

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

BADJI MOKHTAR-ANNABA UNIVERSITY
UNIVERSITE BADJI MOKHTAR-ANNABA



Faculté des sciences de l'ingénieur

Département d'Electromécanique

MEMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de **MAGISTER**
2009

AMELIORATION DE LA GAMME DE VITESSE DU MOTEUR SYNCHROME A VITESSE VARIABLE

Option : Electromécanique

Présenté par :

Mr: BOUCHAHED Adel

DIRECTEUR DE MEMOIRE : BELHAMRA ALI M.C U.ANNABA

DEVANT LE JURY

PRESIDENT: DIABI Rabah M.C U.ANNABA

EXAMINATEURS: SAAD Salah M.C U.ANNABA

RACHEDI M^{eh} Faouzi M.C U.ANNABA

BOURAS Slimane M.C U.ANNABA

MEMBRE INVITE : MENASRIA Yamina C.C U.ANNABA

Remerciements

Le plus grand merci revient tout d'abord à \langle Dieu \rangle qui, lui seul, nous a guidé dans le bon chemin durant notre vie et qui nous a donné le courage, la volonté, et la force pour élaborer ce travail de recherche.

Mes remerciements les plus distingués s'adressent à mon directeur de mémoire Monsieur Ali. Belhamra maître de conférence à la faculté des sciences de l'ingénieur ; département d'électromécanique ; par son sens de l'orientation et ses précieux conseils et pour sa contribution à l'aboutissement et à la réussite pour de ce travail.

J'exprime mes profonds remerciements et mes chaleureux respects tous les membres du jury ainsi qu'à tous les enseignants du département électromécanique.

Dédicaces

Je dédie ce travail à :

Mes chers parents qui m'ont beaucoup aidé.

A mes frères et sœurs.

A mes collègues du département électromécanique

A toute ma famille et à tous mes amis

Bouchahed . Adel

Sommaire

• Introduction générale	1
Chapitre I Modélisation du moteur synchrone à aimant permanent	
I. Généralités.....	3
I.1 Définition.....	3
I.2 La machine synchrone.....	3
I.2.1 Organisation d'une machine synchrone.....	3
I.3 Structure des moteurs synchrones.....	3
I.3.1 Le stator.....	3
I.3.2 Le rotor.....	4
I.3.3 Représentation de la machine synchrone à aimant permanent avec et sans pièce polaire.....	5
I.3.4 Avantage des machines synchrones.....	5
I.4 Modélisation du MSAP.....	6
I.4.1 Introduction.....	6
I.4.2 Hypothèses simplificatrices du MSAP.....	6
I.5 Mise en équation de la MSAP.....	6
I.6 Application de la transformation de Park.....	7
I.6.1 Modèle de la MSAP dans le repère de Park.....	8
I.6.2 Représentation fonctionnelle du MSAP dans le repère de Park.....	10
I.7 Modélisation de l'onduleur de tension	10
I.7.1 Définition	10
I.8 Onduleur de tension à MLI.....	13
I.8.1 Modulation de largeur d'impulsion sinus triangle	13
I.8.2 Modulation régulière	15
I.8.3 Contrôle des courants par régulateur à hystérésis.....	15
I.8.4 Contrôle par MLI	16
I.8.5 Contrôle des courants dans le repère (a, b, c).....	17
I.8.6 Contrôle des courants dans le repère de Park.....	17
I.9 Simulation de fonctionnement du MSAP	18
I.9.1 Interprétation des résultats de simulation.....	18
Conclusions	23
Chapitre II Technique de linéarisation au sens des entrées-sorties	
II.1 Introduction	24
II.2 Principe de la commande non linéaire	24

II.2.1 Principe de la linéarisation entrée sortie	24
II.2.2 Système mono entrée/mono sortie	25
II.2.3 Notion de degré relatif	25
II.2.4 Dérivée de Lie	27
II.2.5 Crochet de Lie	27
II.2.6 Propriété	28
II.2.7 Difféomorphisme	29
II.3 Technique de linéarisation au sens des entrées-sorties.....	30
II.4 Mise sous forme canonique	33
II.5 Conception du nouveau vecteur de commande	35

Conclusions.....	36
-------------------------	-----------

Chapitre.III Commande non linéaire du MSAP

III.1 Introduction.....	37
III.2 Objectif de la commande non linéaire.....	37
III.3 Contrôle non linéaire du courant et de la vitesse de la MSAP.....	37
III.4 Application de la commande non linéaire au MSAP.....	37
III.4.1 Modèle non linéaire en courant de la MSAP, commandée en tension....	37
III.4.2 Calcul des coefficients des contrôleurs non linéaires	43
III.4.3 Elaboration de la loi de commande	43
III.5 Modes de simulation.....	44
III.5.1 Résultats de la Simulation à vide.....	45
III.5.2 Résultats de la Simulation en charge.....	47
III.5.3 Résultats de la simulation lors de l'inversion de sens de rotation du moteur.....	49
III.5.4 Robustesse à la variation paramétrique.....	51
III.5.5 Représentation de la gamme de vitesse du MSAP.....	54

Conclusions.....	54
-------------------------	-----------

Chapitre IV Commande vectorielle de la MSAP

IV.1 Introduction.....	55
IV.2 Principe de contrôle vectorielle.....	55
IV.2.1 Commande en courant avec l'utilisation du couple réductant.....	55
IV.2.2 Contrôle en courant avec loi de commande simplifier.....	57
IV.3 Boucle de régulation du courant (id)	57
IV.4 Boucle de régulation du courant (iq)	59
IV.5 Boucle de régulation de la vitesse.....	59
IV.6 Organisation de la commande vectorielle.....	60

IV.7 Simulation de la commande vectorielle de la MSAP.....	62
IV.7.1 Simulation à vide.....	62
IV.7.2 Simulation en charge.....	65
IV.7.3 Inversion de sens de rotation.....	67
IV.7.4 Robustesse aux variations paramétrique.....	68
IV.7.5 Représentation de la gamme de vitesse du MSAP.....	70
Conclusions.....	71
• Conclusions générale.....	72

Liste des figures

Chapitre I Modélisation du MSAP

Figure 1.1 Rotor bobinée d'une machine synchrone à pole saillant.....	4
Figure 1.2 Machine synchrone à pole lisse.....	4
Figure 1.3 Machine synchrone à aimant permanent avec et sans pièce polaire...	5
Figure 1.4 Représentation des enroulements du MSAP.....	6
Figure 1.5 Machine synchrone dans le repère de Park.....	8
Figure 1.6 Modèle de la MSAP.....	10
Figure 1.7 Schéma de l'onduleur de tension triphasé alimenté un MSAP.....	11
Figure 1.8 MLI sinus triangle	14
Figure 1.9 MLI régulière symétrique	15
Figure 1.10 Contrôle des courants par régulateur à hystérésis	16
Figure 1.11 Contrôle des courants par MLI dans le repère (a, b, c).....	17
Figure 1.12 Contrôle des courants dans le repère (d, q).....	17

Simulation à vide

Figure 1.13.a Les tensions statorique	18
Figure 1.13.b Les courant (i_a , i_b , i_c).....	19
Figure 1.13.c Les tensions V_d , V_q	19
Figure 1.13.d La composante i_d	19
Figure 1.13.e La composante i_q	20
Figure 1.13.f La vitesse rotorique.....	20
Figure 1.13.g Le couple électromagnétique.....	20
Figure 1.13.g La position angulaire.....	21

Simulation en charge

Figure 1.14.a Les tensions V_d , V_q	21
Figure 1.14.b La composante i_d	22
Figure 1.14.c La composante i_q	22
Figure 1.13.d La vitesse rotorique.....	22
Figure 1.13.e Le couple électromagnétique.....	23

Chapitre II Technique de linéarisation au sens des entrées-sorties

Figure 2.1 Schéma bloc du système linéaire.....	32
---	----

Figure 2.2 Dynamique du système linéaire.....	33
Figure 2.3 Schéma bloc du système linéaire en boucle fermée.....	36

Chapitre III Commande non linéaire du MSAP

Figure 3.1 Schéma bloc de la MSAP.....	39
Figure 3.2 Structure d'une commande non linéaire du MSAP.....	44

Simulation à vide

Figure 3.3.a Composante du courant i_d , i_q	46
Figure 3.3.b Le couple électromagnétique.....	46
Figure 3.3.c La vitesse rotorique.....	46
Figure 3.3.d g La position angulaire.....	47

Simulation en charge

Figure 3.4.a Composante du courant i_d , i_q	48
Figure 3.4.b Le couple électromagnétique.....	48
Figure 3.4.c La vitesse rotorique.....	49
Figure 3.4.d g La position angulaire.....	49

Simulation par l'inversion de sens de rotation

Figure 3.5.a Composante du courant i_d , i_q	50
Figure 3.5.b Le couple électromagnétique.....	50
Figure 3.5.c La vitesse rotorique.....	50
Figure 3.5.d La position angulaire.....	51

Robustesse aux variations paramétriques

Figure 3.6.a Teste de robustesse pour une variation de 100% (J).....	51
Figure 3.6.c Teste de robustesse pour une variation de 100% de (R_s).....	52
Figure 3.6.b Teste de robustesse pour une variation de 50% (L_d , L_q).....	52
Figure 3.6.d Teste de robustesse pour une variation de 50% ($L_d \neq L_q$).....	53
Figure 3.7 La gamme de vitesse du MSAP.....	54

Chapitre IV Commande vectorielle du MSAP

Figure 4.1 Régulation du flux.....	58
Figure 4.2 Régulation du couple.....	59
Figure 4.3 Régulation de la vitesse.....	61
Figure 4.4 Organigramme de la commande vectorielle.....	61

Simulation à vide

Figure 4.5.a Tension à la sortie de l'onduleur.....	63
Figure 4.5.b Les courants statoriques (i_a , i_b , i_c).....	63
Figure 4.5.c Composante du courant i_d , i_q	63
Figure 4.5.d Le couple électromagnétique.....	64
Figure 4.5.e La vitesse rotorique.....	64
Figure 4.5.f La position angulaire.....	64
Figure 4.5.g Vitesse de référence et vitesse réelle	65

Simulation en charge

Figure 4.6.a Les courants statoriques (i_a , i_b , i_c).....	65
Figure 4.6.b Composante du courant i_d , i_q	66
Figure 4.6.c Le couple électromagnétique.....	66
Figure 4.6.d La vitesse rotorique.....	66
Figure 4.5.e La position angulaire.....	64

Simulation par l'inversion de sens de rotation

Figure 4.7.a Les courants statoriques (i_a , i_b , i_c).....	67
Figure 4.7.b Composante du courant i_d , i_q	67
Figure 4.7.c Le couple électromagnétique.....	67
Figure 4.7.d La vitesse rotorique.....	68
Figure 4.7e La position angulaire.....	68

Robustesse aux variations paramétriques

Figure 4.8.a Teste de robustesse pour une variation de 100% (R_s).....	69
Figure 4.8.c Teste de robustesse pour une variation de 100% de (J).....	69
Figure 4.8.b Teste de robustesse pour une variation de 50% (L_d , L_q).....	69
Figure 4.8.d Teste de robustesse pour une variation de 50% ($L_d \neq L_q$).....	70
Figure 4.9 La gamme de vitesse du MSAP.....	70

Notation et symboles

MSAP	moteur synchrone à aimant permanent
CV	Commande vectorielle
CNL	Commande non linéaire
R_s	Résistance statorique
L_s	Inductance statorique
L_d	Inductance dans l'axe (d)
L_q	Inductance dans l'axe (q)
Ω	La vitesse de rotation en rad/s
P	Nombre de paire de pole
$[V_s]$	Tension statorique
$[i_s]$	Courant statorique
$[\phi_s]$	Flux statorique
$[R_s]$	Matrice résistance
$[L_{ss}]$	Matrice inductance
ϕ_{sf}	Flux crée par l'aimant à traverses l'enroulement statorique
$[V_{dq0}]$	Tension dans le repère de Park
$[i_{dq0}]$	Courant dans le repère de Park
$[V_{abc}]$	Tension statorique selon le repère de Park
$[\phi_{dq0}]$	Flux dans le repère de Park
[T]	transformation de Park
θ	Angle entre la phase a et l'axe (d)
S	L'opérateur de Laplace
Cem	couple électromagnétique
J	inertie
Cr	couple résistant
V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}	Les tensions composées de l'onduleur
V_{ao}, V_{bo}, V_{co}	Les tensions simple
U_{an}, U_{bn}, U_{cn}	Les tensions à la sortie de l'onduleur
n	Indice de neutre
MI	Indice de modulation
V_m	Valeur maximal de la porteuse
V_p	Valeur de crête de la porteuse
M_R	rapport de modulation
f_p	fréquence de l'onde de la porteuse
f_m	l'onde modulatrice
U_0	Tension continu de l'onduleur
MLI	Modulation de largeur d'impulsion

V_d^* et V_q^*	Tensions de référence dans le repère de Park
V_a^*, V_b^*, V_c^*	Tension de référence dans le modèle (a, b, c)
x	Variable d'état
y	Grandeur de sortie
u	Vecteur de commande
$f(x)$ et $g(x)$	des champs de vecteur
f, g, h	Des fonctions lisse non linéaire
ξ	Coefficient d'amortissement
Td	Constante de temps dans l'axe (d)
Tq	Constante de temps dans l'axe (q)
Kp	Correcteur proportionnel
Ki	Correcteur intégrale
PI	correcteur proportionnel-intégral

⋮

من أجل التطبيقات ذات سرعة متغيرة، قيادة المحرك المتزامن بدارة سرعة مفتوحة تظهر سير جد مضطرب. تغير مفاجئ في الحمولة، يخلق اضطرابات حادة في عزم وسرعة المحرك. في هذه المذكرة، تقنية جديدة تسمح لنا بالمراقبة المباشرة في السرعة وعزم محرك متزامن ذو مغنطة دائمة، باستعمال مموج ذو توتر. المراقبة غير المباشرة للعزم باستعمال تعديل في الفضاء الشعاعي والتحكم اللاخطي. تقييم في التيار والعزم وتعديل بدارة للسرعة تظهر فاعلية ديناميكية عالية كالقوة، الدقة وسهولة الاستعمال.

مفتاح المفردات: محرك متزامن ذو مغنطة دائمة، مموج ذو توتر، المراقبة غير المباشرة للسرعة والعزم.

Abstract:

For variable speed applications, synchronous motor driven by open loop speed presents a very instable behavior. A brutal variation of law, create a very high fluctuation of torque and speed.

In this report, a new technique allows the vector contrôl and control nonlinear of the PMSM are for a feedback linearization of the PMSM. Uses control techniques for PWM inverter. Uses regulator (PI) and regulator nonlinear, this regulators presentes a high dynamic performance such as robustess, accuracy and simplicity.

Key words : Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM), PWM Inverter, Control of Speed.

Résumé

Pour les applications à vitesse variable, la machine synchrone pilotée en boucle ouverte de vitesse présente un comportement très instable. Une variation brutale de la charge crée des oscillations de couple et de vitesse très importantes.

Dans ce mémoire, une nouvelle technique nous permet le contrôle de la vitesse et du couple d'une machine synchrone à aimant permanent en utilisant un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion.

Pour la commande vectorielle on utilise des régulateurs proportionnels et intégrales, quant à la commande non linéaire on utilise des régulateurs non linéaires, les deux types de commande présentent de bonnes performances dynamiques avec une commande simple, robuste et précise.

Mots clé : Machine synchrone à aimant permanent (MSAP), Onduleur de tension à MLI, Commande de la vitesse.

Introduction générale

Le réglage de la vitesse de rotation des moteurs est une opération nécessaire à l'amélioration ; du rendement des systèmes électromécaniques ; des performances des entreprises industrielles, et des conditions de fonctionnement des machines électriques.

De plus elle permet le contrôle de la dynamique pendant les processus transitoires, et une variation de vitesse en régime permanent qui tient compte de l'aspect économique

Dans cette optique, la commande de l'ensemble onduleur-machine électrique à vitesse variable a apporté aux processus industriels d'énormes progrès par d'une part l'augmentation des possibilités et des performances du réglage, d'autre part faciliter l'automatisation, la maintenance, la consommation d'énergie et l'augmentation du taux de disponibilité.

Le moteur à courant continu ; par sa nature est adapté à la variation de vitesse toute fois son utilisation dans des milieux à risques demande une attention particulière en raison des collecteurs qui nécessitent un entretien régulier au niveau des balais pour éviter les arcs électriques souvent sources d'incendie.

Avec l'apparition de l'électronique de puissance, et pour satisfaire un besoin de plus en plus exigeant du point de vue limite de puissance et de vitesse l'appel à l'entraînement à vitesse variable utilisant des machines sans collecteur ou à collecteur à semi conducteur s'est imposée de lui-même .

L'orientation actuelle de la recherche pour aboutir à de meilleures conditions d'exploitations des actionneurs robustes comme le moteur synchrone est justifiée, car le moteur synchrone à aimant permanent possède en plus une construction simple qui limite son coût et augmente le rapport de puissance massique.

Le développement rapide de l'électronique de puissance lié à l'apparition de composants performants des interrupteurs, ainsi que l'amélioration des techniques de commande, favorisent le choix d'une structure de commande beaucoup plus évoluée basée sur la commande vectorielle et la commande non linéaire du moteur synchrone à aimant permanent permettant la mise en évidence des principes de commande pour atteindre des performances équivalentes à celle de la machine à courant continu.

L'objectif essentiel des travaux de recherche de ce mémoire est de traiter de la commande vectorielle et de la commande non linéaire du MSAP pour élargir la gamme de vitesse et permettre la comparaison des résultats des deux commandes.

Le contenu de ce mémoire est présenté en quatre chapitres, selon la chronologie suivante :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent, et à la détermination des différentes lois régissant la construction du modèle mathématique de la MSAP, avec une simulation directe sur le réseau.

Le second chapitre traite la technique de linéarisation au sens des entrées-sorties.

Dans le troisième chapitre on applique la théorie de la commande non linéaire basée sur la technique de linéarisation entrée-sortie avec vérification en simulation (Simulink) et l'interprétation des résultats.

Enfin le dans quatrième chapitre nous appliquons la commande vectorielle avec ses différentes boucles de courants et de vitesse en utilisant le régulateur proportionnel intégral avec simulation.

I. Généralité :

I.1 définition

Les deux grandeurs mécaniques utiles en sortie d'un moteur sont la vitesse de rotation et le couple utile. L'équation fondamentale de la dynamique permet d'explicitier ces deux grandeurs à partir du couple électromagnétique instantané développé par le moteur, de l'inertie des masses en rotation et des frottements. La connaissance du couple électromagnétique apparaît alors comme fondamentale pour l'étude des associations convertisseurs machines charge [1].

I.2 La machine synchrone

Le moteur synchrone est devenu un concurrent très intéressant du moteur à courant continu depuis l'invention de la commande autopiloté ce mode de commande permet d'obtenir une gamme de vitesse élevée et un contrôle de la vitesse ou du positionnement, souvent bien meilleur que son équivalent avec une machine à courant continu.[2].

I.2.1 Organisation d'une machine synchrone

Une machine synchrone est toujours formée :

- d'un dispositif inducteur créant un flux magnétique à travers l'induit, placé au rotor, ou au stator. Cet inducteur soit un aimant permanent, soit par un bobinage parcourus par un courant continu ;[2].

I.3 Structure des moteurs synchrones

I.3.1 Le stator.

Les machines synchrones triphasées, qu'elles soient à pôles saillants ou à pôles lisses, ont un stator composé de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace. Ces enroulements sont longés dans les encoches du circuit magnétique. Dans la grande majorité des cas, ces trois enroulements couplés en étoile, ce qui annule la composante homopolaire de courant. Lorsqu'on alimente les enroulements statoriques par un système triphasé équilibré de courant, il y a création d'un champ tournant le long de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques. On note :

ω : La pulsation des courants statoriques, exprimée en radians par seconde,

p : Le nombre de paire de pôle de la machine.

Ω : La vitesse de rotation de la machine, exprimée en radians par secondes,
 Soit :

$$- \Omega = \frac{\omega}{p} \quad [1] \quad (1.1)$$

I.3.2 Le rotor

Le rotor des machines synchrones est classé généralement en deux types :

- **Machine synchrone à pole saillant est représenté à la figure (I.1)**

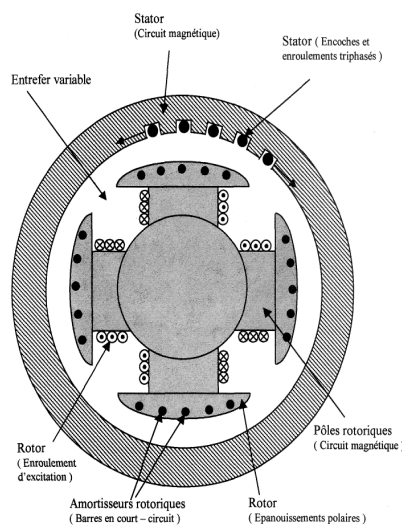


Fig.1.1 rotor bobiné d'une machine synchrone à pole saillant

- Machine synchrone à pole lisse est représenté à la figure (1.2)**

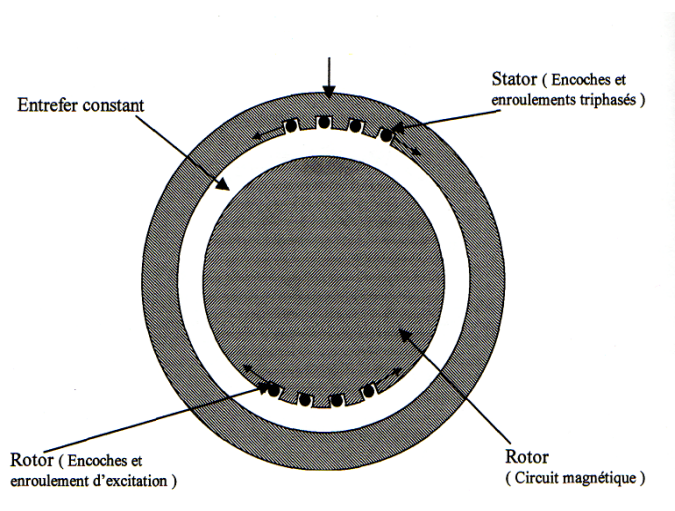


Fig.1.2 machine synchrone à pole lisse

I.3.3 Représentation de la machine synchrone à aimant permanent avec et sans pièce polaire

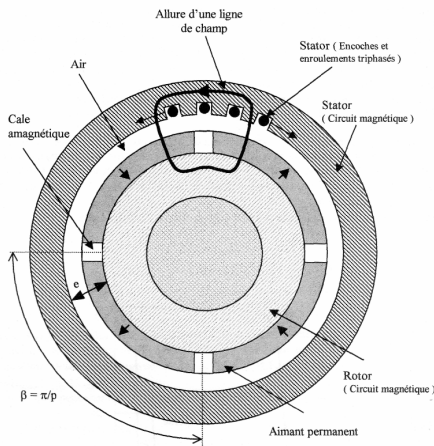


Fig. .A. MSAP ($p=2$), sans pièces polaires à aimantation radiale

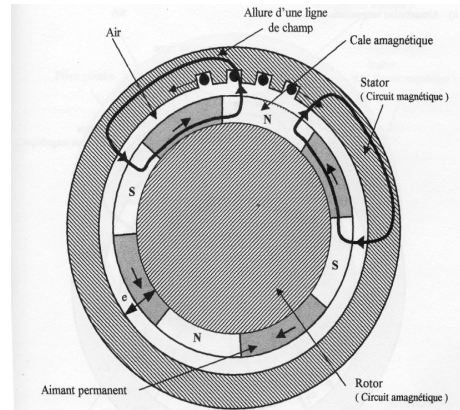


Fig. .B. MSAP ($p=2$), sans pièces polaires à aimantation tangentielle

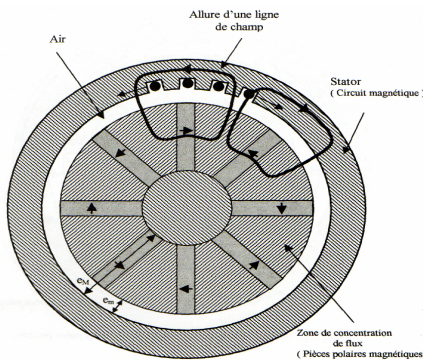


Fig. .C. MSAP ($p=4$), avec pièces polaire à concentration de lignés de champs

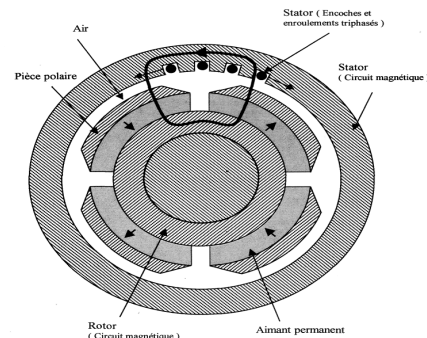


Fig. .D. MSAP ($p=2$), avec pièce polaires à aimant radiale

Fig. 1.3 Machine synchrone à aimant permanent avec et sans pièces polaires.

I.3.4Avantage des machines synchrones à aimant permanent

Autrefois les machines synchrones étaient utilisées uniquement dans la production d'énergie électrique comme alternateur et dans la compensation de l'énergie, comme compensateur rotatif de l'énergie réactive.

Le développement de l'électronique de puissance a permis d'élargir leurs champs d'application en les intégrant dans la commande des mécanismes pour venir concurrencer les moteurs à courant continu et les moteurs asynchrones.

Comparativement aux machines à courant continu les moteurs synchrones par l'absence de contacts bagues-balais favorisent la diminution des pertes thermiques et ont un apport pour négligeable, dans l'amélioration de la fiabilité des mécanismes.

I.4 Modélisation du moteur synchrone à aimant permanent

I.4.1 Introduction :

On peut modéliser la machine synchrone à aimant permanent selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés.

On développé dans ce chapitre les modèles issus de la transformation de Park, qui permettent de défini le comportement de la machine synchrone à aimant permanent, et simulé son comportement dans les différentes modes de fonctionnement.[1]

I.4.2 Hypothèses simplificatrices de la machine synchrone à aimant permanent

Les divers modèles présentés dans les paragraphes suivants tiennent compte d'hypothèses communes.

On néglige :

- la saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault. Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités des courants. Les pertes dans le fer sont nulles ;
- la variation des résistances des enroulements en fonction de la température. On prendra les valeurs correspondantes au fonctionnement sous charge nominale, après stabilisation de la température des enroulements.[5]

I.5 Mise en équation de la MSAP :

La figure (1.4) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone Triphasée à aimants permanent :

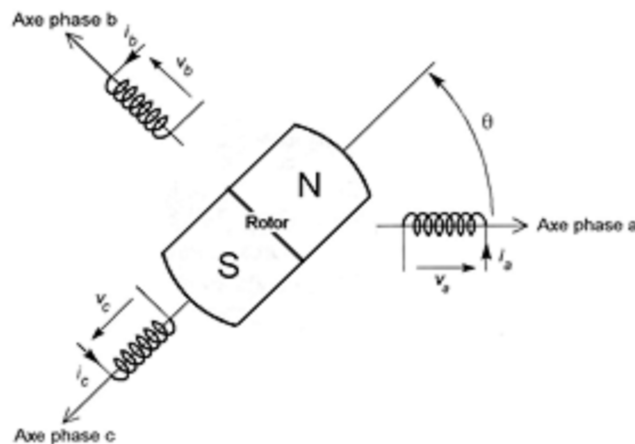


Fig. 1.4 : Représentation des enroulements d'une machine synchrone à aimants permanents [7].

A partir de la figure (I.4), nous écrivons les équations statoriques de la machine synchrone, en notation matricielle.

- Expression des tensions statoriques :

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + (d/(dt))[\psi_s] \quad (1.2)$$

- Expression du flux et tensions et courants statoriques :

$$[\psi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [\psi_{sf}] \quad (1.3)$$

$$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^T \text{ vecteur de tension} \quad (1.4)$$

$$[i_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T \text{ vecteur de courant} \quad (1.5)$$

$$[\psi_s] = [\psi_a \ \psi_b \ \psi_c]^T \text{ vecteur flux} \quad (1.6)$$

- Matrice résistance du stator

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

- Matrice inductance du stator

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

- $[\psi_{sf}] =$: Vecteur flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique
- Pour résoudre les équations (1.2 et 1.3), on applique la transformation de Park qui permet de décrire le comportement du moteur à l'aide des équations différentielles à coefficients constantes.

I.6 Application de la transformation de Park :

Les machines triphasées à champs tournant comportent trois enroulements fixes décalés de 120^0 le long de l'entrefer, et parcourus par trois courants alternatifs. Ceci donne naissance à un champ tournant.

