

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



Département de Génie Electrique

Projet de fin d'Etudes

*pour l'obtention du diplôme
d'Ingénieur d'état en Electrotechnique*

THEME

***Commande vectorielle de la machine
synchrone***

Etudié par :

M. MOUSSELMAL Omar
M. GOURI Rabah

Proposé et dirigé par :

M. MO. MAHMOUDI
M. L. NEZLI



Promotion : Juin 2001

E.N.P. 10, Avenue Hassen-Badi, El Harrach, ALGER

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

REMERCIEMENTS

Nous remercions Dieu de nous avoir donné la force physique et morale pour accomplir ce travail.

Nous remercions nos encadreurs M^{rs} : M. O. MAHMOUDI, Maître de conférences à l'ENP et L. NEZLI, Chargé de cours à l'ENP pour leurs aides, leurs encouragements, et leur patience avec laquelle ils ont bien voulu travailler avec nous en nous guidant et nous corrigeant durant toute l'année.

Nous remercions également tous les membres du jury:

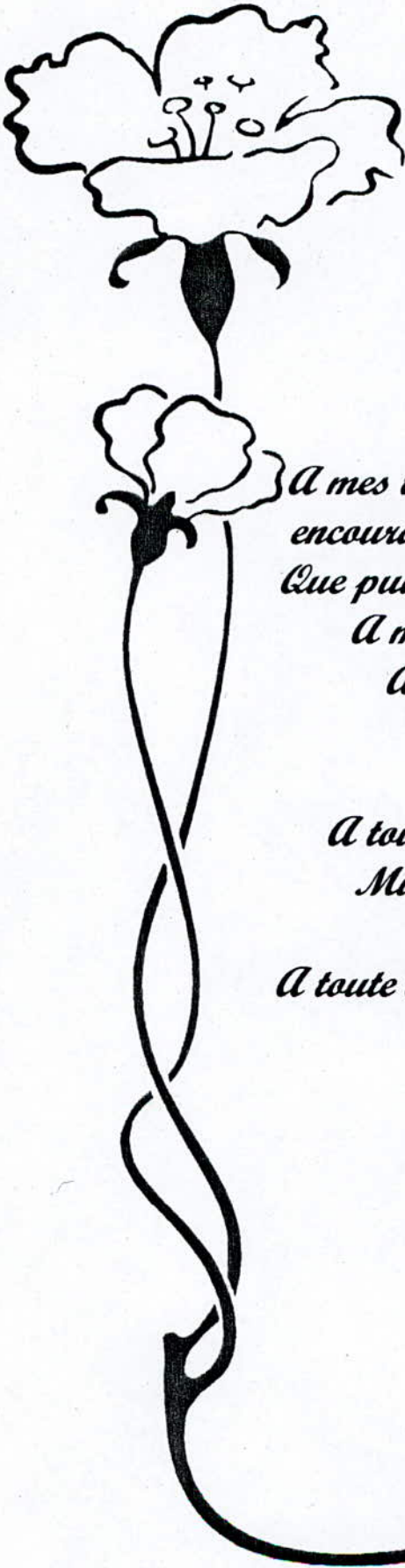
M^r: A. MEKHALDI

M^r: E. M. BERKOUK

pour avoir bien voulu évalué notre travail.

Nous remercions aussi tous les travailleurs de la bibliothèque et du périodique de l'Ecole pour leurs aides et leur soutien.

Et finalement, nous adressons nos remerciements les plus profonds et les plus distingués à tous ceux qui ont contribué de proche ou de loin à ce modeste travail.



Dédicace

A mes très chers parents pour les sacrifices et les encouragements qu'ils n'ont cessé de me conférer. Que puisse Dieu les garder éternellement heureux.

A mes grands-parents pour leurs prières.

A mes soeurs : Saida, Assia et Iman

A mes frères : Khaled et Faouzi

A ma tante Souade.

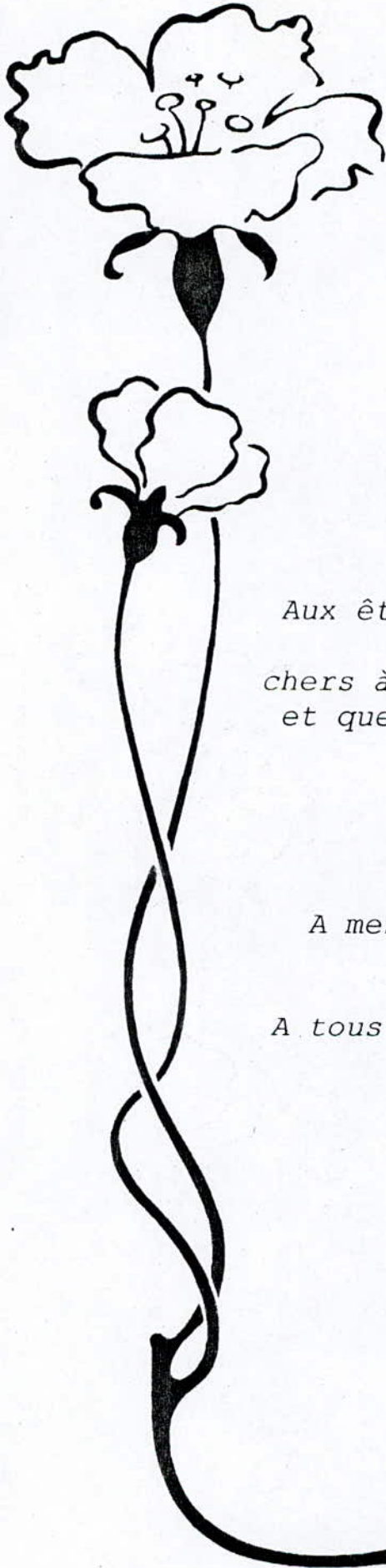
A tous mes amis (es), en particulier Zedam, Mustapha, Soufiane et a toute la promo d'Electrotechnique 2000 & 2001.

A toute la famille Gouri, et la famille Bouyounes.

A tous ceux qui me sont chers.

Je dédie ce mémoire

Gouri Rabah.



Dédicace

*Je dédie ce modeste travail,
Aux êtres les plus tendres à mes yeux et
les plus
chers à mon cœur, à qui je dois énormément
et que je ne remerciais jamais assez :*

Mes parents.

A ma très chère grand-mère.

*A mes frères et sœurs, en particulier
Mustapha.*

A tous mes amis de Bouraoui, et de l'ENP.

Omar.

NOTATIONS

- d, q : Indices correspondants aux axes directe et en quadrature.
 V_s : Tension statorique.
 i_s : Courant statorique.
 R_s : Résistance statorique.
 L_s : Inductance propre du stator.
 V_f : Tension rotorique.
 i_f : Courant rotorique.
 R_f : Résistance rotorique.
 L_f : Inductance propre du rotor.
 m_f : Inductance mutuelle.
 C_r : Couple résistant .
 C_{em} : Couple électromagnétique.
 J : Moment d'inertie.
 θ ; Angle rotorique entre la première phase de stator et la première phase de rotor.
 f : Coefficient de forttement.
 $g, ()_{ref}$: Grandeur de référence.
 σ : Coefficient d'Hopkinson.
 δ : Angle interne de la machine.
 ψ : Angle de calage.
 ξ : Angle d'amorçage.
 ω : Vitesse angulaire de la machine.
 τ_e : Constante de temps électrique.
 τ_m : Constante de temps mécanique.
MCC : Machine à courant continue.
MSA : Machine synchrone autopilotée.

Sommaire



Introduction générale	1
-----------------------------	---

Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone en vue de sa commande

Introduction	4
I.1 Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné (à pôles lisses)	5
I.2 Modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park	6
I.2.1 Transformation de PARK	7
I.2.2 Simulations et interprétations	10
I.3 Conclusions	10

Chapitre II : Alimentation de la machine par onduleur à MLI

II.1 Modélisation du convertisseur	13
II.2 Modélisation de redresseur	14
II.3 Modélisation de filtre	14
II.4 Modélisation de l'onduleur	15
II.5 Commande de l'onduleur par les techniques MLI	16
II.5.1 Stratégie de commande par hystérésis	17
II.5.1.a Association onduleur à hystérésis MSA	18
II.5.1.b Simulation numérique	19
II.5.2 Stratégie de contrôle par MLI triangulo – sinusoïdale	22
II.5.2.a Association onduleur de tension –MSA	23
II.5.2.b Simulation numérique	24
II.6 Conclusions	24



Chapitre III : Commande vectorielle de la machine synchrone

III.1 Introduction	26
III.2 Principe de la commande vectorielle	26
III.3 Commande vectorielle de la machine synchrone alimentée en tension	27
III.3.1 Commande vectorielle de la MSA contrôlée en courant	29
III.3.1.a Etude en boucle ouverte	29
1. Structure du bloc de découplage	29
2. Simulation numérique	30
III.3.1.b Etude en boucle fermée	33
1. Réglage de vitesse	33
2. limitation des courants	37
3. Simulation et résultats	38
III.3.2 commande vectorielle de la MSA contrôlée en tension	41
III.3.2.a Etude en boucle ouverte	41
1. Structure du bloc de découplage	41
2. Simulation numérique	42
III.3.2.b Etude en boucle fermée	45
1. Réglage de vitesse	45
2. limitation du courant i_{ds}	45
2. Réglage du courant i_{ds}	45
3. Simulation et résultats	47
III.4 teste sur les performances de la commande vectorielle en boucle fermée de la MSA au-delà de la vitesse nominale	49
III.4.1 simulations et interprétations	49
III.5 Conclusion	52

Chapitre IV : Amélioration des performances de la commande vectorielle

IV.1 Introduction	53
IV.2 Amélioration des performances de la commande vectorielle par réglage du courant d'excitation	54
IV.2.1 Alimentation du circuit d'excitation par redresseur à thyristors	54
IV.2.2 Réglage du courant d'excitation i_f	56
IV.2.2.1 Bloc de défluxage	56
IV.2.2.2 calcul des paramètres du régulateur PI	56
IV.2.3 Simulation numérique	58
IV.3 Régulation du courant i_{ds} pour le cas de la commande en courant	59
IV.3.1 Simulation numérique	60
Conclusion générale	64
Annexe bibliographie	

Introduction générale



Introduction générale

Les actionneurs électriques jouent un rôle très important dans l'industrie et particulièrement en traction électrique. Les performances demandées à ces actionneurs sont de plus en plus élevées : tant au point de vu de la dynamique de vitesse que de la précision du couple délivré.

La machine à courant continu a été la plus utilisée pour réaliser ces actionneurs. Sa commande est souple naturellement car les deux grandeurs couple-flux sont découplées.

Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique. En effet, le collecteur limite la vitesse de rotation de la machine, augmente son encombrement, son coût de fabrication et d'entretien, et interdit son emploi dans des milieux hostiles. En outre les machines de très grande puissance sont difficiles à réaliser.

En revanche les machines à courant alternatif (synchrone et à induction) possèdent de nombreux avantages. L'absence du collecteur leurs permet d'avoir un encombrement réduit, une fiabilité accrue, un coût de construction plus faible et une vitesse de fonctionnement élevée.

La machine synchrone n'a été envisagée pour la variation de vitesse qu'assez récemment grâce aux progrès technologiques effectués en électronique de puissance permettant une commutation électronique dans des conditions de plus en plus satisfaisante. Le remplacement du collecteur mécanique par un commutateur électronique permet d'obtenir un variateur qui a presque tous les avantages de la machine à courant continu sans avoir ses inconvénients.

La chaîne de traction à moteurs synchrones autopilotés présente l'incontestable supériorité d'une extrême simplicité du convertisseur (onduleur) qui alimente le moteur. Cet onduleur ne met en œuvre que de simples thyristors sans auxiliaire de commutation. La commutation du courant d'un bras d'onduleur vers un autre bras, est assurée de façon naturelle sous l'action des forces électromotrices développées par les machines [14].

Notre travail est partagé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, nous faisons un rappel sur le principe de la machine synchrone autopilotée (MSA), puis nous comptons modéliser la machine dans la configuration de Park.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude de l'association MSA - convertisseur statique. Dans ce chapitre nous projetons d'étudier deux techniques MLI de commande de l'onduleur à savoir la stratégie triangulo-sinusoidale et la stratégie à hystérésis. Ce choix a été fait avec en perspective une comparaison entre deux types de commande (commande de l'onduleur), l'une en courant et l'autre en tension.

Au troisième chapitre, nous développons la commande vectorielle de la MSA, en illustrant la structure de la commande vectorielle adoptée, dans le but de régler la vitesse de sortie, nous synthétiserons le régulateur de vitesse au moyen d'une technique classique pour les systèmes linéaires. Ceci sera fait pour les deux types de commande (la commande en tension et en courant).

Dans le quatrième chapitre, nous apportons des améliorations aux performances de la commande vectorielle de la MSA, en imposant à la MSA un fonctionnement similaire à celui d'une machine à courant continu, notamment au-delà de la vitesse nominale.

Chapitre I

Modélisation de la machine synchrone en vue de sa commande

Chapitre I :

Modélisation de la machine synchrone en vue de sa commande

Introduction :

Les machines synchrones sont constituées d'un inducteur-source de champ magnétostatique dans son propre repère, et d'un enroulement triphasé d'induit dans lequel sera développé un ensemble de trois forces électromotrices triphasées équilibrées.

La création de ces trois forces électromotrices est conservée (loi de Faraday) grâce à la variation du flux d'induction dans les trois phases obtenues par le déplacement relatif du champ magnétique par rapport aux bobinages. Dans le cas le plus courant, l'inducteur est plus solidaire du rotor et les enroulements triphasés sont logés dans les encoches de la face interne du stator fixe.

Les machines synchrones, sauf celles de petite puissance sont munies de circuits amortisseurs lorsque les pôles sont saillants et feuilletés. Il s'agit de barres de cuivre logées dans des encoches ouvertes vers l'entrefer et le plus près possible de ce dernier, elles sont brasées à des arcs de court-circuit formant ainsi une fraction de cage semblable à celle des cages des moteurs asynchrones.

Alors, les amortisseurs s'opposent à tout phénomène électromagnétique ou mécanique qui se traduit par un écart entre la vitesse de synchronisme (fréquences des grandeurs électriques du stator) et la vitesse du rotor; ils freinent les oscillations résultantes des brusques changements de fonctionnement. Dans le cas des machines à pôles lisses, la périphérie du rotor cylindrique et massive, joue le rôle d'un amortisseur.

Dans ce chapitre nous présentons le modèle de ces machines [1].

I.1 Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné (à pôles lisses) :

La machine utilisée pour notre étude est une machine synchrone triphasée alimentée en tension à fréquence et amplitude variable, c'est une machine à pôles lisses et sans amortisseurs. Pour la variation de vitesse nous utiliserons le principe d'autopilotage, qui consiste à alimenter la machine avec une tension dont la fréquence et la phase sont asservies à la position du rotor.

La machine en question, possède un enroulement triphasé statorique et un enroulement d'excitation décalé par rapport à l'axe de la phase statorique d'un angle, cet angle mesure la position angulaire du rotor.

La modélisation de la machine est basée sur les hypothèses suivantes :

- l'effet de saturation est négligé,
- la répartition de l'induction le long de l'entrefer est supposée sinusoïdale,
- les pertes fer sont négligées,
- les effets des encoches ne sont pas pris en compte,
- les résistances et inductances sont considérées indépendantes de la température.

Les équations de la machine synchrone triphasée s'écrivent :

$$[V] = [R].[I] + \frac{d[\phi]}{dt} \quad (1.1)$$

tel que :

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, [V] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_f \end{bmatrix}, [I] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_f \end{bmatrix}, [\phi] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \\ \phi_f \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

d'un autre coté on a:

$$[\phi] = [L].[I] \quad (1.3)$$

avec,

$$[L] = \begin{bmatrix} I_s & M_s & M_s & M_0 \sin \alpha \\ M_s & I_s & M_s & M_0 \sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ M_s & M_s & I_s & M_0 \sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ M_0 \sin \alpha & M_0 \sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & M_0 \sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_f \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

avec

L_s : inductance propre d'une phase statorique,

M_s : mutuelle inductance entre phase du stator,

L_f : inductance propre du circuit inducteur.

L'équation mécanique s'écrit :

$$\frac{j}{p} \cdot \frac{d\omega}{dt} = C_{em} - \frac{f}{p} \cdot \omega - Cr \quad (1.5)$$

avec:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (1.6)$$

$$\text{et } \alpha = \theta - \delta \quad (1.7)$$

où, δ est l'angle interne de la machine.

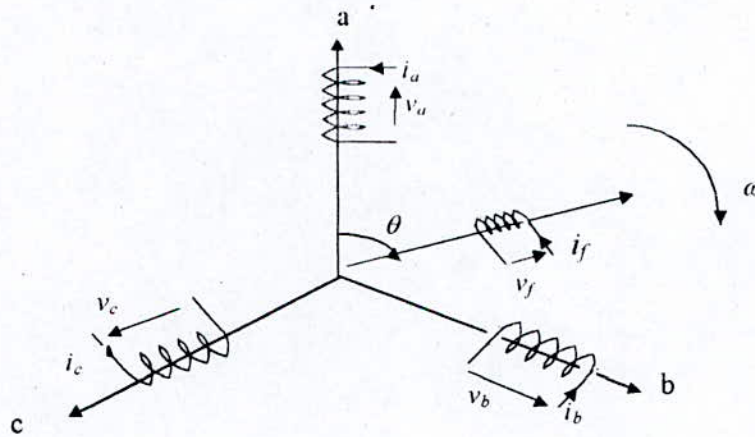


Figure 1.1 : Représentation schématique de la MSA.

1.2 Modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park:

On constate que les éléments de la matrice inductance $[L]$ dépendent de la position du rotor, ceci complique considérablement le modèle réel de la machine, pour faire face à cette complexité on utilise une transformation orthogonale. Nous obtenons donc, des équations plus simples par des changements de variables appropriés. Parmi ces transformations, nous utiliserons celle de *PARK* [2].

La méthode consiste à transformer le système d'enroulement triphasé statorique d'axe (a,b,c) à un système équivalent (d,q) en quadrature[3]

1.2.1 Transformation de PARK:

Cette transformation est définie par sa matrice $[A(\alpha)]$ telle que :

$$[A(\alpha)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\alpha) & -\sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-8)$$

Les courants, les tensions et les flux se transforment de la manière suivante :

$$\begin{cases} [i_{dq}] = [A] [i_{abc}] \\ [V_{dq}] = [A] [V_{abc}] \\ [\phi_{dq}] = [A] [\phi_{abc}] \end{cases} \quad (I-9)$$

Les vecteurs $[i_{dq}]$, $[V_{dq}]$ et $[\phi_{dq}]$ sont les vecteurs obtenus par la transformation de *PARK* de ceux des vecteurs réels $[i_{abc}]$, $[V_{abc}]$ et $[\phi_{abc}]$.

La matrice de *PARK* écrite sous cette forme est orthogonale, ce qui conduit à l'égalité des valeurs efficaces des grandeurs physiques dans les deux repères. De ce fait, la conservation de la puissance pour ce changement de repère est vérifiée.

L'orthogonalité nous permet d'écrire :

$$[A(\alpha)]^{-1} = [A(\alpha)]^T \quad (I-10)$$

Donc :

$$[A(\alpha)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & -\sin(\alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-11)$$

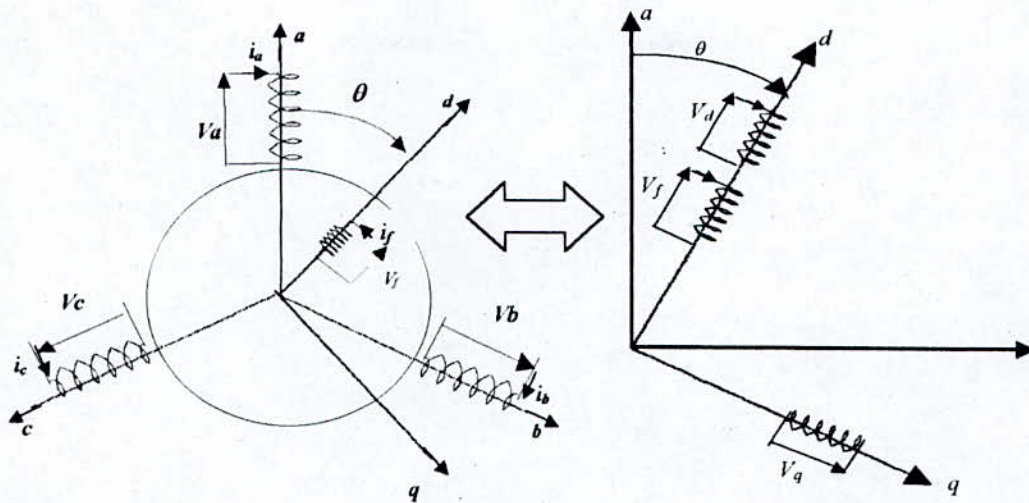


Figure I.2 : Passage du triphasé au binphasé

Le circuit d'excitation est sur l'axe (d) et l'ensemble de bobine du stator se transforme en deux bobines fictives dans le référentiel rotorique.

