



République Algérienne Démocratique et populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Centre Universitaire d'El-Oued

Département d'Electrotechnique de l'ingénieur

Mémoire de fin d'Etude Pour l'Obtention du diplôme de :

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

Option : réseau Electrique

thème:

Commande adaptative de la machine
asynchrone monophasée

Proposé et dirigé par :

➤ **Khechekhouche Ali**

Etudie par :

- Medini Hafnaoui
- Daha Khaled Nasreddine
- Souid Mohammed

2008

SOMMAIRE

Remerciement

Sommaire

Notation

Introduction générale.....2

Chapitre I :

Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone Monophasée

Introduction.....3

I-1.Généralités sur les moteurs asynchrones monophasés.....3

 I-1.1.Constitution.....3

-Le Stator3

-Le Rotor4

 I-1.2.Principe de fonctionnement4

 I-1.3.Principe de démarrage :5

 I-1.4.Remarque sur le dimensionnement de condensateur.....7

I-2.Réglage de vitesse7

I-3.Modélisation de la machine asynchrone à condensateur permanent dans un référentiel lié au stator.....8.

 I-3.1.Equations électriques de la machine10

 ❖Transformation de rotation dans un référentiel lié au stator.....12

 I-3.2.Détermination du couple électromagnétique13

 I-3.3.Equation mécanique de la machine14

I-4.Simulation de la machine à condensateur permanent et interprétation.....17

I-5.Modélisation de la machine monophasée sans condensateur20

 I-5.1.Modèle de la machine dans un référentiel lié au stator:20

 I-5.2.Modèle de la machine dans un référentiel lié au champ tournant21

I-6.Simulation de la machine sans condensateur et interprétation.....24

Conclusion.....27

Chapitre II :***Etude de l'alimentation de la MAS monophasée***

<i>Introduction</i>	28
<i>II-1.Modélisation de l'alimentation</i>	29
<i>II-1.1.Le redresseur</i>	29
<i>II-1.2 .Le filtre</i>	30
<i>II-1.3.L'onduleur</i>	31
<i>II-2.Modélisation et fonctionnement de l'onduleur</i>	32
<i>II-2-1 Structure de l'onduleur à trois niveaux</i>	32
<i>II-2.2.Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux</i>	32
<i>II-2.3.Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux</i>	34
<i>II-2.4.Variation de vitesse du moteur monophasé alimenté par onduleur</i>	36
<i>II-3.Commande de la MASM à condensateur permanent en tension par modulation (MLI)</i>	36
<i>II-3.1.Modulation sinus-triangule</i>	37
<i>II-3.2.Caractéristique de la modulation</i>	37
<i>II-3.3.Modèle de l'onduleur monophasé en pont complet</i>	39
<i>II-4.Alimentation du moteur monophasé à condensateur</i>	39
<i>II-4.1.Onduleur monophasé avec diviseur capacitif (à demi pont)</i>	39
<i>II-4-2 Onduleur monophasé en pont complet</i>	40
<i>II-5.Simulation et interprétation</i>	42
❖ <i>Alimentation en tension avec un onduleur à trois niveaux</i>	42
<i>II-6.Alimentation du moteur monophasée sans condensateur</i>	44
<i>II-6.1.Onduleur triphasé</i>	44
<i>II-6.2.Onduleur biphasée avec neutre accessible</i>	45
<i>II-6.3.Onduleur à quatre bras</i>	45
<i>II-7.Application de l'association onduleur biphasé-machine</i>	46
<i>II-7.1.Alimentation en tension par la stratégie de modulation à échantillonnage naturelle</i> .46	
<i>II-7.1.1.La stratégie naturelle à deux niveaux</i>	46
<i>II-7.1.2.La stratégie naturelle à trois niveaux</i>	47
<i>II-8.Simulation et interprétation</i>	49
<i>Conclusion</i>	51

SOMMAIRE	1
-----------------------	----------

Chapitre II :	2
Etude de l'alimentation de la MAS monophasée	2
SOMMAIRE	1
Chapitre II :	2
Etude de l'alimentation de la MAS monophasée	2
Introduction.....	62.
IV.1 Définition.....	62
IV.1.1 Principe de la commande adaptative par modèle référence.....	63
IV.1.2. Différentes configuration de la commande adaptative par modèle de référence	63
IV-2. Différentes structures du système du commende adaptative avec modèle de référence	65
a) Structure Parallèle	65
b) Structure Série	65
c) structure série-parallèle	66
IV-3. Description.....	66
IV.4. Commende linière par poursuite d'un modèle (LMFC)	68
IV.5. Application à la machine asynchrone monophasée	69
IV.5.1 Equations d'état du système continu	69
IV.5.2. Modèle de référence basé sur la orientation du flux	70
IV.5.3 Réglage de vitesse et de flux par LMFC	70
IV Simulation.....	72
<i>Conclusion générale</i>	<i>77</i>
<i>Annexes</i>	
<i>Bibliographique</i>	

NOTATIONS

Liste des principaux symboles et variables :

$MASM$: Machine asynchrone monophasé.

U_f : Tension continue à l'entrée de l'onduleur.

I_s : Courant à l'entrée de l'onduleur.

L_f, C_f : Inductance et capacité du filtre.

$f=50$ Hz : Fréquence du réseau.

S_1, S_2 = Indices correspondant aux phases du stator .

R_1, R_2 : = Indices correspondant aux phases du rotor.

S, r = Indices des grandeurs statoriques et rotoriques.

d, q = axes longitudinal et transversal du repère de rotation.

R : Résistance.

L_s, L_r : Inductances propres du stator et du rotor.

M : Inductance cyclique mutuelle.

T_I : Couple résistant .

J : Moment d'inertie de la partie tournante.

f : Coefficient de frottement visqueux .

P_m : Nombre de paires de pôle .

Ω, ω_m^* : Vitesses mécanique et électrique de la machine respectivement.

ω_s : Pulsation des grandeurs statoriques .

ω_{sI} : Vitesse de glissement.

ϕ : Flux.

$\Omega_{réf}, \phi^*, T_e^*$: Vitesse mécanique, flux et couple de références respectivement.

K_p : Paramètre de l'action proportionnelle.

K_i : Paramètre de l'action intégrale.

P : Opérateur de LAPLACE.

Notations

MLI: Modulation de Largeur d'impulsion.

m: L'indice de modulation.

r: Coefficient de réglage en tension.

g: Glissement.

NPC: Neutral Point Clamped .

I_a: Courant d'induit.

I_f: Courant d'excitation

I_d: Composante de courant statorique suivant l'axe d.

I_q: Composante de courant statorique suivant l'axe q.

MCC: Machine a courant continu

Φ_f: Flux d'inducteur

Φ_{dr}: Composante du flux rotorique suivant l'axe d.

Φ_{qr}: : Composante de flux rotorique suivant l'axe q.

e_{ds}, *e_{qs}* : : Composante de la force électromotrice de compensation.

FOC: Commande de Flux Orientation.

PI: Régulateur de vitesse.

Φ_m: Le flux rotorique nominal.

Ω_n : La vitesse rotorique nominal.

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte.

Introduction générale

Les machines électriques se regroupent en quelques catégories , il y a les machines monophasées , biphasées , triphasées....etc

Ce travail est désigné à la commande de la machine asynchrone monophasée

- ❖ Dans le premier chapitre de ce mémoire on étudie la machine asynchrone monophasée et son principe de fonctionnement en utilisant quelques hypothèses qui simplifié le travail, puis on détaille le principe de démarrage avec un condensateur et sans condensateur , on utilise le programme SIMULINK en MATLAB pour réaliser le travail
- ❖ Dans le deuxième chapitre on essaie de changer la source d'alimentation , qui été parfaite pour la machine dans le premier chapitre , on une alimentation par onduleur contrôlé par système MLI (modulation de largeur impulsions), après ce la on a effectué la simulation
- ❖ A travers le troisième chapitre on étudie la commande vectorielle d'une machine asynchrone monophasée où on a divisé les stratégies de commande en deux parties :
 - méthodes directe
 - méthode indirecte ,

Pour en finir avec la méthode indirecte , on mets un schéma fonctionnelle de commande , c'est un schéma qui explique le troisième chapitre entier

- ❖ le dernier chapitre est concerné la commande adaptative par modèle de référence , on commence par sa configuration , puis on classe les structures du système du commande adaptative en :
 - structures parallèle
 - structures série
 - structures série-parallèles

Pius on arrive au système LMFC (commande linéaire par poursuite d'un modèle),et a la fin du chapitre on mets une schéma globale explicatif qui résumer tout la chapitre

On terminera la mémoire par une conclusion générale .

Introduction :

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toute fois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor .

Par ailleurs , pour étudier une machine électrique , le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité.

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues. Mais, on ne peut parler de la commande de la machine asynchrone, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé, de son alimentation et de sa commande.

I-1. Les moteurs asynchrones monophasés:

Le moteur asynchrone monophasé a un bobinage statorique à une phase ,son rotor est à cage ; il était bobiné , il devrait être polyphasé . Ces moteurs utilisés pour des applications de petites puissances. La vitesse de rotation d'un moteur asynchrone monophasé est toujours inférieure à la vitesse du synchronisme [1],[2]

Ces moteurs ont généralement une puissance inférieure à 1 kW, ils sont utilisés dans l'industrie et les installations domestiques ou ils équipent une bonne partie des appareils électroménagers ; et ces moteurs composent deux pièces principales:

le stator (fixe) et le rotor (tournant).

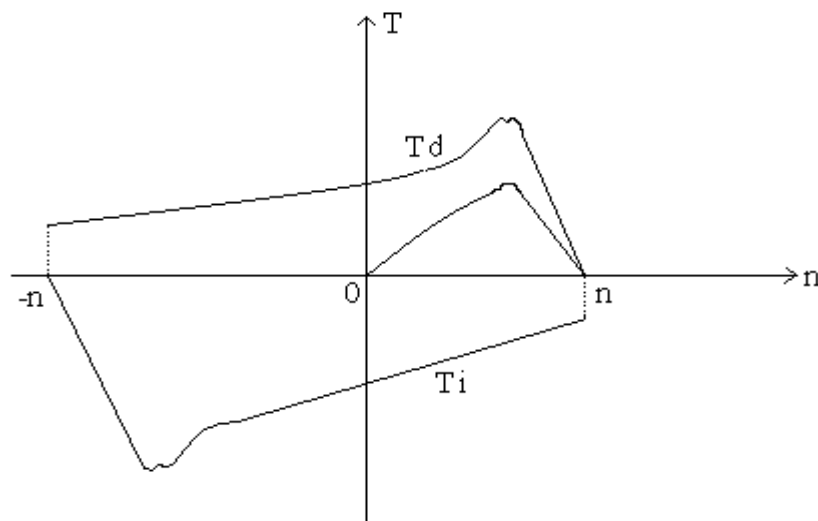
Le stator comporte une carcasse en acier renfermant un empilage de tôles identiques qui constituent un cylindre vide ; ces tôles sont percées de trous à leur périphérie intérieure. L'alignement de ces trous forme des encoches dans lesquelles on loge un bobinage

Le rotor est constitué de conducteurs en court circuit qui sont parcourus par des courants induits par le champ magnétique créé par les courants statoriques. C'est la principale différence avec une machine synchrone, laquelle a un rotor avec un champ magnétique provenant d'aimants permanents ou de bobines alimentées en courant continu .

I-1-1.Principe de fonctionnement:

La f.m.m statorique crée un flux alternatif d'axe fixe . On peut le décomposer en deux d'amplitude constante , tournant l'un dans un sens , l'autre dans l'autre à la vitesse : $\Omega = \omega/p$.Chacun induit des courant dans la rotor et tend à l'entrefer dans le même sens que lui .A l'arrêt les deux couples opposés ont des valeurs égales , le couple de démarrage est nul .

Si ,par un moyen quelconque on donne au rotor une vitesse initiale , sa vitesse continue à croitre et monte jusqu'au voisinage de la vitesse synchrone N , égale à: $\frac{\Omega}{2\pi}$



Figure(I-1):Couple résultant à un seul enroulement statorique.[4].

I-1-2Principe de démarrage:

On dote le moteur asynchrone monophasé d'un couple de démarrage non nul en Liu adjoignant un second enroulement statorique décalé dans l'espace d'un demi pas polaire par rapport au premier (enroulement diphasé).

Pour obtenir un champ glissement unique , il faut :

- Que les courants parcourants la phase principale et la phase auxiliaire soient déphasés de $\pi/2$ l'un par rapport à l'autre ;
- Que les forces magnétomotrices développées par les deux phases aient la même intensité

En pratique , le déphasage entre les deux courant est généralement obtenu en insérant un condensateur en série avec la phase auxiliaire .avec un seul condensateur , les conditions décrites ci-dessus ne peuvent être réalisées que pour une vitesse de rotation.

Ralentissement → Arrêt → Marche en pleine vitesse en sens inverse.

On peut aussi introduire une phase auxiliaire qui soit décalé dans l'espace de 90° électrique à partir de fixé un interrupteur centrifuge sur elle, et qu'il s'ouvre quand la vitesse atteinte 75% de sa vitesse nominale (pôle stator = pôle rotor),

Φ principale = Φ auxiliaire.[6].

Le déphasage est également inférieur à 90°

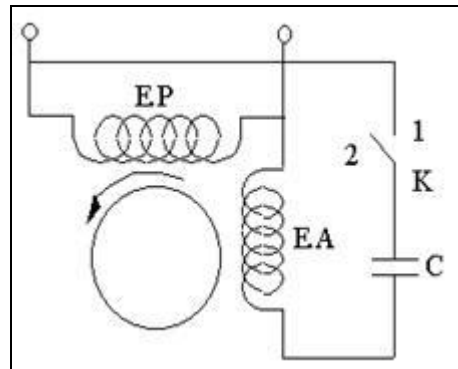


Figure (I-2):Schéma électrique avec enroulement auxiliaire

I-1-3.Hypothèses de travail

Pour cette mise en équation, nous supposons que le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.

Nous supposons également que nous travaillons en régime non saturé. Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.

Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié. Ces choix signifient entre autres que :

les flux sont additifs,

les inductances propres sont constantes,

il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.[3]

I-1-4.Remarque sur le dimensionnement de condensateur:

La quadrature des courants i_{s1} et i_{s2} est recherchée :

Posons :

$$V_{s1} = V_{\max} \cdot \cos(\omega t). \quad (\text{I-1})$$

i_{s1} est en retard de phase par rapport à V_{s1} , un condensateur de capacité C doit rendre i_{s2} en quadrature avant i_{s1} , donc en avance de phase sur V_{s1} . On suppose que les deux phases présentent un modèle équivalent identique, constitué d'une inductance L en série avec une résistance R .

$$\frac{i_{s2}}{i_{s1}} = \left(\frac{R + jL\omega}{R + j(L\omega - \frac{1}{C\omega})} \right) \quad (\text{I-2})$$

La condition : $\arg \left(\frac{i_{s2}}{i_{s1}} \right) = \pi/2$ (I-3)

On calcule C par la formule suivante :

$$C = \frac{L}{R^2 + (L\omega)^2} \quad (\text{I-4})$$

I-1-5..Réglage de vitesse:

Pour faire varier la vitesse n_r du moteur asynchrone qui est égale à :

$$n_r = (f/p_m) (1-g) ; g : \text{glissement}$$

il faut agir sur plusieurs paramètres :

- ❖ Par variation du glissement pour le moteur bobiné.
- ❖ Par variation de la fréquence d'alimentation $v/f = (\text{constant})$.

I-2. Modélisation de la machine asynchrone à condensateur permanent dans un référentiel lié au stator :

L'étude de tout système et plus particulièrement d'une machine électrique

s'appuie toujours sur un modèle de représentation.

Le moteur asynchrone monophasé étudié figure (I-3) est constitué d'un stator possédant deux enroulements en quadrature, le rotor est à cage d'écureuil que nous assimilons à deux enroulements court-circuités en quadrature.[4]

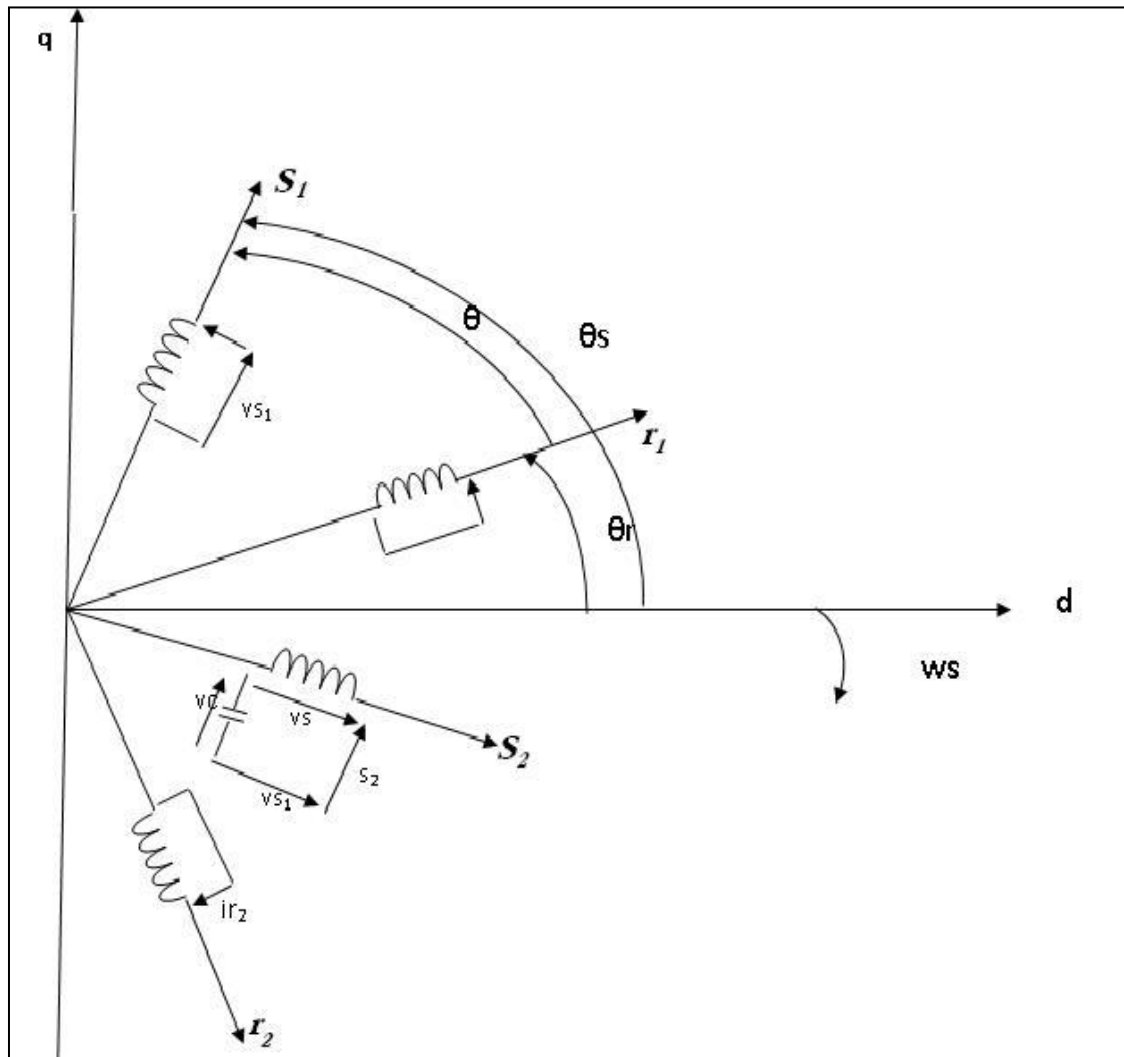


Figure (I-3): Représentation schématique du moteur asynchrone monophasé[4].

I-2-1. Equations électriques de la machine:

D'après la figure (I-3) et en se basant sur les hypothèses citées ci-dessus, les équations électriques de fonctionnement de la machine asynchrone monophasée à condensateur permanent peuvent s'écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s1} = R_{s1} i_{s1} + \frac{d\Phi_{s1}}{dt} \\ V_{s2} = R_{s2} i_{s2} + \frac{d\Phi_{s2}}{dt} + V_c \\ 0 = R_r i_{r1} + \frac{d\Phi_{r1}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r2} + \frac{d\Phi_{r2}}{dt} \\ i_{s2} = i_c = C \frac{dV_c}{dt} = \frac{dq}{dt} \end{array} \right. \quad (I-5)$$

s: indiquent les grandeurs dans le stator

r: indiquent les grandeurs dans le rotor

et , r_1, r_2 sont les composantes d'un vecteur tournant avec la vitesse: $\omega_r = P_m \cdot \Omega_r$

Soit:

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega = P_m \cdot \Omega ; \theta(0)=0 \quad (I-6)$$

Les équations (I-1) peuvent se mettre sous la forme matricielle :

$$V = R I + \frac{d\Phi}{dt} \quad (I-7)$$

Avec:

$$V = [V_{s1} \ V_{s2} \ 0 \ 0 \ 0]^t$$

$$I = [i_{s1} \ i_{s2} \ i_{r1} \ i_{r2} \ V_c]$$

$$\Phi = [\Phi_{s1} \ \Phi_{s2} \ \Phi_{r1} \ \Phi_{r2} \ q]$$

R : la matrice de résistance d'ordre 5 :

$$Et [R] = \begin{pmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & R_{r1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{r2} & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & C \end{pmatrix}$$

Avec $[\Phi] = [L].[i]$ (I-8)

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{S1} & 0 & M_{S1,r1} & M_{S1,r2} & 0 \\ 0 & L_{S2} & M_{S2,r1} & M_{S2,r2} & 0 \\ M_{r1,S1} & M_{r1,S2} & L_{r1} & 0 & 0 \\ M_{r2,S1} & M_{r2,S2} & 0 & L_{r2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix}$$

La diagonale de $[L]$ est constante car l'entrefer est constant.

Les mutuelles entre les enroulements dépendent des positions relatives de θ_s et θ_r .

$$M_{s1, r1} = M_d \cdot \cos(\theta_r - \theta_s)$$

$$M_{s1, r2} = M_d \cdot \sin(\theta_r - \theta_s)$$

$$M_{s2, r1} = M_d \cdot \sin(\theta_r - \theta_s)$$

$$M_{s2, r2} = M_d \cdot \cos(\theta_r - \theta_s)$$

$$\text{Avec : } \theta = \theta_r - \theta_s$$

Et M_d et M_q sont les mutuelles inductances maximales, donc le vecteur est présenté:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{S1} \\ \Phi_{S2} \\ \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{S1} & 0 & M_d \cdot \cos(\theta) & M_d \cdot \sin(\theta) & 0 \\ 0 & L_{S2} & -M_q \cdot \sin(\theta) & M_q \cdot \cos(\theta) & 0 \\ M_d \cdot \cos(\theta) & -M_q \cdot \sin(\theta) & L_{r1} & 0 & 0 \\ M_d \cdot \sin(\theta) & M_q \cdot \cos(\theta) & 0 & L_{r2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{r1} \\ i_{r2} \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

Avec $\theta = \theta_r - \theta_s$

I-2-2. Transformation de rotation dans un référentiel lié au stator:

Nous allons transformer les vecteurs $(i_{r1}, i_{r2}), (\Phi_{r1}, \Phi_{r2})$ du référentiel lié au rotor, aux vecteurs $(i_d, i_q), (\Phi_d, \Phi_q)$ écrits dans un autre lié au stator $(s1, s2)$.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = [A_s] \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \end{bmatrix} \text{ et } \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} = [A_s] \begin{bmatrix} \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

$$\text{avec } [A_s] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

$[A_s]$: Matrice de rotation.

