

UNIVERSITE DE KASDI MERBAH OURGLA

**Faculté de science Appliquée
Département de génie électrique**



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine: science et technique

Filière : Génie électrique

Spécialité : Machine électrique et électronique de puissance

Présenté par :

NOUADJA Mohammed

CHACHA Lokman

Thème :

***Commande par mode glissant appliquée à
un système électro-énergétique***

Devant le jury :

M ^r : AMIEUR Toufik	MA(A)	Encadreur	UKM Ouargla
M ^r : SAHAROUI Lazhar	MA(A)	Co-Encadreur	UKM Ouargla
M ^r : LAAMAYED Tahar	MC(B)	Président	UKM Ouargla
M ^r : KHETTACHE Laid	MA(A)	Examineur	UKM Ouargla

Année Universitaire 2016/2017

Remerciements

Mes premiers mots de remerciement s'adressent au bon Dieu tout puissant qui nous a inspiré de santé, volonté et patience pour achever ce travail.

Je tiens à exprimer mon profond remerciement au professeur Mr **AMIEUR Toufik**, mon encadreur de thèse à l'université des sciences et de la technologie d'Ouargla pour m'avoir proposé ce sujet de master, l'avoir dirigé, ses conseils avisés tout au long de la réalisation de ce travail.

Mes plus sincères remerciements à Mr. **TAIBI Djamel**. Mourad, vice-président du Département de génie électrique, pour son aide, ses conseils, ses encouragements, ses qualités humaines et sa présence dans les moments difficiles de la recherche et surtout la confiance qu'il m'a témoigné pour réaliser cette thèse.

Mes remerciements les plus respectueux aux membres du jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail **LAAMAYED Tahar** et **KHETTACHE Laid**.

Et Aux deux plus chères personnes, qui m'ont donné l'amour, l'affection, qui a fait tous leur possible pour me voir réussir, toutes les gestes et expressions ne permettent pas d'exprimer mon amour et ma gratitude : **MON PERE** et **MA MERE**.

A tous les membres de ma famille, en particulier mes frères et mes sœurs pour leur amour et encouragement incessant, Ainsi que mes petites nièces **Miral** et **Asil** et **Massab**.



DEDICACE

Je dédie Ce modeste travail à:

*Mes chers parents **MON PÈRE** et **MA**
MÈRE, pour tous leurs sacrifices,*

Amis, frères ET sœurs,

Tous mes Amis et ma famille.

*Commande par mode de glissant appliquée a un système électro-énergétique***Résumé**

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisés dans les servomécanismes grâce à leurs performances supérieures aux autres moteurs à courants alternatifs. Ce mémoire porte sur la commande du moteur synchrone à aimants permanents. Les résultats de l'étude, exprimés en régime de démarrage et en régime de charge, sont largement présentés et discutés. Lorsque le système à commander est soumis à des forts non linéarités et à des variables temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commandes assurant la stabilité et la robustesse du comportement du processus. Le réglage par mode glissant fait partie de ces méthodes de commande robuste. Le dernier chapitre est consacré à la description mathématique de la commande par modes glissants qui sera appliquée à la machine synchrone à aimants permanents pour la régulation des courants statoriques. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation.

Mots-clés: Moteur synchrone à aimants permanents, Commande par mode glissants.

Abstract

Synchronous motors with permanent magnets are increasingly used in servos with their superior to other AC motors performance. This thesis focuses on the control of high performance permanent magnet synchronous motor. The results of the study, expressed in system startup and system load, are widely presented and discussed. When the control system is subject to strong non linearity and time variables, we must develop control algorithms for stability and robustness of the process behavior. The sliding mode control is one of the methods of robust control. The last chapter is devoted to the mathematical description of the sliding mode control to be applied to the permanent magnet synchronous machine for controlling the stator currents. Thus, as the sliding conditions are ensured, the dynamics of the system is insensitive to variations in process parameters, error modeling.

Key-words: Synchronous Motor with Permanent Magnets, Sliding Mode Control.

Sommaire

Remerciements.....	
Dédicace.....	
Sommaire.....	
Notions et symboles.....	
Introduction générale.....	2
Chapitre 01: Modélisation de MSAP.	
1.1 Introduction	5
1.2. Machine synchrone.....	5
1.2.1. Constitution.....	5
1.2.2. F.é.m. induite.....	7
1.3. Modes de fonctionnement.....	8
1.3.1. Fonctionnement en moteur.....	8
1.3.2. Fonctionnement en alternateur (génératrice).....	8
1.3.3. Analyse du fonctionnement de la MSAP.....	8
1.4. Compléments sur le moteur synchrone.....	9
1.4.1. Avantages.....	9
1.4.2. Inconvénients.....	9
1.5. Les domaines d'application de MSAP.....	9
1.6. Hypothèses simplificatrices.....	10
1.7. Modélisation de la MSAP.....	10
1.7.1. Mise en équation de la MSAP en triphasé.....	10
1.7.2. Mise en équation de la MSAP en diphasé.....	13
1.8. Mise sous forme d'équation d'état.....	16
1.9. Modélisation de l'onduleur de tension.....	16
1.9.1. Commande de l'onduleur de tension à <i>MLI</i> naturelle (sinus-triangle).....	18
1.10. Simulations numériques de différents fonctionnements du moteur MSAP.....	19
1.10.1. Résultats de simulation du MSAP.....	20
1.10.2. Interprétation des résultats.....	20
1.11. Conclusion.....	21
Chapitre 02: généralités sur la commande par mode glissant.	
2.1. Introduction	23
2.1.1. SYSTEME A STRUCTURE VARIABLE.....	23
2.1.2. PRINCIPES DE LA COMMANDE A STRUCTURE VARIABLE EN MODE GLISSANT.....	23
2.1.1.1. Fonction de commutation.....	24
2.1.1.2. Hyperplan de commutation.....	24

