

2.1.Introduction:

La représentation des processus par les modèles mathématiques est une étape très importante dans l'asservissement des systèmes entemps réel. avant élaborer une structure de commande, il est important d'avoir un modèle mathématique représentant les caractéristiques des processus. ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique ; et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse et la synthèse des structures de commande.

La modélisation des machines asynchrones triphasées en vue de leur commande n'est pas un développement original au sens propre du terme car de nos jours, de nombreuses publications et ouvrages spécialisés présentent ces techniques. Toute fois, il est préférable de présenter cette méthodologie classique sous forme de schéma-bloc, afin de développer une 'parallèle' entre le langage de l'automaticien et l'électrotechnicien.

A cet effet ; le point de départ qu'on a considéré pour la modélisation de la machine asynchrone est la machine généralisée et les équations d'état qui lui sont associées. Ces modèles seront traduits sous forme schéma bloc de manière à être simulés à l'aide du logiciel (MATLAB et SIMILINK sous MATLAB).

II-2 Description

La machine asynchrone comporte une partie fixe dite stator et une partie tournant autour de l'axe de symétrie dite rotor .Elle comporte un enroulement triphasé au stator dont les axes magnétiques sont déphasés de 120° .La structure du rotor peut être réalisée soit par un système triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil.

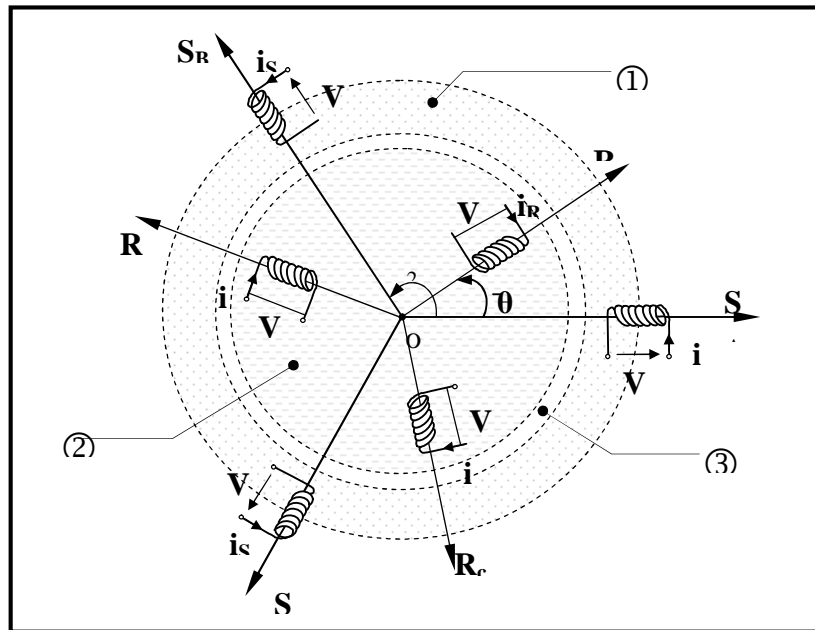


Figure 2.1: Représentation des enroulements de la MAS triphasée dans l'espace électrique

2.3. Hypothèses de départ

Le premier objectif de cette modélisation est de mettre en évidence l'influence des objectifs électriques sur les grandeurs temporelles de la machine asynchrone (courant, vitesse, couple...); pour ce faire; il est indispensable de poser certaines hypothèses qui ont pour but de faciliter la mise en équation des circuits électriques de la MAS à cage est développée en vue de la surveillance et du diagnostic, il faut imposer un minimum d'hypothèses, si nous voulons que le vecteur de sortie (grandeurs temporelles) soit le plus exploitable possible [G] :

*L'entrefer constant.

*L'effet des encoches négligé.

*La distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer.

*Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.

*Les pertes ferromagnétiques négligeables.

*L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Permi les conséquences importantes de ces hypothèses ; on peut citer :

*L'additivité des flux.

*La constance des inductances propres.

*La loi de variation sinusoidale des inductances mutuelles entr les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leur axes magnetiques.

Dans le cadre de ces hypothèses et pour une machine équilibrée et montée en étoile ; on distingue trois types d'équations qui définissent entièrement son comportement à savoir :

*Les équations électriques.

*Les équations magnetiques.

*Les équations mécaniques.

2.4. Équations différentielles de la machine asynchrone

2.4.1. Les équations électriques

Ces équations différentielles vont nous permettre d'associer le vecteur tension ; le vecteur courant le vecteur flux pour les trois statoriques et les trois phases rotoriques.

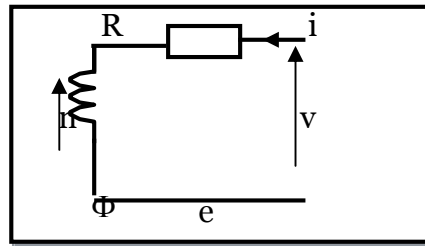
L'un des six enroulements statoriques ou rotoriques est représenté à la figure(2.2) .sa résistance est (R).traversé par le flux totalisé (Φ) définie

selon la normale orientée (\vec{n}) ;il est le siège d'une f.e.m.induite e loi de faraday :

$$e = -\frac{d}{dt}\Phi \quad (2.1)$$

Figure (2.2) : modèle d'une

phase avec f.e.m.



Cette dernier crée un courant induit (I).la loi d'Ohm donne :

$$I = \frac{e}{R} = -\frac{1}{R} \frac{d}{dt}\Phi \quad (2.2)$$

Finalement la loi des mailles s'exprime par la relation

$$V = RI + \frac{d}{dt}\Phi \quad (2.3)$$

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques et rotoriques :

$$\begin{bmatrix} V_s \\ V_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s \\ R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Où :

Les deux vecteurs de tension statoriques et rotoriques :

$$\begin{bmatrix} V_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{Sa} \\ V_{Sb} \\ V_{Sc} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} V_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Les deux vecteurs de courant statoriques rotoriques :

$$\begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{Sa} \\ I_{Sb} \\ I_{Sc} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} I_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Les deux vecteurs de flux statoriques rotoriques :

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{Sa} \\ \Phi_{Sb} \\ \Phi_{Sc} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$[R_s]$; $[R_r]$: Représentes les deux matrices de résistance ; elles regroupées les résistances de chacune des phases statoriques et rotoriques se met sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} R_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{Sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{Sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{Sc} \end{bmatrix}; \begin{bmatrix} R_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

2.4.2. Les équations magnétiques

Les trois phases statoriques (rotoriques) sont nom seulement magnétiquement couplés entre elles mais également avec les circuits électriques rotoriques (statoriques) ; par conséquent ; les courants de boucles rotoriques (statoriques) $[I_r]$ $[I_s]$; interviennent dans les équations des flux statoriques (rotoriques) comme le montre l'équation ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s \\ L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sr} \\ M_{rs} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_r \\ I_s \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$[L_s]$ $[L_r]$: Matrices inductances se compose des inductances propres ; de magnétisation et mutuelles des trois phases statoriques (rotoriques) elle peut se mettre sous la forme :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$[M_{sr}]$ $[M_{rs}]$: Matrices inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques où :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

θ : écart angulaire entre les axes des phases du stator et du rotor.