Donc l'équation (I-5) devient :

$$\begin{cases} V_{s1} = R_{s1} \cdot i_{s1} + \frac{d\Phi_{s1}}{dt} \\ V_{s2} = R_{s2} \cdot i_{s2} + \frac{d\Phi_{s2}}{dt} + V_c \\ 0 = R_r \cdot i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} + \omega_r \cdot \Phi_q \\ 0 = R_r i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} - \omega_r \Phi_d \\ i_{s2} = i_c = +C \frac{dV_c}{dt} = \frac{dq}{dt} \end{cases} \quad (\text{I-11})$$

à partir des équations (I-9), les expressions des flux statoriques en fonctions des courants statorique et rotorique :

$$\begin{cases} \Phi_{s1} = L_{s1} i_{s1} + M_d i_d \\ \Phi_{s2} = L_{s2} i_{s2} + M_q i_q \end{cases} \quad (\text{I-12})$$

à partir des équations (I-9), les expressions des flux rotoriques en fonctions des courants statorique et rotorique

$$\begin{cases} \Phi_d = L_{r1} i_d + M_d i_{s1} \\ \Phi_q = L_{r2} i_q + M_q i_{s2} \end{cases} \quad (\text{I-13})$$

Et ceci en prenant $L_{r1}=L_{r2}=L_r$. Ce qui est d'ailleurs toujours le cas dans moteur à cage d'écureuil

En éliminant i_d, i_q et Φ_d, Φ_q des équations de la machine, nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s1} = R_{s1} i_{s1} + \frac{M_d}{L_r} \cdot \frac{d\phi_d}{dt} + \left(L_{s1} - \frac{M_d^2}{L_r} \right) \cdot \frac{di_{s1}}{dt} \\ V_{s2} - V_c = R_{s2} i_{s2} + \frac{M_q}{L_r} \cdot \frac{d\phi_q}{dt} + \left(L_{s2} - \frac{M_q^2}{L_r} \right) \cdot \frac{di_{s2}}{dt} \\ 0 = \frac{R_r}{L_r} \cdot \phi_d - \frac{R_r}{L_r} \cdot M_q i_{s1} + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \\ 0 = \frac{R_r}{L_r} \phi_q - \frac{R_r}{L_r} \cdot M_q i_{s2} + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \\ i_{s2} = C \frac{dV_c}{dt} = i_c \end{array} \right. \quad (I-14)$$

I-2-3. Détermination du couple électromagnétique:

Le couple électromagnétique développé par la machine est donné par l'expression suivante :

Avec :

$$T_e = p_m \cdot I_m (\overline{i_r}, \overline{\phi_r})$$

$$\overline{i_r} = i_d + J i_q \quad (I-15)$$

$$\overline{\phi_r} = \phi_d + J \phi_q$$

De l'expression (I-9), et avec l'utilisation des équations (I-12) et (I-13) on déduit l'expression finale du couple électromagnétique.

$$T_e = P_m \cdot \left(\frac{M_d}{L_r} \cdot \phi_q \cdot i_{s1} - \frac{M_q}{L_r} \cdot \phi_d \cdot i_{s2} \right) \quad (I-16)$$

I-2-4. Equation mécanique de la machine:

L'équation mécanique du moteur est donnée par :

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = T_e - T_r - f_v \cdot \Omega_r \quad (\text{I-17})$$

En remplaçant T_e par (I-9) on trouve :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P_m}{JL_r} (M_q \cdot \phi_q \cdot i_{s2} + M_d \cdot \phi_q \cdot i_{s1}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \quad (\text{I-18})$$

J : est le moment d'inertie du rotor et de toute charge attachée à lui.

T_l : est le couple de charge.

f_v : est coefficient de frottement.

En ajoutant les dynamiques du rotor (I-18) aux dynamiques électromagnétiques (I.14) et en arrangeant les équations dans la forme d'un espace d'état.

Le modèle du moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P_m}{JL_r} = (M_q \phi_d i_{s2} - M_d \phi_q i_{s1}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\ \frac{d\phi_d}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_d - P_m \Omega_r \phi_q + \frac{R_r}{L_r} M_d i_{s1} \\ \frac{d\phi_q}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \phi_q - P_m \Omega_r \phi_d + \frac{R_r}{L_r} M_q i_{s2} \\ \frac{di_{s1}}{dt} = \frac{M_q R_r}{\sigma_q L_{s1} L_r^2} \phi_d - \frac{P_m M_d}{\sigma_d L_{s1} L_r} \Omega_r \phi_d - \frac{R_r M_d^2 + R_{s1} M_q^2}{\sigma_d L_{s1} L_r^2} i_{s1} + \frac{V_{s1}}{\sigma_d L_{s1}} \\ \frac{di_{s2}}{dt} = \frac{M_q R_r}{\sigma_q L_{s2} L_r^2} \phi_q - \frac{P_m M_q}{\sigma_q L_{s2} L_r} \Omega_r \phi_d - \frac{R_r M_q^2 + R_{s2} M_d^2}{\sigma_q L_{s2} L_r^2} i_{s2} + \frac{V_{s1} - V_c}{\sigma_q L_{s2}} \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} i_{s2} \end{array} \right. \quad (\text{I-19})$$

$$\sigma_d = \frac{L_{s1} - L_r M_d^2}{L_{s1} \cdot L_r}$$

$$\sigma_q = \frac{L_{s2} - L_r M_q^2}{L_{s2} \cdot L_r} \quad (I-20)$$

Le vecteur des variables d'états dans ce cas est:

$$(\Omega_r \ \Phi_d \ \Phi_q \ i_{ds} \ i_{qs})^t$$

Si nous cherchons un modèle du moteur dont le vecteur d'état a pour composantes: la vitesse rotorique, les courants rotorique et statorique et la tension aux bornes du condensateur sont:

$$(\Omega_r \ i_{ds} \ i_{qs} \ i_d \ i_q)^t$$

Nous devons remplacer Φ_q, Φ_d par leurs expressions en fonction des courants i_{ds}, i_{qs}, i_d et i_q en utilisant (I-13)

Le modèle du moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent est donné par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P_m}{J} \cdot (M_q i_d i_{s2} - M_d i_q i_{s1}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\ \frac{di_{s1}}{dt} = \frac{U_{s1}}{\delta_d L_{s1}} - \frac{R}{\delta_d L_s} i_{s1} + \frac{MR}{\delta_q L_r L_s} i_{dr} - \frac{M\omega_r}{L_s \delta_d} i_{qr} + \frac{M_d M_q \omega_r}{L_r L_s \delta_q} i_{s2} \\ \frac{di_{s2}}{dt} = \frac{U_{s2}}{\delta_q L_s} - \frac{R}{\delta L_s} i_{s2} + \frac{MR}{L_s L_r \delta_q} i_{qr} - \frac{M\omega_r}{\delta_q L_s} i_{dr} - \frac{M_d M_q \omega_r}{L_s L_r \delta_q} i_{s1} \\ \frac{di_{qr}}{dt} = \frac{-R}{\delta_q L_r} i_{qr} + \frac{\omega_r}{\delta_q} i_{dr} + \frac{M\omega}{\delta_q L_r} - \frac{M}{\delta_q L_r L_s} U_{qs} + \frac{MR_s}{\delta_q L_s L_r} i_{qs} \\ \frac{di_{dr}}{dt} = \frac{-R_r}{L_r \delta_d} i_{dr} - \frac{\omega_r}{\delta_d} i_{qr} - \frac{M\omega_r}{\delta_d L_r} i_{qs} - \frac{M}{L_r L_s \delta_d} U_{ds} + \frac{MR}{\delta_d L_r L_s} i_{qs} \\ \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} i_{sq} \end{array} \right. \quad (I-21)$$

$$T_e = P_m (M_q i_d i_{sq} - M_d i_q i_{sd}) \quad (I-22)$$

I-3. Simulation de la machine a condensateur permanent et interprétation:

Dans le cas où la MASM est alimentée par une tension alternative sinusoïdale :

$$V_s = V_{smax} \cdot \sin(\omega_s \cdot t)$$

$$\text{Avec : } V_{smax} = 220 \cdot \sqrt{2}$$

La détermination des performances du moteur asynchrone monophasé fait appel à l'outil informatique pour la simulation numérique, car il présente une grande importance dans le cas de vérification de la validité de la conception durant ses premières étapes.

Nous obtenons les résultats de simulation aux figures (I-4) et (I-5) , ceux qui présentés à la figure (I-4) concernent la machine symétrique avec condensateur permanent à vide, et en charge à la figure (I-5) .

Pendant le régime transitoire, le couple oscille autour d'une valeur différente de zéro,

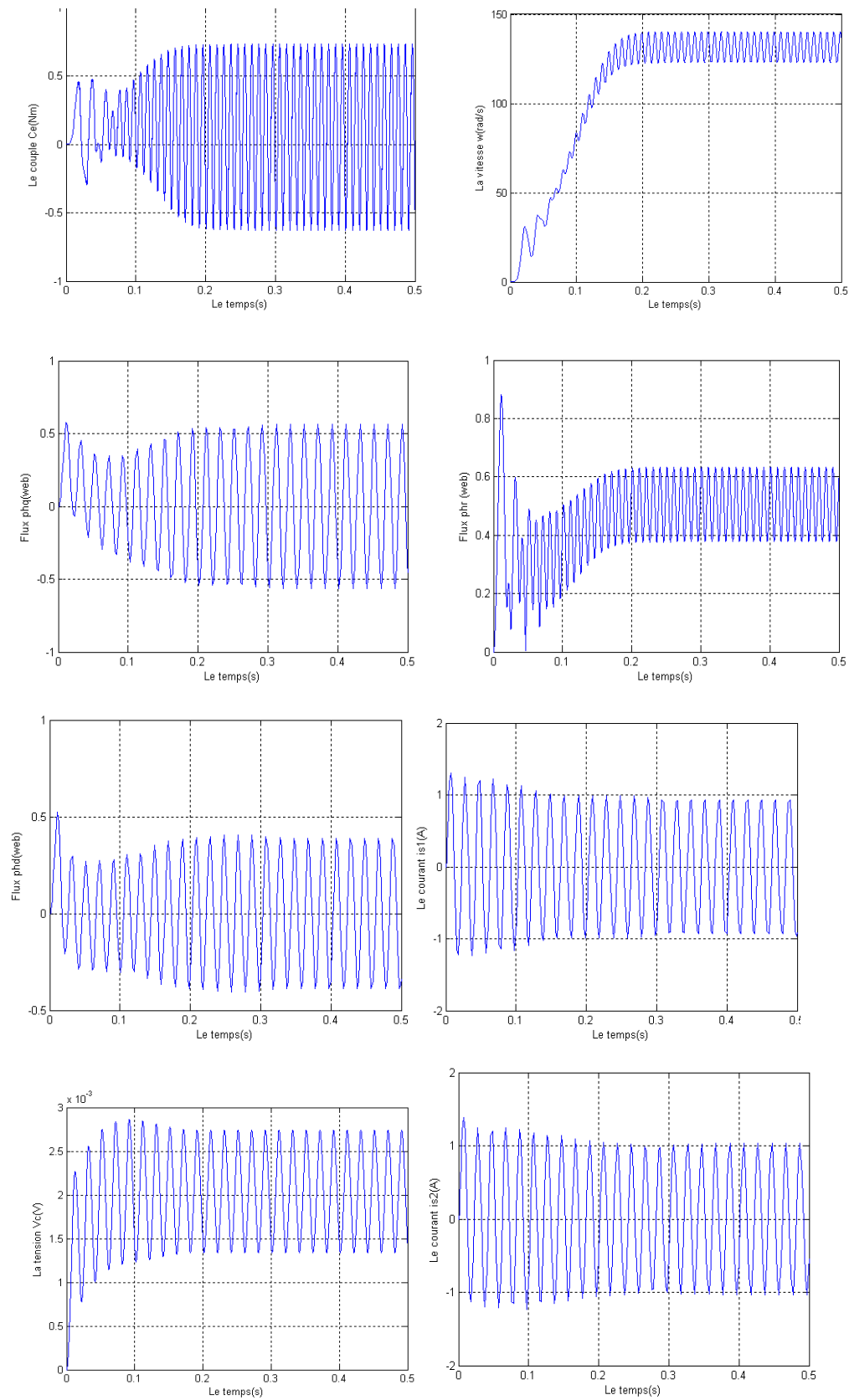
cette valeur exprime l'effet d'inertie du rotor et des frottements dans la machine.

La vitesse présente des ondulations qui sont dues à celles du couple a cause de la présence de la condensateur.

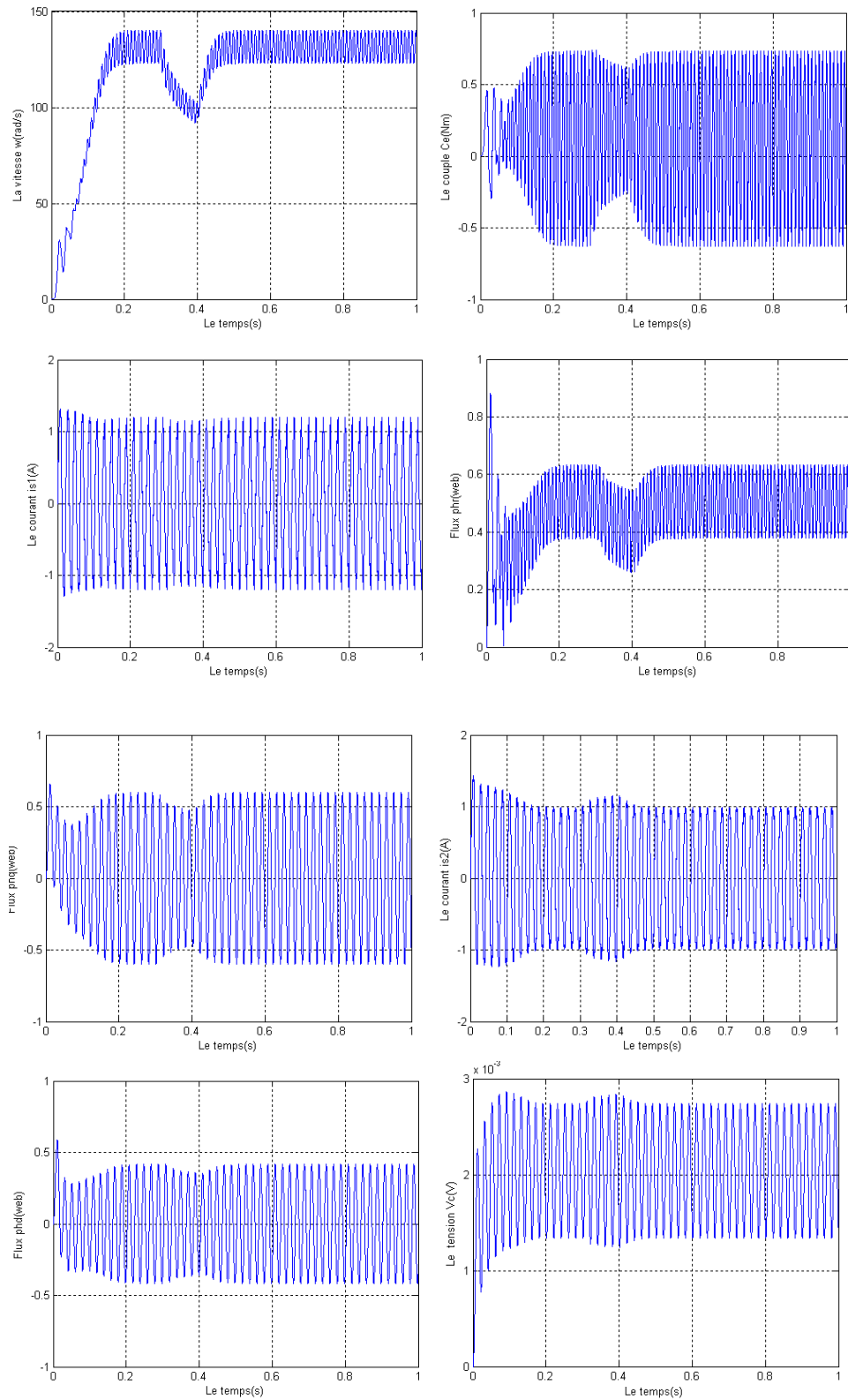
Les deux courants i_{qs} et i_{qs} sont en quadrature à cause de la présence du condensateur (déphasage de $\pi/2$).

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement oscillant , ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique.

En appliquant un couple résistant ($T_1=0.2N.m$) après démarrage à vide , on remarque une légère diminution de la vitesse de rotation et que le couple électromagnétique fluctue autour de la valeur du couple résistant . De même pour le flux rotorique, on constate une diminution de Φ_r à l'instant de l'application de la charge Ce qui explique le couple naturel existant entre le flux et le couple.



Figure(I-4): Simulation de MASM symétrique avec condensateur permanent (marche à vide)



Figure(I-5): Simulation du démarrage de la MASM symétrique avec condensateur permanent

(Marche en charge entre $t = 0.3s$ et $t=0.4s$).

I-4. Modélisation de la machine monophasée sans

condensateur :

Les équations électriques et mécaniques du moteur asynchrone monophasé sans condensateur sont établies à partir des équations mises en forme à la section de la modélisation de la machine asynchrone à condensateur permanent [4]

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation des repères d'axes qui dépendent des objectifs de l'application.

- ❖ Axes tournant à la vitesse du rotor ($\theta_r = 0$): étude des grandeurs statoriques.
- ❖ Axes liés au stator ($\theta_s = 0$): étude des grandeurs rotoriques.
- ❖ Axes solidaires du champ tournant: étude de la commande.

I-4-1. Modèle de la machine dans un référentiel lié au stator:

Le modèle de la machine monophasée sans condensateur, dans un référentiel lié au stator est donné par le système suivant:

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = [A_s] \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P_m}{J L_r} (M_q \Phi_d i_{s2} - M_d \Phi_q i_{s1}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\ \frac{d\Phi_d}{dt} = \frac{R_r}{L_r} \Phi_d - P_m \Omega_r \Phi_q + \frac{R_r}{L_r} M_d i_{s1} \\ \frac{d\Phi_q}{dt} = \frac{R_r}{L_r} \Phi_q + P_m \Omega_r \Phi_d + \frac{R_r}{L_r} M_q i_{s2} \\ \frac{di_{s1}}{dt} = \frac{M_d R_r}{\sigma_d L_{s1} L_r^2} \Phi_d + \frac{P_m M_d \Omega_r}{\sigma_d L_{s1} L_r} \Phi_q - \frac{M_d^2 R_r + L_r^2 R_{s1}}{\sigma_d L_{s1} L_r^2} i_{s1} + \frac{V_{s1}}{\sigma_d L_{s1}} \\ \frac{di_{s2}}{dt} = \frac{M_q R_r}{\sigma_q L_{s2} L_r^2} \Phi_q + \frac{P_m M_q \Omega_r}{\sigma_q L_{s2} L_r} \Phi_d - \frac{M_d^2 R_r + L_r^2 R_{s2}}{\sigma_q L_{s2} L_r^2} i_{s2} + \frac{V_{s1}}{\sigma_q L_{s2}} \end{array} \right. \quad (I-23)$$

I-4-2. Modèle de la machine dans un référentiel lié au champ

tournant:

La modélisation du moteur asynchrone dans un référentiel lié au champ tournant à la vitesse asynchrone ω_s , est très importante parce qu'elle est souvent utilisée dans les problèmes de commande, pour cela, en ce référant toujours au schéma de la figure (I-6), nous devons faire la transformation des vecteurs (i_{s1}, i_{s2}) , (Φ_d, Φ_q) du référentiel lié au stator fixe $(s1, s2)$ au vecteur (i_{ds}, i_{qs}) dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant:

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = [As] \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} \quad (I-24)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} = [As] \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix}$$

$[As]$: est la matrice de rotation.

Dans le cas d'une machine symétrique ($R_{s1}=R_{s2}=R_s$, $M_d=M_q=M$, $L_{s1}=L_{s2}=L_s$), donc:

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

En appliquant les transformations (I-24) aux équations (I-23), elles donnent:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P_m}{J L_r} (M \Phi_{dr} i_{qs} - M \Phi_{qr} i_{ds}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_1}{J} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} - (\omega_s - P_m \Omega_r) \Phi_{qr} + \frac{R_r}{L_r} M i_{ds} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} i_{qs} + (\omega_s - P_m \Omega_r) \Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} \\ \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{M R_r}{\sigma_d L_s L_r^2} \Phi_{dr} + \frac{P_m M \Omega_r}{\sigma_d L_s L_r} \Phi_{qr} - \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma_d L_s L_r^2} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{e_{ds}}{\sigma_d L_s} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} + \frac{M R_r}{\sigma_q L_s L_r^2} \Phi_{qr} + \frac{P_m M \Omega_r}{\sigma_q L_s L_r} \Phi_{dr} - \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma_q L_s L_r^2} i_{qs} + \frac{e_{qs}}{\sigma_q L_s} \end{array} \right. \quad (I-25)$$

Le système est représenté par le schéma bloc suivant:

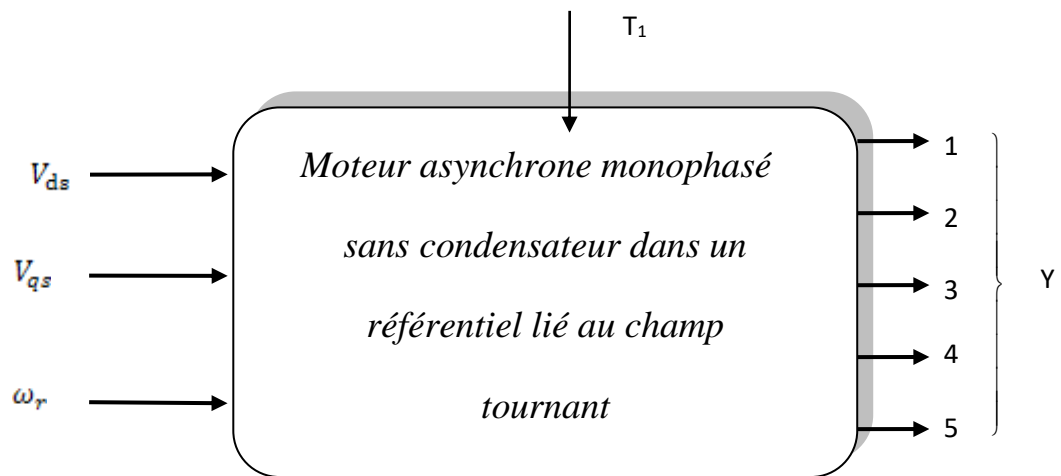


Schéma bloc de la machine Asynchrone monophasée sans condensateur.

