

**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET
POPULAIRE**

**MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**



Centre
Universitaire
d'El-Oued

Centre Universitaire D'El-Oued

Faculté des Sciences et Sciences de l'ingénieur

Département de Génie Electrique

Mémoire de Fin d'Étude

En vue de l'obtention de diplôme d'ingénieur d'état

Option : Réseaux Electriques



Centre
Universitaire
d'El-Oued

Thème

Commande Vectorielle de La Machine Asynchrone Monophasée

Présenté par :

* Lemmouchia Zohra
* Moume Halima
* Badi Fatma

Proposé et Dirigé par :

*M^r : Khechekhouche Ali

PROMOTION JUILLET 2007

Remerciement et reconnaissance

*Nos remerciements vont tout d'abord au dieu tout puissant pour
la volonté , la santé et la patience ; qu'il nous a donné durant
toutes ces années d'études*

*Ainsi on doit remercier infiniment notre promoteur de mémoire
Monsieur *Khechekhouche Ali* pour les précieux conseils et son
soutien*

*Nous exprimons nos remerciements les plus sincères a Monsieur
* Chemsa Ali*, *Ben-atous Djilani* , pour son aide et ses
suggestions judicieuses*

*Nous n'oublions pas Monsieur *Rouiha Ridha* pour son
encouragement et son inestimable continuations dans la
réalisation de ce travail .*

Enfin nous remercions nos collègues d'étude Promotion

2006/ 2007

*Fatma * Hafima * Zohra*

الإهداء

إلى من باسمه ابدأ كلامي و احمده و برحمته اطمع في مغفرته و بفضلله أصل إلى هذه المذكرة.
إلى سر وجودي قرة عيني و أمني المنشود مهجة القلب و هبة الرب و كمال الود و صفاء القلب
إلى التي لا ترقى لوصفها قواميس فكري و زخرفة حروفي
إلى أمني الغالية التي اطلب رضاها.

إلى الذي أنجب فرحي مثلي الأعلى و قدوتي الحسنة إلى من أوسعني عطايا و محبة
إليك يا من تعلمت منه الصبر وحب الوصول يا من لم يبخل علي بكل ما يستطيع في سبيل نجاحي
إلى من وهبني أول قلم ملكته في حياتي
إلى أبي العزيز أطل الله في عمره.
إلى روح قلبي جدتي العزيزة.

إلى اللذين ما استطيع العيش إلا بهم و معهم و إلى من تكتمل سعادتني بوجودهم إخوتي.
أزهار حياتي:- سليمة - هناء - بسمة - الغالية.
شموع حياتي :- مصطفي- نوح- عبد الحفيظ.
كما اهدي هذا العمل إلى خالتي الوحيدة الزهرة , أخوالي الطيب وصالح و إلى عمتي آمنة و ابنتها منال.
إلى من التقيت بهم على دروب الألفة صديقاتي : فاطمة (فطومة)- الزهرة - منى- أسماء
عائشة- وفاء- هدى - نورة

إلى كل من ساعدني إلى كل أصدقاء و زملاء الدراسة
إلى دفعة سنة خامسة شبكات كهربائية 2007
إلى كل من في القلب و لم يكتبه القلم
إليكم انتم أحبتي.....

حليمة

Dédicace

Je dédie le fruit de mes efforts à :

** Celui qui a illuminé ma vie et m'a aidé pour arriver à niveau éducatifs:*

Mon cher père que dieu le bénisse et lui donne plus de vie.

** Celle qui m'a aimé avec tendresse et veille sur moi dans le bien et le pire qu'est ma bonne mère ceux qui m'ont aidé jour et nuit.*

** Mes frères : ahmed ridha, abd-allah, khaled.*

** Mes sœurs : kawther, hanane, nadia, sabrina, marieme, abir.*

** Toute la famille Badi, Ba, Homs, les cousins et cousines surtout mon beau frère ali badi que dieu le bénisse et le guide.*

** Tous les maîtres du centre universitaire d'el-oued surtout M⁰ khechekhouch Ali et M⁰ chemsa Ali aux de la faculté de la technologie qui n'ont ménagé aucun effort pour nous aider et guider et spécialement à celui qui nous a accompagné pendant notre parcours.*

** Tous les collègues de la faculté de génie-électrique 5^{ème} année qui nous ont aidé beaucoup par leurs informations et leur soutien pour que nous aboutissions à ce modeste travail surtout: kasseme abd-elmalek zekour farhat fathi, debbeche mouhemmed, azzi adel et zegeb abd-alkader.*

** Mes amies : mouna, halima, zohra, asma, aicha et wafa .*

Fatma

SOMMAIRE

Remerciement

Sommaire

Notation

Introduction générale.....2

Chapitre I :

Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone Monophasée

Introduction3

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 stator8.

 I-3.1.Equations électriques de la machine10

 ❖Transformation de rotation dans un référentiel lié au stator12

 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 interprétation17

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***

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

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

Chapitre II :	2
<i>Etude de l'alimentation de la MAS monophasée</i>	2
 SOMMAIRE	 1
Chapitre II :	2
<i>Etude de l'alimentation de la MAS monophasée</i>	2

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 correspondants aux phases du stator .

R_1, R_2 : = Indices correspondants 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_1 :Couple résistant .

J : Moment d'inertie de la partie tournante.

f : Coefficient de frottement visqueux .

P_m : Nombre de paires de pôle .

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

w_s : Pulsation des grandeurs statoriques .

w_{s1} : 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*.

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 courant 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

Le moteur asynchrone (MAS) est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie, il est peu coûteux et est fabriqué en grande série .Il est robuste et son entretien est limité. Le moteur monophasé est aujourd'hui largement utilisé dans les applications domestiques (machine à laver, ventilateurs...),et industrielles (entraînement des pompes,conditionneurs d'air).Ces applications ne nécessitent que de faibles puissances et une tension monophasée.

Avec tous les avantages du moteur triphasé, il présente quelques inconvénients à cause de la complexité de son asservissement, surtout dans les applications à vitesse variable ou lorsqu'il s'agit de faire varier celle-ci de manière continue. Cependant, depuis quelques années, le contrôle des machines électriques acquis une importance considérable avec l'apparition des convertisseurs statiques.

*La difficulté pour commander le moteur asynchrone réside dans le fait que son modèle mathématique est non linéaire multi variable et fortement couplé du fait de l'existence d'un couplage complexe entre le flux et le couple. En Allemagne, au début des années 70, **Blaschke** et **Hasse** ont introduit une nouvelle stratégie de contrôle: « La commande vectorielle » ; par cette technique, le courant statorique produisant le couple électromagnétique est maintenu en quadrature avec le flux rotorique afin d'obtenir un couple maximum comme dans une machine à courant continu.*

La commande vectorielle de la machine asynchrone constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant.

Les applications industrielles se multiplient, cependant les efforts continuent pour assurer un meilleur découplage entre le flux et le couple surtout face à l'influence néfaste de la constante de temps rotorique, qui ne peut être occultée.

Les convertisseurs statiques sont les dispositifs à composants électroniques capables de modifier la tension et\ou la fréquence.

Les convertisseurs à topologie matricielle sont très peu connus. Jusqu'à présent, l'intérêt pour ce type de convertisseurs était d'une nature plutôt académique et ainsi il n'existe pas de

produit commercialisé de convertisseur matriciel, à cause de la complexité élevée de sa commande et de sa tension réduite par rapport aux solution conventionnelle. Néanmoins, on peut considérer les difficultés posées par la réalisation pratique du convertisseur matriciel dans le passé sont dues au problème de commutation du courant (absence des diodes de roue libre) et la protection des circuits de puissance

En revanche, le convertisseur matriciel présente plusieurs avantages en le comparant avec le convertisseur conventionnel. Parmi ces avantages on a :

- ❖ La conversion directe de fréquence, sans avoir recours au circuit intermédiaire continue, qui caractérise les convertisseurs conventionnels.
- ❖ Elimination des éléments passifs de stockage d'énergie qui influe fortement sur le circuit intermédiaire.
- ❖ Il permet de renvoyer directement l'énergie vers le réseau d'alimentation grâce à sa structure symétrique.

Notre travail comporte trois chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation et à la simulation de la machine asynchrone monophasée dans un référentiel lié au stator et dans un référentiel lié au champ tournant.

Le deuxième chapitre est consacré à l'alimentation de la machine asynchrone monophasée par un onduleur en tension, avec et sans condensateur de démarrage.

La commande vectorielle indirecte est décrite dans le troisième chapitre. Celui-ci est consacré au découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique afin d'assurer un contrôle comparable à celui de la machine à courant continu. La régulation classique a été aussi appliquée pour la commande en vitesse de la MAS à l'aide d'un régulateur PI.

Introduction

L'intérêt de l'utilisation des machines électriques à courant alternatif est d'éliminer les inconvénients des machines à courant continu (présence de balais, maintenance coûteux, prix élevé, lieu d'installation approprié) tout en gardant les avantages (la simplicité de la commande de flux et du couple à partir de courant d'excitation et du courant d'induit).

Dans ce chapitre, après présentation du principe de fonctionnement, nous envisageons de modéliser la machine asynchrone monophasée dans la configuration de rotation. La machine étudiée n'est pas un système simple car de nombreux phénomènes complexes interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de Foucault, etc.....

I-1.Généralités sur les moteurs asynchrones monophasés:

Les moteurs asynchrones monophasés sont des 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.

I-1.1.Constitution:

La machine asynchrone monophasée est constituée de deux parties essentielles, la première fixe appelée 'stator' et la deuxième tournante appelée 'rotor'.

-Le Stator :

C'est un cylindre creux, dont sa surface interne est formée par des pôles, sur lesquels se trouve un bobinage principal et un autre auxiliaire, le stator est alimenté directement du réseau avec une tension de fréquence f_s (de pulsation ω_s), produisant un champ tournant à la vitesse de rotation :

$$n_s = f_s / p_m \quad [\text{tr/s}]$$

La vitesse angulaire :

$$\Omega_s = 2 \pi n_s \quad [\text{rad/s}]$$

Tel que p_m est le nombre de paire de pôles.

-Le Rotor :

C'est la partie mobile dans la machine, formée d'un cylindre feuilleté se trouvant à l'intérieur du stator et tourne sous l'effet du champ tournant créé par le stator, sur un axe fixe avec une vitesse de rotation $n_r < n_s$, une vitesse angulaire ($\Omega_R < \Omega_S$).

Le rapport $g = (\Omega_S - \Omega_R) / \Omega_S$ est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator; on peut varier la vitesse n_r du moteur asynchrone qui est égale à $(f/p_m) / (1-g)$ par:

- * Par modification du nombre de paire de pôles.
- * Par variation du glissement.
- * Par variation de la fréquence d'alimentation f . [2].

I-1.2.Principe de fonctionnement :

La f.m.m statorique crée un flux alternatif pulsant pouvant être décomposé en deux flux de même amplitude et tourne avec la même vitesse mais dans des sens différents. Ce qui développe sur le rotor deux couples de mêmes amplitudes agissant respectivement dans les sens direct et inverse.

Chaque flux induit dans le stator des courants et tend à l'entraîner dans le même sens que lui, un moteur asynchrone est donc équivalent à deux moteurs triphasés identiques dont les rotors sont situés sur le même arbre, les enroulements statoriques sont connectés en série de façon à ce que les champs magnétiques engendrés tournent dans l'espace en sens inverse. [3]

Le moment du couple électromagnétique du moteur monophasé est la somme algébrique des moments des couples des moteurs triphasés équivalents (figure.I-1).

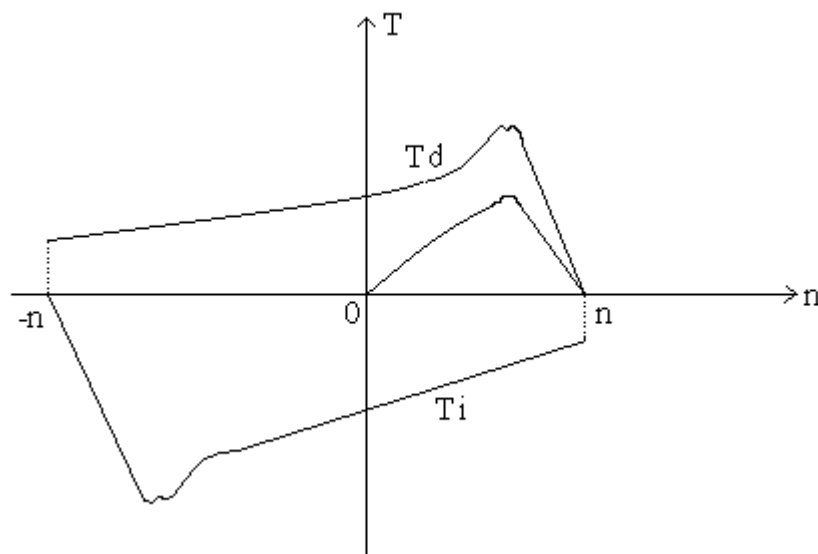


Figure (I-1) : Couple résultant à un seul enroulement statorique.

Où T_d : le couple direct.
 T_i : le couple inverse.
 T_r : le couple résultant.

Le couple résultant au démarrage sera nul, le stator ne tourne dans un sens ou dans l'autre que si on lui donne un couple initial qui favorise l'un des deux couples.

I-1.3.Principe de démarrage :

Pour démarrer le moteur asynchrone monophasé on le transforme en moteur diphasé en munissant le stator d'un enroulement auxiliaire.

- ❖ Décalé de 90° électriques par rapport à l'enroulement principal.
- ❖ Traversé par un courant déphasé de près $\pi/2$ sur le courant dans l'enroulement principal.[4].

Dans un sens bien déterminé on peut avoir un meilleur fonctionnement en charge, on munit le stator d'un enroulement auxiliaire de façon que le champ alternatif qu'il est produit soit perpendiculaire au champ produit par l'enroulement principal. Cet enroulement auxiliaire est alimenté à travers un condensateur qui déphase le courant dans les deux enroulements d'un angle environs de $\pi/2$, mais suffisant pour créer un champ tournant; dans ce cas, le couple au démarrage est non nul et relativement important.

Pour les petites puissances la phase auxiliaire est en série avec un condensateur à papiers imprégnés d'huile, la vibration du moteur est éliminée en fonctionnement plein charge; et pour les grandes puissances on ajoute une autre capacité électrolyte qui possède une grande capacité pour assurer les grands couples de démarrage. Lorsque le moteur atteint 75% de vitesse de synchronisme on débranchant ce condensateur.[5].

On peut inverser le sens de rotation car les deux enroulements sont en service:

Ralentissement $\rightarrow$ Arrêt $\rightarrow$ 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 ($p_{\text{stator}} = p_{\text{rotor}}$), $\Phi_{\text{principale}} = \Phi_{\text{auxiliaire}}$.

Le déphasage est également inférieur à 90° . [5].

La figure (I-2) présente le schéma électrique et le couple résultant avec l'enroulement auxiliaire.

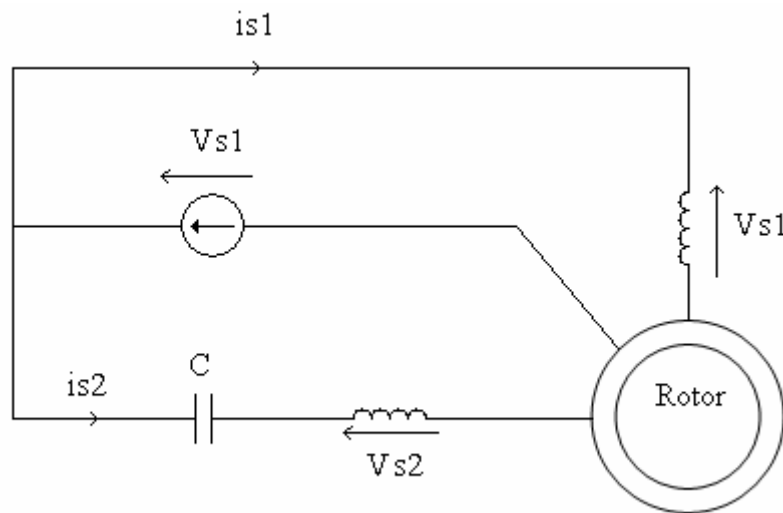


Figure (I-2-a) : Schéma électrique avec enroulement auxiliaire.

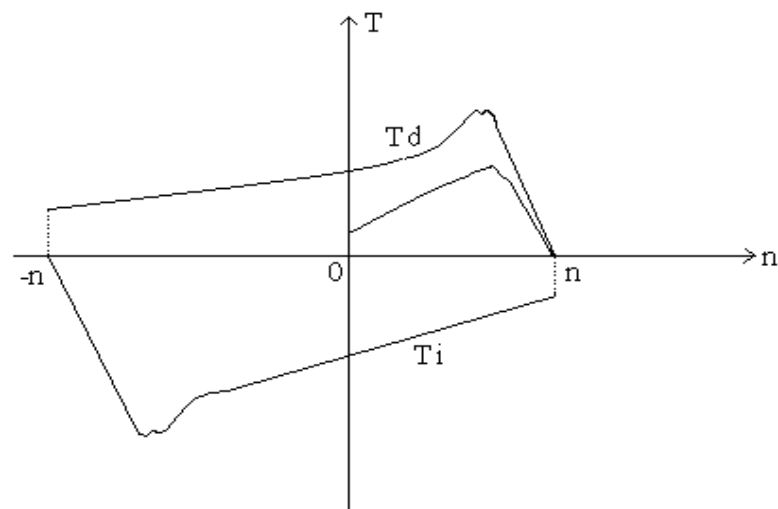


Figure (I-2-b): Variation du couple de moteur monophasé en fonction de la vitesse.[3].

Il est clair que pour chaque fréquence le couple résultant avec l'enroulement auxiliaire est plus important que celui à un seul enroulement statorique.

Le condensateur peut être branché au démarrage seulement puis déconnecté dès que la machine atteinte 60% à 80% de sa vitesse de synchronisme. Ou bien, il peut être branché en permanence et dans ce cas le moteur est à peu près équivalent à un moteur biphasé.

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 .

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

La condition :

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

On calcule C par la formule suivante :

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

I-2.Réglage de vitesse:

Pour faire varier la vitesse n_r du moteur asynchrone qui est égale à : $n_r = (f/pm) (1-g)$

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-3.Modélisation de la machine asynchrone à condensateur permanent dans un référentiel lie 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.[3].

Et pour entamer la modélisation de la machine asynchrone monophasée tel qu'il sera retenu par la suite dans notre étude, nous pouvons prendre en considération les hypothèses simplificatrices suivantes :

- A. On néglige l'effet de la saturation et le phénomène d'hystérésis, ce qui permet de supposer que la machine est linéaire pour les flux (circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante), on considère une densité de courant uniforme des conducteurs élémentaires.
- B. La répartition spatiale de l'induction magnétique est sinusoïdale.
- C. Les phases principale et auxiliaire ont le même nombre de pôles, mais nombres de de spire peuvent être différents.
- D. Les pertes fer, l'effet thermique, l'effet de peau sont aussi négligées.

