

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

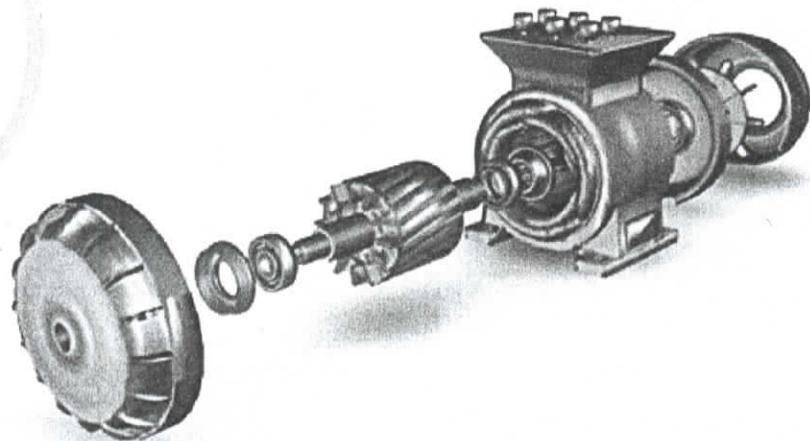
Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme
d'ingénieur d'état en Electrotechnique

THEME

Machine asynchrone à double étoile Modélisation, Alimentation et Commande

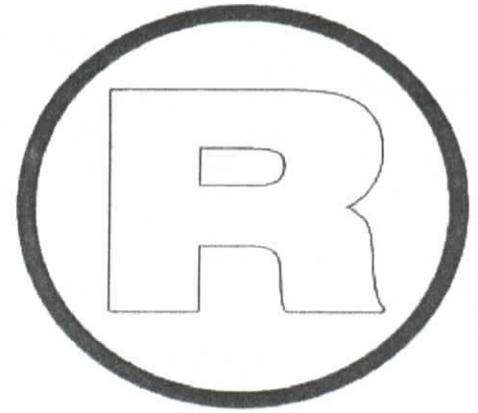


Proposé et dirigé par :
M.O. MAHMOUDI
L. NEZLI

Présenté par :
HICHEM MOULOUD GAOUA
SEDDIK BENHAMMADI

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Remerciements



Au terme de ce travail, nos plus vifs remerciements vont à notre promoteur Monsieur **M.O Mahmoudi**, et **L. Nezli**, pour nous avoir proposé ce sujet et diriger de façon continue et efficace notre travail, pour la confiance qu'il nous ont accordé et pour les conseils qu'il nous ont prodigué.

Nous remercions aussi, et très vivement, tous les enseignants du département d'Electrotechnique pour nous avoir suivi dans notre travail, par leurs conseils pratiques et leur disponibilité à toutes nos sollicitations.

Nous remercions l'équipe de **BIUnet** qui nous a soutenu dans notre travail et nos longues nuits Interminables et surtout **Sofiane** et le PC de Sofiane et notre bonne vieille Imprimante.

Nous remercions nos parents, notre famille et tout nos amis qui ce reconnaîtrons et en tête de liste Saïd ...et puis mouloud le hamster.

Nous remercions le géniale frère de Hichem **Abdelouaheb Eloup**, et ses idées ingénieuses.

Nous remercions Dieu tout puissant , et aussi **Sofiane** qui se reconnaîtra .

Nous remercions le **Dundou** hichem qui seul a osé défier la nature en essayant de voler après avoir galéré au **L58(sator)** en donnant la meilleur image des dundous et de l'espoir(khrrrout.. !!) .

Résumé :

Dans notre thèse nous avons effectué l'étude de la machine asynchrone à double étoiles Du point de vue commande , d'abord nous avons modélisé la machine ensuite nous avons associé un dispositif d'alimentation avec deux stratégies MLI permettant la variation de fréquence , Et enfin nous l'avons appliqué la commande vectorielle .

Mots clés :

La machine asynchrone à double étoile, transformation de PARK, modulation de largeur d'impulsion (MLI), stratégie à hystérésis , stratégie traingulo-sinusoidale, commande vectorielle .

ملخص :

موضوع عملنا هو دراسة الألة الكهربائية الأسترونية ذات النجمتين من الناحية التحكمية في أول المطاف, وضعنا آلتنا على شكل معادلات رياضية ثم أشركنا لها جهاز تغذية كهربائية لتغيير التواتر ثم أخيرا طبقنا التحكم الشعاعي على الألة.

مفاتيح:

الألة الأسترونية ذات النجمتين، تحويلة بارك، تغيير عرض النبضات (MLI) إستراتيجية حب-مثلثية، إستراتيجية الإستريزيس، التحكم الشعاعي.

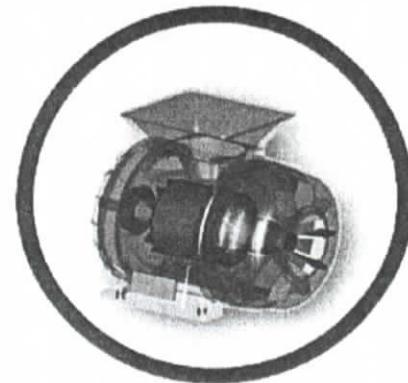
Summary :

In our thesis , we carried out a study about double star induction machine in a machine drive domain , first we did the modelling for our machine , then we associated an inverter to feed the machine with two strategies PWM , and finally direct torque control is applied to our machine.

Keys:

Double star induction machine , transformation of PARK , pulse wide modulation (PWM) , hysteresis strategy , triangular-sinusoidal strategy , vectorial drive .

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique



► Sommaire

Introduction générale	3
Chapitre I : Modélisation de la machine à asynchrone double étoile	3
Introduction	5
1 Modélisation de la machine asynchrone a double étoile	6
1.1 Hypothèses simplificatrices	7
1.2 Modèle de la machine asynchrone a double étoile	8
1.2.1 Equations électrique de la machine	8
1.2.2 Equations mécaniques	10
1.3 La transformation de PARK	11
1.3.1 Application de la transformation de PARK à la machine	12
1.3.2 Equations des tensions	13
1.3.3 Equations des flux	13
1.3.4 Equations mécaniques	16
1.4 Mise sous forme d'équation d'état	16
1.5 Simulation et interprétation	19
1.6 Conclusion	19
Chapitre II : alimentation de la machine	23
Introduction	23
II.1 Modélisation du redresseur	24
II.2 Modélisation du filtre	25
II.3 Modélisation de l'onduleur	26
II.4 Commande de l'onduleur	29
II.4.1 Stratégie de commande triangulo-sinusoïdale	29
II.4.1.a Association redresseur , filtre , onduleur de tension , MASDE	31
II.4.1.b Simulation et interprétation	34
II.4.1.c Conclusion	34
II.4.2 Stratégie de commande par hystérésis (delta)	35
II.4.2.1 Association redresseur, filtre, onduleur de tension régulé en courant, MASDE	38
II.4.3 Simulation et interprétation	41
II.4.4 Conclusion	41
II.4.5 Comparaison des deux stratégies	42

Chapitre III : Influence du changement de l'angle de décalage γ	43
Introduction	43
III.1 Alimentation d'une machine asynchrone avec plusieurs onduleurs	43
III.2 Le choix de l'angle de déphasage entre les deux onduleurs	45
III.3 Influence du changement de γ pour les deux onduleurs MLI	46
III.4 Interprétation et simulation 1	49
III.5 Conclusion 1	49
III.6 Interprétation et simulation 2	52
III.7 Conclusion 2	52
III.8 Conclusion du chapitre	53

Chapitre IV : Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile	55
Introduction	55
VI.1 Analogie avec le moteur à courant continu Principe de la commande vectorielle	56
VI.2 Principe de la commande vectorielle	57
VI.2.1 Orientation du flux rotorique	59
VI.2.1 équations des tensions au rotor	59
VI.3 Stratégies de commande	59
VI.4 Méthode directe pour la machine alimenté par onduleurs à hystérésis	60
VI.4.1 Bloc de contrôle du flux orienté (FOC)	60
VI.4.2 Simulation	64
VI.4.3 interprétation	66
VI.4.4 conclusion	66
VI.5 Méthode indirecte pour la machine alimenté par onduleurs à hystérésis	67
VI.5 .1 Réglage de vitesse par la commande vectorielle indirecte	68
VI.5.2 Calcul des régulateurs de vitesse	69
VI.5.3 Résultats de simulation	77
VI.5.4 Conclusion	77

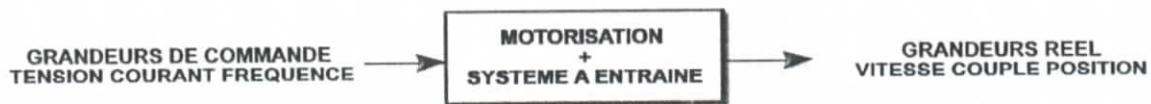
Conclusion générale	79
Annexe	81
Bibliographie	83

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

▶ INTRODUCTION GENERALE:



Tout problème de motorisation avec une machine électrique peut être schématisé de la sorte :



Le choix de la motorisation se fera en fonction de différents critères :

- coût de la fabrication
- facilité du réglage
- problèmes de maintenance

La machine à courant continu a régné en maître jusqu'à ces dernières années car bien que le coût de fabrication soit assez élevé, les possibilités de réglage (*découplage naturel entre le courant dans l'induit et le flux*) sont simples à mettre en oeuvre et faisaient la différence même si la maintenance pose problème (balais, collecteur).

Depuis quelques années, grâce à la mise au point de *calculateurs « temps réel » rapides*, on exploite de plus en plus les machines asynchrones . Les machines à cage sont de fabrication simple et ne posent pas de problèmes de maintenance. Par contre, on ne savait pas réaliser le découplage courant-flux car on ne peut jouer que sur les caractéristiques de la tension du moteur : il n'y a pas d'excitation ! C'est maintenant chose faite.

Notre travail est axé sur l'étude de la machine asynchrone à double étoile qui présente plusieurs avantages comme la robustesse et la fiabilité , et qui répond à des critères de performances meilleurs que celle de la machine simple car elle permet de réduire les ondulations du couple électromagnétique , de limiter les harmoniques de courant et d'améliorer le facteur de puissance , de plus en cas de problèmes une marche par demi-moteur est possible .

Par ailleurs, pour étudier la machine asynchrone à double étoile, notre but est d'élaborer un modèle aussi fin que possible qui puisse rendre compte de la réalité. On sait que le dimensionnement d'une motorisation se fait en prenant en compte les régimes transitoires (mise en vitesse) qui sont plus contraignants que les régimes établis. Il importe donc que les modèles soient utilisables aussi bien en régime statique que dynamique. C'est facile à faire pour le moteur à courant continu, ça l'est beaucoup moins pour le moteur asynchrone à double étoile.

Le modèle de PARK permet d'apporter certaines simplifications . un choix judicieux du repère de PARK permet d'obtenir un modèle de la machine asynchrone à double étoile proche de la machine à courant continu (**Chapitre I**) .

Le réglage de la vitesse des machines asynchrones à double étoile est réalisé avec succès par des convertisseurs statiques de fréquence opérant une double conversion en passant par l'intermédiaire du courant continu en utilisant les stratégies MLI triangulo sinusoidale et à hystérésis (**Chapitre II et III**) .

Afin de bien comprendre le comportement de la machine asynchrone à double étoile en régime permanent une étude sur l'influence de l'angle de décalage et la stratégie de commande des onduleurs ont été mis au point (**chapitre III**).

De nombreuses applications industrielles nécessitent un contrôle de vitesse ou de position. La relation fondamentale de la dynamique permet d'écrire :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega$$

où C_e représente la somme des couples moteurs appliqués C_r la somme des couples résistants et J le moment d'inertie de l'ensemble des parties tournantes. On obtient ainsi la vitesse par :

$$\Omega = \Omega_0 + \frac{1}{J} \int_0^t (C_e - C_r) dt$$

ce qui montre que le contrôle de la vitesse (ou de la position qui est la primitive de la vitesse) passe par le contrôle du couple.

La machine à courant continu à excitation séparée est bien adaptée à un contrôle du couple car il suffit de contrôler son courant induit. Le but à atteindre est de faire la même chose avec la machine asynchrone à double étoile en appliquant la commande vectorielle (**chapitre IV**).



CHAPITRE 1:

Modélisation de la machine
à asynchrone double étoile



Introduction :

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons le commander. La machine asynchrone à double étoile (**MASDE**) n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, l'effet de peau ...etc.

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

Le modèle de la machine asynchrone à double étoile est un système de neuf équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique.

Le modèle de **PARK** permet d'apporter certaines simplifications. un choix judicieux du repère de **PARK** permet d'obtenir un modèle de la machine asynchrone à double étoile proche de la machine à courant continu. Le courant direct règle le flux et le courant en quadrature règle le couple électromagnétique. ce repère de **PARK** particulier peut être orienté sur l'axe du flux rotorique Flux statorique ou flux d'entrefer. ce type de contrôle est appelé commande par orientation du champs. il a été proposé pour la première fois par **Blaschke** au début des années 70 et n'a pu être concrétisé que durant les années 80 grâce au développement de la microélectronique et de l'électronique de puissance.

I. Modélisation de la machine asynchrone à double étoile

La machine étudiée est une machine asynchrone triphasée qui comporte deux stators fixes déphasés entre eux d'un angle $\gamma = 30^\circ$ et un rotor mobile ,

Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne de chaque stator sont logés trois enroulements identiques à p paires de pôles, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$.

Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes,

La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage (barre conductrice en aluminium intégrée aux tôles ferromagnétiques) [Boul-97] .

Le Champ statorique créé par le système des courants triphasés statoriques tourne à la vitesse de synchronisme $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$, ω_s étant la pulsation des grandeurs statoriques et p est le nombre de paires de pôles.

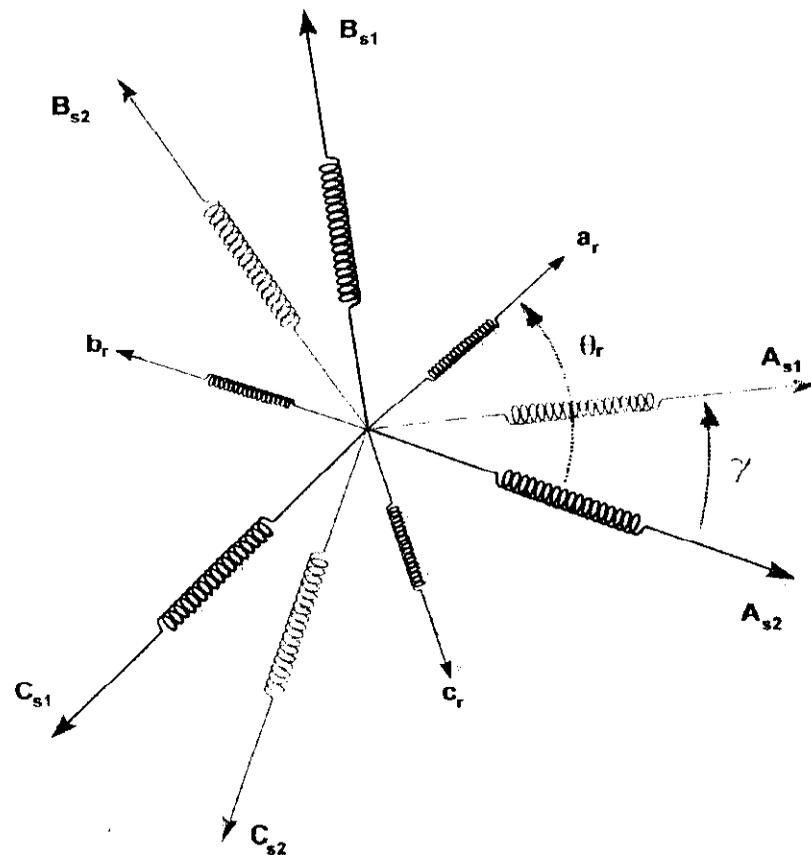
Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω différente de Ω_s (asynchronisme), la cage rotorique devient le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles mêmes trois courants rotoriques. Ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

Le rapport $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$, est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator. Dans le repère rotorique , toutes les grandeurs électriques ont une pulsation $g\omega_s$.

La machine est représentée par deux enroulements statoriques : A_{s1}, B_{s1}, C_{s1} et A_{s2}, B_{s2}, C_{s2} Qui sont déphasés de $\gamma = 30^\circ$ entre eux , et trois phases rotoriques : a_r, b_r, c_r .

$$\text{On a } \omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt}$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} : \text{vitesse angulaire des axes } (d,q) \text{ par rapport au rotor}$$



fig(1-1) représentation des enroulements de la machine asynchrone à double étoile

1.1. Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone à double étoile (MASDE), avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, et comme nous l'avons déjà soulevé, il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices :

- La machine est de constitution symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont tous négligés. Les relations entre les flux et les courants sont linéaires ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;
- Nous considérons une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, l'effet de peau est négligé ;
- Nous admettons de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale ;
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotorique et statorique. [Chat-83]

1.2 Modèle de la machine asynchrone triphasée à double étoile :

1.2.1 Equations électrique de la machine :

En tenant compte de la représentation des enroulements des deux stators et du rotor et des hypothèses citées ci dessus , les équations de la machine s'écrivent comme suit :

$$[V] = [R] [i] + \frac{d}{dt} [\varphi]$$

Sachant que :

$$[V] = \begin{bmatrix} v_{sa1} \\ v_{sb1} \\ v_{sc1} \\ v_{sa2} \\ v_{sb2} \\ v_{sc2} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad [i] = \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \\ i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}, \quad [\varphi] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa1} \\ \varphi_{sb1} \\ \varphi_{sc1} \\ \varphi_{sa2} \\ \varphi_{sb2} \\ \varphi_{sc2} \\ \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix},$$

$$[R] = \begin{bmatrix} r_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_{s2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_{s2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_{s2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

r_{s1}, r_{s2}, r_r : sont les résistances des stators et du rotor .

Les équations peuvent être séparés en trois groupes [Article 1] :

$$[V_{s,abc1}] = [R_{s1}] [i_{s,abc1}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s,abc1}] \quad (I-1)$$

$$[V_{s,abc2}] = [R_{s2}] [i_{s,abc2}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s,abc2}] \quad (I-2)$$

$$[0] = [R_r] [i_{r,abc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{r,abc}] \quad (I-3)$$

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} r_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s1} \end{bmatrix}, [R_{s2}] = \begin{bmatrix} r_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & r_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & r_{s1} \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

Sachant que :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s, abc1} \\ \varphi_{s, abc2} \\ \varphi_{r, abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1, s1} & L_{s1, s2} & L_{s1, r} \\ L_{s2, s1} & L_{s2, s2} & L_{s2, r} \\ L_{r, s1} & L_{r, s2} & L_{r, r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s, abc1} \\ i_{s, abc2} \\ i_{r, abc} \end{bmatrix}$$

$$[V_{s, abc1}] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix}, [V_{s, abc2}] = \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix},$$

De même :

$$[i_{s, abc1}] = \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix}, [i_{s, abc2}] = \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix}, [i_{r, abc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[\varphi_{s, abc1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa1} \\ \varphi_{sb1} \\ \varphi_{sc1} \end{bmatrix}, [\varphi_{s, abc2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa2} \\ \varphi_{sb2} \\ \varphi_{sc2} \end{bmatrix}, [\varphi_{r, abc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1, s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2, s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{mr} & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{mr} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{mr} & (L_r + L_{mr}) & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{mr} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{mr} & -\frac{\sqrt{3}}{2} L_{mr} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,s2}] = [L_{s2,s1}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cdot \cos(\gamma) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cdot \cos(\gamma) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1,r}] = [L_{r,s1}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cdot \cos(\theta_r) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cdot \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2,r}] = [L_{r,s2}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cdot \cos(\theta_r - \gamma) \end{bmatrix}$$

L_{s1} , L_{s2} , L_r : inductances de fuites du rotor et des stators

L_{ms} , L_{mr} , L_{sr} : inductances mutuelles

$$L_{ms} = L_{mr} = L_{sr} = 2/3 L_m$$

1.2.2- Equations mécaniques :

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante [Article 1] :

$$C_{em} = \left(\frac{p}{2}\right) \cdot ([i_{s,abc1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [i_{r,abc}] + [i_{s,abc2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1,r}] [i_{r,abc}]) \quad (I-4)$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit [Seg_80] :

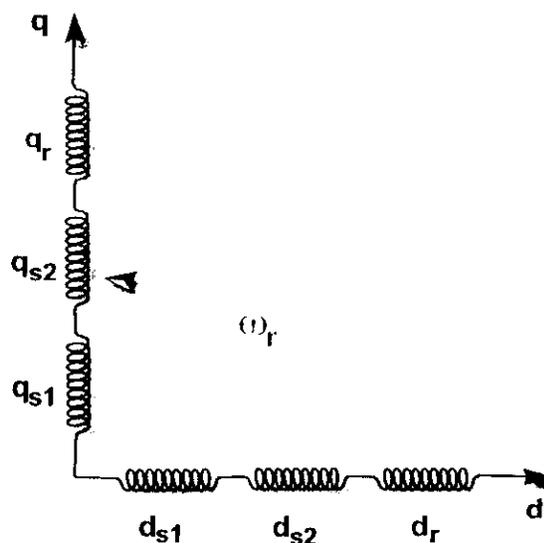
$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (I-5)$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile, car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ (angle de rotation électrique de la machine), l'application d'une transformation dite de PARK nous permet la résolution d'un tel système .

1.3 Transformation de PARK :

La transformation de PARK consiste à transformer un système triphasé (a,b,c) en un système diphasé équivalent (d,q) , Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique de système, les systèmes de courants triphasés i_{abc} et diphasés i_{dq} sont équivalents lorsqu'ils créent la même force magnétomotrice d'entrefer,

la composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte que l'axe homopolaire peut être choisi orthogonal au plan (d,q) .



Fig(I-2) Représentation sur le système de PARK des enroulements de la machine

1.3.1. Application de la transformation de PARK à la MAS triphasée :

La transformation de *PARK* est défini par :

$$P(\theta_{s1}) = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

$$P(\theta_{s2}) = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta - \gamma) & \sin(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

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

telle que

$P(\theta_{s1})$: matrice de transformation du premier enroulement statorique .

$P(\theta_{s2})$: matrice de transformation du deuxième enroulement statorique .

$P(\theta_r)$: matrice de transformation de l'enroulement rotorique.