La transformation de Park permet de remplacer le système réel par un système composé de :

- deux enroulements tournants à la vitesse angulaire, traversés par les courants i_d, i_q
- Un enroulement fixe, traversé par le courant homopolaire i_0

$$\begin{cases} [V_{dq0}] = [T] \cdot [V_{abc}] \cdot \\ [I_{dq0}] = [T] \cdot [i_{abc}] \cdot \\ [\quad_{dq0}] = [T] \cdot [\quad_{abc}] \cdot \end{cases} \quad (1.8)$$

[T] est la transformation de Park

$$[T] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

I.6.1 Modèle de la machine synchrone à aimant permanent dans le repère liée au rotor :

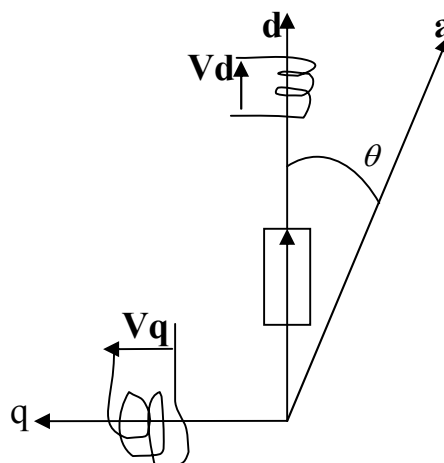


Fig. 1.5 : MSAP dans le repère de Park

- Expression des tensions :

$$V_d = R_s \cdot i_d + L_d \cdot \frac{di_d}{dt} - p \cdot \omega_r \cdot L_q \cdot i_q \quad (1.10)$$

$$V_q = R_s \cdot i_q + L_q \cdot \frac{di_q}{dt} + p \cdot \omega_r \cdot L_d \cdot i_d + p \cdot \omega_r \cdot \Phi_{sf} \quad (1.11)$$

Les relations précédentes peuvent se mettre sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p \omega_r \cdot \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + p \omega_r \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi_{sf} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

• Expression des flux :

$$d = L_d \cdot i_d + \Phi_{sf} \quad (1.13)$$

$$q = L_q \cdot i_q \quad (1.14)$$

On peut mettre les expressions des flux sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{sf} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Φ_{sf} : flux produit par les aimants permanents.

Dans le modèle de Park, la MSAP est représentée sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + s \cdot L_d & -p \cdot \Omega \cdot L_q \\ p \cdot \Omega \cdot L_d & R_s + s \cdot L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ p \cdot \Omega \cdot \Phi_{sf} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Avec s , est l'opérateur de Laplace

• Couple électromagnétique :

$$C_{em} = p [(L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q + \Phi_{sf} \cdot i_q] \quad (1.17)$$

• Equation mécanique :

$$J \cdot \frac{d\Omega}{dt} - f_r \cdot \Omega = C_e - C_r \tag{1.18}$$

I.6.2 Représentation fonctionnelle du moteur synchrone à aimant permanent dans le repère de Park :

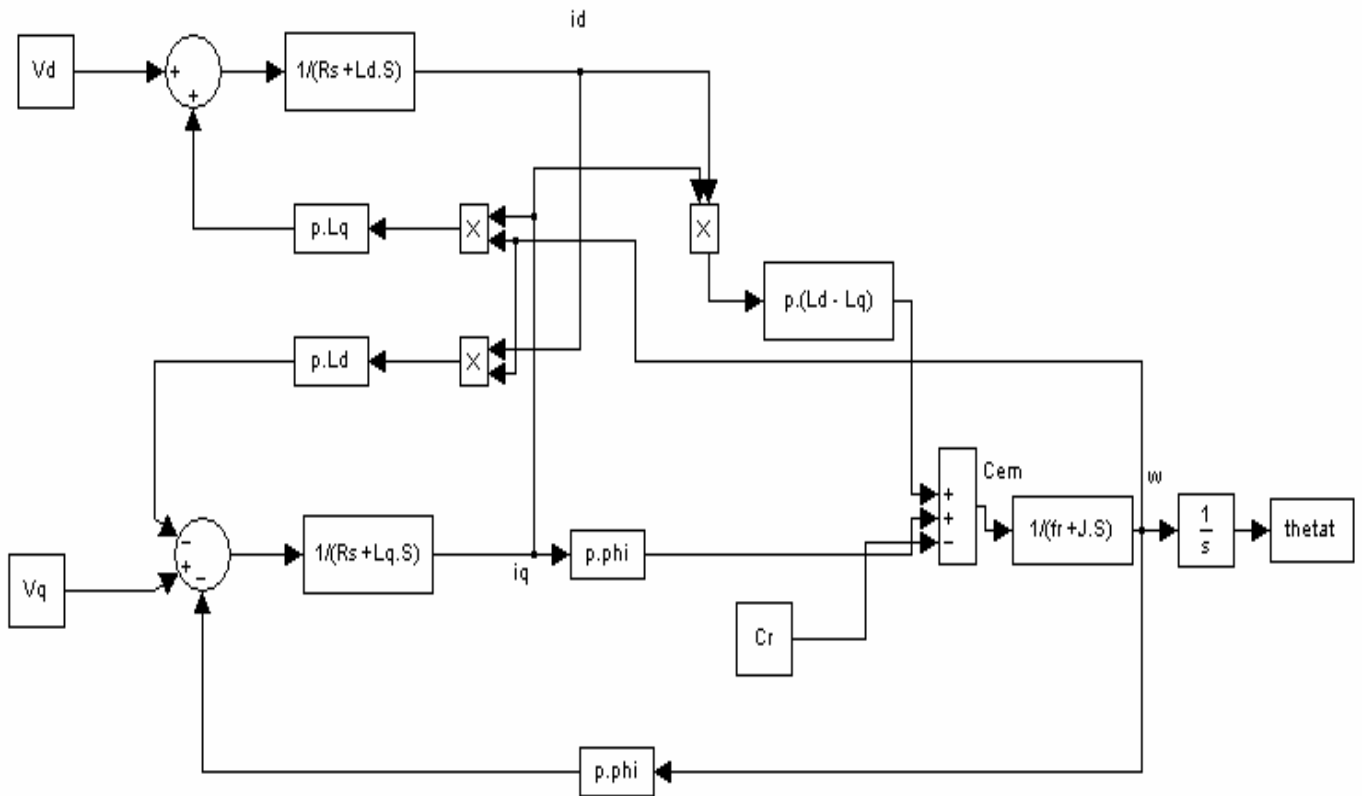


Fig.1.6 Modèle de la machine synchrone à aimant permanent

I.7 Modélisation de l'onduleur de tension

I.7.1 Définition :

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif.

On appelle onduleur de tension un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue, c'est-à-dire par une source d'impédance interne négligeable ; sa tension U n'est pas affectée par les variations du courant i qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

Le courant à la sortie et le courant à l'entrée dépendent de la charge placée du côté alternatif.(MSAP).

Pour les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires pour chaque bras, il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne [3].

- $k(1, 2, 3) = 1$: Interrupteur du demi-bras haut (1, 2, ou 3) fermé.
- $k(1, 2, 3) = 0$: Interrupteur du demi-bras bas (1,2 ou 3) ouvert.

La (figure.1.7), présente l'onduleur triphasé de tension alimentant un moteur synchrone à aimant permanent.[3]

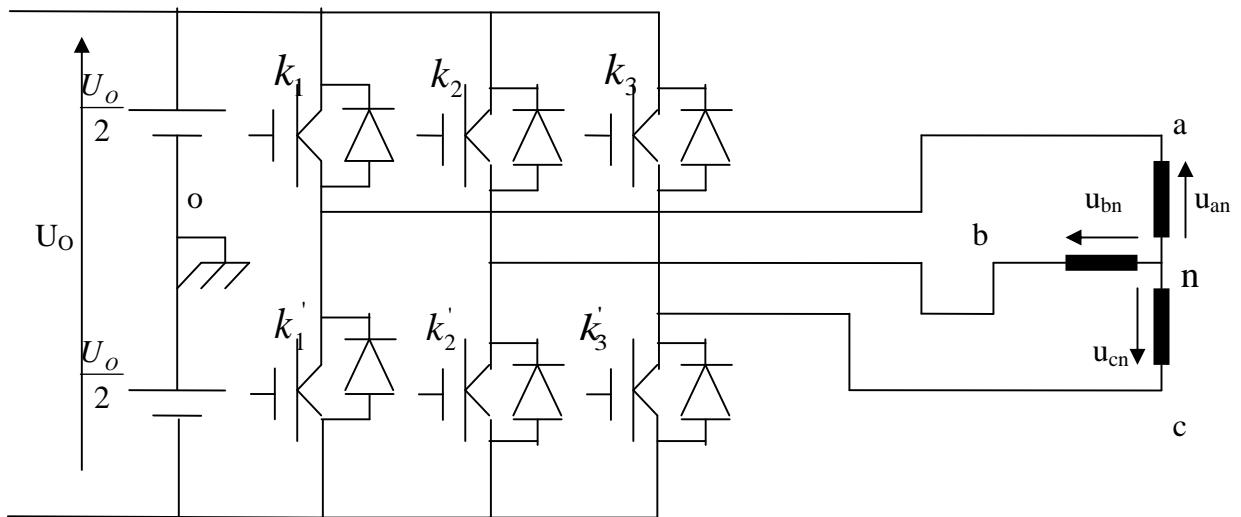


Fig. 1.7 Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimenté un MSAP [4].

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

Les diodes $D_i = 1,2,3, \dots,6$, sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre [10].

Les tensions composées sont obtenues à parties de l'onduleur :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \end{array} \right. \quad (1.19)$$

$$V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao}$$

• Les tensions V_{ao} ; V_{bo} , V_{co} considérées comme des tensions a l'entrée de l'onduleur

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (1.20)$$

• n est l'indice de neutre

V_{ao} , V_{bo} , V_{co} , -tensions simple de la machine

V_{no} -tension fictive entre le neutre et la machine synchrone à aimant permanent et le point fictif o (fig 1.7)

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolée alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (1.21)$$

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (1.22)$$

En remplaçant (1.22) dans (1.20), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co}. \\ V_{bn} = -\frac{1}{3} V_{ao} + \frac{2}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co}. \\ V_{cn} = -\frac{1}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} + \frac{2}{3} V_{co}. \end{cases} \quad (1.23)$$

Alors :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} V_o(2K_1 - K_2 - K_3) \\ V_{bn} = \frac{1}{3} V_o(-K_1 + 2 K_2 - K_3) \\ V_{cn} = \frac{1}{3} V_o(-K_1 - K_2 + 2 K_3) \end{cases} \quad (1.24)$$

Alors :

$$\begin{bmatrix} Van \\ Vbn \\ Vcn \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_o \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix} \quad (1.25)$$

Il suffit d'appliquer la transformation de **Concordia** ou de **Clarke** pour passer d'un système triphasé au système biphasé.

I.8 Onduleur de tension à MLI

La modulation de largeur d'impulsion (en anglo-saxon Pulse Width Modulation) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables [3], [2].

Plusieurs types de MLI utilisables pour la commande des onduleurs de tension parmi lesquels on retient :

- La modulation sinus – triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse triangulaire.
- Les modulations pré calculées pour les quelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- Les modulations post calculées appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielle dans lesquelles les angles de commutation sont calculés on –line.

I.8.1 Modulation de largeur d'Impulsion Sinus triangle

On retient ce mode de commande pour former à la sortie de l'onduleur des alternances de tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires, dont la largeur varie suivant une loi de commande qui nous permet d'avoir :

1/Un courant pratiquement sinusoïdale quel que soit le régime de fonctionnement du moteur.

2/Des ondulations du couple très faibles

3/Un bon contrôle de la phase du fondamental de la tension d'alimentation de la machine par rapport à une référence établie par la commande

4/Repousser les fréquences des harmoniques en haut pour faciliter leur filtrage.

5/Faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie

6/Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. La loi de modulation est une comparaison entre une tension de référence sinusoïdale $V_{ref}(t)$ et une onde triangulaire appelée porteuse d'une fréquence f .

Le signal de commande de l'interrupteur électronique d'un bras de l'onduleur triphasé $K_i = 1,2,3$ est fermé si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la porteuse triangulaire, et vice versa [2], [3], [10].

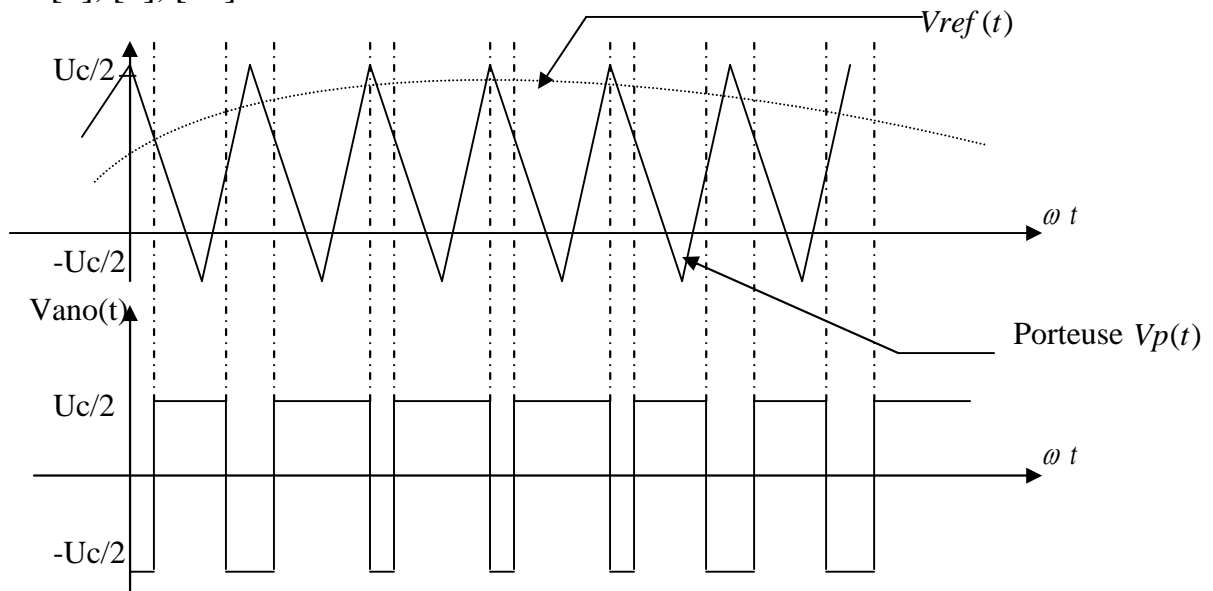


Fig.1.8 MLI sinus-triangle

L'indice de modulation

Il permet de déterminer l'amplitude du fondamental de l'onde de modulation de largeur d'impulsion.

$$MI = \frac{V_m}{V_p} \quad (1.26)$$

Avec :

V_m : Valeur maximale de la porteuse.

V_p : Valeur de crête de la porteuse

• Le rapport de modulation

Il est défini comme étant le rapport de la fréquence de l'onde porteuse à celle de l'onde modulatrice.

$$\bullet M_R = \frac{f_P}{F_m} \quad (1.27)$$

I.8.2 Modulation régulière

Dans cette technique, l'échantillonnage des tensions de référence se fait à des instants périodiquement espacés. Sur la figure (1.9) nous présentons ce principe d'échantillonnage.

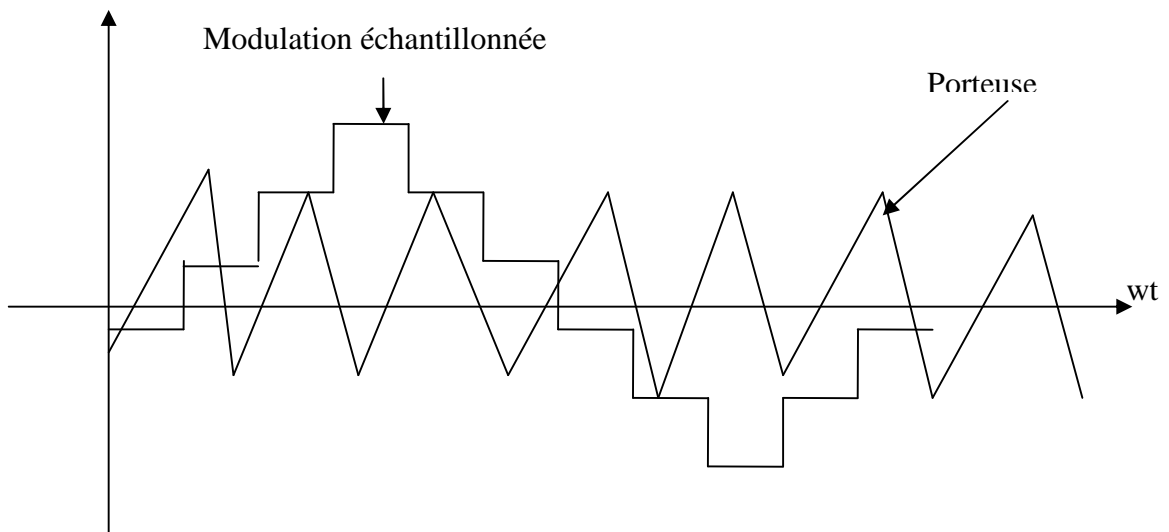


Fig.1.9 MLI régulière symétrique

L'onde modulante est échantillonnée à chaque sommet positif de l'onde triangulaire. Cette procédure produit une onde qui est une approximation de la référence sinusoïdale.

L'impulsion générée est symétrique par rapport au centre de la période et la méthode est dénommée M.L.I régulière symétrique. Les instants d'échantillonnage, régulièrement espacés ne dépendent pas de du processus de modulation. Les deux transitions de l'impulsion de commande dépendent de la même valeur échantillonner. Cette méthode est facilement réalisable en temps réel.[7]

I.8.3 Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis

Pour chaque bras de l'onduleur, les interrupteurs k_1 au k_6 ($k = 1, 2, 3$) sont reliés, l'un à la sortie d'un comparateur à hystérésis, l'autre à cette même sortie via un inverseur. Ou, le changement de signe de la différence entre le courant de référence et le courant mesuré n'entraîne par instantanément le basculement du comparateur à cause de l'effet de l'hystérésis, c'est-à-dire que le courant mesuré évolue en augmentant jusqu'à ce que I soit égal à h (h , la largeur de la bande d'hystérésis), le comparateur bascule et l'autre interrupteur rentre en conduction à son tour tant que $I < h$.

Le contrôle par MLI force le courant de phase à suivre le courant de référence l'imposition des courant sinusoïdaux à la machine garantit un couple électromagnétique non fluctuant.

L'approche la plus simple qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesurée et le courant de référence est illustrée par la fig. (1-10)

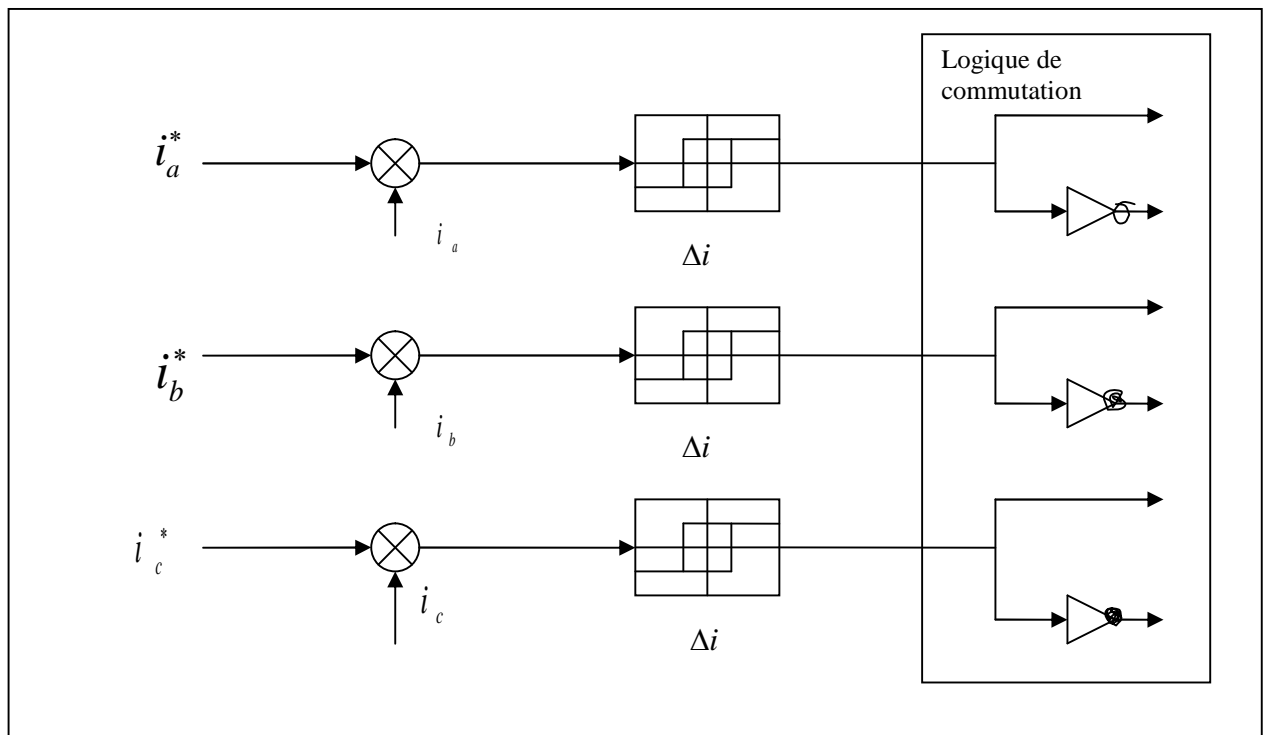


Fig.1.10 Contrôle des courants par régulateurs à hystérésis. [11]

I.8.4 Contrôle par MLI

L'avantage majeur de la méthode du contrôle des courants par M.L.I sur la méthode de contrôle par hystérésis est d'imposer aux interrupteurs une fréquence de commutation fixe. Il existe deux stratégies de commande des courants :

Le contrôle des courants (i_a, i_b, i_c).
 Le contrôle des courants (i_d, i_q) liés au rotor.

Dans ce cas, les sorties des régulateurs sont les tensions instantanées de référence pour chaque phase. Il est donc nécessaire de passer par stade supplémentaire de modulation de largeur d'impulsion qui génère, à partir de ces tensions, les signaux de commande des interrupteurs.

I.8.5 Contrôle des courants dans le repère (a, b, c)

L'inconvénient de cette stratégie est que les grandeurs de référence sont en évolution permanente en amplitude et en phase. La difficulté réside donc dans la détermination des régulateurs de courants.

La figure (I.11) montre le principe de contrôle des courants réels par un onduleur de tension à commande M.L.I.

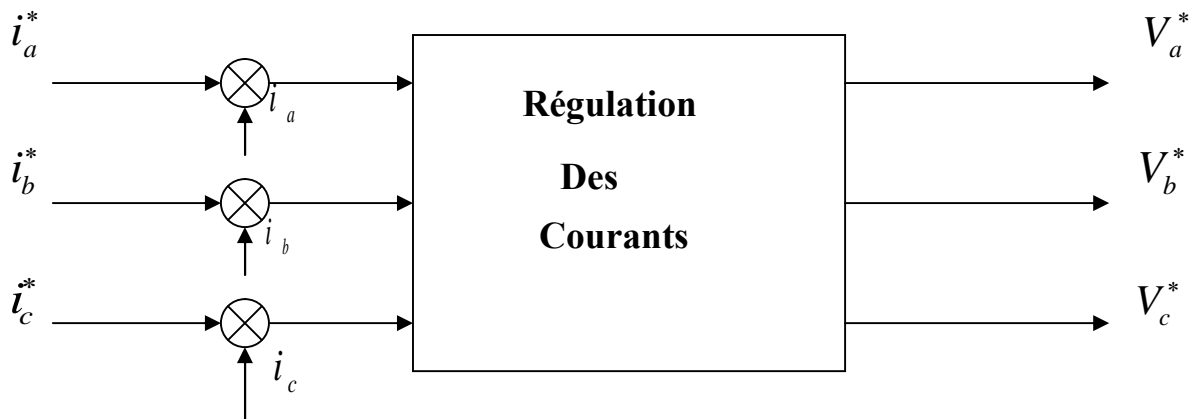


Fig.1.11 Contrôle des courants par MLI dans le repère (a, b, c).

I.8.6 Contrôle des courants dans le repère (d, q)

Dans ce cas de la régulation des courants fictifs liés au repère (d, q) on impose les tensions de références V_d^* et V_q^* dont on déduit les tensions de références sinusoïdales V_a^*, V_b^*, V_c^* pour la commande de l'onduleur.

La figure (I.12) montre le principe de contrôle des courants dans le repère (d, q).

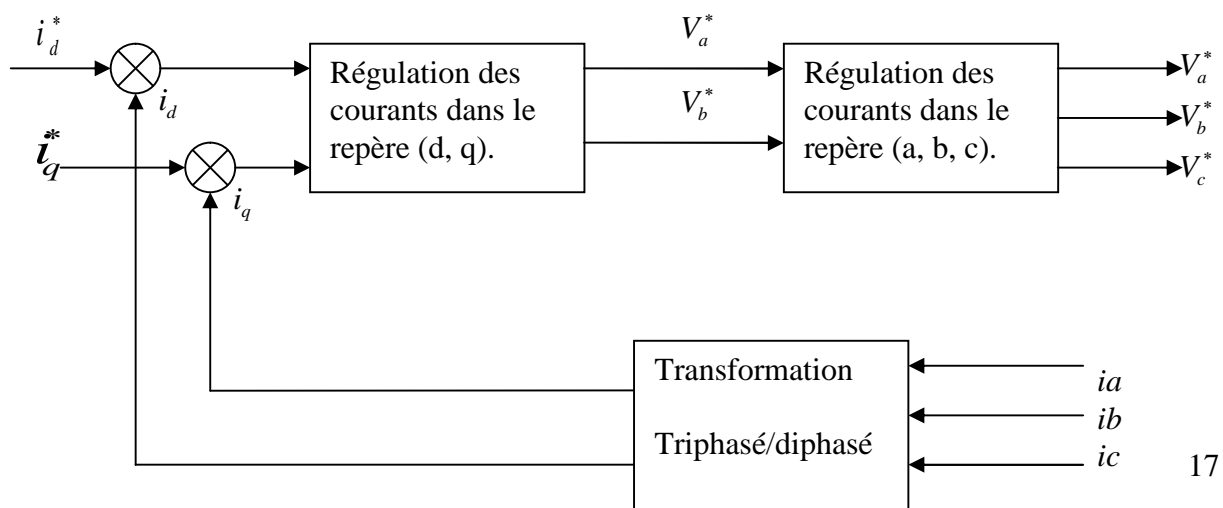


Fig.1.12 Contrôle des courants par MLI dans le repère (d, q).[12]

I.9 Simulation de fonctionnement du MSAP

I.9.1 Interprétation des résultats de simulation

D'après le logiciel Matlab nous avons simulé le fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent. En utilisant les paramètres de la machine indiquée sur l'annexe [A].

Le moteur synchrone est alimenté par une source de tension sinusoïdale standard 220/380 V. 50Hz.

• • Simulation à vide de la MSAP.

On applique un couple résistant nul, et d'après la figure (1.13), on peut interpréter les différentes caractéristiques qui défini le fonctionnement de la MSAP.

- Pour l'allure de la vitesse $\omega = f(t)$, on remarque des valeurs négatives et positives, à cause des masses tournante de la machine, on remarque aussi les oscillations de la vitesse avant que celle-ci ne se stabilise à 314rad/s .

- Le graphe du couple électromagnétique $C_{em}=f(t)$, au début de démarrage y a des oscillations et pendant un temps court se stabilise à une valeur permanent.

- Les composantes des courants $i_d=f(t)$ et $i_q=f(t)$, pendant le démarrage y a des pics des courants importante puis dans un temps très court se stabilise dans une valeur permanente.