Cependant nous allons pas tenir compte de ces phénomènes car d'une part leur formulation mathématique est difficile, voir même impossible, d'autre part leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable, ou , du moins, dans certaines conditions ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent le fonctionnement de la machine.

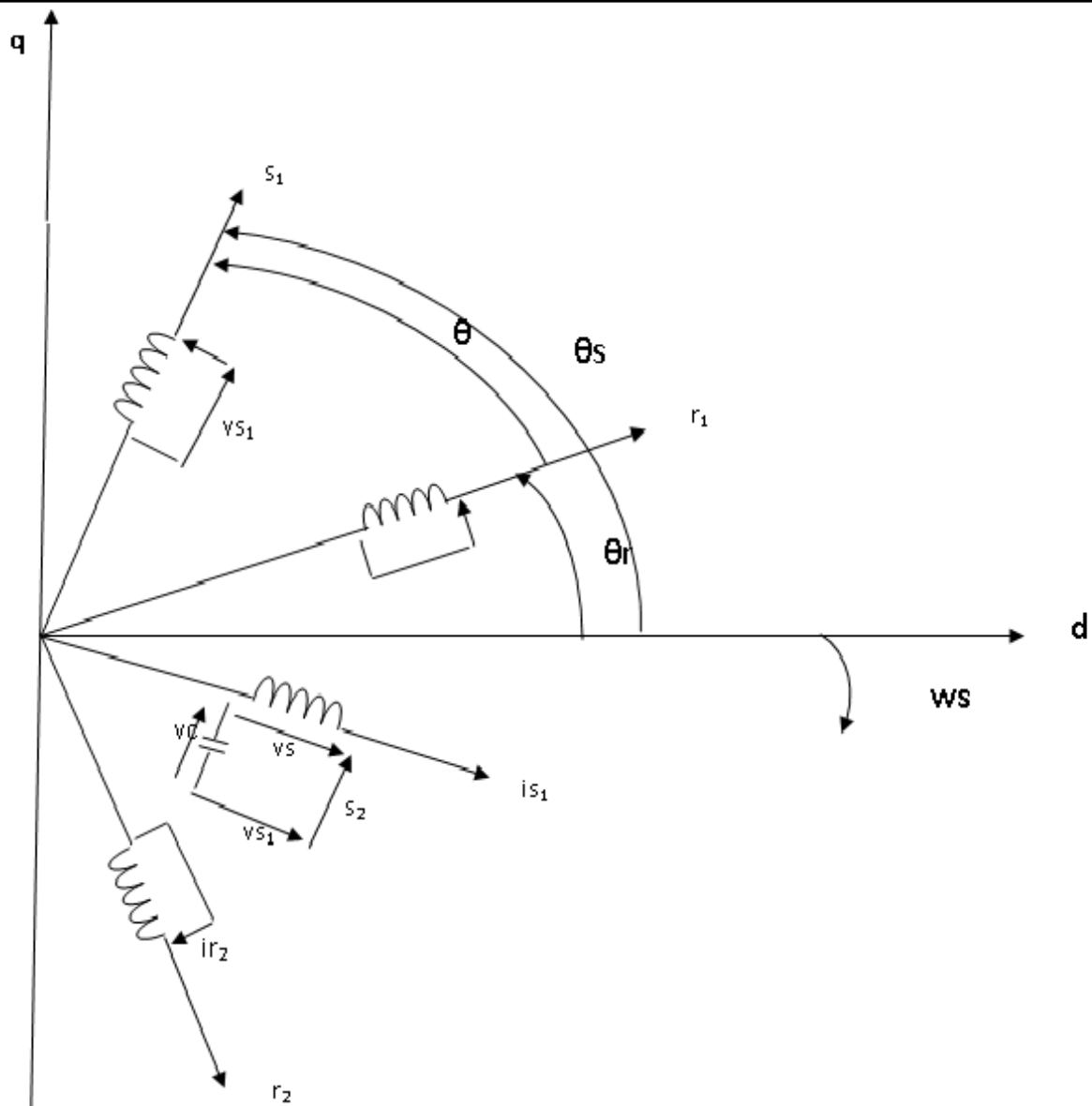


Figure (I-3) : Représentation schématic du moteur asynchrone monophasé à condensateur

I-3.1. 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 :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{S1} = R_{S1} i_{S1} + \frac{d \Phi_{S1}}{dt} \\ V_{S2} = R_{S2} i_{S2} + \frac{d \Phi_{S2}}{dt} + V_C \\ 0 = R_r i_{r1} + \frac{d \Phi_{r1}}{dt} \\ 0 = R_r i_{r2} + \frac{d \Phi_{r2}}{dt} \\ i_{S2} = i_C = C \frac{d V_C}{dt} = \frac{d q}{dt} \end{array} \right. \quad (I-5)$$

Les indices s et r indiquent les grandeurs dans le stator et le rotor respectivement.

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

Soit

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_r = pm\Omega_r, \quad \theta(0)=0 \quad (I-6)$$

Les équations (I-5) peuvent se mettre sous la forme matricielle :

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

Avec :

$$V = (V_{S1} \ V_{S2} \ 0 \ 0 \ 0)^t$$

$$I = (i_{S1} \ i_{S2} \ i_{r1} \ i_{r2} \ V_C)^t$$

$$\Phi = (\Phi_{S1} \ \Phi_{S2} \ \Phi_{r1} \ \Phi_{r2} \ q)$$

R : la matrice de résistance d'ordre 5 :

$$\text{Et } [R] = \begin{bmatrix} R_{S1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{S2} & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & C \end{bmatrix}$$

$$\text{Avec } [\Phi] = [L].[i] \quad (\text{I-8})$$

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

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 .

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

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

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

$$M_{s1,r2} = M_q \cos(\theta_r - \theta_s)$$

$$\text{avec } \theta = \theta_r - \theta_s$$

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

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

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

❖ **Transformation de rotation dans un référentiel lié au stator:**

Nous allons transformer les vecteurs (i_{r1}, i_{r2}) , (Φ_{r1}, Φ_{r2}) du référentiel lié au rotor, aux vecteurs (i_d, i_q) , (Φ_d, Φ_q) écrits dans un autre lié au stator (s_1, s_2) .

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

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

$[As]$: Matrice de rotation.

Donc l'équation (I-5) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s1} = R_{s1} i_{s1} + \frac{d \phi_{s1}}{dt} \\ V_{s2} = R_{s2} i_{s2} + \frac{d \phi_{s2}}{dt} + V_C \\ 0 = R_r i_d + \frac{d \phi_d}{dt} - \omega_r \cdot \phi_q \\ 0 = R_r i_q + \frac{d \phi_q}{dt} + \omega_r \cdot \phi_d \\ i_{s2} = i_C = C \frac{dV_C}{dt} = \frac{dq}{dt} \end{array} \right. \quad (\text{I-11})$$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{S1} = L_{S1} \cdot i_{S1} + M_d \cdot i_d \\ \Phi_{S2} = L_{S2} \cdot i_{S2} + M_q \cdot i_q \end{array} \right. \quad (\text{I-12})$$

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 :

$$\begin{cases} V_{S1} = R_{S1}.i_{S1} + \frac{M_d}{L_r} \cdot \frac{d\Phi_d}{dt} + \left(L_{S1} - \frac{M_d^2}{L_r} \right) \cdot \frac{di_{S1}}{dt} \\ V_{S2} - V_C = R_{S2}.i_{S2} + \frac{M_q}{L_r} \cdot \frac{d\Phi_q}{dt} + \left(L_{S2} - \frac{M_q^2}{L_r} \right) \cdot \frac{di_{S2}}{dt} \\ 0 = \frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_d - \frac{R_r}{L_r} \cdot M_q \cdot i_{S1} + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega_r \cdot \Phi_q \\ 0 = \frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_q - \frac{R_r}{L_r} \cdot M_q \cdot i_{S2} + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega_r \cdot \Phi_d \\ i_{S2} = c \cdot \frac{dV_C}{dt} = i_C \end{cases} \quad (\text{I-14})$$

I-3.2.Détermination du couple électromagnétique:

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

Avec : $Te = p_m \cdot I_m(\overline{i_r}, \overline{\Phi_r})$

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

$$\overline{\Phi_r} = \Phi_d + j.\Phi_q$$

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

$$T_e = p_m \cdot \left(\frac{M_d}{L_r} \cdot \Phi_q \cdot i_{S1} - \frac{M_q}{L_r} \cdot \Phi_d \cdot i_{S2} \right) \quad (\text{I-16})$$

I-3.3. 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-16) on trouve :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{p_m}{J L_r} \cdot (M_q \cdot \phi_d \cdot i_{S2} + M_d \cdot \phi_q \cdot i_{S1}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_1}{J} \quad (\text{I-18})$$

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

T_1 : 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 :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d \Omega_r}{dt} = \frac{p_m}{J \cdot L_r} \cdot (M_q \cdot \Phi_d \cdot i_{S2} - M_d \cdot \Phi_q \cdot i_{S1}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\ \frac{d \Phi_d}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_d + p_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_q + \frac{R_r}{L_r} \cdot M_d \cdot i_{S1} \\ \frac{d \Phi_q}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_q - p_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_d + \frac{R_r}{L_r} \cdot M_q \cdot i_{S2} \\ \frac{d i_{S1}}{dt} = -\frac{M_d \cdot R_r}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r^2} \cdot \Phi_d - \frac{p_m \cdot M_d}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r} \cdot \Omega_r \cdot \Phi_q - \frac{M_d^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_{S1}}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r^2} \cdot i_{S1} + \frac{V_{S1}}{\sigma_d \cdot L_{S1}} \\ \frac{d i_{S2}}{dt} = \frac{M_q \cdot R_r}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r^2} \cdot \Phi_q - \frac{p_m \cdot M_q}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r} \cdot \Omega_r \cdot \Phi_d - \frac{M_q^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_{S2}}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r^2} \cdot i_{S2} + \frac{V_{S1} - V_c}{\sigma_q \cdot L_{S2}} \\ \frac{d V_c}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_{S2} \end{array} \right. \quad (I.19)$$

Tel que:

$$\sigma_d = \frac{L_{S1} \cdot L_r - M_d^2}{L_{S1} \cdot L_r} \quad (I-20)$$

$$\sigma_q = \frac{L_{S2} \cdot L_r - M_q^2}{L_{S2} \cdot L_r}$$

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

$$(\Omega_r \ \Phi_d \ \Phi_q \ i_{S1} \ i_{S2})^t$$

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:

$$(\Omega_r \ i_{S1} \ i_{S2} \ i_d \ i_q)^t$$

Nous devons remplacer $\Phi_d \ \Phi_q$ par leurs expressions en fonction des courants i_{S1}, i_{S2}, i_d et i_q en utilisant (I-13), le modèle du moteur monophasé avec condensateur est donc donné par:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{p_m}{J} \cdot (M_q \cdot i_d \cdot i_{S2} - M_d \cdot i_q \cdot i_{S1}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\
 \frac{di_{S1}}{dt} = -\frac{R_{S1}}{\sigma_d \cdot L_{S1}} \cdot i_{S1} + \frac{p_m \cdot M_d \cdot M_q}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r} \cdot \Omega_r \cdot i_{S2} - \frac{M_d \cdot R_r}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r} \cdot i_q + \frac{p_m}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r} \cdot \Omega_r \cdot i_q + \frac{V_{S1}}{\sigma_d \cdot L_{S1}} \\
 \frac{di_{S2}}{dt} = \frac{p_m \cdot M_d \cdot M_q}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r} \cdot \Omega_r \cdot i_{S1} - \frac{R_{S2}}{\sigma_d \cdot L_{S2}} \cdot i_{S2} - \frac{M_q \cdot R_r}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r} \cdot i_q + \frac{p_m}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r} \cdot \Omega_r \cdot i_d + \frac{V_{S1} - V_c}{\sigma_q \cdot L_{S2}} \\
 \frac{di_d}{dt} = \frac{M_d \cdot R_{S1}}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r} \cdot i_{S1} + \frac{p_m \cdot M_q}{\sigma_d \cdot L_r} \cdot \Omega_r \cdot i_{S2} - \frac{p_m}{\sigma_d} \cdot \Omega_r \cdot i_q - \frac{R_r}{\sigma_d \cdot L_r} \cdot i_q + \frac{M_d}{\sigma_d \cdot L_{S1} \cdot L_r} \cdot V_{S1} \\
 \frac{di_q}{dt} = \frac{M_q \cdot R_{S2}}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r} \cdot i_{S2} + \frac{p_m \cdot M_q}{\sigma_q \cdot L_r} \cdot \Omega_r \cdot i_{S1} - \frac{p_m}{\sigma_q} \cdot \Omega_r \cdot i_d - \frac{R_r}{\sigma_q \cdot L_r} \cdot i_q + \frac{M_d \cdot (V_{S1} - V_c)}{\sigma_q \cdot L_{S2} \cdot L_r} \\
 \frac{dV_c}{dt} = \frac{1}{C} \cdot i_{S2}
 \end{array} \right. \quad (I-21)$$

$$T_e = p_m \cdot (M_q \cdot i_d \cdot i_{S2} - M_d \cdot i_q \cdot i_{S1}) \quad (I-22)$$

I-4.Simulation de la machine a condensateur permanent et interprétation:

Dans le cas où la MASM est alimentée par une tension alternative sinusoïdale de fréquence 50Hz :

$$V_{S1}=V_{\text{max}}.\sin (\omega_s.t)$$

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

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 du 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.

Les deux courants i_{s1} et i_{s2} sont en quadrature à cause de la présence du condensateur (déphasage de $\Pi /2$).

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

En appliquant un couple résistant ($T_1=0.2\text{N.m}$) 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.

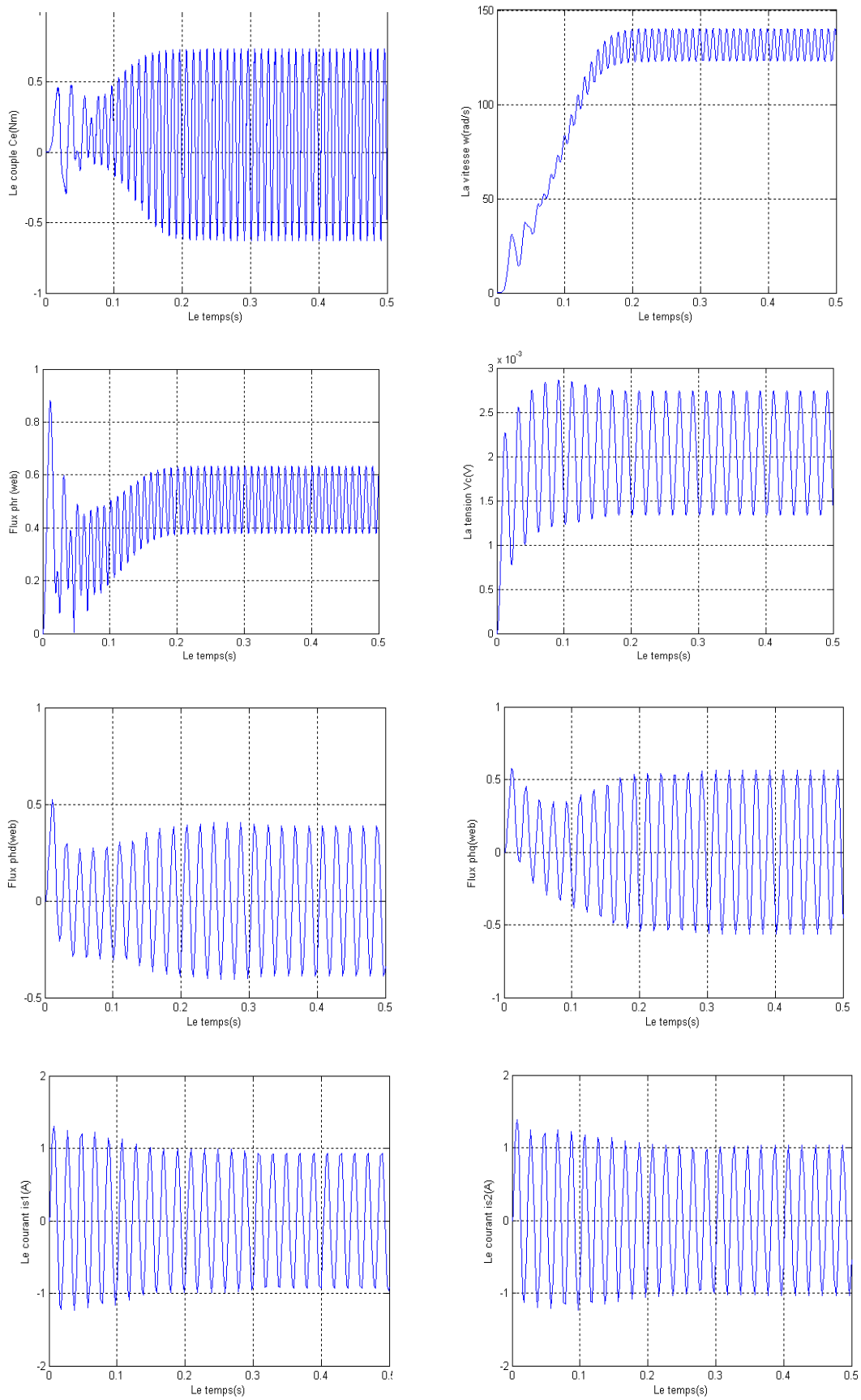


Figure (I-4): Simulation de MASM symétrique avec condensateur permanent (Marche à vide).