Le système d'équations (I.1) de la machine, exprimé dans le référentiel de Park, devient:

$$\begin{cases} V_d = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega \phi_{ds} \\ V_f = R_f i_f + \frac{d\phi_f}{dt} \end{cases} \quad (I.12)$$

tel que:

$$[\phi_{dq}] = [L_A] [I_{dq}] \quad (I.13)$$

et

$[L_A]$: est la matrice inductance après transformation de PARK, si on suppose que la composante homopolaire est nulle, elle devient sous la forme suivante :

$$[L_A] = \begin{bmatrix} l_d & 0 & m_f \\ 0 & l_q & 0 \\ m_f & 0 & L_f \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

puisque la machine est à pôles lisses, on a :

$$l_d = l_q = L_s = l_s - M_s$$

et on a aussi,

$$m_f = \sqrt{\frac{2}{3}} M_0$$

les équations des flux seront :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = l_d i_{ds} + m_f i_f \\ \phi_{qs} = l_q i_{qs} \\ \phi_f = l_f i_f + m_f i_{ds} \end{cases} \quad (I.15)$$

Le couple électromagnétique développé par le moteur est alors :

$$C_{em} = P (\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (I.16)$$

En remplaçant les vecteurs ϕ_{ds} , ϕ_{qs} et ϕ_f par leurs expressions dans le système d'équations (I.12), on a ainsi le modèle de la machine sous forme d'équations d'état telle que :

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

$$X = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_f \end{bmatrix}, \quad \dot{X} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_f \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_f \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_s \sigma} & 0 & \frac{1}{m_f} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \\ 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \\ \frac{1}{m_f} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) & 0 & \frac{1}{L_f} \left(\frac{1-2\sigma}{\sigma} \right) \end{bmatrix}$$

et,

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_s}{\sigma L_s} & -\frac{\omega}{\sigma} & -\frac{R_f}{m_f} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) \\ -\omega & \frac{R_s}{L_s} & \frac{\omega m_f}{L_s} \\ -\frac{R_s}{m_f} \left(\frac{1-\sigma}{\sigma} \right) & \frac{\omega m_f}{L_f \sigma} & -\frac{R_f}{L_f} \left(\frac{1-2\sigma}{\sigma} \right) \end{bmatrix}$$

avec,

$$\sigma = 1 - \frac{m_f^2}{L_s L_f}, \quad \sigma : \text{représente le coefficient d'Hopkinson.}$$

I.2.2 Simulations et interprétations:

Lors du démarrage à vide, on remarque l'importance des courants statoriques qui peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par sur-échauffement en cas de répétition excessive. Pendant le régime transitoire.

La machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage assez lent, le couple électromagnétique est stabilisé à une valeur qui compense les pertes par frottements (0.63 Nm) lors du fonctionnement à vide, tandis que la vitesse atteint sa valeur nominale après 2.3s.

En appliquant une charge nominale ($C_r=2Nm$) à l'instant $t=3s$, on remarque que le couple augmente pour compenser le couple de charge et la vitesse chute à $104rd/s$.

I.3 Conclusions:

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

Cela nous a permis d'établir un modèle de *PARK* qui réduit le système d'état électrique de la machine de quatre à trois équations et d'éliminer la complexité du modèle vis à vis de la variation des paramètres de la machine en fonction de la position.

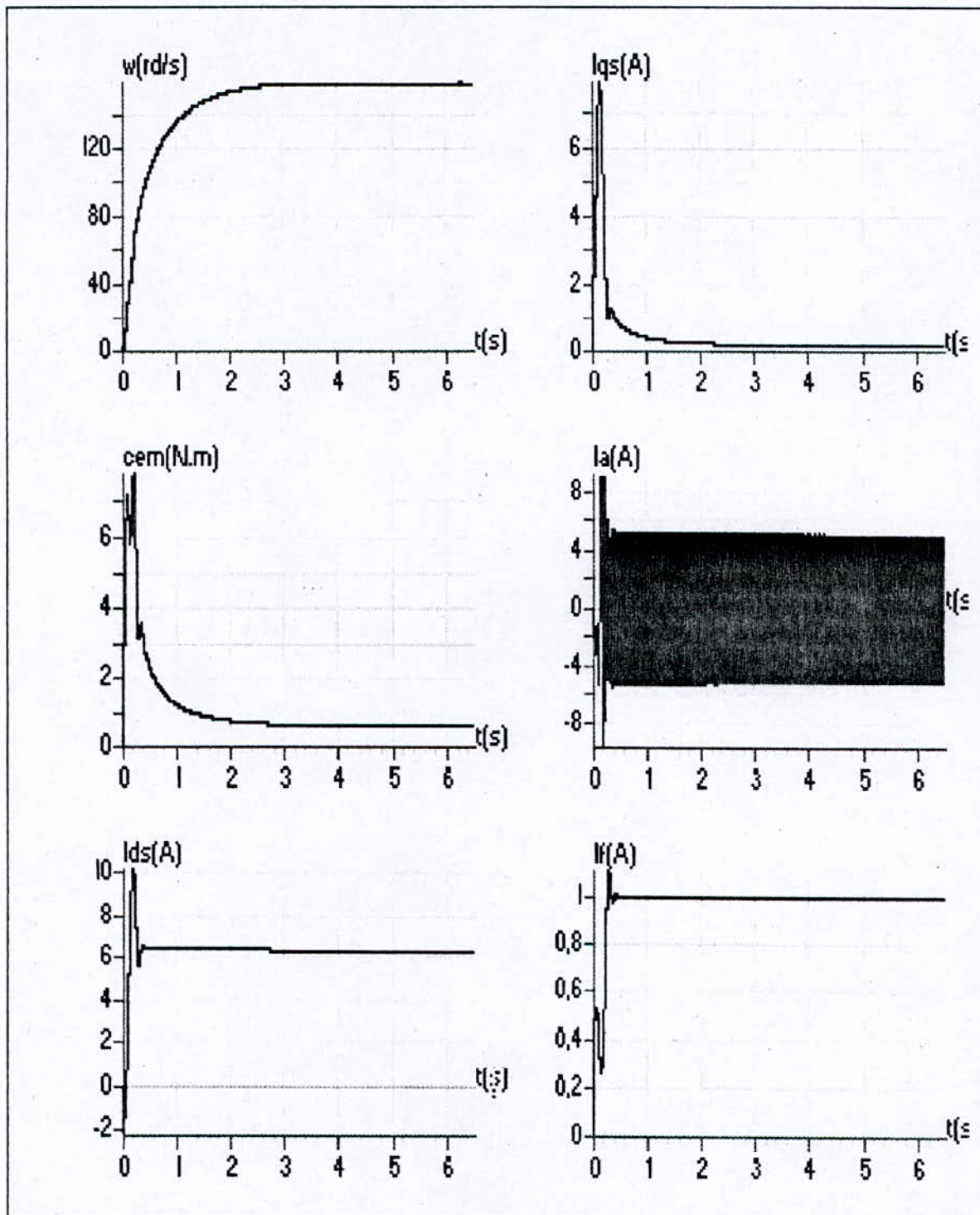


Figure .1.3 La conduite de la MAS triphasée à vide.

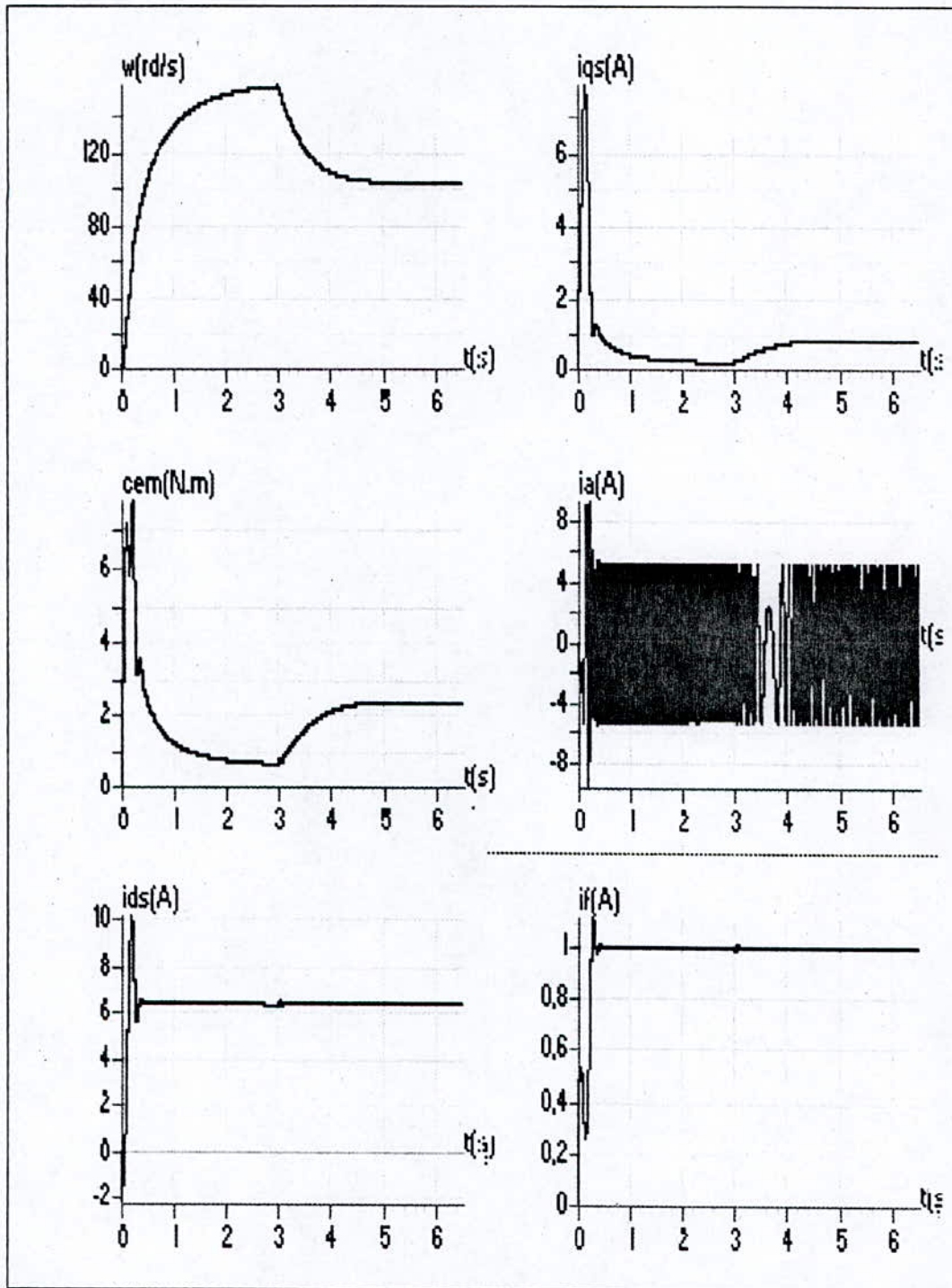


Figure .1.4. La conduite de la MSA triphasée avec un démarrage à vide et application d'une charge à $t=3$ s.

Chapitre II

Alimentation de la machine par onduleur à MLI

Chapitre II :**Alimentation de la machine par onduleur à MLI****II.1 Modélisation du convertisseur :**

La machine synchrone autopilotée à rotor bobiné 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 convertisseur statique est constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant ainsi que ceux de la tension et un onduleur qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable.

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

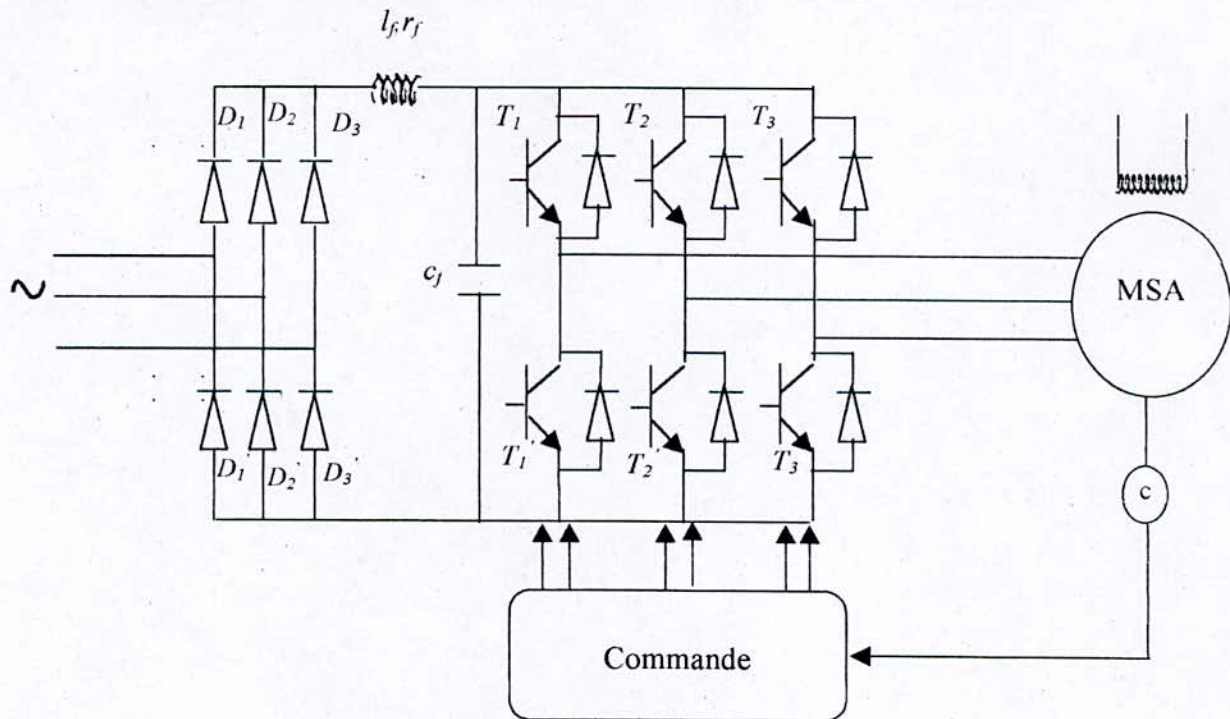


Figure II.1 : Structure générale de l'alimentation d'une MSA

II.2 Modélisation de redresseur :

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

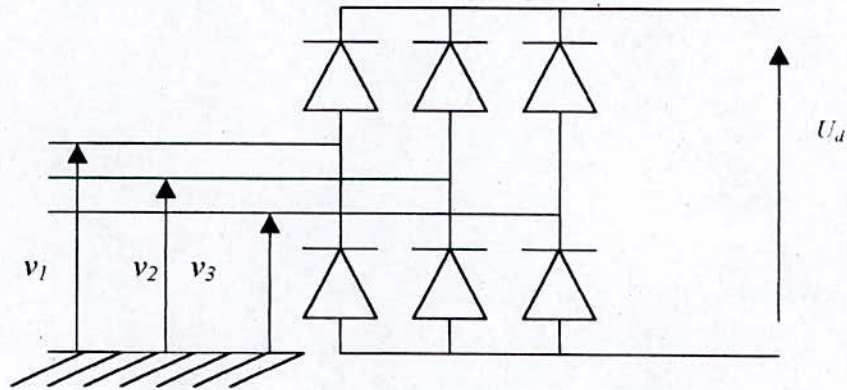


Figure II.2: Modélisation de redresseur

La tension de sortie U_d est définie comme suit:

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

ou

$$V = [v_1 \ v_2 \ v_3]^T$$

II.3 Modélisation de filtre :

Le filtre est constitué par une inductance l_f et une capacité c_f celui-ci est schématisé par la figure (II.3).

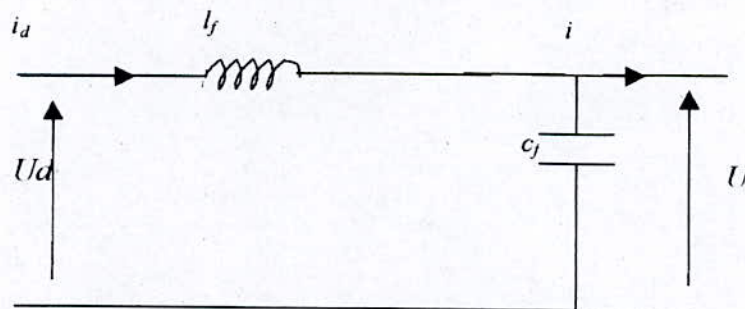


Figure II.3: Modélisation de filtre

- La capacité c_f permet d'obtenir à l'entrée de l'onduleur une tension U sensiblement constante, et absorber le courant négatif restitué par la charge.
- L'inductance l_f permet de rendre sensiblement le courant i_d constant.

Les équations de filtre sont données par :

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

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

$$\omega_f > \omega$$

d'où la condition au choix de L_f et C_f :

$$\omega \sqrt{L_f C_f} < 1$$

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

$$C_f = 250 \mu F$$

$$L_f = 0.01 H,$$

II.4 Modélisation de l'onduleur :

L'onduleur utilisé est représenté à la figure (II.2) lequel 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 idéaux.

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F_i (Figure II.4)

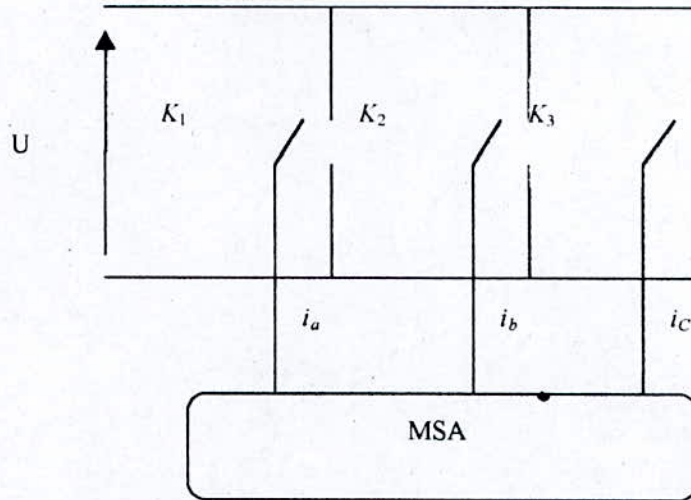


Figure II.4 : Représentation des interrupteurs.

On définit les fonctions logiques de connexion par ($i = 1, 2, 3$) :

$$F_i = \begin{cases} 0 & \text{si } T_i \text{ est fermé et } T_i' \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } T_i \text{ est ouvert et } T_i' \text{ est fermé} \end{cases} \quad (II.2)$$

Ainsi les tensions de ligne sont données par:

$$\begin{cases} U_{ab} = U (F_1 - F_2) \\ U_{bc} = U (F_2 - F_3) \\ U_{ca} = U (F_3 - F_1) \end{cases}$$

Les tensions simples v_a , v_b et v_c s'expriment par les relations suivantes:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{U}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (II.3)$$

Le courant à l'entrée de l'onduleur est donné par:

$$i = F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_c$$

II.5 Commande de l'onduleur par les techniques MLI :

L'onduleur a pour objectif de produire des tensions alternatives en amplitude et en fréquence, en fonction des caractéristiques électromagnétiques désirées [4].

La commande de l'onduleur par la technique de modulation par largeur d'impulsion (M.L.I) permet de reconstituer ces grandeurs à partir d'une source à fréquence et à tension fixes, par l'intermédiaire d'un convertisseur direct. Le réglage est effectué par la durée d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, et par séquence de fonctionnement [5].

Pour notre étude nous appliquons deux stratégies de commande:

- la stratégie de commande par hystérésis (stratégie Delta),
- la stratégie de commande triangulo - sinusoïdale.

II.5.1 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 régulé en courant au moyen d'un régulateur linéaire classique (P,PI) ou à hystérésis [6].

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.

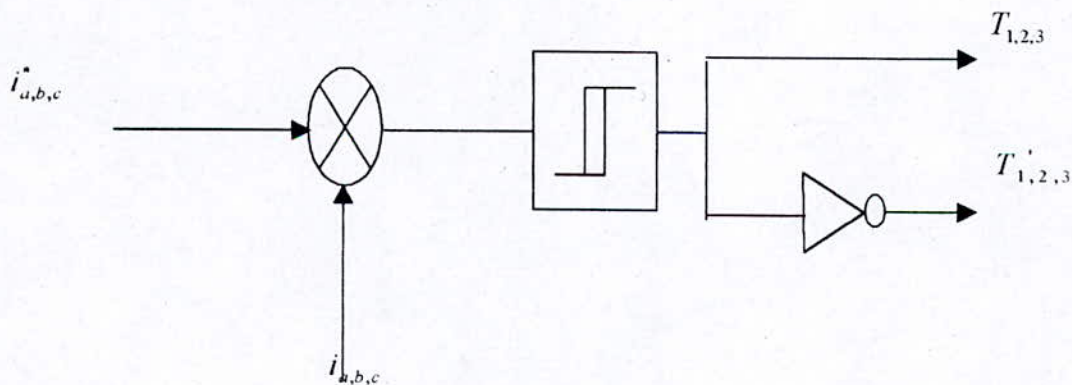


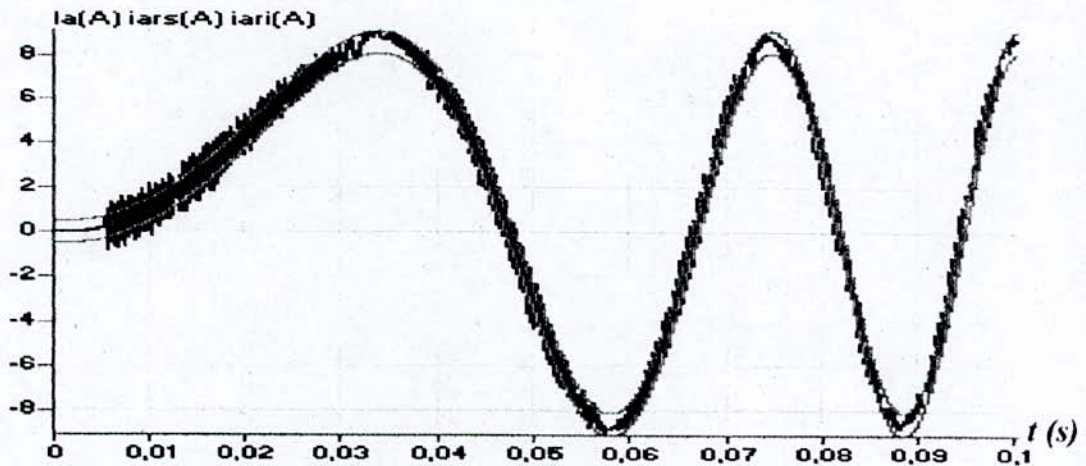
Figure II.5.a: Principe du réglage par hystérésis

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

$$\left\{ \begin{array}{l} F_i(k+1) = 0 \quad \text{si} \quad i_j > i_j^* + \Delta h \\ \\ F_i(k+1) = +1 \quad \text{si} \quad i_j < i_j^* - \Delta h \\ \\ F_i(k+1) = F_i(k) \quad \text{si} \quad i_j^* + \Delta h > i_j > i_j^* - \Delta h \end{array} \right. \quad i = 1,2,3$$

où Δh représente la bande d'hystérésis[7].

La figure (II.5.b) donne l'allure du courant i_a pour Δh fixé à $0.5A$.



**Figure II.5.b : Stratégie de commande par hystérésis :
Le courant i_a et les courants de références.**

II.5.1.a Association onduleur à hystérésis MSA :

La figure (II.6) représente l'association onduleur à hystérésis –machine, ou les courants de référence i_a^*, i_b^*, i_c^* sont obtenus des courants de référence (i_{ds}^*, i_{qs}^*) par application de la transformation de *PARK*.

