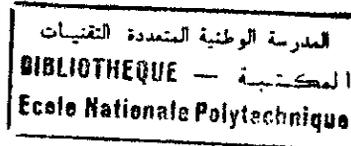


13/03
RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



Département de Génie électrique

**Mémoire du Projet de fin d'études pour l'obtention du
diplôme d'ingénieur d'état en électrotechnique**

THÈME

Machine Synchrone à Double Etoile

- .Alimentation par onduleurs à deux et à trois niveaux
- . Commande vectorielle
- . Commande par mode de glissement

Proposé et dirigé par :

Mr MAHMOUDI MO.

Mr NEZLI L.

Présenté par :

HADBI MEHDI

HENDA LYES

PROMOTION 2003

يتناول هذا البحث دراسة تتعلق بالتحكم في عمل المحركات التزامنية ذات الإنتغافية بثلاث أطوار عند تغذيتها بموجات ذات مستويان وثلاث مستويات في الفصل الأول ، نبرز أهمية دراسة خصائص الآلة في نظامها الدائم الجيبي وللحصول على مميزات جيدة لعمل الآلة في نظامها الإنتقالي وأثناء التوازن نقوم بدراسة التحكم في عملها عند تغذيتها بموج ثنائي ثم ثلاثي المستويات بحيث نبدأ بتقديم نماذج تشمل هذا النوع من الموجات . ثم نقوم بدراسة عدة إستراتيجيات للتحكم يقوم عليها عمل هذا الموج ونقدم في الأخير طريقتين للتحكم في سرعة المحرك المخذى بموجات ذات ثلاثة أطوار

Abstract : this report represents a contribution to the drive of three phases double stator synchronous machines fed by indirect (two and three - level voltage inverter) static converters. The first part shows the necessity to study the static characteristic of the machine in sinusoidal regime.

To obtain good static and dynamic performances ; we study the control of these double stator synchronous machines fed by two and three - level inverters. The knowledge and control models of these inverters and two PWM control strategies are first developed.

Finally, we present the control algorithms of the system.

This assembly finds specially, applications in great power and high voltage variable speed drives fields.

Key words : synchronous machine double stars, three level inverter, vector control.

Résumé : Ce mémoire présente une contribution à la conduite des machines synchrones à double étoile alimentées par des convertisseurs statiques indirects (onduleurs à deux niveaux, onduleurs à trois niveaux).

La première partie montre la nécessité d'une étude des caractéristiques statiques de la machine en régime sinusoïdale.

Pour obtenir de bonnes performances statiques et dynamiques, on étudie la commande de ces machines alimentées par les onduleurs à trois niveaux. Les modèles de connaissance et de commande de ces onduleurs sont d'abord présentés ainsi que deux stratégies de commande MLI.

Enfin, on présente des algorithmes de commande du système onduleur à trois niveaux-SMDS asservi en vitesse. Cet ensemble trouve des applications en particulier dans le domaine de l'entraînements à vitesse variable de forte puissance et haute tension.

Mots clefs : machine synchrone double étoiles, onduleur trois niveaux, commande vectorielle, Commande par mode glissement.

Remerciements

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Les travaux qui font l'objet de ce mémoire ont été effectués sous la direction de Mr. M.o .Mahmoudi et Mr. L.Nezli qui nous ont guidés tout au long de notre travail, il nous est difficile de leur exprimer en quelques lignes notre gratitude.

Cependant. Nous témoignons notre admiration pour leurs compétences, leur dévouement, leur compréhension, leur soutien, leur encouragements et les excellents conseils qu'ils n'ont cessés de nous prodiguer tout au long de ce travail.

A travers ce mémoire, nous adressons notre reconnaissance à tous nos enseignants qui ont contribué à notre formation.

Nous n'oublierons pas nos amis(es) pour leur aide et soutien moral. Nous témoignons notre sincère gratitude à toute personne qui a participé de loin ou de près à la réalisation de ce mémoire.

Finalement, nos respects s'adressent aux membres de jury qui nous feront honneur d'apporter des critiques et appréciations sur notre travail.

M.Hadbi
L.Henda

Dédicaces

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Je dédie ce modeste travail

*A la mémoire de mes cousines de Bab- El Oued
<<Nassima, Nassira et Samia>>*

*<<Mes parents >>
à qui je dois énormément et
je ne remercierais jamais assez.*

*A mes grand- parents ,
en particulier ma grand-mère<<Hasni>>*

*mes frères et sœurs
mes oncles et tantes.*

*A toute la famille
Henda et la famille Mehcène.*

*A tous mes amis (es) de l'ENP
en particulier notre équipe de football << Mehdi,
Adam, Nazim, Nabil.....>> et à toute la promo
d'électrotechnique 2003 de l'ENP.*

ET à tous ceux qui me sont chers.

LYES

Dédicaces

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Ce travail est dédié à la mémoire de:

HADBI AHMED

HADBI ACHOUR

MEHDI

Notations

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

- C_{em} : Couple électromagnétique
 C_{em}^* : Couple électromagnétique de référence
 C_r : Couple résistant
 C_f : Capacité du filtre
 f_r : Coefficient de frottement
 E
 i_{a1}, i_{b1}, i_{c1} : Courants instantanés du bobinage 1 de la machine
 i_{a2}, i_{b2}, i_{c2} : Courants instantanés du bobinage 2 de la machine
 i_{d1}, i_{q1} : Courants statoriques d'axe directe et en quadrature du bobinage 1
 i_{d2}, i_{q2} : Courants statoriques d'axe directe et en quadrature du bobinage 2
 i_1 : Courant à l'entrée de l'onduleur du bobinage 1
 i_2 : Courant à l'entrée de l'onduleur du bobinage 2
 J : Moment d'inertie de la machine
 $K_{p\Omega}, K_{i\Omega}$: Coefficients du régulateur de vitesse.
 K_{pi}, K_{id} : Coefficients du régulateur du courant i_d
 L_d, L_q : Inductances dans le repère de PARK.
 M : Mutuelle inductance entre phases du stator
 P : Nombre de paire de pôles.
 R_s : Résistance d'une phase statorique
 V_{a1}, V_{b1}, V_{c1} : Tensions instantanés des phases statoriques du bobinage 1
 V_{d1}, V_{q1} : Tensions statoriques d'axe directe et en quadrature du bobinage 1
 V_{a2}, V_{b2}, V_{c2} : Tensions instantanés des phases statoriques du bobinage 2
 V_{d2}, V_{q2} : Tensions statoriques d'axe directe et en quadrature du bobinage 2
 $\Phi_{a1}, \Phi_{b1}, \Phi_{c1}$: Les flux dans l'entrefer suivant les trois axes du bobinage 1
 $\Phi_{d1}, \Phi_{q1}, \Phi_{d2}, \Phi_{q2}$: Les composantes de flux dans le repère de PARK.
 $\Phi_{a2}, \Phi_{b2}, \Phi_{c2}$: Les flux dans l'entrefer suivant les trois axes du bobinage
- ω : Pulsation des tensions statoriques
 Ω : Vitesse mécanique du rotor
 τ_e : Constante de temps électrique.
 τ_m : Constante de temps mécanique.

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

SOMMAIRE

SOMMAIRE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

- Notations
- Introduction générale..... 1

CHAPITRE I: Modélisation de la machine synchrone double étoile.

| | |
|--|-----|
| I-1- Introduction..... | 3 |
| I-2- Modélisation de la machine synchrone à double étoile..... | 4 |
| I-3- Modèle de la machine dans le référentiel de Park..... | 7 |
| I-4- Transformation de Park..... | 8 |
| I-5- Détermination des équations électriques, magnétiques et mécanique dans le référentiel de Park | 11. |
| I.6.Couple électromagnétique..... | 12 |
| I- 7- Simulation et interprétation | 13 |
| I-8- Conclusion..... | 13 |

CHAPITRE II : Alimentation de la machine synchrone à étoile par onduleur à MLI à 2 niveaux

| | |
|---|-----|
| II-1- Introduction | 15 |
| II-2- Modélisation du convertisseur..... | 15 |
| II-3- Modélisation du redresseur..... | 16 |
| II-4- Modélisation du filtre..... | 17 |
| II-5- Modélisation de l'onduleur..... | 17. |
| II-6- Commande de l'onduleur triphasé à 2 niveaux..... | 18 |
| II-6-1- la stratégie de commande par hystérésis..... | 18 |
| II-6-1-a- Association onduleur à hystérésis SMDS..... | 20 |
| II-6-1-b- Simulation et interprétation | 22 |
| II-6-1-c- Conclusion..... | 22 |
| I- 6- 2- Stratégie de contrôle par MLI triangulo-sinusoidale..... | 24 |
| II-6-2-a- Association onduleur de tension-SMDS..... | 25 |
| II-6-2-b- Simulation et interprétation | 26 |
| II-6-2-c- Conclusion | 26 |
| I-7- Conclusion | 26 |

Chapitre III : Alimentation de la machine synchrone à double étoile par onduleur à MLI à trois niveaux

| | |
|---|-----|
| -Introduction | 28 |
| III-1- Modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC..... | 28 |
| III-1-1-Structure générale des onduleurs à trois niveaux..... | 28 |
| III-1-2-Modélisation du convertisseur..... | 29 |
| III-1-3-Modélisation fonctionnelle de l'onduleur à trois niveaux..... | 30 |
| III-1-3-a-Fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux..... | 30 |
| III-1-3-b-Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux.... | 32. |
| III-2-Modèle de commande des onduleurs triphasés à trois niveaux..... | 32 |
| III-2-1-Commandabilité des onduleurs à trois niveaux..... | 32 |
| III-2-2-Fonction de connexion..... | 32 |
| III-2-3-Fonction de conversion..... | 32 |
| III-2-4-Fonction génératrice de conversion..... | 35 |
| III-2-5-Conclusion..... | 38 |
| III-3-Stratégie de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux..... | 39 |
| Introduction..... | 39 |
| III-3-1-Stratégie de commande par hystérésis | 39 |
| III-3-1-1-Principe de la stratégie..... | 39 |
| III-3-1-2-Algorithmes de commande..... | 40 |
| III-3-1-3-Application sur charge R,L..... | 41 |
| III-3-1-4-Association onduleur trois niveaux-SMDS..... | 41 |
| III-3-1-5-Résultats de la simulation et interprétation..... | 43 |
| III-3-1-6-Conclusion..... | 44 |
| III-3-2-Stratégie triangulo-sinusoidale à échantillonnage naturel à deux porteuses. | |
| III-3-2-1-Principe de la stratégie..... | 45 |
| III-3-2-2-Algorithmes de la commande..... | 46 |
| III-3-2-3-Association onduleur à trois niveaux-SMDS..... | 48 |
| III-3-2-4-Résultats de la simulation et interprétation..... | 49 |
| III-3-2-5-Conclusion..... | 51 |
| III-4-Conclusion..... | 51 |

Chapitre IV : Commande vectorielle à id nul de la SMDS

| | |
|--|-----|
| IV.1. Introduction..... | 52 |
| IV.2.Principe de la commande vectorielle maintenant i_d nul..... | 53 |
| IV.3.Commande vectorielle de la SMDS contrôlée en courant..... | 55 |
| IV.3.1.Etude en boucle ouverte..... | 55 |
| 1.Structure du bloc de découplage..... | 55 |
| 2.Simulation et interprétation..... | 57 |
| IV.3.2.Réglage du courant d'excitation i_f | 58. |
| .Simulation et interprétation..... | 62 |
| IV.3.3.Etude en boucle fermée..... | 63 |
| .Simulation et interprétation..... | 66 |

Chapitre V : Commande vectorielle à id constant de la SMDS.

| | |
|---|----|
| V.1.Principe de la commande vectorielle à id constant..... | 67 |
| -Stratégie de la commande optimal pour le couple électromagnétique | 67 |
| V.2.Commande vectorielle à id constant de la machine synchrone à double étoile contrôlée en courant..... | 68 |
| V.2.1.Etude en boucle ouverte..... | 69 |
| 1.Structure du bloc de découplage | 69 |
| 2.Simulation et interprétation..... | 71 |
| V.2.2.Réglage du courant d'excitation i_f | 72 |
| V.2.3.Etude en boucle fermée..... | 75 |
| 1.Réglage en vitesse..... | 75 |
| 2.Simulation et résultats..... | 77 |
| V.3.Comparaison entre la commande vectorielle à id nul et la commande vectorielle à id constant..... | 80 |

Chapitre VI : Asservissement de vitesse par mode de glissement.

| | |
|--|-----|
| VI.1. Réglage non linéaire par mode de glissement | 81 |
| VI.1.1. Introduction..... | 81 |
| VI.1.2. Les systèmes non linéaires..... | 81 |
| VI.1.3. Conception de la commande par mode de glissement..... | 82 |
| a. Choix de la surface de glissement | 82 |
| b. Condition d'existence et de convergence..... | 82 |
| c. Calcul de la commande..... | 82 |
| VI.2. Application de la commande par mode de glissement au réglage de vitesse d'une SMDS..... | 83 |
| . Simulation et interprétation..... | 85 |
| VI.3. Estimateur de couple résistant | 90 |
| . Simulation et interprétation..... | 90 |
| VI.4. Test de robustesse | 94 |
| . Simulation et interprétation..... | 94 |
| VI.5. Test sur les performances de la commande vectorielle en boucle fermée de la SMDS au-delà de la vitesse nominale..... | 99 |
| VI.5.1. Simulation et interprétation..... | 99 |
| VI.5.2. Conclusion..... | 99 |
| VI.6. Fonctionnement à flux variable..... | 100 |
| VI.6.1. Introduction..... | 100 |
| VI.6.2. Bloc de défluxage..... | 101 |
| VI.6.2.a. Simulation et interprétation..... | 103 |
| VI.6.2.b. Conclusion..... | 103 |
| VI.6.3. Régulation des courants i_{a1} et i_{a2} | 105 |
| VI.6.3.a. Simulation et interprétation..... | 105 |
| VI.6.3.b. Conclusion..... | 105 |
| VI.7. Conclusion..... | 105 |

Conclusion générale

Annexes.....

Bibliographie.....

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction générale

Introduction Générale

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Les actionneurs électriques tournants jouent un rôle très important dans l'industrie. Les performances qui leurs sont demandées sont de plus en plus élevées tant du point de vue dynamique de vitesse que de la précision du couple délivré.

La machine à courant continu répond au mieux aux exigences demandées. Sa commande est simple car les deux grandeurs couple - flux sont physiquement découplées. Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique. Il limite sa puissance, sa vitesse et exige une maintenance permanente, surtout dans les milieux poussiéreux et explosifs.

Face à ces limitations, les machines à courant alternatif possèdent de nombreux avantages. L'absence de collecteur leur permet d'avoir un encombrement réduit, une fiabilité accrue, un coût de construction plus faible et une vitesse de fonctionnement plus élevée. En forte puissance, les machines synchrones associées à des convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'applications. C'est par exemple le cas de la motorisation à vitesse variable des systèmes embarqués.

Dans un premier lieu, l'alimentation de ces machines a été réalisée à partir de sources de courant continu avec des commutateurs de courant. L'inconvénient majeur de ce type d'alimentation est l'ondulation du couple moteur. Pour atténuer ces ondulations, on a utilisé des machines où le stator est constitué de deux enroulements triphasés déphasés entre eux de 30° électrique (Machine Synchrones à Double Etoile), alimentés par deux commutateurs de courant.

Avec l'apparition des GTO, l'alimentation par des onduleurs de tension, de forte puissance, est devenue possible. Cependant, la faible fréquence de commutation de ces onduleurs peut conduire à de fortes ondulations du couple et du courant. Pour remédier à cet inconvénient une solution consiste à segmenter le dispositif au niveau du convertisseur (mise en parallèle ou en série de plusieurs cellules de commutation), et/ou au niveau de la machine (machine multi - enroulement)[1].

La mise en parallèle (ou en série) de cellules de commutation permet de réduire le courant (ou la tension) de chacune de ces cellules et, par conséquent d'utiliser des composants de calibre réduit et donc de fréquence de commutation plus élevée, comme les IGBT.

L'obtention avec ces machines de performances dynamiques et statiques comparables à celle des machines à courant continu a été rendue possible grâce à l'emploi de régulateurs numériques à microprocesseurs imposant aux machines la technique du flux orienté (commande vectorielle). Cette technique permet d'obtenir un modèle dynamique découplé semblable au modèle de la machine à courant continu.

En pratique, Les performances du moteur synchrone peuvent varier. L'utilisation de correcteurs conventionnels pour les systèmes non linéaires et à paramètres variables semble difficile. Aujourd'hui, de nouvelles techniques de commandes plus compétitive, plus aptes à surmonter la non linéarité des systèmes et plus adaptées à la résolution des problèmes de

robustesse sont proposées à la recherche. Parmi ces commandes non linéaires, nous retrouvons la commande à structure variable et les modes glissants associés, dont la robustesse a été démontrée théoriquement[2].

Dans le cadre de notre travail, nous abordons la commande à fréquence variable du moteur synchrone à double étoile alimenté par un onduleur triphasé à trois niveaux.

Ce mémoire comporte six parties.

La première partie sera consacrée d'une part, à la modélisation de la machine synchrone à double étoile en vue d'une alimentation par convertisseur statique. Et d'autre part, à une analyse détaillée des caractéristiques statiques de cette machine en régime sinusoïdal.

La deuxième partie présente l'alimentation de la SMDS par un onduleur à MLI à deux niveaux ainsi que les stratégies de commande utilisées : (la stratégie de commande par hystérésis et la stratégie de commande triangulo- sinusoïdale).

La troisième partie présente les modèles de connaissance et de l'onduleur de tension à trois niveaux, ainsi que la synthèse de différentes stratégies pour commander l'onduleur triphasé à trois niveaux. Ces stratégies utilisées pour l'onduleur à deux niveaux.

Lors de la quatrième partie, nous présenterons la commande vectorielle de la machine. Dans un premier temps celle ci sera réalisée avec un courant i_d nul, puis dans une cinquième partie elle sera étudiée pour un courant i_d constant. Pour les deux cas, après avoir découplé la machine, le réglage de la vitesse sera effectué au moyen d'un régulateur PI.

Enfin, une sixième partie sera consacrée à la commande de vitesse de la machine par mode de glissement

Et nous terminerons par une conclusion

Chapitre II

Modélisation de la machine synchrone à double étoile.

Chapitre I :**Modélisation de la machine synchrone à double étoile****I-1 Introduction :**

Le domaine d'application des machines électriques connaît aujourd'hui des mutations importantes, dues essentiellement à la mise au point de nouvelles technologies, telles que les machines synchrones polyphasées.

Notre travail, consiste à étudier la machine synchrone à double étoile en vue de sa commande. L'association de ce type de machines à des convertisseurs statiques s'impose dans les applications nécessitant des performances dynamiques et statiques très élevées[3]. La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons étudier son comportement dynamique et statique ainsi que sa commande.

La machine synchrone à double étoile (SMDS) n'est pas un système simple, car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, effet de peauetc. Cependant, nous allons négliger ces phénomènes, d'une part à cause de la complexité de leur formulation mathématique ; d'autre part leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable dans certaines conditions[4]. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Le modèle de la machine synchrone à double étoile est un système de neuf équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. Mais, l'utilisation d'une transformation dite de Park, qui représente un changement convenable des variables, permet d'éviter cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable.

I-2 Modélisation de la machine synchrone à double étoile :

La machine qui fera l'objet de notre étude est une machine synchrone à double étoile formée d'un stator constitué de deux enroulements triphasés montés en étoile et décalés entre eux d'un angle électrique ($\gamma = 30^\circ$), et d'un enroulement d'excitation décalé par rapport à l'axe de la phase statorique d'un angle mesurant la position du rotor.

La machine est supposée être à rotor bobiné et à pôles saillants dépourvu d'amortisseurs; alimentée en tension à fréquence et amplitude variable. Pour la variation de vitesse nous utiliserons le principe d'autopilotage qui consiste à asservir la fréquence et la phase de la tension d'alimentation à la position du rotor.

La modélisation de la machine est basée sur les hypothèses simplificatrices suivantes[5] :

- L'effet de saturation est négligé
- La répartition de l'induction le long de l'entrefer est supposé sinusoïdale
- Les pertes fer sont négligées
- Les effets des encoches ne sont pas pris en considération

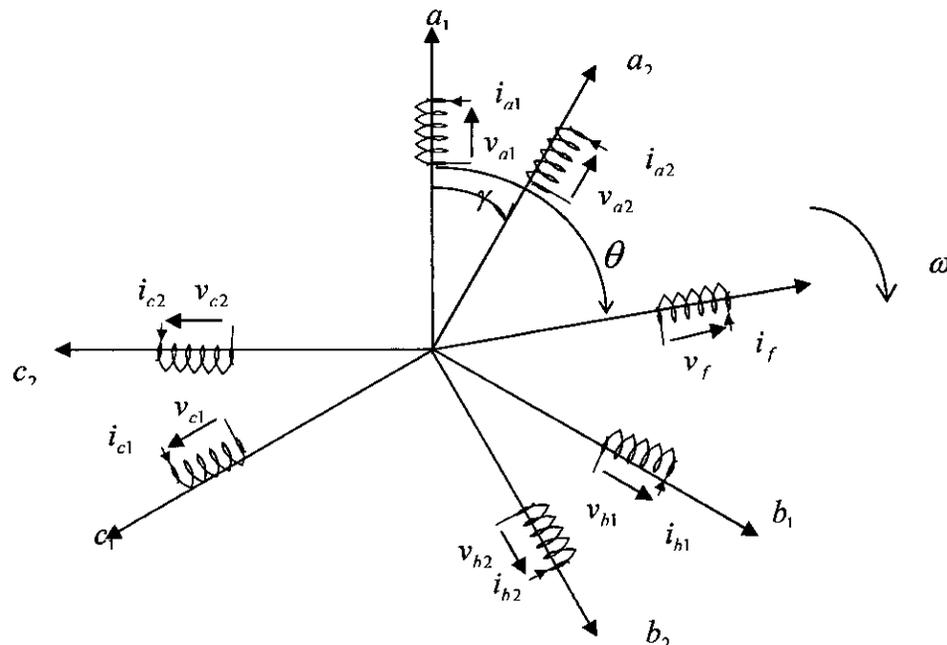


Figure I.1: Schéma simplifié d'une SMDS

Les équations de tension de la MSDS s'écrivent de la forme [4] :

$$\begin{pmatrix} [V_{s1}] \\ [V_{s2}] \\ [V_R] \end{pmatrix} = [R] \cdot \begin{pmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_R] \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} [L_s(\theta)] & [M_{ss}] & [M_{sR}(\theta)] \\ [M_{ss}]' & [L_s(\theta - \gamma)] & [M_{sR}(\theta - \gamma)] \\ [M_{sR}(\theta)]' & [M_{sR}(\theta - \gamma)]' & [L_R] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_R] \end{pmatrix} \quad (I.1)$$

$$\begin{aligned} [V_{s1}] &= [v_{a1} v_{b1} v_{c1}]^t, & [I_{s1}] &= [I_{a1} I_{b1} I_{c1}]^t \\ [V_{s2}] &= [v_{a2} v_{b2} v_{c2}]^t, & [I_{s2}] &= [I_{a2} I_{b2} I_{c2}]^t \\ [V_R] &= [v_f \ 0 \ 0]^t, & [I_{s1}] &= [I_f I_D I_Q]^t \end{aligned} \quad (I.2)$$

$$[R] = \text{diag} (R_s, R_s, R_s, R_s, R_s, R_s, R_r, R_D, R_Q)$$

$$[L] = \begin{pmatrix} [L_s(\theta)] & [M_{ss}] & [M_{sR}(\theta)] \\ [M_{ss}]' & [L_s(\theta - \gamma)] & [M_{sR}(\theta - \gamma)] \\ [M_{sR}(\theta)]' & [M_{sR}(\theta - \gamma)]' & [L_R] \end{pmatrix} \quad (I.3)$$

La matrice inductance propre de chaque enroulement (étoile) statorique s'écrit:

$$[L_s(\theta)] = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix} + L_{sf} \begin{pmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta + 2\pi/3) \\ \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta + 2\pi/3) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + 2\pi/3) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (I.4)$$

$$[L_s(\beta)] = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix} + L_{sf} \begin{pmatrix} \cos(2\beta) & \cos(2\beta - 2\pi/3) & \cos(2\beta + 2\pi/3) \\ \cos(2\beta - 2\pi/3) & \cos(2\beta + 2\pi/3) & \cos(2\beta) \\ \cos(2\beta + 2\pi/3) & \cos(2\beta) & \cos(2\beta - 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (I.5)$$

Avec : $\beta = \theta - \gamma$

La mutuelle inductance entre les deux enroulements :

$$\begin{aligned}
 [M_{ss}] = & -2.M_s \cdot \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & \cos(\gamma + 2\pi/3) & \cos(\gamma - 2\pi/3) \\ \cos(\gamma - 2\pi/3) & \cos(\gamma) & \cos(\gamma + 2\pi/3) \\ \cos(\gamma + 2\pi/3) & \cos(\gamma - 2\pi/3) & \cos(\gamma) \end{pmatrix} \\
 & + L_{sfm} \cdot \begin{pmatrix} \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - \gamma - 2\pi/3) & \cos(2\theta - \gamma + 2\pi/3) \\ \cos(2\theta - \gamma - 2\pi/3) & \cos(2\theta - \gamma + 2\pi/3) & \cos(2\theta - \gamma) \\ \cos(2\theta - \gamma + 2\pi/3) & \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - \gamma - 2\pi/3) \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{I.6}$$

La matrice inductance mutuelle entre le premier enroulement statorique et le rotor est donné par :

$$[M_{sR}(\theta)] = \begin{pmatrix} M_{sf} \cdot \cos(\theta) & M_{sD} \cdot \cos(\theta) & -M_{sQ} \cdot \sin(\theta) \\ M_{sf} \cdot \cos(\theta - 2\pi/3) & M_{sD} \cdot \cos(\theta - 2\pi/3) & -M_{sQ} \cdot \sin(\theta - 2\pi/3) \\ M_{sf} \cdot \cos(\theta + 2\pi/3) & M_{sD} \cdot \cos(\theta + 2\pi/3) & -M_{sQ} \cdot \sin(\theta + 2\pi/3) \end{pmatrix} \tag{I.7}$$

La matrice inductance mutuelle entre le deuxième enroulement statorique et le rotor est donné par :

$$[M_{sR}(\beta)] = \begin{pmatrix} M_{sf} \cdot \cos(\beta) & M_{sD} \cdot \cos(\beta) & -M_{sQ} \cdot \sin(\beta) \\ M_{sf} \cdot \cos(\beta - 2\pi/3) & M_{sD} \cdot \cos(\beta - 2\pi/3) & -M_{sQ} \cdot \sin(\beta - 2\pi/3) \\ M_{sf} \cdot \cos(\beta + 2\pi/3) & M_{sD} \cdot \cos(\beta + 2\pi/3) & -M_{sQ} \cdot \sin(\beta + 2\pi/3) \end{pmatrix} \tag{I.8}$$

Avec $\beta = \theta - \gamma$

$$[L_R] = \begin{pmatrix} L_f & M_{fD} & 0 \\ M_{fD} & L_D & 0 \\ 0 & 0 & L_Q \end{pmatrix} \tag{I.9}$$

I-3 Modèle de la machine dans le référentiel de PARK :

Le modèle réel de la machine est considérablement compliqué du fait de la dépendance des éléments de la matrice $[L]$ à la position du rotor. Pour y remédier à cette complexité, on utilise une transformation orthogonale qui permet d'obtenir des équations plus simples par des changements de variables appropriées.

Nous utiliserons la transformation de Park, qui permet de transformer le modèle de la machine à enroulement statorique triphasé ($a_1, b_1, c_1, a_2, b_2, c_2$) en un modèle biphasé d'axes (d, q) ou les différentes variables électriques deviennent des grandeurs continues [4]. Cette transformation est schématisée par la figure (I.2)

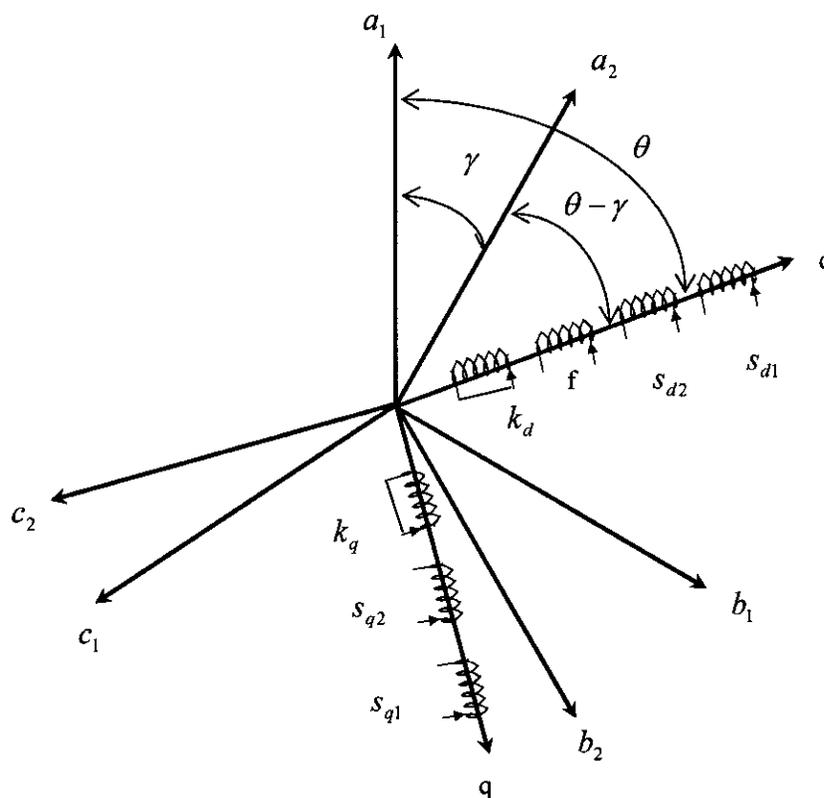


Figure I.2: Passage du triphasé au biphasé

$s_{d1}, s_{q1}, s_{d2}, s_{q2}$: représentent les enroulements statoriques d'axe d-q

- f : circuit d'excitation
- k_d, k_q : représentent les amortisseurs d'axe d-q

I-4 Transformation de Park :

Cette transformation est défini par la matrice $[A(\theta)]$ [4]:

$$[A(\theta)] = \begin{pmatrix} [A_1(\theta)] & 0 \\ 0 & [A_1(\theta - \gamma)] \end{pmatrix} \quad (I.10)$$

$$[A_1(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix} \quad (I.11)$$

$$[A_1(\theta - \gamma)] = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - \gamma - 2\pi/3) & \cos(\theta - \gamma - 4\pi/3) \\ \sin(\theta - \gamma) & \sin(\theta - \gamma - 2\pi/3) & \sin(\theta - \gamma - 4\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix} \quad (I.12)$$

avec γ l'angle de décalage entre les deux enroulements statoriques.

$$[A(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) & 0 & 0 & 0 \\ \sin \theta & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 4\pi/3) & 0 & 0 & 0 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cos(\theta - \gamma) & \cos(\theta - \gamma - 2\pi/3) & \cos(\theta - \gamma - 4\pi/3) \\ 0 & 0 & 0 & \sin(\theta - \gamma) & \sin(\theta - \gamma - 2\pi/3) & \sin(\theta - \gamma - 4\pi/3) \\ 0 & 0 & 0 & 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{pmatrix} \quad (I.13)$$

$[L_\Psi]$: est la matrice inductance après transformation de PARK.

$$[L_\Psi] = [A(\theta)^{-1}] \cdot [L] \cdot [A(\theta)]$$

Si on suppose que la composante homopolaire est nulle, elle devient sous la forme suivante [5] :

$$[L_{\Psi}] = \begin{pmatrix} L_d & 0 & M_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & L_q & 0 & M_q & 0 \\ M_d & 0 & L_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & M_q & 0 & L_q & 0 \\ M_{fd} & 0 & M_{fd} & 0 & L_f \end{pmatrix} \quad (I.14)$$

on écrit :

$$\begin{pmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1(\theta) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{a_1 b_1 c_1} \end{pmatrix} \quad (I.15)$$

$$\begin{pmatrix} V_{d2} \\ V_{q2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_1(\theta - \gamma) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{a_2 b_2 c_2} \end{pmatrix} \quad (I.16)$$

Les flux s'écrivent :

$$[\Phi] = [L_{\Psi}] \cdot [I]$$

$$\text{avec } [\phi] = [\phi_{d1} \phi_{q1} \phi_{d2} \phi_{q2} \phi_f \phi_{kd} \phi_{kq}]^t,$$

$$[I] = [i_{d1} i_{q1} i_{d2} i_{q2} i_f i_{kd} i_{kq}]^t$$

D'où:

$$\begin{aligned} \phi_{d1} &= L_d \cdot i_{d1} + M_d \cdot i_{d2} + M_{fd} \cdot i_f + M_{kd} \cdot i_{kd} \\ \phi_{d2} &= L_d \cdot i_{d2} + M_d \cdot i_{d1} + M_{fd} \cdot i_f + M_{kd} \cdot i_{kd} \\ \phi_{q1} &= L_q \cdot i_{q1} + M_q \cdot i_{q2} + M_{kq} \cdot i_{kq} \\ \phi_{q2} &= L_q \cdot i_{q2} + M_q \cdot i_{q1} + M_{kq} \cdot i_{kq} \\ \phi_f &= L_f \cdot i_f + M_{fd} \cdot (i_{d1} + i_{d2}) + M_{kdf} \cdot i_{kd} \\ \phi_{kd} &= L_{kd} \cdot i_{kd} + M_{kd} \cdot (i_{d1} + i_{d2}) + M_{kdf} \cdot i_f \\ \phi_{kq} &= L_{kd} \cdot i_{kq} + M_{kq} \cdot (i_{q1} + i_{q2}) \end{aligned} \quad (I.17)$$

Et le système d'équations statorique s'écrit :

$$\begin{pmatrix} V_{d1} \\ V_{d2} \\ V_{q1} \\ V_{q2} \end{pmatrix} = R_s \cdot \begin{pmatrix} i_{d1} \\ i_{d2} \\ i_{q1} \\ i_{q2} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{d}{dt} & 0 & +\omega_r & 0 \\ 0 & \frac{d}{dt} & 0 & +\omega_r \\ -\omega_r & 0 & \frac{d}{dt} & 0 \\ 0 & -\omega_r & 0 & \frac{d}{dt} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_{d1} \\ \Phi_{d2} \\ \Phi_{q1} \\ \Phi_{q2} \end{pmatrix} \quad (I.18)$$

Le circuit d'excitation et les amortisseurs ont pour équations :

$$V_f = R_f \cdot i_f + \frac{d}{dt} \Phi_f \quad (I.19)$$

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_{kd} & 0 \\ 0 & R_{kq} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{kd} \\ i_{kq} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Phi_{kd} \\ \Phi_{kq} \end{pmatrix} \quad (I.20)$$

Machine sans amortisseurs :

c'est à dire : $i_{kd} = i_{kq} = 0$ et les flux s'écrivent :

$$\begin{aligned} \Phi_{d1} &= L_d \cdot i_{d1} + M_d \cdot i_{d2} + M_{fd} \cdot i_f \\ \Phi_{d2} &= L_d \cdot i_{d2} + M_d \cdot i_{d1} + M_{fd} \cdot i_f \\ \Phi_{q1} &= L_q \cdot i_{q1} + M_q \cdot i_{q2} \\ \Phi_{q2} &= L_q \cdot i_{q2} + M_q \cdot i_{q1} \\ \Phi_f &= L_f \cdot i_f + M_{fd} \cdot (i_{d1} + i_{d2}) \end{aligned} \quad (I.21)$$

I-5 Détermination des équations électriques, magnétiques et mécanique dans le référentiel de Park :

*équations des courants :

On calcul les différents courants i_{d1} , i_{d2} , i_{q1} , i_{q2} , i_f en fonction des flux Φ_{d1} , Φ_{d2} , Φ_{q1} , Φ_{q2} , Φ_f

$$\Phi_{d1} + \Phi_{d2} - \frac{(L_d + M_d)}{M_{fd}} \cdot \Phi_f = \left[2.M_{fd} - \frac{(L_d + M_d)}{M_{fd}} \cdot L_f \right] i_f$$

$$i_f = \frac{\Phi_f - M_{fd} \cdot (i_{d1} + i_{d2})}{L_f}$$

On remplace par :

$$i_{d1} + i_{d2} = \frac{\Phi_f - L_f \cdot i_f}{M_{fd}}$$

dans la relation suivante :

$$\Phi_{d1} + \Phi_{d2} = (L_d) \cdot (i_{d1} + i_{d2}) + (M_d) \cdot (i_{d1} + i_{d2}) + 2 \cdot M_{fd} \cdot i_f$$

d'où :

$$\begin{aligned} \Phi_{d1} + \Phi_{d2} &= (L_d + M_d) \cdot \frac{\Phi_f - L_f \cdot i_f}{M_{fd}} + 2 \cdot M_{fd} \cdot i_f \\ &= \frac{(L_d + M_d)}{M_{fd}} \cdot \Phi_f - \frac{(L_d + M_d)}{M_{fd}} \cdot L_f \cdot i_f + 2 M_{fd} \cdot i_f \\ &= \frac{(L_d + M_d)}{M_{fd}} \cdot \Phi_f + \left[2.M_{fd} - \frac{(L_d + M_d)}{M_{fd}} \cdot L_f \right] \cdot i_f \end{aligned}$$

donc :

$$i_f = \left[\Phi_{d1} + \Phi_{d2} - \frac{(L_d + M_d)}{M_{fd}} \cdot \Phi_f \right] / \left[2.M_{fd} - \frac{(L_d + M_d)}{M_{fd}} \cdot L_f \right]$$

aussi :

$$\Phi_{d1} = L_d \cdot i_{d1} + M_d \cdot i_{d2} + M_{fd} \cdot i_f$$

$$\Phi_{d2} = L_d \cdot i_{d2} + M_d \cdot i_{d1} + M_{fd} \cdot i_f$$

donc :

$$\begin{aligned} L_d \cdot \Phi_{d1} - M_d \cdot \Phi_{d2} &= L_d^2 \cdot i_{d1} - M_d^2 \cdot i_{d1} + (L_d - M_d) \cdot M_{fd} \cdot i_f \\ &= (L_d^2 - M_d^2) \cdot i_{d1} + (L_d - M_d) \cdot M_{fd} \cdot i_f \\ &= (L_d - M_d) \cdot [(L_d + M_d) i_{d1} + M_{fd} i_f] \end{aligned}$$

$$\frac{L_d \cdot \Phi_{d1} - M_d \cdot \Phi_{d2}}{L_d - M_d} = (L_d + M_d) \cdot i_{d1} + M_{fd} \cdot i_f$$

on obtient ainsi :

$$i_{d1} = \frac{L_d \cdot \Phi_{d1} - M_d \cdot \Phi_{d2}}{L_d^2 - M_d^2} - \frac{M_{fd}}{L_d + M_d} \cdot i_f \quad (I.22)$$

$$i_{d2} = \frac{M_d \cdot \Phi_{d1} - L_d \cdot \Phi_{d2}}{M_d^2 - L_d^2} - \frac{M_{fd}}{L_d + M_d} \cdot i_f$$

on a :

$$\Phi_{q1} = L_q \cdot i_{q1} + M_q \cdot i_{q2}$$

$$\Phi_{q2} = L_q \cdot i_{q2} + M_q \cdot i_{q1}$$

d'où :

$$L_q \cdot \Phi_{q1} - M_q \cdot \Phi_{q2} = (L_q^2 - M_q^2) \cdot i_{q1}$$

Ainsi on obtient :

$$i_{q1} = \frac{L_q \cdot \Phi_{q1} - M_q \cdot \Phi_{q2}}{L_q^2 - M_q^2} \quad (I.23)$$

$$i_{q2} = \frac{L_q \cdot \Phi_{q2} - M_q \cdot \Phi_{q1}}{M_q^2 - L_q^2}$$

***Equation mécanique :**

$$C_{em} - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dt}$$

avec:

$$\Omega = w/p, \quad w = d\theta/dt, \quad C_f = f_r \cdot \Omega$$

D'où :

$$C_{em} - C_r - (f_r/p) \cdot w = (j/p) \cdot dw/dt$$

I-6 Couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique développé par le moteur [5] :

$$C_{em} = C_{em1} + C_{em2}$$

$$C_{em1} = P (\Phi_{d1} i_{q1} - \Phi_{q1} i_{d1})$$

$$C_{em2} = P (\Phi_{d2} i_{q2} - \Phi_{q2} i_{d2})$$

$$C_{em} = P (\Phi_{d1} i_{q1} - \Phi_{q1} i_{d1} + \Phi_{d2} i_{q2} - \Phi_{q2} i_{d2}) \quad (I.25)$$

I-7 Simulation et interprétation :

Nous procédons à la simulation du démarrage de la machine (SMDS) alimentée par un système de tensions sinusoïdales à fréquence variable (onduleur parfait). Le démarrage se fait à vide, il est précédé par l'application d'un couple résistant à l'instant $t=5s$. (figure I.3)

On constate l'importance des courants statoriques lors du démarrage à vide de la machine, ce courant peut causer une surchauffe qui peut amener la destruction de la machine pendant le régime transitoire, en cas de répétition excessive.

La machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage assez rapide, le couple électromagnétique se stabilise à une valeur de (5N.m) qui compense les pertes par frottements lors du démarrage à vide.

L'application d'une charge nominale ($C_r=10N.m$) à l'instant $t=5s$, provoque une augmentation du couple afin de compenser le couple de charge, par contre la vitesse chute jusqu'à atteindre 314(rad/s) qui représente la vitesse nominale de la machine.

De plus on remarque que les flux statoriques sont directement affectés, Ce qui nous permet d'affirmer qu'il y a un fort couplage entre le couple et la vitesse d'une part et avec le flux statorique d'autre part.

Le flux statorique atteint une valeur de 1 (Wb) et le courant d'excitation 1 (A) en régime permanent.

I-8 Conclusions :

Dans ce chapitre nous avons établi le modèle mathématique de la machine synchrone à double étoile.

L'utilisation d'un certain nombre d'hypothèses nous a permis de réduire la complexité du modèle de cette machine.

L'utilisation de la transformation de PARK nous a permis de réduire le système d'état électrique de la machine de sept équations à cinq équations et d'éliminer par-là même la complexité du modèle vis à vis de la variation des paramètres de la machine en fonction de la position.

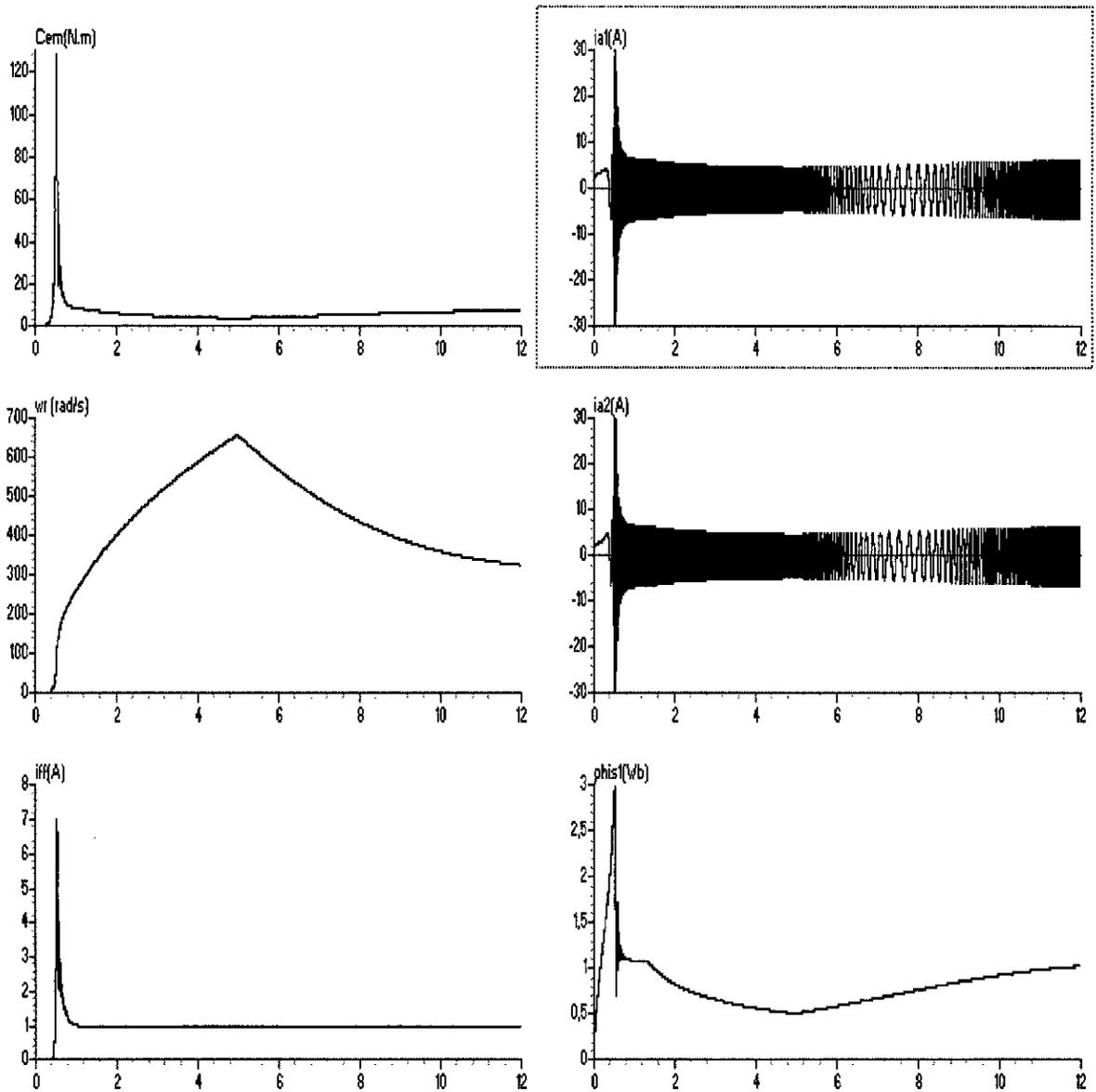


Figure I.3 :Résultats de la simulation de la conduite de la machine synchrone à double étoile (SMDS) avec un demarrage a vide et application d'une charge ($C_r=10\text{Nm}$) à $t=5\text{s}$ avec $\delta=0.122\text{rad}$

Chapitre II

**Alimentation de la
machine synchrone à double
étoile par onduleur à MLI à
deux niveaux**

Chapitre II :

Alimentation de la machine par onduleur à MLI**II.1 Introduction:**

En forte puissance, les machines synchrones associées à des convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'applications, c'est par exemple le cas de la motorisation à vitesse variable des systèmes embarqués[9].

Le réglage de la vitesse de la machine synchrone, se réalise 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[2].

L'onduleur de tension MLI triphasé permet l'échange d'énergie entre une source de tension continue et une charge inductive triphasée. Il est constitué de trois bras utilisant des interrupteurs à trois segments, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage.

Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors MOS ou bipolaire, des IGBT ou des GTO associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant; sur chaque bras, le rapport cyclique de la commande des interrupteurs est modulé sinusoïdalement à une fréquence f qui est très inférieure à la fréquence de commutation des interrupteurs f_c .

En fonctionnement normal, les composantes fondamentales des tensions V_1 V_2 V_3 forment un système triphasé équilibré, la commande en Modulation de Largeur d'Impulsion permet de générer en sortie de l'onduleur une tension. Les harmoniques de tension de rang inférieurs sont repoussés vers les fréquences élevées et les courants de sortie de l'onduleur sont quasi-sinusoïdaux.

L'onduleur de tension MLI permet d'obtenir des courants statoriques quasi sinusoïdaux et ceci quel que soit le déphasage tension-courant; un oscillateur délivrant un signal triangulaire alternatif fixe la fréquence de commutation des interrupteurs.

Le dispositif d'autopilotage doit générer, en tenant compte de la position du rotor, les trois consignes de courant par phase de la machine ; une telle commande ne peut être réalisée qu'en technique numérique [2].

II.2 Modélisation du convertisseur:

La machine synchrone autopilotée est un dispositif à vitesse variable, où la fréquence des tensions d'alimentation est délivrée par un convertisseur statique et asservi à la position du rotor.

Le stator de la machine est alimenté par deux onduleurs de tension à transistors dont la commande de la MLI est décalée d'un angle γ .

Les deux onduleurs sont alimentés par un même pont à diodes dont la tension de sortie est filtrée par un filtre passe-bas LC.

La structure générale de l'alimentation est donnée par la figure (II.1).

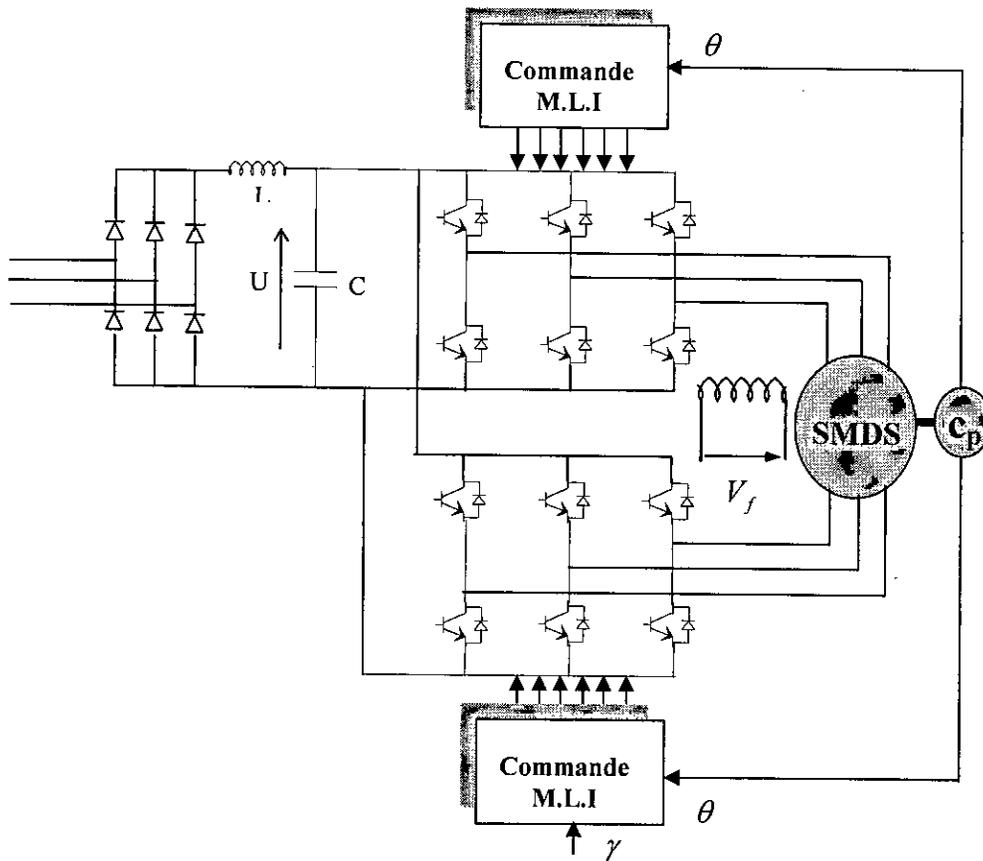


Figure II.1: Structure générale de l'alimentation d'une SMSD

II.3 Modélisation du redresseur:

Le redresseur est un pont de Graetz à six diodes (Figure II.2)

Les tensions de sortie U_d sont définies comme suit :

$$U_d = \max(V) - \min(V)$$

avec $V = [V_1 V_2 V_3]^T$

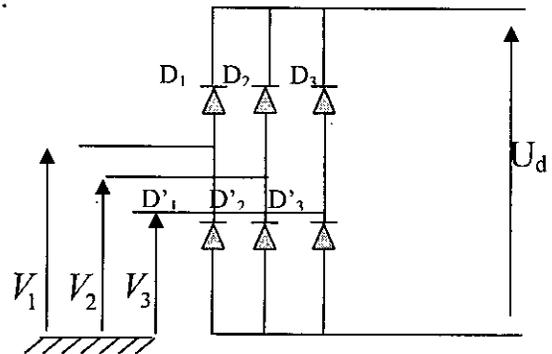


Figure II.2: Modélisation du redresseur

II.4. Modélisation du filtre:

On utilise un filtre constitué par une inductance L en série avec une résistance r et une capacité C (figure II.3).

- La capacité C permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension U sensiblement constante, et absorbe le courant négatif restitué par la charge.
- L'inductance L permet de réduire les ondulations du courant i_d .