Où:

$$Y = (\Omega_r \quad i_{d's} \quad i_{q's} \quad i_d \quad i_q)^t$$

$$Y = (\Omega_r \quad \Phi_d \quad \Phi_q \quad i_{d's} \quad i_{q's})^t$$

Les équations des flux rotorique et statorique en fonction des courants rotoriques et statoriques écrites dans le référentiel lié au champ tournant sont données par :

$$\Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{d's}$$

$$\Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{q's} \quad (I-26)$$

$$\Phi_{ds} = L_s i_{d's} + M i_{dr}$$

$$\Phi_{qs} = L_s i_{q's} + M i_{qr}$$

D'où l'expression des courants rotoriques et des flux statoriques:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{dr} = \frac{\Phi_{dr} - M i_{d's}}{L_r} \\ i_{qr} = \frac{\Phi_{qr} - M i_{q's}}{L_r} \\ \Phi_{ds} = L_s i_{d's} + \frac{M(\Phi_{dr} - M i_{d's})}{L_r} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{q's} + \frac{M(\Phi_{qr} - M i_{q's})}{L_r} \end{array} \right. \quad (I-27)$$

I-5. Simulation de la machine sans condensateur et interprétation:

Dans le cas d'alimentations en tension, la machine symétrique sans condensateur est alimentée par les deux tensions :

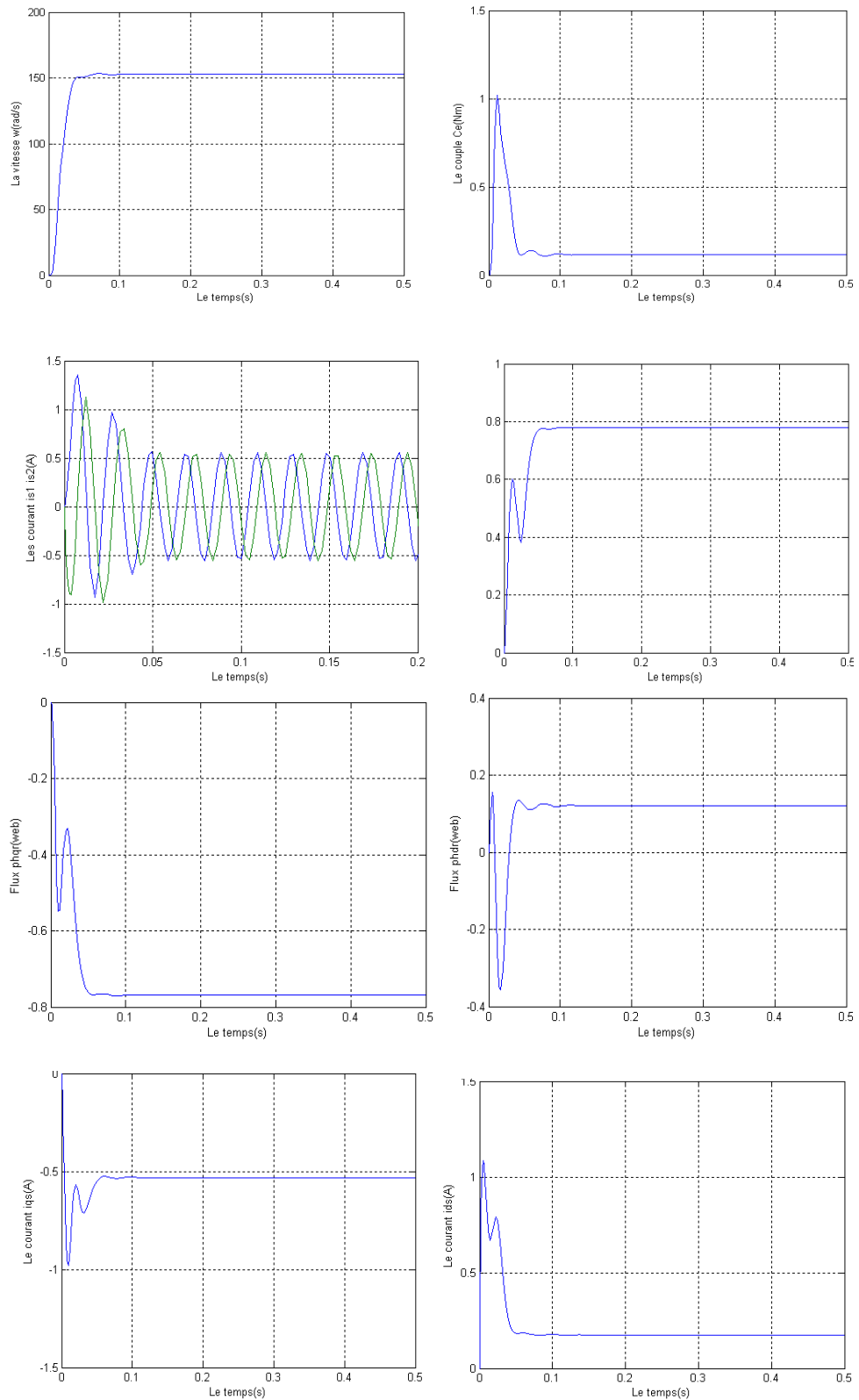
$$V_{s_1} = V_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

$$V_{s_2} = V_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot t - \pi/2)$$

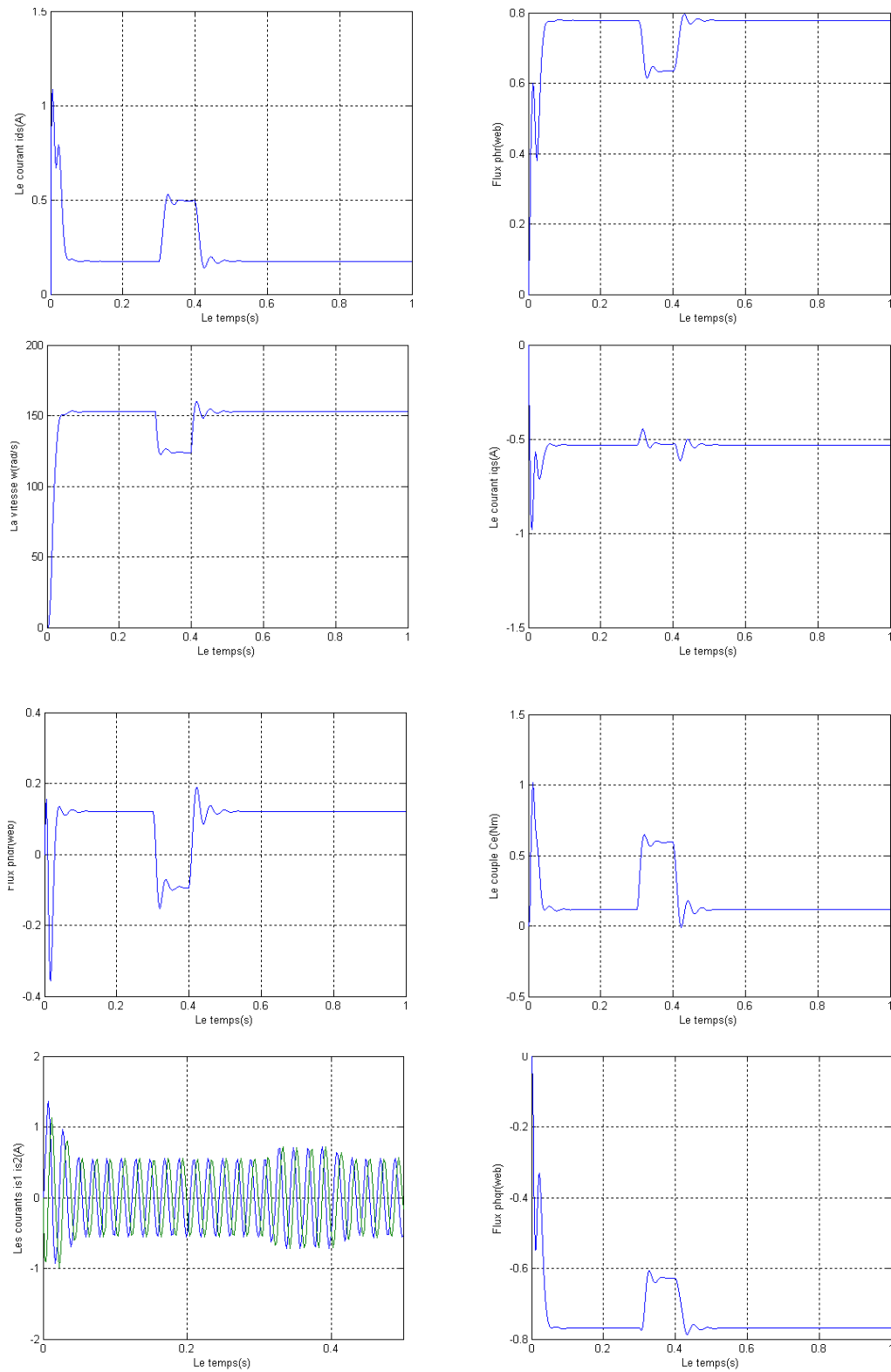
Les figures (I-7) et (I-8) représentent les résultats de simulation dans les deux cas à vide et en charge. Il apparaît, clairement que les deux courants statoriques sont en quadratures et de même amplitude.

Le couple électromagnétique ne présente pas des fluctuations. Nous remarquons aussi que la machine sans condensateur atteint le régime permanent plus rapidement que la machine à condensateur.

Dans un référentiel lié au champ tournant nous avons simulé les différentes grandeurs suivant les axes "d" et "q". Nous voyons bien que ces grandeurs soient constantes en régime permanent.



Figure(I-7) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur



Figure(I-8) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur
(en charge entre $t=0.3s$ et $t=0.4s$)

Conclusion :

Dans ce premier chapitre, nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone monophasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, nous pouvons dire que :

- ✓ Le fonctionnement à vitesse variable de la machine asynchrone monophasée à condensateur permanent présente une certaine limitation, telle que la composante pulsatoire du couple électromagnétique, donc il est intéressant d'enlever le condensateur et d'alimenter séparément les deux phases statoriques de la machine.
- ✓ Dans un référentiel lié au champ tournant, toutes les grandeurs suivant les axes " d " et " q " sont des constantes au régime permanent.
- ✓ La stratégie de contrôle permet de produire une valeur maximale du couple de la machine et d'annuler ou moins de minimiser les pulsations du couple électromagnétique.

Introduction

Les applications industrielles exigent de plus en plus une vitesse variable, ce besoin se généralise dans tous les secteurs de l'industrie des transports et même des loisirs. C'est en effet, la solution qui permet de contrôler un processus ou un système avec une grande souplesse et avec dépense minimale d'énergie et de matière première.

Des nombreuses solutions d'entraînement par moteur à courants alternatifs à vitesse variable sont aujourd'hui possibles, le moteur d'induction à cage alimenté par un onduleur et à fréquence variable répond bien aux besoins dans une très large gamme de puissance.

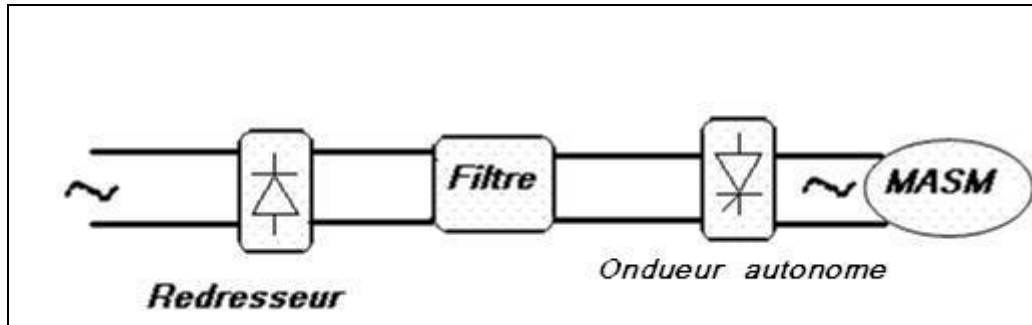
La généralisation du réglage de la vitesse des moteurs alternatifs s'effectue de plus en plus par variation de fréquence à partir d'une source de tension continue U_c , ceci permet notamment d'obtenir des caractéristiques couple –vitesse semblables à celles des moteurs à courant continu.

Afin d'améliorer les performances de l'association onduleur – machine asynchrone, on traite la modulation : triangulaire – sinusoïdale à échantillonnage naturel.

Nous présentons la modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone qui est composée d'un onduleur ,contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), et d'un redresseur à diodes alimentant cet onduleur . Un filtre passe-bas a été introduit afin de filtrer la tension redressée et de réduire les ondulations du courant d'entrée

II-1. Conception de l'alimentation:

L'alimentation de la MAS monophasée comporte trois éléments, comme le montre la figure suivante :



Figure(II-1):schéma général de l'alimentation de la MAS monophasée avec ondulateur

II -1-1. Le redresseur:

Le redresseur peut être modélisé par le schéma suivant :

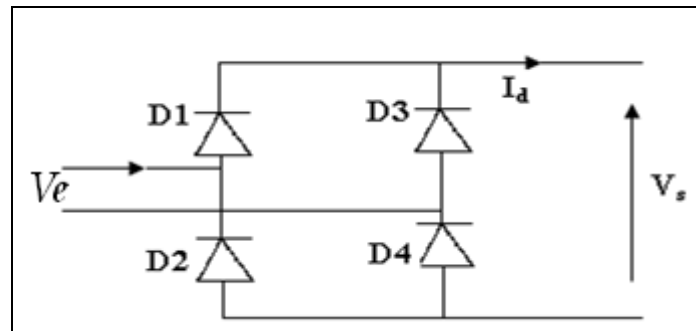


Figure (II-2) : Redresseur à diodes.

$$\left\{ \begin{array}{ll} D_{1-4} \text{ conduit} & \text{si } V_e > 0 \text{ et } D_{2-3} \text{ seront bloquées alors } V_s = V_e. \\ D_{2-3} \text{ conduit} & \text{si } V_e < 0 \text{ et } D_{1-4} \text{ seront bloquées alors } V_s = -V_e. \end{array} \right.$$

La valeur moyenne de la tension redresser peut être calculée :

$$\bar{V}_s = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_s d\omega t = \frac{1}{\pi} \cdot V_{max} \cdot \int_0^\pi \sin(\omega t) d\omega t$$

$$\bar{V}_s = \frac{1}{\pi} \cdot V_{max} (-\cos(\omega t)) \Big|_0^\pi = \frac{1}{\pi} \cdot V_{max} [1 + 1]$$

$$\bar{V}_s = \frac{2}{\pi} \cdot V_{max} ; V_{max} = 220\sqrt{2}$$

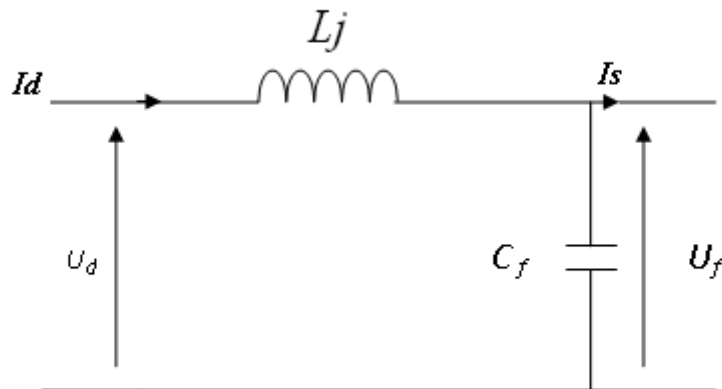
II.1.2. Le filtre

l'entrée de l'onduleur, la tension est sensiblement constante et le courant légèrement ondulé,

pour remédier à cet inconvénient un filtre (LC) est inséré entre le redresseur et l'onduleur.

La capacité supprime les variations brusques de la tension de l'onduleur durant les intervalles de commutation, ainsi qu'absorbe le courant négatif restitué par la charge à travers les diodes de récupération.[5].

La self L permet de rendre sensiblement constant le courant (i) pris à la source



Figure(II-3):schéma du filtre (L_c)

Le calcul des paramètres du filtre passe-bas utilisé est fait de telle sorte à annuler les harmoniques de rang égal ou supérieur à deux

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes:

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{di_d}{dt} + U_f \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C} (i_d - i_s) \end{cases}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante:

$$F = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} s)^2}$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à:

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}}$$

Le choix des valeurs de l'inductance et de la capacité, peut être obtenu en posant la condition simple qui consiste à éliminer les harmoniques d'ordre supérieur à deux, ceci étant ce qui conduit à la suivante:

$$F_c < 2f \quad \text{donc} \quad L_f \cdot C_f > 25 \cdot 10^{-6}$$

Nous choisissons $L_f C_f = 25 \cdot 10^{-6}$ et nous optons pour les valeurs suivantes.[7].

$$L_f = 100 \text{ mH} ; \quad C_f = 250 \text{ } \mu\text{F}$$

II.1.3. L'onduleur:

L'onduleur est un convertisseur statique qui permet la transformation de l'énergie de type continu, en énergie de type alternatif. La forme de la tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour laquelle le taux d'harmonique soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée.

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance présente dans les domaines d'applications les plus variés. Dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines électriques. Les performances demandées aux différents types d'actionneurs

électriques sont de plus en plus exigeantes, ceci de point de vue de la dynamique, de la précision et de la fiabilité

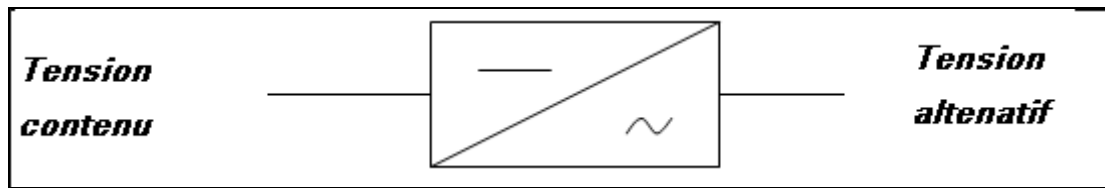


Figure (II-4) : Schéma bloc d'un onduleur

II.1.4. Classification des onduleurs:

Il existe plusieurs schémas d'onduleurs chacun correspondant à un type d'application déterminé ou permettant des performances recherchées, la classification des onduleurs se fait :

Selon le mode de commutation on distingue deux types d'onduleurs :

- Onduleur non autonome
- Onduleur autonome

❖ Onduleur non autonome

Les onduleurs non autonomes sont à commutation naturelle imposée par le réseau, c'est le fonctionnement d'un redresseur contrôlé pour des amorçages supérieurs à 90° . Ce type de fonctionnement est possible dans les systèmes machines-convertisseurs en récupération d'énergie (freinage)[8].

❖ Onduleur autonome

Il permet à partir d'une source de tension continue d'obtenir une tension alternative à fréquence variable ou fixe, cette fréquence et la forme d'onde des tensions alternative ne dépendent que du montage et du récepteur, la commutation de ce type d'onduleur est assurée par des circuits auxiliaires

II.2.1. L'onduleur à trois niveaux :

L'onduleur de tension à trois niveaux est une nouvelle structure utilisée pour l'alimentation en tension moyenne fonctionnant en vitesse variable, des machines synchrones et asynchrones, Ce type d'onduleur est utilisé en mode commandable

Cette structure consiste à créer sur l'étage continu entre la source continue et l'onduleur un point milieu de tension, permettant de générer des créneaux d'amplitude 0, +E, -E.

La structure que nous allons étudier est celle d'un bras d'onduleur à trois niveaux représentée à la figure (II-5):

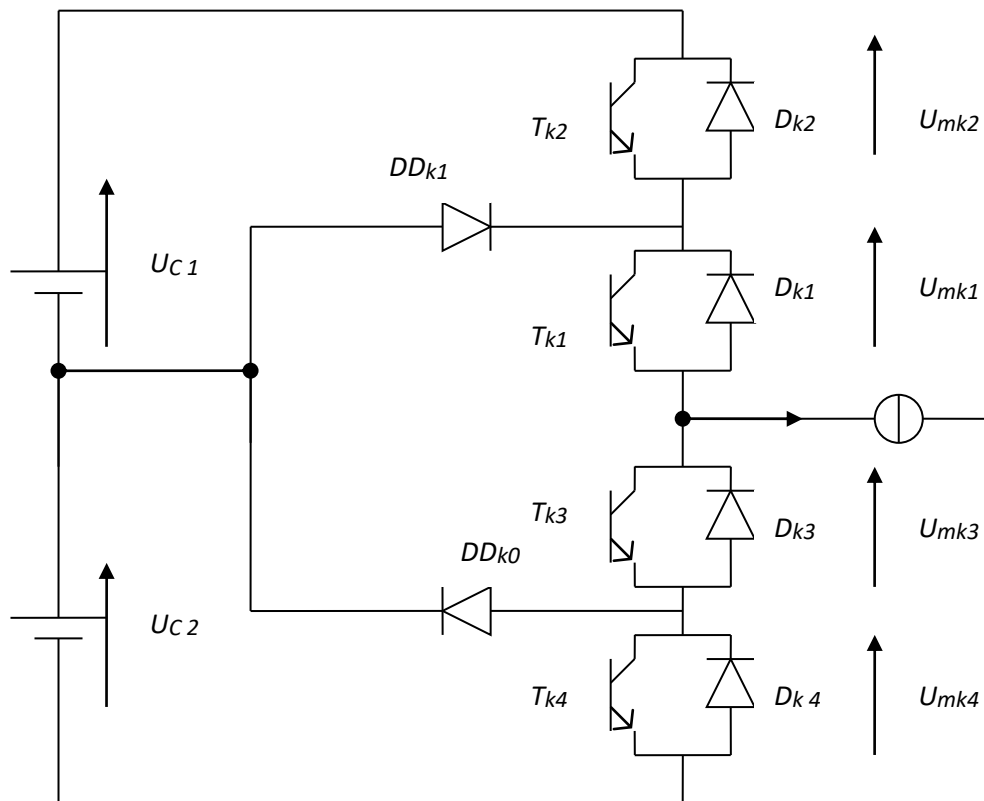
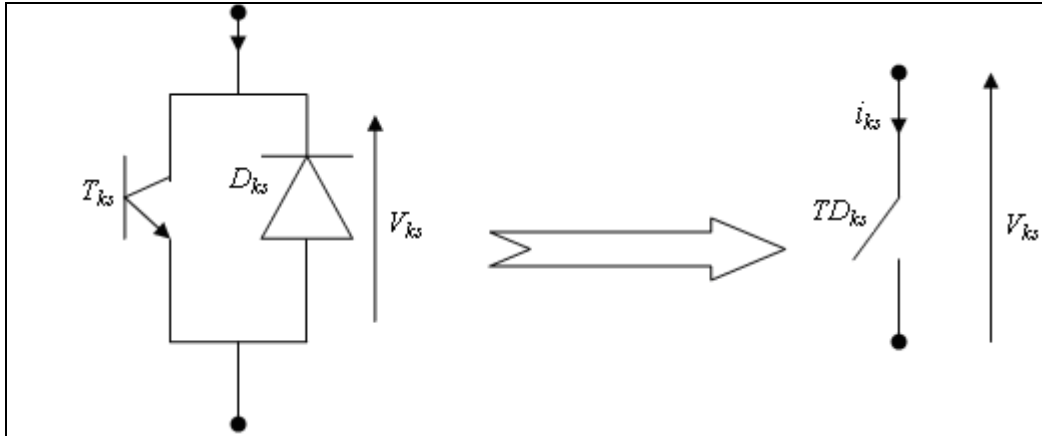


Figure (II-5): Structure d'un bras d'onduleur à trois niveaux à structure NPC.

II.2.2. Conception du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur à trois niveaux, on présente chaque paire transistor (T_{ks}) - diode (D_{ks}) par un seul interrupteur bidirectionnel (TD_{ks})

(fig(II-6)), et vu la symétrie de sa structure, on fait le raisonnement sur un seul bras



Figure(II-6) : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode

pour modéliser l'onduleur, nous supposons que la commutation des composants électroniques est instantanée, c'est-à-dire que les temps d'ouverture et de fermeture des interrupteurs sont supposés nuls.

Dans ces conditions, le signal logique de commande C_i d'un interrupteur K_i est défini par :

$$C_i = \begin{cases} 1 & \text{si } TD_{ks} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } TD_{ks} \text{ est ouvert.} \end{cases}$$

Pour que le convertisseur soit totalement commandable, les commandes des deux interrupteurs d'un bras de l'onduleur doivent être complémentaires,

$$\text{c'est-à-dire : } C_i = 1 - C_i$$

La tension et le courant dans l'interrupteur K_i sont définis par:

- ❖ $V_{ki} = (1 - C_i)U_c$
- ❖ $i_i = C_i \cdot i_{ks}$
- ❖ i_s : étant le courant commuté par la cellule à laquelle K_i appartient.

II.2.3. Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

L'analyse d'un bras d'onduleur à trois niveaux montre cinq configurations possibles.

Les différentes configurations possibles sont représentées par la figure(II-6).

Le tableau (II-1) ci –dessous donne les grandeurs électriques caractérisant chaque configuration.

La configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
E_0	$I_k=0$
E_1	$V_k=U_{c1}=U_c$
E_2	$V_k=0$
E_3	$V_k=-U_{c2}=-U_c$
E_4	$V_k=0$

Tableau (II-1): grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un bras k d'onduleur triphasé à trois niveaux.

I-2.4. Variation de vitesse du moteur monophasé alimenté par onduleur:

Certains travaux gardent la machine monophasée avec son condensateur dans le variateur de vitesse onduleur moteur.

L'onduleur dans ce cas, est un onduleur monophasé à pont complet qui peut être commandé soit, en courant par l'onde d'hystérésis, soit en tension par MLI (modulation par largeurs d'impulsions).

Dans ce cas la machine monophasée sans condensateur est alimentée par un onduleur à quatre bras commandés en courant pour obtenir deux courants sinusoïdaux en quadrature dans les phases statoriques.

Afin d'améliorer les performances de l'association onduleur-machine, les alimentations s'orientent de plus vers les techniques (MLI).

Plusieurs stratégies ont été développées pour assurer une alimentation variable en amplitude et en fréquence, dans ce cas chaque enroulement statique de la machine est alimenté par deux bras commandés en tension.

II-3. Commande de la MASM à condensateur permanent en tension par modulation (MLI):

La modulation de largeur d'impulsions consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables.

La multiplication du nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie offre la possibilité de moduler la forme de cette tension de manière à satisfaire à un critère déterminé.

Les onduleurs de tension servent principalement à alimenter à fréquence fixe ou variable, des charges alternatives. Le critère qui sera considéré dans ce cas est l'obtention pour chaque tension de sortie d'une forme d'onde approximative au mieux la sinusoïde en même temps la fréquence, il faut varier la valeur efficace des tensions d'alimentation.

D'ordinaire, on adopte une commande "à flux constant" qui permet de développer le même couple à toutes les vitesses, la valeur des tensions croît à peu près proportionnellement à leur fréquence, l'onduleur doit donc être à fréquence et tension variables .

La modulation de largeur d'impulsion permet :

- ❖ De repousser vers les fréquences élevées, les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- ❖ De faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie à l'aide d'une électronique de commande analogique ou numérique .

La solution la plus largement analysée consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulant généralement sinusoïdal, avec une onde de modulation ou porteuse généralement triangulaire, d'où son appellation de « modulation sinus-triangle ».