Les courants, les tensions et les flux se transforment de la manière suivante [Article 1] :

$$\begin{cases} [i_{s,dq1}] = [P(\theta_{1})] [i_{s,abc1}] \\ [i_{s,dq2}] = [P(\theta_{2})] [i_{s,abc2}] \\ [i_{r,dq}] = [P(\theta_r)] [i_{r,abc}] \end{cases} \quad \begin{cases} [\varphi_{s,dq1}] = [P(\theta_{1})] [\varphi_{s,abc1}] \\ [\varphi_{s,dq2}] = [P(\theta_{2})] [\varphi_{s,abc2}] \\ [\varphi_{r,dq}] = [P(\theta_r)] [\varphi_{r,abc}] \end{cases}$$

$$\begin{cases} [V_{s,dq1}] = [P(\theta_{1})] [V_{s,abc1}] \\ [V_{s,dq2}] = [P(\theta_{2})] [V_{s,abc2}] \end{cases}$$

1.3.2 Equations des tensions :

En appliquant la transformation de *PARK* aux équations (1), (2), et (3) Et en choisissant le référentiel lié au champ tournant nous obtenons le système d'équations suivant

[Article 1] :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd1} = r_{s1}.i_{sd1} + \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} - \omega_p \varphi_{sq1} \\ V_{sq1} = r_{s1}.i_{sq1} + \frac{d\varphi_{sq1}}{dt} + \omega_p \varphi_{sd1} \\ V_{sd2} = r_{s2}.i_{sd2} + \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} - \omega_p \varphi_{sq2} \\ V_{sq2} = r_{s2}.i_{sq2} + \frac{d\varphi_{sq2}}{dt} + \omega_p \varphi_{sd2} \\ V_{rd} = r_r.i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_{gl} \varphi_{rq} \\ V_{rq} = r_r.i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_{gl} \varphi_{rd} \end{array} \right. \quad (I-6)$$

1.3.3 équations des flux :

Les relations entre flux et courants sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{sd1} = L_{s1}.i_{sd1} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq1} = L_{s1}.i_{sq1} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{sd2} = L_{s2}.i_{sd2} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{sq2} = L_{s2}.i_{sq2} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \varphi_{rd} = L_r.i_{rd} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \varphi_{rq} = L_r.i_{rq} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{array} \right. \quad (I-7)$$

1.3.4 équations mécaniques :

expression du couple :

• PUISSANCE INSTANTANÉE :

Nous savons que la transformation de PARK conserve la puissance instantanée.

$$P_e = [V_s]^t \cdot [I_s] = V_{sa1} \cdot I_{sa1} + V_{sb1} \cdot I_{sb1} + V_{sc1} \cdot I_{sc1} + V_{sa2} \cdot I_{sa2} + V_{sb2} \cdot I_{sb2} + V_{sc2} \cdot I_{sc2}$$

$$= V_{sd1} \cdot I_{sd1} + V_{sd2} \cdot I_{sd2} + V_{sq1} \cdot I_{sq1} + V_{sq2} \cdot I_{sq2} \quad (I-8)$$

sachant que :

$$\begin{cases} V_{sd1} = r_{s1} \cdot i_{sd1} + \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} - \omega \varphi_{sq1} \\ V_{sq1} = r_{s1} \cdot i_{sq1} + \frac{d\varphi_{sq1}}{dt} + \omega \varphi_{sd1} \\ V_{sd2} = r_{s2} \cdot i_{sd2} + \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} - \omega \varphi_{sq2} \\ V_{sq2} = r_{s2} \cdot i_{sq2} + \frac{d\varphi_{sq2}}{dt} + \omega \varphi_{sd2} \end{cases} \quad (I-6)$$

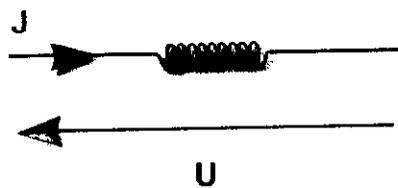
En remplaçant (I-6) dans (I-8) on aura :

$$P_e = \left(r_{s1} \cdot i_{sd1} + \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} - \omega \varphi_{sq1} \right) i_{sd1} + \left(r_{s2} \cdot i_{sd2} + \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} - \omega \varphi_{sq2} \right) i_{sd2} + \left(r_{s1} \cdot i_{sq1} + \frac{d\varphi_{sq1}}{dt} + \omega \varphi_{sd1} \right) i_{sq1}$$

$$+ \left(r_{s2} \cdot i_{sq2} + \frac{d\varphi_{sq2}}{dt} + \omega \varphi_{sd2} \right) i_{sq2}$$

$$P_e = \{ r_{s1} \cdot (i_{sd1})^2 + r_{s2} \cdot (i_{sd2})^2 + r_{s1} \cdot (i_{sq1})^2 + r_{s2} \cdot (i_{sq2})^2 \} + \left\{ \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} i_{sd1} + \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} i_{sd2} + \frac{d\varphi_{sq1}}{dt} i_{sq1} + \frac{d\varphi_{sq2}}{dt} i_{sq2} \right\} + \{ \omega (\varphi_{sd1} \cdot i_{sq1} + \varphi_{sd2} \cdot i_{sq2} - \varphi_{sq1} \cdot i_{sd1} - \varphi_{sq2} \cdot i_{sd2}) \} \quad (I-8)$$

Le premier terme entre accolades est identifiable aux pertes joules. Le second terme correspond à de la puissance électromagnétique stockée dans le champ comme le montre le calcul ci-dessous :



fig(I-3)

Exprimons la puissance électrique instantanée mise en jeu dans le circuit parfait ci-dessus (pertes joule nulles) :

$$P_e = u \cdot j = \frac{d\varphi}{dt} j$$

Cette puissance correspond à de la puissance électromagnétique stockée dans le champ (ou le flux). Il ne s'agit pas de puissance dissipée par effet Joule puisque le circuit est parfait, par ailleurs le circuit ci-dessus ne met pas évidence de transformation d'énergie.

Reste donc le 3ème terme entre accolades : ce terme ne peut donc représenter que la puissance électrique transformée en puissance mécanique puisque notre modélisation néglige les pertes fer.

• COUPLE INSTANTANE :

la puissance peut se mettre sous la forme :

$$P_e = C_{em} \cdot \Omega_s = \alpha_s \cdot [(\varphi_{sd1} \cdot \dot{i}_{sq1} + \varphi_{sd2} \cdot \dot{i}_{sq2} - \varphi_{sq1} \cdot \dot{i}_{sd1} - \varphi_{sq2} \cdot \dot{i}_{sd2})]$$

$$C_{em} = p \cdot [(\varphi_{sd1} \cdot \dot{i}_{sq1} + \varphi_{sd2} \cdot \dot{i}_{sq2} - \varphi_{sq1} \cdot \dot{i}_{sd1} - \varphi_{sq2} \cdot \dot{i}_{sd2})] \quad (1-9)$$

P : désigne ici le nombre de paires de pôles de la machine.

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions (1-7) des flux statoriques [Article 1] :

$$\begin{cases} \varphi_{sd1} = L_{s1} \cdot \dot{i}_{sd1} + L_m (\dot{i}_{sd1} + \dot{i}_{sd2} + \dot{i}_{rd}) \\ \varphi_{sq1} = L_{s1} \cdot \dot{i}_{sq1} + L_m (\dot{i}_{sq1} + \dot{i}_{sq2} + \dot{i}_{rq}) \\ \varphi_{sd2} = L_{s2} \cdot \dot{i}_{sd2} + L_m (\dot{i}_{sd1} + \dot{i}_{sd2} + \dot{i}_{rd}) \\ \varphi_{sq2} = L_{s2} \cdot \dot{i}_{sq2} + L_m (\dot{i}_{sq1} + \dot{i}_{sq2} + \dot{i}_{rq}) \end{cases}$$

en remplaçant (1-7) dans (1-9) on aura :

$$\begin{aligned} C_{em} = p \cdot [\{ L_{s1} \cdot \dot{i}_{sd1} + L_m (\dot{i}_{sd1} + \dot{i}_{sd2} + \dot{i}_{rd}) \} \dot{i}_{sq1} + \{ L_{s1} \cdot \dot{i}_{sq1} + L_m (\dot{i}_{sq1} + \dot{i}_{sq2} + \dot{i}_{rq}) \} \dot{i}_{sq2} \\ - \{ L_{s2} \cdot \dot{i}_{sd2} + L_m (\dot{i}_{sd1} + \dot{i}_{sd2} + \dot{i}_{rd}) \} \dot{i}_{sd1} - \{ L_{s2} \cdot \dot{i}_{sq2} + L_m (\dot{i}_{sq1} + \dot{i}_{sq2} + \dot{i}_{rq}) \} \dot{i}_{sd2}] \\ C_{em} = p \cdot L_m [\dot{i}_{rd} \cdot (\dot{i}_{sq1} + \dot{i}_{sq2}) - \dot{i}_{rq} \cdot (\dot{i}_{sd1} + \dot{i}_{sd2})] \quad (1-10) \end{aligned}$$

Ou bien encore en faisant appel aux flux rotoriques :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r \dot{i}_{rd} + L_m (\dot{i}_{sd1} + \dot{i}_{sd2} + \dot{i}_{rd}) \\ \varphi_{rd} = L_r \dot{i}_{rq} + L_m (\dot{i}_{sq1} + \dot{i}_{sq2} + \dot{i}_{rq}) \end{cases}$$

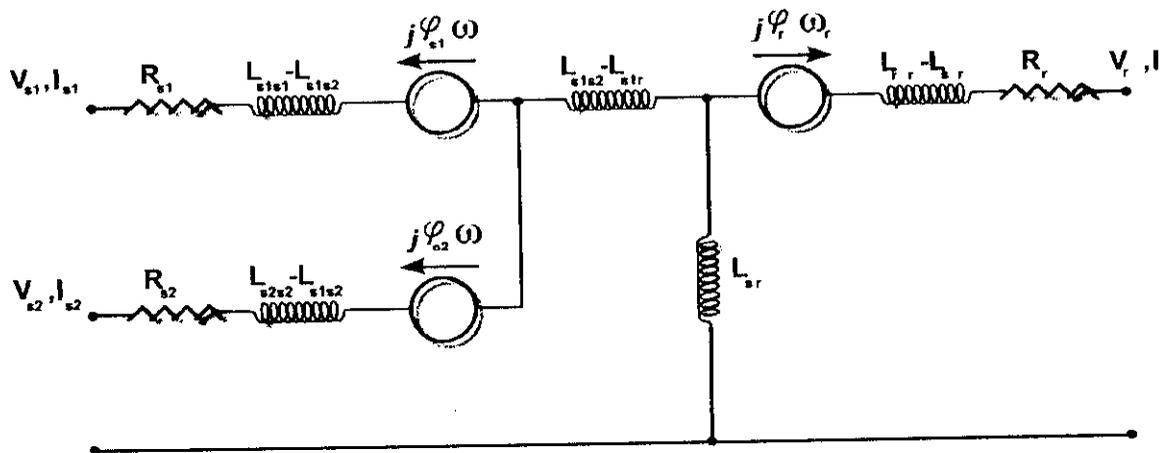
$$\begin{cases} \dot{i}_{rd} = \frac{\varphi_{rd}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (\dot{i}_{sd1} + \dot{i}_{sd2}) \\ \dot{i}_{rq} = \frac{\varphi_{rq}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (\dot{i}_{sq1} + \dot{i}_{sq2}) \end{cases}$$

En remplaçant dans l'équation (I-10) on aura :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\varphi_{rd} (\dot{i}_{sq1} + \dot{i}_{sq2}) - \varphi_{rq} (\dot{i}_{sd1} + \dot{i}_{sd2})) \quad (I-11)$$

équations mécaniques :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\varphi_{rd} (\dot{i}_{sq1} + \dot{i}_{sq2}) - \varphi_{rq} (\dot{i}_{sd1} + \dot{i}_{sd2})) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (I-12)$$



fig(I-4) schéma équivalent de la machine asynchrone à double étoile

I.4 Mise sous forme D'équations d'état

$$\varphi_m = \sqrt{\varphi_{md}^2 + \varphi_{mq}^2}$$

φ_m : flux magnétisant

sachant que : $\varphi_{md} = L_m (\dot{i}_{sd1} + \dot{i}_{sd2} + \dot{i}_{rd})$

$\varphi_{mq} = L_m (\dot{i}_{sq1} + \dot{i}_{sq2} + \dot{i}_{rq})$

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{sd1} = \frac{\varphi_{sd1} - \varphi_{md}}{L_{s1}} \\ i_{sd2} = \frac{\varphi_{sd2} - \varphi_{md}}{L_{s2}} \\ i_{sq1} = \frac{\varphi_{sq1} - \varphi_{mq}}{L_{s1}} \\ i_{sq2} = \frac{\varphi_{sq2} - \varphi_{mq}}{L_{s2}} \\ i_{rd} = \frac{\varphi_{rd} - \varphi_{md}}{L_r} \\ i_{rq} = \frac{\varphi_{rq} - \varphi_{mq}}{L_r} \end{array} \right. \quad (I-13)$$

en remplaçant (I-13) dans (I-6):

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\varphi_{sd1}}{dt} = V_{sd1} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} (\varphi_{sd1} - \varphi_{md}) + \omega \varphi_{sq1} \\ \frac{d\varphi_{sq1}}{dt} = V_{sq1} - \frac{r_{s1}}{L_{s1}} (\varphi_{sq1} - \varphi_{mq}) - \omega \varphi_{sd1} \\ \frac{d\varphi_{sd2}}{dt} = V_{sd2} - \frac{r_{s2}}{L_{s2}} (\varphi_{sd2} - \varphi_{md}) + \omega \varphi_{sq2} \\ \frac{d\varphi_{sq2}}{dt} = V_{sq2} - \frac{r_{s2}}{L_{s2}} (\varphi_{sq2} - \varphi_{mq}) - \omega \varphi_{sd2} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = V_{rd} - \frac{r_r}{L_r} (\varphi_{rd} - \varphi_{md}) + \omega_{gl} \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = V_{rq} - \frac{r_r}{L_r} (\varphi_{rq} - \varphi_{mq}) - \omega_{gl} \varphi_{rd} \end{array} \right. \quad (I-14)$$

sachant que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{mq} = \left(\frac{\varphi_{sq1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{sq2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{rq}}{L_r} \right) \times L_a \\ \varphi_{md} = \left(\frac{\varphi_{sd1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{sd2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{rd}}{L_r} \right) \times L_a \\ L_a = \left(\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} \right) \end{array} \right. \quad (I-15)$$

Nous choisissons dans tout ce qui suit, le vecteur $[\varphi_{ds1}, \varphi_{ds2}, \varphi_{qs1}, \varphi_{qs2}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}]^t$ comme vecteur d'état.

Nous mettons le système d'équations (I-14) sous forme d'un système d'équations d'état.

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases}$$

avec : $\begin{cases} X: \text{Vecteur d'état} \\ U: \text{Vecteur d'entrée} \\ Y: \text{Vecteur de sortie} \end{cases}$

$$X = [\varphi_{ds1}, \varphi_{ds2}, \varphi_{qs1}, \varphi_{qs2}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}]^t$$

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant :

$$\dot{X} = AX + BU$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_1}{L_1} + \frac{R_1 I_a}{L_1 I_s^2} & \frac{R_1 I_a}{L_1 L_2} & \omega & 0 & \frac{R_1 L_a}{L_r L_1} & 0 \\ \frac{R_2 I_a}{L_1 L_2} & -\frac{R_2}{L_2} + \frac{R_2 L_a}{L_2^2} & 0 & \omega & \frac{R_2 L_a}{L_r L_2} & 0 \\ -\omega & 0 & -\frac{R_1}{L_1} + \frac{R_1 I_a}{L_1 I_s^2} & \frac{R_1 I_a}{L_1 L_2} & 0 & \frac{R_1 L_a}{L_r L_1} \\ 0 & -\omega & \frac{R_2 L_a}{L_2 L_2} & -\frac{R_2}{L_2} + \frac{R_2 I_a}{L_2^2} & 0 & \frac{R_2 L_a}{L_r L_2} \\ \frac{R_r L_a}{L_r L_1} & \frac{R_r L_a}{L_r L_2} & 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_r I_a}{L_r^2} & \omega \varphi \\ 0 & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_1} & \frac{R_r L_a}{L_r L_2} & -\omega \varphi & -\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_r I_a}{L_r^2} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} V_{sd1} \\ V_{sd2} \\ V_{sq1} \\ V_{sq2} \end{bmatrix}$$

1.5. Simulations et interprétations :

Lors du démarrage à vide, nous remarquons l'importance des courants statoriques qui pouvant être à l'origine de la destruction de la machine par sur-échauffement en cas de répétitions excessives. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique.

La machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage rapide, le couple électromagnétique est stabilisé après une période de 1s à une valeur qui compense les pertes par frottements (**0.33 Nm**) lors du fonctionnement à vide, le flux rotorique atteint la valeur de **0.86 Wb**, en régime permanent, le courant statorique est sinusoïdal, sa valeur de crête est de **1.2 A**. La vitesse atteint la vitesse de synchronisme (**314 rd/s**).

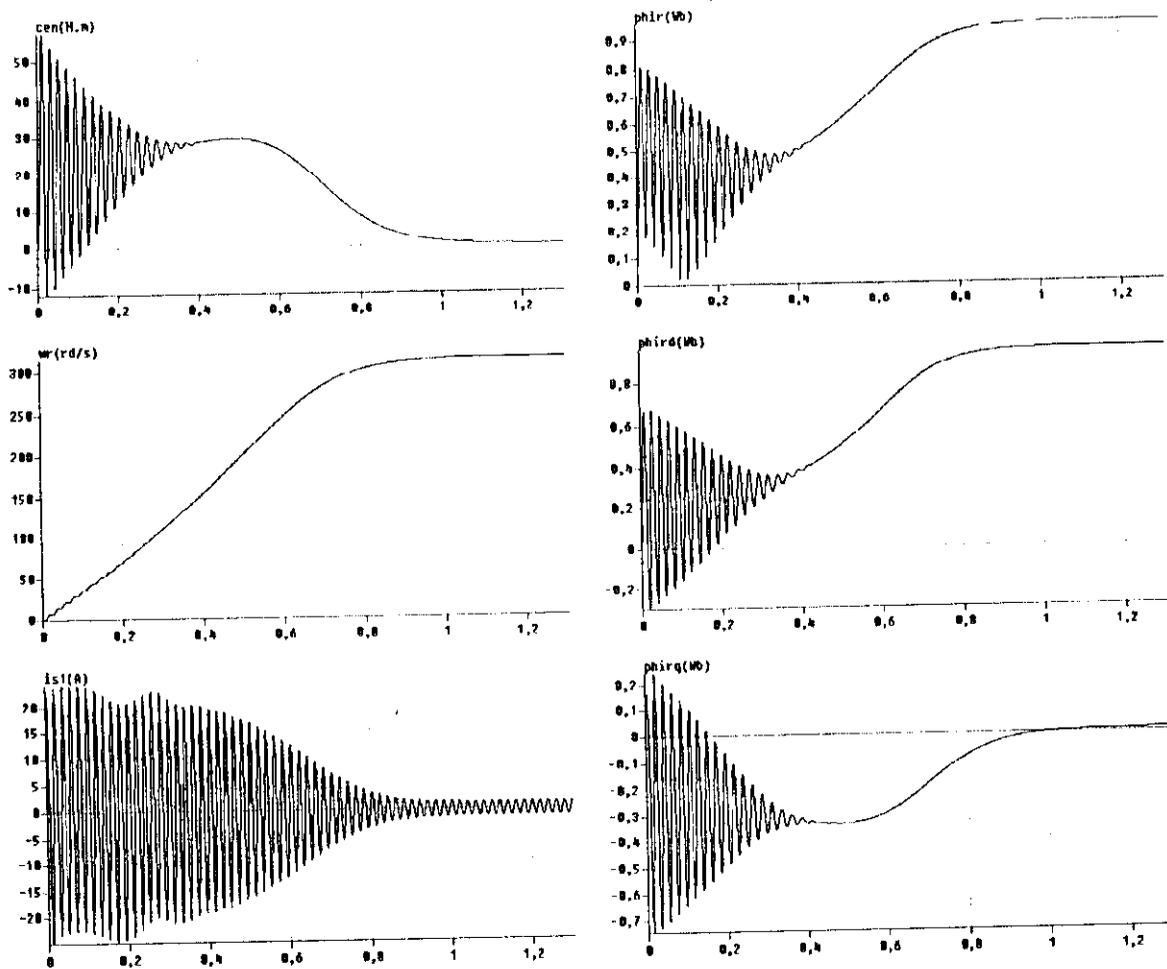
En appliquant une charge nominale (**$C_r=10 \text{ Nm}$**) après un démarrage à vide, nous remarquons que le couple est stabilisé à une valeur de **10.28 Nm**, la vitesse chute à **297 rd/sec** qui est la vitesse nominale de la machine, les flux rotoriques en quadrature et directes sont directement affectés ce qui veut dire qu'il y a un fort couplage entre le couple et la vitesse d'une part et avec les flux rotorique d'autre part.

1.6 Conclusion :

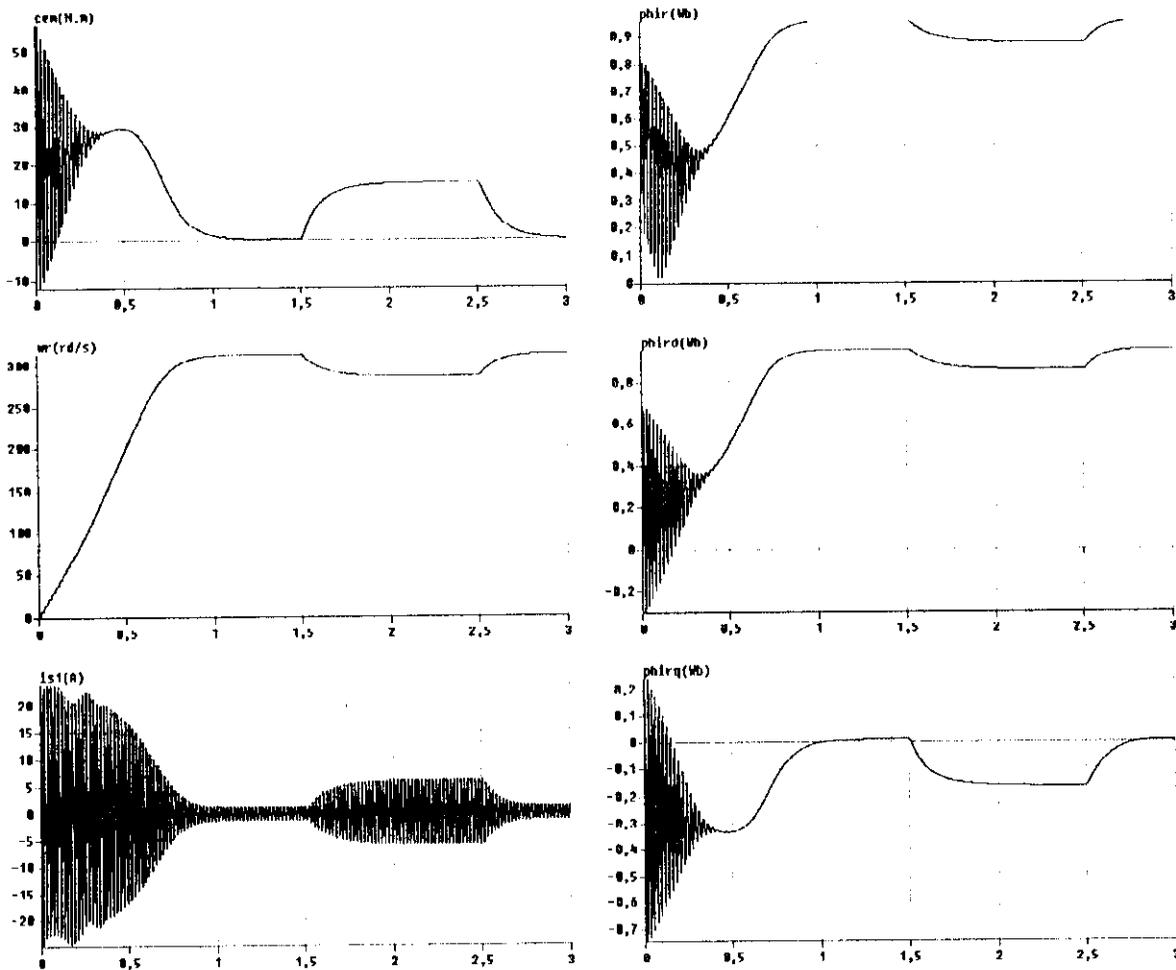
Dans ce chapitre nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée à double étoile dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Cela nous a permis d'établir un modèle de *PARK* qui réduit le système d'état électrique de la machine de neuf à six équations.

La machine asynchrone à double étoile est une machine robuste et fiable avec un rendement très élevé qui répond à des critères de performances excellentes que celle de la machine simple car elle permet de réduire les ondulations du couple électromagnétique, de limiter les harmoniques de courant et d'améliorer le facteur de puissance, de plus en cas de problèmes une marche par demi-moteur est possible.



fig(3) comportement de la machine asynchrone triphasée à double étoile avec un démarrage à vide



fig(4) comportement de la machine asynchrone triphasée à double étoile avec un démarrage en pleine tension et application de la charge nominale .

▶ Chapitre II : alimentation de la machine



Introduction :

Le réglage de la vitesse des machines asynchrones est réalisé avec succès par des convertisseurs statiques de fréquence opérant une double conversion en passant par l'intermédiaire du courant continu .

L'onduleur de tension qui assure l'alimentation de la machine est très utilisé dans ce domaine et en particulier s'il est commandé par **modulation de largeur d'impulsions (MLI)**

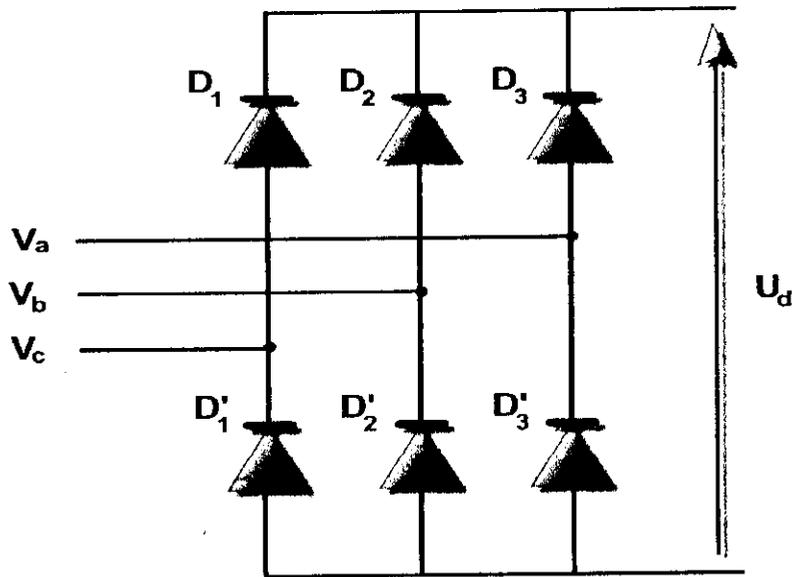
L'étude des effets d'une onde MLI sur les performances d'une machine a montré qu'une onde MLI de qualité , doit être en mesure de minimiser les effets indésirables dus à la présence des harmoniques ; tels que les pics de courant , les pulsations de couple et les pertes supplémentaires d'origine ohmique ,affectant le rendement de la machine .