M_{sr} : maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

2.4.3. Les équations mécaniques :

L'étude des caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone fait introduire des variations non seulement des paramètres électriques (tension, courant, flux, fem) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) .

L'équation du mouvement de la machine s'écrit :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (2.11)$$

J : Moment d'inertie de la machine

f : Coefficient de frottement

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine

C_{em} : Couple électromagnétique développé par la machine donnée par l'expression

ω : Vitesse rotorique électrique

p : Nombre de paires de pôles

Ω : Vitesse mécanique donnée par : $\Omega = \frac{\omega_r}{p}$

Le couple est donné par l'expression suivante issue de considérations sur la conversion électromécanique de l'énergie:

$$C_{em} = p \begin{bmatrix} i_{as} & i_{bs} & i_{cs} \end{bmatrix} \frac{d}{d\theta} M_{sr} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

2.5.Transformation Triphasé_Biphasé :

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé (a,b,c) vers un système biphasé ; il existe principalement deux transformations Clark et Concordia où :

La transformation de Clark conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple.

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Tandis que celle de Concordia ;qui est normé ;elle conserve la puissance mais pas les amplitudes.

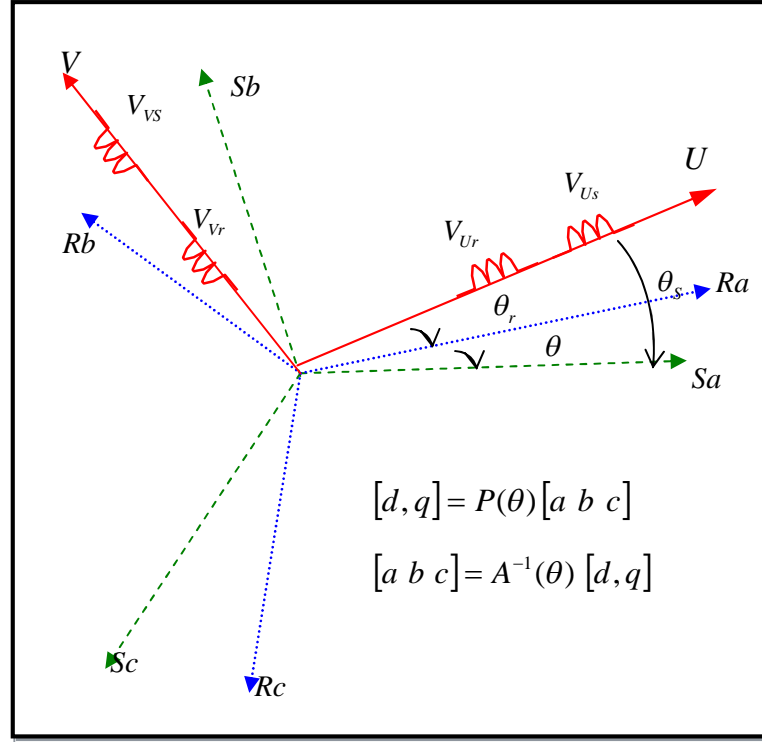
$$C = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

2.5.1.La transformation de Park

La transformation de Park est constitué d'une transformation triphasé biphasé suivie d'une rotation .elle permet de passer du repère (a, b, c) vers le repère (α, β) puis vers le repère (U ,V) est mobile ; il forme avec le repère fixe (α, β) un angle qui est appelé l'angle de transformation de Park ou l'angle de Park. A condition de conserver la force magnétomotrice et la

puissance instantanée. Permettent d'avoir un modèle relativement simple de la machine.

On utilise ainsi la transformation de Park, qui est construite à partir des équations électriques de la machine.



Figure(2.3) : Passage de système triphasé ou système biphasé.

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Tel que :

$P(\theta)$: Matrice de transformation de Park;

$P^{-1}(\theta)$: Matrice inverse de Park.

Avec :

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

$\theta = \theta_s$ Pour le stator (angle entre l'axe od et la phase a du stator).

$\theta = \theta_r$ Pour le rotor (angle entre l'axe od et la phase a du rotor).

$\sqrt{\frac{2}{3}}$: Conserve la puissance instantanée.

2.5.2.Modèle de Park de Machine asynchrone

La transformation de PARK consiste à appliquer aux courants, tensions et flux. La composante homopolaire est nulle; pour un système triphasé équilibré.

2.5.2.1.Equations électriques

En multipliant les deux équations (2.4) et (2.9) par la matrice de transformation de PARK $[P(\theta)]^{-1}$ des deux côtés, et après tout calcul fait on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{US} \\ V_{VS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{US} \\ I_{VS} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w_s \\ w_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{US} \\ \Phi_{VS} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{US} \\ \Phi_{VS} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\begin{bmatrix} V_{Ur} \\ V_{Vr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{Ur} \\ I_{Vr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -w_r \\ w_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{Ur} \\ \Phi_{Vr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{Ur} \\ \Phi_{Vr} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Où :

$$[P(\theta)] \left[\frac{d[P(\theta)]^{-1}}{dt} \right] = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left(\frac{d\theta}{dt} \right) \quad (2.19)$$

$$w_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad ; w_r = \frac{d\theta_r}{dt} = (w_s - w)$$

2.5.2.2. Equations magnétiques

La transformation de Park des équations magnétiques donne:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dS} \\ \Phi_{qS} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Le nombre des paramètres électromagnétiques est réduit, tel que:

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique;

$L_r = l_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique;

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre rotor stator.

2.5.2.3. Equations mécaniques

L'expression du couple électromagnétique est obtenue à partir de la dérivée de la co-énergie magnétique par rapport à l'angle θ_r

$$C_e = \frac{\partial w_e}{\partial \theta_r} \quad (2.21)$$

Où w_e est l'énergie électromagnétique :

$$w_e = wL_m(I_{vs}I_{Ur} - I_{Us}I_{Vr}) \quad (2.22)$$

Le couple électromagnétique s'obtient en divisant w_e par la vitesse mécanique :

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad C_{em} = pL_m(i_{Vs}i_{Ur} - i_{Us}i_{Vr}) \quad (2.23)$$

Dans le modèle d'état avec courants statoriques et flux rotoriques l'expression du couple sera :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{Ur}i_{Vs} - \phi_{Vr}i_{Us}) \quad (2.24)$$

2.6. Définitions des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe (d,q) qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté aux problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux.