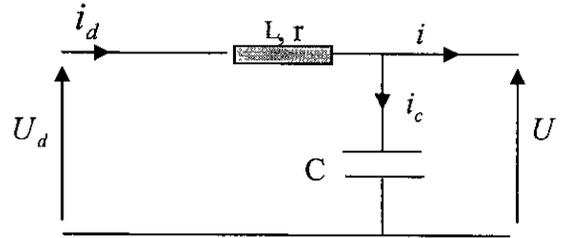


Figure II.3: Modélisation du filtre

Les équations du filtre sont données par:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L} (U - U_d) \\ \frac{dU}{dt} = \frac{1}{C} (i_d - i) \end{cases} \quad (II.1)$$

Pour dimensionner le filtre, les paramètres sont choisis tels que sa pulsation de résonance soit nettement supérieure à la pulsation d'utilisation, afin de minimiser l'influence des harmoniques d'ordre supérieure provoqués par l'onduleur [10].

$$\omega_f > \omega$$

d'où la condition au choix de L et C :

$$\omega \sqrt{LC} < 1$$

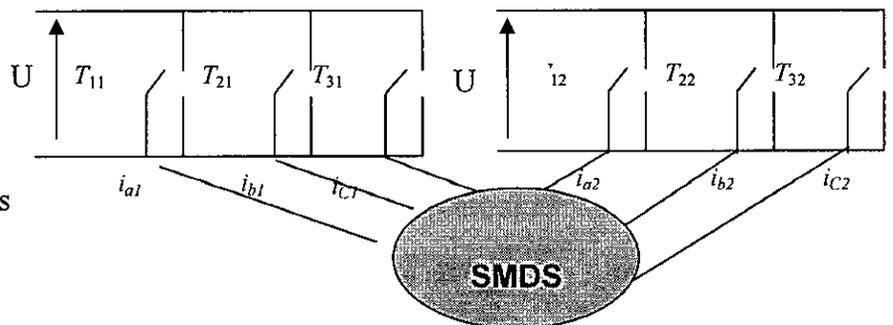
dans notre cas, nous avons choisi les paramètres de filtre comme suit:

$$\begin{cases} C = 250 \mu F \\ L = 0.01 H \end{cases}$$

II.5 Modélisation de l'onduleur:

Les deux onduleurs utilisés sont représentés à la figure (II.4), chaque onduleur est constitué de six transistors (T_i, T_i' $i=1,3$) avec six diodes de récupération. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs parfaits.

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique de connexion F_i .



On définit les fonctions logiques de connexion par ($i_1 = 1,2,3; i_2 = 1,2,3$) qui sont présentés dans l'annexe 2.

Figure II.4: Représentation des interrupteurs

II.6 Commande de l'onduleur par les techniques de MLI:

Les progrès technologique récents dans le domaine des dispositifs à semi-conducteurs comme les transistors de puissance et GTO on ouvert un large domaine d'application des techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI) dans le contrôle de la tension de sortie des convertisseurs statiques. L'emploi de cette technique est particulièrement intéressant dans le cas d'onduleurs triphasés associés à des machines à courant alternatif, rendant possible le contrôle en amplitude et en fréquence des tension de sortie de l'onduleur. Pour réaliser cet objectif, le convertisseur le plus utilisé est l'onduleur à deux niveaux[12,23,24]

Pour notre étude, nous appliquons deux stratégies de commande:

- * La stratégie de commande par hystérésis (stratégie delta),
- * La stratégie de commande triangulo - sinusoïdale.

II.6.1. La stratégie de commande par hystérésis:

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 réglé en courant au moyen d'un régulateur linéaire classique (P,PI) ou à hystérésis.

Dans cette partie, nous présentons la commande par hystérésis d'un onduleur triphasé à deux niveaux. Le principe général de cette technique 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.

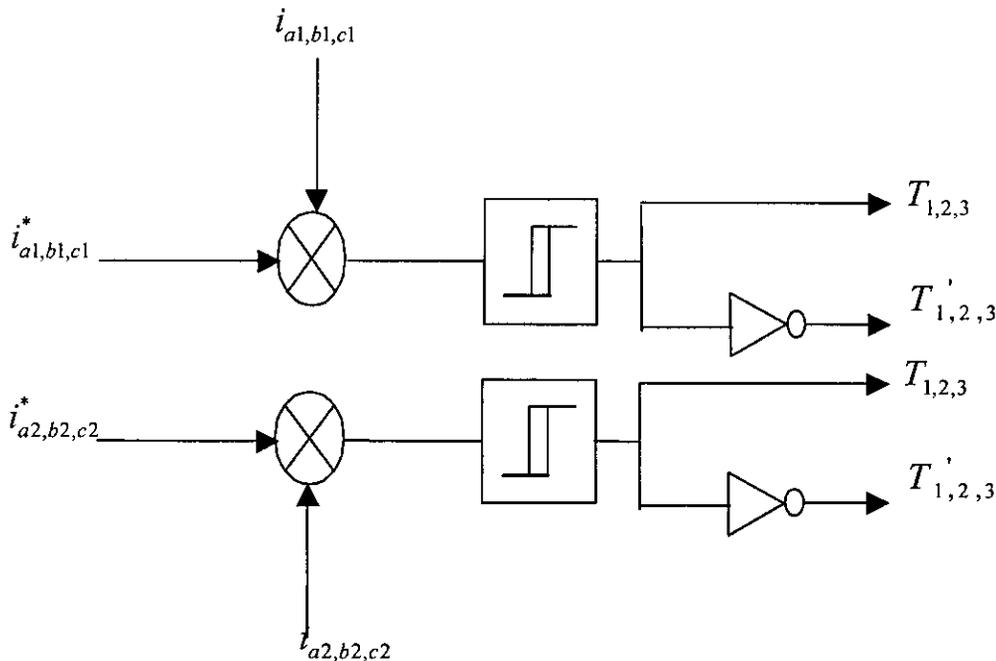


Figure II.5: Principe du réglage par hystérésis

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

$$\begin{cases} F_i(k+1) = -1 & \text{si } i_i > i_i^* + \Delta h \\ F_i(k+1) = +1 & \text{si } i_i < i_i^* - \Delta h \\ F_i(k+1) = F_i(k) & \text{si } i_i^* + \Delta h > i_i > i_i^* - \Delta h \end{cases} \quad i = a_1, b_1, c_1$$

$$\begin{cases} G_i(k+1) = -1 & \text{si } i_i > i_i^* + \Delta h \\ G_i(k+1) = +1 & \text{si } i_i < i_i^* - \Delta h \\ G_i(k+1) = F_i(k) & \text{si } i_i^* + \Delta h > i_i > i_i^* - \Delta h \end{cases} \quad i = a_2, b_2, c_2$$

où Δh représente la bande d'hystérésis.

La figure (II.6) donne l'allure du courant i_{a1} pour Δh fixé à 0.5A

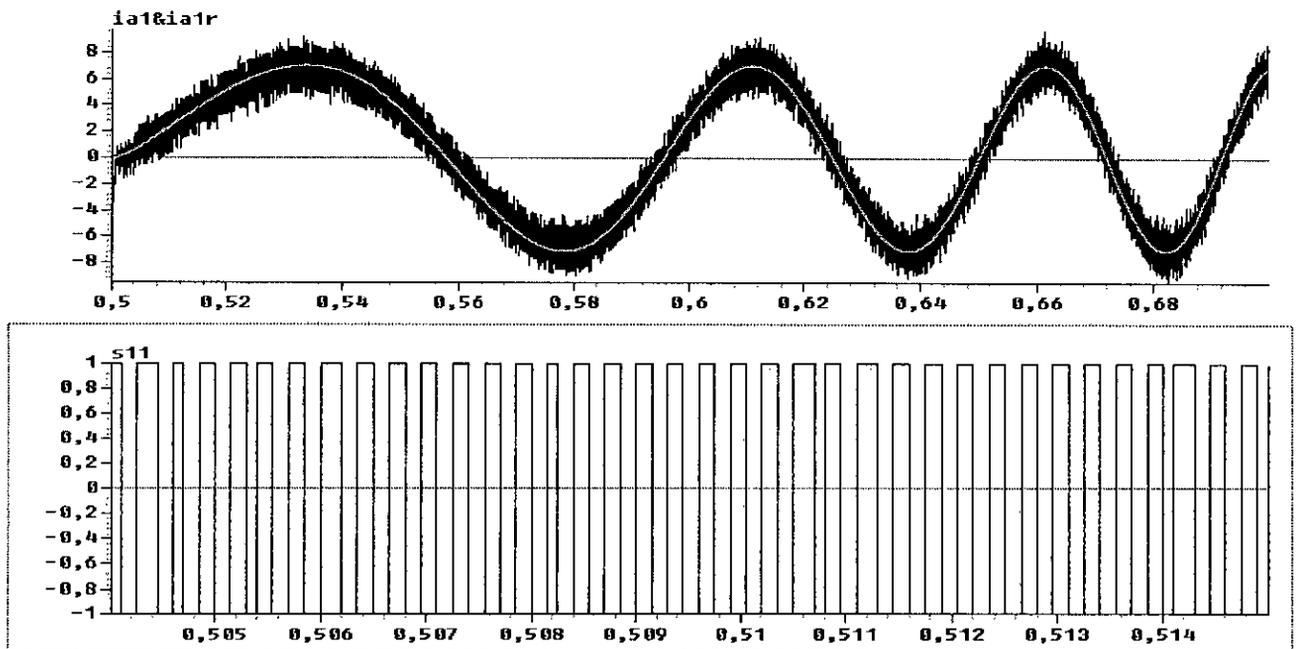


Figure II.6 : Stratégie de commande par hystérésis (le courant i_{a1} et les courants de référence avec $h=0.05A$ et $f=2.5Hz$)

II.6.1.a Association onduleur à hystérésis SMDS:

La figure (II.7) représente l'association onduleur à hystérésis-machine où les courants de référence (i_{a1}^* , i_{b1}^* , i_{c1}^*) et (i_{a2}^* , i_{b2}^* , i_{c2}^*) sont obtenus des courants de référence (i_{d1}^* , i_{q1}^*) et (i_{d2}^* , i_{q2}^*) par application de la transformation de PARK.

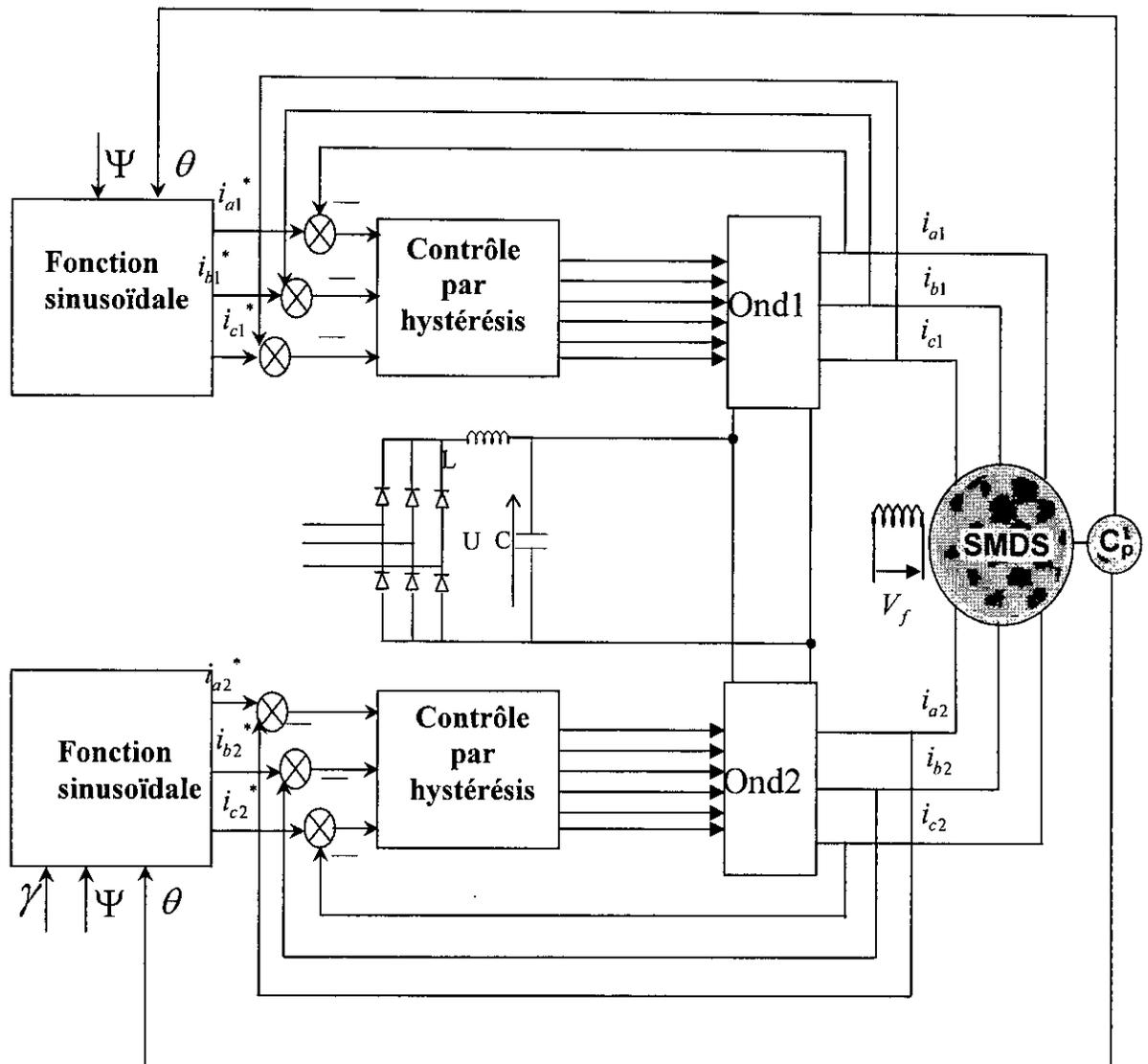


Figure II.7: Association des deux onduleurs de tension MLI à hystérésis-SMDS

Les courants de référence sont donnés par :

$$\begin{cases} i_{a1} = I_{sn1} \sqrt{2} \cos \theta_e \\ i_{b1} = I_{sn1} \sqrt{2} \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{c1} = I_{sn1} \sqrt{2} \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \\ i_{a2} = I_{sn2} \sqrt{2} \cos(\theta_e - \gamma) \\ i_{b2} = I_{sn2} \sqrt{2} \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3} - \gamma) \\ i_{c2} = I_{sn2} \sqrt{2} \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3} - \gamma) \end{cases}$$

où, $\theta_e = \omega t + \frac{\pi}{2} - \psi$

ψ : angle de calage (voir figure II.8).

γ : le déphasage entre les deux alimentations ($\gamma = 30^\circ$).

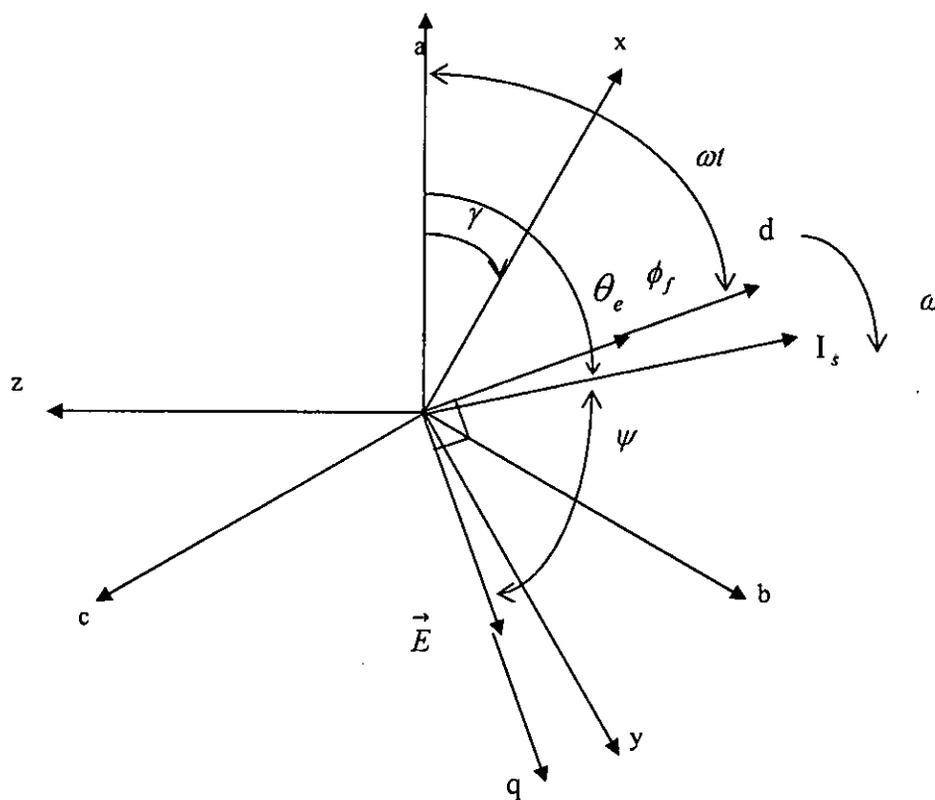


Figure II.8: Représentation vectorielle des courants et f.e.m

II.6.1.b Simulation et interprétation:

La figure (II.9) représente une simulation du comportement dynamique de la machine synchrone à double étoile alimenté par deux onduleurs de tensions régulée en courant et commandée par modulation de largeur d'impulsion à hystérésis lors d'un démarrage à vide puis l'application d'un couple ($C_r = 10 \text{ N.m}$) à l'instant $t=3\text{s}$. La largeur de la bande à hystérésis est choisie égale à (0.5A).

Le couple électromagnétique atteint une valeur de crête d'environ (65N.m) au démarrage ceci pour vaincre l'inertie du moteur, ensuite il se stabilise à une valeur de (10N.m) compensant le couple de charge nominale appliquée à $t=3\text{s}$ après une période de 7s et cela est dû aux faibles courants statoriques imposés par la régulation à hystérésis et par conséquent un démarrage assez lent.

On remarque que la vitesse chute à la valeur de (314 rad/s) qui est la vitesse nominale de la machine en régime permanent.

Le courant de la phase varie dans une fourchette de (0.5 A) de forme sinusoïdale, par conséquent le couple est très ondulé.

II.6.1.c Conclusion:

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

La stratégie de contrôle par hystérésis est une technique simple à mettre en oeuvre et elle peut effectuer un contrôle précis de la fréquence de tension alimentant la machine.

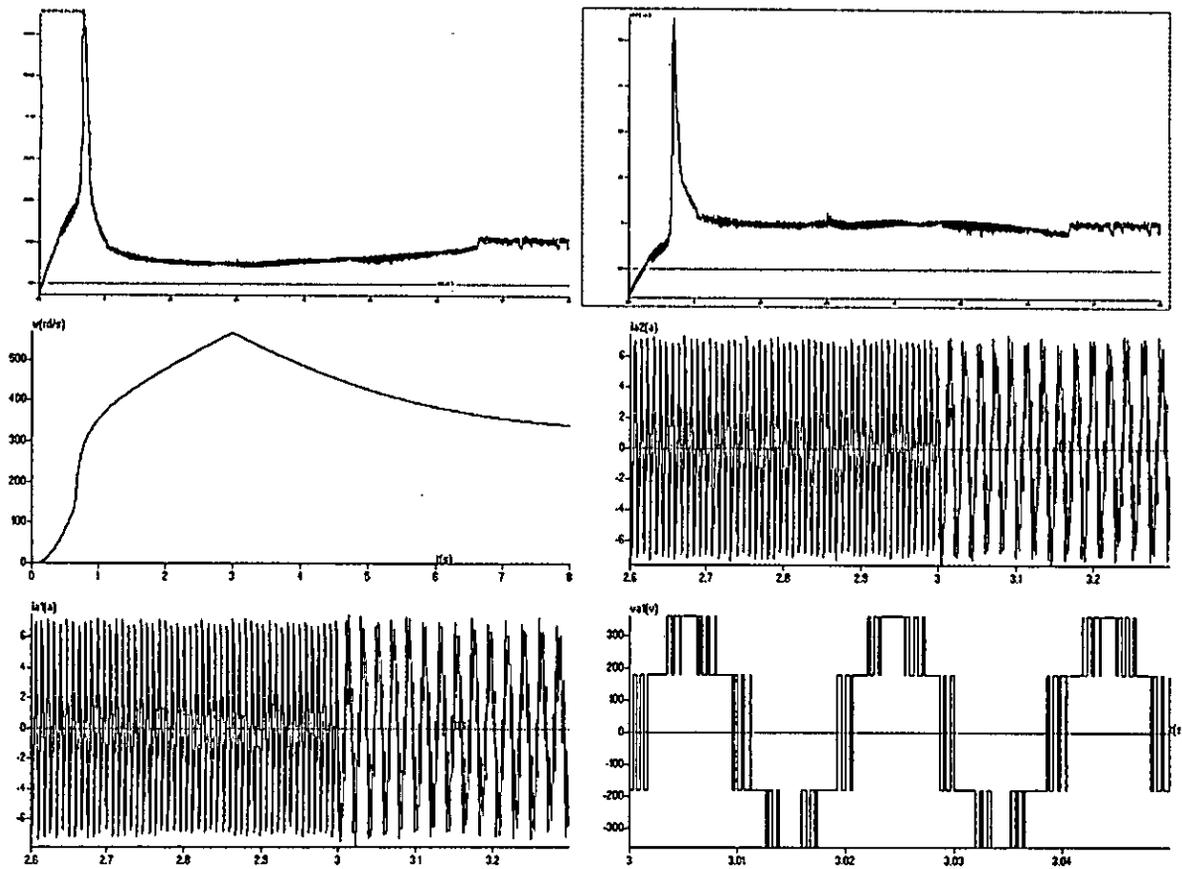


Figure II.9 : Comportement de l'ensemble deux onduleurs de tension MLI à deux niveaux à hystérésis (MSDS) avec application de la charge ($c_r=10N.m$) à l'instant $t=3s$ pour $i_{sn}=5A$ et $\psi = 0.98$

II.6.2 Stratégie de contrôle par MLI triangulo-sinusoidale:

Dans certaines applications comme la robotique, l'alimentation en tension est préférable. Les grandeurs de sortie des commandes, dans ce cas, sont des tensions désirées à l'alimentation de la machine.

Dans cette partie, nous appliquons la technique MLI de type triangulo-sinusoidale, cette technique consiste à générer les six tensions de sortie par comparaisons des tensions de référence, correspondant aux tensions de sortie de fréquence f , à un signal triangulaire appelé porteuse de fréquence f_p élevée par rapport à la fréquence f . Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres à savoir l'indice de modulation m et le taux de modulation r [2].

On définit l'indice de modulation m comme étant le rapport de la fréquence f_p à la fréquence f de la tension de référence. Le taux de modulation r est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse.

$$U_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p}(4n+1) & \text{si } t \in \left[nT_p, \frac{n+1}{2}T_p \right] \\ -\frac{4t}{T_p}(4n+3) & \text{si } t \in \left[\frac{n+1}{2}T_p, (n+1)T_p \right] \end{cases} \quad (II.5)$$

où T_p représente la période du signal de la porteuse U_p .

La figure (II.10), représente l'allure des signaux de porteuse et de référence pour les deux alimentations ainsi que les fonctions logiques S_{a1} et S_{a2} pour $m=21, r=0.9$.

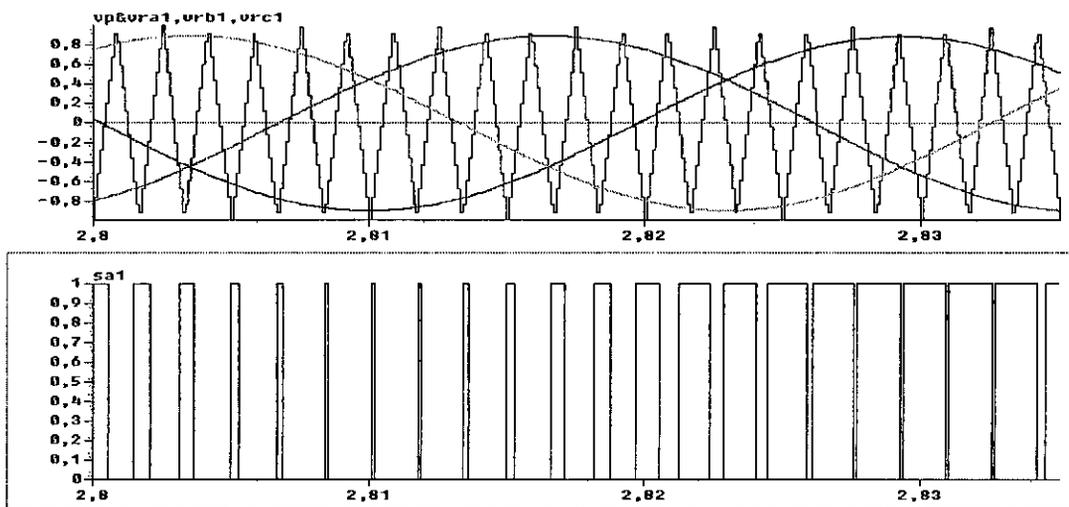


Figure II.10 :Principe de la technique triangulo-sinusoidale (U_p et les tensions de références V_{ar1} V_{br1} V_{cr1})

II.6.2.a. Association onduleur de tension –SMDS:

La figure (II.11) représente l'association onduleur de tension –SMDS où les tensions de référence sinusoïdales V_{a1}^* , V_{b1}^* , V_{c1}^* , V_{a2}^* , V_{b2}^* , V_{c2}^* sont comparées au signal de la porteuse U_p , afin de déduire les instants de commutation des interrupteurs.

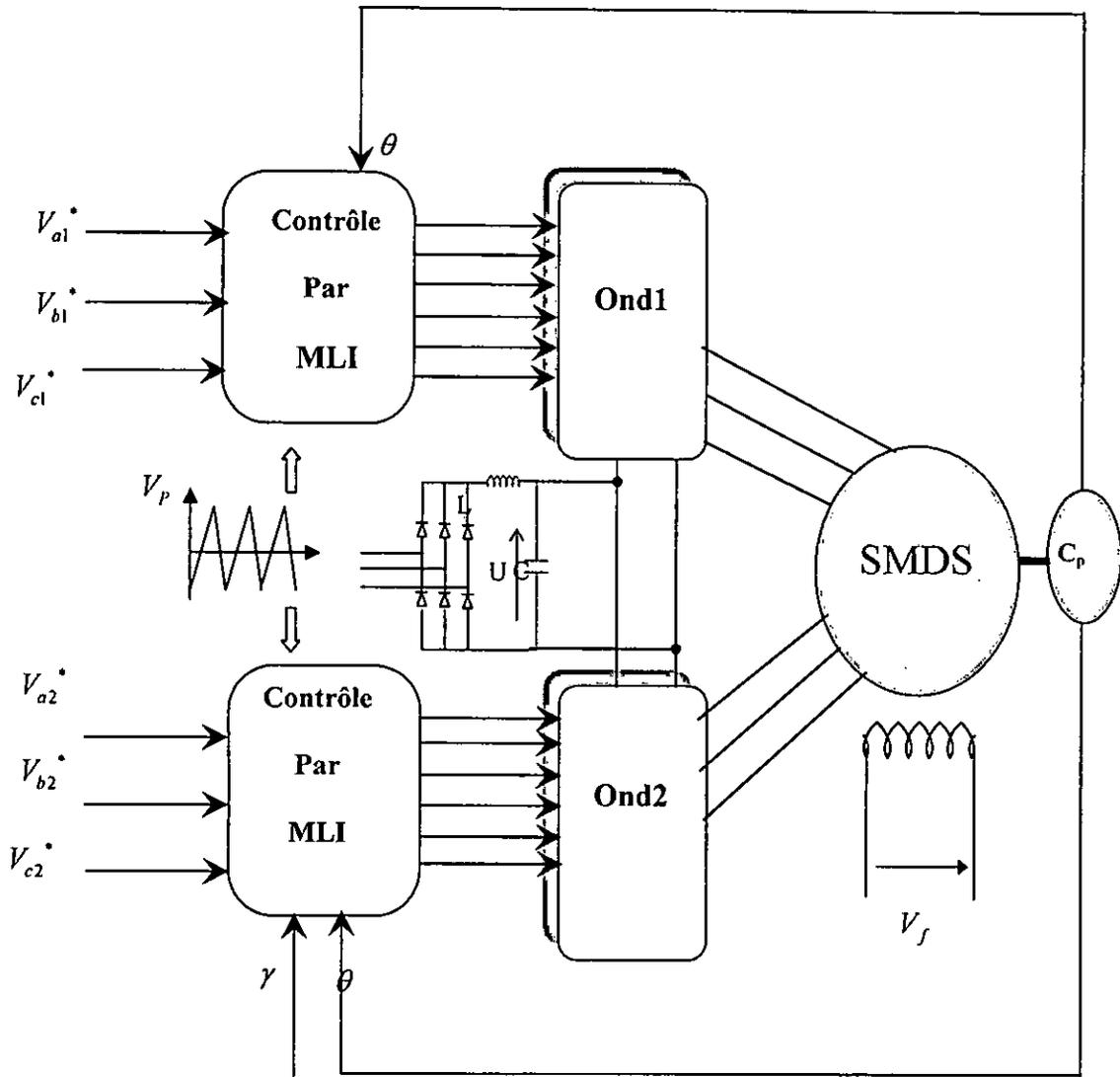


Figure II.11: Association des deux onduleurs de tension à MLI triangulo-sinusoïdale–SMDS

II.6.2.b Simulation et interprétation :

La figure (II.12) représente la simulation du comportement dynamique de la machine synchrone à double étoile alimenté par deux onduleurs de tensions commandée par la technique triangulo-sinusoidal, lors d'un démarrage à vide puis l'application d'une charge de $C_r = 10\text{N.m}$ à l'instant $t=2\text{s}$.

Le couple électromagnétique varie d'une façon brusque au démarrage de la machine dépassant les (110 N.m), pour ensuite se stabiliser en régime permanent à une valeur de (10 N.m) compensant le couple de charge nominale appliquée à $t=2\text{s}$ après une période de 3.8 s, par conséquent un démarrage rapide.

II.6.2.c Conclusion:

Après établissement d'un modèle mathématique de la machine synchrone à double étoile, nous avons développé le principe de la commande MLI triangulo-sinusoidal des deux onduleurs de tension.

Cette méthode a révélé qu'elle peut effectuer un contrôle précis de la fréquence de tension alimentant la machine. Ainsi elle présente des avantages en régime transitoire.

III.7 Conclusion:

La stratégie de contrôle par hystérésis est une technique simple à mettre en oeuvre. Cependant son choix est lié au taux d'ondulation admis sur le couple et le pouvoir de coupure des interrupteurs.

Nous remarquons que le couple est très fort au démarrage pour la technique triangulo-sinusoidal ce qui conduit à un démarrage relativement rapide par rapport à celui de la technique de contrôle par hystérésis, cet avantage est la caractéristique de l'alimentation en tension.

On note aussi que le courant de phase est moins ondulé, ceci est justifié par la fréquence élevée de hachage de MLI (18KHz) ce qui diminue les ondulations du couple.

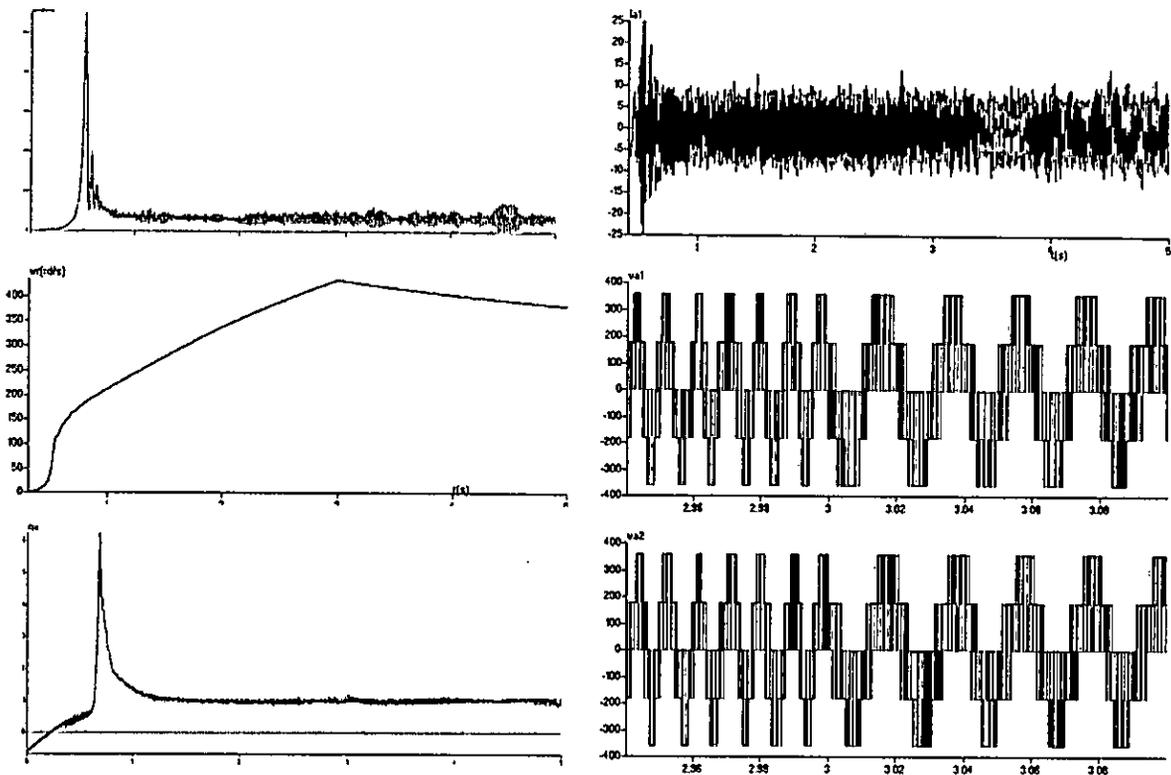


Figure II.12 : Comportement de l'ensemble deux onduleurs de tension à deux niveaux à MLI triangulo-sinusoidale-MSDS avec application de la charge ($c_r=10N.m$) à l'instant $t=2s$.

Chapitre III

**Alimentation de la
machine synchrone à double
étoile par onduleur à MLI à
trois niveaux**

Alimentation de la machine par onduleur à MLI à trois niveaux

Introduction :

Au cours des chapitres précédents, on a élaboré un modèle mathématique de la machine synchrone à double étoile en vue d'une alimentation par convertisseurs statistiques.

Afin d'améliorer les performances des onduleurs de tension et arriver à générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, plusieurs stratégies de modulation de largeurs d'impulsions ont été développées .

En faible et moyenne puissance, l'alimentation de cette machine est assurée généralement par un onduleur à deux niveaux. Cependant, pour les fortes puissances, l'alimentation de la machine nécessite souvent l'implication du convertisseur à trois niveaux[12,16].

L'accès à des niveaux de tension supplémentaire n'est possible que par la mise en série de convertisseurs classiques à deux niveaux, le convertisseur à trois niveaux présente alors, une architecture assez complexe.

Le présent chapitre fera l'objet d'une étude générale de la structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux. Dans une première partie, nous allons présenter le principe de fonctionnement et le modèle de connaissance et de commande de cet onduleur. Dans une seconde partie nous allons étudier deux stratégies destinées à commander ce type d'onduleurs.

III.1 Modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC :

III.1.1 Structure générale des onduleurs à trois niveaux :

L'onduleur de tension à trois niveaux est une nouvelle structure de conversion utilisée pour alimenter, en tension et en vitesse variable, des moteurs à courant alternatif de forte puissance.

Plusieurs structures de l'onduleur à trois niveaux sont possibles. Dans le cadre de notre travail, nous allons présenter une structure de l'onduleur à trois niveaux de type NPC représentée sur la figure III.1.a Cette structure de conversion existe dans l'industrie. Elle peut être pilotée en pleine onde et en Modulation de largeur d'impulsion(MLI)[12,13].

Elle se compose de douze interrupteurs bicommandables et bidirectionnels en courant (transistors, GTO...) et de six interrupteurs unidirectionnels en courant reliés au point milieu des deux sources permettant ainsi l'accès aux potentiels $E/2$ et 0 .

Cette structure, destinée pour des applications de forte puissance et/ou haute tension, utilise deux tensions d'entrée U_{c1} , U_{c2} . Elle consiste à créer un point milieu sur l'étage de tension continue de valeur E ($U_{c1}+U_{c2}=E$), permettant de générer des créneaux d'amplitudes : $-E/2$, 0 , $+E/2$ dont la combinaison permet d'avoir un fondamental plus proche de la sinusoïde

qu'avec la structure classique d'onduleur à deux niveaux. Pour une même tension d'entrée E , les interrupteur d'un onduleur à trois niveaux supportent la moitié de la tension supportée par ceux d'un onduleur à deux niveaux[16].

Pour différentes stratégies de commande, les tensions délivrées par ce type d'onduleur présentent un taux d'harmoniques plus faible à celui qui correspond aux tensions délivrées par une structure d'onduleurs à deux niveaux[12].

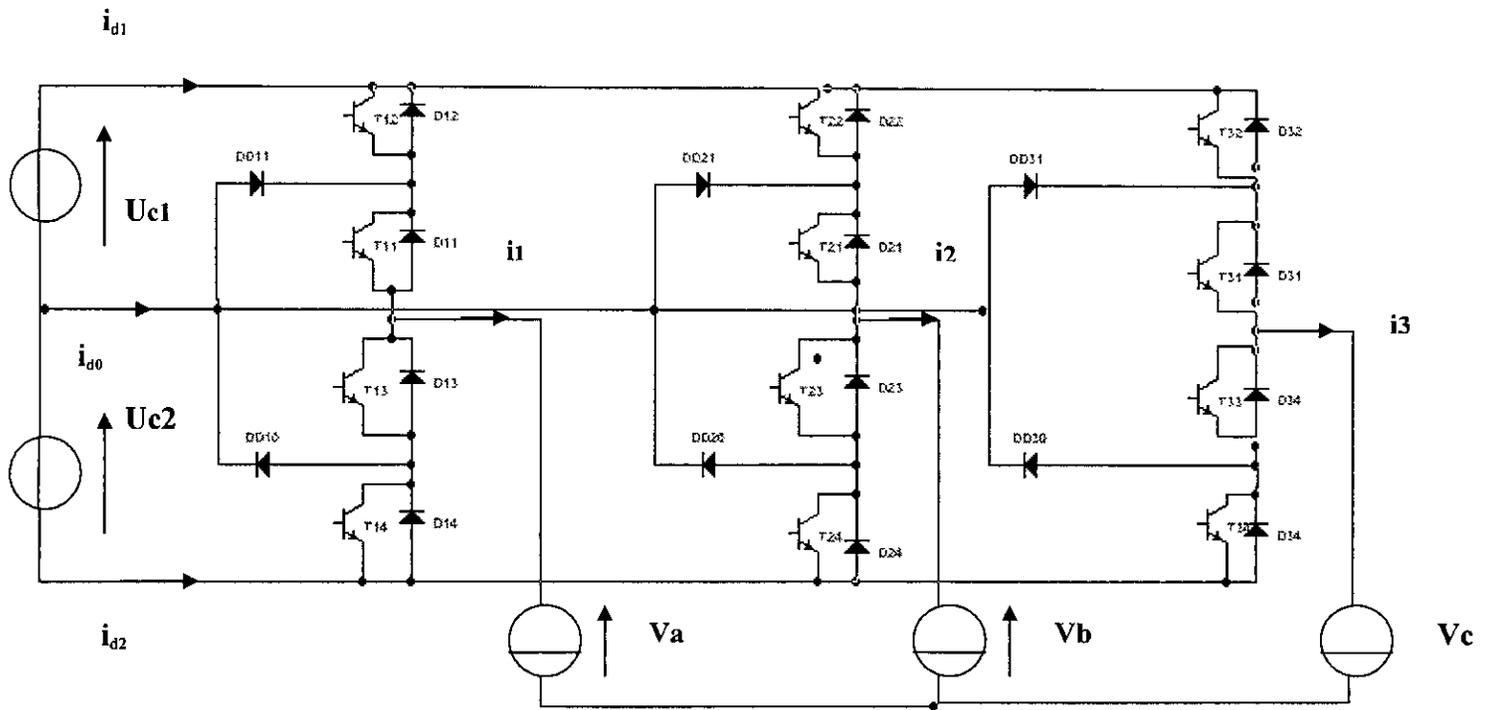


Figure III.1.a : Onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

III.1.2 Modélisation du convertisseur :

Par leur principe, les machines synchrones ne peuvent fonctionner à vitesse variable que si elles sont alimentées à fréquence variable celle ci est délivrée par un convertisseur statique et asservi à la position du rotor.

Le stator de la machine est alimenté par deux onduleurs de tension à transistors à trois niveaux dont la commande à MLI est décalée d'un angle δ .

Les deux onduleurs à trois niveaux sont alimentés par un même pont à diodes dont la tension de sortie est filtrée par un filtre passe-bas LC. La modélisation du filtre et du pont à diode est la même que celle utilisée pour l'alimentation des onduleurs a deux niveaux vue précédemment.(ChapitreII :II.3,II.4)

La structure générale de l'alimentation est donnée par la figure III.1.b

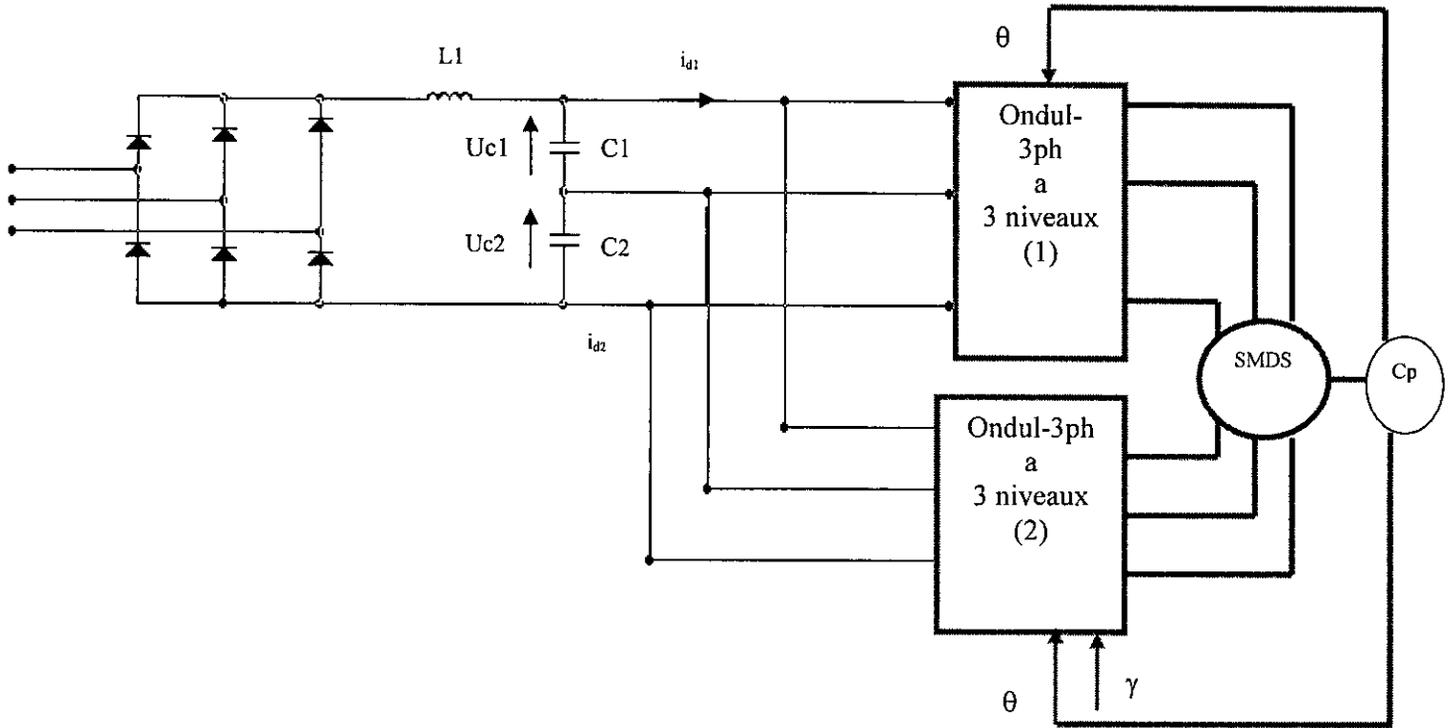


Figure III-1-b- : Structure générale de l'alimentation d'une SMDS avec deux onduleurs à 3 niveaux

III.1.3.a Fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

Afin de définir les différentes configurations de l'onduleur triphasé à trois niveaux, nous considérons les hypothèses suivantes [12]:

- Vue la symétrie de l'onduleur triphasé à trois niveaux, la modélisation de ce dernier se fait par bras (Figure III.2).
- Afin de réduire le nombre de place d'un bras K_i , on représente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel supposé idéal (Figure III.3).

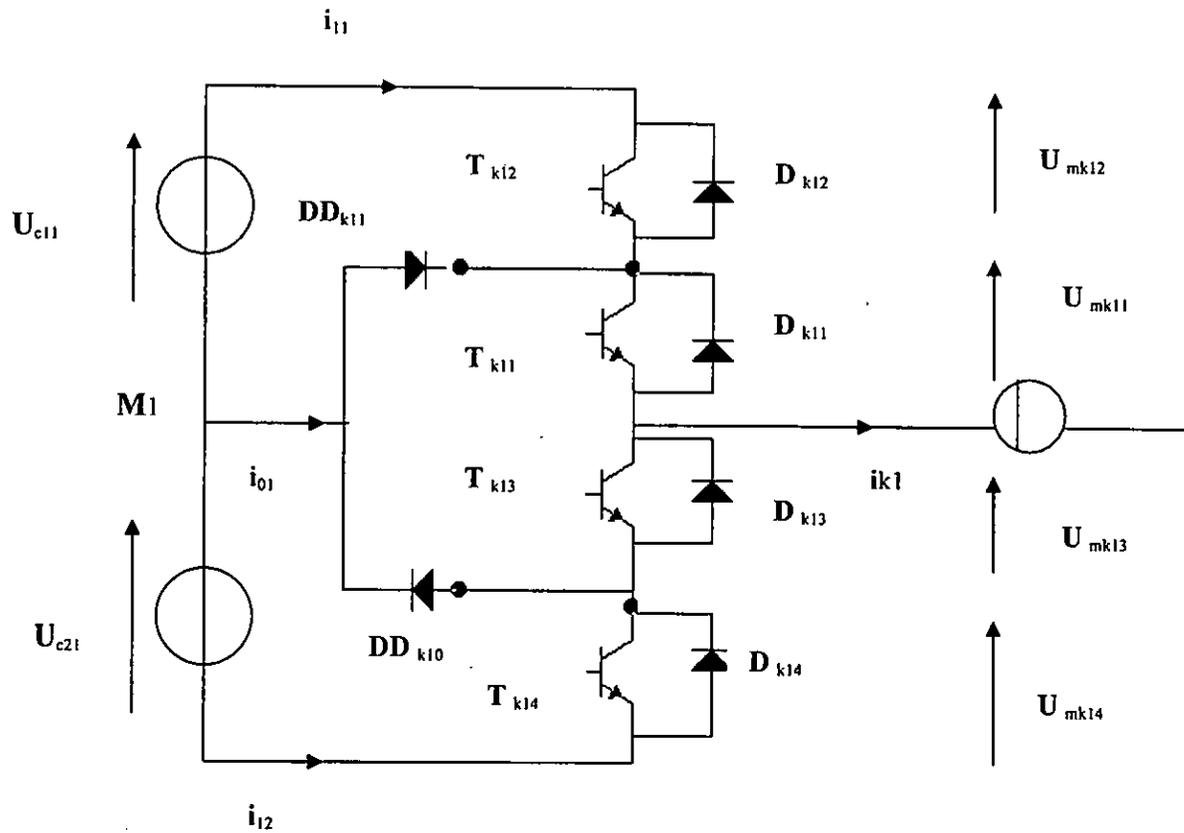


Figure III-2: Structure d'un Bras de l'onduleur à trois niveaux .

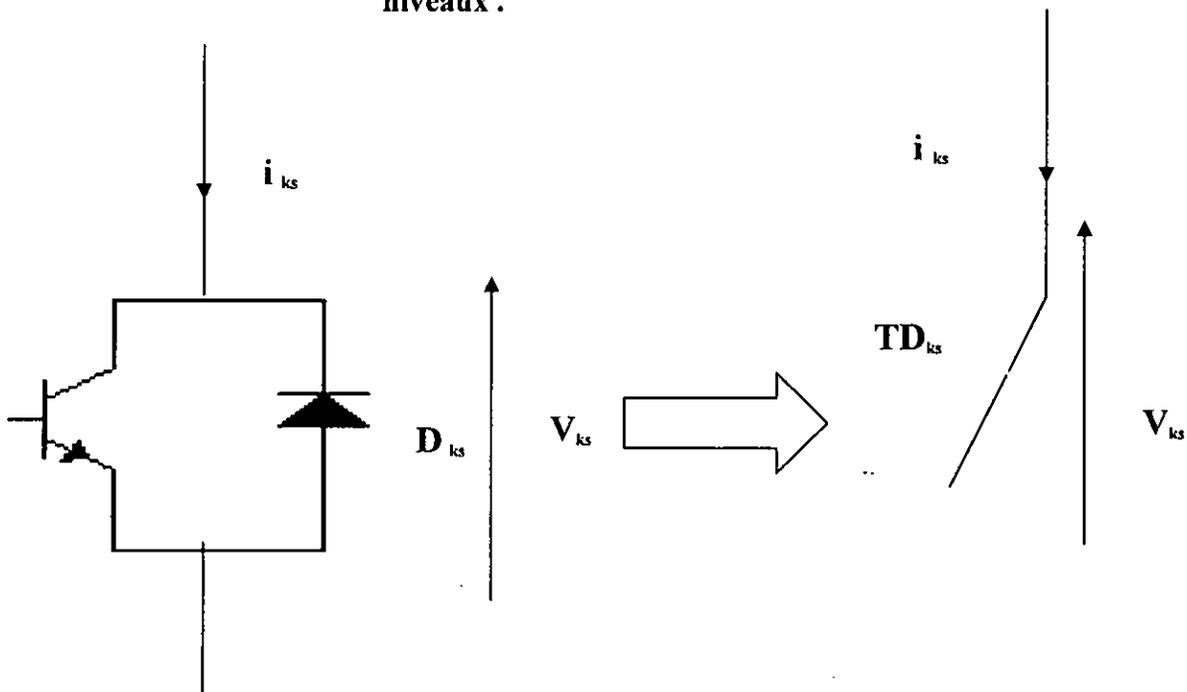


Figure III.3 : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor- diode

III.1.3.b Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux :

La topologie d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux montre qu'il existe cinq configurations possibles qui se trouve dans l'annexe (3)

III.2 Modèle de commande des onduleurs triphasés à trois niveaux :

III.2.1 Commandabilité des onduleurs à trois niveaux :

La commandabilité implique que les transitions entre les configurations ne dépendent plus des commandes internes (grandeurs électriques), mais uniquement des commandes des transistors (commande externe)[16].

Afin d'avoir un fonctionnement totalement commandable de l'onduleur, on doit choisir la commande complémentaire qui permet d'obtenir les trois niveaux de tensions désirés (-E/2, 0, +E /2) pour une forme plus proche d'une sinusoïde.

III.2.2 Fonction de connexion :

Trois commandes complémentaires peuvent être appliquées sur un bras de l'onduleur, l'interrupteur T_{ki1} du bras k , par exemple, peut être commandé d'une façon complémentaire avec chacun des trois autres interrupteurs du même bras. L'étude des trois cas de commande possible (annexe 3.II) montre que le cas définissant la commande permettant d'utiliser au mieux l'onduleur à trois niveaux est le dernier donné dans le tableau (III-1).

| B_{ki1} | B_{ki2} | B_{ki3} | B_{ki4} | Tension de sortie du bras K_i par rapport à M_i |
|-----------|-----------|-----------|-----------|---|
| 0 | 0 | 1 | 1 | $-U_{ci2}$ |
| 0 | 1 | 0 | 1 | Pas connu |
| 1 | 0 | 1 | 0 | $V_{kim}=0$ |
| 1 | 1 | 0 | 0 | $+U_{ci1}$ |

Tableau III.1 : Table d'excitation caractérisant la commande complémentaire utilisée

III.2.3 Fonction de conversion :

La structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux est représentée à la figure (III.1.a), la commande complémentaire pour les deux onduleurs s'exprime comme suit[12] :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{ki1} = 1 - \overline{F_{ki4}} \\ F_{ki2} = 1 - \overline{F_{ki3}} \end{array} \right. \quad K=1,2,3 \text{ et } i=1,2 \quad (III.1)$$

En utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs, le calcul des potentiels des nœuds a_1, b_1 et c_1 (ainsi que celle de a_2, b_2 et c_2) des deux onduleurs triphasés, par rapport au point milieu M_1 (ainsi que M_2) de la source de tension continue est présenté à l'annexe (3)

Les matrices de conversion simple et composée respectivement $\begin{bmatrix} Ni(t) \end{bmatrix}$ et $\begin{bmatrix} Mi(t) \end{bmatrix}$ des deux onduleurs s'expriment comme suit[12] :

$$\begin{bmatrix} V_{ai} \\ V_{bi} \\ V_{ci} \\ i_{d1i} \\ i_{d2i} \\ i_{d0i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ni(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{c1i} \\ U_{c2i} \\ U_{c3i} \\ i_{ai} \\ i_{bi} \\ i_{ci} \end{bmatrix} \quad (III.2)$$

On a l' equation (III.3):

$$\begin{bmatrix} Ni(t) \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} (2 F^b_{11i} - F^b_{21i} - F^b_{31i})/3 & -(2 F^b_{10i} - F^b_{20i} - F^b_{30i})/3 & 0 & 0 & 0 \\ (2 F^b_{21i} - F^b_{11i} - F^b_{31i})/3 & -(2 F^b_{20i} - F^b_{10i} - F^b_{30i})/3 & 0 & 0 & 0 \\ (2 F^b_{31i} - F^b_{11i} - F^b_{21i})/3 & -(2 F^b_{30i} - F^b_{10i} - F^b_{20i})/3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F^b_{11i} & F^b_{21i} & F^b_{31i} \\ 0 & 0 & F^b_{10i} & F^b_{20i} & F^b_{30i} \\ 0 & 0 & F1 & F2 & F3 \end{pmatrix}$$

telle que:

$$\begin{cases} F1 = 1 - F^b_{11i} - F^b_{10i} \\ F2 = 1 - F^b_{21i} - F^b_{20i} \\ F3 = 1 - F^b_{31i} - F^b_{30i} \end{cases}$$

Et:

$$\begin{bmatrix} U_{abi} \\ U_{bci} \\ U_{cai} \\ i_{d1i} \\ i_{d2i} \\ i_{d0i} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Mi(t) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{c1i} \\ U_{c2i} \\ i_{ai} \\ i_{bi} \\ i_{ci} \end{bmatrix} \quad (III.4)$$

Avec:

$$\left[Mi(t) \right] = \begin{pmatrix} (F^b_{11i} - F^b_{21i}) & -(F^b_{10i} - F^b_{20i}) & 0 & 0 & 0 \\ (F^b_{21i} - F^b_{31i}) & -(F^b_{20i} - F^b_{30i}) & 0 & 0 & 0 \\ (F^b_{31i} - F^b_{11i}) & -(F^b_{30i} - F^b_{10i}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F^b_{11i} & F^b_{21i} & F^b_{31i} \\ 0 & 0 & F^b_{10i} & F^b_{20i} & F^b_{30i} \\ 0 & 0 & F_1 & F_2 & F_3 \end{pmatrix} \quad (III.5)$$

La figure (III.4) présente le modèle globale de l'un des deux onduleur triphasée à trois niveaux en mode commandable associé à une charge triphasée et à une source de tension continue à point milieu . A partir de cette figure on distingue[12] :

- La partie de commande qui est représenté par les équations qui définissent le fonctionnement de l'onduleur triphasé en mode commandable .Cette partie génère la matrice de conversion.
- La partie opératoire est constituée d'un bloc continu représentant la charge et un bloc discontinu qui représente la fonction de l'onduleur.