La commande du moteur asynchrone à double étoile par les variables statoriques nécessite une alimentation variable en amplitude et en fréquence [Bow-86]. [Gou-94]

Dans ce chapitre , une étude comparative des techniques **MLI triangulo sinusoïdale et hystérésis (delta)** sont effectuées , après analyse des techniques , la réponse du moteur asynchrone , vis à vis de ces techniques est simulée , ce qui nous permettra de comparer ces stratégies .

2.1. Modélisation du redresseur :

Le redresseur est un pont de Graïtz à diodes , schématisé par la figure (1)



fig(II-1) redresseur à diodes

La séquence de conduction des diodes [Bou-97] :

D_i conduit si $V_i = \max(V_j)$ $i = 1, 3$ $j = 1, 3$.

D'_j conduit si $V'_j = \min(V_j)$ $i = 1, 3$ $j = 1, 3$.

La tension redressée U_d est :

$$U_d = V_i - V_j$$

D_i, D'_j : les diodes en conduction

V_i : la tension à l'anode de D_i

V'_j : la tension à la cathode de D'_j

$$U_d = V_m 3\sqrt{3} / \pi$$

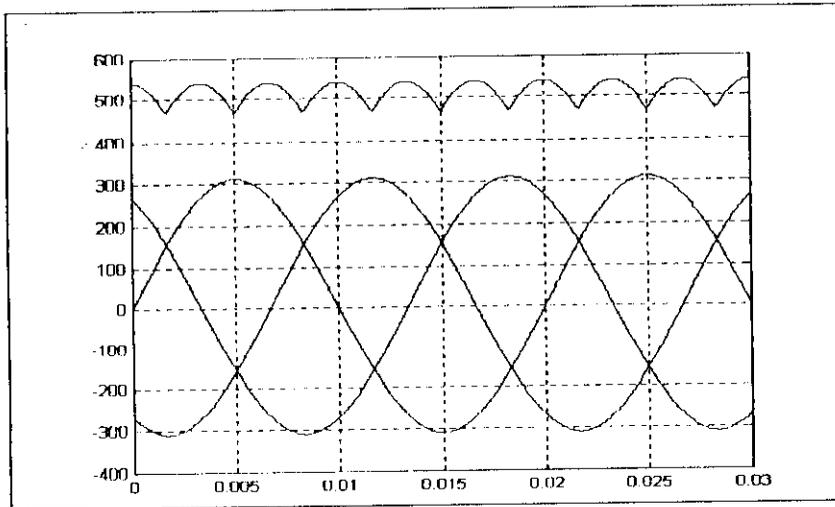


Fig (II-2) tension redressée

2.2. Modélisation du filtre :

On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe bas pour éliminer les hautes fréquences .

Le schéma représentatif est donné par la figure(3) :

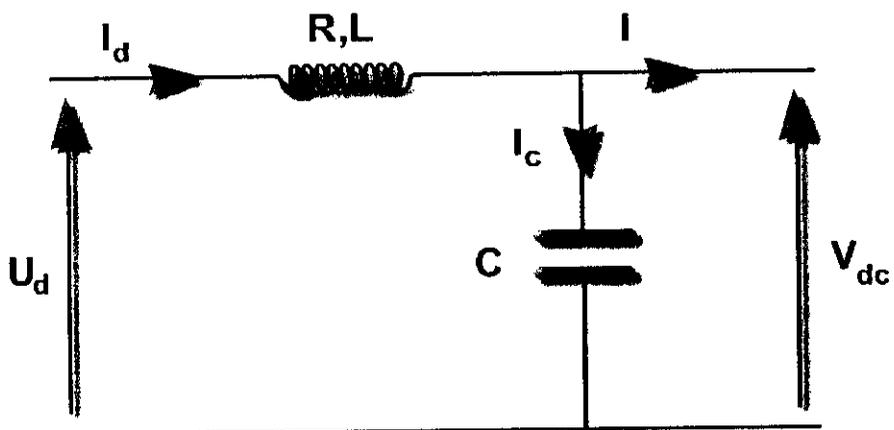


Fig (II-3) Représentation du filtre



Les équations du filtre sont :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L} (U_d - V_{dc} - R \cdot I_d)$$

$$\frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} (I_d - I)$$

Le rôle de la capacité C est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance L est de lisser le courant I_d à travers la source de tension. [BEK_2000]

La fréquence de coupure égale à :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} = 2\pi \cdot f_c$$

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 vérifié par le fait qu'elles ont une fréquence égale ou supérieur à deux fois celle du fondamental, ce qui conduit à la condition suivante :

$$\text{donc } L_f C_f > 2.53 \cdot 10^{-6}$$

nous choisissons $L_f C_f = 25 \cdot 10^{-6}$ et nous optons pour les valeurs suivantes [Bens-95] :

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

Le filtre est de deuxième ordre dont la fréquence de coupure est :

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c$$

2.3 Modélisation de l'onduleur :

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action sur la fréquence de la tension (ou le courant) statorique.

Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension à fréquence variable.

Dans notre cas le convertisseur statique est constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension et deux onduleurs du type modulation de largeur d'impulsion « MLI » chacun alimentant un stator.

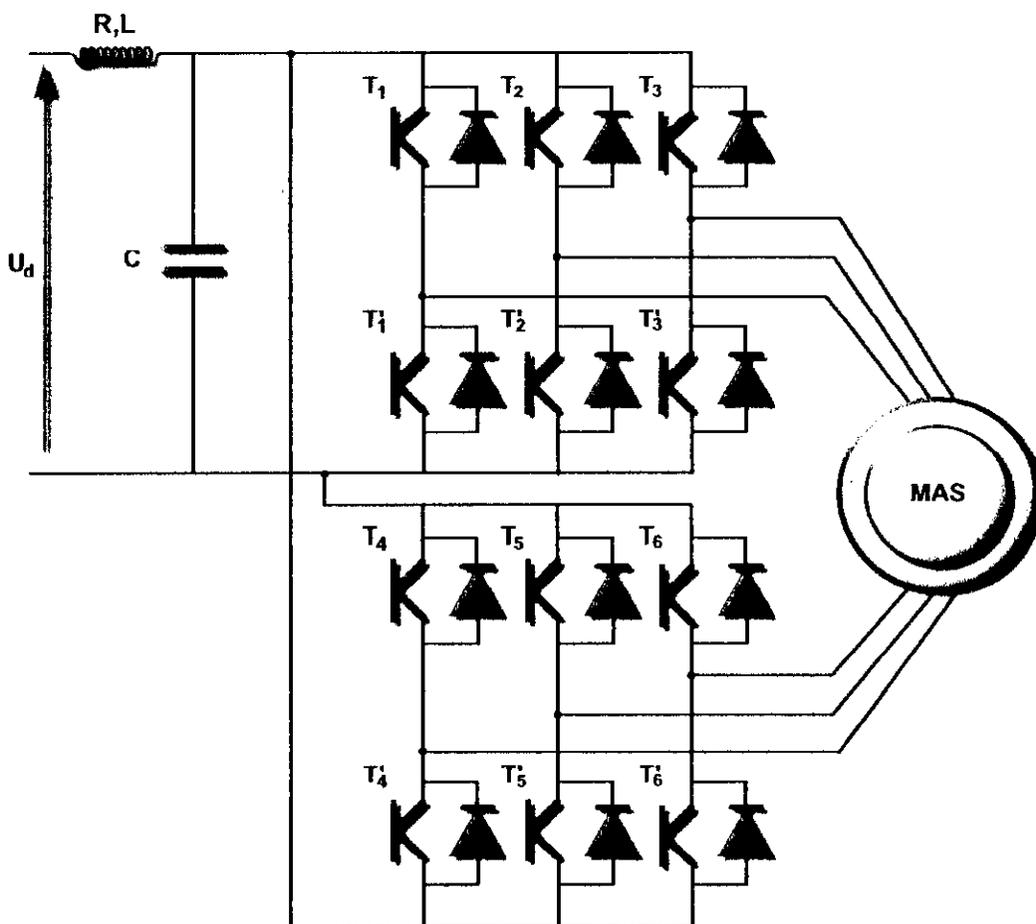


Fig (II-4) Structure des onduleurs

Un bras de l'onduleur est représenté par la figure (6) :

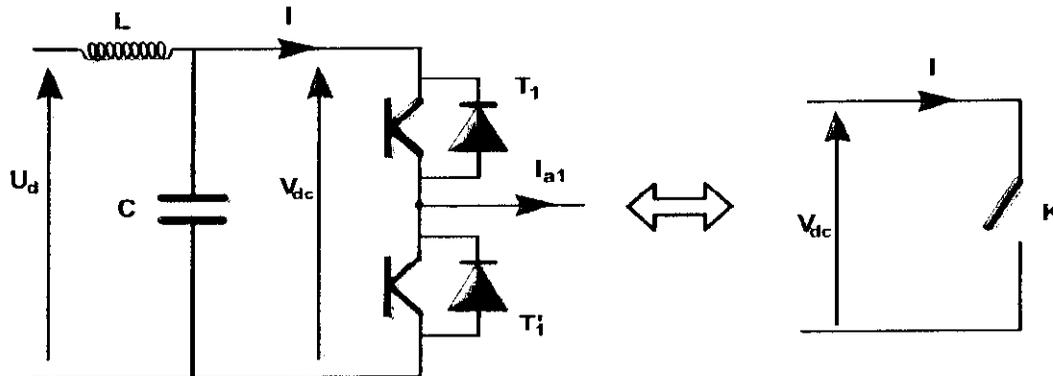


Fig (II-5) représentation simple d'un bras de l'onduleur

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tensions,

Ce bras est constitué de deux paires diodes-transistors. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux [Bouf-2000].

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F_i ($i=1,2,3,4,5,6$)

$$F_i = \begin{cases} +1 & \text{si } T_i \text{ est fermé et } T'i \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_i \text{ est ouvert et } T'i \text{ est fermé} \end{cases}$$

Ainsi les tensions de ligne sont données par:

$$\begin{cases} U_{ab1} = V_{dc} (F_1 - F_2) \\ U_{bc1} = V_{dc} (F_2 - F_3) \\ U_{ca1} = V_{dc} (F_3 - F_4) \\ U_{ab2} = V_{dc} (F_4 - F_5) \\ U_{bc2} = V_{dc} (F_5 - F_6) \\ U_{ca2} = V_{dc} (F_6 - F_1) \end{cases}$$

Les tensions simples v_{a1} , v_{b1} , v_{c1} , v_{a2} , v_{b2} , v_{c2} s'expriment par les relations suivantes:

$$\begin{bmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F1 \\ F2 \\ F3 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} V_{a2} \\ V_{b2} \\ V_{c2} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F4 \\ F5 \\ F6 \end{bmatrix}$$

2.4 Commande de l'onduleur :

L'onduleur a pour objectif de produire des tensions alternatives en amplitude et en fréquence, [Rki-91].

La commande de l'onduleur par MLI (modulation de largeur d'impulsion) permet de reconstituer des grandeurs à partir d'une source à fréquence et à tension fixe, par l'intermédiaire d'un convertisseur statique.

Pour notre étude nous appliquons deux stratégies de commande :

- La stratégie de commande triangulo-sinusoidale
- La stratégie de commande par hystérésis (delta)

2.4.1 Stratégie de commande triangulo-sinusoidale :

La (MLI), permet l'obtention des alternances de la tension de sortie qui est formée de plusieurs créneaux. Ceci peut être fait en adoptant des techniques de commande des interrupteurs, il en existe plusieurs, à savoir la stratégie triangulo-sinusoidale, la stratégie hystérésis [Abde-99]. Dans ce travail, nous nous intéressons à la première technique.

Cette stratégie dont le principe est basé, sur la variation de l'amplitude de la référence « V_{r1} », et la fixation de celle de la porteuse « U_{p1} », qui est représentée par un signal triangulaire.

L'onde de sortie, est alors obtenue par une simple comparaison des deux ondes, donnant ainsi l'ordre d'allumage où d'extinction aux composants constituant l'onduleur.

Dans cette technique, il faut définir deux paramètres qui sont :

- L'indice de modulation « m » qui représente le rapport entre la fréquence de la porteuse « f_p » à la fréquence de la référence « f » désirée.
- Le coefficient de réglage en tension « r » qui représente le rapport entre l'amplitude de l'onde de référence à la valeur de crête de l'onde porteuse [KAS-2000].

Dans notre cas nous prenons $r = 1$ et $m = 21$

Les tensions de référence sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ra1} = V_{eff} \sqrt{2} \sin(\alpha t) \\ V_{rb1} = V_{eff} \sqrt{2} \sin(\alpha t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{rc1} = V_{eff} \sqrt{2} \sin(\alpha t + \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ra2} = V_{eff} \sqrt{2} \sin(\alpha t - \gamma) \\ V_{rb2} = V_{eff} \sqrt{2} \sin(\alpha t - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{rc2} = V_{eff} \sqrt{2} \sin(\alpha t - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \end{array} \right.$$

V_{eff} : valeur efficace de la tension

γ : le déphasage entre les deux alimentations

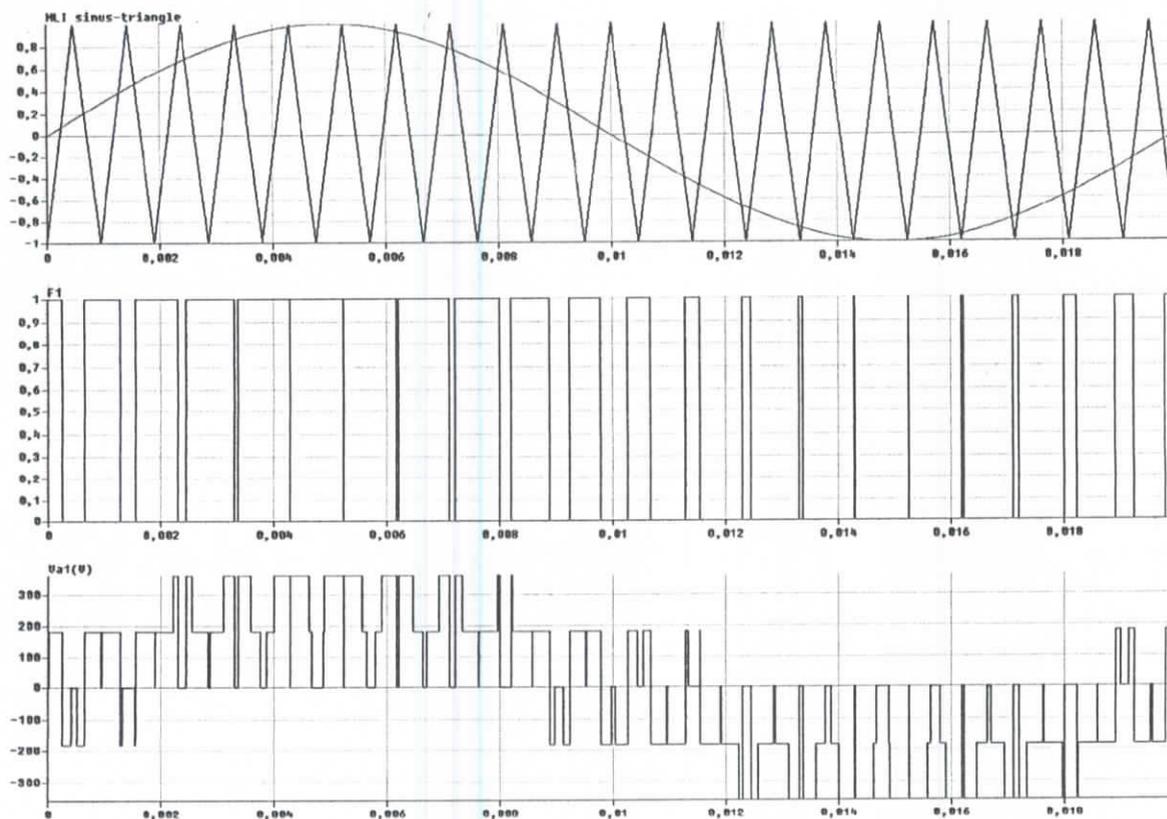


fig (II-5) MLI sinus-triangle et tension d'une phase de la machine asynchrone double étoile

2.4.1.a Association redresseur, filtre, onduleur de tension, MSDS :

La figure (II-6) représente la structure générale de l'alimentation de la machine asynchrone double étoile (MASDE) commandé par la stratégie MLI triangulo sinusoïdale .

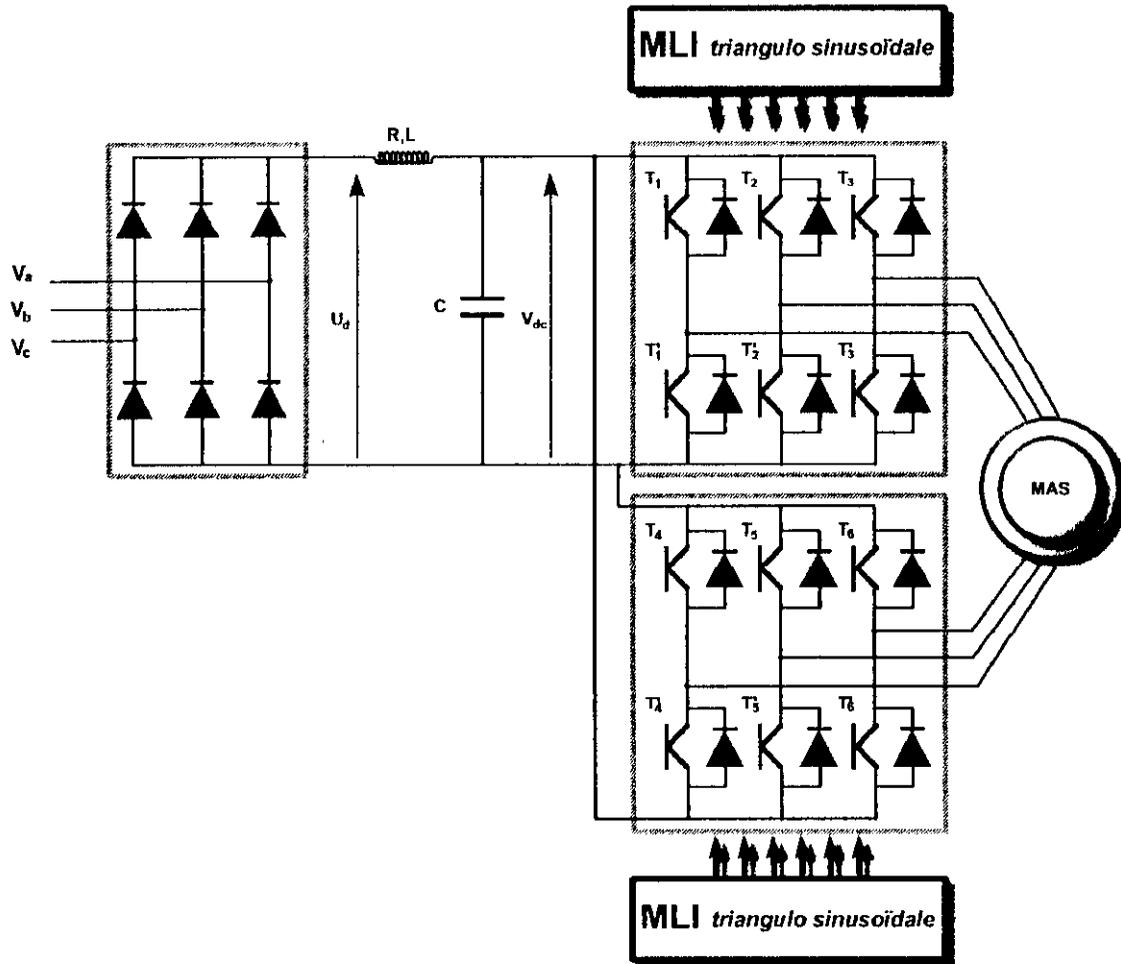
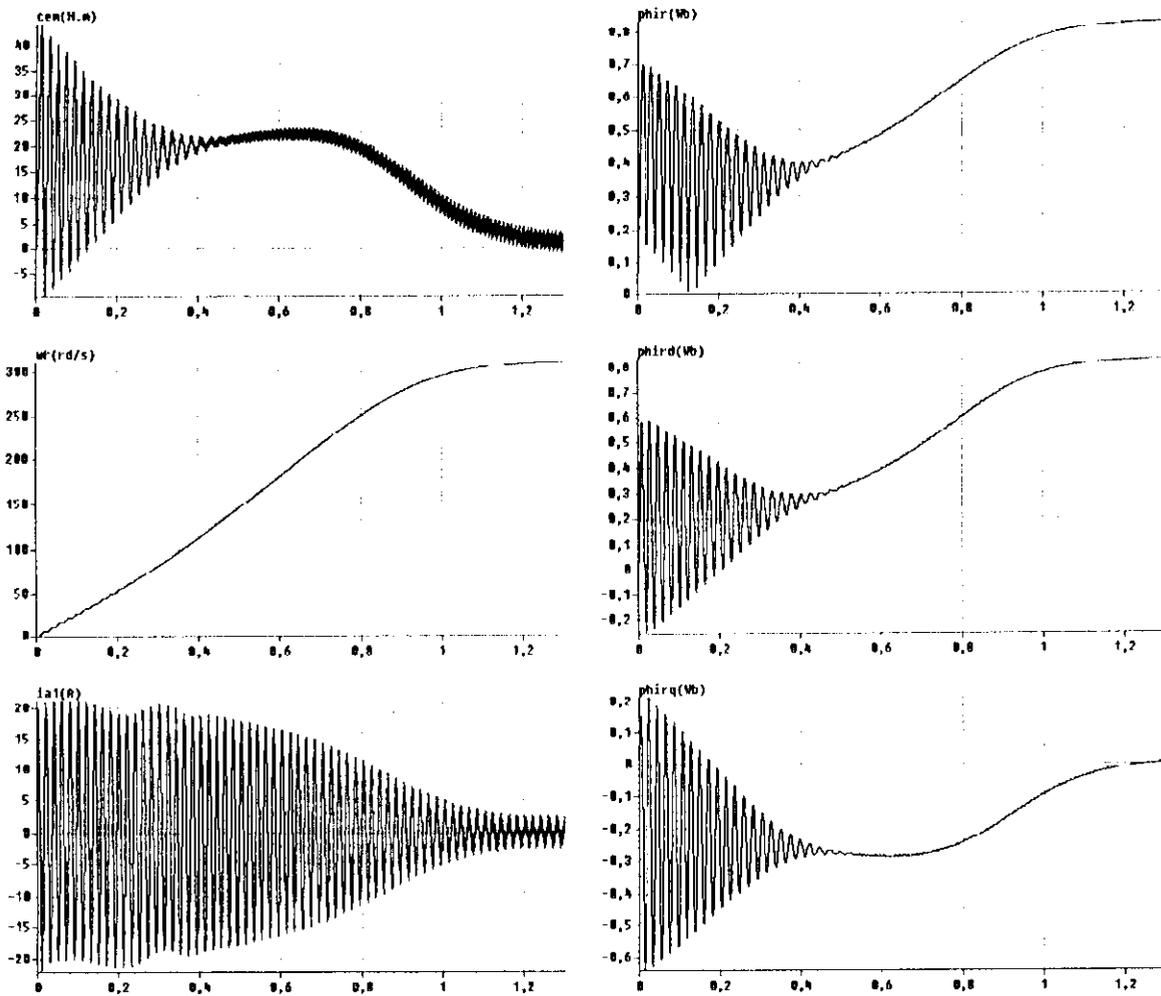
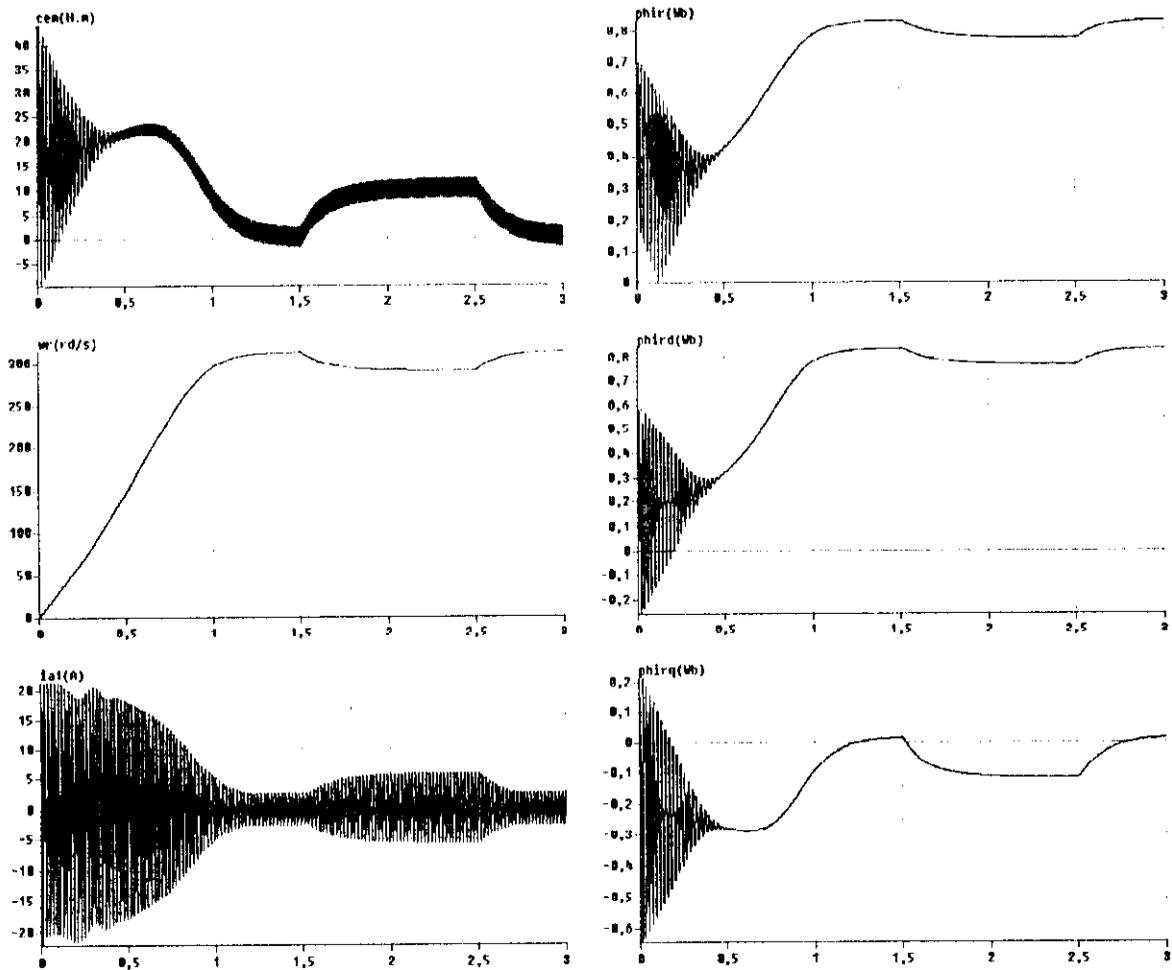