2.1.1.3. Régime glissant.....	24
2.1.1.4. Surface de glissement.....	24
2.1.1.4. A. Le mode de convergence (MC).....	25
2.1.1.4. B. Le mode de glissement (MG).....	25
2.1.1.4. C. Le mode du régime permanent (MRP).....	25
2.2. TYPES DE COMMUTATION DES SYSTEMES A STRUCTURE VARIABLE	26
2.2.1. STRUCTURE PAR COMMUTATION AU NIVEAU DE L'ORGANE DE COMMANDE.....	26
2.2.2. STRUCTURE PAR COMMUTATION AU NIVEAU D'UNE CONTRE-REACTION D'ETAT	27
2.2.3. STRUCTURE PAR COMMUTATION AU NIVEAU DE L'ORGANE DE COMMANDE AVEC COMMANDE EQUIVALENTE.....	28
2.3. DESCRIPTION DU MODE GLISSANT :.....	28
2.3.1. DEFINITION DU MODE GLISSANT.....	28
2.3.2. Explication du phénomène du glissement.....	29
2.4. Mode glissant pour les systèmes linéaires.....	30
2.4.1. Choix de la surface de glissement.....	30
2.4.2. Conditions de convergence et d'existence.....	31
2.4.2. A. La fonction de commutation.....	32
2.4.2. B. La fonction de lyapunov	32
2.4.3. Calcul de la commande.....	33
2.4.3.1. La commande équivalente.....	33
2.4.3.2. La commande commutante.....	35
2.4.3.2.1. A. La commande discontinue.....	35
2.4.3.2.2. B. Commande continue dans une bande de la surface.....	36
2.5. Conclusion.....	37
Chapitre 03 : Application sur le système MSAP.	
3.1. Introduction.....	39
3.2. Application de la CSV à la machine synchrone à aimants permanents.....	40
3.3. Résultats de simulation.....	43
3.4. Interprétation des résultats.....	44
3.5. Conclusion.....	45
Conclusion générale	46
Résumé	
Bibliographie	47

Notions et symboles

$MSAP$	Moteur synchrone à aimants permanents.
d, q	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature.
α, β	Référentielle fixe lié au stator.
CSV	Commande à structure variable.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
t	Temps [s].
P	Opérateur de Laplace ($= \frac{d}{dt}$).
V_s	Tension instantanés des phases statoriques[V].
i_s	Courant instantanés des phases statoriques[A].
$i_a \ i_b \ i_c$	Courants des phases statoriques[A].
$V_a \ V_b \ V_c$	Tensions des phases statoriques[V].
L_a, L_b, L_c	Inductances propres des phases (a, b, c)respectivement[H].
$M_{ab}M_{ac}M_{bc}$	Mutuelle inductance entre phase(a et b)(a etc)(b etc)respectivement[H].
φ_s	Flux statoriques[Wb].
L_{ss}	Inductance statoriques[H].
R_s	Résistance statoriques[Ω].
f	Coefficient de frottement visqueux[Nm/rad/s].
J	Inertie de l'entraînement[kg.m ²].
P	Nombre de paire de pôles.
Ω	Vitesse de rotation mécanique[rad/s].
Ω_{ref}	La vitesse de référence[rad/s].
ω	Pulsation électrique du rotor($\omega = p . \Omega$)[rad/s].
C_e	Couple électromagnétique[Nm].
C_r	Couple mécanique résistant[Nm].
θ_{ref}	La position de référence[rad].
θ	La position réelle[rad].
$V_d V_q$	Tensions statoriques du repère de Park[V].
$I_d I_q$	Courants statoriques du repère de Park[A].
$\varphi_d \varphi_q$	Flux du stator selon les axes d,q[Wb].
$L_d L_q$	Inductance du stator les axes d,q [H].

φ_{sf}	Flux des aimants[Wb].
X	Vecteur d'état.
u	Vecteur de commande.
$u_{min}u_{max}$	La commande minimale, maximale.
u_{eq}	La commande équivalente[V].
u_n	La commande discontinue[V].
$S(\Omega)$	La surface de glissement de la vitesse[rad/s].
$S(I_d)$	La surface de glissement du courant I_d [A].
$S(I_q)$	La surface de glissement du courant I_q [A].
I_{dref}	Le courant de référence suivant l'axe d[A].
I_{qeq}	Le courant de référence suivant l'axe q[A].
$I_{qn}I_{dn}$	Les courants de commande discontinue suivant l'axe d,q [A].
$V_{dn}V_{qn}$	Les tensions de commande discontinue suivant l'axe d et q [V].
$K_vK_dK_q$	Les paramètres de la commande par mode de glissement.



Introduction générale

Introduction générale

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisque ils n'ont pas de commutateurs mécaniques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent être utilisés dans un environnement explosif car aucune étincelle n'est produite. Ils peuvent aussi fournir des puissances importantes par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible [2].

Grâce aux qualités techniques précédentes, on s'est intéressé beaucoup au MSAP en robotique, système de traction, technologie spatiale et dans des applications domestiques [5].