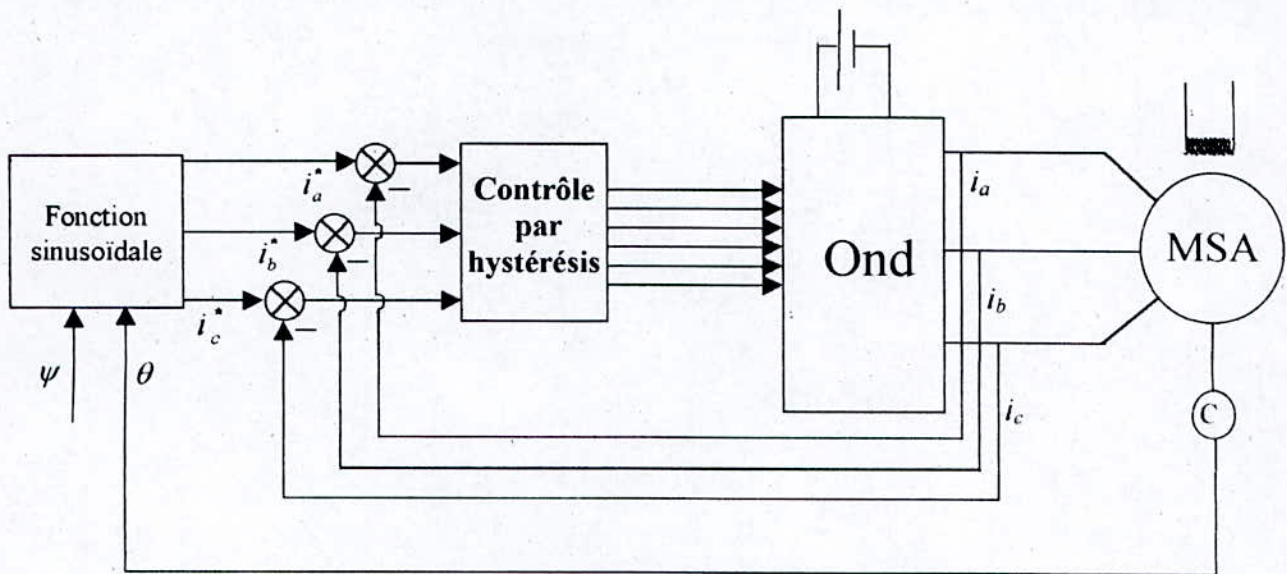


Figure II.6 : Association onduleur à hystérésis- MSA.

Les courants de références sont donnés par:

$$\begin{cases} i_a^* = I_{sn} \sqrt{2} \cos \theta_e \\ i_b^* = I_{sn} \sqrt{2} \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c^* = I_{sn} \sqrt{2} \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

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

ψ : angle de calage (voir figure II.7).

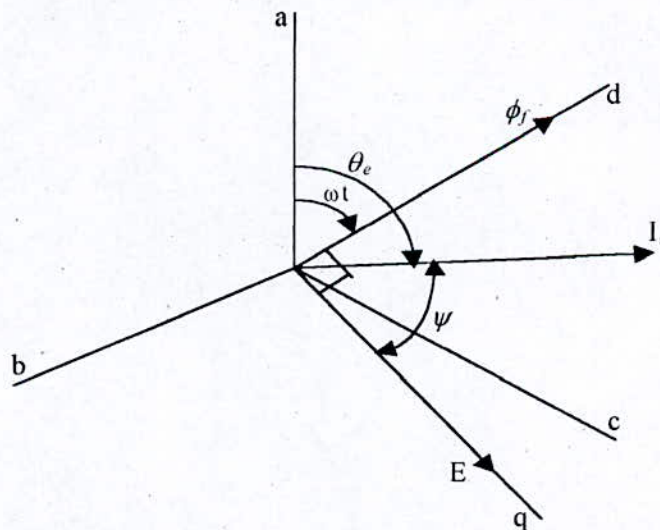


Figure II.7 : Représentation vectorielle des courants et f.e.m.

II.5.1.b. Simulation numérique :

Nous avons simulé l'association de la machine synchrone avec l'onduleur en utilisant le contrôle par hystérésis. La largeur de la bande d'hystérésis choisie est égale à $0.001A$.

La figure (II.8) représente le comportement dynamique de la machine lors d'un démarrage à vide avec application de la charge (5 N.m) à l'instant $t=2.3s$.

On remarque que la vitesse se stabilise à la valeur de $160rd/s$ au bout d'un temps de $0.95s$, puis à la valeur de $50 rd/s$ après l'application du couple de charge.

A vide, le couple électromagnétique se stabilise à une valeur de $0.6 Nm$ compensant le couple de frottement. En charge, il prend la valeur de $5 Nm$ compensant le couple de charge.

Le courant de phase varie dans une fourchette de $0.01 A$ de forme sinusoïdale, par conséquent le couple est très ondulé.

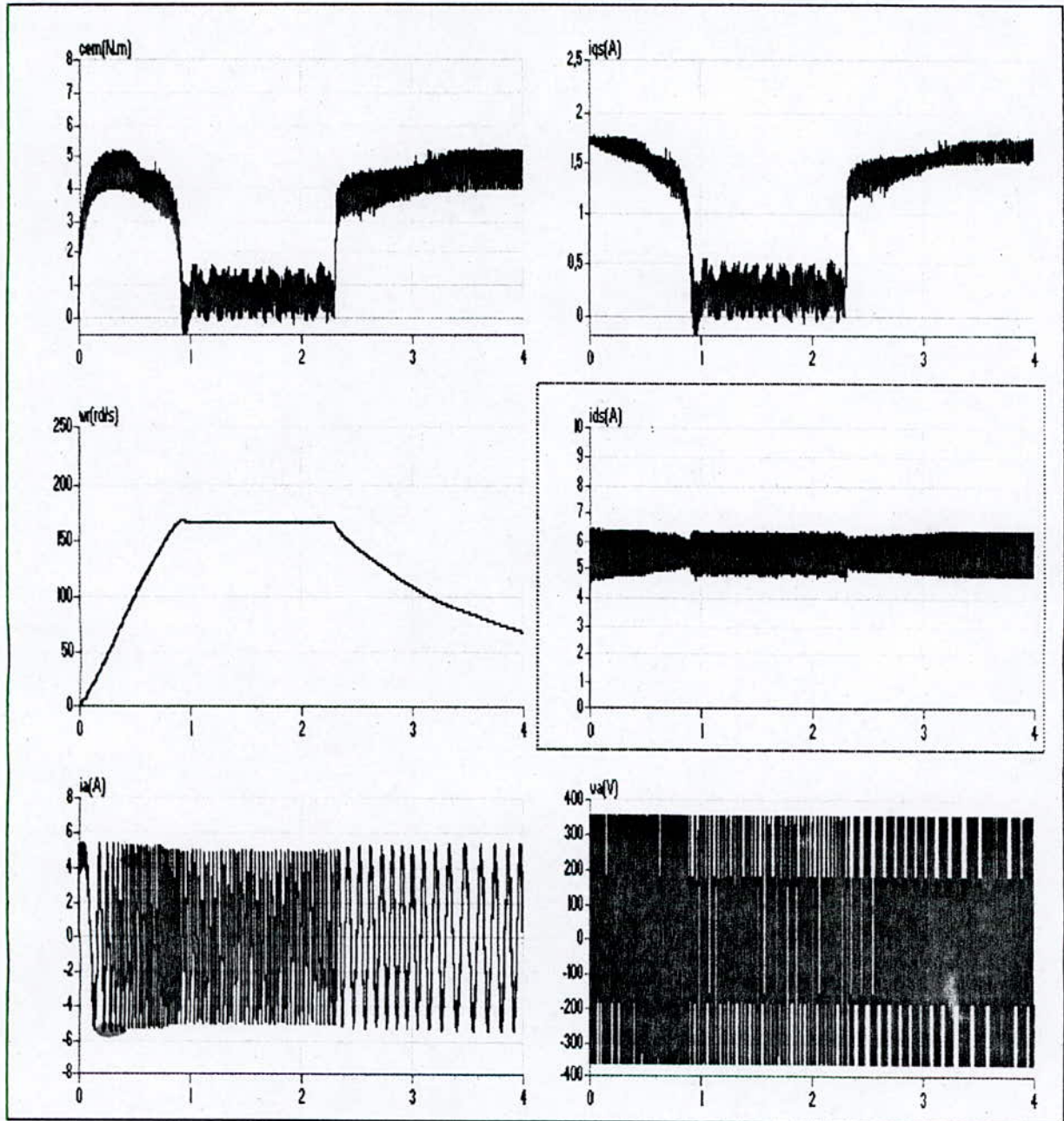


Figure II.8: Comportement de l'ensemble onduleur à hystérisis –MSA avec application de la charge ($C_r=5N.m$) à l'instant $t=2.3s$

II.5.2 Stratégie de contrôle par MLI triangulo - sinusoïdale :

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 ce paragraphe, la catégorie de MLI développée est la MLI triangulo - sinusoïdale.

Cette technique consiste à générer les trois 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 .

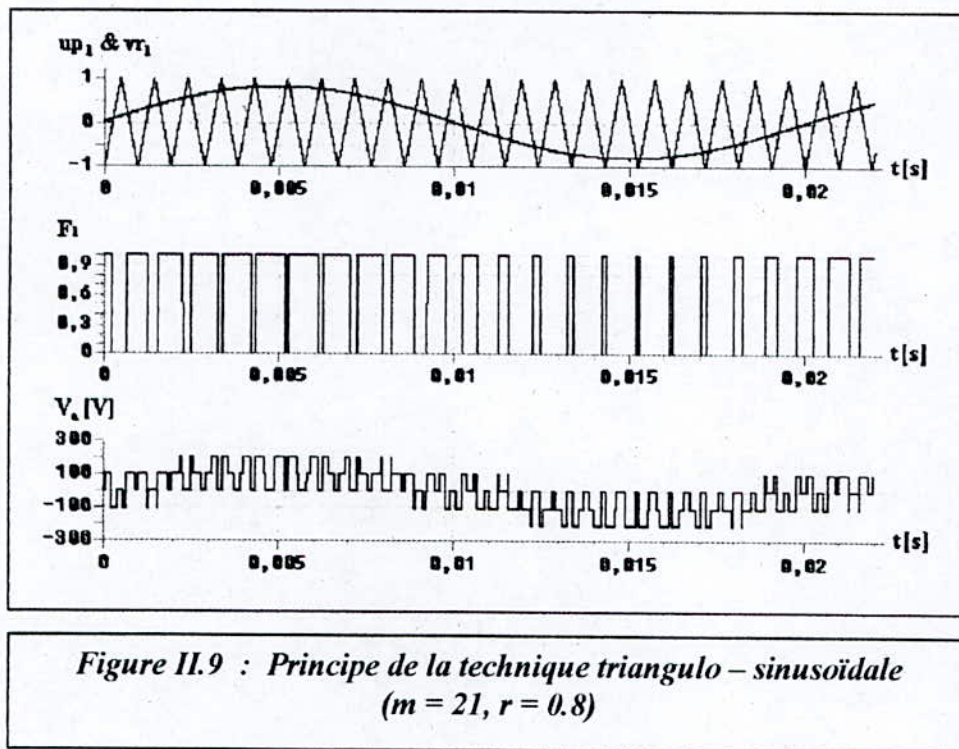
On définit l'indice de modulation m comme le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de référence ($m = f_p/f$). Le taux de modulation r est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse ($r = V_m/U_{pm}$)

La forme de porteuse est donnée par :

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

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

La figure (II.9), représente l'allure des signaux de porteuse et de référence, la tension de sortie ainsi que la fonction logique F_1 pour $m=21$, $r=0.8$.



II.5.2.a Association onduleur de tension –MSA :

La figure (II.10) représente l'association onduleur de tension –MSA où les tensions de références sinusoidales v_a^*, v_b^*, v_c^* sont comparées au signal de la porteuse U_p , afin de déduire les instants de commutation des interrupteurs.

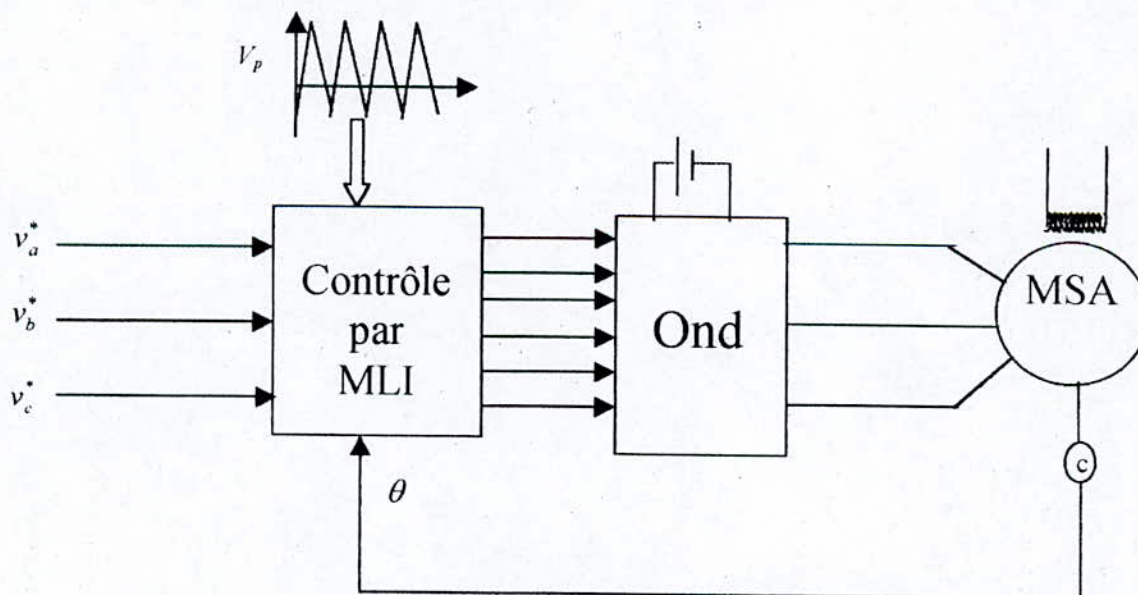


Figure II.10 : Association onduleur de tension-MSA.

II.5.2.b Simulation numérique :

Les performances de l'association machine synchrone et onduleur commandé par la technique *MLI* triangulo – sinusoïdale sont mises en relief par une simulation numérique dans le cas de démarrage à vide avec application de la charge (10 N.m) à l'instant $t = 1.9$ s (figure (II.11)).

On remarque que la vitesse se stabilise à la valeur de 157rd/s au bout d'un temps de 1.7 s pour le régime à vide, puis à la valeur de 80rd/s après l'application du couple de charge.

A vide, le couple électromagnétique se stabilise à une valeur de 0.63Nm compensant le couple de frottement. En charge, il prend la valeur de 10Nm compensant le couple de charge.

II.6 Conclusions :

La stratégie de contrôle par hystéries est une technique simple à mettre en œuvre, Cependant le 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-sinusoïdale 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.

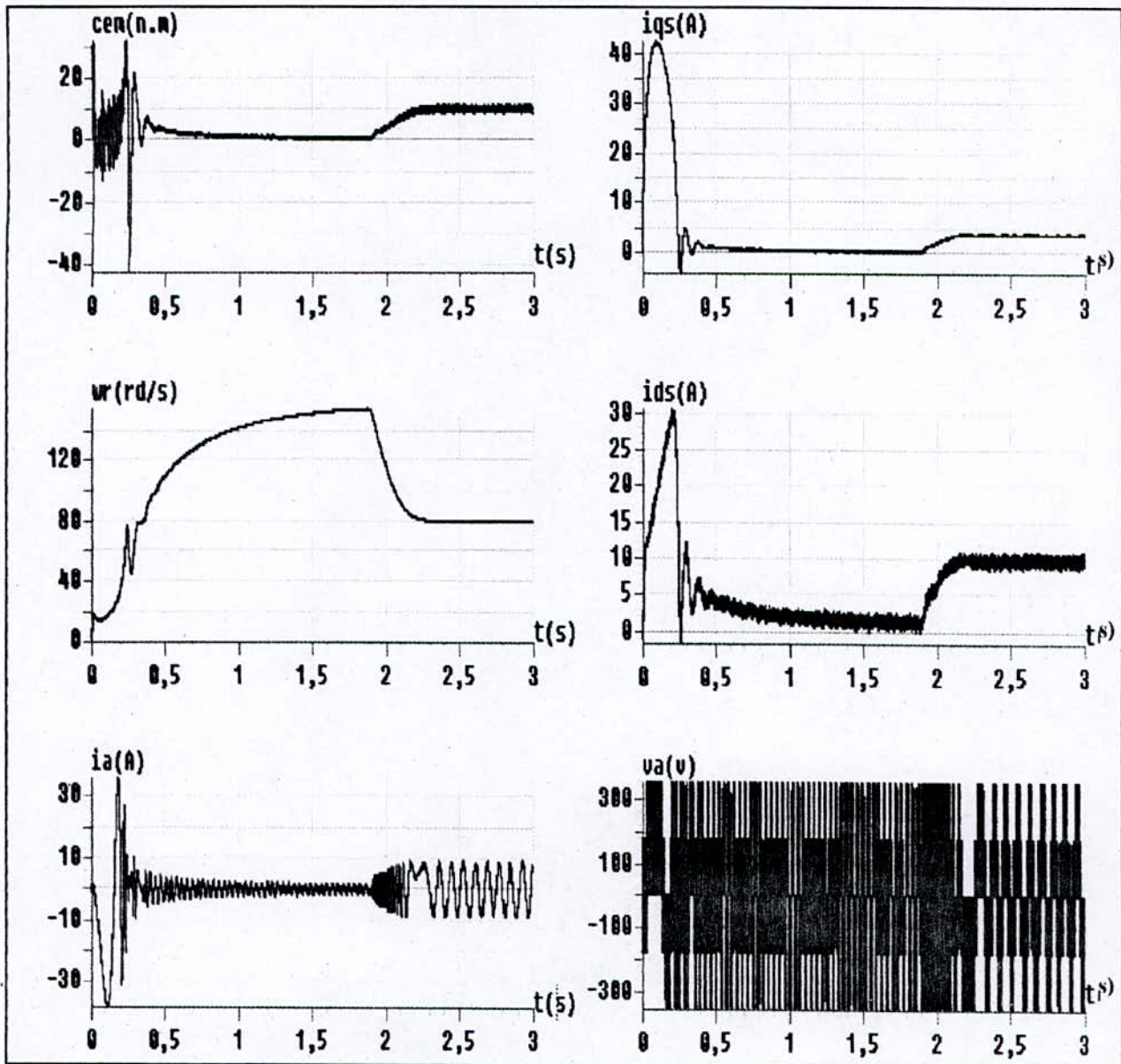


Figure II.11 : Comportement de l'ensemble onduleur de tension –MSA avec application d'une charge (10 N.m) à l'instant 1.9s

Chapitre III

Commande vectorielle de la machine synchrone

Chapitre III :**COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE SYNCHRONE****III.1 Introduction :**

Durant ces dernières années, des travaux récents sur l'électronique de puissance et la commande des machines, ont apportés des perfectionnements importants aux dispositifs d'entraînement à vitesse variable. Et parmi ces machines, la machine synchrone autopilotée dont l'application de la commande vectorielle a été le sujet de plusieurs investigations.

Et pour commander une machine alternative on rencontre des difficultés dans le fait qu'il existe un couplage fort entre les variables d'entrée, sortie et internes.

La commande des machines synchrones autopilotées est rendue aujourd'hui possible en lui appliquant la nouvelle technique de commande par flux orienté, qui permet d'assimiler la machine à courant alternatif à une machine à courant continu.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons au découplage de la machine et à l'étude de la commande vectorielle par orientation du champ.

III.2 Principe de la commande vectorielle :

En 1971, HASS et BLASCHKE ont réalisés les principes de base de la commande vectorielle. Ces bases consistent à assimiler la machine synchrone à rotor bobiné à une machine à courant continu (à excitation séparée), ce qui permet d'améliorer leur comportement dynamique, (*Figure III.1*) [18].

Dans une machine à courant continu, le rotor est bobiné de telle manière, que l'axe de la force magnétomotrice de l'induit établit un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci quelle que soit la vitesse de rotation de la machine. De ce fait, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et de courant d'induit (*relation III.1*).

Dans une machine synchrone autopilotée, par contre, l'expression de couple (*relation III.2*) montre que pour le contrôler, il faut contrôler les courants i_{ds} et i_{qs} . Dans le cas d'une machine à pôles lisses ($L_d = L_q$) le couple est maximal pour une valeur de $i_{ds} = 0$, tandis que dans les machines à pôles saillants le couple est maximal pour une valeur optimale de i_{ds} [8].

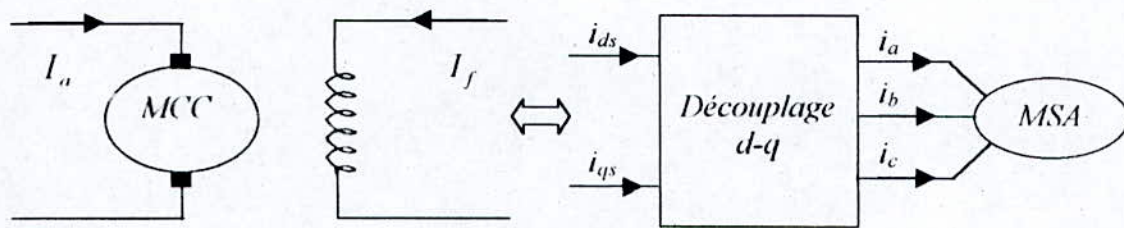


Figure III.1 : Principe de la commande vectorielle

Couple électromagnétique de la machine à courant continu :

$$\begin{aligned} C_{em} &= k\phi_a I_a \\ \phi_a &= k_f I_f \end{aligned} \quad (III-1)$$

Couple électromagnétique de la machine synchrone :

$$C_{em} = p(\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds}) \quad (III-2)$$

Si on choisit V_{ds} et V_{qs} de telle sorte que la composante i_{ds} est nulle, l'expression du couple devient

$$C_{em} = p\phi_{ds} i_{qs} \quad (III.3)$$

Après ce choix on obtient alors un modèle où la composante i_{qs} seule, commande le couple C_{em} .