2.6.1. Référentiel fixe par rapport au stator

Se traduit par les conditions suivantes :

$$\theta_s = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{d\theta_s}{dt} = w_s = 0$$

$$\theta_r = -\theta \quad \Rightarrow \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} \quad (w_r = -w)$$

Les indices u et v sont respectivement remplacés par les α ...et β ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées .ses courants et ses tension sont réels. Il est choisi lorsqu'on étudier les variations simultanées de la fréquence d'alimentation et de la vitesse de rotation (régimes démarrages et de freinage des machines à courant alternatif).

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{\alpha s} \\ I_{\beta s} \\ I_{\alpha r} \\ I_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & w \\ 0 & 0 & -w & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta s} \\ \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\alpha s} \\ \Phi_{\beta s} \\ \Phi_{\alpha r} \\ \Phi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

2.6.2. Référentiel fixe par rapport au rotor

Les indices u et v sont respectivement remplacés par les x et y. Ce référentiel est utilisé pour étudier les processus transitoires des machine à courant alternatif il est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante.

Et r étudier des variations des grandeurs statoriques.

Il se traduit par les conditions :

$$\theta_s = \theta \quad \Rightarrow \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} \quad (w_s = w)$$

$$\theta_r = 0 \quad \Rightarrow \quad \frac{d\theta_r}{dt} = w_r = 0$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{xs} \\ V_{ys} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xs} \\ I_{ys} \\ I_{xr} \\ I_{yr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -w_s \\ 0 & 0 & w_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \\ \Phi_{xr} \\ \Phi_{yr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{xs} \\ \Phi_{ys} \\ \Phi_{xr} \\ \Phi_{yr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

2.6.3. Référentiel fixe par rapport au champ tournant

Ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent ; raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande.

Il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = W_s \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = W_s - W = W_r.$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -w_s \\ 0 & 0 & w_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -w_r \\ 0 & 0 & w_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

*Ce référentiel que nous allons choisir par ce qu'il est mieux adapté à notre étude.

2.7.Mise sous forme d'équation d'état

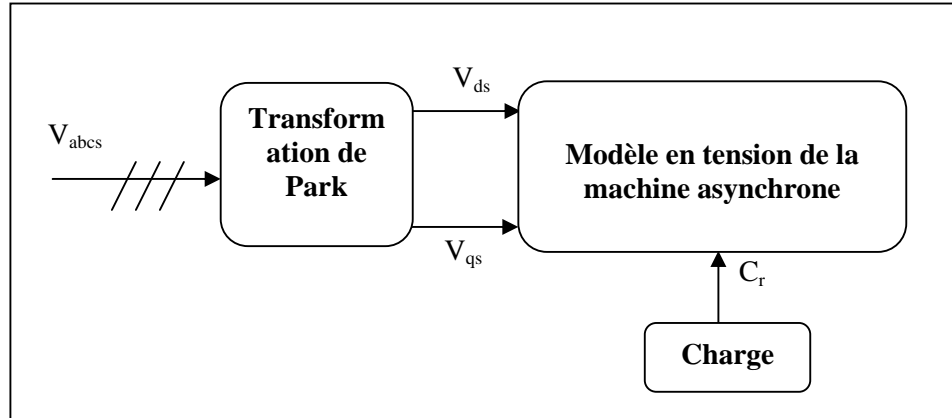


Figure.2.4 : Schéma bloc de simulation.

Une machine asynchrone alimentée en tension, a comme variables de commande, les tensions statoriques V_{sd} et V_{sq} et comme perturbation le couple résistant C_r . Elle peut être décrite par plusieurs variables d'état. Notre étude sera limitée à un seul cas représenté par les courants statoriques et les flux rotoriques.

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état Le modèle sera de la forme :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Avec

$$\begin{bmatrix} X \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sd} & I_{sq} & \phi_{rd} & \phi_{rq} \end{bmatrix}^T \quad \text{Vecteur d'état (vecteur sortie) .}$$

$$\begin{bmatrix} V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sd} & V_{sq} \end{bmatrix} \quad \text{Vecteur de commande(d'entrée)}$$

$\begin{bmatrix} A \end{bmatrix}$: matrice d'évolution d'état du système.

$\begin{bmatrix} B \end{bmatrix}$: matrice de système de commande.

Après arrangement des équations (2.20) et (2.27), on obtient le système suivant :

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{1-\sigma}{T_r \sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{M T_r \sigma} & \frac{1-\sigma}{M \sigma} \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r}\right) & -\left(\frac{1-\sigma}{M \sigma}\right) \omega & \frac{1-\sigma}{M T_r \sigma} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

et la matrice de commande :

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \quad \text{Coefficient de dispersion}$$

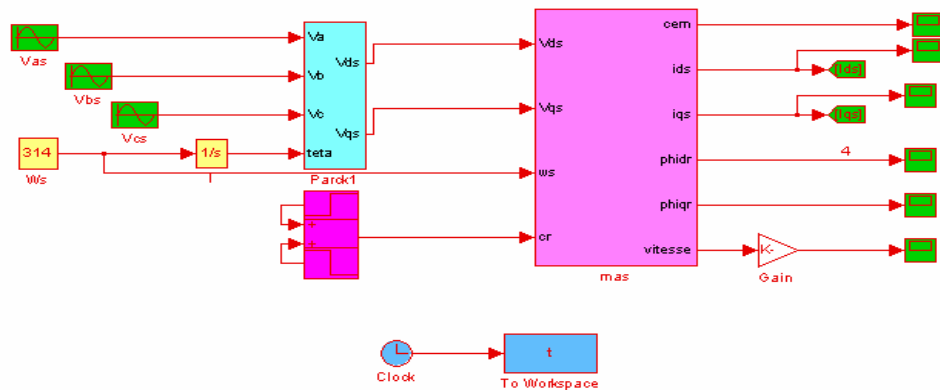
$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \text{Constante de temps statorique.}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{Constante de temps rotorique.}$$

2.8.Résultat de simulation et interprétation

2.8.1.Présentation du logiciel de travail

La simulation ,bien connue de nos jours des machines électriques et des entraînements, permet d'analyser les résultats des système avec beaucoup de précision. Dans notre cas toutes les simulations sont effectuées par le logiciel MATLAB et SIMULINK sous MATLAB. Il permet de résoudre des équations différentielles pouvant comporter certains types de nonlinéarités. Il comporte des modules qui peuvent réaliser des fonctions comme la Sommation, l'Integration, Multiplication,le Retard,etc. Dans le cas d'une integration, il est impératif de spécifier la valeur initiale (elle est d'ailleurs prise égale à zéro par défaut). Il offre également plusieurs méthodes de résolution numérique des équations différentielles (Euler,Runge Kutta d'ordre 3, Runge Kutta d'ordre 5, Adams, Gear, etc) en choisissant convenablement le pas d'integration adapter à la dynamique du système à résoudre.