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP plus difficile, en dépit de sa simplicité structurelle. Le MSAP peut être décrit par trois équations différentielles non linéaires, avec les grandeurs électriques (courants et flux) et une Grandeur mécanique (vitesse). Les entrées physiques du système sont les tensions statoriques. Ce modèle dépend des résistances statoriques qui varient considérablement avec La température de la machine.

La commande à structure variable (CSV) qui, par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse. Le réglage par mode de glissement est fondamentalement une méthode qui force la réponse à glisser le long d'une trajectoire prédéfinie. Cependant, cette technique de commande a un inconvénient de commutation aux hautes fréquences (chattering) [8].

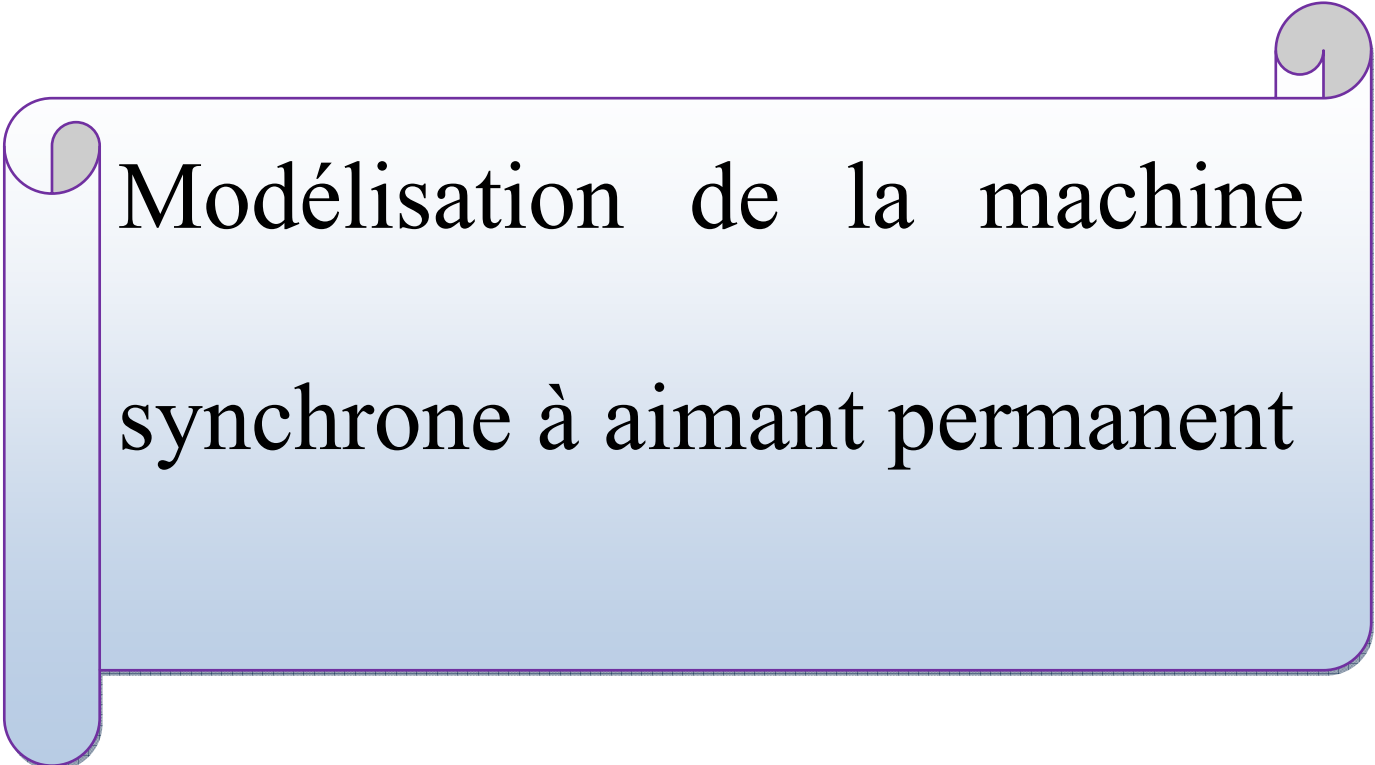
L'objectif : L'objectif de ce travail est L'étude de MSAP seul (Modélisation). Après on appliquée la commande par mode de glissant. Enfin vous voir les différents résultats Simulink.

Dans ce mémoire, notre travail s'articule principalement autour de trois chapitres:

Le premier chapitre concerne, dans une première partie la modélisation dynamique de la machine synchrone à aimants permanents dans les hypothèses classiques de linéarité. La deuxième partie est consacrée à l'étude de l'onduleur de tension et de sa commande *MLI*.

Le second chapitre est une étude détaillée de la commande à structure variable qui, par sa nature, est une commande non linéaire. On y présente les principes théoriques de cette commande.

Le troisième chapitre traite de l'application de la CSV au MSAP pour l'asservissement de vitesse, avec minimisation du phénomène de chattering. On a utilisé la stratégie à 3 surfaces, l'une pour la vitesse et l'autre pour les courants.

A decorative graphic of a scroll with a light blue gradient and a purple outline. The scroll is partially unrolled, with the top edge curving upwards and the bottom edge curving downwards. The text is centered within the unrolled portion of the scroll.

Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent

1.1 Introduction :

Plus de 98% des centrales de production de l'énergie électrique dans le monde utilise la Machine synchrone. Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statiques.

Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants.

1.2. Machine synchrone :

La machine synchrone s'appelle alternateur (centrale électrique). Elle transforme l'énergie mécanique en énergie électrique, sous forme de tensions.