III.3 Commande vectorielle de la machine synchrone alimentée en tension :

En annulant la composante directe du courant statorique (i_{ds}) et en disposant la composante en quadrature (i_{qs}), les équations du modèle s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} i_{qs} - \omega\phi_{ds} + \frac{V_{qs}}{L_q} \\ \frac{di_f}{dt} = \frac{1}{L_f} (V_f - R_f i_f) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f_r \Omega \\ C_{em} = P\phi_{ds} i_{qs} \end{cases} \quad (III.4)$$

Avec: $\Omega = \frac{\omega}{p}$

Le courant i_{ds} est maintenu à zéro, si on découple le système au moyen de l'action calculée à partir des variables du système représenté en trait discontinu.

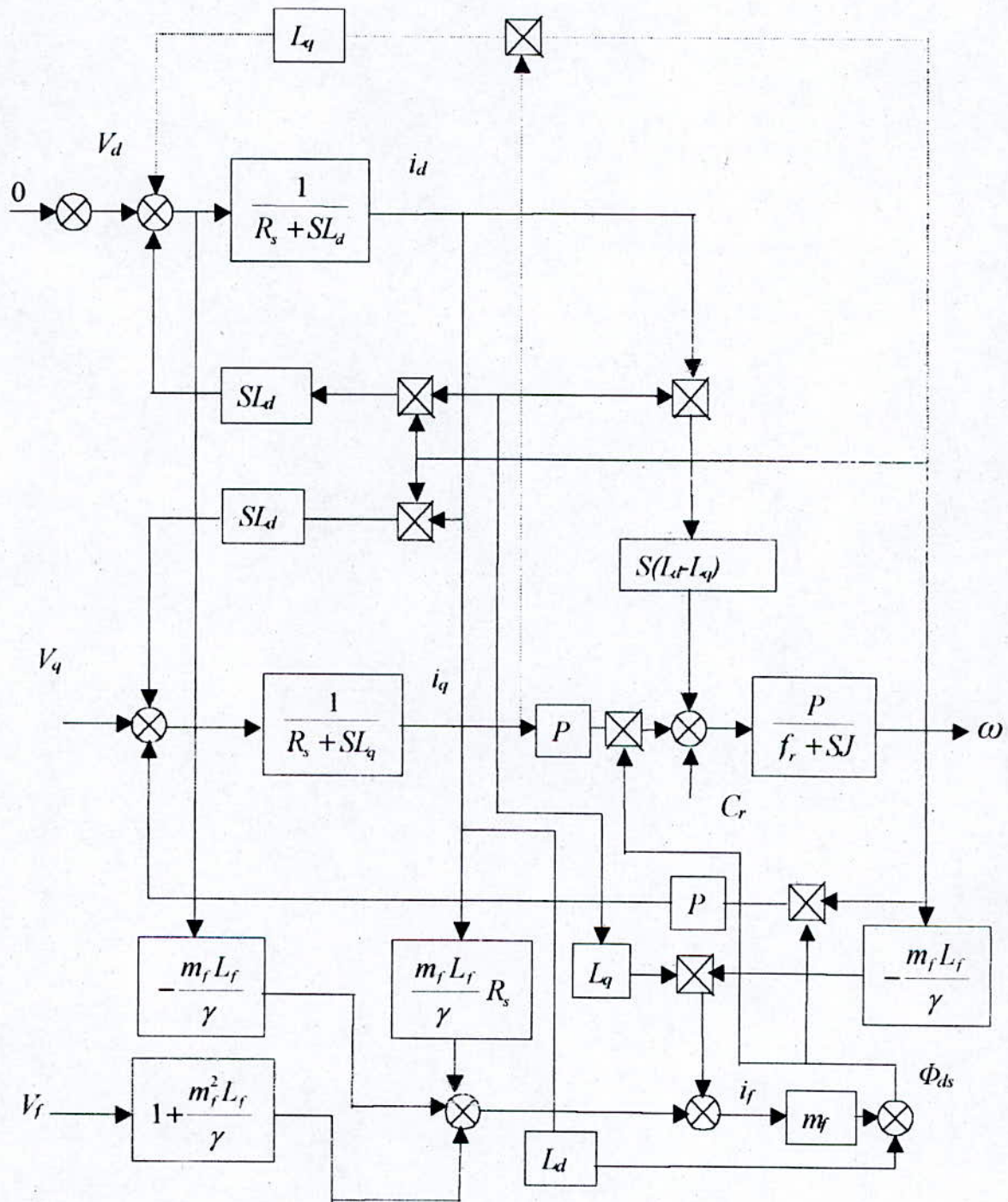


Figure III.2 : Annulation de l'effet de l'axe d sur l'axe q

Où : $\gamma = L_d L_f - m_f^2$

III.3.1 Commande vectorielle de la machine synchrone contrôlée en courant :

III.3.1.a 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 MSA.

Cette méthode consiste à imposer les courants i_{ds} et i_{qs} en effectuant une régulation de l'amplitude et de la phase des courants de ligne par rapport à la f.e.m [9].

Le courant i_{ds} est imposé nul et le courant i_{qs} est imposé par le couple de référence.

1. Structure du bloc de découplage :

Elle est donnée par les équations suivantes :

$$\begin{cases} i_d^* = 0 \\ i_q^* = \frac{C_{em}^*}{P\phi_{ds}} \end{cases} \quad (III 5)$$

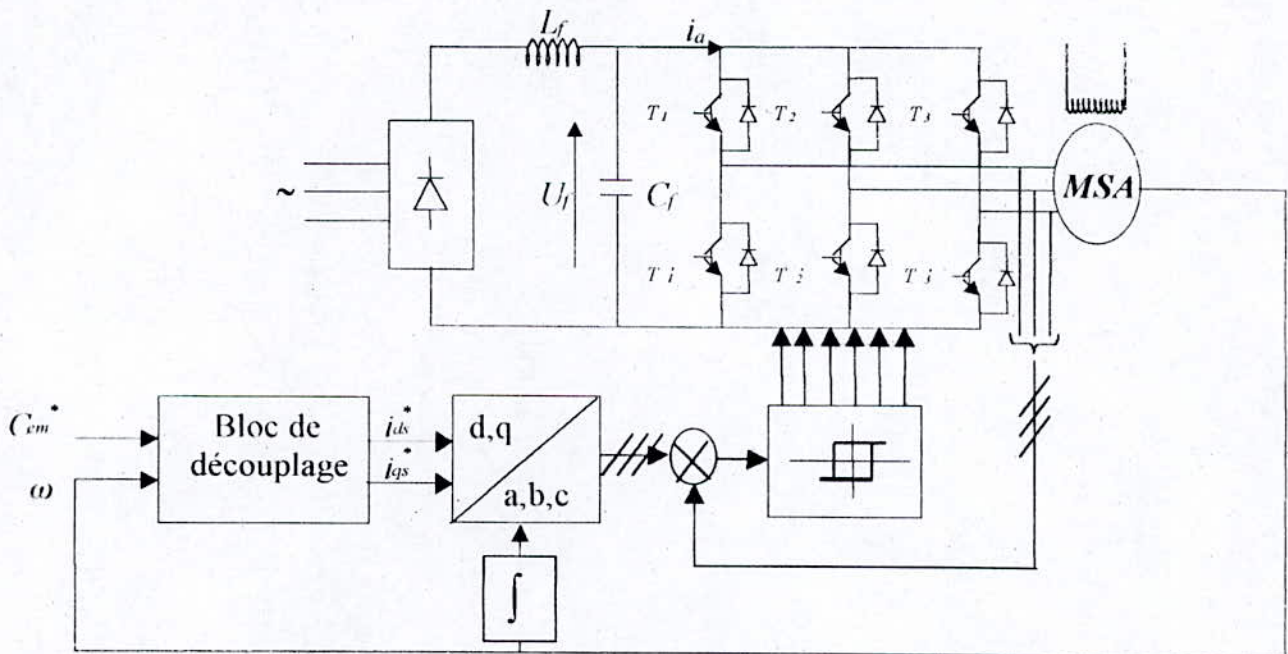


Figure III.3 : Schéma bloc de découplage de la MSA alimentée par un onduleur de tension commandée en courant

Les courants i_{ds}^* et i_{qs}^* qui sont fournis par le bloc de découplage assurent le contrôle de i_{ds} et i_{qs} , et le passage aux grandeurs réelles se fait par le biais de la transformation de Park [10].

Les courants réels sont donnés par :

$$\begin{cases} i_a^* = \sqrt{\frac{2}{3}}(i_{ds}^* \cos(\theta) + i_{qs}^* \sin(\theta)) \\ i_b^* = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(i_{ds}^* \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{qs}^* \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ i_c^* = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(i_{ds}^* \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + i_{qs}^* \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (III.6)$$

Où :

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

2. Simulation numérique :

La simulation numérique de cette technique de commande a été faite en imposant le couple de référence C_{em}^* comme indique la figure(III.4).

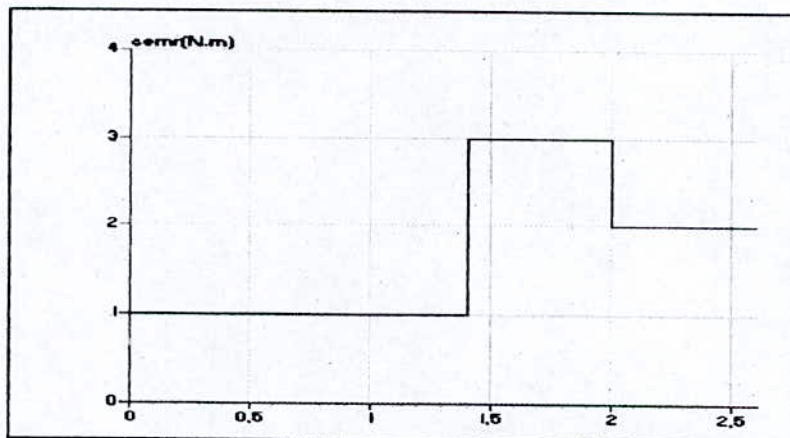


Figure III.4 : couple de référence.

Nous constatons sur la figure (III.5), que le couple électromagnétique C_{em} suit parfaitement la référence C_{em}^* pour la technique de commande en courant (hystérésis).

On voit clairement que le couple est l'image du courant i_{qs} , tandis que le flux statorique suivant l'axe (d) est l'image du courant i_{ds} qui est sensiblement nul y compris au démarrage, cela montre clairement le découplage des différentes grandeurs.

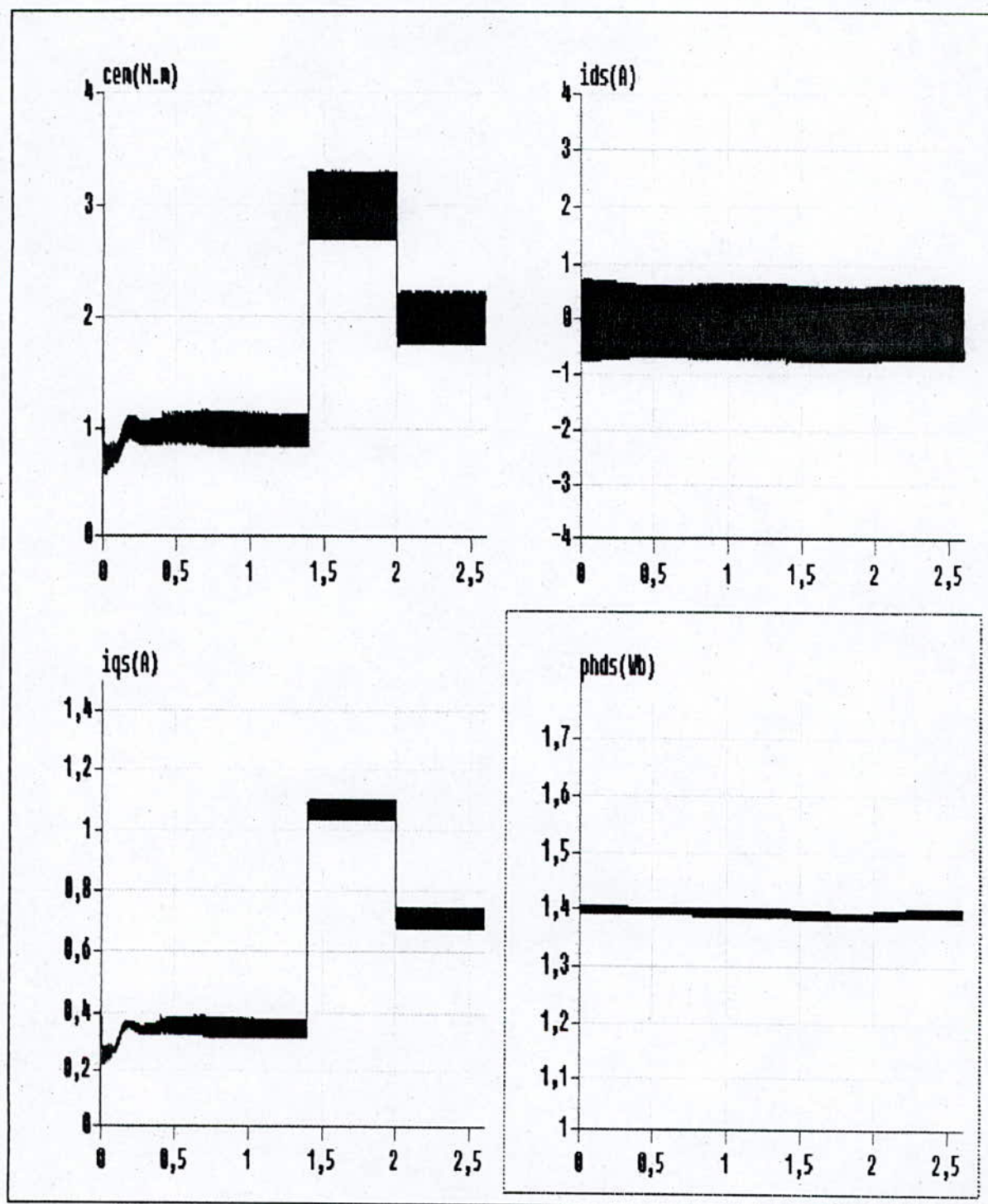


Figure III.5 : Commande vectorielle en boucle ouverte (technique Hystérisis).

III.3.1.b Etude en boucle fermée :

1. Réglage de 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 MSA à rotor bobiné qui a été réalisé précédemment [11].

Plusieurs types de réglage peuvent être appliqués, le plus simple est le réglage classique avec régulateurs.

Pour avoir de bonnes réponses dynamiques en vitesse et en courant de la machine; il a été appliqué un régulateur type PI [10].

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 [III.6].

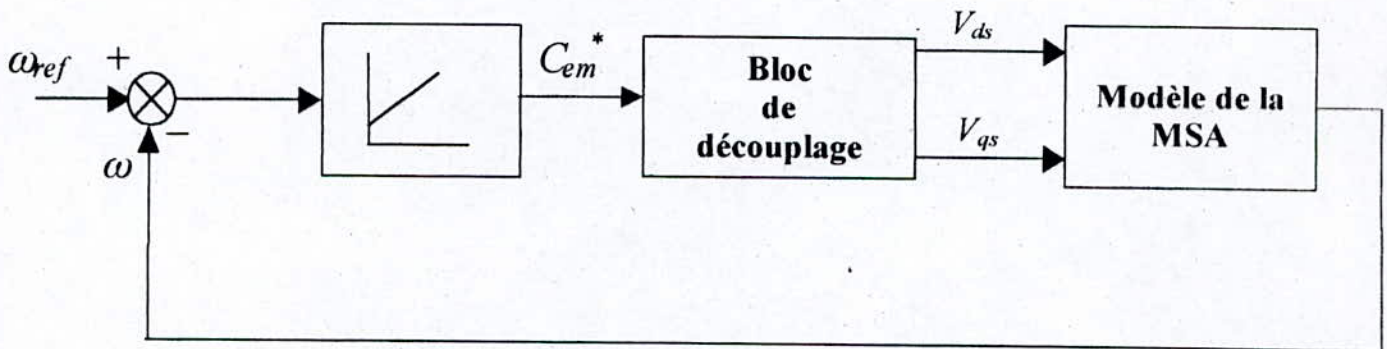


Figure III.6: boucle de régulation de vitesse

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

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + L_d \frac{di_{ds}}{dt} + m_f \frac{di_f}{dt} - \omega L_q i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qs}}{dt} + \omega L_d i_{ds} + \omega m_f i_f \\ V_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt} + m_f i_{ds} \\ c_{em} = P(\phi_{ds} i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) \end{cases} \quad (III.7)$$

Le bloc de découplage fournit les tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -\omega L_q i_{qs}^* + m_f \frac{di_f}{dt} \\ V_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + \omega m_f i_f + L_q \frac{di_{qs}^*}{dt} \end{cases} \quad (III.8)$$

Le courant de référence i_{qs}^* est constant donc [III.8] devient :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -\omega L_q i_{qs}^* + m_f \frac{di_f}{dt} \\ V_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + \omega m_f i_f \\ i_q^* = \frac{C_{em}^*}{P \phi_{ds}} \end{cases} \quad (III.9)$$

A partir des systèmes [III.9] et [III.7] on aura :

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

$$\text{Avec : } \tau_e = \frac{L_{qs}}{R_s} \quad (III.10)$$

$$\text{D'où : } C_{em} = \frac{C_{em}^*}{1 + S\tau_e}$$

D'après l'équation mécanique de la MSA :

$$\Omega(S) = \frac{C_{em} - C_r}{f_r (1 + S\tau_m)} \quad (III.11)$$

$$\text{Avec : } \tau_m = \frac{J}{f_r}$$

En remplaçant [III.10] dans [III.11] on aura :

$$\Omega(S) = \frac{C_{em}^*}{f_r (1 + \tau_m)(1 + \tau_e)} - \frac{C_r}{f_r (1 + \tau_m)} \quad (III.12)$$

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

D'où la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_0(S) = \frac{\Omega(S)}{C_{em}^*} = \frac{1}{f_r (1 + S\tau_m)(1 + S\tau_e)} \quad (III.13)$$

schéma structurel :

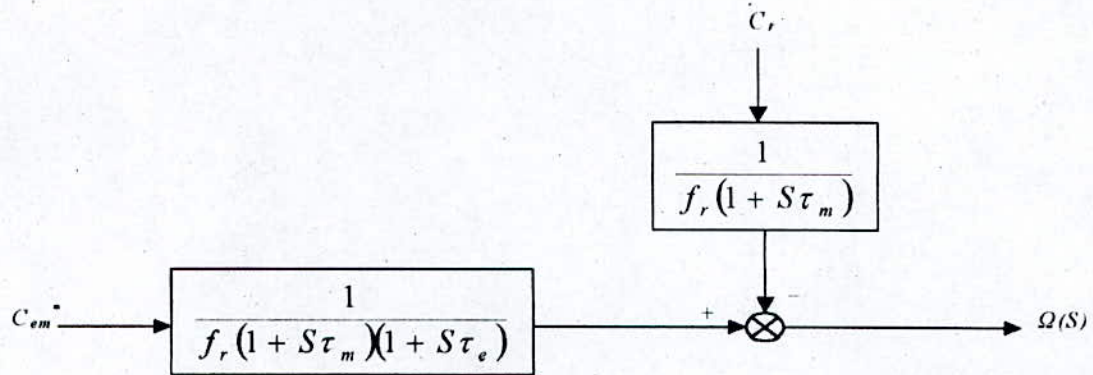


Figure III.7 : Schéma structurel du système à régler

En insérant un régulateur (PI) dans la boucle de régulation, le schéma structurel en boucle fermée sera donc comme suit :

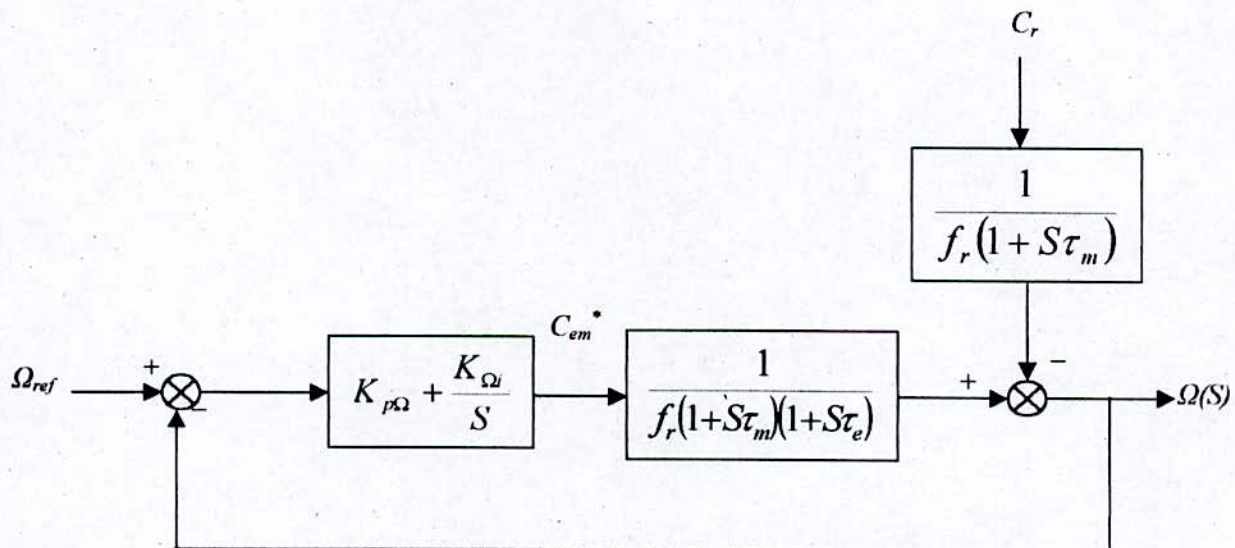


Figure III.8 : Boucle de régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte est donc :

$$F_0(S) = \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{S} \right) \frac{C_{em}^*}{f_r(1+S\tau_m)(1+S\tau_e)} \quad (III.14)$$

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

$$\Omega(S) = \frac{F_0(S)}{1+F_0(S)}\Omega_{ref} - \frac{F_r(S)}{1+F_0(S)}C_r \quad (III.15)$$

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

$$\text{D'où : } F_f(S) = \frac{(K_{p\Omega}S + K_{i\Omega})}{J\tau_e S^3 + (J + f\tau_e)S^2 + (K_{p\Omega} + f_r)S + K_{i\Omega}} = \frac{N(S)}{D(S)} \quad (III.16)$$

Dans notre cas nous pouvons négliger :

$$J\tau_e \longrightarrow 0$$

$$f_r\tau_e \longrightarrow 0$$

$$\text{Donc : } D(S) = JS^2 + (K_{p\Omega} + f_r)S + K_{i\Omega} \quad (III.17)$$

Pour avoir un comportement bien amorti, avec un amortissement relatif optimal, les paramètres de régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés[12].