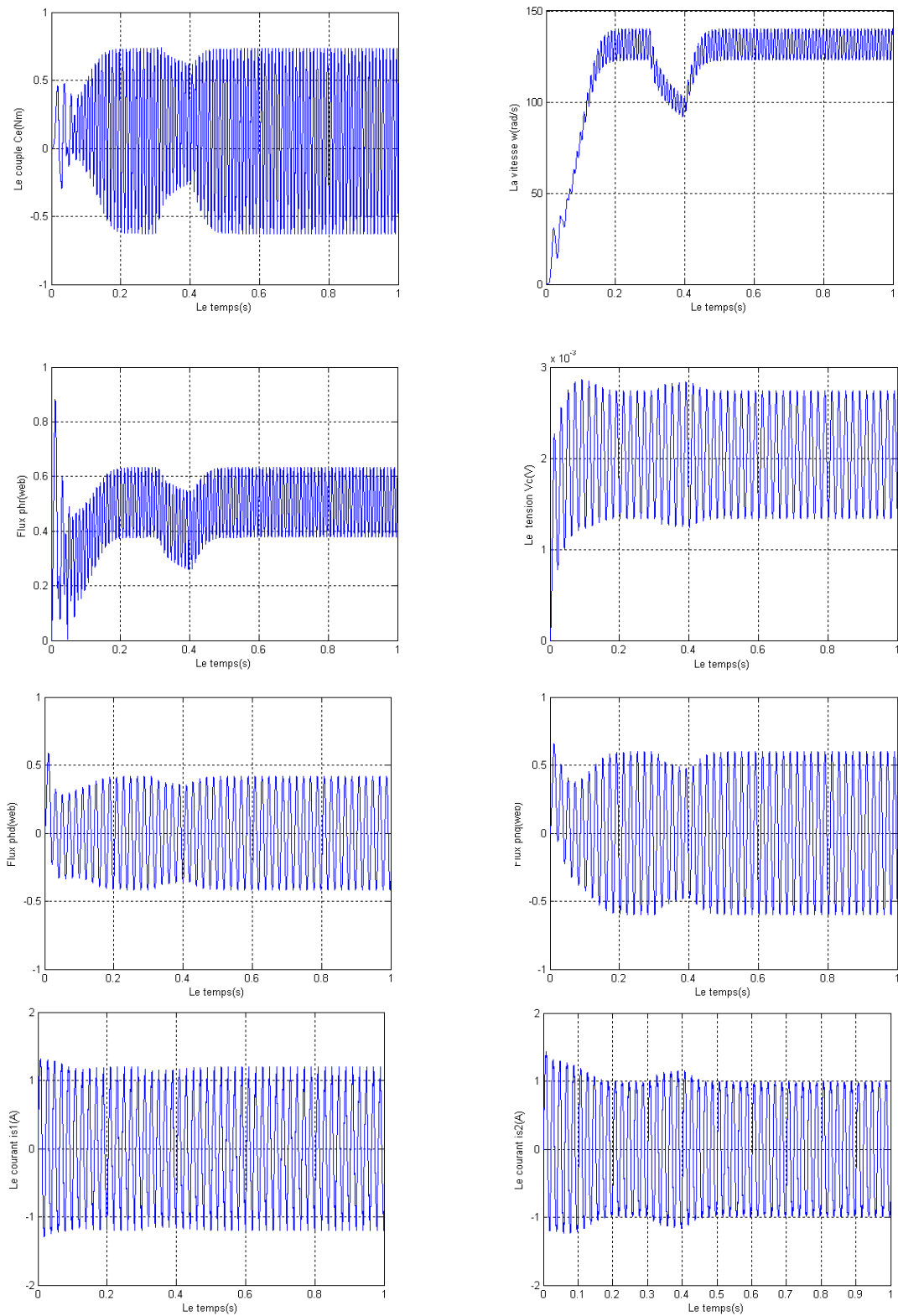


Figure (I-5): Simulation du démarrage de la MASM symétrique avec condensateur permanent (Marche en charge entre $t=0.3s$ et $t=0.4s$).

I-5. 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.[3].

Il existe différentes possibilités concernant le choix de l'orientation des repères d'axes qui dépendant 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-5.1. 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:

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = [A_s] \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} \\ \frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{p_m}{J.L_r} \cdot (M_q \cdot \Phi_d \cdot i_{s2} - M_d \cdot \Phi_q \cdot i_{s1}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\ \frac{d\Phi_d}{dt} = \frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_d - p_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_q + \frac{R_r}{L_r} \cdot M_d \cdot i_{s1} \\ \frac{d\Phi_q}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \Phi_q + p_m \cdot \Omega_r \cdot \Phi_d + \frac{R_r}{L_r} \cdot M_q \cdot i_{s2} \\ \frac{di_{s1}}{dt} = -\frac{M_d \cdot R_r}{\sigma_d \cdot L_{s1} \cdot L_r^2} \cdot \Phi_d + \frac{p_m \cdot M_d \cdot \Omega_r}{\sigma_d \cdot L_{s1} \cdot L_r} \cdot \Phi_q - \frac{M_d^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_{s1}}{\sigma_d \cdot L_{s1} \cdot L_r^2} \cdot i_{s1} + \frac{V_{s1}}{\sigma_d \cdot L_{s1}} \\ \frac{di_{s2}}{dt} = \frac{M_q \cdot R_r}{\sigma_q \cdot L_{s2} \cdot L_r^2} \cdot \Phi_q + \frac{p_m \cdot M_q \cdot \Omega_r}{\sigma_q \cdot L_{s2} \cdot L_r} \cdot \Phi_d - \frac{M_d^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_{s2}}{\sigma_q \cdot L_{s2} \cdot L_r^2} \cdot i_{s2} + \frac{V_{s1}}{\sigma_q \cdot L_{s2}} \end{cases} \quad (I-23)$$

I-5.2. 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 se 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:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d \Omega_r}{dt} = \frac{p_m.M}{J.L_r} . (\Phi_{dr}.i_{qs} - \Phi_{qr}.i_{ds}) - \frac{f_v}{J} \Omega_r - \frac{T_r}{J} \\ \frac{d \Phi_{dr}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} . \Phi_{dr} - (\omega_s - p_m.\Omega_r) . \Phi_{qr} + \frac{R_r}{L_r} . M . i_{ds} \\ \frac{d \Phi_{qr}}{dt} = \frac{R_r.M}{L_r} . i_{qs} + (\omega_s + p_m.\Omega_r) . \Phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} . \Phi_{qr} \\ \frac{d i_{ds}}{dt} = - \frac{M.R_r}{\sigma.L_s.L_r^2} . \Phi_{dr} + \frac{p_m.M.\Omega_r}{\sigma.L_s.L_r} . \Phi_{qr} - \frac{M^2.R_r + L_r^2.R_s}{\sigma.L_s.L_r^2} . i_{ds} + \omega_s.i_{qs} + \frac{V_{ds}}{\sigma.L_s} \\ \frac{d i_{qs}}{dt} = -\omega_s.i_{ds} + \frac{M.R_r}{\sigma.L_s.L_r^2} . \Phi_{qr} + \frac{p_m.M.\Omega_r}{\sigma.L_s.L_r} . \Phi_{dr} - \frac{M^2.R_r + L_r^2.R_s}{\sigma.L_s.L_r^2} . i_{qs} + \frac{V_{qs}}{\sigma.L_s} \end{array} \right. \quad (I-25)$$

Le système est représenté par le schéma bloc suivant:

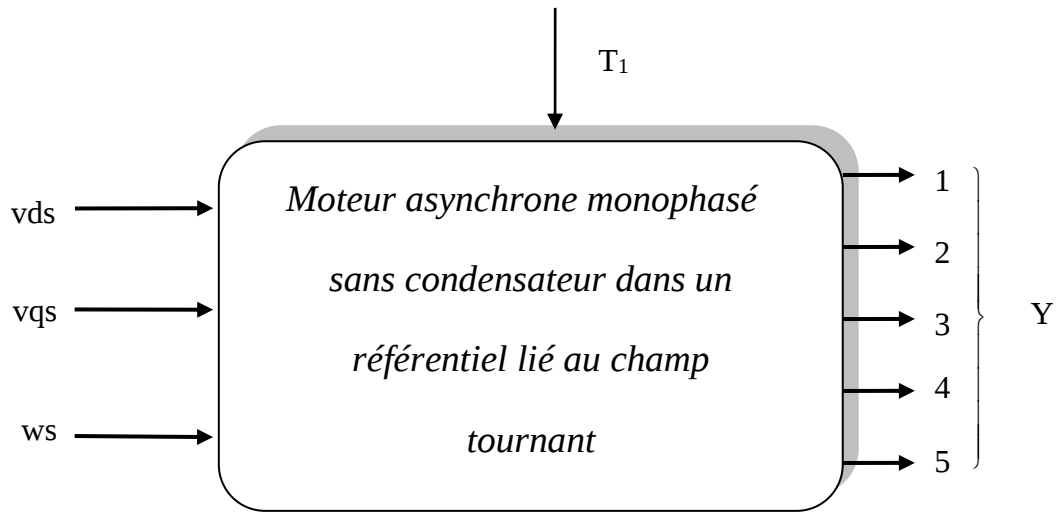


Figure (I-6) : Schéma bloc de la machine Asynchrone monophasée sans condensateur.

Où:

$$Y = (\Omega_r \quad i_{ds} \quad i_{qs} \quad i_{dr} \quad i_{qr})^t$$

$$Y = (\Omega_r \quad \Phi_{ds} \quad \Phi_{qs} \quad i_{ds} \quad i_{qs})^t$$

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:

$$\begin{aligned} \Phi_{dr} &= L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} &= L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \\ \Phi_{ds} &= L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} &= L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{aligned} \quad (I-26)$$

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

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

.

I-6.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 :

$$Vs_1 = V_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot t)$$

$$Vs_2 = V_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot t - \pi/2)$$

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.

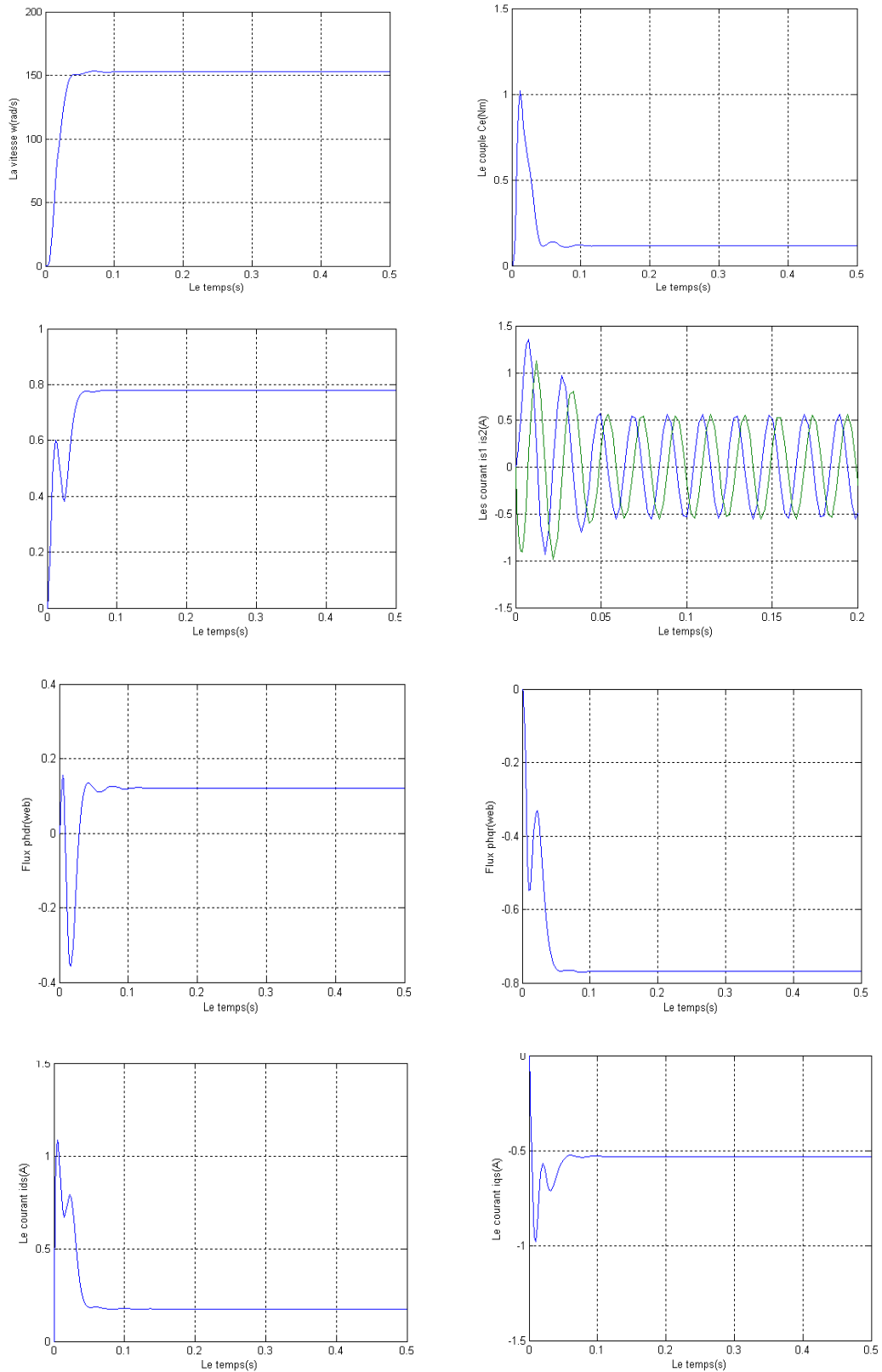


Figure (I-7) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur (Marche à vide).

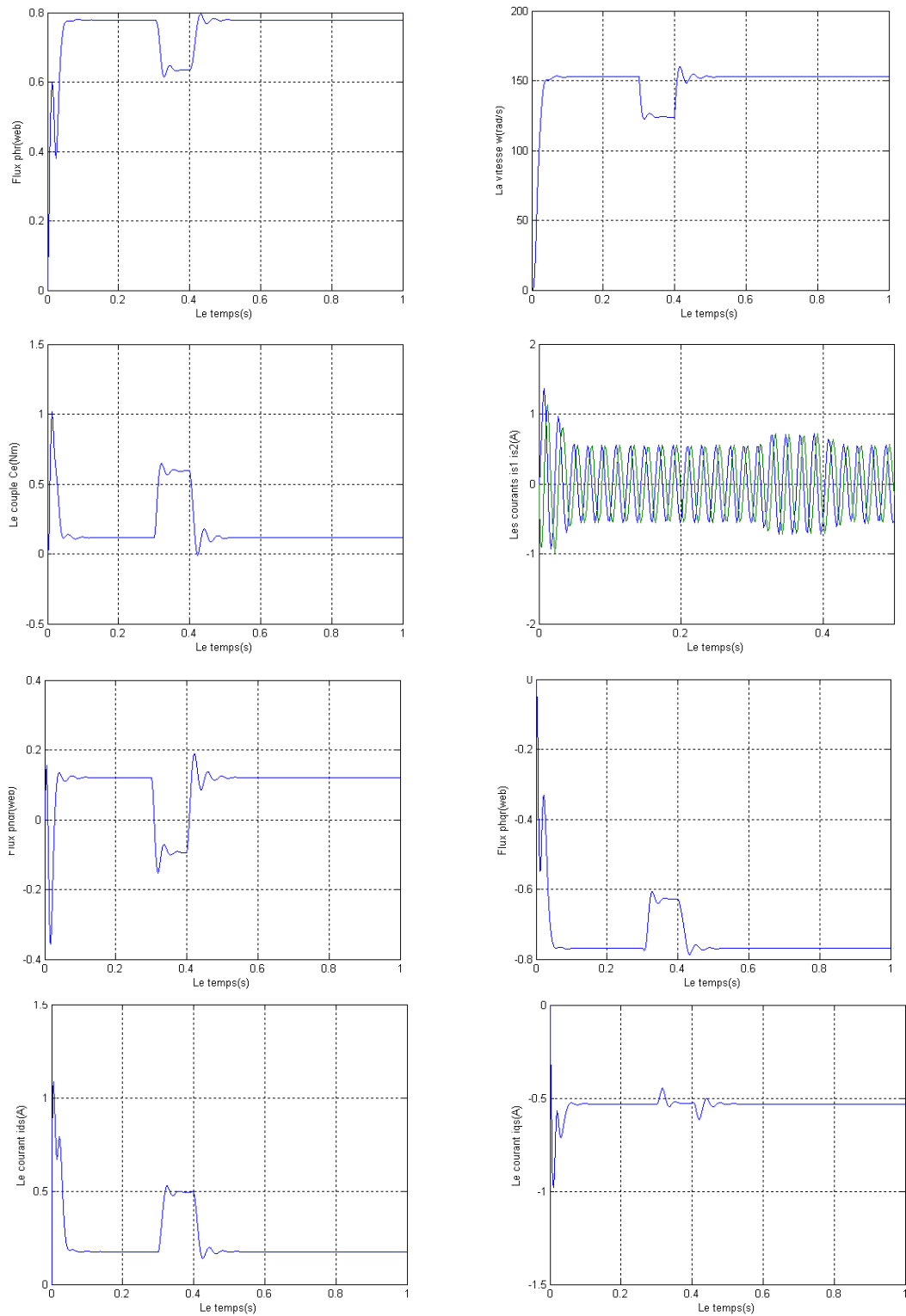


Figure (I-8) : Simulation du démarrage de la MASM symétrique sans condensateur (en charge entre $t=0.3s$ et $t=0.4s$).

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 au 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 onduleur et à fréquence variable répond bien aux besoins dans une très large gamme de puissance.

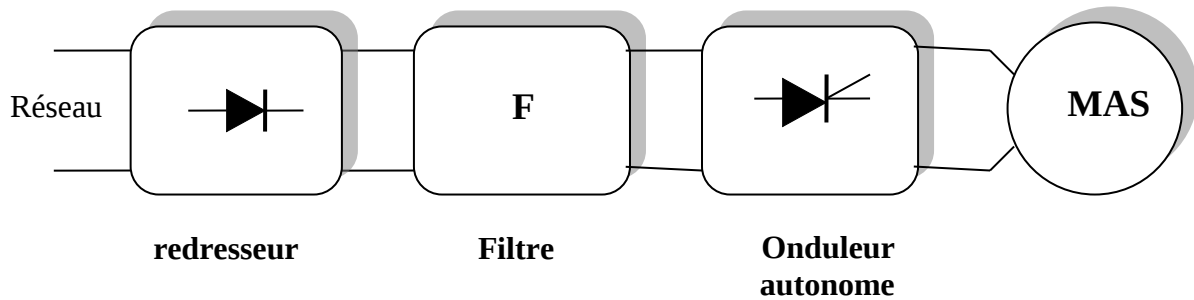
La généralisation du réglage de la vitesse des moteurs alternatifs s'effectue de plus en plus par variation de fréquence à partir d'une source de tension continue U_c , ceci permet notamment d'obtenir des caractéristiques couple –vitesse semblables à celles des moteurs à courant continu.

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.Modélisation de l'alimentation :

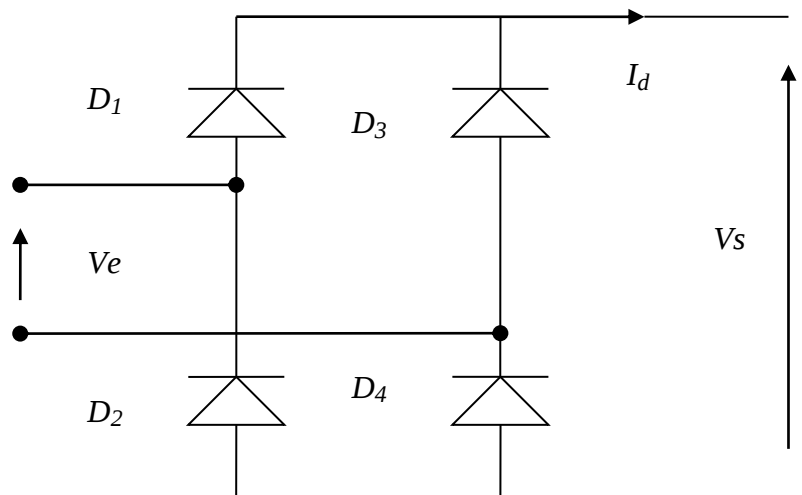
L'alimentation de la machine asynchrone monophasée se compose généralement de trois parties:



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

II-1.1.Le redresseur:

Le redresseur peut être schématisé par la figure (II-2).