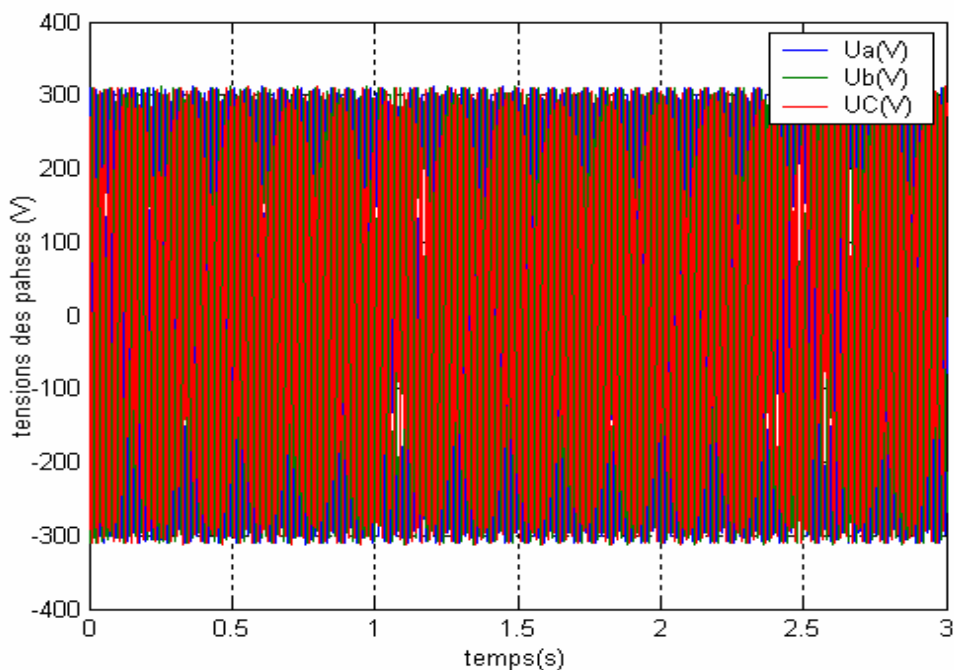


Fig. I.13.a Les tensions statoriques.

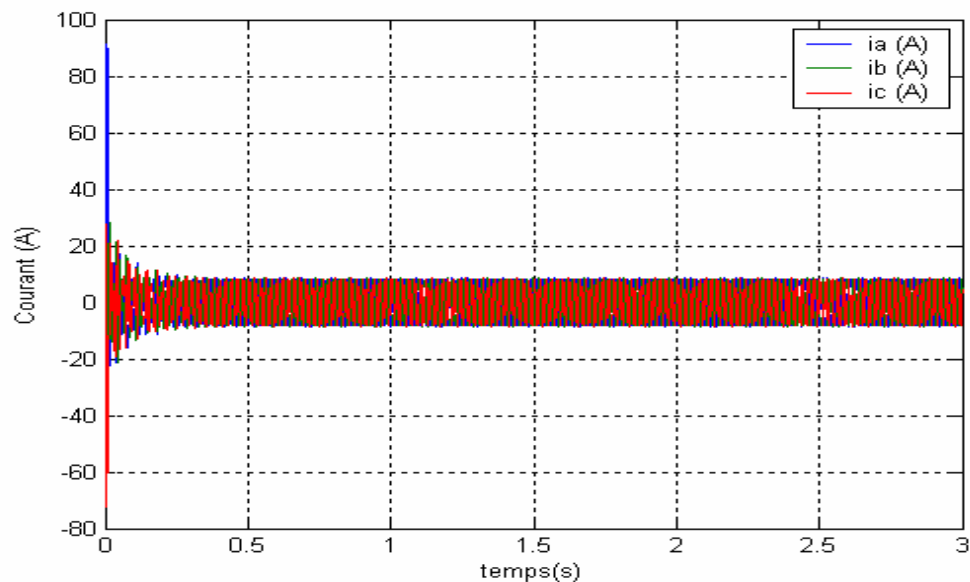


Fig. I.13.b Les courants statoriques

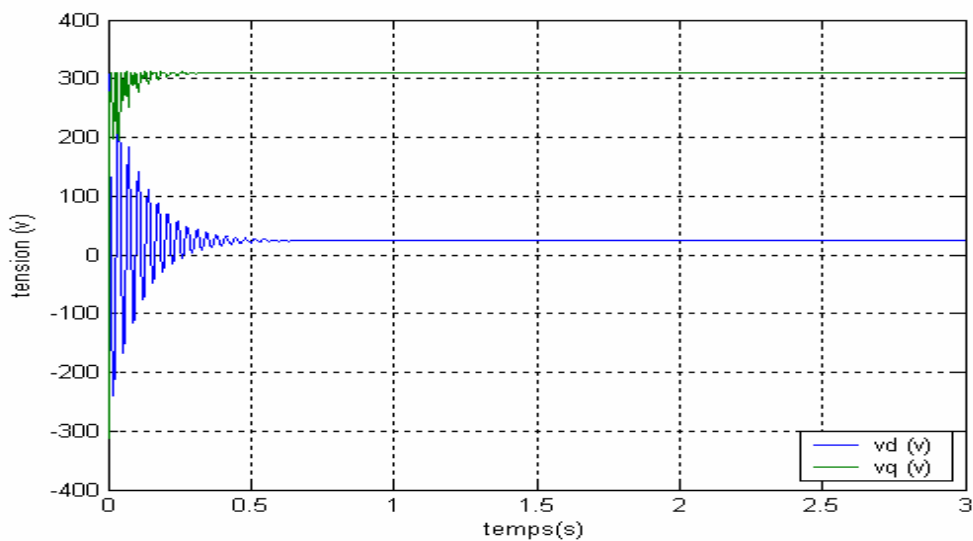


Fig. I.13.c Les tensions Vd et Vq

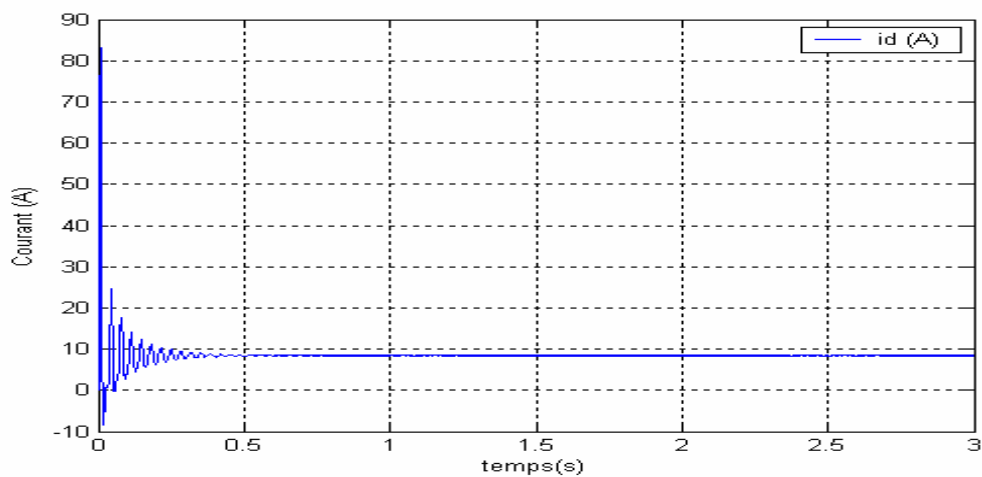


Fig. I.13.d La composante i_d

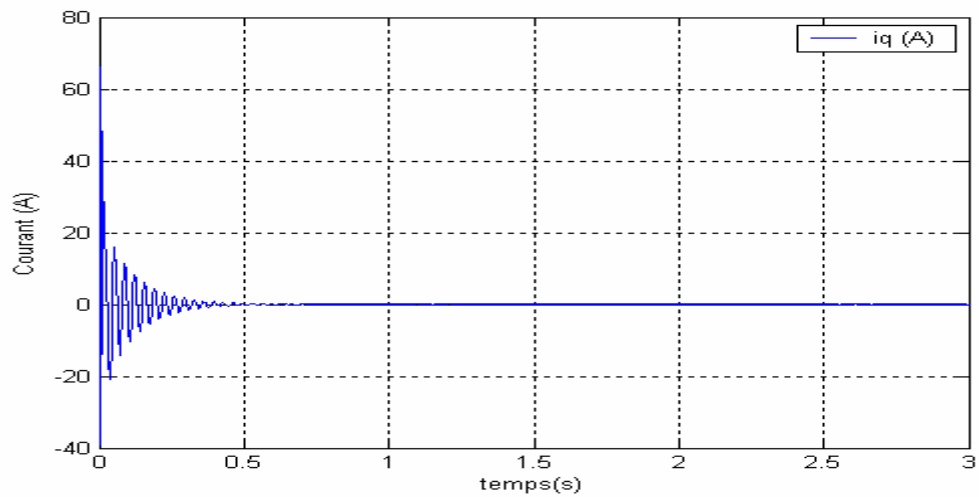


Fig. I.13.e La composante i_q

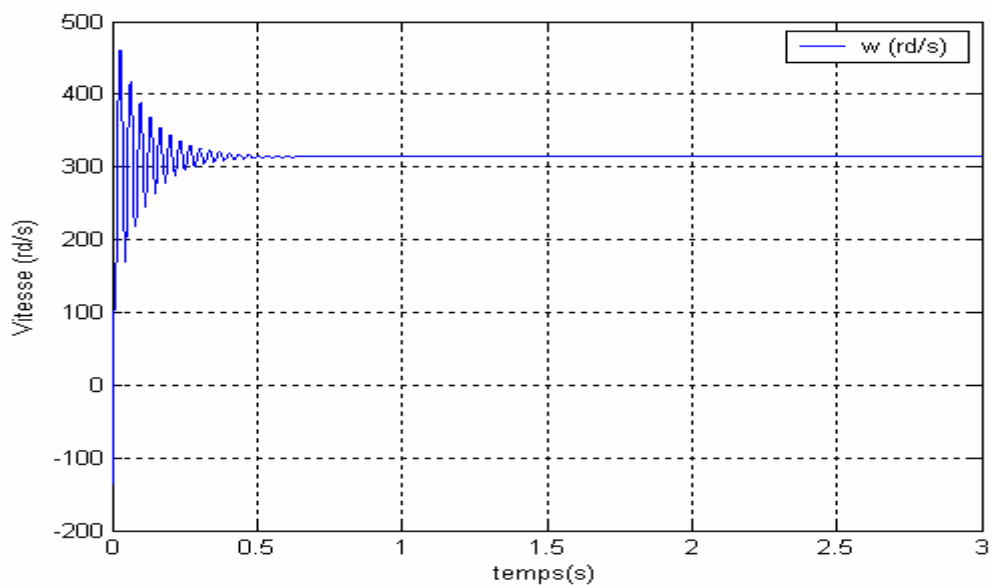


Fig. I.13.f La Vitesse rotorique

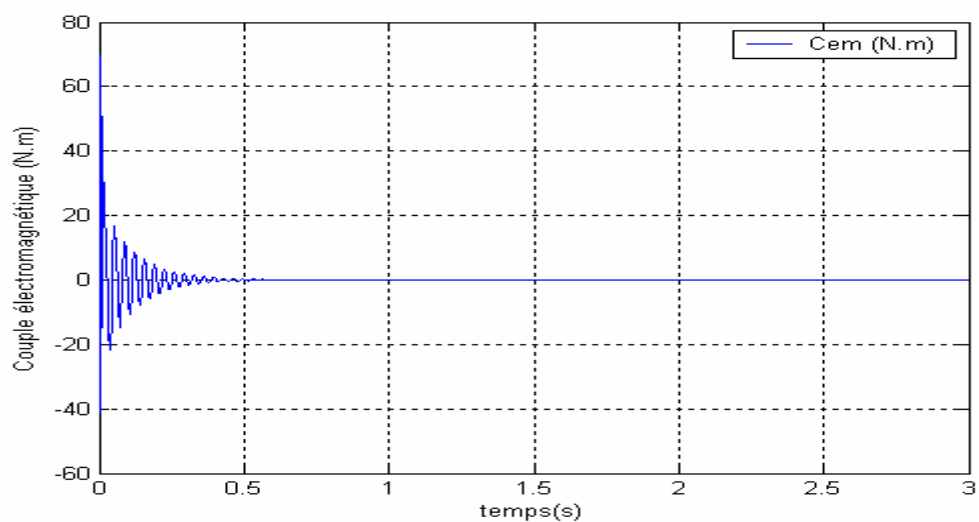


Fig. I.13.g Le couple électromagnétique

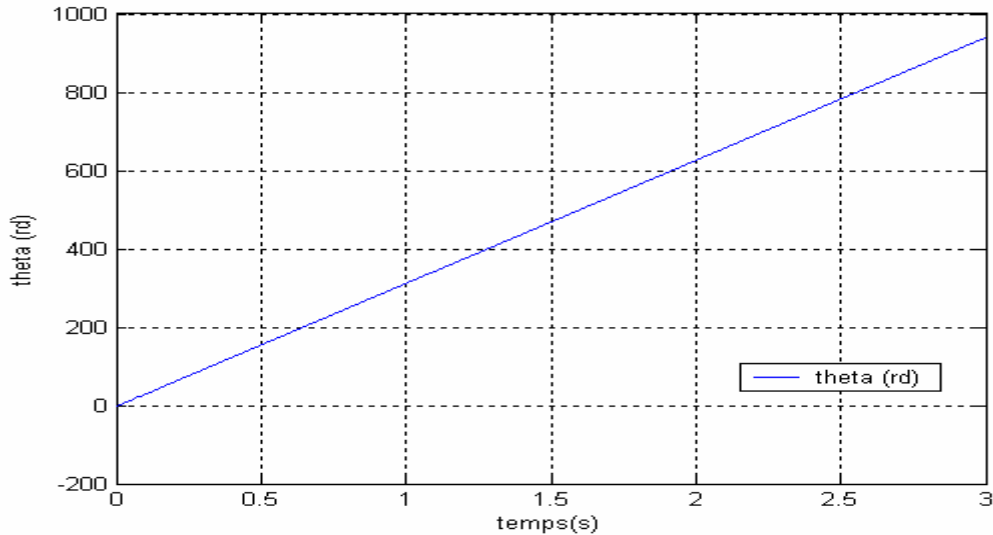


Fig. I.13.h La position angulaire.

Fig. I.13 Simulation à vide

•• Simulation en charge de la MSAP.

Au démarrage on applique un couple de charge $C_r = 3\text{Nm}$, et 1Nm après $t = 1\text{s}$ en remarquant au démarrage grande oscillations sur l'allure du couple et de la vitesse puis atteinte, sur une valeur pratiquement nulle en régime permanent à vide.

Pour les composantes des courants $i_d = f(t)$ et $i_q = f(t)$ y a un grand pic de courant au démarrage et puis se stabilisent dans une valeur permanent.

D'après les résultats de simulation de la MSAP, en remarquant un couplage existant entre les variables de la machine indiquant le caractère non linéaire.

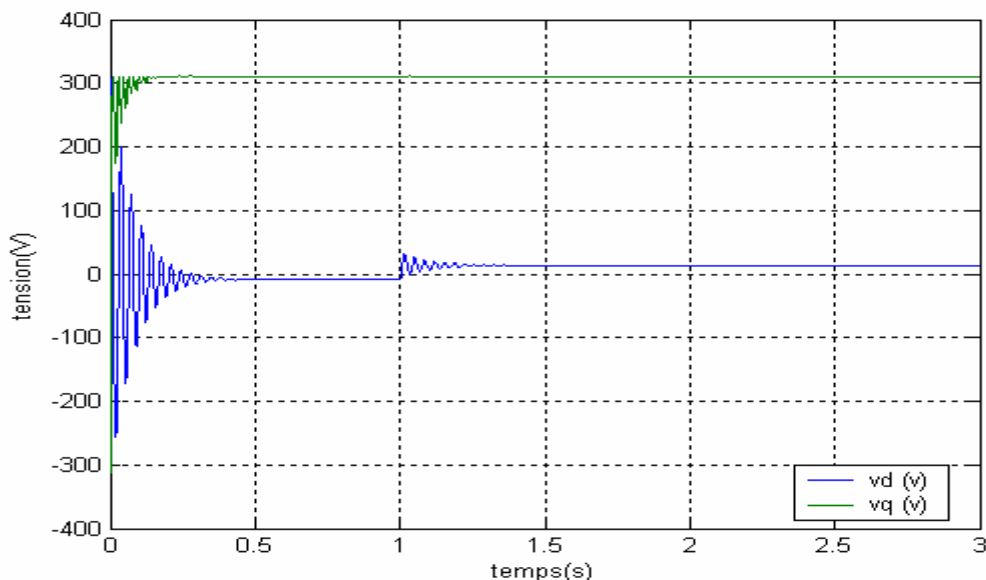


Fig. I.14.a tension V_d et V_q

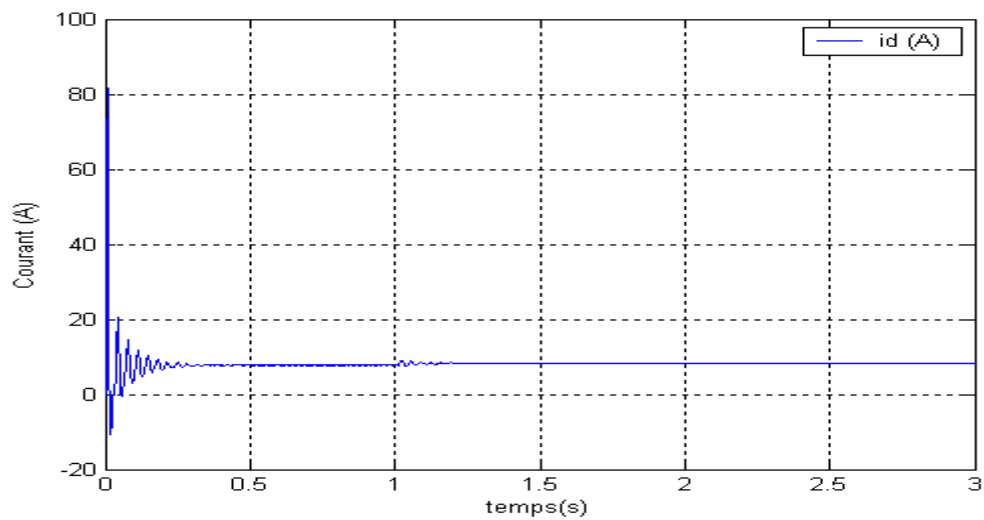


Fig. I.14.b La composante i_d

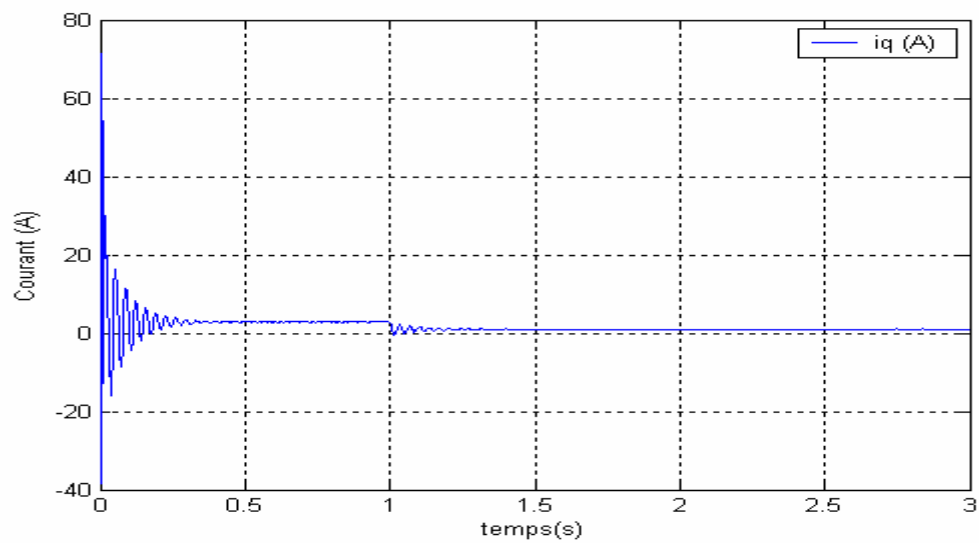


Fig. I.14.c La composante i_q

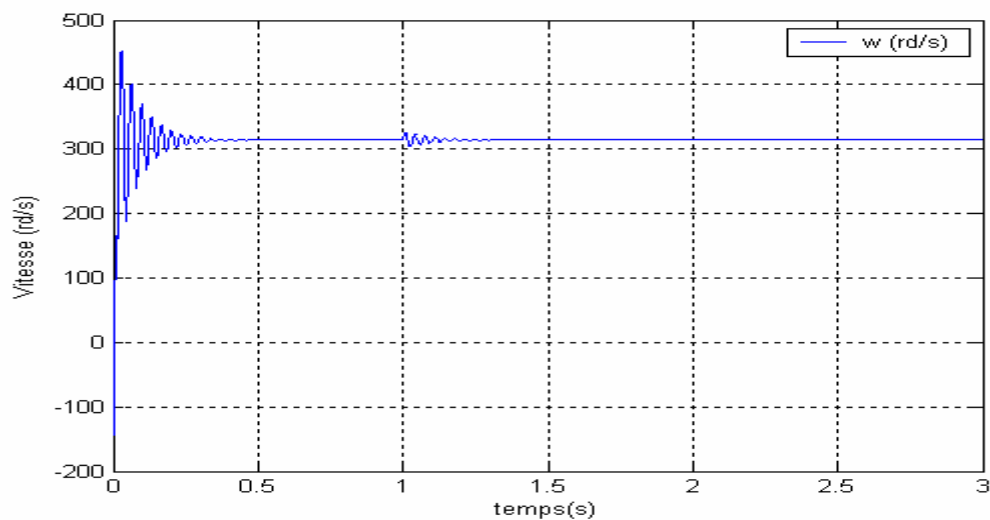
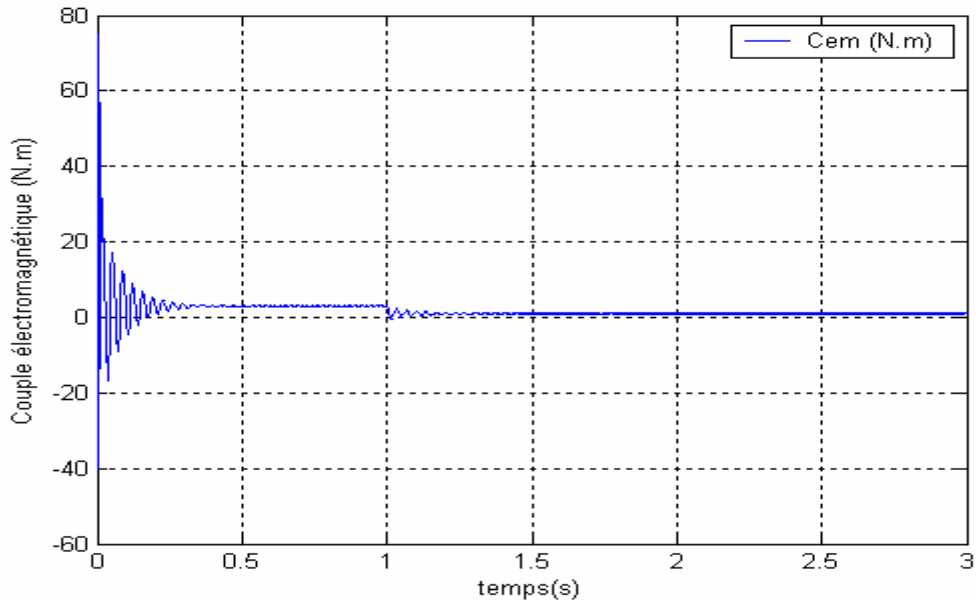


Fig. I.14.d La Vitesse rotorique**Fig. I.14.e Le couple électromagnétique****Fig. I.14 Simulation en charge****Conclusion :**

Après établissement le modèle mathématique de la machine synchrone à aimant permanent dont la complexité à été réduite moyennant un certaines nombres. D'hypothèses énumérés; auparavant toutefois nous constatons que les perturbations pendant le processus transitoire sont le résultat de l'influence des paramètres électrique de la machine.

Il devient donc nécessaire de trouver un moyen de les contrôler chacun a part pour amélioré leurs impacts sur les régimes dynamiques de la MSAP

Pour faire une approche simple de l'utilisation du moteur synchrone on considère ($i_d=0$), pour la suite de nos travaux et ce dans la commande vectorielle et non linéaire pour arrive a ce que le MSAP soit similaire à un moteur à courant continu.

II.1 Introduction

La théorie de la commande non linéaire définit les différentes lois mathématiques, et permet une description théorique de la linéarisation par retour d'état pour un système mono-entrée / mono-sortie. Les résultats obtenus seront étendus aux systèmes multi-entrée / multi-sortie, en se basant sur la théorie de la géométrie différentielle.

II.2 Principe de la commande non linéaire

II.2.1 Principe de la linéarisation entrée-sortie

La théorie de la commande par retour d'état non linéaire a connu des développements significatifs. Cette méthode est basée sur la théorie de la géométrie différentielle pour la commande des systèmes non linéaire.

La méthode de linéarisation par retour d'état avec découplage entrée-sortie a donné lieu à des résultats satisfaisants dans différentes applications.

Le but de cette technique est de transformer le système multi entrées non linéaire en une chaîne de systèmes linéaires en utilisant un retour d'état linéarisant avec découplage entrée-sortie. De là, on pourra appliquer la théorie des systèmes linéaires en cherchant un bouclage statique de la forme :

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v$$

Le comportement entrée-sortie du système après bouclage soit linéaire et découplé en utilisant les propriétés de la géométrie différentielle.

L'approche de la géométrie différentielle appliquée à la commande non linéaire représente un outil d'étude moderne. L'espace d'état n'est plus un espace euclidien mais plutôt un espace courbe (espace topologique).

Le modèle non linéaire est valable localement avec un choix de carte de coordonnées locales données.

L'évolutivité des distributions régulières joue alors un rôle important dans la résolution des systèmes d'équations aux dérivées partielles. Les distributions invariantes sous une dynamique donnée constituent un outil fondamental d'analyse de la structure des systèmes non linéaires.

Cette technique consiste à transformer un système (S) à p entrées et p sorties non linéaires d'ordre n appartenant à la classe des systèmes définis par [6], [10], [8].

II.2.2 Système mono-entrée / mono-sortie

Soit un système non linéaire, correspond à la classe définie par :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u \\ y = h(x) \end{cases} \quad (2.1)$$

Avec x : vecteur d'état $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]$

u : vecteur de commande $[u_1, u_2, \dots, u_n]$

y : vecteur de sortie $[y_1, y_2, \dots, y_n]$

$f(x)$ Et $g(x)$ des champs de vecteur et $h(x)$ est une fonction analytique elle sont définies dans un voisinage de x_0 de R^n , $f(x)$ et $g(x)$ sont supposées infiniment différentiable.

II.2.3 Notion de degré relatif

Un système de forme (II.1) est dit de degré relatif r dans une région Ω au voisinage d'un point x_0 si :

$$\begin{aligned} 1) l_g l_f^i h(x) &= 0 & 0 \leq i \leq r-2 \\ 2) l_g l_f^{r-1} h(x) &\neq 0 \end{aligned}$$

Finalement, le degré relatif d'un système non linéaire, représente le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie afin de faire apparaître explicitement l'entrée. En effet, si nous dérivons la sortie du système nous obtenons :

$$\begin{cases} \dot{y} = \frac{\partial y}{\partial x} \frac{dx}{dt} = \frac{\partial h(x)}{\partial x} \frac{dx}{dt} \\ \dot{y} = \frac{\partial h(x)}{\partial x} (f(x) + g(x)u) \\ \dot{y} = l_f h(x) + l_g h(x)u \end{cases}$$

Lorsque le degré relatif d'un système est supérieur à 1 pour tout x au voisinage de x_0 nous avons $l_g h(x) = 0$, et la deuxième dérivation de y conduit à :

$$\ddot{y} = \frac{\partial(l_f h(x))}{\partial x} \frac{dx}{dt} = \frac{\partial(l_f h(x))}{\partial x} (f(x) + g(x)u)$$

$$\ddot{y} = l_f^2 h(x) + l_g l_f h(x)u$$

Encore une fois, si le degré relatif est supérieur à deux, pour tous x au voisinage de x_0

Alors :

$$l_g l_f h(x) = 0$$

D'où

$$\ddot{y} = l_f^2 h(x)$$

En étendant le raisonnement à l'ordre k ($k < r$) nous obtenons :

$$\begin{aligned} {}^{(r)}y &= l_f^r h(x) + l_g l_f^{r-1} h(x)u \\ l_g l_f^{r-1} h(x) &\neq 0 \end{aligned}$$

Remarque 1

Pour un système contrôlable, le nombre de dérivation de la sortie y pour faire apparaître explicitement l'entrée u . Ne peut pas dépasser l'ordre n du système. C'est-à-dire $r \leq n$. Si l'entrée u n'apparaît pas après n dérivation. Le système est non contrôlable.