1.2.1. Constitution :**▪ Principe :**

Tout circuit électrique soumis à une variation de flux est le siège de f.é.m. induite, qui selon la loi de Lenz, s'écrit :

$$E = -\frac{d\phi}{dt} \quad (1.1)$$

E : F.é.m. en V .

$d\phi$: Variation de flux en Wb .

dt : Variation du temps en S .

▪ Rotor ou inducteur :

Il est constitué d'électroaimants alimentés en courant continu (ou d'aimants permanents) créant $2p$ pôles inducteurs, successivement Nord et Sud.

L'inducteur, mobile autour d'un axe, tourne à la fréquence de rotation n_s et crée un champ

magnétique tournant à la vitesse de synchronisme.

Dans les alternateurs, il existe deux types de rotor :

- les rotors à pôles lisses (centrales thermiques, nucléaires, TGV).
- les rotors à pôles saillants (ou roues polaires): centrales hydrauliques moins puissantes et moins vite que précédemment (groupes électrogènes). Bipolaire ($p = 1$) à pôles lisses tétrapolaire ou quadripolaire ($p = 2$) à pôles saillants.

La **figure.1.1** présente les différentes géométries possibles pour des rotors :

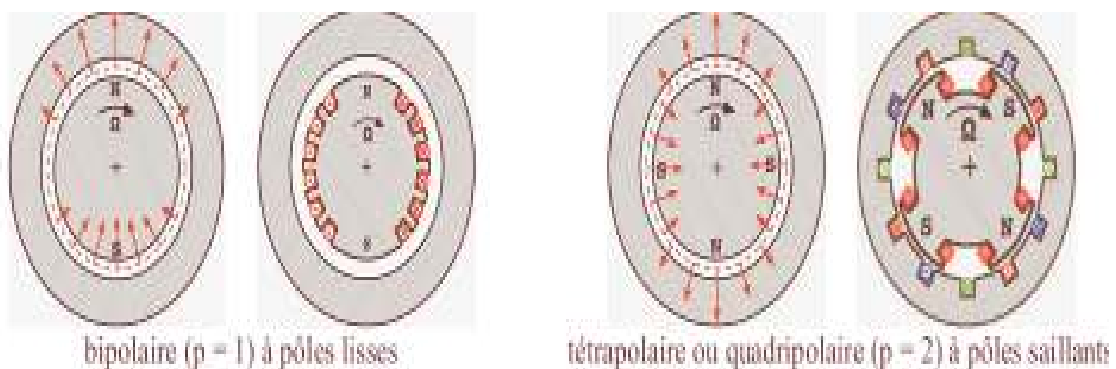


Figure 1.1. machine synchrone a rotor bobiné.

▪ **Stator ou induit :**

Les conducteurs de l'induit, placés dans des encoches autour de la carcasse de la machine, sont groupés en bobine. Les enroulements du stator sont le siège de courants alternatifs monophasés ou triphasés. Il possède donc le même nombre de paires p de pôles. Dans une machine synchrone triphasée bipolaire ($p=1$). Le stator comporte 3 bobines identiques régulièrement décalée

$\frac{360}{3} = 120^\circ$. Dans une machine synchrone triphasée multipolaire ($p>1$), il y a p jeux de 3 bobine identiques, décalées de $\frac{360}{3p} = \frac{120}{p}$.

▪ **Champ tournant :**

Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique tournant à la pulsation :

$$\Omega_s = \frac{\omega}{p}$$

Ω_s : vitesse de rotation du champ tournant en $rad.s^{-1}$.

ω : Pulsation des courants alternatifs en (rad/s) $\omega = 2.\pi.f$.

p : Nombre de paires de pôles.

- **Synchronisme :**

Le champ tournant du stator accroche le champ inducteur solidaire du rotor. Le rotor ne peut donc tourner qu'à la vitesse de synchronisme.

- **Symbole :**

figure1.2. Présente les différentes phases de la machine synchrone :

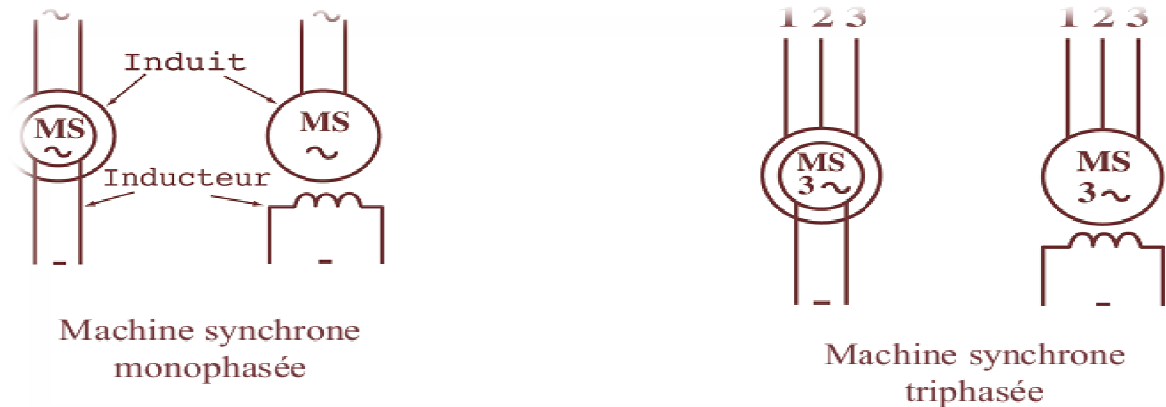


Figure 1.2. Les différentes phases de la machine synchrone.

