

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université de BATNA

Faculté des Sciences de l'Ingénieur

Département d'Electrotechnique



Mémoire Présenté par :

M^{me} Boussekra Faiza

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique – Université de M'SILA

Pour obtenir le diplôme de

Magistère en Electrotechnique - Option : Commande électrique

Thème

La commande non linéaire à régime glissant de la MSAP

Soutenu le : 23/11/2011

Devant le jury composé de:

<i>Mr. Nait Said Med Said</i>	<i>Professeur</i>	<i>Univ. Batna</i>	<i>Président</i>
<i>Mr. Makouf Abdessalam</i>	<i>Professeur</i>	<i>Univ. Batna</i>	<i>Rapporteur</i>
<i>Mme. Chaouch Souad</i>	<i>Maître de Conf</i>	<i>Univ. M'sila</i>	<i>Examineur</i>
<i>Mr. Nait Said Nacereddine</i>	<i>Professeur</i>	<i>Univ. Batna</i>	<i>Examineur</i>
<i>Mr. Drid Said</i>	<i>Maître de Conf</i>	<i>Univ. Batna</i>	<i>Examineur</i>

Année universitaire : 2010-2011



Remerciements

« Le grand merci pour le bon dieu »

Un Remerciement particulier à Monsieur Makouf. A, Professeur au sein du département d'Electrotechnique pour avoir accepté de diriger mes travaux et aussi pour ses conseils et ses encouragements le long de cette période de préparation du mémoire.

Je tiens à remercier très vivement Monsieur Nait Said. M. S, Professeur au sein du département d'Electrotechnique pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de soutenance

Mes remerciements vont aussi a, Monsieur Nait Said Nacereddine Professeur , Monsieur S. DRID Maîtres de Conférences, Madame Chaouch Souad Maîtres de Conférences, qui m'ont fait l'honneur d'être des examinateurs de mon mémoire. Pour tout cela je leurs exprime ma vive reconnaissance et mon estime.

Mes remerciements s'adressent également à Monsieur Kefsi laid pour l'aide précieuse qu'il m'a apporté pour accomplir le présent travail.

Je tiens à remercier Monsieur Barqati. S Professeur au département d'Electrotechnique, université de M'sila pour son aide et pour ses conseils et ses encouragements.

Mes remerciements aussi à mon cher mari Saadi Messaoud Pour sa patience et ses encouragements et pour m'avoir poussé sans arrêt à terminer ce travail.

Dédicace :

A mes chers parents.

A mon cher mari et sa famille

A la chandelle de ma vie ma chère BOUCALÈTE FATIHA

A mes très chers frères et sœurs et leurs maries et enfants

A toute ma grande famille, BOUSSEKRA.

A toutes mes amies

Je dédie ce travail

Notations et abréviations :

Notations générales :

- v_{abc} : Tensions des phases statoriques
- R : Résistance d'une phase statorique
- Φ_{abc} : Flux des phases statoriques.
- i_{abc} : Courants des phases statoriques
- φ_f : Flux induit par les aimants
- L_{s0} : Inductance de fuite
- L_m : Inductance de magnétisation
- ω_r : vitesse mécanique de rotation
- C_r : Couple résistant.
- C_e : Couple électromagnétique.
- J : Moment d'inertie des masses en rotor.
- P : Nombre de paires de pôles.
- ω : Vitesse électrique du rotor.
- f : Coefficient de frottement.
- $[T_\theta]$: Matrice de transformation de PARK.
- (d, q) : Référentiel lié au champ tournant.
- L_d, L_q : Inductances cycliques directe et en quadrature.



i_{sref} : Courant statorique de référence

w_{rref} : Vitesse de référence

V : Fonction de Lyapunov

S : Surface de glissement

e : Erreur de suivi

Abréviations :

MSAP : Machine synchrone à aimant permanent

CMG : Commande par modes glissants



TABLE DES MATIERES

Introduction générale01

CHAPITRE I

Modélisation de la machine synchrone à aimant

Permanent

I-1-Introduction..... 4

I-2- Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent.....5

I-2-1-Description.....5

I-2-2- Exemples usuels des machines à aimants permanents6

I-2-3-Modélisation de la MSAP6

I-2-4-Équations électriques.....7

I-2-5- Équation mécanique.....8

I-2-6- Modèle de la MSAP dans le repère de Park.....8

I-2-6- Expression du couple électromagnétique.....10

I-3-Schéma bloc..... 11

I-4-Modélisation de l'alimentation de la machine.....11

I-4-1- Modélisation de l'onduleur à commande MLI.....12

I-4-2-Stratégie de commande par MLI.....14

I-5- Simulation et validation du modèle de la MSAP15

I-5-1-Résultats de simulation16

a-Résultats de simulation de la MSAP à vide.....16

b-Résultats de simulation de la MSAP en charge.....17



I-5-2-Interprétation des résultats.....	18
I-6- Conclusion.....	18

CHAPITRE II

La commande de la MSAP par Lyapunov

II-1 Introduction.....	20
II-2 Généralités sur les systèmes non linéaires.....	20
II-2-1 Systèmes non linéaires.....	20
II-2-2 Propriétés des systèmes non linéaires.....	21
II-2-3 Analyse des systèmes non linéaires.....	21
II-3 La stabilité	22
II-3-1 La stabilité au sens de Lyapunov	22
II-3-1-1 Première méthode de Lyapunov.....	22
II-3-1-2 Deuxième méthode de Lyapunov	23
II-4 Commande des systèmes non linéaires.....	23
II-4 Application de la théorie de Lyapunov à la commande de la MSAP.....	24
II-4-1 Modèle de l'MSAP dans le référentiel (d, q)	24
II-4-2 La commande non linéaire robuste	26
II-5 Schéma block	28
II-6 Résultats de simulation.....	28
II-6- 1 Test de la commande à vide	29
II-6- 2 Test de la commande avec une charge nominal	30
II-6- 3 Test de la commande avec l'augmentation de la résistance R	31
II-6- 4 Test de la commande avec la diminution de la résistance R	32



<i>II-7 Interprétation des résultats de simulation</i>	33
<i>II-8 Conclusion</i>	33

CHAPITRE III

La commande de la MSAP par mode

Glissant

<i>III-1 Introduction</i>	34
<i>III-2 Les systèmes à structure variable en mode glissant</i>	34
<i>III-3 Condition d'existence du glissement</i>	36
<i>III-4 Phénomène de broutement (chattering)</i>	36
<i>III-5 La méthode de la commande équivalente [Utkin]</i>	37
<i>III-6 Synthèse de la loi de commande par mode glissant</i>	38
<i>III-6-1 Le difféomorphisme</i>	38
<i>III-6-2 Formulation du problème</i>	41
<i>III-7 Application de la commande par mode de glissement à la MSAP :</i>	
<i>III-7-1 Modèle de l'MSAP dans le référentiel (d, q)</i>	42
<i>III-7-2 Difféomorphisme</i>	43
<i>III-7-3 Synthèse de la loi de commande</i>	44
<i>III-7-3-1 Pour la première sortie (ω_r)</i>	44
<i>III-7-3-2 Pour la deuxième sortie ($\int i_d$)</i>	45
<i>III-8 Schéma bloc</i>	47
<i>III-9 Résultats de simulation</i>	48
<i>III-9-1-Test de la commande à vide</i>	48



<i>III-9-2 Test de la commande avec une charge nominal</i>	<i>49</i>
<i>III-9-3 Test de la commande avec l'augmentation de la résistance R</i>	<i>50</i>
<i>III-9-4 Test de la commande avec la diminution de la résistance R</i>	<i>51</i>
<i>III-9-5 Interprétation des résultats de simulation</i>	<i>52</i>
<i>III-10 Conclusion.....</i>	<i>52</i>
<i>Conclusion générale.....</i>	<i>53</i>
<i>Annexe</i>	
<i>Bibliographie</i>	



Introduction générale

La machine à courant continu est très utilisée dans le domaine de la vitesse variable surtout pour les systèmes d'entraînements nécessitant des performances statique et dynamique élevées. Cependant le système balais – collecteurs limite la puissance et la vitesse maximale de ce type de machine. Actuellement, cette machine est souvent remplacée par des machines à courant alternatif.

La machine synchrone associée à un convertisseur statique trouve de nombreuses applications dans le domaine des entraînements à vitesse variable. En forte puissance l'alimentation de ces machines à partir des commutateurs de courant conduit à une ondulation du courant et du couple importante. Les progrès récents de l'électronique de puissance ont permis d'alimenter les machines de forte puissance par des onduleurs de tension. Ces onduleurs ont une fréquence de commutation faible conduisant à de fortes ondulations du courant et du couple.

Dans ce mémoire on a choisi de traiter la machine synchrone à aimants permanents qui se répand de plus en plus comme actionneurs dans les industries automatisées. Elle présente parmi ses avantages un très bon couple massique et de ne pas avoir de collecteur mécanique permettant d'aboutir à de meilleures performances même dans les environnements les plus difficiles [1]. En revanche, ils sont plus exigeants par rapport au moteur à courant continu qui alimenté par un convertisseur statique simple (un redresseur ou un onduleur) et suite à la régulation de son courant d'induit permet de maîtriser le couple. Pour le MSAP, la fonction de collecteur est réalisée par un ensemble électronique : un onduleur de puissance, une mesure de position et une commande des courants pour contrôler le couple.

En général de faibles non linéarités accompagnent les modèles des systèmes à commander qui sont souvent traités comme des perturbations affectant un modèle linéaire. Dans ce cas, la théorie de l'automatique linéaire peut être utilisée pour l'analyse et la synthèse de la commande de ce système. Cependant pour d'autres cas, l'approche est différente puisque des techniques de commandes non linéaires existent et peuvent servir à analyser la stabilité et au calcul de la commande afin d'assurer les meilleures performances

possible dans les conditions de fonctionnement des systèmes les plus sévères. Dans notre cas, deux méthodes de commande non linéaire de la MSAP sont pris en considération.

La première méthode consiste à utiliser la théorie de Lyapunov pour déterminer une loi de Commande garantissant la stabilité du système non linéaire et simultanément certaines performances en boucle fermée en présence d'incertitude paramétrique. Les fonctions candidates de Lyapunov peuvent dans certain cas évidemment, être très difficiles à trouver pour des systèmes non linéaires d'ordre élevé.

La deuxième méthode utilise une transformation du système dans une forme particulière dite forme régulière selon un difféomorphisme respectant les degrés relatifs des variables de sorties à contrôler. Une procédure de détermination de la commande par mode glissant du système sera présentée en présence d'incertitudes paramétriques.

Les résultats de notre étude seront présentés par trois chapitres :

Dans le premier chapitre, après la description de la machine synchrone à aimants permanents, nous présenterons son modèle mathématique basé sur des hypothèses simplificatrices dans les différents repères. On présentera aussi l'alimentation de la machine par un onduleur de tension commandée par la technique MLI.

Dans le deuxième chapitre, on présentera des généralités sur les systèmes non linéaires et l'étude de leurs stabilités comme étant la performance la plus essentielle pour ces systèmes. Après, on présentera une application sur la MSAP d'une commande non-linéaire déduite d'une fonction de Lyapunov et tenant compte des variations paramétriques du modèle du système.

Dans le troisième chapitre, on présentera en premier lieu la commande par mode glissant. Son principe, ses propriétés de robustesse ainsi que ses inconvénients. En appliquant la méthode de la commande équivalente sur la machine synchrone à aimant permanent, il est intéressant de prouver la stabilité asymptotique en boucle fermée quand les paramètres du modèle changent. Ce point va être illustré de façon théorique en faisant appel à la théorie de stabilité de Lyapunov. Une comparaison est enfin déduite pour déterminer les avantages et inconvénients de la commande de cette machine par des techniques de commande non linéaire

Une conclusion sera présentée à la fin de ce mémoire pour rassembler tous les résultats obtenus et exposer une expertise qui pourra être exploitée dans le futur pour des travaux de recherches de hauts niveaux.



Chapitre

I

***MODÉLISATION DE LA
MACHINE SYNCHRONNE À
AIMANT
PERMANENT***

I-1 Introduction :

Pendant longtemps le moteur à courant continu a été utilisé dans le domaine de la vitesse variable à cause de l'avantage de la machine en termes de découplage naturel entre le flux et le couple. Grâce à cette propriété, de hautes performances dynamiques peuvent être atteintes. Le flux étant maintenu à sa valeur nominale tandis que le couple est maximal à tout instant. Le principal défaut de la machine à courant continu reste son collecteur mécanique qui ne peut effectuer de grand transfert d'énergie et qui tolère mal le fonctionnement dans certains environnements pollués faisant augmenter les coûts d'entretiens. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif qui ne disposent cependant pas de découplage naturel telle que les machines à courant continu [1][2]. La machine à courant alternatif se présente alors comme un système multivariable, non linéaire fortement couplé dont le contrôle reste toujours un challenge. Les états non mesurables et les paramètres variant durant le fonctionnement ont limité ses performances.

Toutefois, l'évolution rapide des processeurs numériques a permis d'implanter des techniques de commandes sophistiquées faisant atteindre à la machine des performances très élevées sur le plan de la rapidité et de la précision [1].

L'apparition sur le marché des aimants permanents plus performant a entraîné un intérêt grandissant pour les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP). Ils offrent par rapport aux autres types des machines électriques (machine à courant continu, machine asynchrone) beaucoup d'avantages notamment une puissance massique élevée, une faible inertie et un rendement élevé. Ce type de machine est limité en puissance, ne supportant ni des températures élevées de fonctionnement, ni des surcharges importantes.

Dans ce premier chapitre nous présenterons un rappel du modèle mathématique de la machine généralisée, suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation biphasée.

Enfin une simulation sera effectuée pour montrer les capacités de la machine et se rendre compte du degré de validité des paramètres du modèle de la machine qui n'ont pas été identifiés par nos soins.

I-2 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent :

I-2-1 Description :

Les machines synchrones vis-à-vis des machines asynchrones ont une puissance massique plus importante. Le flux rotorique étant connu il est plus facile de maîtriser le couple.

Les progrès fait dans la fabrication des aimants qu'ils soient à base d'alliage métalliques ou de terre rares font qu'aujourd'hui l'utilisation des MSAP va croissante [3].

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) représentée par la figure (I.1) comporte un stator et un rotor de constitution symétrique avec une paire de pôle. Dans des encoches régulièrement réparties sur la surface interne du stator sont logés trois enroulements identiques, leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à $(2\pi/3)$ et connectés en étoile à neutre isolé.

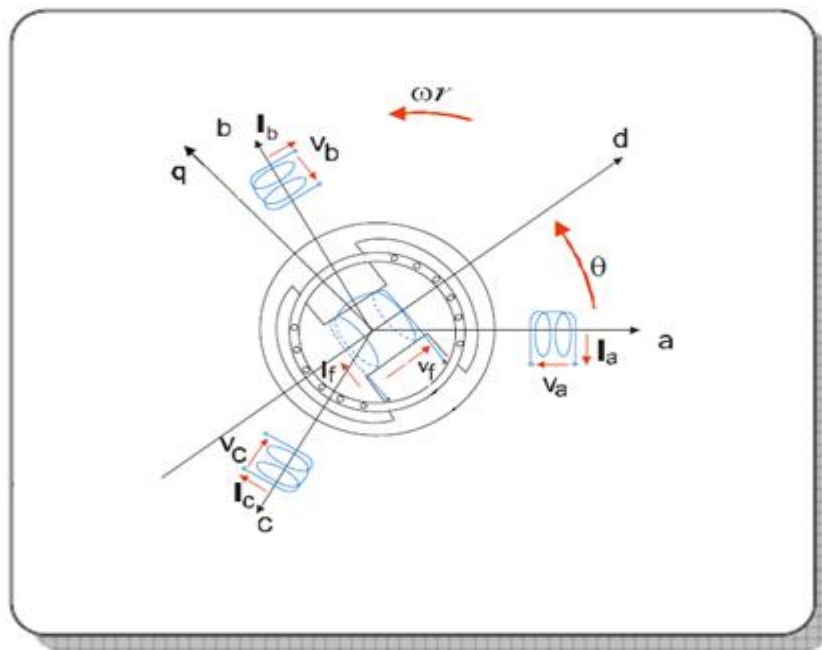


Figure (I-1) Représentation d'une machine synchrone

L'excitation rotorique est créée soit par un bobinage alimenté en courant continu soit par des aimants permanents. Ces aimants sont supposés rigides et de perméabilité voisine de celle de l'air.

I-2-2 Exemples usuels des machines à aimants permanents

Il existe pour les aimants de nombreuses topologies. Les types des machines présentées ci-dessous représentent les plus courantes [4].