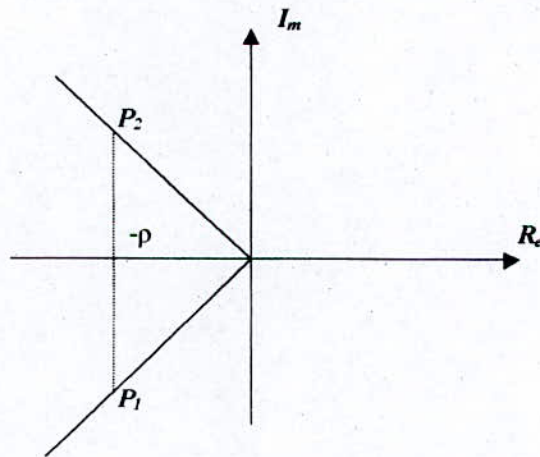


Figure III.9 :Méthode des pôles imposés

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

L'équation (III.19) peut s'écrire :

$$D(S) = (S - P_1)(S - P_2) = S^2 - (P_1 + P_2)S + P_1P_2$$

Par identification on obtient :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2j\rho - f_r \\ K_{i\Omega} = 2j\rho^2 \end{cases} \quad (III.18)$$

2. Limitation des courants :

Pour éviter les surcharges, la commande doit être limitée par un simple dispositif d'écrêtage défini par :

$$i_{qs\lim} = \begin{cases} i_{qs}^* & \text{si } i_{qs}^* \leq i_{qs\max} \\ i_{qs\max} \operatorname{sign}(i_{qs}^*) & \text{si } |i_{qs}^*| \geq i_{qs\max} \end{cases} \quad (III.19)$$

Cette limitation provoque un effet d'emballement (effet *Windup*), le régulateur doit être associé à un système *d'anti -Windup* afin d'éviter le dépassement du fait que l'intégrateur continue à ajouter une erreur qui ne correspond plus à la grandeur de commande [17].

Si e_ω est l'écart entre la vitesse de consigne et la vitesse mesurée :

$$e_\omega = \omega_{ref} - \omega \quad (III.20)$$

Si e_ω^l correspond à l'erreur de vitesse qu'aurait produit le courant de sortie du régulateur après la fonction de saturation :

$$e_\omega^l = e_\omega - \frac{1}{K_{p\omega} + T_e K_{i\omega}} [i_{qs}^* - i_{qs\lim}^*] \quad (III.21)$$

où T_e est le pas d'échantillonnage.

l'équation du sommateur devient:

$$S(k) = S(k-1) + e_{\omega l} \quad (III.22)$$

Le schéma de la structure globale de la commande vectorielle avec réglage de vitesse, pour le cas de la commande en courant est donné par la figure [III.10] :

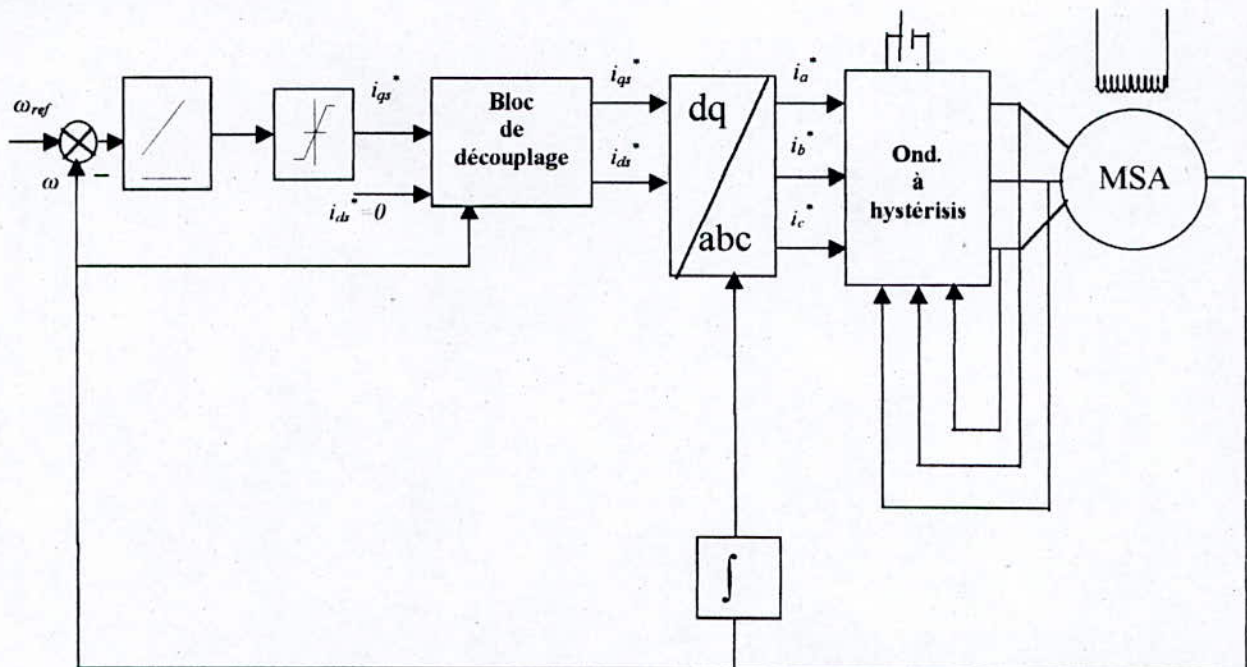


Figure III.10 : commande vectorielle en boucle fermée de la MSA contrôlée en courant.

3. Simulation et résultats :

Pour évaluer les performances de la commande vectorielle de la MSA munie du réglage de la vitesse, nous simulons le fonctionnement global de l'ensemble.

Le figure [III.11] donne l'évolution du couple C_{em} , de la vitesse ω , de courant de phase i_a , des courants statoriques (i_{ds} , i_{qs}) et de la tension V_a pour trois essais:

- 1- Démarrage à vide.
- 2- Application d'un couple résistant.
- 3- Inversion de sens de rotation.

Nous remarquons que la vitesse suit sa référence sans dépassement pour une consigne de vitesse de 157 rd/s , et le rejet des perturbations est rapide. Le courant i_{ds} est toujours nul et reste sensiblement robuste vis à vis des variations brusques de i_{qs} . Ainsi on remarque que le courant de la phase est moins ondulé, le couple C_{em} le courant i_{qs} , ont rigoureusement la même forme.

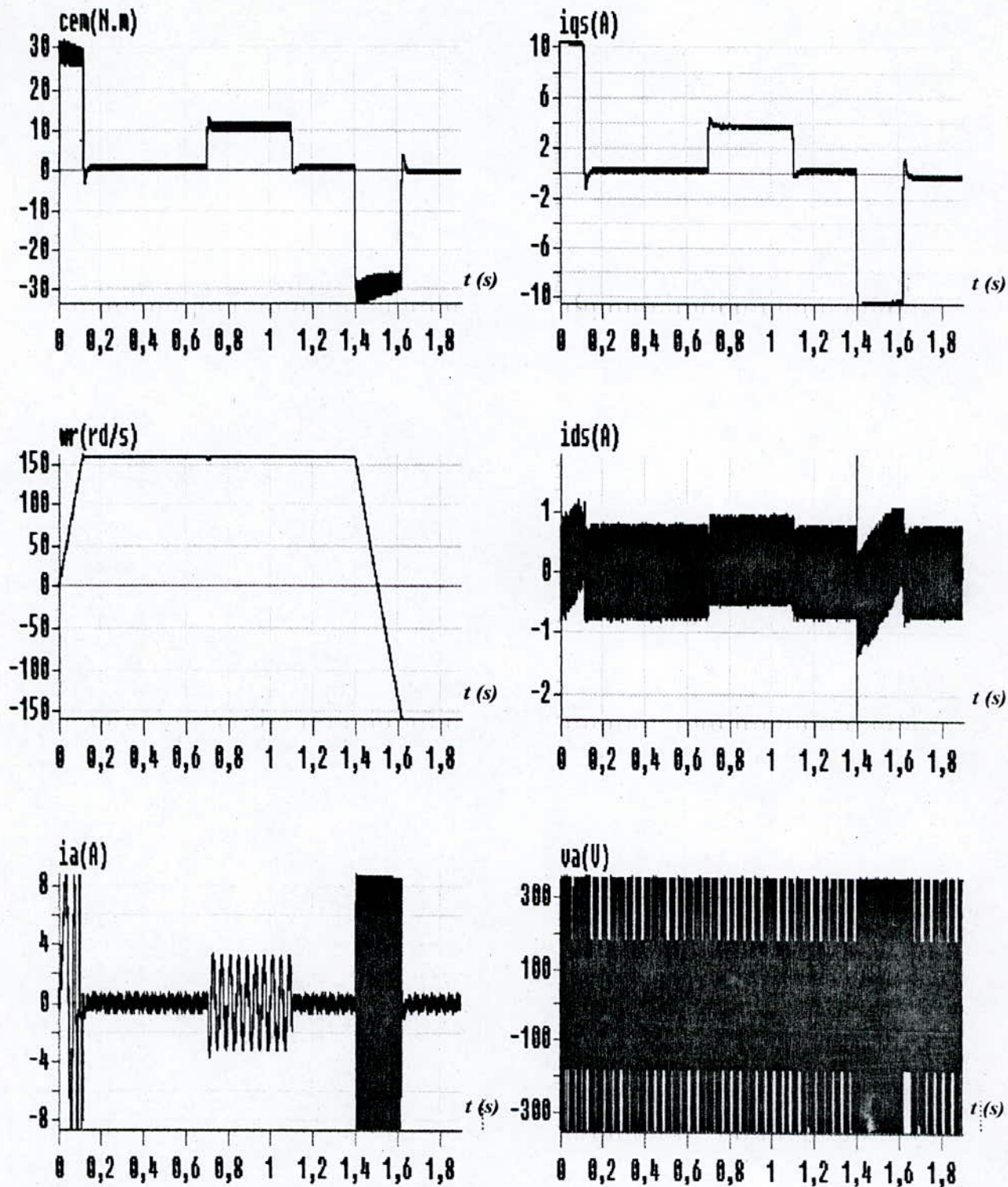


Figure III.11 : commande vectorielle avec réglage de vitesse
Lors d'une commande en courant

III.3.2 commande vectorielle de la MSA commandée en tension :

III.3.2.a Etude en boucle ouverte :

1. Structure du bloc de découplage :

Elle est donnée par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = -\frac{L_q C_{em}^*}{P\phi_{ds}} \\ V_{qs}^* = (R_s + sL_q) \frac{C_{em}^*}{P\phi_{ds}} + \omega\phi_{ds} \end{cases} \quad (III.23)$$

Pour s'approcher plus de la réalité physique nous appliquons la stratégie de découplage à la machine associée à un onduleur de tension[1].

Et pour que la machine soit entraînée à vitesse variable on utilise le principe de la commande vectorielle qui est représenté par la figure[III.12].

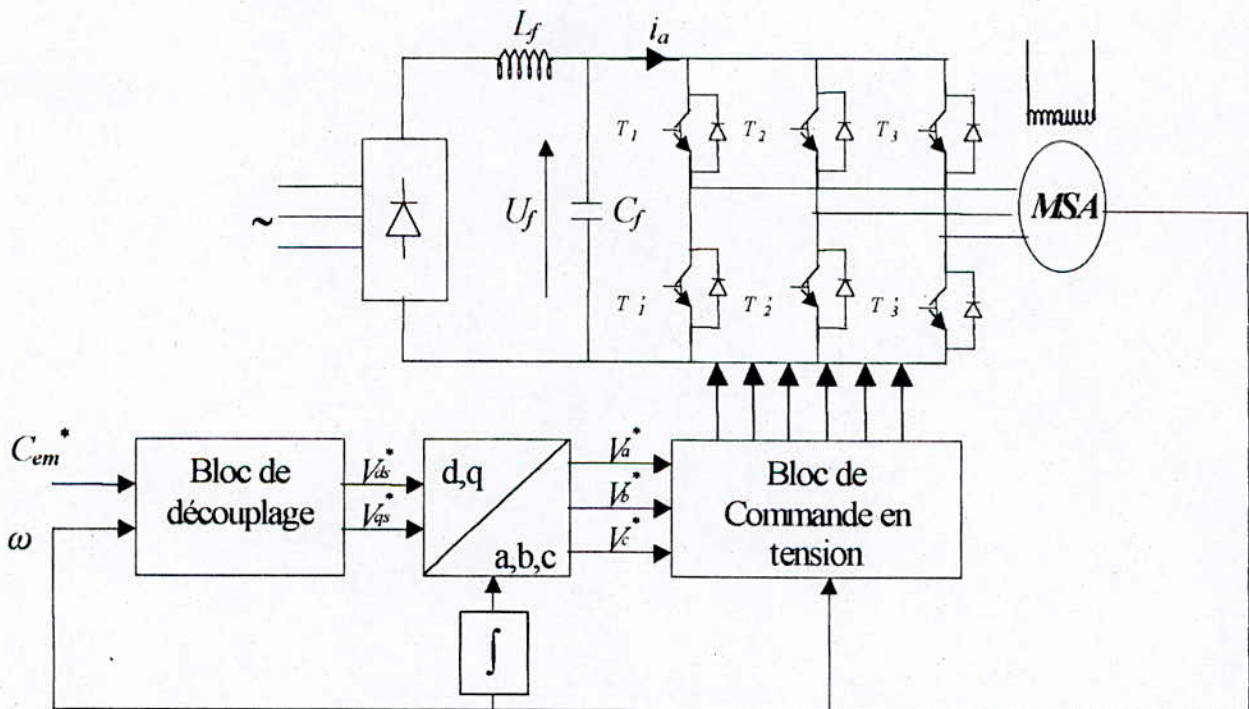


Figure III.12 Schéma bloc de découplage de la MSA alimentée par un onduleur de tension commandée en tension

Les tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* qui sont fournies par le bloc de découplage assurent le contrôle de i_{ds} et i_{qs} , et le passage aux grandeurs réelles se fait par le biais de la transformation de Park [10].

Les tensions réelles sont données par :

$$\begin{cases} V_a^* = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{ds}^* \cos(\theta) + V_{qs}^* \sin(\theta)) \\ V_b^* = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(V_{ds}^* \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + V_{qs}^* \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ V_c^* = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(V_{ds}^* \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) + V_{qs}^* \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (III.24)$$

Où :

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

2. Simulation numérique :

La simulation numérique de cette technique de commande a été faite en imposant le couple de référence C_{em}^* comme indique la figure(III.13).

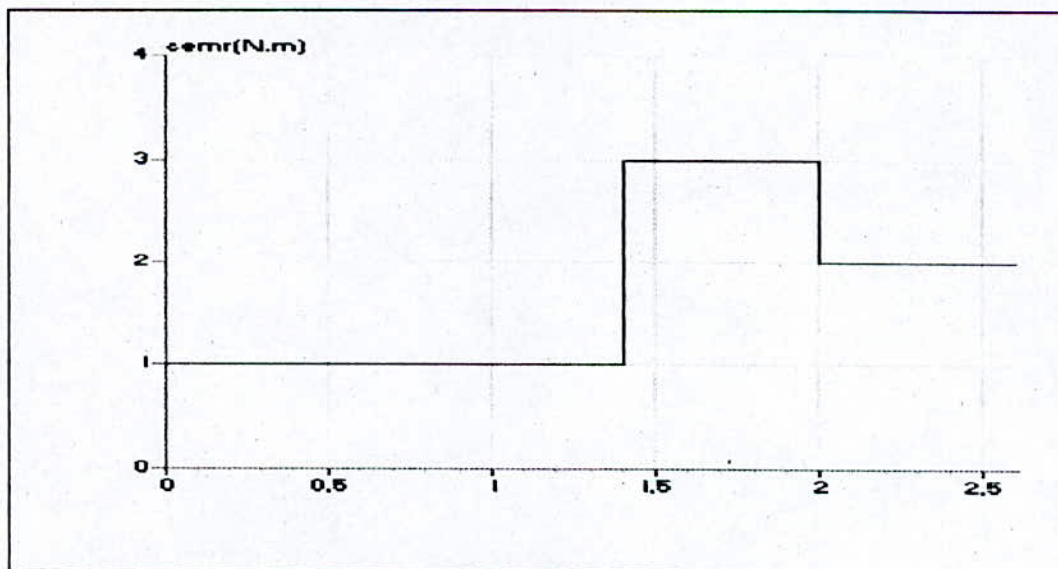


Figure III.13 : couple de référence.

On constate très clairement sur la figure (III.14) que, en dehors de la période de démarrage (i.e : entre 0s et 1s), le couple (C_{em}) suit parfaitement la référence (C_{em}^*), et est l'image du courant i_{qs} et le flux statorique suivant l'axe (d) est proportionnel au courant i_{ds} qui est sensiblement nul. Pendant le démarrage, le courant i_{ds} prend des valeurs très importantes, on peut expliquer ceci par le fait que i_{ds} est imposé nul à travers les tensions V_{ds}^* et V_{qs}^* , donc on ne peut pas le maintenir nul d'une façon rigoureuse, ceci influe sur le courant i_{qs} , et cela explique la non-proportionnalité qui existe entre le couple et le courant i_{qs} , donc on dit qu'on a un mauvais découplage.

En faisant une comparaison entre les résultats obtenus dans le cas de la commande en boucle ouverte pour les deux stratégies de commande, nous remarquons que la commande en courant assure un découplage plus rigoureux que celui obtenu lors de la commande en tension, car pour la première la commande agit de façon directe sur les courants.

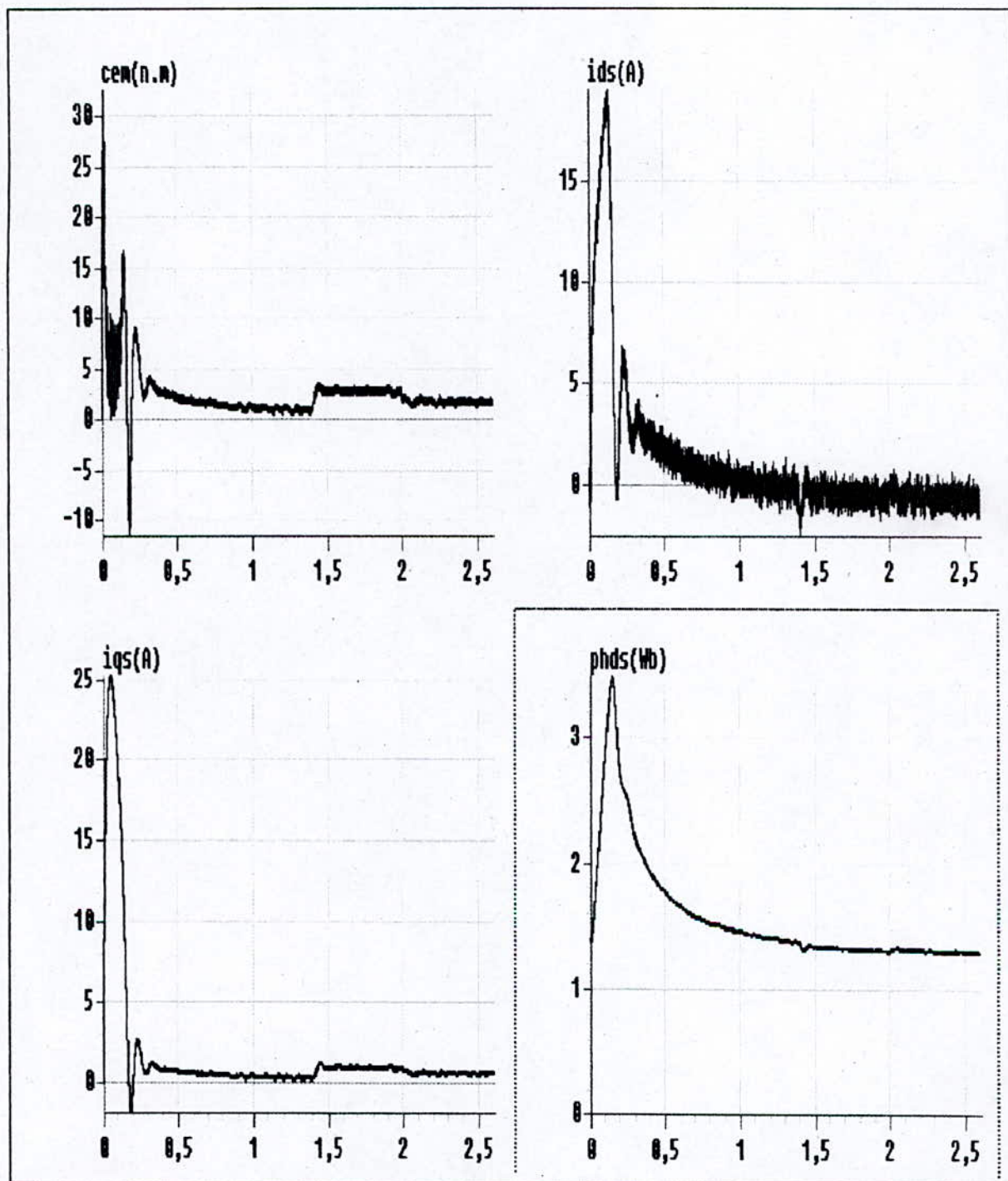


Figure III.14: Commande vectorielle en boucle ouverte
(technique MLI triangulo-sinusoidal)

III.3.2.b Etude en boucle fermée :

1. Réglage de vitesse :

L'étude du réglage de vitesse pour le cas de la machine contrôlée en courant est la même que celle déjà faite précédemment dans le cas de la MSA commandée en courant.