Figure(II-2):Redresseur à diodes.

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

La commutation des diodes permet d'avoir un signal non alternatif à la sortie du redresseur. Le filtrage de ce signal le rend plus proche au signal continu idéal.

La valeur moyenne de la tension redressée peut être calculée :

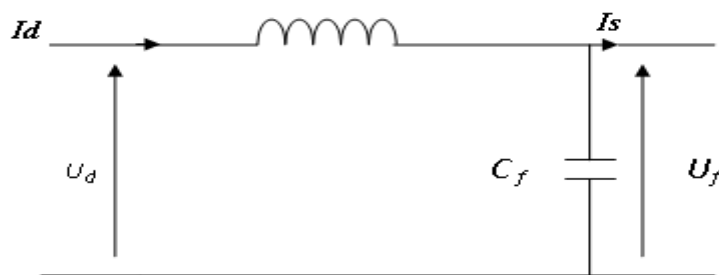
$$\begin{aligned}\overline{V_s} &= \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_s dt = \frac{1}{\pi} \cdot V_{\max} \cdot \int_0^\pi \sin(wt) dwt \\ \overline{V_s} &= \frac{1}{\pi} \cdot V_{\max} (-\cos(wt))_0^\pi = \frac{1}{\pi} \cdot V_{\max} [1+1] \\ \overline{V_s} &= \frac{2}{\pi} \cdot V_{\max} \quad ; \quad V_{\max} = 220 \cdot \sqrt{2}\end{aligned}\tag{II-2}$$

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.[4].

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



Figure(II-3):schéma du filtre (Lc)

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:

$$\begin{cases} U_d = L_f \frac{dI_d}{dt} + U_f \\ \frac{dU_f}{dt} = \frac{1}{C} (I_d - I_s) \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

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

$$F = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} s)^2} \quad (\text{II-4})$$

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

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{II-5})$$

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:

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

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

$$L_f = 100 \text{ mH} ; \quad C_f = 250 \text{ } \mu\text{F} \quad (\text{II-6})$$

II-1.3.L'onduleur :

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source de tension (courant) continue en énergie à tension (courant) alternative. On distingue deux types de convertisseurs:

Onduleur de courant.

Onduleur de tension.

Les études faites sur les onduleurs à trois niveaux à structure NPC ont montré que cet onduleur peut être considéré comme l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux.

Ces études ont montré également des améliorations apportées par les convertisseurs à trois niveaux et en particulier l'onduleur à trois niveaux sur la qualité du signal de sortie ainsi que le taux d'harmonique injecté au réseau.

II-2.Modélisation et fonctionnement de l'onduleur :

II-2-1 Structure de l'onduleur à trois niveaux :

Il existe plusieurs structures de l'onduleur à trois niveaux.

La structure que nous allons étudier est celle d'un bras d'onduleur à trois niveaux représentée à la figure (II-4).

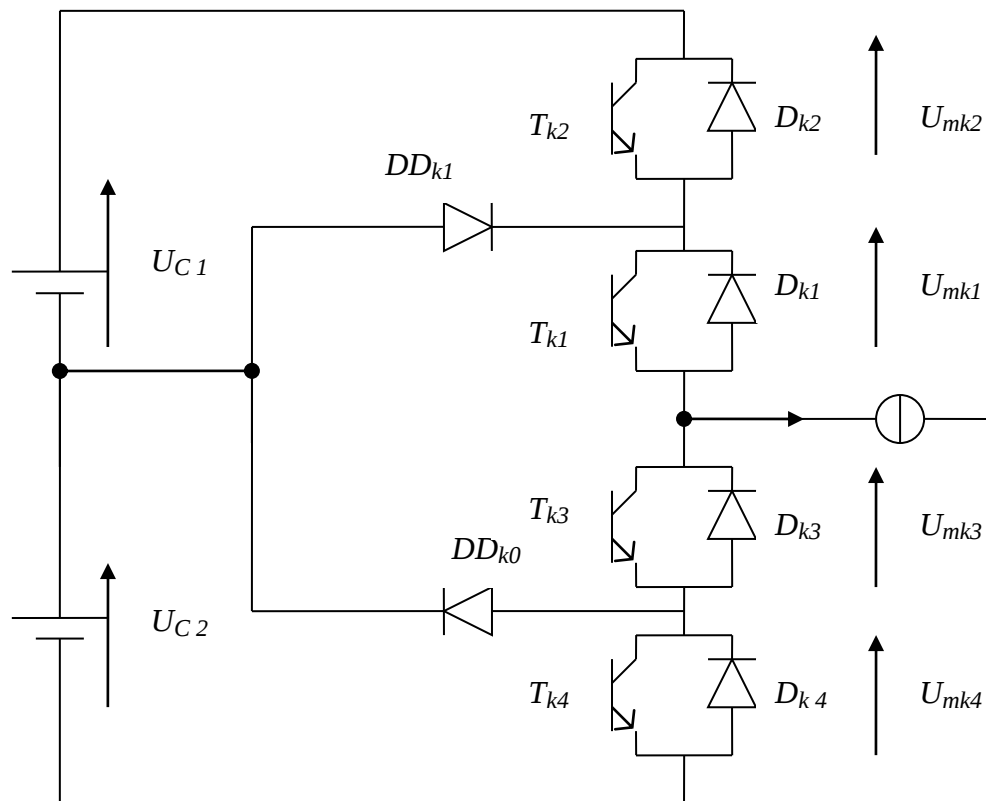
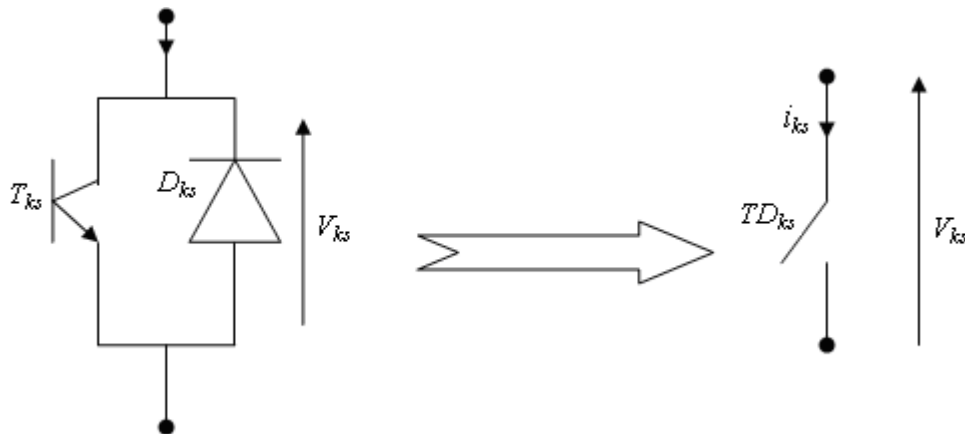


Figure (II-4): Structure d'un bras d'onduleur à trois niveaux à structure NPC

II-2.2.Modélisation 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-5), et vu la symétrie de sa structure, on fait le raisonnement sur un seul bras



Figure(II-5) :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

$$C_i = \begin{cases} 1 & \text{si } TD_{ks} \text{ est fermé.} \\ 0 & \text{si } TD_{ks} \text{ est ouvert.} \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

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

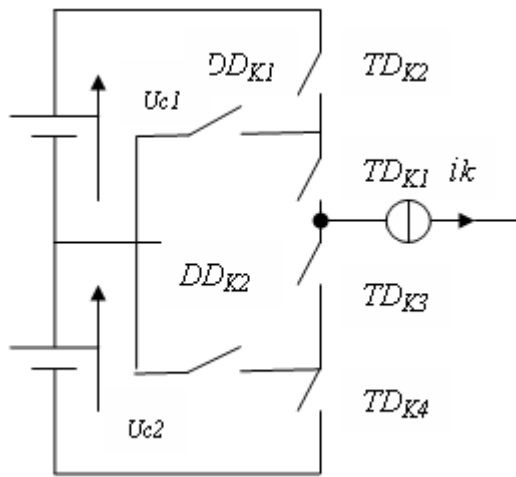
L'analyse d'un bras d'onduleur à trois niveaux montre cinq configurations possibles.

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

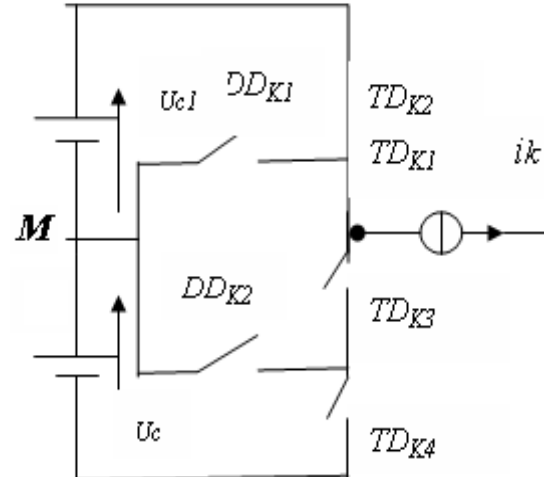
Le tableau (II-1) ci –dessous donne les grandeurs électriques caractérisant chaque configuration.

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	$V_k=0$

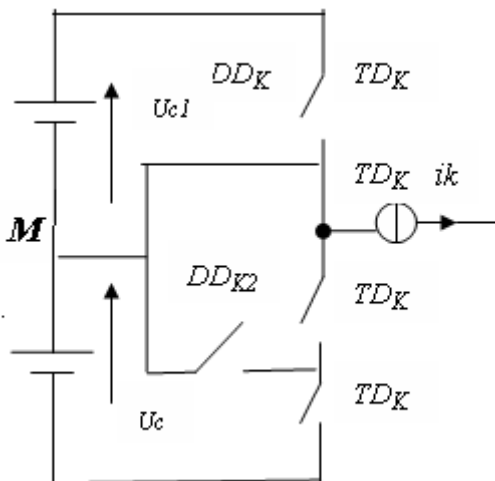
Tableau (II-1): grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un bras k d'onduleur triphasé à trois niveaux.



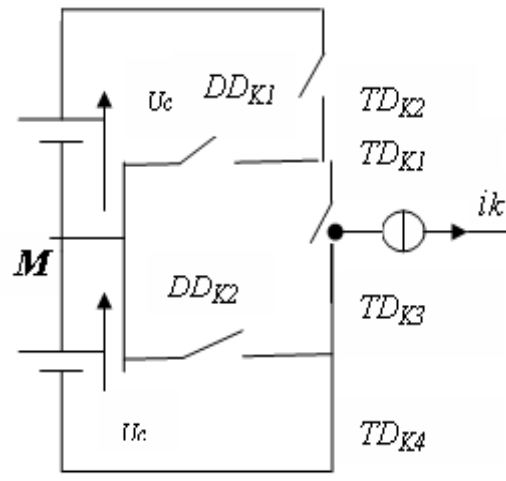
La configuration E0



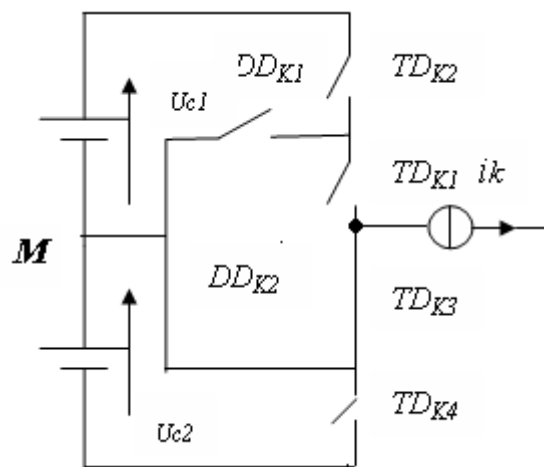
La configuration E1



La configuration E2



La configuration E3



La configuration E4

Figure (II-6): Les cinq configurations possibles d'un bras d'onduleur triphasé à trois niveaux

II-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 statiques.

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:

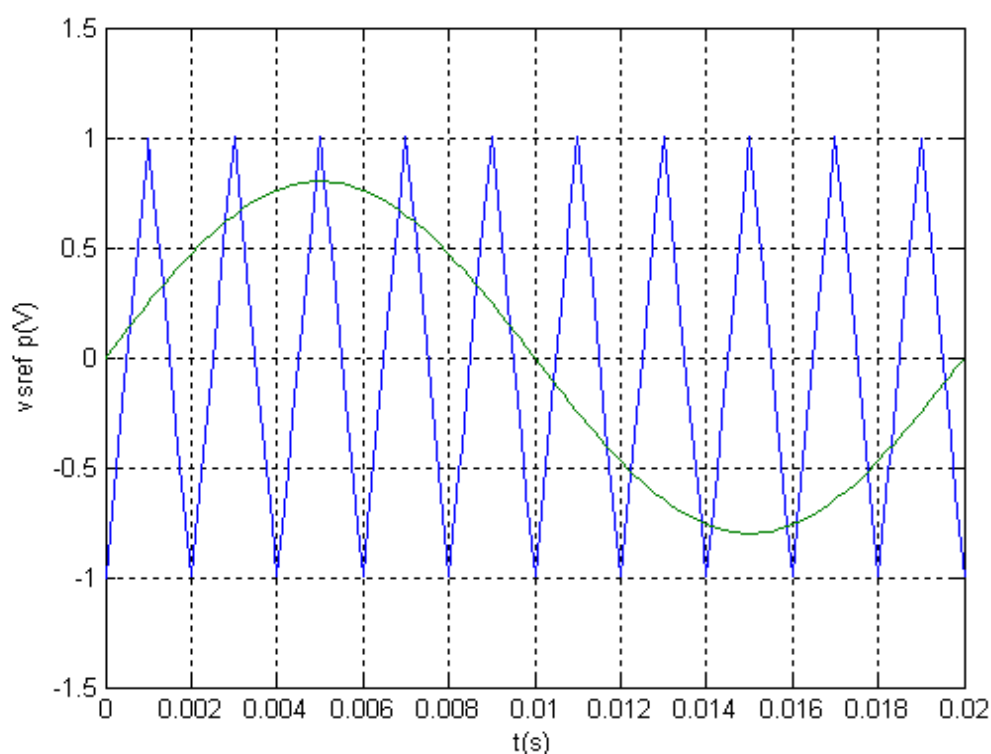
Le principe de la modulation triangulo-sinusoïdale consiste à comparer une tension de référence sinusoïdale qui correspond à la tension de sortie recherchée de fréquence f au signal triangulaire d'amplitude fixe et de fréquence f_p nettement supérieure à f ($m > 1$). L'intersection de la tension de référence avec l'onde de modulation triangulaire donne les instants de fermeture de divers interrupteurs, d'où on aura bien la fonction logique Ci.[3].

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 f_p/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) v_{s1} de l'onde de modulation d'ordinaire, la modulation est synchrone, c'est-à-dire f_p 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, f_p donnée, on fait varier de façon continue la fréquence de la référence[3].



28	INTRODUCTION
29	II-1.MODELISATION DE L'ALIMENTATION :
29	II-1.1.Le redresseur:
30	II-1.2 .Le filtre :
31	II-1.3.L'onduleur :
32	II-2.MODELISATION ET FONCTIONNEMENT DE L'ONDULEUR :
32	II-2-1 Structure de l'onduleur à trois niveaux :
32	II-2.2.Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux :
34	II-2.3.Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux :
36	II-2.4.Variation de vitesse du moteur monophasé alimenté par onduleur:
	II-3.COMMANDE DE LA MASM A CONDENSATEUR PERMANENT EN TENSION
36	PAR MODULATION (MLI):
37	II-3.1.Modulation sinus-triangle:
37	II-3.2.Caractéristique de la modulation :

40	II-3.3.Modèle de l'onduleur monophasé en pont complet:
40	II-4.ALIMENTATION DU MOTEUR MONOPHASE A CONDENSATEUR:
41	II-4.1.Onduleur monophasé avec diviseur capacitif (à demi pont):
42	II-4-2 Onduleur monophasé en pont complet :
43	II-5.SIMULATION ET INTERPRETATION :
Alimentation en tension avec un onduleur à	❖
43	trois niveaux:
45	II-6.ALIMENTATION DU MOTEUR MONOPHASE SANS CONDENSATEUR :
45	II-6.1.Onduleur triphasé:
46	II-6.2.Onduleur biphasé avec neutre accessible:
47	II-6.3.Onduleur à quatre bras:
48	II-7.APPLICATION DE L'ASSOCIATION ONDULEUR BIPHASE-MACHINE :
48	II-7.1.Alimentation en tension par la stratégie de modulation à échantillonnage naturelle:
48	II-7.1.1.La stratégie naturelle à deux niveaux:
49	II-7.1.2.La stratégie naturelle à trois niveaux :
51	II-8.SIMULATION ET INTERPRETATION :

CONCLUSION

DANS CE CHAPITRE NOUS AVONS ETUDIE LA STRATEGIE D'ALIMENTATION PAR ONDULEUR. LA TRIANGULAIRE-SINUSOÏDALE DANS LE CAS D'UNE TENSION A TROIS NIVEAUX POUR LA MACHINE MONOPHASEE ET BIPHASEE.

ON A SIMULE L'ENSEMBLE ONDULEUR-MACHINE POUR MIEUX VOIR LEUR EFFET SUR LES PERFORMANCES DE LA MACHINE.

EN GENERAL, LA VITESSE DE LA MACHINE BIPHASEE EST PLUS REGULIERE QUE CELLE DE LA MACHINE MONOPHASEE AVEC CONDENSATEUR. LE COURANT EST PLUS PROCHE D'UNE SINUSOÏDE DANS LE CAS D'ALIMENTATION A TROIS NIVEAUX. LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE DU MOTEUR OSCILLE TOUJOURS AUTOUR DE SA MOYENNE A LA FREQUENCE DEUX FOIS CELLE DE LA TENSION DE SORTIE DE L'ONDULEUR. LA COMMANDE

MLI PERMET DE REJETER LES HARMONIQUES A DES HAUTES FREQUENCES
53 DONC FACILEMENT LISSEES PAR L'INDUCTANCE DE LA MACHINE.