II-3.1.Modulation sinus-triangle:

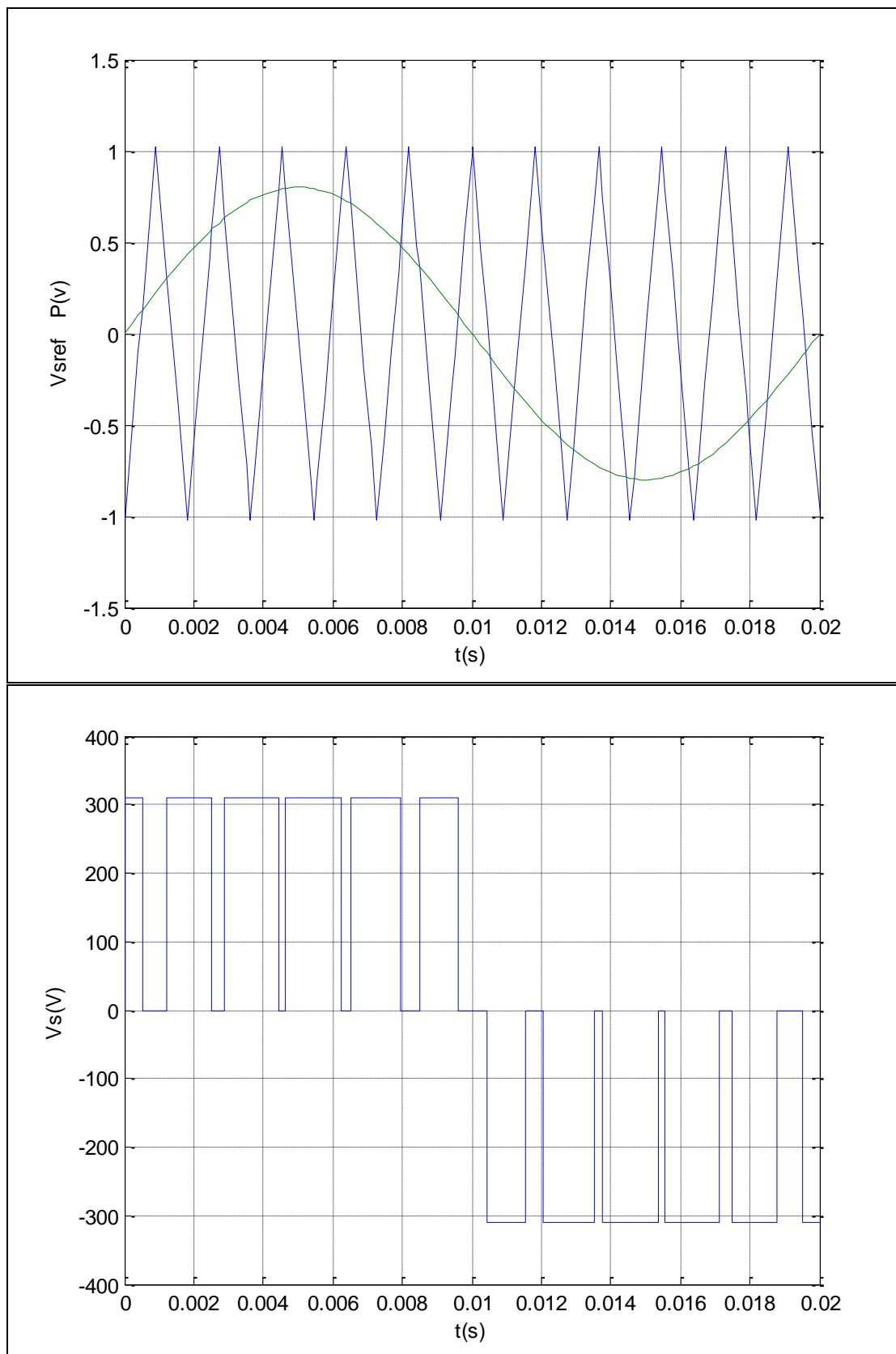
Le principe de la modulation triangulo-sinusoïdale consiste à comparer une tension de référence sinusoïdale qui correspond à la tension de sortie recherchée de fréquence f au signal triangulaire d'amplitude fixe et de fréquence fp nettement supérieure à f ($m > 1$). L'intersection de la tension de référence avec l'onde de modulation triangulaire donne les instants de fermeture de divers interrupteurs, d'où on aura bien la fonction logique Ci . [4].

II-3.2.Caractéristique de la modulation :

Si la référence est sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande :

L'indice de modulation de m , égal au rapport fp/f des fréquences de la porteuse et de la référence.

Le coefficient de réglage en tension r , égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête (de l'onde porteuse) vs_1 de l'onde de modulation d'ordinaire , la modulation est synchrone , c'est-à-dire fp est un multiple de f ; la tension en , et alors vraiment périodique et a bien une période T égale à $1/f$. Mais dans certains cas la modulation est asynchrone notamment quant à fréquence de modulation, fp donnée , on fait varier de façon continue la fréquence de la référence .



Figure(II-7) : Modulation sinusoidale.

II-3.3.Modèle de l'onduleur monophasé en pont complet:

Nous pouvons exprimer la tension par la relation suivante :

$$\diamond V_{s1} = U_c' = U_c (C_1 - C_2) \quad \text{où} \quad U_c = 220 \text{ volt.}$$

Les courants d'entrée de l'onduleur sont définis par :

$$\diamond i_e = (C_1 - C_2) i_s$$

$$\diamond i_s = i_{s1} + i_{s2} \quad \text{d'où} : \quad i_e = (C_1 - C_2)(i_{s1} + i_{s2})$$

II-4.Alimentation du moteur monophasé à condensateur:

En monophasé, on peut obtenir une tension alternative en utilisant l'onduleur en pont (où à pont complet) à quatre interrupteurs.

On ne peut utiliser que deux interrupteurs à condition de disposer d'un point milieu, soit du côté alternatif, soit du côté continu, cela correspond à :

- ❖ l'onduleur monophasé avec transformateur de sortie à point milieu (souvent appelé onduleur push-pull).
- ❖ l'onduleur monophasé avec diviseur capacitif à l'entrée (souvent appelé onduleur en demi-point).

II-4.1.Onduleur monophasé avec diviseur capacitif (à demi pont):

Cet onduleur utilise une source à point milieu en divisant U en deux parties égale grâce à deux condensateurs $C1$ et $C2$ de même capacité C , si celles-ci sont convenable choisies , on obtient deux tensions sensiblement égales à $U/2$.

Cet onduleur utilise seulement deux interrupteurs bidirectionnels.

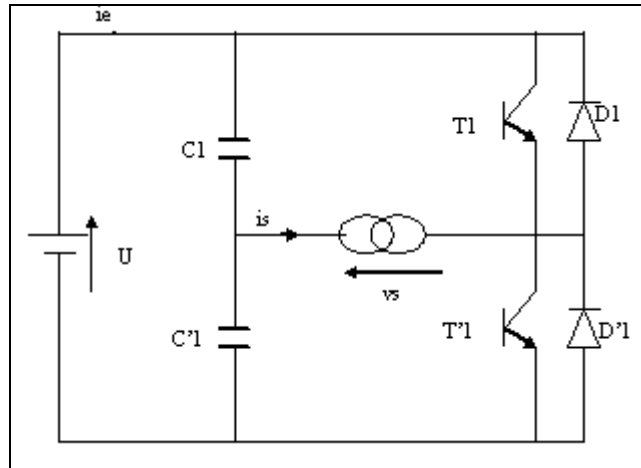
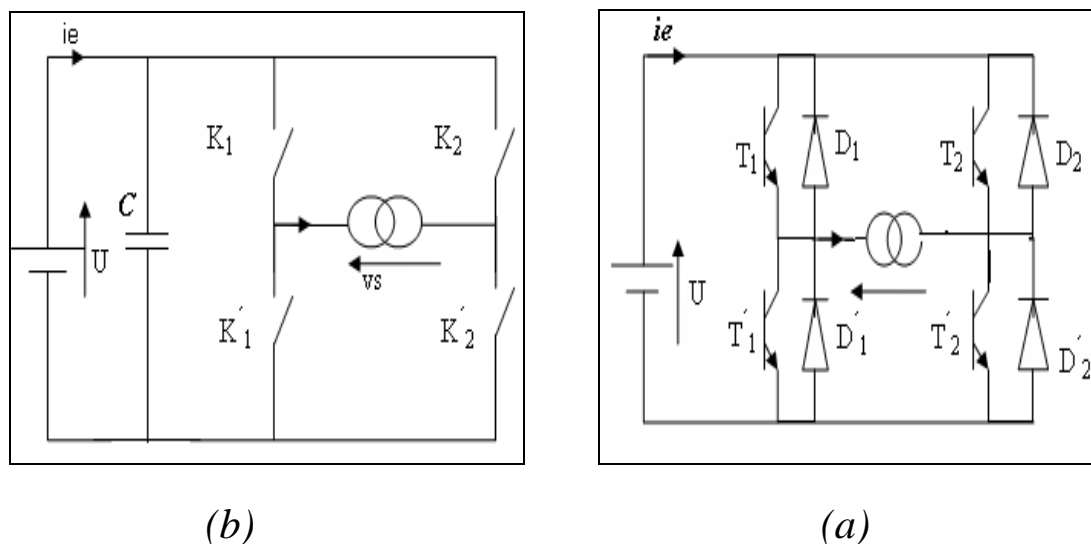


Figure (II-8): onduleur monophasé avec diviseur capacitif

Les montages à deux interrupteurs ne permettent qu'une commande symétrique, ils doivent être rendus passants à des intervalles de temps égaux, pour que les deux alternances de la tension de sortie soient identiques. Ils n'offrent qu'une possibilité de régler la valeur efficace de cette tension .

II-4-2 Onduleur monophasé en pont complet :

L'onduleur monophasé en pont complet est constitué d'une source de tension continue et de quatre interrupteurs $K1$, $K2$, $K3$ et $K4$, comme c'est illustré sur la figure (II-9-a) , il peut être représenté également par le schéma de la figure (II-9-b) en introduisant un origine fictif, c'est cet onduleur qui est adopté pour être appliqué au moteur monophasé muni de son condensateur permanent du fait qu'il permet de faire varier non seulement la fréquence de la tension de sortie U mais aussi sa valeur moyenne.



Figure(II-9):L'onduleur monophasé en pont complet

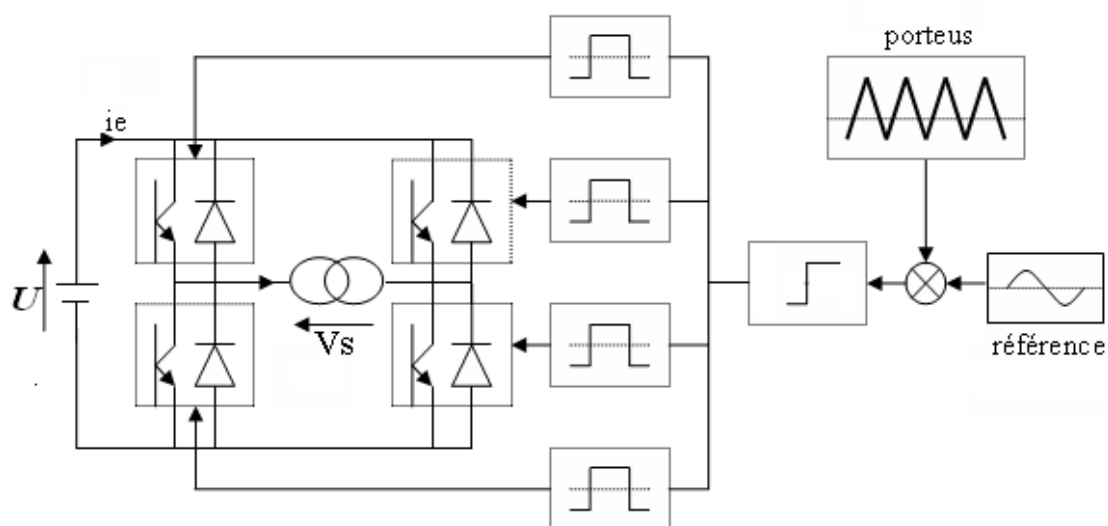


Figure.(II-10):Commande par MLI d'un onduleur monophasé en pont complet.

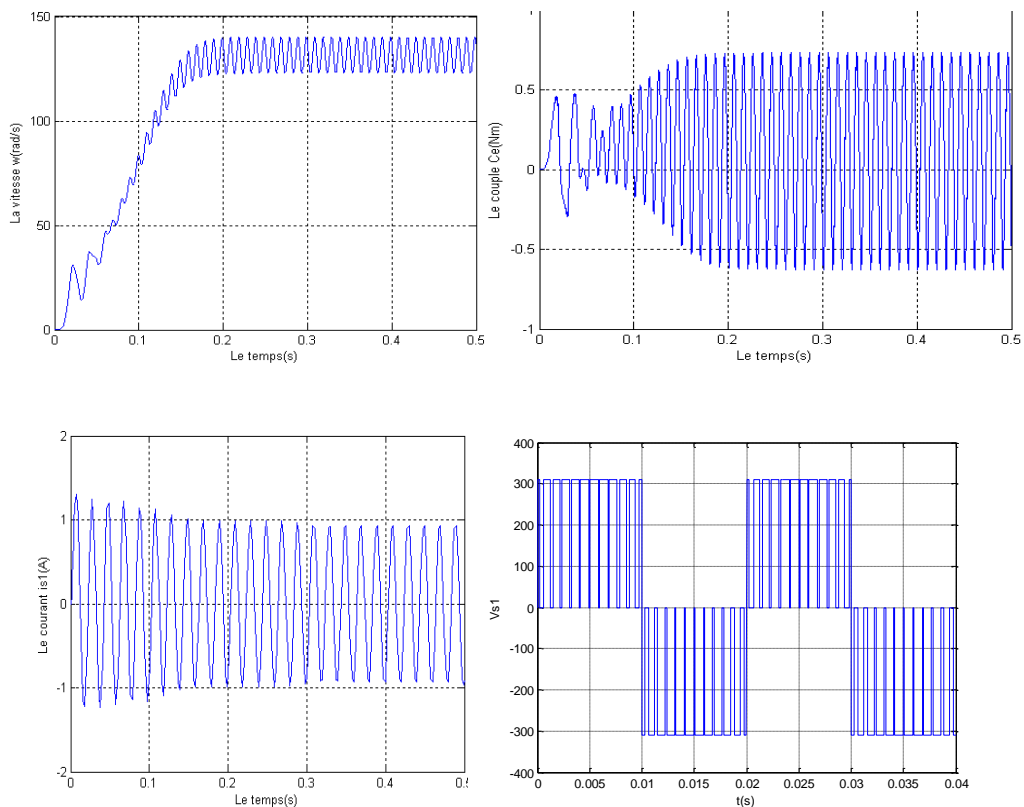
II-5.Simulation et interprétation :

❖ Alimentation en tension avec un onduleur à trois niveaux:

La figure (II-7) montre la porteuse et la tension de référence pour $m = 11$ et $r = 0.8$, les figures(II-11) présentent les performances de la conduite de la machine monophasée avec condensateur de démarrage alimenté par l'onduleur monophasé à trois niveaux pour une fréquence $f = 50\text{Hz}$.

Les figure montrent aussi :

- ❖ L'allure du courant i_{s1} du moteur monophasé .
- ❖ Le couple électromagnétique du moteur oscille.



Figure(II-11): Simulation de l'association machine-onduleur commandée en tension par MLI(moteur monophasé).

II-6. Alimentation du moteur monophasé sans condensateur :

Dans le but d'alimenter chacune des phases du moteur monophasé dont le condensateur est supprimé, plusieurs structures sont distinguées.

II-6.1. Onduleur triphasé:

On peut réaliser un onduleur de tension triphasé en regroupant trois demi-ponts monophasés comme il est illustré dans la figure (II-12)

Cet onduleur est constitué d'une source de tension continue et de six interrupteurs.

Deux courants sinusoïdaux en quadrature peuvent être reconstitués dans les deux phases de la machine en commandant les interrupteurs de manière adoptée.

Les fonctions de connexions sont :

$$V_{s1} = U(C_1 - C_2)$$

$$V_{s2} = U(C_3 - C_4)$$

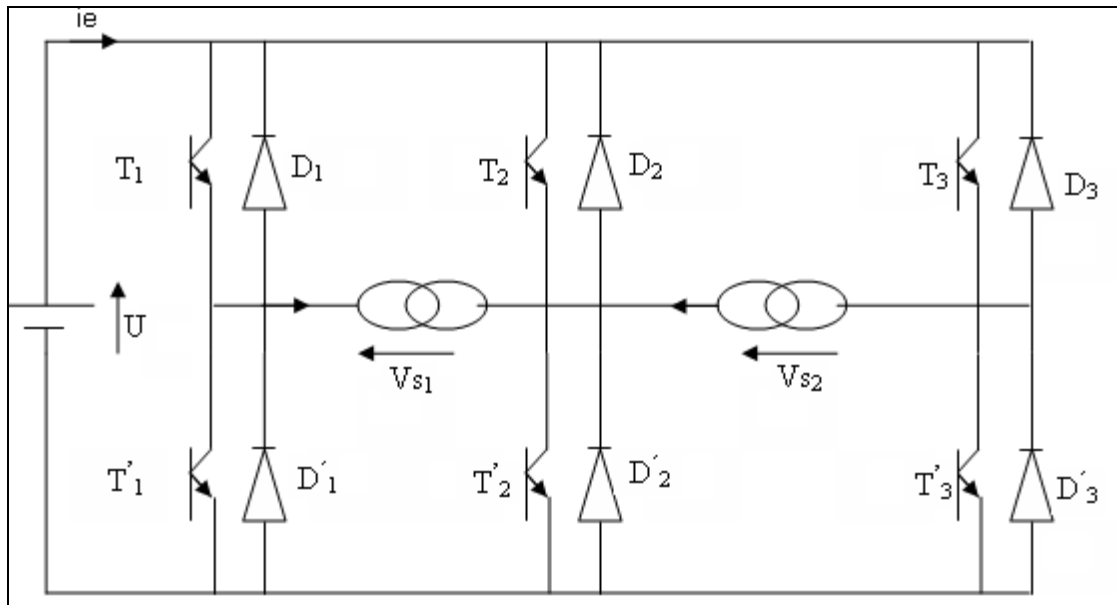


Figure (II-12): l'onduleur triphasé alimentant les deux phases de la machine monophasée sans condensateur.

II-6.2.Onduleur biphasé avec neutre accessible:

On suppose $U_{C1}=U_{C2}=U_C$ les tensions des bras de cet onduleur sont données par les relations suivantes:

$$V_{am} = V_{an} - V_a = C_1 U_{C1} - C'_1 U_{C2} = (C_1 - C'_2)U_C.$$

$$V_{bm} = V_{bn} - V_b = C_2 U_{C1} - C'_2 U_{C2} = (C_1 - C'_2)U_C.$$

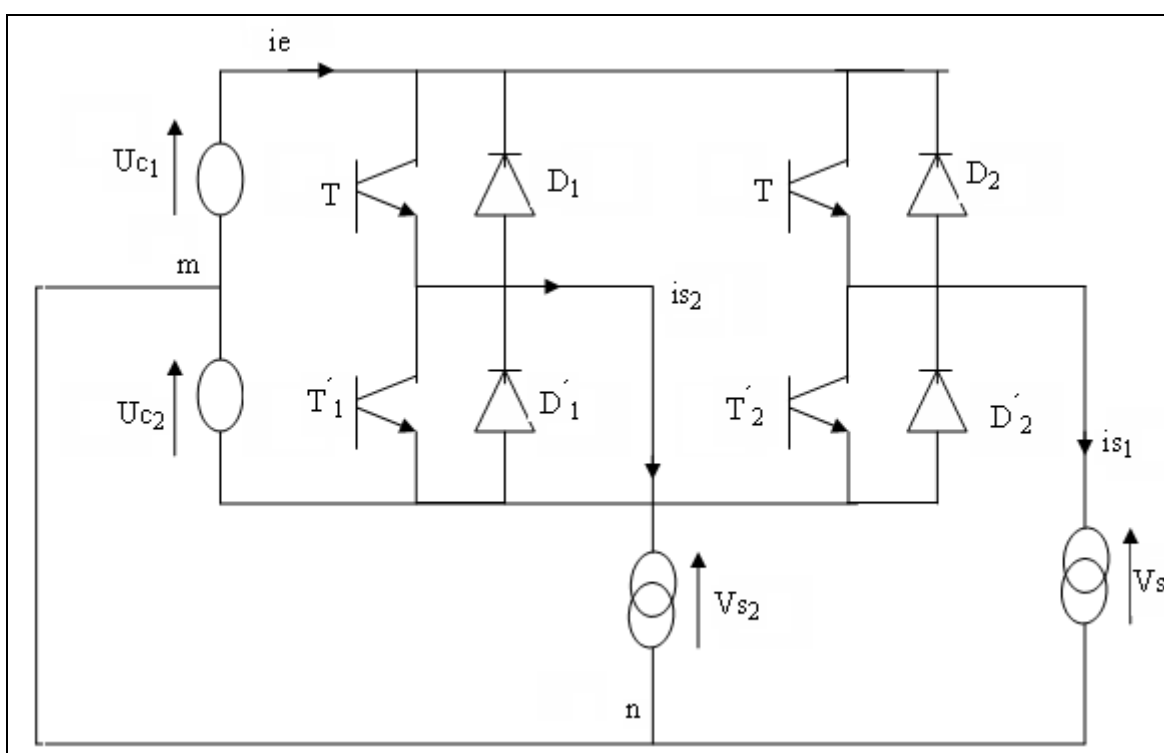


Figure (II-13): Onduleur biphasé avec neutre accessible

II-6.3.Onduleur à quatre bras:

Dans le but d'alimenter séparément les deux phases du moteur monophasé après avoir isolé le condensateur, nous pouvons utiliser un onduleur à quatre bras comme c'est montré à la figure (II-14).

Dans ce cas, chaque onduleur est alimenté par deux bras de cet onduleur.

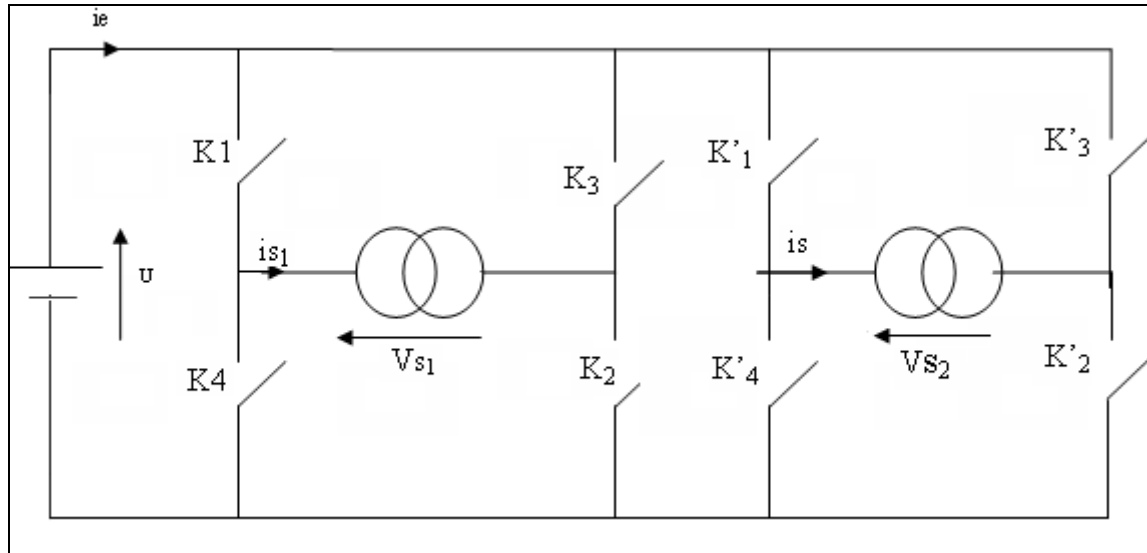


Figure (II-14):L'onduleur à quatre bras

$$V_{s1} = U(C_1 - C_2)$$

$$V_{s2} = U(C_3 - C_4)$$

II-7.Application de l'association onduleur biphasé-machine :

II-7.1.Alimentation en tension par la stratégie de modulation à échantillonnage naturelle:

II-7.1.1.La stratégie naturelle à deux niveaux:

Les tensions de référence de l'onduleur biphasé permettent de générer un système de tension biphasé équilibré ou inverse défini comme suit:

$$V_{s1 \text{ réf}} = V_m \sin(\omega t + \varphi)$$

$$V_{s2 \text{ réf}} = V_m \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{\pi}{2}\right)$$

Pour une onde avec un coefficient en tension (r), un indice de modulation (m), les $2m$ de commutation de l'onde PWM à l'échantillonnage naturel sont donnés par les solutions des $2m$ équations:

$$4j - 3 - 2m \cdot \frac{\alpha_{2j-1}}{\pi} = r \sin(\alpha_{2j-1} + \delta)$$

pour le $j^{\text{ème}}$, segment descendant de la porteuse

$$1 - 4j - 2m \cdot \frac{\alpha_{2j}}{\pi} = r \sin(\alpha_{2j} + \delta)$$

pour le $j^{\text{ème}}$, segment ascendant de la porteuse.