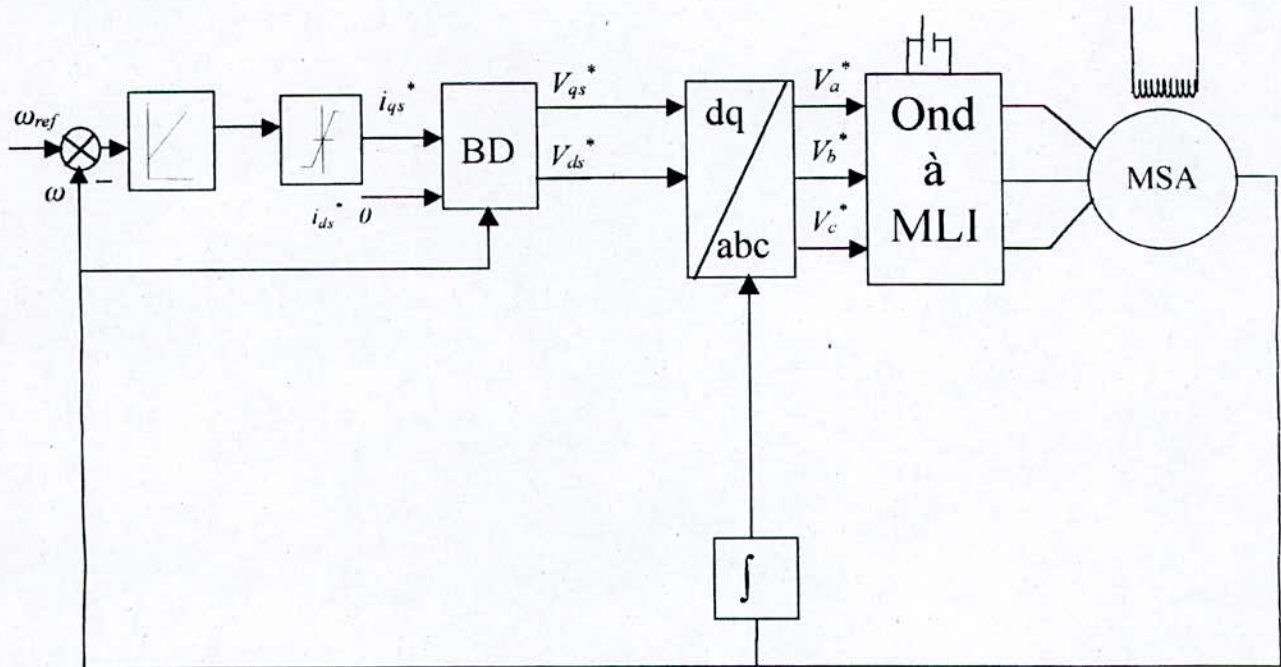


Figure III.15 :schéma global de la commande vectorielle avec régulation de vitesse sans régulation du courant i_{ds}

2. Limitation du courant i_{qs} :

Dans ce cas aussi, nous avons effectué une limitation du courant i_{qs} . la même étude réalisée au paragraphe précédent a été faite.

3. Réglage du courant i_{ds} :

Lors des paragraphes précédents nous avons constaté que le courant i_{ds} nécessite une régulation dans le cas de la commande en tension (MLI triangulo-sinusoidale), afin de l'obliger à prendre des valeurs au voisinage de zéro et à tout moment.

On pose : $V_d = (R_s + SL_d)i_d$

D'où :
$$i_d = \frac{V_d}{(R_s + SL_d)} \quad (III.25)$$

La boucle de régulation de courant sera :

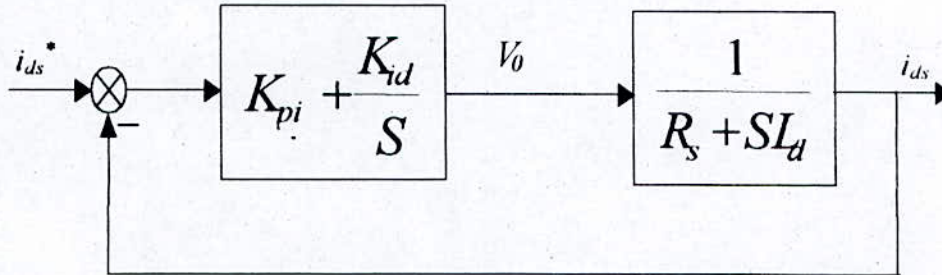


Figure III.16 : Boucle de régulation de courant

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F_i(S) = \frac{SK_{pi} + K_{ii}}{S(R_s + SL_d)} \quad (III.26)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F_{ji} = \frac{SK_{pi} + K_{ii}}{L_d S^2 + (R_s + K_{pi})S + K_{ii}} = \frac{N(s)}{D(S)} \quad (III.27)$$

en faisant le même calcul que précédemment on trouve :

$$\begin{cases} K_{pi} = 2\rho L_d - R_s \\ K_{ii} = 2\rho^2 L_d \end{cases} \quad (III.28)$$

Le schéma de la structure globale de la commande vectorielle avec réglage de vitesse et du courant, pour le cas de la commande en tension est donnée par la figure[III.17]:

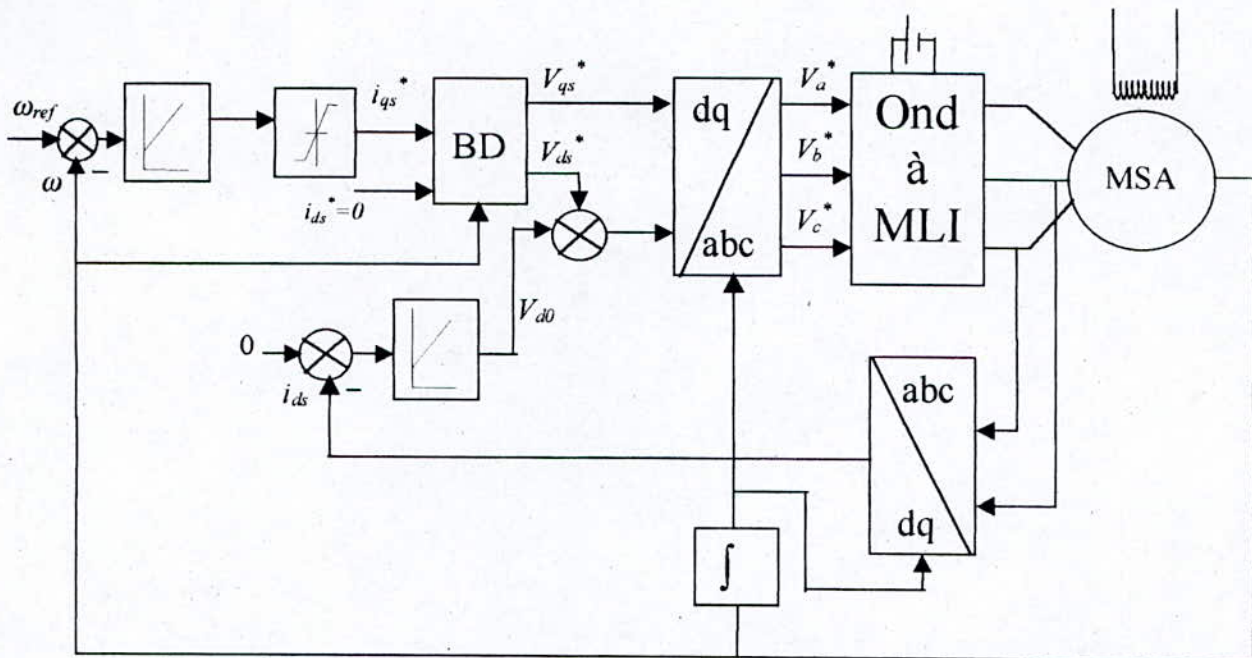


Figure III.17 : schéma global de la commande vectorielle avec réglage de vitesse et du courant

4. Simulation et résultats :

Pour évaluer les performances du contrôle vectoriel de la MSA munie du réglage de la vitesse et du courant (i_{ds}), nous simulons le fonctionnement global de l'ensemble.

La figure [III.18] donne l'évolution du couple C_{em} , de la vitesse ω , de courant de phase i_a , des courants statoriques (i_{ds} , i_{qs}) et de la tension V_a pour trois essais:

- 4- Démarrage à vide.
- 5- Application d'un couple résistant.
- 6- Inversion de sens de rotation.

L'analyse des courbes de simulation montre que la vitesse suit parfaitement sa consigne ($\omega_{ref}=157 \text{ rd/s}$) avec un léger dépassement dynamique, et le rejet des perturbations est rapide. Le courant i_{ds} est toujours nul, le couple C_{em} est proportionnel à i_{qs} , ces deux courbes ont rigoureusement la même forme.

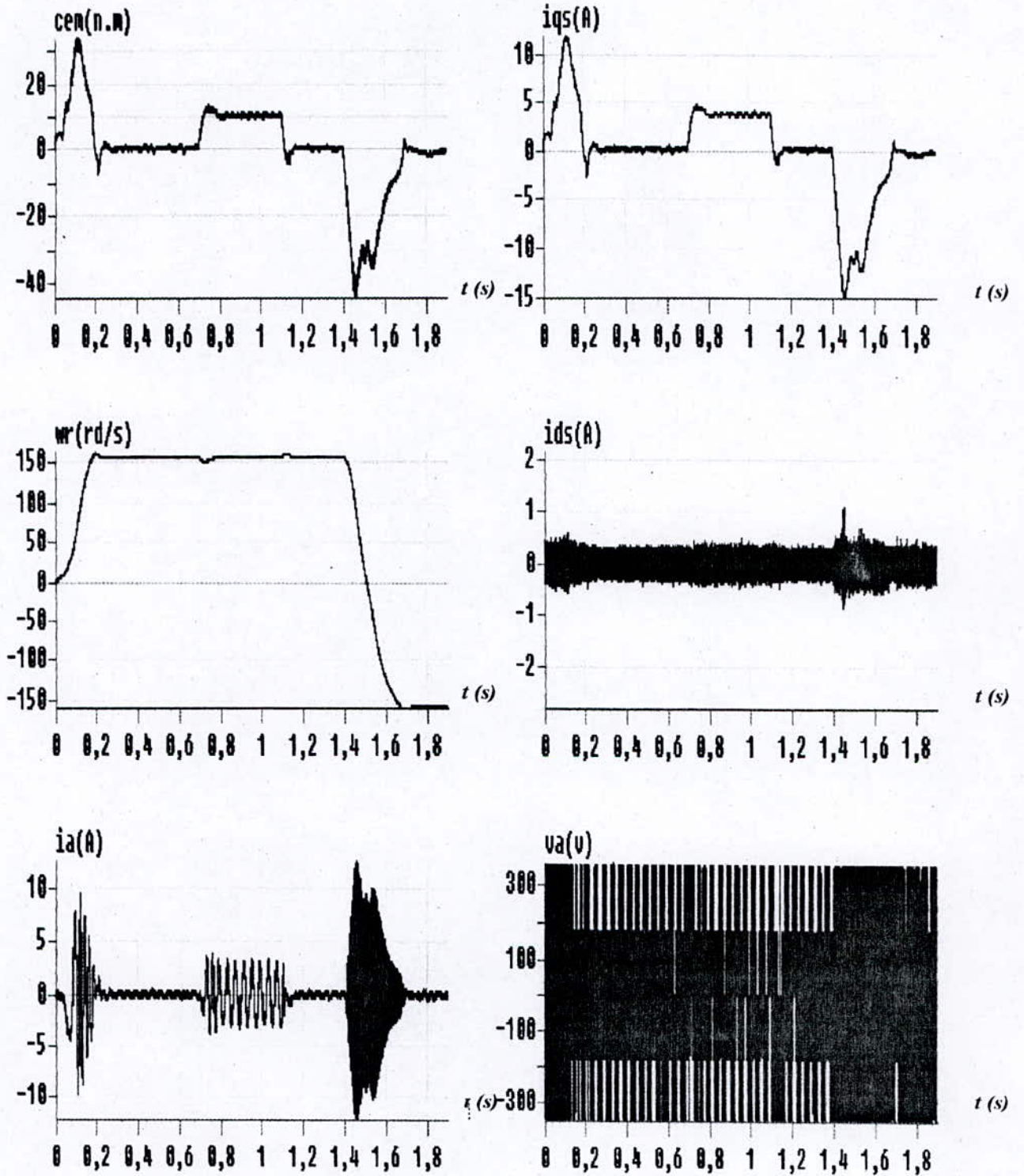


Figure III.18 : commande vectorielle avec réglage de vitesse et de courant
Lors d'une commande en tension

III.4 test sur les performances de la commande vectorielle en boucle fermée de la MSA au-delà de la vitesse nominale :

Afin d'apprécier les performances dynamiques de la MSA au-delà de la vitesse nominale, nous avons effectué des simulations pour les deux techniques (MLI triangulo-sinusoïdale, hystérésis) en imposant des vitesses de consignes supérieures à la vitesse nominale.

III.4.1 simulations et interprétations :

Les figures (III.19) et (III.20), représente respectivement, les caractéristiques dynamiques de la MSA commandée en tension et en courant.

Nous constatons que la vitesse ne suit pas la consigne affichée, qui est de 250 rd/s imposée à l'instant 0.4 s, et le couple devient très ondulé tandis que le courant d'excitation reste constant (c.à.d. : à sa valeur nominal) ce problème sera l'objet d'étude du chapitre suivant.

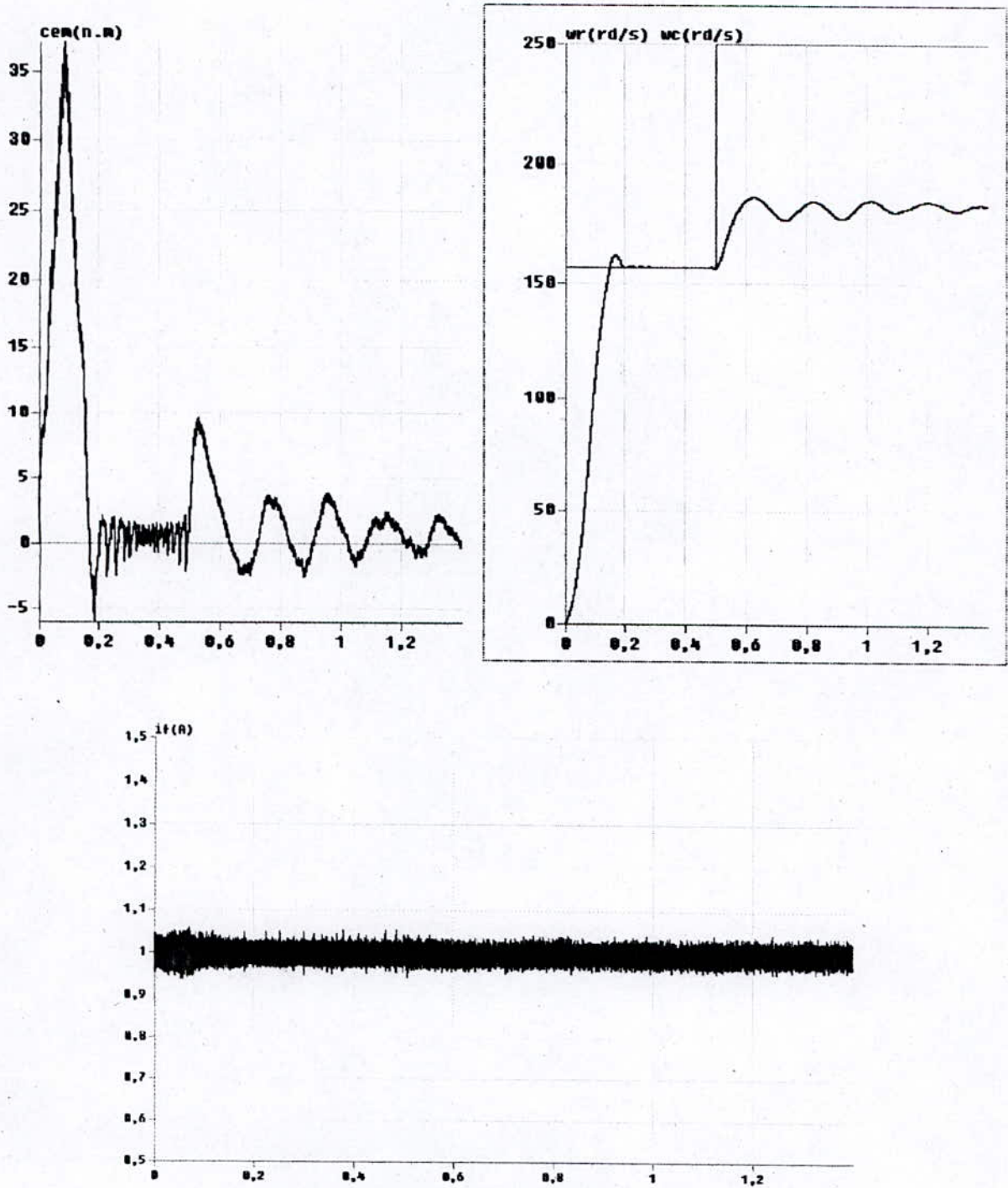


Figure III.19 : Fonctionnement de la MSA commandée en tension, au-delà de la vitesse nominale ($\omega_{ref}=250$ rd/s)

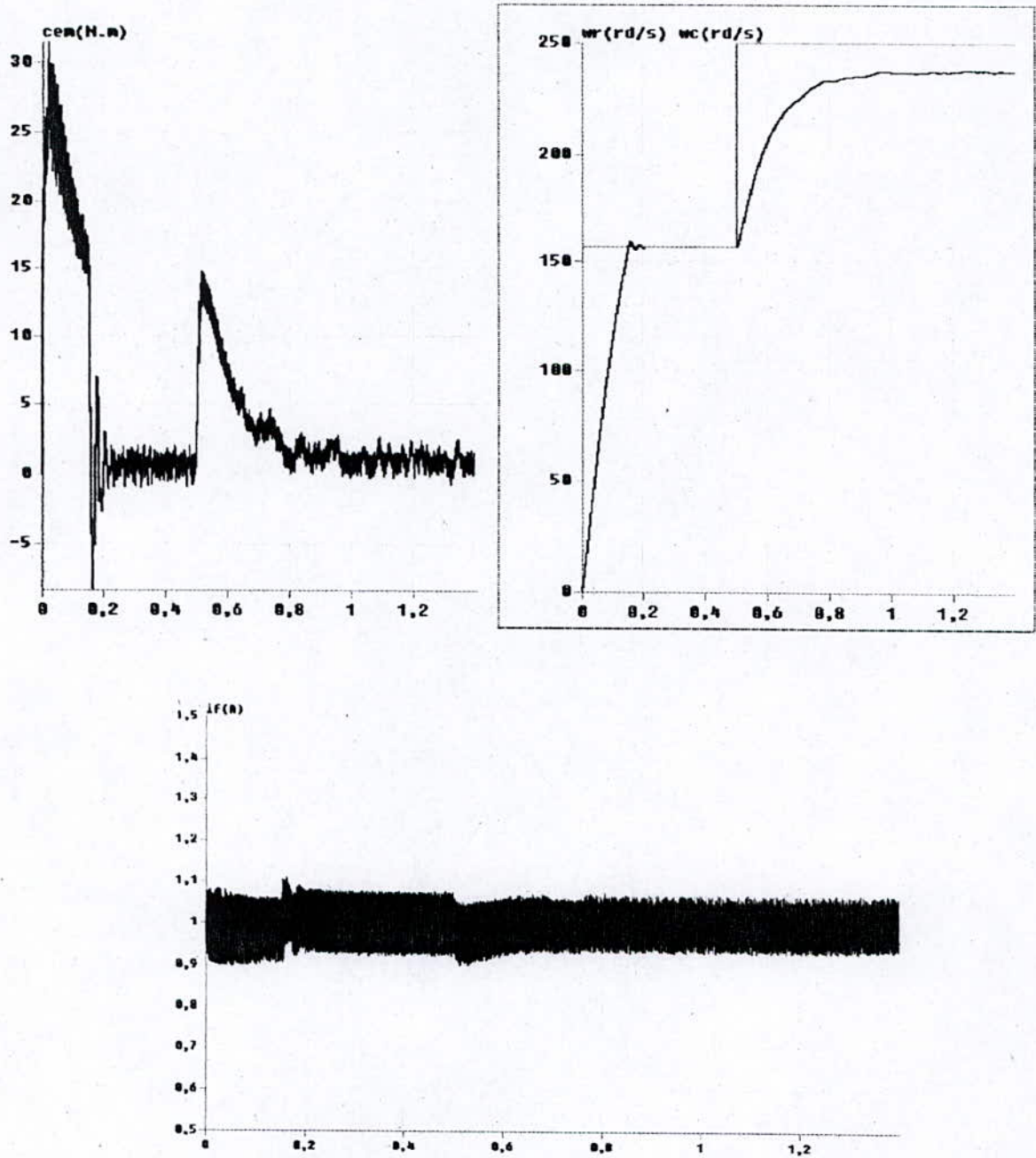


Figure III.20 : Fonctionnement de la MSA commandée en courant au-delà de la vitesse nominale ($\omega_{ref}=250$ rd/s)

III.5 Conclusion :

L'application de la commande vectorielle à la machine synchrone a permis de simplifier le modèle de la machine et de le rendre linéaire et d'améliorer ses performances dynamiques et statiques.

Le réglage de vitesse par différentes méthodes a donné des résultats intéressants à savoir un bon comportement dynamique et un rejet de perturbation efficace.

La stratégie de réglage des courants dans le référentiel a, b, c ou réglage par hystérésis présente l'inconvénient suivant : le courant est très ondulé, à cause de la fréquence de commutation qui est variable. Celle-ci reste la méthode la plus simple à réaliser car le découplage ne nécessite pas la connaissance des paramètres internes de la machine. Le choix de la bande hystérésis dans cette technique dépend de l'ondulation du courant et du pouvoir de coupure des semi-conducteurs.

Dans le cas de contrôle des courants dans le référentiel de Park, le courant est moins ondulé. Cependant la conception de cette commande nécessite la connaissance du modèle de la machine.