Remarque 2

Pour montrer l'analogie avec les systèmes linéaires, calculons le degré relatif d'un système non linéaire donné par ces équations d'état.

$$\begin{cases} \dot{x} = A(x) + Bu \\ y = Cx \end{cases}$$

$f(x) = A(x)$, $g(x) = B$, et $h(x) = Cx$ Il est donc facile de déduire que
Et donc :

$$\begin{cases} l_f^k h(x) = CA^k x \\ l_g l_f^k h(x) = CA^k Bx \end{cases}$$

Ainsi que l'entier r qui satisfait les conditions

$$\begin{cases} CA^k B = 0 \\ CA^{r-1} B = 0 \end{cases} \quad \text{Pour tous } k < r-1$$

Est alors égale la différence entre le degré du dénominateur et celui du numérateur de la fonction de transfert du système donné par :

$$H(s) = C(SI - A)^{-1} B$$

Remarque 3

Les fonctions $h(x), l_f h(x), l_f^1 h(x), \dots, l_f^{(i)} h(x)$ apparues dans les dérivées $^{(i)}$ ont une importance particulière ; elles peuvent être choisies comme étant un nouveau système de coordonnées ce choix apporté une simplification importante à la structure des équations d'état décrivant le système.

II.2.4 Dérivée de lie

Considérons une fonction $T(x)$ et le champ de vecteur, nous appellerons dérivée de lie de $T(x)$ suivant le champ de vecteur, l'expression suivante :

$$l_f T(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial T(x)}{\partial x_i} f_i(x)$$

La dérivation de cette dernière expression suivant le champ de vecteur, donnée :

$$l_g l_f T(x) = \frac{\partial (l_f T(x))}{\partial x} g(x)$$

Ainsi, si $T(x)$ est différentié k fois suivant le champ de vecteur, récurrence :

$$l_f^k T(x) = \frac{\partial (l_f^{k-1} T(x))}{\partial x} f(x)$$

Avec :

$$l_f^0 T(x) = T(x)$$

II.2.5 Crochet de Lie

Une notion qui est aussi importante et celle du crochet de Lie ou produit de Lie. Il est définie par :

$$[f, g] = \frac{\partial g}{\partial x} f(x) - \frac{\partial f}{\partial x} g(x)$$

Ou :

$$\frac{\partial g}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial g_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial g_n}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial g_n}{\partial x_n} \end{bmatrix} \text{ et } \frac{\partial f}{\partial x} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \\ \frac{\partial f_n}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \end{bmatrix}$$

La combinaison du champ de vecteur trouvé par crochet de Lie avec le champ du vecteur f donne un nouveau champ de vecteurs. La répétition de cette opération plusieurs fois aboutit à d'autres champs de vecteurs :

$$[f, [f, \dots [f, g]]](x)$$

Pour éviter les confusions nous opterons pour la notation suivante :

$$ad_f^k g(x) = [f, ad_f^{k-1} g](x)$$

Avec : $k=1$ et $ad_f^0 g(x) = [f, ad_f^{k-1} g](x)$

II.2.6 Propriétés

Le crochet de Lie de champs de vecteurs est caractérisé par les propriétés suivantes :

- 1- soient f_1, f_2, g_1 et g_2 des champs de vecteurs et r_1, r_2 des nombres réels, alors :

$$\begin{aligned} [r_1 f_1 + r_2 f_2, g_1] &= r_1 [f_1, g_1] + r_2 [f_2, g_1] \\ [f_1 + r_1 g_1, r_2 g_2] &= r_1 [f_1, g_1] + r_2 [f_1, g_2] \end{aligned}$$

- 2- commutativité :

$$[f, g] = -[g, f]$$

- 3- identité de Jacobi :

Soient f, g et p des champs de vecteur alors :

$$[f, [g, p]] + [g, [p, f]] + [p, [f, g]] = 0$$

4- soient $\Gamma(x), \Psi(x)$ des fonctions réelles, f un champ de vecteurs

$$l_{\Gamma f} \Psi(x) = (l_f \Psi(x)) \Gamma(x)$$

5- soient f et g des champs de vecteurs et α une fonction réelle :

$$l[f, g] = l_f l_g \alpha(x) - l_g l_f \alpha(x)$$

6- Si f est un champ de vecteurs et α une fonction réelle :

$$l_f d\alpha(x) = dl_f \alpha(x)$$

Avec :

$$d\alpha(x) = \left[\frac{\partial \alpha}{\partial x_1} \dots \frac{\partial \alpha}{\partial x_n} \right]$$

II.2.7 Difféomorphisme

Par analogie aux systèmes linéaires, nous pouvons transformer un système non linéaire au moyen d'un changement de coordonnées non linéaire de la forme :

$$z = \phi(x)$$

Où $\phi(x)$ est une fonction vectorielle donnée par :

$$\phi(x) = \begin{bmatrix} \phi_1(x_1, \dots, x_n) \\ \phi_2(x_1, \dots, x_n) \\ \vdots \\ \phi_n(x_1, \dots, x_n) \end{bmatrix}$$

Qui possède les propriétés suivantes :

- $\phi(x)$ est une fonction bijective.
- $\phi(x)$ et $\phi(x)^{-1}$ sont des applications différentiables.

Si ces deux propriétés sont vérifiées pour tous $x \in R^n$ alors $\phi(x)$ est un Difféomorphisme globale sur R^n . Par contre si le Jacobien de $\phi(x)$ évalué au point $x = x_0$ est non nul alors $\phi(x)$ est un Difféomorphisme local.

II.3 Technique de linéarisation au sens des entrées-sorties

Le concept de la linéarisation au sens des entrées-sorties est maintenant très connu. Plusieurs références qui décrivent la manière de l'appliquer sont maintenant disponibles

Nous allons montrer comment obtenir une relation linéaire entre la sortie y et une nouvelle entrée v , en effectuant un bon choix de la loi linéarisant. Le modèle équivalent étant linéaire, on peut lui imposer une dynamique stable en se basant sur les méthodes Linéaires classiques.

Avant tout, on considère que le système non-linéaire de p entrées et p sorties a pour forme:

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^p g_i(x)u_i \quad (2.2)$$

$$y_i = h_i(x) \quad i=1,2,3,\dots,p \quad (2.3)$$

Où $x = [x_1, x_2, \dots, x_p]^T \in \mathcal{R}^p$ est le vecteur des états, $u = [u_1, u_2, \dots, u_p]^T \in \mathcal{R}^p$ est le vecteur de commandes et $y = [y_1, y_2, \dots, y_p]^T \in \mathcal{R}^p$ représenté le vecteur des sorties f, g_i . Sont des champs de vecteurs lisses et $h_i, i = 1, 2, 3, \dots, p$ est une fonction lisse. Le problème consiste à trouver une relation linéaire entre l'entrée et la sortie en dérivant la sortie jusqu'à ce qu'au moins une entrée apparaisse en utilisant l'expression :

$$y^{(r_i)} = L_f^{r_i} h_j(x) + \sum_{i=1}^p L_{g_i} (L_f^{r-1} h_j(x)) u_i \quad i = 1, 2, 3, \dots, p \quad (2.4)$$

Où : $L_f^i h_j$ et $L_{g_i} h_j$ sont les $i^{\text{ème}}$ dérivées de Lie de h_j respectivement dans la direction de f et g_i , r_j est le nombre de dérivées nécessaires pour qu'au moins, une des entrées apparaisse dans l'expression (2.4) et est connu sous le nom du degré relatif correspondant à la sortie y_j .

Le degré relatif total (r) est défini comme étant la somme de tous les degrés relatifs obtenus à l'aide de (2.4) et doit être inférieur ou égal à l'ordre de système :

$$r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n.$$

On dit que le système (2.2) à pour degré relatif (r)s'il vérifie :

$$L_{g_i} L_f^k h_j = 0 \quad 0 < k < r_j - 1, \quad 1 \leq j \leq p, 1 \leq i \leq p$$

et :

$$L_{g_i} L_f^k h_j \neq 0 \quad k = r_j - 1$$

Dans le cas ou le degré total est égale à l'ordre du système, on est présence d'une linéarisation au sens des entrées-états, si par contre le degré relatif total est strictement inférieur à l'ordre du système, la linéarisation au sens des entrées-sorties

Pour trouver l'expression de la loi linéarisant u qui permet de rendre linéaire entre l'entrée et la sortie, récrit l'expression (2.4) sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} \\ \dots \\ y_p^{r_p} \end{bmatrix} = A(x) + D(x).u \quad (2.5)$$

et :

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_p} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

et :

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_p-1} h_p(x) & L_{g_2} L_f^{r_p-1} h_p(x) & \dots & L_{g_p} L_f^{r_p-1} h_p(x) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Ou $D(x)$ est appelée matrice de découplage du système.

Si on suppose que $D(x)$ n'est pas singulière, la loi de commande linéarisante à pour forme :

$$[u] = D(x)^{-1}[-A(x) + [v]] \quad (2.8)$$

On note que la linéarisation ne serait possible que si la matrice de découplage $D(x)$ est inversible, le schéma bloc du système est donné à la figure (2.1)

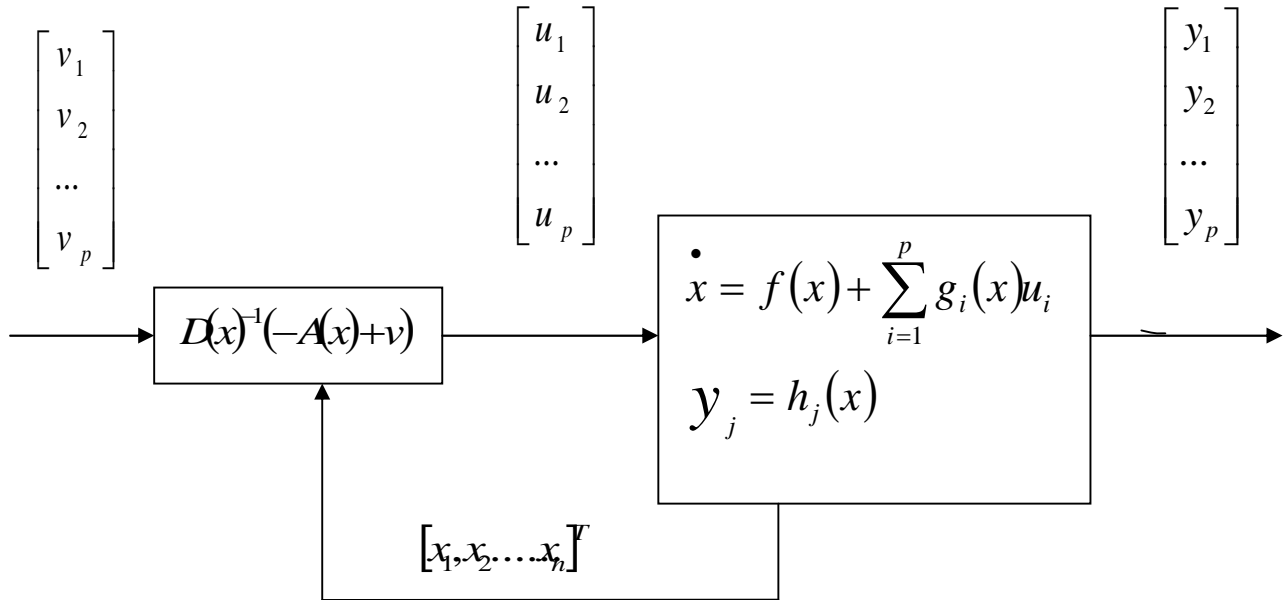


Fig. 2.1 Schéma bloc du système linéaire [8]

En remplaçant (2.8) dans (2.5), le système équivalent devient linéaire et totalement découplé de la forme :

$$y_i^{(r_j)} = v_i \quad (2.9)$$

Ou plus explicitement par :

$$[y_1^{r_1}, \dots, y_p^{r_p}]^T = [v_1, \dots, v_p]^T \quad (2.10)$$

Ce qui nous permet de lui imposer n'importe quelle dynamique stable par une bonne conception du nouveau vecteur d'entrée $v = [v_1 \dots v_p]^T$

On remarque que l'expression (2.9) représente p intégrateurs en cascade dont le comportement dynamique n'est toujours souhaitable (2.2).

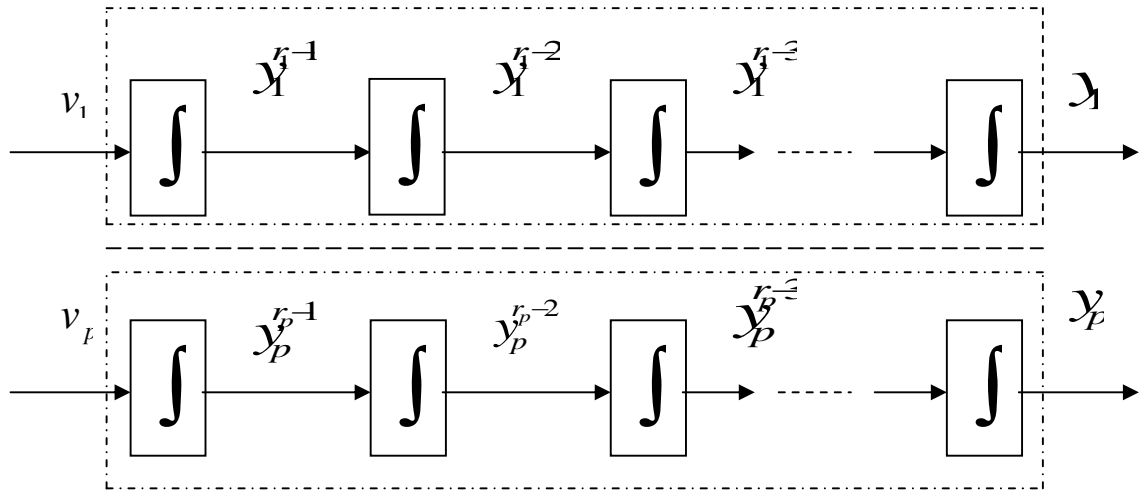


Fig. 2.2 dynamique du système linéaire

Ce comportement indésirable nécessite une mise en forme canonique.

II.4 mise sous forme canonique

Supposons que le système (2.2) à des degrés relatifs $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$ et que $r = \sum_{j=1}^p r_j \leq n$ ou n est l'ordre du système on définit r fonction $(\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_r)$ qui permettent décrire :

$$\begin{aligned} z &= (\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_{r_1}, \Phi_{r_1+1}, \dots, \Phi_r) \\ z &= (h_1, L_f h_2, \dots, L_f^{r_1-1} h_1, h_2, \dots, h_p, \dots, L_f^{r_p-1} h_p) \end{aligned} \tag{2.11}$$

Selon la valeur de $\{r_1, r_2, \dots, r_p\}$, on peut distinguer deux cas possible :

Cas 1 : $(r=r_1+r_2+\dots+r_p=n)$ dans ce cas, l'ensemble des fonctions

$$\Phi^k = L_f^{k-1} h_i$$

Avec $1 \leq k \leq r_i$ et $1 \leq i \leq p$ définissent un Difféomorphisme, tel que :

$$\Phi = \begin{bmatrix} \Phi_1 \\ \dots \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [h_1, L_f h_1 \dots L_f^{r_1-1} h_1]^T \\ \dots \\ [h_p, L_f h_p \dots L_f^{r_p-1} h_p]^T \end{bmatrix} \tag{2.12}$$

Cas 2 : $(r=r_1+r_2+\dots+r_p < n)$, dans ce cas, il est possible de trouver $(n-r)$ autres fonction $\Phi^k (r+1 \leq k \leq n)$ pour que $\Phi^k, (1 \leq k \leq n)$ soit de rang n , on introduit un vecteur de variable complémentaire η de sorte que :

$$\begin{bmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \dots \\ \eta_{n-r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{r+1} \\ \Phi_{r+2} \\ \dots \\ \Phi_n \end{bmatrix}$$

Dans les nouvelles coordonnées, le système (2.2) s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\dots \\ \dot{z}_{r_1-1} &= z_{r_1} \\ \dot{z}_{r_1} &= L_f^{r_1} h_1 + \sum_{j=1}^p L_{g_i}^{r_1-1} h_1 u_j \\ &\dots \\ \dot{z}_{r_1+1} &= z_{r_1+2} \\ &\dots \\ \dot{z}_r &= L_f^r h_p + \sum_{j=1}^p L_{g_i}^{r-1} h_p u_j \end{aligned} \tag{2.13}$$

Pour les $n-r$ autres fonctions, il est difficile de trouver une forme détaillée des nouvelles variables, toutefois on les note d'une façon générale par $\dot{\eta} = \Psi(z, \eta) + \Gamma(z, \eta)u$

En ce qui concerne la sortie, $y = [y_1 \dots y_p]^T$ peut être écrit dans les nouvelles coordonnées par :

$$\begin{aligned} y_1 &= z_1 \\ y_2 &= z_{r_1+1} \\ y_p &= z_{r_1+1} \dots + r_{p-1} + 1 \end{aligned} \tag{2.14}$$

En appliquant la loi linéarisante (2.8) aux systèmes (2.13) on obtient :

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} A_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & A_{r_p} \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} B_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & B_{r_p} \end{bmatrix} u \quad (2.15)$$

$$\dot{\eta} = \Psi(z, \eta) + \Gamma(z, \eta)u$$

Avec :

$$A_{r_i} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \in R^{r_i \times r_i}, B_{r_i} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix} \in R^{r_i}, C_{r_i} = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]$$

Et pour la sortie :

$$y = \begin{bmatrix} C_{r_1} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & C_{r_p} \end{bmatrix} z \quad (2.16)$$

II.5 Conception du nouveau vecteur de commande v

Le vecteur v est conçu selon les objectifs de commande. Pour le problème de poursuite envisagé, il doit satisfaire:

$$v_j = y_{d_j}^{(r_i)} + k_{r_{j-1}}(y_{d_j}^{(r_{j-1})} - y_j^{(r_{j-1})}) + \dots + k_1(y_{d_j} - y_j) \quad (2.17)$$

Avec :

$$1 \leq j \leq p$$

Où les vecteurs $\{y_{d_j}, y_{d_j}^{(1)}, \dots, y_{d_j}^{(r_i-1)}, y_{d_j}^{r_i}\}$ définissent les trajectoires de référence imposées pour les différentes sorties si les k_i sont choisis de façon à ce que le polynôme $s^{r_j} + k_{r_i-1}s^{r_j-1} + \dots + k_2s + k_1 = 0$ soit un polynôme de

Hurwitz (possède des racines avec des parties réelles négatives), alors on peut montrer que l'erreur :

$$e_j(t) = y_{d_j}(t) - y_j(t) \text{ Satisfait } \lim_{t \rightarrow \infty} e_j(t) = 0$$

Le système linéaire en boucle fermé est donné par la figure (2.3) suivante :

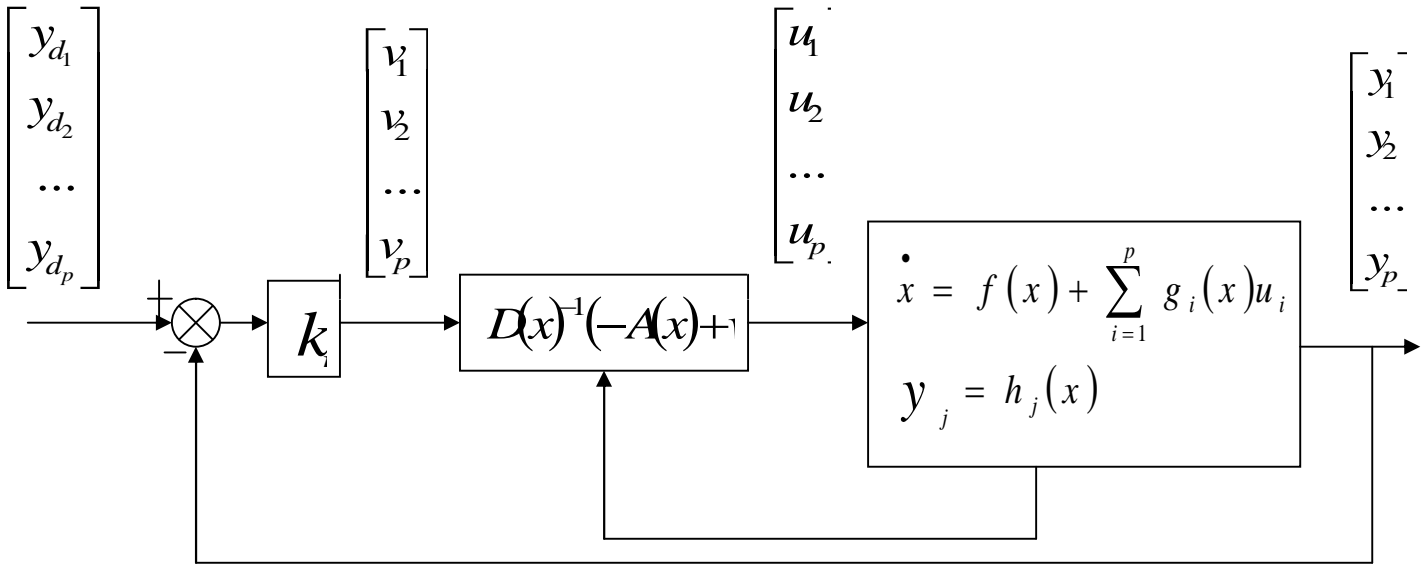


Fig. 2.3 Schéma bloc du système linéarisé en boucle fermé. [6]

Conclusion :

L'étude théorique de la commande non linéaire permet de linéariser le système non linéaire à travers deux étapes fondamentales.

- 1)- Une transformation des coordonnées par dérivation successive des sorties du système.
- 2)- Un retour d'état qui annule la non-linéarité entre l'entrée et la sortie.

III.1 Introduction

De par sa construction le moteur synchrone à aimant permanent est une machine robuste avec un faible moment d'inertie ceci lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps ce qui favorise l'utilisation de commandes de vitesse, de couple ou de position avec une très forte précision et des performances dynamiques très intéressantes.

L'application de la commande non linéaire pour ce type de machines nous permet de pousser toutes ces performances à leur niveau le plus élevé.

III.2 Objectifs de la commande :

L'essentiel de la commande non linéaire est de linéariser et découpler le système via la technique de linéarisation entrée-sortie des grandeurs telle que la vitesse rotorique et le courant statorique i_d ce qui permet une linéarisation exacte système.

III.3 Contrôle non linéaire du courant et de la vitesse de la MSAP

Dans le but d'élaborer une commande non linéaire du type linéarisation entrée-sortie par bouclage non linéaire, nous avons jugé utile de déterminer un modèle d'état non linéaire de la MSAP en courant, qui s'adapte avec le formalisme de l'approche non linéaire adoptée.

III.4. Application de la commande non linéaire au moteur MSAP

Nous utilisons les équations de la machine synchrone appliquée au chapitre (I), et la théorie de la commande non linéaire pour construire un bloc de commande du MSAP.

III.4.1 Modèle non linéaire en courant de la MSAP, commandée en tension

La MSAP est un système couplé non linéaire qu'on peut modéliser par une représentation d'état non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = F(x) + G(x)u \\ y = H(x) \end{cases} \quad (3.1)$$

Avec :

- $F(x)$ Est un champ de vecteur d'ordre ($n=3$) est G est une matrice
- f, g et h sont des fonctions lisses non linéaires.

Le vecteur d'état :

$n = 3$: ordre du système

$$x = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ w_r \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

Le vecteur de commande est :

$$u = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Et le vecteur de sortie est :

$$y = H(x) = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

- $h_1(x)$ et $h_2(x)$ sont les variables à contrôler.

- C_r : le couple résistant est une perturbation externe pour le système

Et le modèle d'état sous forme non linéaire s'écrit alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_d}{dt} = \dot{x}_1 = f_1(x) + g_1 u_d \\ \frac{di_q}{dt} = \dot{x}_2 = f_2(x) + g_2 u_q \\ \frac{dw_r}{dt} = \dot{x}_3 = f_3(x) \end{array} \right. \quad (3.5)$$

A partir du modèle non linéaire de la MSAP, on construit le schéma bloc ci-dessous.[17]

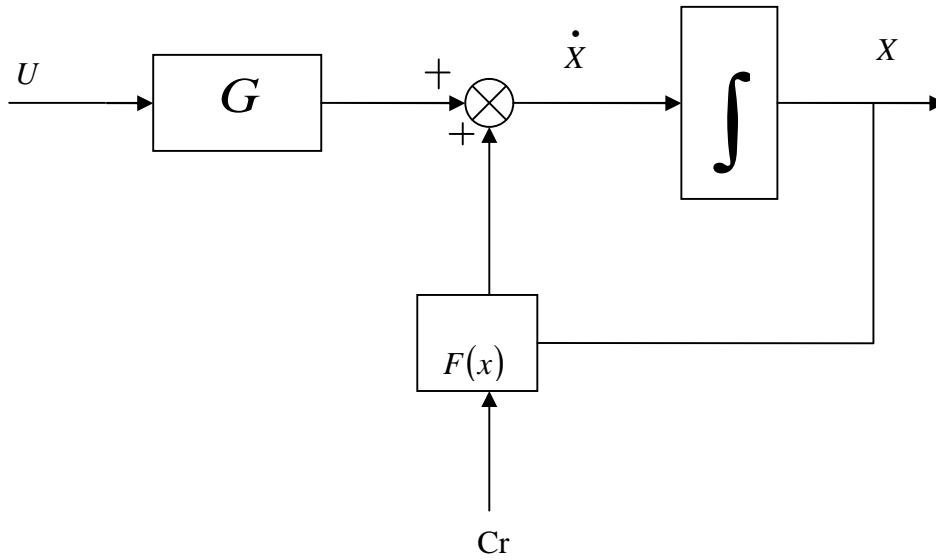


Fig.3.1 Schéma bloc de la MSAP

Avec : $F(x)$ et G sont des fonctions non linéaires :

$$\left\{ \begin{array}{l} F(x) = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 x_1 + a_2 x_2 x_3 \\ b_1 x_2 + b_2 x_1 x_3 + b_3 x_3 \\ c_1 x_3 + c_2 x_1 x_2 + c_3 x_2 + c_4 Cr \end{pmatrix} \\ G = \begin{pmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \end{array} \right. \quad (3.6)$$

Les coefficients du modèle ainsi élaboré sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} a_1 = \frac{-R}{L_d} ; a_2 = \frac{pL_q}{L_d} ; b_1 = \frac{-R}{L_q} ; b_2 = \frac{-pL_d}{L_q} ; b_3 = \frac{-p\Phi_f}{L_q} \\ c_1 = \frac{-f_r}{J} ; c_2 = \frac{p(L_d - L_q)}{J} ; c_3 = \frac{p\Phi_f}{J} ; c_4 = \frac{-1}{J} ; g_1 = \frac{1}{L_d} \\ g_2 = \frac{1}{L_q} \end{array} \right. \quad (3.7)$$

Le système sous forme matricielle est comme suit :

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{dw_r}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_n(x) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

$$y = \begin{pmatrix} y_1(x) \\ y_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_d \\ w_r \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

Le degré relatif(r)

Le degré relatif d'une sortie est le nombre de fois qu'il faut dérivée la sortie

pour faire apparaître l'entrée : $u = \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix}$

Degré relatif du courant i_d

Pour la sortie $h_1 = i_d$

Pour $r_1 = 1$

$$\dot{h}_1 = \dot{x} = f_1(x) + g_1 u_d \quad (3.10)$$

On obtient :

$$\dot{h}_1 = L_f h_1(x) + [L_g h_1(x) 0] \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Avec :

$$L_f h_1(x) = f_1(x) \quad (3.12)$$

$$L_g h_1(x) = g_1$$

Le degré relatif du courant i_d : $r_1 = 1$

Degré relatif de la vitesse mécanique w_r

Pour la sortie : $h_2 = w_r$

Et $r_1=1$

$$\dot{h}_2 = \dot{x}_3 = f_3(x) \quad (3.13)$$

On obtient :

$$\dot{h}_2 = L_f h_2(x) \quad (3.14)$$

Pour $r_1 = 2$

$$\ddot{h}_2 = \ddot{x}_3 = L^2_f h_2(x) + \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f h_2(x) & L_{g_2} L_f h_2(x) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Avec :

$$\begin{cases} L^2_f h_2(x) = c_2 x_2 f_1(x) + (c_3 + c_2 x_1) f_2(x) + c_1 f_3(x) \\ L_{g_1} L_f h_2(x) = c_2 x_2 g_1 \\ L_{g_1} L_f h_2(x) = g_2 (c_2 x_1 + c_3) \end{cases} \quad (3.16)$$

La matrice de découplage $D(x)$

D'après les dérivées de Lie précédentes on obtient l'équation suivante :

$$y^{(r)}(x) = A(x) + D(x)u \quad (3.17)$$

Avec :

$$\begin{pmatrix} \dot{h}_1(x) \\ \ddot{h}_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_f h_1(x) \\ L^2_f h_2(x) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L_g h_1(x) & 0 \\ L_{g_1} L_f h_2(x) & L_{g_2} L_f h_2(x) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

Tel que :

$$D(x) = \begin{pmatrix} g_1 & 0 \\ c_2 x_2 g_1 & g_2 (c_2 x_1 + c_3) \end{pmatrix} \quad (3.19)$$

Et

$$A(x) = \begin{pmatrix} f_1(x) \\ c_2 x_2 f_1(x) + (c_3 + c_2 x_1) f_2(x) + c_1 f_3(x) \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

Pour que le retour d'état puisse exister, il faut que la matrice $D(x)$ soit non singulière (inversible).

$$\det(D(x)) = g_1 g_2 (c_1 x_1 + c_3) ; g_1 \neq 0 ; g_2 \neq 0 \quad (3.21)$$

$c_3 = (m/2)p(\Phi_f / J)$: Constante non nulle, car machine à aimant permanents.