Figure(2.5) Structure en schéma –bloc de la MAS alimentée en tension

2.8.2. Les résultats de simulation

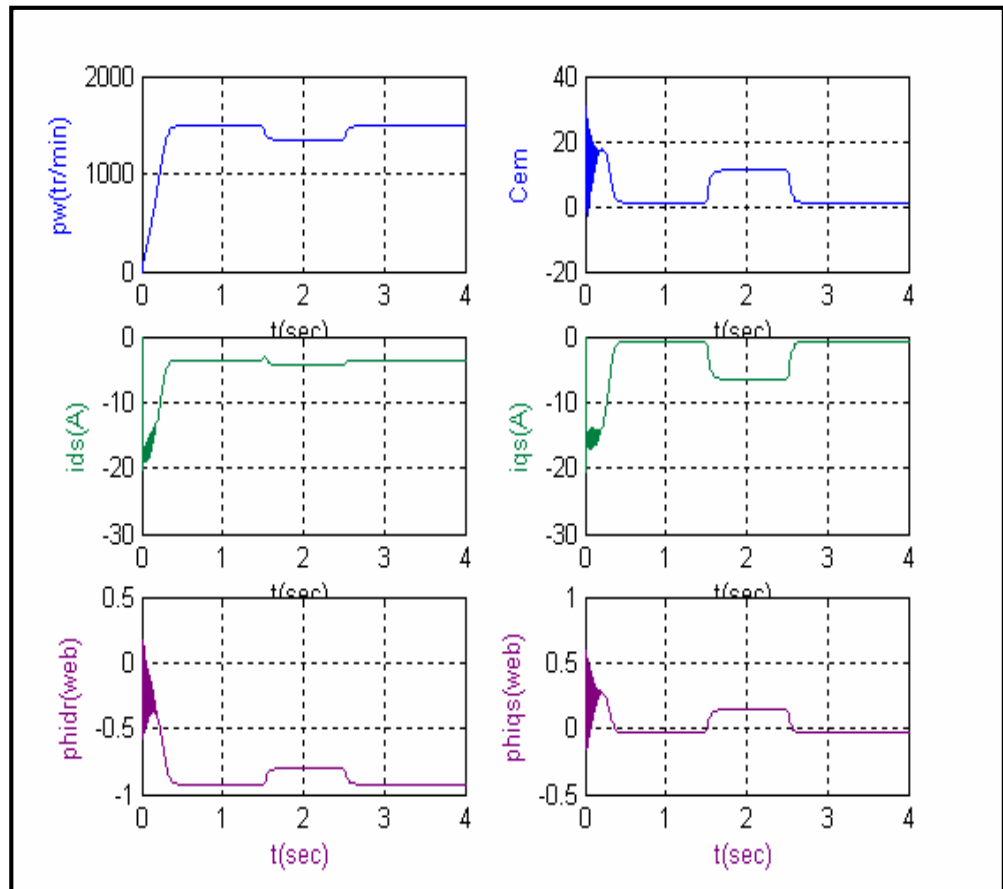


Figure (2.6) : Représente la simulation de la MAS liée au champ tournant

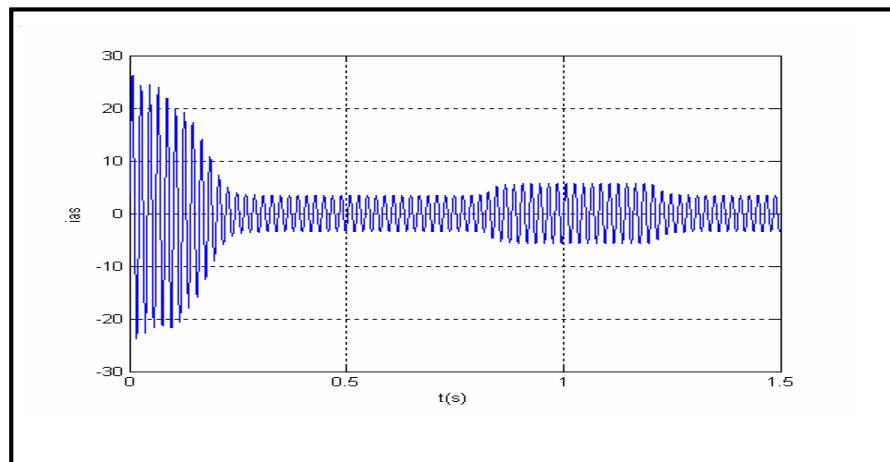


Figure (2.7): représente le courant statorique de la phase (a).

2.8.3. Interprétations et commentaires

L'examen des courbes de la figure (2.4) permet de constater que le démarrage à vide sous la pleine tension sous une fréquence de 50 (Hz), permet d'avoir un temps d'établissement des courants statoriques et rotoriques de (0.3 s), et le couple atteint une valeur maximal de 30 (N.m) avant de se stabiliser à une faible valeur en régime permanent.

Les courants statoriques (I_{ds} et I_{qs}) se stabilisent respectivement à une valeur constante très faibles. Les courants rotoriques (ϕ_{dr} et ϕ_{qr}), du fait que la machine n'est pas sollicitée par une charge ($C_r = 0$ N.m), se stabilisent également à des valeurs nulles.

On alimentent la MAS par un convertisseur (redresseur+filtre LC et un onduleur MLI) on fait la modélisation de cette dernière.