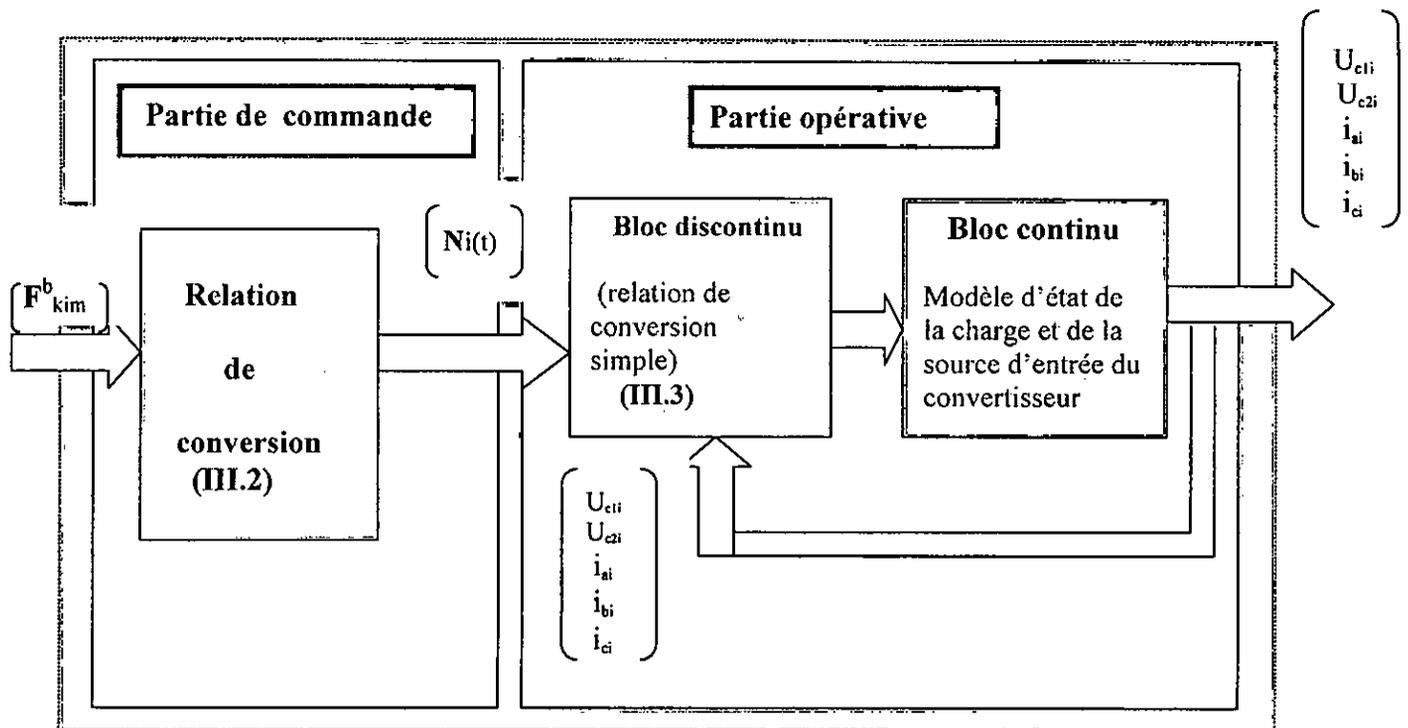


Figure (III.4) : Mode de connaissance de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

III.2.4 Fonction génératrice de conversion :[16,12]

Afin d'homogénéiser le modèle de connaissance globale des onduleurs à trois niveaux à structure NPC en rendant le bloc discontinu continu, on utilise les fonctions génératrices définis précédemment. Les relations (III.2) et (III.4) deviennent :

$$\begin{pmatrix} V_{ai} \\ V_{bi} \\ V_{ci} \\ i_{d1i} \\ i_{d2i} \\ i_{d0i} \end{pmatrix} = \left[Ngi(t) \right] \begin{pmatrix} U_{c1i} \\ U_{c2i} \\ i_{ai} \\ i_{bi} \\ i_{ci} \end{pmatrix} \quad (III.6)$$

On a l' equation (III.7)

$$\left[Ngi(t) \right] = \begin{pmatrix} (2 F^b_{11gi} - F^b_{21gi} - F^b_{31gi})/3 & -(2 F^b_{10gi} - F^b_{20gi} - F^b_{30gi})/3 & 0 & 0 & 0 \\ (2 F^b_{21gi} - F^b_{11gi} - F^b_{31gi})/3 & -(2 F^b_{20gi} - F^b_{10gi} - F^b_{30gi})/3 & 0 & 0 & 0 \\ (2 F^b_{31gi} - F^b_{11gi} - F^b_{21gi})/3 & -(2 F^b_{30gi} - F^b_{10gi} - F^b_{20gi})/3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F^b_{11gi} & F^b_{21gi} & F^b_{31gi} \\ 0 & 0 & F^b_{10gi} & F^b_{20gi} & F^b_{30gi} \\ 0 & 0 & F1g & F2g & F3g \end{pmatrix}$$

telle que:

$$\begin{aligned} F1g &= 1 - F^b_{11gi} - F^b_{10gi} \\ F2g &= 1 - F^b_{21gi} - F^b_{20gi} \\ F3g &= 1 - F^b_{31gi} - F^b_{30gi} \end{aligned}$$

Et:

$$\begin{pmatrix} U_{abi} \\ U_{bci} \\ U_{cai} \\ i_{d1i} \\ i_{d2i} \\ i_{d0i} \end{pmatrix} = \left[Mig(t) \right] \begin{pmatrix} U_{c1i} \\ U_{c2i} \\ i_{ai} \\ i_{bi} \\ i_{ci} \end{pmatrix} \quad (III.8)$$

Avec:

$$\begin{pmatrix} M_{ig}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} (F^b_{11gi} - F^b_{21gi}) & -(F^b_{10gi} - F^b_{20gi}) & 0 & 0 & 0 \\ (F^b_{21gi} - F^b_{31gi}) & -(F^b_{20gi} - F^b_{30gi}) & 0 & 0 & 0 \\ (F^b_{31gi} - F^b_{11gi}) & -(F^b_{30gi} - F^b_{10gi}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F^b_{11gi} & F^b_{21gi} & F^b_{31gi} \\ 0 & 0 & F^b_{10gi} & F^b_{20gi} & F^b_{30gi} \\ 0 & 0 & F1g & F2g & F3g \end{pmatrix} \quad (III.9)$$

Donc nous obtenons le modèle de commande de l'onduleur ou ces grandeurs sont continues comme le montre la figure (III.5).

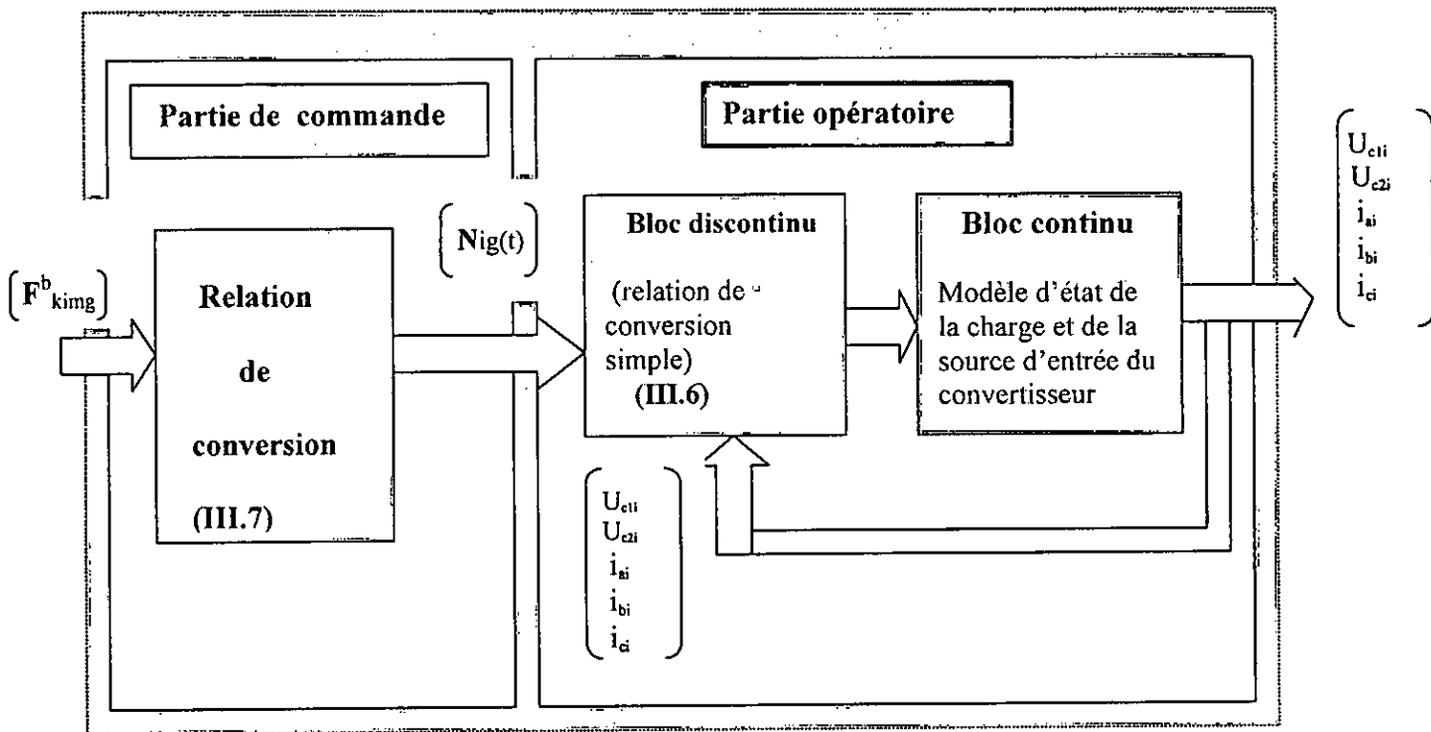


Figure (III.5) : Modèle de commande de l'onduleur à trois niveaux au sens des valeurs moyennes.

Comme la charge couplée en étoile possède un neutre isolé, on a par suite :

$$\begin{aligned} i_{ai} + i_{bi} + i_{ci} &= 0 \\ V_{ai} + V_{bi} + V_{ci} &= 0 \\ i_{d1i} &= -i_{d1i} - i_{d2i} \end{aligned} \quad (III.10)$$

D'où le système (III.5) se réduit à:

$$\begin{pmatrix} V_{ai} \\ V_{bi} \\ i_{d1i} \\ i_{d2i} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} N_{gi}(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_c \\ i_{ai} \\ i_{bi} \end{pmatrix} \quad (III.11)$$

Ou :

$$\begin{pmatrix} N_{gi}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{2(F^b_{11gi} - F^b_{10gi}) - (F^b_{21ig} - F^b_{20gi}) - (F^b_{31gi} - F^b_{30gi})}{3} & 0 & 0 \\ \frac{2(F^b_{21gi} - F^b_{20gi}) - (F^b_{11ig} - F^b_{10gi}) - (F^b_{31gi} - F^b_{30gi})}{3} & 0 & 0 \\ 0 & (F^b_{11gi} - F^b_{31gi}) & (F^b_{11gi} - F^b_{31gi}) \\ 0 & (F^b_{10gi} - F^b_{30gi}) & (F^b_{20gi} - F^b_{30gi}) \end{pmatrix}$$

Ainsi les relations (III.8) et (III.9) deviennent:

$$\begin{pmatrix} U_{abi} \\ U_{bci} \\ i_{d1i} \\ i_{d2i} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Mig(t) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} U_c \\ i_{ai} \\ i_{bi} \end{pmatrix} \quad (III.13)$$

Avec:

$$\left[M_{ig}(t) \right] = \begin{pmatrix} (F^b_{11gi} - F^b_{21gi}) & -(F^b_{10gi} - F^b_{20gi}) & 0 & 0 & 0 \\ (F^b_{21gi} - F^b_{31gi}) & -(F^b_{20gi} - F^b_{30gi}) & 0 & 0 & 0 \\ (F^b_{31gi} - F^b_{11gi}) & -(F^b_{30gi} - F^b_{10gi}) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F^b_{11gi} & F^b_{21gi} & F^b_{31gi} \\ 0 & 0 & F^b_{10gi} & F^b_{20gi} & F^b_{30gi} \\ 0 & 0 & F1g & F2g & F3g \end{pmatrix} \quad (III.14)$$

III-2-5 Conclusion :

Lors de ce chapitre, nous avons développé l'une des structures des convertisseurs multiniveaux. Il s'agit de l'onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC. Nous nous sommes intéressés au modèle de connaissance de cet onduleur. Pour cela, nous avons défini les différentes configurations d'un bras de cette onduleur, et nous avons remarqué que le modèle de l'onduleur à deux niveaux représente un cas particulier de celui de l'onduleur à trois niveaux.

En vue de la commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux, nous avons défini sa commande complémentaire pour un fonctionnement complètement commandable. Cette commande est unique [12,22].

En utilisant les fonctions de connexion des demi-bras de l'onduleur à trois niveaux, nous avons montré que ce type d'onduleur n'est que la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux alimentés respectivement par U_{c1i} et U_{c2i} .

III-3- Stratégies de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux :

Introduction

Comme l'onduleur à trois niveaux est la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux, les techniques classiques de modulation sinusoïdale, développées à l'origine en deux niveaux, sont étendues à l'onduleurs à trois niveaux ces techniques ont été développées par plusieurs auteurs [22,16,12].

Notre travail consiste à contrôler deux onduleurs MLI à trois niveaux entraînant une machine synchrone auto pilotée à double étoile.

Dans ce chapitre, nous développerons deux stratégies de commande MLI de l'onduleur à trois niveaux nous présenterons, pour chaque stratégie, les caractéristiques de réglage, et nous étudierons le comportement de la machine alimentée par ce type d'onduleur.

Dans ce chapitre, nous considérons les hypothèses suivantes/

- les deux onduleurs triphasé de tension sont en mode commandable (alimentation... triphasée), la commande complémentaire utilisée est celle définit précédemment.
- L' autopilotage est assuré
- On posera $U_{c1i}=U_{c2i} = U_c = E/2$

Les deux type de stratégie de commande qui seront présentées dans cette partie du chapitre sont :

- *La commande par hystérésis en courant.
- *La triangulo - sinusoïdale à deux porteuses.

III-3-1- Stratégie de commande par hystérésis :

III-3-1-1 Principe de la stratégie :

Nous avons vu dans le chapitre précédant (Chapitre II) que Le principe général de cette stratégie de commande est de comparer les courants de référence i_{ref} au courants réels. La commande des interrupteurs du convertisseur sera déduite, alors, de l'écart entre ces deux courants.

Ce type de commande permet d'imposer un courant de référence i_{ref} au stator de la machine synchrone à double étoile avec deux degré de liberté : l'amplitude et la fréquence[5].

Pour l'onduleur à trois niveaux, le bloc d'hystérésis est un régulateur à hystériques à trois position[16].

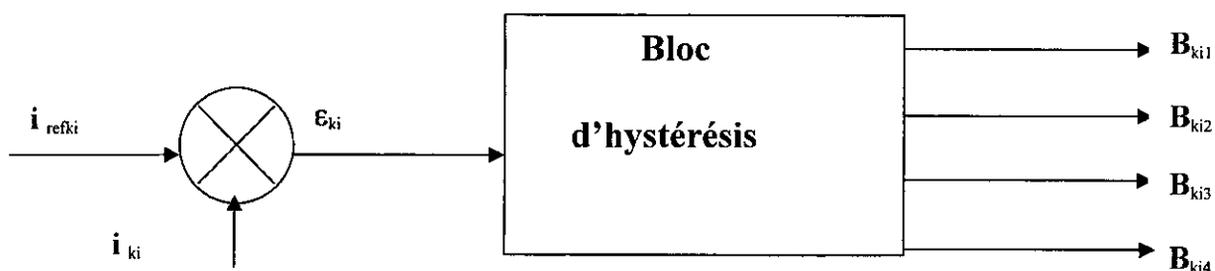


Figure III.10: Principe de la stratégie de commande par hystérésis en courant de onduleurs à trois niveaux

Pour assurer l'autopilotage de la machine, les courants de références sont calculés en fonction de la position du rotor θ et du décalage Ψ_{ref} du vecteur courant par rapport à la f.em ils s'expriment :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{a1} = I_{sn1} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\theta_e) \\ i_{b1} = I_{sn1} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\ i_{c1} = I_{sn1} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\theta_e + 2\pi/3) \\ i_{a2} = I_{sn2} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\theta_e - \gamma) \\ i_{b2} = I_{sn2} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\theta_e - 2\pi/3 - \gamma) \\ i_{c2} = I_{sn2} \cdot \sqrt{2} \cdot \cos(\theta_e + 2\pi/3 - \gamma) \end{array} \right.$$

ou $\theta_e = \omega t + \pi/2 - \psi$

ψ : angle de calage.

γ : le déphasage entre les alimentations ($\gamma = 30^\circ$).

III-3-1-2 Algorithme de commande :

Un algorithme de commande de la stratégie d'hystérésis pour les onduleurs à trois niveaux se résume pour un bras K_i par le système suivant

$$\left\{ \begin{array}{l} [(\varepsilon_{ki} \geq h) \text{ et } (\varepsilon_{ki} \leq 2h) \text{ or } (\varepsilon_{ki} \leq -h) \text{ et } (\varepsilon_{ki} \geq -2h)] \Rightarrow (B_{ki1}, B_{ki2}) = (1, 0) \\ (\varepsilon_{ki} \geq 2h) \Rightarrow (B_{ki1}, B_{ki2}) = (0, 0) \\ (\varepsilon_{ki} \leq -2h) \Rightarrow (B_{ki1}, B_{ki2}) = (1, 1) \end{array} \right.$$

Avec : $\varepsilon_{ki} = i_{ki} - i_{refki}$ et $(B_{ki1}, B_{ki2}) = (\overline{B_{ki4}}, \overline{B_{ki3}})$

Dans cette algorithme, nous définissons pour chaque bras K_i , deux bandes d'hystérésis :

- Une première bande délimitée par $i_{refki} \pm h$.
- Une deuxième bande délimitée par $i_{refki} \pm 2h$.

III-3-1-3 Application sur une charge R,L :

Comme première application de l'onduleur commandé par la stratégie à hystérésis et afin de mieux apercevoir l'influence des bandes d'hystérésis (h), on alimente une charge R,L .

La figure .III.8 représente les courants de références et réels pour deux valeurs de (h), lorsque l'onduleur alimente une charge RL .

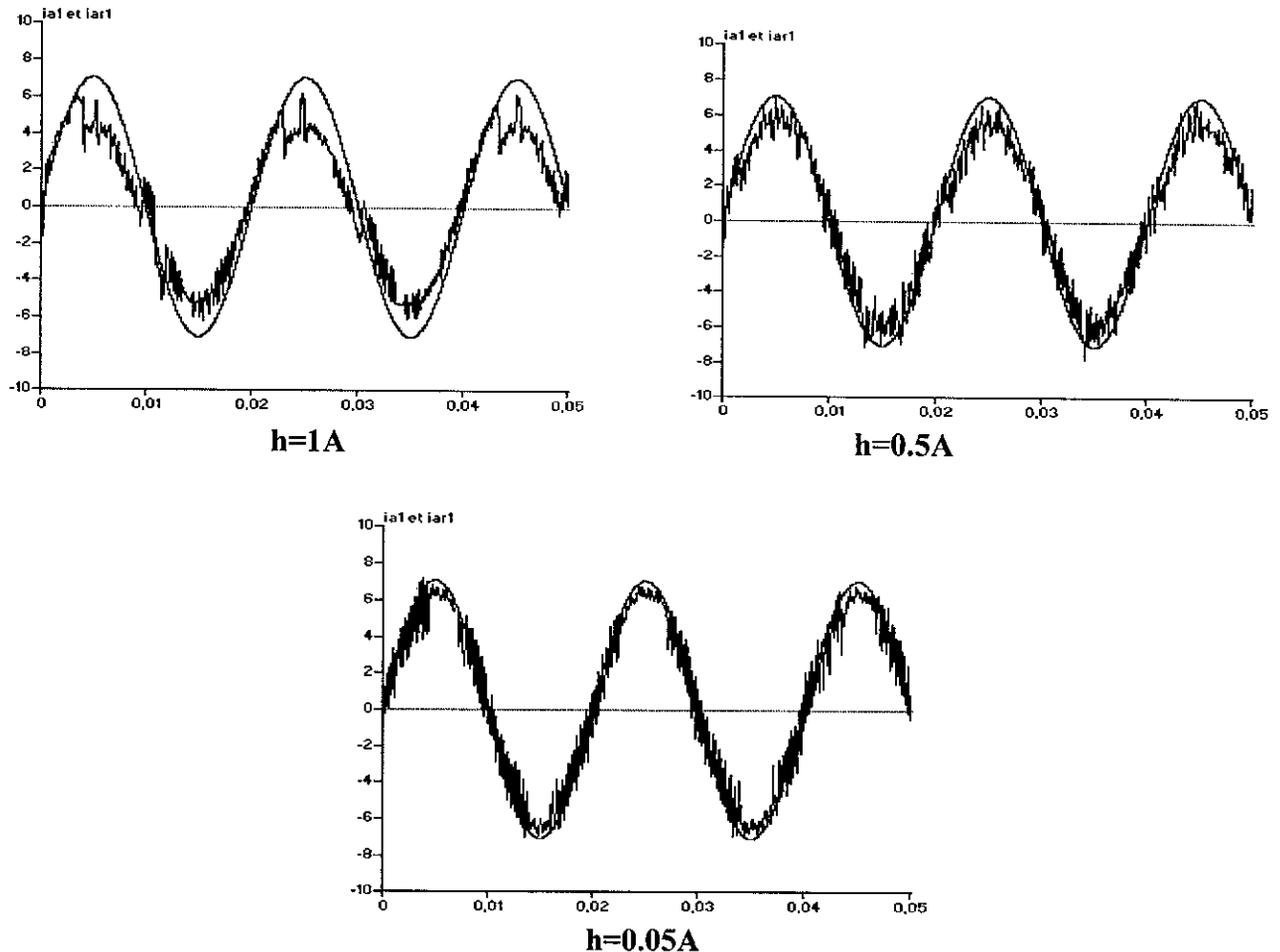


Figure III.8: Courant réel et de référence de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par hystérésis en courant pour $h= 1A$ et $h=0.05A$

On remarque que la valeur délimitant la bande d'hystérésis (h) joue un rôle important dans la manière avec laquelle le courant réel (de la charge) suit sa référence. En effet on constate que plus h est faible plus le courant suit mieux sa référence, mais la fréquence de commutation augmente, donc les pertes par commutation des interrupteurs deviennent plus importantes ; ce qui limite la valeur minimale de h .

III-1-4 Association onduleur trois niveaux-SMDS :

Le schéma fonctionnel de la machine (SMDS) alimenté par un onduleur 3 niveaux commandé par la stratégie à hystérésis est représenté par la figure III-11

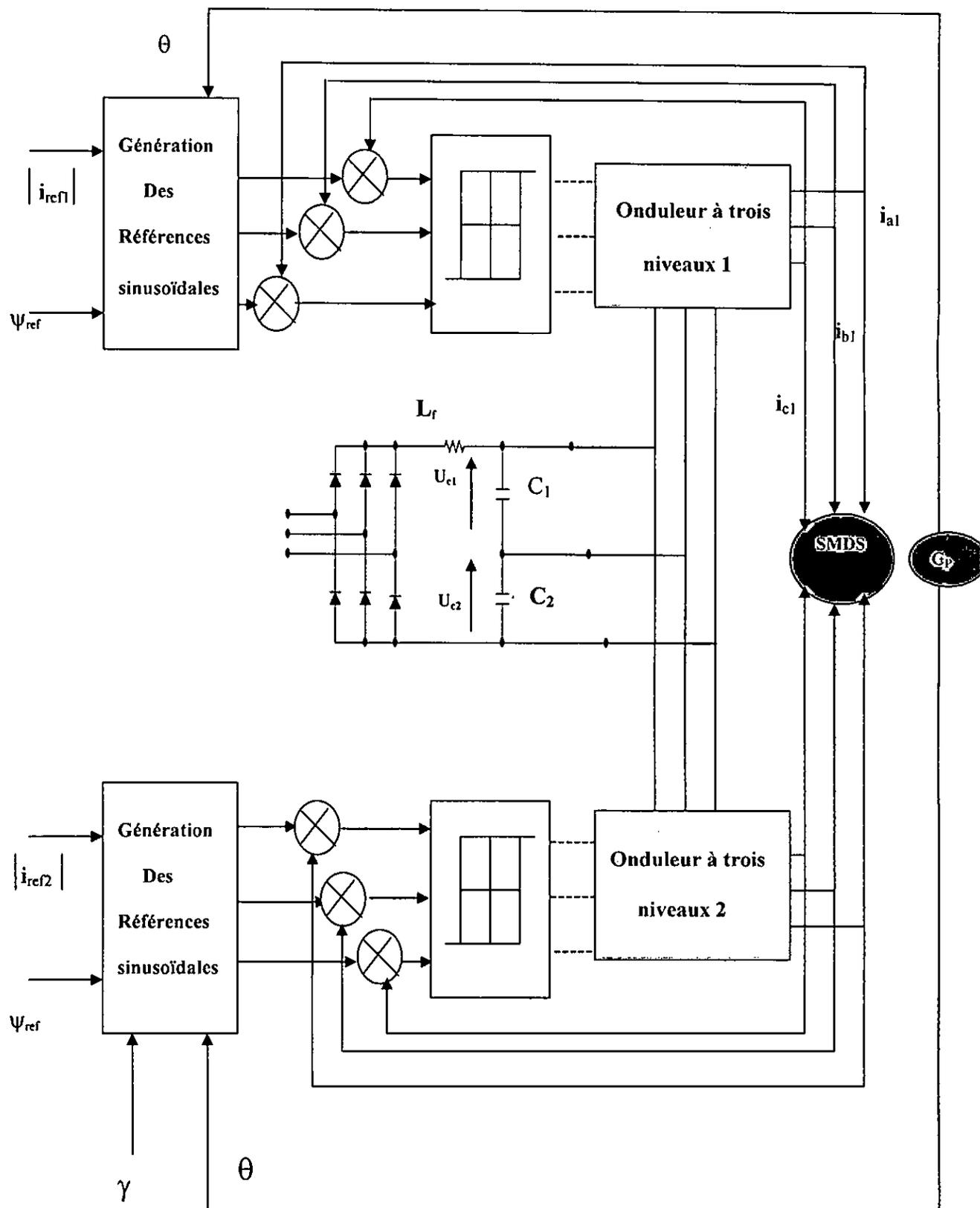


Figure III.11 : Association des deux onduleurs de tension MLI à trois niveaux à hystérésis -SMDS

L'application de l'algorithme de contrôle par hystérésis à l'entraînement d'un moteur synchrone à double étoile est étudiée par simulation numérique. Les paramètres du moteur utilisé sont donnés dans l'annexe 1.

III-1-5-Résultats de la simulation et interprétation :

Les figures III-12, III-13, III-14 , représentent l'évolution en fonction du temps, de la tension et du courant de phase

Les courants de références sont fixés à $i_{réf} = 7A$ et $\psi_{réf} = 0.966$ rad, l'hystérésis du régulateur est fixée à $h = 0.5A$

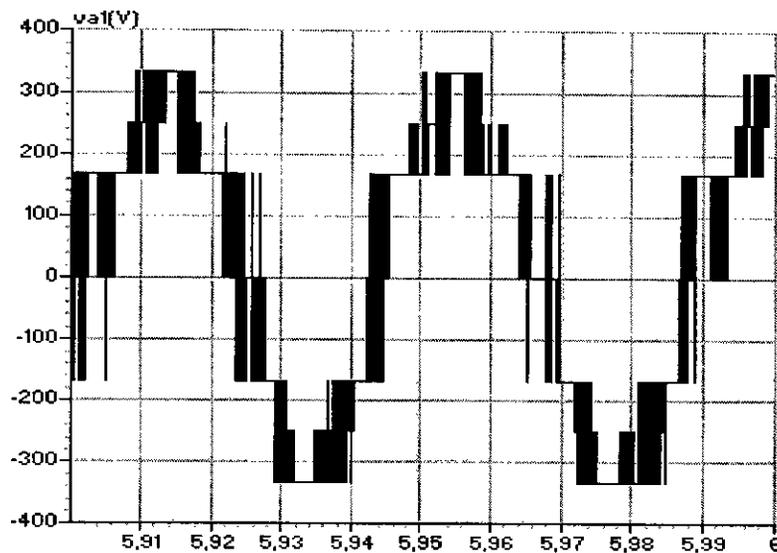


Figure III-12 :Forme de la tension de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par hystérésis en courant ($h=0.5A$, $i_{aref} = 7A$)

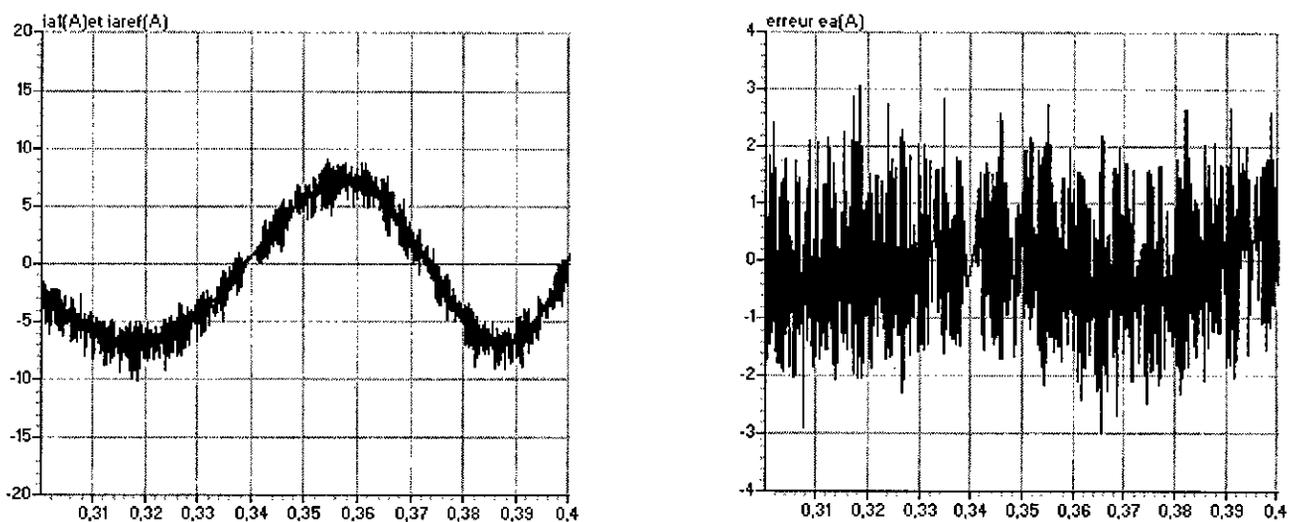


Figure III-13 : Courants de référence et réel par phase et leurs différence pour la commande par hystérésis en courant ($h=0.5$, $i_{aref} = 7A$)

On remarque que le courant de phase i_{a1} suit sa référence ou il épouse une forme sinusoïdale ; moins ondulée que celle obtenue par l'onduleur à deux niveaux on remarque aussi que l'erreur du courant correspondant à la phase a1 ne reste pas dans les limites définies par l'hystérésis du régulateur ($\pm 2h$) mais elle peut atteindre ($\pm 5h$) comme le montre la figure III-13.

Pour ce qui est des performances de la conduite de la machine synchrone double étoile alimentée par l'onduleur de tension à trois niveaux commandé par la stratégie à hystérésis, la simulation reportée sur la figure III-14 montre le comportement dynamique du système lors du démarrage à vide puis l'application d'un couple de charge nominale ($C_r = 8\text{N.m}$) à l'instant $t = 0.3\text{ s}$. La largeur de la bande d'hystérésis est toujours choisie égale à (0.5 A).

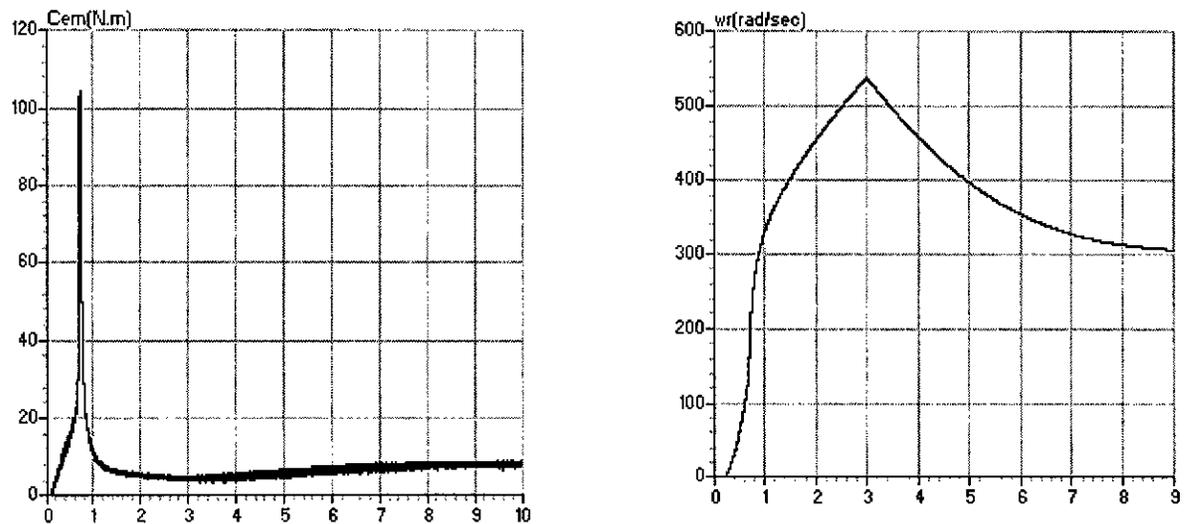


Figure III-14 : Couple électromagnétique et vitesse de la machine pour un démarrage à vide puis l'application d'une charge ($C_r = 8\text{N.m}$) à l'instant $t = 3\text{s}$ pour $i_{réf} = 7\text{A}$ et $\psi = 0.966\text{rad}$

Au démarrage le couple électromagnétique atteint une valeur de crête d'environ (105 N.m) lui permettant de vaincre l'inertie du moteur, pour se stabiliser ensuite à une valeur de (10N.m) correspondant au couple de charge nominale appliqué à $t = 3\text{ s}$ après une période de 7s à cause des faibles courants statoriques fixés par la régulation à hystérésis, ce qui explique aussi la lenteur du démarrage de la machine.

Pour la vitesse elle se stabilise à une valeur de 314 rad/s qui correspond à la vitesse nominale de la machine en régime permanent.

III-3-1-6 Conclusion :

Les résultats obtenus montrent que la commande par hystérésis permet aux courants réels de bien suivre leurs références.

Cette stratégie dépend de la valeur de l'hystérésis, qui doit être limitée afin de minimiser les pertes par commutation des interrupteurs.

III-3-2- Stratégie de triangulo -sinusoïdale à échantillonnage naturel à deux porteuses :

III-3-2-1 Principe de la stratégie :

Cette stratégie exploite le fait qu'un onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série, l'un alimenté par $E/2$ et forme des demi-bras du bas de l'onduleur à trois niveaux.

Dans cette stratégie, différentes formes de porteuses sont possibles :

- La porteuse triangulaire unipolaire ou bipolaire qui permettent d'obtenir des tensions de sortie ayant la symétrie par rapport au quart et la demi période.
- La porteuse en dents de scie unipolaire ou bipolaire, qui permet une réduction du taux d'harmonique.

Nous présentons une stratégie utilisant une porteuse en dents de scie bipolaire. L'algorithme de commande se résume en deux étapes :

- 1) Dans la première étape, nous déterminons les signaux de commande intermédiaires de chaque onduleur à deux niveaux équivalent à un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux.

-Le signal V_{k1} correspondant au demi-bras K du haut est obtenu en comparant un signal de référence $V_{réfk}$ à une porteuse en dents de scie bipolaire U_{p1} , comme le montre la figure III.13.

$$\begin{cases} (V_{réfk} \geq U_{p1}) \Rightarrow & V_{k1}=1. \\ (V_{réfk} < U_{p1}) \Rightarrow & V_{k1}=0. \end{cases}$$

-Le signal V_{k0} correspondant au demi-bras K du bas est obtenu en comparant le même signal de référence $V_{réfk}$ à une porteuse U_{p2} identique à U_{p1} et déphasée d'une période de hachage.

$$\begin{cases} (V_{réfk} \geq U_{p2}) \Rightarrow & V_{k0}=0. \\ (V_{réfk} < U_{p2}) \Rightarrow & V_{k0}=-1. \end{cases}$$

- 2) Dans la deuxième étape, nous reconstituons l'image de la tension V_{km} de la phase K de l'onduleur à trois niveaux par rapport au point milieu appelé V_{k2} .

$$V_{k2} = V_{k1} + V_{k0}$$

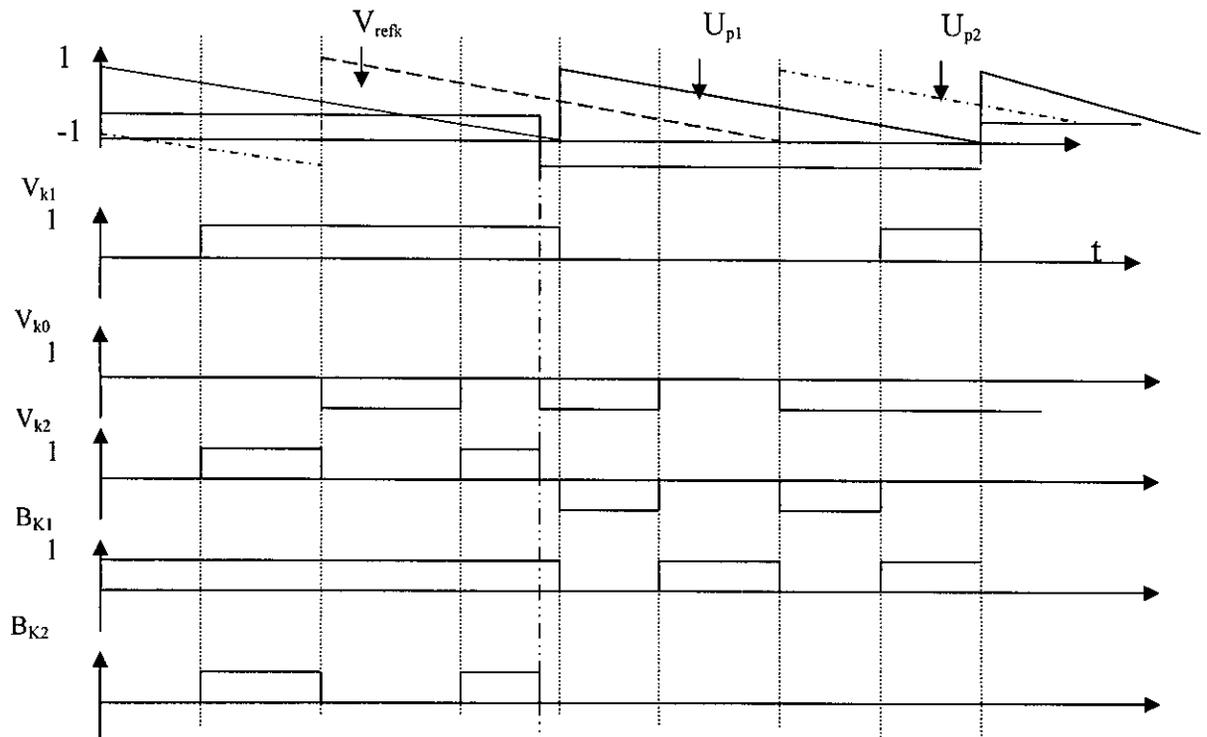


Figure III.13 : Principe de commande de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuse à échantillonnage naturel

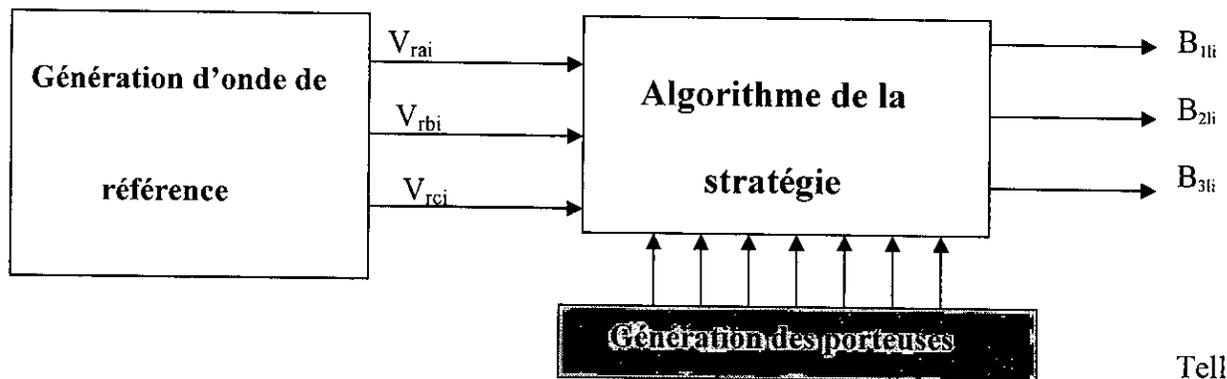
Les ordres des commandes des interrupteurs sont déduit par:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } V_{k2} = E/2 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ \text{Si } V_{k2} = -E/2 \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\ \text{Si } V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \end{array} \right.$$

$$B_{k3} = \overline{B_{k2}} \quad ; \quad B_{k4} = \overline{B_{k1}}$$

III.3.2.2 Algorithme de la commande:

- Cette stratégie est caractérisée par l'indice de modulation m et le taux de modulation r :
- L'indice de modulation m défini comme le rapport de la fréquence de la porteuse et celle de la référence (f_p/f). La modulation est dite synchrone lorsque m est entier et asynchrone dans le cas contraire .
 - Le taux de modulation r , qui est égale au rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse.



Telle que :
(i=1,2) et
(l=1,2,3)

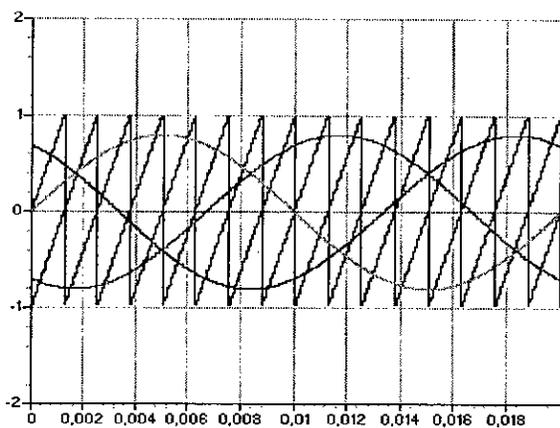
Figure III.16 : Principe de la technique triangulo- sinusoidale.

Cette stratégie présente deux avantages importants :

- ..Elle repousse vers des fréquences élevés les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite leur filtrage.
- ..Elle permet de faire varier l'amplitude du fondamental de la tension de sortie.

La figure III-17 montre l'allure des signaux des deux porteuses et celles de référence pour les deux alimentations pour $m=8$, $r=0.8$

a- U_{p1}, U_{p2} et les tensions de références
 $V_{ar1}, V_{br1}, V_{cr1}$.



b- U_{p1}, U_{p2} et les tensions de références
 $V_{ar2}, V_{br2}, V_{cr2}$.

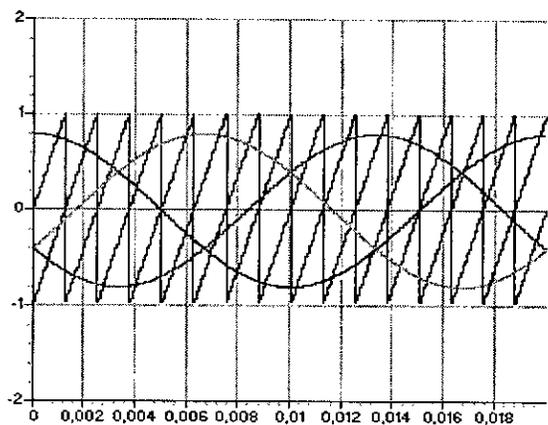


Figure III-17:Principe de la technique triangulo sinusoidale

III.3.2.3 Association onduleur à trois niveaux de tension- SMDS :

La figure (III-18) représente l'association onduleur de tension à trois niveaux –SMDS ou les tensions de références sinusoïdales $V_{a1}^*, V_{b1}^*, V_{c1}^*, V_{a2}^*, V_{b2}^*, V_{c2}^*$ sont comparées aux signaux des deux porteuses $Up1, Up2$.

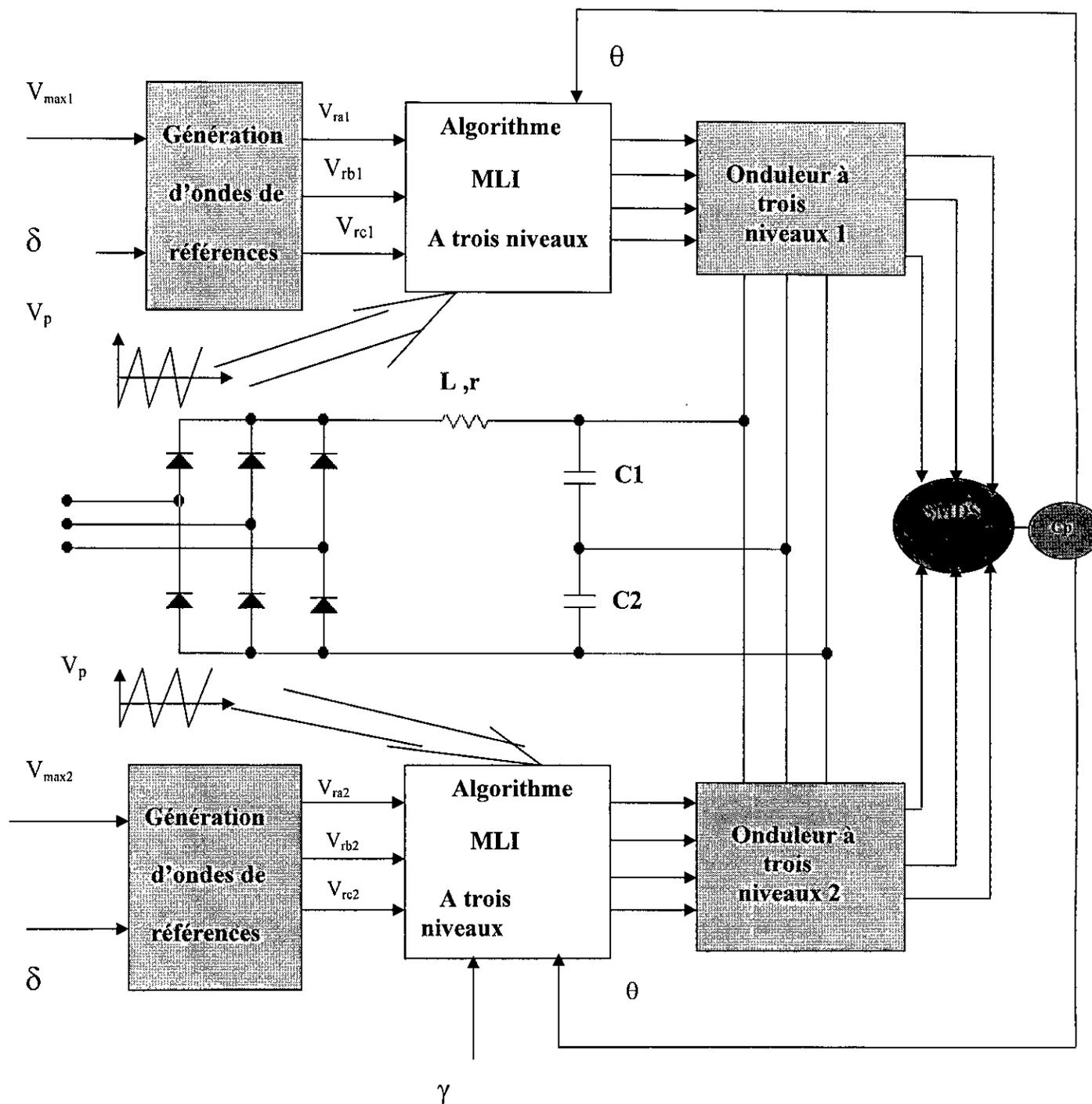


Figure III.18 : Association des deux onduleurs de tension à trois niveaux à MLI triangulo - sinusoïdale - SMDS.

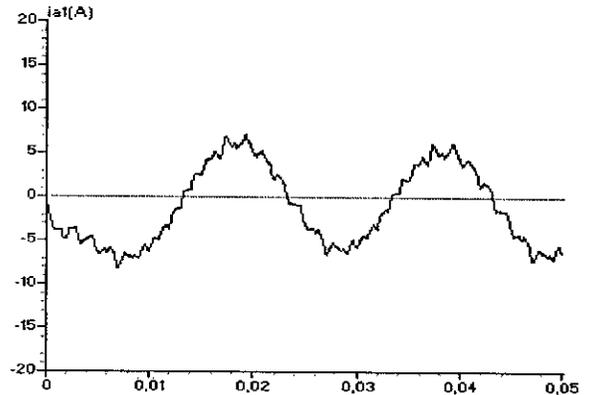
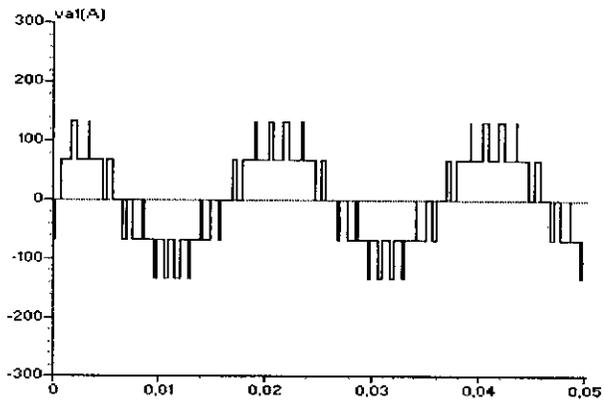
III-3-2-4-Résultats de la simulation et interprétation :

La figure III-19 représente la tension et le courant de phases délivrées par l'onduleur , pour différentes valeurs de m ($m=9,12,21$; $r=0.8$).