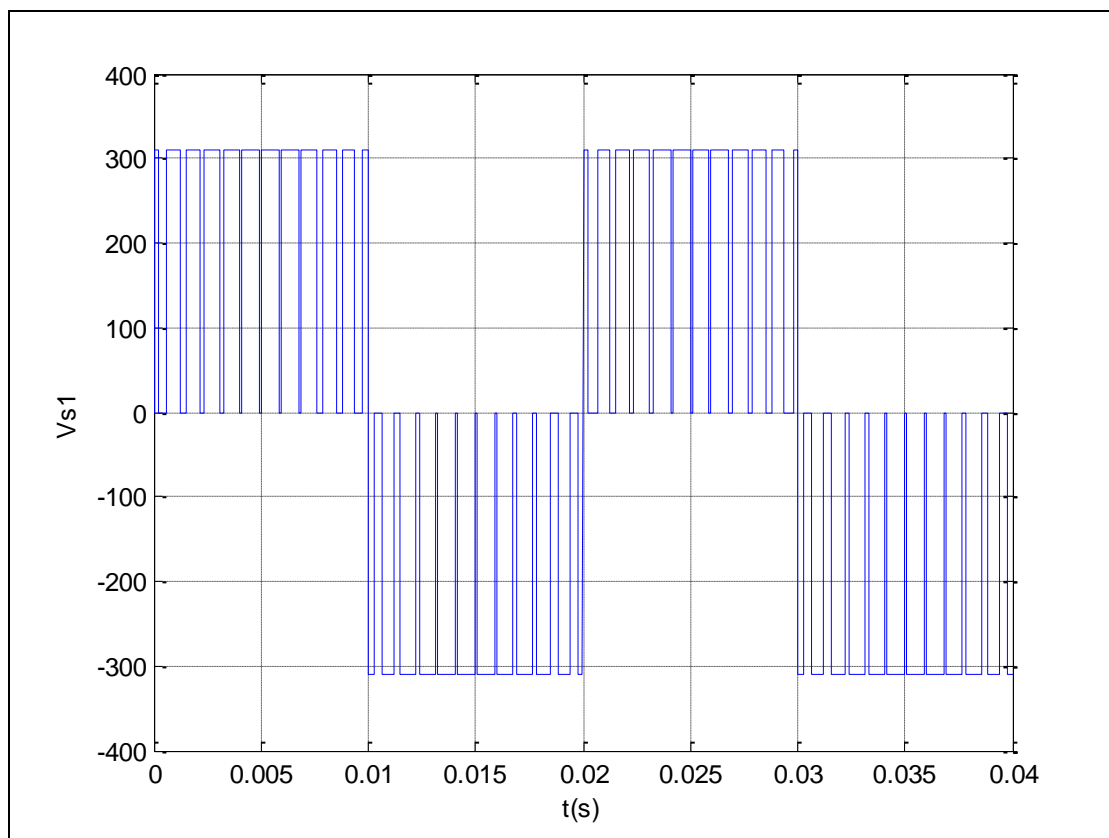
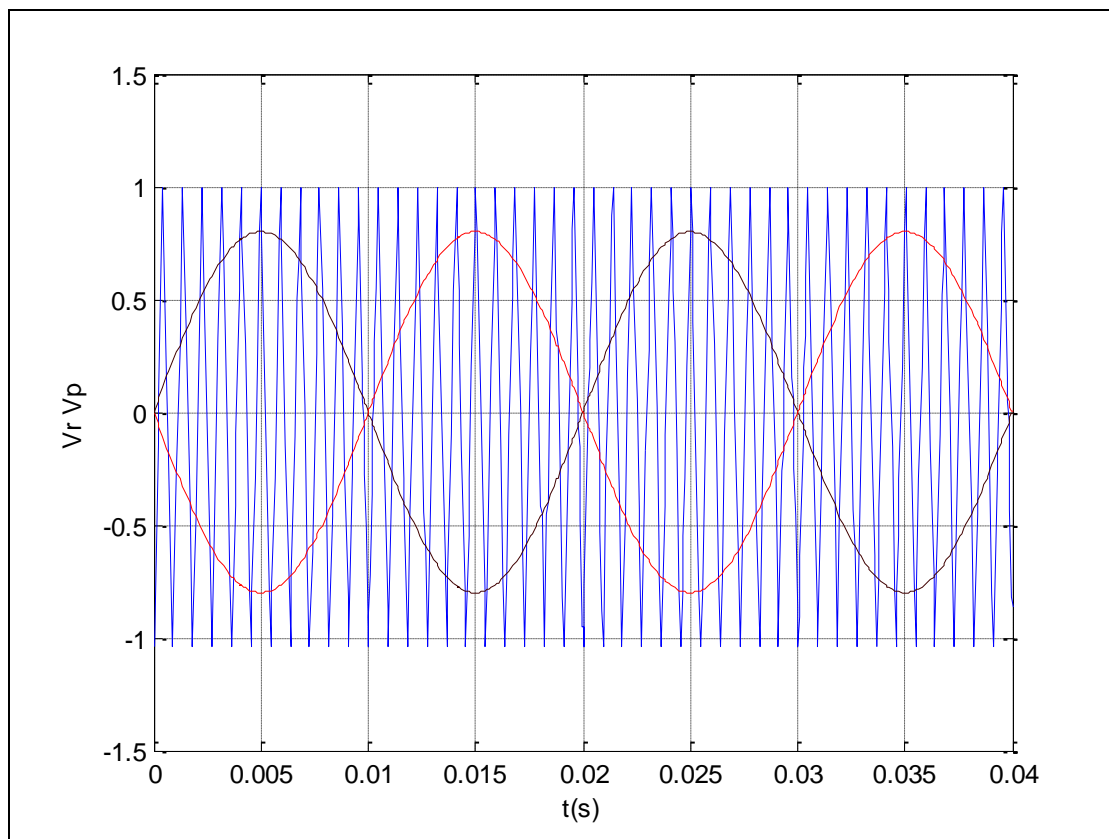
$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3 \dots \alpha_{2m}$ sont les angles de commutation et le déphasage du signal modulant.

II-7.1.2. La stratégie naturelle à trois niveaux :

Dans ce cas : on utilise une porteuse unipolaire où les impulsions changent de polarité chaque demi-cycle. Ce principe est montré sur la figure (II-15)

La tension de sortie va se composer de plusieurs segments, au lieu d'un seul bloc riche d'harmoniques, c'est un avantage important pour l'onduleur à trois niveaux afin d'éliminer ou de diminuer certaines harmoniques qui dérangent le bon fonctionnement de la machine.

L'analyse topologique d'un bras d'onduleur à trois niveaux montre que chaque interrupteur supporte une tension égale à la moitié par rapport à celle supportée par l'onduleur à deux niveaux, et on a montré que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série.

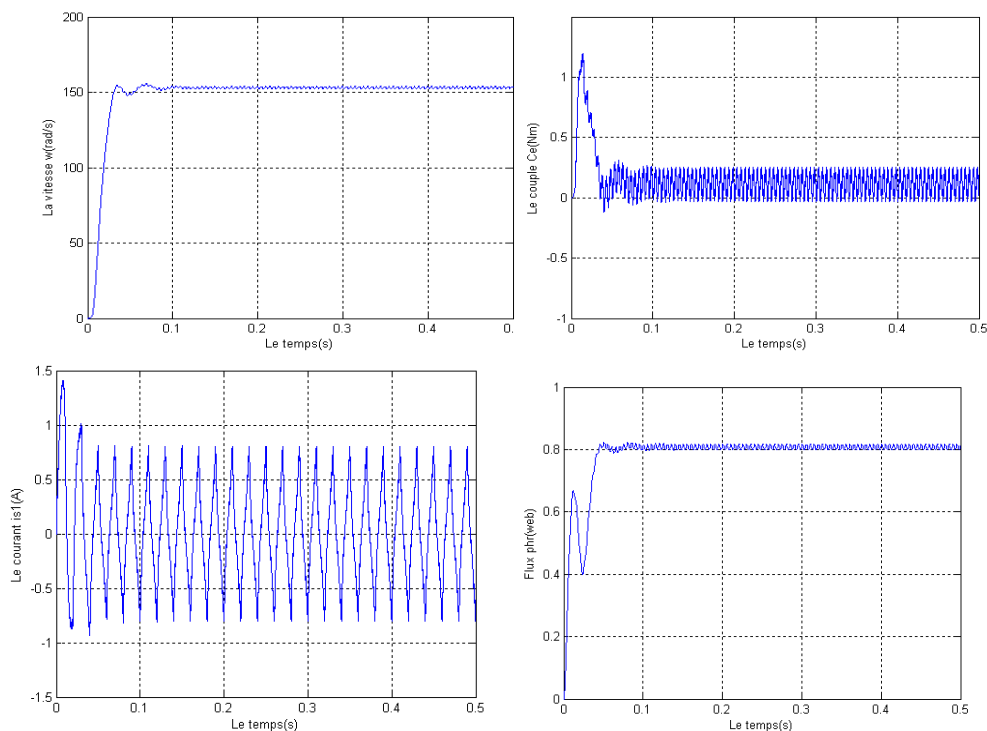


Figure(II-15) :Première méthode pour la commande MLI à trois niveaux

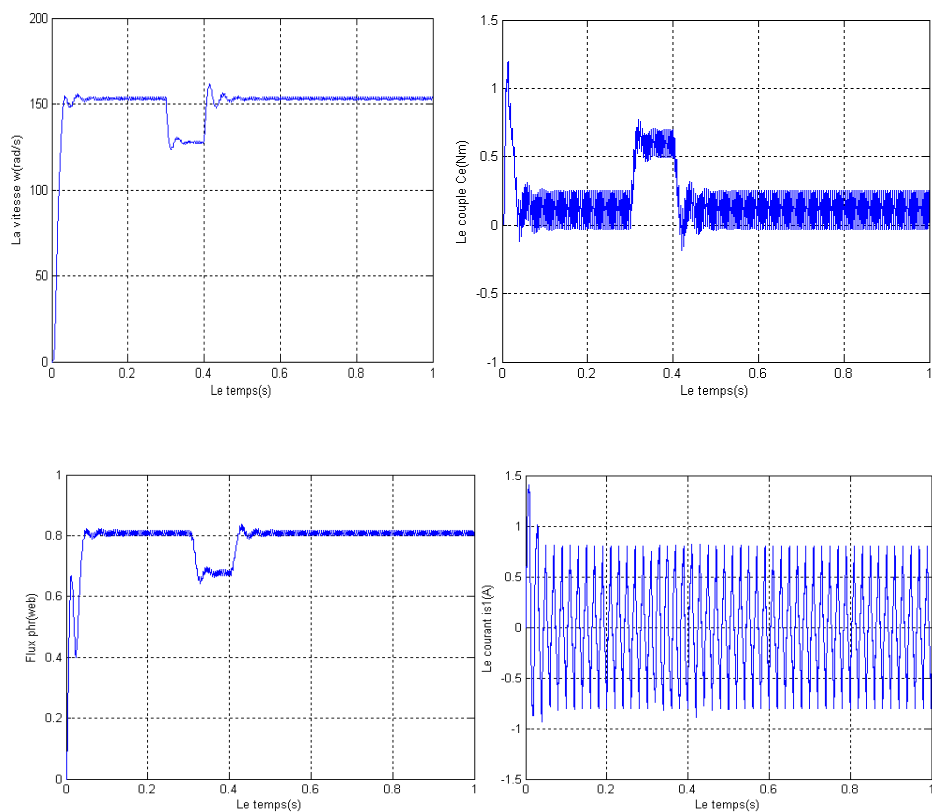
II-8.Simulation et interprétation :

❖ Alimentation en tension avec un onduleur à trois niveaux:

La figure (II-15) montre la porteuse et les deux tensions V_{s1} et V_{s2} . De référence pour $m=22$ et $r=0.8$, par la suite nous avons simulé le comportement de cette machine biphasée alimentée par l'onduleur biphasé à trois niveaux, figure (II-16) ; le courant i_{s1} dans une phase de stator suit l'allure d'une sinusoïde avec des pics qui sont dus à la modulation ; La vitesse du moteur est représentée, mieux que celle du moteur monophasé avec condensateur de démarrage.



Figure(II-16): Simulation de l'association machine-onduleur commandée en tension par MLI (moteur diphasé) marche à vide.



Figure(II-17): Simulation de l'association machine-onduleur commandée en tension par MLI (moteur diphasé) marche en charge.

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons étudié la stratégie d'alimentation par onduleur.

La triangulo-sinusoïdale dans le cas d'une tension à trois niveaux pour la machine monophasée et biphasée.

On a simulé l'ensemble onduleur-machine pour mieux voir leur effet sur les performances de la machine.

En général ;

- la vitesse de la machine biphasée est plus régulière que celle de la machine monophasée avec condensateur.
- Le courant est plus proche d'une sinusoïde dans le cas d'alimentation à trois niveaux.
- Le couple électromagnétique du moteur oscille toujours autour de sa moyenne à la fréquence deux fois celle de la tension de sortie de l'onduleur.
- La commande MLI permet de rejeter les harmoniques à des hautes fréquences donc facilement lissés par l'inductance de la machine.

Introduction

Pour la machine à courant continu à excitation séparée, la force magnétomotrice de l'induit forme un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur. Ainsi, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant induit. Si on maintient le flux inducteur constant, le couple est directement proportionnel au courant d'induit, d'où le découplage entre les deux paramètres (flux et couple). Ce découplage offre à la machine à courant continu une caractéristique très importante par rapport aux machines à courant alternatif : simplicité de commande et de réglage de vitesse

Les méthodes de contrôle scalaire appliquées sur la machine asynchrone telles que la méthode volt/hertz ne donne pas des résultats satisfaisants à cause du couplage qui existe entre le flux et le couple, car cette méthode contrôle seulement l'amplitude du champ tournant mais pas sa position

Pour ramener le fonctionnement de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu, Blaschke a proposé dans les années 70 une technique pour le découplage entre le flux et le couple de la machine asynchrone triphasé. Cette méthode s'appelle l'orientation du flux.

Dans cette partie, nous allons appliquer la technique d'orientation du flux rotorique à la commande de la machine asynchrone monophasée.

III-1.Principe de la commande vectorielle:

Le contrôle vectoriel consiste à générer les tensions MLI requises de façon à maintenir en tout temps un flux constant dans l'entrefer et obtenir un décalage aussi proche que possible de 90° entre les vecteurs d'espaces du flux et de la force magnétomotrice des courants rotoriques, et aussi un couple maximal.[4]

Le principe du découplage permet de modéliser de la machine asynchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande.

Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectorielle.

Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à excitation séparée, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où la méthode du flux orienté, et ainsi la composante directe du courant statorique i_{ds} prend la direction du flux rotorique. Le couple dépend alors uniquement de la composante en quadrature i_{qs} .

Le contrôle vectoriel de flux avec un moteur asynchrone permet de maîtriser séparément le courant magnétisant et le courant actif. Le variateur vectoriel reçoit les informations sur la vitesse et la position angulaire du rotor grâce à un codeur incrémental accouplé au moteur, qui mesure aussi le courant absorbé. Ces valeurs sont traitées numériquement dans un calculateur en fonction de la vitesse et du couple désiré. Ceci va régler les courants sur l'onduleur de manière à positionner le flux stator en quadrature avec le courant induit dans le rotor comme dans un moteur à courant continu.[4].

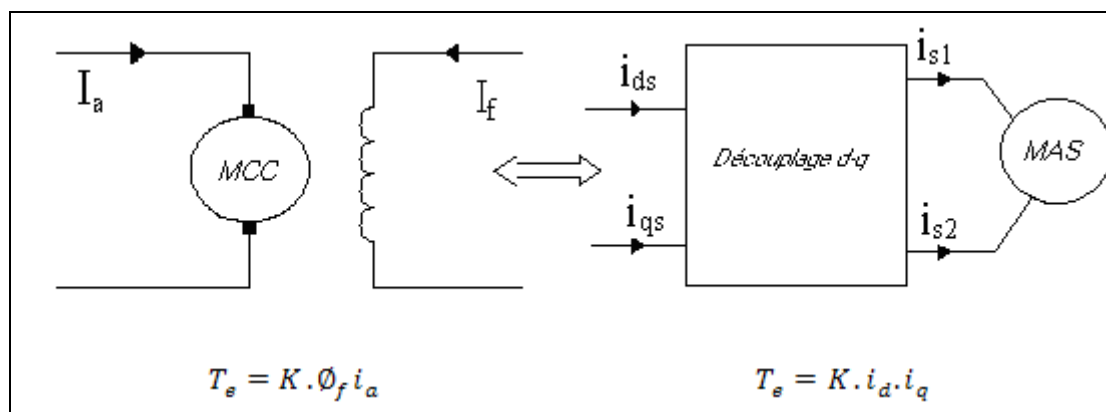


Figure (III-1) : Principe de la commande dé耦ée pour la MCC et MAS.

a) Couple électromagnétique de la machine à courant continu :

$$T_e = K \cdot \Phi_f \cdot i_a \quad (\text{III-1})$$

$$\Phi_f = K_f \cdot i_f$$

b) Couple électromagnétique de la machine asynchrone :

$$T_e = \frac{MP_m}{L_r} (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (\text{III-2})$$

Dans le modèle de rotation de la machine asynchrone, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe 'd' coïncide avec la direction du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer), pour maintenir la composante directe constante et à annuler la composante en quadrature, figure. (III-2).

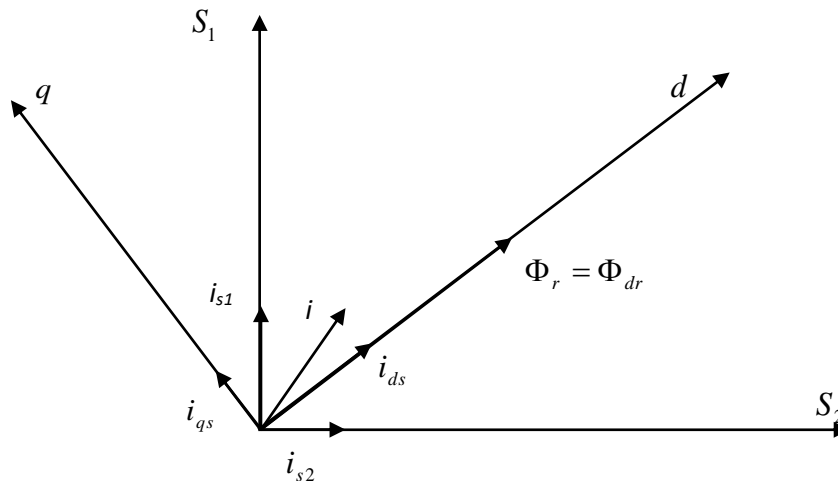


Figure. (III-2).Orientation du flux rotorique.

D'après cette figure , on a :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \text{ et } \Phi_{qr} = 0 \quad (\text{III-3})$$

A partir l'expression (III-2) du couple devient :

$$T_e = \frac{MP_m}{L_r} \cdot \Phi_r i_{qs} = K \Phi_r i_{qs} \quad (\text{III-4})$$

- Soit le flux statorique avec les conditions :

$$\Phi_{ds} = \Phi_s ; \Phi_{qs} = 0 \quad (\text{III-5})$$

- Soit le flux d'entrefer avec les conditions :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r ; \Phi_{qr} = 0 \quad (\text{III-6})$$

Le choix d'un référentiel lié au champ tournant est particulièrement avantageux, car il conduit à un découplage fictif total entre le flux rotorique présent dans la machine et le couple électromagnétique engendré.[10]

III-2.Stratégies de commande:

Pour la réalisation de la commande vectorielle, il existe deux méthodes: la méthode directe et la méthode indirecte.

Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence de la position et du module du flux.[9].

III-2.1.Méthode directe:

Cette méthode nécessite de déterminer la position et le module du flux quel que soit le régime de fonctionnement

La difficulté majeure dans la réalisation de cette méthode de commande est la détermination du module et de la phase du flux, car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables directement.[2].

III-2.2.Méthode indirecte:

Cette approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position. Elle élimine le besoin d'un capteur d'un estimateur ou d'un observateur de flux, mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse. La phase du flux est alors déterminée en utilisant un modèle mathématique qui peut être intégré dans la structure de commande.

Dans ce travail nous allons utiliser uniquement la méthode indirecte.

III-3. Commande en tension de la machine asynchrone monophasée (Méthode indirecte):

III-3.1. Modèle en tension de la machine asynchrone monophasée :

Le modèle de la machine monophasée sans condensateur alimenté en tension dans un référentiel (d -q) lié au champ tournant est présenté par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{P_m}{JL_r} (M \Phi_{dr} i_{qs} - M \Phi_{qr} i_{ds}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_1}{J} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} - (\omega_s - P_m \Omega_r) \Phi_{qr} + \frac{R_r}{L_r} M i_{ds} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} = \frac{R_r M}{L_r} i_{qs} + (\omega_s - P_m \Omega_r) \Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} \\ \frac{di_{ds}}{dt} = -\frac{M R_r}{\sigma_d L_s L_r^2} \Phi_{dr} + \frac{P_m M \Omega_r}{\sigma_d L_s L_r} \Phi_{qr} - \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma_d L_s L_r^2} i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{V_{ds}}{\sigma_d L_s} \\ \frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} + \frac{M R_r}{\sigma_q L_s L_r^2} \Phi_{qr} + \frac{P_m M \Omega_r}{\sigma_q L_s L_r} \Phi_{dr} - \frac{M^2 R_r + L_r^2 R_s}{\sigma_q L_s L_r^2} i_{qs} + \frac{V_{qs}}{\sigma_q L_s} \end{array} \right. \quad (\text{III-7})$$

III-3.1.1. Modèle en tension par orientation du flux rotorique:

En tenant compte des relations (III-7), les équations du modèle sont simplifiées et elle sont données par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi_r}{dt} = \frac{R_r}{L_r} (M i_{ds} - \Phi_r) \\ \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \frac{M R_r}{L_r \Phi_r} \cdot i_{qs} + P_m \cdot \Omega_r \end{array} \right. \quad (\text{III-8})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} e_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \sigma L_s P_m i_{ds} + \frac{M}{L_r} \cdot P_m \Phi_r - \sigma L_s \omega_s i_{qs} \\ e_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \sigma L_s P_m i_{qs} + \frac{M}{L_r} \cdot P_m \Phi_r - \sigma L_s \omega_s i_{ds} \end{array} \right. \quad (\text{III-9})$$

III-3.1.2. La commande en boucle ouverte:

D'après les relations (III-9), les équations de tension montrent un découplage indésirable ce qui nécessite d'utiliser un circuit de découplage lors de l'implémentation de la commande, en faisant l'approximation, e_{ds} et e_{qs} peuvent être représentées par:

$$i_{ds}^* = \frac{1}{M} \cdot \left(\frac{L_r}{R_r} \frac{d\phi_r^*}{dt} + \phi_r^* \right)$$

$$i_{qs}^* = \frac{L_r}{MP_m} \frac{T_e^*}{\phi_r^*}$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{MR_r}{L_r} \frac{i_{qs}^*}{\phi_r^*}$$

$$\omega_s^* = \omega_{sl}^* + P_m \Omega_r$$

Le schéma bloc de la structure de commande est le suivant :

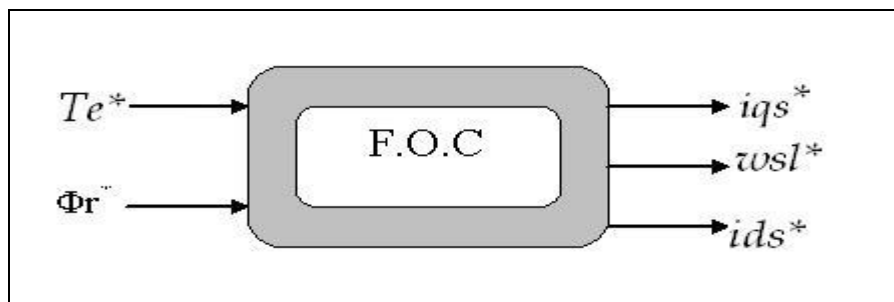


Figure (III-3) : Schéma bloc du F.O.C

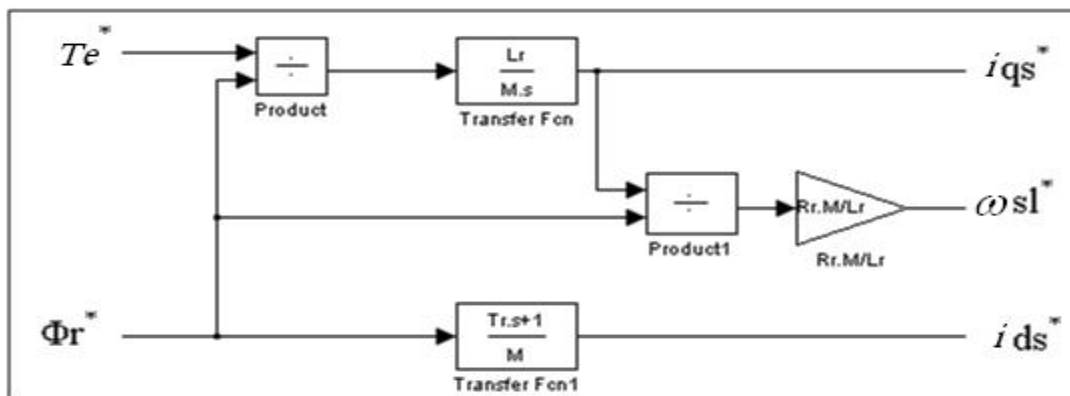
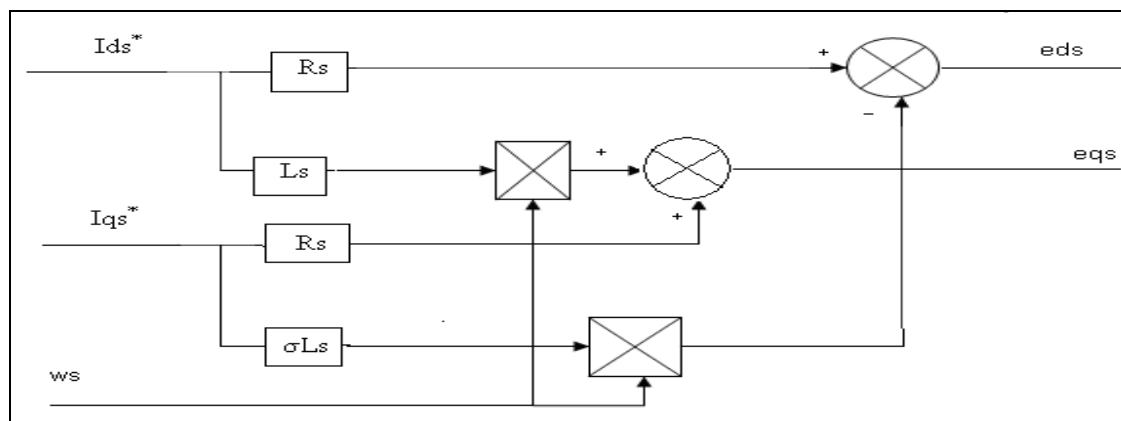


