30f4011 (Digital Signal Processor). Elle sert à la commande de vitesse de l'ensemble Moteur Asynchrone et Convertisseur de Fréquence universel. Elle est composée de deux potentiomètres l'un pour faire varier le rapport V/f et l'autre pour faire varier la tension V et garder la fréquence constante.

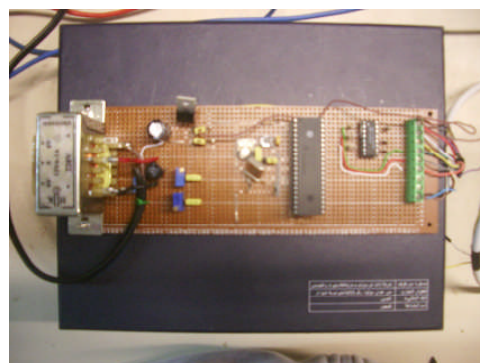


Figure (IV.6) : Carte d'acquisition pour la commande de l'ensemble Moteur Asynchrone et Convertisseur de Fréquence universel [23][24][26].

Test de la commande SVM en boucle ouverte :

Les trois rapports cycliques chargés dans la mémoire de DSPic 30F4011 sont calculées par le logiciel Matlab. La figure (IV.7) représente les résultats de la simulation :

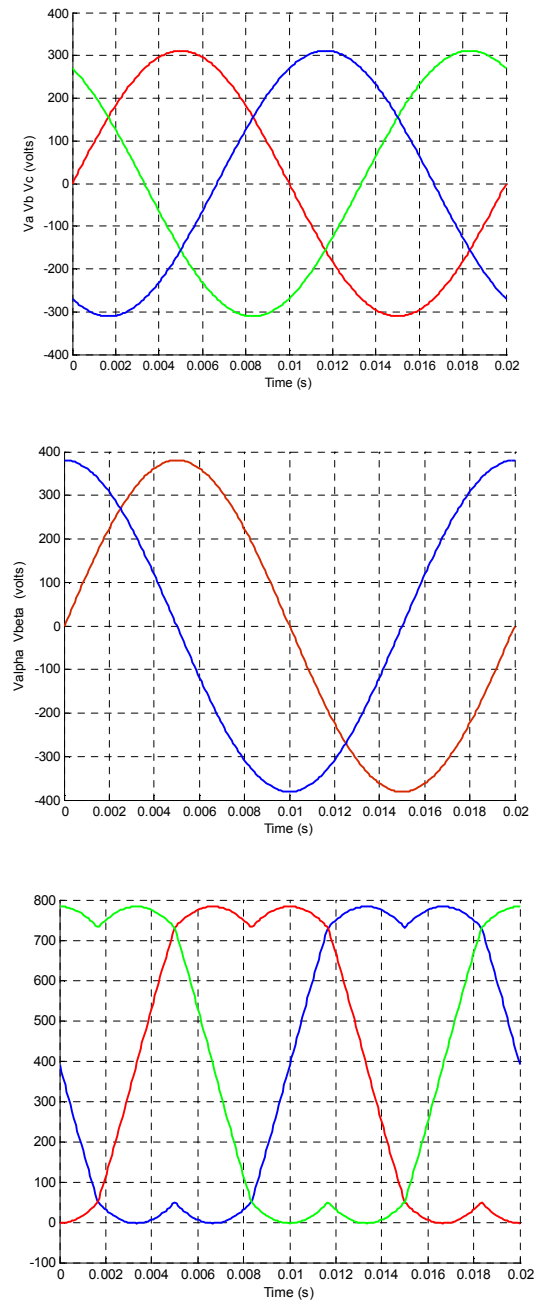


Figure (IV.7) : Les trois rapports cycliques.

IV.2.6 - Le Montage du banc d'essai :

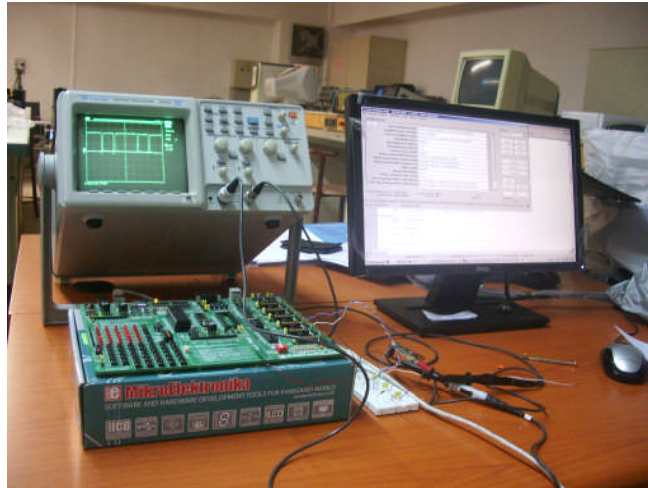


Figure (IV.8) : Photo du banc d'essai.

IV.3 - Les Résultats expérimentaux :

Dans notre cas, nous avons effectué les mesures sur deux types de fonctionnement : Essai à vide et Essai en charge et pour la commande de l'onduleur de tension, On a choisi un coefficient de réglage $r = 0.92$.

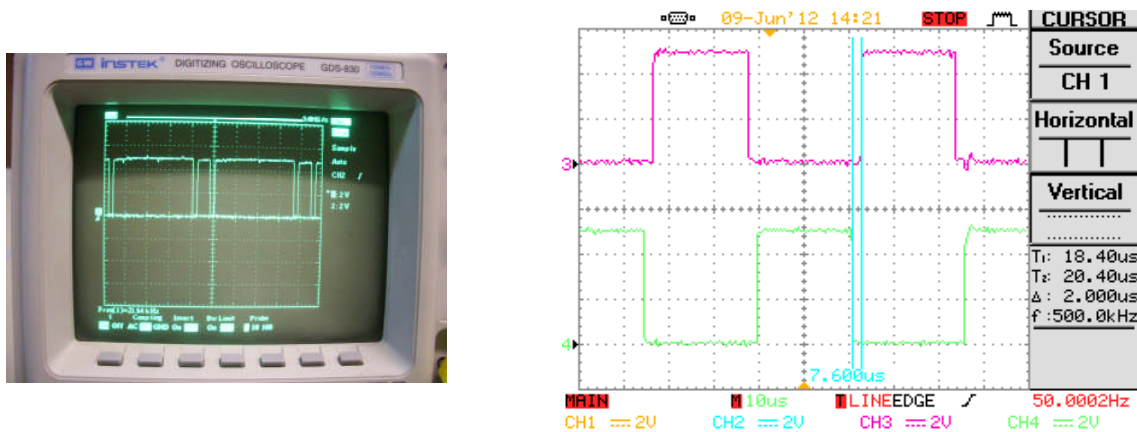


Figure (IV.9) : Les signaux de commandes générées par le Dspic 30f4011
PWM1H et PWM1L (avec un temps mort de 2 μ s).