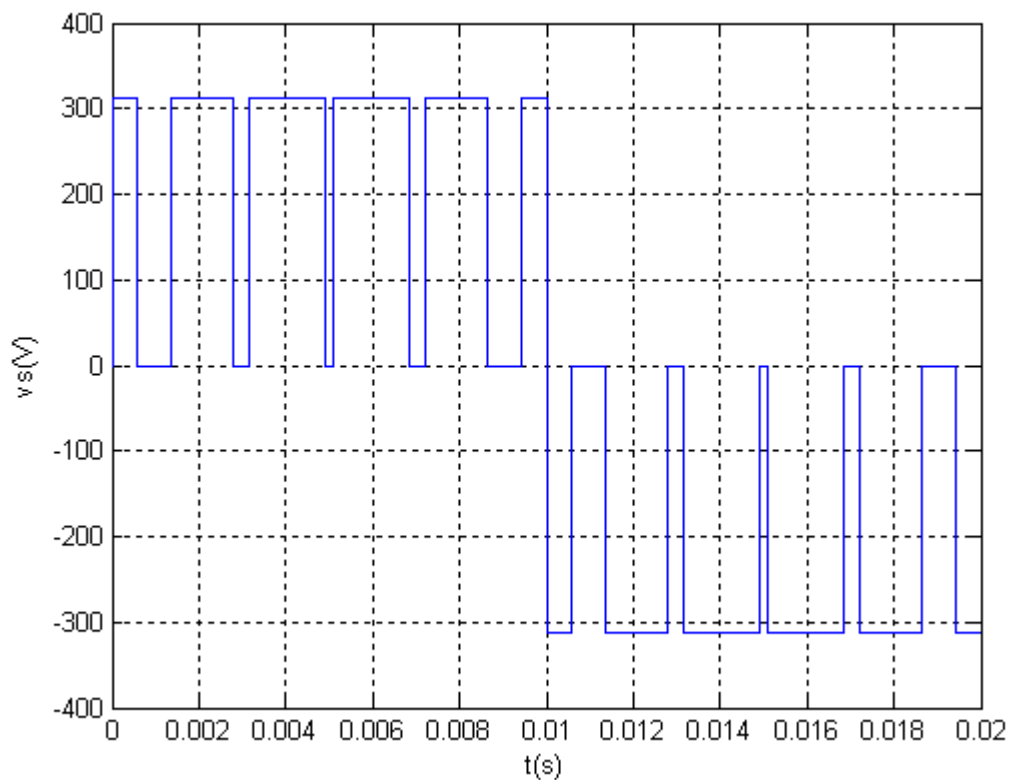


Figure (II-7) :Modulation sinusoïdale

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

Nous pouvons exprimer la tension par la relation suivante :

$$\diamond v_{s1} = U_c' = U_c (C1-C2) \quad \text{où} \quad U_c = 220\text{volt.}$$

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

$$\diamond i_e = (C1-C2) i_s.$$

$$\diamond i_s = i_{s1} + i_{s2}. \quad \text{d'où :} \quad i_e = (C1-C2)(i_{s1} + i_{s2})$$

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-pont).

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.

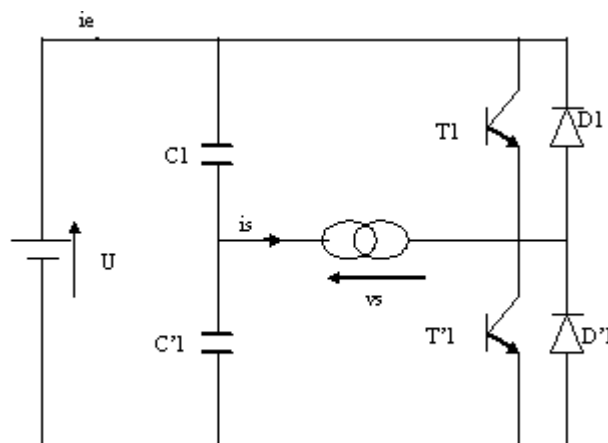


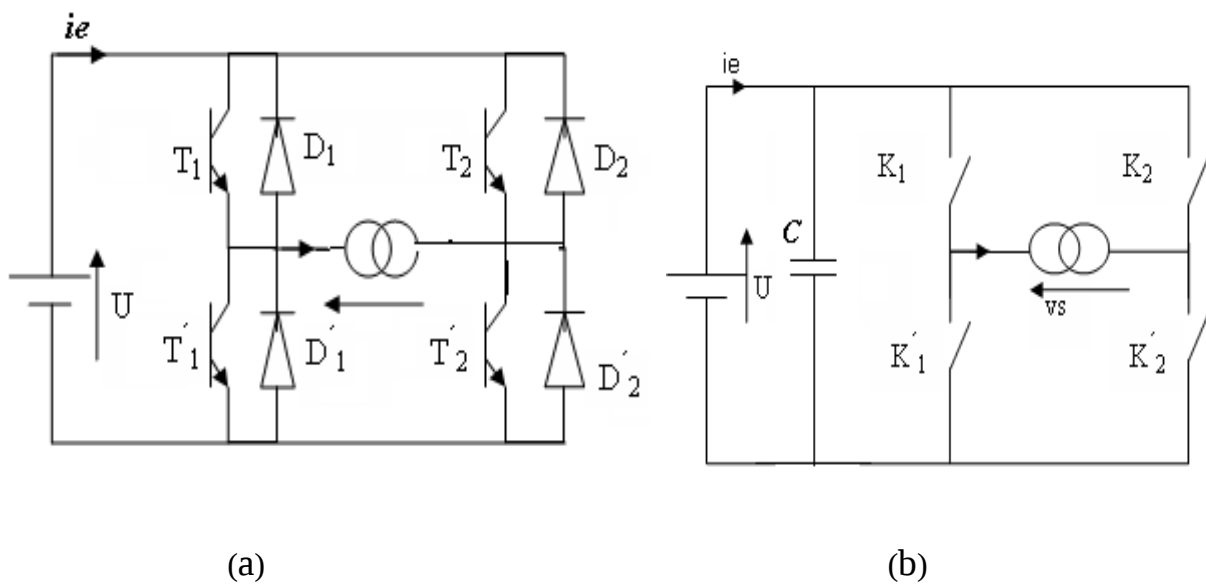
Figure (II-8): onduleur monophasé avec diviseur capacitif

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 K_1 , K_2 , K_3 et K_4 , 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.

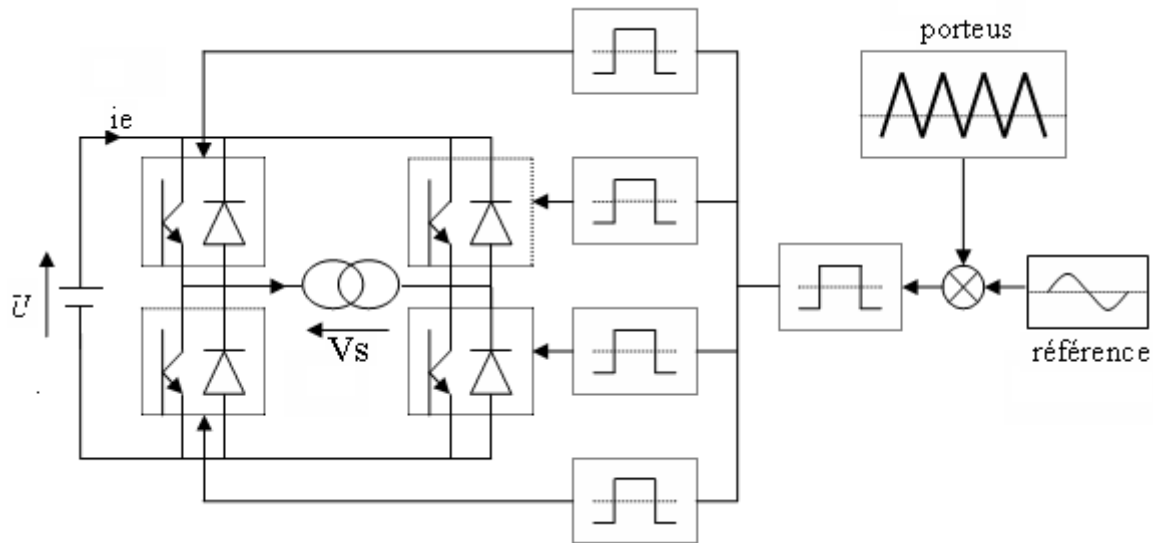


Figure.(II-10):Commande par MLI d'un onduleur monophasé en pont complet.

Les angles de commutation sont donnés par les solutions des équations non linéaires :

$$A_{2j-1} = (\pi/m)(2j-1-r \sin(A_{2j-1})) \quad ; \quad \text{pour le } j^{\text{eme}} \text{ segment descendant.}$$

$$A_{2j} = (\pi/m)(2j-1+r \sin(A_{2j})) \quad ; \quad \text{pour le } j^{\text{eme}} \text{ segment ascendant.}$$

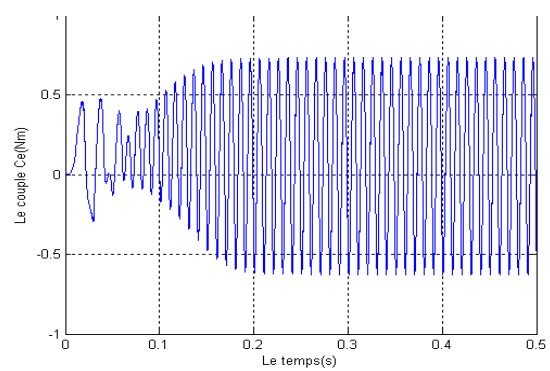
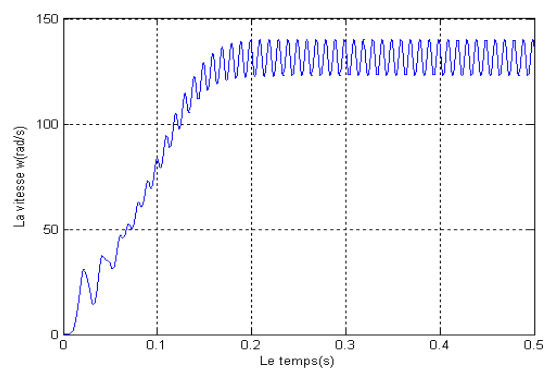
II-5.Simulation et interprétation :

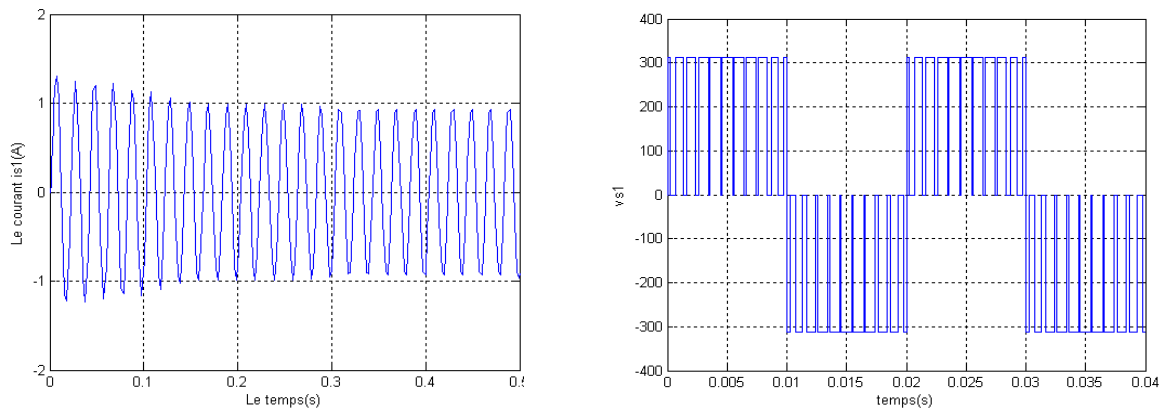
❖ Alimentation en tension avec un onduleur à trois niveaux:

La figure (II-7) montre la porteuse et la tension de référence pour $m = 10$ 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 .
- ❖ Les $(2m)$ commutations par période d'un bras de l'onduleur.
- ❖ Le couple électromagnétique du moteur oscille.





Figure(II-11):Simulation de l'association machine-onduleur commandée en tension parMLI(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 réalisé un onduleur de tension triphasé en regroupant trois demi-ponts monophasées 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 reconstituées dans les deux phases de la machine en commandant les interrupteurs de manière adoptée.

Les fonctions de connexions sont :

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

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

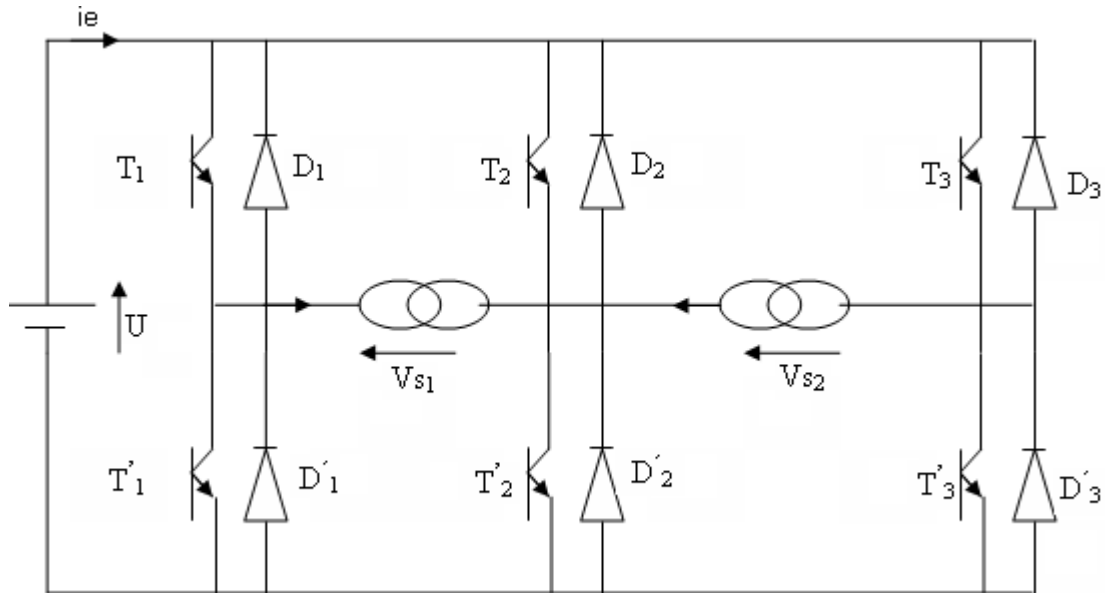


Figure (II-12): l'onduleur triphasé alimentant les deux phases de la machine monophasée sans condensateur

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:

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

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

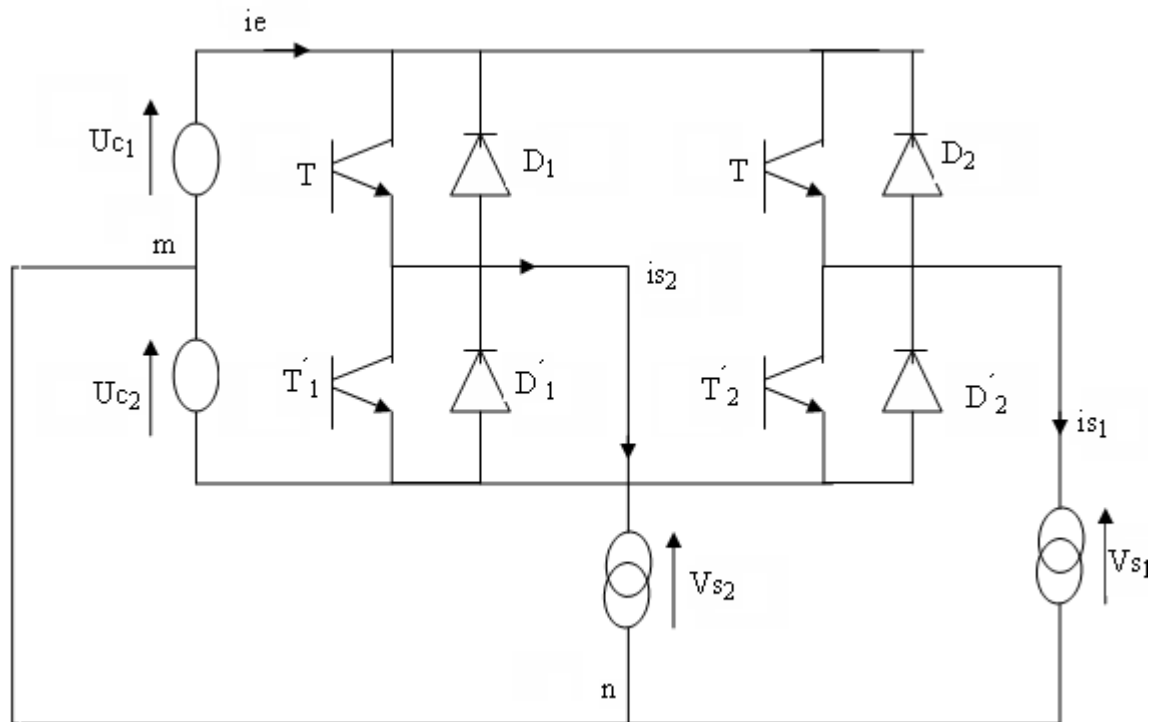


Figure (II-13): Onduleur biphasé avec neutre accessible

II-6.3. Onduleur à quatre bras:

Dans le but d'alimenter séparément les deux phases du moteur monophasé après avoir supprimé 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.