1.2.2. F.é.m. induite :

Un enroulement de l'induit (stator) soumis au champ magnétique tournant de l'entrefer est le siège d'une f.é.m. $e(t)$ de valeur efficace E .

$$E = K \cdot N \cdot \Phi \cdot f = K \cdot N \cdot \Phi \cdot P \cdot n_s = K' \cdot \Phi \cdot n_s \quad (1.2)$$

E : F.é.m. induit (V).

K : Coefficient de Kapp (caractéristique de la machine).

N : Nombre de conducteurs d'une phase de la machine (1 spire = 2 conducteurs).

Φ : Flux maximum à travers un enroulement (Wb).

f : Fréquence du courant statorique.

p : Nombre de paires de pôles.

n_s : vitesse de rotation ($tr.s^{-1}$).

$K' = KNP$: constante globale (caractéristique du moteur).

1.3. Modes de fonctionnement :

La machine synchrone est réversible.

1.3.1. Fonctionnement en moteur :

Le champ tournant du stator « accroche » le champ lié au rotor à la vitesse $\Omega_s = \frac{\omega}{p}$.

1.3.2 Fonctionnement en alternateur (génératrice) :

Le rotor et son champ sont entraînés par une turbine. Les bobines de l'induit sont alors le siège de f.é.m. alternative de pulsation $\omega = p \cdot \Omega_s$.

1.3.3. Analyse du fonctionnement de la MSAP :

La machine étudiée est un moteur, il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie électrique au l'énergie mécanique. Le stator de celui-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor. Plus le couple sur l'arbre est élevé plus l'angle de décalage polaire est plus grand. Le rotor décroche du flux tournant que cet angle dépasse 90° . La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator.

La caractéristique du couple-angle électrique est illustrée dans **la figure 1.3.** suivante :

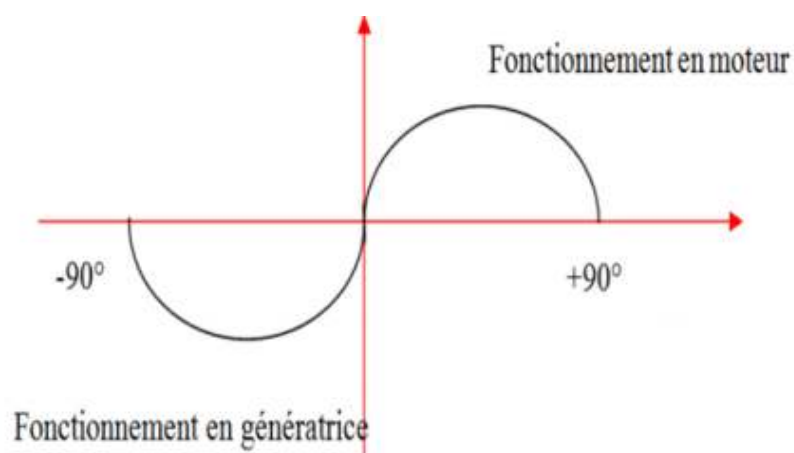


Figure.1.3. Caractéristique du couple-angle électrique.

1.4. Compléments sur le moteur synchrone :

1.4.1. Avantages :

les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : [1][2][3][4][5][6]

- Puissances massives importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.
- Fonctionnement en survitesse.

1.4.2. Inconvénients :

- Un moteur auxiliaire de démarrage est souvent nécessaire.
- Il faut une excitation, c'est-à-dire une deuxième source d'énergie.
- Si le couple résistant dépasse une certaine limite, le moteur décroche et s'arrête.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps

1.5. Les domaines d'application de MSAP :

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- les équipements domestiques (machine à laver le linge).
- les automobiles.
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives).
- les outils électriques, système de vision et ses équipements.
- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste).

- les servomoteurs.
- les applications robotiques.
- la production d'électricité.
- les machines-outils.

1.6. Hypothèses simplificatrices :

Les hypothèses simplificatrices admises dans le modèle de la machine synchrone à aimants permanents sont : [7] [8] [9] [10] [11] [12].

- * La saturation et l'hystérésis du circuit magnétique sont négligeables ainsi que les pertes par courant de Foucault, ceci permet l'établissement des relations linéaires entre flux et courant.
- * La distribution des forces électromotrices, le long de l'entrefer, est supposée sinusoïdale.
- * Les réactances de fuites sont indépendantes de la position du rotor.
- * La machine synchrone à aimants permanents est supposée symétrique et linéaire.

1.7. Modélisation de la MSAP :

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagé. La modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant [13]. Donc, le modèle est issu du modèle de la machine synchrone classique. [14].

1.7.1. Mise en équation de la MSAP en triphasé :

➤ Les équations électriques :

Les tensions, flux et courants statoriques triphasés, sont écrits avec les notations vectorielles suivantes respectivement: $[V_s]$ $[\phi_s]$ $[I_s]$.