2.9. L'association de la MAS avec un convertisseur

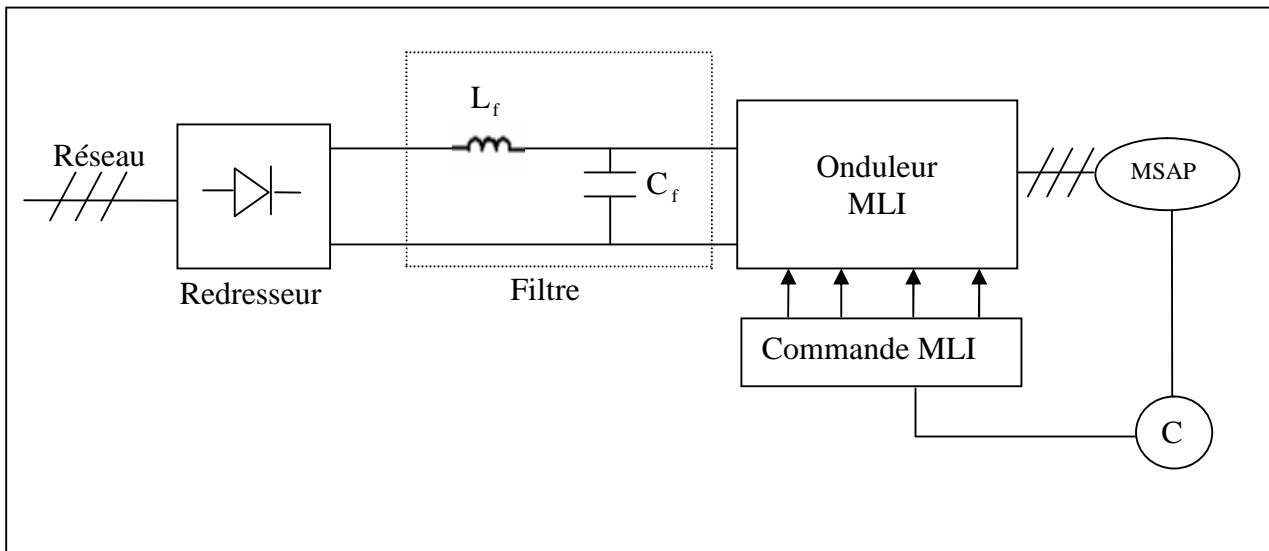


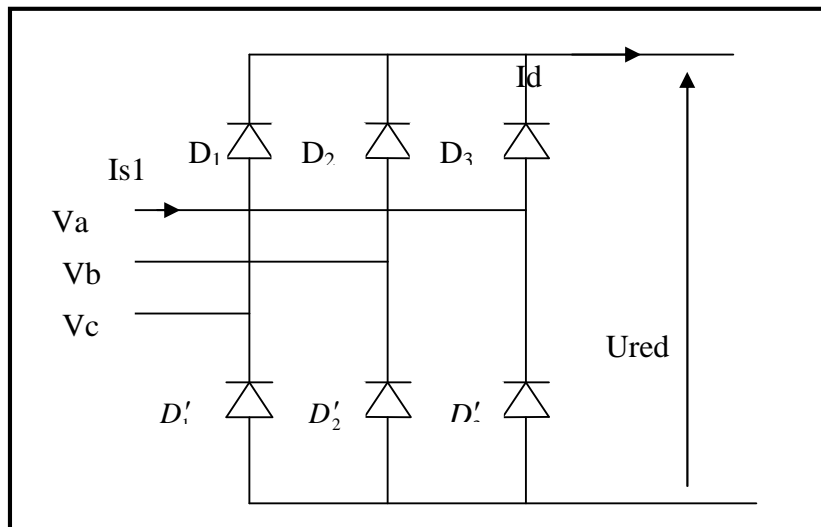
Figure (2.8) Schéma de l'ensemble Convertisseur- MSA

2.8.1.La Modélisation de Convertisseur

2.8.1..2.Mdélisation de redresseur

Les redresseurs sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative continu (AC/DC). Alimentés par une source de tension alternative, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie.(G)

Nous utilisons le pont triphasé à diodes alimenté par un système de tension sinusoïdales triphasées, schématisé par la figure (II.7).



Figure(2.8):schéma équivalent d'un redresseur à diode.

Chacune des diodes D_i $i=1,2,3$ conduit lorsque son anode est au potentiel positif plus élevée ; D_i Conduit si $V_i = \text{Max}(V_j); i = 1,2,3; j = 1,2,3$.

Chacune des diodes D'_i $i=1,2,3$ conduit lorsque sa catode est au potentiel négatif le plus faible ; D'_i Conduit si $V_i = \text{Min}(V_j); i = 1,2,3; j = 1,2,3$.

Pendant chaque séquence de conduction, la tension U_d à la sortie du redresseur est :

$$U_d = \text{Max}(V_j) - \text{Min}(V_j) \quad (2.31)$$

où: $j=1,2,3$.

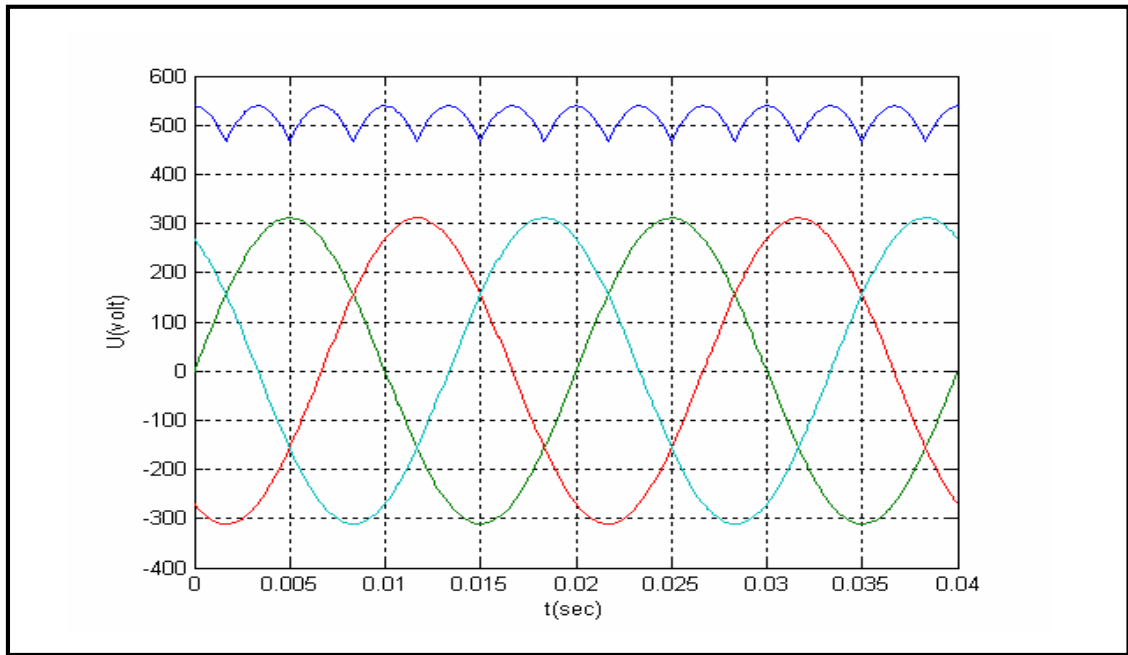


Figure (2.9): Représente la tension redressée.

