

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrotechnique et Automatique



71.9

**Mémoire de fin d'étude
pour l'obtention du diplôme de Master Académique**

Domaine : Sciences et Techniques
Filière : Génie Electrique
Spécialité : commande des machines électrique

**Modélisation et simulation de l'association Onduleur
de tension –machine asynchrone**

Présenté par : Boudouda soumia

Sous la direction de : Mr . Feraga .chams-eddine

JUIN 2011



Remercie



Je vous remercie humblement de m'avoir octroyé votre confiance et m'avoir supporté au dépend de votre précieux temps, pour tous les efforts déployés sans hésitation aucune, les enseignements et conseils élogieux et pour votre aimable personne.

Veillez trouver ici, Monsieur «Mr.Feraga.ch» mon indéfectible attachement et mon profond respect.

Nos remerciements les plus vifs s'adressent aussi aux messieurs le président et les membres de jury d'avoir accepté d'examiner et d'évaluer notre travail

Nous exprimons également notre gratitude à tous les professeurs et enseignants qui ont collaboré à notre formation depuis notre premier cycle d'étude jusqu'à la fin de notre cycle universitaire.

Bonntia

Titre

Modélisation et simulation de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension

Résumé

Ce travail présente l'étude théorique et la mise au point par simulation numérique d'un système d'entraînement à machine asynchrone alimenté par un onduleur de tension. Nous aborderons notre étude par, la modélisation de la machine asynchrone, puis on présente l'étude de l'onduleur de tension, ainsi que l'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion.

Une étude par simulation numérique s'avère indispensable pour analyser le comportement du système convertisseur statique machine asynchrone.

Mots clés

Machine asynchrone

Modélisation

Onduleur de tension

Modulation de largeur d'impulsion (M.L.I)

Convertisseur statique

Simulation numérique



SOMMAIRE

INTRODUCTION GÉNÉRALE	3
CHAPITRE I: Modélisation de la machine asynchrone	
I-1- INTRODUCTION.....	5
I-2- Modélisation de la machine asynchrone :	5
I-3- Les hypothèses simplificatrices :	6
I-4- Modèle de la machine asynchrone :	7
I-5- Modèle diphasé la machine asynchrone :	8
I-5-1- Choix du repère diphasé :	12
❖ Repère d'axes (d, q) lié au stator :	12
❖ Repère d'axes (d, q) lié au rotor	13
❖ Repère d'axes (d, q) lié au champ tournant :	13
I-5-2- Expression du couple électromagnétique :	14
I-6- Conclusion	15
CAPITRE II: Etude de l'onduleur de tension	
II-1- INTRODUCTION :	17
II-2- Onduleur triphasé à circuit intermédiaire à tension continu « convertisseur U » :	17
II-2-1- Fonctionnement de l'onduleur triphasé :	18
II-2-2- Onde fondamentale et harmonique de la tension de phase :	22
II-3- Onduleur de tension utilisant la stratégie M.L.I :	24
II-3-1- principe :	24
II-4- modélisation :	24
II-4-1- caractéristique de la modulation :	24
II-4-2- Signal de référence :	25
II-5- Fonctionnement d'un onduleur triphasé :	26
II-5-1- Commande des interrupteurs et formes d'ondes :	26
II-5-2- Tension de référence :	29

II-6-Conclusion :	29
CHAPITRE III: simulation numérique	
III-1- Introduction :	31
III-2- Simulation du démarrage de la machine synchrone sous pleine tension à vide :	31
III-2-1- Interprétation :	32
III-3- Simulation de l'onduleur de tension M.L.I à deux niveaux :	33
III-3-1- Interprétation :	35
III-4-Simulation de l'association onduleur- machine asynchrone :	37
III-4-1- l'association onduleur à deux niveaux machine asynchrone :	37
III-4-1-1- Interprétation :	38
III-5- Conclusion :	38
CONGLISION GÉNÉRALE	39
BIBLIOGRAPHIE	

INTRODUCTION Générale :

L'électronique de puissance a apporté une plus grande souplesse d'emplois et des économies d'énergie. Son usage connaît depuis quelques années un grand développement. Celui-ci est d'autant plus remarquable que les puissances des convertisseurs progressent elles aussi ces accroissements peuvent poser de sérieux problèmes aux distributeurs d'énergie électrique qui voient ces convertisseurs comme des sources polluantes.

Dans le domaine des entraînements industriels à vitesse variable on fait de plus en plus appel à des moteurs asynchrones, leur grand avantage est la robustesse mécanique, sur tout on ce qui concerne le moteur asynchrone à cage il possède un grand rapport couple/volume [1].

Pour rendre variable la vitesse d'un moteur asynchrone, il faut alimenter l'enroulement statorique, ainsi on peut réaliser des variateurs à courant alternatif à base de machine asynchrone associées à des convertisseurs statiques (convertisseur de fréquence).

Dans ce contexte notre travail a trait à l'étude de l'association convertisseur de fréquence (onduleur de tension) machine asynchrone.

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone, ou la transformation de repères d'axes transformation de park est présentée pour aboutir à un modèle électrique équivalent de la machine.

Dans le deuxième chapitre nous avons présentée l'étude de l'onduleur de tension classique. On y présentera son fonctionnement les formes d'ondes pour une commande rectangulaire. Ainsi que l'étude de l'onduleur de tension utilisant la stratégie de modulation de largeur d'impulsion (MLI). On présentera son modèle de commande et les formes d'ondes de tension de sortie.

Pour le dernier chapitre on présente la simulation des convertisseurs statiques, de la machine asynchrone et de l'association convertisseur machine.

En fin en clôture notre travail par une conclusion générale.

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

I-1- Introduction :

Le moteur asynchrone à cage d'écureuil est le type de moteur le plus répandu sur le marché grâce à son faible coût d'achat, sa maintenance simplifiée et sa robustesse mécanique. Ce moteur est le lieu de la conversion d'énergie électrique en énergie mécanique.

La connaissance et la compréhension du fonctionnement de la machine et de ses caractéristiques se révèlent indispensables à la réalisation de commandes de plus en plus complexes.

Il est donc important d'avoir un modèle fidèle de son comportement réel pour permettre l'élaboration d'algorithmes de commande et la réalisation de simulations fiables. En effet, dans ce présent chapitre on présentera la modélisation dynamique de la machine asynchrone.

I-2- Modélisation de la machine asynchrone :

La machine asynchrone comporte un bobinage triphasé au stator et la structure électrique du rotor peut être réalisée :

- Soit par un système d'enroulement triphasé (rotor bobiné) raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et mis en court - circuit pendant les régimes permanent.
- Soit par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétique (rotor à cage).
- Dans les encoches régulièrement répartis sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques à p paire de pôles, leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à $2\pi/3$.

Le champ statorique tourne à la vitesse $\omega_s = \frac{\omega}{p}$

ω : étant la pulsation du courant et de la tension statorique.

La vitesse mécanique du rotor est notée ω_m le rapport : $g = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s}$ est

Appelée glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator dans le repère

rotorique, toutes les grandeurs électriques ont une pulsation $g \omega_s$.

Nous admettant cependant que le rotor peut être modélisé par un système de bobinage triphasé équilibré, la figure (I-1) représente schématiquement la machine asynchrone.

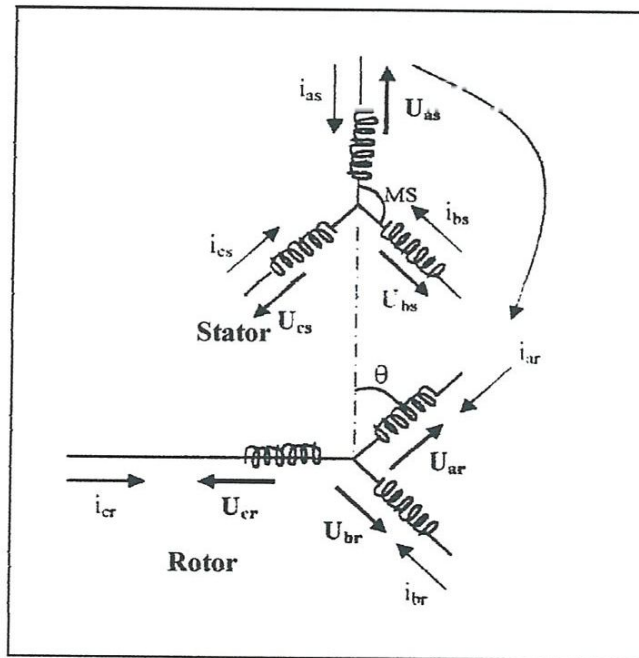


Figure (I-1) : Représentation schématique d'une machine asynchrone Triphasé à cage.

I-3- Les hypothèses simplificatrices :

Les hypothèses suivantes sont considérées [1].

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme, en négligeant l'effet de l'encoche.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé, l'hystérésis et les courants de Foucault peuvent être négligés.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et que l'effet de peau est négligeable.
- La force magnétomotrice créée par chacune des phases du stator et du rotor est à répartition sinusoïdale.