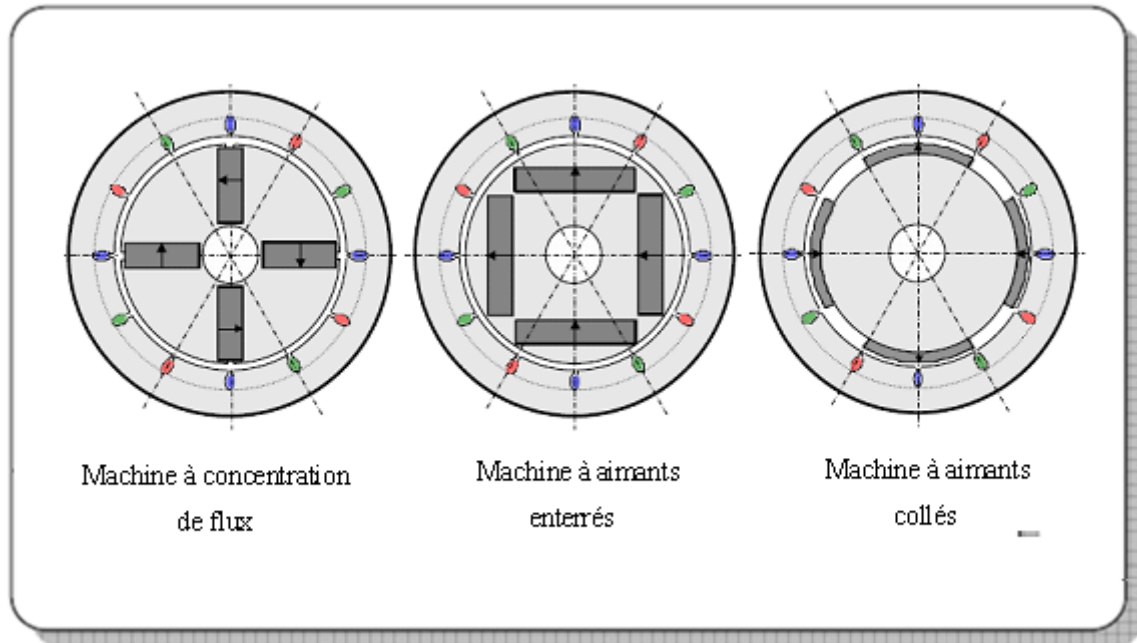


Figure (I-2) Représentation d'une machine synchrone

I-2-3 Modélisation de la MSAP :

Le comportement électrique et dynamique des machines électriques ne peut être étudié que s'il est défini par un modèle mathématique. Pour obtenir ce modèle les hypothèses simplificatrices suivantes sont prises en compte [5] [6] [7]:

- ✚ L'absence de saturation dans le circuit magnétique.
- ✚ La distribution sinusoïdale de le F.M.M crée par les enroulements du stator.
- ✚ L'hystérésis négligée avec les courants de Foucault et l'effet de peau.
- ✚ L'effet d'encoche t négligeable.
- ✚ La résistance des enroulements ne varie pas avec la température.

Dans ces conditions, on peut établir l'expression de l'équation électrique au stator en convention récepteur et en l'absence d'enroulements amortisseurs sous la forme suivante :

I-2-4 Équations électriques:

$$[v_{abc}] = [R][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abc}] \quad (I.1)$$

Avec

$$[v_{abc}] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, [\Phi_{abc}] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}, [R] = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

Avec v_{abc} , i_{abc} et Φ_{abc} représentant respectivement les tensions des phases statorique, les courants des phases statorique et les flux totaux produit par les courants statorique. R indique la résistance d'une phase statorique. Les flux totaux Φ_{abc} sont exprimés par [1] [5]:

$$[\Phi_{abc}] = [L][i_{abc}] + [\Phi_f] \quad (I.3)$$

où :

$$[L] = [L_{s0}] + [L_m] \quad (I.4)$$

La matrice d'inductance statorique $[L]$ est la somme de deux inductances $[L] = [L_{s0}] + [L_m]$, l'inductance de fuite L_{s0} et l'inductance de magnétisation L_m tel que [2] [3]

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_s & M_s \\ M_s & L_{ss} & M_s \\ M_s & M_s & L_{ss} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$$\text{et } [L_m] = L_m \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Avec L_{ss} et M_s représentant l'inductance propre et l'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques. Le terme φ_f représente le flux induit par les aimants dans les enroulements statorique.

La substitution de (I.3) dans (I.1) donne [1]:

$$[v_{abc}] = [R][i_{abc}] + \frac{d}{dt}([L][i_{abc}] + [\varphi_f]) \quad (I.7)$$

On remarque que le système (1.7) engendre des équations fortement non linéaires et couplées.

I-2-5 Équation mécanique :

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = (C_e - C_r - f\omega_r) \quad (I.8)$$

Avec :

$\omega_r = \frac{\omega}{P}$: vitesse mécanique de rotation de la machine ;

C_r : Couple résistant.

C_e : Couple électromagnétique.

J : Moment d'inertie.

P : Nombre de paires de pôles.

ω : Vitesse électrique du rotor.

f : Coefficient de frottement.

I-2-6 Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park :

Pour supprimer la non linéarité des équations du modèle précédent, la majorité des travaux utilise la transformation de Park qui consiste à remplacer les enroulements des phases (a, b, c) par deux enroulements (d, q). Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leurs études et leurs analyses.

La transformation de Park est définie comme suit [1]:

$$[X_{dqo}] = [T_\theta] \cdot [X_{abc}] \quad (I.9)$$

Où X peut-être un courant, une tension ou un flux et θ représente la position du rotor.

Les termes X_d, X_q représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statorique (tensions, courants, flux et inductances).

La matrice de transformation T_θ est donnée par [1]:

$$[T_\theta] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

La matrice inverse est :

$$[T_\theta^{-1}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Le moteur est supposé en étoile formant un système équilibré

$i_a + i_b + i_c = 0$. Ainsi, la composante homopolaire désignée par la troisième ligne de la matrice (1.10) est nulle.

En appliquant la transformation (1.9) au système (1.1), on aura:

$$[u_{dq}] = [T_\theta][v_{abc}] = [T_\theta][R][i_{abc}] + [T_\theta] \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \quad (\text{I.12})$$

Ensuite, en se basant sur (I.7) et (I.11) on obtient :

$$[u_{dq}] = [T_\theta][R][T_\theta^{-1}][i_{dq}] + [T_\theta][T_\theta^{-1}] \frac{d}{dt} [\varphi_{dq}] + [T_\theta] \left(\frac{d}{dt} [T_\theta^{-1}] \right) [\varphi_{dq}] \quad (\text{I.13})$$

À l'aide de (I.13) on obtient les équations statorique de la machine exprimées dans le référentiel de Park lié au rotor :

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega\varphi_q \\ u_q = Ri_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega\varphi_d \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

D'après les équations (I.4), (I.9), (I.11), nous avons :

$$[\varphi_{dq}] = [T_\theta][\varphi_{abc}] = [L][i_{abc}] + \varphi_f \quad (\text{I.15})$$

$$[\varphi_{dq}] = [T_\theta][L][T_\theta^{-1}][i_{dq}] + \varphi_f$$

D`ou

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (I.16)$$

L_d, L_q : Inductances d`axes directe et en quadrature.

En tenant compte des équations du flux, on peut écrire :

$$\begin{cases} u_d = R i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - L_q P \omega_r i_q \\ u_q = R i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + P \omega_r (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (I.17)$$

I-2-7 Expression du couple électromagnétique:

La connaissance du couple électromagnétique est essentielle pour l`étude de la machine et sa commande et l`expression de ce terme est exprimée par:

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + \Phi_f I_q] \quad (I.18)$$

En déduisant la forme finale des équations du la MSAP dans le référentiel $d - q$ avec i_d, i_q et ω_r comme variable d`état :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P \omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} P \omega_r i_d - \frac{\varphi_f}{L_q} P \omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J} (\varphi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases} \quad (I.19)$$

Ce système d`équations est plus simple que celui donné en (I-1) sauf qu`il est toujours non-linéaire. À noter que si le moteur est à entrefer constant ($L_d - L_q = 0$) le modèle sera encore plus simple comme l`indique le système d`équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d} i_d + P\omega_r i_q + \frac{1}{L_d} u_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q} i_q - P\omega_r i_d - \frac{\phi_f}{L_q} P\omega_r + \frac{1}{L_q} u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{3P}{2J} \phi_f i_q - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \omega_r \end{cases} \quad (I.20)$$

I-3 Schéma bloc :

On peut représenter la MSAP par un bloc diagramme illustré par la figure (I-3).

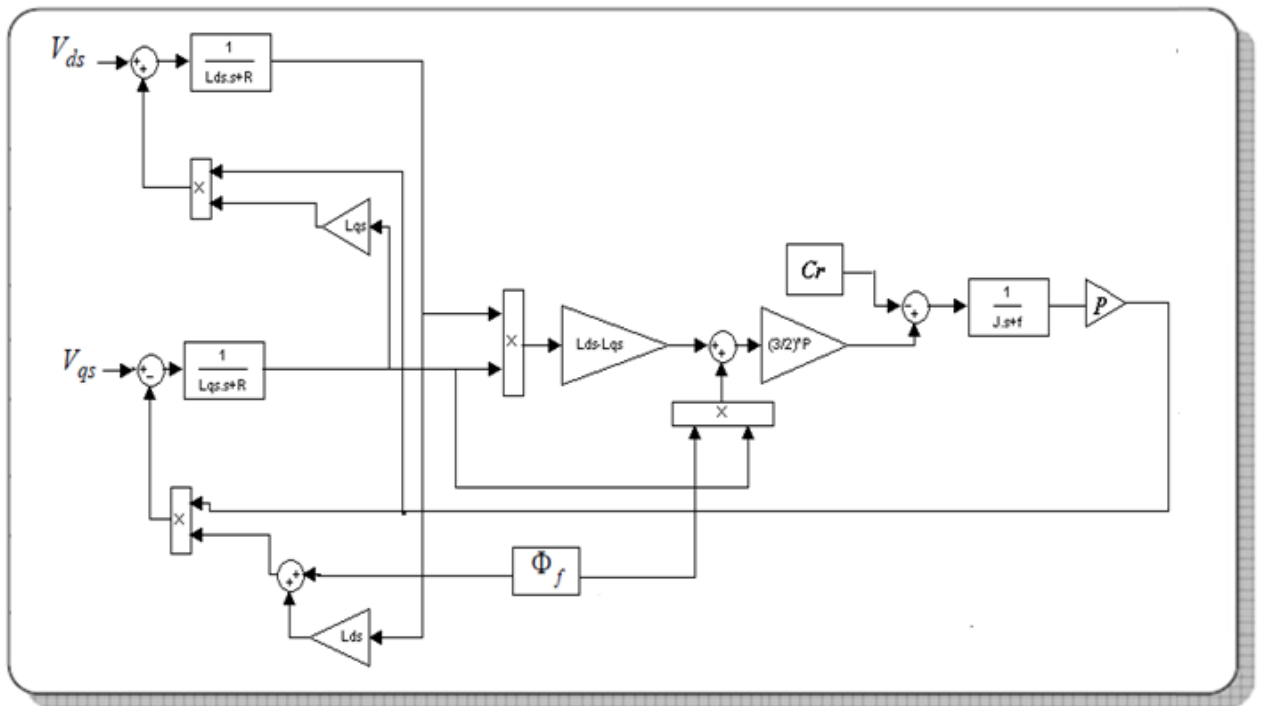


Figure (I-3) Schéma bloc de la MSAP dans le référentiel $d-q$

I-4 Modélisation de l'alimentation de la machine :

Pour alimenter la MSAP, on utilise en général un onduleur de tension qui devient de plus en plus importants dans le domaine de l'électronique de puissance. L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Alimenté en continu, il

modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie [8].

Dans cette partie l'onduleur est commandé par modulation de largeur d'impulsion qui permet de repousser vers les fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie. La figure (1.4) présente un schéma d'alimentation de la MSAP avec un onduleur de tension alimenté à partir d'un réseau triphasé.

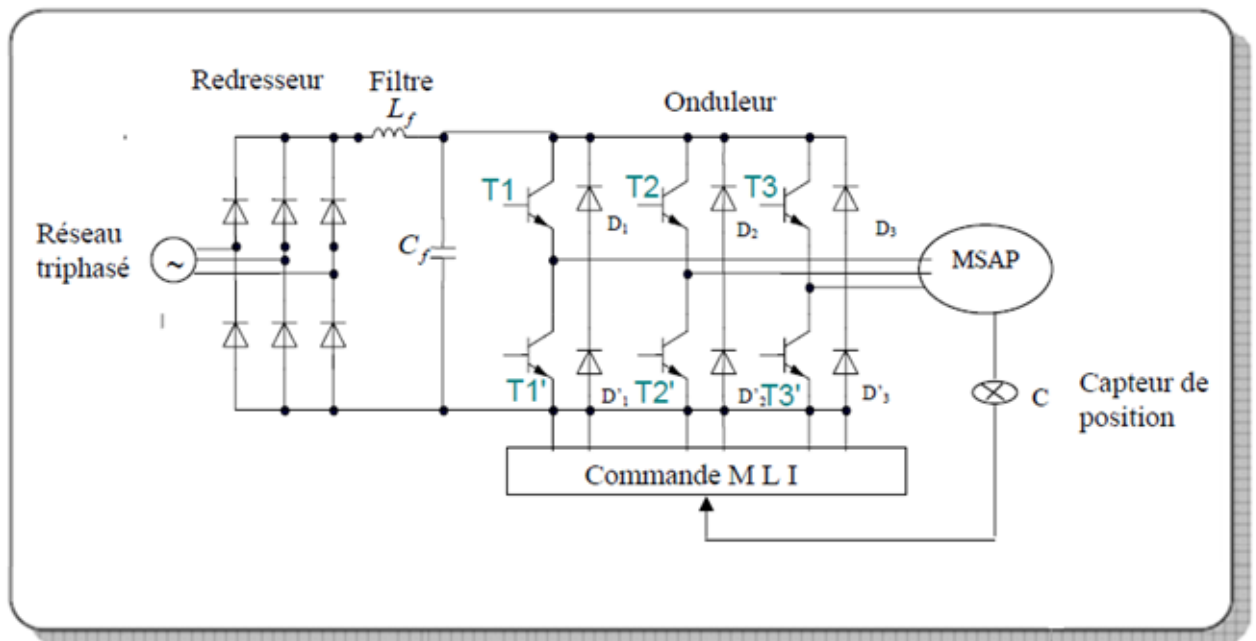


Figure (I-4) Schéma de l'onduleur de tension alimenté à partir du réseau triphasé

I-4-1 Modélisation de l'onduleur à commande MLI :

L'onduleur de tension à MLI est toujours choisi pour ses performances élevées permettant d'imposer à la machine des ondes de tension à amplitude et fréquence variable à partir d'un réseau standard 220/380-50 Hz. L'onduleur triphasé est composé de six transistors ($T_1, T_2, T_3, T'_1, T'_2, T'_3$) shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération qui permettent de renvoyer le courant négatif vers le condensateur de filtrage mis à l'entrée de l'onduleur. Pour l'étude de l'onduleur, nous associons à chaque bras de l'onduleur une fonction logique de connexion $S_j (j = 1, 2, 3)$

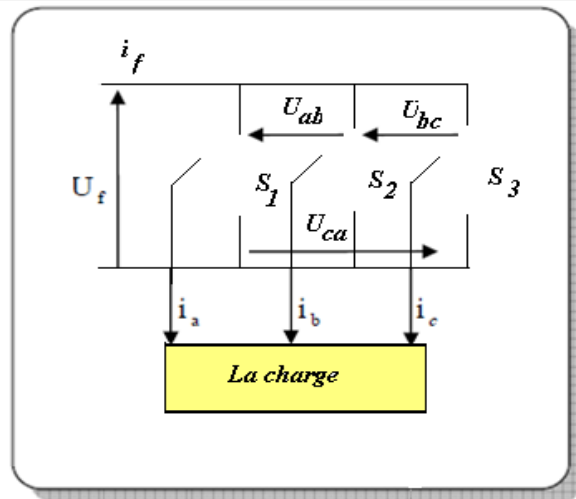


Figure (I-6) Représentation des interrupteurs

Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états logiques possibles (0, 1). Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{si } K_i \text{ est fermé et } K'_i \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K'_i \text{ est fermé et } K_i \text{ ouvert} \end{cases}$$

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_f(S_1 - S_2) \\ U_{bc} = U_f(S_2 - S_3) \\ U_{ca} = U_f(S_3 - S_1) \end{cases} \quad (\text{I.21})$$

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

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{I.22})$$

En tenant compte des deux relations (I.21) et (I.22), on obtient les tensions simples suivantes :

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{U_f}{3}(2S_1 - S_2 - S_3) \\ V_b &= \frac{U_f}{3}(-S_1 + 2S_2 - S_3) \\ V_c &= \frac{U_f}{3}(-S_1 - S_2 + 2S_3) \end{aligned} \quad (\text{I.23})$$

Le système d'équations (I.23) peut s'écrire sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{U_f}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.24})$$

L'expression de courant à l'entrée de l'onduleur :

$$i_f = S_1 i_a + S_2 i_b + S_3 i_c \quad (\text{I.25})$$

I-4-2 Stratégie de commande par MLI :

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs on fait appel à la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) qui consiste à déterminer les instants d'intersections d'une tension de référence sinusoïdale et d'une tension de modulation triangulaire.