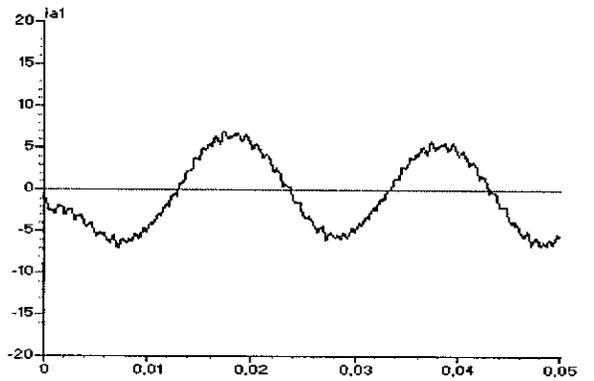
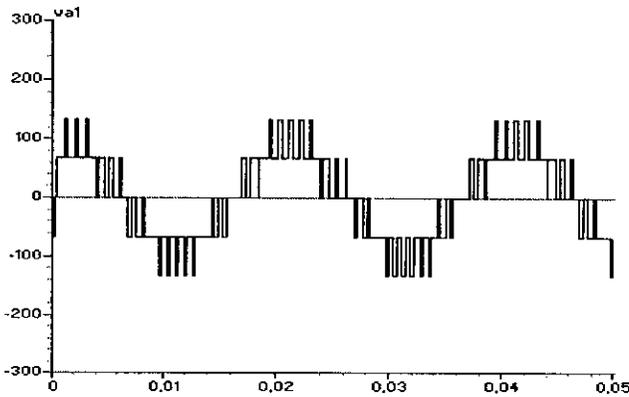
On obtient :

une tension de phase sous forme de créneaux (sinusoïdale)

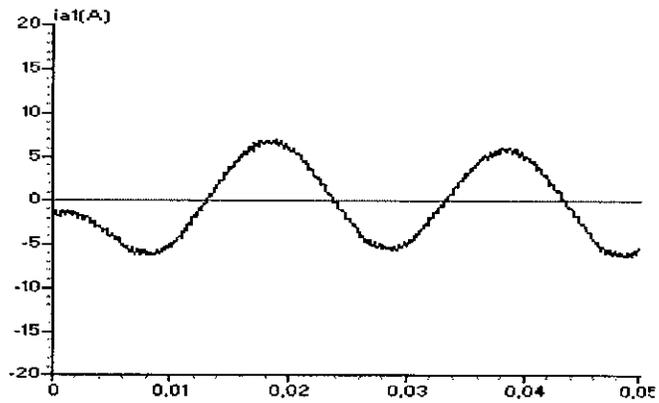
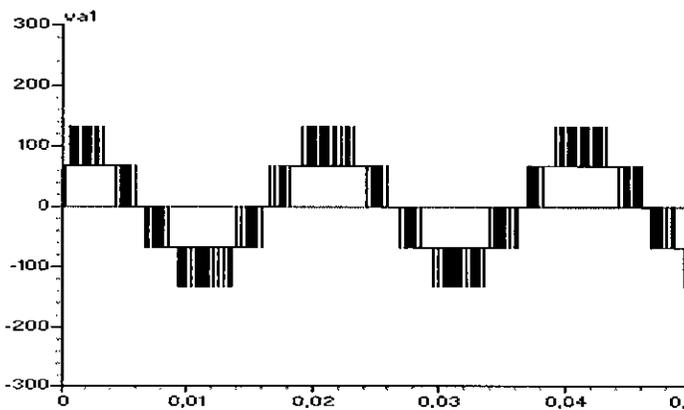
Un courant de phase sinusoïdale ondulé, ces ondulations ont tendance à diminuer avec l'augmentation de la valeur de l'indice de modulation m .



$m=8, r=0.8$



$m=12, r=0.8$



$m=21, r=0.8$

Figure III-19 : Courants et tensions de phase de la SMDS alimentée par onduleur à trois niveaux

La figure III-20 présente les performances de la conduite de la machine synchrone à double étoile (SMDS, dont les paramètres sont donnés dans l'annexe 1) alimenté par l'onduleur à trois niveaux piloté par la stratégie triangulo - sinusoïdale pour $m=12, r=0.8$. Cette simulation montre le comportement dynamique du système (couple électromagnétique, vitesse de rotation) lors d'un démarrage à vide puis l'application d'un couple de charge nominale à l'instant $t= 3s$.

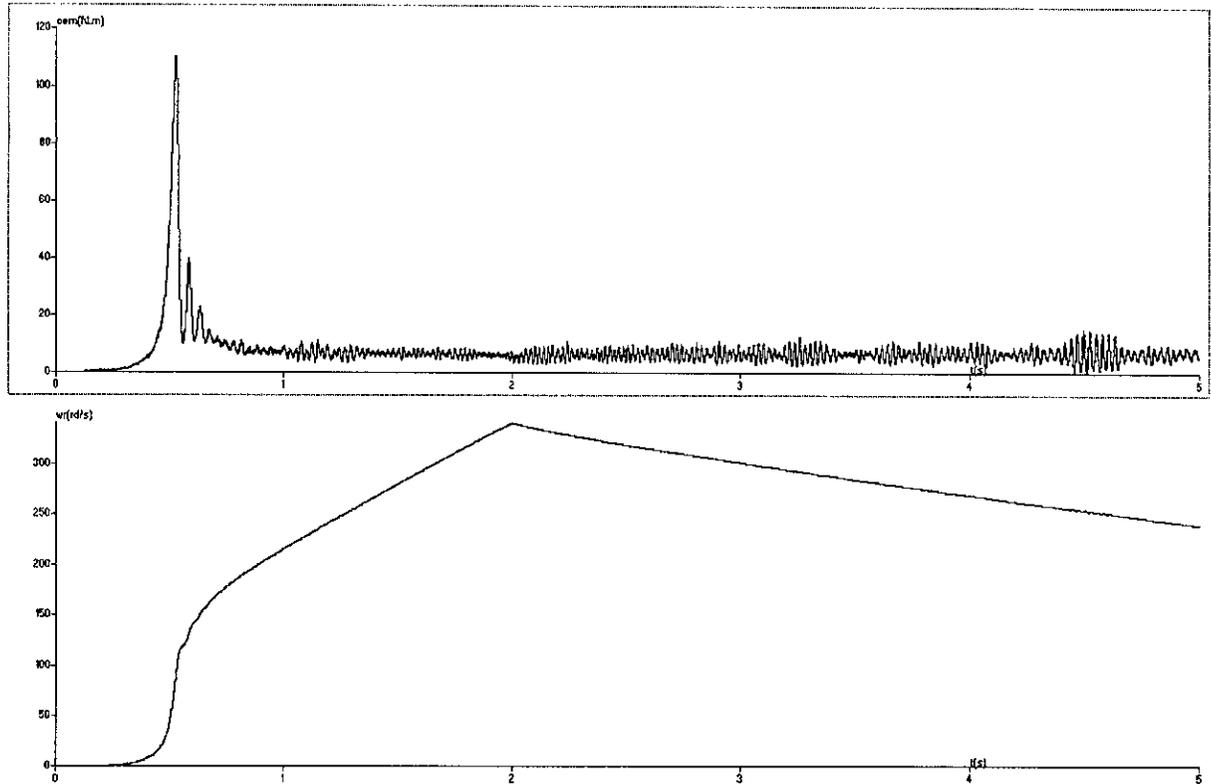


Figure III-20 : comportement dynamique de la SMDS alimenté par un onduleur trois niveaux commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale.

La première constatation qu'on peut tirer de ces derniers résultats est le démarrage relativement rapide de la machine, puisque cette dernière est alimentée en tension.

Comme pour l'onduleur à deux niveaux le couple électromagnétique varie brusquement au démarrage, pour ensuite se stabiliser en régime permanent à une valeur de 10N.m compensant ainsi le couple de charge nominale.

Nous remarquons aussi que le couple est ondulé, ces ondulations sont dues à celles du courant.

III-3-2-5 Conclusion :

Cette stratégie nous permet d'avoir une alimentation en tension sous forme de créneaux sinusoïdaux.

Elle présente l'avantage d'avoir un démarrage relativement rapide.

III- 4- Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans une première partie la structure de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC qu'on a utilisé comme source d'alimentation de notre machine.

Nous avons développé son modèle de connaissance et de commande. Nous avons vu alors qu'en mode commandable seule une commande complémentaire parmi les trois possibles a permis d'avoir les trois niveaux de tension désirés. Le modèle de connaissance de ce convertisseur a montré que l'onduleur à trois niveaux est une mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. L'introduction de la notion des fonctions génératrices nous a permis d'homogénéiser le modèle de connaissance de l'onduleur et ainsi d'élaborer un modèle de commande de ce convertisseur au sens des valeurs moyennes.

Une fois les deux onduleurs modélisés, nous avons étudié deux stratégies pour les commander. Les résultats obtenus montrent que la commande par hystérésis permet aux courants réels de bien suivre leurs références. Cette stratégie dépend fortement de la valeur de l'hystérésis. Afin de minimiser les pertes par commutation des interrupteurs, cette valeur doit être limitée.

L'alimentation par l'onduleur à trois niveaux nous a permis de réduire les ondulations du couple et du courant. En effet, la mise en série de deux onduleurs de à deux niveaux nous a autorisé à réduire la tension de chacune des cellules, et par conséquent, d'utiliser des composant de calibre réduit et don de fréquence de commutation plus élevée.

Dans ce chapitre, la source continue de l'onduleur est supposée constante et équilibrée ($U_{c1} = U_{c2} = E/2$). $m > 15$ suffisamment important, l'augmentation de m rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage. Mais, m est limité par les temps de commutations des interrupteurs du convertisseur et donc par la largeur minimale des impulsions.

Chapitre VI

**Commande vectorielle de la
machine synchrone à double étoile à
 i_d nul.**

Chapitre IV :**Commande vectorielle de la machine synchrone à double étoile****VI.1 Introduction :**

Les moteurs à courant continu ont été largement utilisés dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variable, grâce à la simplicité de leur commande. Cependant, ces machines présentent des inconvénients dus au système balais– collecteurs ce qui les empêche d'être utilisées dans des milieux explosifs et corrosifs[5]. Par ailleurs les commutateurs mécaniques introduisent des limitations dans les capacités de la machine. En effet, elles ne peuvent opérer à grande vitesse [16].

Durant ces dernières années, des travaux récents sur l'électronique de puissances et la commande des machines, ont apporté des perfectionnements importants aux dispositifs d'entraînement à vitesse variable. Et parmi ces machines, la machine synchrone auto pilotée dont l'application de la commande vectorielle a été sujette à plusieurs investigations[5,11,14]. Pour commander une machine alternative, on rencontre des difficultés dans le fait qu'il existe un couplage fort entre les variables d'entrées, sorties et internes.

Le modèle du moteur synchrone à double étoile correspond à un système multivariable. Le contrôle permanent de la vitesse ou de la position de ce moteur et donc du couple, demande le contrôle simultané de plusieurs variables. En effet, la distinction entre le courant producteur du couple et celui producteur du flux n'est pas aussi évidente que dans le cas d'une machine à courant continu.

Afin d'obtenir les performances souhaitées, la stratégie de commande des machines à courant alternatif consiste souvent à rendre le comportement électromécanique similaire à celui d'une machine à courant continu. Cette similitude est réalisée par l'emploi de la commande par orientation du flux.[5]

Généralement, on peut classer les stratégies de commande en deux catégories suivant la façon dont le couple électromagnétique de la machine est produit. La première catégorie de commande est simple et consiste à maintenir le flux (ou le courant de flux) constant. Dans ce cas, le modèle de la machine peut être réduit à un modèle linéaire et similaire à un moteur à courant continu à excitation indépendante.

La deuxième catégorie de commande consiste à faire varier à la fois le courant du flux et le courant du couple. Le couple est développé selon une relation imposée entre ces deux courants (fonctionnement à couple maximum, ou fonctionnement à facteur de puissance unitaire). Mais l'inconvénient le plus gênant de cette commande est la non-linéarité du système qui nécessite des algorithmes de commande plus compliqués.[7]

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons uniquement à la première catégorie de commande (c-à-d, le découplage de la machine et l'étude de la commande vectorielle par orientation du champ). Nous présenterons des algorithmes de contrôle de vitesse de la machine synchrone à double étoile en maintenant la composante du courant $i_d=0$ puis dans le chapitre suivant en maintenant la même composante constante.

Nous commencerons par définir le principe de la commande vectorielle. Nous rappellerons, ensuite, le pilotage des courants dans les deux repères (a_1, b_1, c_1) et (d_1, q_1) pour le premier bobinage et (a_2, b_2, c_2) , (d_2, q_2) pour le deuxième bobinage. Et nous montrerons, enfin, la conduite de la machine commandée par orientation du flux, alimentée par deux onduleurs à trois niveaux. Ces derniers seront pilotés par les stratégies de modulation de largeur d'impulsion.

IV.1 La commande vectorielle à i_d nul :

IV.1.1 Principe de la commande vectorielle maintenant i_d nul :

La commande par orientation du flux est une expression qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant les techniques de contrôle des moteurs électriques. A savoir la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ. Il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force sera maximale pour les intensités du courant et du champ donnés quand le vecteur courant sera perpendiculaire au vecteur champ.

Appliquée aux moteurs électriques, cette propriété est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courant et les vecteurs flux résultants. Si le principe est naturellement appliqué pour les moteurs à courant continu, ce n'est pas le cas pour les machines à courant alternatif, par conséquent le contrôle par flux orienté des machines alternatives est une commande par orientation des deux grandeurs[5].

Le principe d'orientation a été proposé par **BLASCHKE** au début des années 70. Il ramène le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu. Il consiste à placer le repère $(d-q)$ tel que l'axe (d) coïncide avec le flux à orienter.

Le but est d'éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature. Par conséquent, l'expression de couple montre que pour le contrôler il faut contrôler les courants i_{d1} , i_{d2} , i_{q1} , i_{q2} . Dans le cas d'une machine à pôles lisses ($L_d=L_q$), le couple est maximale pour une valeur de $i_d=0$, tandis que dans les machines à pôles saillants le couple est maximal pour une valeur optimale de i_d . Ceci permet de se ramener à des fonctionnements comparables à ceux d'une machine à courant continu à excitation séparée (figure IV.1).

De nombreuses variantes de la commande vectorielle ont été présentées dans la littérature, qui et que l'on peut classifier suivant la source d'énergie :

- Commande en tension (voltage source inverter-VSI).
- Commande en courant (current controlled inverter-CCI) qui fait l'objet de notre étude.

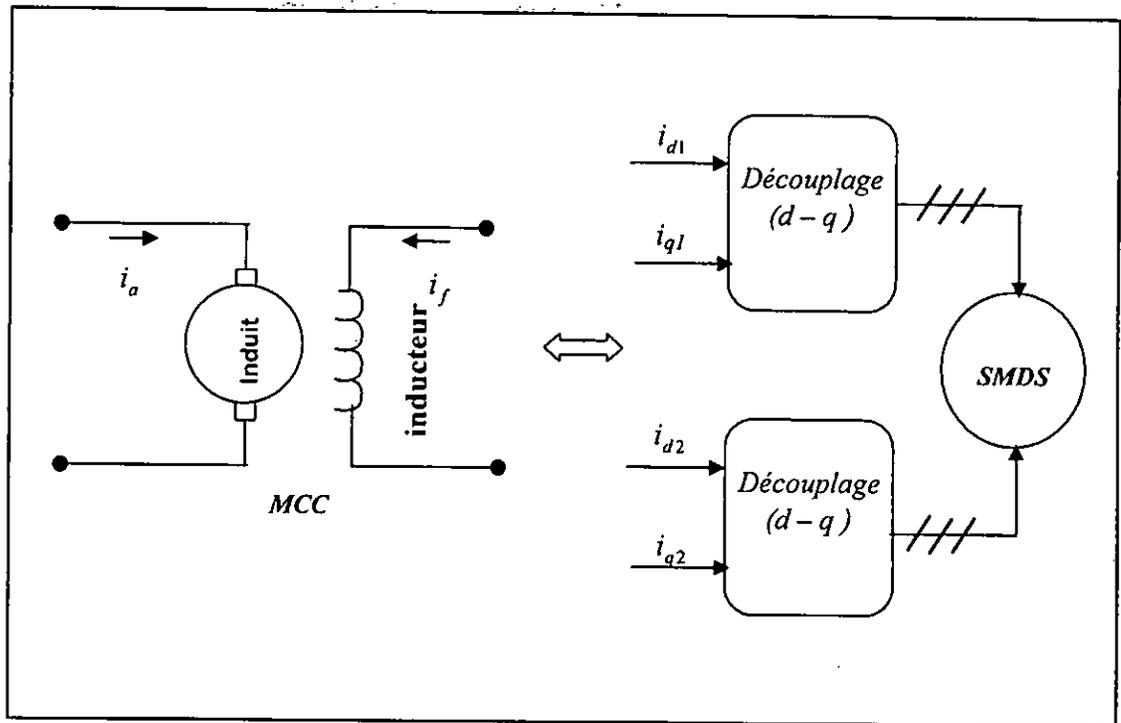


Figure IV.1: Principe de la commande vectorielle

Couple électromagnétique de la machine à courant continu :

$$c_{em} = k\phi_a i_a \quad (IV.1)$$

$$\phi_a = k i_f$$

Couple électromagnétique de la machine synchrone à double étoile :

$$c_{em} = p(\phi_{d1}i_{q1} - \phi_{q1}i_{d1} + \phi_{d2}i_{q2} - \phi_{q2}i_{d2}) \quad (IV.2)$$

si on choisit V_{d1}, V_{d2} et V_{q1}, V_{q2} de telle sorte que les composantes i_{d1}, i_{d2} soient nulles,

l'expression du couple devient alors : $c_{em} = p(\phi_{d1}i_{q1} + \phi_{d2}i_{q2}) \quad (IV.3)$

après ce choix, on obtient alors un modèle où les composantes i_{q1} et i_{q2} seules commandent le couple c_{em} .

IV.1.2 Commande vectorielle de la machine synchrone à double étoile contrôlée en courant :

IV.1.2.1 Etude en boucle ouverte :

Dans ce cas, on agit directement par des fonctions logiques qui sont générées via la comparaison des courants de référence, qui sont fournis par le couple de référence aux courants réels de la machine.

Cette méthode consiste à imposer les courants i_{d1} i_{d2} et i_{q1} i_{q2} en effectuant une régulation de l'amplitude et de la phase des courants de ligne par rapport à la f.e.m [5].

Les courants i_{d1} i_{d2} sont imposés nuls et les courants i_{q1} i_{q2} sont imposés par le couple de référence.

1. Structure du bloc de découplage :

Elle est donnée par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{d1}^* = 0 \\ i_{q1}^* = \frac{c_{em}^* / 2}{pM_{fd}i_f} \\ \\ i_{d2}^* = 0 \\ i_{q2}^* = \frac{c_{em}^* / 2}{pM_{fd}i_f} \end{array} \right. \quad (IV.4)$$

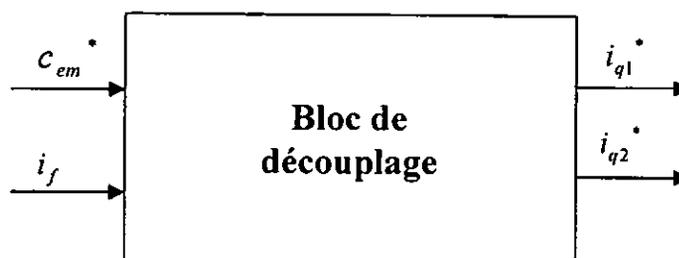


Figure VI.2: Structure du bloc de découplage

La figure IV.3 représente le bloc de découplage de la machine alimentée par deux onduleurs de tension contrôlée en courant.

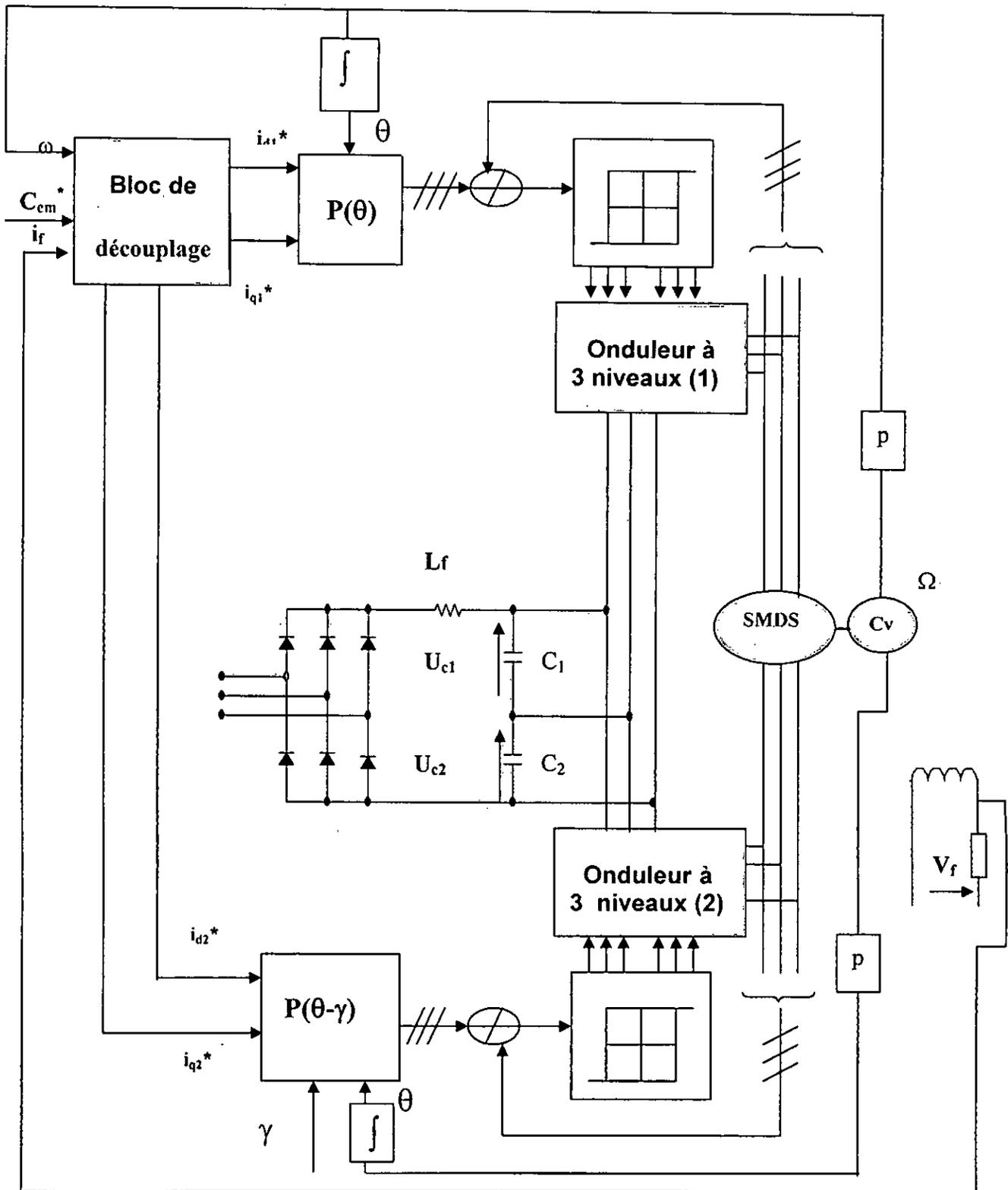


Figure IV.3 :Schéma du bloc de découplage de la SMDS alimenté par deux onduleurs de tension contrôlés en courant.

Les courants i_{d1}^* , i_{d2}^* et i_{q1}^* , i_{q2}^* qui sont fournis par le bloc de découplage assurent le contrôle de i_{d1} , i_{d2} et i_{q1} , i_{q2} , et le passage aux grandeurs réelles se fait par biais de la transformation inverse de PARK (annexe 4) [5].

la simulation numérique de cette technique de commande a été faite en imposant le couple de référence suivant :

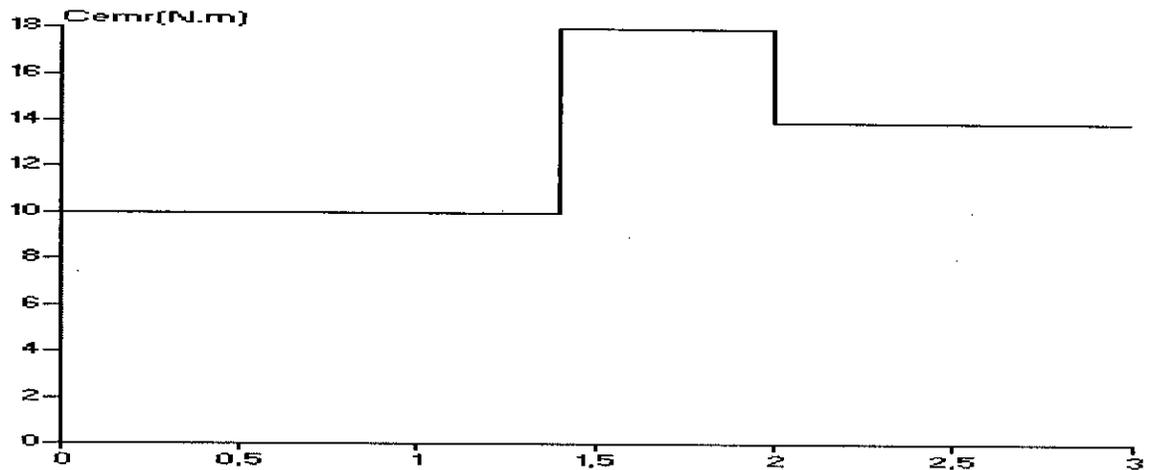


Figure IV.4 : Couple de référence

2.Simulation et interprétation :

Cette méthode de commande est simulée numériquement en imposant le couple de référence C_{em}^* , représenté sur la figure (IV.4).

A partir des résultats de la simulation nous constatons que pour cette technique de commande en courant (hystérisis) le couple C_{em} suit sa référence C_{em}^* .

On remarque que les courants i_{q1} , i_{q2} représente l'image du couple, ceci trouve son explication dans les équations du bloc de découplage, où il est clair que c'est le couple qui détermine les courants i_{q1} , i_{q2} .

On peut aussi observer les courants i_{d1} , i_{d2} qui sont sensiblement nuls y compris au démarrage, cela montre l'effet du découplage des différentes grandeurs.

Notons aussi que le courant d'excitation prend un temps relativement lent pour atteindre le régime nominal d'où la nécessité de sa régulation.

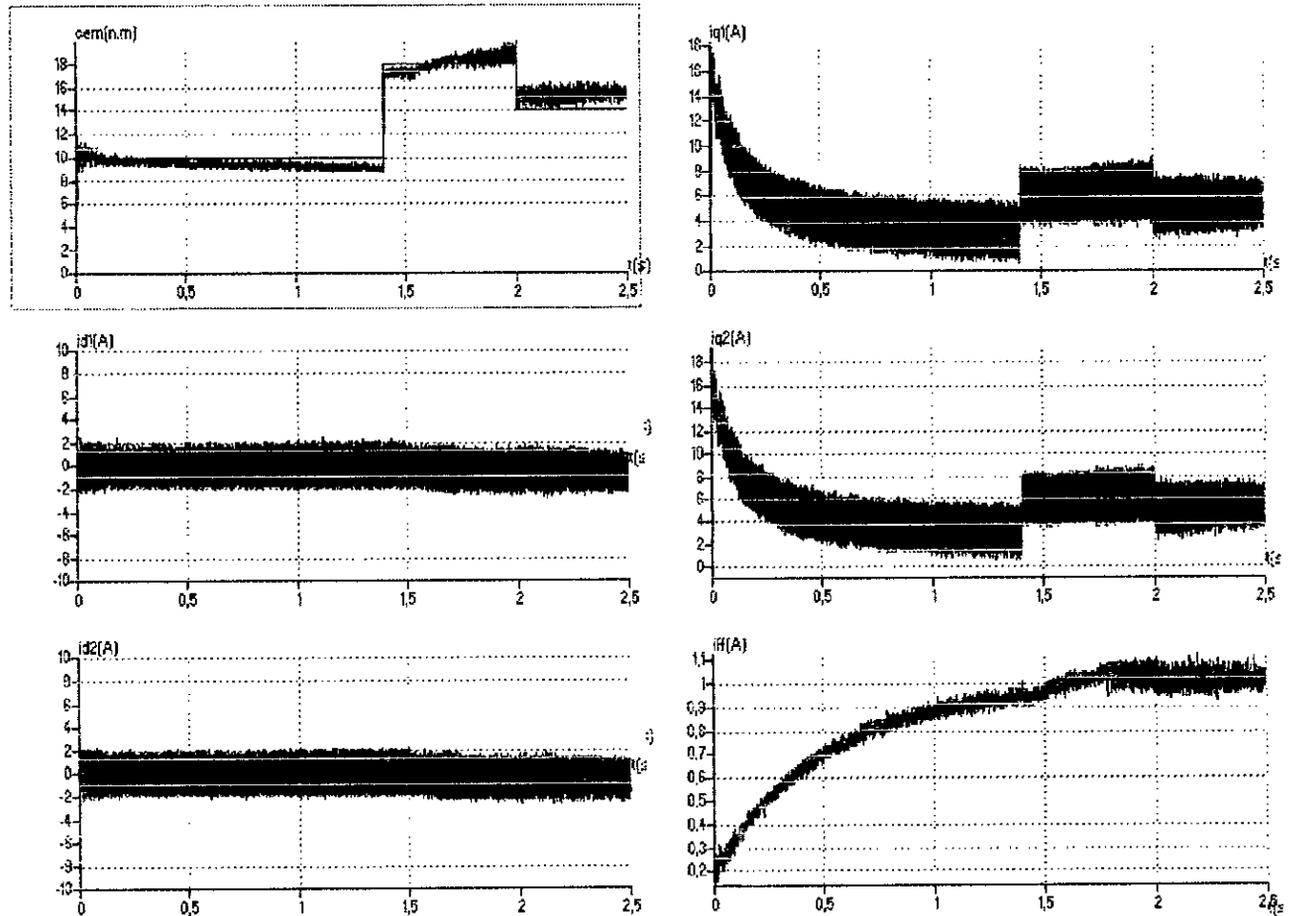


Figure IV.5 : Commande vectorielle en boucle ouverte (technique de contrôle par hystérésis) sans régulation du courant d'excitation i_f .

IV.3.2 Réglage du courant d'excitation i_f :

Nous introduisons un hacheur à transistors de fréquence de 2kHz qui alimente le circuit d'excitation. La commande de ce hacheur est réglée par un régulateur de type PI. (Figure IV.6).

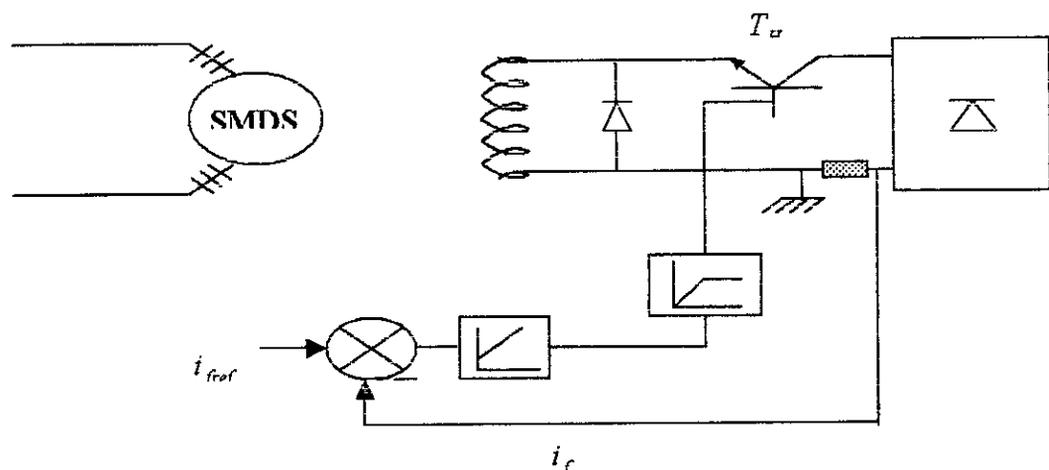


Figure IV.6: Régulation du courant d'excitation par un hacheur

La boucle de régulation du courant d'excitation i_f est représentée par la (Figure IV.7).

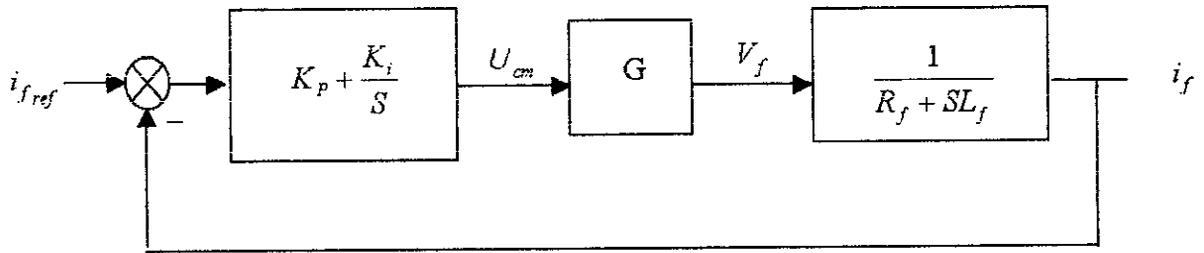


Figure IV.7: Boucle de régulation du courant d'excitation

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F_f = \frac{SK_p + K_i}{L_f S^2 + (R_f + K_p)S + K_i} = \frac{N(S)}{D(S)} \quad (IV.5)$$

Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortissement relatif optimal, les paramètres de régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés (annexe 4).

La Figure (IV.8) représente l'allure du signal donné par le régulateur et la porteuse ainsi que la fonction logique pour une fréquence de hachage $f_H = 2\text{KHz}$.

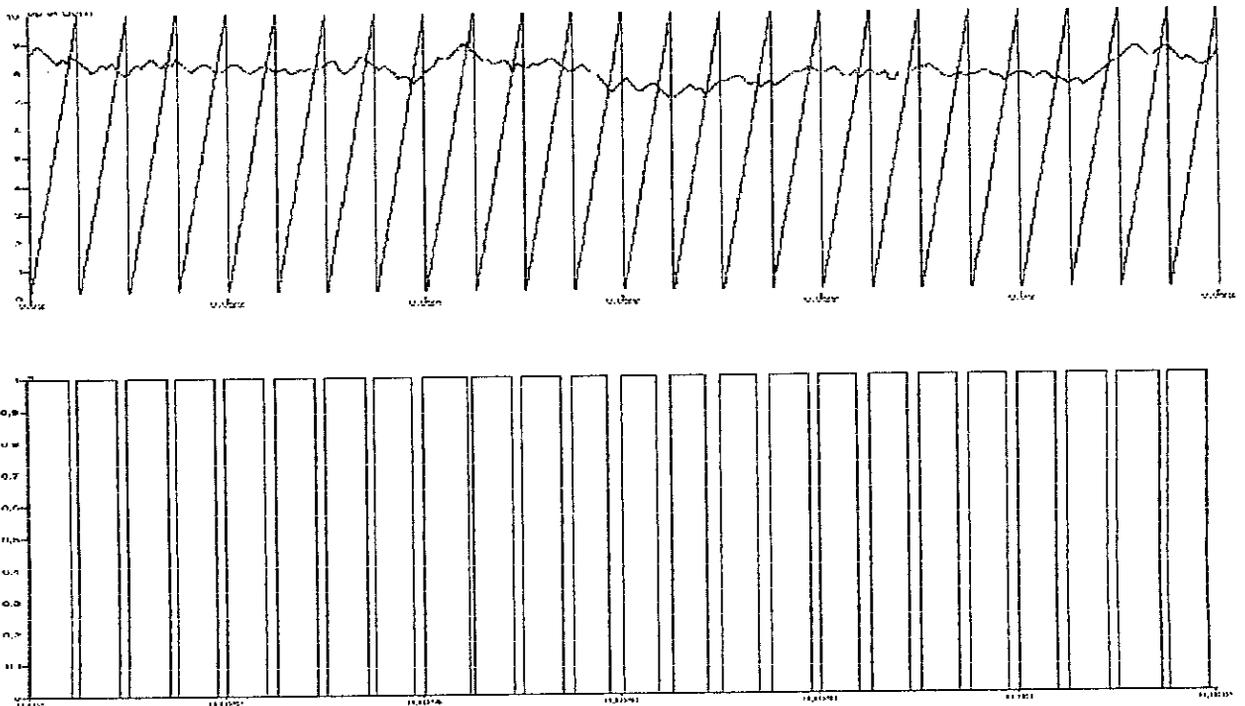


Figure IV.8 :Principe de la technique de régulation du courant d'excitation i_f .

La simulation numérique de cette méthode a été faite en imposant le couple de référence C_{em}^* comme l'indique la figure IV.9.

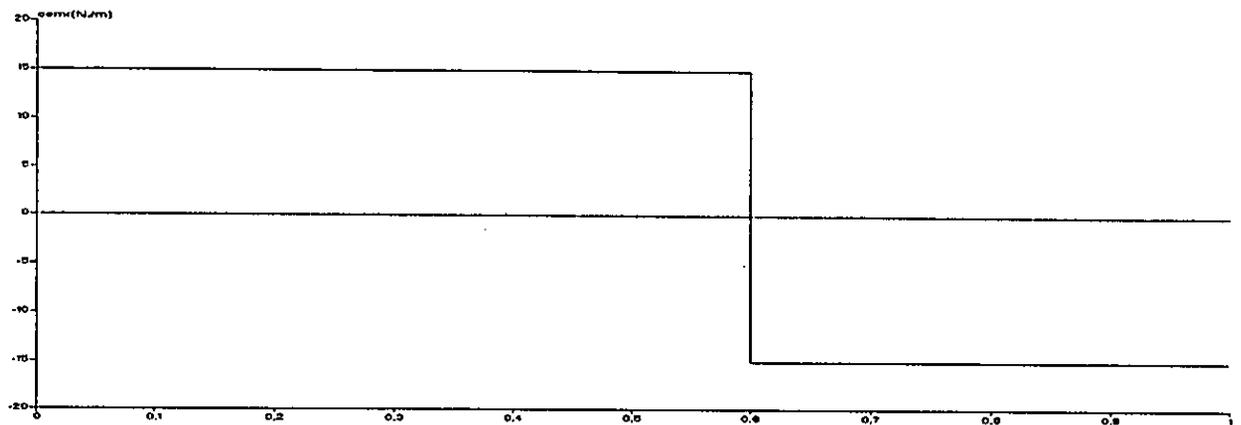


Figure VI.9 : Couple de référence

Le schéma global de la commande vectorielle ($i_d = 0$) en boucle ouverte de la SMDS avec régulation du courant d'excitation dans le cas de la stratégie de contrôle par hystérésis, est donné par la figure (IV.10).

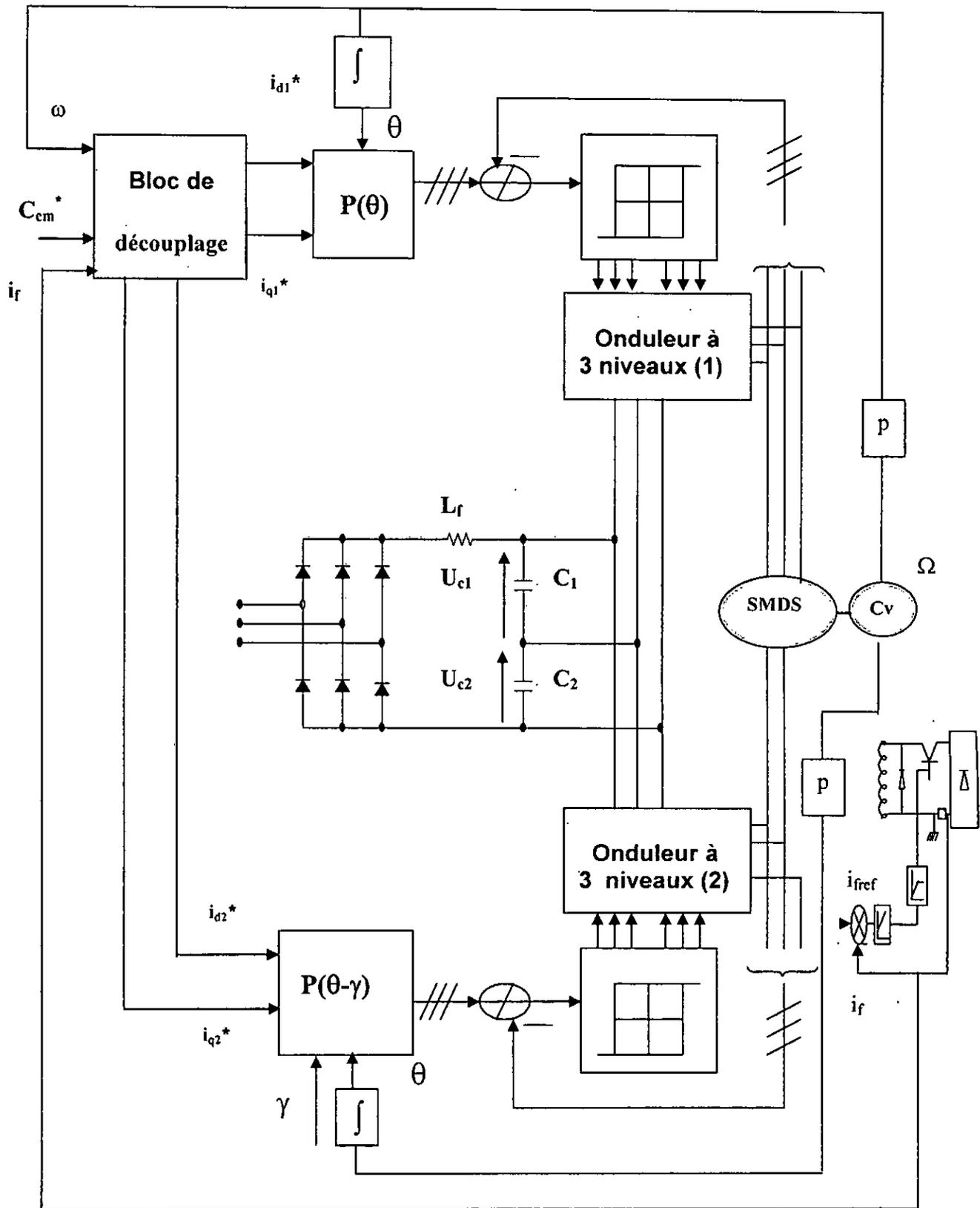


Figure VI.10 :Schéma bloc du découplage de la SMDS alimentée par deux onduleurs de tension contrôlés en courant avec introduction de la régulation du courant d'excitation.

2.Simulation numérique :

La figure (IV.11) montre les performances de la commande après introduction de la boucle de régulation du courant d'excitation i_f , afin d'assurer un fonctionnement analogue à celui d'une machine à courant continu.

On constate que le couple électromagnétique C_{em} suit parfaitement la référence imposée C_{em}^* . Il est clair aussi que les courants i_{q1} , i_{q2} représentent l'image du couple, et que les courants i_{d1} , i_{d2} sont sensiblement nuls y compris au démarrage, cela montre en effet le découplage entre les différentes grandeurs.

De plus le courant d'excitation varie selon le fonctionnement désiré, c'est à dire qu'il atteint la valeur de référence $i_{fref}=1(A)$ rapidement après $t=0.2s$.

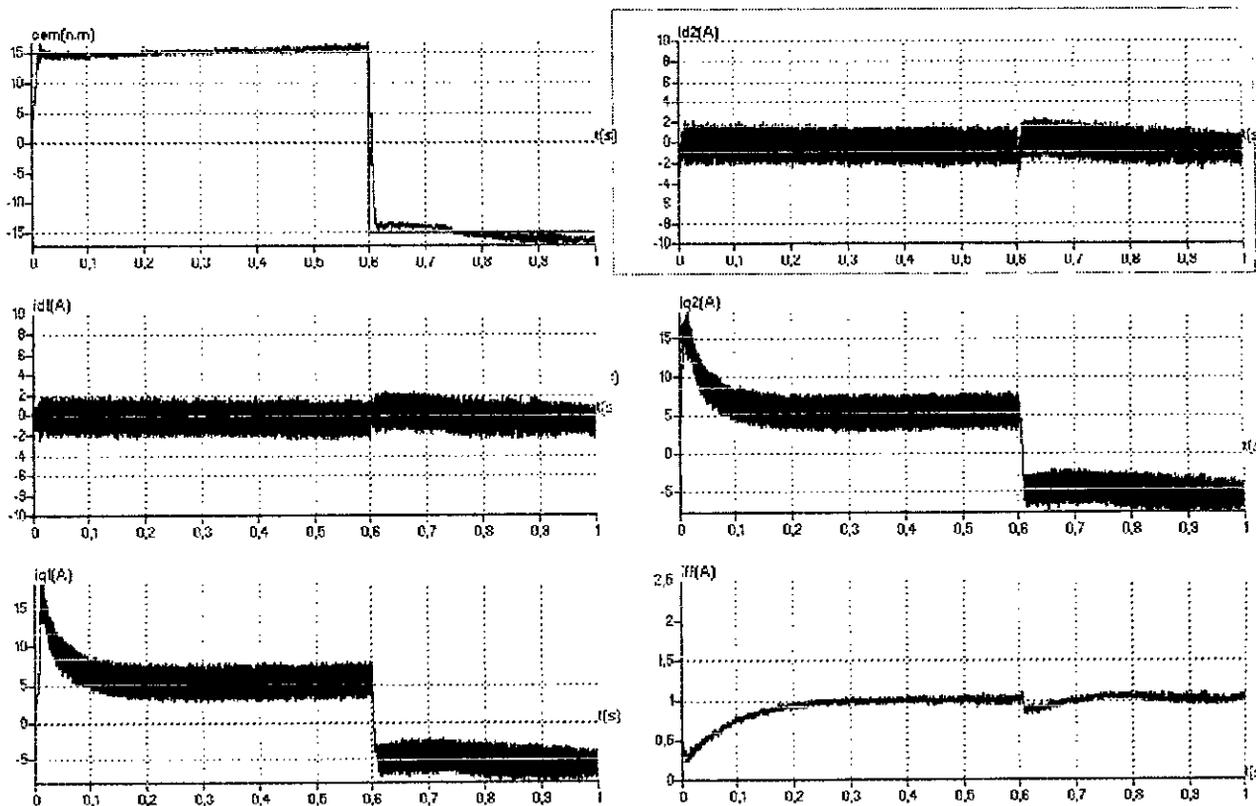


Figure IV.11 : Commande vectorielle en boucle ouverte (technique de contrôle par hystérésis) avec régulation de courant d'excitation.

IV.3.3. Etude en boucle fermée :

Le réglage de la vitesse se fait par la synthèse des régulateurs aux moyens des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires et cela grâce au découplage du modèle de la machine à rotor bobiné qui a été réalisée précédemment [5].

Plusieurs types de réglage peuvent être appliqués, le plus simple est le réglage classique avec régulateurs(P, PI)[6].

Pour avoir de bonnes réponses dynamiques en vitesse et en courant de la machine ; il a été appliqué un régulateur PI. Le système constitué du modèle de la machine, de la structure de commande et de la boucle de régulation peut être schématisé par la figure (IV.12).

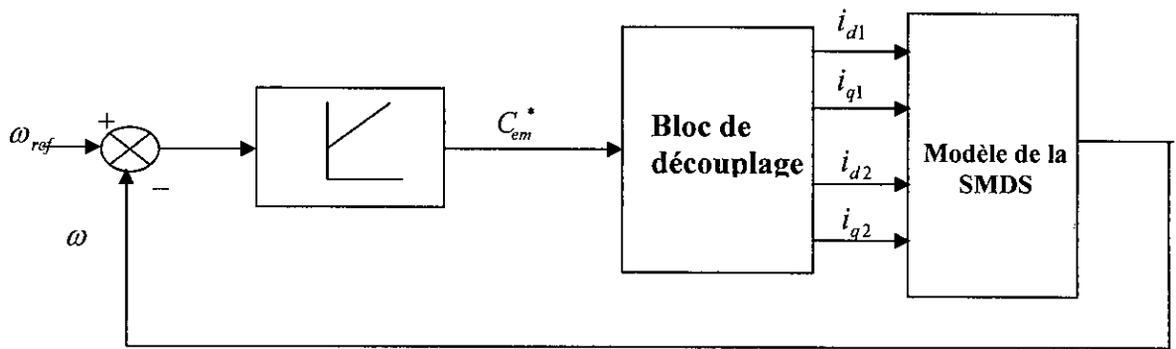


Figure IV.12: Boucle de régulation de vitesse

A partir des équations électriques et mécaniques de la machine on obtient la fonction de transfert en boucle ouverte (annexe 4) :

D'où la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_0(S) = \frac{\Omega(S)}{C_{em}^*} = \frac{1}{f_r(1+S\tau_m)(1+S\tau_e)} \tag{IV.6}$$

La figure IV.13 montre le schéma structurel du système à régler.

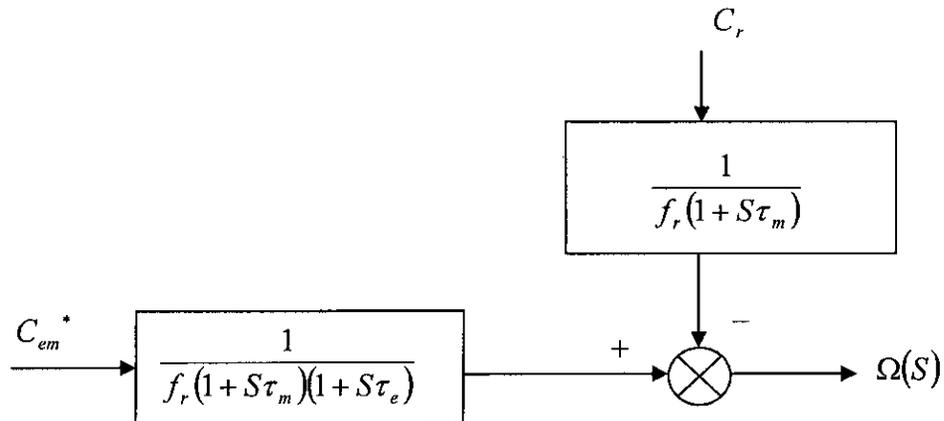


Figure IV.13: Schéma structurel du système à régler

En insérant un régulateur (PI) dans la boucle de régulation, le schéma structurel en boucle fermée sera donc comme indiqué sur la figure (IV.14)

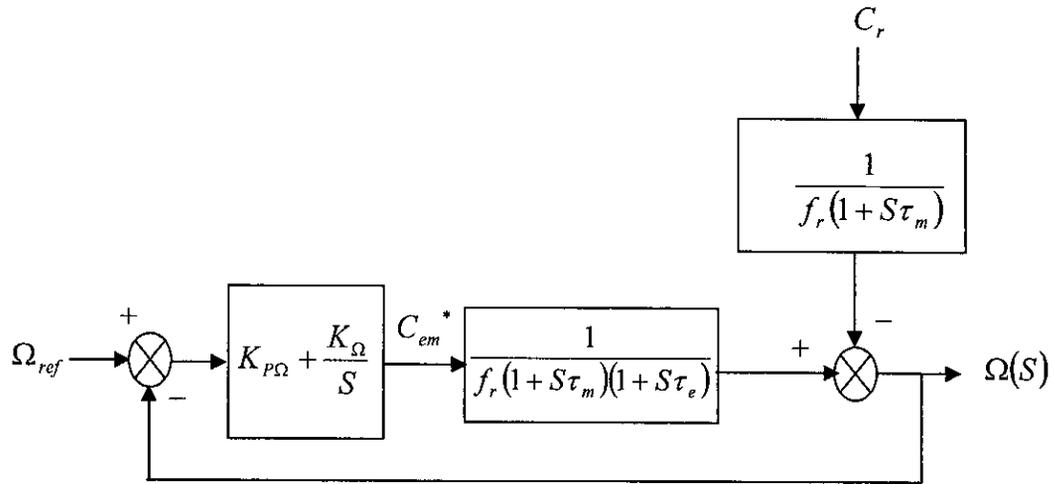


Figure IV.14: Boucle de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte est donc :

$$F_{TBO}(S) = \left(K_{P\Omega} + \frac{K_{\Omega}}{S} \right) \frac{1}{f_r(1 + S\tau_m)(1 + S\tau_e)} \quad (IV.7)$$

Qu'on utilise pour déterminer les paramètres du régulateur PI par compensation de la constante de temps dominante ainsi que par le critère sur la réponse harmonique de méplat [6].(annexe 3)

$$\Omega(S) = F_0(S)(\Omega_{ref}(S) - \Omega(S)) - F_r(S)C_r$$

$$\Omega(S) = \frac{F_0(S)}{1 + F_0(S)} \Omega_{ref} - \frac{F_r(S)}{1 + F_0(S)} C_r \quad (IV.8)$$

$$\Omega(S) = F_f(S)\Omega_{ref} - F_{r_f}(S)C_r$$

Le schéma de la structure globale de la commande vectorielle avec réglage de vitesse et du courant d'excitation pour le cas de la commande en courant est donné par la figure [IV.15]:

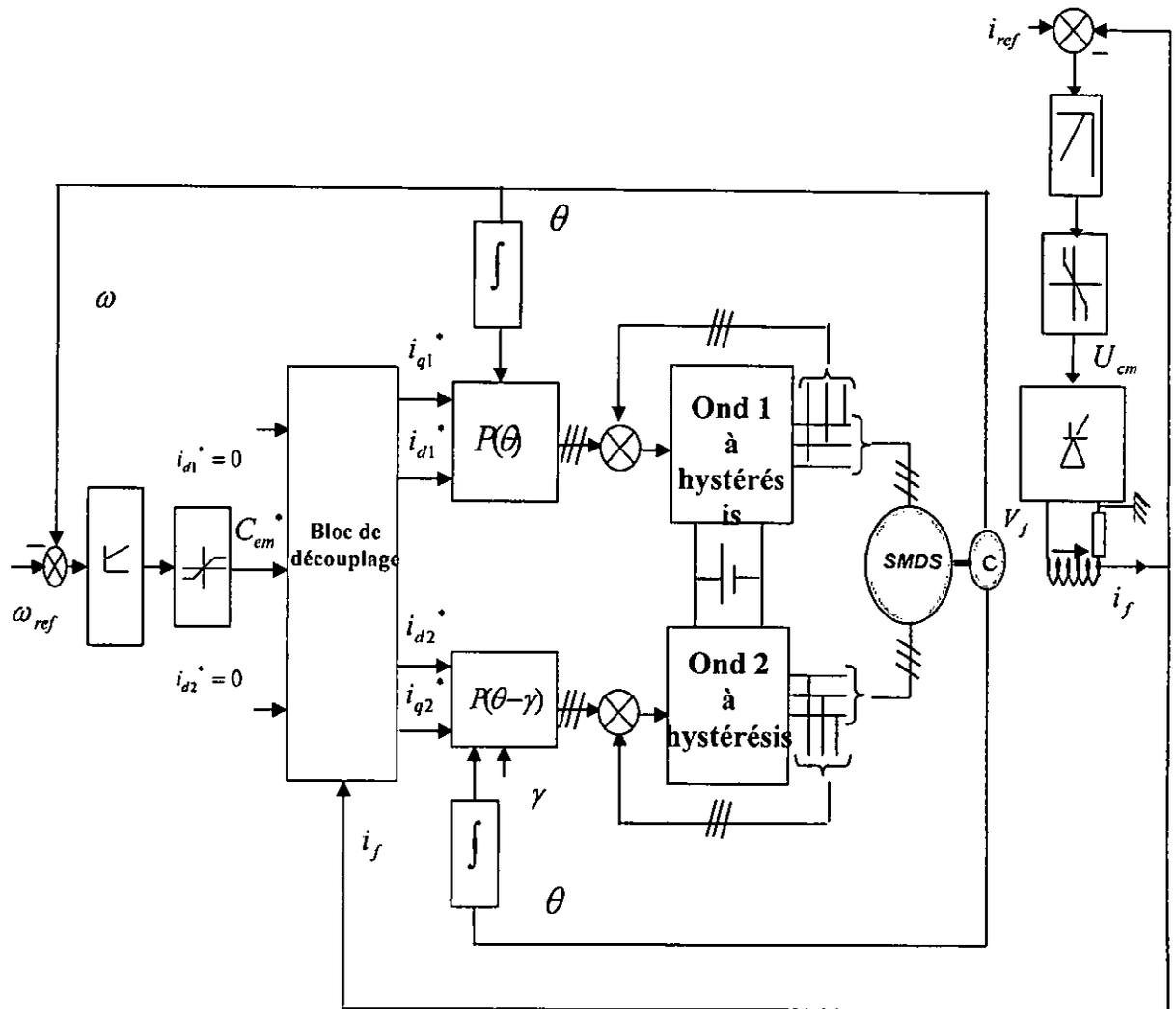


Figure IV.15: Commande vectorielle en boucle fermée de la SMDS alimentée par deux onduleurs à trois niveaux contrôlés en courant

2. Simulation et interprétations :

Les figures IV.17 montre les performances de l'asservissement de la vitesse de la SMDS alimenté par deux onduleurs à trois niveaux commandés par la stratégie d'hystérésis avec $h=0.1A$.