-Une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires
l'effet de peau est négligé.

I-4- Modèle de la machine asynchrone :

Avec les hypothèses citées ci-dessus, les équations qui décrivent le fonctionnement de la machine sont :

- Les équations des tensions des trois phases statoriques et rotorique s'écrivent :

$$(U_s) = (R_s) (I_s) + \frac{d}{dt} (\varphi_s)$$

$$0 = (R_r) (I_r) + \frac{d}{dt} (\varphi_r) \quad (I-1)$$

Les équations du flux donnés par :

$$(\varphi_s) = (L_{ss}) (I) + (M_{sr}) (I_r)$$

$$(\varphi_r) = (L_{rr}) (I_r) + (M_{rs}) (I_s) \quad (I-2)$$

Avec :

$$(U_s) = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (I_s) = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (I_r) = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}$$

$$\text{Et } (R) = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (R_s) = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (R_r) = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$(L) = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{rs} \\ L_{rs} & L_{rr} \end{bmatrix} \quad (L_{ss}) = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (L_{rr}) = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

L'inductance mutuelle (matrice de couplage rotor - stator) s'écrit :

$$(M_{sr}) = L_m \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (I-3)$$

$$(M_{sr}) = (M_{rs})^T$$

En remplaçant (I-2) dans (I-1) on obtient :

$$(U_s) = (R_s) (I_s) + \frac{d}{dt} \left[(L_{ss}) (I_s) \right] + \left[(M_{sr}) (I_r) \right] \quad (I-4)$$

$$0 = (R_r) (I_r) + \frac{d}{dt} \left[(L_{rr}) (I_r) \right] + \left[(M_{rs}) (I_s) \right]$$

Dans le cas des machines asynchrone à cage, le rotor est toujours en court-circuit

donc : $U_{ar} = U_{br} = U_{cr} = 0$

- Les équations mécaniques :

Le couple électromagnétique développé s'écrit :

$$C_{em} = P (I_s) \frac{d}{d\theta} (M_{sr}) (I_r) \quad (I-5)$$

$$J \frac{d}{dt} \omega_m = C_m - C_r - F \omega_m \quad (I-6)$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile, car le système d'équations est à coefficients variable de θ (angle de rotation de la machine).

I-5- Modèle diphasé de la machine asynchrone :

Les équations (I-3) sont définis dans un repère triphasé (a.b.c) elles peuvent être simplifiées par projection dans un repère orthogonal diphasé (**d, q, o**) équivalent ou **d** est appelé **axe direct** et **q** l'**axe en quadrature**.

A partir de la conservation de la force magnétomotrice et des puissances dans les différents référentiels, la transformation d'axes suivante est définie, son expression est donnée par :

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

La matrice de transformation **P** est appelée **matrice de transformation de Park** homogène en puissance, inversible et orthogonale :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-8)$$

La matrice de transformation **P** permettant de conserver l'équivalence des puissances donc de l'énergie dans les deux repères triphasé et diphasé, nous l'utiliserons à chaque fois que nous désirons transformer des grandeurs triphasées en leurs équivalents diphasés.

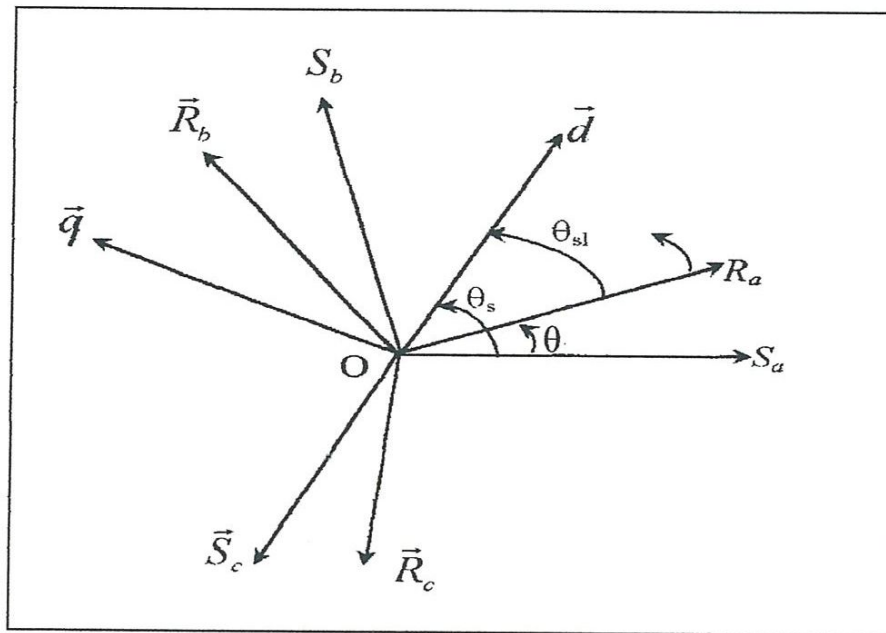


Figure (I-2). Repérage des systèmes d'axes dans l'espace électrique.

Si X une grandeur exprimant une tension, un courant ou un flux,
 Sa représentation dans le repère orthogonal (d, q) par la transformation P est liée à
 son écriture dans un repère triphasé (a, b, c) par la relation :

$$[X_{dq0}] = [P] [X_{abc}] \quad (I-9)$$

$$[X_{abc}] = [P]^{-1} [X_{dq0}] \quad (I-10)$$

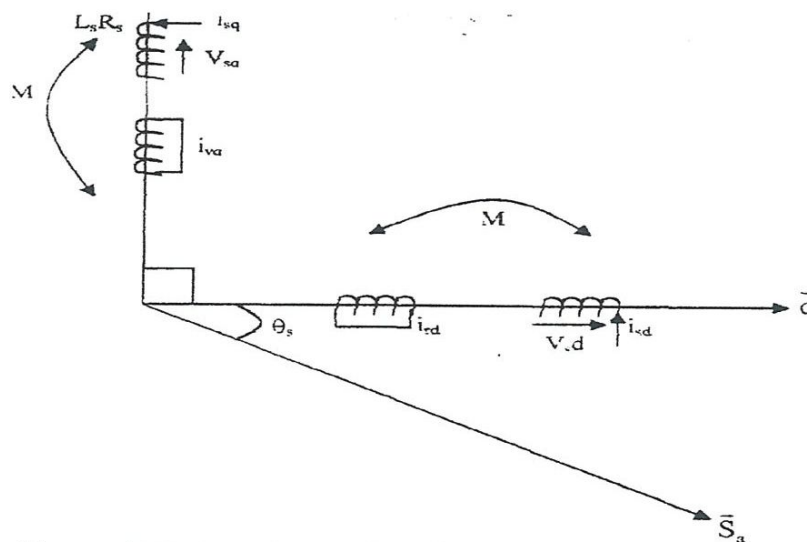


Figure (I-3). Représentation des enroulements fictifs d'axes (d, q) .

Le système d'équation constituant le modèle électrique dynamique de la machine asynchrone dans un repère diphasé équivalent s'écrit :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \left[\frac{d}{dt} \theta_s \right] \varphi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \left[\frac{d}{dt} \theta_s \right] \varphi_{ds} \\
 V_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \left[\frac{d}{dt} \theta_{sL} \right] \varphi_{qr} = 0 \\
 V_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \left[\frac{d}{dt} \theta_{sL} \right] \varphi_{dr} = 0
 \end{aligned} \tag{I-11}$$

Les équations du flux sont :

$$\begin{aligned}
 \varphi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\
 \varphi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\
 \varphi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\
 \varphi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \\
 \varphi_{dg} &= M (i_{ds} + i_{dr}) \\
 \varphi_{dq} &= M (i_{qs} + i_{qr})
 \end{aligned}$$

En développant les flux en fonction des courants on obtient les équations électriques de la machine dans le repère d'axes **(d,q)** :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_s \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) & L_m \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_m \left(\frac{d}{dt} \right) \\ L_s \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) & R_s + L_s \left(\frac{d}{dt} \right) & L_m \left(\frac{d\theta_s}{dt} \right) & L_m \left(\frac{d}{dt} \right) \\ L_m \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_m \left(\frac{d\theta_{sL}}{dt} \right) & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) & -L_r \left(\frac{d}{dt} \right) \\ L_m \left(\frac{d\theta_{sL}}{dt} \right) & L_m \left(\frac{d}{dt} \right) & L_r \left(\frac{d\theta_{sL}}{dt} \right) & R_r + L_r \left(\frac{d}{dt} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \tag{I-12}$$

I-5-1- Choix du repère diphasé :

Le modèle de la machine a été présenté dans le repère (\mathbf{d}, \mathbf{q}) dont l'orientation reste quelconque. Cependant, Selon les caractéristiques et les objectifs de l'application il est commode de fixer l'orientation du repère de façon adéquate afin de faire apparaître dans le modèle certaines grandeurs dont on désire plus particulièrement suivre l'évolution.

En définissant les différentes vitesses de rotation angulaire par :

➤ $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: " Vitesse de rotation de repère (\mathbf{d}, \mathbf{q}) par rapport au repère statorique triphasé.