La commande MLI de l'onduleur est caractérisée par les deux paramètres suivants :

✚ **L'indice de modulation "m"** égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ($m = \frac{f_p}{f}$) ;

✚ **Le coefficient de réglage en tension "r"** égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation ($r = \frac{V_m}{V_p}$)

La technique MLI est basée sur la comparaison des signaux de références avec la porteuse, La détermination des instants des impulsions de commande des transistors est effectuée selon l'algorithme suivant:

$$\begin{aligned} \text{Si } V_{a\text{ref}} > V_p(t) \quad S_1 &= 1 \quad \text{sinon } S_1 = 0 \\ \text{Si } V_{b\text{ref}} > V_p(t) \quad S_2 &= 1 \quad \text{sinon } S_2 = 0 \\ \text{Si } V_{c\text{ref}} > V_p(t) \quad S_3 &= 1 \quad \text{sinon } S_3 = 0 \end{aligned}$$

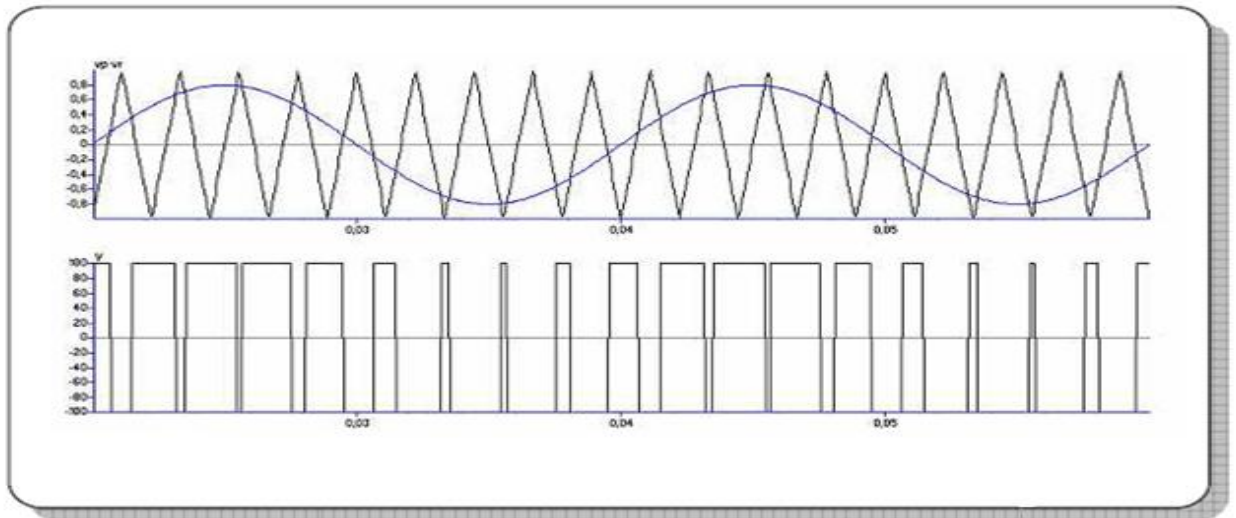


Figure (I-7): forme des Impulsions de commande de l'onduleur

I-5 Simulation et validation du modèle de la MSAP :

Le schéma de simulation de la machine dont les paramètres sont donnés en annexe est présenté sur la figure (I.8). La machine ne pouvant être alimenté directement du réseau 380/50Hz est synchronisé selon une méthode tel que le rapport (V/f) soit toujours gardé fixe jusqu'à la tension et la fréquence nominale du réseau.

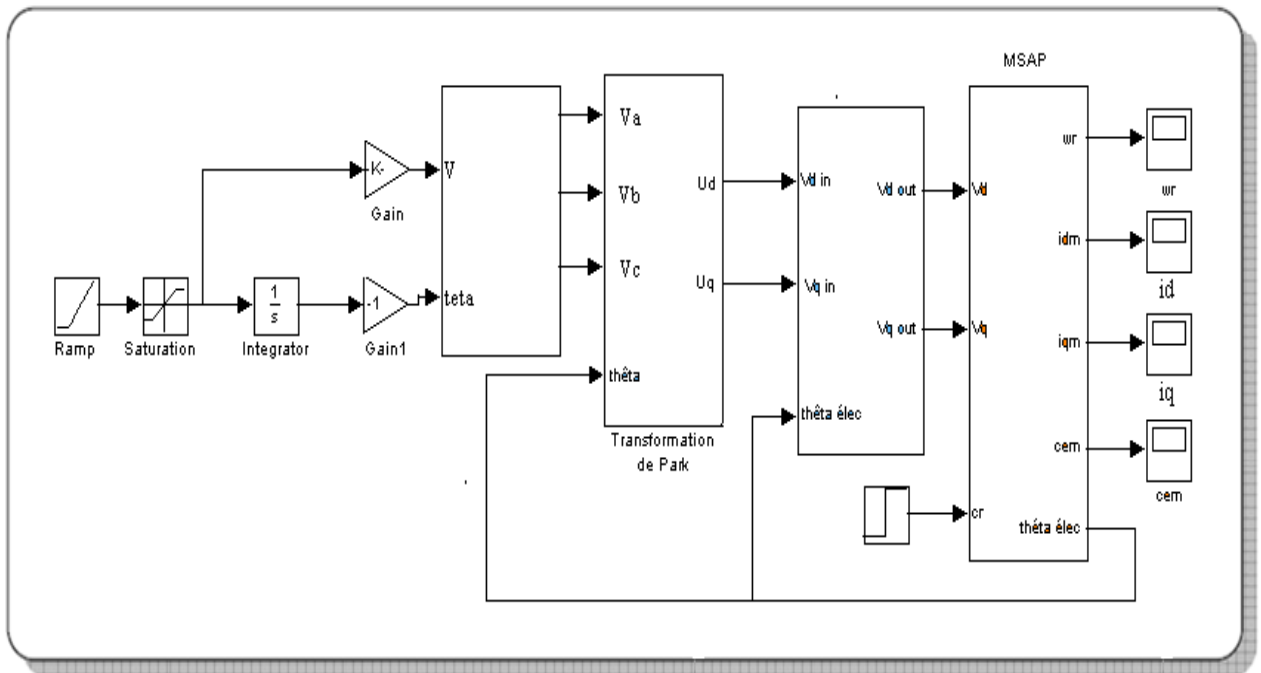


Figure (I-8) L'association Convertisseur-MSAP

I-5-1 Résultats de simulation :

a-Résultats de simulation de la MSAP à vide :

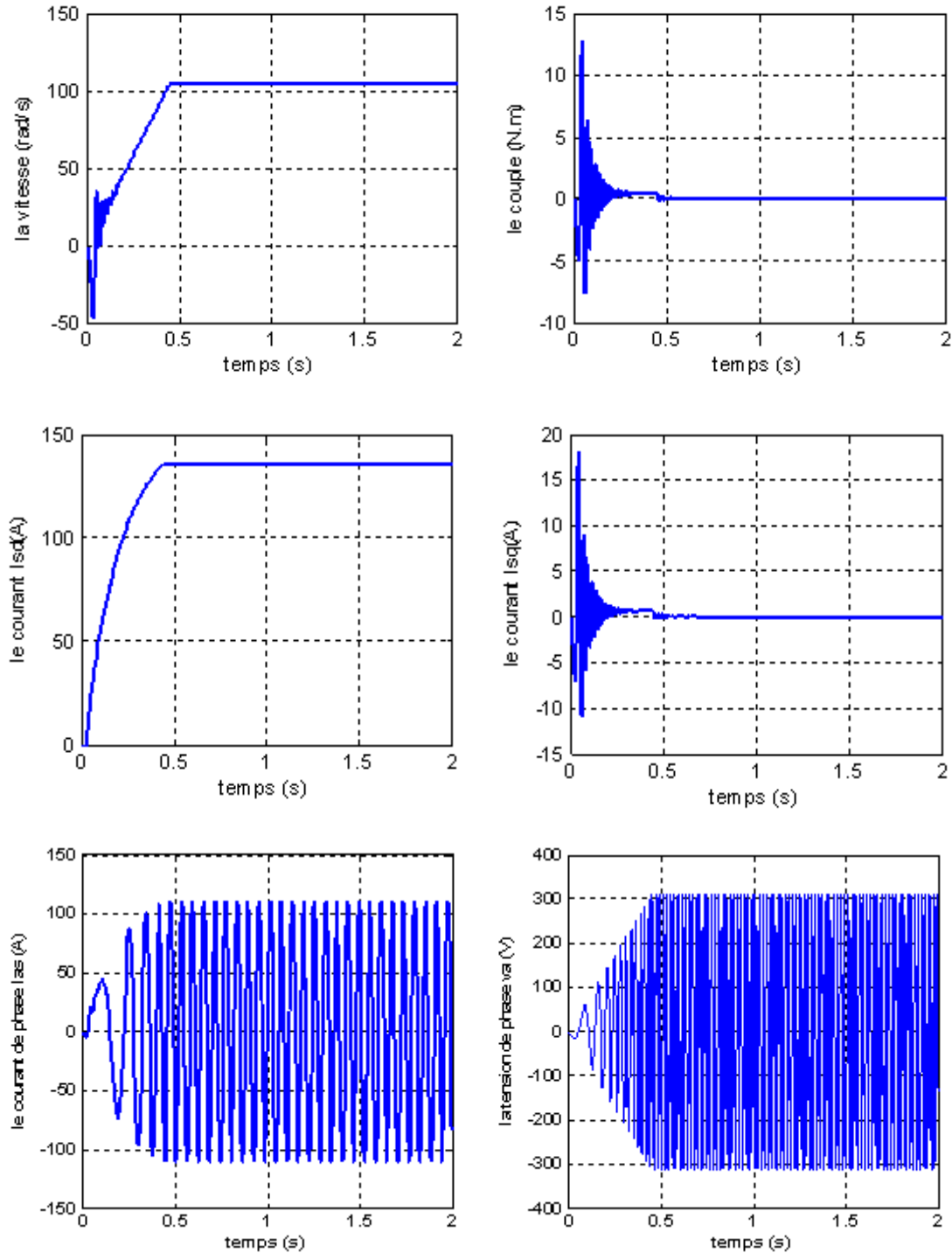


Figure (I-9) Caractéristiques dynamiques de la MSAP à vide

b-Résultats de simulation de la MSAP en charge avec $C_r=5 \text{ N.m}$:

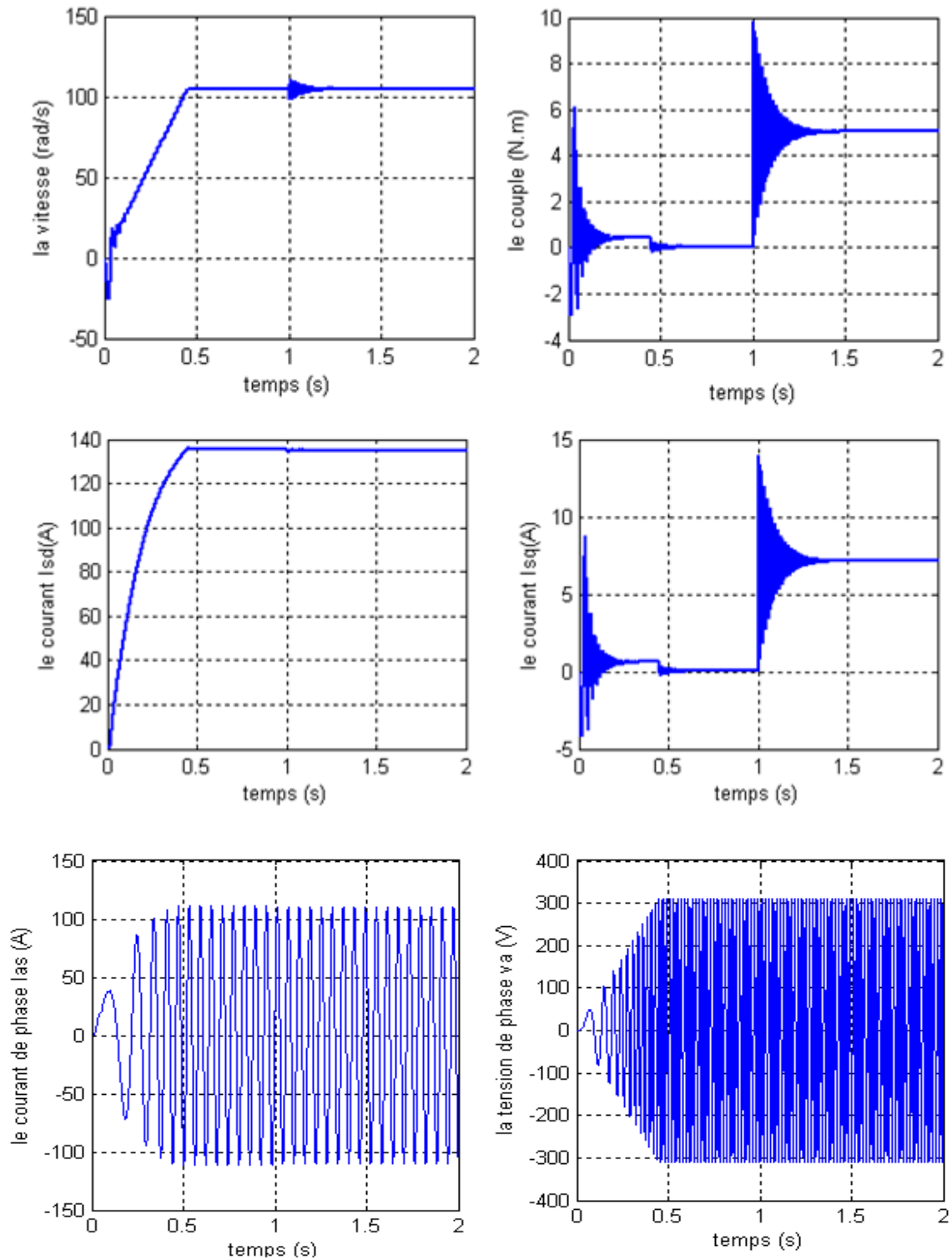


Figure (I-10) Caractéristiques dynamiques de la MSAP en charge
($C_r = 5 \text{ N.m}$) à $t = 1 \text{ sec}$.

I-5-2 Interprétation des résultats:

Nous avons présenté sur les figures (I-9.a), (I-10.b) la vitesse ω (rad/s), le couple électromagnétique, les deux composantes d'axe directe i_d et en quadrature i_q , de la MSAP, le courant statorique de la phase (a) et la tension statorique de la phase (a) V_a .

La machine alimentée par une source de tension triphasée avec une augmentation lente de la fréquence (autopilotage scalaire)

La figure (I-9) présente les résultats de la simulation de la MSAP pour un fonctionnement à vide. Nous remarquons que la vitesse de rotation se stabilise à la valeur de (104,7) rad/sec après un démarrage très rapide avec des battements au régime transitoire.

Le couple électromagnétique présente une allure identique à celle du courant d'axe 'q' du fait de la linéarité existante entre ces deux grandeurs. Sa valeur de crête est de (2,80N.m) et se stabilise à une valeur de (0.010 N.m), qui compense les pertes par frottement (couple à vide).

Le courant i_d augmente rapidement puis se stabilise à sa valeur nominale après un temps assez court.

La figure (I-10) montre l'évolution des grandeurs précédentes avec l'application d'un échelon du couple résistant ($C_r=5N.m$) à l'instant ($t=1s$), on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

I-6 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons modélisé la machine synchrone à aimants permanents avec un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et en utilisant le modèle de Park. Le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduits. Nous avons modélisé par la suite le convertisseur statique.

Les résultats obtenus après simulation numérique sous MTLAB nous ont permis d'analyser le comportement dynamique de la MSAP à vide et en charge

Tenant compte des interprétations faites ci-dessus, on applique dans le chapitre suivant une commande déduite de la théorie de Lyapunov pour améliorer les performances statiques et dynamiques de la machine en boucle fermée et aussi la robustesse de sa commande en présence de contraintes induites par les variations paramétriques.



Chapitre

II

***LA COMMANDE DE LA
MSAP***

PAR LYAPUNOV

II-1 Introduction :

La commande des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants par les lois de commandes classiques applicables aux systèmes linéaires peut être insuffisante car elles sont non robuste surtout lorsque les exigences sur la précision la rapidité et autres caractéristiques dynamiques des systèmes sont strictes. L'appel à des lois de commandes insensibles aux variations des paramètres, aux dynamiques négligées, aux perturbations et aux non linéarités intrinsèques du système s'avère nécessaire [9]. Dans cet objectif, plusieurs outils sont proposés dans la littérature dont on cite l'utilisation de la géométrie différentielle pour la linéarisation des systèmes, la commande basée sur la l'approche de la stabilité des systèmes par la théorie de Lyapunov, La commande à structure variable la commande adaptative etc.....

Actuellement la disponibilité de moyen de calculs microprocesseurs DSP etc.est un atout complémentaire pour faire passer aux techniques de commandes non linéaire des niveaux d'application non imaginés il n'y a pas si longtemps.

Dans ce chapitre nous allons étudier la commande non-linéaire basée sur l'approche de la théorie de Lyapunov, en étudiant sa robustesse et sa sensibilité aux variations paramétriques. La stabilité au sens de Lyapunov est en fait une théorie générale valable pour tout système décrit par des équations différentielles linéaires ou non linéaires

II-2 Généralités sur les systèmes non linéaires :

II-2-1 Systèmes non linéaires :

Ils se présentent comme un ensemble d'équations (différentielles par exemple) non linéaires, décrivant l'évolution temporelle des variables constitutives du système sous l'action d'un nombre fini de variables indépendantes appelées entrées ou variables de commande, ou simplement commandes, que l'on peut choisir librement pour réaliser certains objectifs. Les entrées peuvent être choisies en boucle ouverte c'est-à-dire ne dépendant que du temps, ou en boucle fermée, c'est-à-dire comme des fonctions des variables mesurées, appelées observations [2] [10].

Les systèmes non linéaires peuvent être le lieu de plusieurs phénomènes. Par exemple, ils peuvent converger, en régime permanent, à différents points d'équilibres, contrairement aux

Systèmes linéaires, qui n'en possèdent qu'un seul [11].

En fait un système non linéaire peut être défini simplement par le fait que c'est là où le théorème de superposition cesse d'être appliqué.

Les non linéarités d'un système peuvent être naturelles telle la saturation dans une machine électrique ou artificielle introduite par le concepteur des structures de commande. Ces non linéarités possèdent des effets indésirables sur le comportement des systèmes mais pouvant à leurs tours être éliminées ou réduites par des techniques de commandes non linéaires adéquates.

II-2-2 Propriétés des systèmes non linéaires

Le comportement des systèmes non linéaires est assez différent des systèmes linéaires. Cela étant dû à un ensemble de caractéristiques. Parmi lesquelles on peut citer entre autres des points d'équilibre multiples, des cycles limites qui sont des oscillations à amplitudes et fréquences fixes en l'absence d'une entrée exogène, des phénomènes de bifurcation lié au changement quantitatif des paramètres du système entraînant un changement qualitatif dans le comportement et du phénomène du chaos lié à la sensibilité de la sortie d'un système non linéaire vis-à-vis d'un changement des valeurs initiales [12].