Fig (II-6) structure générale de l'alimentation d'une MASDE par onduleur MLI triangulo sinusoïdale



fig(II-7) la conduite de la MASDE alimenté par onduleurs MLI triangulo sinusödale à vide



fig(II-8) la conduite de la MASDE alimenté par onduleurs MLI triangulo sinusoïdale (démarrage à vide avec application d'une charge)

2.4.1.b Simulation et interprétation :

Les simulations reportées sur les figures (II-7) et (II-8) concernent le démarrage de la machine alimentée par deux onduleurs de tensions et commandé par modulation de largeur d'impulsion triangulo sinusoidale à vide puis l'application d'un couple de charge 10 N/m . Le couple électromagnétique varie d'une façon brusque au démarrage de la machine dépassant les 50 N/m pour ensuite se stabiliser en régime permanent établi après 1.25 s . Pour une perturbation de couple de 10 N/m nous remarquons une diminution de la vitesse de rotation, les flux rotoriques en quadrature et directes sont directement affectés ce qui veut dire qu'il y a un fort couplage entre le couple et la vitesse d'une part et avec les flux rotorique d'autre part.

2.4.1.c Conclusion :

Après établissement d'un modèle mathématique de l'alimentations de la machine asynchrone à double étoile, nous avons développé le principe de la commande MLI triangulo sinusoidale des deux onduleurs de tension.

Cette méthode a révélé qu'elle peut effectuer un contrôle précis de la fréquence de tension alimentant la machine.

2.4.2 Stratégie de commande par hystérésis (delta) :

Dans certaines applications, la préférence est donnée à une commande en courant des machines. Cette commande peut être réalisée en utilisant un commutateur de courant ou un onduleur de tension régulé en courant au moyen d'un régulateur linéaire classique (P, PI) ou à hystérésis. [Ber-95]

Dans cette partie, on va étudier la commande MLI du type hystérésis sur nos deux onduleurs triphasés. Le principe général de ce type de stratégie consiste à maintenir la variation du courant dans chaque phase dans une bande encadrant la référence du courant par une commande appropriée des interrupteurs de l'onduleur.

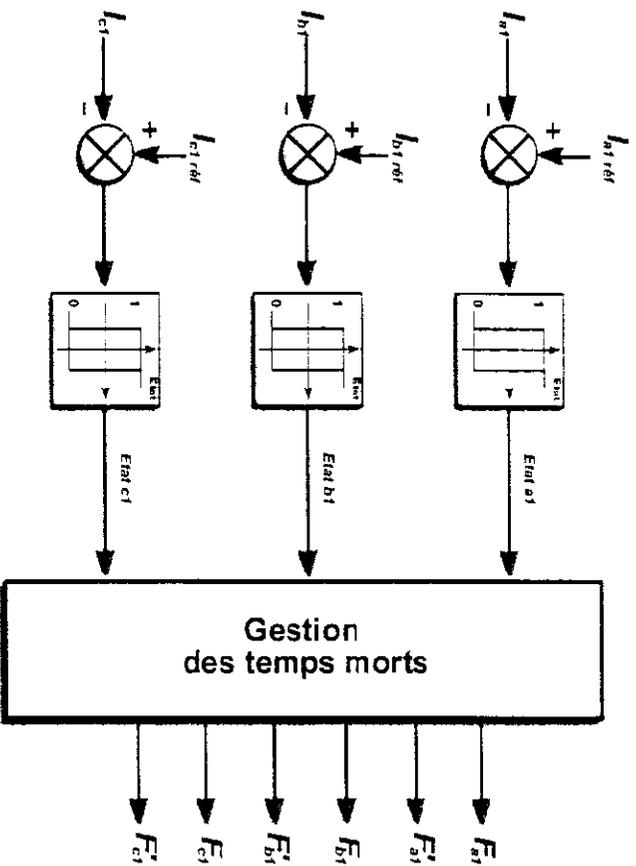
Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre le courant réel et sa référence *fig(II-9)* et *fig(II-10)*

Ainsi, les états des interrupteurs sont commandés tel que Les fonctions logiques des bras de l'onduleur seront:

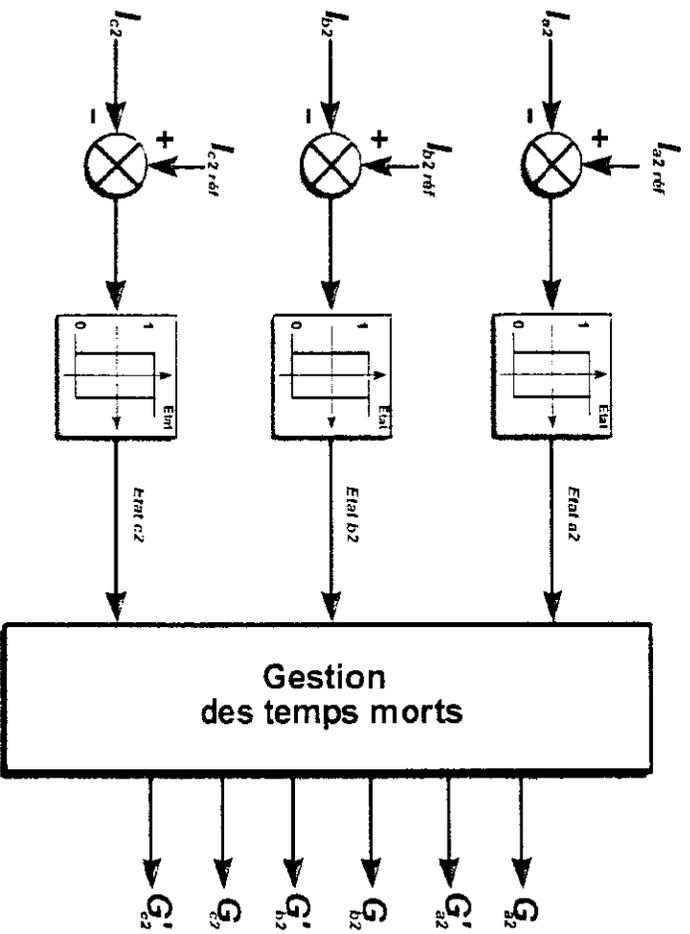
$$\left\{ \begin{array}{l} F_i(k+1) = -1 \quad \text{si} \quad i_i > i_i^* + \Delta h \\ F_i(k+1) = +1 \quad \text{si} \quad i_i < i_i^* - \Delta h \\ F_i(k+1) = F_i(k) \quad \text{si} \quad i_i^* + \Delta h > i_i > i_i^* - \Delta h \end{array} \right. \quad i = a1, b1, c1$$

$$\left\{ \begin{array}{l} G_i(k+1) = -1 \quad \text{si} \quad i_i > i_i^* + \Delta h \\ G_i(k+1) = +1 \quad \text{si} \quad i_i < i_i^* - \Delta h \\ G_i(k+1) = F_i(k) \quad \text{si} \quad i_i^* + \Delta h > i_i > i_i^* - \Delta h \end{array} \right. \quad i = a2, b2, c2$$

où Δh représente la bande d'hystérésis [BEK_2000].



fig(11-9) comparateur à hystérésis pour le premier onduleur



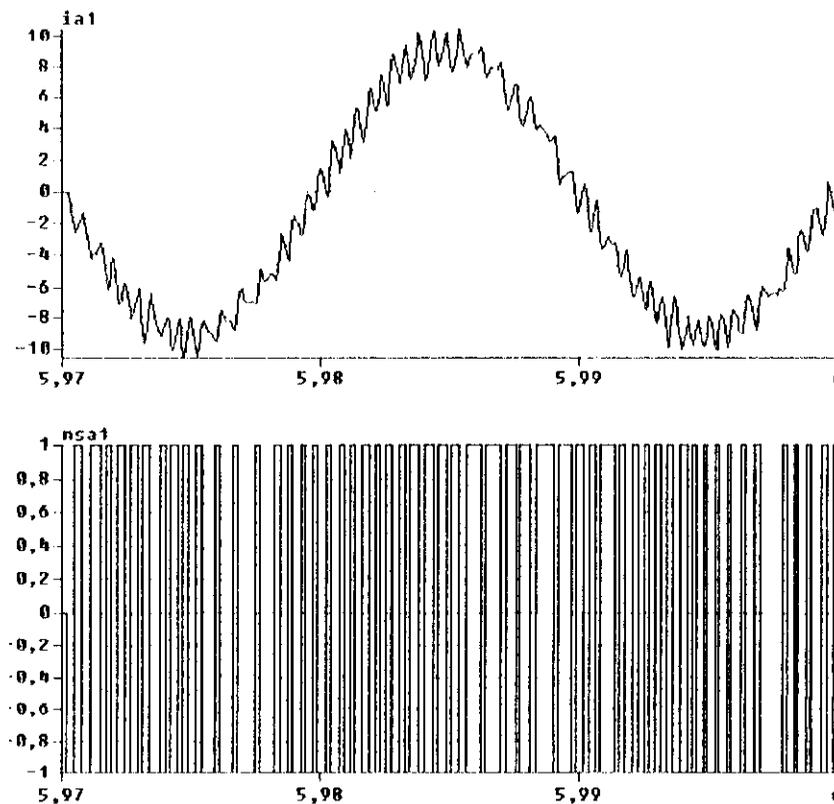
fig(11-10) comparateur à hystérésis pour le deuxième onduleur



Les courants de référence sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{ra1} = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\alpha t) \\ I_{rb1} = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\alpha t - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{rc1} = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\alpha t + \frac{2\pi}{3}) \\ I_{ra2} = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\alpha t - \gamma) \\ I_{rb2} = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\alpha t - \gamma - \frac{2\pi}{3}) \\ I_{rc2} = I_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\alpha t - \gamma + \frac{2\pi}{3}) \end{array} \right.$$

γ : le déphasage entre les deux alimentations .



fig(II-11) Courant du premier enroulement statorique alimentant la machine MASDE

2.4.2.1 Association redresseur , filtre , onduleur de tension régulé en courant, MASDE :

La figure (II-12) représente la structure générale de l'alimentation de la machine asynchrone double étoile (MASDE) commandé par la stratégie MLI à hystérésis.

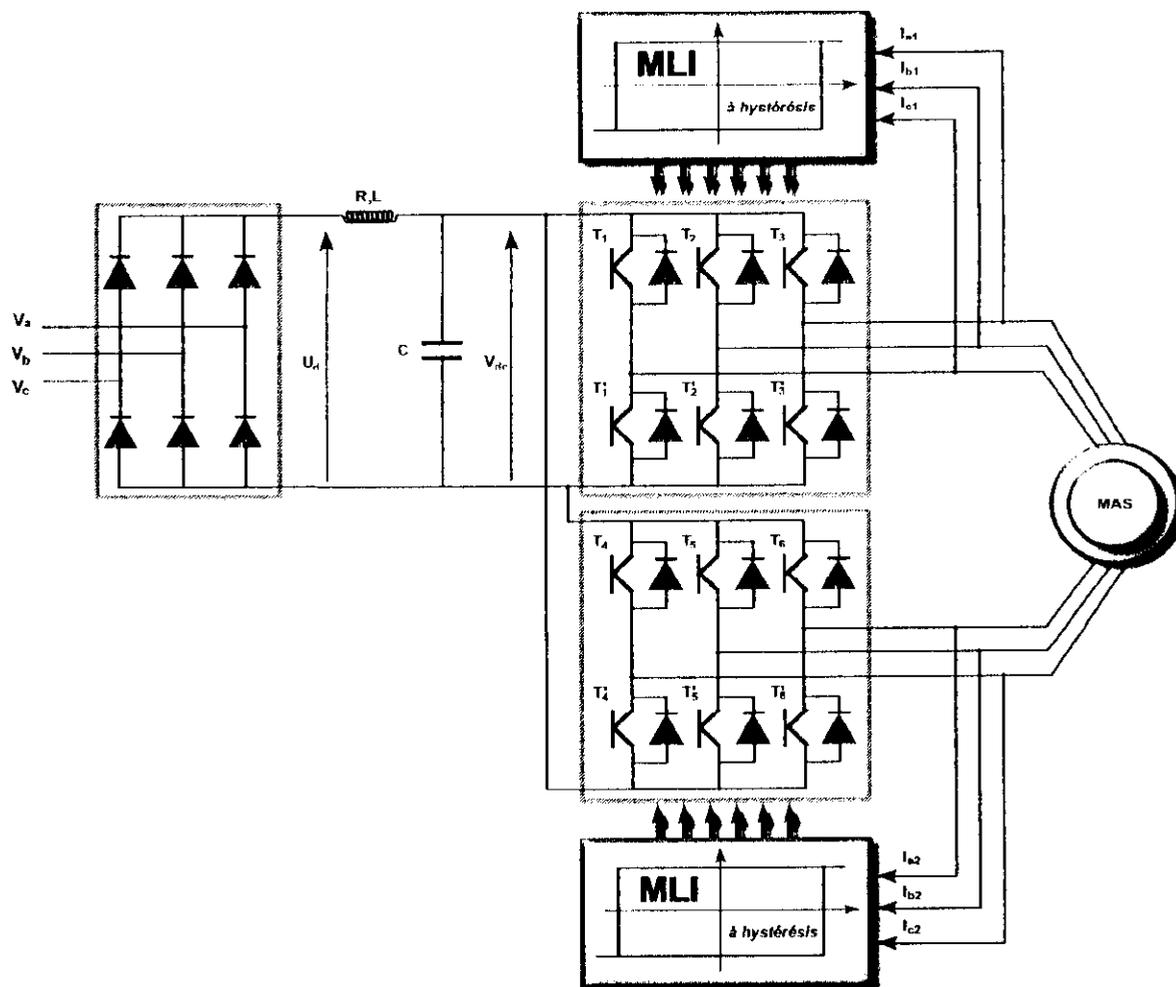


Fig (II-12) structure générale de l'alimentation d'une MASDE par onduleur à hystérésis

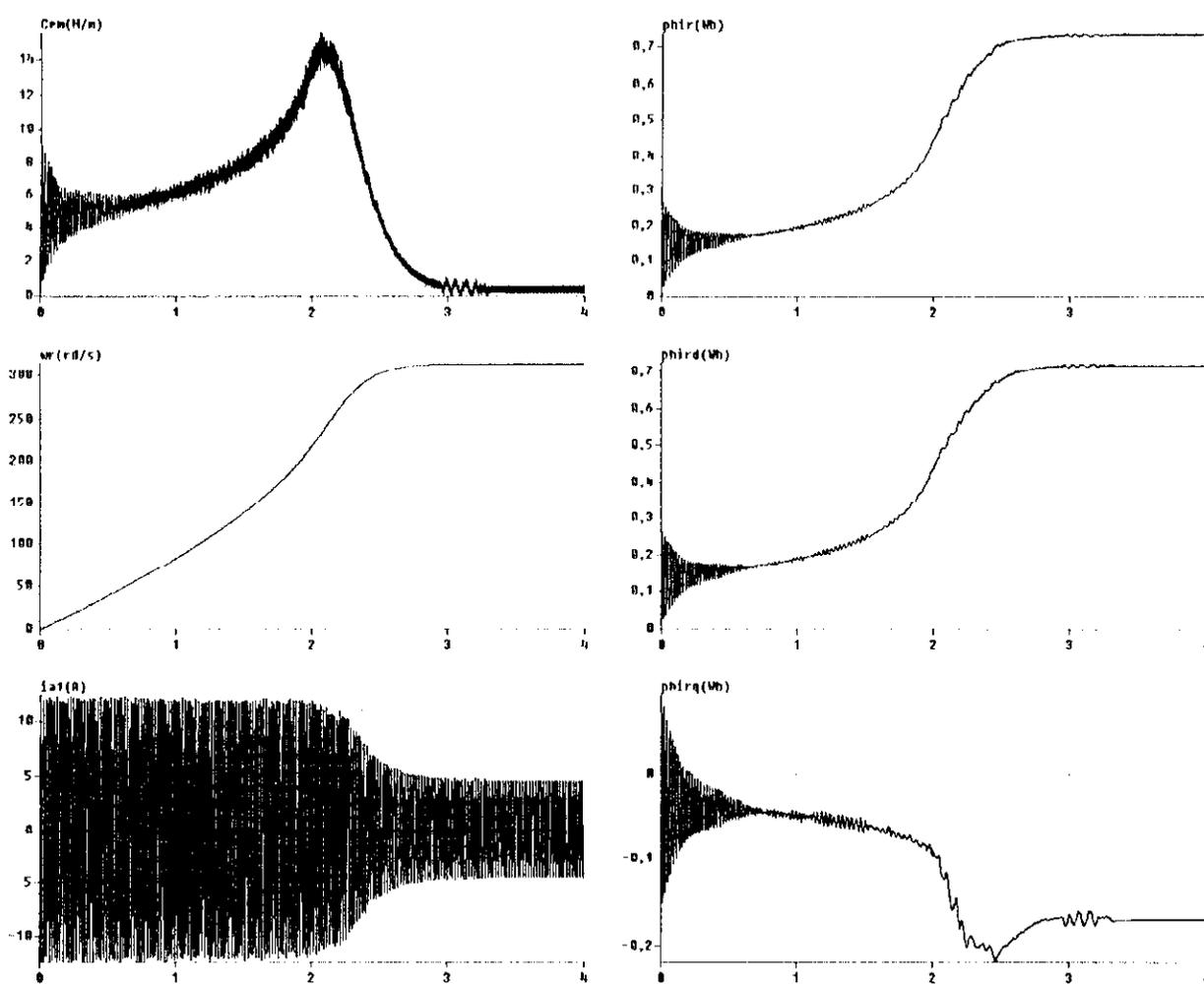
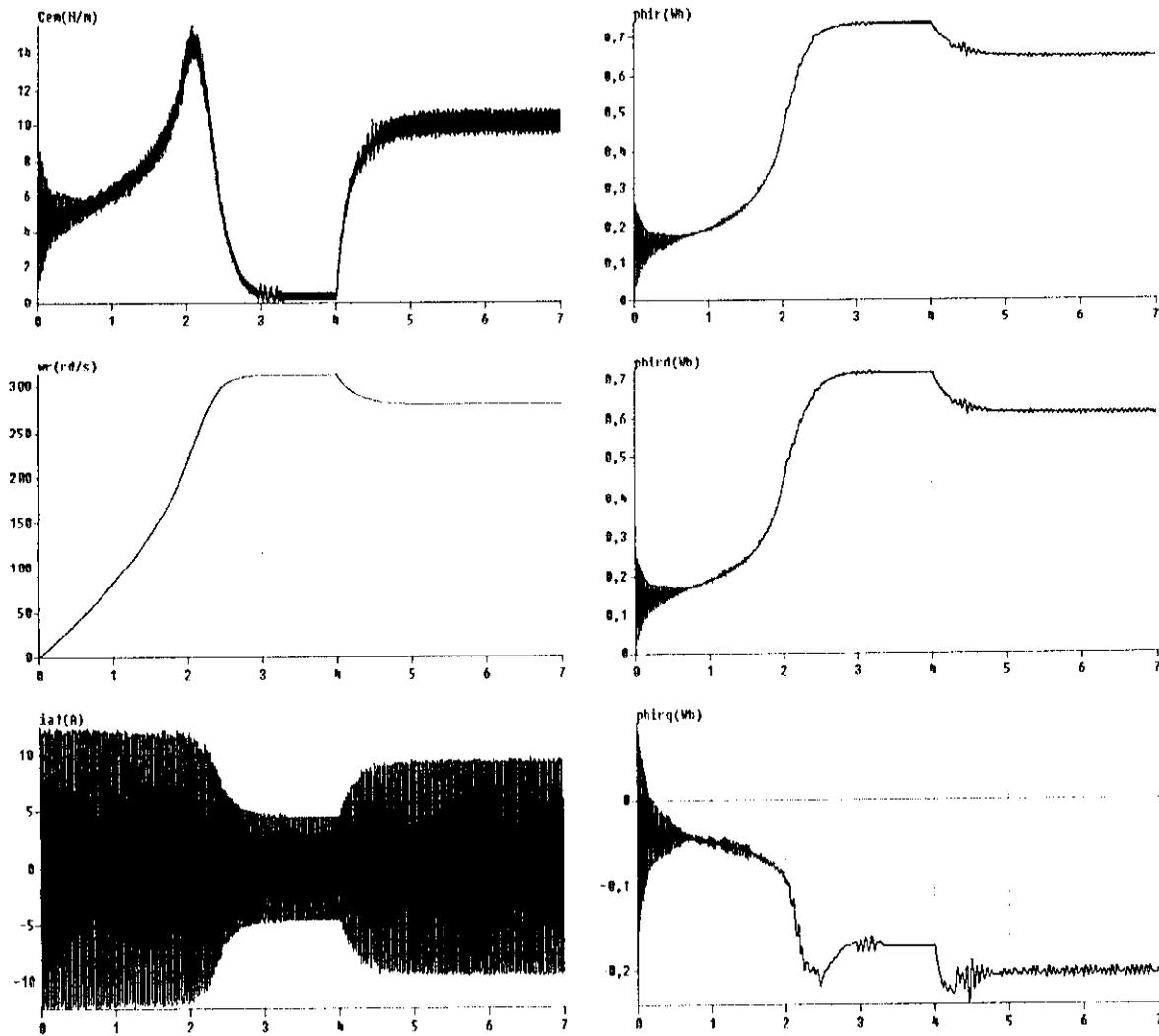


fig (II-13) la conduite de la MASDE alimenté par onduleurs MLI à hystérésis à vide



fig(II-14) la conduite de la MASDE alimenté par onduleurs MLI à hystérésis (démarrage à vide avec application d'une charge)

2.4.3 Simulation et interprétation :

Les simulations reportées sur les figures (II-13) et (II-14) concernent le démarrage de la machine alimentée par deux onduleurs de tensions régulé en courant commandé par modulation de largeur d'impulsion à hystérésis à vide puis l'application d'un couple de charge 10 N/m .