➤ $\omega_r = \frac{d\theta}{dt}$: Vitesse de rotation du rotor par rapport au stator.

➤ $\omega_{sL} = \frac{d\theta_{sL}}{dt} = \omega_s - \omega_r$: vitesse angulaire de glissement.

Ainsi, plusieurs possibilités d'orientation peuvent être adoptés :

❖ Repère d'axes (\mathbf{d}, \mathbf{q}) lié au stator.

Le repère diphasé est dit lié au stator lorsque l'angle entre l'axe magnétique de la phase statorique $[\mathbf{a}]$ et à l'axe $[\mathbf{d}]$ est fixé à zéro.

Ainsi, $\theta_s = 0$, $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0$ et $\omega_{sL} = \frac{d\theta_{sL}}{dt} = -\omega_r$

Les grandeurs rotorique sont souvent étudiées dans un repère défini de la sorte et les équations électriques du modèle de la machine asynchrone prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-14})$$

❖ **Repère d'axes (d, q) lié au rotor :**

Le repère diphasé est dit lié au rotor car son orientation lui impose de tourner à la vitesse du rotor de manière à ce que l'angle entre l'axe magnétique de la phase rotorique **[a]** et l'axe **[d]** nul. De ce fait :

$$\theta_{SL} = 0, \quad \omega_{SL} = \frac{d\theta_{SL}}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \omega_s = \omega_r$$

Cette manière de fixer l'angle θ_{SL} permet d'étudier les grandeurs statoriques du modèle de la machine asynchrone qui prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-15})$$

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-16})$$

❖ **Repère d'axes (d, q) lié au champ tournant :**

Le repère diphasé est dit lié au champ tournant lorsque sa vitesse de rotation est égale à la vitesse de rotation du champ tournant.

Cependant, cette orientation du repère ne correspond pas à une valeur particulière des angles θ_{SL} , θ_s , θ .

De ce fait il n'y a aucune simplification des équations électriques de la machine asynchrone qui prennent alors la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{I-17})$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_{sL} \\ \omega_{sL} & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{I-18})$$

Ce type d'orientation est très utilisé dans les applications nécessitant l'étude de la commande d'une machine asynchrone [2]. En effet, le fait de choisir le référentiel (\mathbf{d}, \mathbf{q}) fixe par rapport au champ tournant, fait correspondre des grandeurs continues à des grandeurs sinusoïdales.

Cette propriété est très intéressante car en régime établi, les grandeurs électromagnétiques dans la machine (flux, courant) sont sinusoïdales si l'alimentation est sinusoïdale ou s'en approchent si la source de tension est un onduleur, ainsi, les grandeurs flux courant ou tension sont converties en grandeurs continues dans un repère (\mathbf{d}, \mathbf{q}) lié au champ tournant, ce qui rend plus aisée l'étude et la réalisation d'une commande pour machine asynchrone.

I-5-2- Expression du couple électromagnétique :

L'expression du couple électromagnétique développé par la machine est établie à partir de l'expression de la puissance instantanée fournie aux enroulements statoriques [3].

L'équation du couple est :

$$C_e = P [\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}] \quad (\text{I-19})$$

La manipulation des équations des flux permet d'aboutir à une formulation du couple électromagnétique en fonction des courants statoriques et des flux rotorique :

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \quad (\text{I-20})$$

I-6- Conclusion

La modélisation du moteur asynchrone, nous a montré que la transformation de (**Park**) présente un bon compromis entre précision et simplicité d'équations différentielles.

Ce qui nous permet de traiter par simulation le comportement dynamique de la machine.

Chapitre II

Chapitre II

Etude de l'onduleur de tension

II-1- Introduction

L'onduleur autonome est un convertisseur statique, qui permet la conversion continu -alternatif. Il est, comme tous les convertisseurs, constitué de commutateurs intercalés entre la source et le récepteur [4].

La fréquence de la tension ou du courant au niveau du récepteur étant liée à la commande des commutateurs. On dit que cet onduleur est autonome.

Dans ce présent chapitre ; nous présenterons dans un premier chapitre parti l'onduleur de tension classique (à plaine onde) ; puis nous traiterons l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion.

II-2- Onduleur triphasé à circuit intermédiaire à tension continue « convertisseur U » :

L'onduleur qui alimente la charge possède trois «branches», figure (II-1). Elles peuvent être équipées soit par des thyristors ou par des transistors à commutation. Chaque branche de l'onduleur peut-être enclenchée ou déclenchée librement et fonctionne donc le plus souvent à pulsation.

La variation de la fréquence et de l'amplitude de la tension alternative (tension de charge) a lieu dans l'onduleur [5].

Dans le circuit intermédiaire, il existe un condensateur C qui permet de lisser la tension continue U_c redressée, et prend en charge les variations rapides du courant «i» dans ce circuit.

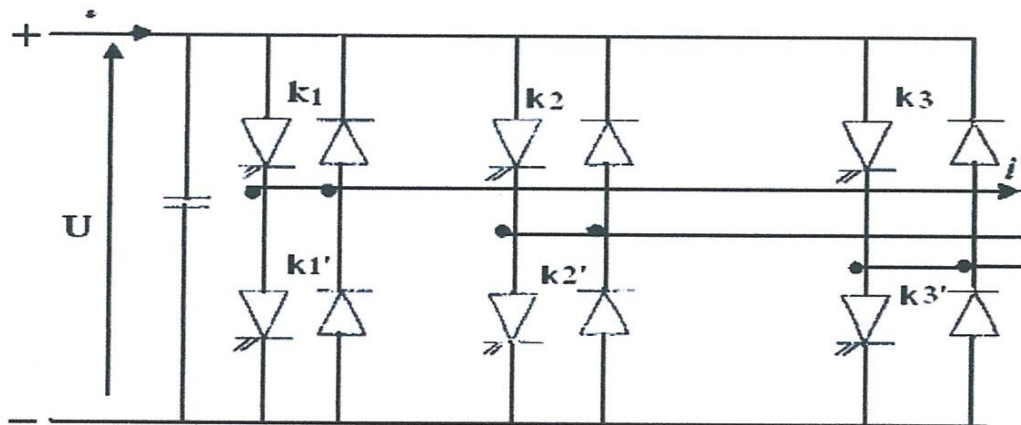


Figure (II-1). Schéma de l'onduleur tr

II-2-1- Fonctionnement de l'onduleur triphasé :

On peut réaliser un onduleur de tension triphasé, en regroupant trois demi-pont monophasés. Pour un onduleur de tension triphasé, les amplitudes des tensions sont réglées :

- Soit par la tension continue U « redresseur contrôlé ».
- Soit par la modulation de largeur d'impulsion.

Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif, i'_A , i'_B et i'_C , les interrupteurs k_1, k'_1 ; k_2, k'_2 et k_3, k'_3 doivent être complémentaires deux à deux figure (II-2).

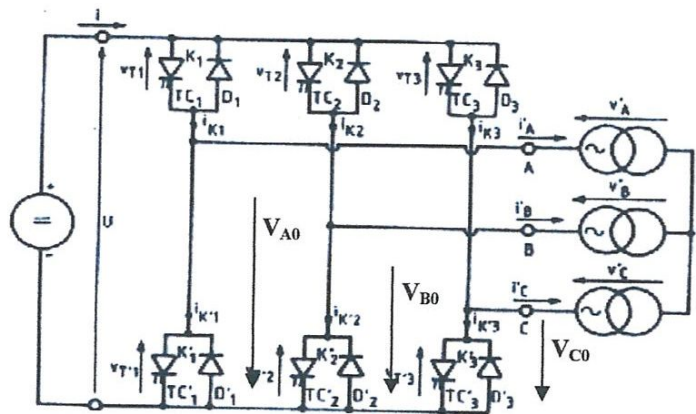


Figure (II-2). Schéma de principe de l'onduleur triphasé.

Pour que les tensions de sortie $V'_A, k'B, k'_C$ soient identiques à un tiers près de la période T de leur fondamental, il faut commander chaque demi-pont avec un retard de $T/3$ sur le précédent [6].

On ferme donc :

$$\begin{array}{ll} k_1 \text{ pour } \omega t = 0 & k'_1 \text{ pour } \omega t = \pi \\ k_2 \text{ pour } \omega t = 2\pi/3 & k'_2 \text{ pour } \omega t = \pi + 2\pi/3 \\ k_3 \text{ pour } \omega t = 4\pi/3 & k'_3 \text{ pour } \omega t = \pi + 4\pi/3 \end{array}$$

Si les courant i'_A, i'_B et i'_C sont sinusoïdaux et forment un système triphasé équilibré.

$$\begin{cases} i'_A = I' \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi) \\ i'_B = I' \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi - 2\pi/3) \\ i'_C = I' \sqrt{2} \sin(\omega t - \varphi - 4\pi/3) \end{cases}$$

II-2-2- Onde fondamentale et harmonique de la tension de phase :

Suivant la figure (II-3), les tensions V'_A , V'_B et V'_C (tensions de phase de la charge) varient.