Par conséquent : $\det(D(x)) \neq 0$ et $D(x)$ est inversible.

Pour linéariser le système, on applique le retour d'état non linéaire suivant :

$$U = D^{-1}(x)[-A(x) + v] \quad (3.22)$$

Ou :

$$v = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}$$

v Est une consigné externe ce qui aboutit à deux sous-systèmes mono variable, découplés et linéaires.

$$\begin{pmatrix} \dot{h}_1(x) \\ \ddot{h}_2(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{i}_d(x) \\ \ddot{w}_r(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \quad (3.23)$$

Soient les erreurs de suivie des trajectoires de référence

$$\begin{cases} e_1 = I_{dref} - i_d \\ e_2 = I_{ref} - w_r \end{cases} \quad (3.34)$$

Et en choisie le critère suivant

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{e}_1 + \alpha_{11} e_1 = 0 \\ \ddot{e}_2 + \alpha_{21} \dot{e}_2 + \alpha_{22} e_2 = 0 \end{array} \right. \quad (3.35)$$

Ou α_{11}, α_{21} et α_{22} sont les coefficients du contrôleur non linéaire.

Et on peut écrire les expressions de v en fonction des coefficients du contrôleur comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_1 = \dot{I}_{dref} + \alpha_{11} (I_{dref} - i_d) \\ v_2 = \ddot{w}_{ref} + \alpha_{21} (\dot{w}_{ref} - \dot{w}_r) + \alpha_{22} (w_{ref} - w_r) \end{array} \right. \quad (3.36)$$

III.4.2 Calcul des coefficients du contrôleur non linéaire

Par l'application de la transformée de Laplace des équations on obtient

$$\left\{ \begin{array}{l} s + \alpha_{11} = 0 \\ s^2 + \alpha_{21}s + \alpha_{22} = 0 \end{array} \right. \quad (3.37)$$

Et les coefficients α_{11}, α_{21} et α_{22} sont choisis de sorte que l'équation (3.37) soit un polynôme de HURWITZ. [13]

III.4.3 Elaboration de la loi de commande

Le vecteur de commande physique est donné par l'équation :

$$U = D^{-1}(x)[-A(x) + v] \quad (3.38)$$

La consignée externe est définie par l'équation, si en utilise des références constantes :

$$i_{dref} = cst, w_{ref} = cst \Rightarrow \dot{i}_{dref} = \dot{w}_{ref} = \ddot{w}_{ref} = 0 \quad (3.39)$$

D'où l'expression du contrôleur non linéaire :

$$\begin{cases} v_1 = \alpha_{11} (I_{dref} - i_d) \\ v_2 = \alpha_{21} \dot{w}_r + \alpha_{\dot{e}e} (w_{ref} - w_r) \end{cases} \quad (3.40)$$

Alors la loi de commande est donnée par l'expression :

$$\begin{pmatrix} u_d \\ u_q \end{pmatrix} = D^{-1}(x) \left(-A(x) + \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \right) \quad (3.41)$$

Cette loi peut être schématisée par le bloc ci-dessous.

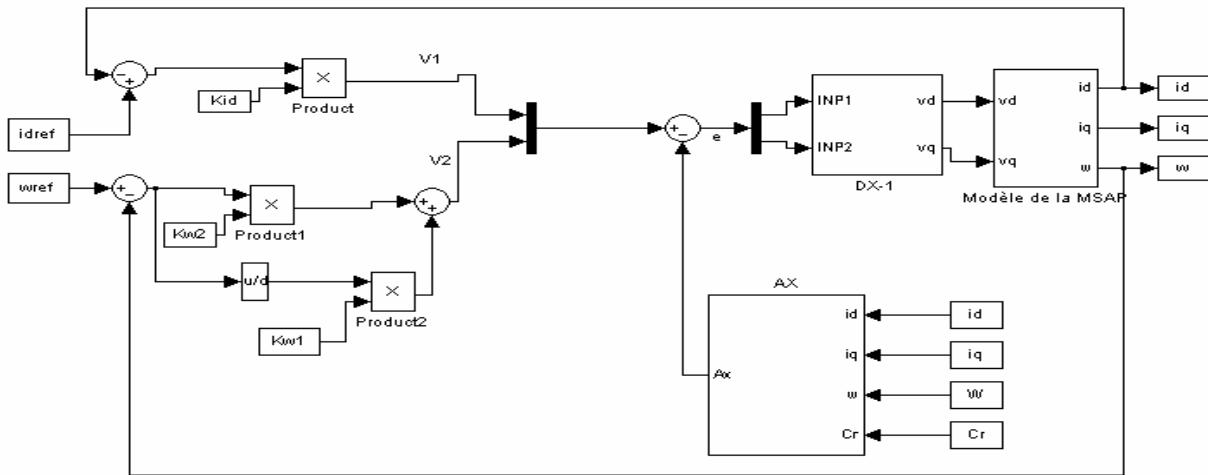


Fig.3.2 Structure d'une commande non linéaire de la MSAP.

III.5 Modes de simulation

Après établissement des différentes lois de la commande non linéaire du moteur synchrone à aimant permanent, pour l'amélioration des performances de MSAP.

On simule le fonctionnement du MSAP en procédant aux essais suivants :

- 1/Simulation à vide,
- 2/Simulation en charge,
- 3/Inversion de sens de rotation du moteur

III.5.1 Résultats de la Simulation à vide:

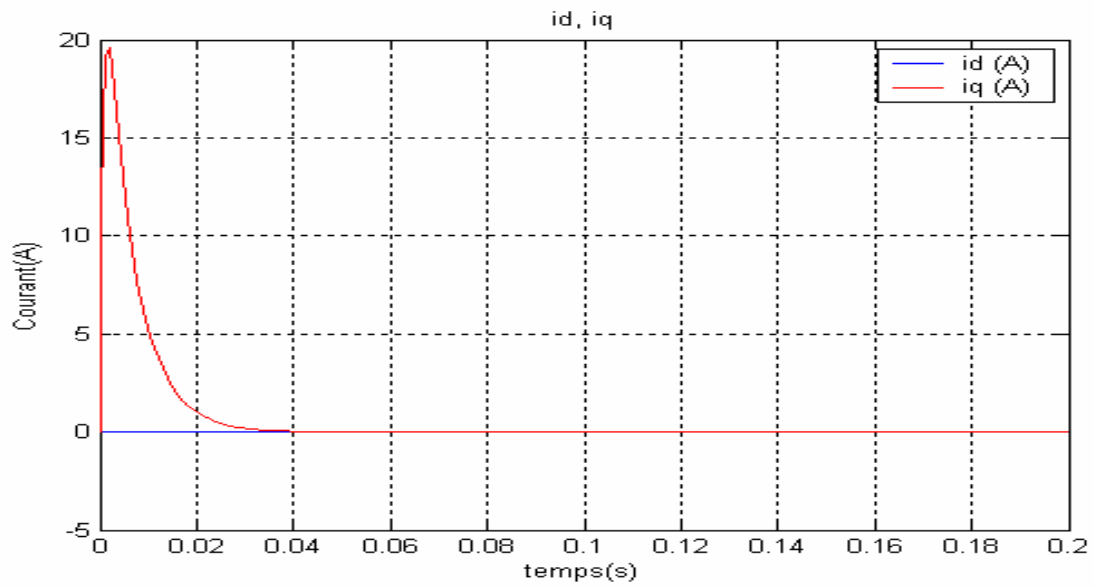
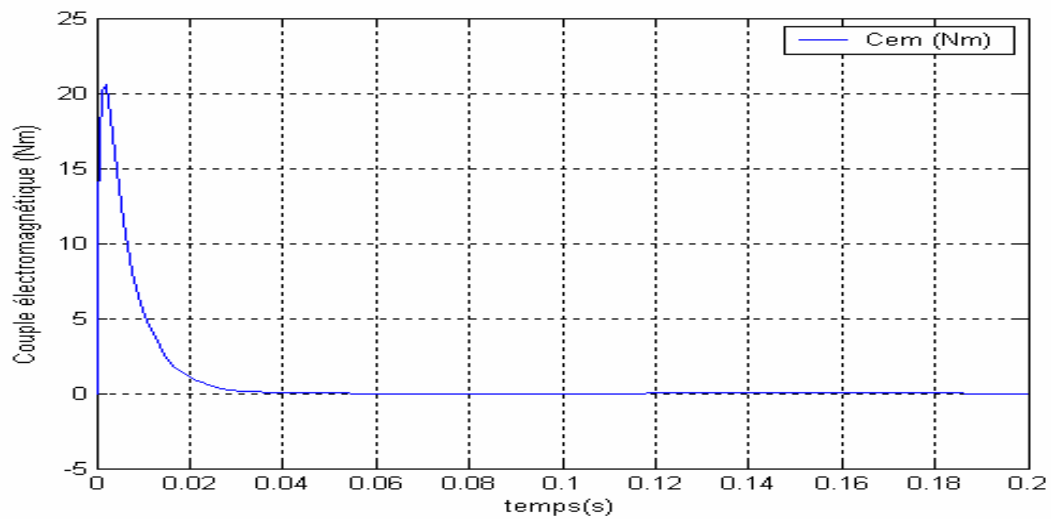
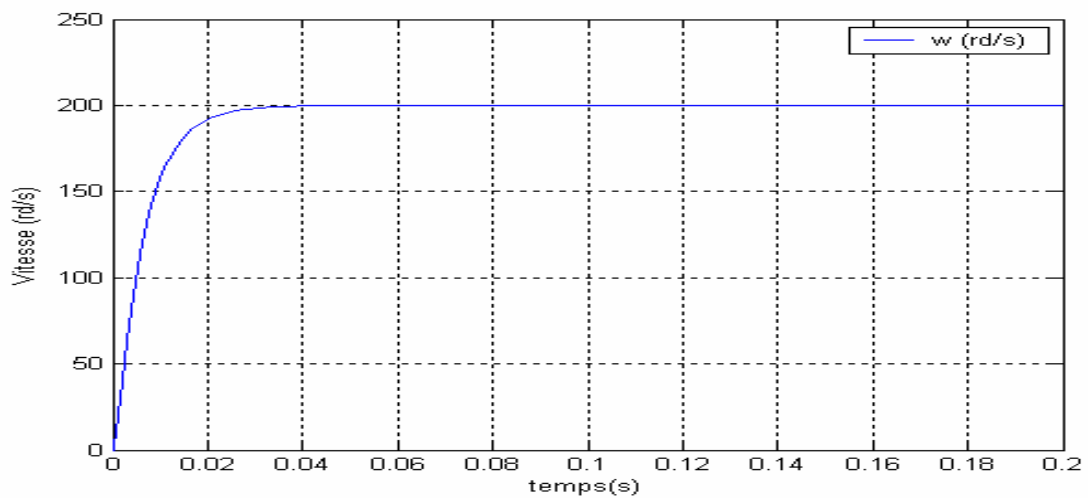
La **fig. (3.3)**, est le résultat pour une consignée de vitesse $w = 200$ rad/s, et un courant $i_d = 0$,

La lecture des courbes de simulation montre la nature linéaire et découplée du système en boucle fermée avec des réponses satisfaisantes quant à la poursuite des consignes de vitesse.

L'allure de la courbe de vitesse montre bien que celle-ci répond bien à chacune des consignes de référence et ce sans aucune perturbation et ne dépasse jamais la consigne d'entrée avec un temps de réponse très rapide (inférieur à 0.02 s) ce qui nous permet de conclure que la commande non linéaire améliore les conditions dynamiques de notre système.

L'allure de la caractéristique du couple électromagnétique se stabilise rapidement à $t = 0.02$ pour perdre par la suite toute ondulation au cours en régime permanent.

Pour les courbes des courants en quadrature et direct le résultat de la simulation montre très bien le découplage introduit par la commande non linéaire du moteur synchrone à aimant permanent, (si le courant $i_d = 0$, dans ce cas le couple électromagnétique dépend seulement du courant i_q) et avec des caractéristiques similaires de couple et courant i_q on déduit que le couple est l'image du courant i_q .

**Fig.3.3.a Composante du courant id et iq****Fig.3.3.b Couple électromagnétique****Fig.3.3.c Vitesse de rotation**

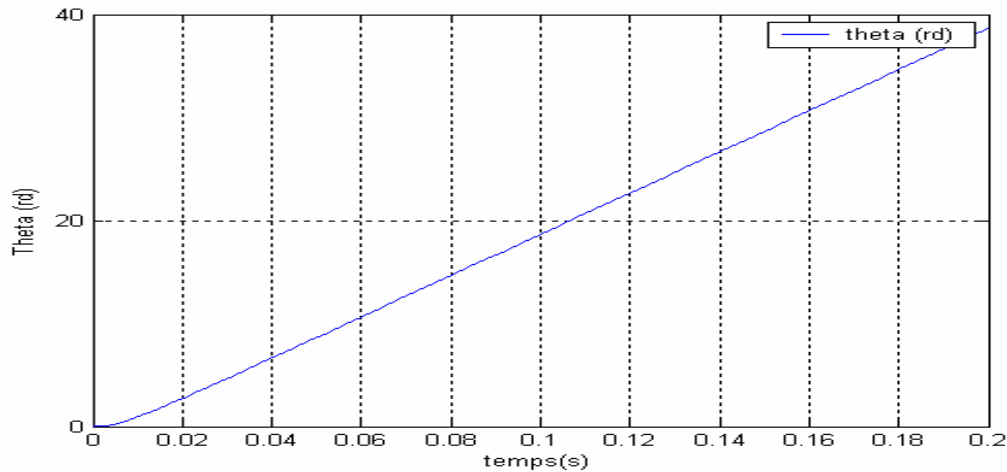


Fig.3.3.d La position

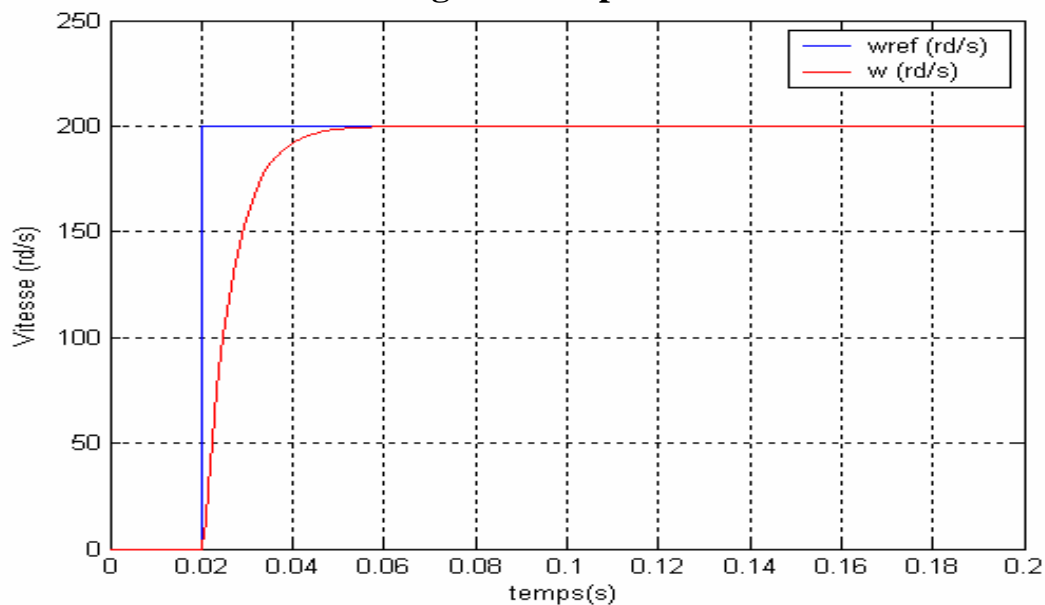


Fig.3.3.e vitesse et vitesse de référence.

Fig.3.3 Simulation à vide

III.5.2 Résultats de la Simulation en charge :

Pour l'essai en charge on applique un couple résistant au démarrage $C_r = 3\text{Nm}$ et à $t = 0.08\text{s}$ on diminue $C_r = 1\text{Nm}$.

Le système répond à l'introduction de la charge et on remarque la fluctuation de la vitesse, du couple, et des courants juste au moment où le couple résistant intervient.

La vitesse à $t=0.08\text{s}$ augmente légèrement à cause de la diminution de la charge de 1Nm . Pour revenir par la suite et se stabilise à la même vitesse que celle de la marche à vide.

Pour la caractéristique du couple au démarrage $C_{em} = 3\text{Nm}$ juste au moment du chargement de la charge à $t = 0.08\text{s}$. On a diminu la charge à 1Nm le couple diminue et se stabilise à cette valeur.

En même temps (à 0.08 s) le courant i_q et le couple répondent à l'introduction du couple résistant appliqué au système ce qui vérifie pour nous que le couple est l'image du courant i_q .

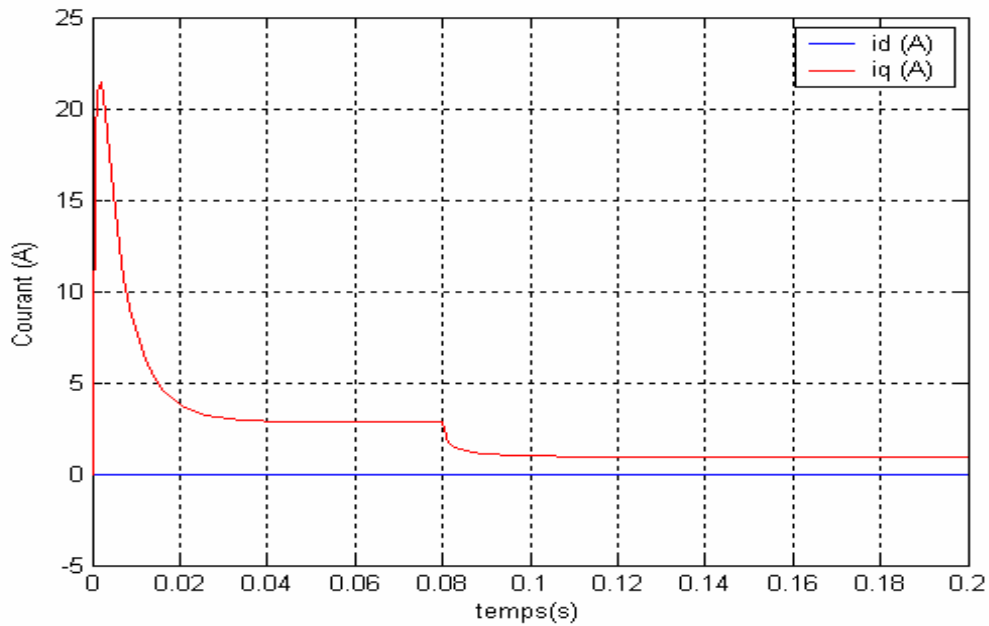


Fig.3.4.a La composante du courant i_q et i_d

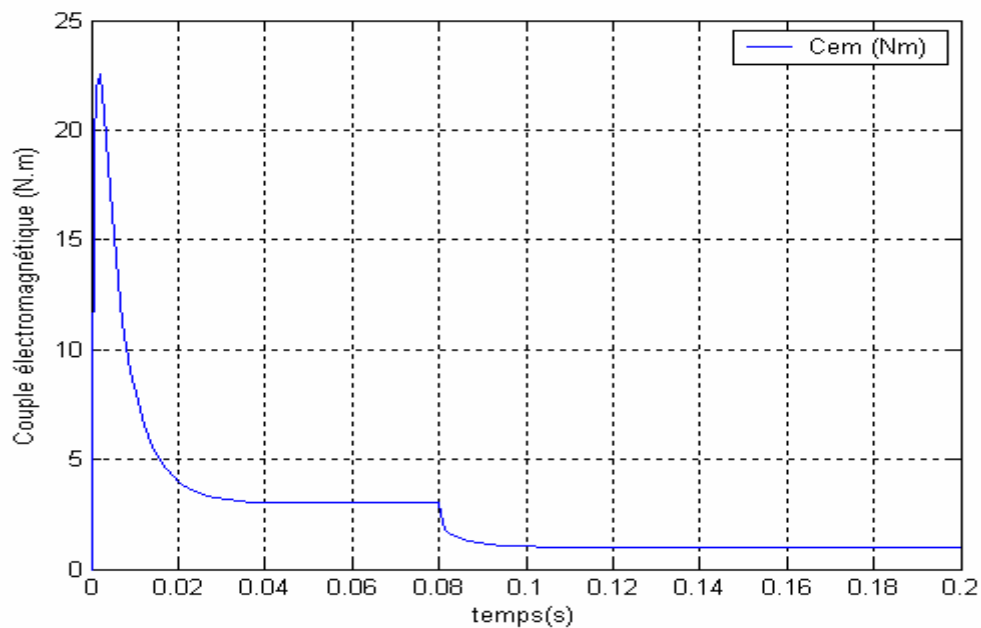


Fig.3.4.b Couple électromagnétique

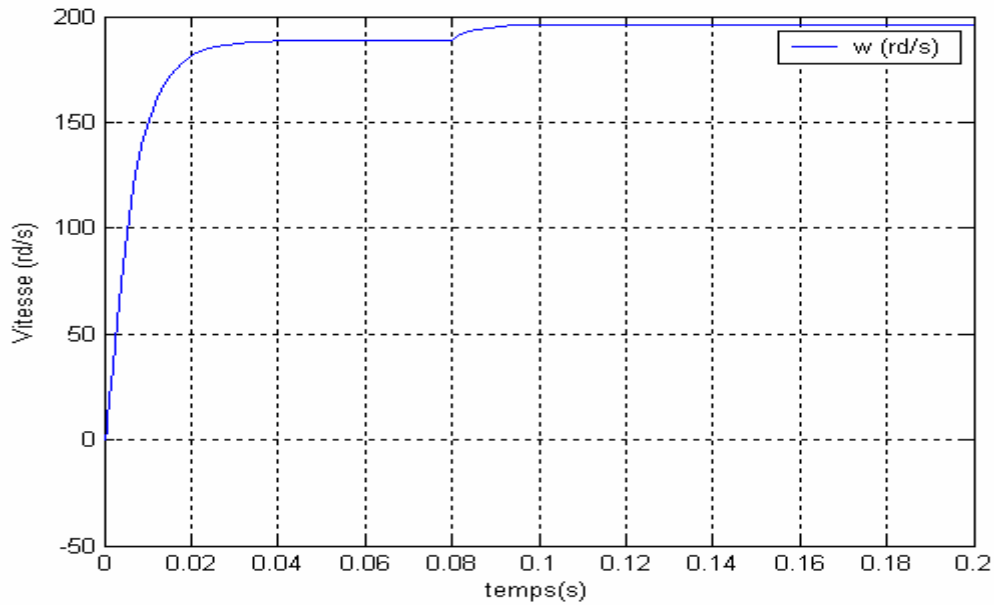


Fig.3.4.c La vitesse de rotation

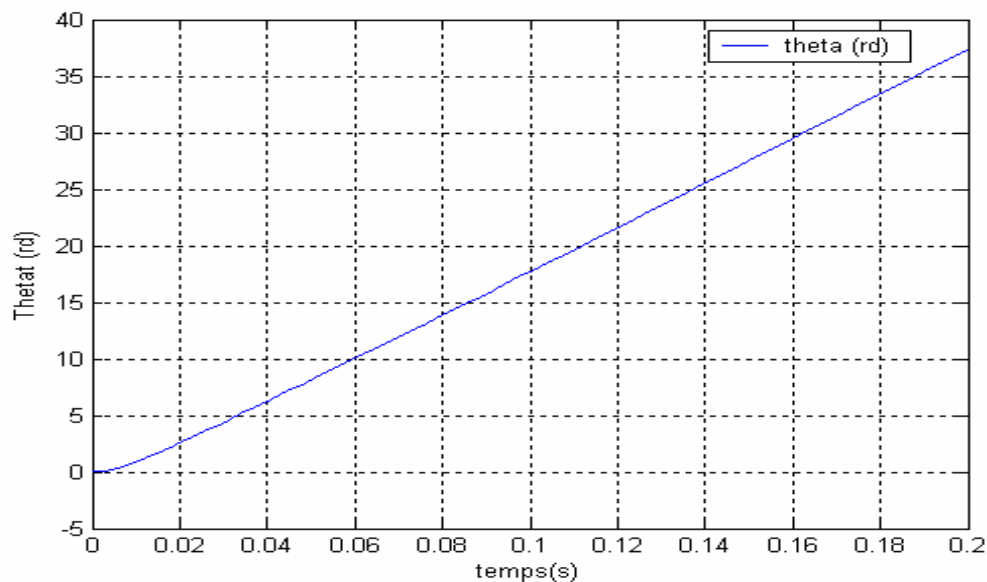


Fig.3.4.d La position

Fig.3.4 Simulation en charge

III.5.3 Résultats de la simulation lors de l'inversion du sens de rotation

L'inversion du sens de rotation du moteur synchrone à aimant permanent est un test qu'on réalise pour vérifier la robustesse de la machine par la variation brusque de la vitesse de rotation, elle nous permet aussi la vérification de la réponse de la commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie pour se faire on applique une consigne de 200rd/s pour l'inverser par la suite à - 200rd/s et ce à $t=0.1$ s.