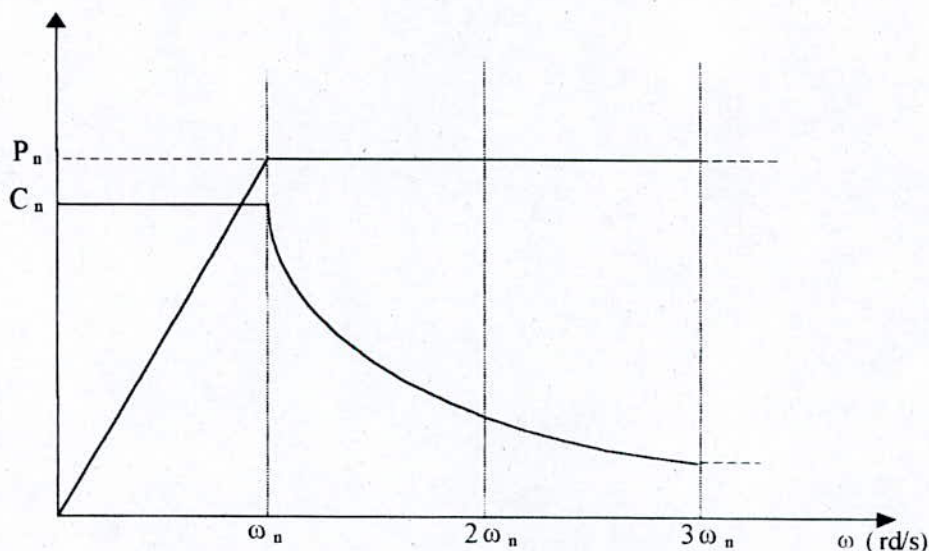
Nous avons remarqué qu'au-delà de la vitesse nominale la machine perd ses performances dynamiques, ceci nous a incité à consacrer le prochain chapitre pour l'étude de ce problème.

Chapitre IV

Amélioration des performances de la commande vectorielle.

Chapitre IV :**AMELIORATION DES PERFORMANCES DE LA
COMMANDE VECTORIELLE.****IV.1 Introduction :**

Lors du chapitre précédent, nous avons constaté que les caractéristiques dynamiques de la MSA se détériorent pour des vitesses de consignes supérieures à la vitesse nominale, cela peut être expliqué par le fait que la commande vectorielle appliquée à la machine synchrone autopilotée lui confère un fonctionnement analogue à celui d'une machine à courant continu, car pour la MCC, le réglage de la tension d'induit peut assurer des entraînements 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 ($U=U_n$), donc, on a un fonctionnement à puissance constante ($P_n=U_n \cdot I_n = \text{cst}$, voir figure (IV.1))[15].

**Figure IV.1**

Or, on sait que :

$$P = \omega \cdot C_{em} \quad (VI.1)$$

Au point de fonctionnement nominal, on a :

$$P_n = \omega_n \cdot (C_{em})_n \quad (VI.2)$$

et pour palier ce problème, on réduit l'excitation de la machine, suivant l'équation :

$$\omega = \frac{(U - RI)}{\lambda\phi} \quad (VI.3)$$

$$\phi = k j \quad (VI.4)$$

ϕ : flux d'excitation de la MCC.

j : courant d'excitation de la MCC.

IV.2 Amélioration des performances de la commande vectorielle par réglage du courant d'excitation :

Comme la MSA a un fonctionnement analogue à celui d'une MCC et afin d'améliorer les caractéristiques dynamiques de la MSA, nous proposons une structure qui nous permet d'intervenir sur l'excitation de la MSA et qui a comme objectif le réglage de la vitesse au-delà de la vitesse nominale (fonctionnement à puissance constante).

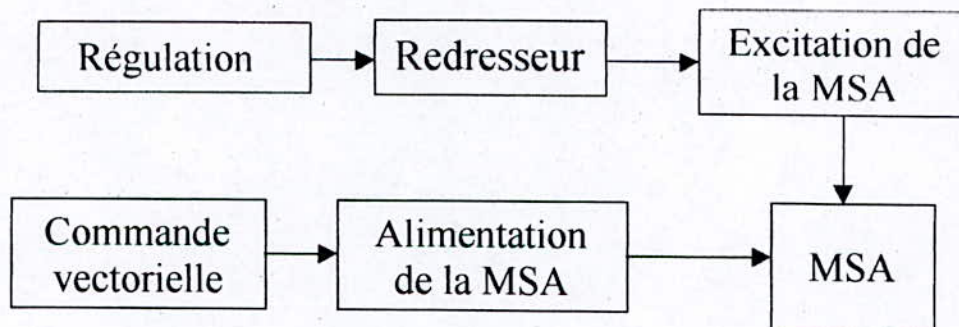


Figure IV.2 :schéma global de la structure de régulation du courant d'excitation

IV.2.1 Alimentation du circuit d'excitation par redresseur à thyristors :

Le redresseur choisi est un pont de Graëtz à six thyristors (voir figure(IV.2)) dont la tension de sortie est donnée par :

$$U_d = U_{d0} \cos(\xi) - R_c I_c \quad (VI.5)$$

sachant que :

$R_c = 3N_2\omega/\pi$: résistance équivalente relative à l'empiètement anodique.

N_2 : Inductance de fuite totale ramenée au secondaire du transformateur.

$U_0 = \frac{3\sqrt{6}}{\pi}V$: tension moyenne maximale de sortie du redresseur ($\xi = 0$).

V : valeur efficace de la tension d'alimentation.

ξ : angle d'allumage.

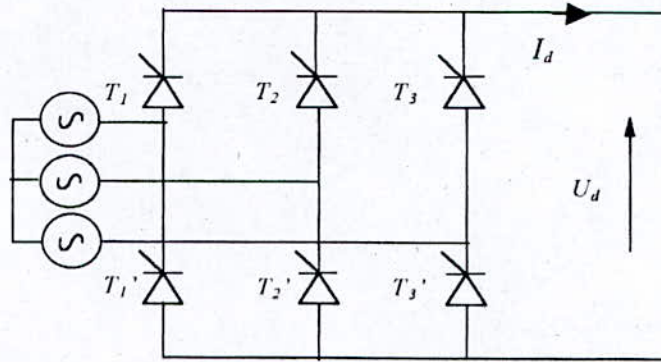


Figure IV.3 : Redresseur triphasé à thyristor

Le comportement dynamique du redresseur avec son dispositif de gâchettes est complexe, il influe considérablement sur la stabilité du circuit de réglage. Ceci est dû principalement au fonctionnement échantillonné et fortement non-linéaire lors des grandes variations de la commande[13].

Pour un pont d'indice de pulsation égal à six, la période de conduction est égale à

$$\frac{1}{6f} = 3.33 \text{ ms}, f \text{ étant la fréquence d'alimentation.}$$

En négligeant le phénomène d'empiètement anodique et en disposant d'une commande des gâchettes de type "Arc cosinus", la tension de sortie du redresseur s'écrit : [13]

$$U_d = \left(\frac{U_{d0}}{U_h} \right) U_{cm} = GU_{cm} \quad (VI.6)$$

avec, U_h : l'amplitude de la tension de la fonction arc cosinus.

U_{cm} : Tension de commande.

G : Gain du redresseur.

IV.2.2 Réglage du courant d'excitation i_f :

La boucle de régulation du courant d'excitation i_f est représentée par le schéma suivant[16]:

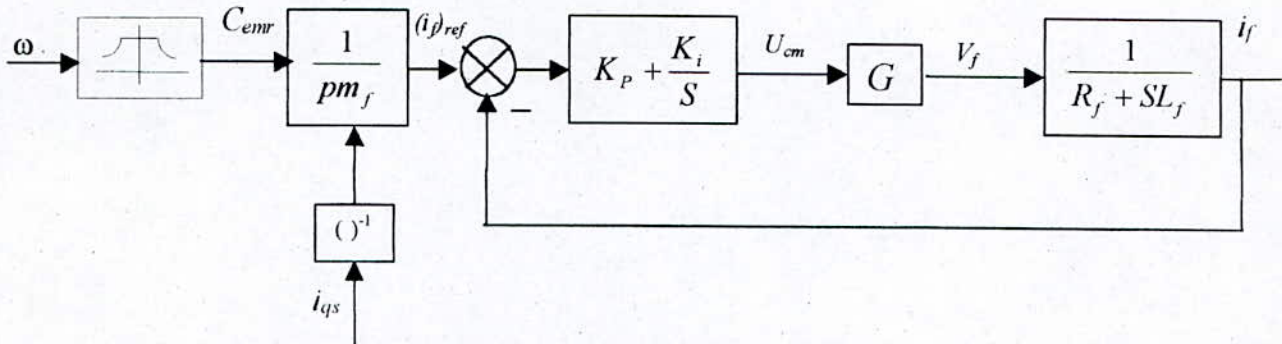


Figure IV.4 : Boucle de régulation du courant d'excitation

IV.2.2.1 Bloc de défluxage :

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

$$C_{emr} = \begin{cases} C_{emn}, & \text{si } |\omega| \leq \omega_n \\ \frac{P_n}{p\omega}, & \text{si } |\omega| > \omega_n \end{cases} \quad (VI.7)$$

sachant que:

ω : la vitesse de la MSA.

P_n : la puissance nominale de la MSA.

Le couple de référence est maintenu constant pour les vitesses rotorique inférieures ou égale à la vitesse nominale de la MSA. Pour les vitesse supérieures, le couple de référence doit être affaibli afin de limité le courant d'excitation.

IV.2.2.2 calcul des paramètres du régulateur PI :

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F_f = \frac{SK_p + K_i}{L_f S^2 + (R_f + K_p)S + K_i} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (VI.8)$$

Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortissement relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés[3].

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

L'équation (IV.17) peut s'écrire :

$$D(S) = (S - P_1)(S - P_2) = S^2 - (P_1 + P_2)S + P_1P_2 \quad (VI.9)$$

Par identification on obtient :

$$\begin{cases} K_p = 2\rho L_f - R_f \\ K_i = 2\rho^2 L_f \end{cases} \quad (VI.10)$$

Le schéma global de la commande vectorielle de la MSA avec régulation du courant d'excitation, dans le cas de la stratégie triangulo-sinusoidale, est donné par :

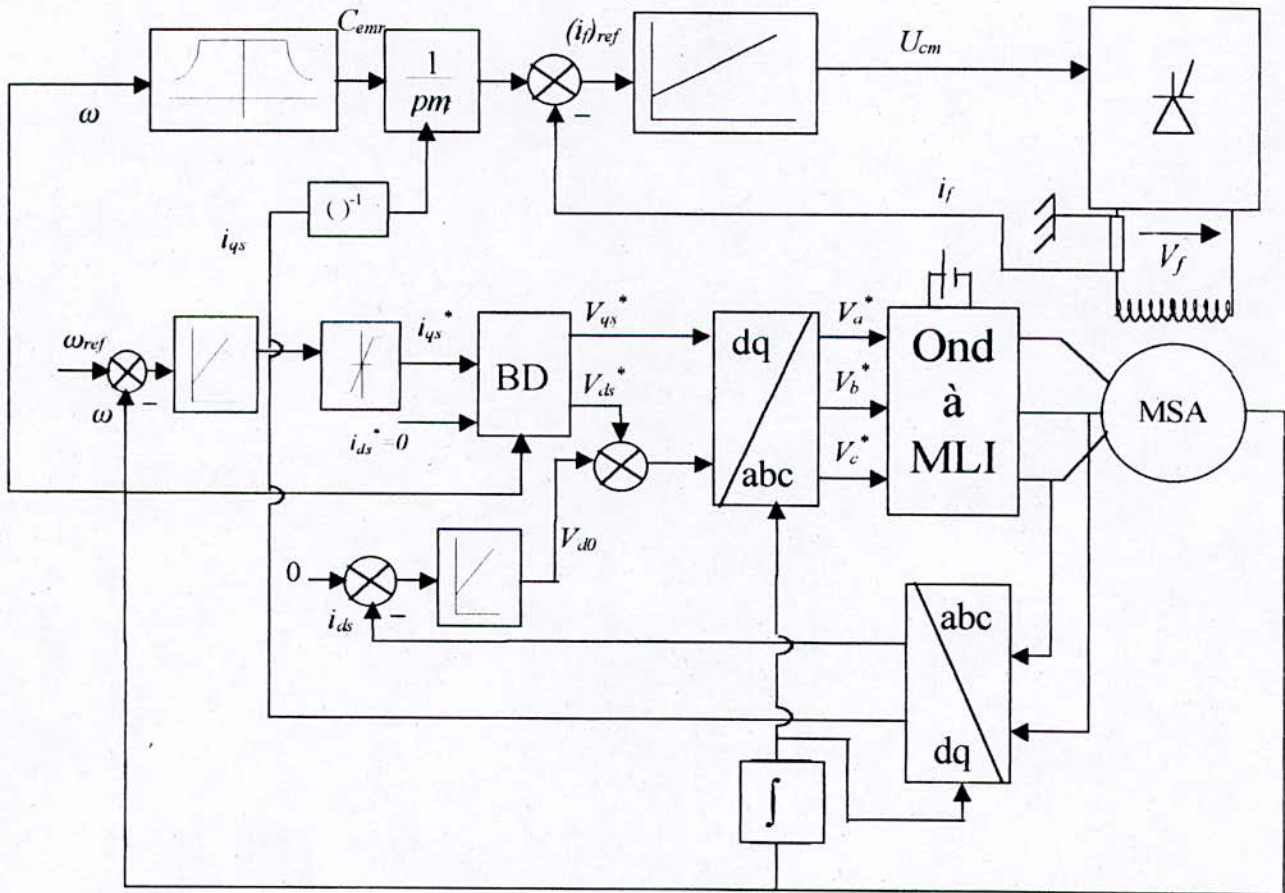


Figure IV.5 :schéma global de la commande vectorielle en boucle fermée de la MSA contrôlée en tension avec régulation du courant d'excitation.

Le schéma global de la commande vectorielle de la MSA avec régulation du courant d'excitation, dans le cas de la stratégie hystérésis, est donné par :

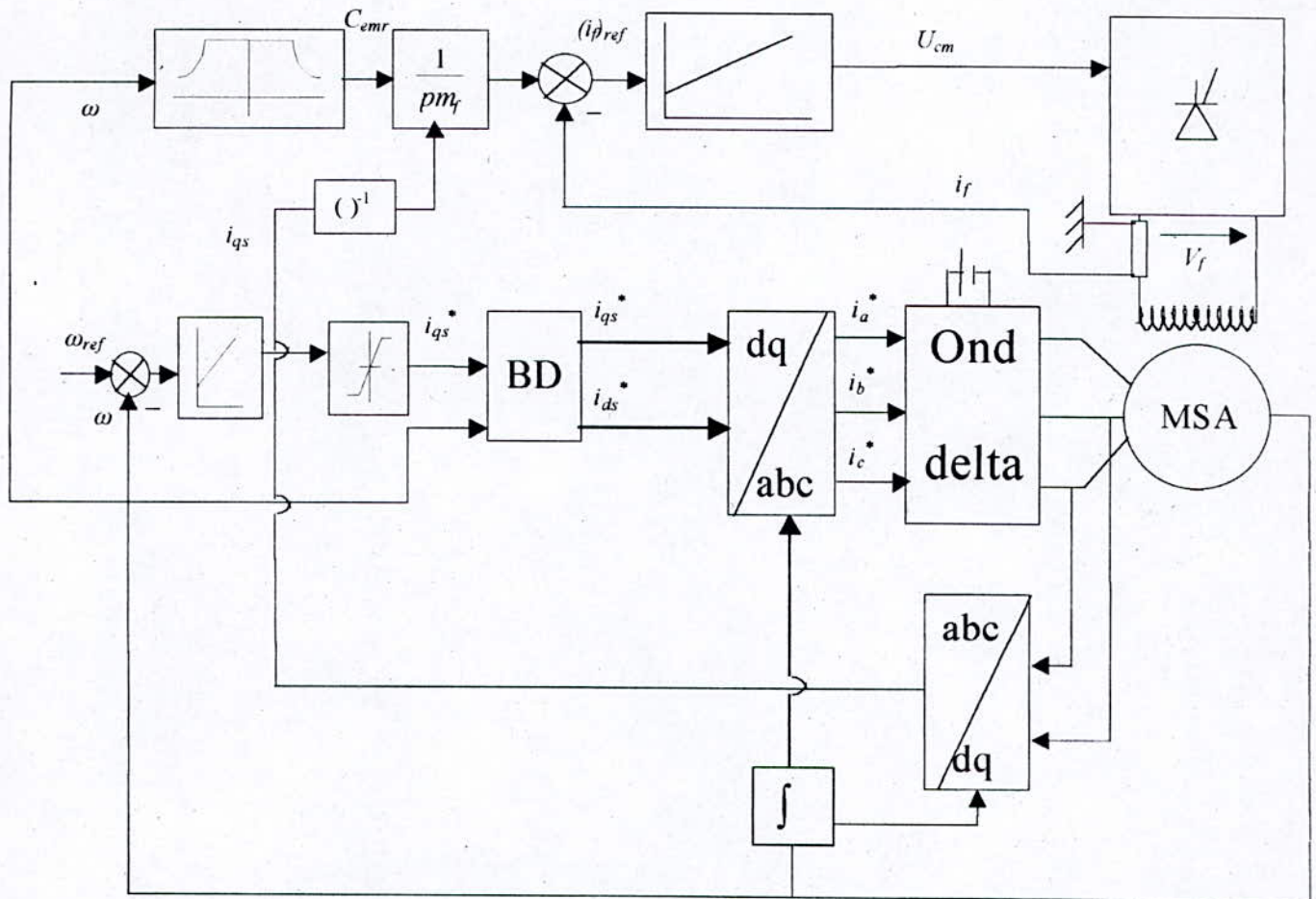


Figure IV.6 : commande vectorielle en boucle fermée de la MSA contrôlée en courant avec régulation du courant d'excitation.

IV.2.3 Simulation numérique :

Les figures(IV.10) et (IV.11) montrent, respectivement, les performances de la boucle de régulation du courant d'excitation, que nous avons introduit afin assurer un fonctionnement analogue à celui d'une MCC.

Pour ce qui est de la MSA commandé en courant, on affiche une consigne de vitesse 250 rd/s à l'instant $t=0.4$, nous remarquons que la vitesse, après avoir atteint sa valeur nominale ($\omega_h = 157$ rd/s), suit la référence affichée de 250 rd/s à partir de $t=0.4$ s et le couple tend vers sa valeur de point de fonctionnement correspondant au couple résistant affiché. De

plus le courant d'excitation varie selon le fonctionnement désiré c.à.d. qu'il prend sa valeur nominale pour $\omega < \omega_n$ et diminue jusqu'à 0.6 A pour des fonctionnements au delà de la vitesse nominale (fonctionnement à puissance constante).

Pour ce qui est de la MSA commandée en tension, on retrouve la même chose, sauf que le courant d'excitation est moins ondulé par rapport à celui de la commande en courant. On peut dire que la régulation du courant d'excitation a permis d'imposer un comportement similaire à celui d'une MCC en fonctionnant à couple constant et à puissance constante, il faut noter tout de même que le courant d'excitation dans le cas de la commande en courant est trop ondulé, surtout lors de l'augmentation de la vitesse, c'est pour cela qu'on propose de faire une régulation du courant i_{ds} - qui n'est pas nul pendant cette période (voir figure IV.9) - chose qui n'était pas nécessaire lors de l'élaboration de la commande vectorielle

IV.3 Régulation du courant i_{ds} pour le cas de la commande en courant :

La boucle de régulation de courant sera :

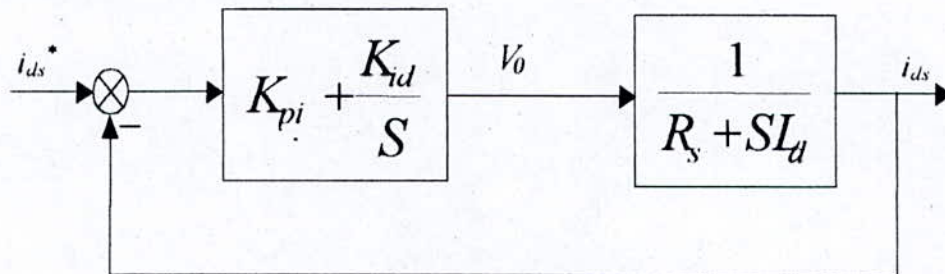


Figure III.7 : Boucle de régulation de courant

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F_i(S) = \frac{SK_{pi} + K_{ii}}{S(R_s + SL_d)} \quad (VI.11)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F_{ii} = \frac{SK_{pi} + K_{ii}}{L_d S^2 + (R_s + K_{pi})S + K_{ii}} = \frac{N(s)}{D(S)} \quad (VI.12)$$

en faisant le même calcul que précédemment on trouve :

$$\begin{cases} K_{pi} = 2\rho L_d - R_s \\ K_{ii} = 2\rho^2 L_d \end{cases} \quad (VI.13)$$

Le schéma global de la commande vectorielle de la MSA avec régulation du courant d'excitation, dans le cas de la stratégie hystérésis, est donné par :