- Le couple électromagnétique varie d'abord d'une façon oscillatoire, il atteint une valeur de crête d'environ 20 N/m au démarrage (relativement petite), ceci pour vaincre l'inertie du moteur, ensuite, il revient à une valeur qui compense les pertes par frottement après une période de 3 sec et cela est dû aux faibles courants statoriques imposés par la régulation à hystérésis et par conséquent un démarrage plus lent.

- Les flux rotoriques directs et en quadrature atteignent des valeurs de (0.86 Wb respectivement -0.2 Wb) à vide, ces valeurs diminuent après application d'un couple résistant de 10 N/m ce qui veut dire qu'il y a un fort couplage entre le couple et les flux rotorique.

2.4.4 Conclusion :

Après établissement d'un modèle mathématique de l'alimentations de la machine asynchrone à double étoile, nous avons développé le principe de la commande MLI à hystérésis des deux onduleurs de tension régulé en courant.

Cette méthode a révélé qu'elle peut effectuer un contrôle précis de la fréquence de tension alimentant la machine.

La technique de commande par hystérésis possède un circuit de commande simple et permet de contrôler le courant dans la machine.



2-5 comparaison des deux stratégies :

Après l'étude de l'alimentation de la machine en utilisant les deux stratégies (hystérésis et triangulo sinusoidale) , il est indispensable de faire une étude comparative :

a) pour la stratégie MLI triangulo sinusoidale :

- Le couple électromagnétique varie d'une façon brusque au démarrage de la machine et atteint la valeur de 55 N/M
- Le système s'établit en régime permanent après 1.25 seconde

b) pour la stratégie MLI triangulo sinusoidale :

- Le couple électromagnétique démarre d'une façon moins brusque et plus lentement pour atteindre 20 N/m
- La machine met 3 secondes pour atteindre son régime permanent .

D'après l'étude comparative entre les deux stratégies de commande des onduleurs , nous constatons que la stratégie triangulo sinusoidale présente des avantages par rapport à celle d'hystérésis en régime transitoire .

► Chapitre III : Influence du changement de l'angle de décalage γ

3

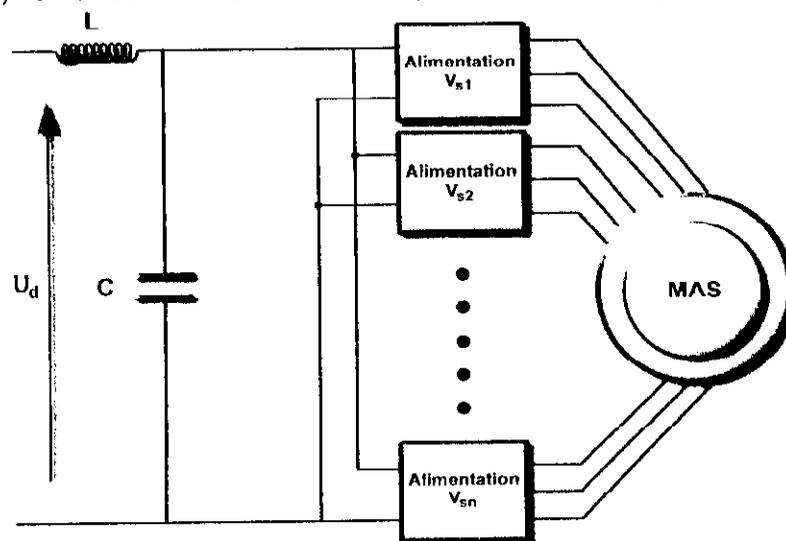
Introduction :

Nous avons traité dans le chapitre précédent de notre travail l'alimentation de la machine asynchrone double étoile (MASDE) avec deux onduleurs commandés d'abord par la stratégie MLI triangulo sinusoïdale puis par la stratégie MLI à hystérésis Et nous avons pu comparer les deux précédentes stratégies en régime transitoire .

Dans cette partie nous étudions l'influence du changement de l'angle de décalage entre les deux onduleurs sur le comportement de la machine avec les deux stratégie triangulo sinusoïdale et à hystérésis en régime permanent .

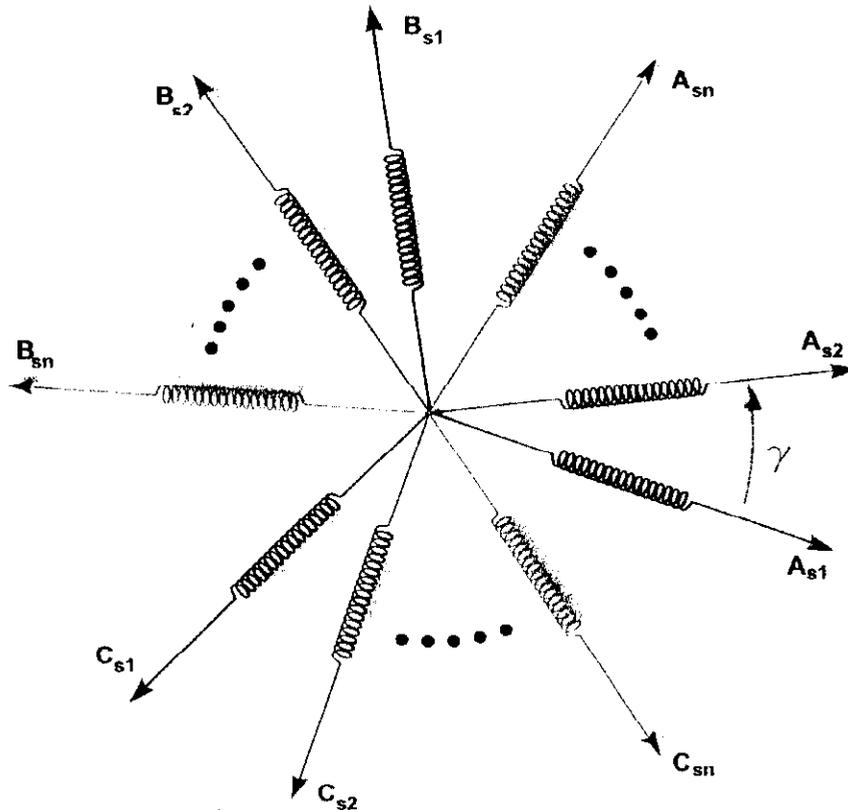
3.1 Alimentation d'une machine asynchrone avec plusieurs onduleurs :

Une machine asynchrone à multi alimentation peut avoir la configuration suivante :



Fig(III-1) Une machine asynchrone à Multi alimentations

Cette machine est composée de n enroulements triphasés montés en étoile et décalés entre eux d'un angle électrique γ . La machine est supposée être à rotor bobiné et à pôle lisses.



Fig(III-2) axes des enroulements des différentes phases des n étoiles statoriques

Les n enroulements statoriques sont déphasés d'un angle de $\frac{60}{n}$ degré électrique. Chaque enroulement est alimenté par un onduleur comme le montre la figure (III-1).

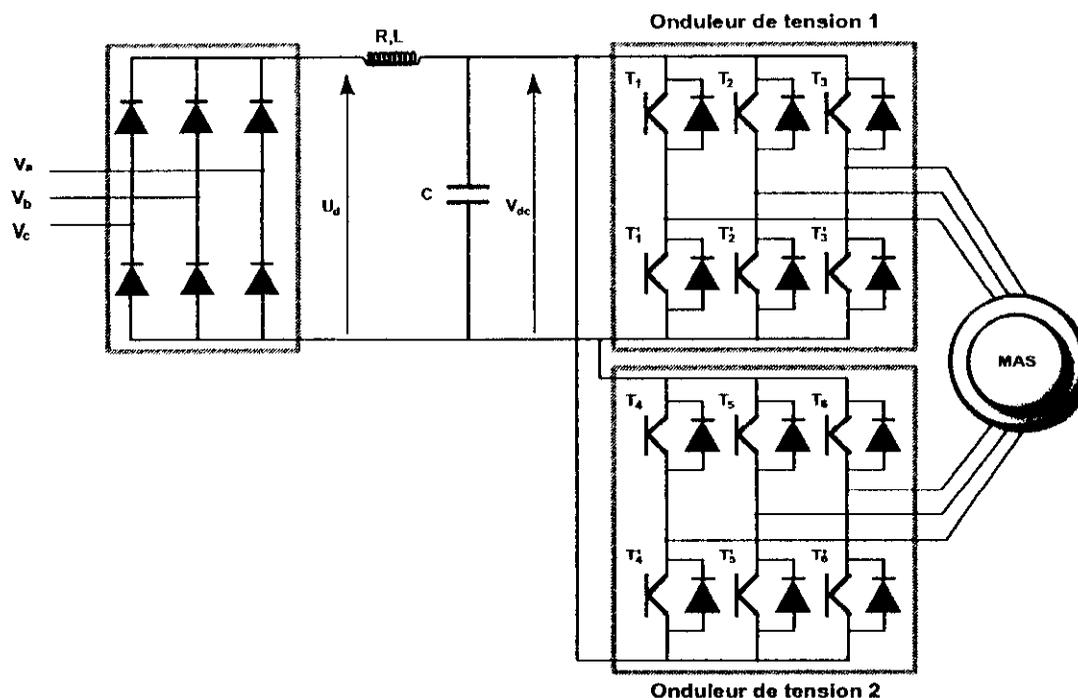
Ces onduleurs peuvent fonctionner à grande fréquence et générer des tensions déphasés de $\frac{60}{n}$.

dans le cas de la machine asynchrone à double étoile l'angle de déphasage entre les tensions des deux enroulements γ est de $\frac{60}{2} = 30^\circ$ ($n=2$).

3.2 Le choix de l'angle de déphasage entre les deux onduleurs :

Nous choisissons des valeurs de l'angle γ (0° et 30°) du décalage entre les deux onduleurs alimentant la machine asynchrone à double étoile de telle sorte à examiner son influence dans le comportement de la machine.

Nous faisons les essais en utilisant les deux stratégie de commande MLI triangulo sinusoidale et à hystérésis dans le régime permanent avec application d'une charge nominale de 10 N/m.



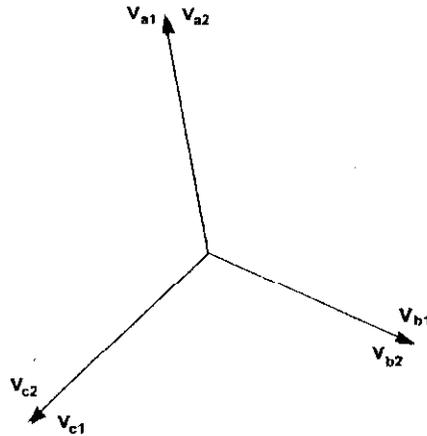
fig(III-3)représentation de l'alimentation



3.3 Influence du changement de γ pour les deux onduleurs MLI :

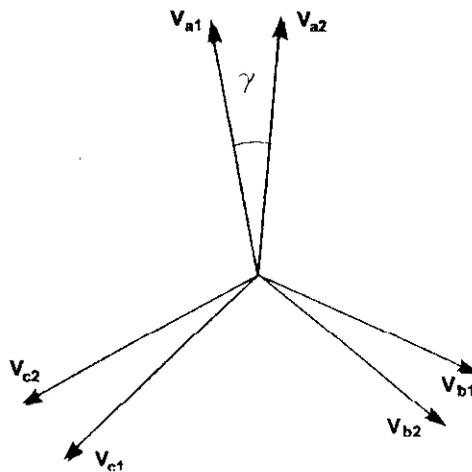
a) Alimentation avec un angle de déphasage $\gamma = 0^\circ$:

Les deux enroulements de la machine asynchrone sont supposés décalés de $\gamma = 30^\circ$, par contre les tensions références et les porteuses pour les deux onduleurs étant en phase. Dans ce cas de configuration, les tensions instantanées sont identiques.

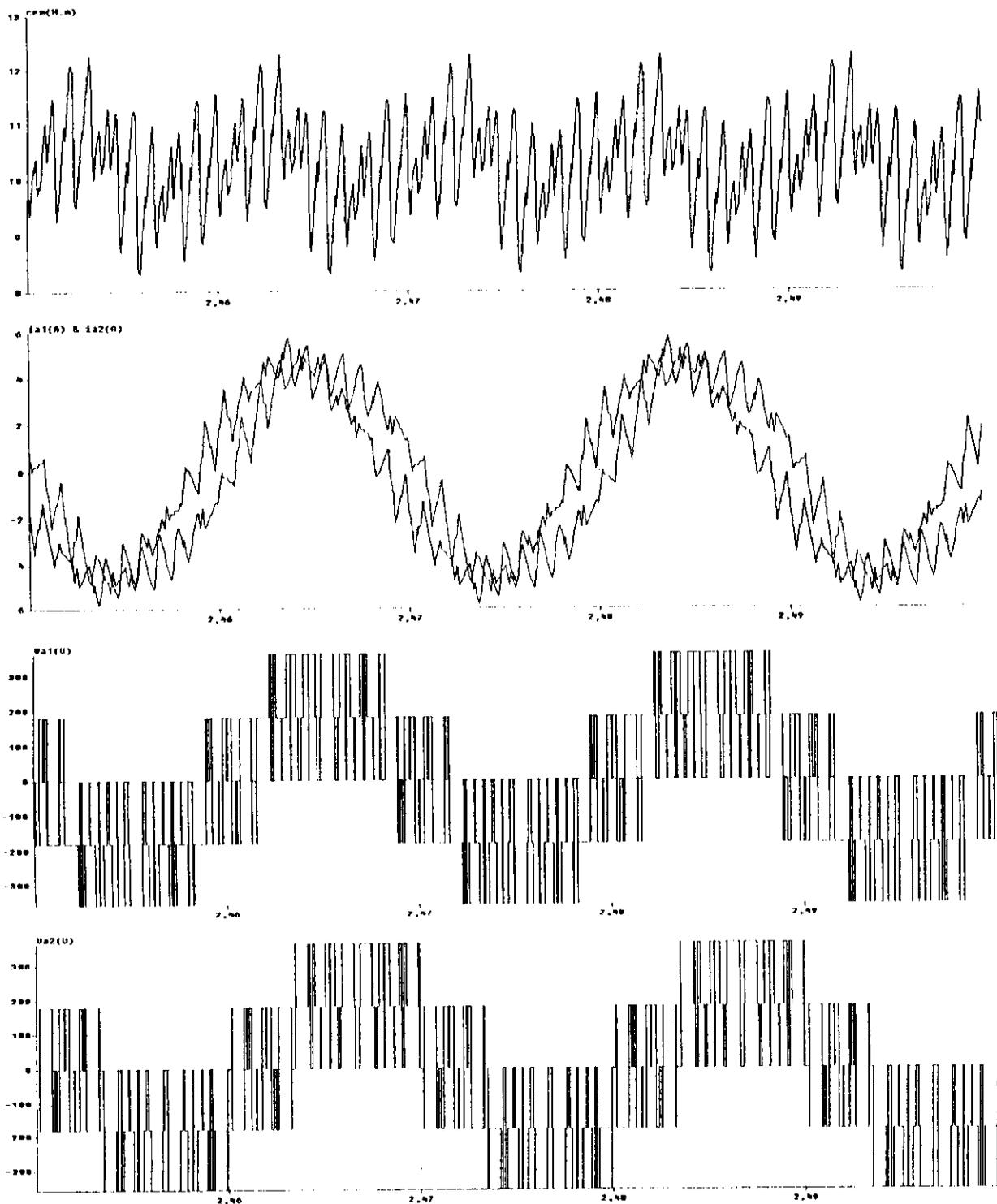


b) Alimentation avec un angle de déphasage $\gamma = 30^\circ$:

Les deux enroulements de la machine asynchrone sont supposés décalés de $\gamma = 30^\circ$, De même pour les tensions de l'onduleurs qui sont elles aussi supposés décalés de 30° et on aura la configuration suivante .

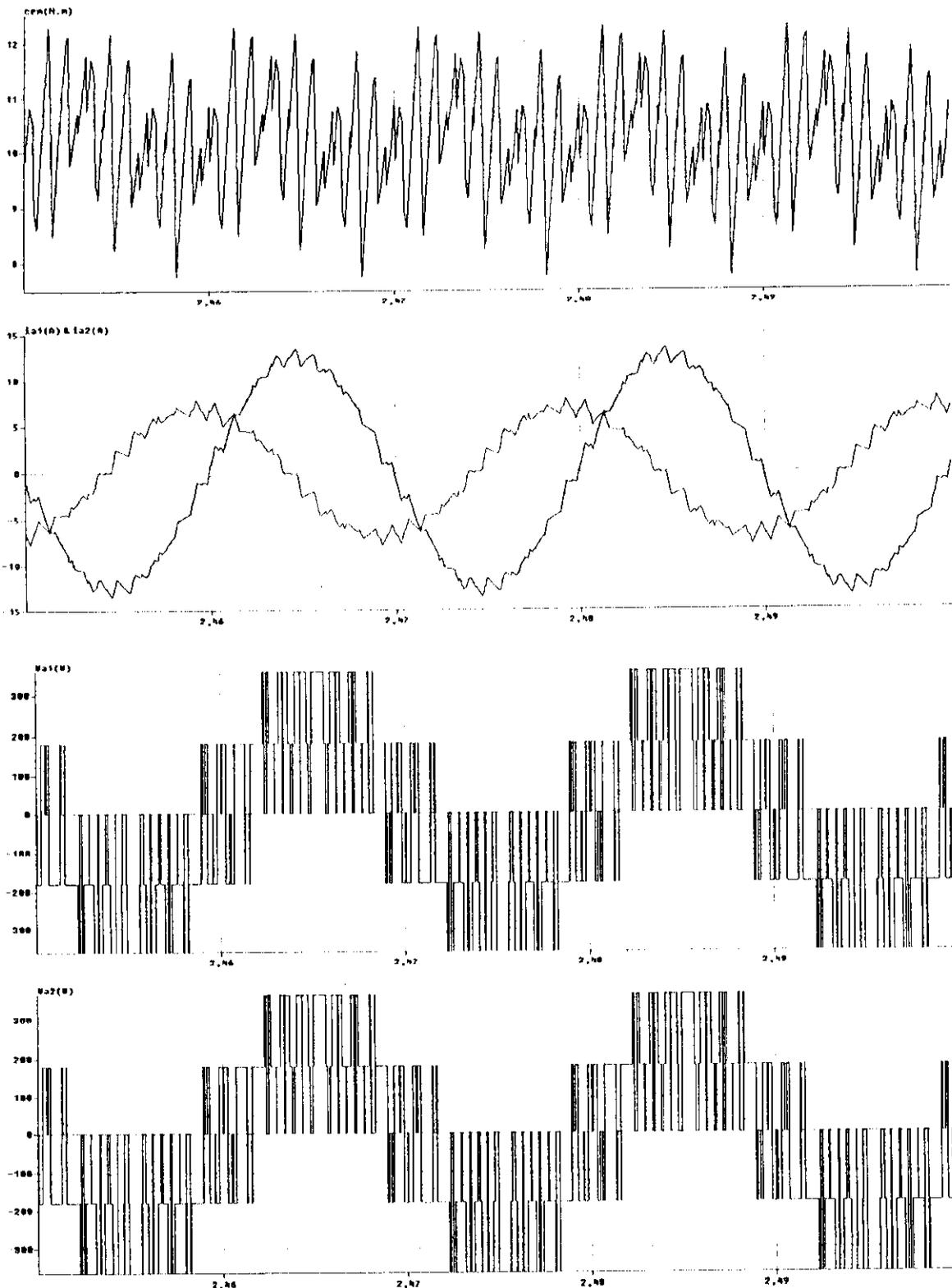


Fig(III-4) axes des tensions des différentes phases des deux étoiles statoriques



Fig(III-5) comportement de l'ensemble onduleur MLI triangulo sinusoïdale-MASDE en régime permanent avec un déphasage $\gamma = 30^\circ$





Fig(III-6) comportement de l'ensemble onduleur MLI triangulo sinusoïdale-MASDE en régime permanent avec un déphasage $\gamma=0$

3.4 Interprétation et simulation :

a) pour l'angle $\gamma=0$:

pour la stratégie de commande de l'onduleur MLI triangulo sinusoïdale et avec un angle $\gamma=0$, la simulation en régime permanent avec une charge nominale de 10N/m a donné :

- ✓ une forte oscillation du couple électromagnétique autour de la valeur de 10N/m avec des valeurs maximales de $12,3\text{ N/m}$ et des minimales de 7.8 N/m .
- ✓ les courants statoriques i_{s1} et i_{s2} étant déséquilibrés leurs amplitudes sont différentes $i_{s1}=14\text{A}$ et $i_{s2}=8\text{A}$,

b) pour l'angle $\gamma=30^\circ$:

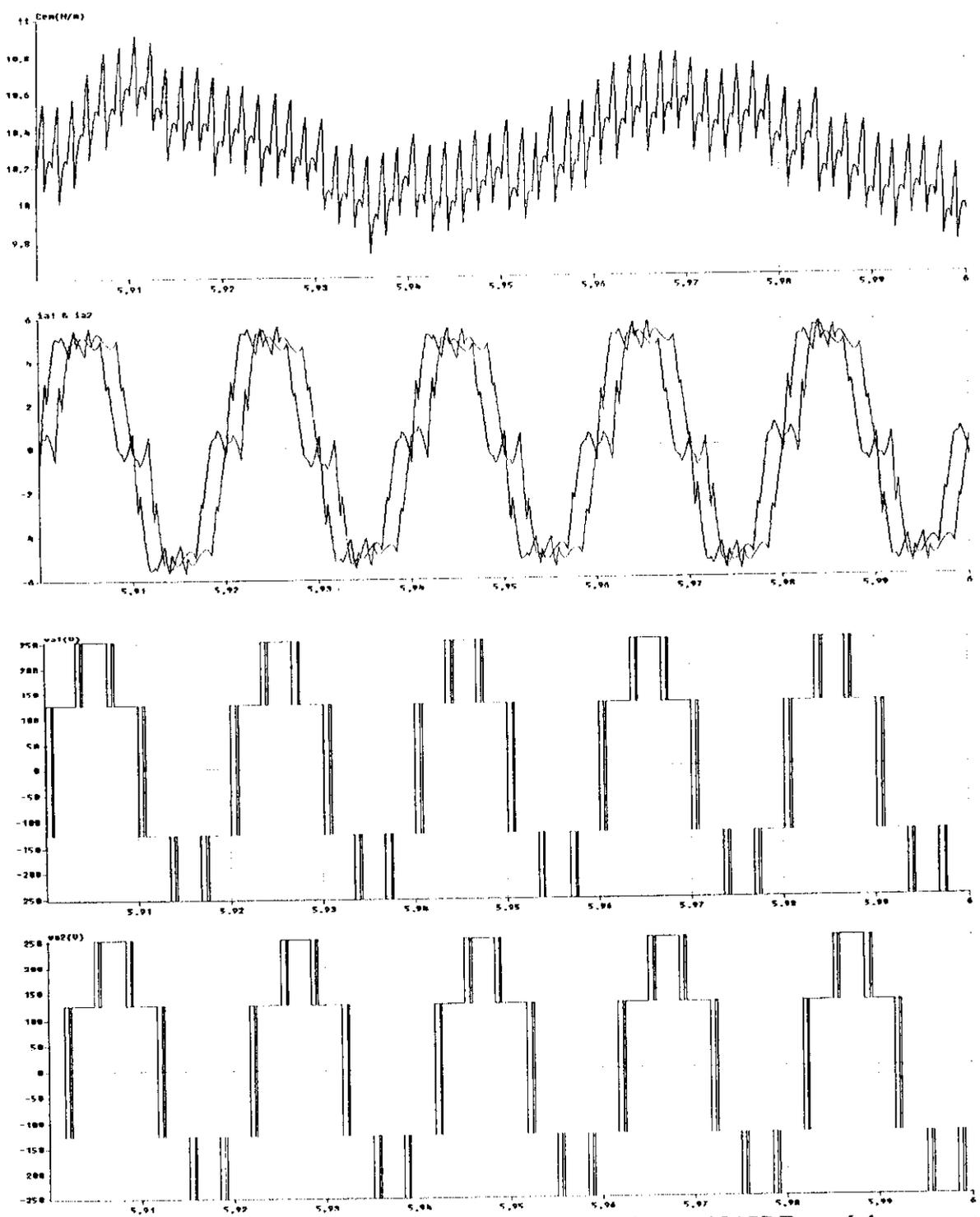
pour la stratégie de commande de l'onduleur MLI triangulo sinusoïdale et avec un angle $\gamma=30^\circ$, la simulation en régime permanent avec une charge nominale de 10N/m a donné :

- ✓ une oscillation moins forte du couple électromagnétique autour de la valeur de 10N/m avec des valeurs maximales de 12N/m et des minimales de 8.5 N/m .
- ✓ les courants statoriques i_{s1} et i_{s2} étant déphase mais leurs valeurs sont égales à 6.5A .