2.8.1.3. Modélisation de Filtre L-C :

Le filtrage de fréquences est encore appelé filtrage linéaire parce qu'il consiste dans le cas du filtrage analogique (encore appelé à temps continu), en une combinaison linéaire des signaux et leurs dérivées (ou de leur intégrales). Nous utiliserons le filtrage de fréquences pour agir sur la représentation fréquentielle des signaux, la modifier : davantage d'aigus, davantage de graves, atténuation de telles fréquences gênantes, renforcement de telles autres, etc. Filtrer un signal, c'est donc bien modifier sa représentation fréquentielle. Le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé comme suit :

*Il dérive les harmoniques des courants créés par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés dans le réseau d'alimentation.

*Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation, que ces fluctuations viennent du redresseur (filtrage des harmoniques de la tension redressée) ou du débit instantané variable de l'onduleur, le maintien de cette tension continue apparaît comme un facteur favorisant la stabilité des montages variateurs de vitesse.

*Il limite la vitesse de croissance des courants de court-circuit, en freinant les grandeurs qui interviennent.

*Pour le dimensionnement du filtre on prend en considération les paramètres suivant :

*la tension U_f d'alimentation de la charge.

*la composante continue du courant exigé I_f ,

*l'ondulation maximale de ce courant et celle tolérée sur la tension U_f dans les plus mauvaises conditions.

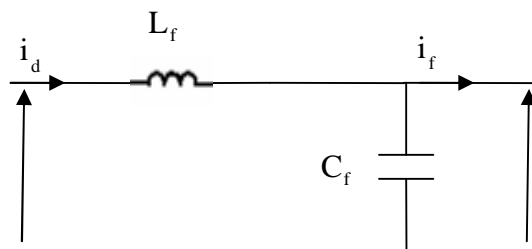


Figure (2.10) Schéma de filtre LC

Equation du filtre :

$$\begin{cases} L_f \frac{di_d}{dt} = U_d - U_f \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C_f} i_f \end{cases} \quad (2.32)$$

****Calcul des paramètres**

En combinant les deux équations précédentes, nous obtenons la fonction de transfert $F(S)$ du filtre :

$$F(S) = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{L_f C_f S + 1} \quad (2.33)$$

La pulsation de coupure correspondante est :

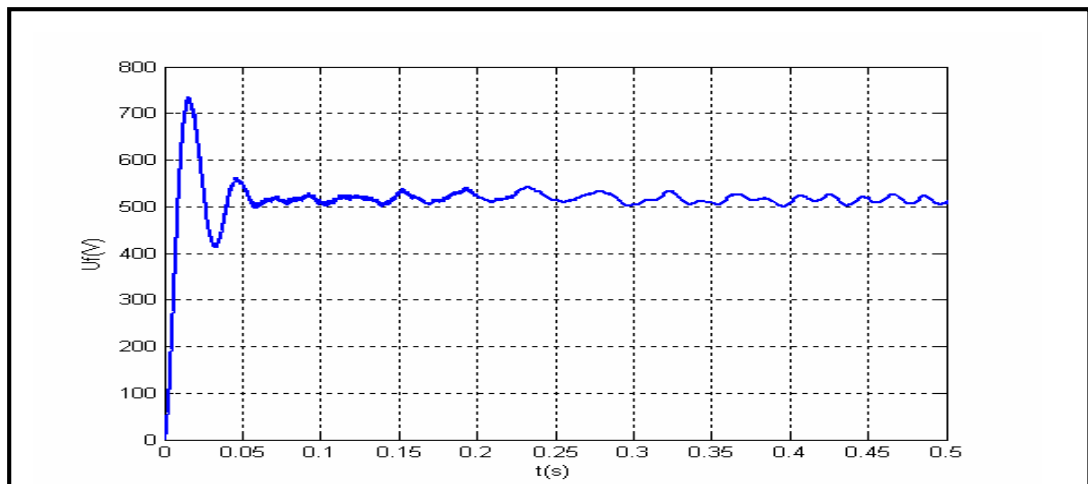
$$\omega_r = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f}} \quad (2.34)$$

Pour limiter les ondulations du courant i_d et de la tension U_f , il faudra que :

$$\omega_f < 2\pi f \text{ Où } f \text{ est la fréquence de réseau } (f=50 \text{ Hz}).$$

$$C_f = 0.00025 \mu F$$

$$L_f = 0.1$$



Figure(2.10):Représente la tension filtrée

II.9.1.4. Modélisation d'un onduleur

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques de assurent la conversion continu alternative. Alimentés en continu, il modifie de la façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. l'onduleur autonome dépend de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté.

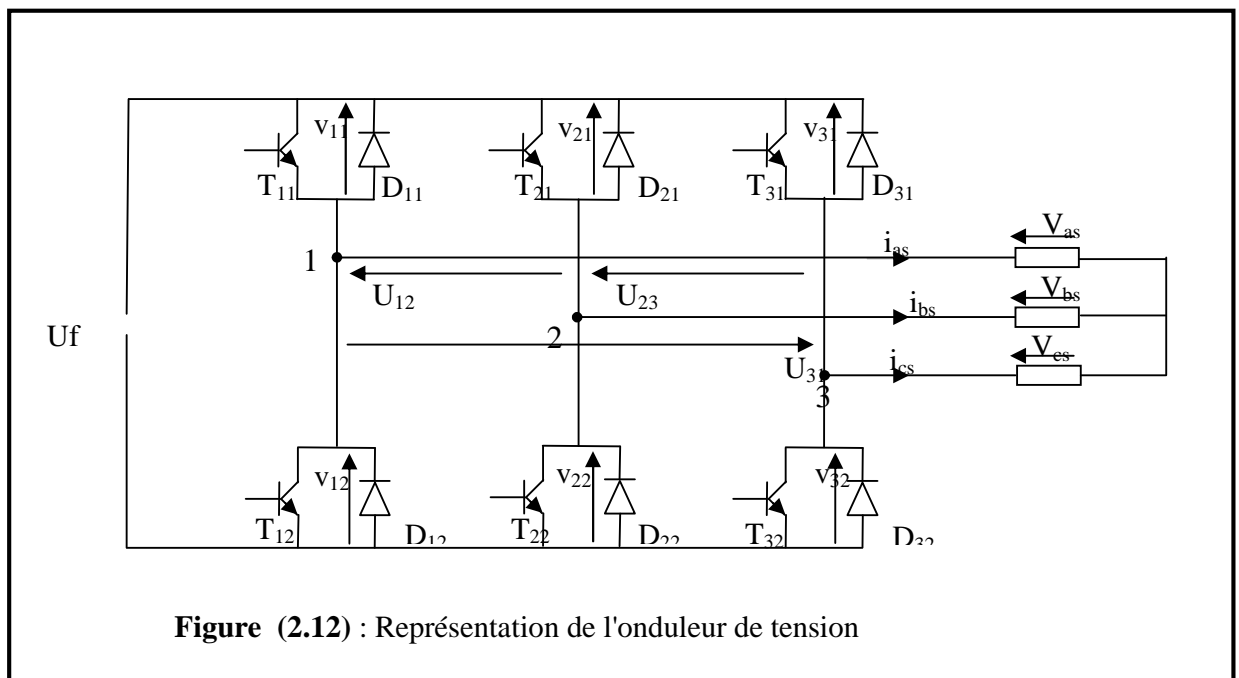
Cela conduit à distinguer :