Par gradins en fonction du temps. Il est possible de décomposer ces tensions en une onde fondamentale et des harmoniques selon le procédé de développement en séries de Fourier.

En tenant compte de la symétrie existante [5]. Les amplitudes « $n\hat{U}$ » se déduisent de la relation suivante :

$$n\hat{U} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} U \sin n\omega t \, d\omega t \quad (\text{II-9})$$

$$\begin{aligned} &= \frac{2}{\pi} \left[\int_0^{\pi} \frac{U_e}{3} \sin n\omega t \, d\omega t + \int_{\pi/3}^{2\pi/3} \frac{U_e}{3} \sin n\omega t \, d\omega t \right] \\ &= \frac{2}{3\pi n} U_e (\cos 0 - \cos n\pi + \cos n\pi/3 - \cos n2\pi/3) \\ &= \frac{4}{3\pi n} U_e \sin n\pi/2 (\sin n\pi/2 + \sin n\pi/6) \\ &= \frac{8}{3\pi n} U_e \sin n\pi/2 \sin n\pi/3 \cos n\pi/6 \end{aligned} \quad (\text{II-10})$$

Avec :

$n = 1$, on obtient l'amplitude de l'onde fondamentale :

$$n\hat{U} = \frac{2}{\pi} U_e \quad (\text{II-11})$$

Par contre, pour les harmoniques on trouve

$$n\hat{U} = \frac{2}{\pi n} U_e \text{ pour } n = 5, 7, 11, 13, \dots \quad (\text{II-12})$$

$$n\hat{U} = 0 \text{ pour } n = 2, 3, 4, 6, 8, 9, 10, 12, \dots$$

Le spectre de la tension de phase est représenté sur la figure (II-4) à noter qu'il n'y a ni harmonique d'ordre paire, ni des harmoniques d'ordre d'un multiple trois.

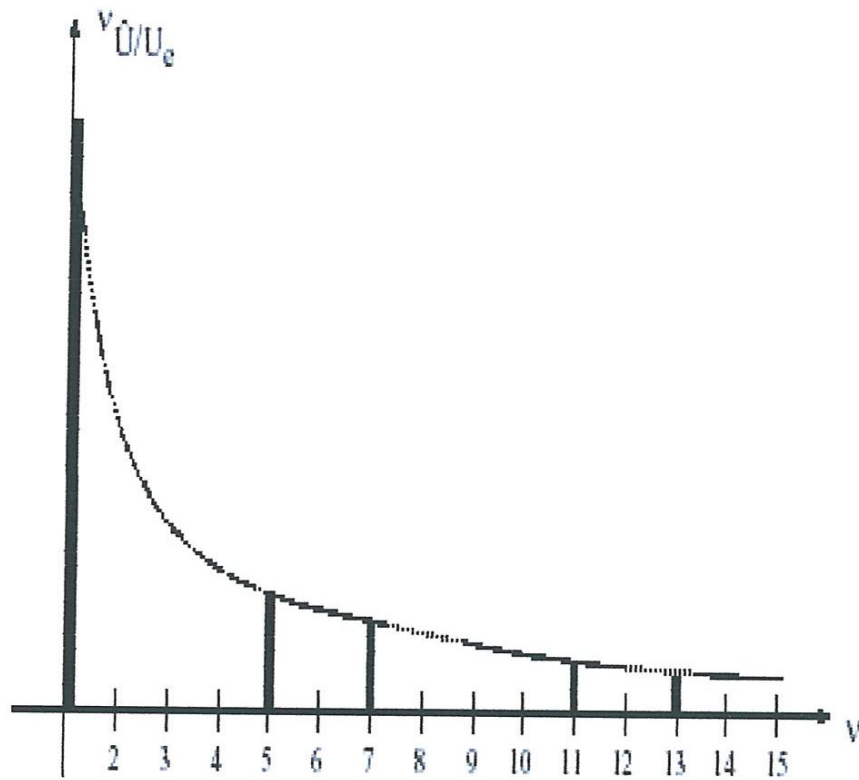


Figure (II-4). Spectre des harmoniques des tensions de phase de l'onduleur pour une commande rectangulaire.

II-3- Onduleur de tension utilisant la stratégie M.L.I :

II-3-1 Principe :

Chaque phase d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion est constituée par deux hacheurs figure (II-5), un par polarité. Ainsi, la tension de sortie est formée par une succession de créneaux d'amplitudes égales à la tension continue d'alimentation et de largeur variable suivant la loi de modulation choisie. Si les deux hacheurs sont commandés suivant un modèle sinusoïdal, les allures de la tension fondamentale de sortie et celle du courant de charge deviennent proches d'une sinusoïde [6].

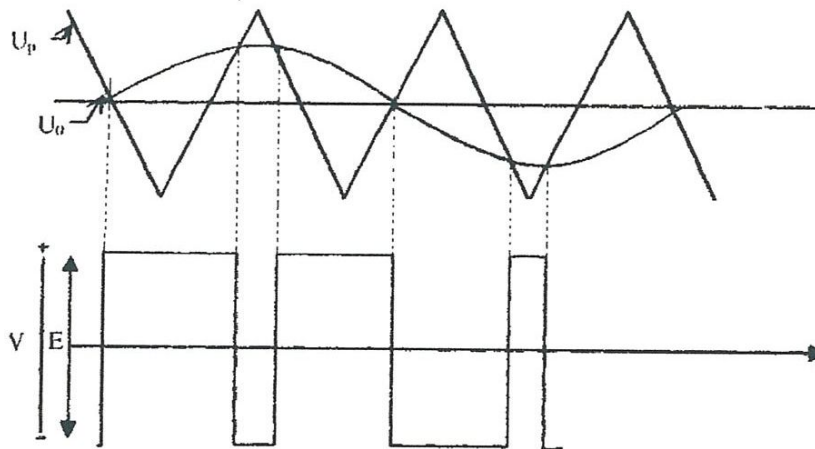


Figure (II-5). Diagramme de tension : Principe de modulation triangulo-sinusoïdale.

Si la référence est sinusoïdale, deux paramètres caractériseront alors la commande [7], [8] :

II-4- modélisation :

II-4-1- caractéristique de la modulation :

- L'indice de modulation (m) égal au rapport f_p/f_m des fréquences de la modulation et celle de la référence.

Chapitre II : Etude de l'onduleur de tension

- Le coefficient de réglage en tension (r) est égal au rapport de l'amplitude de la tension à la valeur crête $E/2$ de l'onde de modulation.

D'ordinaire la modulation est synchrone c'est à dire

$$m = \frac{fp}{fm}$$

II-4-2- Signal de référence :

C'est un signal sinusoïdal triphasé caractérisé par l'amplitude v_m et la fréquence f_m

Avec

$$r = \frac{v_m}{v_p}$$

$$v_{am} = v_m \sin(\omega t)$$

$$v_{bm} = v_m \sin(\omega t - 2\pi/3)$$

$$v_{cm} = v_m \sin(\omega t + 2\pi/3)$$

Où : v_m : Amplitude de l'onde modulatrice.

ω_m : pulsation de la modulatrice.

Supposons que la porteuse est triangulaire et que le signal de référence est sinusoïdal. Examinons à présent le découpage de la tension qui en résulte, prise entre la sortie des deux hacheurs et un point milieu fictif, à condition que U_0 (tension de référence) soit inférieure ou égale à U_p (tension de la porteuse). On constate alors sur la figure (II-5) que chaque intersection des deux signaux superposés U_p et U_0 commande le changement d'état d'un comparateur, figure (II-6), qui donne les ordres de commutation aux hacheurs constituant une phase de l'onduleur.

La tension de sortie ne peut avoir instantanément que deux valeurs $+E/2$ ou $-E/2$.

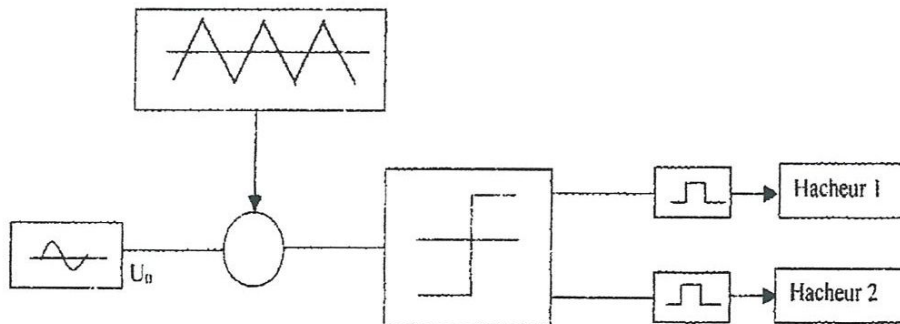


Figure (II-6) : Schéma synoptique.

II-5- Fonctionnement d'un onduleur triphasé :

En regroupant trois demi-ponts monophasés, on obtient l'onduleur triphasé à six interrupteurs figure (II-6).

Cet onduleur fonctionnant en MLI est très utilisé pour alimenter à tension et fréquence variables des récepteurs triphasés équilibrés.