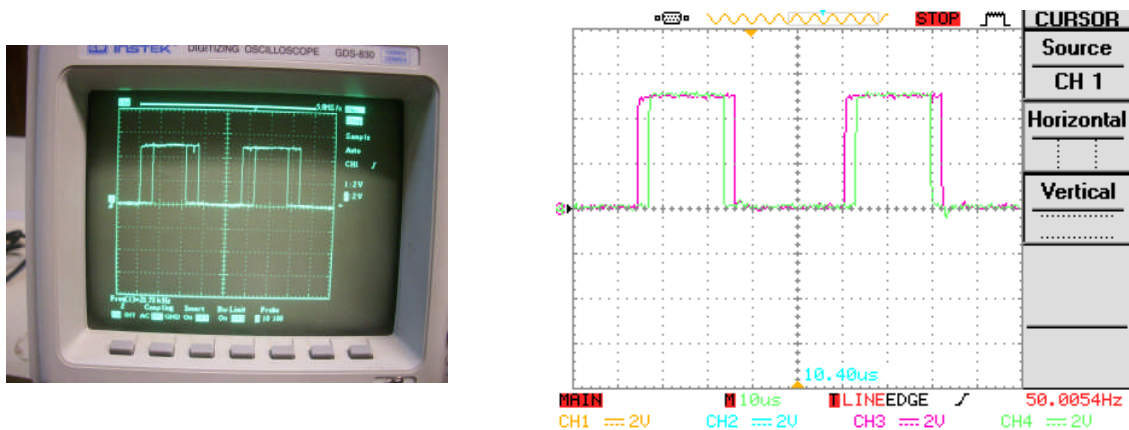


Figure (IV.10) : Les signaux de commandes générées par le Dspic 30f4011
PWM1H et PWM2H (elles sont centrées et symétriques).

IV.3.1 - Essai à vide :

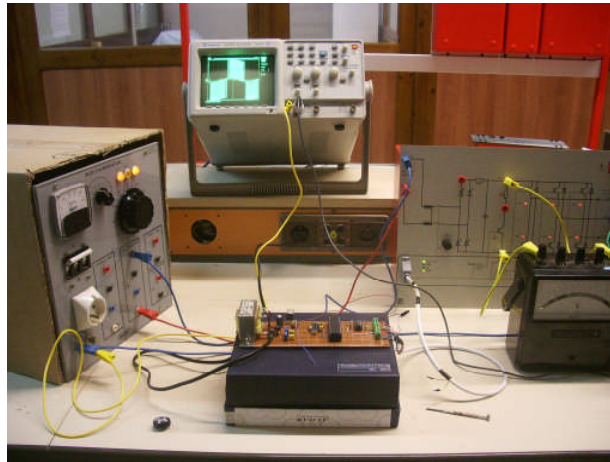
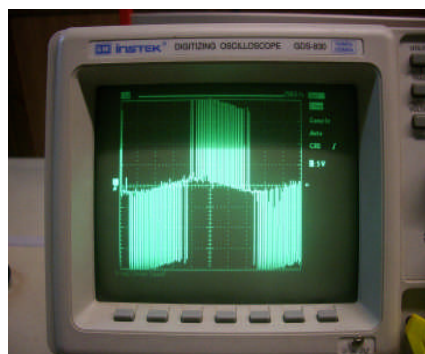
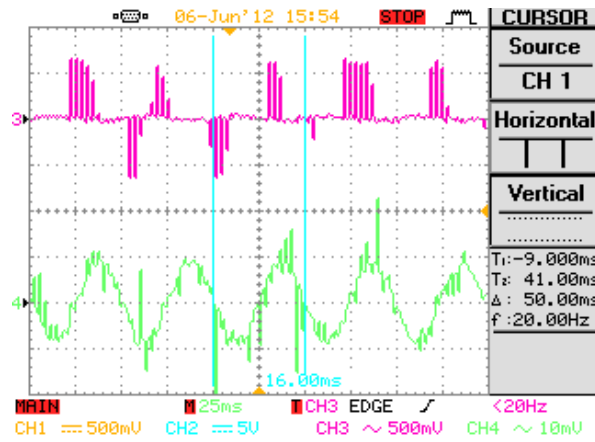


Figure (IV.11) : Montage du banc d'essai de l'essai à vide.

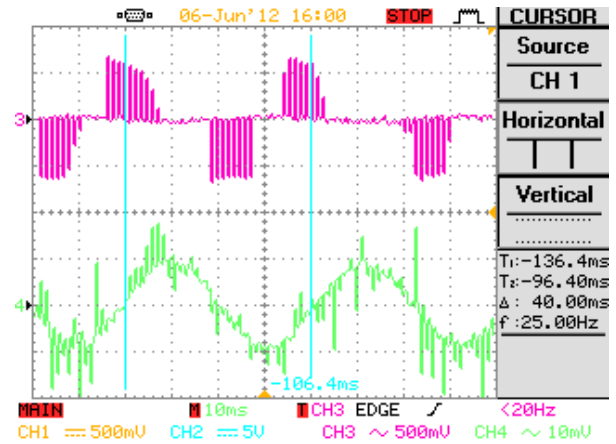
Tension Composée V_s (v)	40	50	60	70	80	90	100	105
Courant de ligne I_s (A)	0.45	0.5	0.6	0.65	0.65	0.7	0.7	0.7
Fréquence Statorique f_s (Hz)	20	25	30	35.21	40.32	45.45	50.09	50.98
La Vitesse w (rpm)	565	683	818	975	1073	1217	1385	1479

Tableau (IV.1) : Relevées expérimentales de l'essai à vide.

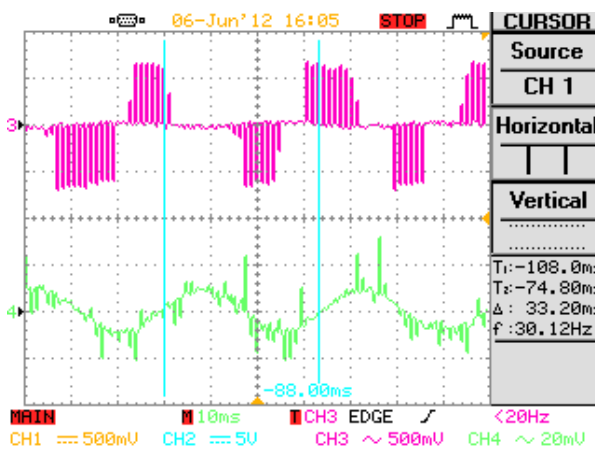
Figure (IV.12) : La Forme de la tension composée entre phase V_{12} à la sortie de l'onduleur triphasée (avec la commande scalaire)



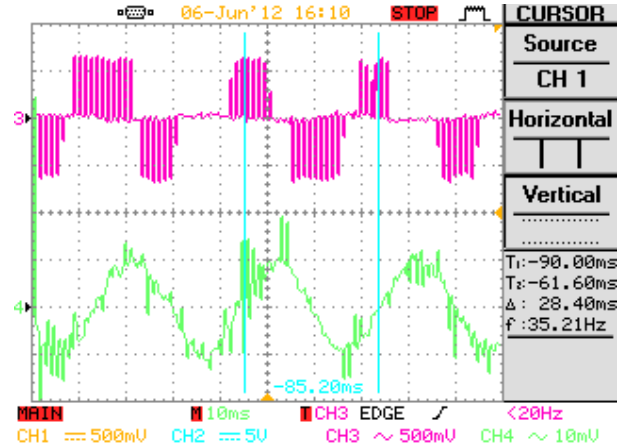
$U = 325 \text{ v}, I = 0.8 \text{ A}, F = 21.19 \text{ Hz}$