*Les onduleurs de tension, alimentés par une source de tension continue.

*Les onduleurs de courant, alimentés par une source de courant continue.

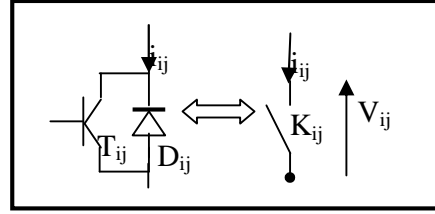
Les onduleurs de tension à fréquence variable servent à réaliser des entraînements à vitesse variable avec moteurs à courant alternatif ; il est constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. (livre ele)

La figure (2.11) : représente la structure d'un onduleur triphasé de tension alimentant une charge triphasée équilibrée.



Chaque paire (transistor, diode) peut être représenté par un interrupteur,

comme suit :



2.9.1.4.1 Fonctionnement de l'onduleur

Chaque interrupteur K_{ij} ($i \in \{1,2,3\}$, $j \in \{1,2\}$), supposé idéalisé introduit une fonction de connexion f_{ij} ; le courant i_{ij} qui le traverse et la tension à ses bornes s'écrivent respectivement :

$$i_{ij} = f_{ij} i \quad \text{et} \quad v_{ij} = (1-f_{ij}) E$$

Avec :

$$f_{ij} = 0 \quad \text{interrupteur ouvert,} \quad f_{ij} = 1 \quad \text{interrupteur fermé.}$$

$$v_{ij}: \text{ tension commutée.} \quad i_{ij}: \text{ courant commuté.}$$

$$i: \text{ courant de la phase } i ; i \in \{i_{as}, i_{bs}, i_{cs}\}.$$

Chaque cellule est formée de deux interrupteurs ; comme la conduction est considérée toujours continue, à un instant donné un seul de ces interrupteurs est fermé de sorte qu'il en résulte une liaison rigide entre leurs fonctions de connexion soit :

$$f_{i1} + f_{i2} = 1$$

L'expression des tensions composées est donnée par :

$$U_{12} = v_{as} - v_{bs} = v_{21} - v_{11}. \quad (2.35)$$

$$U_{23} = v_{bs}-v_{cs} = v_{31}-v_{21}. \quad (2.36)$$

$$U_{31} = v_{cs}-v_{as} = v_{11}-v_{31}. \quad (2.37)$$

En introduisant les fonctions de connexion relatives à chacun d'entre eux,il vient

$$\begin{bmatrix} U_{12} \\ U_{23} \\ U_{31} \end{bmatrix} = Uf \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Il, en découle :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}Uf \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{11} \\ f_{12} \\ f_{13} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

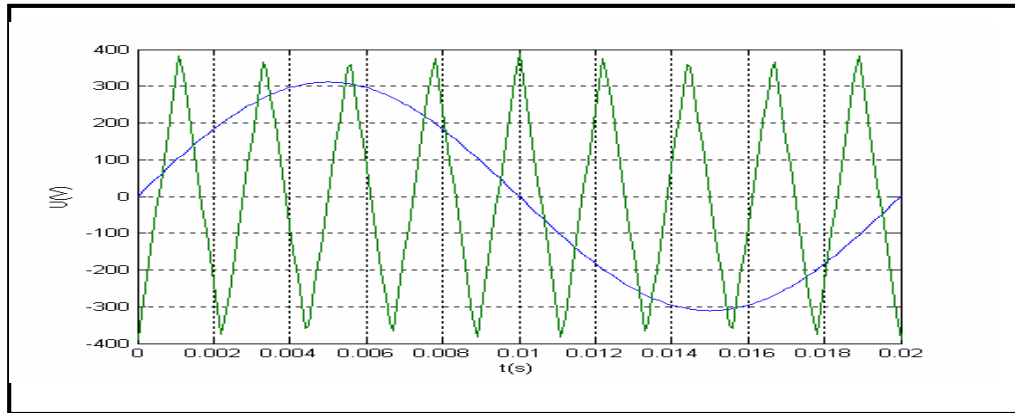
2.9.1.4.2.Stratégie de commande :

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique M.L.I (modulation de largeur d'impulsion), cette technique consiste à générer les six tensions de sortie de fréquence f à un signal triangulaire appelé porteuse de fréquence f_p élevé par rapport à la fréquence f . Pour une référence sinusoïdale,deux paramètres suffisent pour caractériser la commande :

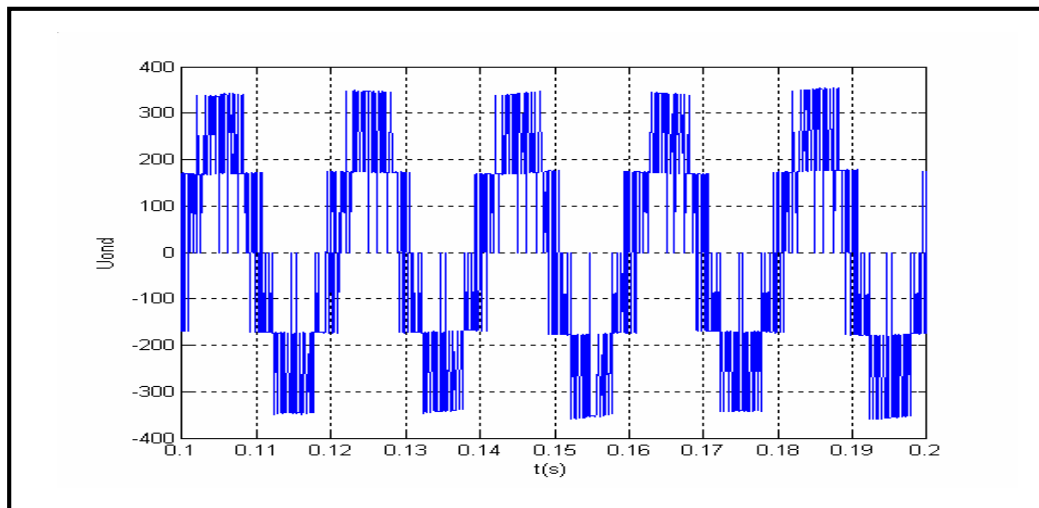
*L'indice de modulation **m** , égal au rapport f_p/f des fréquences de modulation et de références.