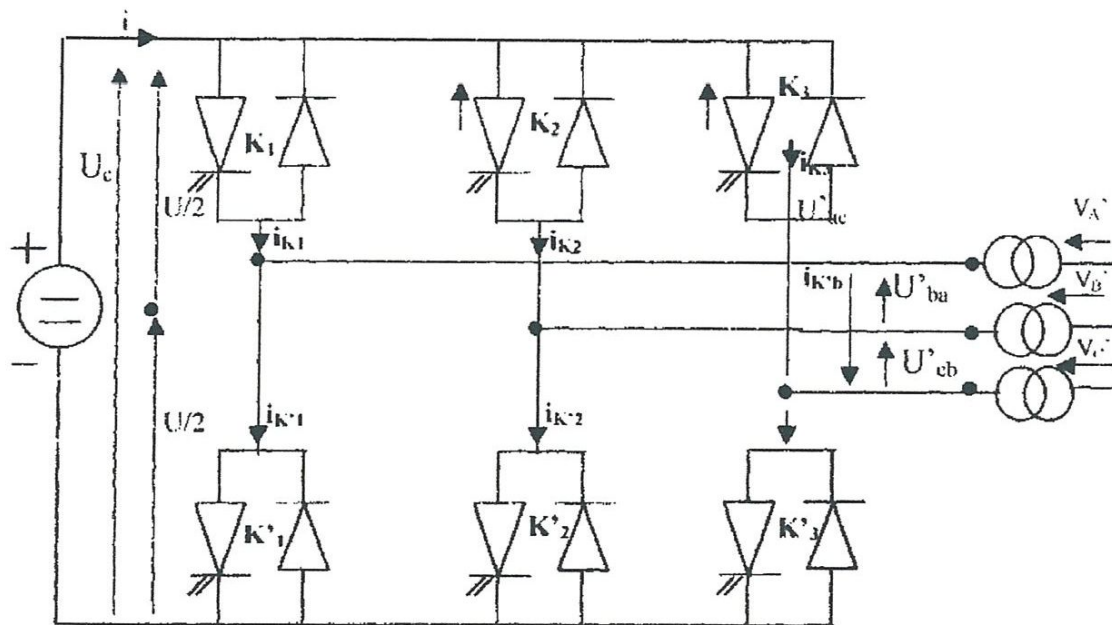


Figure (II-7). Schéma de principe de l'onduleur de tension triphasée.

II-5-1- Commande des interrupteurs et formes d'ondes :

Pour déterminer les instants de fermeture des interrupteurs complémentaires deux à deux k_1, k'_1 ; k_2, k'_2 et k_3, k'_3 on procède ainsi :

On trace les trois ondes de référence représentant les trois tensions de phase désirées entre les trois bornes de sortie A, B, C et le point milieu 0 (fictif) de la source de tension continue. Les intersections avec l'onde de modulation triangulaire donneront alors les instants de fermeture des divers interrupteurs. Les tensions formées par les demi-ponts sont :

$$\begin{cases} v_A - v_0 = U/2 & \text{si } k_1 \text{ est fermé} \\ v_A - v_0 = -U/2 & \text{si } k'_1 \text{ est fermé} \\ v_B - v_0 = U/2 & \text{si } k_2 \text{ est fermé} \end{cases}$$

Chapitre II : Etude de l'onduleur de tension

$$\text{Donc les tensions composées sont : } \begin{cases} u'_{AB} = (v_A - v_0) - (v_B - v_0) \\ u'_{CB} = (v_B - v_0) - (v_C - v_0) \\ u'_{AC} = (v_C - v_0) - (v_A - v_0) \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

Si la charge est équilibrée et couplée en étoile, on détermine les tensions V'_A, V'_B, V'_C aux bornes des trois phases à l'aide des relations (II-7)

$$\begin{cases} v'_A = 2/3(v_A - v_0) - 1/3(v_B - v_0) - 1/3(v_C - v_0) \\ v'_B = -1/3(v_A - v_0) + 2/3(v_B - v_0) - 1/3(v_C - v_0) \\ v'_C = -1/3(v_A - v_0) - 1/3(v_B - v_0) + 2/3(v_C - v_0) \end{cases} \quad (\text{II-14})$$

Les courants dans les interrupteurs se déduisent de courants de sortie.

$$\begin{array}{lll} i_{k1} = i'_A & i_{k1} = 0 & \text{si } k_1 \text{ est fermé} \\ i_{k1} = 0 & i'_{k1} = -i'_A & \text{si } k'_1 \text{ est fermé} \\ i_{k2} = i'_B & i_{k2} = 0 & \text{si } k_2 \text{ est fermé} \end{array}$$

Les courants fournis par la source i sont donnés par la relation :

$$i = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3}$$

Le tableau suivant montre les expressions que prennent :

$U'_{BA}; V'_A; i_{k1}; i_{k2}; i_{k3}$ et i en fonction de l'état ouvert ou fermé des interrupteurs : k_1, k_2 et k_3 .

En modulation synchrone, on adopte une valeur de l'indice modulation multiple de 3 pour que trois tensions $v_A - v_0, v_B - v_0$ et $v_C - v_0$ soient à un tiers près de leur période.

Cette identité se trouve alors avec les tensions $U'_{BA}; U'_{CB}; U'_{AC}$ ou avec les tensions V'_A, V'_B et V'_C [9].

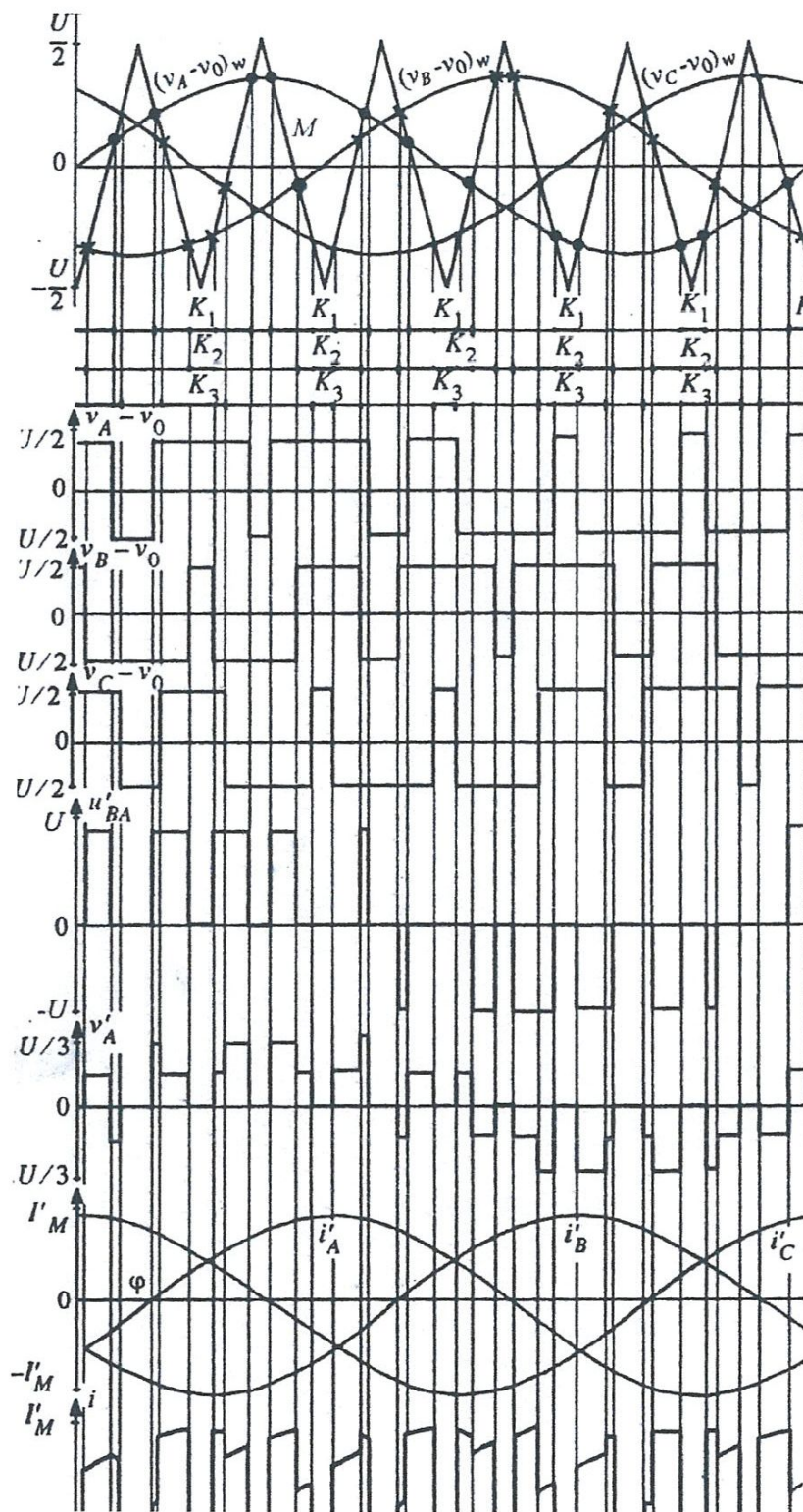


Figure (II-8). Formes d'onde d'un onduleur de tension triphasé.