$U = 325 \text{ v}, I = 0.85 \text{ A}, F = 25.6 \text{ Hz}$

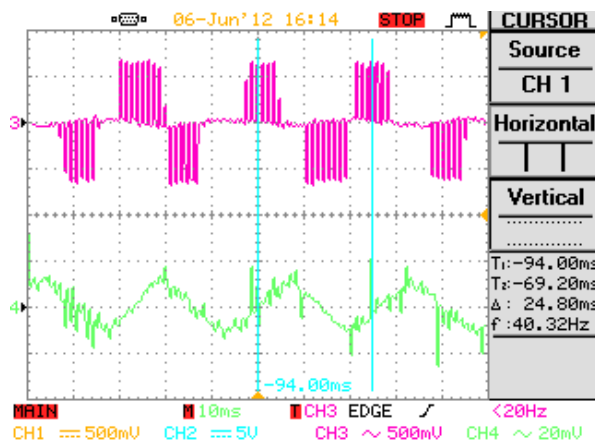


$U = 325 \text{ v}, I = 0.9 \text{ A}, F = 30.12 \text{ Hz}$

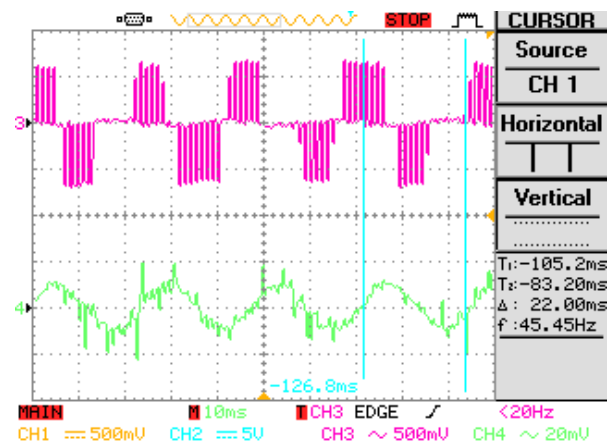


$U = 325 \text{ v}, I = 1 \text{ A}, F = 35.21 \text{ Hz}$

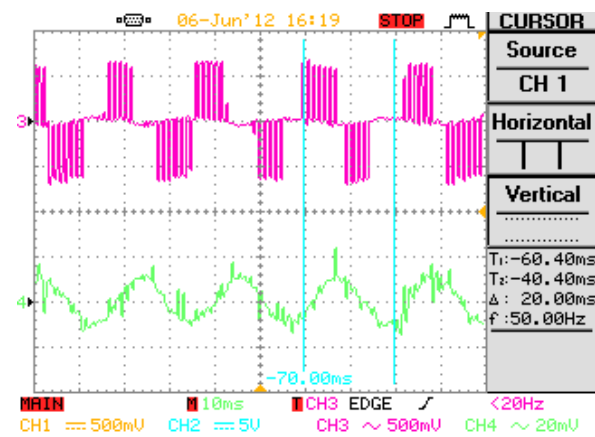
Figure (IV.13) : La Forme de la tension composée entre phase V_{12} et la forme du courant de ligne à la sortie de l'onduleur triphasé.



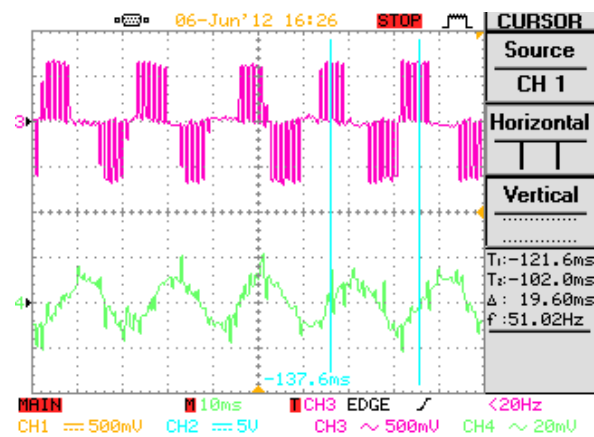
$U = 325 \text{ v}, I = 1.1 \text{ A}, F = 40.32 \text{ Hz}$



$U = 325 \text{ v}, I = 1.1 \text{ A}, F = 45.45 \text{ Hz}$



$U = 325 \text{ v}, I = 1.15 \text{ A}, F = 50.09 \text{ Hz}$



$U = 325 \text{ v}, I = 1.2 \text{ A}, F = 50.98 \text{ Hz}$

Figure (IV.14) : La Forme de la tension composée entre phase V_{12} et la forme du courant de ligne à la sortie de l'onduleur triphasé.

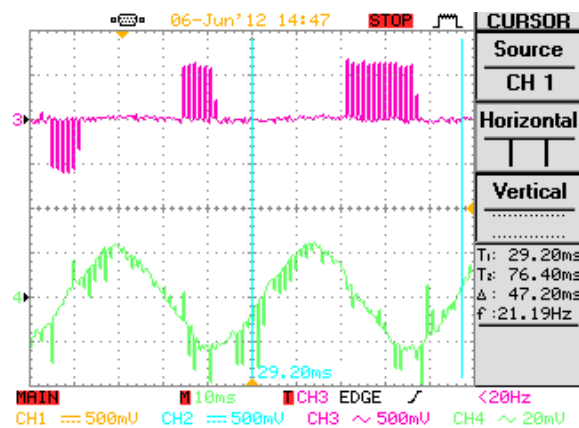
IV.3.2 - Essai en charge :



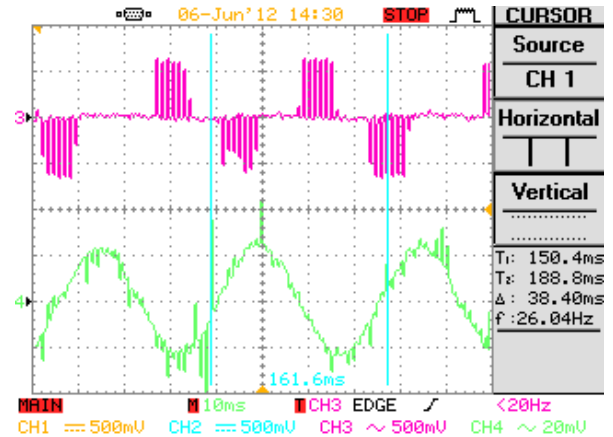
Figure (IV.14) : Montage du banc d'essai de l'essai en charge.