Figure (III-4) : Schéma bloc de la structure de commande en courant par orientation du flux (Field orientation control).

$$\begin{cases} e_{ds} = R_s \cdot i_{ds}^* - \sigma L_s \omega_s i_{qs}^* \\ e_{qs} = R_s \cdot i_{qs}^* + \sigma L_s \omega_s i_{ds}^* \\ \omega_s^* = \omega_{sl}^* + P_m \Omega_r \end{cases} \quad (III-14)$$



Figure(III-5): découplage entre e_{ds} et e_{qs} avec orientation de flux rotorique

III-3.1.3.La commande en boucle fermée:

Le schéma de la commande est constitué des mêmes blocs que la commande par orientation de flux rotorique d'une machine alimentée en courant, sauf pour la machine alimentée en tension, on trouve le bloc de découplage des tensions. Le schéma de commande de la vitesse est le suivant:

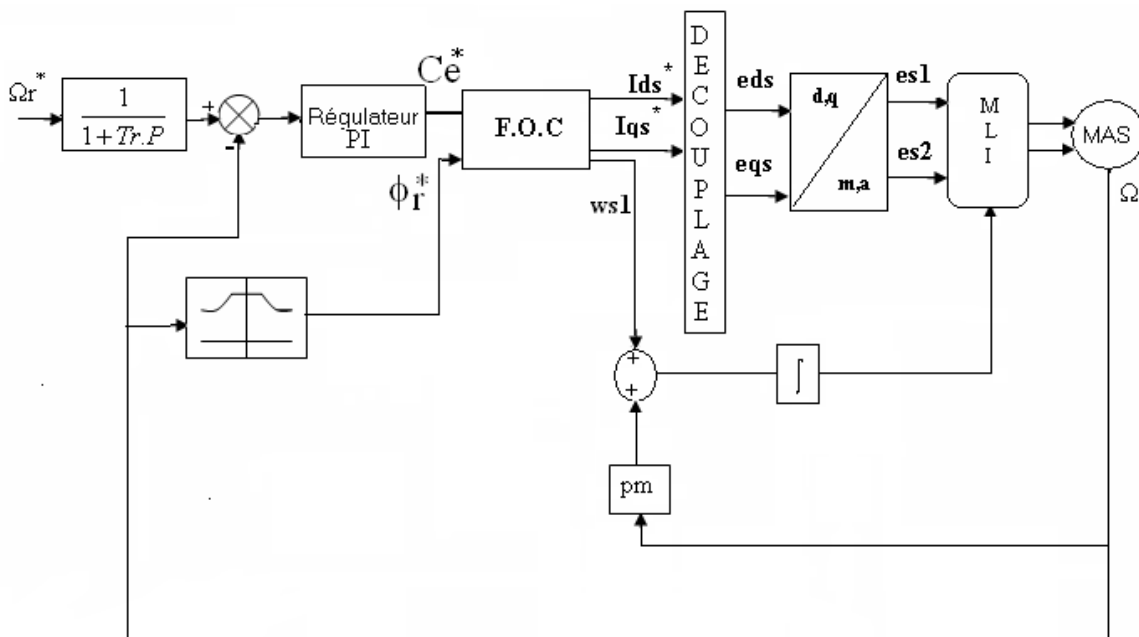


Figure (III-6): Schéma fonctionnel de la commande vectorielle d'une MAS commandée en tension.

❖ Bloc de contrôle du flux orienté (FOC: Field oriented control) :

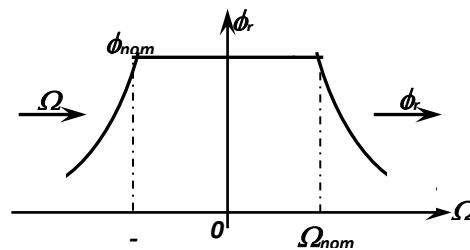
Le FOC est un bloc de calcul qui possède deux entrées (Φ_r^* , C_e^*) et génère les trois grandeurs de commande de l'onduleur (i_{ds}^* , i_{qs}^* et ω_{sl}^*). Il est défini en considérant que le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenus constants égaux à leurs valeurs de référence.

❖ Bloc de défluxage :

Le flux de commande est obtenu à partir d'un bloc de défluxage qui maintient constant pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale, pour permettre un fonctionnement à flux constant, dans où la vitesse dépasse la vitesse nominale. Ce bloc assure le fonctionnement à couple constant pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale et au delà de cette valeur il

permet de diminuer le couple, dans ce cas il assure un fonctionnement à tension ou à puissance constante ; ce bloc est défini par les valeurs des flux consigne suivantes :

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_m & \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_n \\ \Phi_m \frac{\Omega_n}{|\Omega_r|} & \text{si } |\Omega_r| > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{III-15})$$



Figure(III-7): Bloc de défluxage.

❖ Le Régulateur :

D'après le schéma (figure III-6) , le couple de commande T_e^* est délivré par un régulateur de vitesse qui à pour entrée la différence de vitesse, il est de type proportionnel intégrateur avec gains constants K_p et K_i ; en associant à cette fonction un régulateur PI, alors :

$$\frac{T_e^*(p)}{e\omega(p)} = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (\text{III-16})$$

❖ Le Filtre :

L'analyse théorique du système globale (Régulateur-modèle de la machine monophasée), montre que si nous voulons régler la vitesse, il va apparaître un dépassement de cette dernière avant la stabilisation, donc il est indispensable d'utiliser un filtre, de telle sorte on élimine ce dépassement. La fonction de transfert de ce bloc est donnée par :

$$\frac{(\Omega_r^*)_{\text{filtre}}}{\Omega_r^*} = \frac{1}{1+T_f.p} \quad (\text{III-17})$$

Telle que T_f est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne, donc :

$$T_f = \frac{K_p}{K_i} \quad (\text{III-18})$$

III-4.Simulation :

a) En boucle ouverte :

D'après la figure (III-8) nous remarquons que le flux suivant l'axe d est identique à son module Φ_r et la composante en quadrature de flux rotorique et nul.

Le couple suit bien sa référence mais il y a une petite erreur statique, due à l'approximation des équations des découplage entre les deux tensions d'alimentation .

b) En boucle fermée :

Pour illustrer les performances du réglage par orientation de flux rotorique appliqué sur la machine asynchrone monophasée alimentée en tension, nous avons simulé un démarrage à vide puis on applique une charge $T_l = 0.1\text{N.m}$ on remarque d'après la figure (III-9) que :

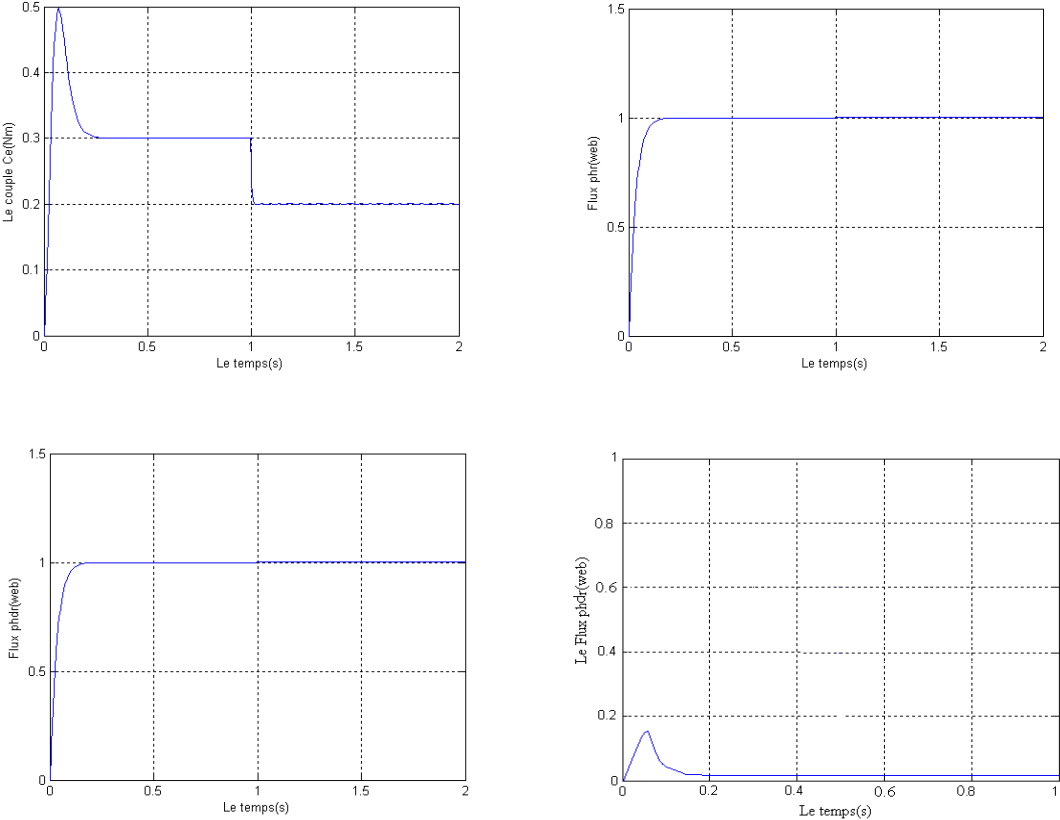
- ❖ La vitesse suit bien sa référence, puis elle subit une légère diminution juste à l'instant de l'application de la charge.
- ❖ Le régulateur PI rejette la perturbation après un certain temps.

Pour voir l'effet de variation de sens de rotation, on a simulé dans la figure (III-10) la variation de sens de rotation .

Cette figure montre qu'il y a un dépassement par rapport à la grandeur de consigne à l'instant de variation du sens de rotation.

Pour éliminer ce problème il y a deux solutions, soit en diminuant la rapidité du réglage et on perd la robustesse vis-à-vis de la perturbation, soit en introduisant un filtre pour la grandeur de la consigne.

Ces figures montrent l'élimination de dépassement en utilisant un filtre, mais le système devient lent.



Figure(III-8):Découplage avec orientation de flux rotorique en boucle ouverte

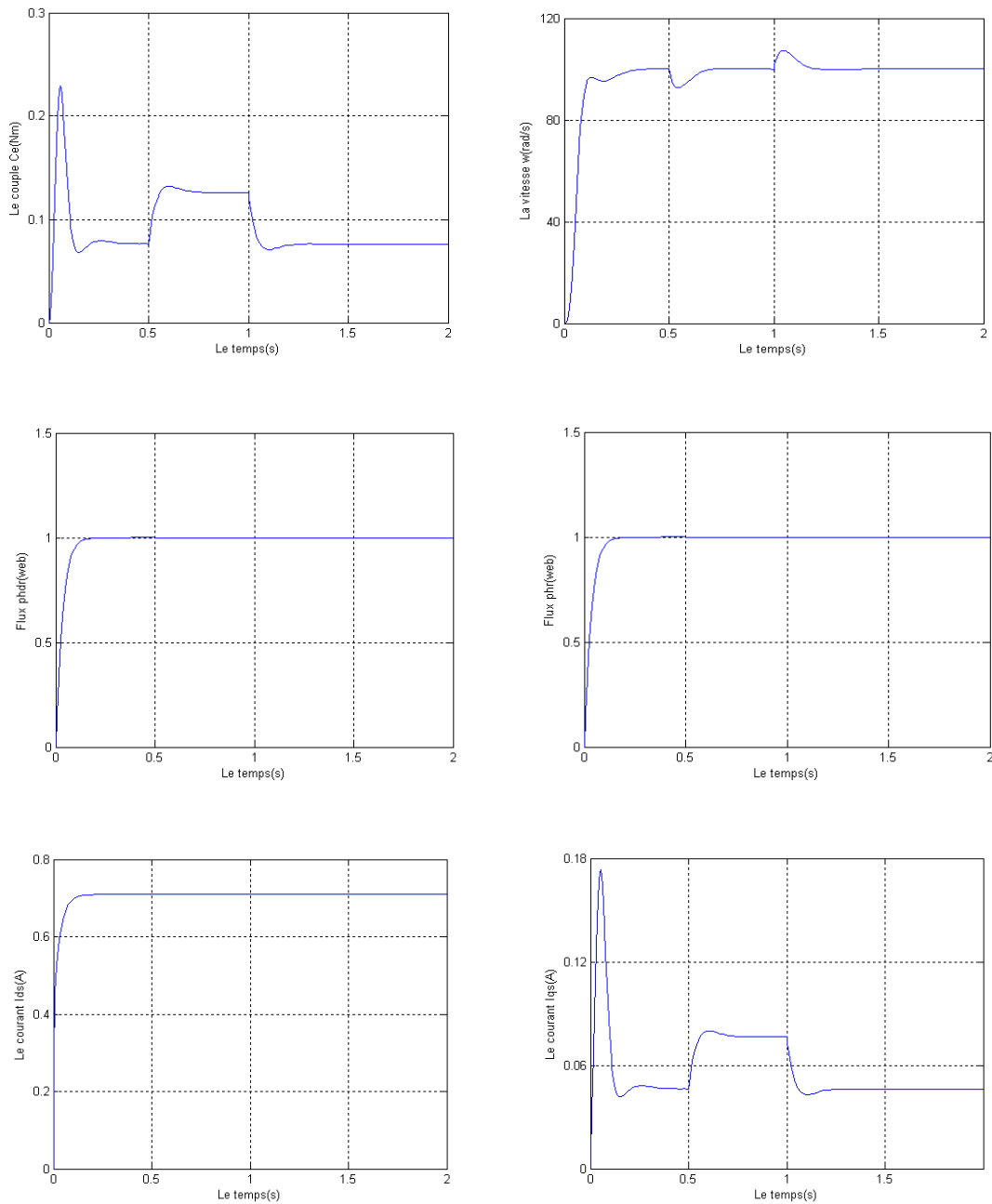


Figure (III-9) : Application de la Commande vectorielle à la MASM avec application d'une charge nominale entre $t = 0.5s$ et $t = 1s$.

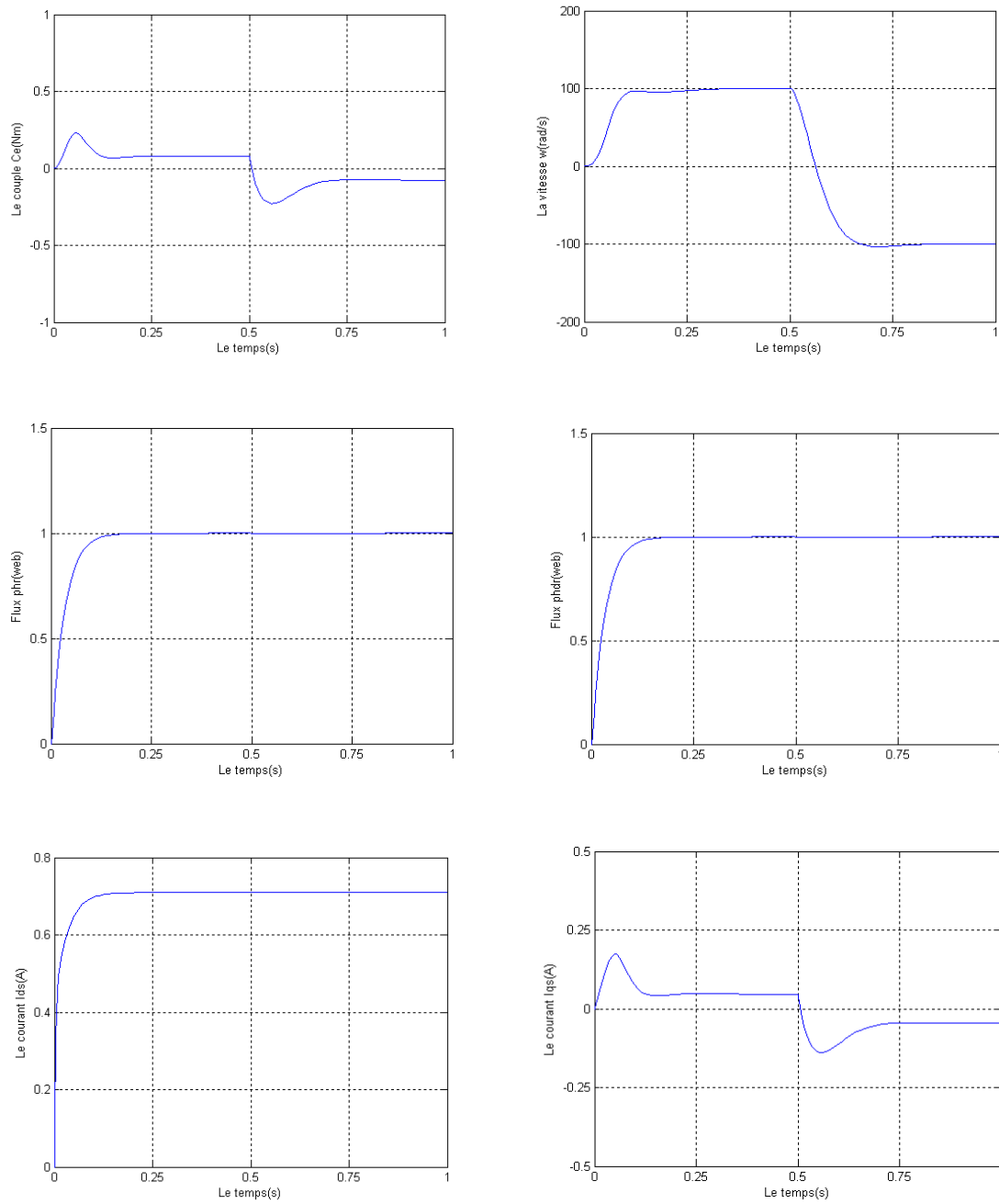


Figure (III-10) : Application de la Commande vectorielle à la MASM avec inversion de sens de rotation

Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre le mode d'orientation du flux à savoir le flux rotorique, ainsi qu'une des principales méthodes employées dans la commande vectorielle qui est la commande indirecte, une meilleure orientation du flux est obtenue en utilisant le flux rotorique. Nous constatons que cette commande nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler le régulateur du couple et celle du flux.

Grâce à cette technique, nous avons obtenu un modèle découplé de la machine asynchrone. Il faut signaler que le régulateur PI permet de garder la vitesse de la machine asynchrone égale à sa référence, mais il présente des dépassements par rapport à la grandeur de consigne, due au changement brusque de cette dernière. Pour cela on fait intervenir à un filtre pour éliminer les dépassements de la vitesse.

Introduction

Dans le chapitre précédent , nous avons mis en œuvre un réglage classique des régulateurs classiques type PI , ce réglage donne des résultats satisfaisants seulement dans le cas ou les paramètres de la machine seraient constants , mais dans certaines applications , ces paramètres peuvent largement varier , ce qui gêne le fonctionnement du système. Cela exige l'élaboration d'un type de commande plus performant.

La commande adaptative est une alternative intéressante permettant de résoudre le problème de la variation des paramètres interne de la machine , l'une des méthodes de commande adaptative consiste à déterminer un système réalisant les performances exigées , on cherche alors à adapter l'organe de commande de façon à porte le nom de commande adaptative par modèle de référence. [4].

Dans cette partie , on s'intéresse à développer la commande adaptative par modèle de référence .

IV.1. Définition

Un système de commande adaptative , mesure un index de performance défini par l'entrée , les états et la sortie du système ajustable. La comparaison avec l'index de performance des séries donné par le modèle à suivre , périmé au mécanisme d'adaptation de modifier les paramètres du système ajustable ou de génère une entre auxiliaire dans le but de maintenir les indices de performance du système égale à celui désiré .[11].

Cette définition illustrée par la figure (IV-1).

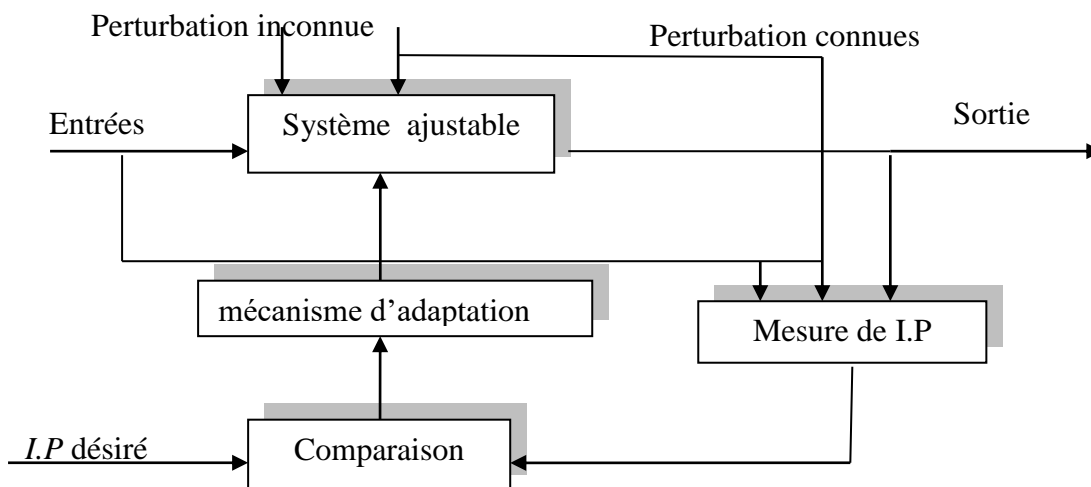


figure (IV-1) : configuration de base des systèmes adaptatifs

IV.1.1.Principe de la commande adaptative par modèle de référence:

La commande adaptative par modèle de référence a été développée par WHITKER en 1958. Ces dernières années, elle est devenue un moyen très efficace pour la commande des systèmes à paramètres inconnus ou partiellement connus.

Le principe de tels systèmes est de décrire, par un modèle de référence, les performances désirées et les comparer à chaque instant avec ceux du système ajustable. L'erreur ainsi déterminée permet au mécanisme d'adaptation de réajuster, de telle manière que l'erreur entre le modèle de référence et le système ajustable, tende asymptotiquement vers zéro.[4].