La simulation montre le démarrage de la SMDS, l'application d'une perturbation de couple de valeur $C_r = 10 \text{ N.m}$ à l'instant $t=0.4s$, puis l'inversion de la vitesse de $+50\text{rad/sec}$ à -50rad/sec .

On remarque que la vitesse suit parfaitement sa référence sans dépassement pour une consigne de $50(\text{rad/sec})$. La perturbation est rejetée et l'inversion du sens de rotation de la machine est rapidement effectuée.

Les courants i_{d1} et i_{d2} sont toujours nuls et restent sensiblement robustes par rapport aux variations brusque des courants i_{q1} et i_{q2} . Notons que ces dernier ont pratiquement la même forme que le couple C_{em} .

On peut constater également que le courant de phase de la SMDS suit sa référence qui a une allure sinusoïdale en régime permanent.

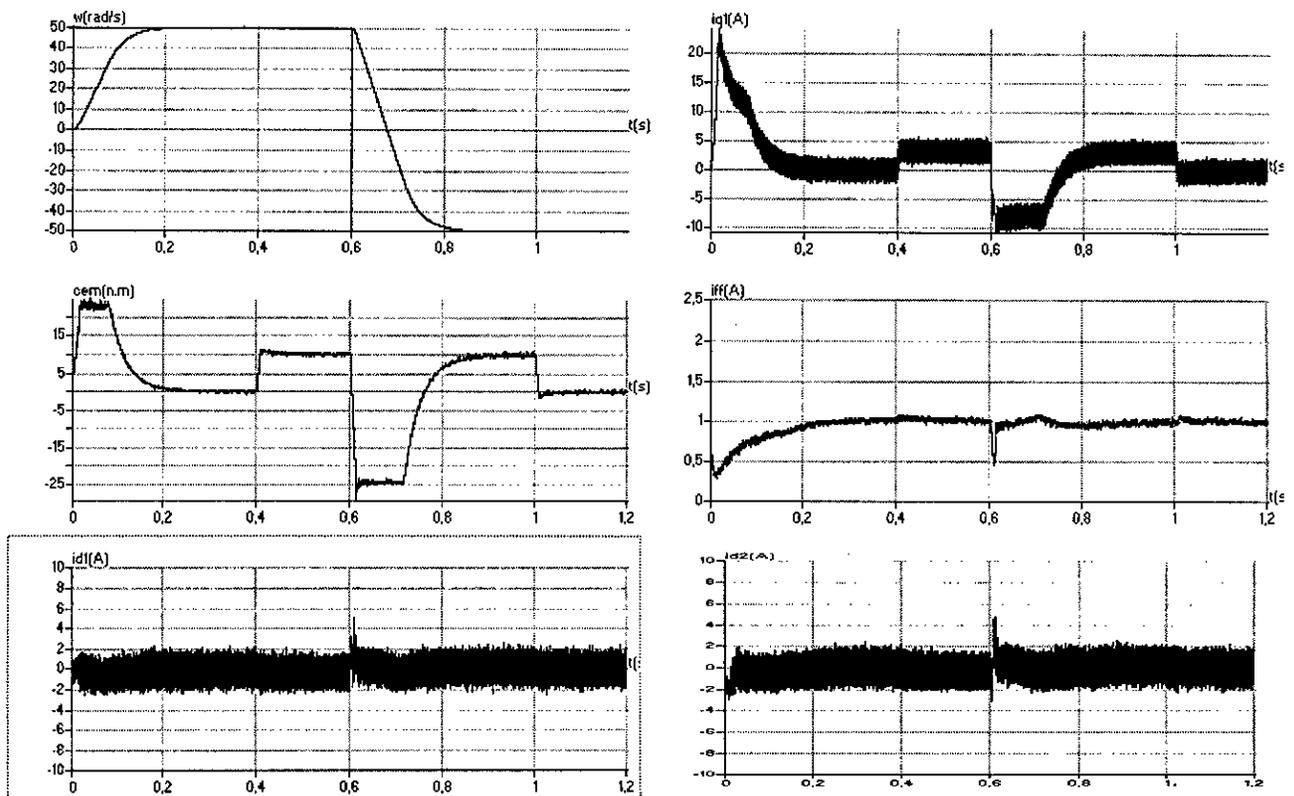


Figure IV.19 : Performance de l'asservissement de vitesse de la SMDS alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux commandés en courant (par hystérésis, $h=0.1A$)

Chapitre V

**Commande vectorielle de la machine
synchrone à double étoile à
 i_d constant.**

Chapitre V :

V.1 Principe de la commande vectorielle à i_d constant :

Le but de cette stratégie est le même que celle à i_d nulle, est d'éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur, l'expression du couple montre que pour le contrôler il faut contrôler les courants i_{d1}, i_{d2}, i_{q1} et i_{q2} .

Donc il y a quatre grandeurs d'entrée, les deux composantes i_d et i_q des deux courants statoriques[27].

Par contre, à la sortie apparaît une seule grandeur : le couple électromagnétique C_{em} . Il existe plusieurs possibilités pour obtenir un certain couple électromagnétique C_{em} en intervenant sur les quatre composantes i_{d1}, i_{q1} pour le bobinage 1 et i_{d2}, i_{q2} pour le bobinage 2. il faut donc adopter une stratégie de commande adéquate[3,27].

. Stratégie de commande optimale pour le couple électromagnétique :

Pour certains courants statoriques i_{s1}, i_{s2} donnés, on détermine les composantes i_{d1}, i_{d2}, i_{q1} et i_{q2} de sorte que le couple électromagnétique C_{em} soit maximal.[7]

On a :

$$C_{em} = p(\phi_{d1} \cdot i_{q1} - \phi_{q1} \cdot i_{d1} + \phi_{d2} \cdot i_{q2} + \phi_{q2} \cdot i_{d2}) \quad (V-1)$$

On a aussi :

$$\begin{cases} \phi_{d1} = L_d \cdot i_{d1} + M_d \cdot i_{d2} + M_{fd} \cdot i_f \\ \phi_{q1} = L_d \cdot i_{d2} + M_d \cdot i_{d1} + M_{fd} \cdot i_f \\ \phi_{d2} = L_q \cdot i_{q1} + M_q \cdot i_{q2} \\ \phi_{q2} = L_q \cdot i_{q2} + M_d \cdot i_{q1} \end{cases} \quad (V-2)$$

Donc :

$$C_{em} = p [(L_d - L_q) \cdot i_{d1} \cdot i_{q1} + (M_d - M_q) \cdot i_{d2} \cdot i_{q1} + (M_d - M_q) \cdot i_{d1} \cdot i_{q2} + (L_d - L_q) \cdot i_{d2} \cdot i_{q2} + M_{fd} \cdot i_f \cdot (i_{q2} + i_{q1})] \quad (V-3)$$

Si on suppose que $i_{d1} = i_{d2} = i_d$ et $i_{q1} = i_{q2} = i_q$ (V-4)

on aura :

$$C_{em} = 2 p [(L_d - L_q + M_d - M_q) \cdot i_d + M_{fd} \cdot i_f] \cdot i_q \quad (V-5)$$

Dans cette stratégie, on obtient un modèle où toutes les composantes i_{d1}, i_{d2}, i_{q1} et i_{q2} commandent le couple C_{em} .

On détermine le courant statorique i_s (telle que $i_s = i_{s1} = i_{s2}$) de sorte que le couple électromagnétique soit maximal $i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$.

On peut faire appel à une stratégie de commande qui impose un flux statorique constant, pour éviter les problèmes dus à la saturation magnétique en surcharge. [7].

A l'aide des relations (V.2) et (V.4) on peut écrire :

$$\begin{cases} \phi_d = (L_d + M_d).i_d + M_{fd}.i_f \\ \phi_q = (L_d + M_d).i_q \end{cases} \quad (V-5)$$

$$\phi_s = \sqrt{\phi_d^2 + \phi_q^2}$$

$$\phi_s^2 = [(L_d + M_d).i_d + M_{fd}.i_f]^2 + [(L_d + M_d).i_q]^2$$

$$[(L_d + M_d)^2.i_d^2 + M_{fd}^2.i_f^2 + 2(L_d + M_d).M_{fd}.i_d.i_f + (L_d + M_d)^2.i_q^2 - \phi_s^2 = 0 \quad (V-6)$$

On remplaçant i_q^2 par : $i_q^2 = i_s^2 - i_d^2$, on obtient :

$$[(L_d + M_d)^2 - (L_q + M_q)^2].i_d^2 + 2(L_d + M_d).M_{fd}.i_d.i_f + (L_q + M_q)^2.i_s^2 - \phi_s^2 + M_{fd}^2.i_f^2 = 0$$

La solution de cette équation quadratique est[7] :

$$i_d = \frac{-(L_d + M_d).M_{fd}.i_f + \sqrt{(L_d + M_d)^2.i_f^2 - ((L_d + M_d)^2 - (L_q + M_q)^2).A_m}}{[(L_d + M_d)^2 - (L_q + M_q)^2]}$$

Avec:

$$A_m = (L_q + M_q)^2.i_s^2 - \phi_s^2 + M_{fd}^2.i_f^2$$

le couple c_{em} prend sa valeur maximale pour :

$$i_s = 9.2 A$$

la valeur maximale du flux est :

$$\phi_s(max) = 1.88 Wb$$

V.2 Commande vectorielle à i_d constant de la machine synchrone à double étoile contrôlée en courant :

V.2.1- Etude en boucle ouverte :

1. Structure du bloc de découplage:

Elle est donnée par les équations suivantes :

$$\left\{ \begin{aligned} i_{q1}^* &= \frac{C_{em}^*/2}{p [(L_d - L_q + M_d - M_q) \cdot i_{d1}^* + M_{fd} \cdot i_f]} \\ i_{q2}^* &= i_{q1}^* \\ i_{d1}^* &= \frac{-(L_d + M_d) \cdot M_{fd} \cdot i_f + \text{sqrt} [(L_d + M_d)^2 \cdot i_f^2 - ((L_d + M_d)^2 - (L_q + M_q)^2) \cdot A_m]}{[(L_d + M_d)^2 - (L_q + M_q)^2]} \end{aligned} \right. \quad (V.6)$$

Avec: $A_m = (L_q + M_q)^2 \cdot i_s^2 - \phi_s^2 + M_{fd}^2 \cdot i_f^2$

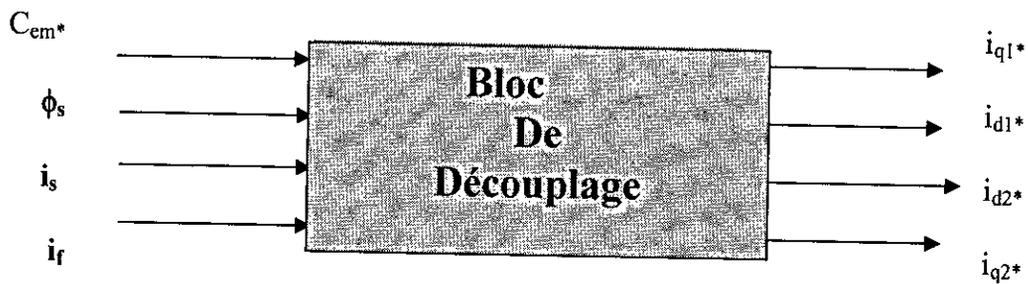
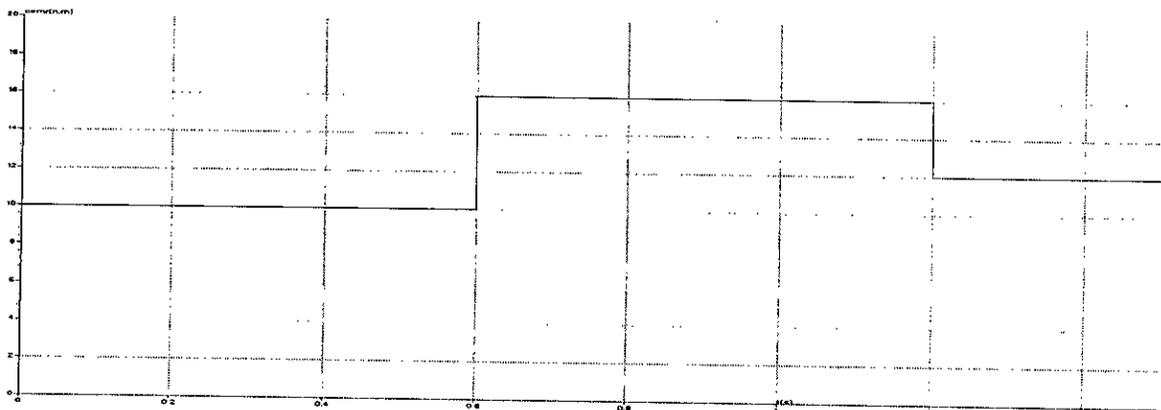


Figure V.2 : Structure du bloc de découplage

Les courants i_{d1}^* , i_{d2}^* et i_{q1}^* , i_{q2}^* qui sont fournis par le bloc de découplage assurent le contrôle de i_{d1} , i_{d2} et i_{q1} , i_{q2} , et le passage aux grandeurs réelles se fait par le biais de la transformation inverse de PARK (annexe 5).

la simulation numérique de cette technique de commande a été faite en imposant le couple de référence c_{em}^* comme indiqué sur la figure (V.3) ci-dessous :



Figuré V.3 : Couple de référence

La figure (V.4) représente le bloc de découplage de la machine alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux contrôlés en courant :

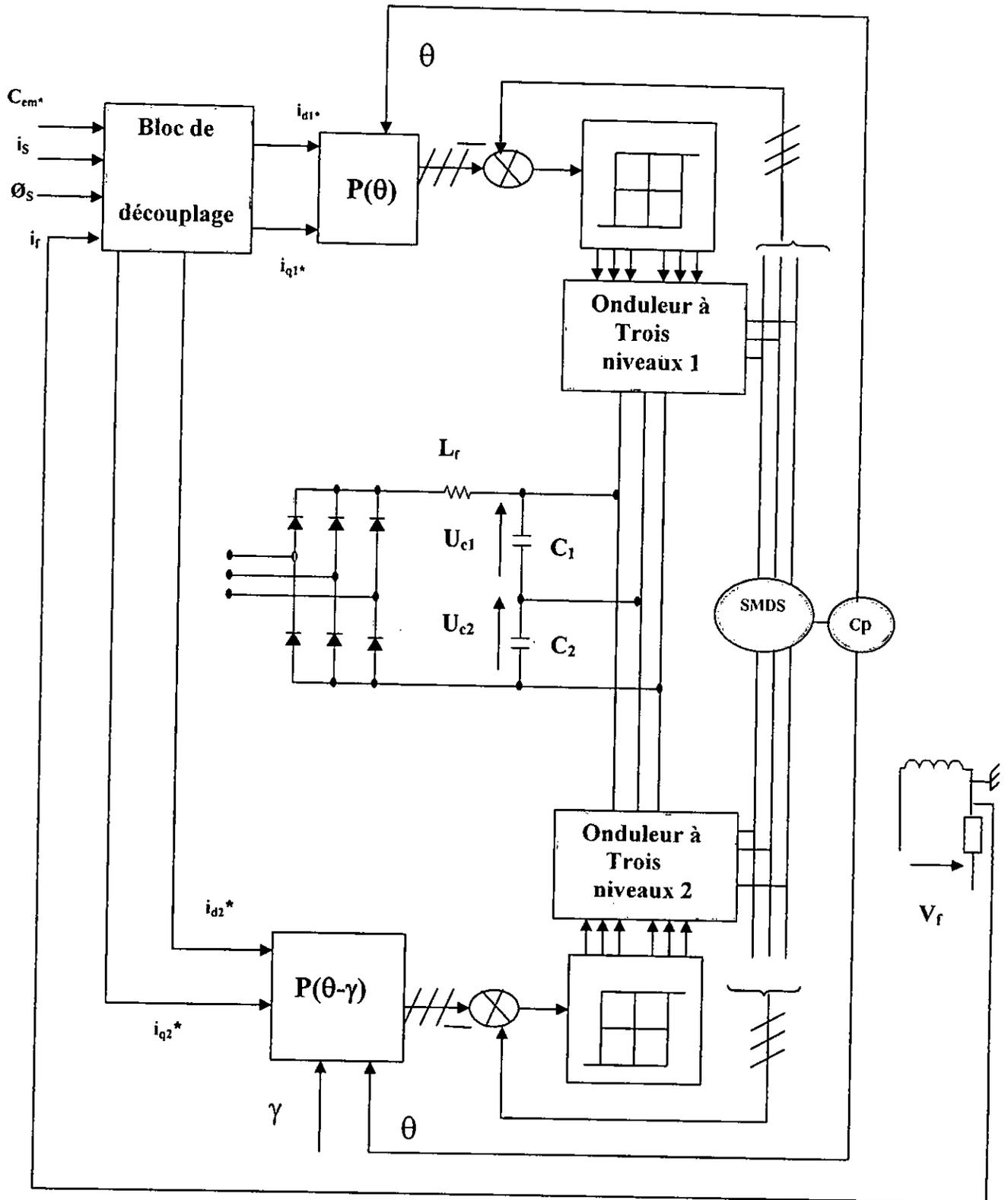


Figure V.4 : Schéma bloc de découplage de la SMDS alimentée par deux onduleurs de tension MLI à trois niveaux contrôlés en courant

2-Simulation et interprétation :

La première remarque qu'on peut faire, c'est le temps très long que prend le courant d'excitation pour atteindre sa valeur nominale ($t=1.4s$). Ce qui influe sur le couple électromagnétique qui ne suit pas parfaitement sa référence.

On voit que les courants i_{d1} et i_{d2} sont négatifs constants y compris au démarrage, cela montre l'effet du découplage des différentes grandeurs, et les courants i_{q1} , i_{q2} représentent l'image du couple.

Tout comme lors de la commande vectorielle à i_d nul les résultats de cette simulation ; montre la nécessité d'une régulation du courant d'excitation.

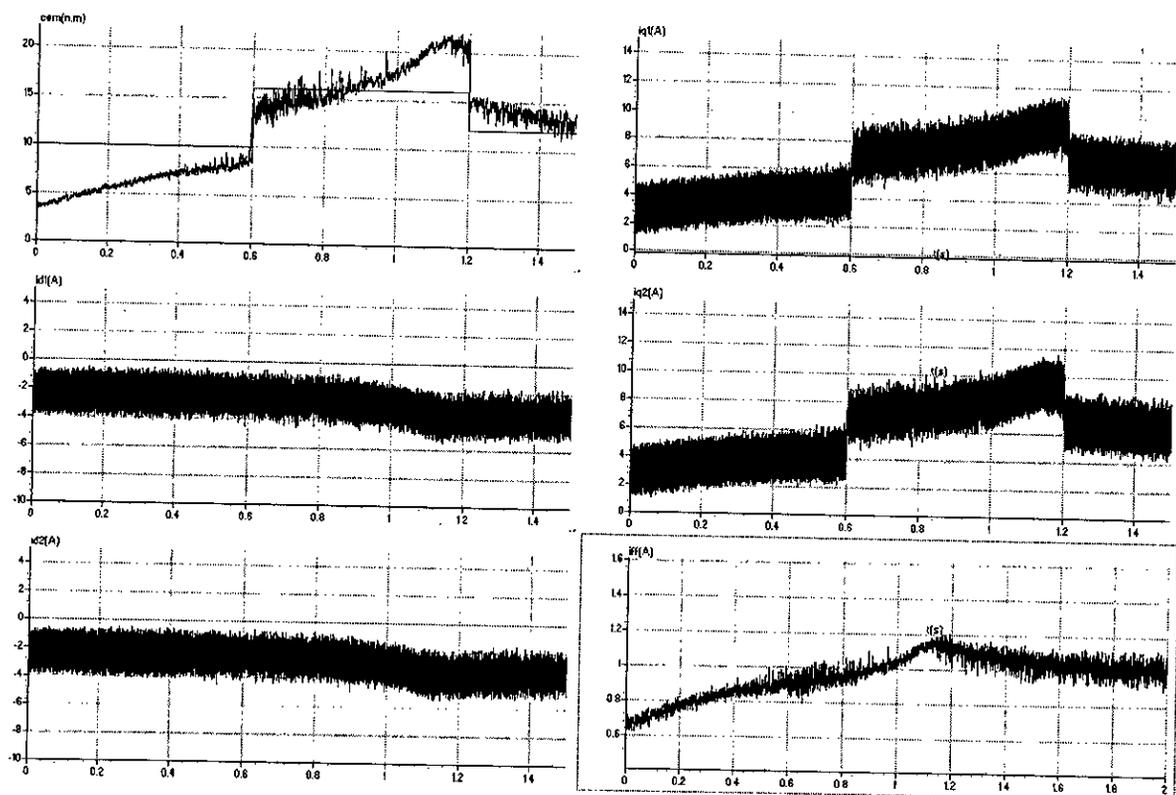


Figure V.5 : Commande vectorielle à i_d constant en boucle ouverte (technique de contrôle par hystérésis) sans régulation du courant d'excitation if

V.2.1- Réglage du courant d'excitation i_f :(annexe 4)

Le réglage du courant d'excitation est le même que celui du chapitre précédent.(Commande vectorielle à i_d nul)

Le schéma de la figure (V.9) représente la commande vectorielle de la SMDS à i_d constant en boucle ouverte avec régulation de courant d'excitation.

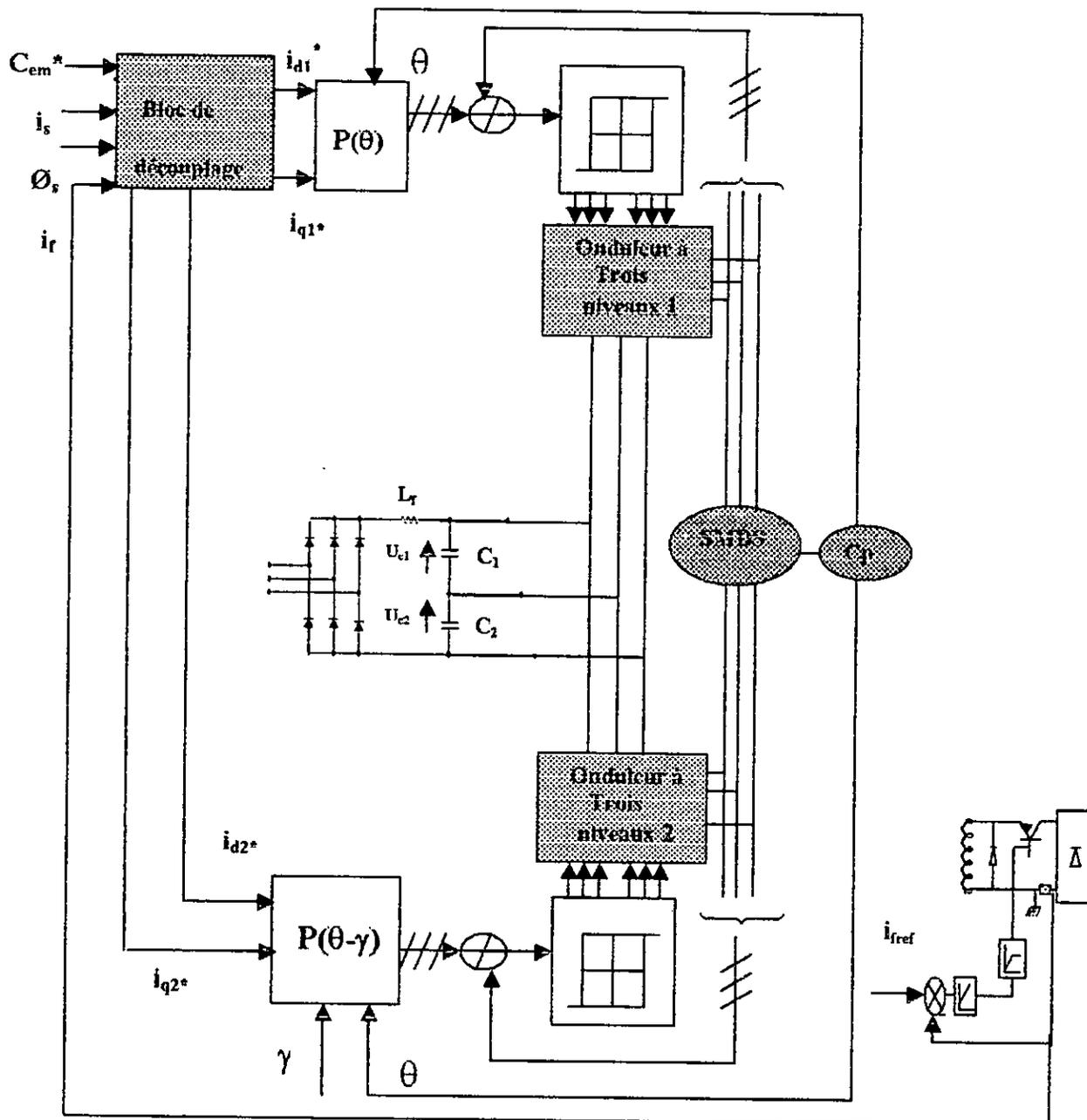


Figure V.9: Schéma bloc de découplage de la SMDS alimentée par deux onduleurs de tension MLI à trois niveaux avec régulation du courant d'excitation i_f

Simulation et interprétation :

Les figures (V.7) et (V.8) montrent que le couple électromagnétique C_{em} ne commence à suivre le couple de référence imposé C_{em}^* qu'après un temps 0.2s à cause du retard que prend le courant d'excitation pour atteindre sa référence .

On voit aussi que le couple représente l'image des courants i_{q1} et i_{q2} et on remarque que les courants i_{d1} et i_{d2} sont sensiblement constants, cela montre l'effet de découplage des différentes grandeurs et l'effet de régulation du courant d'excitation i_f .

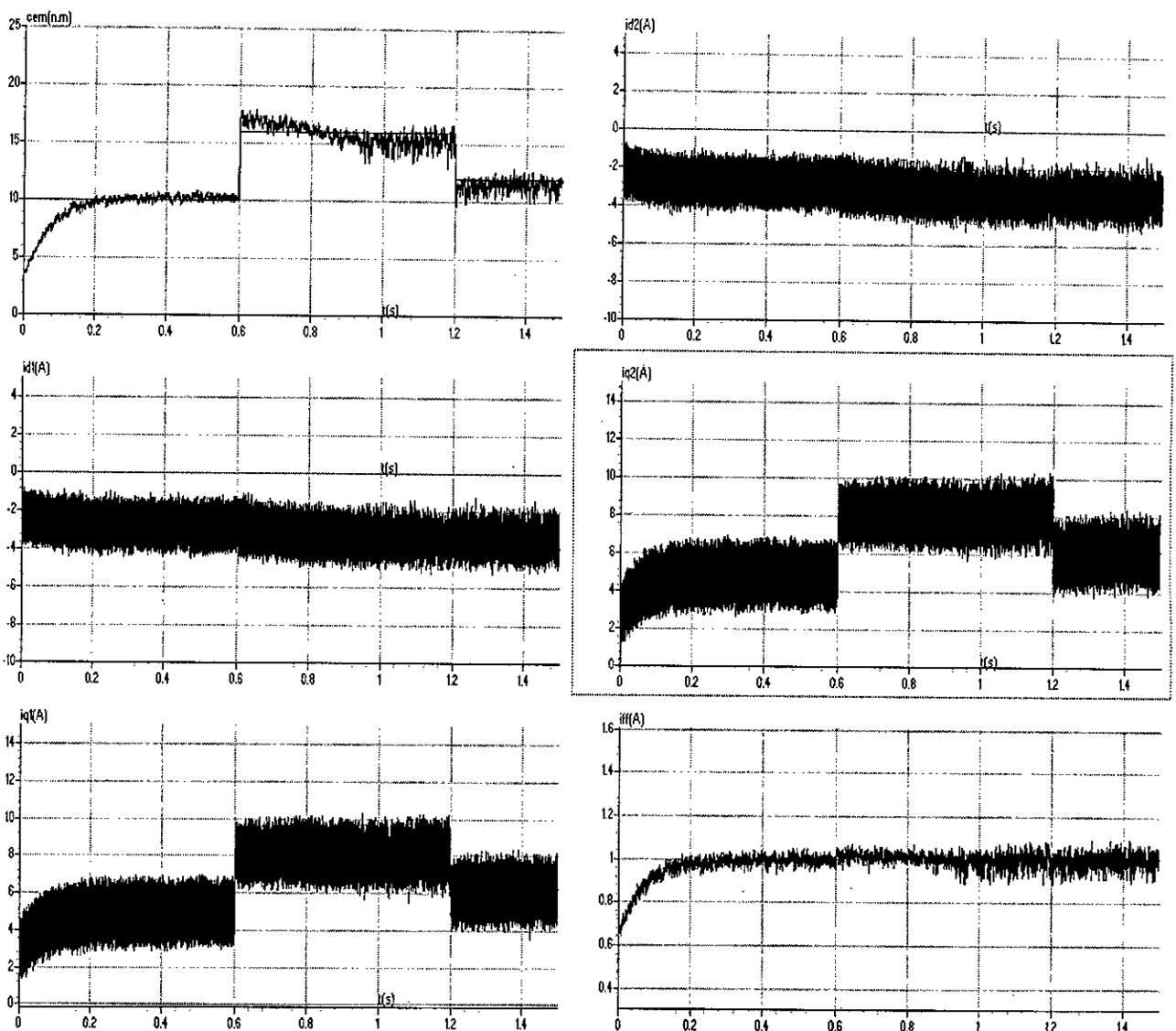


Figure V.7 : Commande vectorielle à i_d constant en boucle ouverte (technique de contrôle par hystérésis) avec régulation du courant d'excitation i_f sans inversion du sens de marche

Ces figures montrent aussi les performances de la boucle de régulation du courant d'excitation on réduisant d'une manière adéquate le temps de réponse du courant d'excitation telle qu'il prend la valeur du courant de référence $i_{fref} = 1(A)$ après seulement 0.2s.

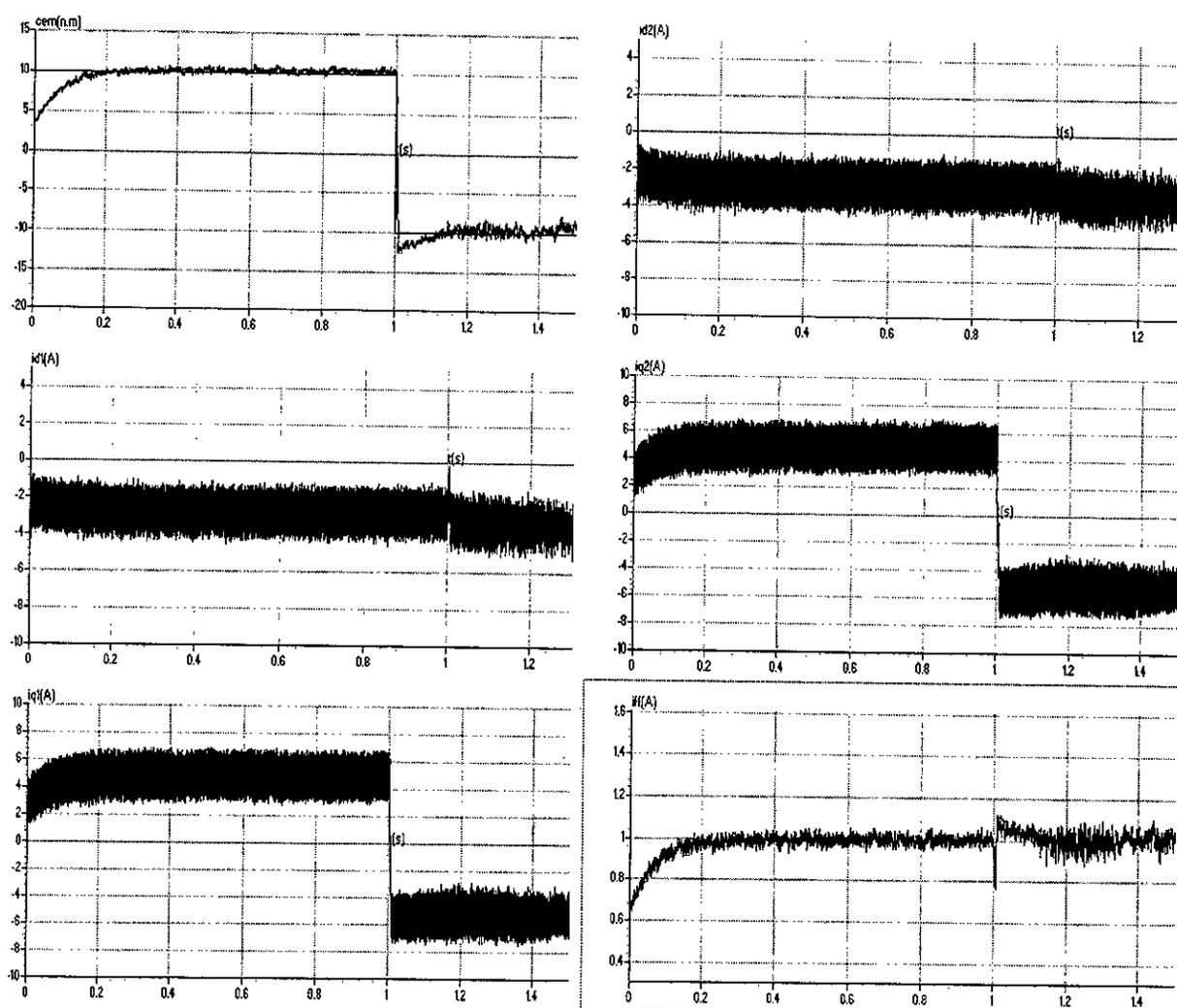


Figure V.8 : Commande vectorielle à i_d constant en boucle ouverte (technique de contrôle par hystérésis) avec régulation du courant d'excitation i_f avec inversion de sens de marche

V.2.3. Etude en boucle fermée :

1. Réglage en vitesse :

Le réglage de la vitesse se fait par la synthèse des régulateurs aux moyens des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires et cela grâce au découplage du modèle de la machine à rotor bobiné qui a été réalisée précédemment.

Pour avoir de bonnes réponses dynamiques en vitesse et en courant de la machine ; il a été appliqué un régulateur PI.

Le système constitué du modèle de la machine, de la structure de commande et de la boucle de régulation peut être schématisée par la figure (V.9).

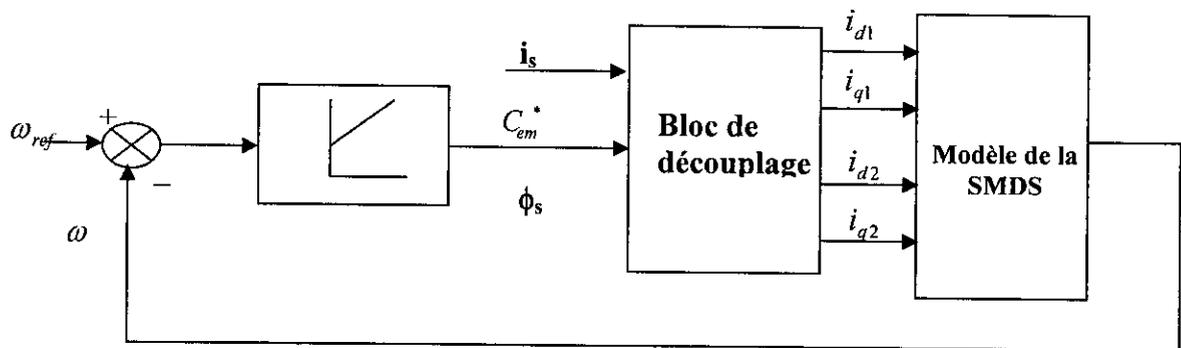


Figure V.9: Boucle de régulation de vitesse

L'expression finale de la fonction de transfert $F_o(s)$, est obtenue à partir des équations électriques et mécaniques de la machine (annexe4) :

On aura donc :

$$\Omega(S) = F_o(S) \cdot C_{em}^* - F_r(S) \cdot C_r \tag{V.7}$$

Avec :

$$F_o(S) = \frac{C_{em}^* [(L_{md} - L_{mq}) i_{d1}^* + M_{fd} \cdot i_f (1 + S \tau_d)]}{f_r (1 + S \tau_m) \cdot (1 + S \tau_q) \cdot (1 + S \tau_d) [(L_{md} - L_{mq}) i_{d1}^* + M_{fd} \cdot i_f]} \tag{V.8}$$

$$F_r(S) = \frac{1}{f_r (1 + S \tau_m)} \tag{V.8}$$

D'ou le schéma structurel du système à réguler :

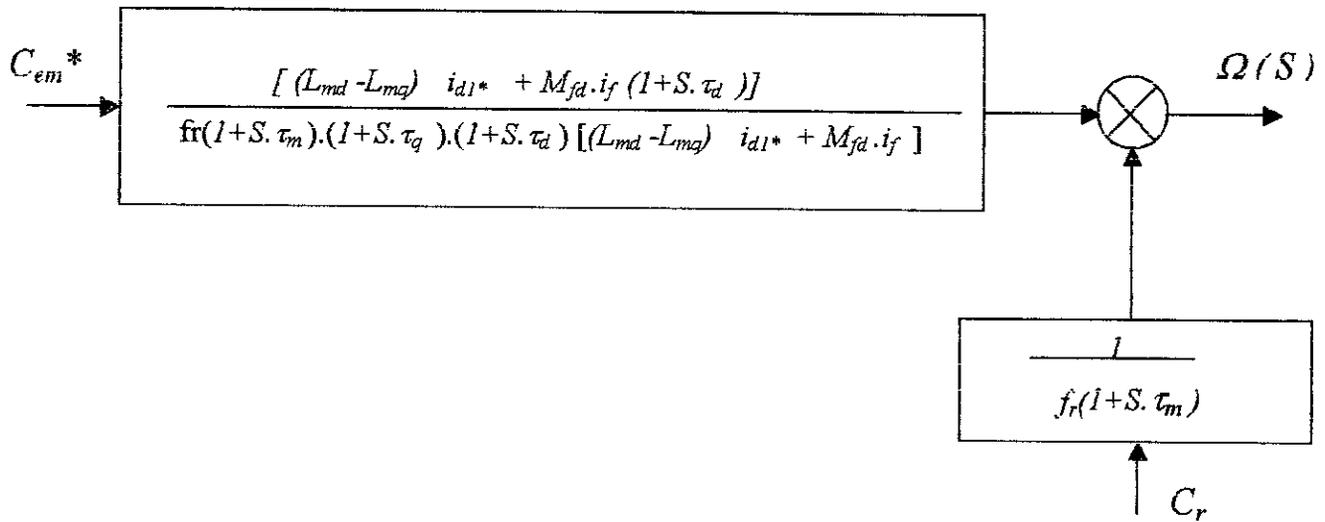


Figure V.10 : Schéma structurel du système à réguler

Après régulation on aura :

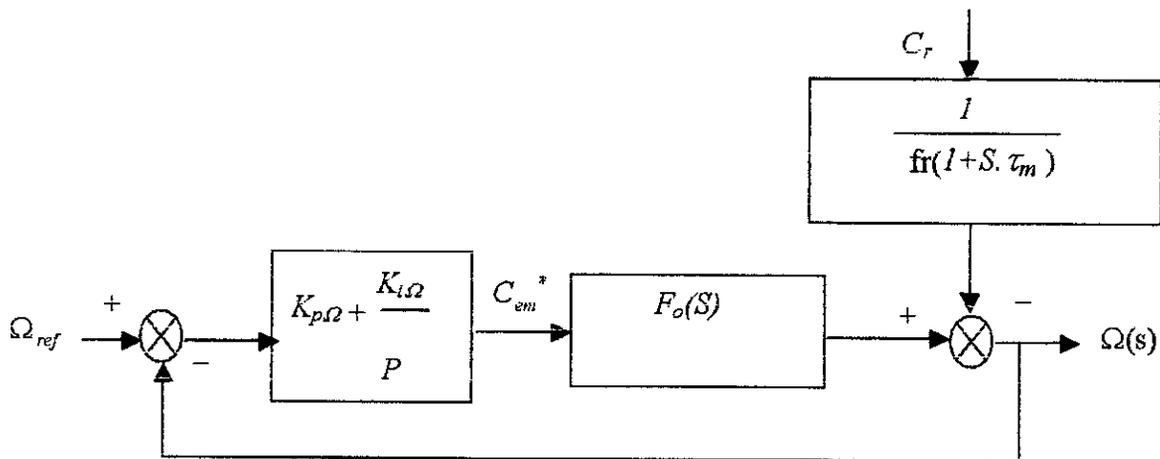


Figure V.11: Boucle de régulation de vitesse

D'ou la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_{TBO}(S) = \frac{K_{p,\Omega} \cdot S + K_{i,\Omega}}{S} \cdot \frac{[(L_{md}-L_{mq}) i_{d1}^* + M_{fd} \cdot i_f (1+S \cdot \tau_d)]}{f_r(1+S \cdot \tau_m) \cdot (1+S \cdot \tau_g) \cdot (1+S \cdot \tau_d) [(L_{md}-L_{mq}) i_{d1}^* + M_{fd} \cdot i_f]} \quad (V.9)$$

Qu'on utilise pour déterminer les paramètres du régulateur PI par compensation de la constante de temps dominante ainsi que par la méthode d'ajustement optimal (**annexe5**).

Et en boucle fermée:

$$(\Omega_{ref} - \Omega) \cdot F_o(S) - F_r(S) \cdot C_r = \Omega(S)$$

D'où:

$$\Omega(S) = F_f(S) \cdot \Omega_{ref} - F_{rf}(S) \cdot C_r = \Omega(S) \quad (V.7)$$

Telle que la fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la consigne:

$$F_f(S) = \frac{F_o(S)}{1 + F_o(S)}$$

et la fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la perturbation :

$$F_{rf}(S) = \frac{F_r(S)}{1 + F_o(S)}$$

Le schéma de la structure globale de la commande vectorielle à i_d constant avec réglage de la vitesse et du courant d'excitation est donné par la figure V.12:

. Simulation et résultats :

Nous remarquons d'après les figures (V.13) et (V.14) que la vitesse suit sa référence sans dépassement, et le rejet de perturbation est rapide.

Les courants i_{d1} et i_{d2} restent sensiblement constants et robustes par rapport aux variations brusques de la vitesse.

De plus, on voit clairement que le couple est l'image des courants i_{q1} et i_{q2} .

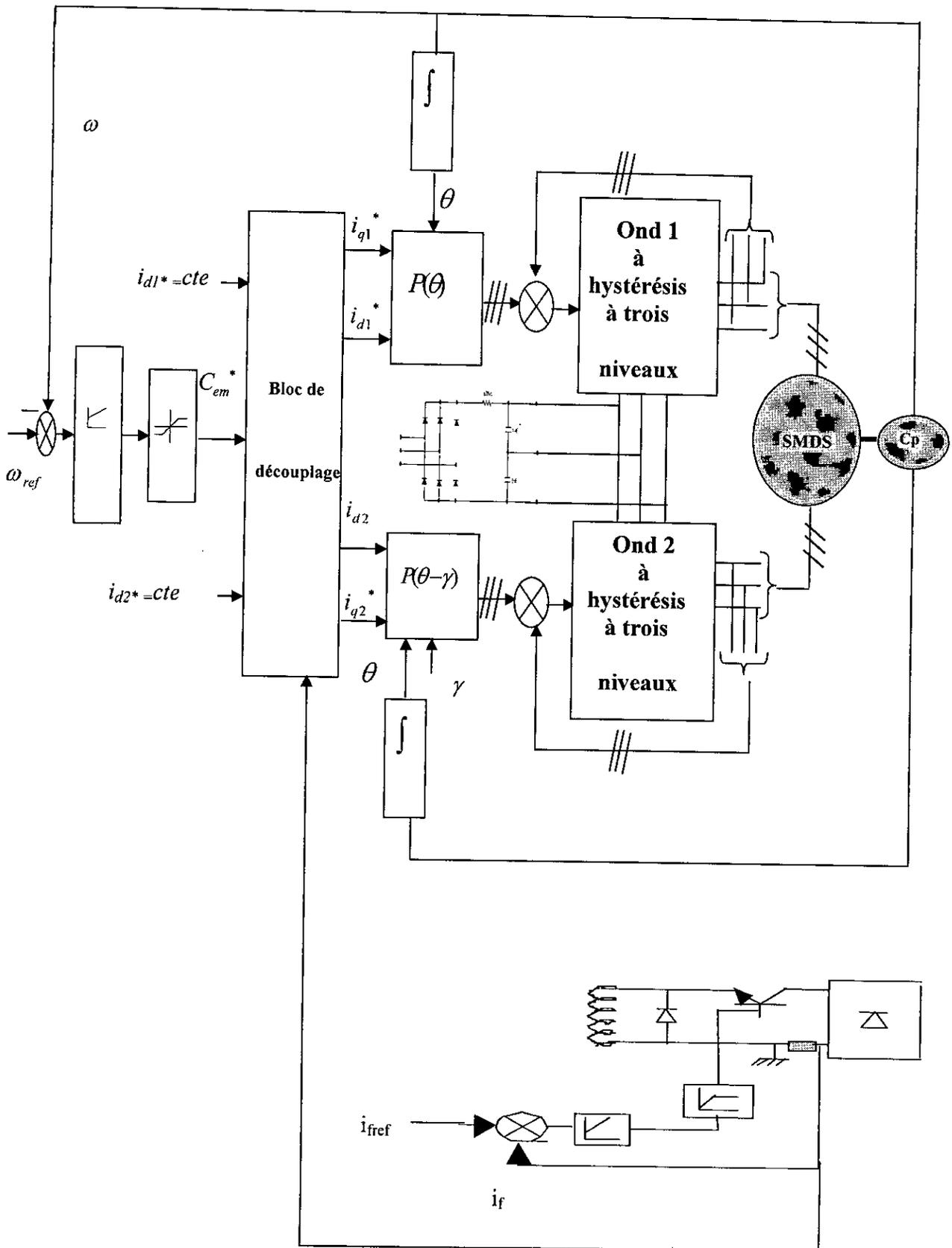


Figure V.12: Commande vectorielle à i_d constant en boucle fermée de la SMDS alimentée par deux onduleurs de tensions à trois niveaux contrôlés en courant

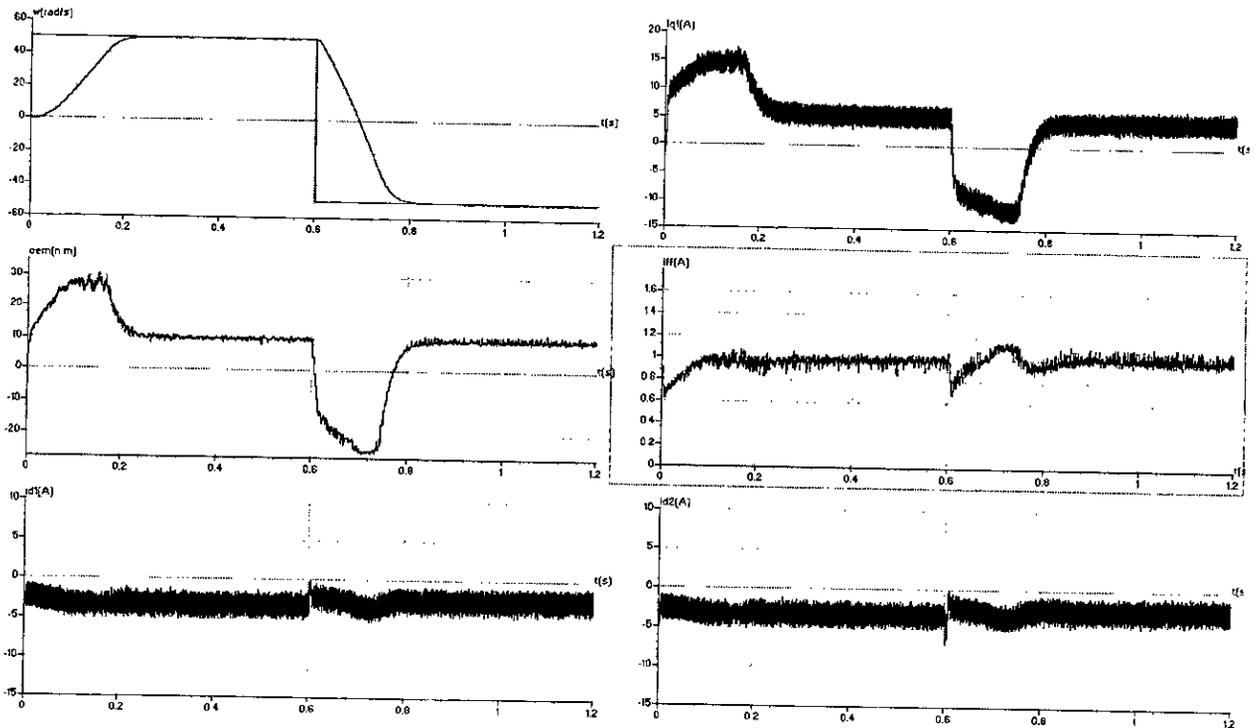


Figure V.17: Commande vectorielle à i_d constant avec réglage de vitesse lors d'une commande en courant avec un démarrage en charge $C_r=10$ N.m à $t=0$ s puis une inversion de sens de marche à $t=0.6$ s.