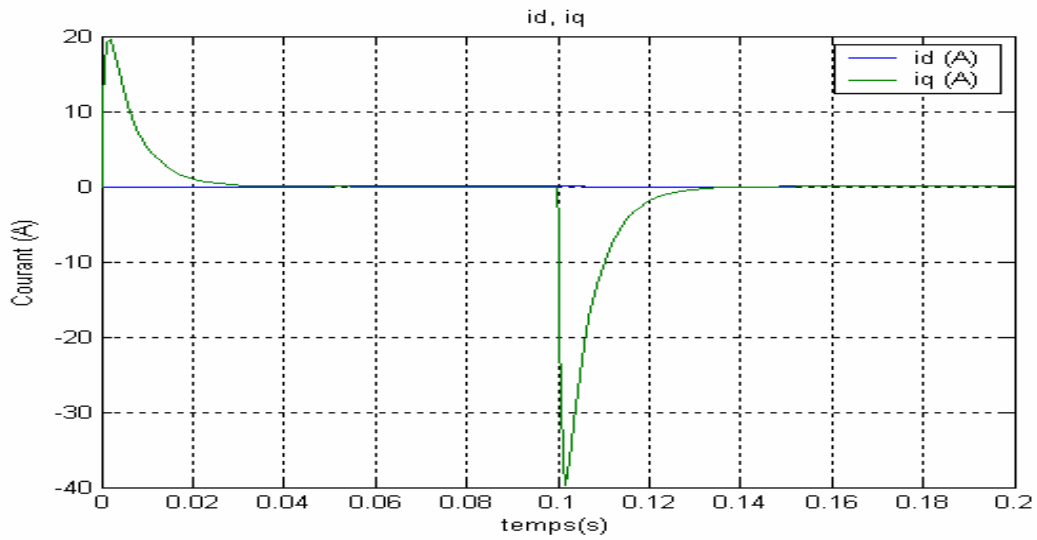


Fig.3.5.a La composante du courant i_q et i_d

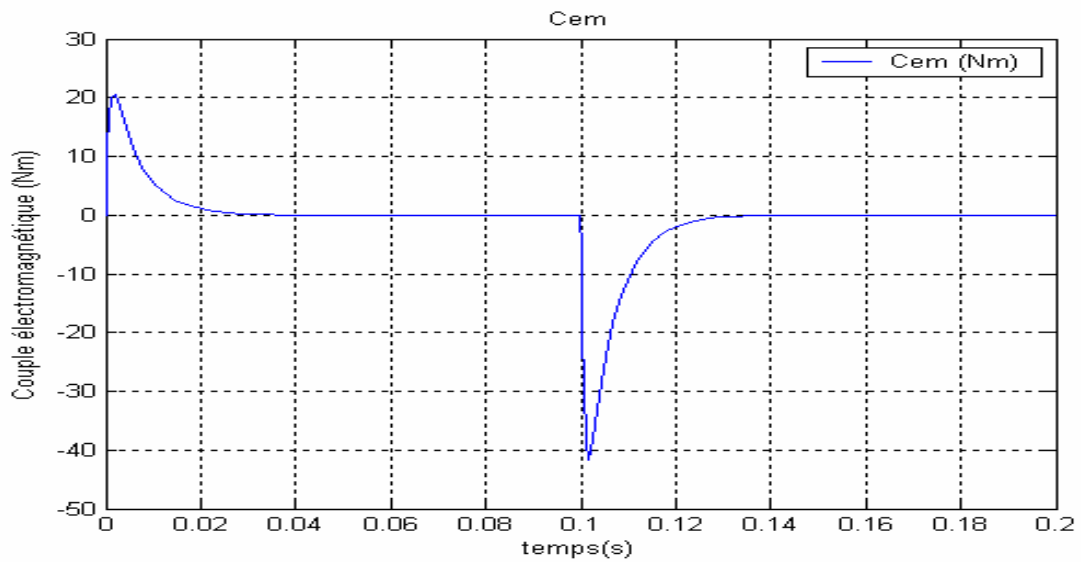


Fig.3.5.b Couple électromagnétique

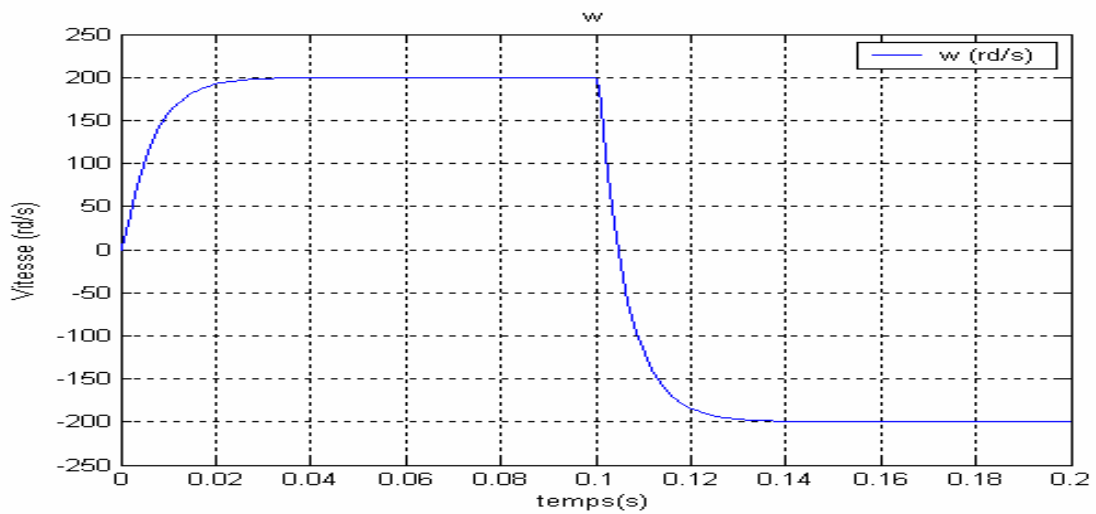


Fig.3.5.c Vitesse de rotation

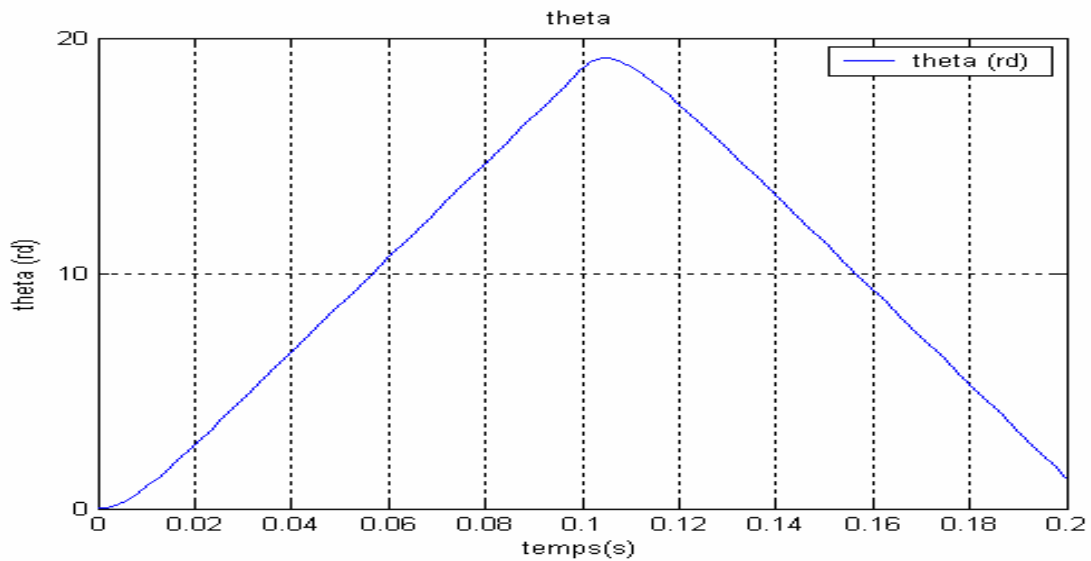


Fig.3.5.d La position

Fig.3.5 Simulation par l'inversion de sens de rotation

III.5.4 Robustesse à la variation paramétrique

Pour tester la sensibilité des contrôleurs non linéaire il faut changer trois paramètres de la machine synchrone à aimant permanent, ces paramètres sont :

- Variation de la résistance statorique +50%
- Variation de moment d'inertie +100%
- Variation des inductances de 50%

1-/ Variation de moment d'inertie +100%

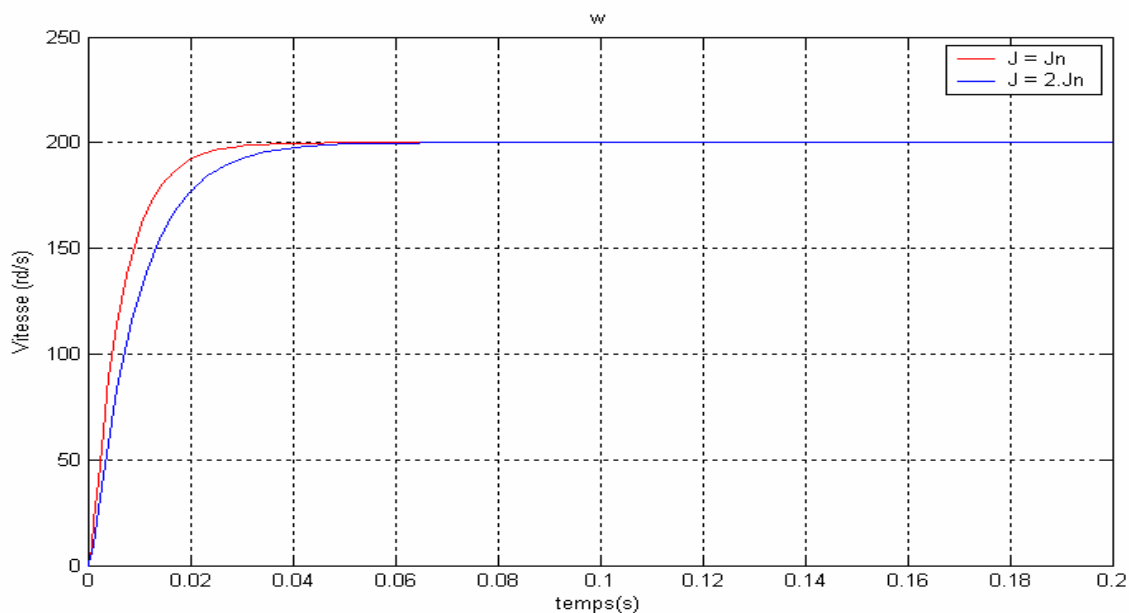


Fig.3.6.a teste de robustesse pour une variation de 100% de (J).

2-/ Variation de la résistance statorique +100%

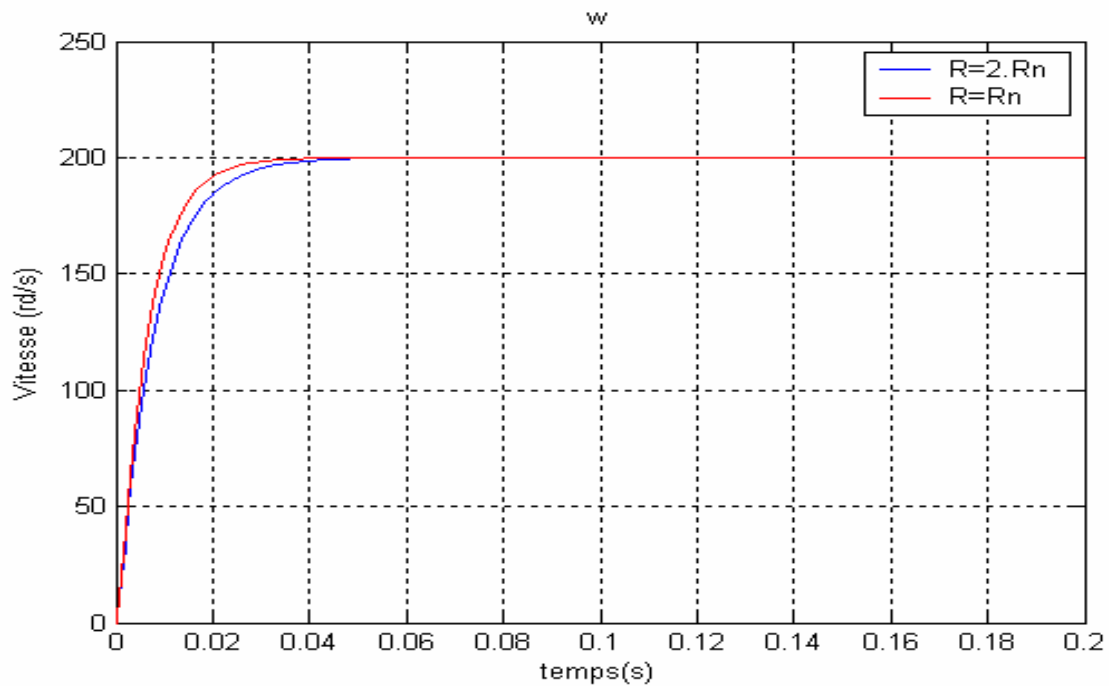


Fig.3.6.b teste de robustesse pour une variation de 100% de (R_s).

3-/ Variation des inductances de 50%

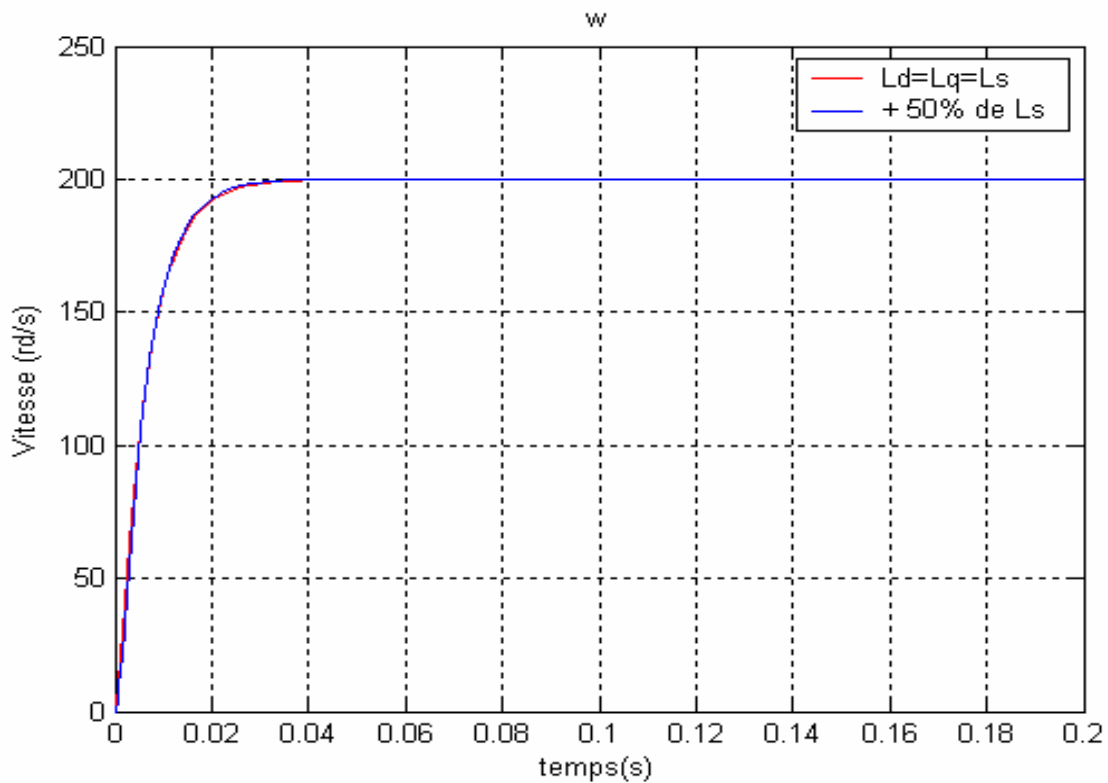


Fig.3.6.c teste de robustesse pour une variation de 50% de (L_d, L_q).

4-/ Variation de $L_d \neq L_q$ de +50%

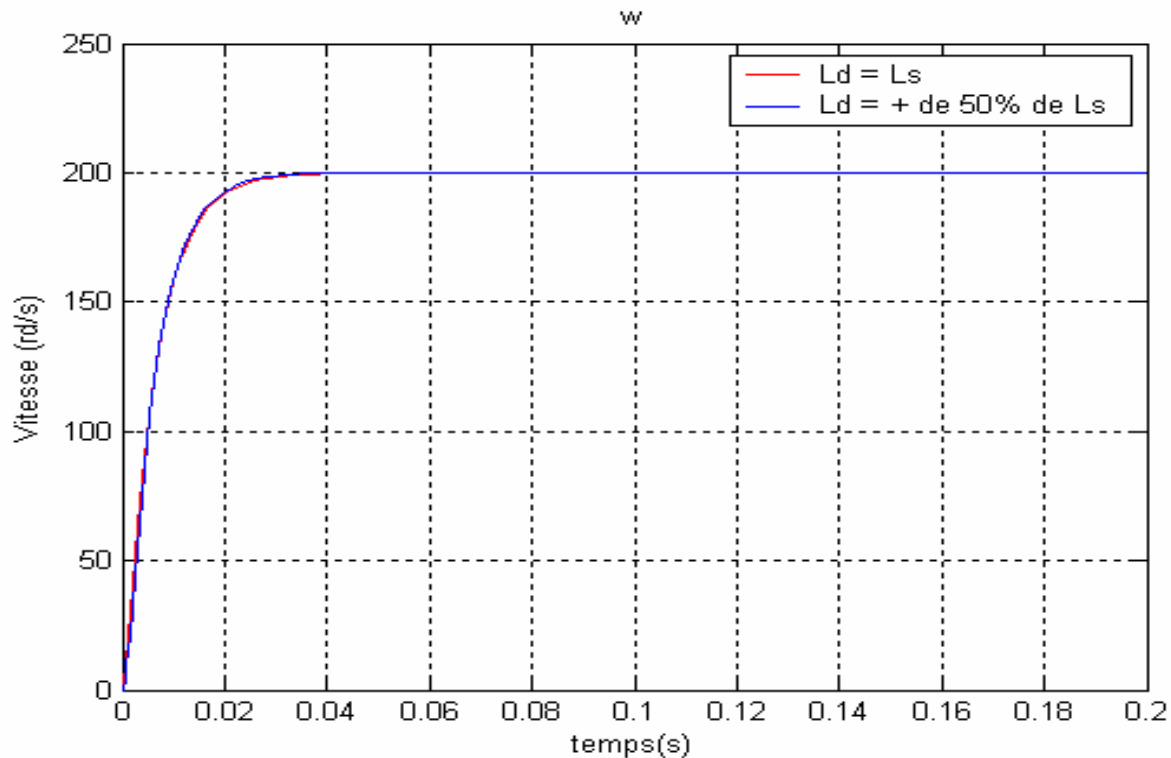


Fig.3.6.d teste de robustesse pour une variation de ($L_d \neq L_q$)

Fig.3.6. Robustesse aux variations paramétriques

D'après la figure (3.6), on observe que les variations paramétrique (résistances, inductances, moment d'inertie), n'influe pas sur la caractéristique de la vitesse ce qui montre bien la robustesse de la commande non linéaire.

- Les résultats de la simulation des différents essais représentés par des courbes ; de vitesse, de couple, de courants en fonction du temps, montrent la disparition des perturbations et des oscillations pendant la mise en vitesse, ce qui prouve que les régulateurs non linéaire améliorent les performances du système.

III.5.5 Représentation de la gamme de vitesse du MSAP

D'après la figure (3.7), on peut représenter la gamme de vitesse qui est une série des caractéristiques défini la variation de la vitesse du moteur de $[w_{\min} \text{ à } w_{\max}]$.

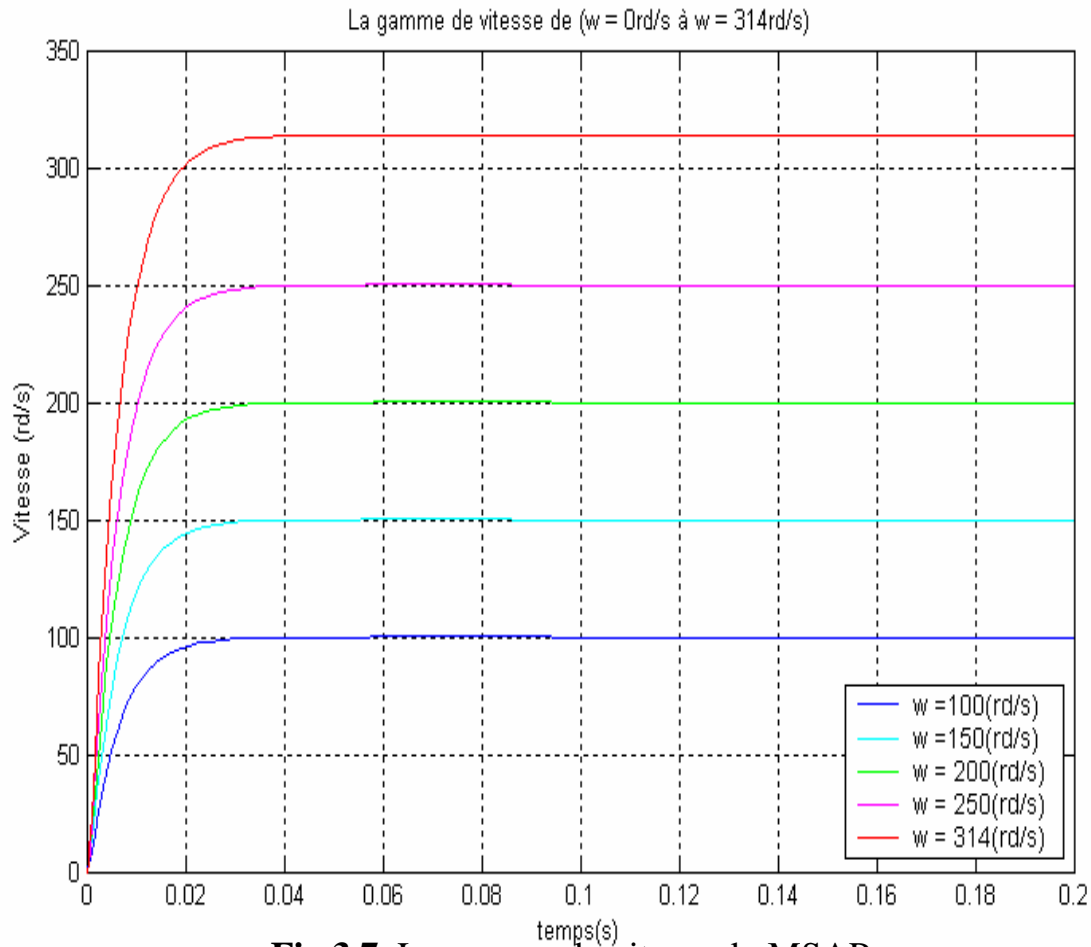


Fig.3.7 La gamme de vitesse du MSAP.

Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la méthode de la commande non linéaire appliquée au MSAP.

La commande non linéaire du type linéarisation entrée-sortie par retour d'état non linéaire est une application de la géométrie différentielle basée sur les dérivées de Lie, de la sortie à contrôler jusqu'à l'apparition de l'entrée (u), cette technique de commande non-linéaire consiste en l'idée de transformer un système non-linéaire à un autre en lui appliquant le retour d'état.

Ce type de commande s'adapte bien au problème de suivi des trajectoires rend la commande très sensible.

Dans cette technique de commande pour chaque sortie correspond une seule et unique entrée.

Les résultats de la simulation de cette commande montrent bien le découplage entre les deux boucles de courant, ceci rend le comportement de la MSAP similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

IV.1. Introduction

Pour l'étude de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent alimenté par un onduleur de tension on doit déterminer les différentes boucles d'asservissement à savoir la boucle de vitesse et les boucles de courants.

Le contrôle vectoriel du moteur synchrone alimenté en tension et commandé en courant donne une dynamique meilleure pour le contrôle du couple.

Dans ce type de commande pour les machines à courant alternatif, de performances statique et dynamiques comparables à celles des machines à courant continu, il est nécessaire d'utiliser des stratégies de commande multi variables et non linéaires sur ce la commande vectorielle est la stratégie la plus adaptée

Le principe de l'un de ses algorithmes consiste à maintenir la composante i_d nulle avec un réglage de la vitesse ou la position par le courant i_q . [7].

IV.2 Principe du contrôle vectoriel.

Afin d'améliorer les temps de réponse et de limiter les ondulations de couple, il est nécessaire de réguler le couple instantané des moteurs.

Les stratégies de commande mises en œuvre découlent des expressions suivantes [1].

$$\begin{cases} C_{em} = p.(\Phi_d i_q - \Phi_q i_d) \\ C_{em} = p [(L_d - L_q) i_d i_q + \Phi_s f i_q] \end{cases} \quad (4.1)$$

On constate qu'il existe deux grandeurs de réglages, i_d et i_q , et une seule grandeur à réguler.

On peut alors envisager un grand nombre de principe de commande ou l'on présente ici les deux applications les plus souvent utilisées.

IV.2.1 Commande en courant avec utilisation du couple réductant :

On définit les courants de ligne :

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{\frac{2}{3}} (\cos(p.\theta) i_d + (\cos(p.\theta) i_q)) \\ i_b = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\cos\left(p\theta - \frac{2.\pi}{3}\right) i_d + \left(\cos\left(p\theta - \frac{2.\pi}{3}\right) i_q \right) \right) \\ i_c = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\cos\left(p\theta + \frac{2.\pi}{3}\right) i_d + \left(\cos\left(p\theta + \frac{2.\pi}{3}\right) i_q \right) \right) \end{cases} \quad (4.2)$$

Avec :

$$I = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (4.3)$$

On définit α :

$$\alpha = \text{Arccos} \left\{ \frac{i_d}{i_q} \right\} = \text{Arcsin} \left\{ \frac{i_q}{i_d} \right\} \quad (4.4)$$

$$\begin{cases} i_a = \sqrt{\frac{2}{3}} I \cos(p\theta + \alpha) \\ i_b = \sqrt{\frac{2}{3}} I \cos\left(p\theta + \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c = \sqrt{\frac{2}{3}} I \cos\left(p\theta + \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4.5)$$

Avec le module du courant en ligne est $\sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I$

On peut calculer l'angle optimal pour obtenir un rapport couple courant en ligne maximal

Soit K ce rapport à maximiser

$$\begin{aligned} K = \frac{C_{em}}{I} &= \left\{ \frac{p(L_d - L_q) \cdot i_d + p\Phi_{sf}}{I} \right\} \cdot i_q \\ &= \frac{\{p(L_d - L_q) \cdot I \cos(\alpha) + p\Phi_{sf}\} \cdot I \sin(\alpha)}{I} \end{aligned} \quad (4.6)$$

Avec $\frac{\partial k}{\partial \alpha} = 0$.

$$\frac{\partial k}{\partial \alpha} = p(L_d - L_q) \cdot I \cos(2\alpha) + p\Phi_{sf} \cos(\alpha) \quad (4.7)$$

Si $\frac{\partial k}{\partial \alpha} = 0$. donc :

$$2 \cdot p(L_d - L_q) \cdot I \cos(2\alpha) + p\Phi_{sf} \cos(\alpha) - p(L_d - L_q) \cdot I = 0 \quad (4.8)$$

Il en résulte deux solutions :

$$\alpha_{opt} = \arccos \left\{ \frac{p \Phi sf \pm \sqrt{(p \Phi sf)^2 + 8 p^2 (Ld - Lq)^2 . I^2}}{4 . p . (Ld - Lq) . I} \right\} \quad (4.9)$$

Le courant de ligne compris entre zéro et le courant maximal en ligne admis par le moteur est :

$$I_{\alpha \max} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{\max}. \quad (4.10)$$

Les courants i_d et i_q sont alors liés par l'expression :

$$i_q = \operatorname{tg}(\alpha_{opt}) . i_d \quad (4.11)$$

L'expression I.14 du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = \frac{p(Ld - Lq)}{\operatorname{tg}(\alpha_{opt})} . i_q^2 + p \Phi sf . i_q \quad (4.12)$$

Cette relation donne la loi de commande liant le couple avec la variable i_q non linéaire.

IV.2.2 Contrôle en courant avec loi de commande simplifiée.

On peut simplifier la loi de commande du couple instantané en imposant une consigne de courant $i_d = 0$, l'expression (I.14) et le couple devient :

$$C_{em} = p . \Phi sf . i_q \quad (4.13)$$

On obtient alors une relation linéaire entre le courant i_q et le couple électromagnétique. L'algorithme de commande est simple, mais le couple réactant n'est pas utilisé. On retrouve une caractéristique similaire à celle d'un moteur à courant continu [1].

IV.3 Boucle de régulation du courant i_d

A partir des équations de chapitre (I), on peut construire le schéma fonctionnel de régulateur (Regd), est représenté sur la figure (4.1).

$$R_s I_{ds} + L_{ds} \frac{dI_{ds}}{dt} = V_{ds} - wL_{qs} I_{qs} \quad (4.14)$$

$$R_s I_{qs} + L_{qs} \frac{dI_{qs}}{dt} = V_{qs} + wL_{qs} I_{qs} + w\Phi_e$$

Avec :

$$\begin{cases} e_q = -\omega L_{qs} I_{qs} \\ e_d = -\omega L_{qs} I_{qs} + \omega \Phi_e \end{cases}$$

On peut déterminer les tensions V_{sd} et V_{sq} :

$$\begin{cases} V_{sd1} = V_{sd} + e_q \\ V_{sq1} = V_{sq} + e_d \end{cases} \quad (4.15)$$

On peut écrire la fonction de transfert suivante :

$$\begin{aligned} Fd(s) &= \frac{1}{R_s} / (1 + T_{ds}(s)) \\ &= \frac{I_{sd}}{V_{sd}}, T_{ds} = \frac{L_{ds}}{R_s} \end{aligned} \quad (4.16)$$

Le schéma fonctionnel du contrôle de flux est donné par la figure (4.1).