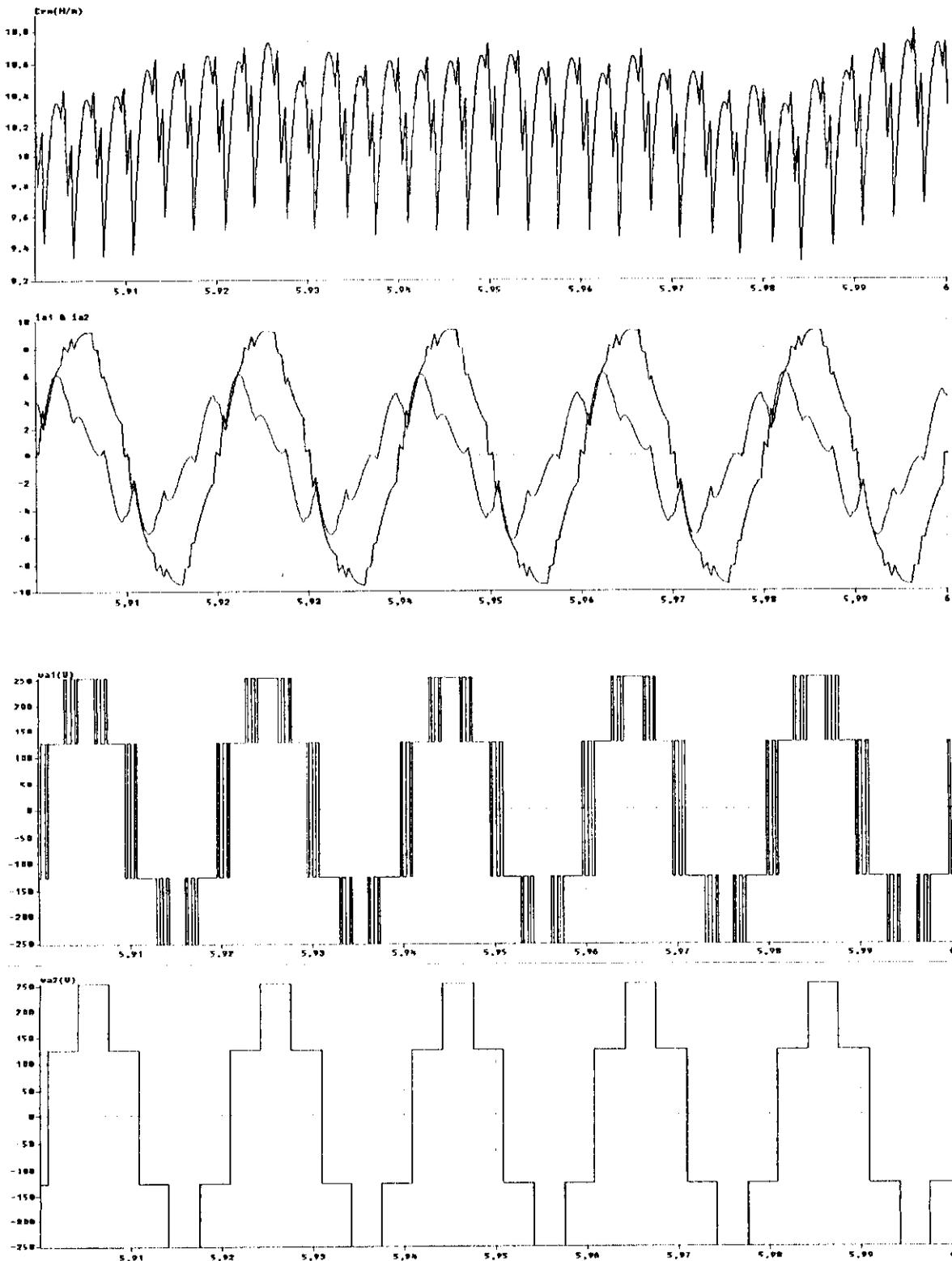
3.5 conclusion :

pour un fonctionnement meilleur de la machine asynchrone à double étoile alimenté par deux onduleurs MLI triangulo sinusoidaux , l'angle de déphasage $\gamma=30^\circ$ correspond à un fonctionnement avec le moins de perturbation de couple et donc un fonctionnement meilleur .





Fig(III-7) comportement de l'ensemble onduleur MLI à hystérésis -MASDE en régime permanent avec un déphasage $\gamma = 30^\circ$



Fig(III-8) comportement de l'ensemble onduleur MLI à hystérésis –MASDE en régime permanent avec un déphasage $\gamma = 0^\circ$



3.6 Interprétation et simulation :

c) pour l'angle $\gamma=0$:

pour la stratégie de commande de l'onduleur MLI à hystérésis et avec un angle $\gamma=0$, la simulation en régime permanent avec une charge nominale de 10N/m a donné :

- des oscillations du couple électromagnétique autour de la valeur de 10N/m avec des valeurs minimales de 6.4 N/m et des maximales de 10.7 N/m .
- les courants statoriques i_{s1} et i_{s2} déphasé leurs amplitudes sont $i_{s1} = 9\text{A}$ et $i_{s2} = 6\text{A}$,

d) pour l'angle $\gamma=30^\circ$:

pour la stratégie de commande de l'onduleur MLI à hystérésis et avec un angle $\gamma=30^\circ$, la simulation en régime permanent avec une charge nominale de 10N/m a donné :

- une oscillation moins forte du couple électromagnétique autour de la valeur de 10N/m avec des valeurs minimales de 9.5 N/m et des maximales de 10.8 N/m .
- les courants statoriques i_{s1} et i_{s2} étant déphasé leurs amplitudes sont égales à 5.5A .

3.7 conclusion :

pour un fonctionnement meilleur de la machine asynchrone à double étoile alimenté par deux onduleurs MLI à hystérésis , l' angle de déphasage $\gamma=30^\circ$ correspond le mieux de façon à avoir moins d'ondulation de couple et des courants statoriques équilibrés entre les deux enroulements .

3-8 Conclusion du chapitre :

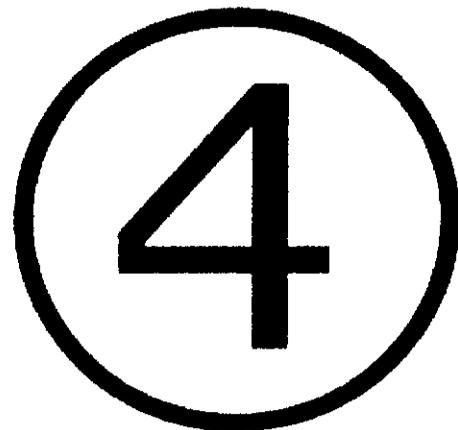
Le choix de l'angle de déphasage entre les deux onduleurs qui alimentent la machine asynchrone double étoile et la stratégie de commande des onduleurs (MLI triangulo sinusoïdale et à hystérésis) sont très importants dans le comportement en régime permanent et transitoire de la machine .

La grandeur du couple de démarrage et les ondulations du couple en régime permanent établi , sont deux facteurs qui affectent considérablement les performances de la machine induisant des échauffement , des pertes supplémentaires et des bruits au sein de la machine.

Du fait que les perturbations du couple électromagnétique sont moins importantes dans la stratégie à hystérésis par rapport à la triangulo sinusoïdale , nous concluons que cette stratégie et pour un angle de déphasage 30° est celle qui convient le mieux pour limiter les harmoniques de courant et améliorer le facteur de puissance .



► Chapitre IV : Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile



Introduction :

Grâce à l'évolution technique récente de l'électronique de puissance et de la micro informatique, il est aujourd'hui possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que des machines à courants continus [Hem-94].

Les moteurs à courant continu ont été largement utilisés dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variables, grâce à la simplicité de sa commande.

Cependant, cette machine présente des inconvénients dus au système balais- collecteurs ce qui l'empêche d'être utilisée dans des milieux explosifs et corrosifs. Par ailleurs le commutateur mécanique introduit des limitations dans les capacités de la machine. En effet, elle ne peut opérer à grande vitesse, ni être alimentée par des tensions élevées.

La difficulté pour commander la machine asynchrone 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, le couple, la vitesse et la position.

Au début des années 70 HASS et BLASCHKE ont présenté le principe d'un *découplage* entre le flux et le couple de la machine asynchrone. En suite, cette méthode a été adaptée pour la machine asynchrone.

Dans ce chapitre, nous traitons la **commande vectorielle** d'une machine asynchrone à double étoile alimentée en tension. Après un survol des principales stratégies de mise en œuvre de la commande vectorielle, une stratégie particulière est développée.

VI.1 Analogie avec le moteur à courant continu :

Les machines à courant continu occupent encore de nos jours la majeure partie du marché de la variation de vitesse et de la robotique. On utilise les machines à excitation série pour la traction électrique et à excitation séparée pour la robotique. Ces dernières ont une qualité intrinsèque : elles permettent un contrôle séparé du flux et du couple.

La relation du couple électromagnétique est donnée par : [Mo-99]

$$C_{em} = K \varphi_a I_a = k' I_a I_f \quad (IV-1)$$

Avec :

- φ_a : Flux imposé par le courant d'excitation I_f
- I_a : Courant d'induit.
- K, k' : constantes

Le courant d'induit I_a est la grandeur génératrice du couple et le courant d'excitation I_f est la grandeur génératrice du flux. Ainsi, dans une machine à courant continu tout se passe comme si les variables de commandes I_a et I_f étaient orthogonales. C'est à dire que le flux commandé par le courant I_f et le couple par le courant I_a . On dit que l'induit et l'inducteur sont découplés.

Pour la machine asynchrone à double étoile, la relation du couple électromagnétique est donnée par l'équation suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{lm}{lm + lr} (\varphi_{rd} \cdot (i_{sq1} + i_{sq2}) - \varphi_{rq} \cdot (i_{sd1} + i_{sd2}))$$

En se basant sur cette équation, on peut réaliser un découplage de telle façon que le couple sera commandé uniquement par les courants statoriques en quadratures I_{qs1} et I_{qs2} et ainsi donc le flux par les courants statoriques directs I_{ds1} et I_{ds2} .

La relation finale du couple est :

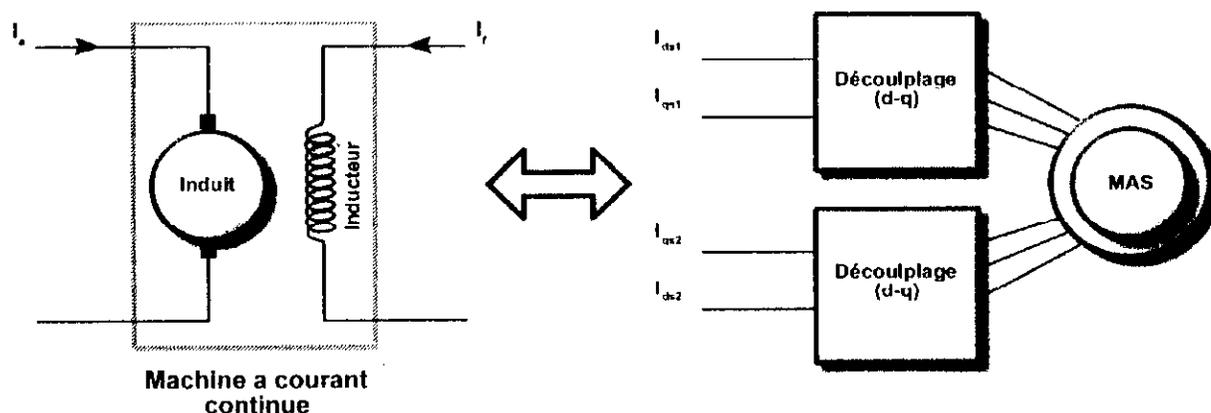
$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{lm}{lm + lr} \varphi_r \cdot (i_{sq1} + i_{sq2}) = K \cdot \varphi_r \cdot (i_{sq1} + i_{sq2}) \quad (IV-2)$$

$$\text{avec } K = \frac{3}{2} p \frac{lm}{lm + lr}$$

Nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant.

Bien-sûr, cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu. Dans ce cas, c'est le collecteur qui permet naturellement d'obtenir ce découplage. Le problème posé ici est de pouvoir contrôler indépendamment l'un de l'autre le terme de flux et le terme de courant.

C'est justement en cela que réside la commande vectorielle.



Fig(IV-1) Analogie avec la machine à courant continu

VI.2 Principe de la commande vectorielle :

Afin de réaliser le découplage entre les armatures (le flux et le couple électromagnétique), et avoir un couple généré uniquement par I_{qs1} et I_{qs2} , on commande la machine de telle façon à réaliser une orientation du flux rotorique selon l'un des axes directe ou en quadrature (axe $d-q$) :

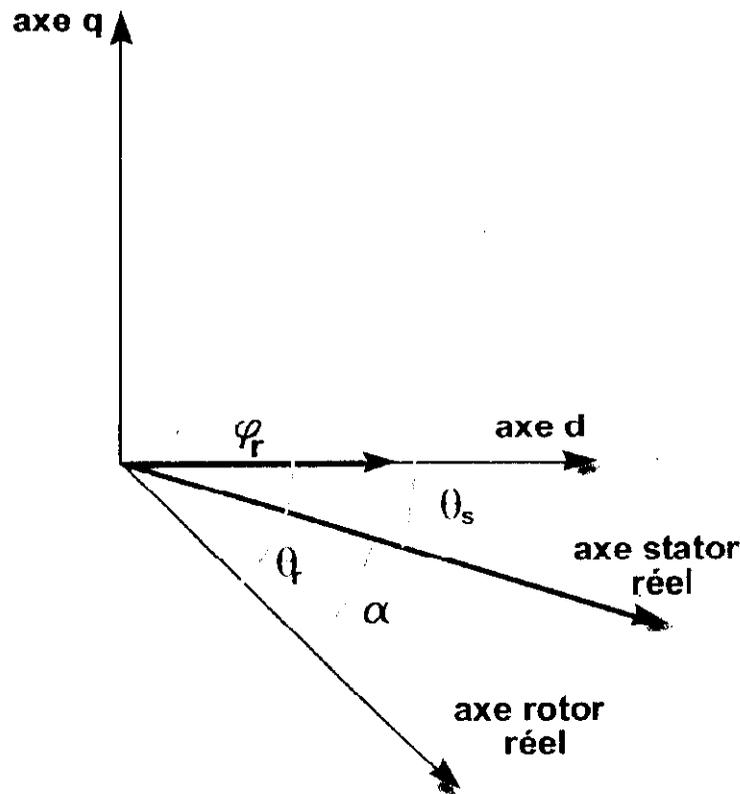
Avoir comme objectif d'orienter le flux signifie qu'on souhaite qu'il n'ait qu'une composante sur l'axe d par exemple. On aura donc comme objectif d'annuler : φ_{rq} . C'est bien sûr le rôle de la commande à concevoir.

$$\begin{cases} \varphi_r = \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} = 0 \end{cases}$$

Le couple se réduira alors à :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{lm}{lm + lr} \varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2})$$

La stratégie consistera donc à contrôler de façon indépendante le terme de flux et le terme de courant pour imposer un couple.



Fig(IV-2). Alignement du flux sur l'axe -d-

La figure (IV-2) montre le flux rotorique orienté sur l'axe d.

Cela suppose donc de maîtriser également l'angle θ_s . L'angle α sera lui, donné par un capteur de position. Le principe est d'éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature dans un référentiel lié au flux de telle sorte que l'une des composantes commande le flux et l'autre le couple [Bark-97].

Rappelons les équations utilisables pour la commande :

VI.2.1 Orientation du flux rotorique :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r i_{rd} L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ 0 = L_r i_{rq} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{cases} \quad (IV-3)$$

VI.2.2 équations des tensions au rotor :

$$\begin{cases} 0 = r_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_{gl} \varphi_{rq} = r_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ 0 = r_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_{gl} \varphi_{rd} = r_r i_{rq} + \omega_{gl} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (IV-4)$$

$$\text{car } \varphi_{rq} = 0$$

VI.3 Stratégies de commande :

On distingue deux méthodes de contrôle vectoriel de la machine asynchrone à double étoile.

VI.3.a Méthode directe :

Elle consiste à déterminer la position θ_k et le module du flux φ_r . Afin d'accéder au flux rotorique, pour cela deux procédés sont utilisés :

- La mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteurs, Son inconvénient principal réside dans le fait que les capteurs du flux sont très fragiles et sensibles aux variations de température **[Vas-90]**.
- L'estimation de flux à l'aide de modèles mathématiques, Le principe de cette méthode consiste à estimer la position du flux en se basant sur les équations qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone avec la commande vectorielle.

Dans notre cas c'est le deuxième procédés qui est mis au point.

VI.3.b Méthode indirecte :

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Dans ce cas le flux n'est pas contrôlé directement, c'est une variable intermédiaire liée au flux par un modèle de référence, qui est contrôlée.

VI.4 Méthode directe pour la machine alimentée par onduleurs à hystérésis :**VI.4.1 Bloc de contrôle du flux orienté (FOC) :****a) Calcul des composantes directes des courants statoriques :**

A partir de :

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{sd}) \\ 0 = r_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \end{cases}$$

$$\varphi_{rd} = -(L_m + L_r) \frac{1}{r_r} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2})$$

soit :

$$\varphi_{rd} + (L_m + L_r) \frac{1}{r_r} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = L_m (i_{sd1} + i_{sd2}) \quad \text{qui peut être réécrit en utilisant la}$$

notation de Laplace $s = \frac{d}{dt}$:

$$\varphi_{rd} (1 + T_r s) = L_m (i_{sd1} + i_{sd2}) \quad \text{avec } T_r = (L_m + L_r) / r_r$$

$$\Rightarrow \varphi_{rd} = \frac{L_m}{1 + T_r s} (i_{sd1} + i_{sd2}) \quad \dots \text{ (IV-5)}$$

$$\Rightarrow (i_{sd1} + i_{sd2}) = \varphi_{rd} / L_m (1 + T_r s)$$

$$\Rightarrow (i_{sd1} + i_{sd2}) = \frac{1}{L_m} \left(\varphi_{rd} + T_r \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \right) \quad \text{(IV-6)}$$

b) Calcul des composantes en quadrature des courants statoriques :

En se basant sur la formule du couple électromagnétique après orientation du flux

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{l_m}{l_m + l_r} \varphi_r (i_{sq1} + i_{sq2})$$

On peut tirer :

$$(i_{sq1} + i_{sq2}) = \frac{2}{3} \frac{C_{em}^*}{p \cdot \varphi_r^*} \frac{l_m + l_r}{l_r} \quad (IV-7)$$

Sachant que les deux enroulements statoriques sont identiques on peut conclure que les courant qui les traversent sont égaux et par conséquent les composantes dans le système de PARK des courant sont égaux :

$$(IV-6) \Rightarrow I_{sd1}^* = \frac{1}{2} \left(\frac{\varphi_r^*}{L_m} + \frac{(L_m + L_r)}{R_r L_m} \frac{d\varphi_r^*}{dt} \right)$$

$$I_{sd2}^* = \frac{1}{2} \left(\frac{\varphi_r^*}{L_m} + \frac{(L_m + L_r)}{R_r L_m} \frac{d\varphi_r^*}{dt} \right)$$

$$(IV-7) \Rightarrow I_{sq1}^* = \frac{2}{6} \frac{C_{em}^*}{p \cdot \varphi_r^*} \frac{l_m + l_r}{l_r}$$

$$I_{sq2}^* = \frac{2}{6} \frac{C_{em}^*}{p \cdot \varphi_r^*} \frac{l_m + l_r}{l_r}$$

c) Estimation du glissement :

on a d'après le système d'équations des tensions dans l'axe **d , q** :

$$V_{rq} = r_r \cdot i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_{gl} \cdot \varphi_{rd}$$

sachant que : $\varphi_{rq} = 0$ (orientation des flux selon l'axe **d**) et $V_{rq} = 0$

$$0 = r_r \cdot i_{rq} + \omega_{gl} \cdot \varphi_{rd} \Rightarrow \omega_{gl} = -r_r \cdot i_{rq} / \varphi_{rd}$$

et on sais que :

$$\varphi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \Rightarrow 0 = (l_r + L_m) \cdot i_{rq} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2})$$

$$\Rightarrow i_{rq} = - \frac{L_m}{(l_r + L_m)} (i_{sq1} + i_{sq2})$$

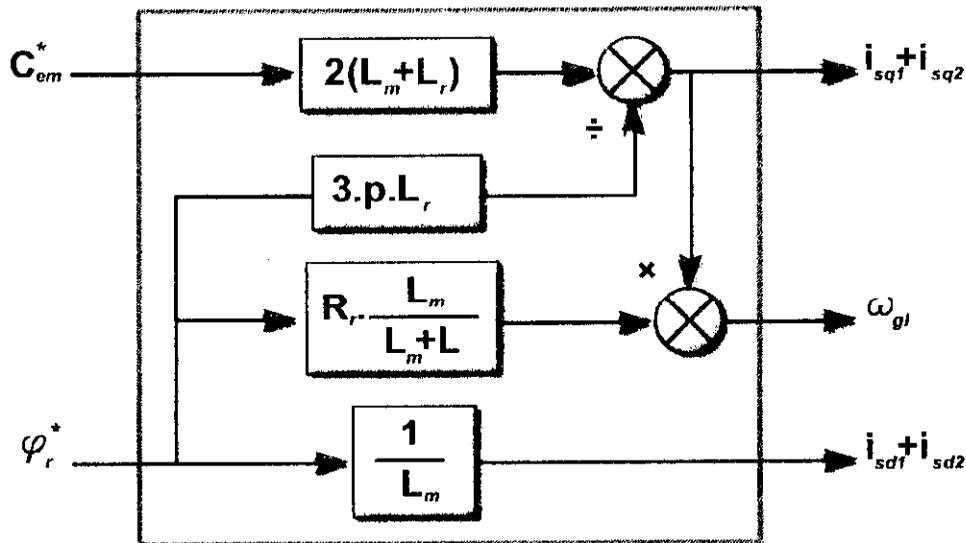
donc on aura :

$$\alpha_{kl} = \frac{R_r}{\dot{\varphi}_r} \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{sq1}, i_{sq2}) \quad (IV-8)$$

Le **FOC (field oriented control)** est un bloc de calcul qui possède deux entrées ($\dot{\varphi}^*$ et C_{em}^*) et génère les trois grandeurs de commande utilisées dans $\text{Park}^{-1}(I_{ds1}^*, I_{qs1}^*, I_{ds2}^*, I_{qs2}^*, \text{et } \omega_{gl}^*)$. Il est défini en considérant le régime statique pour lequel le flux rotorique et le couple électromagnétique sont maintenus constants égaux aux valeurs de référence.