II-5-2- Tension de référence :

Si l'indice de modulation «m » est multiple de 3, les trois tensions $V_A - V_0$; $V_B - V_0$ et $V_C - V_0$ sont identiques à un tiers de période près.

Cela entraîne deux effets bénéfiques, une réduction des harmoniques pour les tensions de sortie V'_A , V'_B et V'_C et pour le courant d'entrée i .

II-6-Conclusion :

De par l'étude de l'onduleur de tension, On a pu montrer deux inconvénients :

- Une onde rectangulaire riche en harmoniques
- la nécessité de raccorder les circuits de commutation à une deuxième source de tension fixe.

Notons que ces deux inconvénients disparaissent si l'onduleur est alimenté à tension constante et si le réglage de la tension de sortie se fait par un découpage approprié qui neutralise les harmoniques de rangs inférieurs (stratégie M.L.I).

Les progrès technologiques dans le domaine des dispositifs semi-conducteurs, particulièrement des transistors de puissance, ont entraîné le développement d'interrupteurs statiques de grande puissance, avec des temps de commutation très réduits. Cette évolution fait que les onduleurs sont maintenant quasiment tous commandés en modulation de largeur d'impulsion (M.L.I).

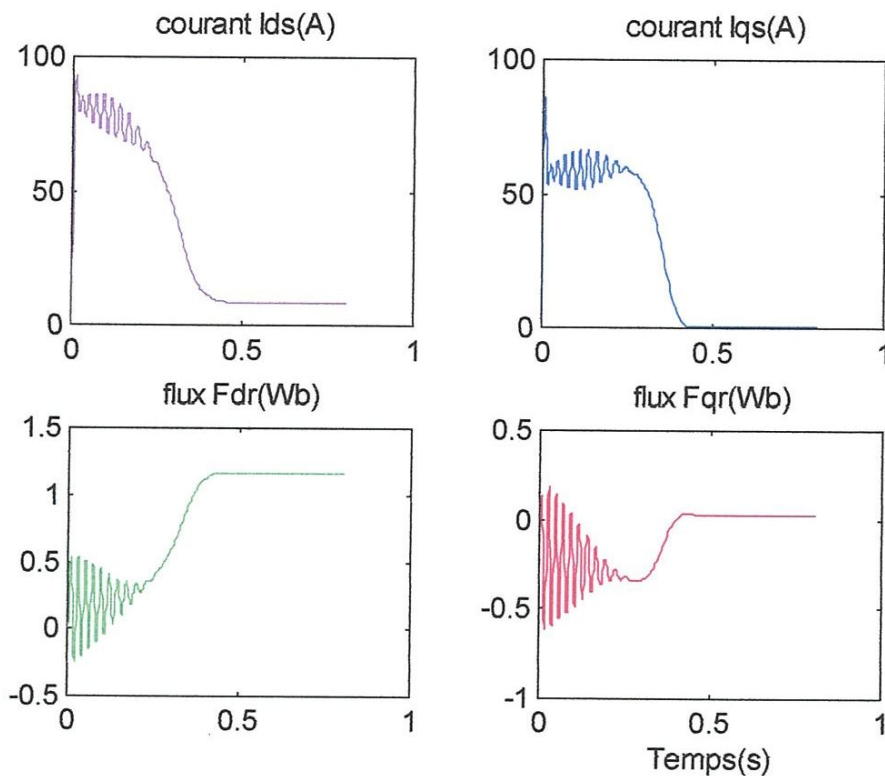
Chapitre III

Simulation numérique

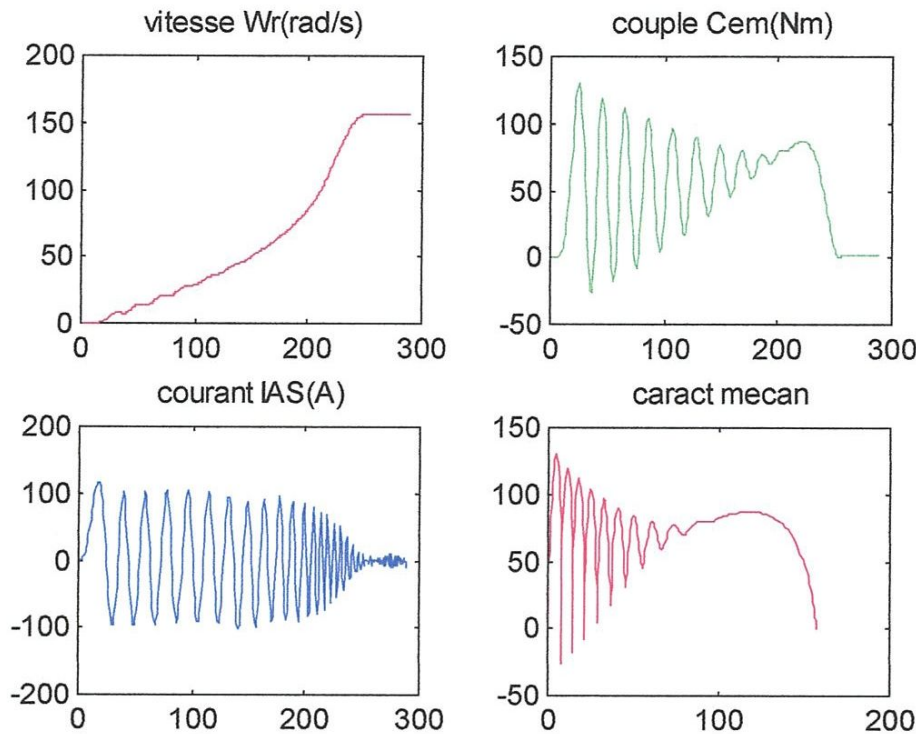
III-1- Introduction :

La simulation numérique est un outil pour vérifier la validité de la conception durant ses premières étapes. Et pour visualiser clairement le comportement dynamique du système à modélisation.

III-2- Simulation du démarrage de la machine asynchrone sous pleine tension à vide :



(III-1-a)



(III-1-b)

Figure (III-1). Résultats de simulation de la machine asynchrone sous pleine tension à vide.

III-2-1- Interprétation :

Nous avons simulé le démarrage de la machine asynchrone à pleine tension. Les résultats sont donnés à la figure (III-1). Le couple électromagnétique après un régime transitoire caractérisé par quelques oscillations, se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottements et ventilation à vide, et en plus le couple résistant dans le cas de l'application d'une charge. La machine atteint pratiquement la vitesse synchrone de 1500 tr/min (157 rad/s). Puisque la charge est nulle (glissement négligeable) cette vitesse est atteinte au bout de 0.40 seconde environ. Le flux rotorique se stabilise en régime permanent à 1.1wb.

On remarque un fort appel de courant, au démarrage, il atteint des valeurs qui arrivent jusqu'à 5 fois sa valeur en régime permanent, les composantes I_{ds} et I_{qs} prennent des valeurs constantes au régime établi.

III-3- Simulation de l'onduleur de tension M.L.I à deux niveaux :

A l'aide de logiciel MATLAB, nous avons obtenus la série de tests de simulation suivante :