Tension Composée V_s (v)	40	50	60	70	80	90	100	105
Courant de ligne I_s (A)	1.55	1.6	1.79	1.9	2.1	2.35	2.45	2.6
Fréquence Statorique f_s (Hz)	21.19	25.6	30.86	35.21	40.32	45.45	50.02	50.99
La Vitesse w (rpm)	473	647	787	935	1031	1176	1336	1401
Tension Générée V_{ch} (v)	34.40	46.5	56.8	65.4	72.9	80.4	86.3	91.2
Courant généré I_{ch} (A)	0.68	0.9	1.09	1.25	1.38	1.52	1.64	1.73
Tension d'excitation V_{ex} (v)	150	150	150	150	150	150	150	150
Courant d'excitation I_{ex} (A)	0.61	0.61	0.61	0.61	0.61	0.61	0.61	0.61

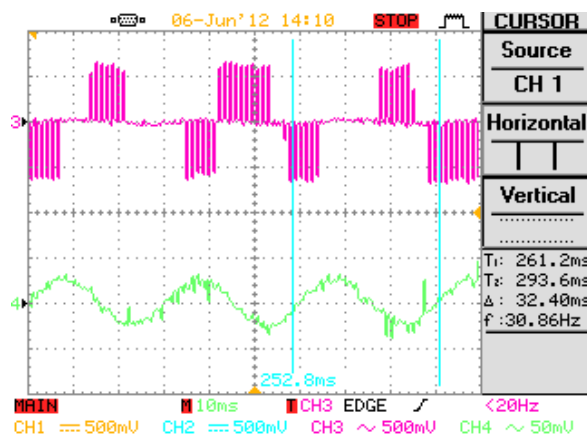
Tableau (IV.2) : Relevées expérimentales de l'essai en charge.



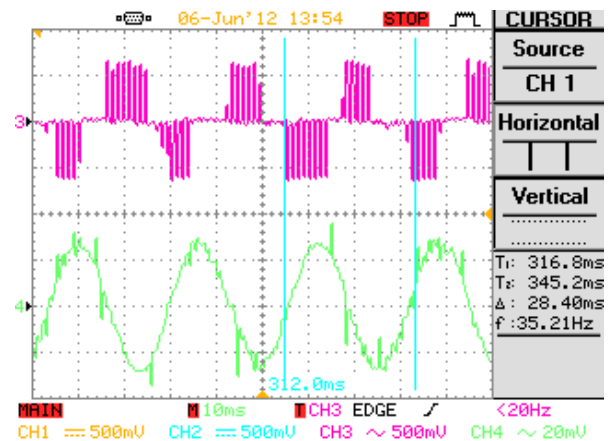
$U = 325 \text{ v}, I = 2.4 \text{ A}, F = 21.19 \text{ Hz}$



$U = 325 \text{ v}, I = 2.45 \text{ A}, F = 25.6 \text{ Hz}$

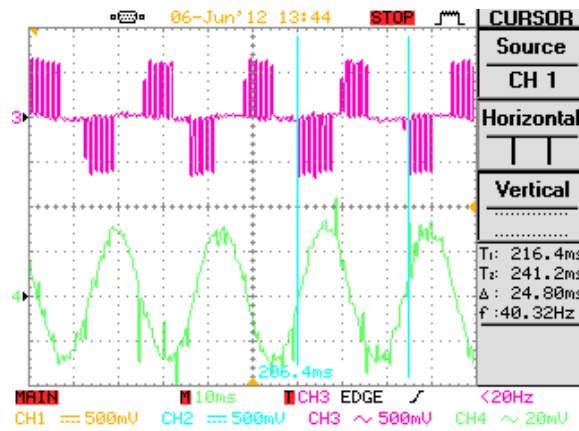


$U = 325 \text{ v}, I = 2.5 \text{ A}, F = 30.86 \text{ Hz}$

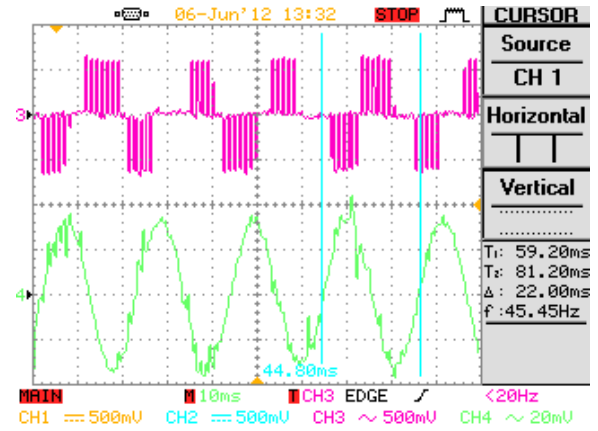


$U = 325 \text{ v}, I = 2.7 \text{ A}, F = 35.21 \text{ Hz}$

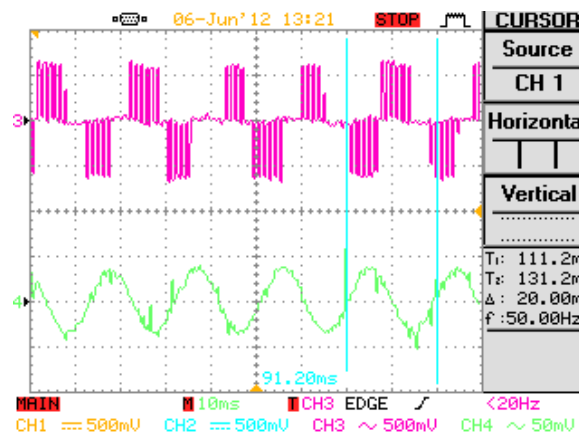
Figure (IV.15) : La Forme de la tension composée entre phase V_{12} et la forme du courant de ligne à la sortie de l'onduleur triphasé.



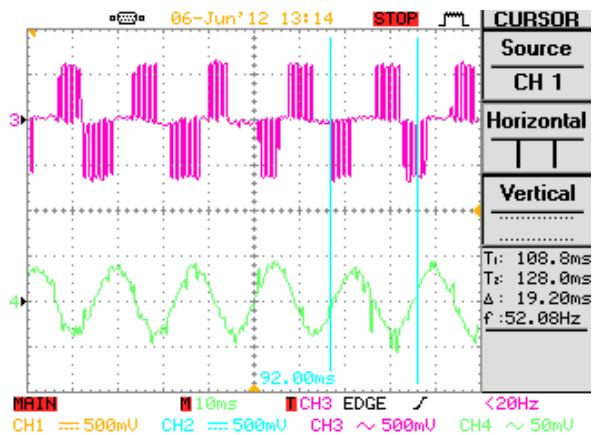
$U = 325 \text{ v}, I = 3 \text{ A}, F = 40.32 \text{ Hz}$