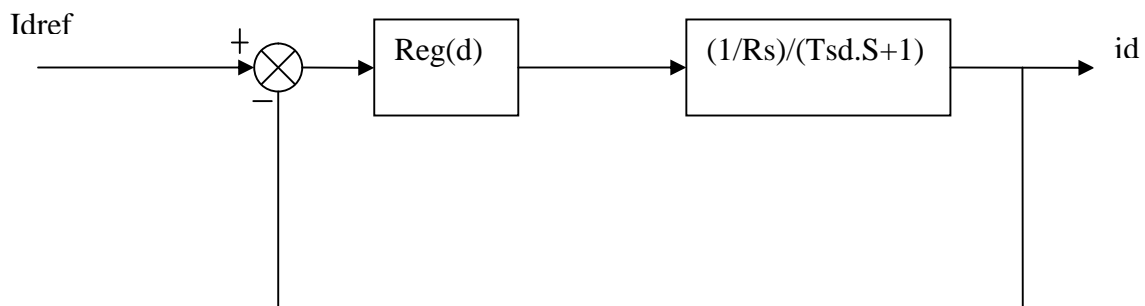


Fig.4.1 régulation du flux

La fonction de transfert du régulateur d'axe (d) est :

$$\text{Re } g_{d(s)} = K_d \cdot \frac{(1 + T_{ds} \cdot S)}{S} \quad (4.17)$$

Alors :

- La fonction de transfert en boucle ouverte sera :

$$F_{TBOd} = \frac{K_d}{R_s \cdot S} = \frac{K}{S} = T \quad (4.18)$$

Tel que :

$$K = \frac{K_d}{R_s}$$

- La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$FTBFd = \frac{T}{T+1} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_d} \cdot S} = \frac{1}{1 + Td \cdot S} = \frac{Isd}{Isref} \quad (4.19)$$

Avec :

$$Td = \frac{Ld}{Rs}$$

Donc le régulateur :

$$Regd(s) = \frac{Rs}{Td} \left(\frac{1 + T_s \cdot S}{S} \right) \quad (4.20)$$

IV.4 boucle de régulation du courant i_q

Sur la fig. (4.2) on représente la boucle de régulation du courant i_q (4.2) en utilisant un régulateur de type PI (proportionnel intégral) pour assurer une erreur statique nulle et est défini par la fonction de transfert suivante :

De la même manière que le calcul précédent on peut construire le schéma fonctionnel suivant :

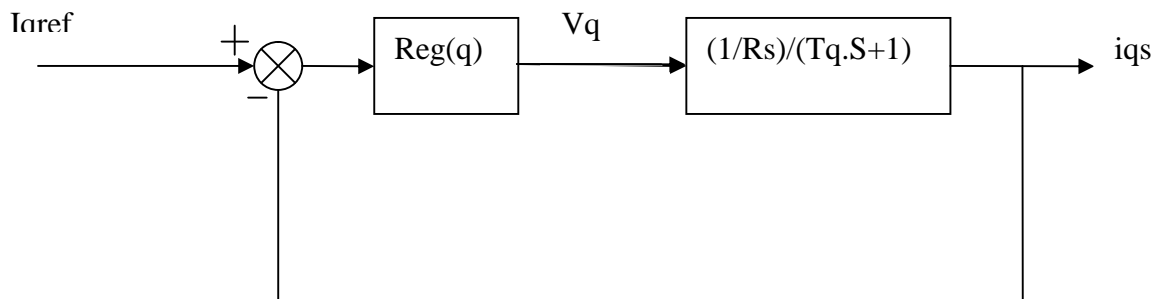


Fig. 4.2 régulation du couple

- La fonction de transfert du régulateur de courant dans l'axe (q) est :

$$Régq(s) = \frac{Rs}{Tqs} = \left(\frac{1 + Tq \cdot R_s \cdot S}{S} \right), Tq = \frac{Lq}{Rs} \quad (4.21)$$

IV.5 Boucle de régulation de la vitesse

La boucle de régulation de la vitesse est représentée sur figure (4.3). Le processus à commander est maintenant constitué du sous système de réglage de courant i_q par conséquent du couple, et de la partie mécanique.

En choisissant un régulateur de type PI, pour annuler l'erreur statique sur le couple.

- Calcul de régulateur de vitesse :

$$K_p + \frac{K_i}{p} = \frac{K_i}{p} (1 + T_p) \quad (4.22)$$

Avec :

$$T = \frac{K_p}{K_i}$$

La fonction de transfert du système (machine + régulateur PI), en boucle fermé est donnée par :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega_{ref}(s)} = \frac{1 + T \cdot S}{\frac{T}{K_i} S^2 + T \cdot S + 1} \quad (4.23)$$

En comparant l'équation caractéristique de la fonction de transfert (IV.16), avec la forme standard du second ordre, on trouve :

$$\frac{K_i}{J} = \omega_0^2 \quad (4.24)$$

$$T = \frac{2\xi}{\omega_0}, \quad (4.25)$$

Avec ξ = coefficient d'amortissement

A partir des équations (IV.24), et (IV.25) et pour $\xi = 1$ on peut écrire :

$$K_i = \frac{4T}{T^2} \quad (4.26)$$

Pour calculer K_i , la constante de temps associée au régulateur T est choisie en fonction de la constante de temps statique dans l'axe (q) par $T = \frac{Lq_s}{R_s}$ qui caractérise la dynamique du couple et par conséquent :

$$K_p = K_i \cdot T$$

Ainsi la boucle de régulation de la vitesse est présentée sur la figure (4.3).

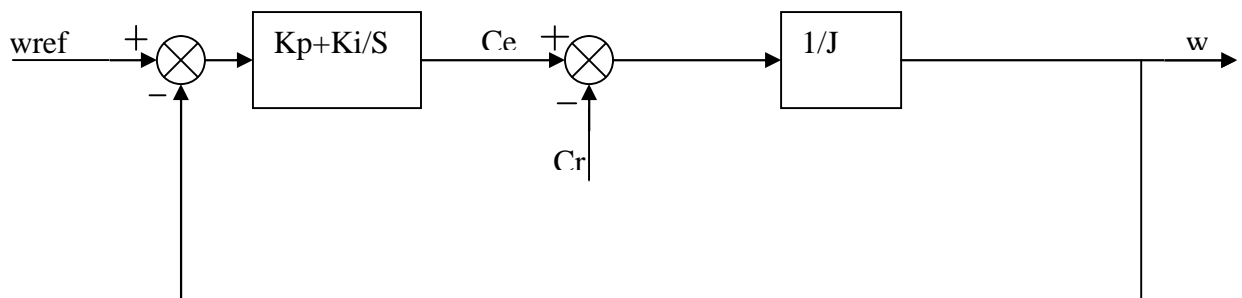


Fig.4.3 boucle de régulation de la vitesse.[14][16]

IV.6 Organigramme de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent :

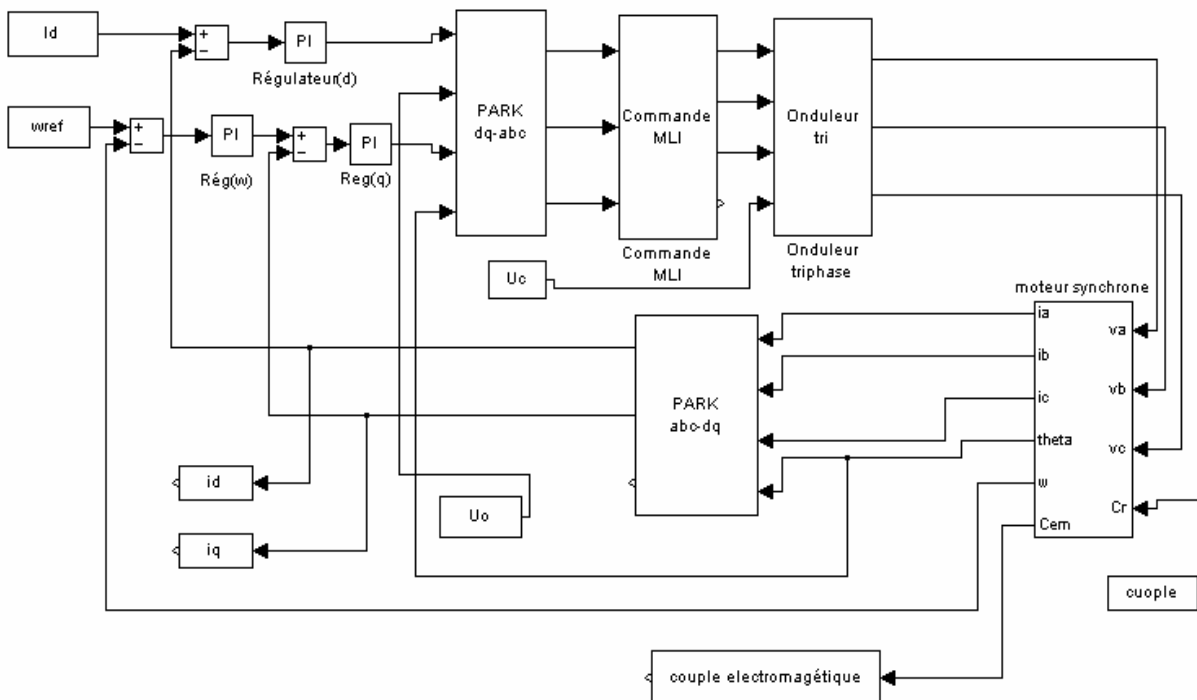


Fig. 4.4 organigramme de la commande vectorielle de la MSAP.[15][9]

VI.7 Simulation de la commande vectorielle du MSAP.

La technique appliquée à la MSAP consiste à maintenir $i_d = 0$, pour produire un couple maximal et utiliser la composante du courant i_q , pour réaliser un réglage afin d'assurer les performances de poursuite en vitesse. L'onduleur utilisé pour cette commande est du type de tension à MLI, alimentation du MSAP en tension et contrôle en courant.

On peut simuler le fonctionnement de la MSAP pendant les trois régimes :

- Simulation à vide
- Simulation avec l'introduction du couple de charge
- Teste de robustesse avec l'inversion du sens de rotation du MSAP, et changement des paramètres du moteur (R_s , L_d et L_q et le moment d'inertie).

VI.7.1 Simulation à vide

D'après la figure (4.5), on simule le fonctionnement de la MSAP avec $C_r = 0$, avec une consigne de Vitesse $w = 200$ rad/s et $i_d = 0$.

Les résultats de simulation présentent la nature linéaire et découplée du système en boucle fermée avec une poursuite des consignes satisfaisante.

Quant à la vitesse elle suit bien sa référence, avec l'absence de l'instabilité et un bon temps de réponse

Quant le courant $i_d = 0$, ceci implique le découplage entre les deux boucle de courant, et le courant i_q devient l'image du couple électromagnétique.

Pour l'allure du couple électromagnétique on remarque l'absence des ondulations est l'erreur statique nulle à cause de correcteur PI, le couple se stabilise dans un temps très court.

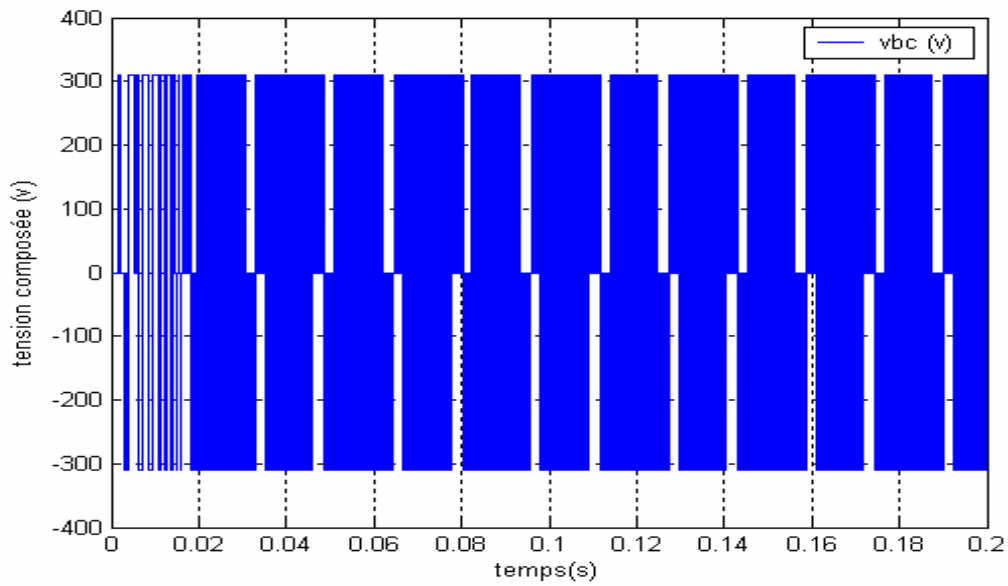


Fig.4.5.a Tension Vbc à la sortie de l'onduleur

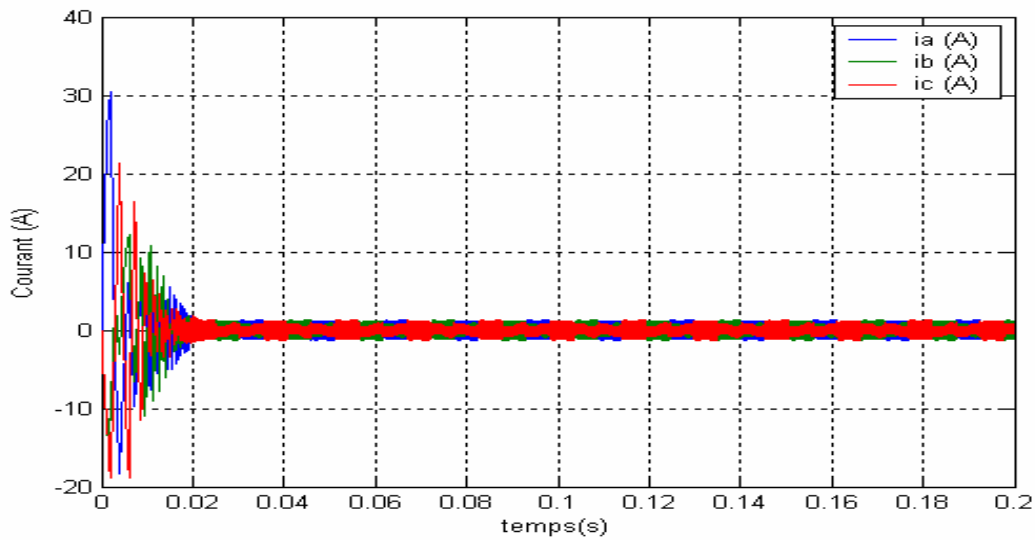


Fig.4.5.b Les courants statorique ia,ib,ic

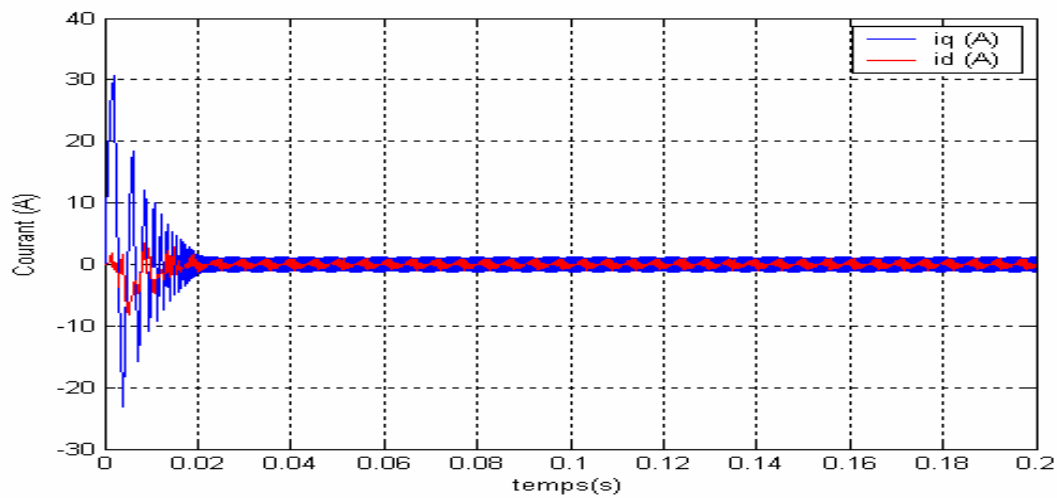


Fig.4.5.c Les composantes des courants id et iq

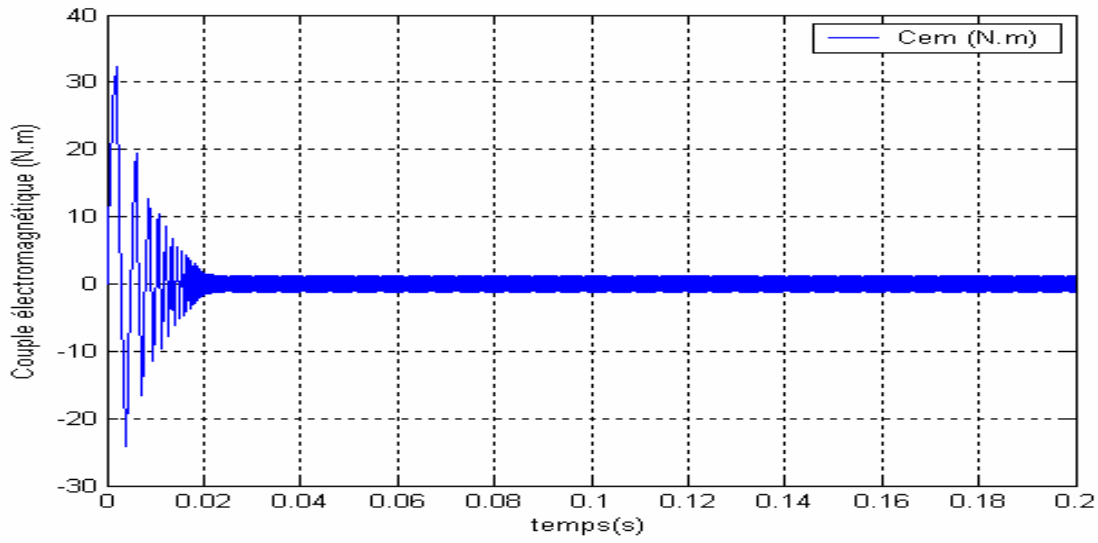


Fig.4.5.d Couple électromagnétique

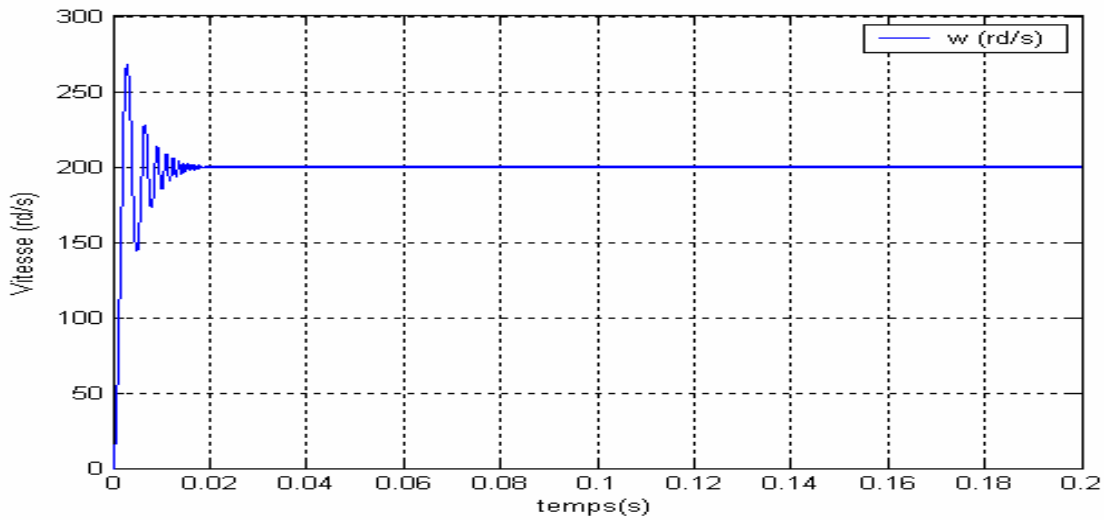


Fig.4.5.e Vitesse de rotation

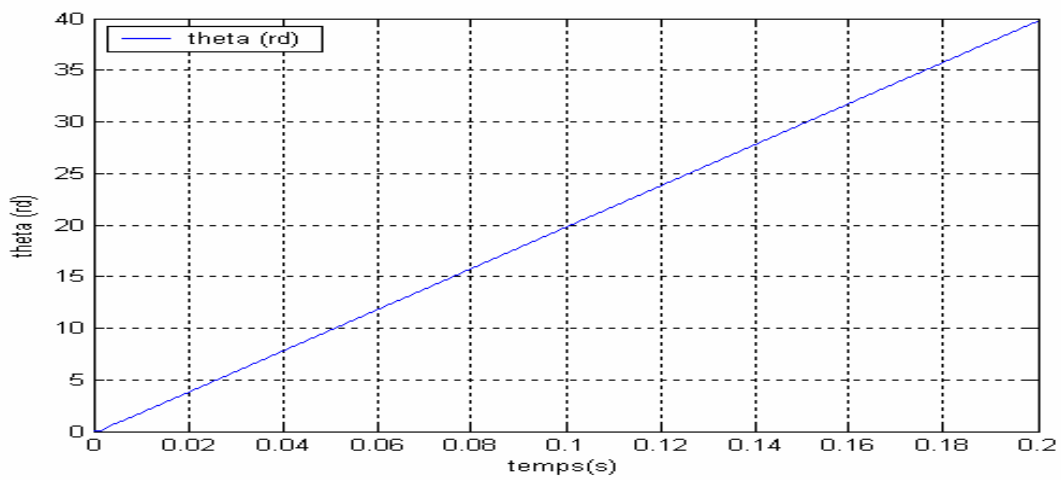


Fig.4.5.f position angulaire

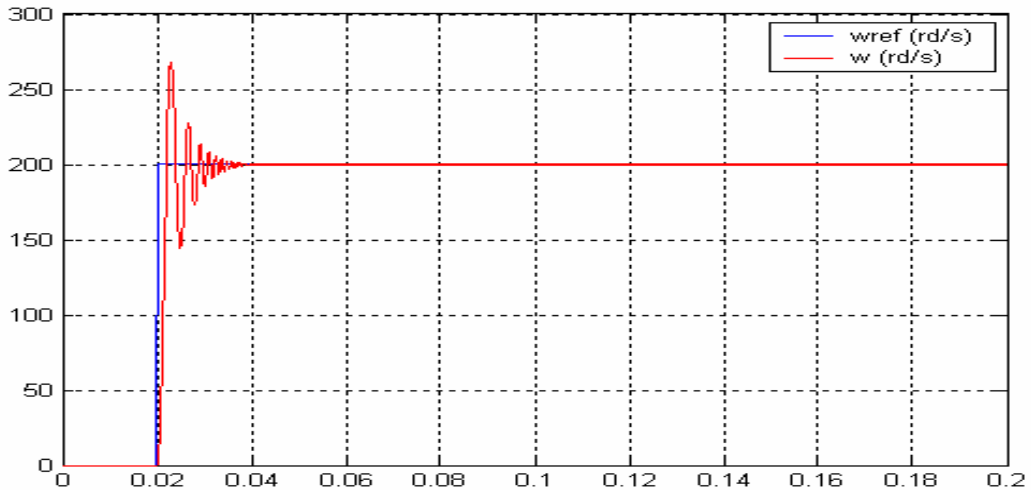


Fig.4.5.g Vitesse de référence et la vitesse réelle
Fig.4.5 Simulation à vide

VI.7.2 Simulation en charge

Les résultats de la figure (4.6), sont issus lorsqu'on applique un couple de charge $C_r = 3$ Nm au démarrage et $C_r = 1$ Nm à $t = 0.08$ s.

On remarque que les grandeurs (couple, Vitesse, courants statoriques et courants i_d , i_q) dépendent de la charge appliquée.

Pour la vitesse au démarrage elle présente de légères oscillations et à $t = 0.02$ s la vitesse elle se stabilise pour prendre la valeur de consignée appliquée.

On observe sur la caractéristique du couple électromagnétique qu'à $t = 0.08$ s le couple se stabilise et se confond avec le couple donné par la charge appliquée.

on remarque que le courant i_q augmente jusqu'à une valeur correspondant à la charge appliquée et à $t = 0.08$ s il diminue avec la diminution de la charge.

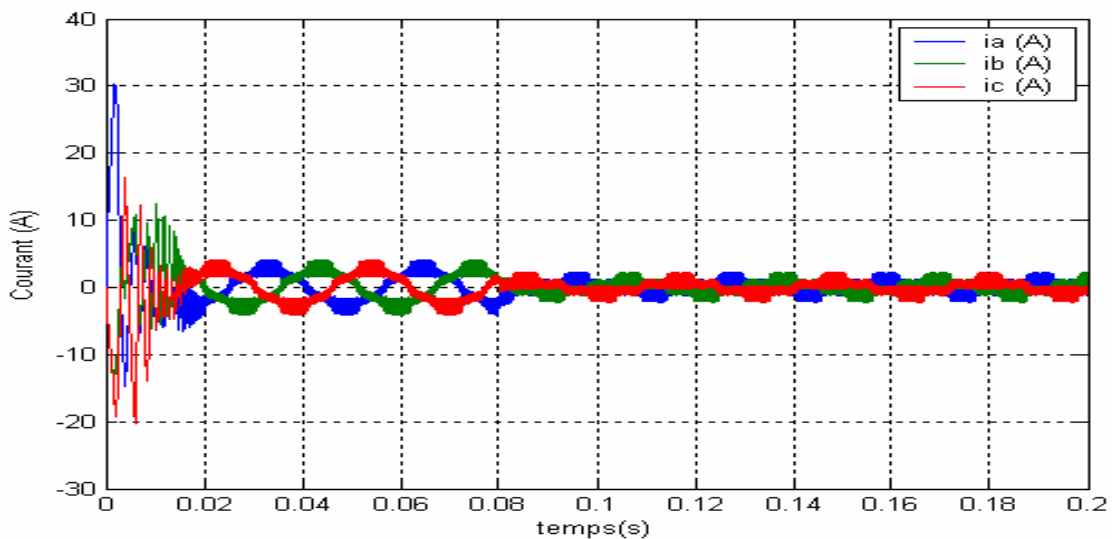


Fig.4.6.a Les courants statorique i_a, i_b, i_c

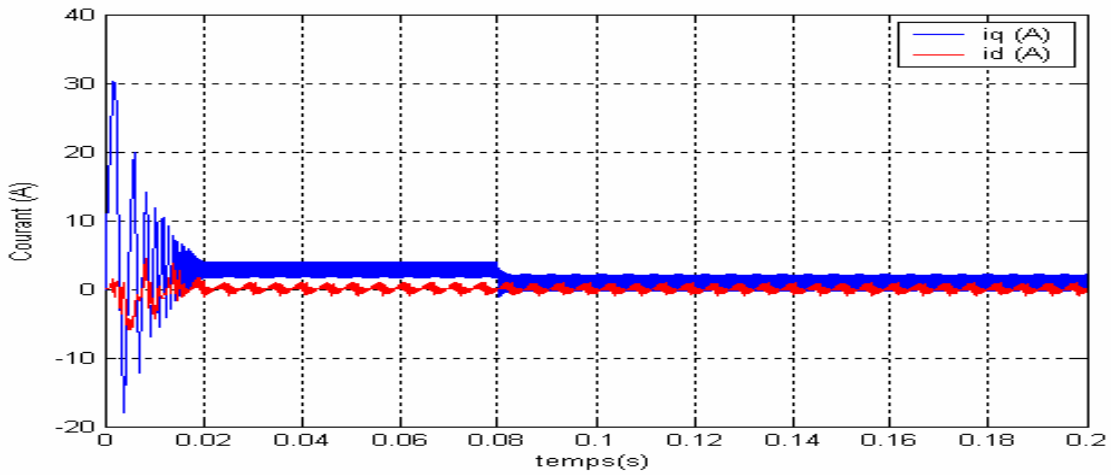


Fig.4.6.b Composante des courants i_d et i_q

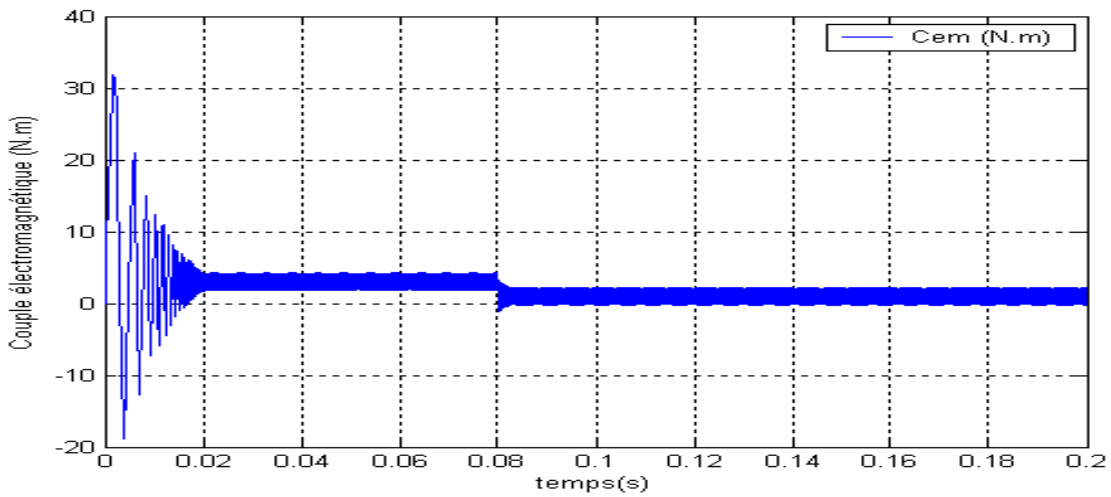


Fig.4.6.c Couple électromagnétique

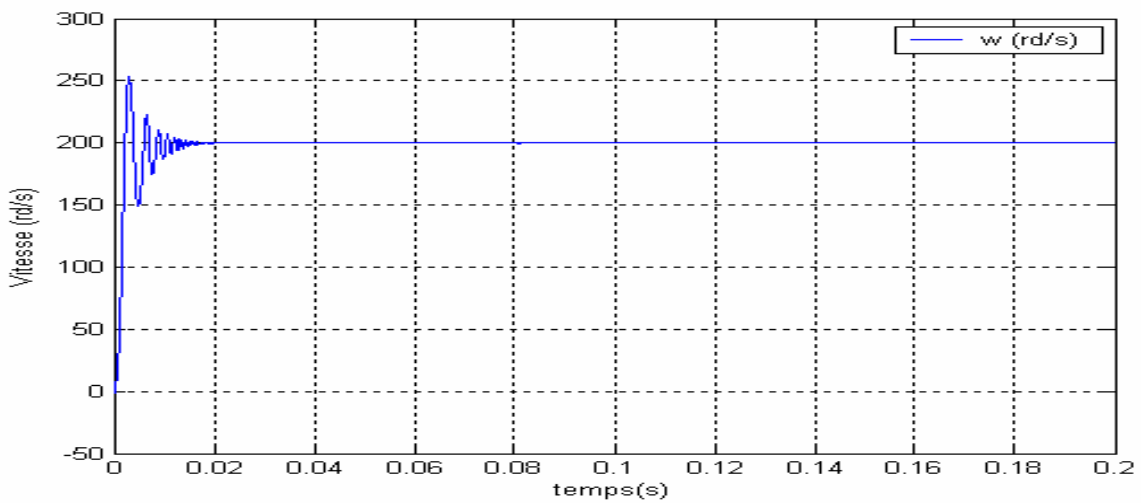


Fig.4.6.d Vitesse de rotation
Fig.4.6 Simulation en charge

VI.7.3 Inversion de sens de rotation

Les tests de robustesse sont regroupés sur la figure (4.7), et sont le résultat de l'inversion du sens de rotation de la MSAP.