La figure 1.4 donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents :

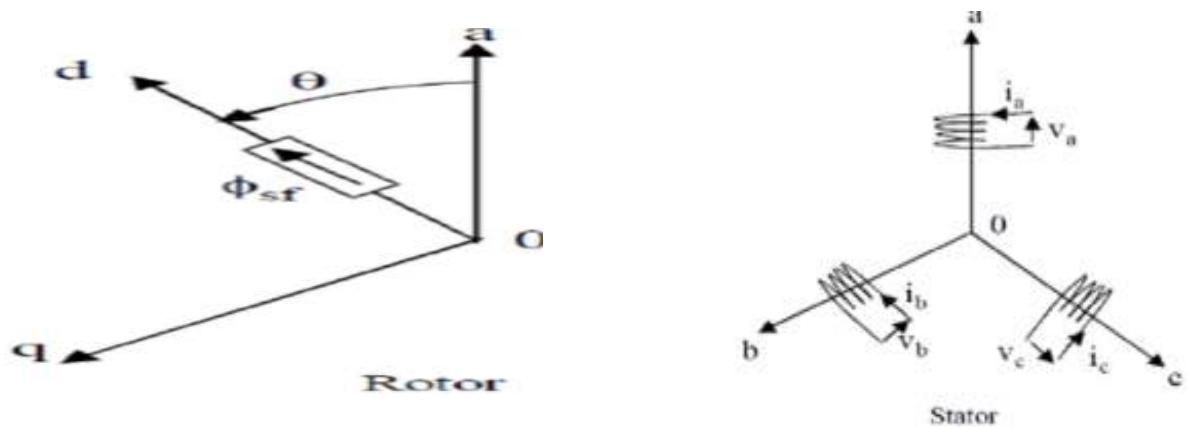


Figure 1.4. Représentation d'une MSAP dans le repère triphasé.

A partir de la **figure 1.4**. Les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle :

Expression des tensions statorique :

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \quad (1.3)$$

$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$: Vecteur tensions statorique.

$[I_s] = [I_a \ I_b \ I_c]$: Vecteur courants statoriques.

$[\phi_s] = [\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T$: Vecteur flux statoriques.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{Matrice résistance du stator.}$$

Expression des flux statorique :

$$[\phi_s] = [L_s][I_s] + [\phi_{sf}] \quad (1.4)$$

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} : \text{Matrice inductance du stator.}$$

$$[\Phi_s] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} : \text{Vecteur flux engendré par l'aimant.}$$

Φ_{sf} : Valeur crête (constante) du flux créée par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

θ : Angle entre l'axe **d** et l'axe de référence dans le système triphasé défini par :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega \, dt \quad \text{et} \quad \omega = p \cdot \omega_r$$

ω : La pulsation électrique.

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

ω_r : La vitesse de rotation de la machine (rotor).

➤ **Les équations mécaniques :**

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \omega_r \tag{1.5}$$

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inertie du moteur.

➤ **L'équation électromagnétique :**

La connaissance du couple électromagnétique de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande :

$$C_{em} = [I_s]^T \left[\frac{1}{2} \frac{d[L_{SS}]}{d\theta} [I_s] + \frac{1}{2} \frac{d[\Phi_{sf}]}{d\theta} \right] \tag{1.6}$$

L'étude analytique du comportement de telles équations est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park. [15].

1.7.2. Mise en équation de la MSAP en diphasé :

➤ Principe de la transformation de Park :

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictive, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation plus connue par les électrotechniciens est celle de Park. Le repère (d, q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, selon l'objectif de l'application. [16][17][18].

La figure 1.5. Présente la MSAP en modèle vectoriel (modèle de Park).

Le repère (o, a) est fixe. Le repère (d, q) tourne avec la vitesse de synchronisme :

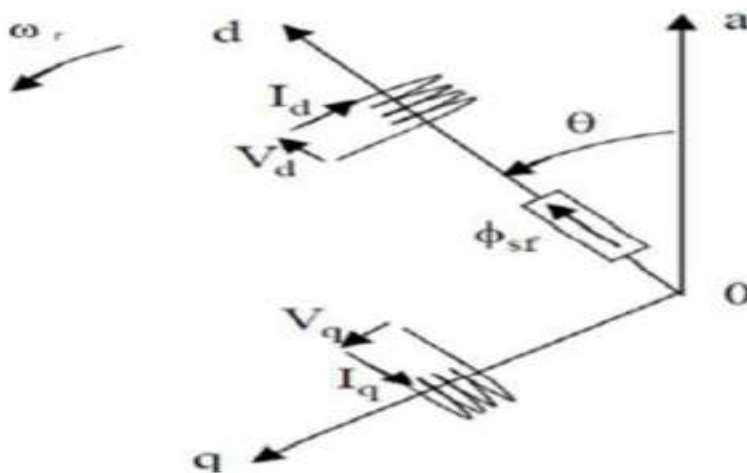


Figure 1.5. Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d, q) .

- **Passage direct : triphasé au diphasé :**

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système diphasé (**d, q**) est donnée par :

$$[X_{dqo}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}]^T$$

Avec : $P(\theta)$: La matrice de passage direct de Park :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

X : représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux.

Alors :

$$[U_d \ U_q \ U_o] = P(\theta)[U_a \ U_b \ U_c]^T$$

$$[I_d \ I_q \ I_o] = P(\theta)[I_a \ I_b \ I_c]^T$$

$$[\phi_d \ \phi_q \ \phi_o] = P(\theta)[\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T$$

X_0 : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

- **Passage inverse : diphasé au triphasé :**

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées par :

$$[X_{abc}] = P(\theta)^{-1} \cdot [X_{dqo}]$$

Et la matrice de passage inverse de Park $P(\theta)^{-1}$ est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

➤ **Les équations électriques :**

Le modèle de la machine après la transformation de Park est donné par :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega \varphi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega \varphi_d \end{cases} \quad (1.9)$$

D'après la relation (1.9), on a le couplage entre les axes d et q :

Expressions des flux :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_{sf} \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (1.10)$$

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

➤ **L'équation mécanique :**

L'équation mécanique développée par la machine est donnée par la relation suivante :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + f \cdot \omega_r = C_{em} - C_r \quad (1.11)$$

J : Moment d'inertie de la partie tournante ($kg \cdot m^2$).

f : Coefficient de frottement visqueux ($N \cdot M \cdot s / rad$).