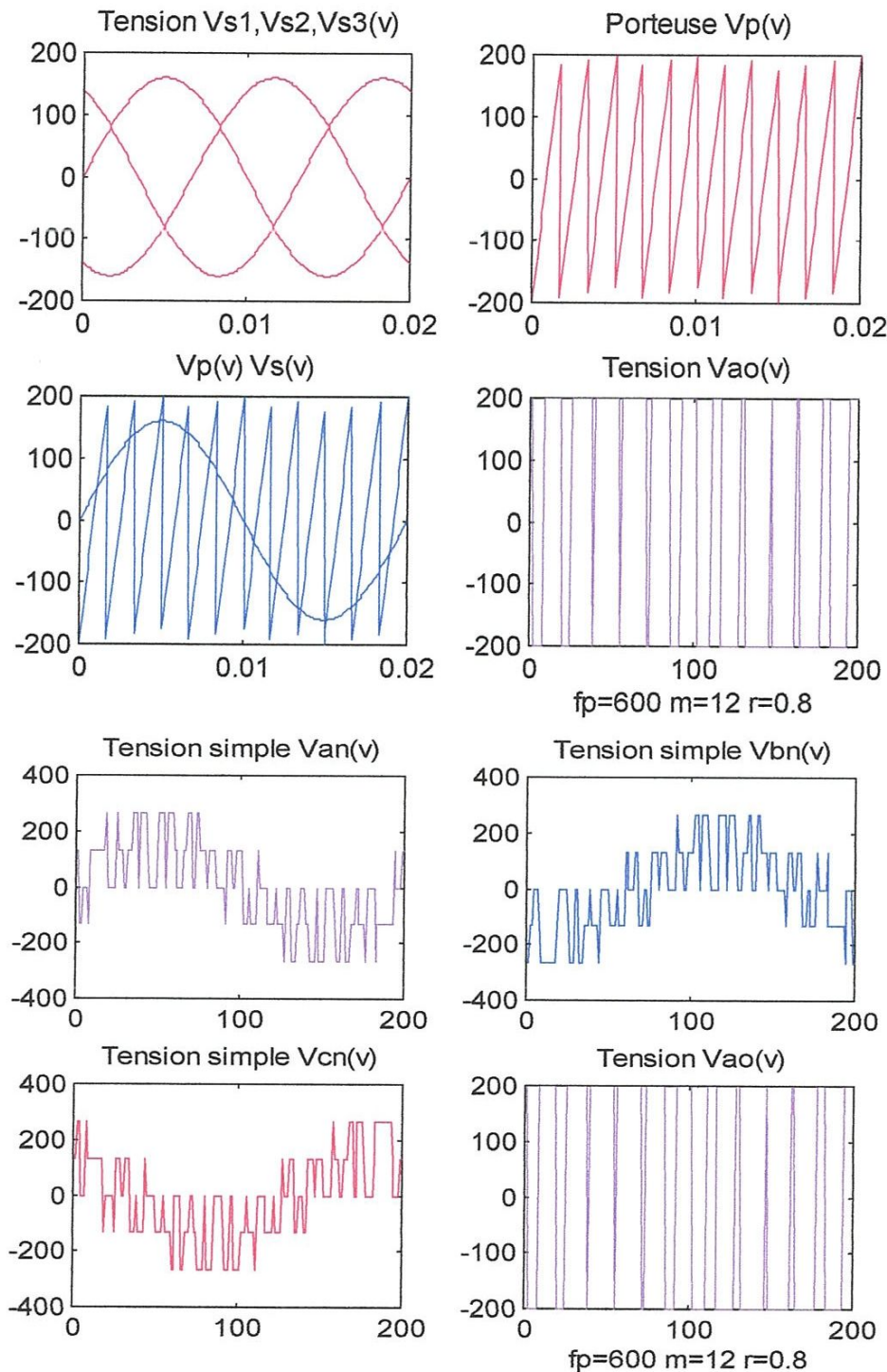


Figure (III-2.a). Résultats de simulation de l'onduleur de tension M.L.I à deux niveaux.

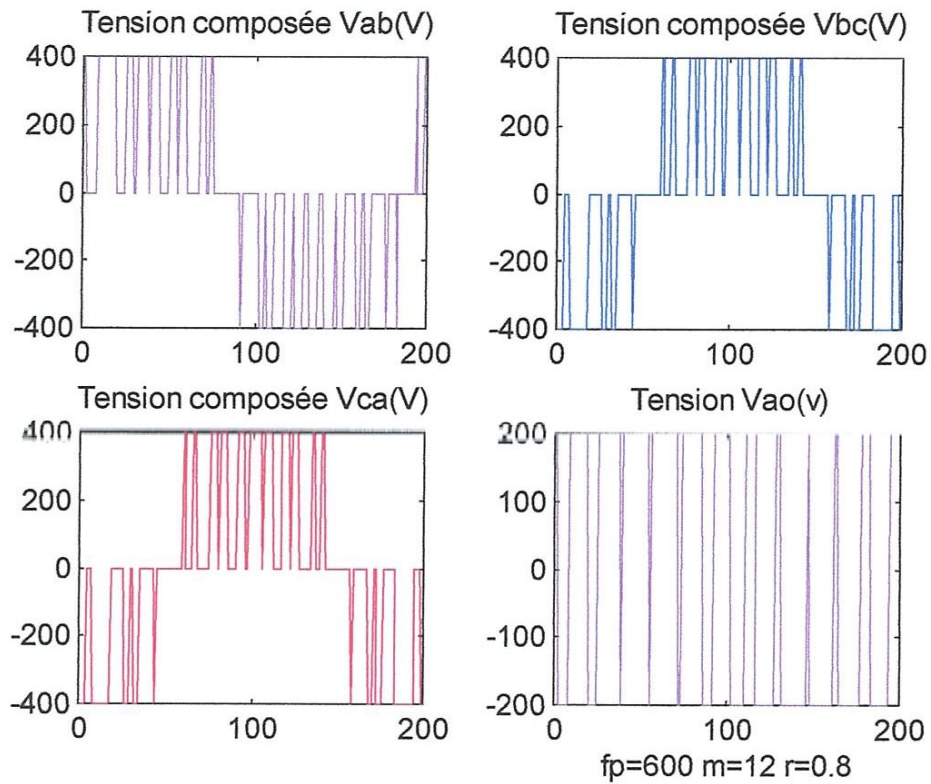


Figure (III-2.b) Résultats de simulation de l'onduleur de tension M.L.I à deux niveaux.

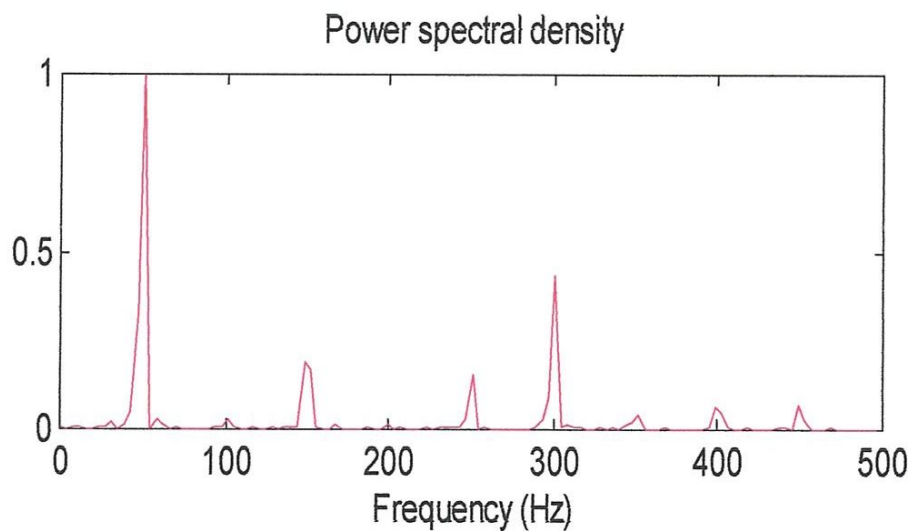


Figure (III-2.c). Résultats de simulation de l'onduleur de tension M.L.I à deux niveaux (Spectre de tension simple van).

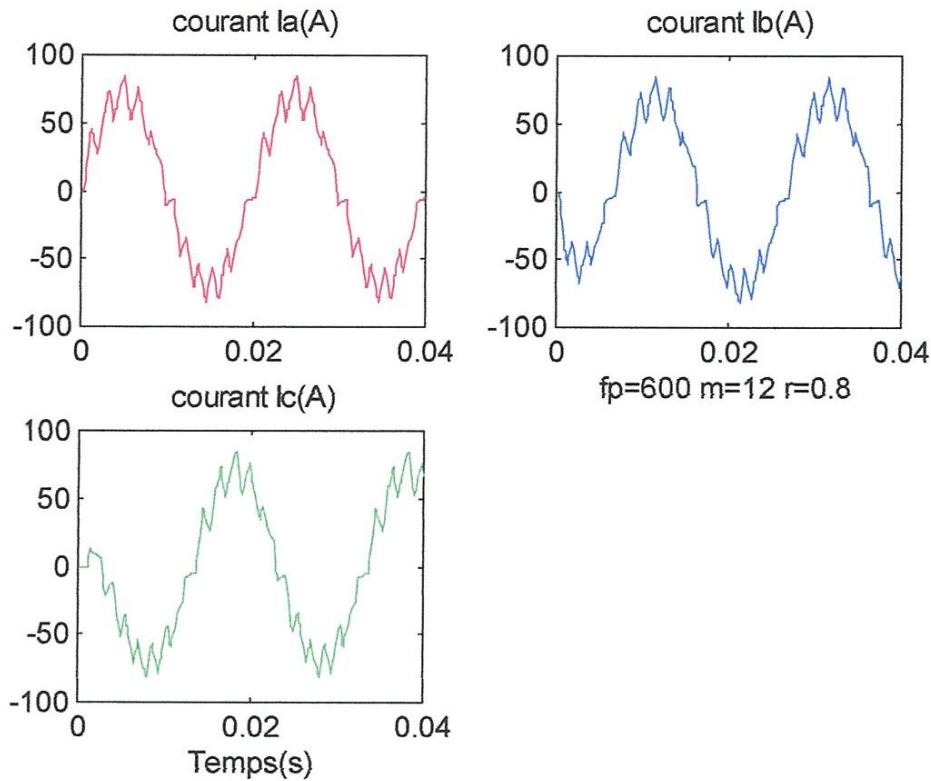


Figure (III-3) Résultats de simulation de l'onduleur de tension M.L.I à deux niveaux
(Courant de phases)

III-3-1- Interprétation :

A l'aide du logiciel **MATLAB**. Nous avons fait une série de tests de simulation présentés aux figures (III-2.a), (III-2.b), (III-2.c), (III-3). L'onde de modulation est échantillonnée par l'onde porteuse triangulaire. On a alors obtenu une tension de branche rectangulaire formée par une succession de créneaux d'amplitudes égales à $E/2$ et ceci lorsque l'on superpose les deux signaux. On examine le découpage de la tension prise entre la sortie de chaque bras de l'onduleur et un point milieu fictif (de 0 à $E/2$). Pour ce faire, nous nous sommes arrangés pour que la fréquence de la porteuse soit un multiple de celle de la référence. Ce choix nous a été dicté afin d'obtenir des formes d'ondes moins chargées en harmonique.