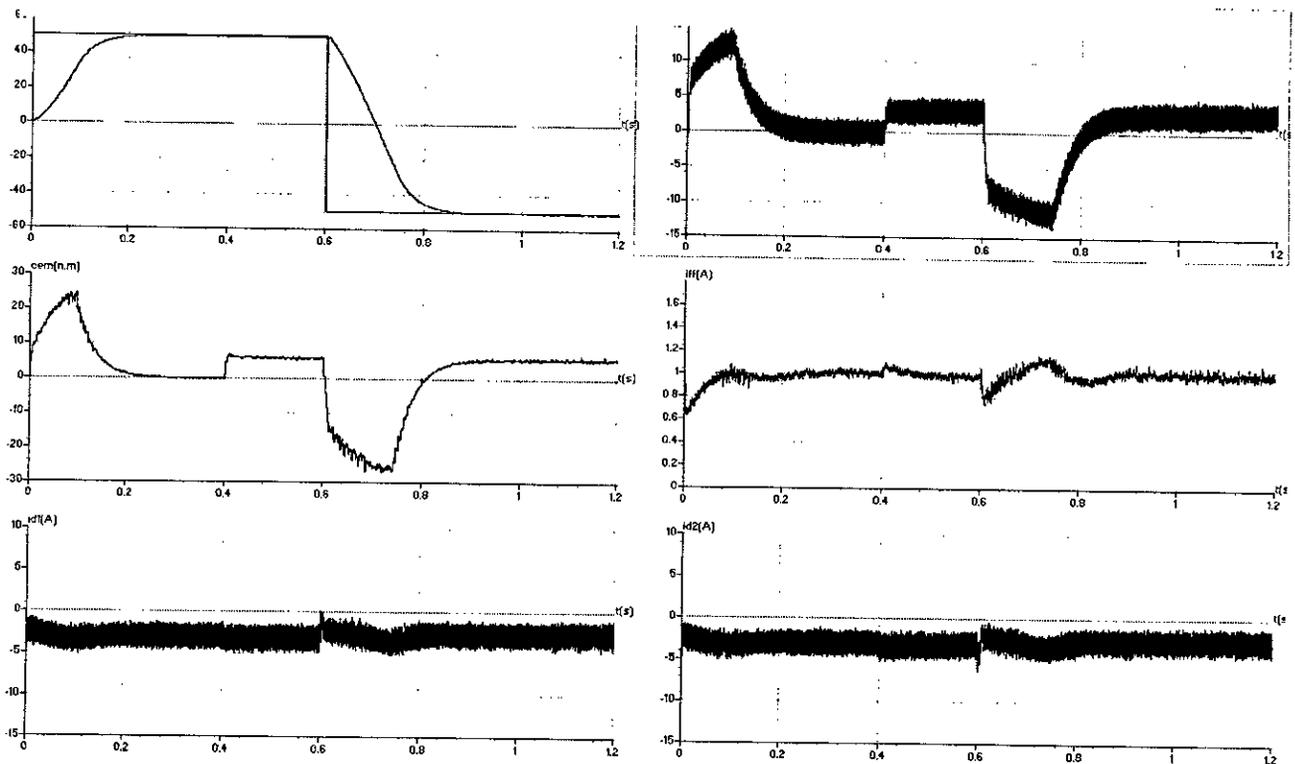


Figure V.18: Commande vectorielle à i_d constant avec réglage de vitesse lors d'une commande en courant avec application d'une charge $C_r=6$ N.m à $t=0.4$ s puis une inversion de sens de marche à $t=0.6$ s.

V.3. Comparaison entre la commande vectorielle à i_d nulle et la commande vectorielle à i_d Constant :

Les deux méthodes de commandes (i_d nul et i_d constant) donnent entière satisfaction du point de vue découplage de la machine, qui est réalisé avec succès pour les deux commandes.

Cependant, on constate que lors du démarrage, le couple électromagnétique et le courant développés par la machine commandée vectoriellement avec i_d nul, sont plus importants que ceux développés avec une commande vectorielle à i_d constant.

Ceci s'explique par le fait que la deuxième méthode tient compte de la saillance de la machine, qui apparait dans l'expression du couple:

$$C_{em} = 2 p [(L_d - L_q + M_d - M_q) \cdot i_d + M_{fd} \cdot i_f] \cdot i_q$$

Ce qui n'est pas le cas pour la commande vectorielle à i_d nul :

$$C_{em} = 2 p \cdot M_{fd} \cdot i_f \cdot i_q$$

Donc, on peut conclure que la commande vectorielle utilisant un courant i_d constant, s'adapte mieux aux machines présentant une certaine saillance, alors que celle utilisant un courant i_d nul se comporte mieux avec des machines sans saillance. Néanmoins, le fait que la saillance de la machine que nous étudions ne soit pas trop forte ($L_d=0.1961H, L_q=0.1105H$), nous a permis d'utiliser cette commande dans des conditions acceptables.

Chapitre VI

**Asservissement de la vitesse
par mode de glissement
de la machine synchrone
à double étoile**

VI-1- Réglage non linéaire par mode de glissement :

VI-1-1) Introduction :

Les systèmes physiques étant de nature non-linéaire, leur comportement est le plus souvent décrit par des équations différentielles non-linéaires. Si le domaine de fonctionnement du système est limité et si la non linéarité est douce, le système est linéarisé et représenté par un ensemble d'équations qui décrivent son comportement dynamique. Par contre l'analyse des systèmes non-linéaires, qui sont plus riches et plus complexes que les systèmes linéaires, est plus difficile.

Dans la partie précédente concernant le réglage linéaire, on a pu développer des algorithmes de commande en compensant les termes qui causent la non linéarité du système à réglé. Cependant, cette compensation reste toujours une approche imprécise qui éloigne un peut le système réel de sa commande[6].

Récemment des études avancées ont été faites dans le domaine de l'automatique non linéaire. A partir de ces études, on a pu approcher plus de la réalité en utilisant, pour le réglage des systèmes non linéaires des algorithmes de commandes qui prennent en compte ces non-linéarités. En effet lorsque l'organe de commande possède un comportement discontinu par commutation(action a deux positions), il est plus judicieux de faire appel à des méthodes de réglage non linéaires et discontinues qui s'adapte mieux au comportement particulier de ces organes de commandes. Il s'agit en particulier du réglage par mode de glissement[8].

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage a structure variable. Ce type de systèmes a été étudié d'abord en Union Soviétique (Emelynov 1950). Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles[8].

Au début des années 80, la commande des systèmes à structure variable par mode de glissement est devenue très intéressante attractive, elle est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis grâce aux avantages qu'elle présente (robustesse vis-à-vis des paramètres variables, une très haute précision, une bonne stabilité, un temps de réponse très faible)[2,17,18,19].

Dans ce chapitre nous présenterons le concept de la commande par mode de glissement et son application à la régulation de la vitesse de la SMDS. Dans un premier temps nous introduirons quelques notions générales sur les systèmes non linéaires ainsi que la conception de la commande par mode de glissement, ensuite on essaiera d'établir une méthodologie de conception de cette commande.

VI-1-2) Les systèmes non linéaires :

Sachant que les systèmes non linéaires sont plus riches et plus complexes dans leurs comportements que les systèmes linéaires, leur analyse est plus difficile. Les techniques habituelles utilisées dans la commande linéaire tel que le domaine temporel et le domaine fréquentiel ne peuvent pas leur être appliqués, par conséquent, ils ne peuvent pas être résolus analytiquement, ainsi la compréhension complète de leur comportement est très difficile. Par contre il existe des moyens puissants d'analyse et de conception de ces systèmes, permis ces moyens on peut citer : le plan de phase et la théorie de Lyapunov[8].

La conception des systèmes non linéaires exige la prise en considération des éléments suivants [2]:

- **La stabilité** : Elle doit être garantie pour le modèle dans le sens local et global.

- **Performances** : Elle représente la précision, la qualité (écart statique, oscillation, ...etc), ainsi que le temps de réponse du système.
- **Invariance et robustesse** : La réponse en boucle fermée doit être insensible et peut sensible respectivement à toutes les perturbations extérieures, aux variations des paramètres et aux incertitudes sur le modèle.

Une bonne commande peut être obtenue sur la base d'un compromis en terme de (stabilité/robustesse, stabilité/performance...etc).

VII-1-3) Conception de la commande par mode de glissement :

La conception de cette commande peut être divisée en trois étapes principales très dépendantes [16] :

- a- Le choix des surfaces.
- b- L'établissement des conditions d'existence et de convergence.
- c- La détermination de la loi de commande.

a) Choix de la surface de glissement :

Le choix de la surface de glissement est présenté dans l'annexe (6.I)

b) Condition d'existence et de convergence [2] :

Les conditions de convergence permettent aux dynamique du système, dans le plan de phase, de converger vers la surface de glissement, il existe deux conditions :

*La fonction direct de commutation : C'est la première condition de convergence, elle est sous la forme : $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ (VI-1)

*La fonction de Lyapounov : $V(x) = \frac{1}{2} \cdot S^2(x)$ (VI-2)

Sa dérivée sera :

$$V(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (VI-3)$$

Pour que la fonction de Lyapounov décroisse, il suffit d'assurer :

$$V(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (VI-4)$$

Elle est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et garantit la stabilité du système non linéaire.

c) Calcul de la commande :

Une fois la surface de glissement choisie ainsi que la vitesse de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre (origine du plan de phase) en maintenant la condition d'existence du mode de glissement [2,20].

La structure du contrôleur comprend deux parties, une partie concernant la linéarisation exacte et l'autre stabilisante.

Cette dernière est très importante dans la commande non linéaire car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et les perturbations extérieures. Nous posons donc : $U = U_{eq} + U_n$ (VI-3)

U_{eq} correspond à la commande de linéarisation proposée par Phillipov et Utkin (commande équivalente). Elle consiste à trouver une commande linéarisante telle que la trajectoire de l'état reste sur la surface de glissement $S(x)=0$.

La commande U_n est déterminée pour garantir l'attraction de variable à contrôlé vers la surface et satisfaire la condition de convergence $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$. En d'autres termes, définir le comportement dynamique du système durant le mode de convergence par : $U_n = \dot{S}(x)$ (VI-4)

Le calcul de la commande équivalente se fait a partir des équations du système (**annexe 6-II**)

La forme la plus simple que peut prendre U_n , est celle d'un relais figure (VI-1)

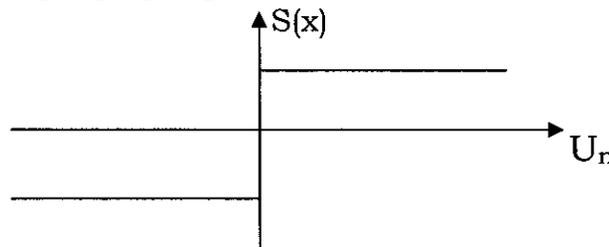


Figure VI-1 :définition de la fonction U_n

$$U_n = K \cdot \text{signe}(S(x)) \quad (\text{VI-5})$$

Le choix de la constante K est très influent, en effet, Si K est très petit, le temps de réponse sera très lent, et si K est trop grande nous aurons des oscillations appelées « chattering », celles ci nuisent au fonctionnement et aux performances du système.

Elimination de l'effet chattering :

Pour remédier à l'effet chattering, la fonction discontinue est remplacée par une fonction continue figure (VI-2) ; ceci au voisinage de la surface de glissement, et on procède à un lissage de la commande (commande adoucie) [17].

Cette commande est caractérisée par un ou deux seuils pour diminuer progressivement la valeur de la commande U_n .

Pour ce qui est de notre étude nous avons utilisé la commande suivante :

$$U_n = \begin{cases} (K/\varepsilon_1) S(x) & \text{si } |S(x)| \leq \varepsilon_1 \\ K \text{signe}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon_1 \end{cases}$$

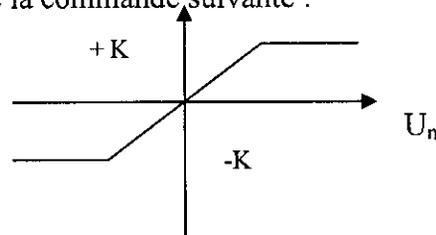


Figure VI-2 :Commande douce à un seul seuil.

VI-2- Application de la commande par mode de glissement au réglage de vitesse d'une SMDS :

Le but de notre travail est de réaliser une commande de vitesse par mode glissant d'une SMDS pilotée vectoriellement. Pour cela les régulateurs PI utilisées précédemment (ChapIV ,ChpV) lors du réglage de la vitesse seront remplacer par une commande en mode glissant. La structure globale de cette commande est représentée sur la figure (VI-3).

Afin de tenir compte des retards de mesure ainsi que de la présence du convertisseur, les grandeurs mesurées à l'instant $t(k)$ ne seront exploités qu'a l'instant $t(k+1)$. Les grandeurs échantillonnées et mesurées sont maintenues constantes pendant toute la période d'échantillonnage à l'aide d'un bloquer d'ordre zéro. L'application de cette stratégie de commande commence par la détermination du degré relatif de la variable à régulé. Cette variable c'est la vitesse, donc on choisit une surface d'ordre 1 qui suffit à faire apparaître la commande :

$$S(\Omega(k)) = \Omega_{ref}(k) - \Omega(k-1)$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(\Omega(k)) = \Omega(k) - \Omega(k-1) \quad (VI-12)$$

et on a l'équation mécanique de la machine :

$$C_{em} - C_r f^* \Omega = J^* d\Omega/dt$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent nous avons $S(\Omega) = 0 \Rightarrow \dot{S}(\Omega) = 0$;

D'où : $\dot{S}(\Omega) = -C_{em} + C_r + f^* \Omega = 0 \Rightarrow C_{em} = C_r + f^* \Omega$

Et durant le mode de convergence nous avons : $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$

D'où : $C_{em} = K_{\Omega} \cdot \text{signe}(S(\Omega))$

et la valeur de commande est :

$$C_{em} = C_{em} + C_{em}$$

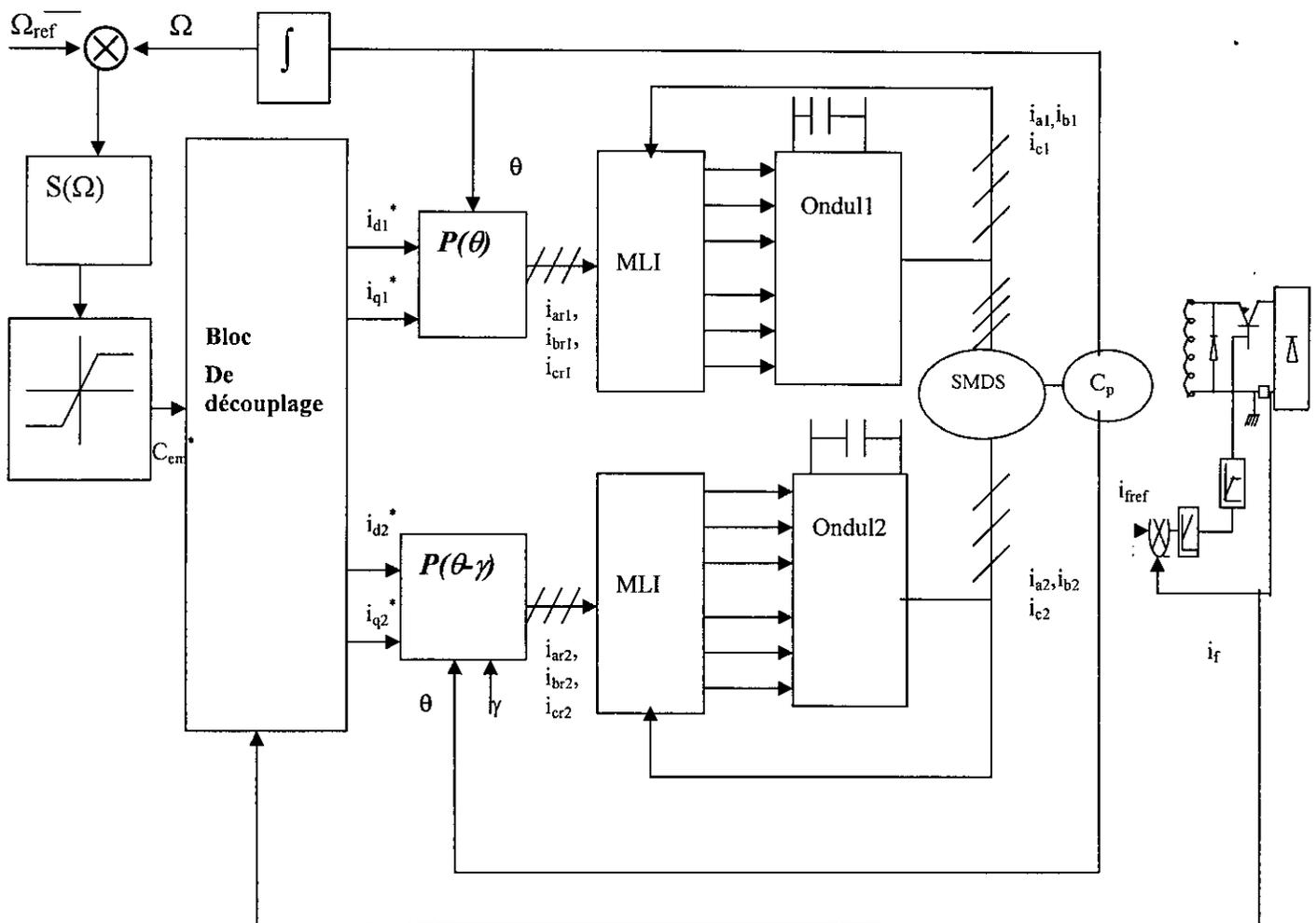


Figure VI-3 : Structure globale de la commande par mode glissant de la vitesse d'une SMDS alimentée par deux onduleurs à trois niveaux.

Pour satisfaire le critère de convergence, le gain K_{Ω} doit toujours être positif. Le choix de ce gain se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur, tout en faisant attention à ne pas dépasser le courant admissible par la machine.

Remarque :

Nous remarquons que dans les équations de calcul de la commande, la valeur du couple résistant est utilisée, et celle-ci n'est pas toujours connue avec exactitude et à tout moment du fonctionnement du moteur. Dans les algorithmes de commande, celle-ci sera considérée comme connue et constante, en verra plus loin une méthode permettant l'estimation du couple résistant à partir des variables mesurées.

. Simulation et interprétation :

Les figures (VI-4- et VI-5-) illustrent les performances de la commande de vitesse de la SMDS par la technique des modes glissants avec un degré relatif $r = 1$, vis à vis des deux stratégies de commandes. La première consiste à appliquer une commande en relais alors que la seconde, une commande adoucie à un seul seuil. Les évolutions du couple C_{em} , de la vitesse ω , des courants d'excitation i_f et de phase i_{a1} , ainsi que les courants direct et en quadrature i_{d1} , i_{q1} y seront montrées afin de comparer les deux techniques.

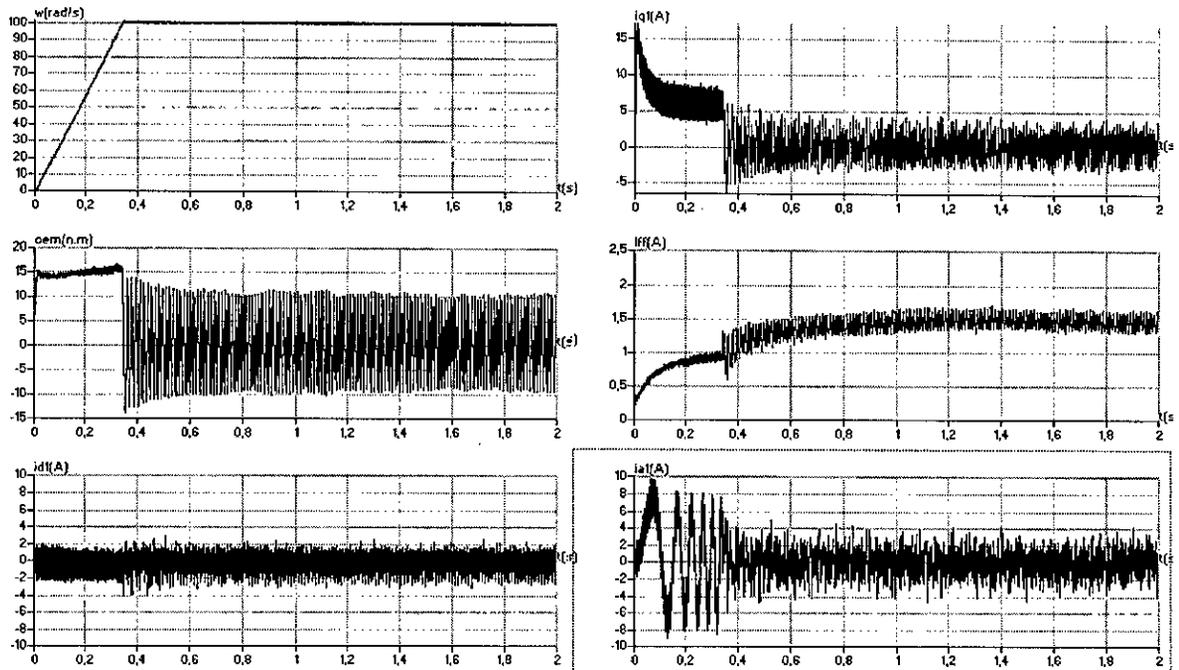
On constate un faible temps de réponse et une très bonne poursuite des valeurs de consignes que ce soit pour la vitesse ou les courants i_d (pour les deux types de découplage : $i_d = 0$ et $i_d = \text{constant}$), et cela est valable pour les deux types de commande ; Notons également que le couple électromagnétique représenté sur la figure (VI-4) présente de fortes oscillations, dues à la nature de la commande qui se fait avec une fréquence infiniment grande (Phénomène de Chattering). La figure (VI-5) présente de meilleurs résultats par rapport à la précédente, les oscillations du couple et du courant sont atténuées grâce à l'adoucissement de la commande appliquée.

Les figures (VI-6), montre le comportement de la commande adoucie lors du démarrage à vide de la machine suivi par l'application d'une charge $C_r = 10$ (N.m) suite à l'établissement du régime permanent.

On remarque que le courant i_{d1} tend vers zéro pour le découplage à i_d nulle, et il tend vers une valeur constante pour le découplage à i_d constant ; ceci indépendamment des variations du couple électromagnétique. De même pour la vitesse qui est insensible aux variations du couple résistant ; ce qui montre de façon plus claire le découplage existant.

La figure (VI-7) illustre la réaction de la commande à une inversion brusque de la vitesse

a) $i_d=0$



b) $i_d=constante$

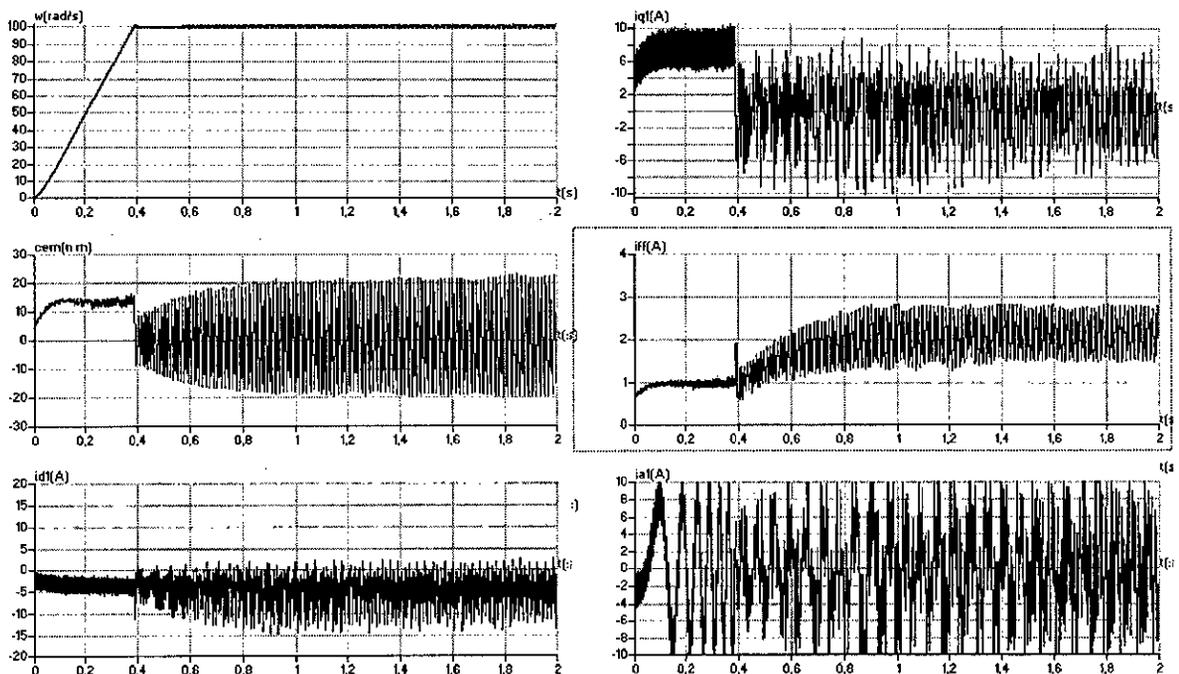
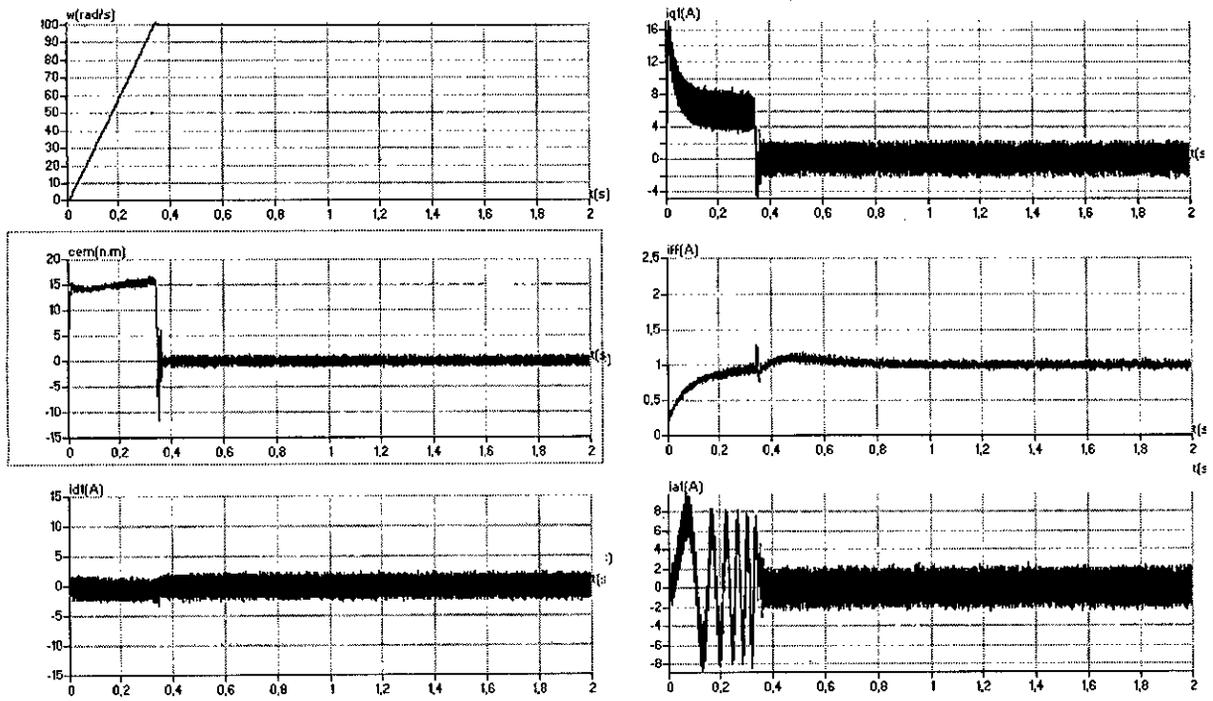


Figure VI.4 : Performances du réglage de vitesse d'une SMDS par la technique des modes glissant avec un degré relatif $r=1$ en utilisant une commande non adoucie ($k_{\sigma}=15$)

a) $i_d=0$



b) $i_d = \text{constante}$

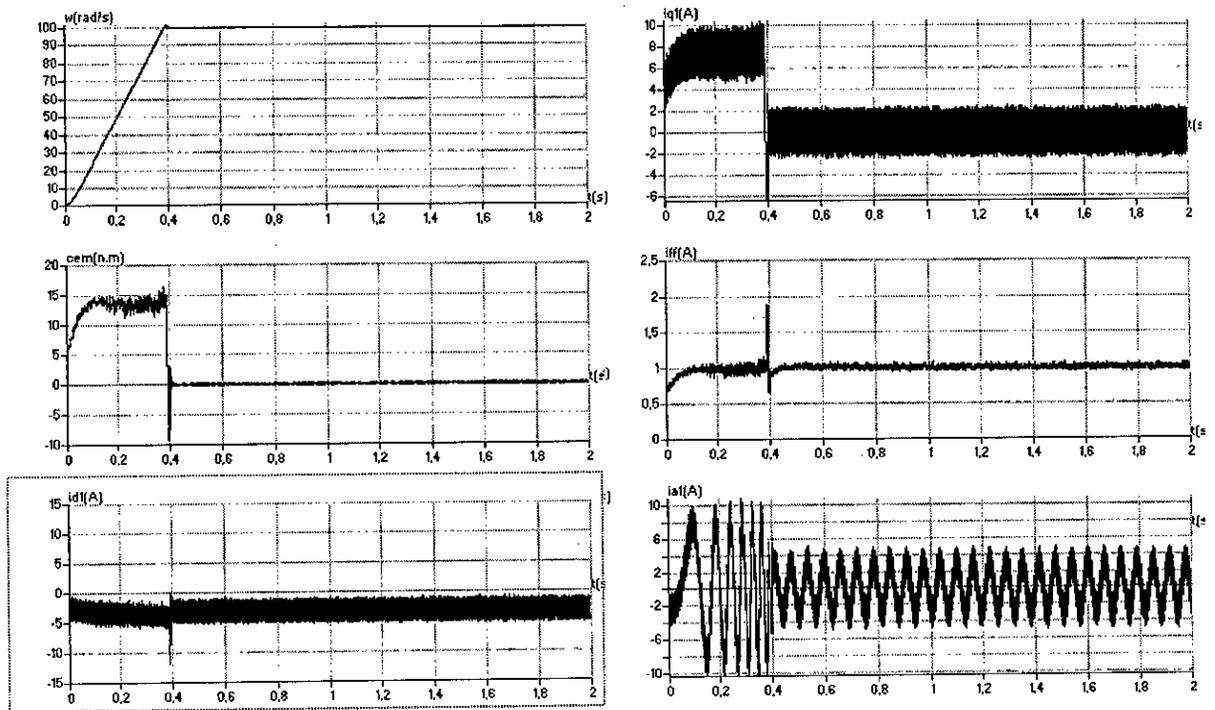
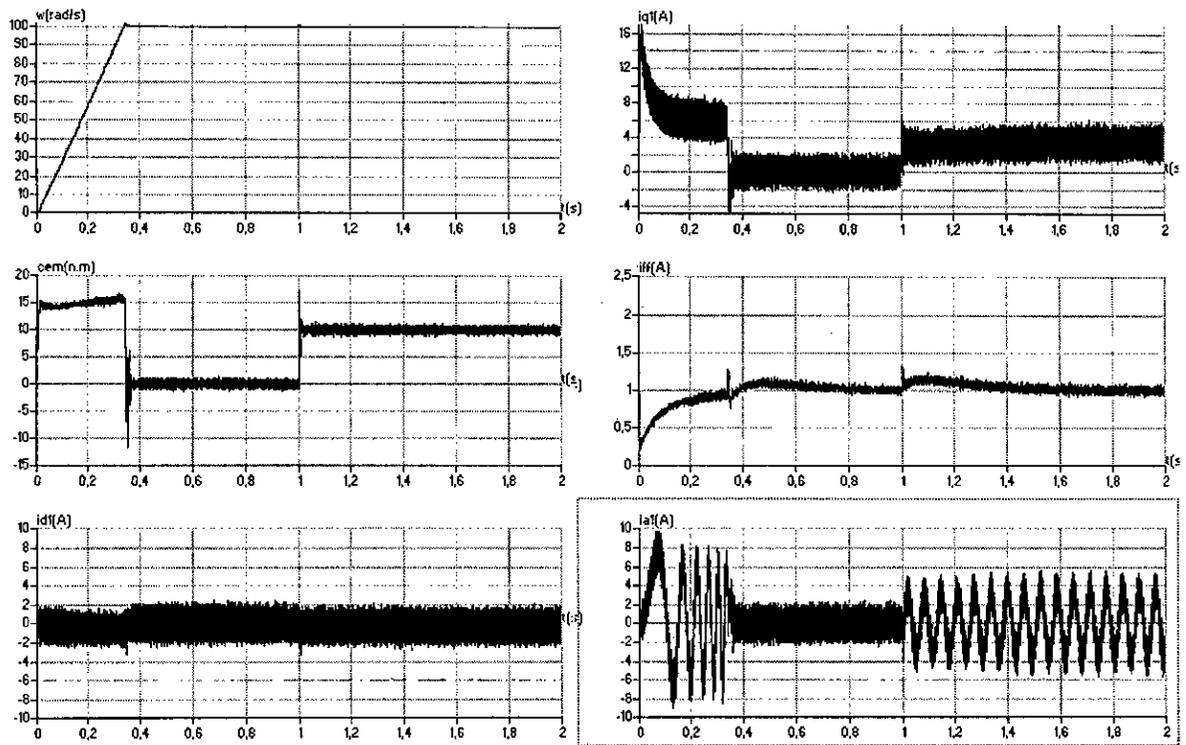
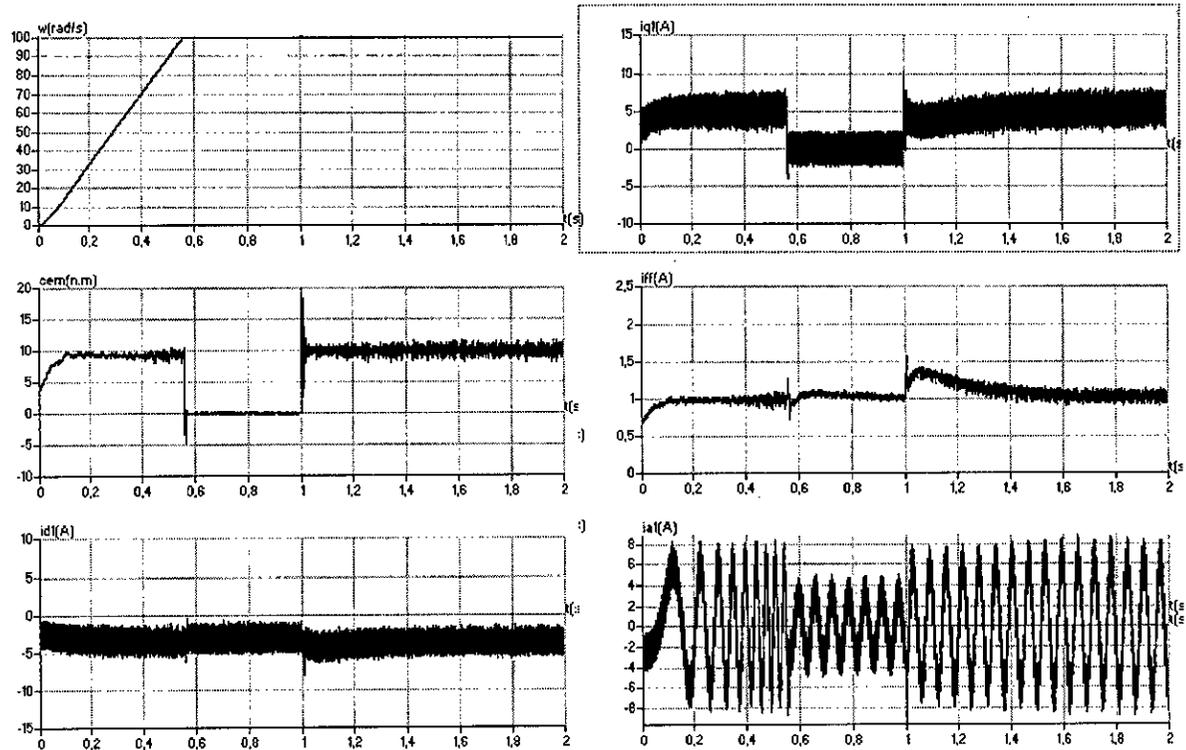


Figure VI-5 : Performances du réglage de vitesse d'une SMDS par la technique des modes glissant avec un degré relatif $r=1$ en utilisant une commande adoucie à un seul seuil ($k_{\sigma}=15$)

a) $i_d = 0$

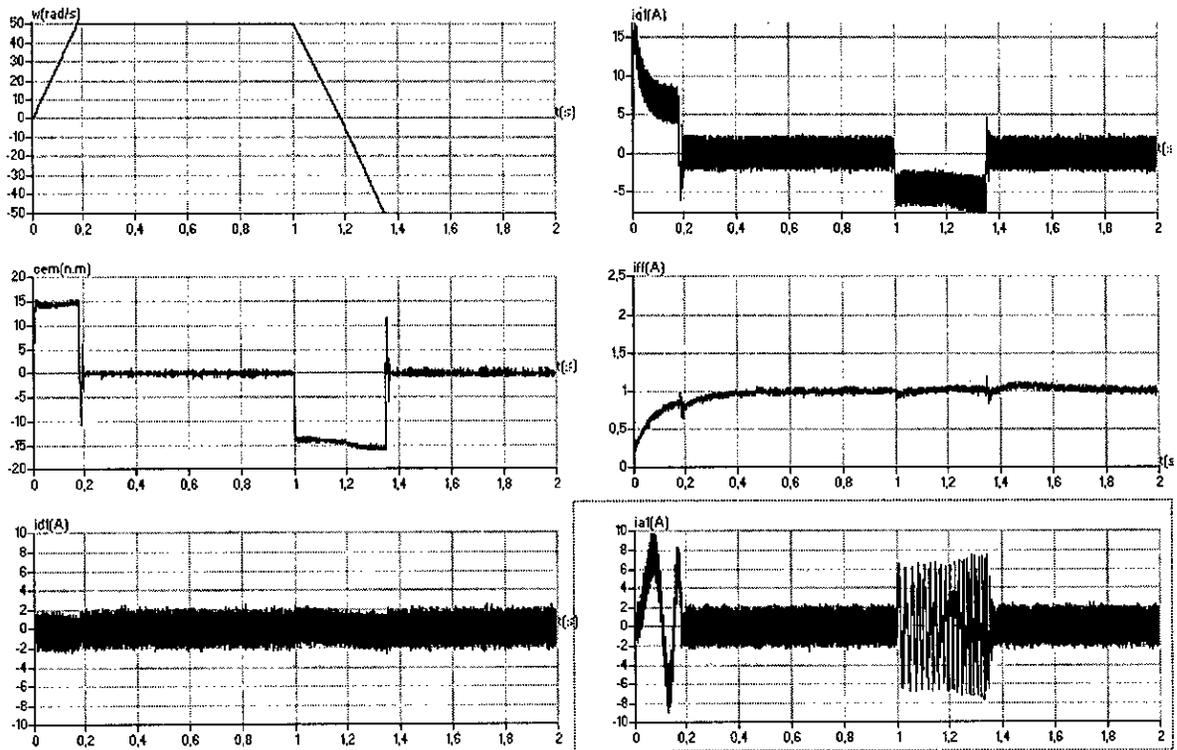


b) $i_d = \text{constant}$

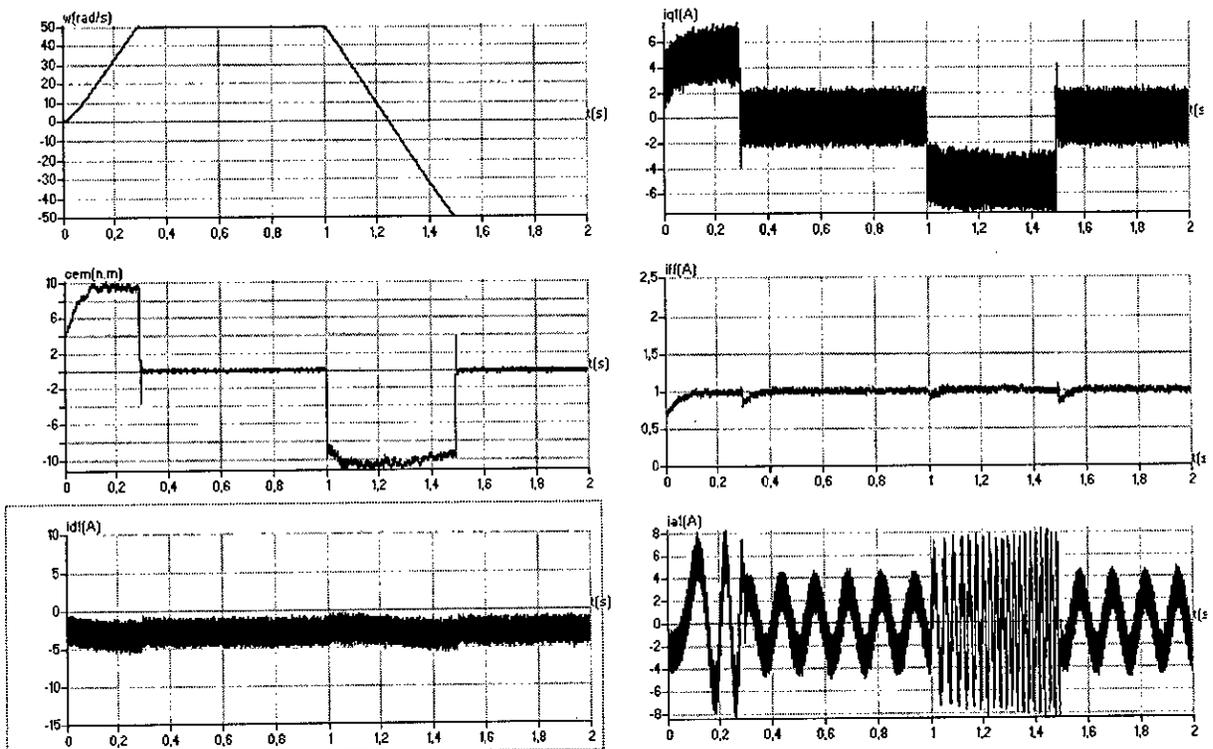


VI-6 : Performances du réglage de vitesse d'une SMDS par la technique des modes glissant avec un degré relatif $r=1$ en utilisant une commande adoucie à un seul seuil ($k_{\sigma}=15$) avec application d'une charge $C_r=10\text{N.m}$ à $t=1\text{s}$

a) $i_d = 0$



b) $i_d = \text{constant}$



VI-7 : Performances du réglage de vitesse d'une SMDS par la technique des modes glissant avec un degré relatif $r=1$ en utilisant une commande adoucie à un seul seuil ($k_{\sigma}=15$), avec inversion du sens de rotation de la machine.

VI.3. Estimateur du couple résistant :

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande des machines électriques sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (flux.....) ou pour des problèmes de coût (vitesse , position.....).il faut donc les déterminer sans utiliser de capteurs dédiés. Elles sont évaluées à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension,.....) .Elles peuvent être reconstituées par :

- des estimateurs utilisés en boucle ouverte.
- des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées.

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équation de park définie en régime permanent (estimateur statique) ou transitoire(estimateur dynamique).ils sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle.

Le couple résistant peut être calculé à partir de la relation :

$$J. \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - fr. \Omega$$

On aura donc :

$$C_{rest} = C_{emest} - J. \frac{d\Omega}{dt} + fr. \Omega$$

Telle que :

$$C_{emest} = p[(ld-lq).id1.iq1 + (Md-Mq).iq1.id2 + mfd.ir.(iq1+iq2) + (ld-lq).iq2.id1 + (Md-Mq).id1.iq2]$$

Dans cette expression , les courants sont mesurés ou estimés .

Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et donc rapides. dans la majorité des cas , ces estimateurs se présentent dans un souci de simplification associés aux systèmes continus. Mais ces algorithmes doivent être discrétisés pour être exploités sur calculateur.

La figure (VI..8) représente l'estimateur du couple résistant de la machine synchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux contrôlée en courant.

Simulation et interprétation :

Les figures (VI.9) et (VI.10) montrent que la vitesse de la machine suit parfaitement sa référence malgré les variations brusques des couples électromagnétiques.

On remarque aussi que le couple résistant estimée suit parfaitement le couple résistant de référence d'ou l'estimateur est précise

Les tracés simultanés de C_r mesurés et de sa valeur estimée prouvent la qualité du réglage du dispositif.

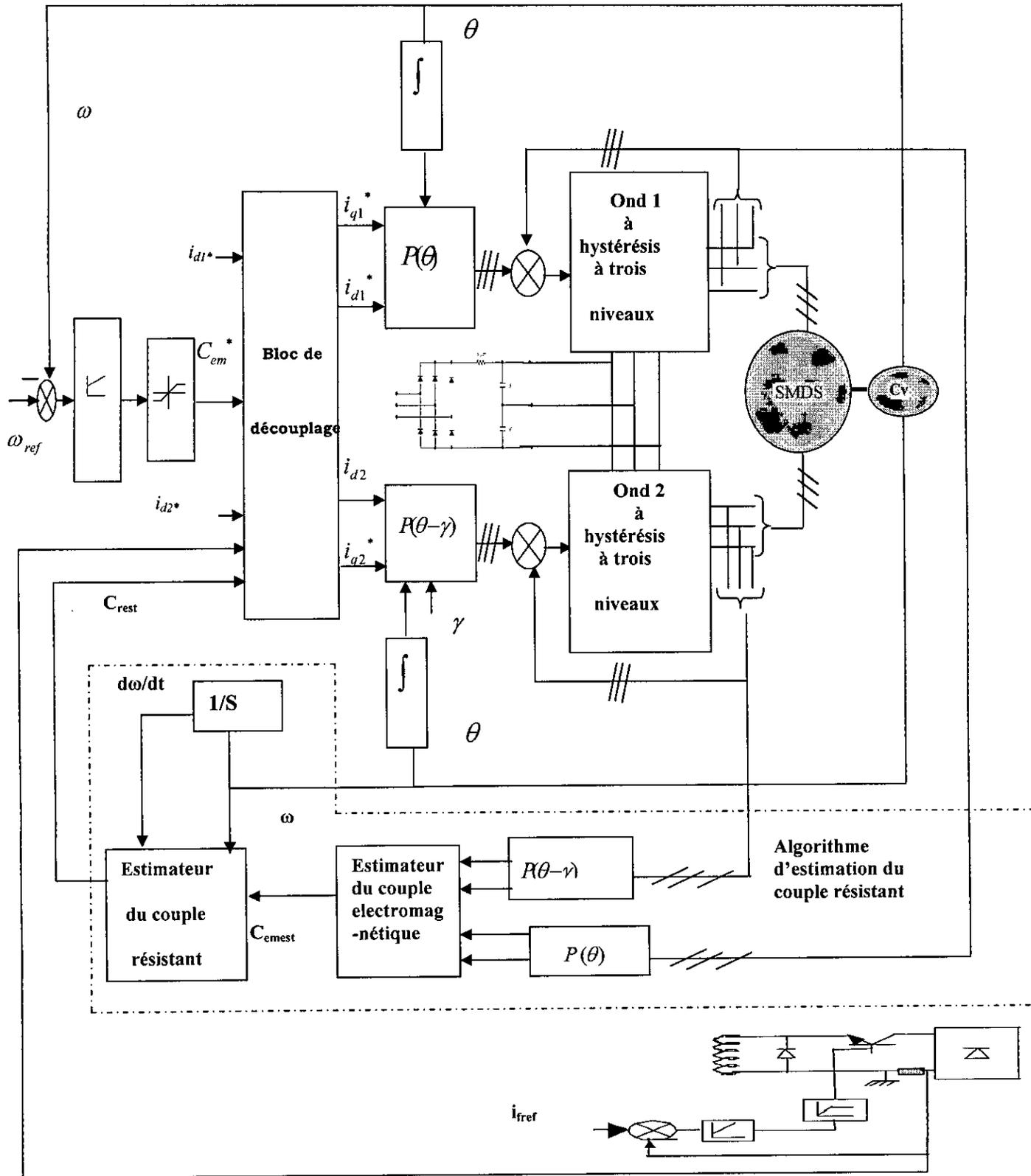
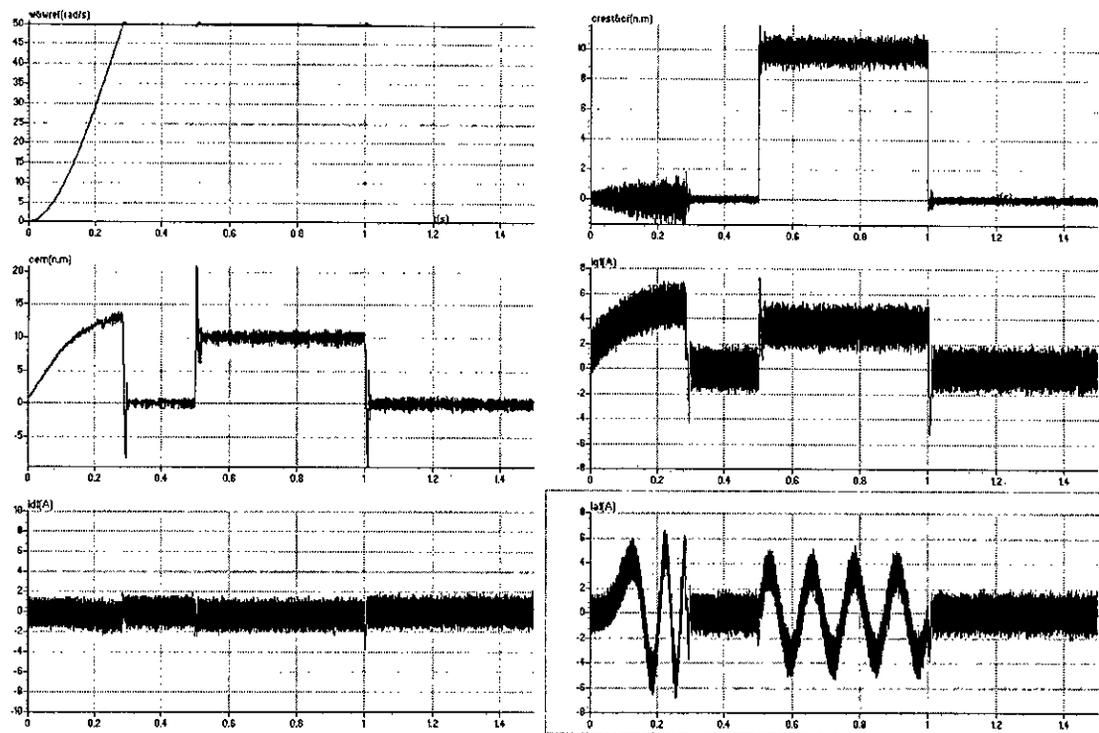


Figure VI.8 : Asservissement de vitesse par mode de glissement d'une SMDS alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux avec estimateur du couple résistant.

a) $d = 0$



b) $id = cte$

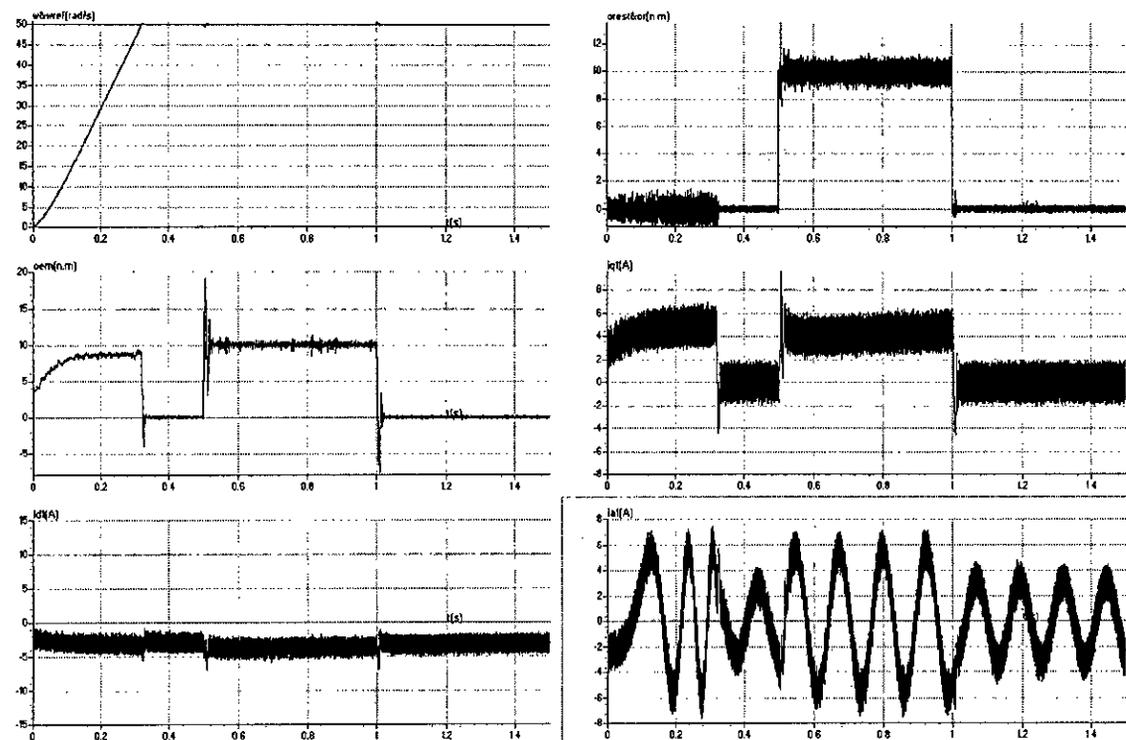
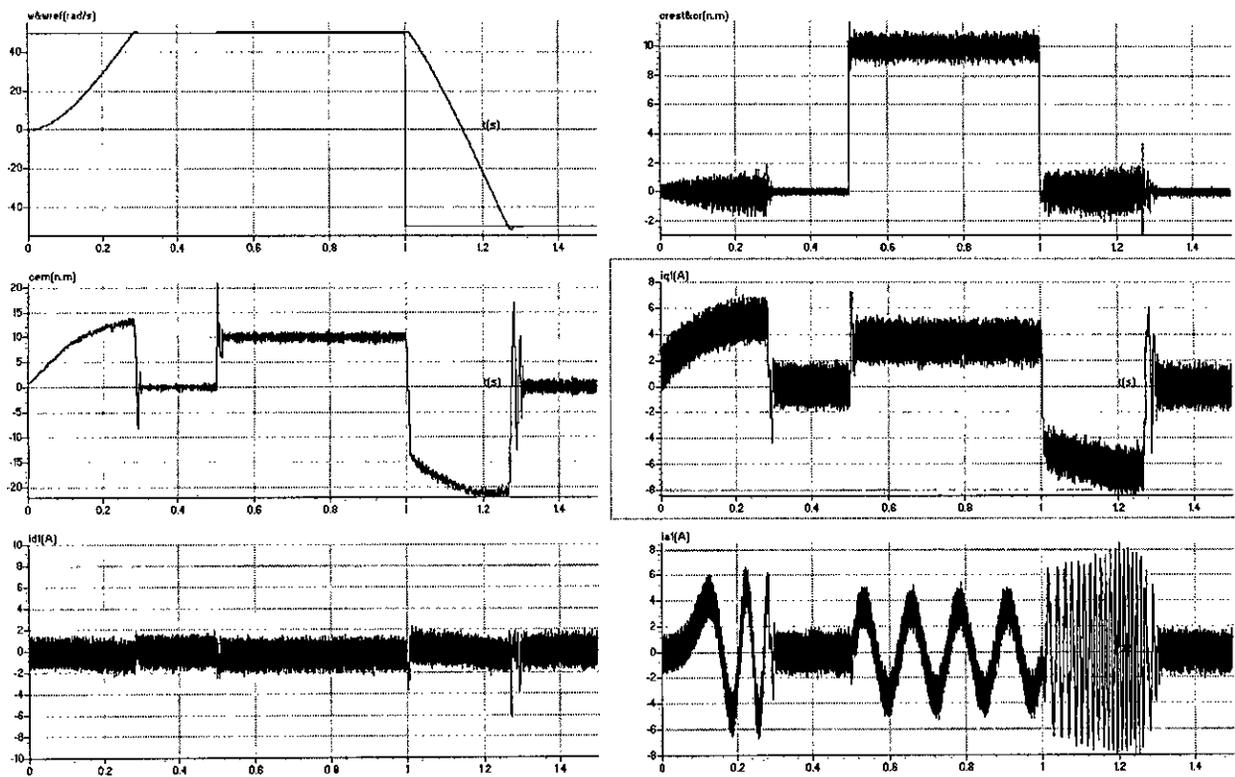


Figure VI.9: Asservissement de vitesse par mode de glissement de la SMDS avec estimateur du couple résistant -- $w_{ref}=50(rad/s)$ --

a) $i_d = 0$



b) $i_d = \text{cte}$

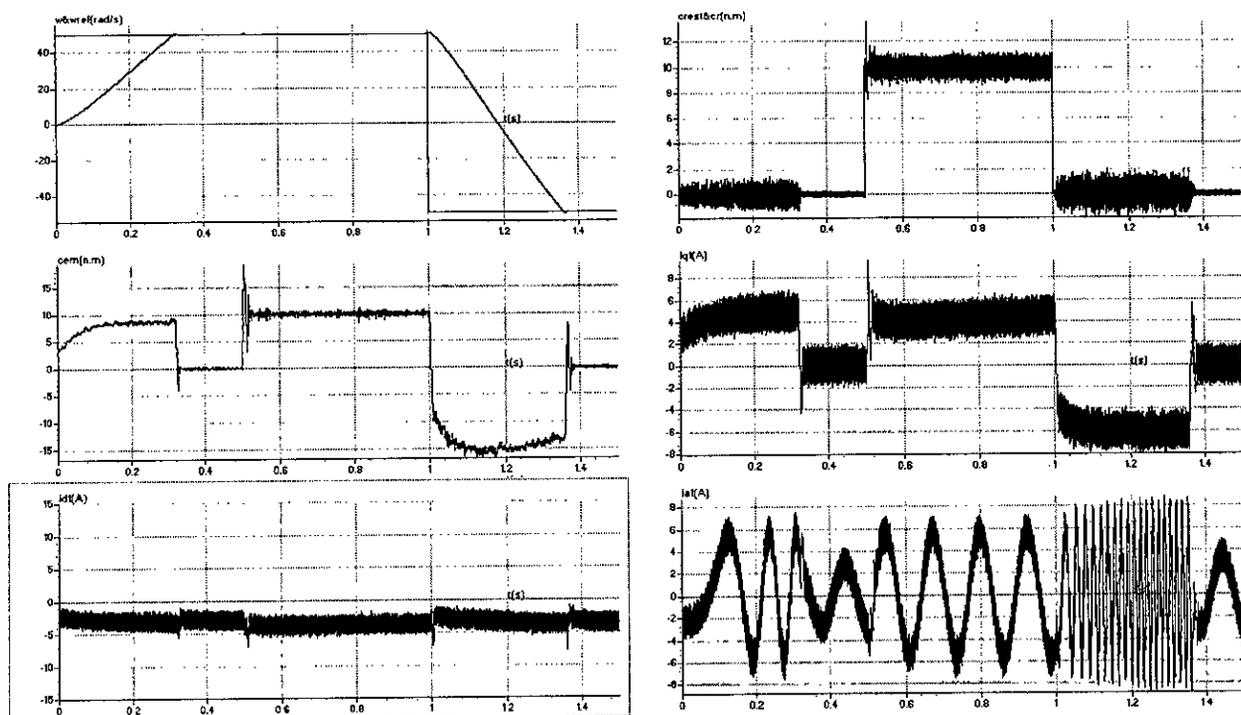


Figure VI.10 : Asservissement de vitesse par mode de glissement de la SMDS avec estimateur du couple résistant –avec inversion de sens de marche–

VI.4 . Test de robustesse :

La robustesse d'une commande est sa capacité à surmonter l'incertitude sur le modèle à contrôler. Ces incertitudes peuvent être soit vis à vis des paramètres, problème d'identification, soit vis à vis de la simplification de la dynamique du système, problème de modélisation.