C_r : Couple résistant ($N \cdot m$).

ω_r : Vitesse mécanique (rad/s).

➤ **L'équation électromagnétique :**

Le couple électromagnétique C_{em} dans le référentiel (d, q) est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = P \cdot [(L_d - L_q) I_d \cdot I_q] + \varphi_{sf} \cdot I_q \quad (1.12)$$

1.8. Mise sous forme d'équation d'état :

Généralement, pour présenter un modèle d'état il faut définir le vecteur d'état x , le vecteur d'entrée u et le vecteur de sortie y . Le vecteur d'entrée est composé des tensions statoriques. Le vecteur d'état est constitué des grandeurs électriques (courants) et grandeur mécanique (vitesse). Dans le cas d'une régulation de couple ou de vitesse angulaire, le modèle non linéaire d'état dans le repère tournant (d, q) est décrite par le système ci dessous :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ W_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} I_d + P \cdot \frac{L_q}{L_d} I_q \cdot W_m \\ -\frac{R_s}{L_q} I_q + P \cdot \frac{L_d}{L_q} I_d \cdot W_m - P \cdot \frac{\Phi_{sf}}{L_q} \cdot W_m \\ \frac{P}{J} \cdot \Phi_{sf} \cdot I_q - \frac{R}{J} (L_q - L_d) I_d \cdot I_q - \frac{f}{J} \cdot W_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix}$$

1.9. Modélisation de l'onduleur de tension :

Pour un onduleur triphasé, 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.

$S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi bras haut (a, b ou c) fermé.

$S_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi bras bas (a, b ou c) fermé.

La **figure 1.6** montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge [19] :

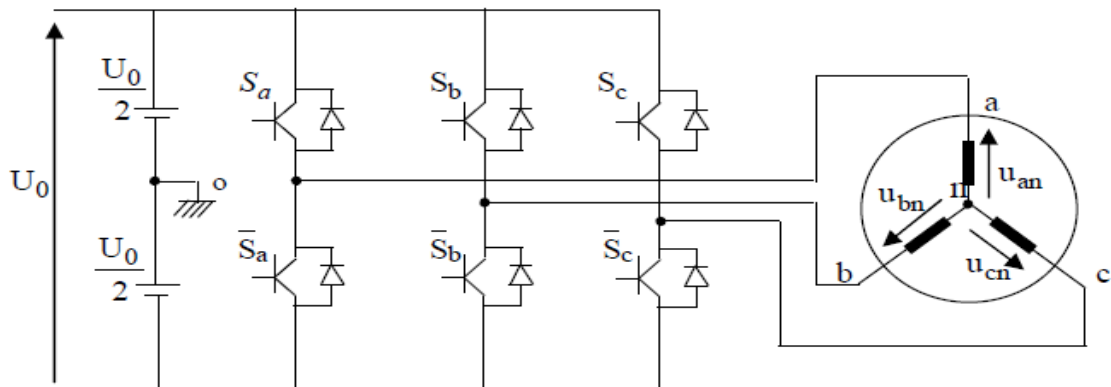


Figure 1.6. Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge.

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 neutre isolé.

Pour les tensions composées U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} , on a :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{ao} + U_{ob} = U_{ao} - U_{bo} \\ U_{bc} = U_{bo} + U_{oc} = U_{bo} - U_{co} \\ U_{ca} = U_{co} + U_{oa} = U_{co} - U_{ao} \end{cases} \quad (1.13)$$

U_{ao} , U_{bo} Et U_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit ' n ' l'indice du point neutre du coté alternatif. On a:

$$\begin{cases} U_{ao} = U_{an} + U_{no} \\ U_{bo} = U_{bn} + U_{no} \\ U_{co} = U_{cn} + U_{no} \end{cases} \quad (1.14)$$

U_{an} , U_{bn} Et U_{cn} sont les tensions simples de la machine U_{no} et est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice 'o'.

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

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (1.15)$$

La substitution de (1.15) dans (1.14) aboutit à:

$$\begin{cases} U_{no} = \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) \end{cases} \quad (1.16)$$

En remplaçant (1.16) dans (1.14), on obtient:

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{ao} + \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} + \frac{2}{3}U_{co} \end{cases} \quad (1.17)$$

Alors:

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_o}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_o}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_o}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (1.18)$$

Comme on peut le voir, les combinaisons $(S_a S_b S_c) = (111)$ et $(0 0 0)$ correspondent au vecteur Nul. La **figure 1.7**. Montre les six vecteurs non nuls qui peuvent être créés par un onduleur triphasé.

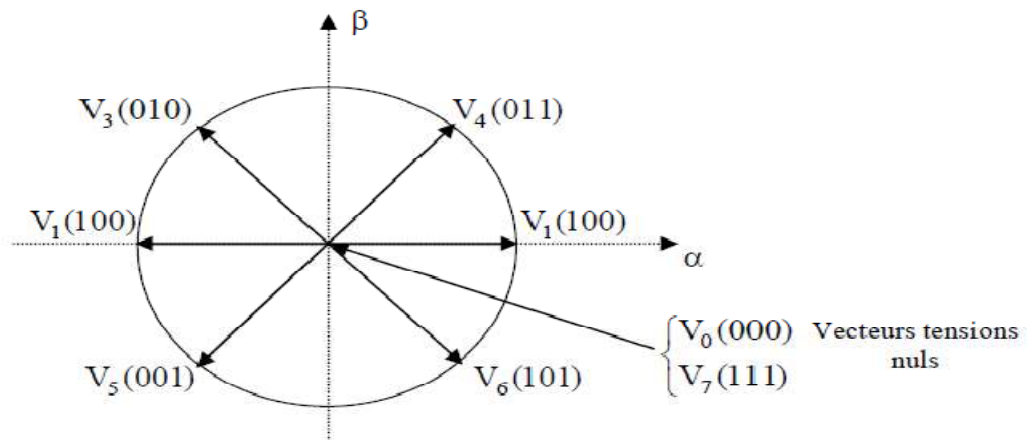


Figure 1.7 Vecteurs de tension créés par l'onduleur de tension dans (α, β) .