$U = 325 \text{ v}, I = 3.4 \text{ A}, F = 45.45 \text{ Hz}$

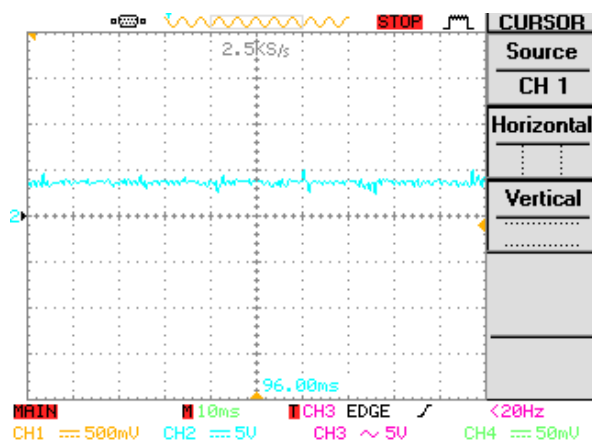


$U = 325 \text{ v}, I = 3.5 \text{ A}, F = 50.02 \text{ Hz}$

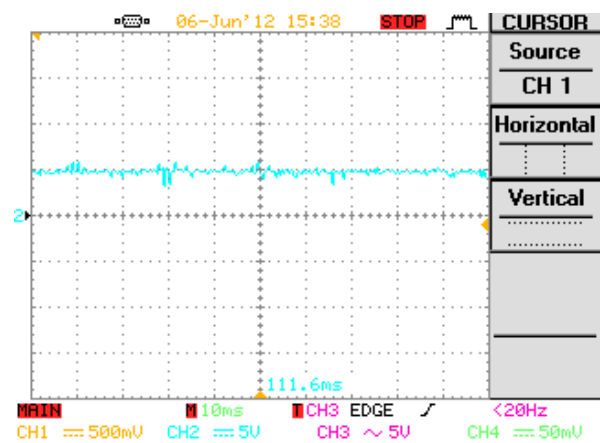


$U = 325 \text{ v}, I = 3.75 \text{ A}, F = 50.99 \text{ Hz}$

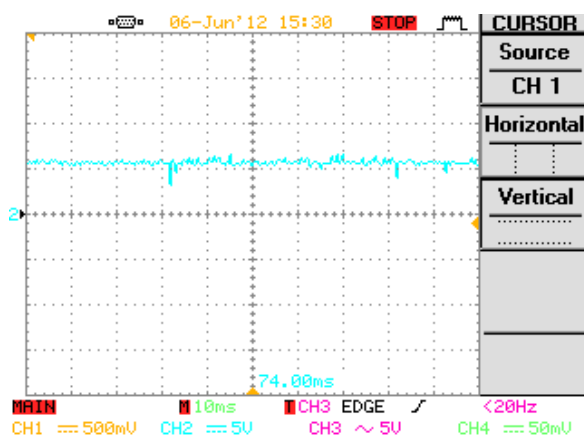
Figure (IV.16) : La Forme de la tension composée entre phase V_{12} et la forme du courant de ligne à la sortie de l'onduleur triphasé.



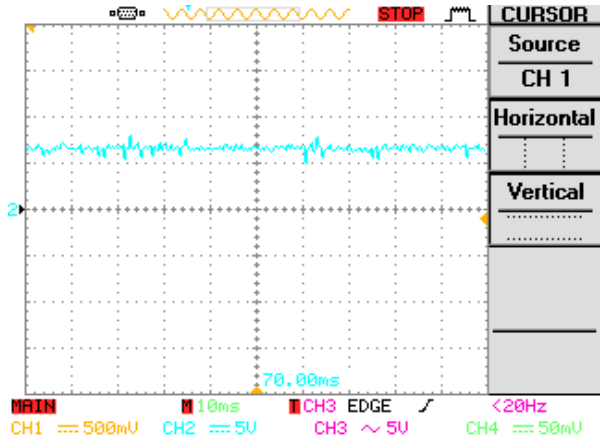
$$V_{\text{charge}} = 34.4 \text{ v}$$



$$V_{\text{charge}} = 46.5 \text{ v}$$

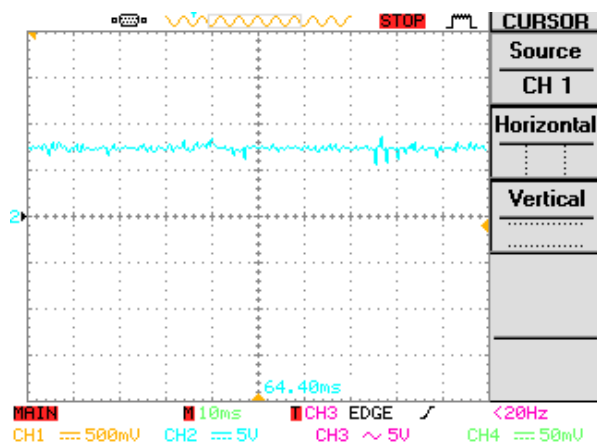


$$V_{\text{charge}} = 56.8 \text{ v}$$

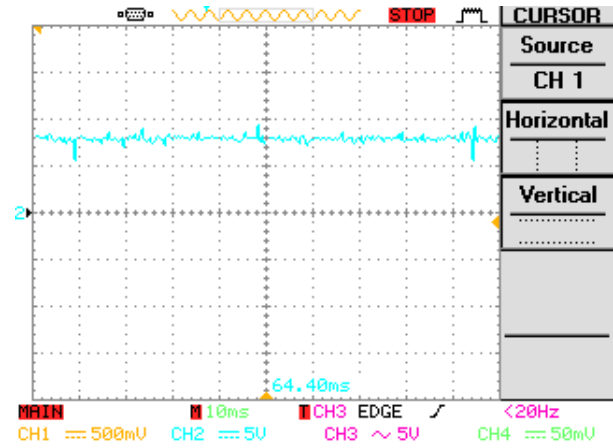


$$V_{\text{charge}} = 65.4 \text{ v}$$

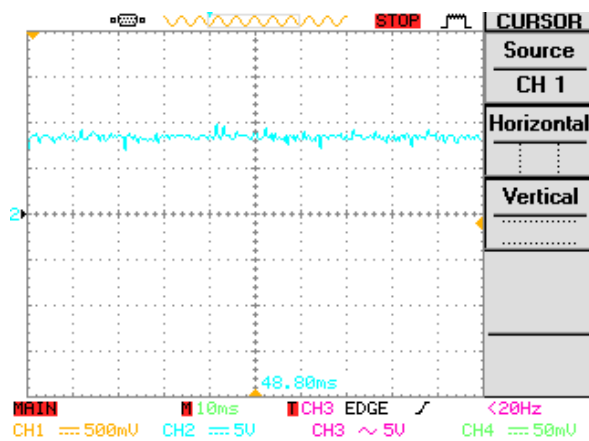
Figure (IV.17) : La Forme de la tension de sortie de la génératrice.



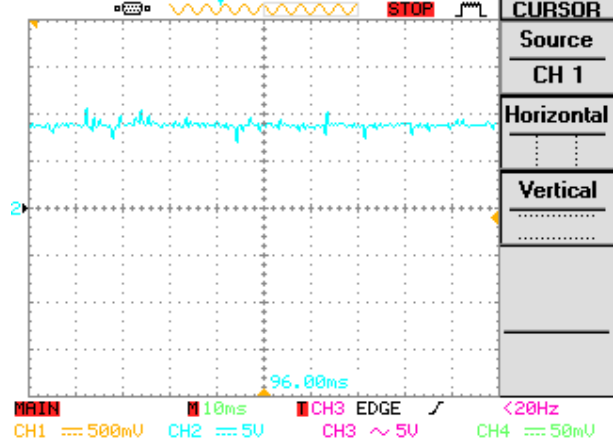
$$V_{\text{charge}} = 72.9 \text{ v}$$



$$V_{\text{charge}} = 80.4 \text{ v}$$



$$V_{\text{charge}} = 68.3 \text{ v}$$



$$V_{\text{charge}} = 91.2 \text{ v}$$

Figure (IV.18) : La Forme de la tension de sortie de la génératrice.