II-2-3 Analyse des systèmes non linéaires :

Contrairement aux systèmes linéaires où l'étude et l'analyse de stabilité robuste d'une structure de commande utilise des outils très élaborés et très bien maîtrisés, l'analyse des systèmes non linéaires est moins évidente et se révèle comme une étape très importante pour la synthèse des lois de commandes.

Plusieurs méthodes d'analyse existent et peuvent être divisées en deux grandes catégories, graphique et analytique. Dans la première catégorie, on cite en particulier la méthode du plan de phase due à Point carré applicable aux systèmes du deuxième ordre et qui tente de décrire le comportement du système par rapport aux points d'équilibres à travers un tracé dans un plan à deux dimensions appelé plan de phase en utilisant la méthode des isoclines.

Les deux méthodes de Lyapunov, connues sous les noms de la première et la seconde méthode représentent des outils analytiques puissants. Dans la première méthode, appelée également méthode de linéarisation, il s'agit d'analyser la stabilité du système non linéaire au voisinage du point d'équilibre à travers une approximation linéaire. La mise en évidence de

Cette méthode, permet l'utilisation des outils des systèmes de contrôle linéaire.

Cependant, la seconde méthode est plus générale et elle repose sur le principe d'énergie pour analyser la stabilité, «un système physique est stable, si son énergie mécanique totale, diminue avec le temps», Lyapunov a pu décrire une fonction similaire ayant les propriétés de l'énergie et pour laquelle l'analyse de stabilité devient plus commode [12].

II-3 La stabilité :

La stabilité est considérée comme étant la qualité la plus recherchée dans l'étude d'un système dynamique. Différentes façons d'exprimer la stabilité existent en automatique on distingue la stabilité d'un point d'équilibre, stabilité entrée sortie etc....En générale cette étude a connue un développement très important depuis l'utilisation des résultats de la théorie de stabilité déduite des travaux de Lyapunov qui prennent en charge la stabilité des modèles dynamiques des systèmes linéaires ou non.

II-3-1 La stabilité au sens de Lyapunov :

II-3-1-1 Première méthode de Lyapunov :

Le théorème de stabilité locale de Lyapunov, connu sous le nom de première méthode permet de se prononcer sur la linéarisation de la dynamique d'un système autour d'un point d'équilibre. Cette méthode apporte une validité théorique à la technique de linéarisation. Elle mentionne que si le système linéarisé est asymptotiquement stable, alors il y a stabilité asymptotique du système. Dans le cas où le système linéarisé est instable, il y a instabilité du système. Par contre si celui-ci est stable sans pour autant l'être asymptotiquement, alors il est impossible de se prononcer sur la stabilité du système. Ce théorème est d'une importance limitée, car il ne permet d'étudier que la stabilité d'un point singulier (stabilité locale) et ne donne aucune information sur le domaine de stabilité (stabilité globale). De plus, dû aux approximations du premier degré (linéarisation), il n'est pas possible de tenir compte de tous les types de phénomènes non-linéaires (organe avec zone morte, plus-ou-moins, ...) [11].

II-3-1-2 Deuxième méthode de Lyapunov :

L'idée de Lyapunov est d'examiner une fonction scalaire V (Fonction d'énergie) pour analyser la stabilité du système, en se basant sur l'étude de ses variations (signe de \dot{V}) le long de la trajectoire du système.

Théorème : (stabilité (asymptotique) locale) : Soit : $V(x) : R^n \times R^+ \rightarrow R^+$ une fonction continûment différentiable, appelée fonction candidate de Lyapunov et soit

D un ouvert de R^n et $x_e \in D$. ($x_e = 0$ Un point d'équilibre du système) Alors si

$$\begin{matrix} \oplus \\ \oplus \end{matrix} \quad V(x) > 0 \ (\forall x \neq 0 \text{ dans } D) \text{ et } V(0) = 0.$$

$$\begin{matrix} \oplus \\ \oplus \end{matrix} \quad \dot{V}(x) \leq 0 \ (\forall x \neq 0 \text{ dans } D).$$

La dernière condition nous montre que la dérivée temporelle de la fonction de Lyapunov est localement semi-définie négative dans un voisinage de l'origine D , alors le point d'équilibre est stable (stabilité simple) [13] [14].

II-4 Commande des systèmes non linéaires :

Les problèmes de poursuite dans le cas des systèmes non linéaires sont difficiles car la sortie dépend de l'entrée de façon souvent très complexe. Il n'est pas aussi facile qu'en linéaire de calculer l'entrée permettant d'obtenir la sortie désirée.

Beaucoup de commandes sont présentées et développées dans la littérature technique. Ces approches peuvent se diviser en deux grandes catégories, commande indirecte et commande directe. Pour la commande indirecte, l'objectif consiste à généraliser les différentes commandes linéaires, reposant sur la représentation d'état, pour les systèmes non linéaires, à travers une linéarisation dite linéarisation par contre-réaction (Feedback linéarisation). Cette approche est aussi appliquée généralement pour les systèmes qui ne présentent aucune incertitude dans leurs dynamiques. L'approche directe consiste à élaborer des techniques plus appropriées aux systèmes non linéaires avec incertitudes. Dans ce cas il s'agit généralement de commande robuste et de commande adaptative [12].

II-4 Application de la théorie de Lyapunov à la commande de la MSAP :

II-4-1 Modèle de la MSAP dans le référentiel (d, q) :

Le modèle de la MSAP Dans le repère de Park (d, q) lié au rotor peut s'écrire :

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega \varphi_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega \varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

A partir des équations (I.16), (I.8) ; on peut établir le modèle de la MSAP sous la forme suivant ;

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{f_1}{L} + \frac{1}{L} u_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{f_2}{L} + \frac{1}{L} u_{sq} \\ J \frac{dw_r}{dt} = f_3 + c_e \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$$\begin{cases} -f_1 = R_s i_{sd} - P w_r L i_{sq} \\ -f_2 = R_s i_{sq} + P w_r (L i_{sd} + \varphi_f) \\ -f_3 = -c_r - f w_r \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Le modèle de la MSAP est fortement non linéaire. La théorie de Lyapunov s'avère être une des méthodologies de synthèse du régulateur non linéaire pour la commande de la machine afin d'améliorer ses performances en boucle fermée.

Une fonction de Lyapunov candidate peut être définie comme suit :

$$V = \frac{1}{2} (i_{sd} - i_{sdref})^2 + \frac{1}{2} (i_{sq} - i_{sqref})^2 + \frac{1}{2} J (w_r - w_{rref})^2 > 0 \quad (\text{II.4})$$

i_{sdref} , i_{sqref} et w_{rref} sont les références des courants et de vitesse désirés pour les courants i_{sd} , i_{sq} et la vitesse w_r respectivement.

Il apparaît très aisément que les deux premières conditions du théorème cité ci dessus sont facilement vérifiables. Il reste à vérifier la dernière condition pour déterminer la stabilité de la machine pour tous les régimes de fonctionnement.

La dérivée de notre fonction donne :

$$\dot{V} = (i_{sd} - i_{sdref}) (\dot{i}_{sd} - \dot{i}_{sdref}) + (i_{sq} - i_{sqref}) (\dot{i}_{sq} - \dot{i}_{sqref}) + J(w_r - w_{rref})(\dot{w}_r - \dot{w}_{rref}) \quad (II.5)$$

En remplaçant (II.2) dans l'équation (II.5), on trouve :

$$\dot{V} = (i_{sd} - i_{sdref}) \left(\frac{f_1}{L} + \frac{1}{L} u_{sd} - \dot{i}_{sdref} \right) + (i_{sq} - i_{sqref}) \left(\frac{f_2}{L} + \frac{1}{L} u_{sq} - \dot{i}_{sqref} \right) + (w_r - w_{rref})(f_3 + c_e - J\dot{w}_{rref}) \quad (II.6)$$

Pour assurer la négativité de la dérivée de la fonction de Lyapunov (II.6), on propose les lois de commande suivantes

$$\begin{cases} u_{sd} = L \left(\frac{-f_1}{L} + \dot{i}_{sdref} - K_1(i_{sd} - i_{sdref}) \right) \\ u_{sq} = L \left(\frac{-f_2}{L} + \dot{i}_{sqref} - K_2(i_{sq} - i_{sqref}) \right) \\ c_e = -f_3 + J\dot{w}_{rref} - K_3(w_r - w_{rref}) \end{cases} \quad (II.7)$$

A partir de là, la dérivée peut s'écrire :

$$\dot{V} = -K_1(i_{sd} - i_{sdref})^2 - K_2(i_{sq} - i_{sqref})^2 - K_3(w_r - w_{rref})^2 < 0 \quad (II.8)$$

La fonction (II.8) est négative si les gains K_i ($i = 1, 2, 3$) sont évidemment positifs. Ainsi :

$$\begin{cases} \lim_{t \rightarrow \infty} (i_{sd} - i_{sdref}) = 0 \\ \lim_{t \rightarrow \infty} (i_{sq} - i_{sqref}) = 0 \end{cases} \quad (II.9)$$

Les deux équations ci-dessus offrent la possibilité de contrôler le flux de la machine sur l'axe- d par i_{sd} et le couple développé sur l'axe- q par i_{sq} .

II-4-2 Commande non linéaire robuste :

Le système peut subir des perturbations en termes de variation des paramètres sous l'effet de la température, la saturation et autres causes. Pour tenir compte de ce fait la commande robuste du système doit être calculé sur la base du modèle étendu aux variations paramétriques. D'une manière générale les fonctions (II.3) peuvent être réécrites comme suit [15] :

$$f_i = \hat{f}_i + \Delta f_i \quad (\text{II.10})$$

Avec, \hat{f}_i fonction de retour d'états non linéaire estimée

et Δf_i : variation autour de \hat{f}_i ; où : $i = 1, 2$ et 3 .

Δf_i est introduite par les variations des paramètres. Nous supposons que toutes les Δf_i sont bornées comme suit : $|\Delta f_i| < \beta_i$ ou β_i sont des limites connues. En remplaçant (II.10) dans l'équation (II.2), on trouve :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{f_1 + \Delta f_1}{L} + \frac{1}{L} u_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{f_2 + \Delta f_2}{L} + \frac{1}{L} u_{sq} \\ J \frac{dw_r}{dt} = f_3 + \Delta f_3 + c_e \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

La loi de commande non linéaire robuste déduite pour garantir la décroissance d'une fonction de Lyapunov telle que (II.5) est améliorée de la manière suivante avec des termes supplémentaires comme on peut le comparer avec (II.7) :

$$\begin{aligned} u_{sd} &= L \left(\frac{-f_1}{L} + \dot{i}_{sdref} - K_1 (i_{sd} - i_{sdref}) \right) - K_{11} \text{sgn}(i_{sd} - i_{sdref}) \\ u_{sq} &= L \left(\frac{-f_2}{L} + \dot{i}_{sqref} - K_2 (i_{sq} - i_{sqref}) \right) - K_{22} \text{sgn}(i_{sq} - i_{sqref}) \\ c_e &= -f_3 + J \dot{w}_{rref} - K_3 (w_r - w_{rref}) - K_{33} \text{sgn}(w_r - w_{rref}) \end{aligned} \quad (\text{II.11})$$

Où $K_{ii} \geq \beta_i$, $K_i > 0$ et $i = 1, 2$ et 3 . Tenant compte de (II.5) et en utilisant (II.10) et si on propose la loi de commande donnée par (II.11) la dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & (i_{sd} - i_{sdref}) \left(\frac{\Delta f_1}{L} - K_{11} \text{sgn}(i_{sd} - i_{sdref}) \right) \\ & + (i_{sq} - i_{sqref}) \left(\frac{\Delta f_2}{L} - K_{22} \text{sgn}(i_{sq} - i_{sqref}) \right) \\ & + (w_r - w_{rref}) (\Delta f_3 - K_{33} \text{sgn}(w_r - w_{rref})) + \dot{V} < 0 \end{aligned} \quad (\text{II. 12})$$

La stabilité du système est donc garantie si et seulement si les conditions suivantes sont satisfaites

$$\begin{aligned} K_{11} &> |\Delta f_1| \\ K_{22} &> |\Delta f_2| \\ K_{33} &> |\Delta f_3| \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

Finalement, on aboutit aux inégalités suivantes : $\dot{V}_1 < \dot{V} < 0$

Le schéma bloc de cette commande est donné comme suit :

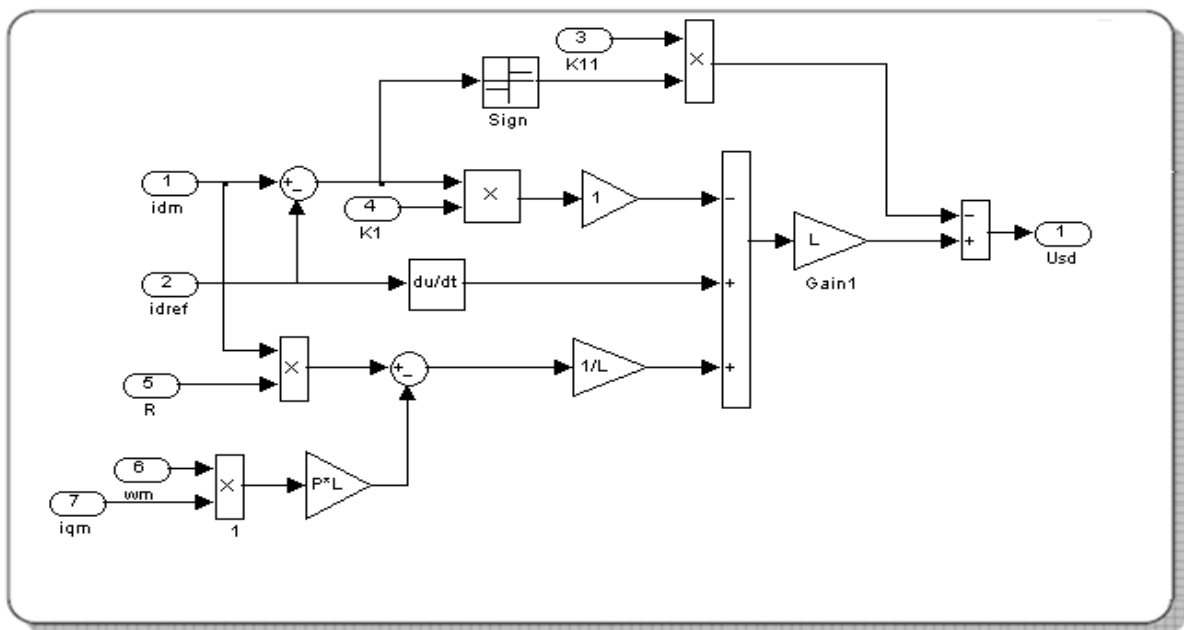


Figure (II.1) schéma bloc de la conception de commande robuste

II-5 Schéma bloc :

Le schéma bloc du système commandé par mode glissant est représenté par la figure (I.4) suivante:

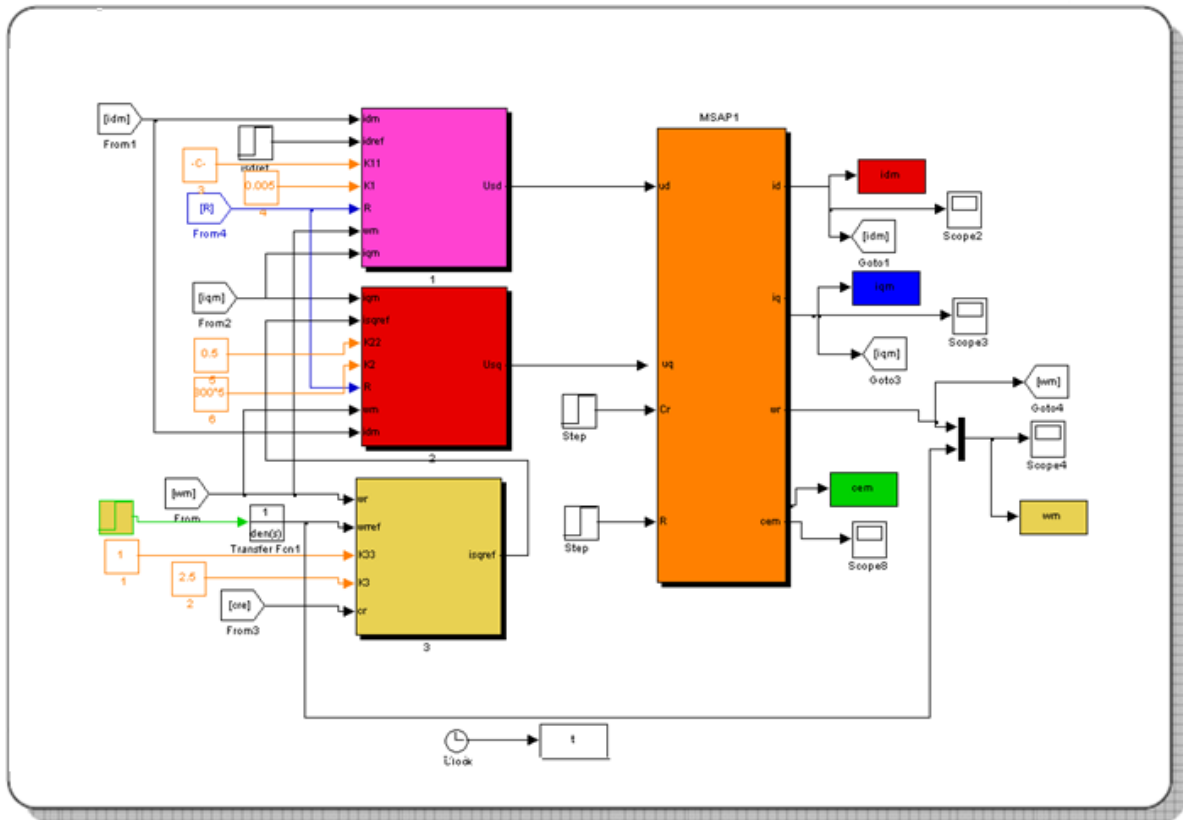
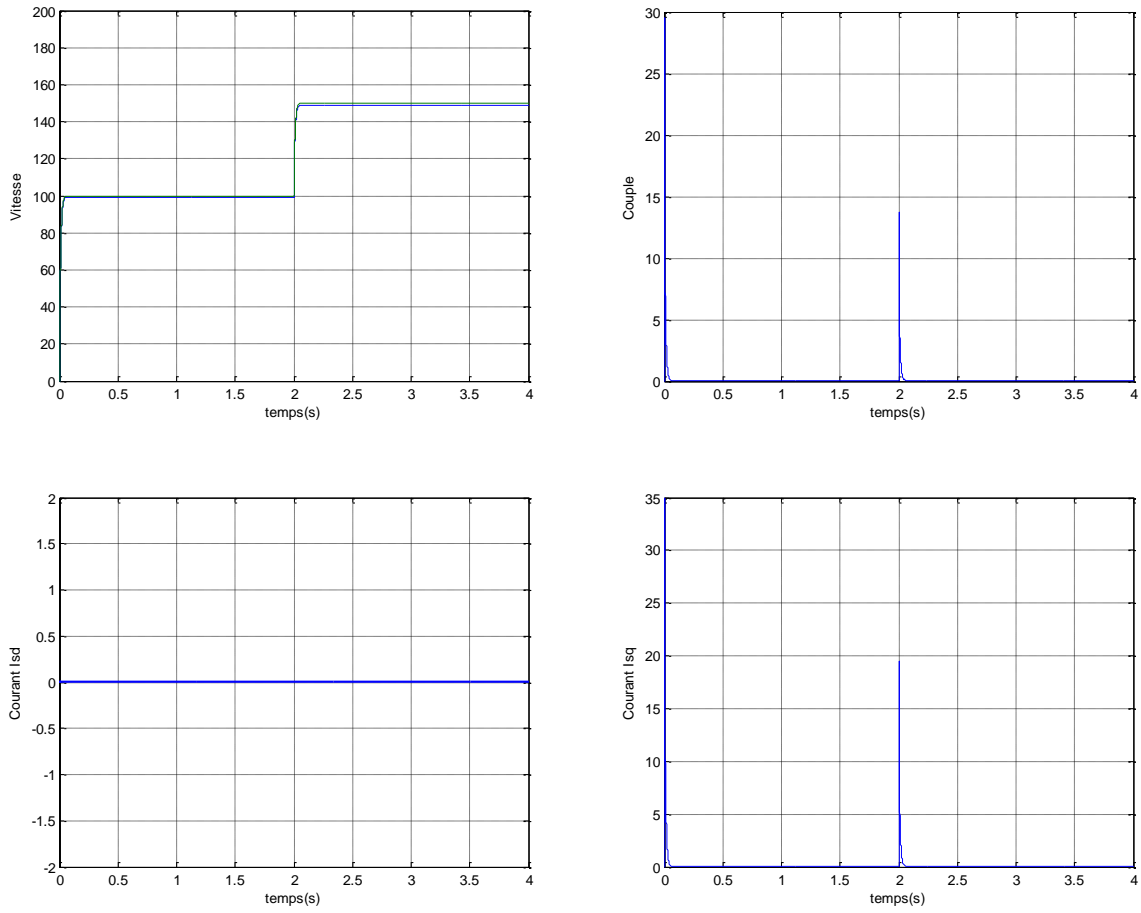


Figure (II.2) schéma bloc de commande robuste de la MSAP par la théorie de Lyapunov

II-6 Résultats de simulation :

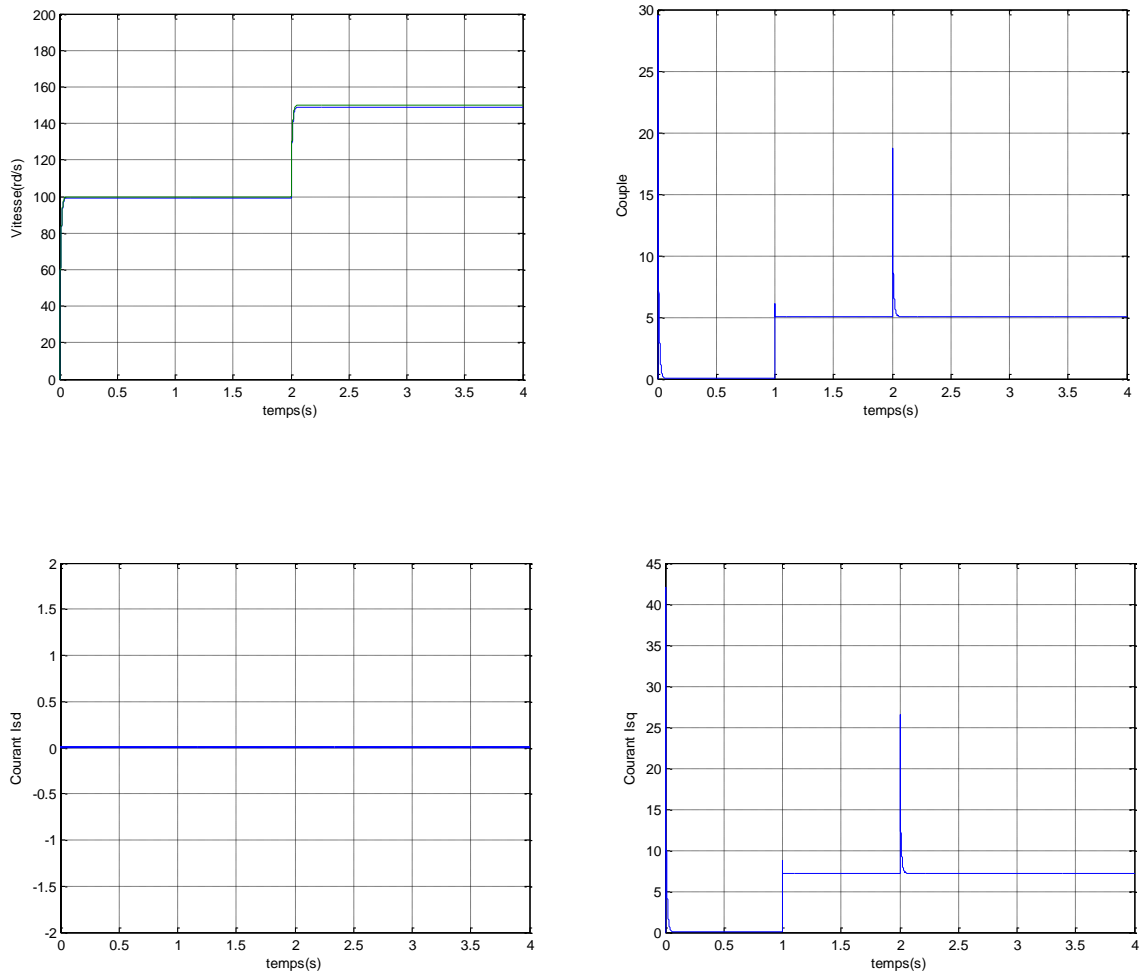
Les simulations ont été effectuées sur une machine synchrone à aimant permanent dont les paramètres sont donnés en annexe : Des tests sont choisis pour démontrer la validité de la commande non linéaire calculée et confirmer les attentes souhaitées en termes de performance et de robustesse. Ces tests sont effectués à vide et en charge avec Les valeurs des gains suivantes $K_1 = 0.005$, $K_2 = 800 * 5$, et $K_3 = 5$ et $K_{11} = 0.0012$, $K_{22} = 0.5$, et $K_{33} = 1$

II-6-1 -Test de la commande à vide :



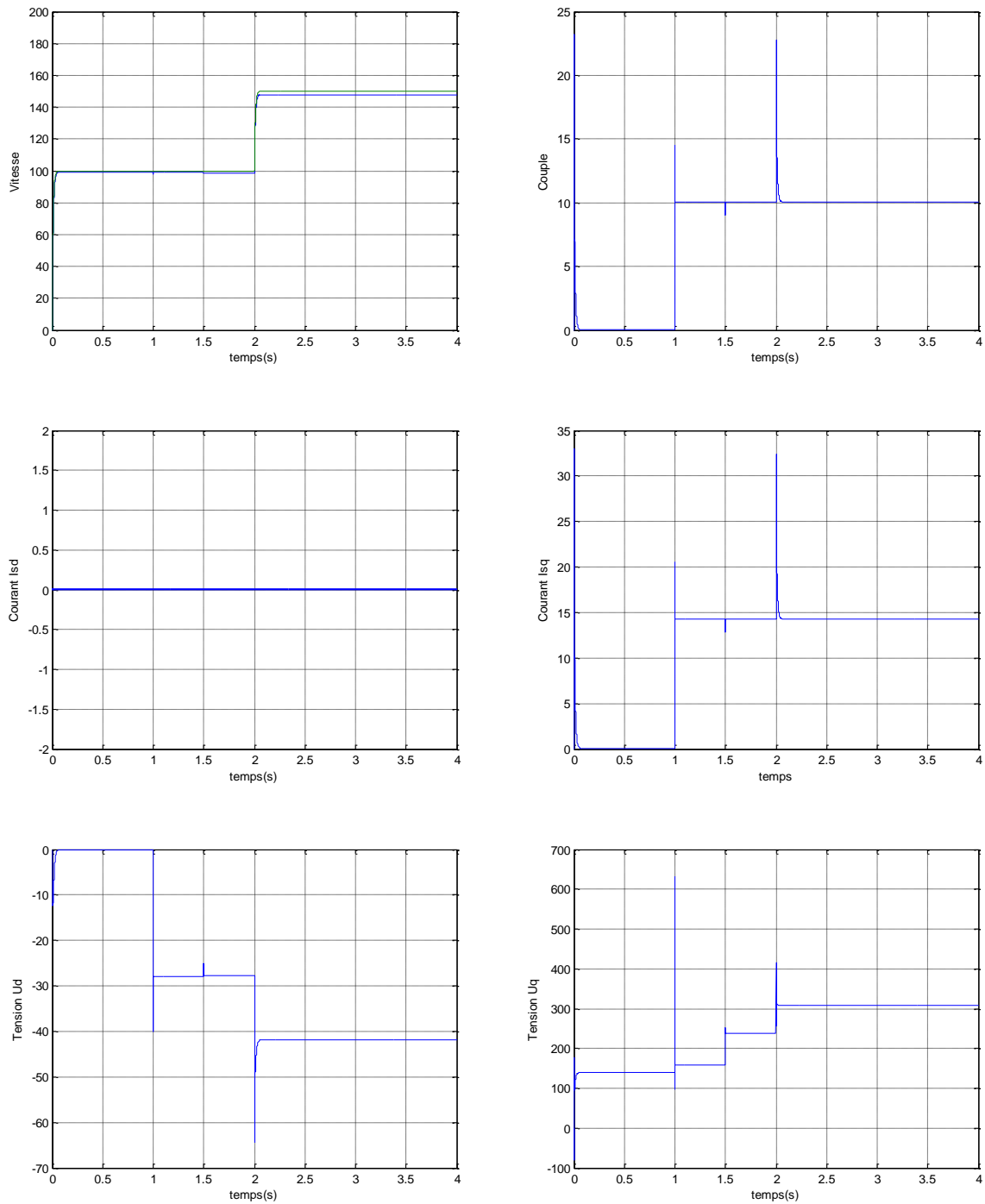
Figure(II.3) Test de la commande à vide

II-6-2 Test de la commande avec une charge nominal :



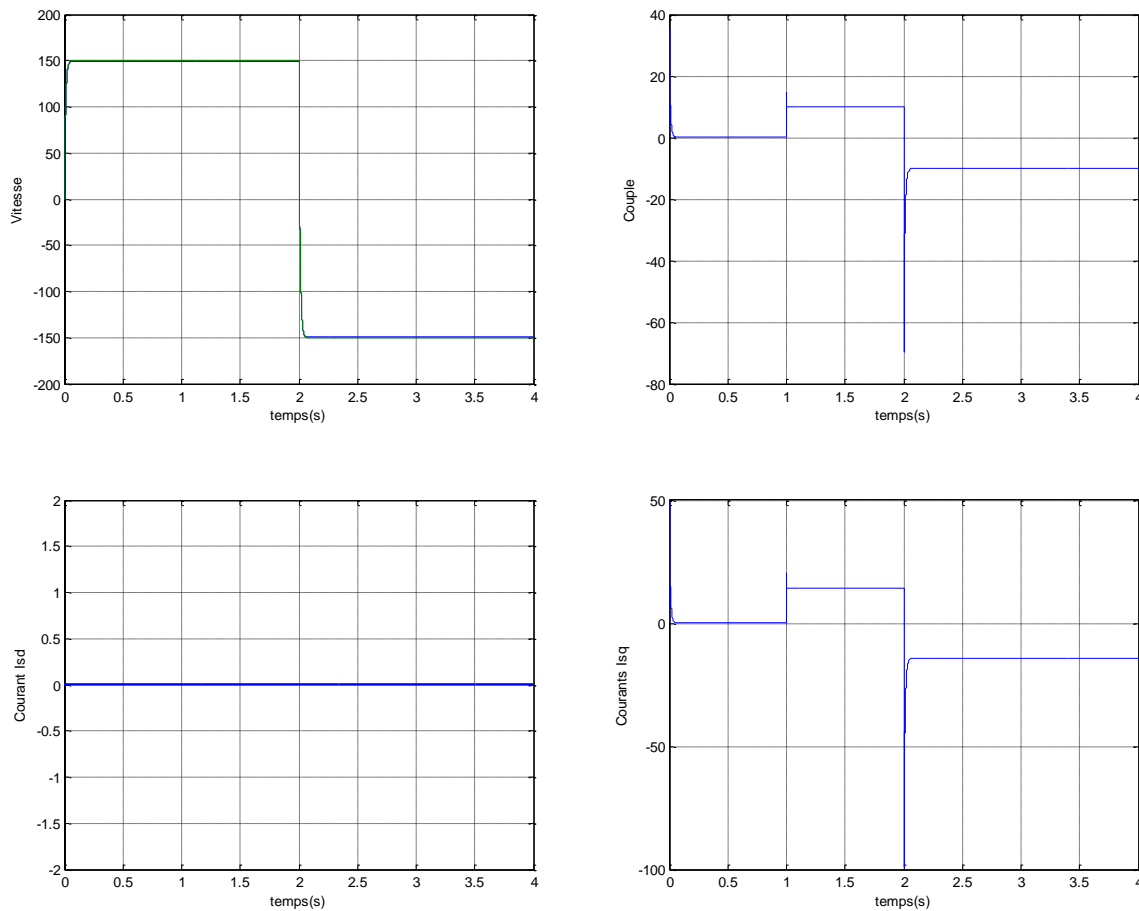
Figure(II.4) Test de la commande avec une charge nominal

II-6-3 Test de la commande avec augmentation de la résistance R_s :



Figure(II.5) Test de la commande en charge avec augmentation de R_s

II-6-4 Test de la commande à l'inversion de la vitesse en charge :



Figure(II.6) Test de la commande a l'inversion de la vitesse en charge

II-7 Interprétation des résultats de simulation :

Nous avons appliqué la commande par la méthode de Lyapunov de la MSAP.

A partir des résultats obtenus après la simulation, nous remarquons que l'évolution de la vitesse dans le régime transitoire est presque linéaire, puis elle stabilise au régime permanent au bout d'un temps très faible a cause du moment d'inertie très faible lui aussi.

Le couple électromagnétique présente une valeur de crête de (30Nm) au démarrage et se stabilise à une valeur archi nulle au régime permanent a vide, et il est de la même forme que le courant i_q on quadrature. Le courant i_d est nul. La forme du couple électromagnétique varie lorsqu'on applique une charge de 5Nm à $t=1$ s n'ayant aucun effet sur le courant i_d maîtrisé à

une valeur nulle. Les résultats de simulation du même système en charge avec une variation de la résistance statorique de cinq fois sa valeur nominale montrent que les caractéristiques dynamiques gardent la même forme mais avec une erreur statique acceptable dans la vitesse. Les tensions sur l'axe d et q démontrent s'il en est la réaction à de la structure de commande à 1.5s aux variations de la résistance. Les réponses obtenues confirment ainsi la relative insensibilité de cette structure de commande aux variations paramétriques. La robustesse du réglage par cette commande est donc effectuée non sans souhaiter comparer ces résultats avec ceux qui seront obtenus par une autre commande robuste par mode glissant

II-8 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a développé une commande robuste pour obtenir de hautes performances d'un système non linéaire et garantissant sa stabilité même en présence de variations paramétrique en exploitant la théorie de Lyapunov. Les résultats de simulation confirment dans une large mesure les attentes et l'efficacité de la commande proposée.



Chapitre III

***LA COMMANDE DE LA
MSAP PAR MODE
GLISSANT***

III-1 Introduction :

La technique de commande par modes glissants comme toutes les autres techniques de commande non linéaire a été développées depuis le début des années 80. Cette commande consiste à définir une surface dite de glissement, et une loi de Commande par Mode Glissant (CMG) de manière à conduire et à contraindre le système à rester au voisinage de cette surface dite de "commutation". La CMG s'inscrit dans le cadre de la théorie des systèmes à structure variable qui a pour but l'obtention, en boucle fermée, d'une dynamique largement indépendante de celle du processus et surtout de ses variations paramétriques éventuelles. En ce sens, la commande à structure variable est une commande non linéaire qui possède la propriété de robustesse. Elle est basée sur la commutation autour d'une hyper surface de glissement pour forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de la variété quand l'état est maintenu sur cette hyper surface. Le système se trouve en régime glissant, et sa dynamique est alors insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation et à certaines perturbations extérieures [13].

Plusieurs méthodes existent pour la détermination de la commande par mode de glissement, La méthode de Filippov, La méthode de la commande équivalente et La méthode de régularisation [13] [16].