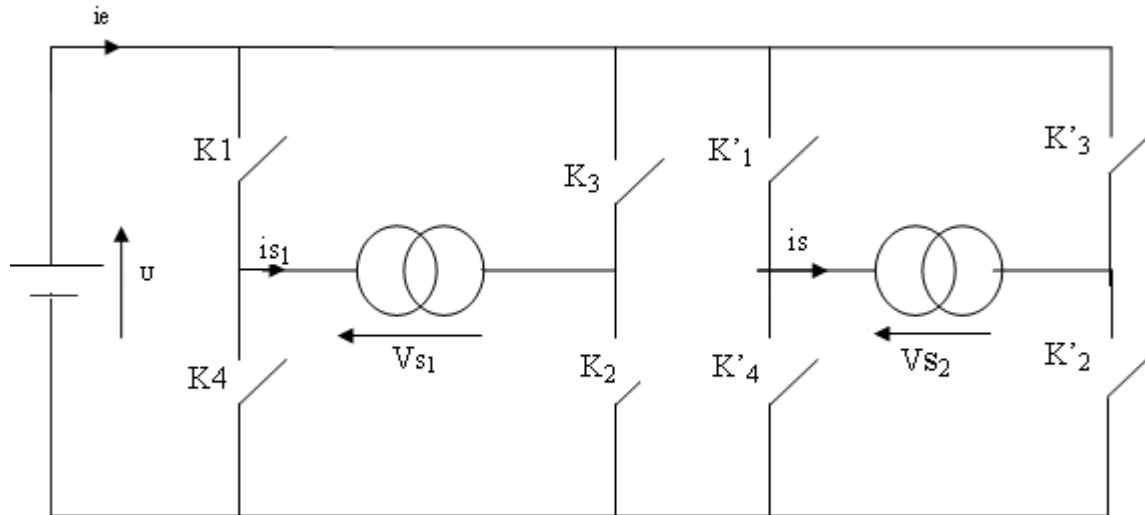


Figure (II-14):L'onduleur à quatre bras

$$V_{S1} = U(C_1 - C)$$

$$V_{S2} = U(C_3 - C_4)$$

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:

$$V_{S1\text{réf}} = V_m \sin (wt + \psi)$$

$$V_{S2\text{réf}} = V_m \sin (wt - \psi - \pi/2.\text{marche})$$

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:

$$4j - 3 - 2m.\alpha_{2j-1}/\pi = r \sin (\alpha_{2j-1} + \delta) \quad ; \quad \text{Pour le } j^{\text{eme}}, \text{segment descendant de la porteuse.}$$

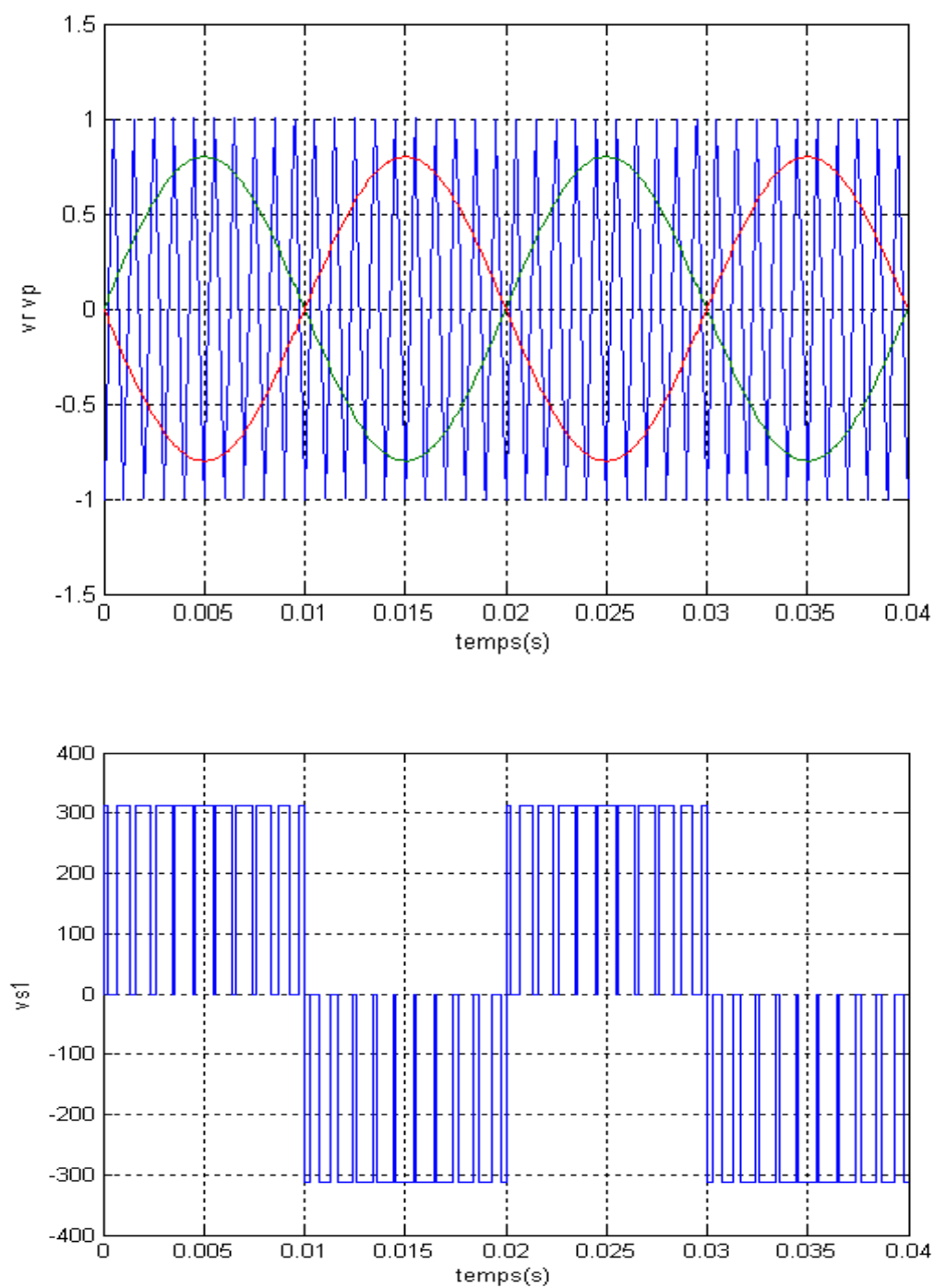
$$1 - 4j - 2m.\alpha_{2j}/\pi = r \sin (\alpha_{2j} + \delta) \quad ; \quad \text{Pour le } j^{\text{eme}}, \text{segment ascendant de la porteuse.}$$

$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3 \dots \alpha_{2m}$ 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)

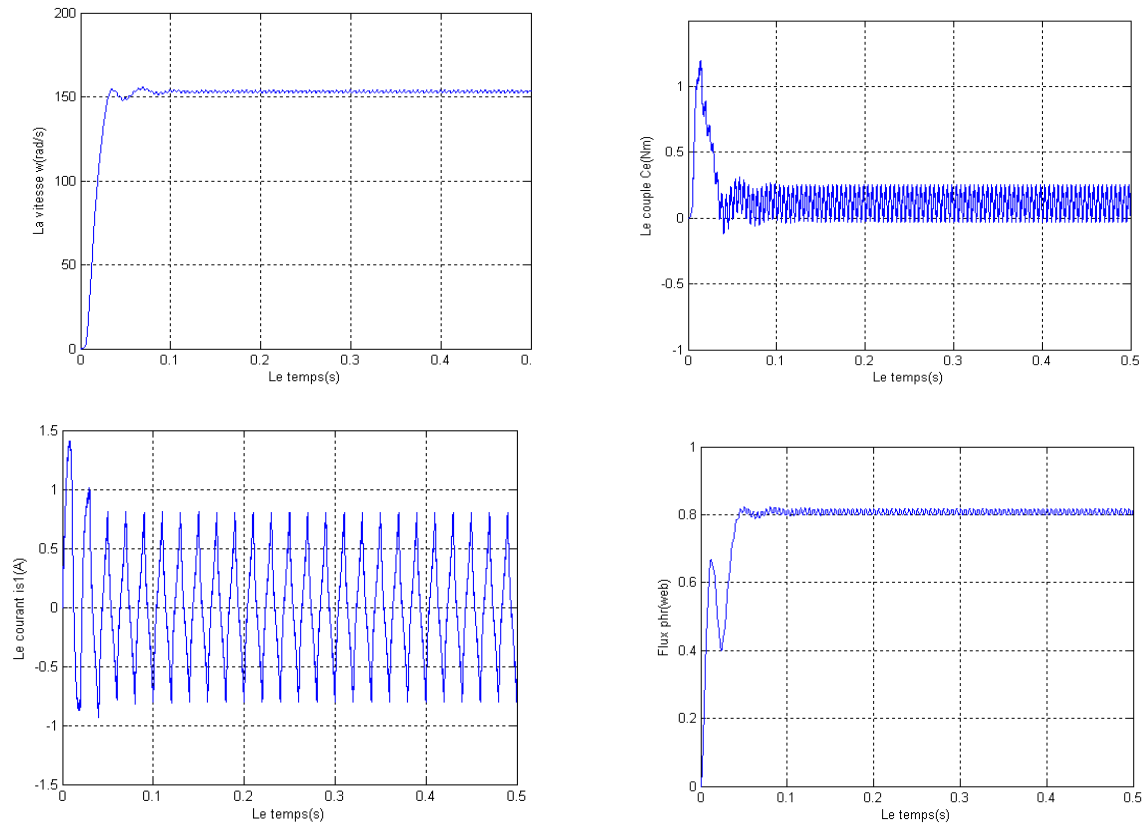
La tension de sortie va se composer de plusieurs segments, au lieu d'un seul bloc riche d'harmoniques, c'est un avantage important pour l'onduleur à trois niveaux afin d'éliminer ou de diminuer certaines harmoniques qui dérangent le bon fonctionnement de la machine.



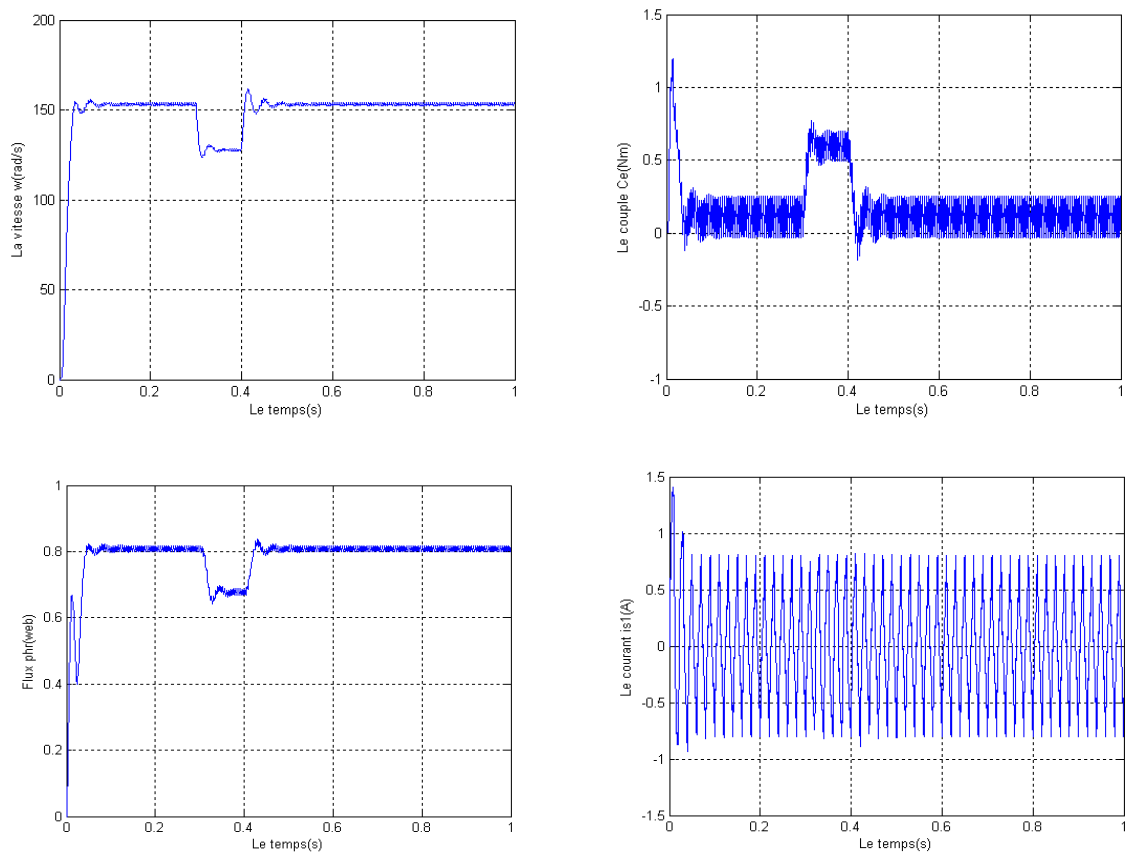
Figure(II-15) : Première méthode pour la commande MLI à trois niveaux

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} . De référence pour $m=20$ 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 parMLI(moteur diphasé) marche à vide.



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

Conclusion

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

La triangulaire-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

Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance, le domaine d'entraînement électrique à vitesse et position variable, a connu ces dernières années un essor considérable. En effet, les exigences de qualité accrues et les cycles de production de plus en plus courts sont à la base de l'utilisation de technique de réglage de plus en plus performantes, dans les applications industrielles.[7].

La difficulté pour commander la machine asynchrone, en général, réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine comme le flux, la vitesse ou la position.

Une méthode de commande classique scalaire, appelée **V/f=cte**, consiste à contrôler le couple par la fréquence du glissement et le flux par le rapport tension fréquence statorique. Ce type de commande pose des problèmes à basses vitesses, car le maintien du couple est impossible aux basses fréquences et en particulier à l'arrêt.

Au début des années 70 Blaschke et Hasse ont présenté une nouvelle théorie de commande par flux orienté qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des machines asynchrones.

Même si les principes de la méthode ont été inventés il y a une vingtaine d'années, elle suscite encore de nombreuses recherches et des développements intensifs.[8].

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.[5].

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} . [8].

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. [3].

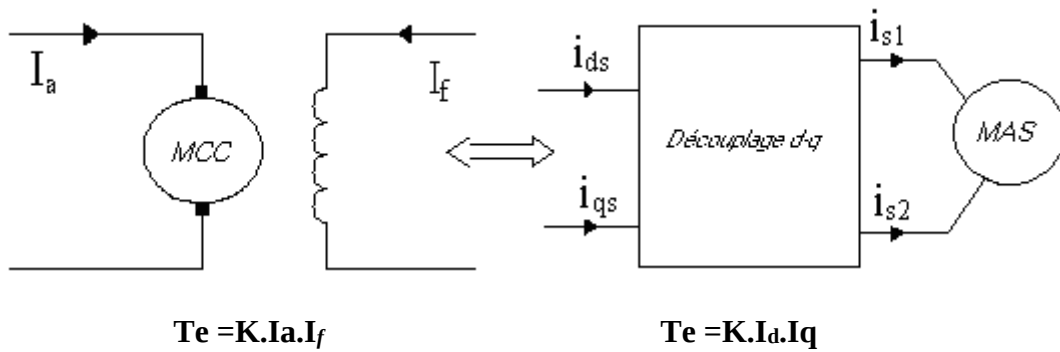


Figure (III-1) : Principe de la commande découplée pour la MCC et MAS.

a) Couple électromagnétique de la machine à courant continu :

$$T_e = k \cdot \Phi_f \cdot I_a$$

$$\Phi_f = k_f \cdot I_f$$

(III-1)

b) Couple électromagnétique de la machine asynchrone :

$$T_e = \frac{pm.M}{L_r} \cdot (\Phi_{dr} \cdot i_{qs} - \Phi_{qr} \cdot i_{ds})$$

(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).

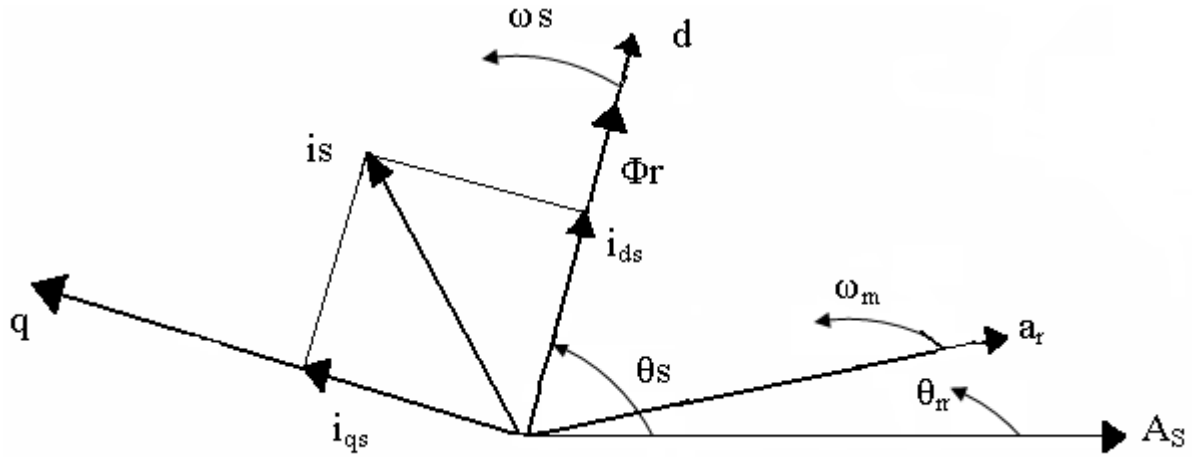


Figure (III-2) : Principe de l'orientation du flux rotorique.

Nous pouvons donc orienter les trois différents flux suivants :

A partir de la figure (III-2), si le courant i_d est forcé à zéro ($i_s = i_{qs}$).

La composante du flux de vient :

- Soit le flux rotorique avec les conditions :

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

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

$$T_e = \frac{pm.M}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{qs} = k \cdot \Phi_r \cdot i_{qs} \quad (\text{III-4})$$

- 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.[8].

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.[1].

III-2.2.Méthode indirecte:

Cette approche consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position [2]. 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 utilisé 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:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi dr}{dt} = -\frac{Rr}{Lr} \Phi dr + (ws - pm\Omega r) \Phi qr + \frac{Rr.M}{Lr} Ids \\ \frac{d\Phi qr}{dt} = -\frac{Rr}{Lr} \Phi qr - (ws - pm\Omega r) \Phi dr + \frac{Rr.M}{Lr} Iqs \\ \frac{dIds}{dt} = -\frac{(M^2.Rr + Lr^2.Rs)}{\sigma.Ls.Lr^2} Ids + Iqs - \frac{M.Rr.\Phi dr}{\sigma.Ls.Lr^2} + \frac{pm.M.\Omega r}{\sigma.Ls.Lr} \Phi qr + \frac{eds}{\sigma.Ls} \\ \frac{dIqs}{dt} = -ws.Ids - \frac{(M^2.Rr + Lr^2.Rs)}{\sigma.Ls.Lr^2} Iqs - \frac{pm.M.\Omega r}{\sigma.Ls.Lr} \Phi dr + \frac{M.Rr.\Phi qr}{\sigma.Ls.Lr^2} + \frac{eqs}{\sigma.Ls} \\ \frac{d\Omega r}{dt} = \frac{pm.M}{J.Lr} (\Phi dr.ids - \Phi qr.iqs) - \frac{f}{J} \Omega r - \frac{T_1}{J} \end{array} \right. \quad (III-7)$$

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:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Phi r}{dt} = \frac{Rr}{Lr} (M.Ids - \Phi r) \\ \frac{d\theta s}{dt} = ws = \frac{M.Rr}{Lr.\Phi r} Iqs + pm.\Omega r \end{array} \right. \quad (III-8)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} eds = Rs.Ids + \sigma.Ls.Pm.Ids + \frac{M}{Lr} .Pm.\Phi r - \sigma.Ls.ws.Iqs \\ eqs = Rs.Iqs + \sigma.Ls.Pm.Iqs + \frac{M}{Lr} .Pm.\Phi r + \sigma.Ls.ws.Ids \end{array} \right. \quad (III-9)$$

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, eds et eqs peuvent être représentées par:

$$\begin{aligned}
 I_{ds}^* &= \frac{1}{M} \cdot \left(\frac{L_r}{R_r} \cdot \frac{d\Phi_r^*}{dt} + \Phi_r^* \right) \\
 I_{qs}^* &= \frac{L_r}{p_m M} \cdot \frac{T_e^*}{\Phi_r^*} \\
 w_{sl}^* &= \frac{R_r M}{L_r} \cdot \frac{I_{qs}^*}{\Phi_r^*} \\
 w_s^* &= w_{sl}^* + p_m \Omega_r
 \end{aligned}
 \tag{III-13}$$

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

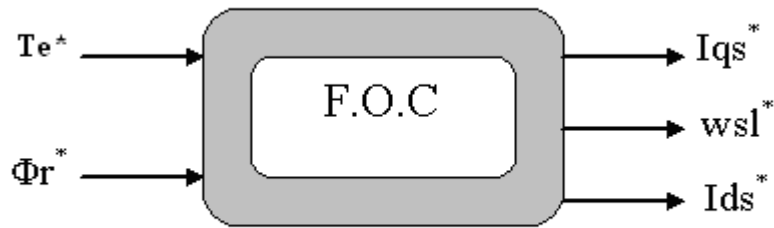


Figure (III-3) : Schéma bloc du F.O.C.