*Le coefficient de réglage en tension **r** , égal au rapport de l'amplitude de la référence à la valeur de crête de modulation (V_m/V_{pm}). (Edep)

La **figure (2.13)** représente l'allure des signaux de porteuse et de référence pour l'alimentation dans le cas ou $m=21$, $r=0.8$.(livre,B)



Figure(2.13): Représentation de la tension (V_{as}) et la porteuse.



Figure(2.14): Représentation de la tension ondulée.

II.10. Résultats de simulation avec convertisseur

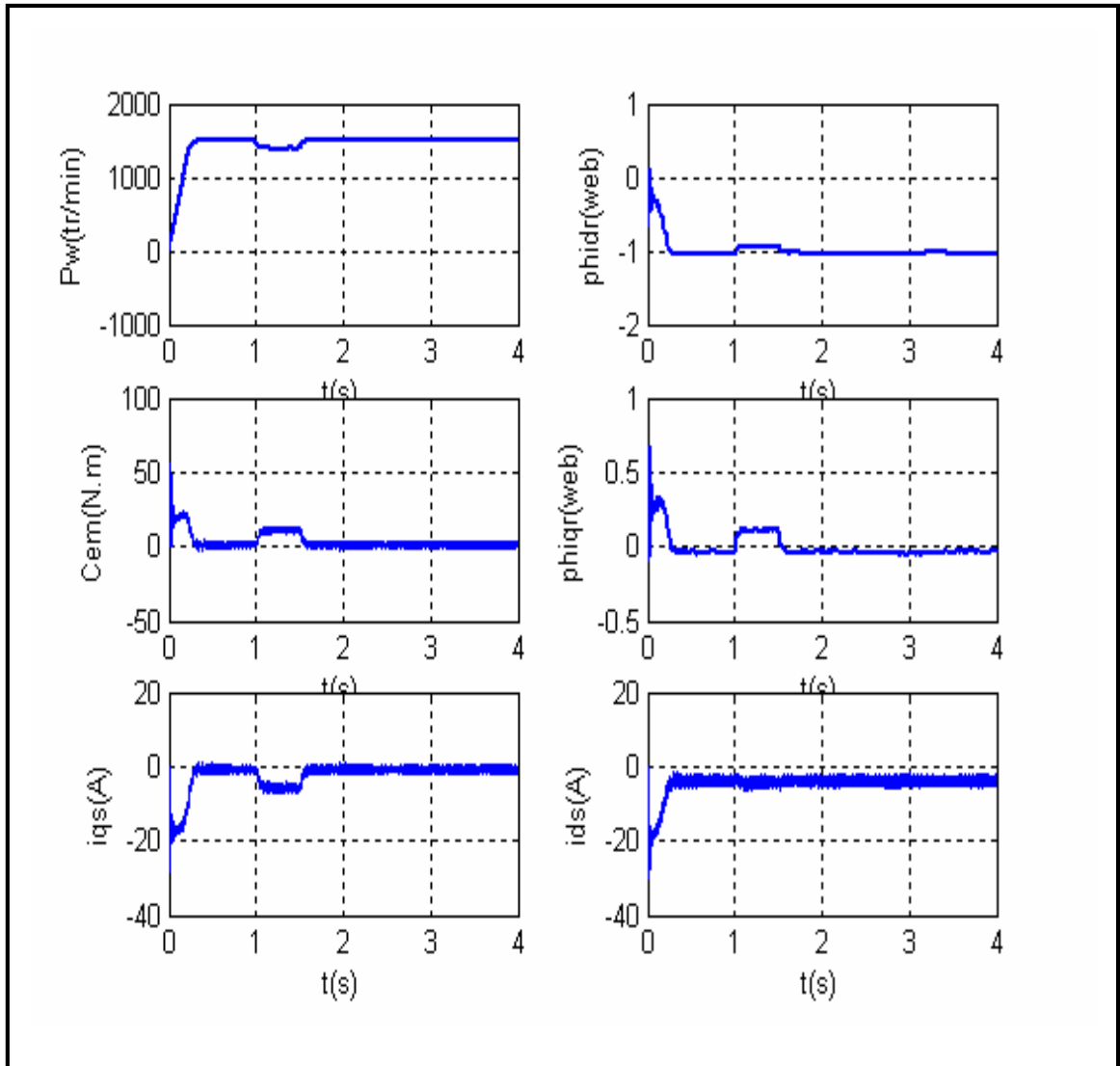


Figure (II.15): Représentation des résultats de simulation avec convertisseur.

2.10.1. Interprétations et commentaires

La figure (II.15) présente démarrage de la machine asynchrone alimentée par un onduleur MLI. Après que le régime permanent est atteint nous avons appliqué une perturbation au niveau de la charge $C_r=10$ N.m à l'intervalle $[1 \ 1.5]$ s. La comparaison de ces résultats avec celles obtenus dans le cas d'une alimentation sous pleine tension montre la différence des deux formes du couple. Lorsque la machine est alimentée par un onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors de régime transitoire, mais présente des ondulations. Les allures des composantes du flux et du courant semblables à celle que nous avons obtenu avec alimentation sous pleine tension.

2.11. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du moteur asynchrone alimenté par une source de tension sinusoïdal triphasée et équilibrée à fréquence constante établi sous des hypothèses simplificatrices. Après, nous avons utilisé la transformation du Park pour éviter la complexité des équations différentielles. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

En fait, dans ce chapitre nous avons considéré la cage comme une seule masse, par contre, dans le chapitre qui suit la cage est considérée comme des barres adjacentes interconnectées entre elles. En effet, pour étudier le comportement de la machine vis-à-vis les défauts rotoriques; Nous allons modéliser la machine asynchrone, en considérant que le rotor est constitué de N mailles.