Ce chapitre est consacré dans un premier temps à une présentation générale des concepts de base de La CMG. Son principe, ses propriétés de robustesse ainsi que ses défauts sont abordés, puis en appliquant la méthode de la commande équivalente sur la machine synchrone à aimant permanent, La stabilité du système est théoriquement prouvée par la fonction de Lyapunov.

III-2 Les systèmes à structure variable en mode glissant :

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation.

Soit le système décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x}(t) = f(x, t, u) \quad (\text{III.1})$$

où $x = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T \in \mathbb{R}^n$ est le vecteur d'état ; $u \in \mathbb{R}$ est l'entrée de commande

On définit également $s \in \mathbb{R}$, une fonction suffisamment différentiable, telle que $\frac{\partial s}{\partial x}$ soit non nulle, la variété de glissement est définie par [13] [16]:

$$S = \{x \in \mathbb{R}^n : s(x) = 0\} \quad (\text{III.2})$$

Dans le but de maintenir l'état représentatif de l'évolution du système sur une variété S , on définit le vecteur de commande u qui commute entre deux valeurs (u^-, u^+) selon le signe de la surface de commutation $s(x)$:

$$u(x, t) = \begin{cases} u^+(x, t) & \text{si } s(x) > 0 \\ u^-(x, t) & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

$u^+(x, t)$ et $u^-(x, t)$ étant des fonctions continues. $S = \{x \in \mathbb{R}^n : s(x) = 0\}$ est une variété de surface de glissement qui divise l'espace d'état en deux parties disjointes $s(x) > 0$ et $s(x) < 0$. Cette logique de commutation a pour but de contraindre la trajectoire à suivre la surface de commutation. On dit alors que la trajectoire du système glisse le long de la surface de commutation $s(x) = 0$ et on parle alors du phénomène de glissement.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de deux parties (figure 1.1) :

- Le mode d'accès (reaching mode)
- Le mode de glissement.

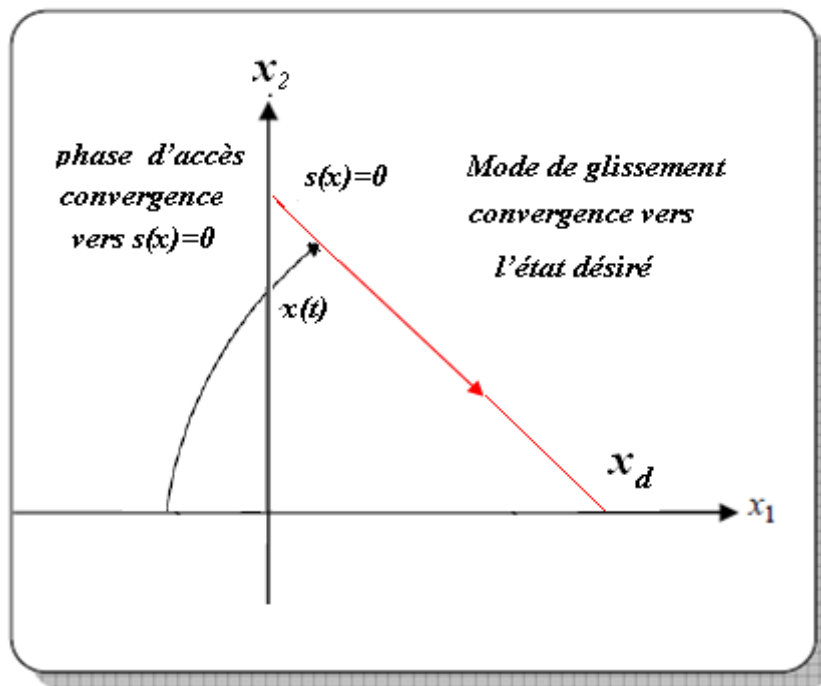


Figure (I.1) : Trajectoire d'état dans le plan de phase.

Dans la première phase, l'état du système (à partir d'une condition initiale quelconque $x_1(0) = x_0$) tend vers une surface de commutation $s(x) = 0$.

La deuxième phase est caractérisée par le mode de glissement durant lequel la variable d'état évolue sur la surface de glissement et converge vers l'état désiré $x_d(t)$.

III-3 Condition d'existence du glissement :

Pour exprimer la condition d'existence selon Filippov en fonction de la surface S , la dérivée de S par rapport au temps au voisinage de $S(x) = 0$ prend un signe opposé avec la surface S [13][17].

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \text{ et } \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S} > 0 \quad (\text{III.4})$$

Par la suite, si les conditions du théorème de Filippov sont vérifiées, on en déduit que:

$$S\dot{S} < 0 \quad (\text{III.5})$$

Cette condition (III.5), appelée condition de glissement, représente l'inégalité fondamentale pour la synthèse de la commande par mode de glissement.

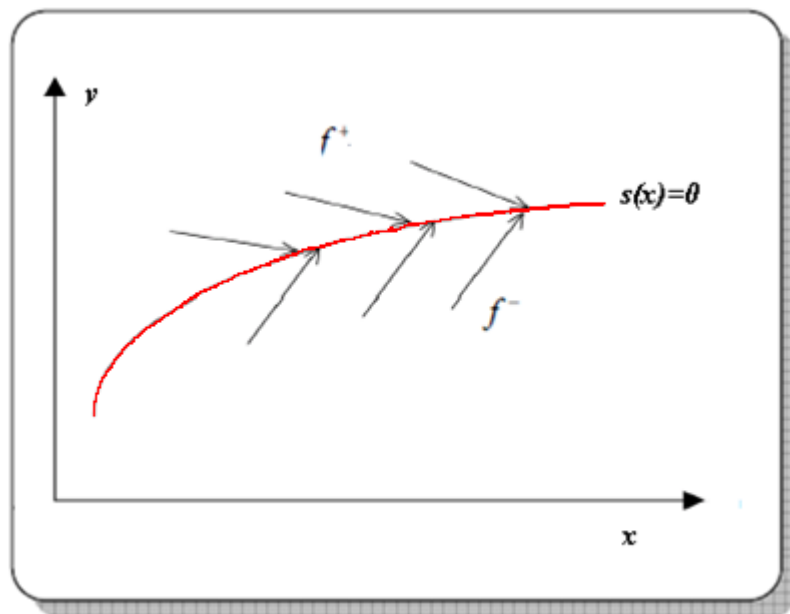


Figure (I.2): Attractivité de la surface

III-4 Phénomène de broutement (chattering) :

Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas car la fréquence de commutation des organes de commande a une limite finie. Autrement dit, il n'existe aucun organe de commutation pouvant commuter à une fréquence infinie (en effet cet organe devrait délivrer une énergie infinie).

Le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier autour d'une couche limite de la surface de glissement qui est communément appelé chattering ou phénomène de réticence (figure 1.4).

Cette oscillation au voisinage de la surface est due à l'imperfection des éléments de commutation ou des limites technologiques et physiques, telles que les retards au niveau des commutations ou des comportements avec hystérésis, qui peuvent exciter les dynamiques négligées (non modélisées) en haute fréquence.

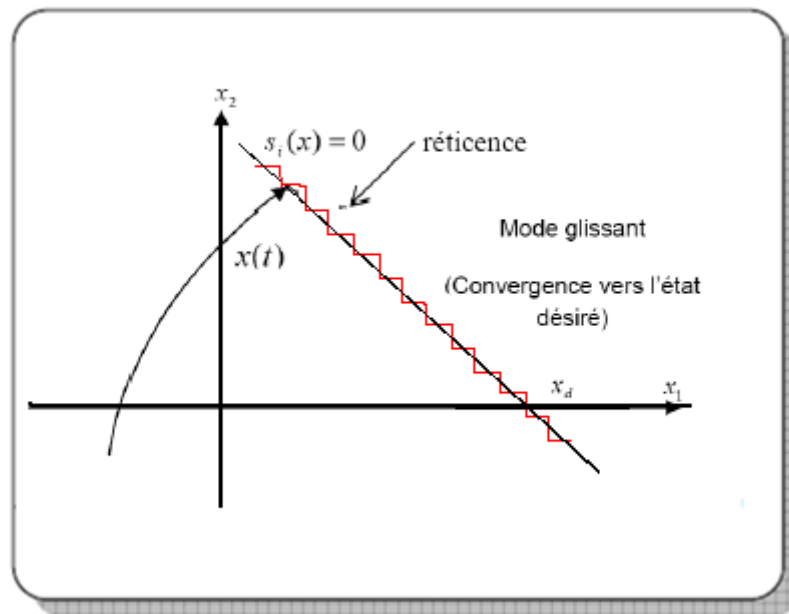


Figure (I.3) : Phénomène de réticence

Le chattering peut dégrader les performances du système et même conduire à l'instabilité. La réticence implique également d'importantes sollicitations mécaniques au niveau des actionneurs, augmentant la consommation énergétique qui peut endommager les circuits électriques de puissance.

III-5 La méthode de la commande équivalente :

Cette méthode consiste à admettre qu'en mode de glissement tout se passe comme si le système était piloté par une commande dite commande équivalente.

D'un point de vue méthodologique, il est intéressant de développer une approche basée sur la méthode de la commande par Mode de Glissement (CMG) classique, en utilisant la régulation au

voisinage de la surface $S(x) \equiv 0$. La commande équivalente est définie comme étant la commande qui rend la surface S invariante dans le temps, c'est-à-dire $\dot{S} = 0$.

On peut dire que u_{eq} est la valeur moyenne de $u(t)$ lors de la commutation rapide entre u_{min} et u_{max} [18].

III-6 Synthèse de la loi de commande par mode glissant [19] :

Soit le système décrit par l'équation suivante :

$$\dot{x} = f_0(x) + \delta_1(x) + G(x)[u + \delta_2(x, u)] \quad (\text{III.6})$$

Avec f_0 , G , δ_1 et δ_2 des fonctions suffisamment lisses définie pour $(x, u) \in D_0 \times \mathcal{R}^p$ avec D_0 domaine contenant l'origine. On suppose que f_0 et G sont connues et δ_1 et δ_2 les incertitudes englobant les variations paramétriques du système.

III-6-1 1 Difféomorphisme :

Soit $T: D_0 \rightarrow \mathcal{R}^n$ le difféomorphisme défini telle que [18] :

$$\frac{\partial T}{\partial x} G(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ G_2(x) \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

où $G_2(x)$ est une matrice non singulière de dimension $p \times p$. Le changement des variables

$$\begin{bmatrix} \eta \\ \xi \end{bmatrix} = T(x); \quad \eta \in \mathcal{R}^{n-p}; \quad \xi \in \mathcal{R}^p \quad (\text{III.8})$$

Transforme le système sous la forme suivante:

$$\begin{aligned} \dot{\eta} &= f(\eta, \xi) + \delta_\eta(\eta, \xi) \\ \dot{\xi} &= f_a(\eta, \xi) + G_a(\eta, \xi)[u + \delta_\xi(\eta, \xi, u)] \end{aligned} \quad (\text{III.9})$$

Où $G_a(\eta, \xi) = G_2 \left(T^{-1} \left(\begin{bmatrix} \eta \\ \xi \end{bmatrix} \right) \right)$ est non singulier pour tout $(\eta, \xi) \in D = T(D_0)$.

La forme (III.9) est dite généralement forme régulière.

Pour présenter la procédure de commande par mode glissant du système. On considère la première équation du système ci dessus :

$$\dot{\eta} = f(\eta, \xi) + \delta_{\eta}(\eta, \xi)$$

Où ξ peut être considérée comme une commande de η . On cherche alors la stabilité du système par une commande par retour d'état de la forme $\xi = \Phi(\eta)$, avec $\Phi(0) = 0$, tel que l'origine de :

$$\dot{\eta} = f(\eta, \Phi(\eta)) + \delta_{\eta}(\eta, \Phi(\eta)) \quad (\text{III.10})$$

soit stable asymptotiquement.

On considère la surface suivante :

$$z = \xi - \Phi(\eta) \quad (\text{III.11})$$

Si $z = 0$; la variable η tend asymptotiquement vers l'origine. Dans la commande par mode glissant, la commande u est conçue pour ramener z à zéro dans un temps finis et puis en maintenant le régime glissant pour toutes les autres conditions de fonctionnement.

Soit la dérivée de z :

$$\dot{z} = f_a(\eta, \xi) + G_a(\eta, \xi)[u + \delta_{\xi}(\eta, \xi, u)] - \frac{\partial \Phi}{\partial \eta} [f(\eta, \xi) + \delta_{\eta}(\eta, \xi)] \quad (\text{III.12})$$

La commande u peut être donnée sous la forme suivante [17]:

$$u = u_{eq} + G_a^{-1}(\eta, \xi)v \quad (\text{III.13})$$

où u_{eq} dite commande équivalente est choisi pour éliminer les termes connus de l'expression (III.12), ainsi :

$$u_{eq} = G_a^{-1}(\eta, \xi) \left[-f_a(\eta, \xi) + \frac{\partial \Phi}{\partial \eta} f(\eta, \xi) \right] \quad (\text{III.14})$$

En remplaçant (III.13) dans l'équation (III.12), on trouve :

$$\dot{z} = v + \Delta(\eta, \xi, u) \quad (\text{III.15})$$

où

$$\Delta(\eta, \xi, u) = G_a(\eta, \xi)\delta_{\xi}(\eta, \xi, u_{eq} + G_a^{-1}(\eta, \xi)v) - \frac{\partial \Phi}{\partial \eta} \delta_{\eta}(\eta, \xi) \quad (\text{III.16})$$

Rassemble toutes les incertitudes inconnues du système.

Supposant que Δ satisfasse à l'inégalité suivante :

$$\|\Delta(\eta, \xi, u)\|_{\infty} \leq \rho(\eta, \xi) + k\|v\|_{\infty}, \quad \forall (\eta, \xi, v) \in D \times \mathcal{R}^p \quad (\text{III.17})$$

où $\rho(\eta, \xi) \geq 0$ (une fonction continue) et $k \in [0,1]$ sont connus. L'objectif étant par la suite la détermination de v pour garantir l'égalité $z = 0$.

Pour atteindre ce but l'équation (III.15) est décrite par l'équation suivante :

$$\dot{z}_i = v_i + \Delta_i(\eta, \xi, u) \quad 1 \leq i \leq p \quad (\text{III.18})$$

En utilisant la fonction de Lyapunov candidate suivante $V_i = \frac{1}{2}S_i^2$, on obtient :

$$\dot{V}_i = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} S_i^2 = S_i \dot{S}_i \quad (\text{III.19})$$

$$= S_i v_i + S_i \Delta_i(\eta, \xi, u) \leq S_i v_i + |S_i| [\rho(\eta, \xi) + k\|v\|_{\infty}] \quad (\text{III.20})$$

Si on considère que :

$$v_i = -\frac{\beta(\eta, \xi)}{1-k} \text{sgn}(s_i), \quad 1 \leq i \leq p \quad (\text{III.21})$$

où

$$\beta(\eta, \xi) \geq \rho(\eta, \xi) + b \quad \forall (\eta, \xi) \in D \quad (\text{III.22})$$

Pour $b > 0$ alors on obtient,

$$\dot{V}_i \leq -\frac{\beta(\eta, \xi)}{1-k} |S_i| + \rho(\eta, \xi) |S_i| + k \frac{\beta(\eta, \xi)}{1-k} |S_i| \quad (\text{III.23})$$

$$= -\beta(\eta, \xi) |S_i| + \rho(\eta, \xi) |S_i| \leq -b |S_i| \quad (\text{III.24})$$

Ce résultat démontre la négativité de la fonction de Lyapunov et assure le fait que si la trajectoire du système atteint la surface de glissement considéré, elle y restera pour toutes les autres conditions de fonctionnement futur [17].

III-6-2 Formulation du problème [17] :

On considère le système dynamique représenté sous sa forme canonique commandable suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= x_2(t) \\ \dot{x}_2(t) &= x_3(t) \\ &\vdots \\ \dot{x}_{n-1}(t) &= x_n(t) \\ \dot{x}_n(t) &= f(x_1, x_2, \dots, x_n, t) + b(x_1, x_2, \dots, x_n, t)u + d(t) \\ y(t) &= x_1 \end{aligned}$$

Avec $X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)]^T = [x(t), \dot{x}(t), \dots, x^{(n-1)}(t)]^T \in \mathbb{R}^n$, $u(t)$ est l'entrée de commande on suppose que :

$$\begin{aligned} |\Delta b(x, t)| &= |b(x, t) - \hat{b}(x, t)| < H(x, t) \\ |\Delta f(x, t)| &= |f(x, t) - \hat{f}(x, t)| < G(x, t) \\ |d(t)| &< D \end{aligned}$$

$\hat{f}(x, t)$ et $\hat{b}(x, t)$ sont les fonctions estimées de $f(x, t)$ et $b(x, t)$ avec $\hat{b}(x, t) \neq 0$. $\Delta f(x, t)$ et $\Delta b(x, t)$ Sont des incertitudes paramétriques bornées, $d(t)$ et sa dérivé par rapport au temps sont bornées.

Notons $X(t) = [x_{1d}(t), x_{2d}(t), \dots, x_{nd}(t)]^T = [x_d(t), \dot{x}_d(t), \dots, x_d^{(n-1)}(t)]^T \in \mathbb{R}^n$ les consignes désirées du système.

La commande par mode glissant de ce système est déduite en considérant la surface de commutation suivante définie en fonctions des erreurs données par les relations (III.27) par :

$$s(x) = e_n + c_{n-1}e_{n-1} + \dots + c_1e_1 = \sum_{i=1}^n c_i e_i \quad \text{avec} \quad c_n = 1 \quad (III.26)$$

$c_i (i = 1, 2, \dots, n)$ Sont des coefficients qui assurent la stabilité asymptotique du système.