A $t = 0$ la consigné de vitesse est de $w = 200\text{rad/s}$, et à $t = 0.1\text{s}$ on applique une consigné de vitesse $w = -200\text{rad/s}$ le moteur change son sens de rotation et les autres grandeurs (vitesse, courants, couple et position) obéissent aux consignes.

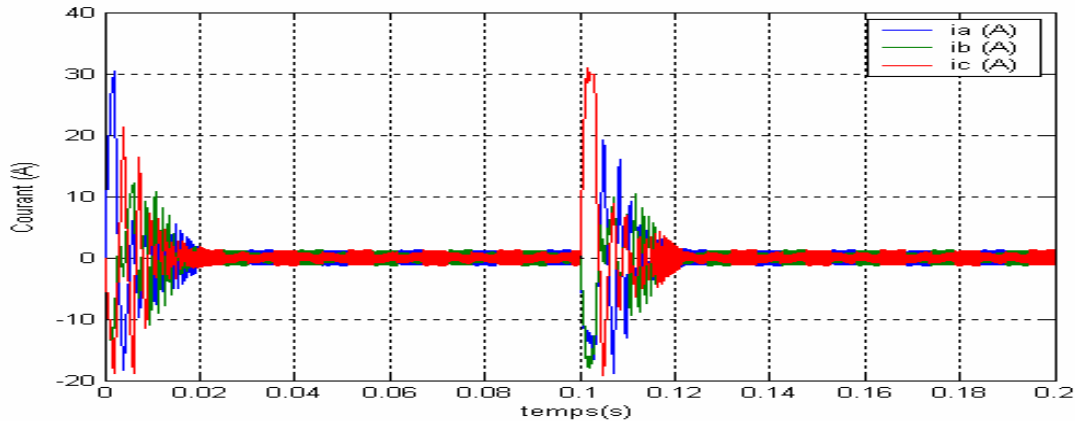


Fig.4.7.a Courant statorique.

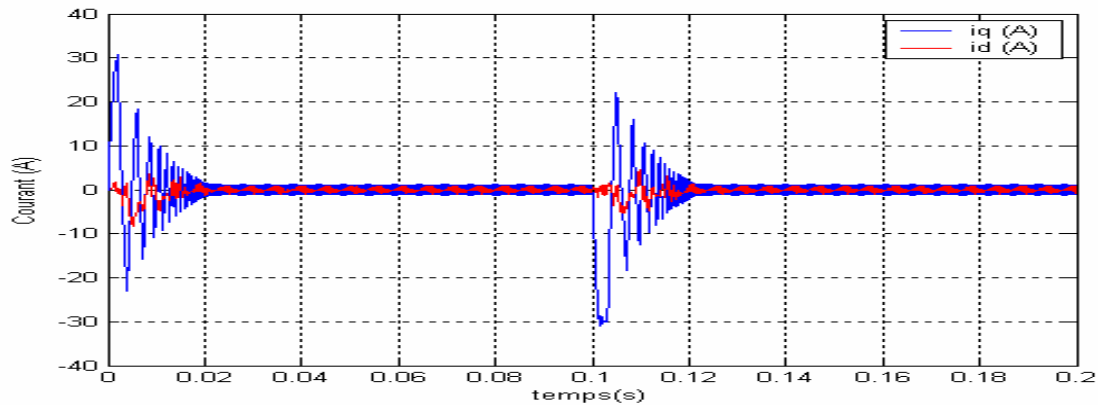


Fig.4.7.b Composante i_d et i_q

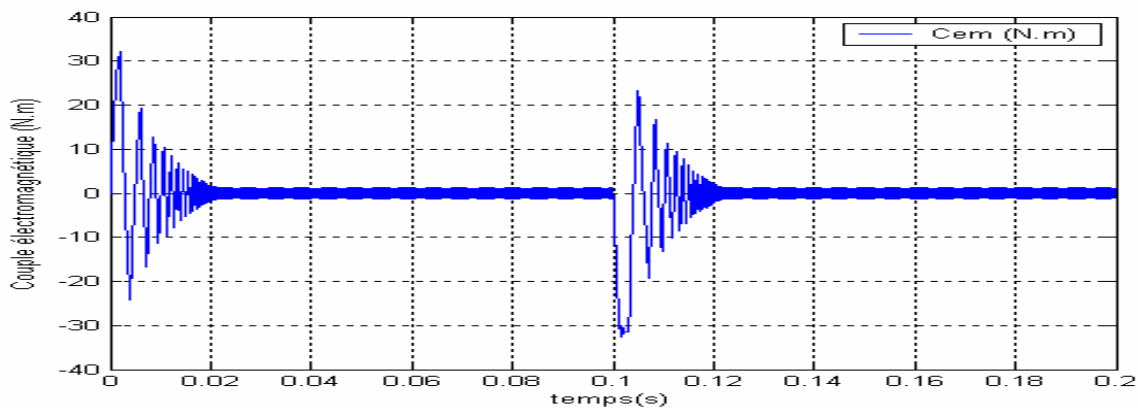


Fig.4.7.c Couple électromagnétique

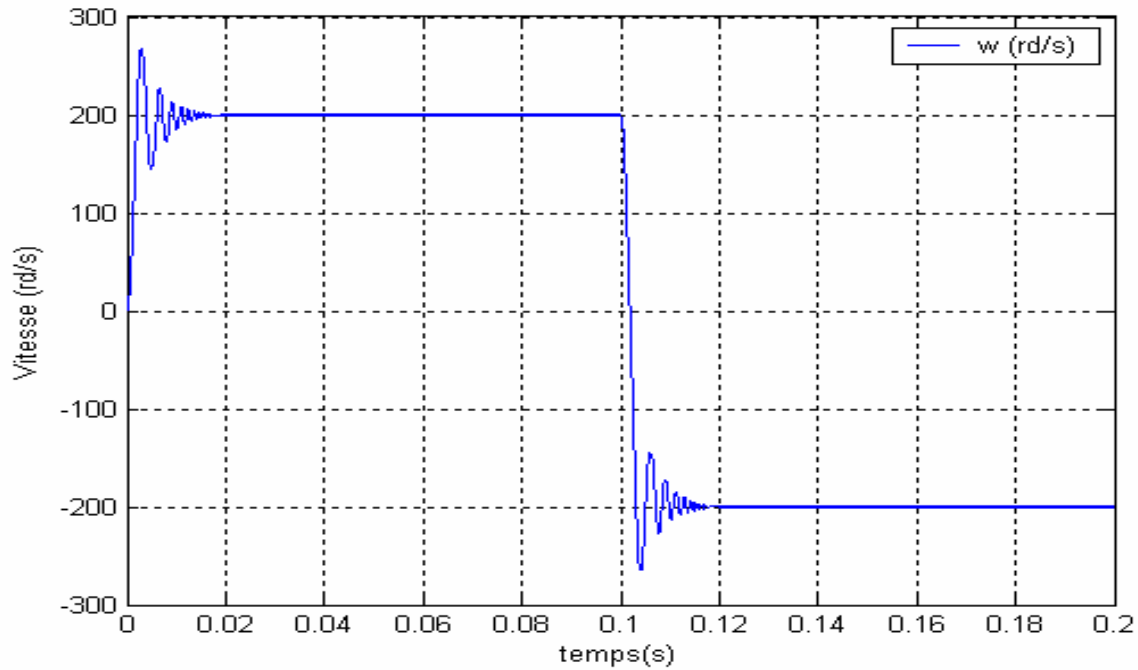


Fig.4.7.d Vitesse de rotation

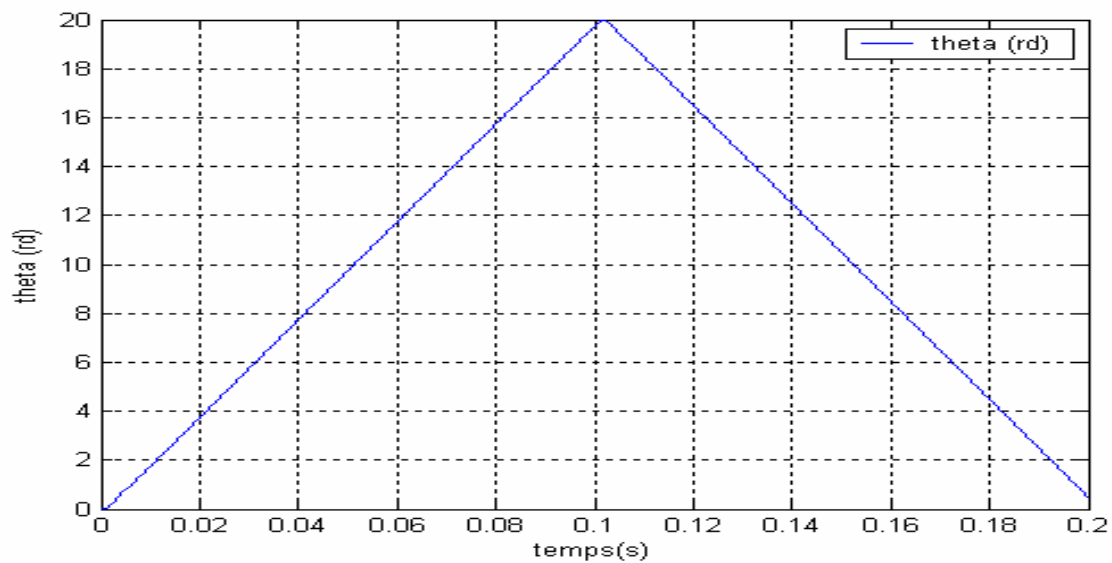


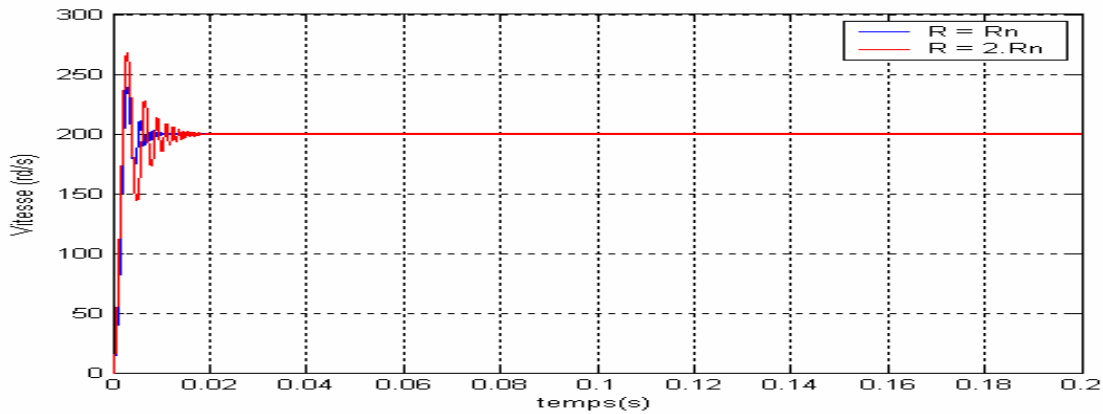
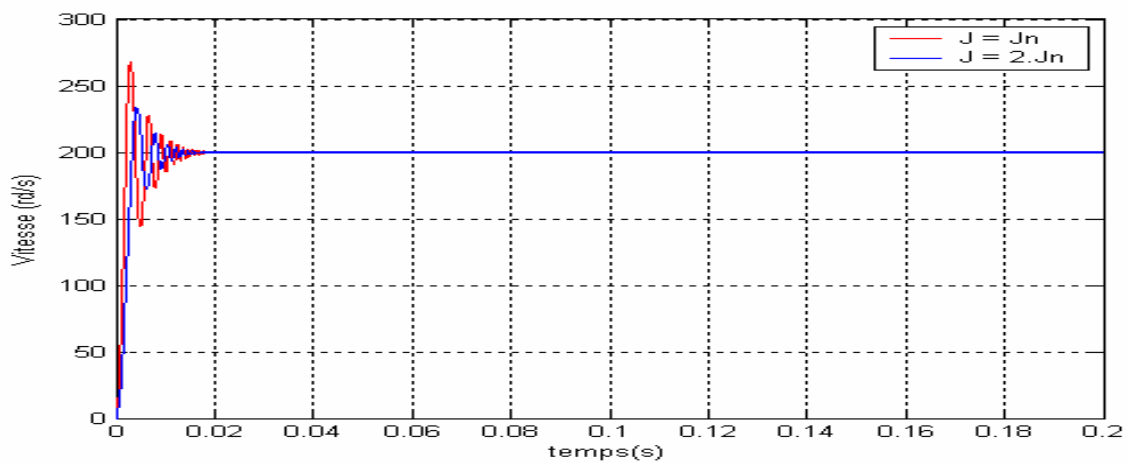
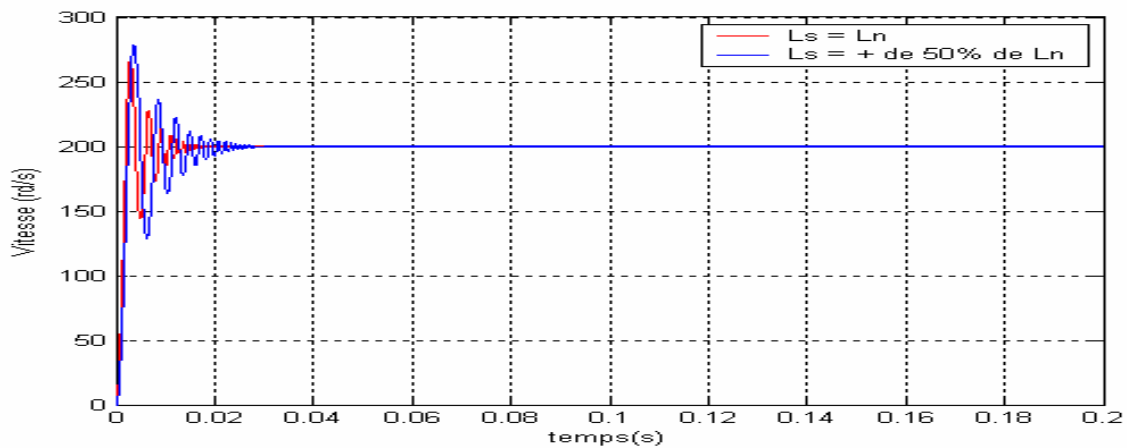
Fig.4.7.e position angulaire

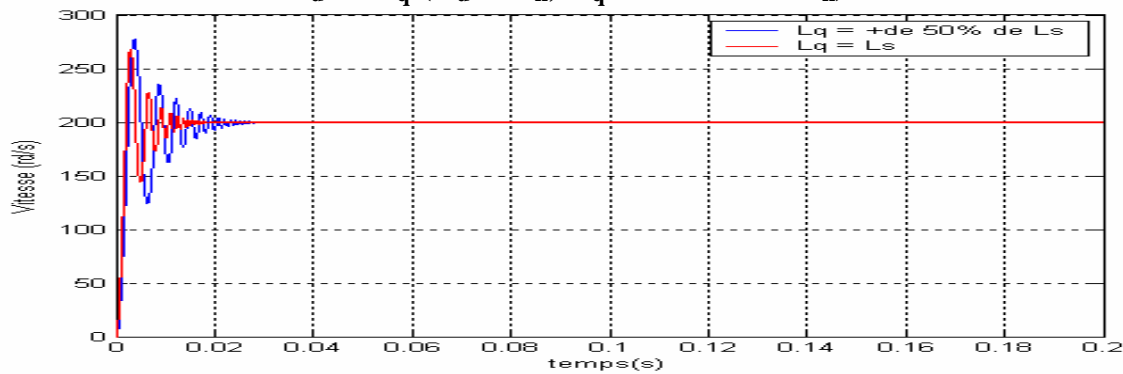
Fig.4.7 Simulation par l'inversion de sens de rotation

IV.7.4 Robustesse aux variations paramétriques

Les tests de robustesse de la commande vectorielle passe par les étapes suivantes :

- 1-/ Variation des résistances statorique de +100%.
- 2-/ Variation de moment d'inertie de 100%
- 3-/ Variation des inductances de +50%

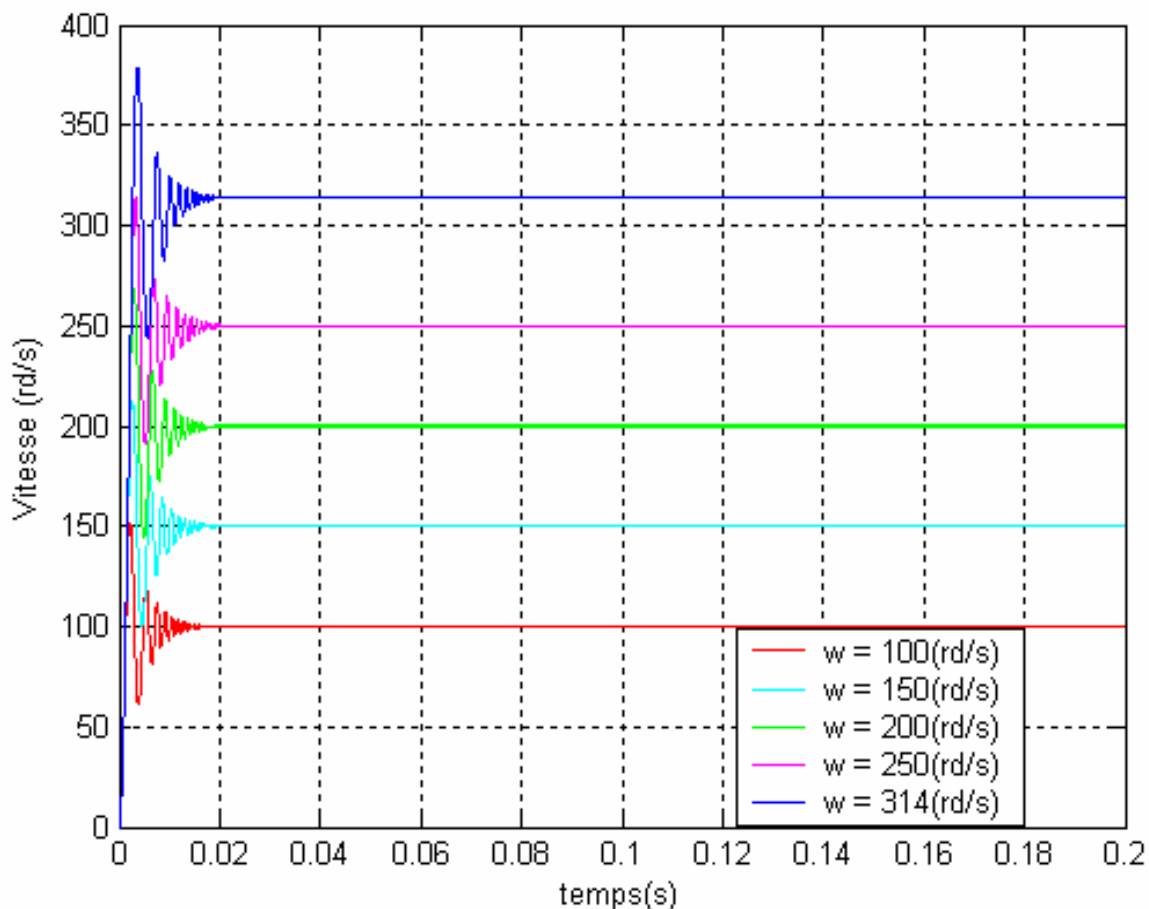
a-/ Variation de la résistance statorique + 100%**Fig.4.8.a** Variation de la résistance +de 100%**b-/ Variation de moment d'inertie + 100%****Fig.4.8.b** Variation de moment d'inertie + 100%**c-/ Variation des inductances de +50%****Fig.4.8.c** Variation des inductances L_d, L_q + 50%

d-/ Variation de $L_d \neq L_q$ ($L_d = L_n$, $L_q = +50\%$ de L_n)**Fig.4.8.d** Variation de $L_d \neq L_q$ ($L_d = L_n$, $L_q = +50\%$ de L_n)**Fig.4.8 Robustesse aux variations paramétriques**

D'après la figure (4.8), on observe que les variations paramétrique (résistances, inductances, moment d'inertie), n'influent pas sur la caractéristique de vitesse ce qui montre bien que de la commande vectorielle maintient la robustesse.

IV.7.5 Représentation de la gamme de vitesse du MSAP.

D'après la figure (4.9), on représente la gamme de la vitesse du MSAP, cette gamme défini la variation de la vitesse du MSAP.

**Fig.9** La gamme de la vitesse du MSAP.

Conclusions

La commande vectorielle est appliquée au moteur synchrone à aimant permanent pour permettre de faire une commande semblable à celle d'une machine à courant continu à excitation indépendante et ce pour gagner en flexibilité et en souplesse.

Les performances de cette commande dépendent en grande partie des caractéristiques dynamiques et statiques de l'onduleur qui lui est associé.

La modulation de largeur d'impulsion (MLI), améliore la souplesse dans le contrôle des convertisseurs ; parmi les différentes MLI existantes on applique pour notre commande la LMI sinus triangle qui à notre sens donne de très bons résultats de simulation.

La simulation de la commande vectorielle du MSAP est basée sur la condition selon laquelle la composante du courant $i_d = 0$; quant à la composante i_q elle sert à la fois pour la production du couple maximal et le réglage de la vitesse afin d'assurer les performances de poursuite en vitesse.

D'après les résultats de simulation les différentes caractéristiques sont obtenues à partir du découplage entre le courant i_d et i_q ce dernier permet de commander le moteur synchrone à aimant permanent comme un moteur à courant continu à excitation indépendant.

Conclusions générale

L'utilisation des méthodes non linéaires pour la commande et le contrôle en vitesse du moteur synchrone à aimant permanent est actuellement retenue.

On constate que les commandes de type vectoriel et non linéaire sont caractérisées par leur grande simplicité et leur forte robustesse.

Les résultats obtenus avec la commande non linéaire montre un système linéaire parfaitement découplé et ce dans le but d'assurer une commande de vitesse et de courant.

Les régulateurs non linéaires choisis pour le fonctionnement de la machine synchrone avec de hautes performances en régime dynamique et statique.

Les résultats de simulation montrent que le découplage est maintenu, avec une exécution dynamique satisfaisante des consignes et une suppression des perturbations pendant les régimes transitoires.

Dans la commande vectorielle on utilise pour l'alimentation du MSAP un onduleur de tension à MLI sinus triangle commandé en courant par des régulateurs de type (PI) dans les boucles d'asservissements courants et vitesse.

Cette commande donne des résultats de simulation à haute performance en régime dynamique et statique, et un bon temps de réponse pour le système, comme elle permet une commande séparée des deux boucles de courant ce qui donne un découplage entre les variables de contrôle et linéariser le système; ce découplage permet un fonctionnement comparable à ceux d'une machine à courant continu à excitation indépendante.

L'amélioration de la commande non linéaire passe par l'introduction :

- Des onduleurs multi niveaux et des convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteur tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique.

- L'utilisation des méthodes d'intelligence artificielle pour son implantation en temps réel.

PARAMETRES DE LA MACHINE SYNCHRONNE [2]

Rs	2.875
Inductance synchrone	8.5mH
p	4
Φ_e	0.175wb
J	0.0008K.g.m ²
f	0 K.g.m ² /s
Tension de réseaux	220/380V-50Hz
Puissance du moteur	1.1Kw

BIBLIOGRAPHIE

- [1] : Guy.Sturtzer " *Modélisation et commande des moteurs triphasés*" Paris 2000. 244p
- [2] : Michel.Pinard " *Commande électronique des moteurs électriques*" Paris 2004. **585P**
- [3] : F.Labrique, G.Segulier, R.Bausiere " *Les convertisseurs de l'électronique de puissance la conversion continu-alternatif*. Paris 1995.
- [4] : F.Labrique, H.Buyse, G.Segulier, R.Bausiere " *Commande et comportement dynamique*" Paris 1998.
- [5] : Abdssmed et M.Kadjoudi " *Modélisation des machines électriques*" Batna 1997.
- [6] : B.Ferdia.Adelkader " *Commande non linéaire d'un moteur synchrone à aimant permanent*" mémoire de magister Université de Batna 2006.
- [7] : L.Lamia " *Contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimant permanent sans capteur mécanique* ; Université de Batna 2008.
- [8] : A.Kaddouri " *Etude d'une commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimant permanent* Thèse de Doctorat ; Université de Laval Québec ; Novembre 2000.
- [9] : Zheng.Guang.Wang, Jian.xun.Jin, You.Guang.Gua, and.Jian.Guo.Zhu " *SVPWM Techniques and applications in HTS PMSM machines control*. Journal of Electronic Science and Technology of China Vol.6, No 2 , June 2008
- [10] : L.Moussaoui " *Contribution à la commande des machines synchrones à aimant permanent, utilisation des réseaux de neurones et de la logique floue*" Mémoire de Magister ; Université Annaba 2007.
- [11] : S.Lachtar " *Commande à structure variable d'un moteur synchrone à aimant permanent (MSAP)*" Mémoire de Magister ; Université Annaba 2006.

[12]: K.Boulaam , E.M. Brkoug, G. Manesse "*Commande de position d'une machine synchrone à aimant permanent par un onduleur de tension multi niveaux*" ICEL 1998

[13]: A. Meroufel, B.Belabes, M.K.Fellah, A.Benaissa " Commande linéairisante d'un moteur synchrone à aimants permanents avec limitation du courant par poursuite d'une trajectoire de vitesse à accélération constante" SSD'07, 4th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices. Hammamet, Tunisie, 19-22 Mars 2007.

[14]: Akin.B, "*State estimation techniques for speed sensor less field oriented control of master*" , middle east technical university, ANCARA, TURKEY, 2003

[15]: Morad.F, "*Technique d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones* "; Thèse de Doctorat, Ecole Doctorale de Lyon 2005.

[16]: Sedda.E, "*Estimation en ligne de l'état de des paramètres d'une machine asynchrone par filtre à erreur borné et par filtre de Kalman*" , Thèse de Doctorat . Université de Paris 6 ;1998.

[17]: Benchaib.R : "*Application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone*" Thèse de Doctorat ; Université de Picardie Jules verne. France 1998.