Dans cette partie, on testera le comportement de la régulation par rapport aux variations des paramètres de la SMDS, en faisant varier les inductances l_d et l_q ainsi que l'inertie J par rapport à leurs valeurs nominales.

.Simulation et interprétation :

Les figures (VI.12.a), (VI.12.b) montrent respectivement le comportement de la SMDS lorsque l_d est diminué 50% de sa valeur nominale avec commande vectorielle à i_d nulle et avec commande vectorielle à i_d constant.

Les figures (VI.13.a), (VI.13.b) montrent aussi le comportement de la SMDS lorsque l_q est diminué 50% de sa valeur nominale.

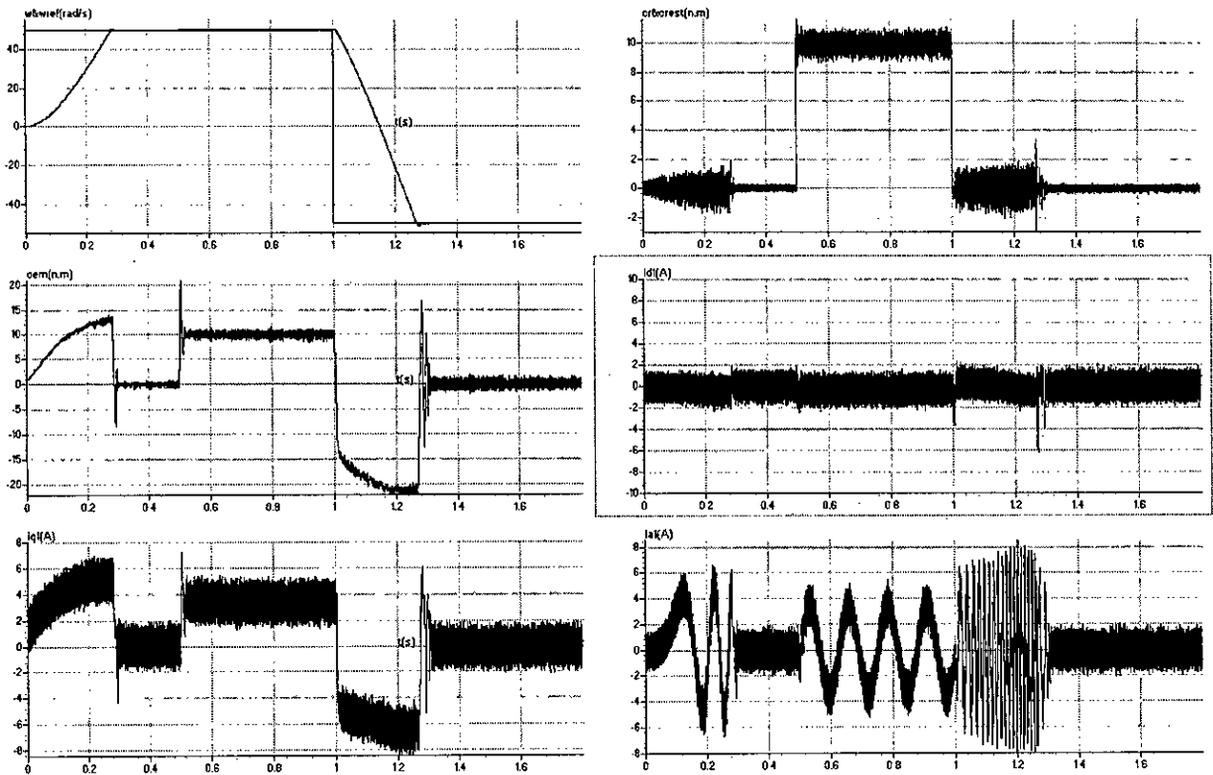
Les figures (VI.14.a), (VI.14.b) montrent le comportement de la SMDS lorsque J est augmenté de 50% de sa valeur nominale.

Les résultats de simulation montrent l'insensibilité de la commande par mode de glissement aux variations de l_d et l_q .

Seule la variation du moment d'inertie donne une légère augmentation du temps de réponse de la vitesse.

Ces testes permettent de présager de bonnes performances et montrent la robustesse de l'algorithme de commande utilisée.

a) $i_d = 0$



b) $i_d = cte$

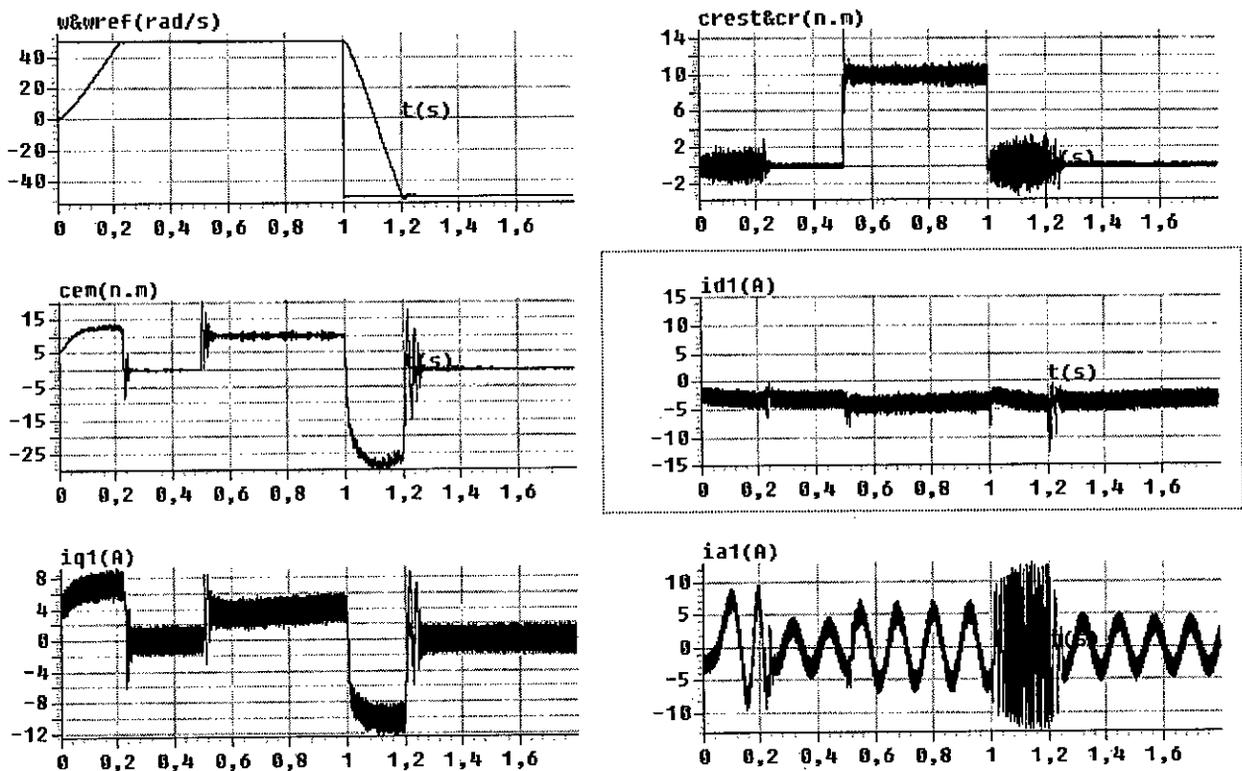
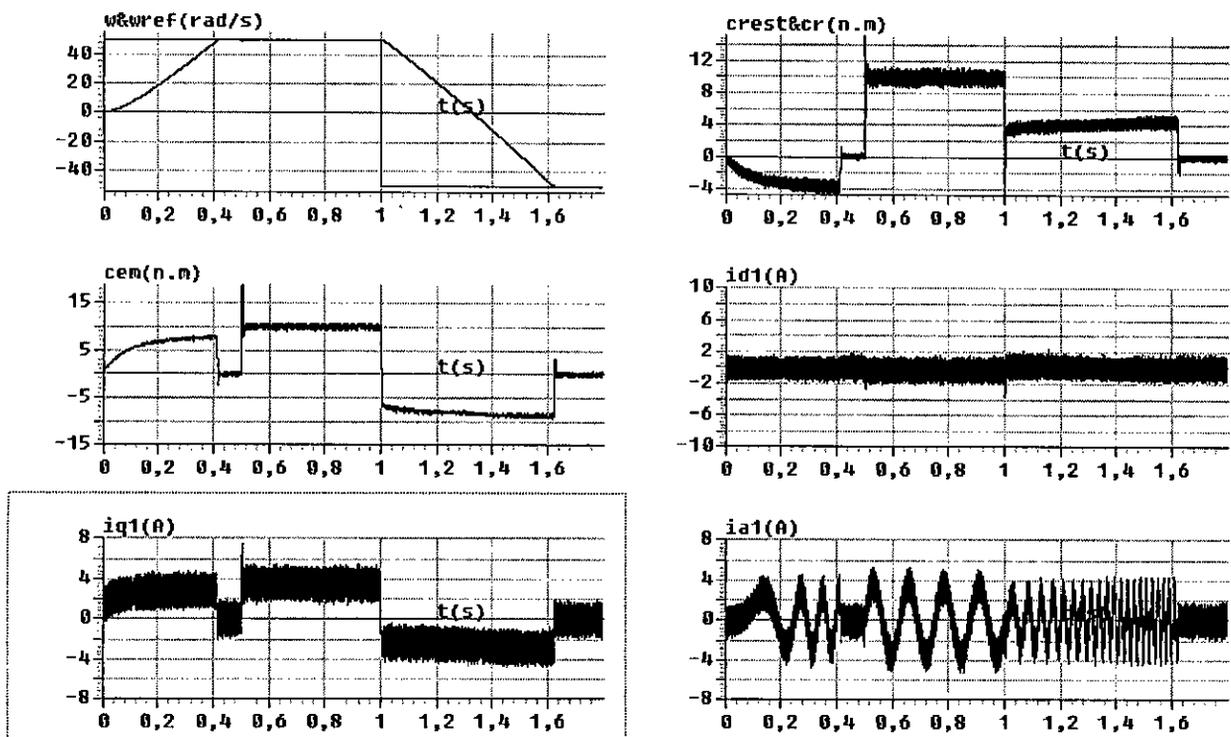


Figure VI.11: Asservissement de vitesse par mode de glissement sans variation des paramètres

a) $i_d = 0$



b) $i_d = cte$

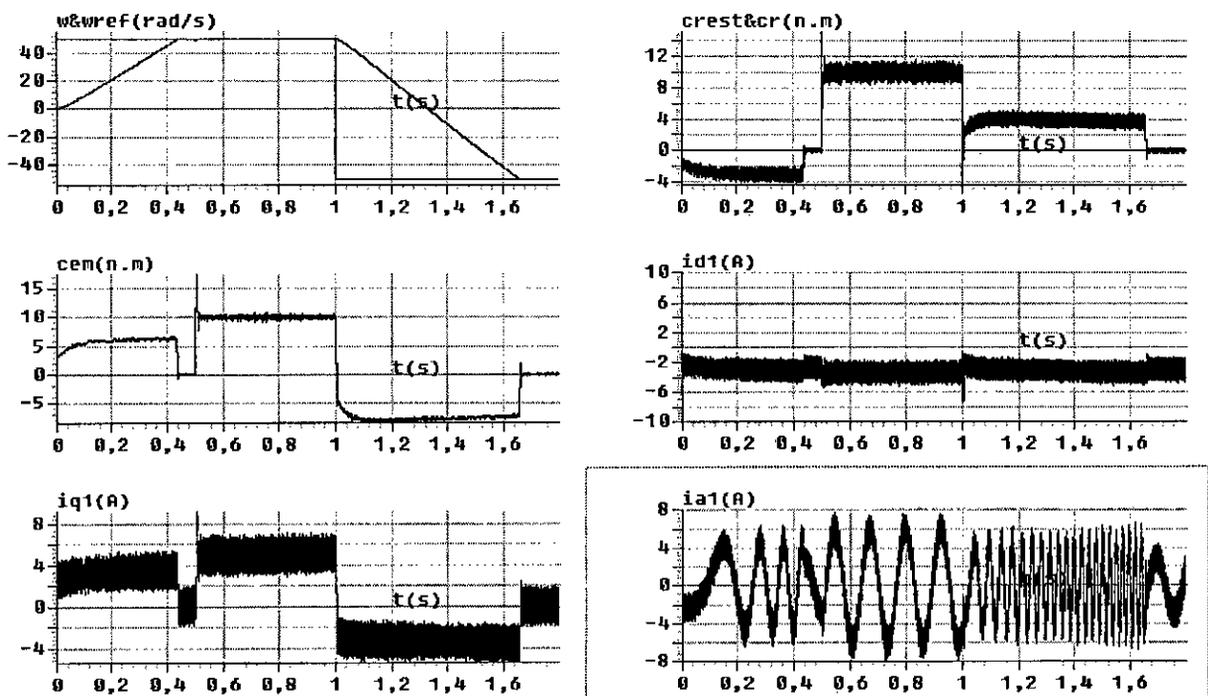
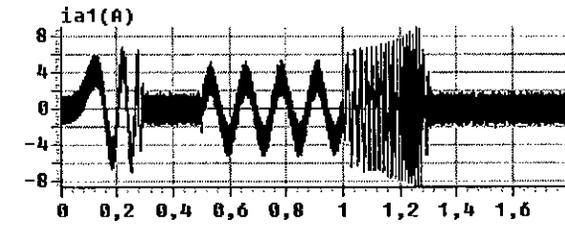
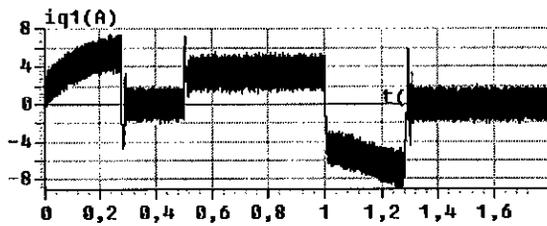
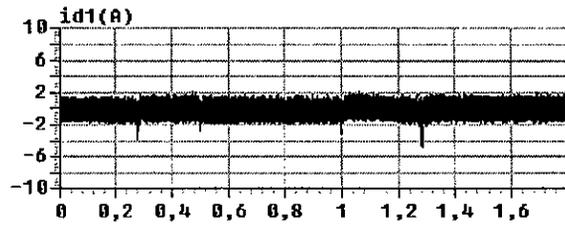
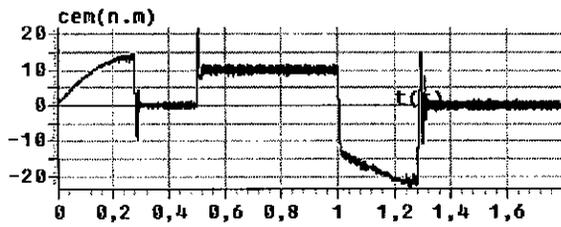
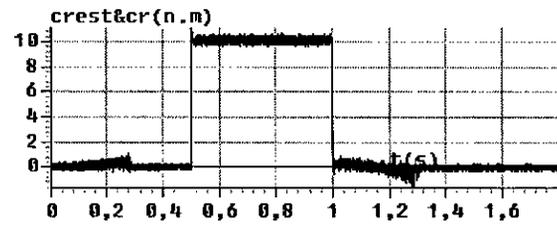
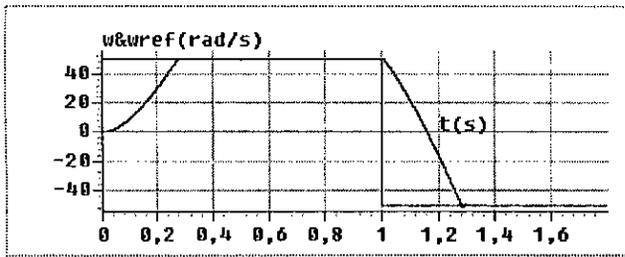


Figure VI.12 : Test de robustesse vis a vis de l'augmentation de J de 50% de sa valeur nominale

a) $i_d = 0$



b) $i_d = cte$

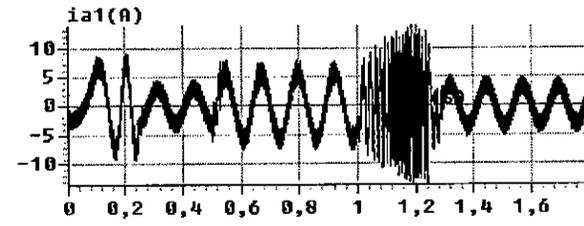
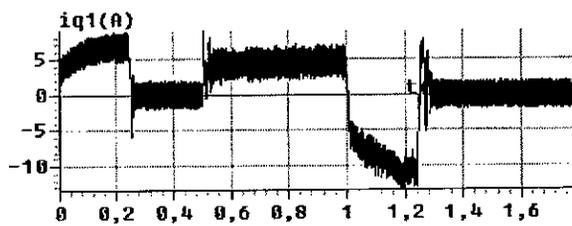
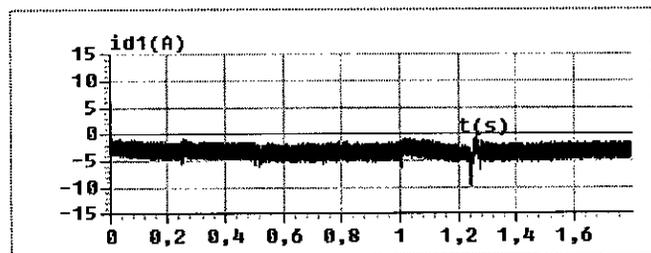
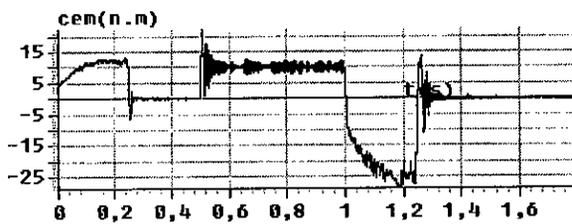
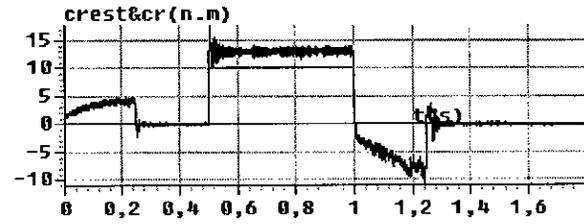
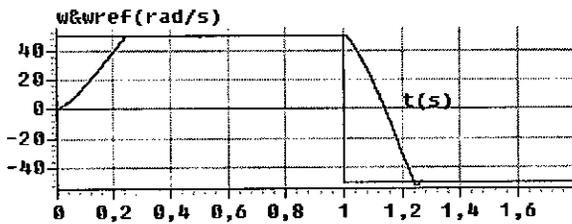
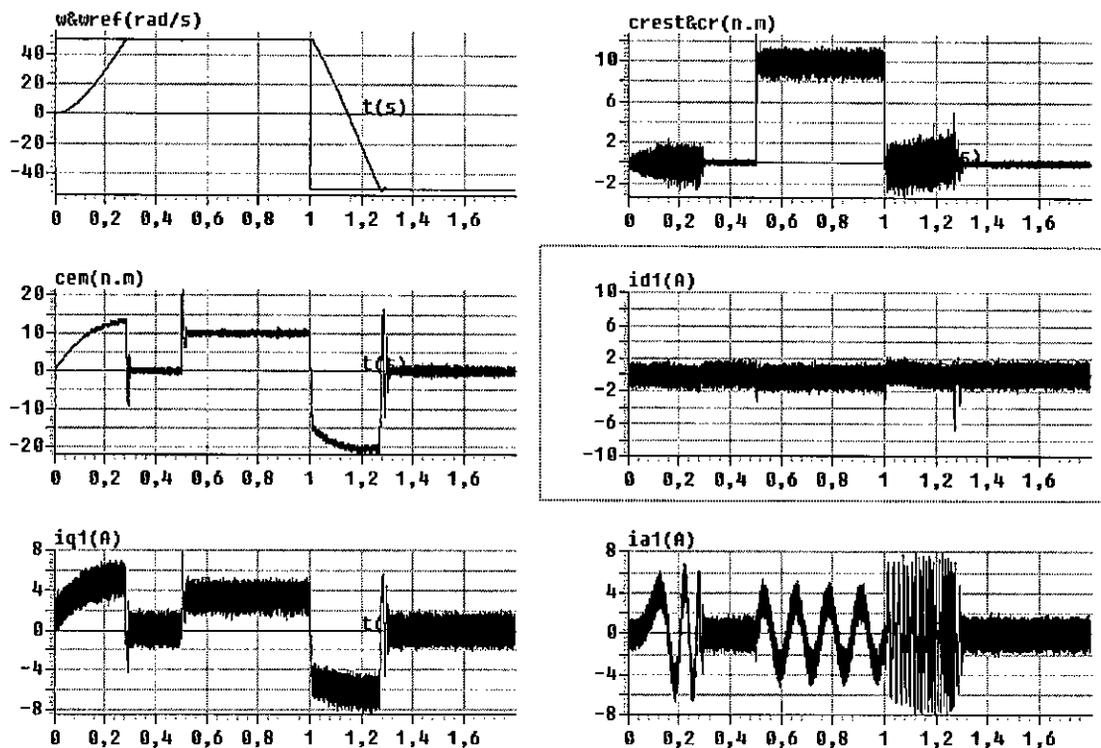


Figure VI.13: Test de robustesse vis a vis de la diminution de i_d de 50% de sa valeur nominale

a) $i_d = 0$



b) $i_d = cte$

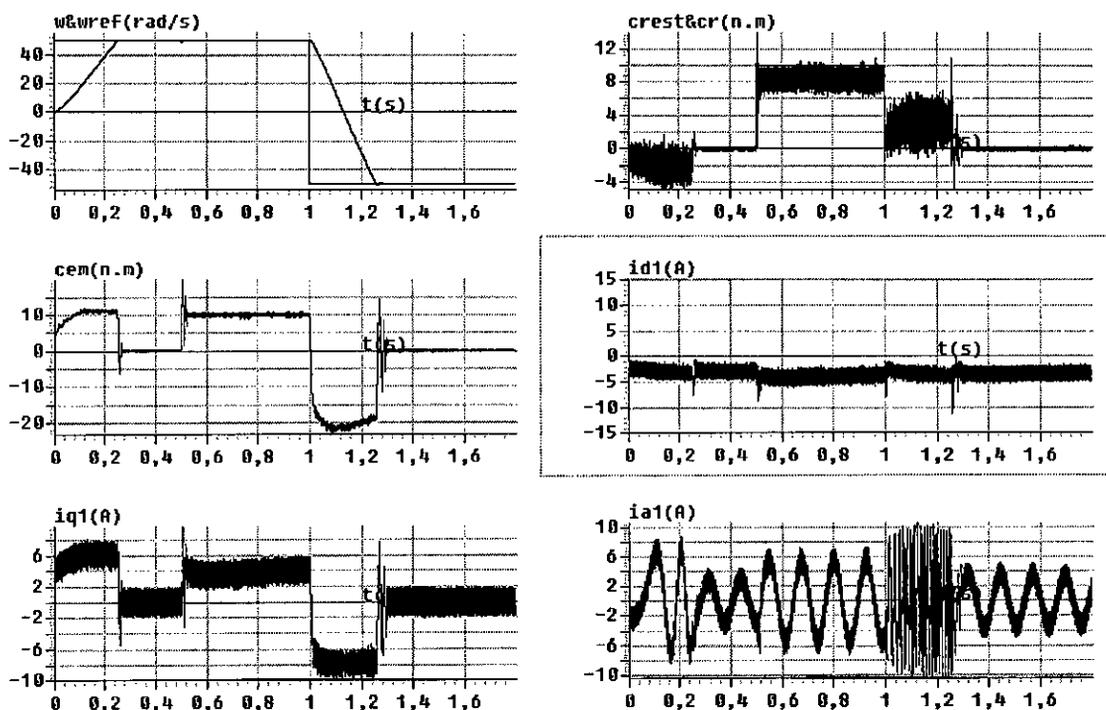


Figure VI.14 : Test de robustesse vis a vis de la diminution de i_q de 50% de sa valeur nominale

VI.5. Test sur les performances de la commande vectorielle en boucle fermée de la SMDS au -delà de la vitesse nominale :

Afin d'apprécier les performances dynamiques de la SMDS au- delà de la vitesse nominale, nous avons effectué une simulation en imposant une vitesse de consigne supérieure à la vitesse nominale[9].

VI.5.1. Simulation et interprétation :

La figure (VI.15) représente les caractéristiques dynamiques de la SMDS commandée en courant pour une vitesse de consigne de 400(rd/s).

Nous remarquons que la vitesse ne suit pas la consigne imposée à l'instant 1s, et le couple devient très ondulée tandis que le courant d'excitation reste constant (c.à.d : à sa valeur nominale).

VI.5.2. Conclusion :

On constate qu'au -delà de la vitesse nominale la machine perd ses performances dynamiques ,cela peut être expliqué par le fait que la commande vectorielle appliquée à la SMDS lui confrère un fonctionnement analogue à celui d'une machine à courant continu[9] ,car pour la MCC, le réglage de la tension d'induit peut assures des entraînement à couple constant ($C_r=C_n$) entre la vitesse nulle et la vitesse nominale. En revanche , pour des vitesses supérieures à la vitesse nominale, la tension d'induit doit demeurer constante ($U=U_n$) ce problème sera entamé dans la partie suivante.

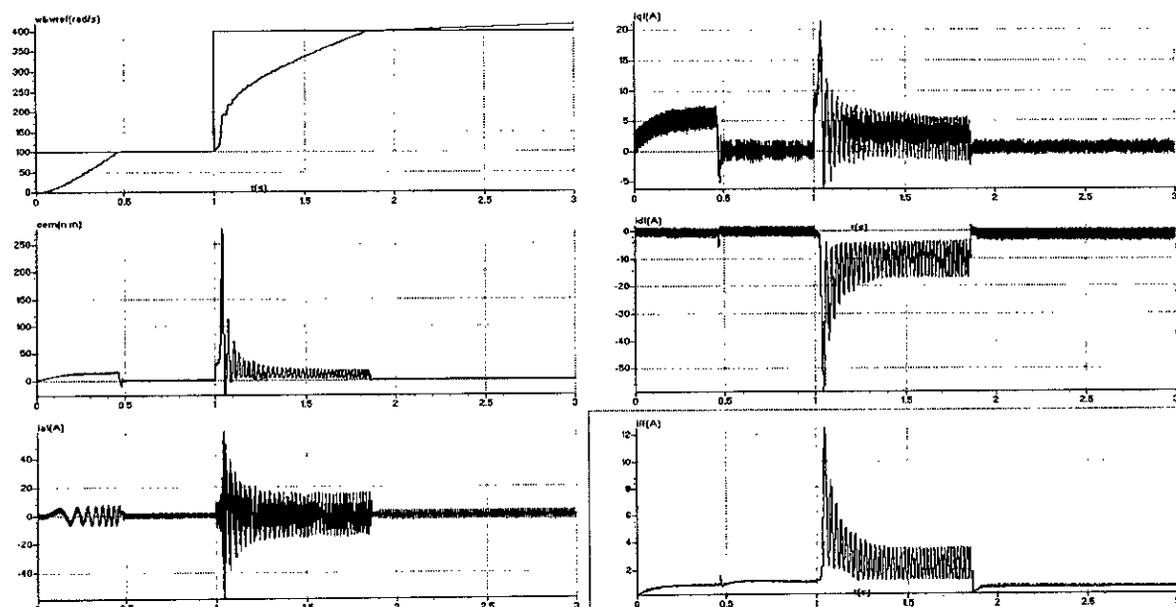


Figure VI.15 :Fonctionnement de la SMDS commandée encourant au-dela de la vitesse nominale

VI.6. Fonctionnement à flux variable :

VI.6.1. Introduction :

Pour les machines excités par un bobinage et non par un aimant permanent , le flux d'excitation Φ_f peut ne peut pas être maintenu constant et donc donner lieu à un second mode de fonctionnement[3].

Nous avons constaté précédemment que les caractéristiques dynamiques de la SMDS se détériorent pour des vitesses de consignes supérieures à la vitesse nominale [3].

Pour des vitesses supérieures à la vitesse nominale, la tension doit être maintenue constante, l'accroissement de vitesse est obtenu par une réduction du flux .La machine fonctionne dans une région à puissance constante ($P_n = U_n \cdot I_n = cte$)[9].

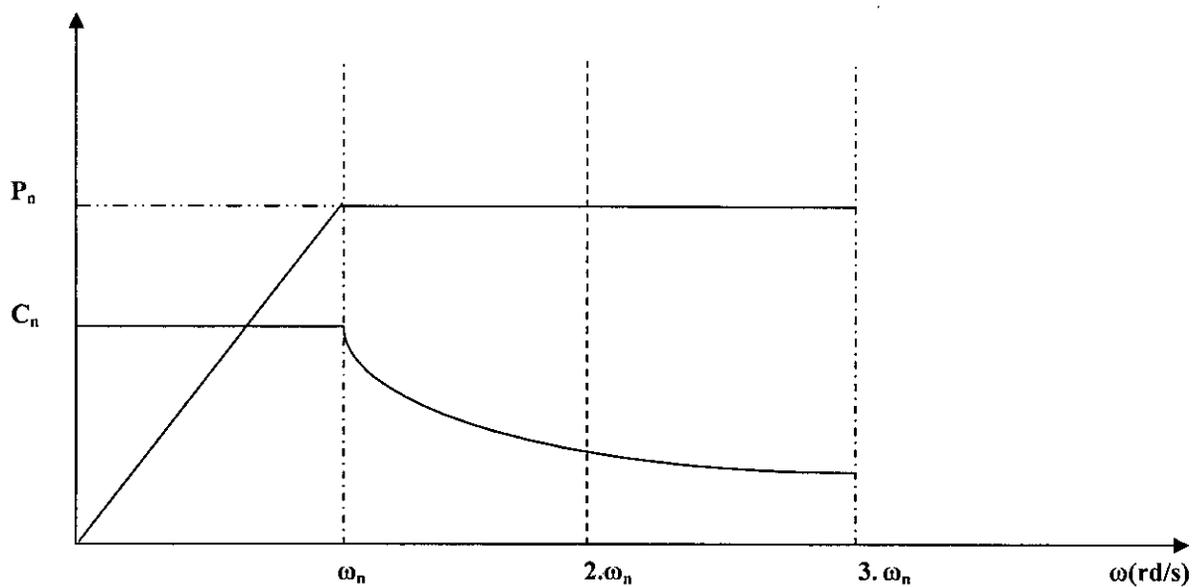


Figure VI.16 :Modes de fonctionnements de la SMDS.

On sait que :

$$P = \omega \cdot C_{em}$$

Au point de fonctionnement nominal , on a :

$$P_n = \omega_n \cdot (C_{em})_n$$

Et pour palier ce problème , on réduit l'excitation de la machine , suivant l'équation :[9]

$$\omega = \frac{(U - R \cdot I)}{\lambda \cdot \Phi} \quad \Phi = k \cdot j$$

Φ : flux d'excitation de la MCC.

J : courant d'excitation de la MCC.

VI.6.2. Bloc de défluxage :

Comme la SMDS a un fonctionnement analogue à celui d'une MCC et afin d'améliorer les caractéristiques dynamiques de la SMDS et qui a comme objectif le réglage de la vitesse au-delà de vitesse nominale (fonctionnement à puissance constante), nous proposons la boucle de régulation du courant d'excitation i_f représenté par la figure (VI.17).

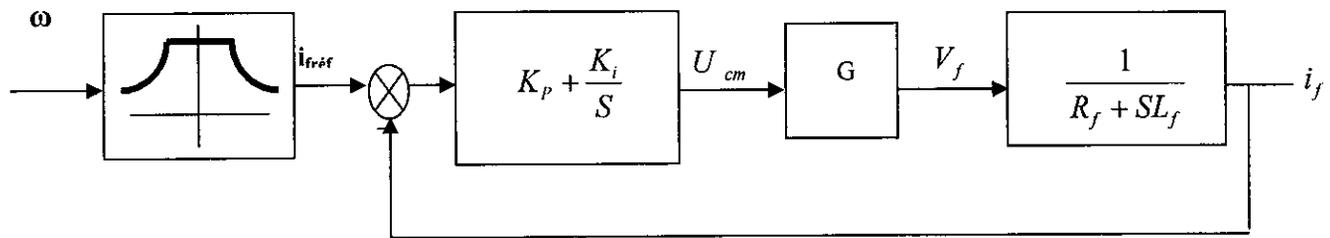


Figure VI.17 : Boucle de régulation du courant d'excitation avec bloc de défluxage.

Afin d'obtenir un fonctionnement en régime défluxé ou à puissance constante, on définit le bloc de défluxage par :

$$i_{fr} = \begin{cases} i_{fn} & \text{si } |\omega| \leq \omega_n \\ i_{fn} \frac{\omega_n}{\omega} & \text{si } |\omega| > \omega_n \end{cases}$$

Sachant que :

ω : la vitesse de la SMDS

Le courant d'excitation de référence est maintenu constant pour les vitesses inférieures ou égale à la vitesse nominale de la SMDS .Pour les vitesses supérieurs, ce courant doit être affaibli afin de limiter le flux [9].

Le schéma globale de la commande vectorielle de la SMDS avec régulation du courant d'excitation en utilisant un bloc de défluxage est donné par la figure VI.18:

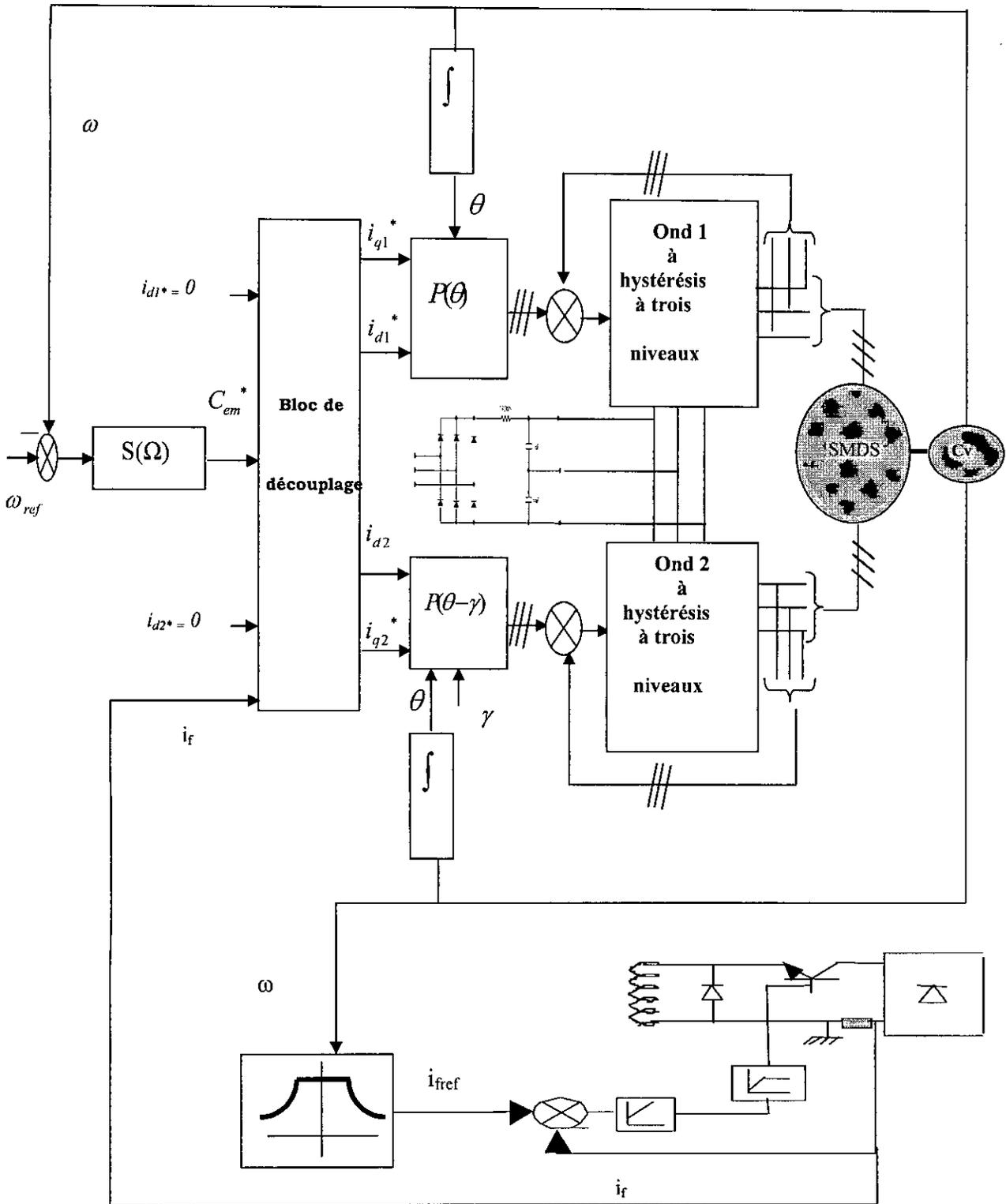


Figure VI.18 :Commande vectorielle en boucle fermée de la SMDS avec régulation du courant d'excitation avec bloc de défluxage.

VI.6.2.a .Simulation et interprétation:

Les figures (VI.19.a) et (VI.19.b) montrent respectivement les performances de la boucle de régulation du courant d'excitation avec les deux types de commandes vectorielle ($i_d=0$, $i_d=cte$) avec bloc de défluxage que nous avons introduit afin d'assurer un fonctionnement analogue à celui d'une MCC.

Nous remarquons que la vitesse, après avoir atteint sa valeur nominale ($\omega_n=314$ rd/s), suit la référence de vitesse à partir de $t = 2.4s$ et le couple tend vers sa valeur de point de fonctionnement correspondant au couple résistant affiché ($c_r=0$).

De plus, le courant d'excitation varie selon le fonctionnement désiré (c.à.d) qu'il prend sa valeur nominale pour $\omega \leq \omega_n$ et diminue jusqu'à 0.8A pour des fonctionnement au-delà de la vitesse nominale.

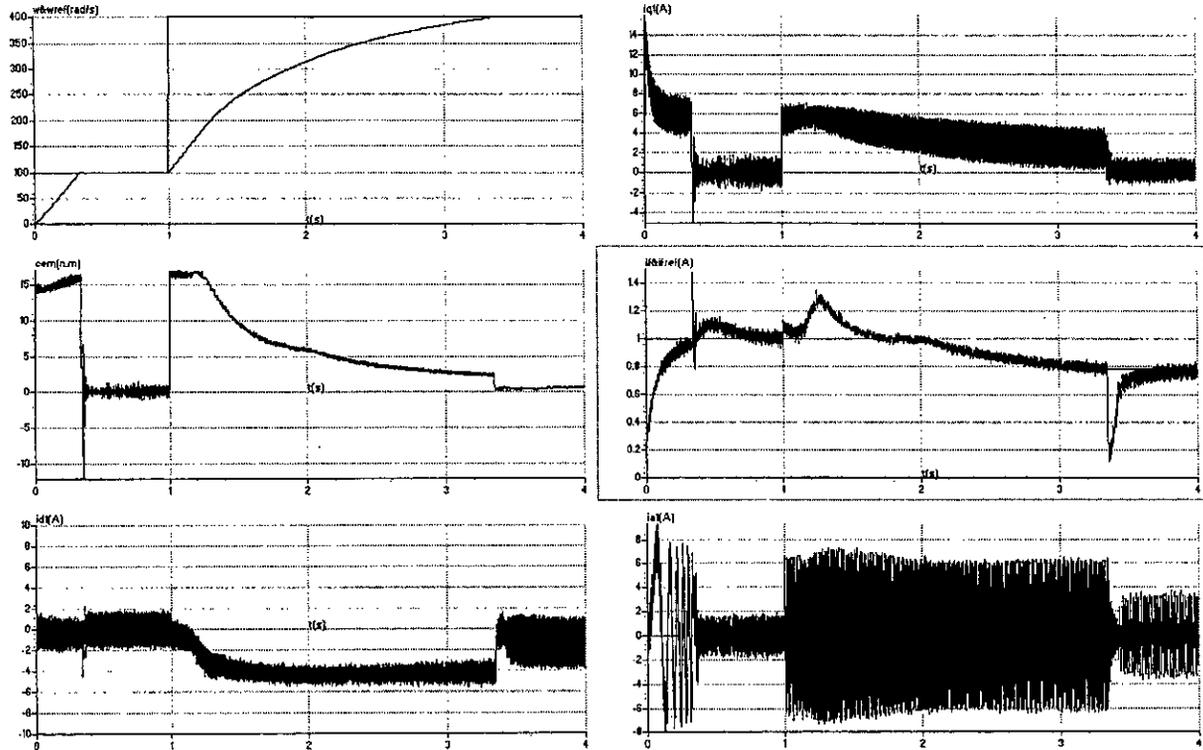
On remarque aussi que le courant d'excitation est trop ondulée car la commande est en courant, surtout lors de l'augmentation de la vitesse, c'est pour cela qu'il faut faire une régulation des courants i_{d1} et i_{d2} (qui ne sont pas nul pendant cette période).

VI.6.2.b.Conclusion :

On peut dire que la régulation du courant d'excitation avec bloc de défluxage a permis d'imposer un comportement similaire à celui d'une MCC en fonctionnement à couple constant et à puissance constante.

La régulation des courants i_{d1} et i_{d2} est nécessaire dans la période d'augmentation de la vitesse, ce qui n'était pas le cas lors de l'élaboration de la commande vectorielle.

a) $i_d = 0$



b) $i_d = cte$

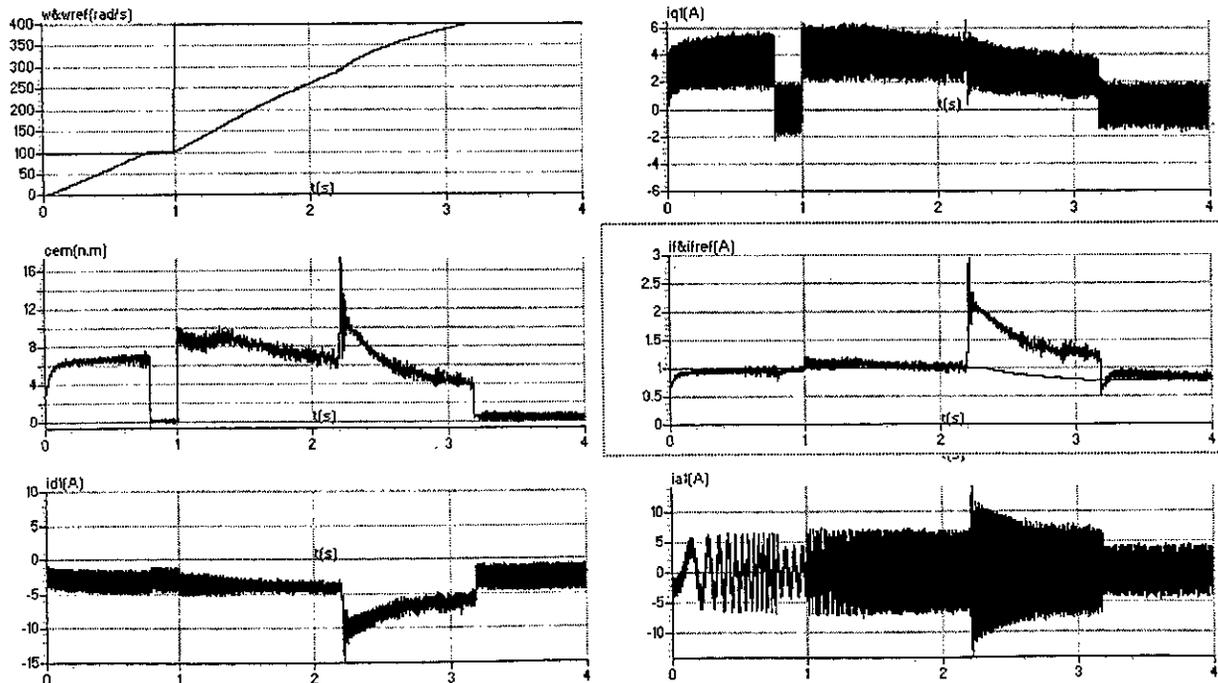


Figure VI.19 :Comportement de la SMDS avec régulation du courant d'excitation avec bloc de défluxage

VI.6.3. Régulation des courants i_{d1} et i_{d2} :

Le développement de calcul des paramètres des régulateurs utilisés dans cette partie se trouve dans l'annexe (6.III)

Le schéma de la structure globale de la commande vectorielle avec réglage du courant d'excitation et du courant i_{d1} est donné par la figure (VI.20).

VI.6.3.a. Simulation et interprétation :

Les figures (VI.21.a) et (VI.21.b) présentent les performances de la boucle de régulation du courant d'excitation pour les deux commandes vectorielles ($i_d=0$ et $i_d=cte$), après régulation des courants directs i_{d1} et i_{d2} .

Il est clair que le courant d'excitation est devenu moins ondulé et la caractéristique de défluxage apparaît plus clairement, de plus le courant i_{d1} est sensiblement nul même dans la période d'augmentation de vitesse et la vitesse suit parfaitement sa référence de 400 rd/s.

VI.6.3.b. Conclusion :

Une boucle de régulation des courants directs i_{d1} et i_{d2} s'impose afin d'améliorer les performances de la commande vectorielle de la SMDS. Les résultats obtenus montrent l'apport du régulateur P.I dans la régulation de la boucle i_{d1} et i_{d2} [9].

VI.7. Conclusion :

A l'issue de ce chapitre, on peut tirer les conclusions suivantes :

L'approche discrète nous a permis de tenir compte de l'onduleur, de la modulation de largeur d'impulsion et de l'échantillonnage.

Dans le but d'éliminer le phénomène de chattering, nous avons utilisé la fonction de commande Un à un seuil.

L'utilisation d'un estimateur de couple résistant a permis d'avoir une vitesse plus proche de celle du champ tournant.

Le système est insensible aux variations de I_d et I_q mais peu sensible à la variation de j

Nous nous sommes intéressés à l'amélioration de la commande vectorielle appliquée à la SMDS car nous constatons que pour des valeurs de consigne supérieures à la vitesse nominale les performances dynamiques de la machine se détériorent considérablement.