Les résultats de cette simulation montrent que les formes d'onde des tensions de sortie sont presque sinusoïdales et ceci reste également vrai pour les courants de charge.

Chapitre III : simulation numérique

Nous obtenons ainsi une forme relativement acceptable en amplitude et en phase, toutefois elle reste quand même chargée en harmoniques. Le spectre de la tension simple obtenu est constitué de groupes de raies centrées autour des harmoniques de fréquence multiples de la fréquence de référence.

III-4-Simulation de l'association onduleur- machine asynchrone :

III-4-1- l'association onduleur à deux niveaux machine asynchrone :

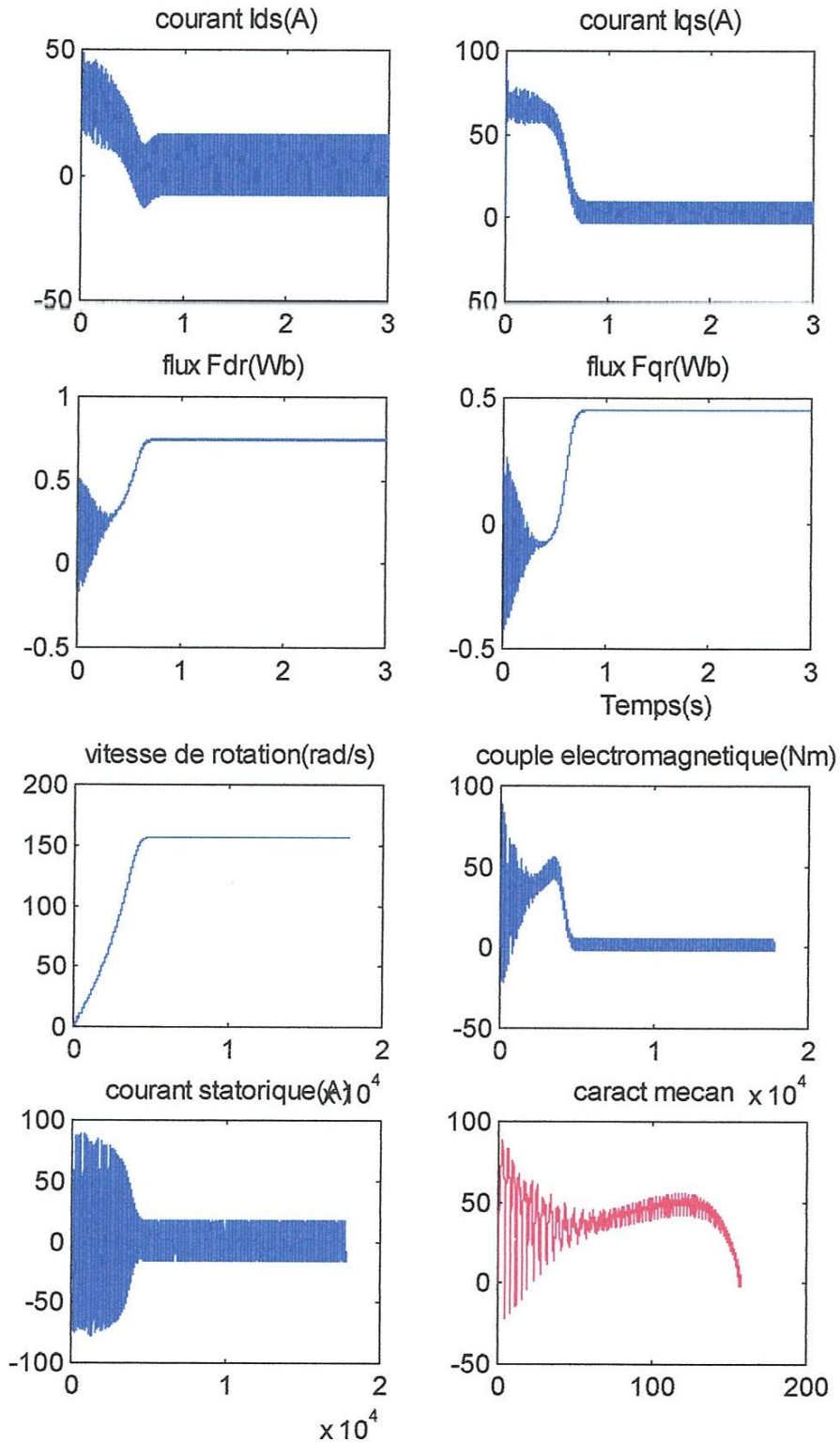


Figure (III-4). Résultats de simulation de l'association onduleur à deux niveaux machine asynchrone.

III-4-1-1- Interprétation :

Nous avons simulé l'association onduleur -machine. Les résultats de la simulation sont représentés à la figure (III-4). La comparaison de ces résultats avec la figure (III-1) nous permet de dire que :

- Le démarrage est plus long (la machine atteint 1500 tr/min en 0,5s environ). Donc la machine alimenté en tension est caractérisé par un démarrage plus rapide.
- On note que le couple électromagnétique est très ondulé. Cette ondulation est due à la stratégie de contrôle de l'onduleur.

III-5- Conclusion :

Dans ce chapitre on présenté les différentiels résultats de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux et de l'association convertisseur machine.

Conclusion Générale :

Les onduleurs de tension sont très utilisés dans l'industrie et touchent des domaines d'applications les plus variés dans le plus connu est sans doute, celui de la variation vitesse des machines à courant alternatif.

Ce présent travail est une contribution à l'analyse des onduleurs de tension alimentant une machine asynchrone.

Avant d'aborder cette étude, nous avons commencé par présenter le modèle de la machine en vue d'une alimentations par convertisseurs statiques. La modélisation de la machine asynchrone est basée sur la transformation de Park Ce qui à permis de simplifier les équations de la machine électrique, les résultats obtenus montrent bien la validité du modèle de Park pour la détermination des différentes caractéristiques de la machine.

Dans le deuxième chapitre on traite, l'étude du convertisseur de fréquence à savoir; l'onduleur de tension, ce qui nous a permis d'une part d'analyser le comportement de ces grandeurs électriques tels que tension, courant et fréquence. D'autre part déterminer l'expression de la tension de sortie. Comme l'onduleur de tension classique délivre des tensions très riches en harmonique d'ordre inférieur (5, 7, 11....), on a vu qu'il est plus consistant d'utiliser un onduleur à modulation de largeur d'impulsion qui est présenté dans le deuxième chapitre. En effet de par sa structure, il assure une variation souple de la fréquence et de l'amplitude de la tension; en plus il repousse vers les fréquences élevées les harmoniques d'ordre bas qui sont source de pertes et échauffement excessif dans le variateur de vitesse asynchrone. Rappelons que les harmoniques d'ordre élevés sont facilement filtrés. Dans le troisième chapitre, les résultats de la simulation montrent l'amélioration de la qualité du courant et du couple qu'offre cette technique MLI qui permet d'éliminer les harmoniques de rangs faibles. De plus la simulation de l'association onduleur machine asynchrone nous a permis de connaître et comprendre le fonctionnement du système.

En fin, on a pu constater que dans le cas d'alimentation de la machine par onduleur de tension MLI les ondulations des courants et du couple subsistent toujours.

BIBLIOGRAPHIE

- [1]-De formel, « alimentation des machine asynchrone », Traité de génie électrique D 3620 ET D3621, technique de l'ingénieur, Paris, France, 1990.
- [2]- C.E.FERAGA « commande vectoriel de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur statique », thés de magistère UBM, Annaba, Décembre 1998.
- [3]-J.P.CARON, J.P HAUTIER. Modélisation et commande la machine asynchrone, Méthode et pratique de l'ingénieur 1995.
- [4]-BUHLER, »Convertisseur statique », Presses poly romandes, Lausnne1991.
- [5]-G.SEGUIER, FRANCIS LABRIQUE, ROBERT BAUSIER, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance, TOME 4, 2eme édition.
- [6]-CHAUPRADE, FRANCIS MILSANT, « Electricque de puissance [1] » « commande des moteurs à courant alternatif », Eyrolles 1984.
- [7]-G.SEGUIER, « les convertisseur de l'électronique de puissance Volume 2 la conversion alternatif- alternatif », Eyrolles.
- [8]-BK.BOSE « Microcomputer control of power electronics and drives”, new york IEEE press 1997.
- [9]-G.SEGUIER, la conversion continu-alternatif », Volume 4, TEC&DOC la voisiner 1989.