Ils sont choisis de telle manière à ce que le polynôme $P(p) = c_1 + c_2p + \dots + p^{(n-1)}$ soit un polynôme de Hurwitz. $E_1 = [e_1, \dot{e}_1, \dots, e_1^{(n-1)}]$ Est le vecteur d'erreurs de suivi dont les éléments sont définis par les égalités suivantes :

$$\begin{aligned} e_1(t) &= x_1(t) - x_{1d}(t) \\ e_2(t) &= x_2(t) - x_{2d}(t) = \dot{x}_1(t) - \dot{x}_{1d}(t) = \dot{e}_1 \\ &\vdots \\ e_n(t) &= x_n(t) - x_{nd}(t) = e_1^{(n-1)}(t) = x_1^{(n-1)}(t) - x_{1d}^{(n-1)}(t) \end{aligned} \quad (\text{III.27})$$

Le calcul de la commande d'un tel système pour assurer la convergence des erreurs à 0 suit la procédure décrite ci-dessus.

III-7 Application de la commande par mode de glissement à la MSAP :

III-7-1 Modèle de la MSAP dans le référentiel (d, q) :

Pour la synthèse de cette loi de commande par mode glissant sur un système multivariable, nous avons choisi comme application le modèle de la machine synchrone.

En se basant sur le modèle équivalent biphasé de la machine synchrone, nous avons pris les coordonnées dans le repère fixe (d, q) . Les équations d'état du MSAP sont données comme suite avec la présence d'une incertitude sur la résistance statorique R , les autres paramètres sont considérés fixes:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= -\frac{R + \Delta R}{L}i_d + P\omega_r i_q + \frac{1}{L}u_d \\ \frac{di_q}{dt} &= -\frac{R + \Delta R}{L}i_q - P\omega_r i_d - \frac{\varphi_f}{L}P\omega_r + \frac{1}{L}u_q \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{3P}{2J}\varphi_f i_q - \frac{1}{J}C_r - \frac{f}{J}\omega_r \end{aligned} \right. \quad (\text{III.28})$$

Pour les besoins de la synthèse de la loi de commande selon la procédure décrite auparavant, on considère la variable d'état suivant représentant l'intégrale de la composante selon l'axe d du courant d'alimentation de la MSAP, soit :

$$\frac{dz}{dt} = i_d \quad (III.29)$$

III-7-2 Difféomorphisme :

Les variables à contrôler pour notre cas sont la vitesse angulaire et la variable z représentant l'intégral du courant i_d . Le difféomorphisme correspondant à notre système d'équations (III.28) se présente sous la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} z_1 = w_r \\ z_2 = \dot{w}_r \\ z_3 = z = \int i_d dt \\ z_4 = i_d \end{array} \right. \longrightarrow \left\{ \begin{array}{l} \dot{z}_1 = z_2 \\ \dot{z}_2 = B_2[u_q - \alpha_2] + \delta_2 \\ \dot{z}_3 = z_4 \\ \dot{z}_4 = B_4[u_d - \alpha_4] + \delta_4 \end{array} \right. \quad (III.30)$$

Tel que :

$$B_2 = \frac{3}{2} P \frac{\varphi_f}{JL}$$

$$B_4 = \frac{1}{L}$$

$$\alpha_2 = \left(R + \frac{fL}{J} \right) i_q + P w_r \left(L i_d - \varphi_f - \frac{2Lf^2}{3P^2 J \varphi_f} \right) - \frac{2Lf}{3P J \varphi_f} c_r$$

$$\alpha_4 = R i_d - L P w_r i_q$$

$$\delta_2 = -\frac{3}{2} P \frac{\varphi_f}{J} \frac{\Delta R}{L} i_q$$

$$\delta_4 = -\frac{\Delta R}{L} i_d ,$$

où δ_2, δ_4 Représentent les incertitudes sur le modèle

III-7-3 Synthèse de la loi de commande :

III-7-3-1 Pour la première sortie (ω_r) :

On présente le système dynamique, sous sa forme canonique commandable suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = B_2[u_q - \alpha_2] + \delta_2 \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

On considère la surface de glissement donnée par la fonction suivante :

$$S_1 = e_2 + k_1 \cdot e_1 \quad \text{avec } k_1 > 0$$

k_1 un coefficient assurant la stabilité asymptotique du système. $E = [e_1, e_2]$ est le vecteur d'erreurs de suivi dont les éléments sont définis par les égalités suivantes:

$$\begin{aligned} e_1 &= w_r - w_{r \text{ ref}} \\ e_2 &= \dot{w}_r - \dot{w}_{r \text{ ref}} = \dot{e}_1 \end{aligned} \quad (\text{III.32})$$

Par dérivation, nous obtenons :

$$\begin{aligned} \dot{S}_1 &= \dot{e}_2 + k_1 \cdot \dot{e}_1 \\ \dot{S}_1 &= \dot{e}_2 + k_1 e_2 = B_2[u_q - \alpha_2] + \delta_2 - \ddot{w}_{r \text{ ref}} + k_1 e_2 \end{aligned} \quad (\text{III.33})$$

La meilleure approximation de la commande équivalente u calculée à partir de $S = \dot{S} = 0$ est donnée par :

$$u_{eq} = \frac{1}{B_2} [-k_1 \cdot e_2 + \ddot{w}_{r \text{ ref}}] + \alpha_2 \quad (\text{III.34})$$

$$u_q = \frac{1}{B_2} [-k_1 \cdot e_1 + \ddot{w}_{r \text{ ref}}] + \alpha_2 - \frac{1}{B_2} v_1 \quad (\text{III.35})$$

En remplaçant l'expression (III.35) dans (III.33) on obtient :

$$\dot{S}_1 = v_1 + \delta_2 \quad (\text{III.36})$$

On suppose que : $|\delta_2| < -3P \frac{\varphi_f R}{J L} i_q = \rho$

L'objectif est de déterminer v_1 pour garantir $S_1 = 0$ et $\dot{S}_1 = 0$

Pour l'analyse de la stabilité, nous choisissons la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} S_1^2 \quad (\text{III.37})$$

Soit $\dot{V} = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} S_1^2 = S_1 \dot{S}_1$

$$= S_1(v_1 + \delta_2) \leq S_1(v_1) + S_1\left(\frac{3}{2}P \frac{\varphi_f^R}{J L} i_q\right)$$

$$\dot{V} \leq S_1 v_1 + S_1 \rho$$

ρ étant indépendante de v_1 , Soit la loi de commande v_1 suivante :

$$v_1 = -K \text{sign}(S_1) \quad (\text{III.38})$$

En remplaçant

$$\dot{V} \leq -S_1 K \text{sign}(S_1) + S_1 \rho \quad (\text{III.39})$$

On suppose $K \geq \rho + b$ où $b > 0$ à choisir

$$\dot{V} \leq -S_1 (\rho + b) \text{sign}(S_1) + S_1 \rho$$

$$\dot{V} \leq -|S_1| (\rho + b) + S_1 \rho$$

$$\dot{V} \leq -b|S_1|$$

La négativité de la fonction de Lyapunov étant assuré en choisissant $K = K(x_1, \dot{x}_1)$ assez grand alors la commande la machine selon l'axe (q) s'écrit comme suit :

$$u_q = \frac{1}{B_2} [-k_1 \cdot e_1 + \ddot{w}_{r \text{ ref}}] + \alpha_2 + \frac{1}{B_2} K \text{sign}(S_1) \quad (\text{III.40})$$

III-7-3-2 Pour la deuxième sortie ($\int i_d$) :

Avec la même procédure, on peut considère le système suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_3 = x_4 \\ \dot{x}_4 = B_4 [u_d - \alpha_4] + \delta_4 \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

La surface de glissement est définie par:

$$S_2 = e_4 + k_2 \cdot e_3 \quad \text{avec } k_2 \neq 0 \quad (\text{III.42})$$

k_2 un coefficient qui assure la stabilité asymptotique du système. Les erreurs de suivi sont définies comme suite :

$$e_3 = \int i_d dt - \int i_{dref} dt$$

$$e_4 = i_d - i_{dref} = \dot{e}_3 \quad (III.43)$$

Donc la dérivée est :

$$\dot{S}_2 = \dot{e}_4 + k_2 \cdot \dot{e}_3 \quad (III.44)$$

$$\dot{S}_2 = \dot{e}_4 + k_2 e_4 = B_4 [u_d - \alpha_4] + \delta_4 - i_{dref} + k_2 e_4 \quad (III.45)$$

Dans le même principe, la commande équivalente est donnée comme suite :

$$u_{eq} = \frac{1}{B_4} [-k_2 \cdot e_4 + i_{dref}] + \alpha_4 \quad (III.46)$$

$$u_d = \frac{1}{B_4} [-k_2 \cdot e_4 + i_{dref}] + \alpha_4 - \frac{1}{B_4} v_2 \quad (III.47)$$

En remplaçant l'expression (III.47) dans (III.45) on obtient :

$$\dot{S}_2 = v_2 + \delta_4 \quad (III.48)$$

On suppose que : $|\delta_4| < -2 \frac{R}{L} i_d = \rho'$

On détermine v_2 pour garantir $S_2 = 0$ et $\dot{S}_2 = 0$

Soit la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} S_2^2$$

$$\text{Soit } \dot{V} = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} S_2^2 = S_2 \dot{S}_2$$

$$= S_2 (v_2 + \delta_4) \leq S_2 (v_2) + S_2 \left(\frac{R}{L} i_d \right)$$

$$\dot{V} \leq S_2 v_2 + S_2 \rho' \quad (III.49)$$

ρ' étant indépendante de v_2 . En utilisant la loi de commande v_2 comme suite :

$$v_2 = -K' \text{sign}(S_2) \quad (III.50)$$

En remplaçant

$$\dot{V} \leq -S_2 K' \text{sign}(S_2) + S_2 \rho' \quad (\text{III.51})$$

On suppose $K' \geq \rho' + a$ où $a > 0$ à choisir

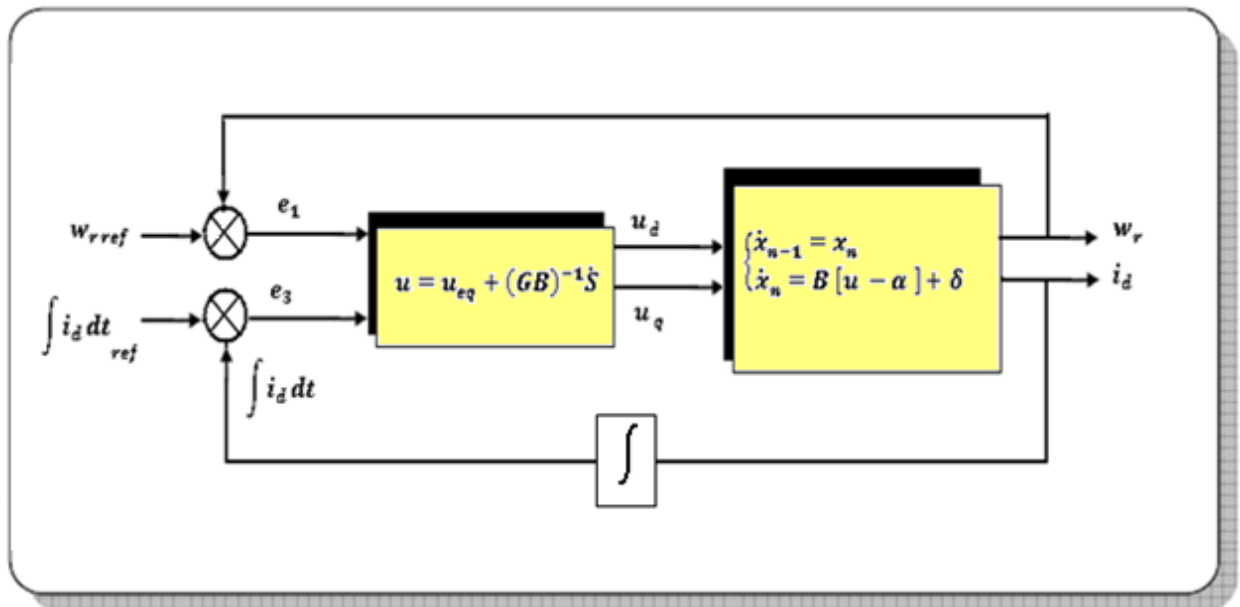
$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -S_2 (\rho' + a) \text{sign}(S_2) + S_2 \rho' \\ \dot{V} &\leq -|S_2| (\rho' + a) + S_2 \rho' \\ \dot{V} &\leq -a |S_2| \end{aligned} \quad (\text{III.52})$$

La négativité de la fonction de Lyapunov étant assuré en choisissant $K' = K'(x_3, \dot{x}_3)$ assez grand alors la commande la machine selon l'axe (d) s'écrit comme suit :

$$u_d = \frac{1}{B_4} [-k_2 \cdot e_4 + i_{d \text{ ref}}] + \alpha_4 + \frac{1}{B_4} K' \text{sign}(S_2) \quad (\text{III.52})$$

III-8 Schéma bloc :

Le schéma bloc du système commandé par mode glissant est représenté par la figure (I.4) suivante:

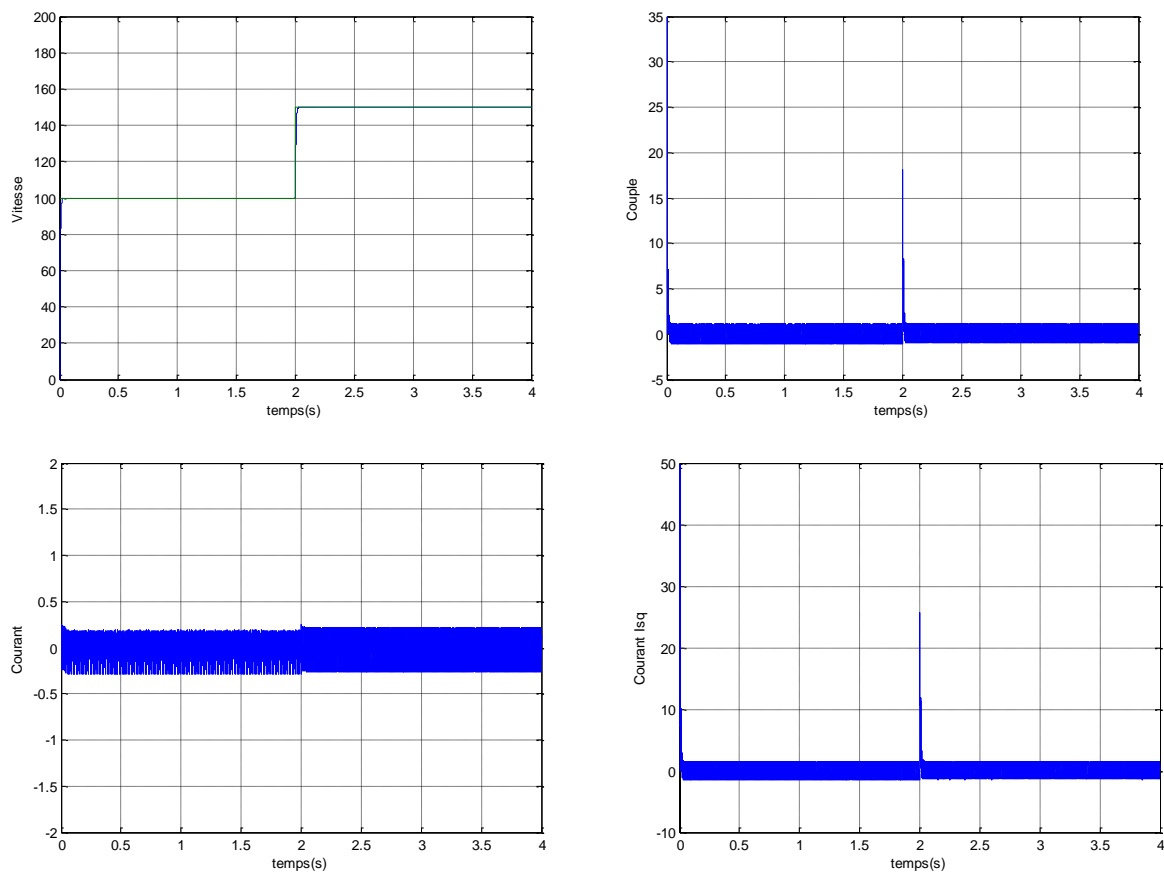


Figure(I.4) Schéma bloc du système en mode glissant

III-9 Résultats de simulation :