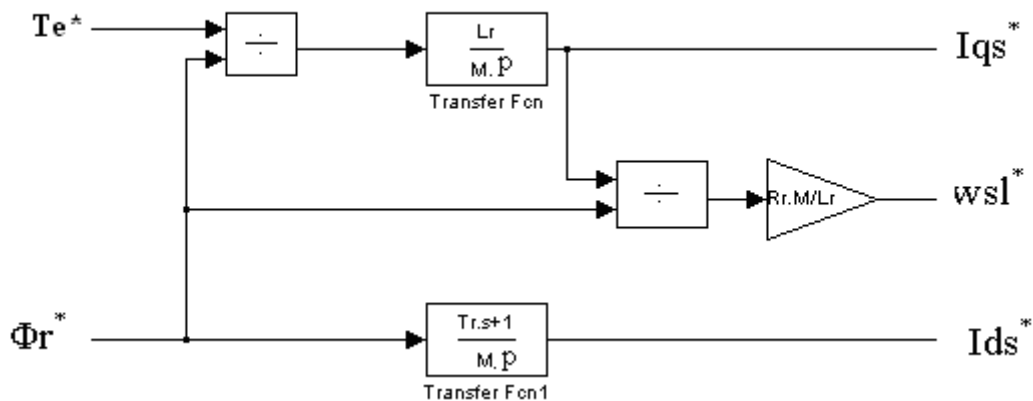
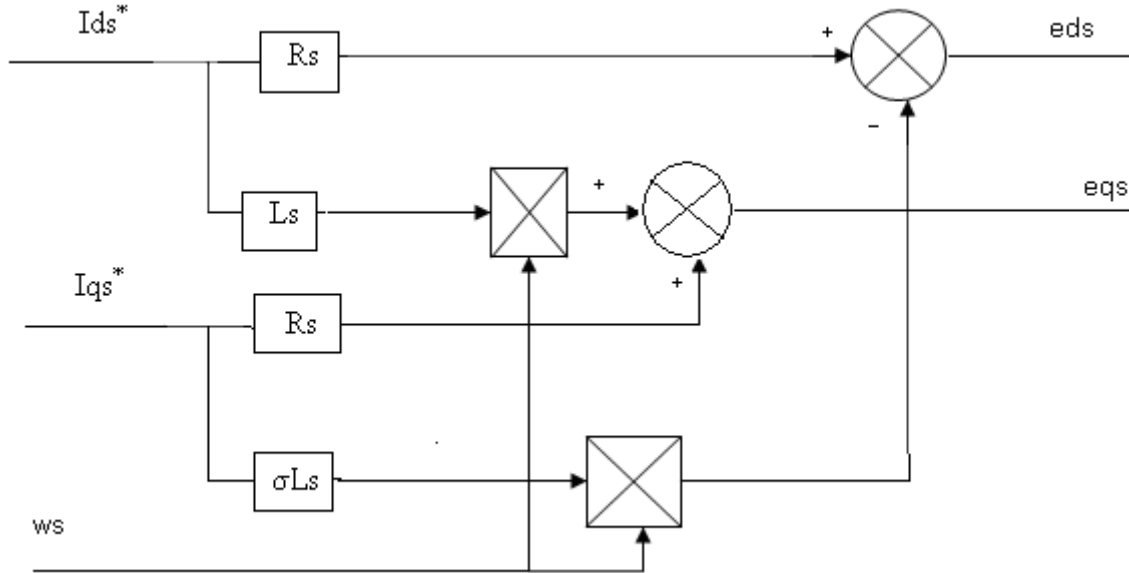


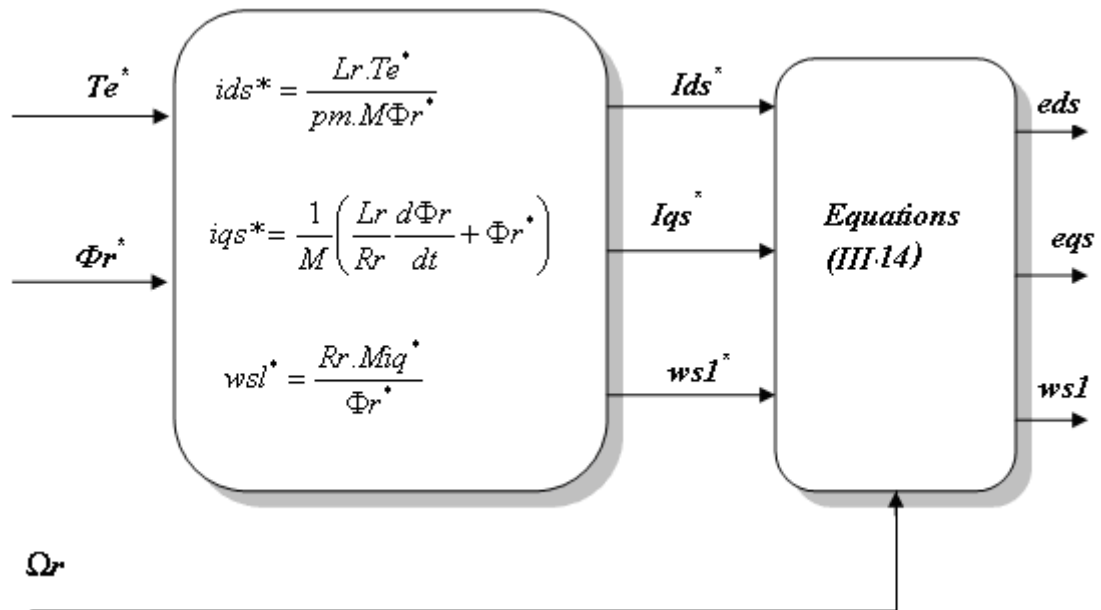
Figure (III-4) : Schéma bloc de la structure de commande en courant par orientation du flux (Field orientation control).

$$\begin{cases} eds = R_s.Ids^* - \omega_s.\sigma.L_s.Iqs^* \\ eqs = R_s.Iqs^* + \omega_s.L_s.Ids^* \\ \omega_s = \omega_{sl}^* + p.m.\Omega_r \end{cases} \quad (III-14)$$



Figure(III-5): découplage entre eds et eqs avec orientation de flux rotorique

Le schéma bloc de la structure de la commande indirecte en boucle ouverte est le suivant :



Figure(III-6): Commande en boucle ouverte d'une machine asynchrone monophasée

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:

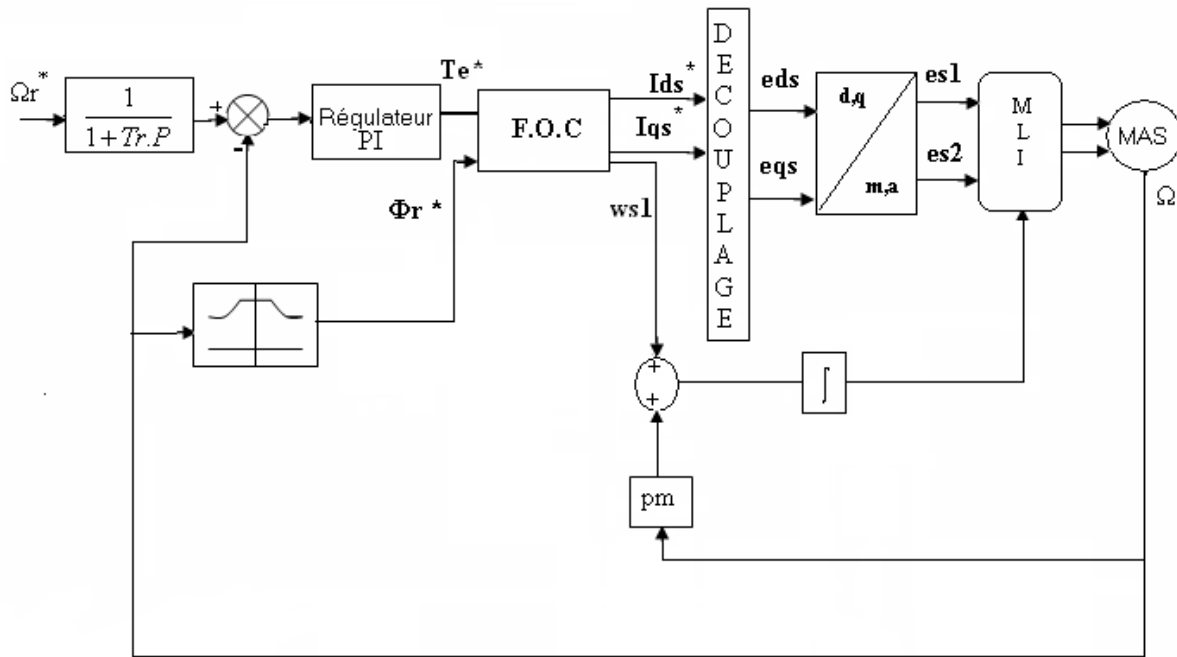


Figure (III-7): Schéma fonctionnel de la commande vectorielle d'une MAS commandée en tension

D'après ce schéma nous pouvons distinguer les différentes parties constituant le contrôle :

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

Le FOC est un bloc de calcul qui possède deux entrées (Φ_r^* , T_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 :

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

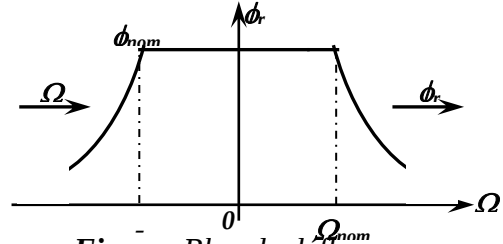


Figure: Bloc de défluxage.

❖ Le Régulateur :

D'après le schéma (figure III-7), 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 :

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

❖ 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 :

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

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 a son module Φ_r et la composante en quadrature de flux rotorique et nulle.

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 $T_1 = 0.1\text{N.m}$ on remarque d'après la figure (III-10) que :

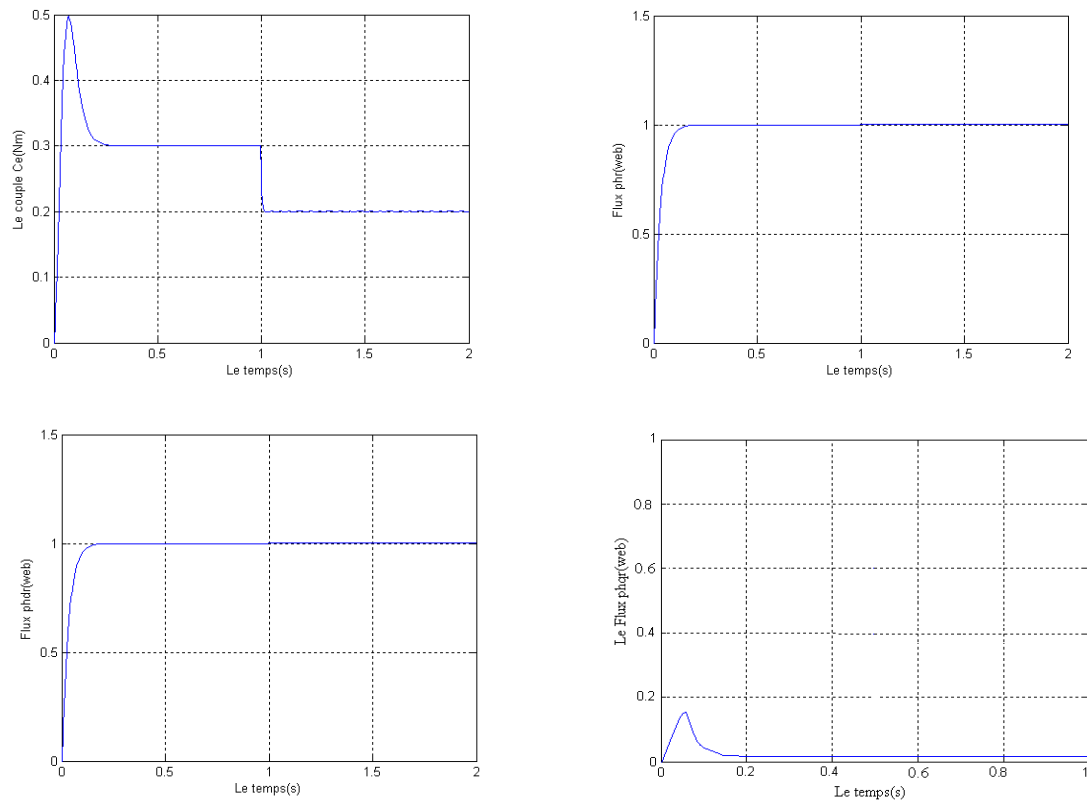
- ❖ La vitesse suit bien sa référence, puis elle subit une légère diminution juste à l'instant de l'application de la charge.
- ❖ Le régulateur PI rejette la perturbation après un certain temps.

Pour voir l'effet de variation de sens de rotation, on a simulé dans la figure (III-9) 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 solution, 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

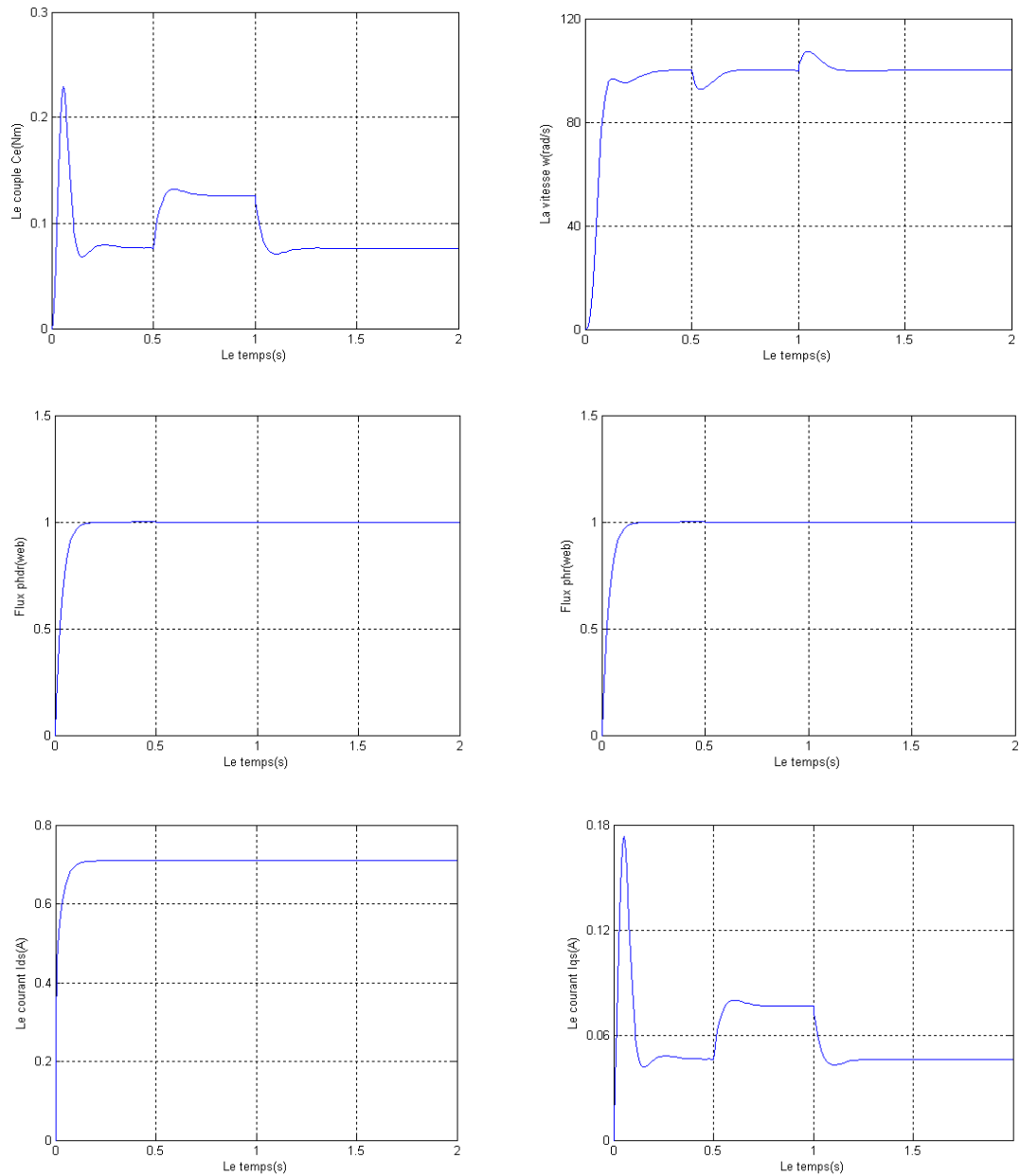


Figure (III-9) : Application de la Commande vectorielle à la MASM avec application d'une charge nominale entre $t = 0.5\text{s}$ et $t = 1\text{s}$.