IV.1.2.Différentes configuration de la commande adaptative par modèle de référence :

Les configurations de base de la commande adaptative par modèle de référence[12][13] sont :

- Commande par poursuite linéaire d'un modèle (LINEAR MODEL FOLLOWING CONTROL)

Elle est très utile quand les paramètres du système sont connus. Une simple identification avec le modèle de référence permet de déterminer le régulateur

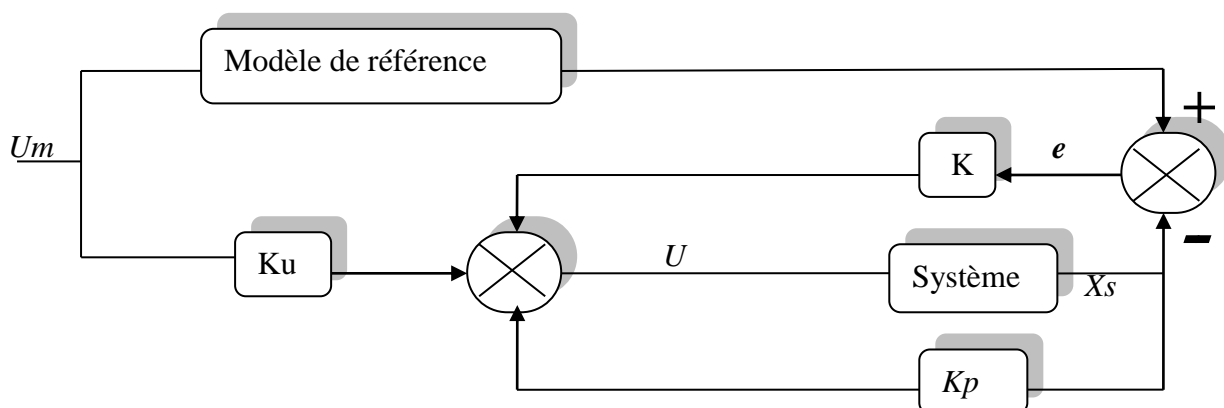


figure (IV-2): commande linéaire par poursuite d'un modèle(LMFC)

➤ Commande adaptative par poursuite d'un modèle (ADAPTATIVE MODELE FOLLOWING CONTROL) :

La commande adaptative par poursuite d'un modèle est utilisée quand les paramètres du système sont inconnus ou de très grandes variations apparaissent . Le mécanisme d'adaptation modifie les paramètres K_p et K_u pour assurer une bonne poursuite du modèle.

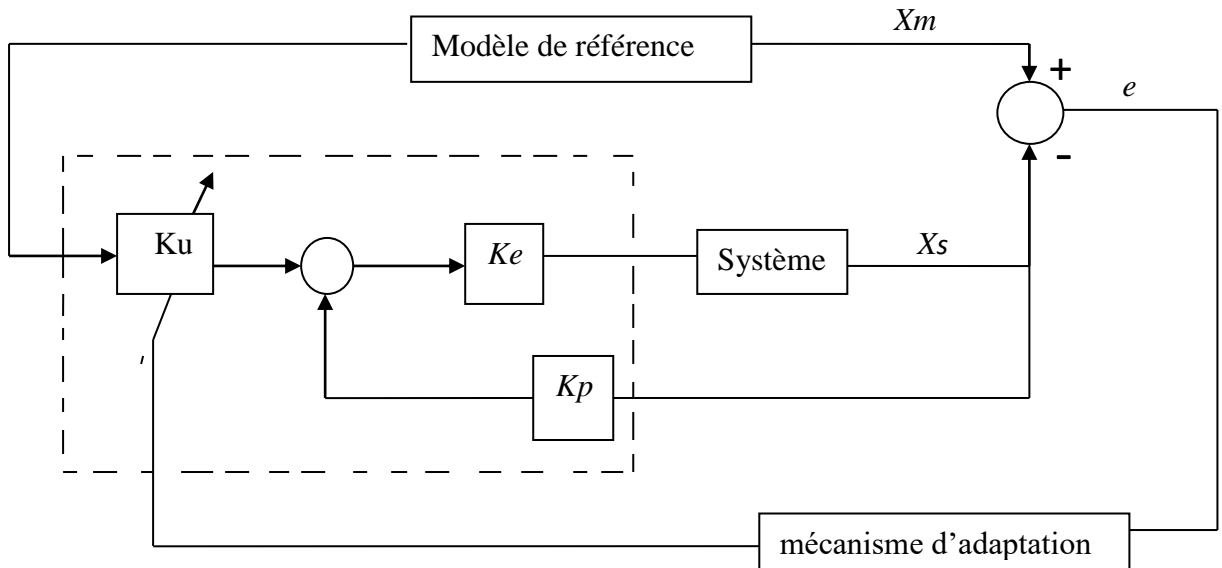
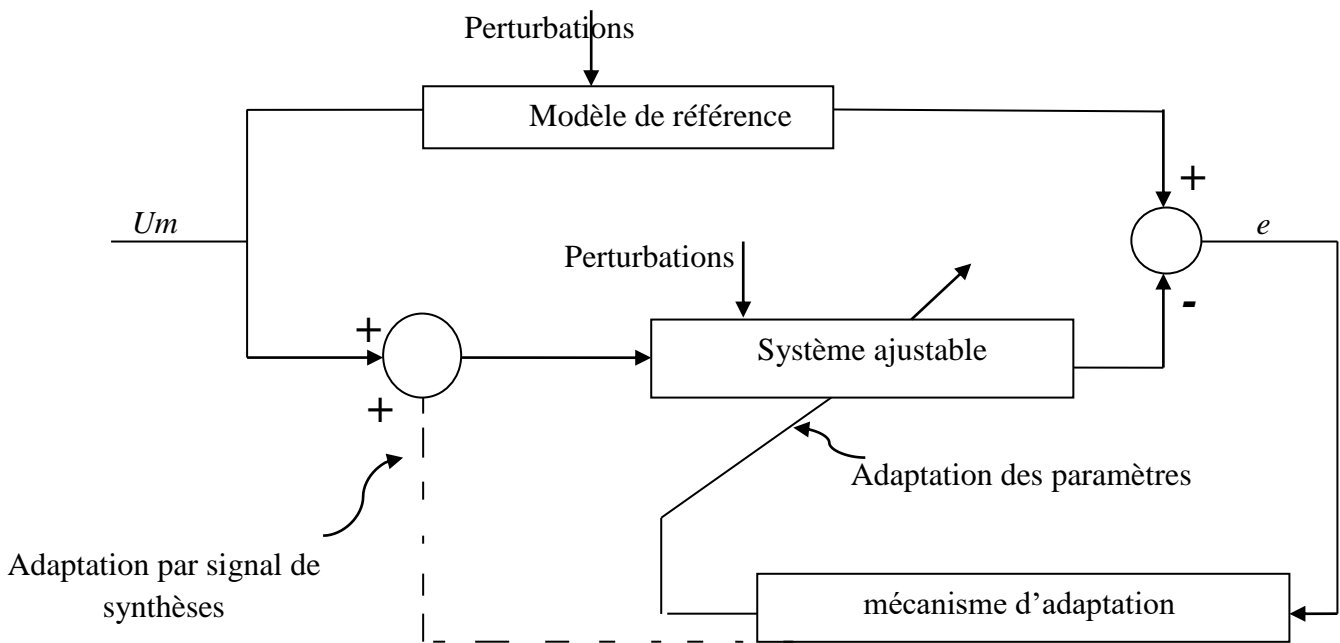


figure (IV-3) : Commande adaptative par modèle de référence avec synthèse (AMFC)

➤ Commande adaptative par modèle de référence avec synthèse d'un signal



Figure(IV-4) : Commande adaptative par modèle de référence avec synthèse d'un signal (MRAS)

IV-2. Différentes structures du système du commande adaptative avec modèle de référence :

De par les liens existant entre la prédiction et l'estimation d' une part et la commande d' autre part , on peut considérer trois structures de systèmes adaptatifs.[4]

a) Structure Parallèle :

C' est la structure la plus connue , nommée la méthode de l' erreur de sortie dans le cas d' identification figure (IV-1)

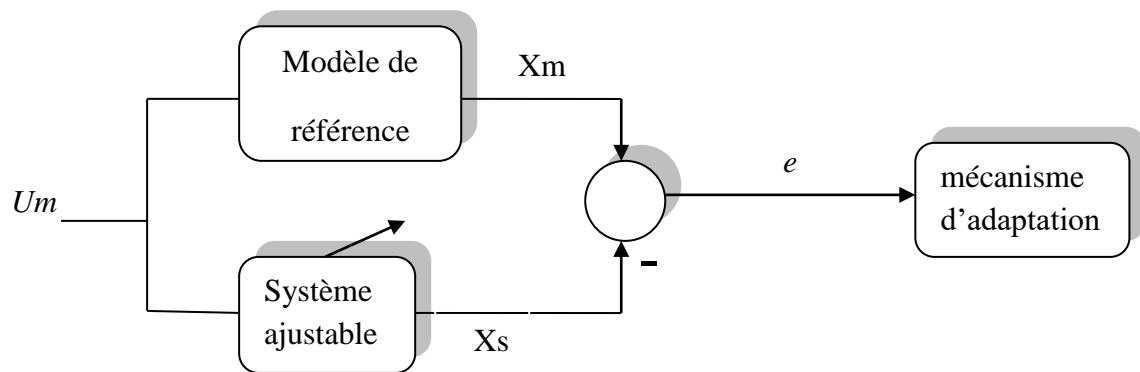


Figure (IV-1) :structure parallèle

b) Structure Série :

Dans ce cas le modèle de référence est le système ajustable sont en série figure (IV-2). Cette structure est souvent connue par la méthode de l'erreur d' entrée :

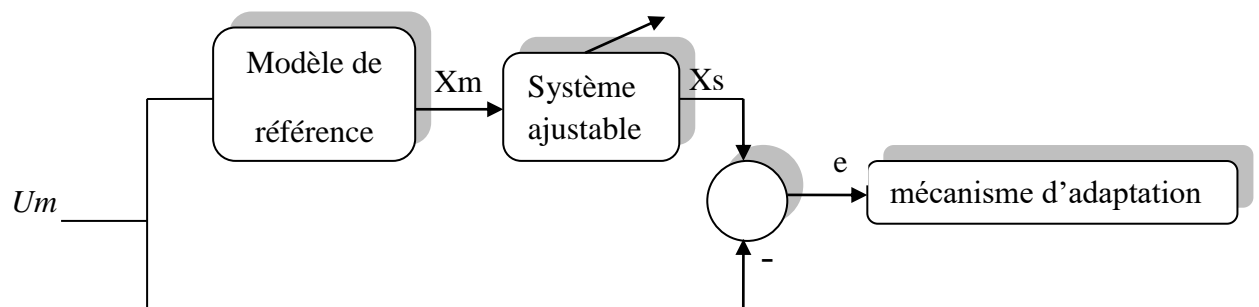


Figure (IV-2) :Structure Série.

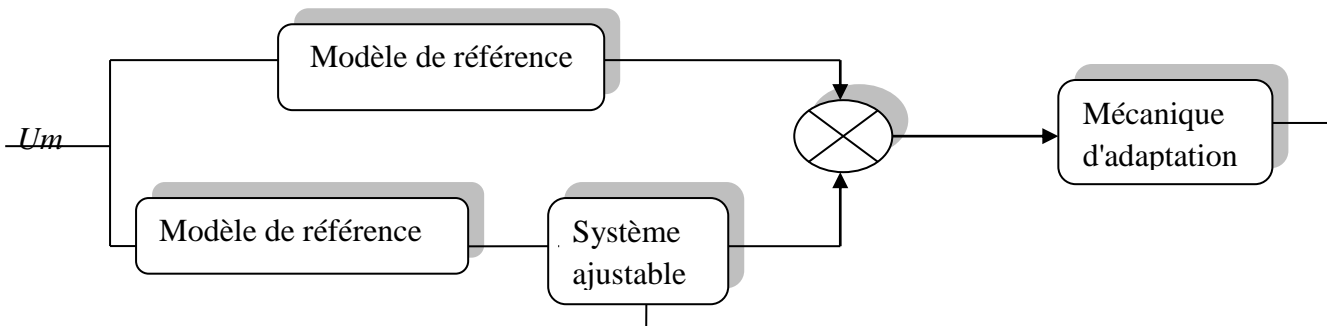
c) structure série-parallèle :

Figure (IV-3) : structure série parallèle

IV-3. Description

Nous présentons une description du MRAS (système adaptative à modèle de référence). avant de synthétiser les lois d'adaptation , certaines hypothèses de base doivent être posées

- Le modèle de référence doit être linéaire invariant dans le temps
- Le modèle de référence et le système ajustable ont la même dimension
- Durant le processus d'adaptation ; les paramètres du système ajustable dépendent seulement du mécanisme d'adaptation
- Aucun signal , autre que le vecteur d'entrée n'agit sur le système
- La différence initiale entre les paramètres du modèle et ceux du système est connue
- Le vecteur erreur d'état et de sortie sont mesurables

Cet ensemble d'hypothèses constitue le cas idéal et permet un traitement analytique direct du MRAS.

Les équations du modèle de référence et ceux du système ajustable se mettent sous la forme d'état suivant :

$$\frac{dX_m}{dt} = A_m \cdot X_m + B_m \cdot U_m \quad (IV-1)$$

$$\frac{dX_s}{dt} = A_s \cdot X_s + B_s \cdot U_m \quad (IV-2)$$

X_m et X_s : vecteurs d'état de dimension n .

U_m : vecteur d'entrée de dimension m (vecteur de commande).

A_m et A_s : matrices carrées de dimension $(n.n)$.

B_m et B_s : matrices de dimensions $(n.m)$.

- Le modèle de référence est choisi stable et complètement contrôlable.
- Le système ajustable est choisi sous la forme d'un modèle linéaire variable dans le temps.

Le vecteur d'état de l'erreur généralisé est défini par :

$$e = X_m - X_s \quad (\text{IV-3})$$

L'objectif de la synthèse du MRAS est de trouver une loi d'adaptation paramétrique qui permet d'ajuster les matrices A et B tel que :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} A(e, t) = 0 \quad (\text{IV-4})$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} B(e, t) = 0$$

Ceci doit être assuré quelque soit la différence entre les paramètres du modèle de référence et ceux de système ajustable. De plus, on veut que le mécanisme d'adaptation ait de la mémoire (c'est à dire qu'il mémorise les bonnes valeurs des paramètres, une fois trouvées), ce qui conduit à l'introduction d'un intégrateur dans le mécanisme d'adaptation, ce dernier aura pour effet rendre les paramètres du système ajustable, à l'instant t , dépendent non seulement de $e(t)$ mais aussi de l'histoire de $e(t)$ (c'est à dire $e(\tau)$, $\tau \leq t$). [4].

la loi d'adaptation sera alors :

$$(\text{IV-5}) A(e, t) = F(e, \tau, t) + A(0)$$

$$(\text{IV-6}) B(e, t) = G(e, \tau, t) + B(0)$$

Où F et G détermine la relation fonctionnelle entre A et B les valeurs de l'erreur e , dans l'intervalle $[0, t]$. Dans le cas de signal d'adaptation de synthèse.

La loi d'adaptation est :

$$(\text{IV-7}) U_A(e, t) = U(e, \tau, t) + U_A(0)$$

Où U détermine la relation fonctionnelle entre U_A et le valeur du vecteur de l'erreur dans l'intervalle $[0, t]$.

IV.4. Commande linière par poursuite d'un modèle (LMFC) :

Dans cette partie, nous développons la commande adaptative par poursuite de modèle de référence. la structure utilisée est la structure parallèle.

L'objectif c'est contrôlé et des minimiser l'erreur d'état. D'après la figure (IV-4) , la loi de commande est donne par :

$$U = -K_p K_s + E \cdot K_e + K_u U_m \quad (\text{IV-8})$$

Le système à commande est défini par :

$$\frac{dX_s}{dt} = A_s X_s + B_s U_m \quad (\text{IV-9})$$

Le modèle de référence est défini par :

$$\frac{dX_m}{dt} = A_m X_m + B_m U_m \quad (\text{IV-10})$$

Où K_p , K_e et K_u sont des matrices de dimensions appropriées . Les paires (A_s, B_s) et (A_m, B_m) sont stabilisables , A_m est n matrices d'HURWITZ (c'est-à-dire le modèle de référence asymptotiquement stable) .

Pour assurer une poursuite parfait la dynamique de l'erreur doit être imposé .En utilisant les relations (IV-4) , (IV-2) , (IV-3), et (IV-9), cette dynamique est définie par :

$$\frac{de}{dt} = (A_m - B_s K_e) e + (A_m - A_s + B_s K_p) X_s + (B_m - B_s K_u) U_m \quad (\text{IV-11})$$

Ainsi il suffit d'imposer la condition suivant :

$$(A_m - A_s + B_s K_p) X_s + (B_m - B_s K_u) U_m = 0 \quad (\text{IV-12})$$

Dans le cas ou X_s et U_m seraient indépendants, nous avons :

$$A_s - A_m = B_s K_p \quad (\text{IV-14})$$

$$B_m = B_s K_u$$

De cette façon , la dynamique de l'erreur est définie par la matrice $[A_m - B_s K_e]$, qui doit être une matrice d'HURWITZ .[12].

A partir d'équation (IV-13) nous aboutissons à :

$$K_p = B_s^+ \cdot (A_s - A_m)$$

$$K_u = B_s^+ \cdot B_m \quad (\text{IV-14})$$

Où $B_s^+ = (B_s^t B_s)^{-1} B_s^t$: la pseudo inverse de B_s .

En introduisant les équations de K_p et K_u dans (IV-13), nous aboutissons à :

$$\begin{aligned} (I - B_s \cdot B_s^+) (A_s - A_m) &= 0 \\ (I - B_s \cdot B_s^+) B_m &= 0 \end{aligned} \quad (\text{IV-15})$$

Ces conditions sont connus sous le nom de conditions d'HERZENBERGER. une fois ces conditions sont satisfaites, la poursuite de modèle définis par (IV-1) à la référence X_m est assurée.

IV.5. Application à la machine asynchrone monophasée :

Nous nous intéressons dans cette partie à appliquer la déférente stratégie de la commande adaptative à modèle de référence à la régulation de vitesse et de flux de la machine asynchrone monophasé

IV.5.1 Equations d'état du système continu :

Les équations peuvent être écrites sous la forme suivante :

$$\frac{dX_s}{dt} = A_s \cdot X_s + B_s \cdot U_m$$

$$\text{Avec } X_s = [\phi_r, \omega_r]^t, U_m = [id_s, iq_s]^t \quad (\text{IV-16})$$

$$A_s = \begin{bmatrix} \frac{-1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{-f}{J} \end{bmatrix}, B_s = \begin{bmatrix} \frac{M}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{Kt}{J} \end{bmatrix}$$

IV.5.2. Modèle de référence basé sur la orientation du flux :

Nous prenons le modèle de la machine référentiel lié au champ tournant et nous appliqués de la commande par flux orienté . nous obtenons la modèle de referens suivante :

$$\frac{dX_m}{dt} = A_m \cdot X_m + B_m \cdot U_m \quad (\text{IV-17})$$

Avec $X_m = [\Phi_{rn}, \omega_{rn}]^t$; $U_m = [\Phi_{ref}^*, \omega_{ref}^*]^t$

$$A_m = \begin{bmatrix} \frac{-Kt}{Tr} & 0 \\ 0 & \frac{-k}{J} \end{bmatrix}, B_m = \begin{bmatrix} \frac{K}{Tr} & 0 \\ 0 & \frac{K}{J} \end{bmatrix}.$$

Où K spécifie la dynamique du modèle du référence, il est choisie de façon à obtenu un temps de réponse voisin de celui observé par la méthode auto-ajustable.

IV.5.3 Réglage de vitesse et de flux par LMFC :

D'après la relation (IV.9), la commande linéaire par poursuite d'un modèle est donnée par :

- Pour le système électromagnétique :

$$id_s = K_{uf} \Phi_{ref}^* + K_{ef} (\Phi_{rn} - \Phi_r) - K_{pf} \dot{\Phi}_r \quad (\text{IV.18})$$

- Pour le système mécanique :

$$iq_s = K_{uv} \omega_{ref}^* + K_{ev} (\omega_{rn} - \omega_r) - K_{pv} \dot{\omega}_r \quad (\text{IV.19})$$

D'après la relation (IV.14) , nous avons les gais statiques suivants :

$$\begin{cases} K_{pf} = \frac{1}{M} (K - 1) \\ K_{uf} = \frac{K}{M} \\ K_{ef} = 0.5 \end{cases} \quad (\text{IV-20})$$

$$\begin{cases} K_{pv} = \frac{1}{K} (K - 1) \\ K_{uf} = \frac{K}{Kt} \\ K_{ev} = 0.05 \\ K_t = P_m \frac{M}{L_r} \phi_r^* \end{cases}$$

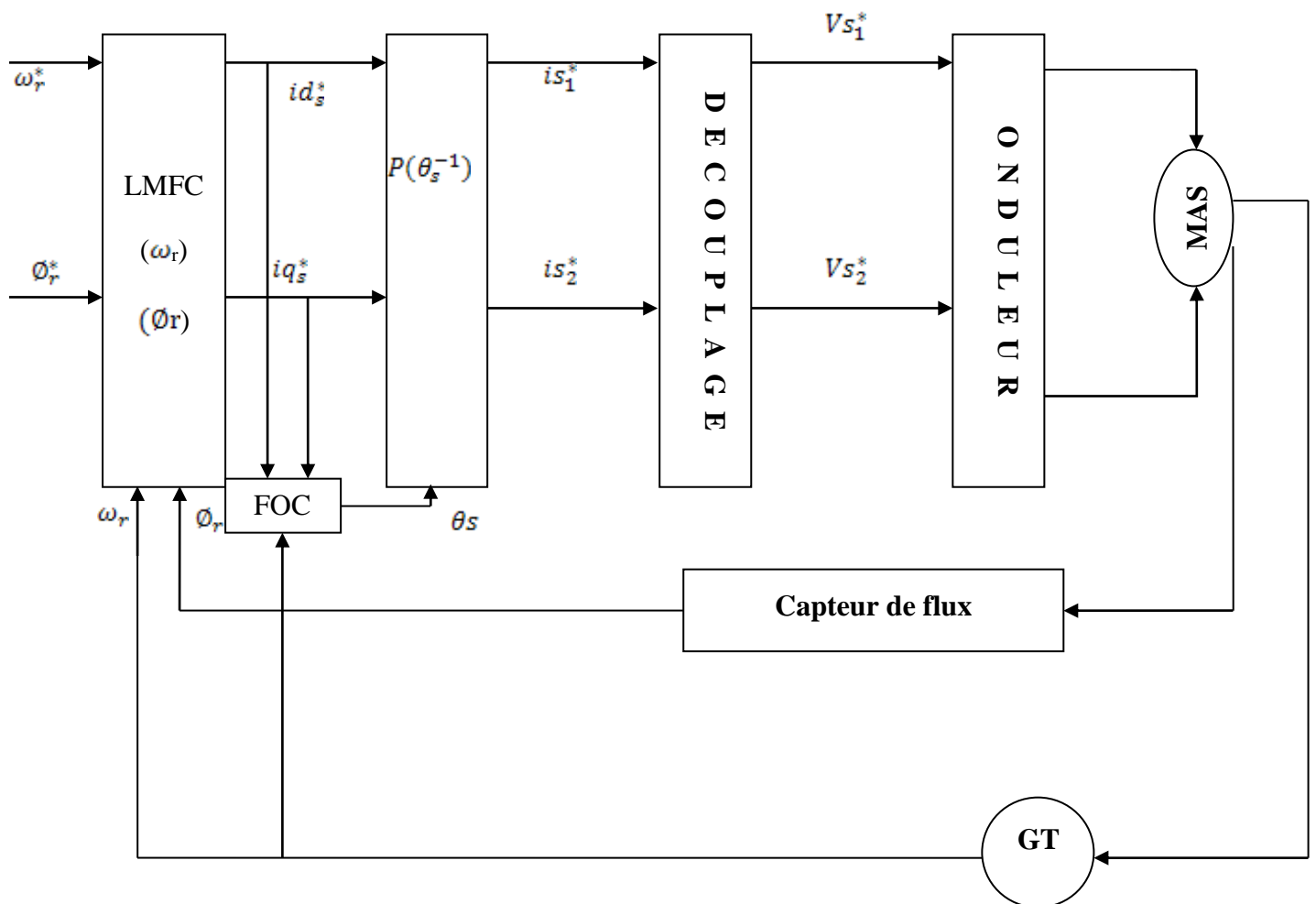


figure (IV-5) : Schéma globale de la commande linéaire par poursuite d'un modèle.