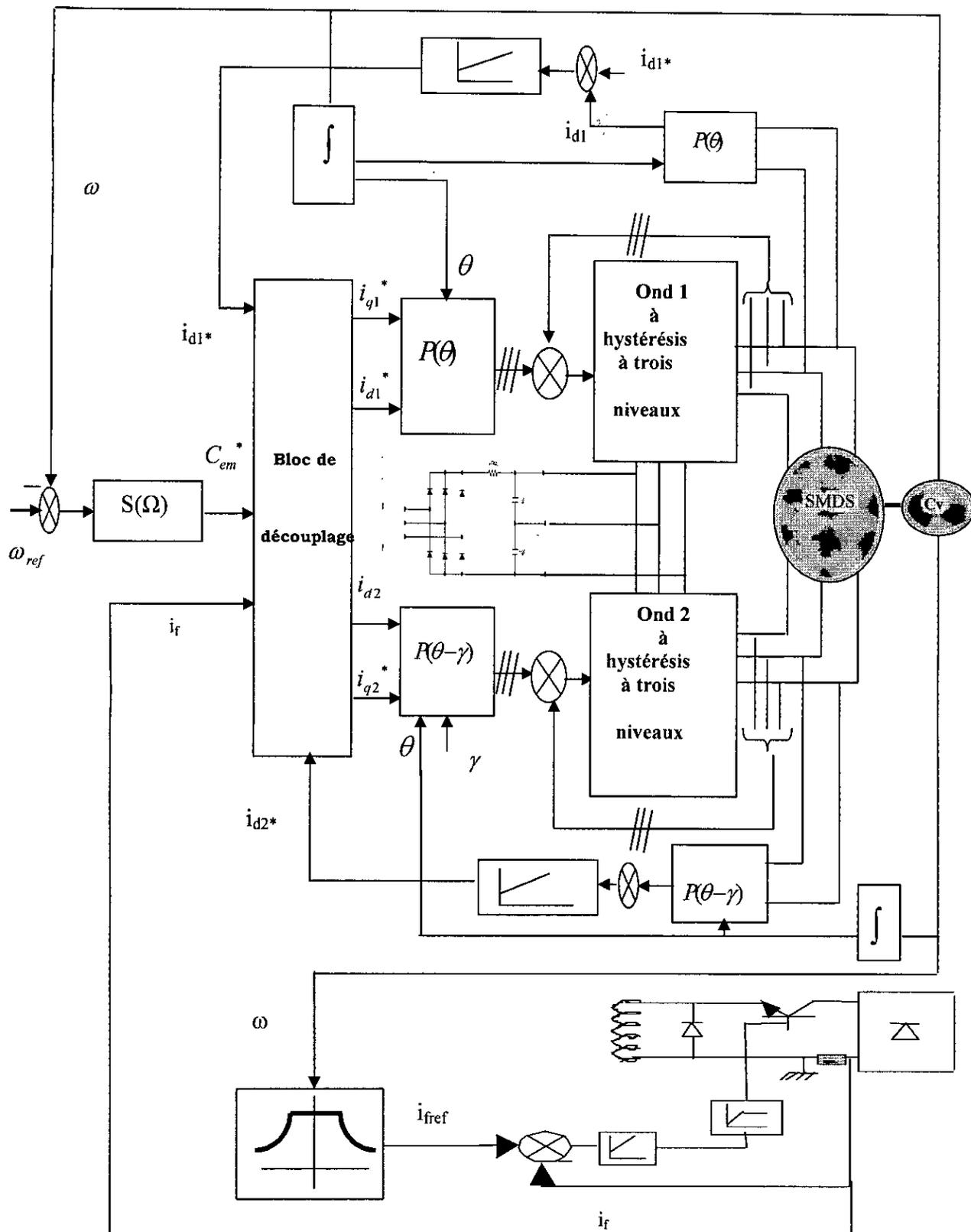
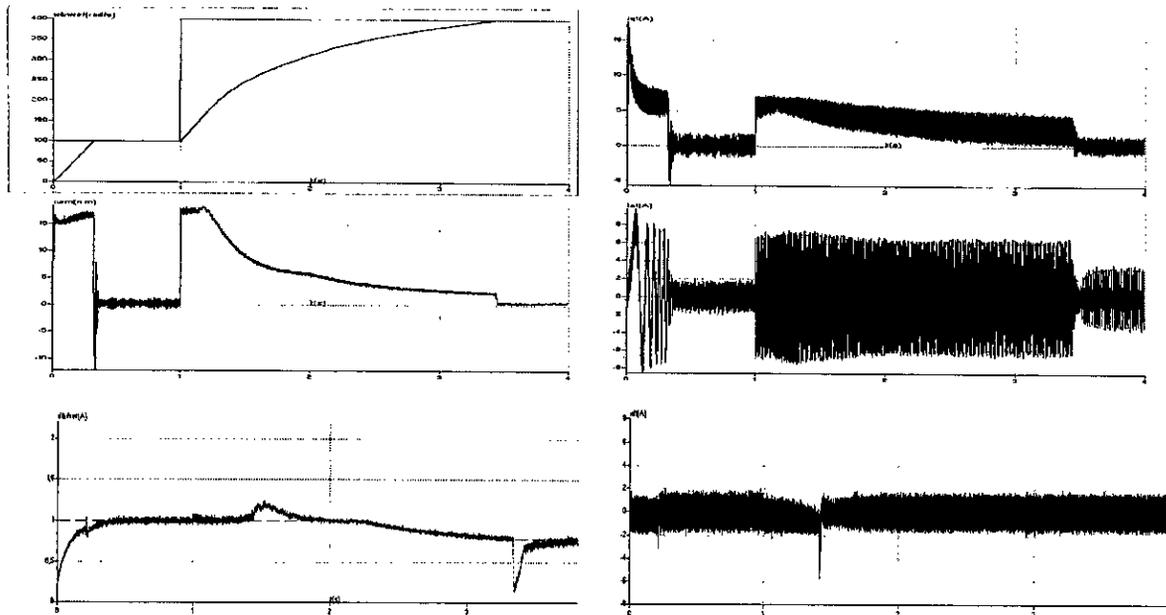


Figure VI.20 : Commande vectorielle en boucle fermée de la SMDS avec régulation du courant d'excitation avec bloc de défluxage et régulation des courants directes i_{d1} et i_{d2}

a) $i_d = 0$



b) $i_d = cte$

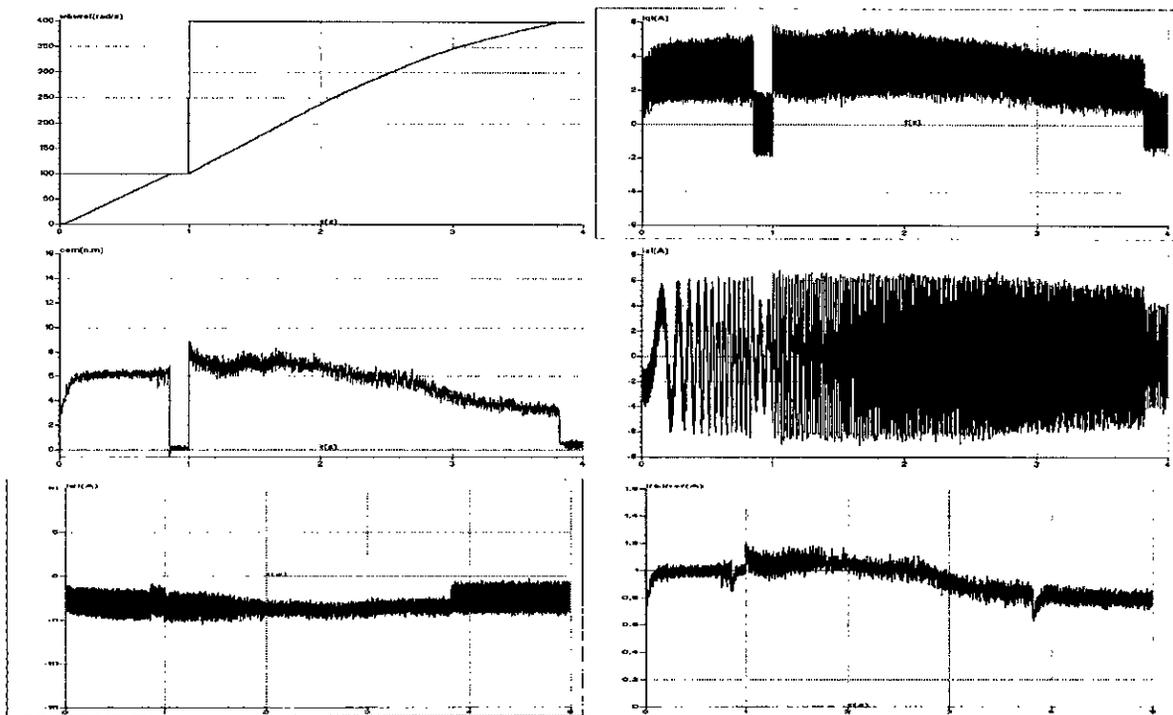


Figure VI.21 : Comportement de la SMDS avec régulation du courant d'excitation avec bloc de défluxage et régulation des courants i_{d1} , i_{d2}

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce mémoire est consacré à la commande de la machine synchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à trois niveaux.

L'étude a été faite en six chapitres. Le premier a été consacré à la présentation et à la modélisation de la SMDS dans la configuration de PARK. L'utilisation de la transformation de park a permis de simplifier ce modèle et d'éliminer la complexité du modèle vis à vis de la variation des paramètres de la machine en fonction de la position.

Le second chapitre a été consacré pour l'étude de l'alimentation de la machine par deux onduleurs de tension à deux niveaux. Les stratégies étudiées pour commander les onduleurs sont :

.La stratégie de contrôle par hystérésis qui est une technique simple à mettre en œuvre, ce pendant leur choix est lié au taux d'ondulation admis sur le couple et le pouvoir de coupure des interrupteurs.

.La stratégie de commande triangulo-sinusoidale présente un démarrage relativement rapide par rapport à celui de la technique de contrôle par hystérésis, ce qui constitue son avantage en régime transitoire.

Dans le troisième chapitre, nous avons présentés l'alimentation de la SMDS par des convertisseurs directs (onduleurs à trois niveaux). On a montré qu'un onduleur à trois niveaux est la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. Puis, on a présenté deux stratégies de commande de l'onduleur à trois niveaux. La commande par hystérésis en courant, et la stratégie triangulo- sinusoidale à deux porteuses.

Les caractéristiques de cette dernière montrent l'intérêt de l'onduleur à trois niveaux par rapport à celui à deux niveaux, telle que l'augmentation de l'indice de modulation m permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées qui seront facilement filtrés par la machine.

Dans le quatrième chapitre, nous avons présentés la commande vectorielle de la SMDS alimentée par onduleur à trois niveaux, ou la machine a été découplée en imposant un courant i_d nul, on a obtenu des modèles de contrôles découplés semblables à ceux de la machine à courant continu à excitation séparée. Les résultats obtenus, en boucle ouverte lors de la simulation numérique démontre que la commande en courant nous fournit un découplage plus rigoureux[8].

En proposant une régulation du courant d'excitation et de la vitesse par des régulateurs PI, nous obtenons des résultats satisfaisants.

Au cinquième chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande vectorielle de la SMDS à i_d constant, ou la machine est découplée avec des courants directs i_{d1} et i_{d2} négatifs.

Nous remarquons un démarrage relativement long par rapport à celui de la commande vectorielle à i_d nul. En plus des ondulations du couple.

Au dernier chapitre , l'application de la commande par mode de glissement à la SMDS pour l'asservissement de vitesse à permis de mettre en évidence sa simplicité de conception et la supériorité des performances obtenues relativement à celles obtenus avec la régulation linéaire .Ainsi, dans le but de diminuer le phénomène de chatering , principal inconvénient de cette technique de commande , une commande à un seul seuil est appliquée.

Nous pouvons conclure aussi que le réglage par mode de glissement en discret donne des résultats satisfaisants et offre l'avantage de l'insensibilité de la commande vis à vis des paramètres internes de la machine .

Nous nous sommes aussi intéressés à l'amélioration des performances de la commande vectorielle appliquée à la SMDS, car nous constatons que pour des valeurs de consigne supérieure à la vitesse nominale les performances dynamiques de la machine se détériorent considérablement.

Afin d'imposer un fonctionnement identique à celui d'une machine à courant continu notamment au-delà de la vitesse nominale correspondant à un fonctionnement à puissance constante , une boucle de régulation de courant d'excitation avec bloc de défluxage s'avère nécessaire.

Les résultats obtenus montrent que la vitesse de la SMDS suit parfaitement la consigne affichée au-delà de la vitesse nominale.

Annexes

ANNEXE 1 (Paramètres de la SMDS)

Les paramètres de la machine synchrone à double étoile pour notre étude sont :

| | |
|--|--------------------------------|
| Puissance nominale..... | $P_n=5Kw.$ |
| Tension nominale..... | $V_n= 230\Omega$ |
| Résistance d'une phase statorique..... | $R_s= 2.35\Omega$ |
| Résistance rotorique..... | $R_r=30.3$ |
| Les inductances sur l'axe d..... | $L_d=0.1961H$ $M_d=0.185H$ |
| Les inductances sur l'axe q | $L_q=0.1105H$ $M_q=0.1005H$ |
| Inductance rotorique..... | $L_f=15H$ |
| Mutuelle inductance (stator-rotor)..... | $M_{fd}=1.518H$ |
| Courant d'excitation..... | $i_f=1A$ |
| Moment d'inertie..... | $J=0.05 N.m.S/rd.$ |
| Coefficient de frottement..... | $f_r=0.001 N.S /rd$ |
| Nombre de paire de pôles..... | $P=1$ |
| Angle de déphasage entre les deux étoiles..... | $\gamma=30^\circ$ |
| Angle interne..... | δ |
| Vitesse mécanique..... | ω |
| Machine à Courant Continu..... | MCC |
| Synchronous Machine Double Star..... | SMDS |
| Capteur de position..... | C_p |
| Capteur de vitesse..... | C_v |

ANNEXE 2 (Chapitre II)

Fonctions logiques de connexion

On définit les fonctions logiques de connexion par ($i_1 = 1,2,3$; $i_2 = 1,2,3$)

$$\begin{aligned}
 F_{i_1} &= \begin{cases} 0 & \text{si } T_{i_1} \text{ est fermé et } T_{i_1}' \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } T_{i_1} \text{ est ouvert et } T_{i_1}' \text{ est fermé} \end{cases} \\
 F_{i_2} &= \begin{cases} 0 & \text{si } T_{i_2} \text{ est fermé et } T_{i_2}' \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } T_{i_2} \text{ est ouvert et } T_{i_2}' \text{ est fermé} \end{cases}
 \end{aligned} \tag{A2..1}$$

ainsi les tensions de ligne sont données par:

$$\begin{cases} U_{ab1} = U(F_{11} - F_{21}) \\ U_{bc1} = U(F_{21} - F_{31}) \\ U_{ca1} = U(F_{31} - F_{11}) \\ U_{ab2} = U(F_{12} - F_{22}) \\ U_{bc2} = U(F_{22} - F_{32}) \\ U_{ca2} = U(F_{32} - F_{12}) \end{cases}$$

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

$$\begin{pmatrix} v_{a1} \\ v_{b1} \\ v_{c1} \end{pmatrix} = \frac{U}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{pmatrix} \tag{A2.2}$$

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

$$\begin{pmatrix} v_{a2} \\ v_{b2} \\ v_{c2} \end{pmatrix} = \frac{U}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{12} \\ F_{22} \\ F_{32} \end{pmatrix} \quad (\text{A2.3})$$

Les courants à l'entrée de l'onduleur sont donnés par:

$$i_1 = F_{11} i_{a1} + F_{21} i_{b1} + F_{31} i_{c1}$$

$$i_2 = F_{12} i_{a2} + F_{22} i_{b2} + F_{32} i_{c2}$$

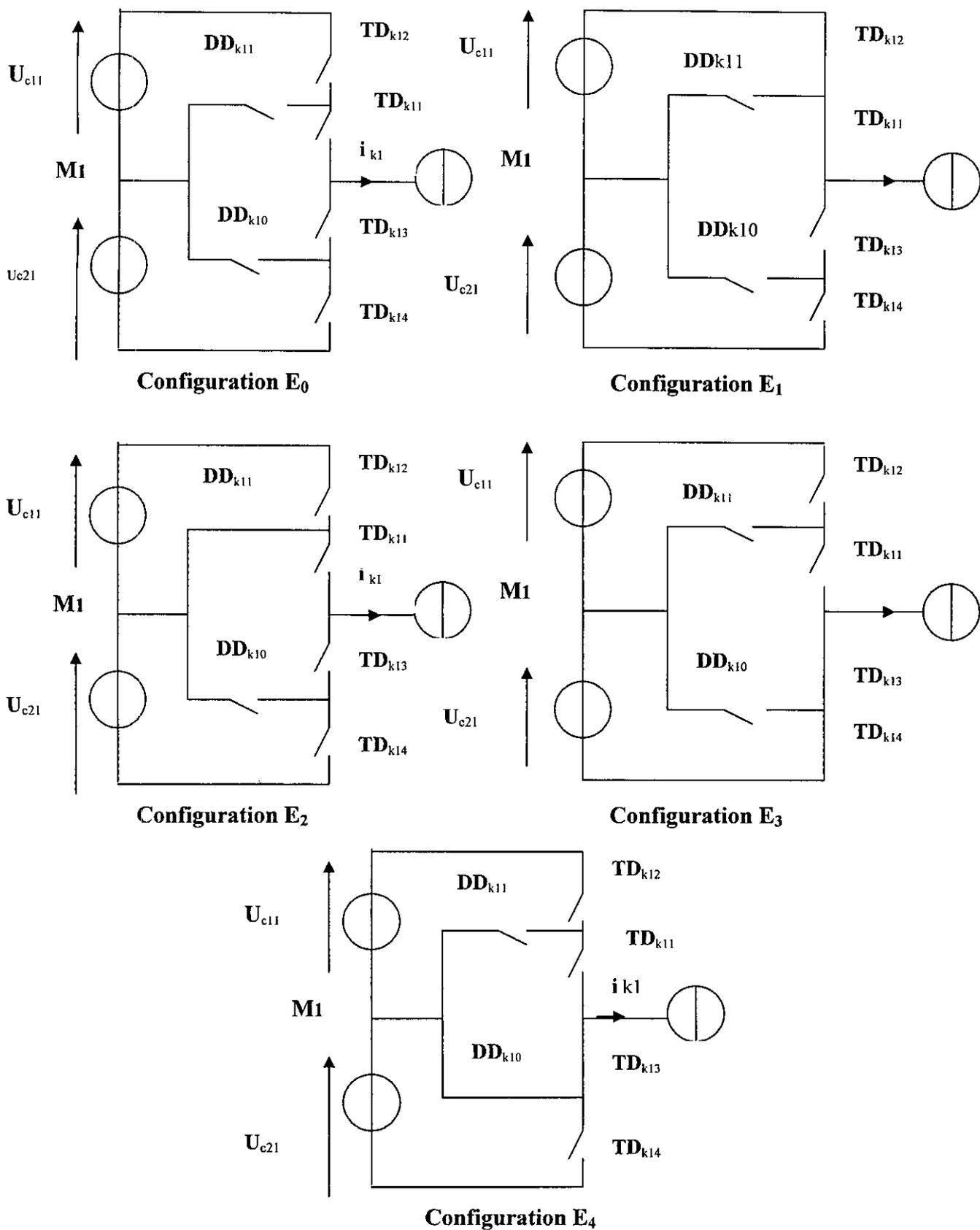
ANNEXE 3 (Chapitre III)

I] Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Le tableau A2.1 donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations.

| | |
|-------|--|
| E_0 | $i_{kl}=0, V_{kl}$ dépend de la charge |
| E_1 | $V_{kl}=U_{c1l}= U_c$ |
| E_2 | $V_{kl}= 0$ |
| E_3 | $V_{kl} = - U_{c1l} = - U_c$ |
| E_4 | $V_{kl}= 0$ |

Tableau A2.1 : Grandeurs électriques connues pour chaque configuration du bras K_i du premier onduleur triphasé à trois niveaux.

Figure A2.1 : Différentes configurations du bras K_1 de l'onduleur à trois niveaux.

III] Les différentes commandes possibles qui permettent d'utiliser l'onduleur à trois niveaux

On associe à chaque interrupteur TD_{kis} une fonction logique dite fonction de connexion. Cette dernière décrit son état ouvert ou fermé. Elle est définie comme suit :

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

La structure d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux est représentée à la Figure (III.3.) On suppose $U_{c11} = U_{c21} = U_c$.

Pour ses interrupteurs, l'interrupteur $Tk11$ par exemple peut être commandé de façon complémentaire avec chacun des trois autres interrupteurs du bras

.Commande N°1 :

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{ki3} = \overline{B_{ki1}} \\ B_{ki4} = \overline{B_{ki2}} \end{cases} \quad (A2.1)$$

Avec B_{kis} étant la commande de base des transistors.

$T_{kis} \left\{ (K=1,2,3) \text{ et } (S=1,2,3,4) \text{ et } (i=1,2) \right\}$ du bras Ki .

| B_{ki1} | B_{ki2} | B_{ki3} | B_{ki4} | Tension de sortie du bras K_i par rapport à M_i |
|-----------|-----------|-----------|-----------|---|
| 0 | 0 | 1 | 1 | $-U_{c12}$ |
| 0 | 1 | 1 | 0 | Pas connu |
| 1 | 0 | 0 | 1 | Pas connu |
| 1 | 1 | 0 | 0 | $-U_{c11}$ |

Tableau A2.2

Le tableau logique A2.2 indique que la commande dans ce cas n'est possible qu'à deux niveaux.

.Commande N°2 :

Soit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{ki2} = \overline{B_{ki1}} \\ B_{ki4} = \overline{B_{ki3}} \end{cases} \quad (A2.2)$$

| B_{ki1} | B_{ki2} | B_{ki3} | B_{ki4} | Tension de sortie du bras K_i par rapport à M_i |
|-----------|-----------|-----------|-----------|---|
| 0 | 1 | 0 | 1 | Pas connu |
| 0 | 1 | 1 | 0 | $V_{ki}=0$ ou $i_{ki}=0$ (Pas connu) |
| 1 | 0 | 0 | 1 | $V_{ki}=0$ ou $i_{ki}=0$ (Pas connu) |
| 1 | 0 | 1 | 0 | $V_{ki}=0$ |

Tableau A2.3

Cette commande rend le système pratiquement non commandable.

.Commande N°3 :

La commande complémentaire suivante est définie comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{ki4} = \overline{B_{ki1}} \\ B_{ki3} = \overline{B_{ki2}} \end{array} \right. \quad (A2.3)$$

Le tableau logique (A2.4) définit ci-dessous , montre que cette commande complémentaire rend le système complémentaire commandable à trois niveaux ,en interdisant le cas correspondant à la ligne deux du tableau ou la configuration du bras dépend en plus des grandeurs électriques du système.

| B_{ki1} | B_{ki2} | B_{ki3} | B_{ki4} | Tension de sortie du bras Ki par rapport à Mi |
|-----------|-----------|-----------|-----------|---|
| 0 | 0 | 1 | 1 | $- U_{ci2}$ |
| 0 | 1 | 0 | 1 | Pas connu |
| 1 | 0 | 1 | 0 | $V_{kim}=0$ |
| 1 | 1 | 0 | 0 | $+ U_{ci1}$ |

Tableau A2.4

III] Les fonctions de connexion des interrupteurs

Bobinage 1 :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{am1} = F_{111} \cdot F_{121} \cdot U_{c11} - F_{131} \cdot F_{141} \cdot U_{c21} = (F_{111} \cdot F_{121} - F_{131} \cdot F_{141}) \cdot U_c. \\ V_{bm1} = F_{211} \cdot F_{221} \cdot U_{c11} - F_{231} \cdot F_{241} \cdot U_{c21} = (F_{211} \cdot F_{221} - F_{231} \cdot F_{241}) \cdot U_c. \\ V_{cm1} = F_{311} \cdot F_{321} \cdot U_{c11} - F_{331} \cdot F_{341} \cdot U_{c21} = (F_{311} \cdot F_{321} - F_{331} \cdot F_{341}) \cdot U_c. \end{array} \right. \quad (A2.4)$$

Bobinage 2 :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{am2} = F_{112} \cdot F_{122} \cdot U_{c12} - F_{132} \cdot F_{142} \cdot U_{c22} = (F_{112} \cdot F_{122} - F_{132} \cdot F_{142}) \cdot U_c. \\ V_{bm2} = F_{212} \cdot F_{222} \cdot U_{c12} - F_{232} \cdot F_{242} \cdot U_{c22} = (F_{212} \cdot F_{222} - F_{232} \cdot F_{242}) \cdot U_c. \\ V_{cm2} = F_{312} \cdot F_{322} \cdot U_{c12} - F_{332} \cdot F_{342} \cdot U_{c22} = (F_{312} \cdot F_{322} - F_{332} \cdot F_{342}) \cdot U_c. \end{array} \right. \quad (A2.5)$$

Pour les onduleurs trios niveaux, on définit la fonction de connexion du demi-bras qu'on notera F_{kim} , avec k étant le numéro du bras, $m=1$ pour le demi-bras de haut, et $m=0$ pour celui du bas, et $i=1$ correspond à l'onduleur alimentant le bobinage 1 et $i=2$ pour celui du bobinage 2.

Elles s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs de la manière suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{k0i}^b = F_{k3i} \cdot F_{k4i} \\ F_{k1i}^b = F_{k1i} \cdot F_{k2i} \end{array} \right. \quad (A2.6)$$

En introduisant ces fonctions de connexions des demi-bras dans le système (A2.4) et (A2.5) on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{am1} = F_{111}^b \cdot U_{c11} - F_{101}^b \cdot U_{c21} = (F_{111}^b - F_{101}^b) \cdot U_c. \\ V_{bm1} = F_{211}^b \cdot U_{c11} - F_{201}^b \cdot U_{c21} = (F_{211}^b - F_{201}^b) \cdot U_c. \\ V_{cm1} = F_{311}^b \cdot U_{c11} - F_{301}^b \cdot U_{c21} = (F_{311}^b - F_{301}^b) \cdot U_c. \end{array} \right. \quad (A2.7.a)$$

$$\begin{cases} V_{am2} = F_{112}^b \cdot U_{c12} - F_{102}^b \cdot U_{c22} = (F_{112}^b - F_{102}^b) \cdot U_c. \\ V_{bm2} = F_{212}^b \cdot U_{c12} - F_{202}^b \cdot U_{c22} = (F_{212}^b - F_{202}^b) \cdot U_c. \\ V_{cm2} = F_{312}^b \cdot U_{c12} - F_{302}^b \cdot U_{c22} = (F_{312}^b - F_{302}^b) \cdot U_c. \end{cases} \quad (A2.7.b)$$

Ces systèmes d'équations montrent bien que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série, l'un est alimenté par $-U_{c2i}$, et formé des demi-bras du bas de l'onduleur à trois niveaux.

Les différentes tensions de connexion des interrupteurs par les système d'équations suivant :

$$\begin{cases} U_{abi} = V_{am1} - V_{bm1} = [(F_{111} \cdot F_{121} - F_{211} \cdot F_{221}) - (F_{131} \cdot F_{141} - F_{231} \cdot F_{241})] \cdot U_c. \\ U_{bci} = V_{bm1} - V_{cm1} = [(F_{211} \cdot F_{221} - F_{311} \cdot F_{321}) - (F_{231} \cdot F_{241} - F_{331} \cdot F_{341})] \cdot U_c \\ U_{cai} = V_{cm1} - V_{am1} = [(F_{311} \cdot F_{321} - F_{111} \cdot F_{121}) - (F_{331} \cdot F_{341} - F_{131} \cdot F_{141})] \cdot U_c \end{cases} \quad (A2.8.a)$$

$$\begin{cases} U_{ab2} = V_{am2} - V_{bm2} = [(F_{112} \cdot F_{122} - F_{212} \cdot F_{222}) - (F_{132} \cdot F_{142} - F_{232} \cdot F_{242})] \cdot U_c. \\ U_{bc2} = V_{bm2} - V_{cm2} = [(F_{212} \cdot F_{222} - F_{312} \cdot F_{322}) - (F_{232} \cdot F_{242} - F_{332} \cdot F_{342})] \cdot U_c \\ U_{ca2} = V_{cm2} - V_{am2} = [(F_{312} \cdot F_{322} - F_{112} \cdot F_{122}) - (F_{332} \cdot F_{342} - F_{132} \cdot F_{142})] \cdot U_c \end{cases} \quad (A2.8.b)$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras, les systèmes d'équations (A2.8) deviennent :

$$\begin{pmatrix} U_{abi} \\ U_{bci} \\ U_{cai} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F_{11i}^b - F_{10i}^b \\ F_{21i}^b - F_{20i}^b \\ F_{31i}^b - F_{30i}^b \end{pmatrix} \quad (A2.9)$$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ani} = V_{ai} = (U_{abi} - U_{cai})/3 \\ V_{bni} = V_{bi} = (U_{bci} - U_{abi})/3 \\ V_{cni} = V_{ci} = (U_{cai} - U_{bci})/3 \end{cases} \quad (A2.10)$$

Donc ces tensions s'expriment grâce aux fonctions de connexion des demi- bras selon le système suivant :

$$\begin{pmatrix} V_{a1} \\ V_{b1} \\ V_{c1} \end{pmatrix} = (1/3) \begin{pmatrix} 2 & -1 & 1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F^b_{111} - F^b_{101} \\ F^b_{211} - F^b_{201} \\ F^b_{311} - F^b_{301} \end{pmatrix} \cdot U_c \quad (A2.11.a)$$

$$\begin{pmatrix} V_{a2} \\ V_{b2} \\ V_{c2} \end{pmatrix} = (1/3) \begin{pmatrix} 2 & -1 & 1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} F^b_{112} - F^b_{102} \\ F^b_{212} - F^b_{202} \\ F^b_{312} - F^b_{302} \end{pmatrix} \cdot U_c \quad (A2.11.b)$$

Les courants d'entrée i_{d1i} , i_{d2i} et i_{d0i} des onduleurs triphasés à trois niveaux (voir la figure III.2) s'expriment en fonction des courants de la charge i_{ai} , i_{bi} et i_{ci} comme suit :

$$\begin{cases} i_{d1i} = F_{11i} \cdot F_{12i} \cdot i_{ai} + F_{21i} \cdot F_{22i} \cdot i_{bi} + F_{31i} \cdot F_{32i} \cdot i_{ci} \\ i_{d2i} = F_{13i} \cdot F_{14i} \cdot i_{ai} + F_{23i} \cdot F_{24i} \cdot i_{bi} + F_{33i} \cdot F_{34i} \cdot i_{ci} \end{cases} \quad (A2.12)$$

En remplaçant les fonctions de connexion des interrupteurs par les fonctions de connexion des demi- bras , la relation (A2.12) devient :

$$\begin{cases} i_{d1i} = F^b_{11i} \cdot i_{ai} + F^b_{21i} \cdot i_{bi} + F^b_{31i} \cdot i_{ci} \\ i_{d2i} = F^b_{10i} \cdot i_{ai} + F^b_{20i} \cdot i_{bi} + F^b_{30i} \cdot i_{ci} \end{cases} \quad (A2.13)$$

La relation (A2.13) montre que pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, tout se passe comme si le courant i_{d1i} est le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du haut, et i_{d2i} celui du bas.

Le courant i_{d0i} s'écrit :

$$i_{d0i} = i_{ai} + i_{bi} + i_{ci} - i_{d1i} - i_{d2i} \quad (A2.14)$$

En utilisant la relation (A2.13) dans l'équation (A2.14), l'expression du courant devient :

$$i_{d0i} = (i_{ai} + i_{bi} + i_{ci}) - (F^b_{11i} + F^b_{10i}) \cdot i_{ai} - (F^b_{21i} + F^b_{20i}) \cdot i_{bi} - (F^b_{31i} + F^b_{30i}) \cdot i_{ci} \quad (III.16)$$

ANNEXE 4 (Chapitre VI)

**I]- Passage des aux grandeurs réelles du courant
par l'intermédiaire de la transformation inverse de PARK :**

Les courants réels sont donnés par :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 i_{d1}^* = i_{d1}^* \cos(\theta) + i_{q1}^* \sin(\theta) \\
 i_{b1}^* = i_{d1}^* \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{q1}^* \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 i_{c1}^* = i_{d1}^* \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + i_{q1}^* \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 \\
 i_{d2}^* = i_{d2}^* \cos(\theta - \gamma) + i_{q2}^* \sin(\theta - \gamma) \\
 i_{b2}^* = i_{d2}^* \cos\left(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{q2}^* \sin\left(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 i_{c2}^* = i_{d2}^* \cos\left(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) + i_{q2}^* \sin\left(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right)
 \end{array} \right. \quad (A4.1)$$

Où :

$$\theta = \int \omega dt$$

avec : $\gamma = 30^\circ$

II]- Dimensionnement du régulateur du courant d'excitation i_f

**Calcul des paramètres du régulateur PI :*

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F_f = \frac{SK_p + K_i}{L_f S^2 + (R_f + K_p)S + K_i} = \frac{N(S)}{D(S)} \quad (\text{A4.2})$$

Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortissement relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés (figure A.4.1) [2].

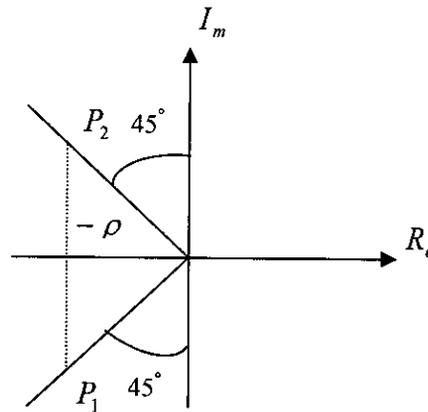


Figure A4.1 : Méthode des pôles imposés

En prenant : $P_1 = -\rho - j\rho$ $P_2 = -\rho + j\rho$

L'équation peut s'écrire :

$$D(S) = (S - P_1)(S - P_2) = S^2 - (P_1 + P_2)S + P_1 P_2 \quad (\text{A4.3})$$

Par identification on obtient :

$$\begin{cases} K_p = 2\rho L_f - R_f \\ K_i = 2\rho^2 L_f \end{cases} \quad (\text{A4.4})$$

III] Détermination de la fonction de transfert en boucle ouverte $F_o(s)$

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

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d1} = R_s i_{d1} + \frac{d}{dt} (L_d i_{d1} + M_d i_{d2} + M_{fd} i_f) + \omega (L_q i_{q1} + M_q i_{q2}) \\ V_{d2} = R_s i_{d2} + \frac{d}{dt} (M_d i_{d1} + L_d i_{d2} + M_{fd} i_f) + \omega (L_q i_{q2} + M_q i_{q1}) \\ V_{q1} = R_s i_{q1} + \frac{d}{dt} (L_q i_{q1} + M_q i_{q2}) - \omega (L_d i_{d1} + M_d i_{d2} + M_{fd} i_f) \\ V_{q2} = R_s i_{q2} + \frac{d}{dt} (L_q i_{q2} + M_q i_{q1}) - \omega (L_d i_{d2} + M_d i_{d1} + M_{fd} i_f) \\ V_f = R_f i_f + \frac{d}{dt} (L_f i_f + M_{fd} (i_{d1} + i_{d2})) \\ C_{em} = P (\Phi_{d1} i_{q1} - \Phi_{q1} i_{d1} + \Phi_{d2} i_{q2} - \Phi_{q2} i_{d2}) \end{array} \right. \quad (A4.5)$$

Le bloc de découplage fournit les tensions : $V_{d1}^* \ V_{d2}^* \ V_{q1}^* \ V_{q2}^*$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d1}^* = \frac{d}{dt} (M_{fd} i_f) + \omega (L_q i_{q1}^* + M_q i_{q2}^*) \\ V_{d2}^* = \frac{d}{dt} (M_{fd} i_f) + \omega (L_q i_{q2}^* + M_q i_{q1}^*) \\ V_{q1}^* = R_s i_{q1}^* + \frac{d}{dt} (L_q i_{q1}^* + M_q i_{q2}^*) - \omega (M_{fd} i_f) \\ V_{q2}^* = R_s i_{q2}^* + \frac{d}{dt} (L_q i_{q2}^* + M_q i_{q1}^*) - \omega (M_{fd} i_f) \end{array} \right. \quad (A4.6)$$

Les courants de référence i_{q1}^*, i_{q2}^* sont constants donc le système devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d1}^* = \frac{d}{dt}(M_{fd}i_f) + \omega(L_q i_{q1}^* + M_q i_{q2}^*) \\ V_{d2}^* = \frac{d}{dt}(M_{fd}i_f) + \omega(L_q i_{q2}^* + M_q i_{q1}^*) \\ V_{q1}^* = R_s i_{q1}^* - \omega(M_{fd}i_f) \\ V_{q2}^* = R_s i_{q2}^* - \omega(M_{fd}i_f) \end{array} \right. \quad (\text{A4.7})$$

$$i_{q1}^* = \frac{C_{em}^* / 2}{PM_{fd} i_f}$$

$$i_{q2}^* = \frac{C_{em}^* / 2}{PM_{fd} i_f}$$

A partir des systèmes :

$$i_{q1} = \frac{i_{q1}^*}{(1 + S\tau_e)}$$

$$i_{q2} = \frac{i_{q2}^*}{(1 + S\tau_e)} \quad (\text{A4.8})$$

avec :

$$\tau_e = \frac{L_q}{R_s}$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{C_{em}^*}{1 + S\tau_e}$$

D'après l'équation mécanique de la SMDS :

$$\Omega(S) = \frac{C_{em} - C_r}{1 + S\tau_m} \quad (\text{A4.9})$$

$$\text{avec : } \tau_m = \frac{j}{f_r}$$

En remplaçant, on aura :

$$\Omega(S) = \frac{C_{em}^*}{f_r(1 + S\tau_m)(1 + S\tau_e)} - \frac{C_r}{f_r(1 + S\tau_m)} \quad (\text{A4.10})$$

$$\Omega(S) = F_0(S)C_{em}^* - F_r(S)C_r$$

D'où la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_0(S) = \frac{\Omega(S)}{C_{em}^*} = \frac{1}{f_r(1 + S\tau_m)(1 + S\tau_e)} \quad (\text{A4.11})$$

VI]-Dimensionnement du régulateur de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_{TBO}(S) = \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \right) \frac{1}{f_r(1+S\tau_m)(1+S\tau_e)} \Rightarrow F_{TBO}(S) = \frac{(1+S.T_{in})}{S.T_{ii}} \frac{1}{f_r(1+S\tau_m)(1+S\tau_e)}$$

Avec :

$$T_{in} = K_{p\Omega} / K_{i\Omega} \quad (A4.12)$$

$$T_{ii} = 1 / K_{i\Omega} \quad (A4.13)$$

τ_m est la constante de temps dominante, on la compense par le choix de : $T_{in} = \tau_m$ (A4.14)

D'où :

$$F_{TBO}(S) = \frac{1}{S.T_{ii} f_r(1+S\tau_e)}$$

Et par application du critère d'ajustement optimal :

On prend : $T_{ii}f_r = 2.\tau_e \Rightarrow K_{i\Omega} = f_r/2.\tau_e$ (A4.15)

De (A.3.12), (A.3.14), (A.3.15) on obtient :

$$K_{p\Omega} = \tau_m f_r / 2.\tau_e \quad (A4.16)$$

ANNEXE 5 (Chapitre V)

I]- Détermination de la fonction de transfert en boucle ouverte

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

Equations électriques :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d1} = R_s i_{d1} + \frac{d}{dt} (L_d i_{d1} + M_d i_{d2} + M_{fd} i_f) + \omega (L_q i_{q1} + M_q i_{q2}) \\ V_{d2} = R_s i_{d2} + \frac{d}{dt} (M_d i_{d1} + L_d i_{d2} + M_{fd} i_f) + \omega (L_q i_{q2} + M_q i_{q1}) \\ V_{q1} = R_s i_{q1} + \frac{d}{dt} (L_q i_{q1} + M_q i_{q2}) - \omega (L_d i_{d1} + M_d i_{d2} + M_{fd} i_f) \\ V_{q2} = R_s i_{q2} + \frac{d}{dt} (L_q i_{q2} + M_q i_{q1}) - \omega (L_d i_{d2} + M_d i_{d1} + M_{fd} i_f) \\ V_f = R_f i_f + \frac{d}{dt} (L_f i_f + M_{fd} (i_{d1} + i_{d2})) \\ C_{em} = P (\Phi_{d1} i_{q1} - \Phi_{q1} i_{d1} + \Phi_{d2} i_{q2} - \Phi_{q2} i_{d2}) \end{array} \right. \quad (A5.1)$$

équation mécanique :

On a :

$$C_{em} - Cr - Cf = J \cdot d\Omega/dt$$

Donc :

$$C_{em} - Cr = (fr + J \cdot S) \cdot \Omega$$

D'ou :

$$\Omega(S) = \frac{C_{em} - Cr}{fr(1 + \tau_m S)} \quad \text{telle que : } \tau_m = J/fr \quad (A5.2)$$

Le bloc de découplage nous fournit : $i_{d1}^*, i_{d2}^*, i_{q1}^*$ et i_{q2}^* , ce qui nous permet de déduire

$v_{d1}^*, v_{d2}^*, v_{q1}^*$ et v_{q2}^* :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d1}^* = R_s i_{d1}^* + \frac{d}{dt} (M_{fd} i_f) + \omega_r (L_q i_{q1}^* + M_q i_{q2}^*) \\ V_{d2}^* = R_s i_{d2}^* + \frac{d}{dt} (-M_{fd} i_f) + \omega_r (L_q i_{q2}^* + M_q i_{q1}^*) \\ V_{q1}^* = R_s i_{q1}^* - \omega (L_d i_{d1}^* + M_d i_{d2}^* + M_{fd} i_f) \\ V_{q2}^* = R_s i_{q2}^* - \omega (L_d i_{d2}^* + M_d i_{d1}^* + M_{fd} i_f) \\ V_f = R_f i_f + \frac{d}{dt} (L_f i_f + M_{fd} (i_{d1}^* + i_{d2}^*)) \end{array} \right. \quad (A5.3)$$

et on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{q1}^* = \frac{C_{em}^*/2}{p[(L_{md} - L_{mq}) i_{d1}^* + M_{fd} i_f]} \\ i_{q2}^* = \frac{C_{em}^*/2}{p[(L_{md} - L_{mq}) i_{d2}^* + M_{fd} i_f]} \end{array} \right. \quad (A5.4)$$

De plus:

$$R_s i_{q1}^* + L_q \frac{d}{dt} (i_{q1}^*) = R_s i_{q1} + L_q \frac{d}{dt} (i_{q1}) \Rightarrow R_s i_{q1}^* = R_s i_{q1} + L_q \frac{d}{dt} (i_{q1})$$

D'ou finalement :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{q1}^* = \frac{i_{q1}}{1 + S \tau_q} \\ i_{q2}^* = \frac{i_{q2}}{1 + S \tau_q} \end{array} \right. \quad (A5.5)$$

telle que: $\tau_q = L_q / R_s$,

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{d1}^* = \frac{-L_{md} M_{fd} i_f + Amd}{L_{md} - L_{mq}} \\ i_{d1}^* = i_{d2}^* \end{array} \right. \quad (A5.6)$$

II]- Dimensionnement du régulateur de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_{TBO}(S) = \frac{K_{p\Omega} \cdot S + K_{i\Omega}}{S} \cdot \frac{[(Lmd - Lmq) id1^* + Mfd \cdot if (1 + S \cdot \tau_d)]}{fr(1 + S \cdot \tau_m) \cdot (1 + S \cdot \tau_q) \cdot (1 + S \cdot \tau_d) [(Lmd - Lmq) id1^* + Mfd \cdot if]} \quad (A5.9)$$

$$\text{On a: } [(Lmd - Lmq) id1^* + Mfd \cdot if (1 + S \cdot \tau_d)] \approx [(Lmd - Lmq) id1^* + Mfd \cdot if]$$

D'où :

$$F_{TBO}(S) = \frac{K_{p\Omega} \cdot S + K_{i\Omega}}{S \cdot fr(1 + S \cdot \tau_m) \cdot (1 + S \cdot \tau_q) \cdot (1 + S \cdot \tau_d)} \Rightarrow F_{TBO} = \frac{(1 + S \cdot T_{in})}{S \cdot T_{ii} \cdot f_r \cdot (1 + S \cdot \tau_m) \cdot (1 + S \cdot \tau_d) \cdot (1 + S \cdot \tau_q)}$$

Avec:

$$T_{in} = K_{p\Omega} / K_{i\Omega} \quad (A5.10)$$

$$T_{ii} = 1 / K_{i\Omega} \quad (A5.11)$$

$$\tau_m \text{ est la constante de temps dominante, on la compense par le choix de : } T_{in} = \tau_m \quad (A5.12)$$

D'où :

$$F_{TBO}(S) = \frac{1}{S \cdot T_{ii} \cdot (1 + S \cdot \tau_d) \cdot (1 + S \cdot \tau_q)}$$

Maintenant on utilise le critère sur la réponse harmonique de Méplat qui nous permettra de déterminer T_{ii} [5]

On détermine la constante de temps équivalente, qui représente la somme des petites constantes de temps. Dans notre cas:

$$T_p = \tau_d + \tau_q$$

Selon le critère de méplat, la constante de temps d'intégration T_{ii} est proportionnelle à la petite constante de temps équivalente [5]. Et doit être déterminée par la relation suivante:

$$T_{ii} = 2 T_p / f_r \quad (A5.13)$$

Donc:

$$K_{i\Omega} = f_r / 2 \cdot T_p \quad (A5.14)$$

et

$$K_{p\Omega} = \tau_m \cdot f_r / 2 \cdot T_p \quad (A5.15)$$

ANNEXE 6 (Chapitre VI)

I] Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre nécessaire ainsi que la forme en fonction de l'application et de l'objectif visé.

En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante :

$$\dot{X} = [A(x)][X] + [B][U] \quad (A6-1)$$

Il faut choisir « m » surfaces de glissement, pour un vecteur [U] de dimension « m ». Pour ce qui est de la forme, J.J.SLOTINE nous propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de consigne x_{ref} .

$$S(x) = \left(\frac{\delta}{dt} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (A6-2)$$

Avec :

x : variable à réguler.

e(x) : l'écart de la variable à réguler = $x_{ref} - x$

λ_x : constante positive.

r : degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

$$\begin{aligned} r = 1, & \quad S(x) = e(x) \\ r = 2, & \quad S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x) \\ r = 3, & \quad S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2 \lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x) \end{aligned}$$

$S(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire autonome dont la réponse e(x) tend vers zéro pour un choix correct du gain λ . En d'autres termes, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder S(x) à zéro, ceci est équivalent à une linéarisation exact de l'écart tout en respectant une condition de convergence.

III] Calcul de la loi de commande

Application dans l'espace d'état

Considérons le système : $[\dot{X}] = [A(x)] + [B][U]$

Le vecteur U est composé de deux composantes U_{eq} et U_n , auxquelles nous nous intéresserons à en déterminer les expressions analytiques.

Dans un premier temps on procède au calcul de la commande équivalente à partir des équations du système, ensuite on passe à l'autre composante qui définit la dynamique du système. Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [A(x) + B.U_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial x} [B.U_n] \quad (A5-3)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, l'expression de la surface est égale à zéro, sa dérivée est donc nulle, nous aurons :

$$U_{eq} = - \left[\begin{array}{c} U_n = 0 \\ \frac{\partial S}{\partial x} B \end{array} \right]^{-1} \left[\frac{\partial S}{\partial x} A(x) \right] \quad (A5.4)$$

Durant le mode de convergence, en remplaçant le terme U_{eq} par son expression (A5-5) dans l'équation (A5.3), nous obtenons l'expression de la dérivée de la surface suivante :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} B U_n \quad (A5.6)$$

Le problème revient à trouver U_n , telle que $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$

$$S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B \cdot U_n < 0$$

Donc il faut que le signe de U_n , soit l'opposé de celui de $S(x) \cdot \frac{\partial S}{\partial x} \cdot B$.

III] Calcul des paramètres des régulateurs des courants i_{d1} et i_{d2}

.Régulation des courants i_{d1} et i_{d2} :

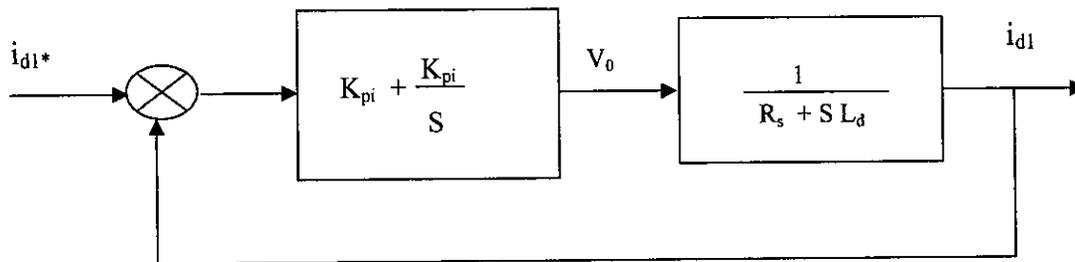


Figure A5. 1: Boucle de régulation du courant i_{d1}

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F_{fi} = \frac{S \cdot K_{pi} + K_{id}}{L_d \cdot S^2 + (R_s + K_{pi}) \cdot S + K_{id}}$$

Pour avoir un comportement bien amorti, avec un amortisseur relatif optimal, les paramètres de régulation ont été choisis par la méthode des pôles imposés

Par identification on obtient :

$$\begin{cases} K_{pi} = 2 \cdot \rho \cdot L_d - R_s \\ K_{id} = 2 \cdot \rho^2 \cdot L_d \end{cases}$$

Bibliographie

Bibliographie

- [1] :N.Moubayed, F.M.Tabar, B.Davat (1998) « Alimentation par deux onduleurs de tension d'une machine synchrone à double étoile ».Groupe de Recherche en Electrotechnique de Nancy, Institut National Polytechnique de lorraine. Revue internationale de Génie Electrique ;Volume 1-n°4/1998,pages 457à470.
- [2] :A.Abdi, N.Khalafat (1999) « Approche discrète de la commande par mode de glissement d'une machine synchrone a aimants permanents », PFE, USTHB
- [3] :G.Grellet, G.Clerc (2000)« Actionneurs électriques- principe, modèle et commande-», Collection électrotechnique 2000.
- [4] : F.Terrien, M.F.Benkhoris, M.Ait Ahmed (1999) « An approach for parameters identification of synchronous double star machine »,Laboratoire Atlantique de Recherche en Génie Electrique,Saint –Nazaire France.
- [5] : R.Anayat, D.Y.Absi (2002) « Machine synchrone à double étoile. Modélisation, alimentation et commande »,PFE ,USTHB
- [6] :H.Bühler « Conception des systèmes automatiques »,Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1988
- [7] :H.Bühler « Electronique de puissance »,Presses Polytechniques Romandes, Lausanne,1984
- [8] : H.Bühler « Réglage par mode de glissement »,Presses Polytechniques Romandes,Lausanne1986
- [9] :O.Mosselmal, R.Gomi (2001) « Commande vectorielle de la machine synchrone », PFE, ENP.
- [10] :H.Akagi, A.Nabae, S.Atoh (1986) « Control strategy of activepower filters using multipel voltage source PWM converters » IEEE trans.on Ind.Appl.May-June 1986, vol.22,pp.460-465.
- [11] :T.Rkhoua,(1991) « Contribution à la modélisation et commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents »,Thèse de Doctorat, INPL,1991.
- [12] :R.Guedouani (1998) « Commande d'un onduleur de tension à structure NPC à trois

- niveaux. *Application a la conduite d'une machine synchrone à aimant permanent* », Thèse de Magistère ENP.
- [13] :F.Z.Zendaoui (1991) « *Etude des modulations précalculées destinées à piloter des onduleurs de tension à deux et à trois niveaux* ».Thèse de Magistère ENP.
- [14] : M.O.Mahmoudi, B.Hemici, M.E.Bouhasoun (1996)
« *Commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent alimentée en tension* », *Algerian journal of technology*, ISSN 1111-357 X, Actes de la conférence maghrébine COMAEI'96, vol.3, Déc.1996, pp.166-170.
- [15] :B.Hemici, K.Seba, M.O.Mahmoudi (1995) « *Influence des paramètres sur le découplage et les performances de la commande par flux orienté d'un moteur asynchrone alimenté en courant* », 1^{ère} journées scientifique JST'95, INH (Boumerdés), Mai 1995, vol.II, pp .263-266.
- [16] :K.Boulaam (2000) « *Analyse et commande de la cascade redresseur triphasé à trois niveaux* »Thèse de Magistère ENP
- [17] :F.Benamor, S.Meradi (19969) »*Commande par mode de glissement de la machine asynchrone alimentée en tension avec orientation du champ* »PFE, ENP
- [18] :F.Freitas Sà, Zélia Myriam A.Peixoto [departement of Electronic Engineering and Telecommunication-PC University of Minas Gerais], Paulo F. Seixas, Benjamin,R.Menezes, Porfirio C.Cortizo [departement of electronic Engineering-Federal university of Minas Gerais Brazil] « *Position and speed sliding mode control of an interior permanent magnet synchronous motor* », 1995 IEEE
- [19] :J.P.Canon, J.P.Hautier « *Modélisation et commande de la machine synchrone* », Edition technique, pratiques de l'ingénieur .Collection Pière Borue.méthodes
- [20] :A.Gayed (1996) « *contribution à la commande par mode de glissement de la machine synchrone à aimants permanents* »,Thèse de Doctorat, Université de Nante.
- [21] :Y.Bennamane (1998) « *Commande robuste par mode de glissement de la machine synchrone à aimants permanents* », PFE, USTHB.
- [22] :E.Berkouk (1995) « *Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et alimentées par des convertisseurs directes et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux* » Thèse de Doctorat du conservatoire national des Arts et métiers Décembre 1995
- [23] :G.Seguir, F.Labrique « *Les convertisseurs de l'électronique de puissance* » Tome1, et Tome4

[24] :N.Boudjedra (1993) « Etude et analyse des techniques MLI dérivées de la triangulo sinusoidale : etude de leurrs effets sur les comportement du moteur asynchronealimenté par onduleur e tension » Thèse de Magistère, ENP

[25] :E.Bouhasoun, M.O.Mahmoudi, B.Hemici, M.S.Bouchrit « Approche discrète de la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel », Laboratoire d'Electronique de Puissance et de Commande, ENP

[26] :J.P.Canon, J.P.Hautier « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition technique, pratiques de l'ingénieur .Collection Pière Borue.méthodes