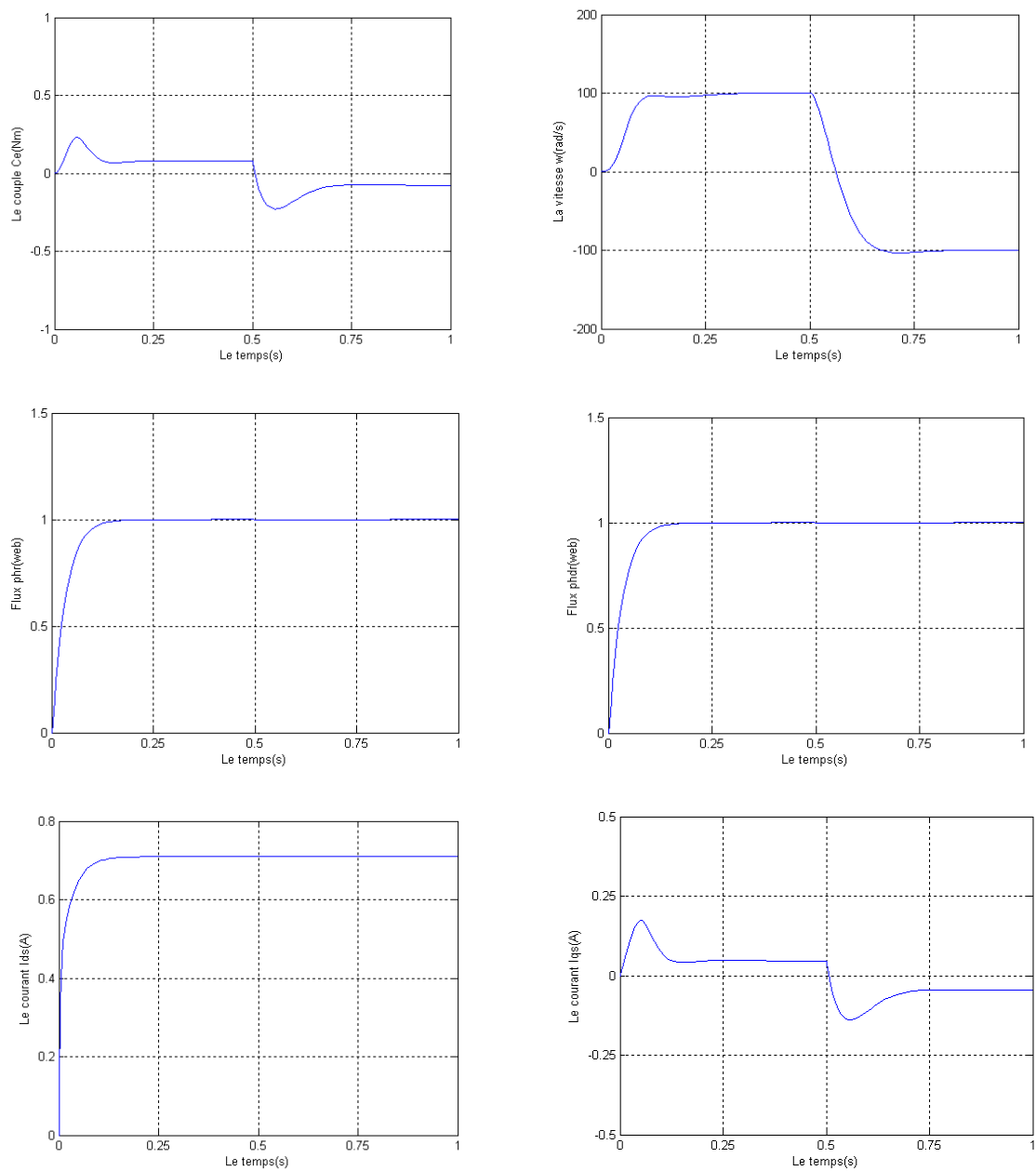


Figure (III-10) : Application de la Commande vectorielle à la MASM avec inversion de sens de rotation

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.

- La composante de flux suivant l'axe direct et identique à son module Φ_r .
- La composante en quadrature du flux est nul.
- Le flux ne réagit pas par la variation du couple électromagnétique. en régime permanent, il reste constant quel que soit la charge et n'est pas affecté lors de changement de sens de rotation.
- Le courant suivant l'axe directe varie linéairement avec la composante direct du flux rotorique.
- Toutes les perturbations sont rejetées par le régulateur et le système possède un temps de réponse satisfaisant.
- Après le réglage, la vitesse suit bien la valeur de référence.
- Pour éliminer le dépassement, on utilise un filtre (pour filtrer la valeur de référence)
- Dans l'orientation de la machine alimentée en tension, le couple ne suit pas bien la référence à cause de l'approximation des équations de découplage.

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.

Alors que par simulation on a montré que la mise au point de cette techniques a permis d'obtenir un modèle découplé et comparable à celui de la machine à courant continu à excitation séparée; mais le réglage est sensible aux perturbations extérieures.

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

- L'amélioration du schéma de commande supervisée par réseau de neurones, et cela en étudiant l'influence de la variation paramétrique et proposer une compensation à ces effets.
- Comparaisons expérimentales de la commande proposée avec les commandes étudiées.
- .Les réseaux de neurones artificiels présentent des caractéristiques et des propriétés qui ont grand intérêt pour l'identification et la commande des systèmes.

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 .

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

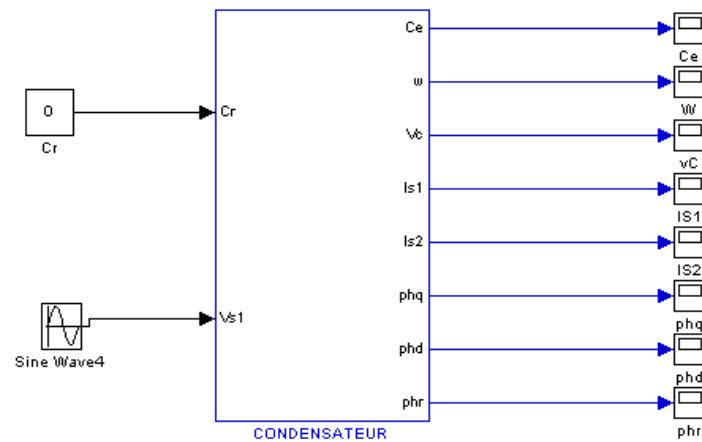


Schéma bloc de simulation de la MASM sans condensateur

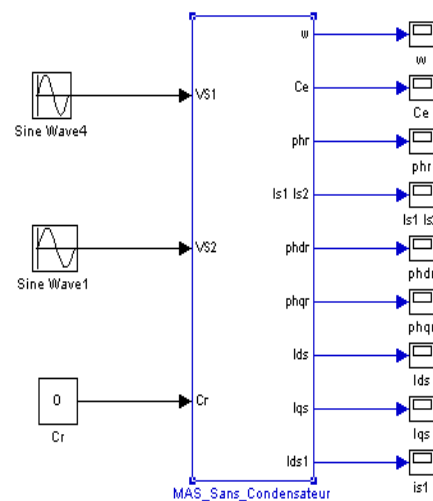


Schéma bloc de Simulation de l'association machine-onduleur commandée en tension par MLI(moteur diphasé) marche à vide.

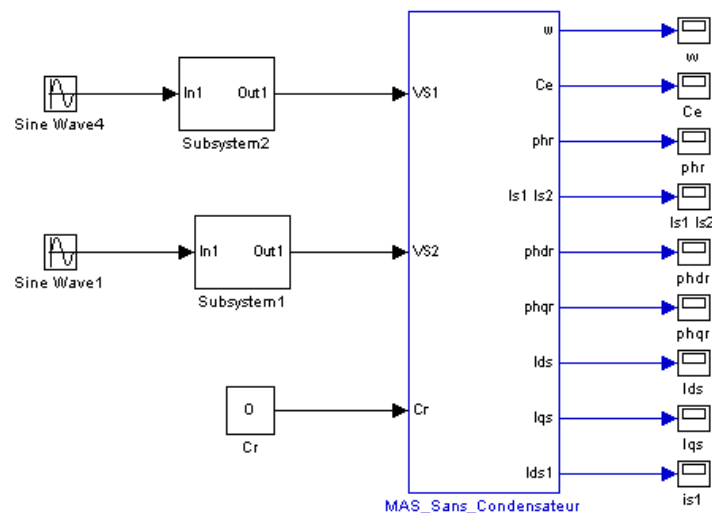


Schéma bloc de Simulation de l'association machine-onduleur commandée en tension par MLI(moteur diphasé) marche en charge.

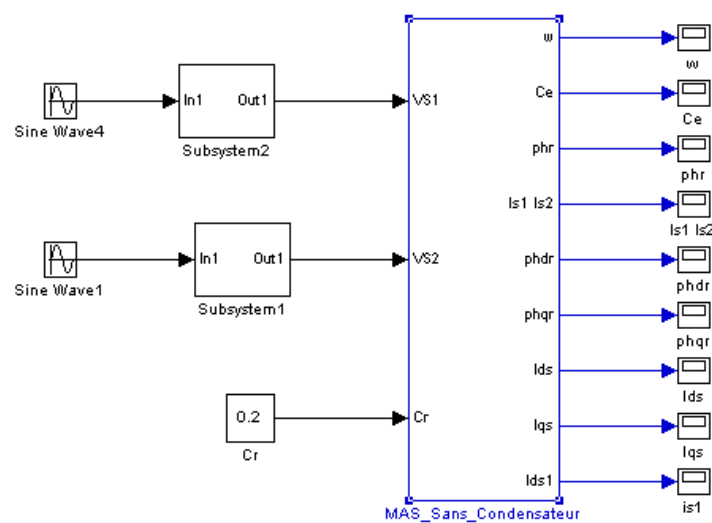


Schéma bloc de Simulation de Découplage avec orientation de flux rotorique en boucle ouverte.

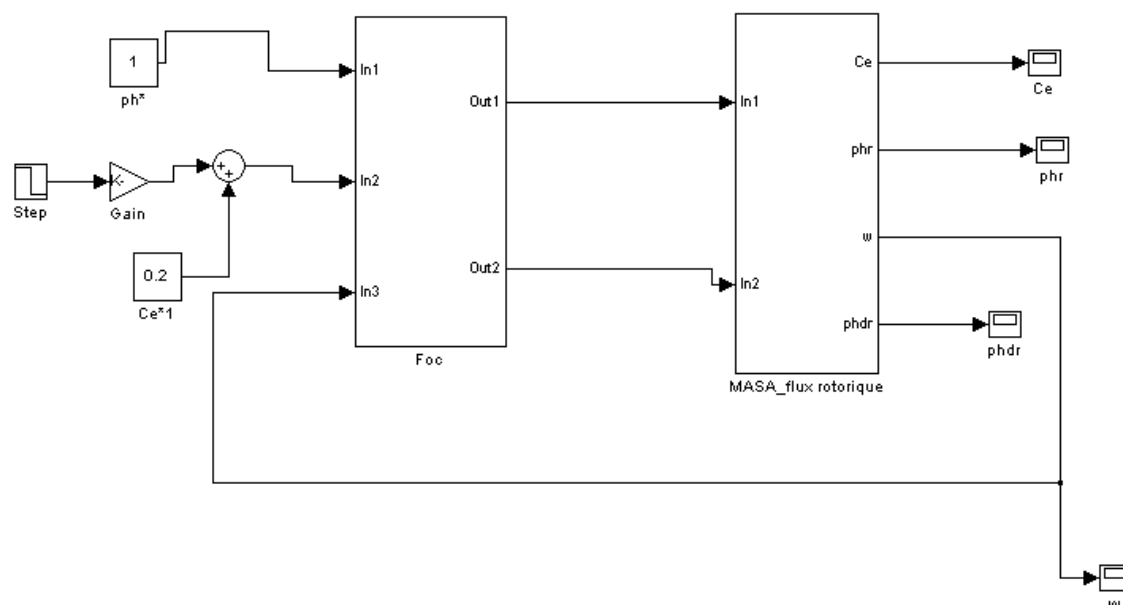
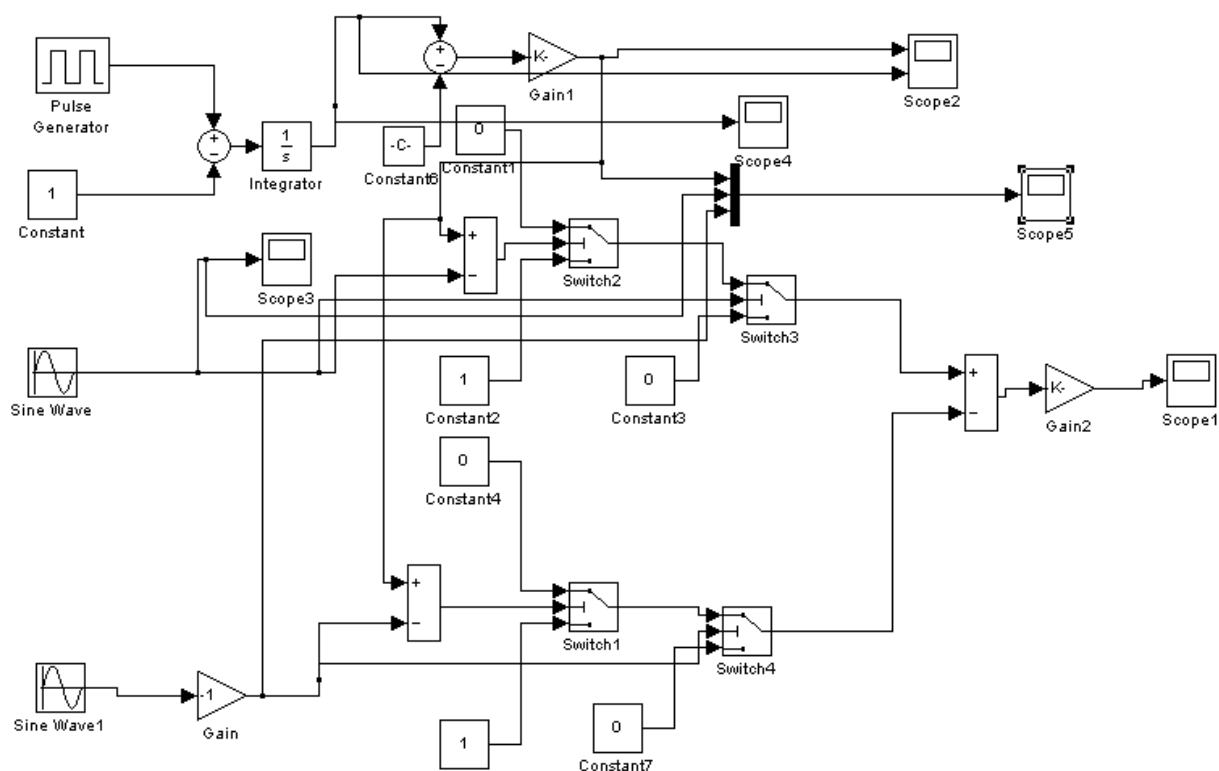


Schéma bloc de Simulation de méthode pour la commande MLI à trois niveaux



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

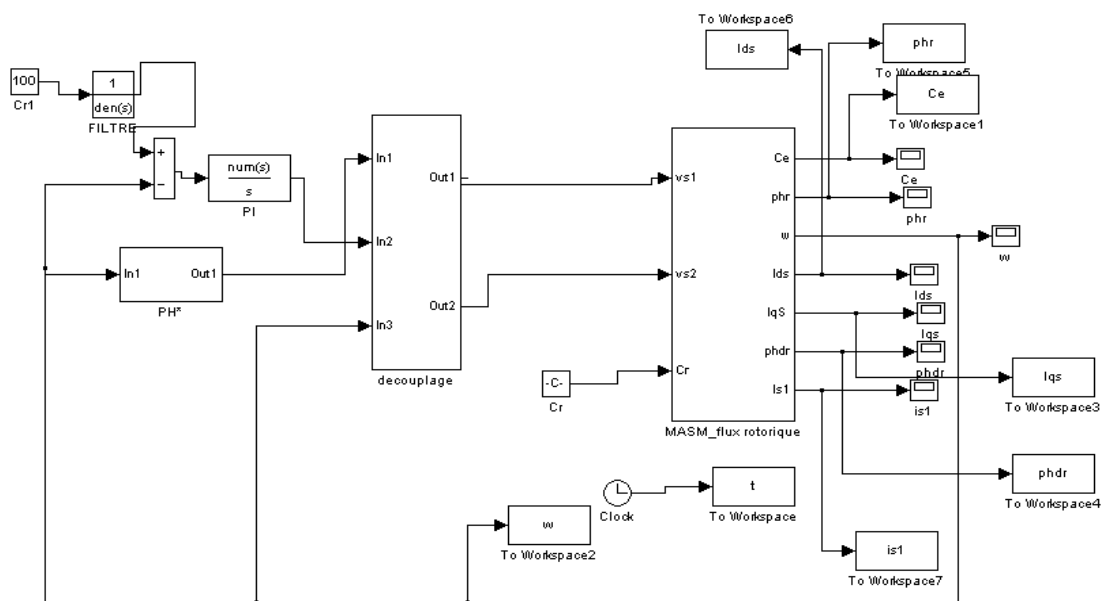
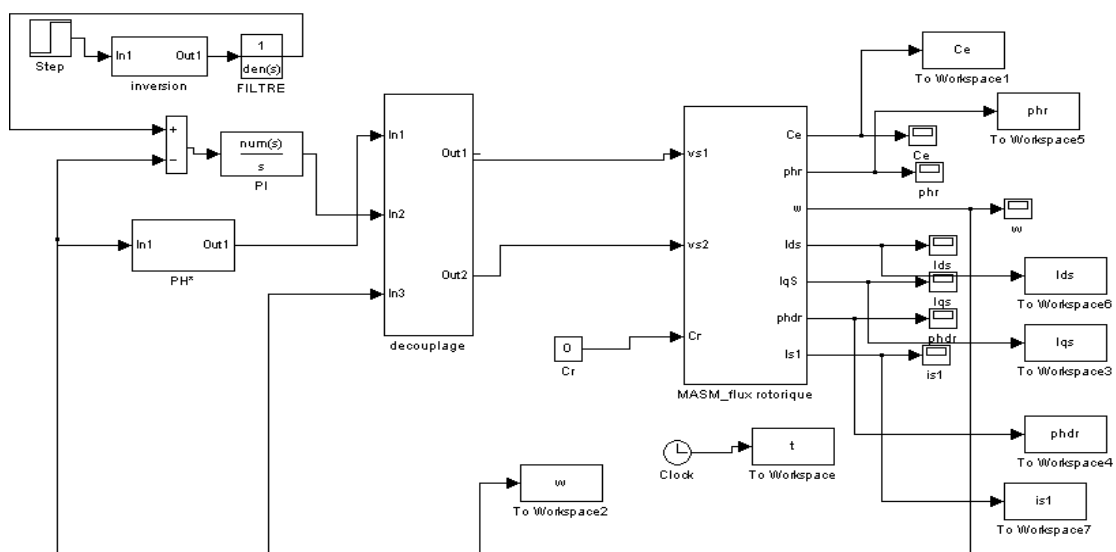


Schéma bloc de Simulation de Application de la Commande vectorielle à la MASM avec inversion de sens de rotation



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.

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

[4] [Séguier . G],«Electrotechnique industrielle . technique et documentation».

Et «Electrotechnique de puissance Vol 4: la conversion continu/alternative».1987.

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

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

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

[8] [M.O.Mahmoudi -99], « Sur la commande de la machine asynchrone alimentée en tension. Etude de l'étage d'alimentation de la machine asynchrone ; commande par mode de glissement avec orientation du champ ».Thèse de doctorat d'état en Génie Electrique,ENP 1999.

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