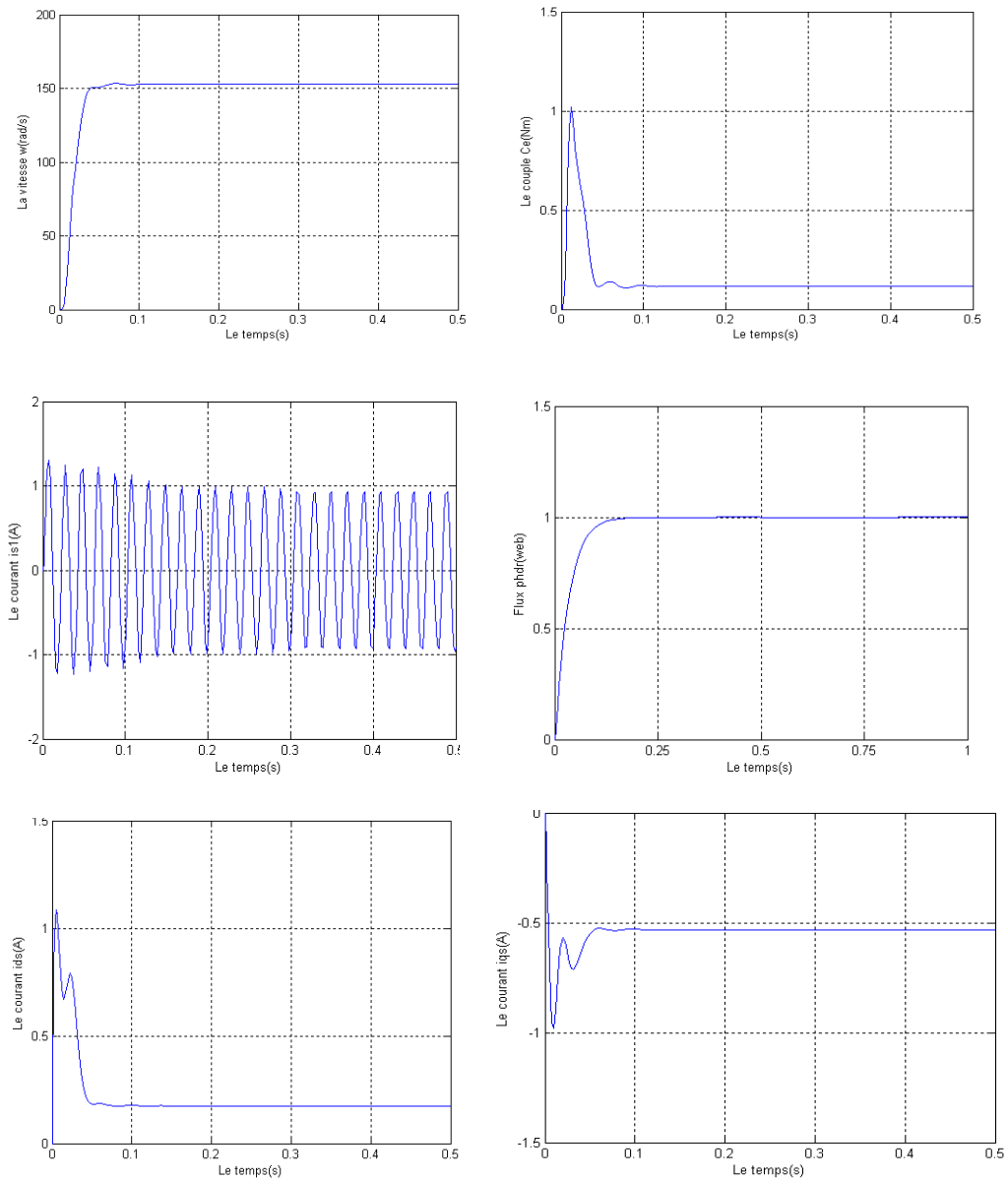
IV-6.Simulation et interprétation :

La figure (IV-5). Donne un schéma globale de la commande linaire par poursuite d'un modèle appliquer à la machine asynchrone monophasée.

Le résultat de simulation de commande linaire par poursuite d'un modèle sont et les illustré par la figure (IV-6) (IV-7) (IV-8).

Dans la figure (IV-6) nous avons simulé un démarrage à vide .nous remarquons que la système suit parfaitement la modèle de référence

Dans la figure (4-7) , nous avons aussi simuler à vide , puis vous avons appliqué un couple de charge .nous remarquons que la poursuite de la vitesse est parfaite , sauf à l'instant ou l'arbre de la machine une brusque perturbation de charge , même résultat avec variation de sens de rotation.



Figure(IV-6) :Simulation de la machine avec commande adaptative (à vide).

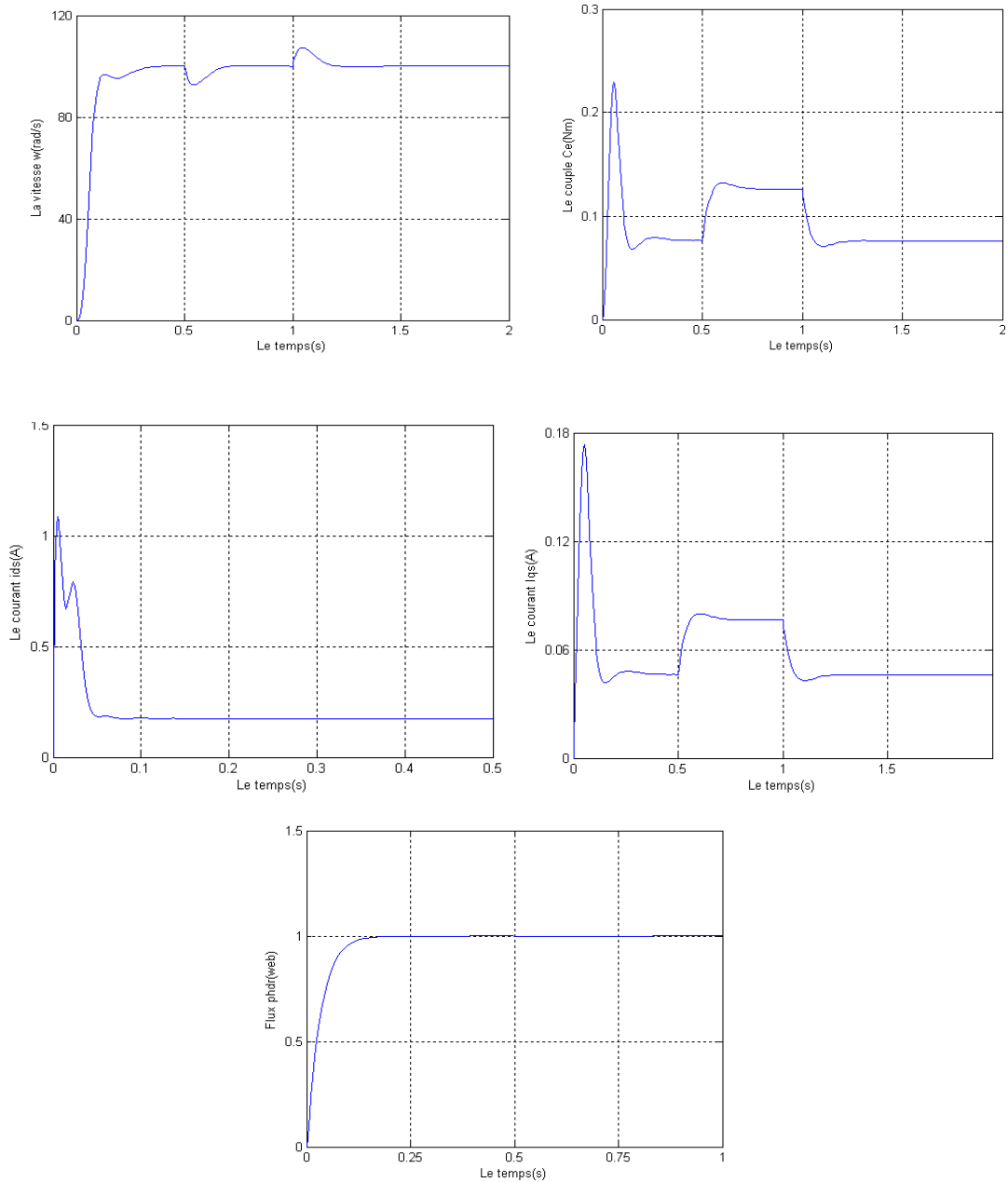


Figure (VI-7) : Application de la Commande adaptative à la MASM avec application d'une charge nominale entre $t = 0.5\text{s}$ et $t = 1$

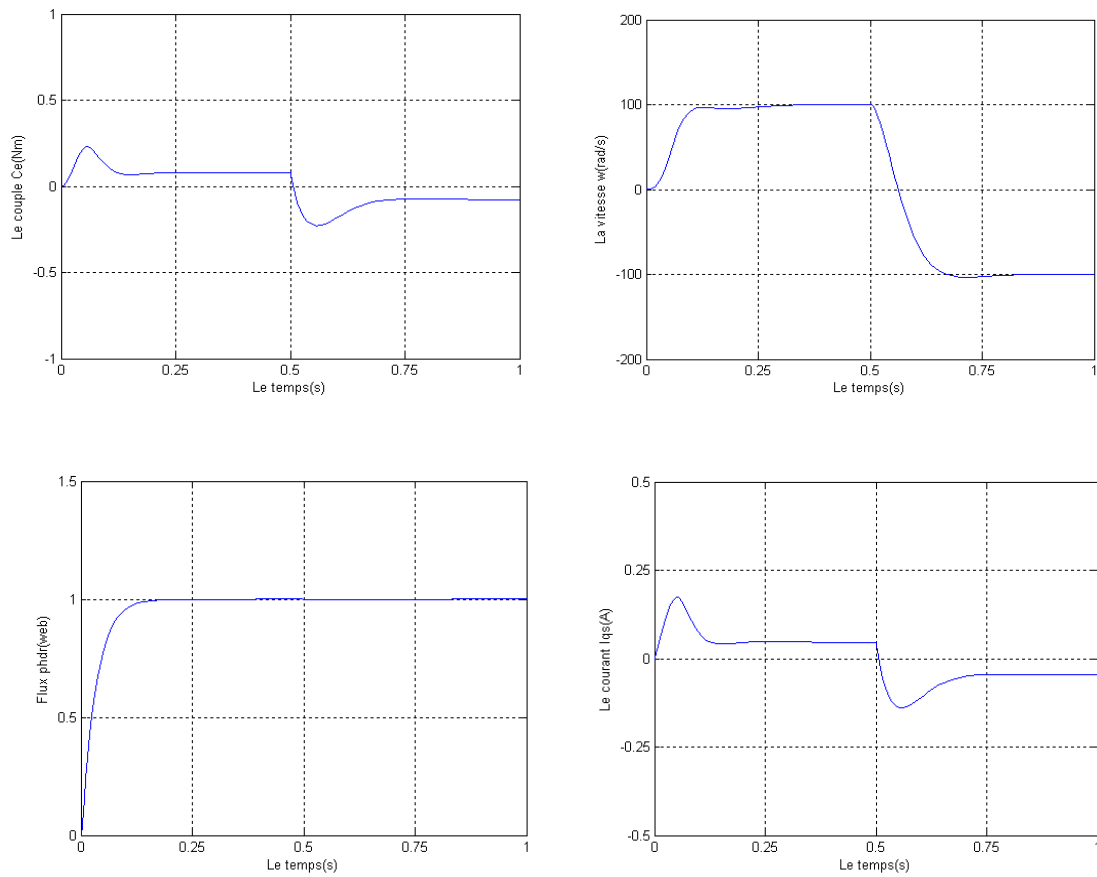


Figure (VI-8) : Application de la Commande adaptative à la MASM avec inversion de sens de rotation

Conclusion

Dans ce chapitre ,un aspects générale de la commande adaptative notamment la commande adaptative par modèle de référence à été présenté ainsi que quelque motivations , définition classification , et configurations de base des système.

Nous avons examiné la commande adaptative par poursuite d'un modèle d'une modèle dans le but d'éliminer les inconvénients qu'on trouve dans le réglage classique . les résultats de simulation montrent que cette commande donne des bonne résultats .

Bien que la commande adaptative soit relativement compliqué pour la mise en œuvre, comparer à régulateur PI des commandes par flux orienté, mais son introduction au niveau de la commande amélioré considérablement la réponse des systèmes.

Conclusion Générale

Dans ce travail on s'intéresse à une brève description du fonctionnement de la machine asynchrone monophasée et des différentes techniques de réglage de la vitesse, nous avons traité sa modélisation mathématique dans un référentiel lié au stator et dans un référentiel lié au champ tournant. Ainsi que:

- ✓ L'alimentation en tension de la machine monophasée avec et sans condensateur de démarrage. Nous avons présenté les différentes structures capable d'alimenter cette machine, ainsi nous avons contrôlé sa vitesse, avec un onduleur autonome commandé en tension. Les résultats obtenus montrent que la commande MLI permet de varier la vitesse et d'éliminer les harmoniques, de plus le moteur est alimenté par une tension presque sinusoïdale .
- ✓ Le principe de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone monophasée. Grâce à cette commande, la machine asynchrone devient commandable comme une machine à courant continu. On a montré que cette technique est facile à mettre en œuvre car le découplage ne nécessite pas la connaissance du modèle de la machine. Cependant leur choix est conditionné par taux d'ondulation admis sur le couple et le pouvoir de coupure des semi conducteurs.
- ✓ Dans la quatrième partie, Nous avons développé une commande adaptative à modèle de référence (LMFC). Nous avons introduis des régulateurs à gains adaptatifs variables pour le calcul de la loi de commande. Les résultats de simulation montrent que la réponse du système et celle du modèle sont en bonne concordance.

Le travail présenté dans ce mémoire nous ouvre beaucoup de perspectives que nous pouvons résumer par les points suivant:

- Comparaisons expérimentales de la commande proposée avec les commandes étudiées.

Ce travail peut servir comme base des travaux ultérieurs concernant la commande de la machine asynchrone monophasée , nous proposons pour la suite de ce travail :

- ✓ L'étude de l'influence de la variation des paramètres de la machine sur la robustesse des commandes utilisées (par réseau de neurone)
- ✓ Il est possible d'utiliser d'autres techniques de commande, telles que la commande adaptative et la commande scalaire .

- ✓ Le réglage de la vitesse de la MASM par le régulateur PI donne de bons résultats, réponse rapide de la vitesse et sans dépassement, comportement peu insensible aux perturbations (variation de la charge, variation de la vitesse).

- ✓ Le réglage adaptatif donne une dynamique très performante (temps de réponse rapide, erreur nulle), une robustesse par rapport aux perturbations (variation de la charge et variation de inversion de la vitesse). Vu que les gains adaptatifs de la vitesse ne dépendent pas des paramètres de la machine, ils sont variables dans le temps.

ANNEXE

Paramètres de la machine

Les paramètres de la machine que nous avons utilisés dans notre simulation sont :

$$R_s = 115 \Omega.$$

$$R_r = 90.5 \Omega.$$

$$L_r = L_s = 1.71 \text{ H}.$$

$$M = 1.41 \text{ H}.$$

$$f_n = 50 \text{ Hz}.$$

$$C = 5 \mu\text{F}.$$

$$P_m = 2.$$

$$J = 1,2 \cdot 10^{-4} \text{ Kg.m}^2.$$

$$V_{\max} = 220\sqrt{2} \text{ V}.$$

$$f_v = 7,63 \cdot 10^{-4} \text{ N. m.s /rad}.$$

$$K_i = 0.069.$$

$$K_p = 0.0038.$$

Schéma bloc de simulation de la MASM avec condensateur

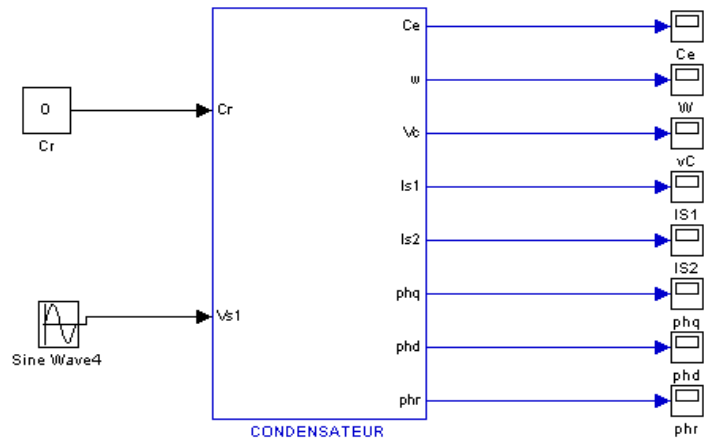


Schéma bloc de simulation de la MASM sans condensateur

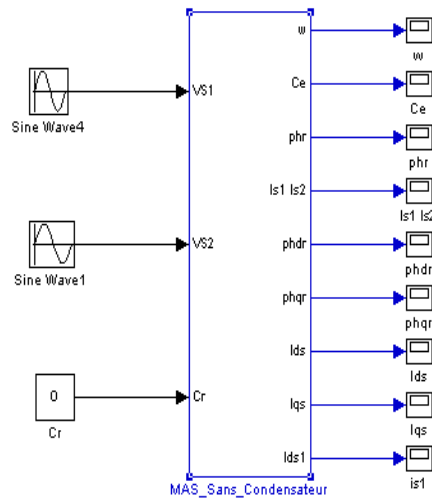


Schéma bloc de Simulation de l'association machine-onduleur commandée en tension par MLI(moteur diphasé) marche à vide.

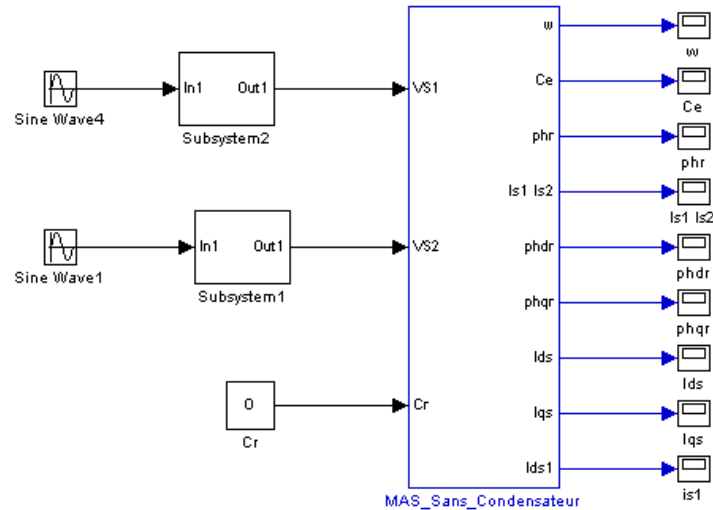


Schéma bloc de Simulation de l'association machine-onduleur commandée en tension par MLI(moteur diphasé) marche en charge.

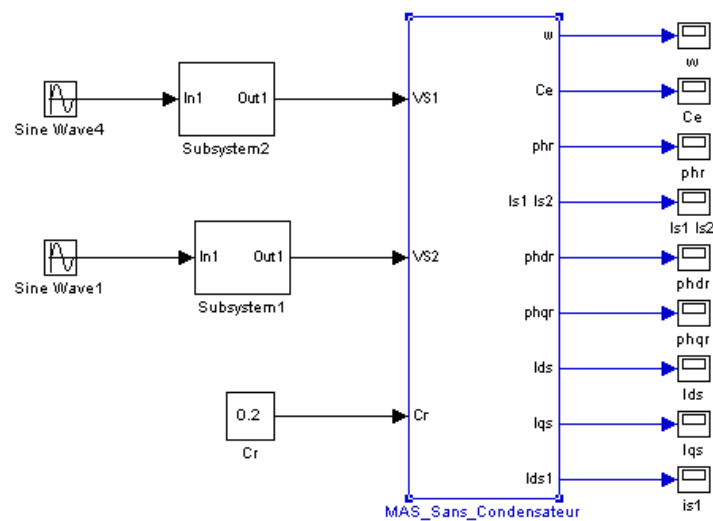


Schéma bloc de Simulation de Application de la Commande vectorielle à la MASM avec application d'une charge nominale entre $t = 0.5s$ et $t = 1s$

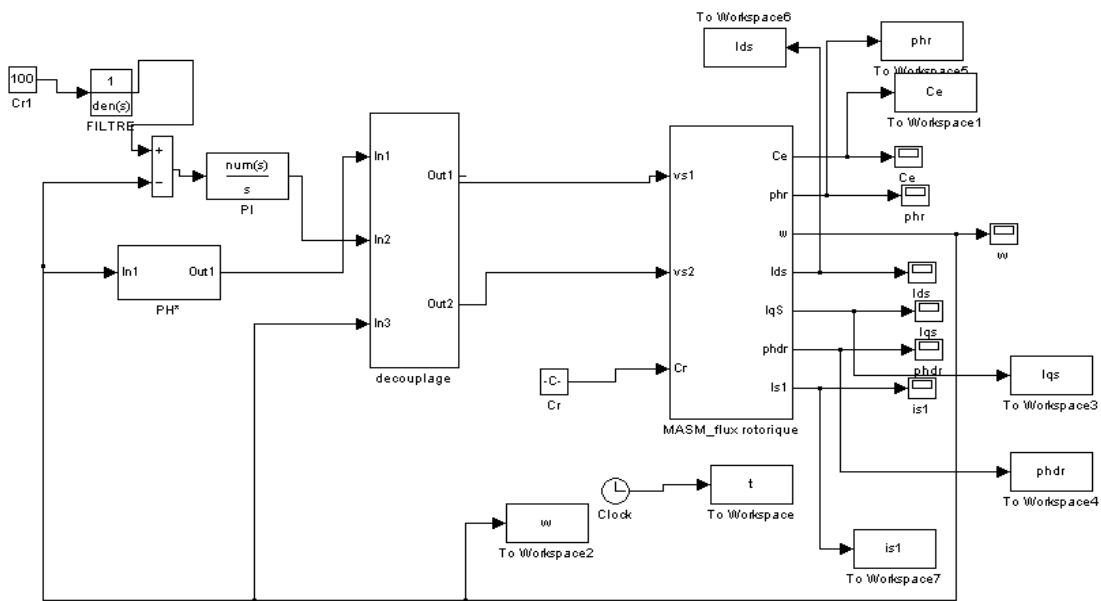
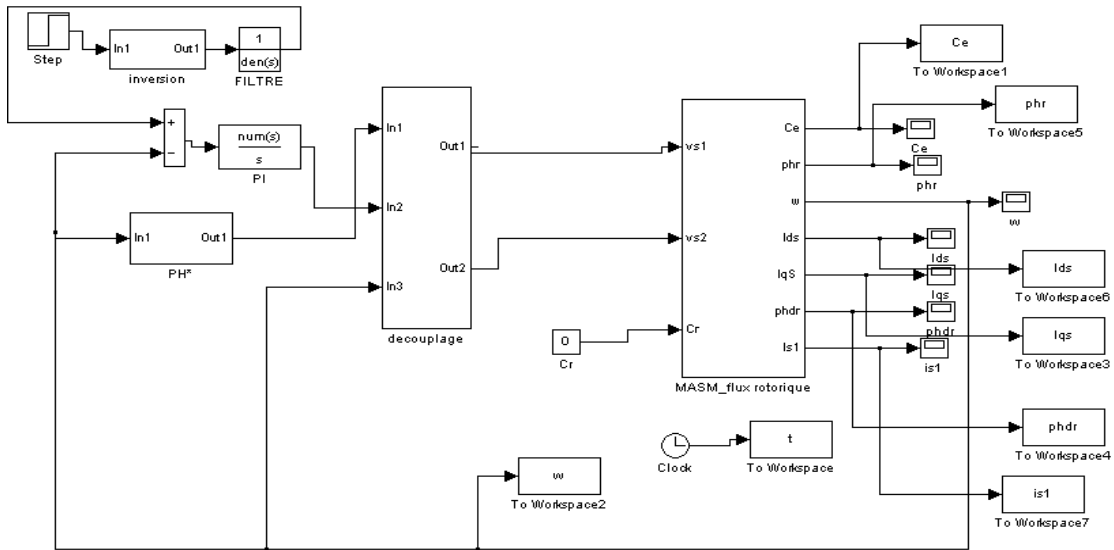


Schéma bloc de Simulation de Application de la Commande vectorielle à la MASM avec inversion de sens de rotation



Bibliographique

[1] **[Barkati-97]**, «Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone», Thèse de magister, ENP 1997.

[2] **[Rezaoui-2005]**, «Commande vectorielle de la machine asynchrone monophasée». Mémoire de Fin d'Étude Génie Electrique ENP,2005.

[4] **[Khechekhouché-2002]**, «commande par réseaux de neurone de la machine asynchrone monophasée». Mémoire de Fin d'Étude Génie Electrique ENP,2005.
Génie Electrique ENP,2002.

[5] **[Séguier . G]**,«Electrotechnique industrielle . technique et documentation». Et «Electrotechnique de puissance Vol 4: la conversion continu/alternative».1987.

[6] **[wildi]**,«La commande vectorielles des moteurs asynchrone Vol 1».

[7] **[Bens-95]A.Bensaïde ,A.Djahbar**, « Commande vectorielle de la MAS alimentée en tension»,P.F.E,Dépt.de Génie Electrique , ENP,1995.

[8] ONDULEURS MULTINIVEAUX

[9] **[Boucherit-95]**, « Sur l'application de l'automatique moderne dans la commande des machines électriques».Thèse de Doctorat d'état.ENP,1995.

[10] **[Laoudi-2002]**,«Méthode simplifiée de la modulation vectorielle de l'onduleur à cinq niveaux».

[11] **[I.D.LANDAU]**,«Commande adaptative ,aspects pratique et théorique»

[12]**[I.D.LANDAU]**,«Adaptative contrôle , the modele reference approach, MARCIEL DEKKER New york 1979

[13]**[I.D.LANDAU]**,«a survey of poodle reference adaptative technique» (july 1974)