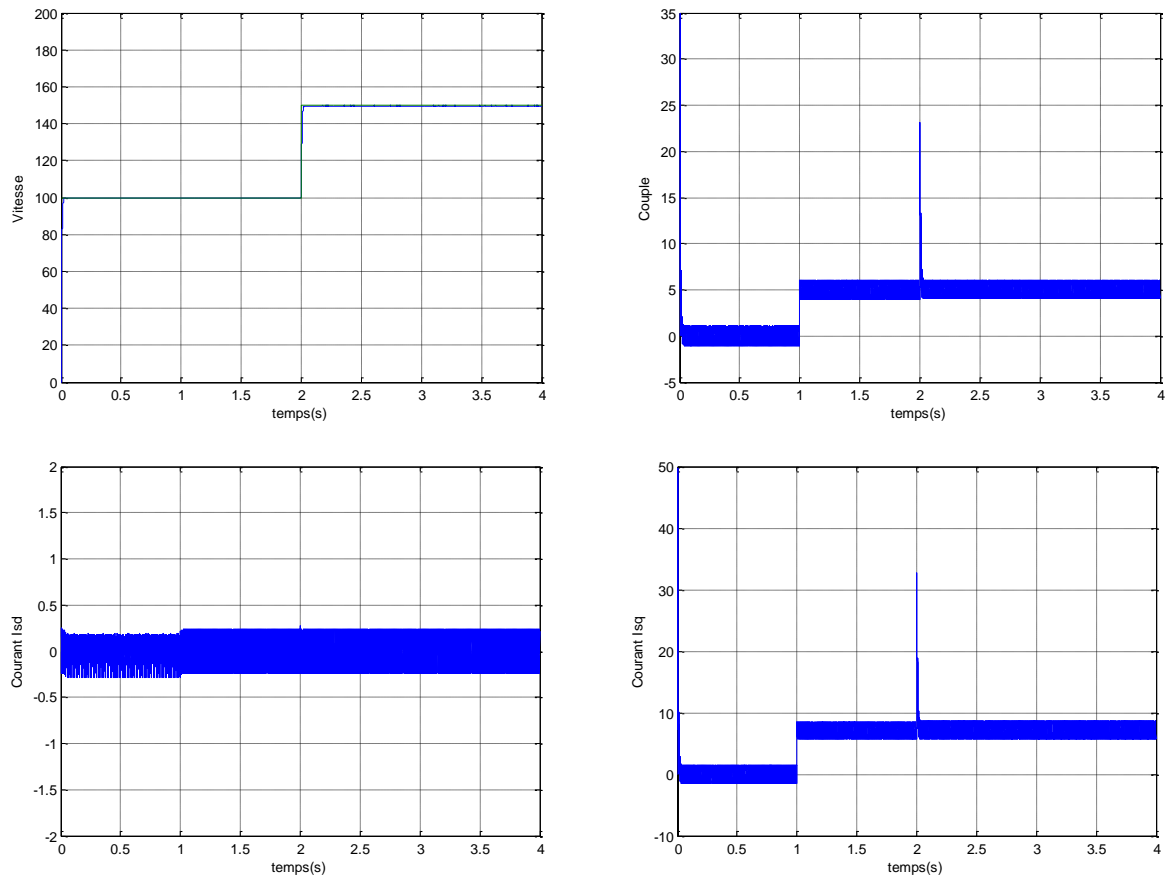
la simulation sous MATLAB permet d'obtenir les résultats suivants :

III-9- 1-Test de la commande à vide :



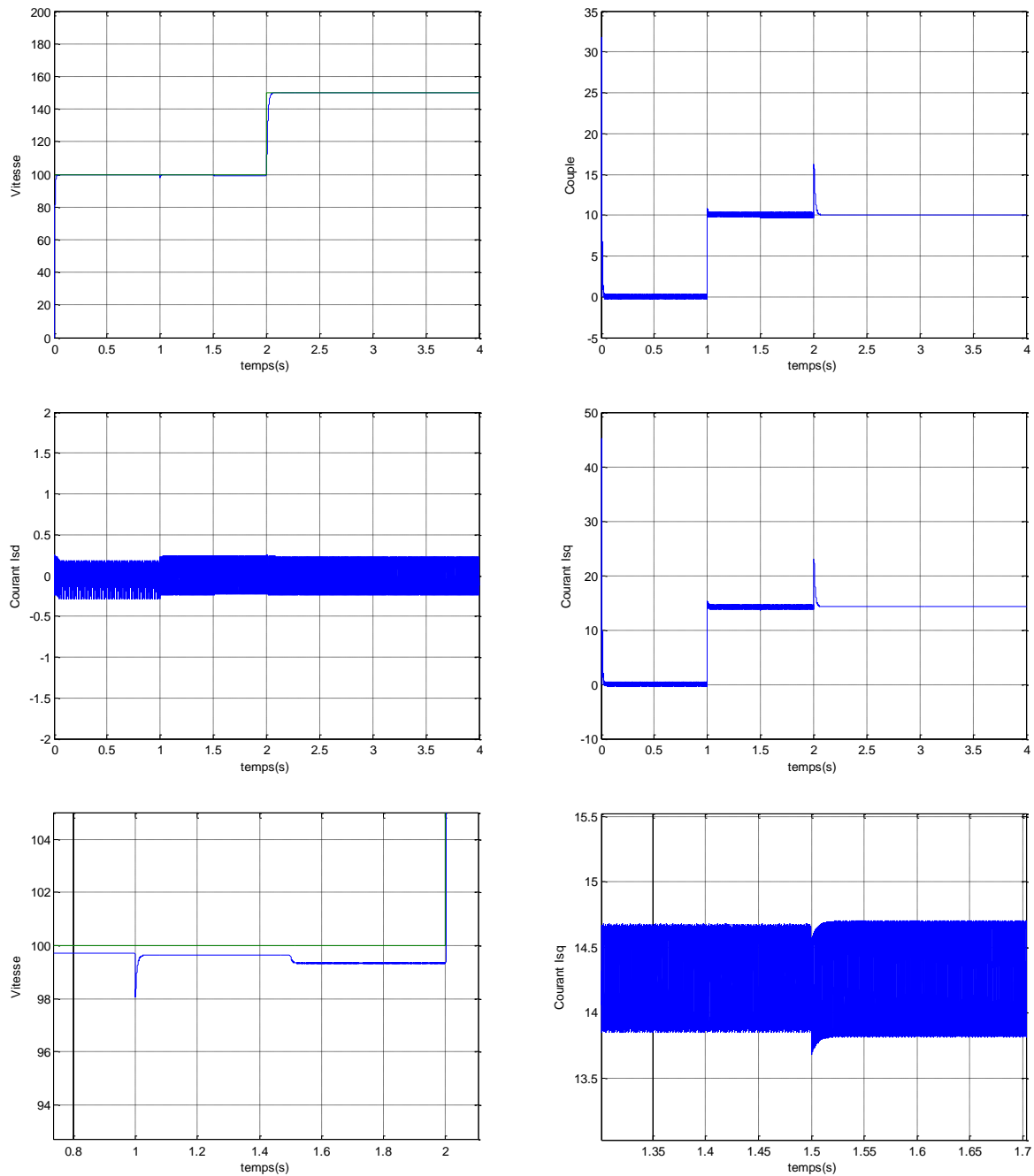
Figure(I.5) Test de la commande à vide

III-9- 2 Test de la commande avec une charge nominal (5Nm à t=1s):



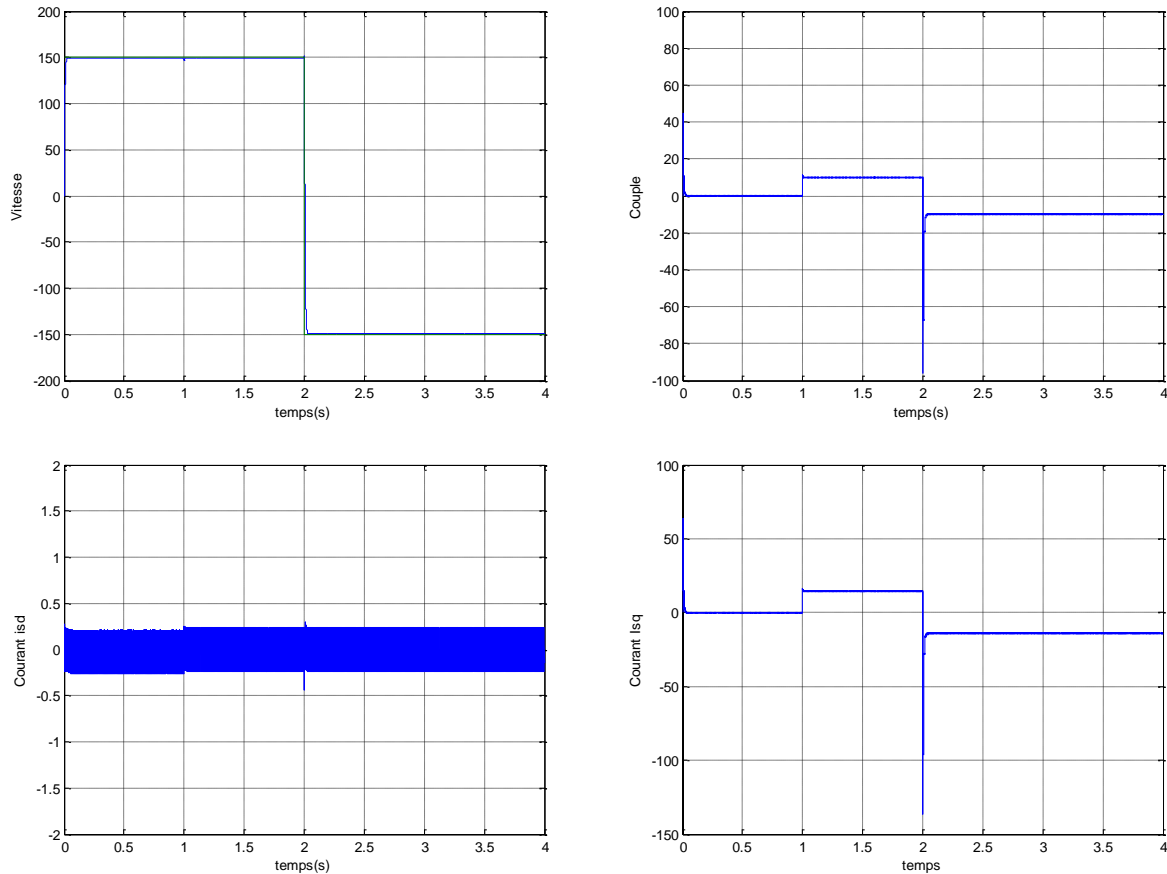
Figure(I.6) Test de la commande avec une charge nominal (5Nm à t=1s)

III-9- 3 Test de la commande en charge avec augmentation de la résistance R_s :



Figure(I.7) Test de la commande avec augmentation de R_s

III-9- 4 Test de la commande à l'inversion de la vitesse en charge :



Figure(I.8) Test de la commande a l'inversion de la vitesse en charge

III-10 Interprétation des résultats de simulation :

Les valeurs des gains de simulation pour la commande discontinue v_1 et v_2 et les valeurs de coefficient qui assure la stabilité asymptotique du système sont respectivement :

$$k_1 = 10^6 ; k_2 = 10^{10}$$

$$k_{d1} = 50 , k_{w1} = 100$$

Les figures précédentes représentent la vitesse ; le couple et les courants statorique i_{sd}, i_{sq} . A partir des différentes simulations sous MTLAB, On obtenu des bonnes performances. Avec ces valeurs des gains on a pu éliminer les perturbations d'une façon très rapide et une réduction de l'erreur statique sur la vitesse à vide et en charge.

Le test de variation de la résistance statorique montre que la vitesse, le couple, et les deux courants statoriques évoluent très peu ce qui confirme la robustesse de la commande (Zoom sur la vitesse et sur le courant I_{sq})

Le test d'inversion du sens de rotation de la vitesse en charge montre que la vitesse suit sa référence dans les deux sens sans dépassements. On signalera au passage le fort couple transitoire à l'inversion du sens de rotation qui ne dure néanmoins pas trop longtemps.

On n'a pas pu montrer les variations des tensions de commande de la machine à cause des variations sur la résistance parce que sur le schéma de commande on a utilisé des limiteurs (Fonction de saturation)

La comparaison avec la première méthode nous permet de tirer les conclusions suivantes : Les réponses correspondantes sont très proches les unes des autres mais avec un inconvénient pour la deuxième approche en terme de chattering apparaissant surtout au niveau du couple et des courants.

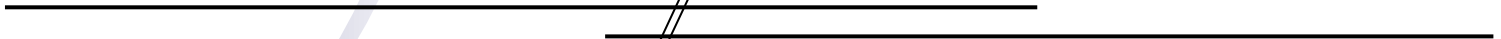
III-11 Conclusion :

Nous avons présenté dans ce chapitre l'application de la technique de la commande par mode glissant sur la machine synchrone à aimant permanent. L'utilisation de cette méthode vient après avoir testé la robustesse d'une autre commande non linéaire déduite de la théorie de Lyapunov. L'objectif étant de contribuer à l'amélioration des performances et l'amélioration de la robustesse.

C'est une commande non linéaire à régime glissant déduite sur la base d'un choix convenable des surfaces de commutation. Nous montrons d'après les résultats de simulation obtenus que les paramètres variables influencent très peu la robustesse du système de commande.



Conclusion général



Conclusion générale

Le travail présenté est consacré à l'étude des performances de la commande non linéaire à régime glissant appliquée à la machine synchrone à aimants permanents. L'étude théorique de la commande non linéaire a montré la possibilité de résoudre le problème de poursuite des trajectoires prédéterminées pour une machine synchrone avec de bonnes performances.

Le modèle mathématique de la machine est obtenu par des transformations de passage d'un système triphasé à un système biphasé, et dans notre chapitre on a appliqué la transformation de Park, sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leurs études et leurs analyses. Du point de vue de la modélisation, le modèle d'état de la machine synchrone à aimants permanents obtenu est un modèle non linéaire. Deux techniques de commande non linéaire ont été appliquées à la machine pour tester ses performances, en l'occurrence une commande par mode glissant et une commande non linéaire obtenue de la théorie de la stabilité de Lyapunov. Des tests de robustesse par la variation de la résistance du stator ont enfin été effectués et des résultats significatifs ont été obtenus.

Une étude comparative sur l'application des deux techniques permet de tirer les conclusions suivantes :

- ✚ La conception des deux techniques de commande s'avère très simple.
- ✚ Les résultats obtenus pour les deux commandes présentent des performances intéressantes dans le fonctionnement nominal. Mais la commande par mode glissant semble plus robuste par rapport à la commande déduite de la théorie de Lyapunov lors des variations paramétriques.
- ✚ Un inconvénient majeur surtout pour la deuxième commande est le chattering qui peut relativement dégrader les performances du système et même conduire à l'instabilité en impliquant d'importantes sollicitations mécaniques.

En perspective pour la continuité de ce travail nous suggérons de le poursuivre dans les directions suivantes :

- ✚ Un travail expérimental permettant de valider les résultats obtenus.
- ✚ Utiliser des techniques d'optimisation pour le réglage des gains utilisés dans les deux commandes: Nous avons montré que les commandes sont simple à déterminer et à implanter, mais que le réglage des gains n'est pas aisé.
- ✚ Utiliser des solutions pour réduire le chattering tel que l'intelligence artificielle ou bien d'autres fonctions de saturation permettant d'améliorer la robustesse de la commande

Annexe

Les paramètres de la MSAP utilisé sont donnés dans le tableau suivant :

<i>Paramètre</i>	<i>Description</i>
$R_s = 1.4 \Omega$	<i>Résistance statorique</i>
$L_d = 0.0066 \text{ H}, L_q = 0.0058 \text{ H}$	<i>Inductance statorique</i>
$J = 0.00176 \text{ Kg.m}^2$	<i>Moment d'inertie</i>
$f = 0.0003881 \text{ N.m.s/rad}$	<i>Coefficient de frottement</i>
$\phi_f = 0.1564 \text{ Wb}$	<i>Flux à vide</i>
$P = 3$	<i>Nombre de paire de pôles</i>
$N = 1000 \text{ tr/min}$	<i>Vitesse maximale</i>

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Azzeddine Kaddouri, "Etude d'une Commande Non Linéaire Adaptative de la Machine Synchrones à Aimants Permanents", Université Laval, Québec, 2000.
- [2] Bakhouch Lemnouer , 'Commande par linéarisation entrées-sorties du couple et du flux de la machine asynchrone . Thèse de Magister. Université Ferhat Abbas – SETIF
- [3] J.M Retif "Commande vectorielle des Machine asynchrone et synchrone" institut national des sciences appliqué de Lyon. édition 2008.
- [4] Nicolas BERNARD "Machine synchrone : de la boucle ouverte à l'autopilotage" Ecole Normale Supérieure de Cachan Campus de Ker Lann – 35170 BRUZ.
- [5] Lahouel Dalila, ' Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine synchrone à aimants permanents. Thèse de Magister Université de BATNA
- [6] Fadli Ouahiba "Modélisation commande non linéaire de l'association machine synchrone à aimant permanent – Onduleur de tension à trois niveaux", Thèse de Magister .Université de BATNA
- [7] Babak NAHID MOBARAKEH "Commande vectorielle sans capteur mécanique des Machine Synchrones à Aimants : Méthodes, convergence, robustesse identification "en ligne" des paramètres. Thèse de Doctorat France
- [8] G. Séguier " l'électronique de puissance", les base et leurs principales applications Cours et exercices résolus.7^e édition,
- [9] Abdel Ghani Aissaoui, Mohamed Abid, " Commande par la logique floue et mode glissant d'une machine synchrone autopilotée ", Automatique et ordinateurs.
- [10] J. Lévine Analyse et Commande des Systèmes Non Linéaires, Centre Automatique et systèmes école des Mines de Paris, Mars 2004
- [11] Louis-Nicolas Paquin, 'Application du backstepping à une colonne de flottation'. Thèse de doctorat. Université Laval.cannada
- [12] Ahmed Belhani " Conception des Contrôleurs Flous Multivariable". Thèse de doctorat. Université Mentouri- Université de Constantine.
- [13] M. Rabia Benayache, 'Contribution `a la commande robuste des systèmes non linéaires incertains: application à un système hydraulique', thèse de doctorat .Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis France



[14] Hasan Alkhatib “Etude de la stabilité aux petites perturbations dans les grandes réseaux électriques : optimisation de la régulation par une méthode metaheuristique”. Thèse de doctorat. Université Paul Cézanne d’Aix-Marseille (AIX-MARSEILLE III).

[15] Said Drid Contribution à la modélisation et à la commande robuste d’une machine à induction double alimentée à flux orienté avec optimisation de la structure d’alimentation. Thèse de doctorat .Université de BATNA.

[16] Mohammed Chakib Sosse Alaoui, ‘Commande et Observateur par Modes glissants d’un système de pompage et d’un bras manipulateur’, Thèse de doctorat. Université Sidi Mohammed Ben Abdallah

[17] Sofiane Mahieddine Mahmoud, ‘Contribution à la commande par mode de glissement des systèmes mécatroniques’, Thèse de doctorat .Université de valenciennes et du hainaut-cambresis france

[18] Khalil Hassan «Non linear system’, 1996- by prentice-hall, int.