IV.3.3 - Profile de la commande scalaire V/F constant :

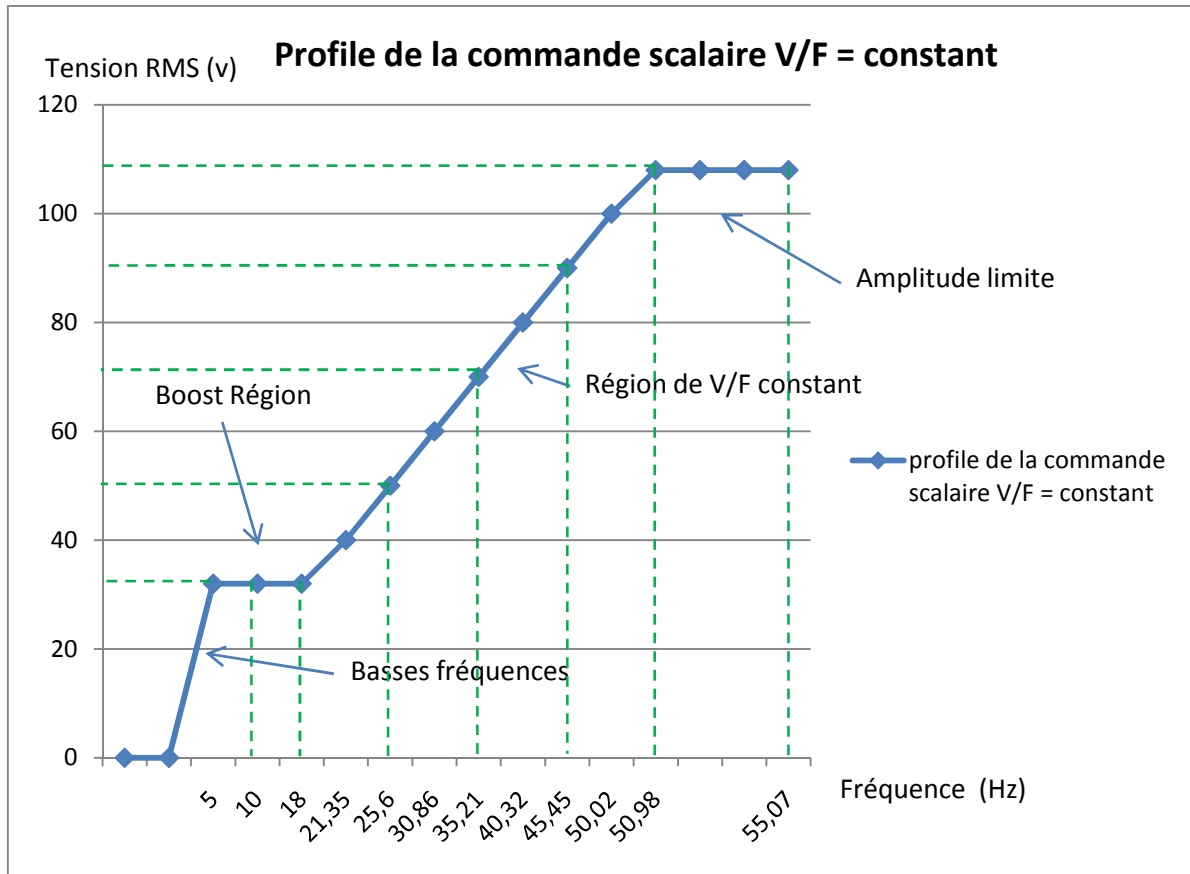


Figure (IV.19) : Profile de la commande scalaire V/F constant.

IV.4 - Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons réalisé et fait l'implémentation pratique des deux algorithmes de commande SVM et de la commande Scalaire qui sert à la commande de vitesse du l'ensemble moteur asynchrone et convertisseur de fréquence universel à vide et en charge et d'éliminer sa commande scalaire par la carte d'acquisition Cassy - P et de la remplacer par une carte d'acquisition de commande numérique réalisée à base DSPIC.

Les résultats expérimentaux obtenus valident les résultats de simulation et les algorithmes de commandes numériques développées.

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de cette thèse consiste à étudier, réaliser, simulé, développer et implémenter d'une commande numérique d'un moteur à induction sur une carte d'acquisition à base de DSPIC pour la commande de vitesse du moteur asynchrone à vide et en charge en utilisant les deux stratégies de commande SVM et commande Scalaire qui sert à la commande du variateur de vitesse tout en éliminant la carte d'acquisition CASSY – P du convertisseur de fréquence universel délivrée par Leybold Didactic sous le code 735 295.

Les divers travaux de recherche entrepris jusqu'à nos jours, ont montré que la difficulté de la commande du moteur asynchrone réside essentiellement dans son modèle mathématique caractérisé par une forte non linéarité et un couplage étroit entre les variables internes (couple et flux).

Tout d'abord, on a développé un modèle mathématique simple du moteur asynchrone et on a simulé numériquement la dynamique de la machine asynchrone utilisée en pratique par la commande SVM et la commande Scalaire.

Nous avons montré par la suite que les différents technique MLI pouvaient améliorer la qualité de la tension de sortie de l'onduleur, à savoir, un taux harmonique réduit et une fondamentale se rapprochant du signal réel. La modulation de largeur d'impulsion a été faite pour éliminer les harmoniques ou les repousser vers des fréquences élevées afin d'être facile à filtrées. Ces harmoniques peuvent engendrer des perturbations dans la tension de la charge et génèrent des pointes de courant et des couples pulsatoires dans une machine commandée par un onduleur créant ainsi des bruits acoustiques néfastes pour l'environnement immédiat et par conséquent des pertes importantes, ils risquent d'endommager la charge si aucune précaution n'est prise en compte pour leur élimination.

Les différentes commandes ont été implantées par simulation en utilisant le logiciel MATLAB et son environnement SIMULINK. D'après les résultats de simulation obtenus, on peut conclure que la technique de la modulation de la largeur d'impulsion vectorielle offre un certain nombre d'avantage par rapport aux autres techniques de commande.

Le développement récent de la micro-électronique et des composants de l'électronique de puissance ont éliminé plusieurs contraintes conditionnées par l'application de la Commande MLI Vectorielle (SVM), il est donc possible de la réaliser en exploitant tous ses avantages.

Pour pouvoir juger cette stratégie, il faut se baser sur de nombreux critères :

- Le contenu harmonique dans les signaux.
- La fréquence de commutation du semi-conducteur.
- Domaine des tensions maximales réalisables.
- La facilité d'implémentation.

Cette méthode permet de rejeter les harmoniques vers les fréquences élevées. Elle représente donc une nouvelle solution de filtrage des harmoniques, et offre l'avantage d'avoir des tensions de sortie s'approchant de la sinusoïde parfaite.

Enfin, nous avons réalisé et fait l'implémentation pratique des deux algorithmes de commande SVM et la Commande Scalaire pour la commande de vitesse (à vide et en charge) du l'ensemble moteur asynchrone - convertisseur de fréquence universel - génératrice et d'éliminer sa commande scalaire par la carte d'acquisition Cassy – P et de la remplacer par une carte d'acquisition de commande numérique réalisé à base DSPIC.

Les résultats expérimentaux obtenus valident les résultats de simulation et les algorithmes de commandes numériques développées.