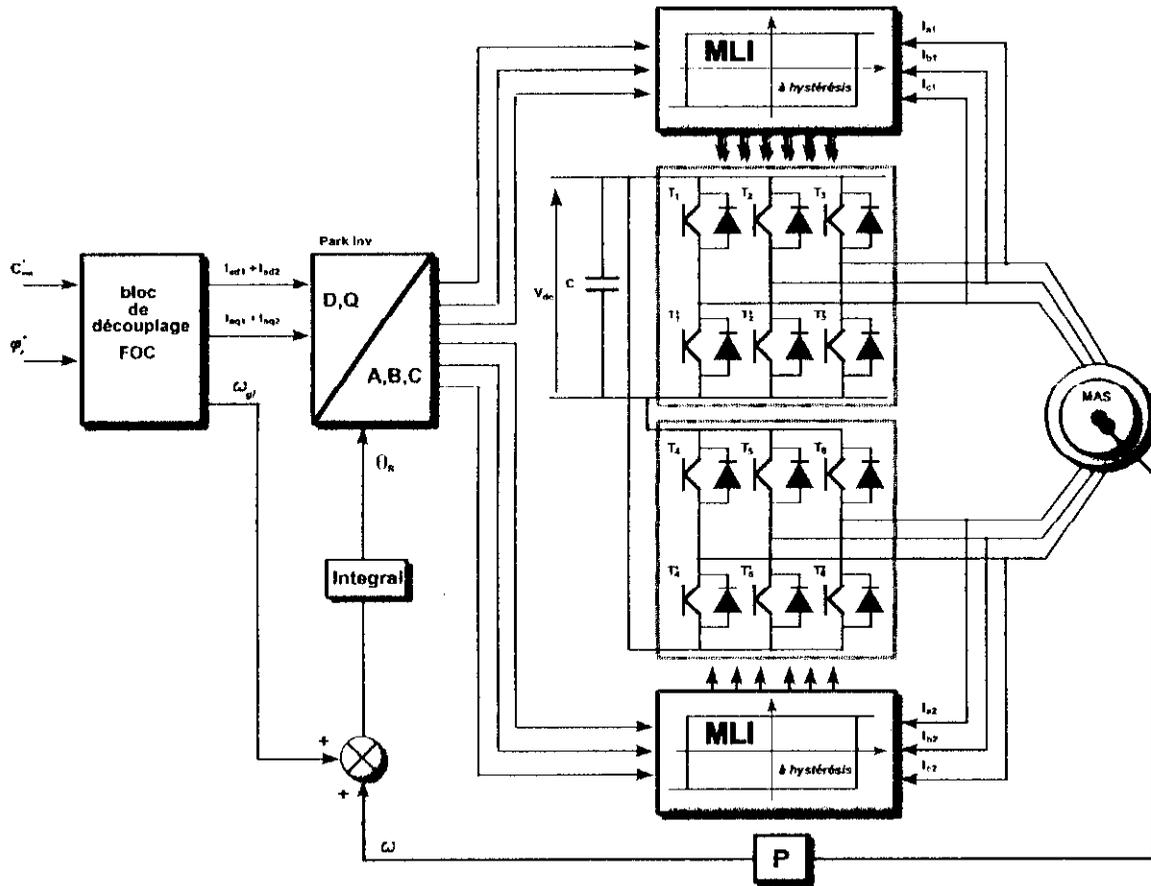
$$\left\{ \begin{array}{l} I_{sq1}^* = \frac{2}{6} \frac{C_{em}^*}{p \cdot \dot{\varphi}_r} \frac{L_m + L_r}{L_r} \\ I_{sq2}^* = \frac{2}{6} \frac{C_{em}^*}{p \cdot \dot{\varphi}_r} \frac{L_m + L_r}{L_r} \\ I_{sd1}^* = \frac{1}{2} \left(\frac{\dot{\varphi}_r}{L_m} + \frac{(L_m + L_r)}{R_r \cdot L_m} \frac{d\dot{\varphi}_r}{dt} \right) \\ I_{sd2}^* = \frac{1}{2} \left(\frac{\dot{\varphi}_r}{L_m} + \frac{(L_m + L_r)}{R_r \cdot L_m} \frac{d\dot{\varphi}_r}{dt} \right) \\ \alpha_{kl} = \frac{R_r}{\dot{\varphi}_r} \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{sq1}^*, i_{sq2}^*) \end{array} \right. \quad (IV-9)$$

Cette commande consiste à contrôler les composantes directe i_{ds1} et i_{ds2} et en quadrature i_{qs1} et i_{qs2} du courant statorique de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux désirés dans la machine.



fig(IV-3) bloc de découplage FOC

Le schéma bloc de la commande est le suivant :



Fig(IV-4) schéma de l'association structure de commande modèle de la machine

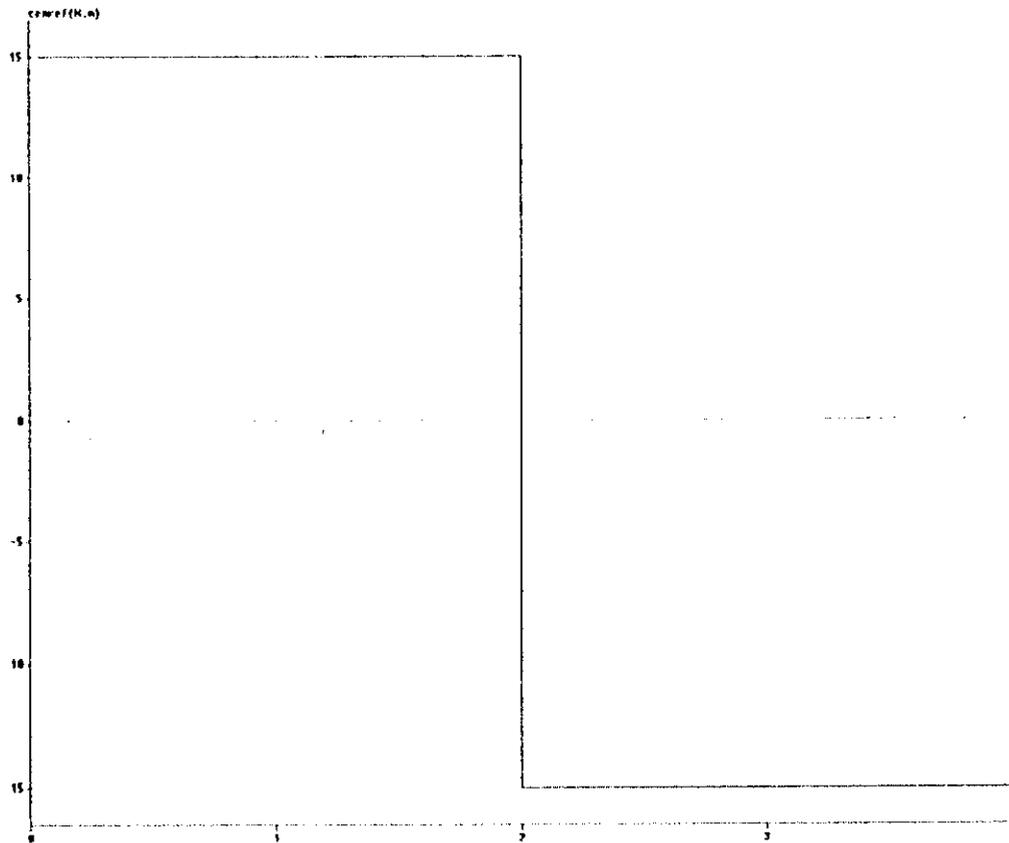
Nous avons rajouté sur le schéma fonctionnel de la commande la partie « puissance » permettant d'alimenter la MAS.

Ainsi, les commandes i_{sd1} i_{sd2} et i_{sq1} i_{sq2} doivent être ramenées dans la base de départ pour servir de loi de commande à les onduleurs MLI.

les courants statoriques sont ramenés dans la base de PARK grâce à l'estimation de l'angle θ_s .

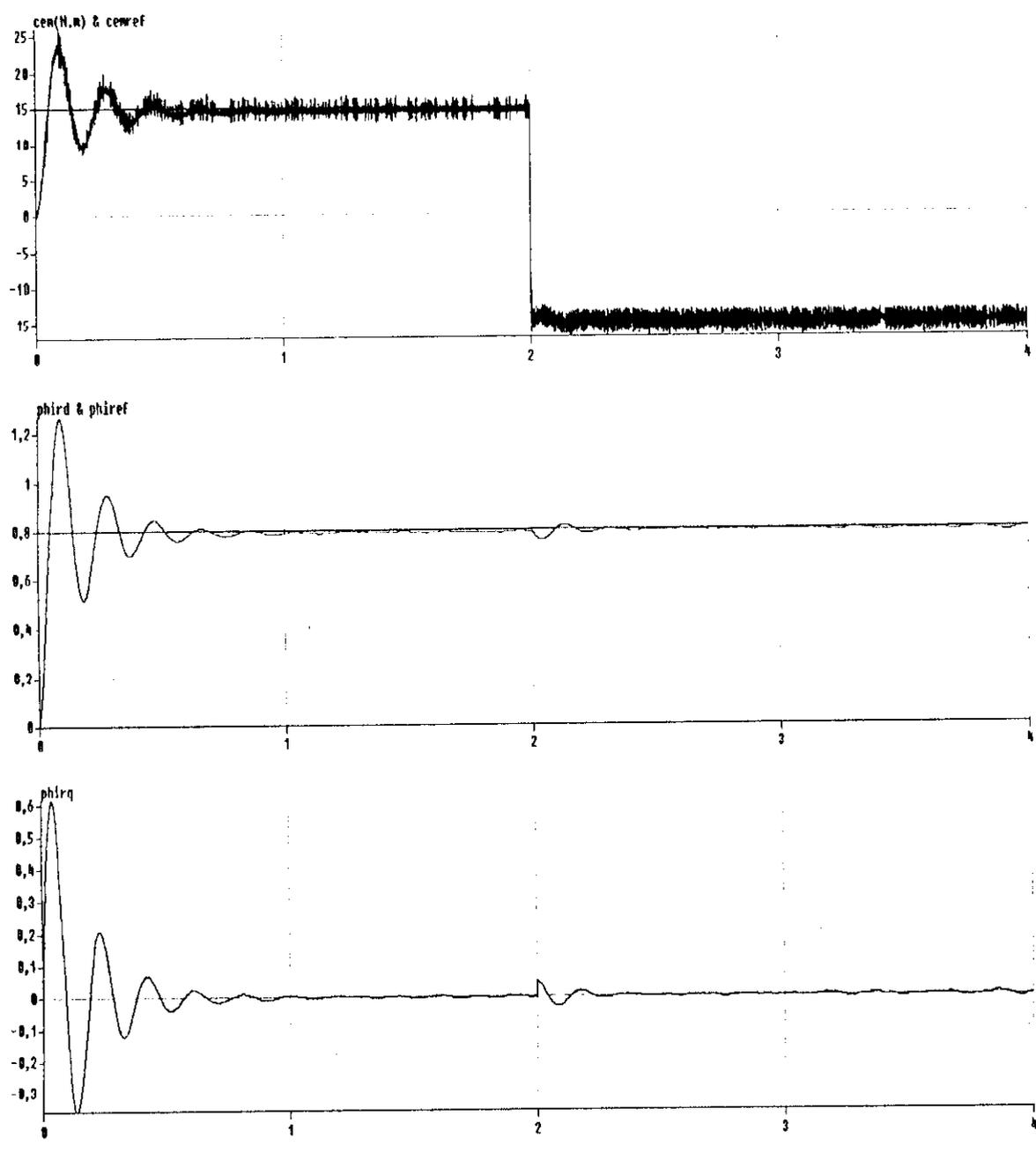
VI.4.2 Simulation :

Nous avons simulé le modèle de la machine alimentée par onduleur MLI à hystérésis..
On impose le flux de référence $\varphi_r^* = 0.8\text{Wb}$ et le couple de référence ayant la forme suivante fig(IV-5) :



Fig(IV-5) le couple de référence

Dans la fig(IV-6) nous avons donné l'allure de C_{em} , φ_{dc} , φ_{qr} :



Fig(IV-6) commande par orientation du flux rotorique

VI.4.3 interprétation :

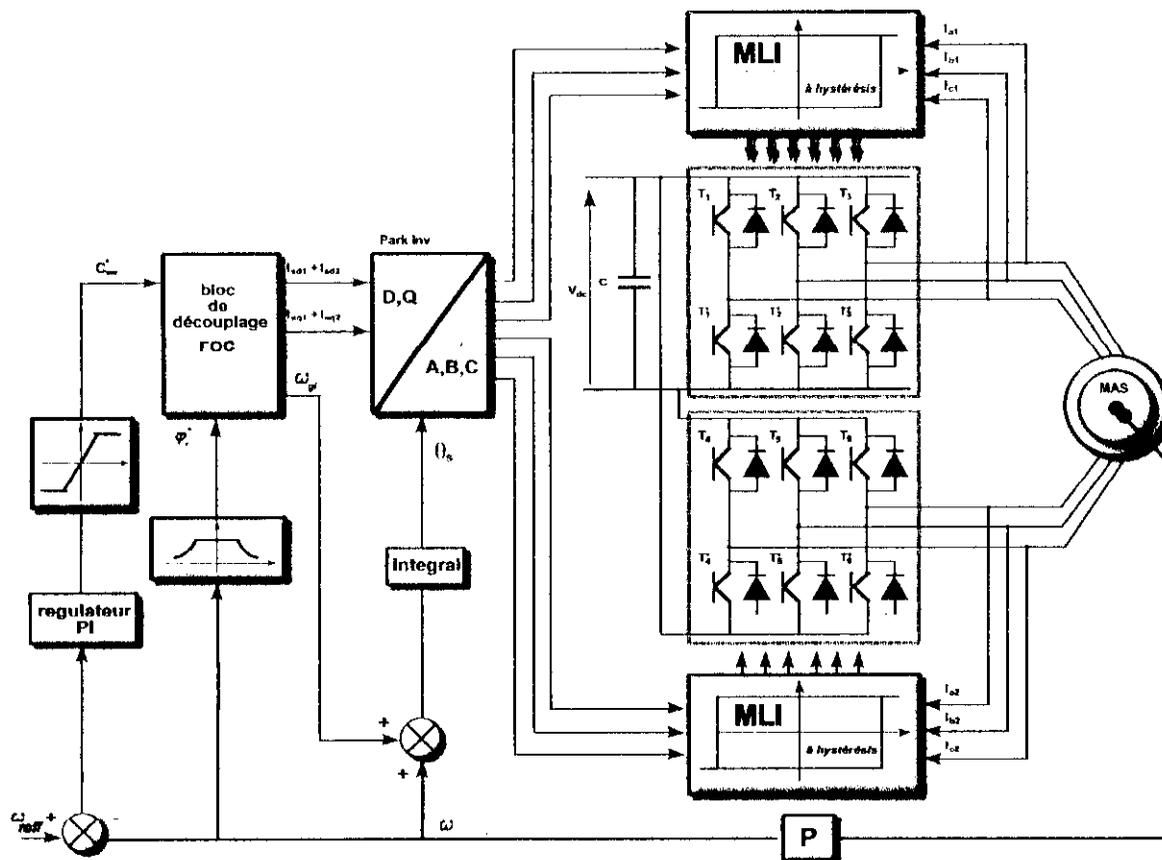
- ✓ le couple électromagnétique suit parfaitement le couple référentiel imposé dans le régime permanent .
- ✓ la composante en quadrature du flux rotorique φ_{qr} s'annule en régime permanent .
- ✓ la composante directe du flux rotorique φ_{dr} est égale à la valeur imposé **0.8 Wb** en régime permanent .
- ✓ nous remarquons que malgré les variations brusques du couples électromagnétique , le flux rotorique représenté par les composantes φ_{dr} et φ_{qr} reste constant , par conséquent ce ci nous permet de conclure que le découplage entre le flux et le couple est effectué

VI.4.4 conclusion :

le travail effectué dans cette partie est une simulation de la commande par orientation du flux suivant l'axe direct d en boucle ouverte d'un moteur asynchrone à double étoile alimenté par onduleurs MLI à hystérésis , la commande a montré une souplesse et une grande stabilité , et le flux en régime permanent reste constant .

VI.5 Méthode indirecte pour la machine alimenté par onduleurs à hystérésis :

Le schéma bloc de la commande de la machine asynchrone double étoile alimenté par deux onduleurs MLI à hystérésis en boucle fermée est le suivant :



Fig(IV-7) schéma bloc de la commande découplée en boucle fermée

VI.5 .1 Réglage de vitesse par la commande vectorielle indirecte :

Le principe de cette méthode du contrôle de la fréquence (slip frequency control) consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais simplement sa position calculée en fonction des grandeurs de référence. Cette méthode élimine donc le besoin d'utiliser un capteur de flux (capteur physique ou modèle dynamique) mais nécessite l'utilisation d'un capteur de vitesse rotorique .

La figure (IV-7) montre un schéma d'une commande de vitesse en utilisant la commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone à double étoile.

Remarques :

- Pour réaliser le contrôle vectoriel, il faut que le repère (d-q) et le flux aient la même vitesse de rotation.

- Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale (ϕ^n) pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine (Ωr_n). Pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine. Pour cela, on définit le flux de référence par :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_r^n & \text{si } |\Omega r| \leq \Omega r_n = \frac{\omega_r}{p} = 314(\text{rd} / \text{s}) \\ \frac{|\Omega r|}{\Omega r_n} \phi_r^n & \text{si } |\Omega r| \geq \Omega r_n \end{cases} \quad (\text{IV-10})$$

VI.5.2 Réglage classique de la vitesse :

Cette méthode de réglage consiste à utiliser des régulateurs classiques (PI ; IP...etc.).

Ces régulateurs dépendent fortement des paramètres de la machine, et une erreur d'identification de ces derniers conduira à une détérioration des performances de la commande .

a) Calcul des régulateurs de vitesse :

La fonction de transfert en boucle ouvert par rapport à la commande C_{em}^* est donnée par

$$F_o(s) = \frac{\Omega(s)}{C_{em}^*(s)}$$

Pour obtenir l'expression finale de $F_o(s)$, nous utilisons les équations de la machine suivantes :

$$\begin{cases} T_r \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \varphi_{dr} - T_r \omega_{gl} \varphi_{qr} = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \\ T_r \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \varphi_{qr} + T_r \omega_{gl} \varphi_{dr} = L_m (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (IV-11)$$

$$\begin{cases} (i_{ds1} + i_{ds2}) = \frac{1}{L_m} \left(T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r \right) \\ \frac{d\Omega}{dt} + k_f \Omega = C_{em} - C_r \\ C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_m + L_r} (\varphi_{rd} (i_{sq1} + i_{sq2}) - \varphi_{rq} (i_{sd1} + i_{sd2})) \\ (i_{qs1} + i_{qs2}) = \frac{2}{3} \frac{C_{em}}{p \phi_r} \frac{L_m + L_r}{L_r} \quad \text{et} \quad \omega_{gl} = \frac{R_r}{\phi_r} \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{sq1} + i_{sq2}) \end{cases} \quad (IV-12)$$

On a : ϕ_r^* = constante donc i_{ds} également.

C_{em}^* est un échelon donc i_{qs} également.

D'où on a les équations suivantes :

$$\begin{cases} (i_{sd1} + i_{sd2})^* = \frac{\phi_r^*}{L_m} \\ (i_{sq1} + i_{sq2})^* = \frac{2}{3} \frac{C_{em}^*}{p \phi_r^*} \frac{L_m}{L_m + L_r} \\ \omega_{gl} = \frac{R_r}{\phi_r^*} \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{sq1}^* + i_{sq2}^*) \end{cases} \quad (IV-13)$$

Les équations exprimées dans le domaine fréquentiel avec les conditions initiales suivantes :

$\varphi_{dr}(0) = 0$ et $\varphi_{qr}(0) = 0$, nous donnent :

$$\begin{cases} \varphi_{dr}(s) = \frac{(1 + sT_r)\varphi_r^* + T_r\omega_{gl}L_m(i_{qsl}^* + i_{qsl}^*)}{(1 + sT_r)^2 + (T_r\omega_{gl})^2} \\ \varphi_{qr}(s) = \frac{(1 + sT_r)L_m(i_{qsl}^* + i_{qsl}^*) - T_r\omega_{gl}\varphi_r^*}{(1 + sT_r)^2 + (T_r\omega_{gl})^2} \end{cases} \quad (IV-14)$$

A partir de ces expressions, nous pouvons déduire la transformée de LAPLACE du couple électromagnétique :

$$\begin{cases} C_{em}(s) = p \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_m + L_r} \frac{(1 + (T_r\omega_{gl})^2)\varphi_r^*}{(1 + sT_r)^2 + (T_r\omega_{gl})^2} (i_{qsl}^* + i_{qsl}^*) \\ C_{em}^*(s) = p \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_m + L_r} \varphi_r^* (i_{qsl}^* + i_{qsl}^*) \end{cases} \quad (IV-15)$$

D'où :

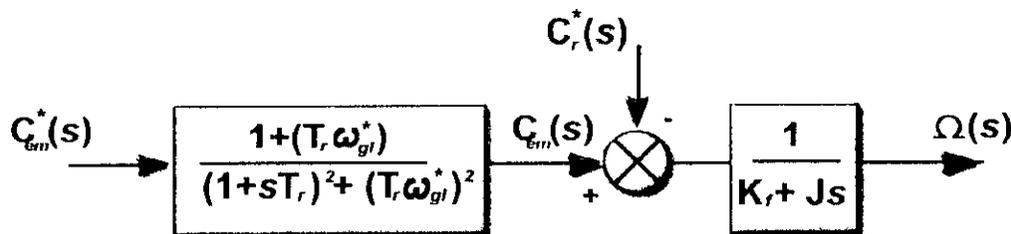
$$C_{em}(s) = \frac{1 + (T_r\omega_{gl})^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r\omega_{gl})^2} C_{em}^*(s) \quad (IV-16)$$

A partir de l'équation mécanique, nous calculons la transformée de LAPLACE de la vitesse de rotation :

$$\Omega(s) = \frac{1}{k_f + Js} \left(\frac{1 + (T_r\omega_{gl})^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r\omega_{gl})^2} C_{em}^*(s) - C_r(s) \right)$$

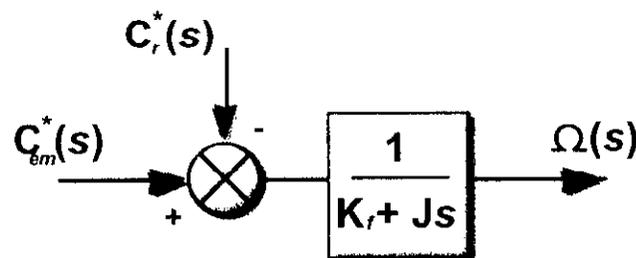
D'où la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_o(s) = \frac{\Omega(s)}{C_{em}^*(s)} = \frac{1}{k_f + Js} \frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} \quad (IV-17)$$



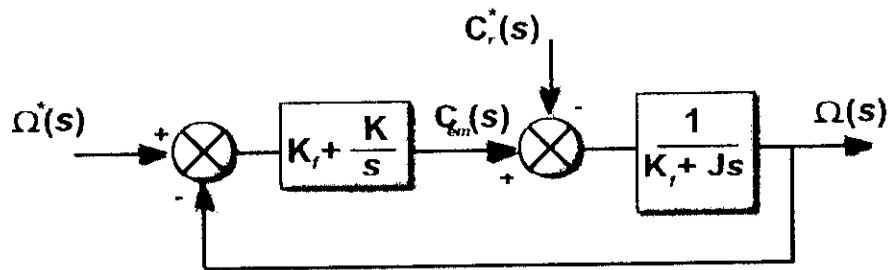
Fig(IV-8) Schéma fonctionnel du système à réguler

Les constantes du temps électriques sont négligeables devant la constante du temps mécanique. C'est à dire, la boucle interne de régulation est très rapide par rapport à celle de vitesse. Donc, on peut simplifier le schéma précédent par le schéma-bloc suivant :



Fig(IV-9) Schéma fonctionnel simplifié du système à réguler

En insérant un régulateur PI (action proportionnelle et intégrale en parallèle) dans la boucle de régulation de la vitesse, le schéma fonctionnel en boucle fermée se présente comme suit :



fig(IV-10) Schéma fonctionnel de la boucle fermée de régulation de vitesse.