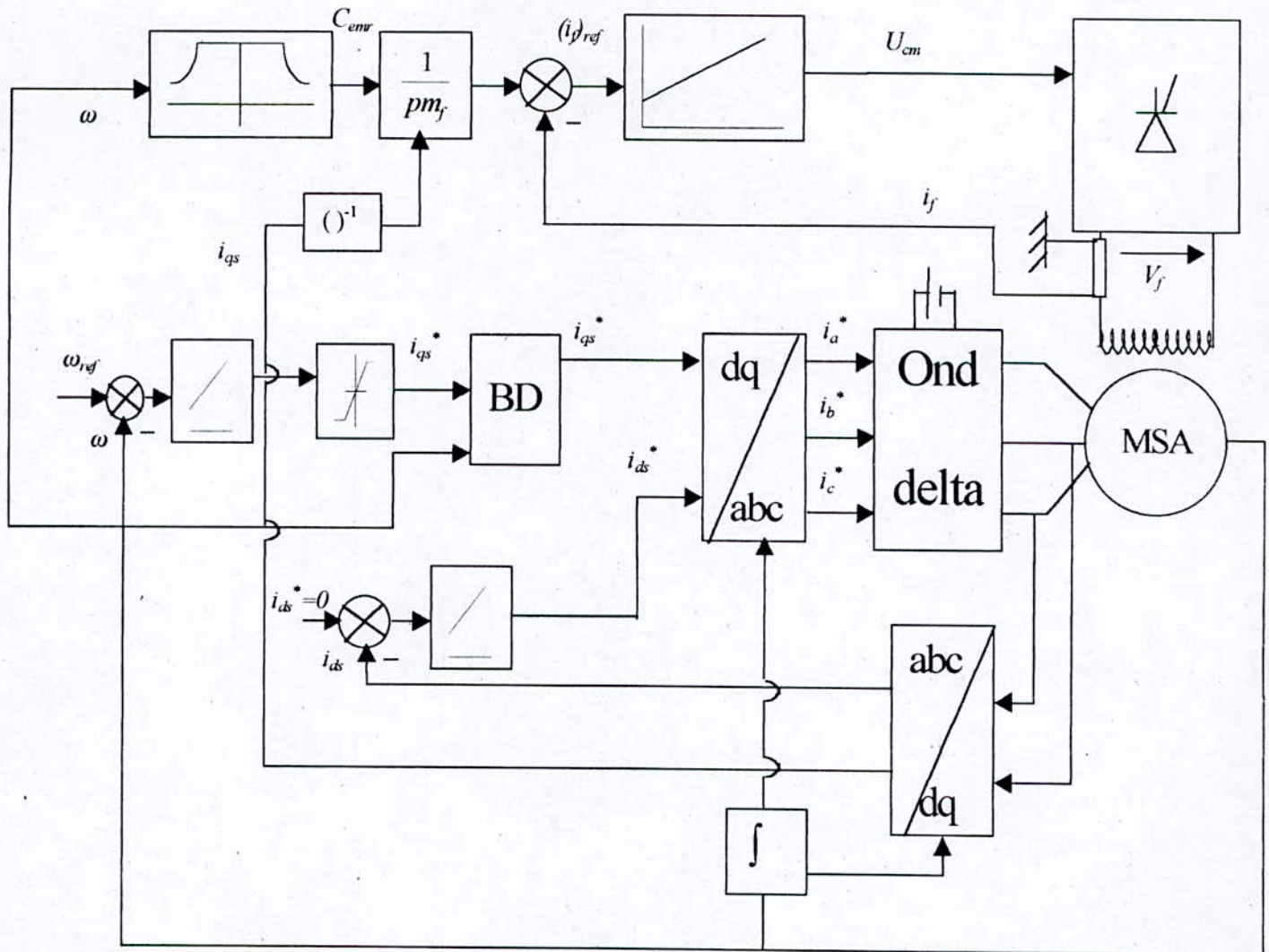


Figure IV.8 : Commande vectorielle en boucle fermée de la MSA contrôlée en courant avec régulation d'excitation et du courant i_{ds}

IV.3.1 Simulation numérique :

Le figure (IV.11) présente les performances de la boucle de régulation du courant d'excitation pour la commande en courant, après régulation du courant i_{ds} ; il est clair que le courant d'excitation est devenu moins ondulé et la caractéristique de défluxage apparaît plus clairement de plus la vitesse suit parfaitement la consigne affichée qui est de 250 rd/s

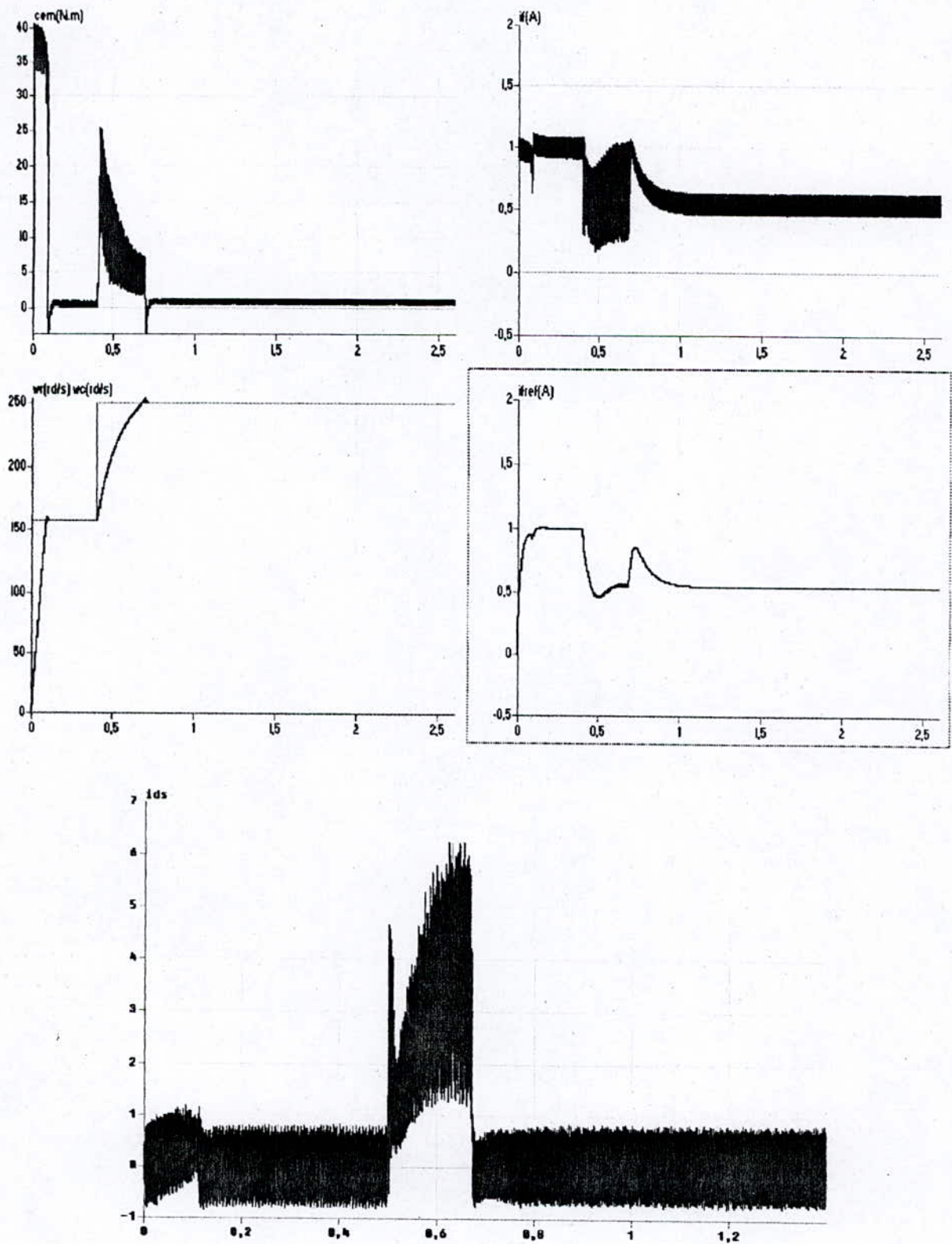


Figure IV.9: comportement à vide de la msa commandée en courant avec régulation du courant d'excitation, augmentation de la vitesse de 157 rd/s à 250 rd/s à l'instant $t=0.4$ s.

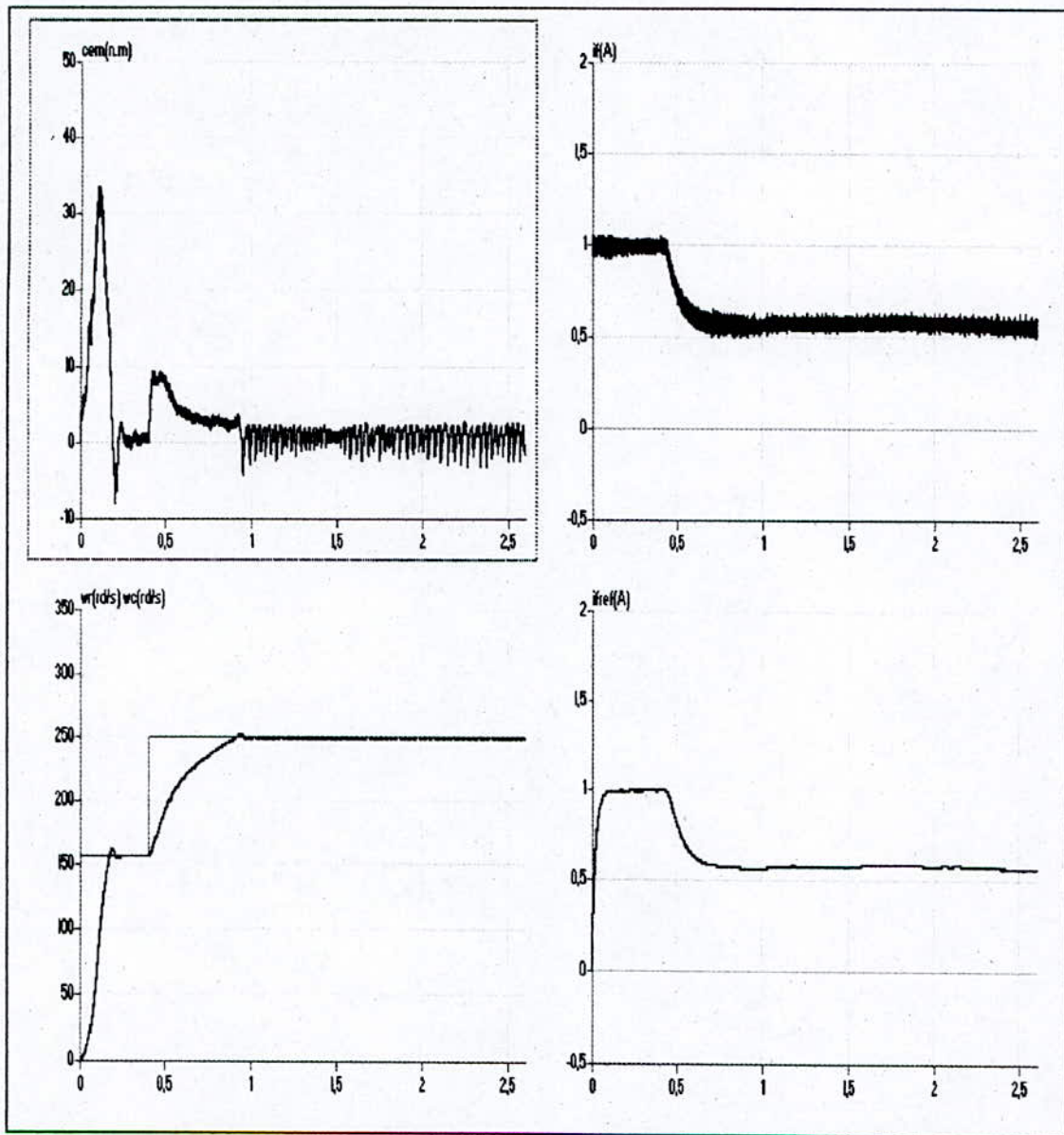


Figure IV.10: comportement à vide de la msa commandée en tension avec régulation du courant d'excitation et du courant i_{ds} , augmentation de la vitesse de 157 rd/s à 250 rd/s à l'instant $t=0.4$ s.

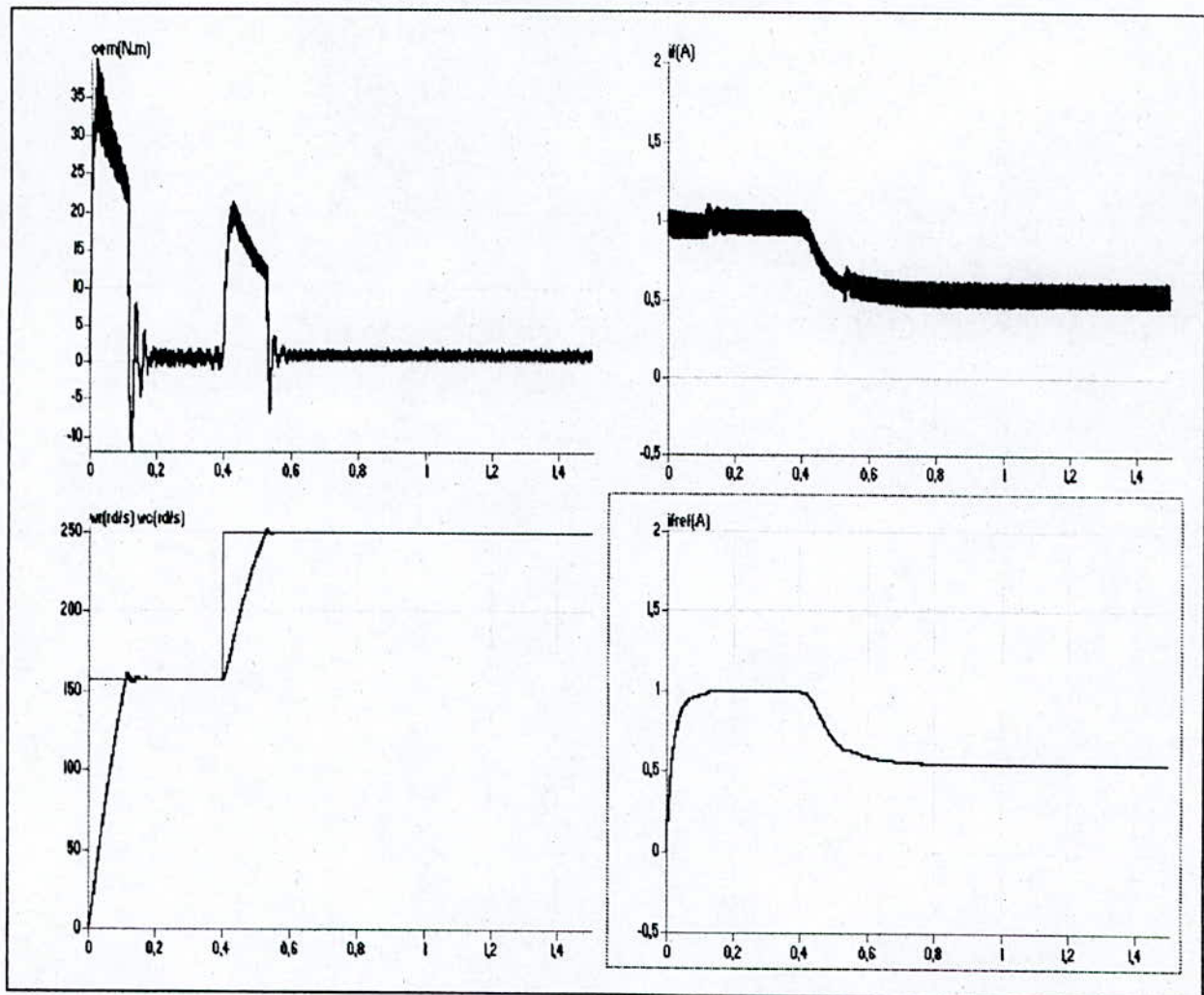


Figure IV.11: démarrage à vide de la msa commandée en courant avec régulation du courant d'excitation, augmentation de la vitesse de 157 rd/s à 250 rd/s à l'instant $t=0.4$ s.

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce travail a été consacré à la synthèse de la commande de la machine synchrone autopilotée alimentée par onduleur en utilisant deux stratégies de commande du convertisseur, à savoir la stratégie triangulo-sinusoidale et la stratégie hystérésis.

L'étude a été présentée en quatre chapitres, le premier a été consacré à la modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné dans la configuration de Park et dans le second, nous avons étudié la structure d'alimentation de la MSA. Ainsi, nous avons présenté deux techniques de commande de l'onduleur, à savoir la stratégie triangulo-sinusoidale et la stratégie hystérésis. Les résultats de simulation de l'association convertisseur-MSA, nous ont permis de mettre en évidence le fort couplage existant entre les variables internes de la machine.

Le troisième chapitre concerne la commande vectorielle de la MSA. La machine a été découplée en imposant un courant i_{ds} nul. Les résultats obtenus, en boucle ouverte, lors de la simulation numérique démontre que la commande en courant nous fournit un découplage plus rigoureux que celui obtenu avec une commande en tension, ou nous remarquons un mauvais découplage au démarrage. En proposant une régulation de vitesse, nous obtenons des résultats très satisfaisants pour la commande en courant, ce qui n'est pas le cas pour la commande en tension. Une régulation du courant i_{ds} s'impose afin d'améliorer les performances de la MSA. Les résultats obtenus montre l'apport du régulateur PI dans la régulation de la boucle i_{ds} .

Au dernier chapitre, nous nous sommes intéressés à l'amélioration de la commande vectorielle appliquée à la MSA, 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 du courant d'excitation s'avère nécessaire. Cette régulation a été introduite en alimentant le circuit d'excitation par un pont de thyristors et en commandant celui ci par un régulateur de type PI. Les résultats obtenus montrent que la vitesse de la MSA suit parfaitement la consigne affichée au-delà de la vitesse nominale.

Comme perspective de ce travail, nous proposons de faire la même étude mais avec une machine synchrone à pôles saillants, afin d'étudier l'effet des amortisseurs sur la commande.

Annexe

ANNEXE :

Les paramètres de la machine utilisée pour notre étude :

Puissance nominale :	$P_n=1.5 \text{ kW}$
Tension nominale :	$V_n=220 \text{ V}$
Résistance d'une phase statorique :	$R_s=4.8 \Omega$
Résistance rotorique :	$R_r=160\Omega$
Inductance sur l'axe d :	$L_d=0.16 \text{ H}$
Inductance sur l'axe q :	$L_q=0.16 \text{ H}$
Inductance rotorique :	$L_r=13 \text{ H}$
Mutuel inductance (sr):	$m_f=1.4 \text{ H}$
Courant d'excitation :	$i_f=1 \text{ A.}$
Moment d'inertie :	$J=4.10^{-3} \text{ Nm.s}^2/\text{rd}$
Coefficient de frottement :	$f=8.10^{-3} \text{ N.s/rd}$
Nombre de paire de pôles :	$P=2$

Bibliographie

Bibliographie

- [1] M. Tlemçani, E. Bouhassoun; " Commande vectorielle d'une machine a aimant permanent alimentée en tension"; PFE; ENP; juin 1995.
- [2] J. Chatelain; *Machines électriques*; vol. 2; Edition Dunod; 1983.
- [3] H. Bühler; *Conception de système automatique*; Presse Polytechnique Romande; 1989.
- [4] T.Rekioua; " Contribution à la modélisation et commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents "; Thèse Doctorat; INPL (France),1991.
- [5] F. labrique,G.Seguir, R. Bausiere; *Les convertisseurs de l'électronique de puissance*; vol 4; edition TEC DOC; 1994
- [6] E.M.Berkouk; " Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasée et triphasée alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux "; Thèse Doctorat, CNAM(France),1995.
- [7] M. Bachir, I. Bekhedidja, commande non linéaire par mode glissant : application a la machine synchrone à aimants permanents, PFE, ENP, Juin 99.
- [8] A. Bensaid, A. Djahbar; Commande vectorielle de la MAS alimentée en tension; P.F.E; ENP; 1995.
- [9] E. Bouhassoun, M.O. Mahmoudi, M.S.boucherit, " Etude et comparaison de Trois Techniques de commande d'une machine synchrone à aimants permanents avec Pilotage Vectoriel "; Journal of IEEA,vol.1,Batna; Janvier1997.
- [10] M.O.Mahmoudi, B.Hamici, B.bouhassoun; " Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension "; COMEI'96,Tlemcen; dec 96.
- [11] A.Chouchou, A.Tlemceni; " Commande vectorielle avec un réglage adaptatif d'une machine synchrone à aimants permanents; PFE; juin 1997.
- [12] A. Faidalah; " Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrone "; Thèse Doctorat de l'I.N.P.L (France); Fev 1995.
- [13] H. Bühler; *Electronique de réglage et de commande*; Presses Polytechnique Romandes; 1986.

- [14] J. Jacke, E. Slotine; *Applied non linéaire control*; printice hill Inc;1991.
- [15] A. Gayed, A. benkhoris, M.F. Siala, S. Le Doeuff, " Time Domain Simulation of a Discrete Sliding Control of Permanent magnet synchronous Motors "; IEEE/IECON-95 nov, Orlando, Florida ,USA, pp.754-759
- [16] F. Milsant; *Machines électriques*; Edition BERTI Editions;1993.
- [17] P. Vas; *Vector control of AC Machines*; Clarendon Press Oxford;1990.
- [18] B.K. Bose; *Power electronics and AC drives*; Printice-Hall;1986.

Résumé:

L'objectif du travail présenté dans ce mémoire est l'étude de la commande vectorielle de la machine synchrone alimentée par onduleur de tension. Mais avec deux types de stratégie de commandes, à savoir, la stratégie DELTA, et la stratégie triangulo – sinusoidale. Ainsi, nous avons synthétisé une commande vectorielle avec un réglage linéaire par régulateur proportionnel-intégral (PI).

Cette étude a débuté par une modélisation de l'ensemble convertisseur-machine synchrone, puis une commande par annulation du courant sur l'axe directe a été introduite, suivi d'un réglage linéaire avec un régulateur PI appliqué au système à commander. Puis nous avons introduit une régulation de courant d'excitation afin d'obtenir un fonctionnement au delà de la vitesse nominale.

Les résultats de simulations obtenus ont montré un comportement très satisfaisant de la machine synchrone.

Mots clés:

Onduleur MLI, machine synchrone, commande vectorielle, régulateur PI.

Abstract:

The objective of the work presented in this memory is to present the vector control of synchronous motor. Thus, we have synthesised the vector control with a linear regulation by proportional-integral regulator (PI).

This survey started by modelling the whole, made up of an asynchronous machine and a PWM inverter, then a principle of the field orientation was introduced, well attended one linear regulating with regulator PI applied to the system to control. Then, The results obtained by the simulations have showed a high behaviour of an synchronous motor.

Keywords:

PWM inverter, synchronous motor, vector control, PI regulator.

خلاصة :

في هذه المذكرة انصب اهتمامنا على دراسة آلة التيار المتناوب المتزامنة, فطبقتنا عليها طريقة التحكم الشعاعي, ولكن بنوعين من التغذية, التغذية عن بالتيار المتناوب, والتغذية بالتوتر المتناوب, وذلك باستعمال تغذية متناوبة, وذلك مع ادخال منظمات السرعة و التيار على المحور المباشر, وانصب اهتمامنا على دراسة الآلة وذلك مع سرعات فوق السرعات النظامية, فلاحظنا أن الآلة تفقد توازنها, فارتأينا أن ندخل على الآلة تنظيم على مستوى التغذية التحريضية, وبذلك صارت الآلة تدور بالسرعات الفوق نظامية.

الكلمة المفتاح :

آلة التيار المتناوب المتزامنة, التحكم الشعاعي, المنظمات.