En Perspectives :

- En développant un prototype complet du variateur de vitesse couplé à un générateur photovoltaïque pour alimenter le moteur à induction ou fournir une alimentation autonome destiné à une installation photovoltaïque.
- En utilisant aussi d'autres techniques de commandes modernes tel que :
La logique floue - le Réseau de neurones - les algorithmes génétiques.
Pour remédier le problème de l'influence de la résistance statorique R_s qui varie avec la température (remédier le Pb de la chute de tension statorique).

BIBLIOGRAPHIES

- [1] : **Ouamri et Houari** « Différents Techniques MLI ». PFE ELT, USTO, Oran 2006.
- [2] : **GUY Crellet** « Actionneurs Electriques ». Edition Eyrolles 1997.
- [3] : **Yaichi**. « Analyse de la Technique de Modulation Vectorielle SVM Appliqué aux Onduleurs multi-niveaux » Magister 2006.
- [4] : **Microchip** « DSPIC30F4011/4012 Data Sheet » 2005 Microchip Technology Inc.
- [5] : **Violaine Didier**, Rapport : « Les Onduleurs pour Systèmes Photovoltaïques, Fonctionnement, Etat de l'Art et Etude des Performances ». Aout 2007, HESPUL.
- [6] : **Daili Yacine** « Contrôle de la fréquence des commutations des Hystérésis utilisée dans la Commande d'une Machine à Induction ».Thèse Magister, Batna 2007.
- [7] : **Zaidi Saïda** « Commande non linéaire d'un Moteur à Induction ». Thèse Magister, Batna 2007.
- [8] : **Lotfi 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 Henri Poincaré, Nancy-I en Génie Electrique.
- [9] : **CHEKROUN Soufyane** « Commande Neuro-Floue sans Capteur de vitesse d'une Machine Asynchrone Triphasée » Mémoire pour l'obtention de Diplôme de Magister en Electrotechnique.
- [10] : **AÏMER Ameer Fethi , OUALI Yassine** « Contribution à l'amélioration de la commande directe de couple de la machine asynchrone : Utilisation de la MLI vectorielle ». Mémoire pour l'obtention de Diplôme d'Ingénieur en Electrotechnique.
- [11] : **NOUR.M et TIDJINI.H.** « Étude comparative entre les contrôleurs PI classique et PI à gain variable dans la commande directe du couple d'une machine asynchrone ». Mémoire d'Ingénieur, Saïda, Algérie. 2004.
- [12] : **GRELLET.G et CLERC.G.** « Actionneurs électriques : Principes, modèles et commandes ». Eyrolles, Paris, France. 2000.
- [13] : **Ismail HIMDI** « Observation et commande de moteurs asynchrones », Rapport de projet : 2008-2009.
- [14] : **Franck Morand** « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones ». Thèse de Doctorat. 2005.

- [15] : **Bourahla Boumedienne** « Commande scalaire de la machine asynchrone en temps réel : Etude et Réalisation ». Thèse de Magister. 2008
- [16] : **Miloudi Abdallah** « Etude et conception de régulateurs robustes dans différentes stratégies de commandes d'un moteur asynchrone ». Thèse de Doctorat. 2006
- [17] **HAMIDI.A** et **HIRECHE.A.** « Étude comparative entre la commande à MLI vectorielle et la commande à MLI sinus-triangle d'un onduleur à deux niveaux de tension » Mémoire d'ingénieur, Saïda, Algérie. 2002
- [18] **J.Bonal & G.Séguier** « Les convertisseurs de l'électronique de puissance », Edition Tech & Doc /Lavoisier **1999**.
- [19] **M.Lavabre & Y.Bonnassieux** « Convertisseurs statiques pour la variation de vitesse des MCC », Techniques de l'ingénieur, traité de génie électrique, **D3611**
- [20] **A. Dumitrescu, D. Fodor, T. Jokinen, M. Rosu, S. Bucurencio** « Modeling and Simulation of electric drive systems using Matlab / Simulink environments » International Conference on Electric Machines and Drives (IEMD), 1999, pp. 451-453.
- [21] **Microchip** « Using the dsPIC30F for Vector Control of an ACIM », Microchip Technology Inc., 2007
- [22] **J. Lázár, S. Halász, M. Hunyár, F. Csörgics**, « Converter Controlled Induction Motor Drives », TU Budapest Electrical Engineering. MEE Electrical Eng. Library, OMIKK Publisher, Budapest, Hungary, 1990. P
- [23] **N. B. Şimşir, H. B. Ertan** « The Implementation of A 3-Phase Frequency Modulated Inverter Using a Single microcontroller », International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics, 5-7 June 1995, Kuşadası-Turkey, Vol.1 /2, pp 100-106.
- [24] **I. Nagy** « Control of Variable Frequency Inverter Drives ». Department for Information and System, University of Rome, Rome, Italy, 1985.
- [25] **H. Bulent Ertan, Ertan Murat, Baris Colak**, IEEE International Electrical Machines and Drives Conference « *A Novel Approach to Detection of Some Parameters of Induction Motors* » IEMDC 2007 3-5 May 2007, Antalya, Turkey pp. 1626-1631
- [26] **I. Nagy** « Voltage and Current Source Inverters for Variable Frequency Induction Motor Drives ». Bharat Heavy Electricals Ltd., Bangalore, India, 1983.

ANNEXES

ANNEXE I

Schéma électrique du Moteur Asynchrone :

Le schéma électrique équivalent de la machine asynchrone représente le stator par trois enroulements identiques auxquels s'appliquent les tensions statoriques (avec $k=1, 2, 3$). Quant au rotor, il est représenté par trois enroulements identiques court-circuités (figure ci-dessous).

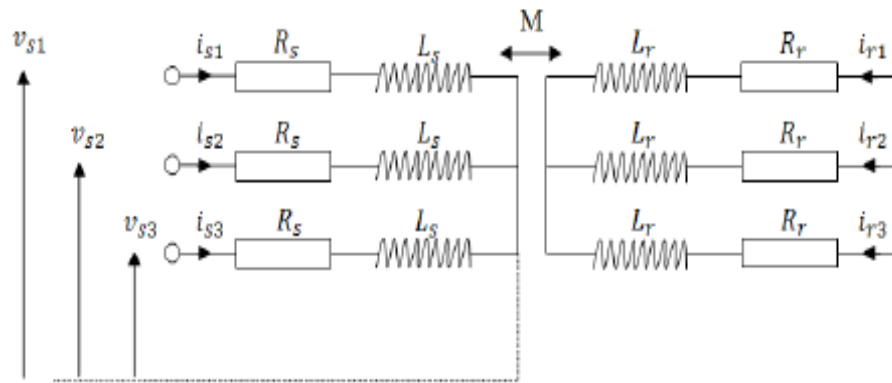


Figure (I.1) : Schéma électrique du moteur asynchrone.