La fonction de transfert de la vitesse par rapport à sa référence et la perturbation se présente comme suit :

$$\Omega(s) = \frac{J}{k_f + Js} \left(\frac{1 + sT_n}{sT_i} (\dot{\Omega}^*(s) - \Omega(s)) - C_r(s) \right)$$

avec $T_n = \frac{k_p}{k_i}$; $T_i = \frac{1}{k_i}$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit comme suit :

$$G(s) = \frac{1 + sT_n}{sT_i} \frac{k_i}{1 + sT_m}$$

avec $T_m = J/k_f$; $k_i = 1/k_f$

Pour compenser le pôle le plus dominant, et avoir un temps de réponse le plus petit possible, on prend : $K_p = 0,625$; $K_i = 0,001$

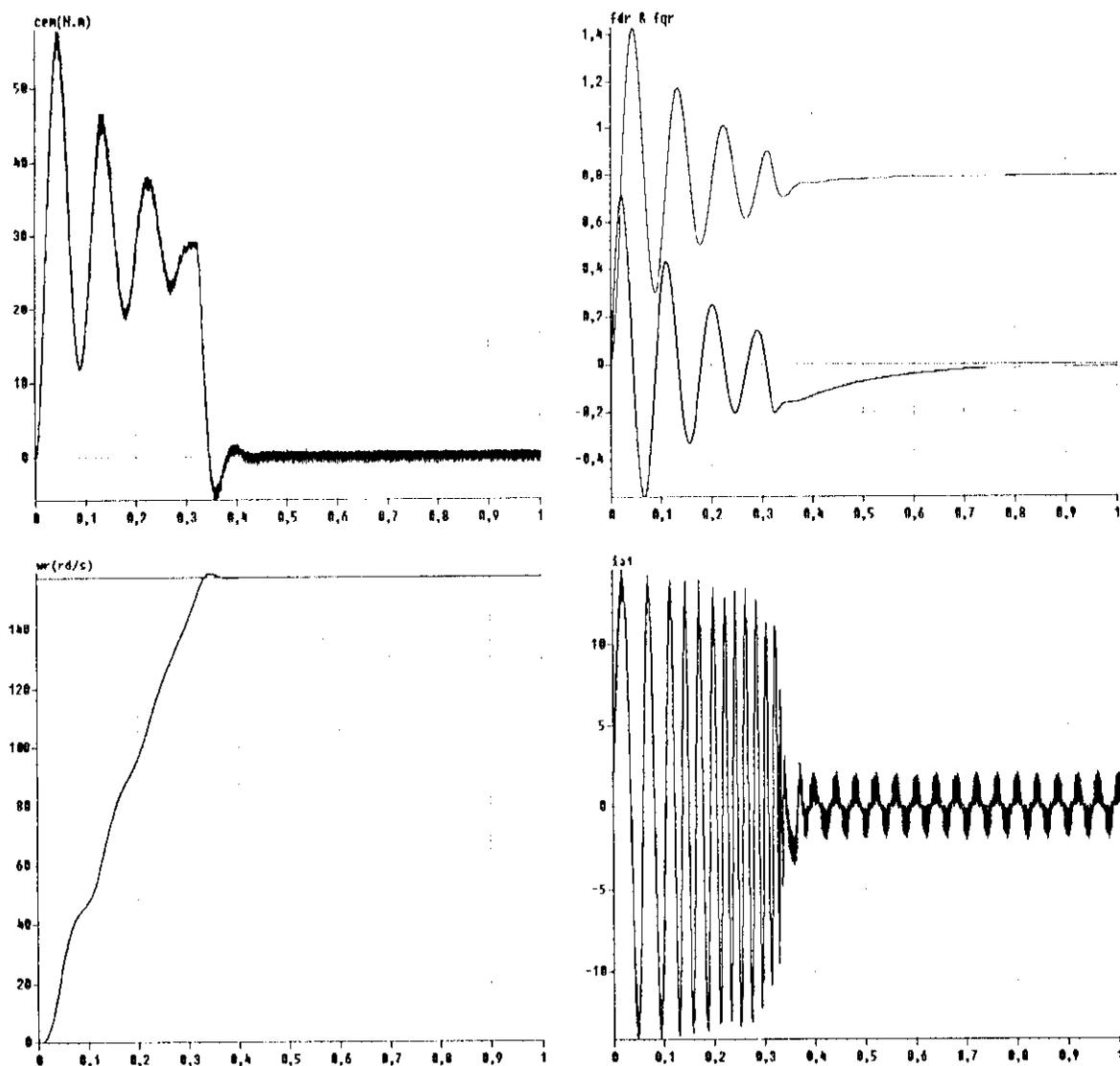
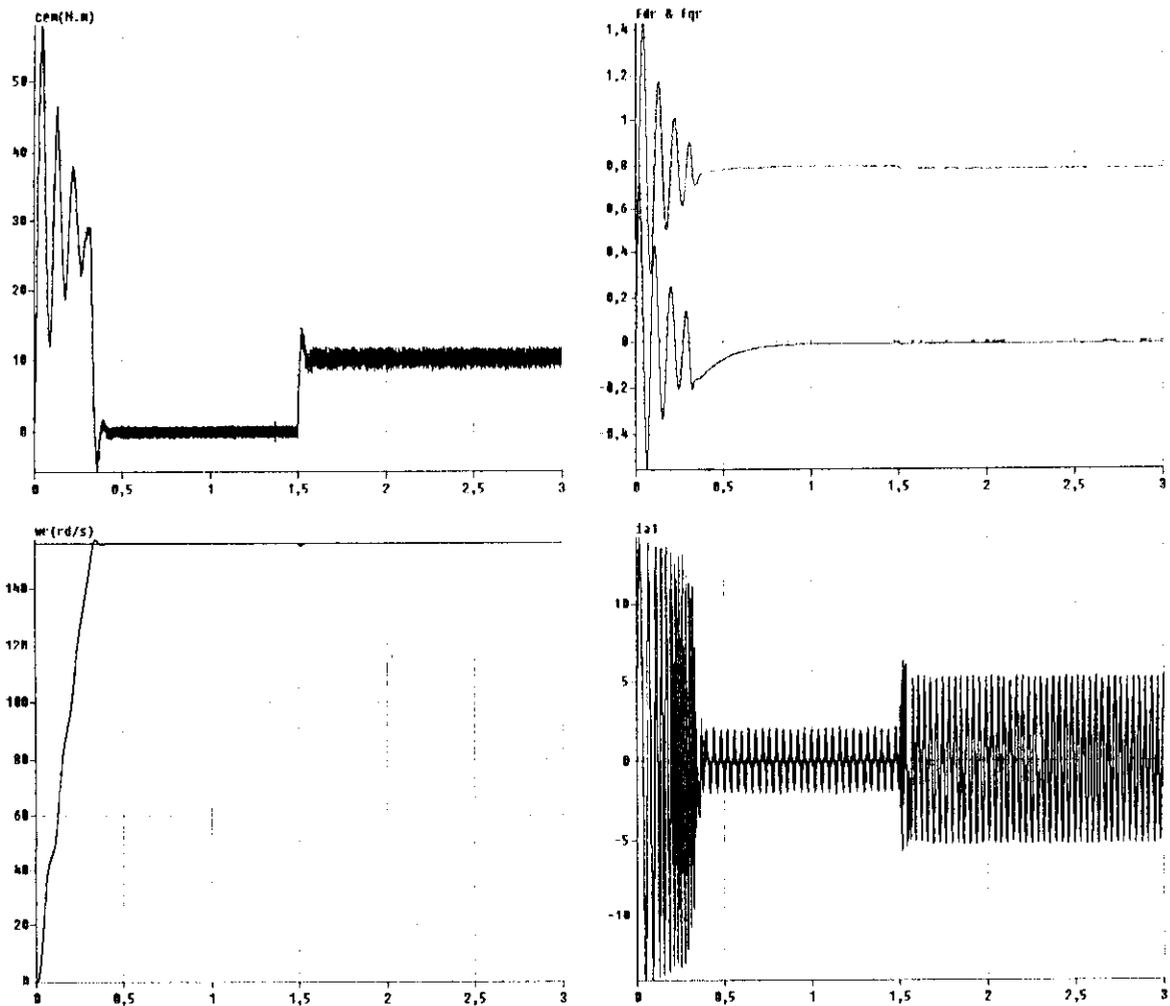
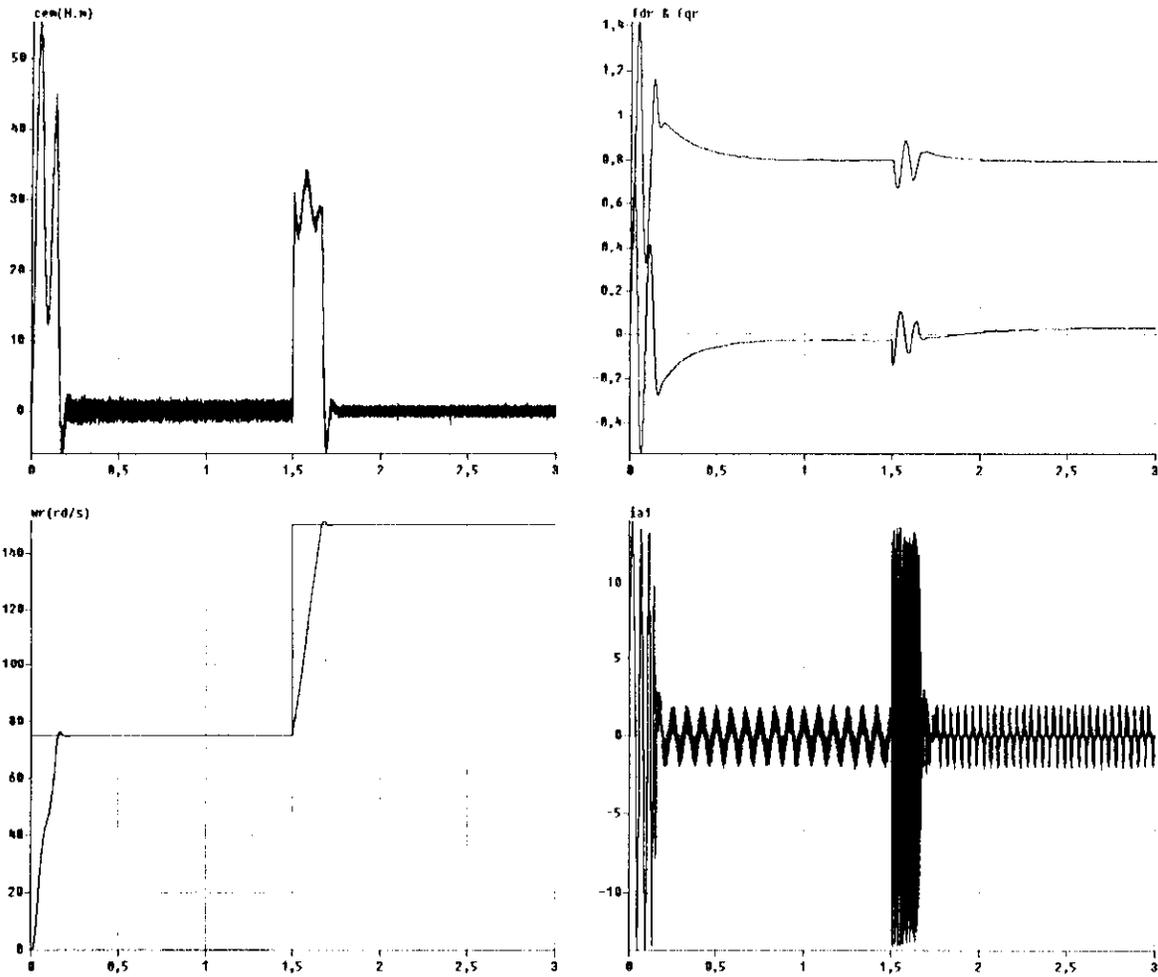


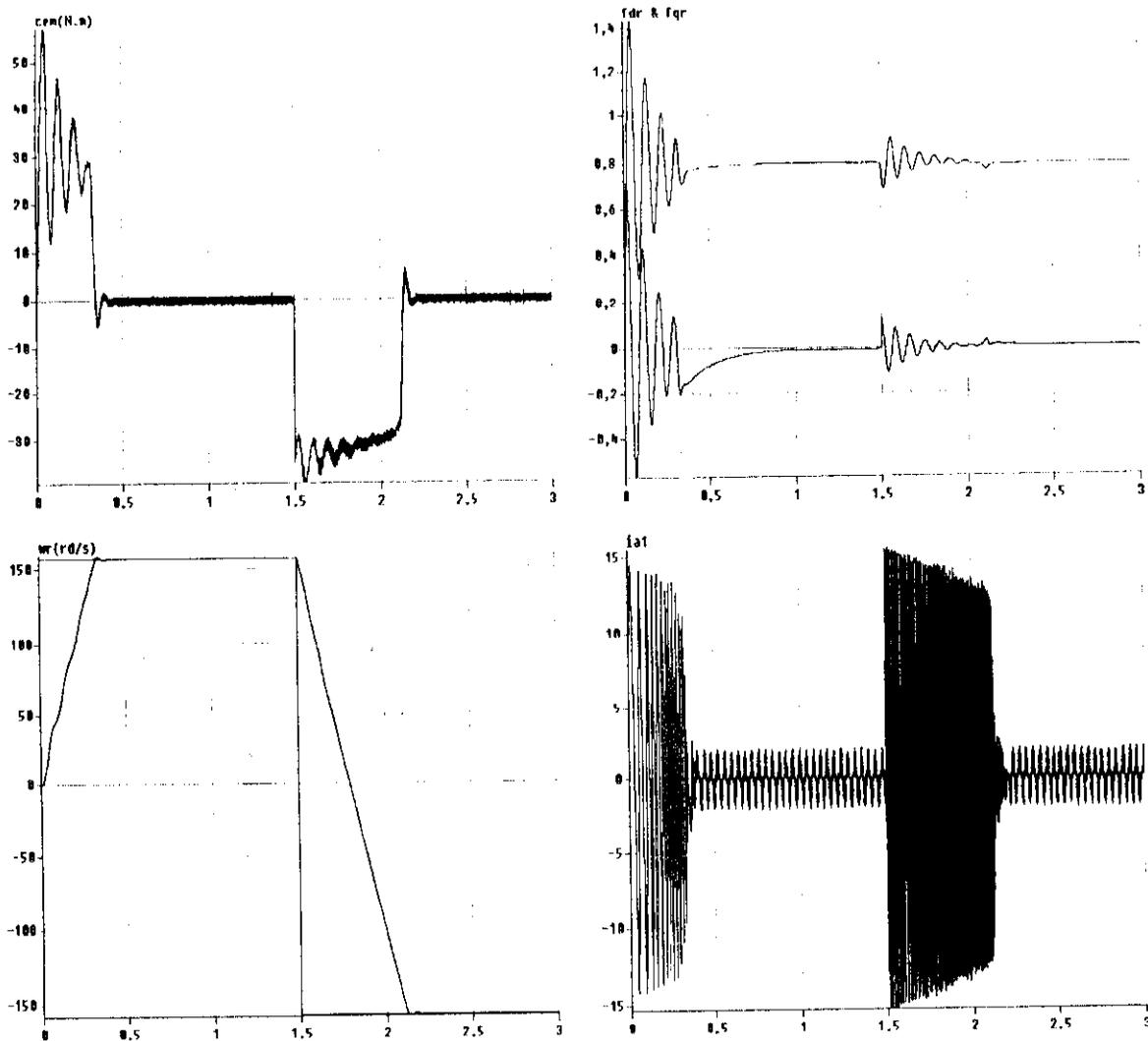
fig (IV-11) Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée double étoile contrôlée par la commande vectorielle indirecte utilisant le réglage classique PI, à vide



fig(IV-12) Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée double étoile contrôlée par la commande vectorielle indirecte utilisant le réglage classique PI, à vide puis avec application d'une charge



fig(IV-13) Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée double étoile contrôlée par la commande vectorielle indirecte utilisant le réglage classique PI, avec augmentation de la vitesse de rotation à $t=1,5s$.



fig(IV-13) Performances de la conduite d'une machine asynchrone triphasée double étoile contrôlée par la commande vectorielle indirecte utilisant le réglage classique PI, avec changement de sens de rotation à $t=1,5$ s.

VI.5.3 Résultats de simulation :

Les simulations reportées sur les figures concernent la conduite de la machine asynchrone à double étoile à vide, en charge ,avec augmentation et changement de sens de rotation par le contrôle indirecte utilisant un régulateur PI

De ces résultats, on tire les remarques suivantes :

- ✓ Le découplage entre le couple et le flux est maintenu
- ✓ La vitesse de rotation suit parfaitement la vitesse de référence imposée
- ✓ Le temps de réponse du système est amélioré (0.25 sec) par rapport à la commande en boucle ouverte .
- ✓ L'application d'une charge ne perturbe ni vitesse de rotation ni flux .
- ✓ L'inversion de sens de rotation n'affecte pas la bonne marche de la machine
- ✓ Le régulateur PI donne des résultats satisfaisantes par rapport à la grandeur de perturbation .
- ✓ L'inversion du sens de rotation s'effectue au bout de 0.5 sec

VI.5.4 Conclusion :

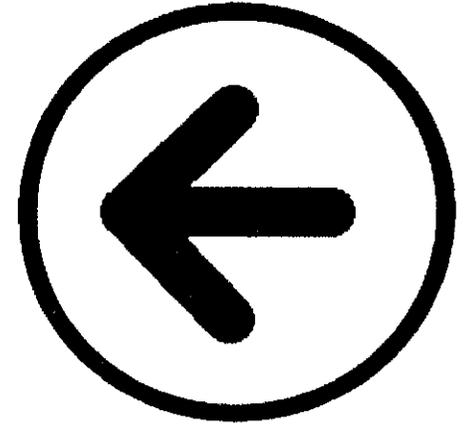
Dans ce chapitre , nous avons étudié la commande par orientation du flux rotorique directe et indirecte de l'association onduleurs de tension régulés en courant par la stratégie MLI à hystérésis et machine asynchrone double étoile .

L'orientation du flux rotorique selon l'axe direct du repère de PARK « d, q » a eu pour but d'obtenir des modèles de contrôle réduits et découplés semblables à celui de la machine à courant continu à excitation séparé .

L'utilisation du régulateur **PI** pour la commande vectorielle indirecte a permis de régler la vitesse de rotation suivant nos besoins et a amélioré les performances de la commande .



CONCLUSION GENERALE:



Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'étude de la commande vectorielle d'une machine asynchrone triphasé à double étoile alimenté par onduleurs de tension par méthode directe et indirecte d'orientation du flux rotorique .

Afin d'aborder cette étude , nous avons établis en premier lieu le modèle mathématique de notre machine , l'importance de la transformé de PARK réside dans le fait que le système d'équation étudié deviens plus simple puisque le système d'état passe de neuf à six équations

Le deuxième chapitre a été consacré Pour l'alimentation réelle de la machine, en utilisant deux convertisseur statique continu-alternatif (onduleurs de tension) destinés aux fortes puissances les stratégies étudié pour commander les onduleurs sont :

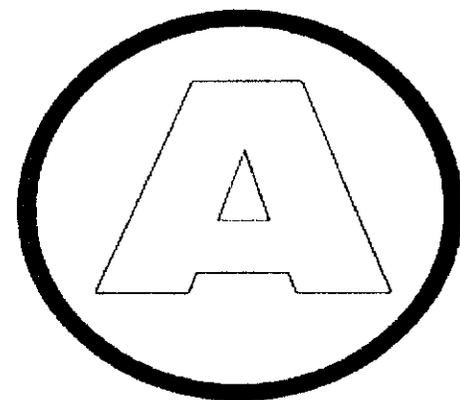
- Commande triangulo-sinusoïdale .
- Commande à hystérésis .

L'étude de l'alimentation de la machine par les deux stratégie MLI triangulo sinusoidale et à hystérésis nous a permis de mettre en évidence l'influence du changement de l'angle de déphasage entre les onduleurs en régime permanent et faire la comparaison entre les deux stratégie de commande des onduleurs .

Dans le dernier chapitre nous avons présenté le principe de la commande vectorielle directe et indirecte par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone triphasée à double étoile . Grâce à cette commande, la machine asynchrone devient commandable comme une machine à courant continu. Puis, nous avons étudié le réglage de la vitesse par un régulateur classique PI.



Annexe



V_{dc}	Tension continue à l'entrée de l'onduleur
i	Courant à l'entrée de l'onduleur
f	Fréquence nominale $f = 50 \text{ Hz}$
a_r, b_r, c_r	Indices correspondant aux trois phases du rotor
A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}	Indices correspondant aux trois phases du premier enroulement du stator
A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}	Indices correspondant aux trois phases du deuxième enroulement du stator
s, r	Indices des grandeurs statoriques et rotoriques
d, q	Axes longitudinal et en quadrature du repère de PARK
R_{s1}, R_{s2}, R_r	Résistances d'enroulements statorique et rotorique par phase
L_{s1}, L_{s2}	Inductance propre d'une phase statorique
L_r	Inductance propre d'une phase rotorique
L_{ms}	Inductance mutuelle entre phases statoriques
L_{mr}	Inductance mutuelle entre phases rotoriques
$L_{s1,r}, L_{s2,r}$	Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques
L_{s1}, L_{s2}, L_r	Inductances de fuite statorique et rotorique
L_m	Inductance mutuelle propre
C_{em}	Couple électromagnétique
T_r	Constante de temps rotorique $T_r = L_r/R_r$
C_r	Couple résistant
K_f	Constante de frottement
J	Moment d'inertie
S	Opérateur de LAPLACE
P	Nombre de paires de pôles
Ω	Vitesse mécanique de la machine

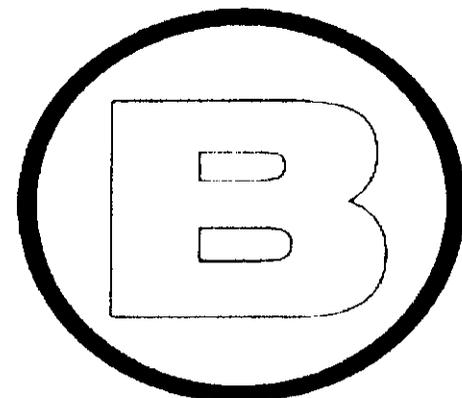
ω_s	Vitesse statorique
ω_r	Vitesse statorique
ω_{gl}	Vitesse de glissement
θ_s	Angle statorique
φ_s, φ_r	Flux statorique et rotorique
$i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}$	Courants statoriques dans un système d'axes (d, q)
$V_{ds1}, V_{qs1}, V_{ds2}, V_{qs2}$	Tension statoriques dans un système d'axes (d, q)
$i_{sa1}, i_{sb1}, i_{sc1}, i_{sa2}, i_{sb2}, i_{sc2}$	Courants statoriques
i_{dr}, i_{qr}	Courants rotoriques dans un système d'axes (d, q)
$\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$	Flux rotoriques dans un système d'axes (d, q)
$\varphi_{ds1}, \varphi_{qs1}, \varphi_{ds2}, \varphi_{qs2}$	Flux statoriques dans un système d'axes (d, q)
ω_{ref}	Vitesse mécanique de référence
C_{emref}	Couple électromagnétique de référence
K_p	Paramètre de l'action proportionnelle
K_i	Paramètre de l'action intégrale
i_d	Courant redressé
V_r	Tensions de référence
I_r	Courants de référence
f_c	Fréquence de coupure
F_i, G_i	Fonction logique

Paramètres de la machine

Puissance nominale	$P_n = 4.5 \text{ kW}$
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Résistance de l'enroulement statorique 1	$R_{s1} = 1.86 \Omega$
Résistance de l'enroulement statorique 2	$R_{s2} = 1.86 \Omega$
Résistance de l'enroulement rotorique	$R_r = 2.12 \Omega$
Inductances de fuite statoriques	$L_{s1} = L_{s2} = 0.011 \text{ H}$
Inductances de fuite rotorique	$L_r = 0.006 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.3672 \text{ H}$
Nombre de pair de pôles	$p = 1$
Moment d'inertie	$J = 0.0625 \text{ Kg/m}^2$
Coefficient de frottement	$K_d = 0.001 \text{ Nm.s/rd}$
Tension nominale	220 V
Courant nominal	6.5 A



Bibliographie



- [Abde-99] : Y. Abdelli, M.I. Krouma, « Filtrage actif parallèle à trois niveaux. Principe, réglage et stabilisation », P.F.F, Dépt. de Génie Electrique, ENP, 1999.
- [Article1] : simulation study of a double three phase electric machine "Z Chen school of engineering university of Durham " , "A C Williamson , depl. of electrical engineering and electronics, UMIST .
- [Bark-97] :S.Barkali , « commande par retour d'état à placement de pôles robuste de la machine asynchrone » thèse de Magister,ENP ,1997
- [BEK_2000] : I.BEKHEDDJA « Commande par la logique floue: application à la machine asynchrone » ENP , 2000
- [Bens-95] A. Bensaid, A. Djahbar, « Commande vectorielle de la MAS alimentée en tension », P.F.E, Dépt. de Génie Electrique, ENP, 1995.
- [Bouf-2000] :Y.Boufedeché , « commande en cascade par mode de glissement de la machine asynchrone » Mini Projet ,ENP,2000
- [Bouh-97] : E. Bouhassoun, M.O. Mahmoudi, M.S.boucherit, ` Etude et comparaison de trois Techniques de commande d'une machine synchrone à aimants permanents avec Pilotage Vectoriel ` , Journal of IEEE, vol.1,Batna, Janvier1997
- [Bouf-97] :S.Boulkhrachef , « méthodologies de la commande de la machine asynchrone incluant la logique floue » PFE,ENP,1997
- [Bow-86] :S.R. BOWES ,A MIDOUNE, « New PWM switching strategies for microprocessor controlled inverter drives » ,IEE proceedings ,vol 133, pt, B, N=°4 ,jully 1986
- [Buh-89] : H.Bühler , conception des systèmes automatiques . presse polytechnique ROMANDE ,1989
- [Chat-83] : J. Chatelain, « Machines électriques », vol. 2, Edition Dunod, 1983.
- [Gou-94] :Y.Ail Gougam , A.Nafa, T.morsli « étude des techniques de modulation optimale pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone » USTHB ,1994
- [Guy-96] :Guy Grellet , Guy CLERC « actionneurs électriques , principes modèles commande » 1996
- [Hem-94] : B.Hemici , « commande de position par la technique du flux orienté d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur de courant » ,ENP, novembre 1994
- [KAS-2000] :A. Kasmî , D. Laouadi « approche discrète de la machine par mode de glissement d'une machine asynchrone alimenté en tension avec orientation du flux » , ENP,2000
- [Mo-99] :M.O.Mahmoudi , « sur la commande machine asynchrone alimentée en tension :étude de l'étage d'alimentation de la machine commande par mode de glissement avec orientation du champ » , thèse doctorat ,ENP,1999
- [Rki-91] :T.Rkioua, ` Contribution à la modélisation et commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents ` Thèse Doctorat INPL,1991
- [seg_80] : G. segier, j. lesenne, F. notelet, ` introduction à l'électrotechnique approfondie ` , lille 1980