Les grandeurs associées au stator sont marquées par la lettre s en indice. Celles du rotor sont marquées par la lettre r . Lorsque le moteur est configuré en étoile ou en triangle, les sommes des courants parcourant le rotor et le stator, sont nulles, soit :

$$i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} = 0 \quad (\text{AI.1})$$

$$i_{r1} + i_{r2} + i_{r3} = 0 \quad (\text{AI.2})$$

ANNEXE II

1. Transformation de Park des grandeurs statoriques et rotoriques : [15]

L'application de la transformation de Park aux équations triphasées des tensions et des flux du moteur asynchrone (I.2)...(I.6) conduit à :

➤ Equations des tensions statoriques et rotoriques dans le repère (α, β) :

$$V_{s\alpha} = R_s \cdot I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\alpha} \quad (\text{AII.1})$$

$$V_{s\beta} = R_s \cdot I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\beta} \quad (\text{AII.2})$$

$$V_{r\alpha} = R_r \cdot I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} + p\omega \cdot \varphi_{r\beta} = 0 \quad (\text{AII.3})$$

$$V_{r\beta} = R_r \cdot I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} - p\omega \cdot \varphi_{r\alpha} = 0 \quad (\text{AII.4})$$

Où : ω : correspond à la pulsation mécanique.

p : le nombre de paire de pôles de la machine.

➤ Equations des flux statoriques et rotoriques dans le repère (α, β) :

$$\varphi_{s\alpha} = L_s \cdot I_{s\alpha} + M \cdot I_{r\alpha} \quad (\text{AII.5})$$

$$\varphi_{s\beta} = L_s \cdot I_{s\beta} + M \cdot I_{r\beta} \quad (\text{AII.6})$$

$$\varphi_{r\alpha} = L_r \cdot I_{r\alpha} + M \cdot I_{s\alpha} \quad (\text{AII.7})$$

$$\varphi_{r\beta} = L_r \cdot I_{r\beta} + M \cdot I_{s\beta} \quad (\text{AII.8})$$

2. Représentation d'état du Moteur Asynchrone : [15]

Il existe plusieurs représentations d'état possibles pour un moteur asynchrone. Les représentations diffèrent, d'une part, par le repère diphasé choisi $((\alpha, \beta) \text{ ou } (d, q))$ et d'autre part, par les variables d'état associées. Les entrées du modèle sont les tensions statoriques $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$. Or, les entrées physiques du moteur sont les composantes triphasées. Pour passer du système $(V_{s\alpha} \text{ et } V_{s\beta})$ au système $[V_s]_{123}$, on utilise une transformation de Park inverse. Le choix des variables d'état dépend des objectifs de commande ou d'observation.

Dans le cadre de notre travail, nous avons retenu une variable mécanique « la vitesse du rotor » et quatre variables électromagnétiques : les courants statoriques et les flux rotoriques. Le choix des courants du stator se justifie par le fait qu'ils soient mesurables. Quant au choix des flux du rotor il est dicté par le fonctionnement naturel du moteur.

Le vecteur d'état considéré est donc le suivant :

$$X = [I_{s\alpha} \quad I_{s\beta} \quad \varphi_{r\alpha} \quad \varphi_{r\beta} \quad \omega]^T \quad (\text{AII.9})$$

Le modèle du moteur asynchrone est donc formé par 5 équations d'états. Pour des raisons de commodité, nous posons :

$$\begin{aligned} T_r &= \frac{L_r}{R_r} & ; & & \gamma &= \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r M^2}{\sigma L_s L_r^2} = \frac{R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}}{\sigma L_s} \\ k &= \frac{M}{\sigma L_r L_s} & ; & & \sigma &= 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \text{ Coefficient de dispersion} \end{aligned} \quad (\text{AII.10})$$

Et en substituant dans les équations d'états, on obtient :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} I_{s\alpha} &= -\gamma \cdot I_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \cdot \varphi_{r\alpha} + k \cdot p \cdot \omega \cdot \varphi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{s\alpha} \\ \frac{d}{dt} I_{s\beta} &= -\gamma \cdot I_{s\beta} - k \cdot p \cdot \omega \cdot \varphi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \cdot \varphi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} \cdot V_{s\beta} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} &= \frac{M}{T_r} \cdot I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{r\alpha} - p \cdot \omega \cdot \varphi_{r\beta} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} &= \frac{M}{T_r} \cdot I_{s\beta} + p \cdot \omega \cdot \varphi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{r\beta} \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{pM}{J L_r} (\varphi_{r\alpha} \cdot I_{s\beta} - \varphi_{r\beta} \cdot I_{s\alpha}) - \frac{T_L}{J} \end{aligned} \right. \quad (\text{AII.11})$$

Le système équation retrouvé ici est celui utilisé dans le chapitre I sous le numéro (I.33).

La représentation d'état finale sous forme matricielle du moteur asynchrone est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & 0 & \frac{(1-\sigma)}{T_r L_m \sigma} & \frac{(1-\sigma)}{L_m \sigma} p\omega \\ 0 & -\left(\frac{R_s}{L_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma}\right) & -\frac{(1-\sigma)}{L_m \sigma} p\omega & \frac{(1-\sigma)}{T_r L_m \sigma} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -p\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & p\omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{AII.12})$$

Où :

ω : correspond à la pulsation mécanique (Ω).

p : le nombre de paire de pôles de la machine.

σ : le Coefficient de dispersion.

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$$

LISTES DE COMMUNICATIONS

Communication Internationale

ANNEE 2012 :

A. HADJ DIDA, M. BOURAHLA, T. BENABDALLAH « Commande d'un Moteur Asynchrone Sans Capteur de Vitesse », SÉMINAIRE EURO-MEDITERRANEEN DE L'INNOVATION (SEMINNOV), Oran, Algérie, 30-31 Mai 2012.

Résumé :

Dans le domaine des entraînements à vitesse variable utilisant le moteur à induction, plusieurs types de commande peuvent être utilisés dans une vaste gamme d'applications industrielles pour la commande de vitesse. Le but de ce travail de recherche est de développer une commande numérique d'un système d'entraînement électrique constitué d'un onduleur à IGBT et d'un moteur asynchrone. Ce travail sera axé sur l'application des microcontrôleurs et DSPICs dans le domaine des systèmes à vitesse variable. Ceci consiste à développer des algorithmes à implémenter et procéder à des essais pratiques. Faire une comparaison des résultats expérimentaux avec les résultats de simulations.

Une validation expérimentale de ces résultats a été faite avec l'implémentation pratique des algorithmes de Commande SVM et Commande Scalaire développées sur une carte d'acquisition pour la commande de l'ensemble moteur asynchrone et onduleur de tension triphasé à IGBT.

Mots Clés :

Commande numérique - Onduleur triphasé à IGBT - Moteur à induction - Commande SVM - Commande Scalaire - DSPICs - Système d'entraînement électrique - Commande de vitesse.

Abstract :

Trainings in the field using the variable speed induction motor, several types of control can be used in a wide range of industrial applications for speed control. The aim of this research work is to develop a digital control of an electric drive system consists of an IGBT inverter and an induction motor. This work will focus on the application of microcontrollers and DSPICs in the field of variable speed systems. This is to develop algorithms to implement and carry out practical tests. To compare experimental results with simulation results.

An experimental validation of these results was made with the practical implementation of control algorithms developed SVM and scalar control of an acquisition board to control the induction motor and three-phase voltage inverter with IGBT.

Keywords:

Numerical control - Three phase IGBT inverter - Induction motor - Control SVM - Scalar Control - DSPICs - Electric drive system - Speed Control.