1.9.1. Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle) :

La technique de la MLI naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

Le premier, qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la Sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude Et en fréquence.

Le second, qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire), définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de hautes fréquences (HF) par rapport au signal de référence.

L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si [20] :

$$f_{\text{porteuse}} > 20f_{\text{référence}} \quad (1.19)$$

1.10. Simulations numériques de différents fonctionnements du moteur synchrone à aimants permanents :

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs, couramment utilisé dans le domaine des machines électriques. On a choisi le logiciel Matlab/Simulink très connu pour sa puissance de calcul. Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine synchrone à aimant permanent, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par le réseau standard.

La représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP est illustrée sur la **figure.1.8**.

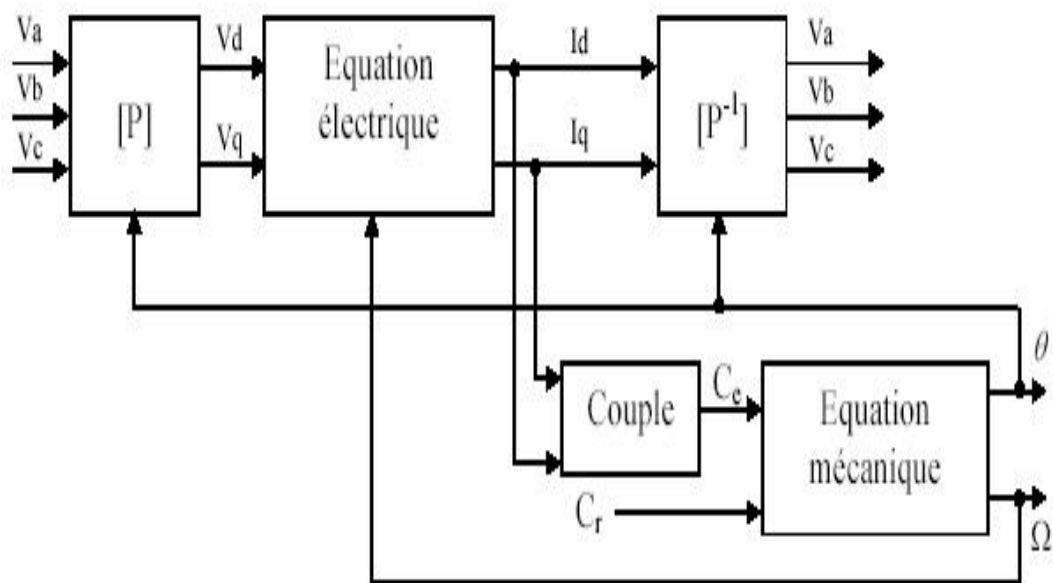


Figure 1.8. Schéma fonctionnel du modèle de MSAP.

1.10.1. Résultats de simulation du MSAP :

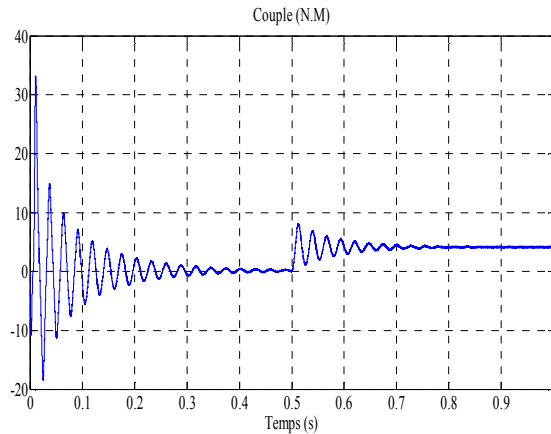


Figure.1.9. La variation de couple.

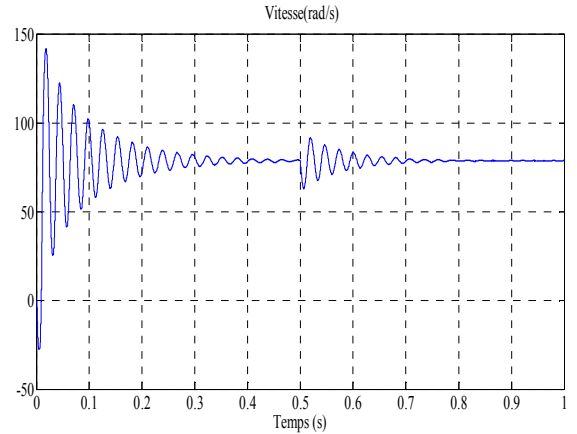


Figure.1.10. La variation de la vitesse.

1.10.2. Interprétation des résultats :

La réponse de la vitesse est identique à celle du fonctionnement à vide jusqu'à l'application du $C_r = 1.5 N.M$ à $t=1s$. Lors de la présence de la perturbation de charge on constate que la vitesse reste constante, c'est une propriété de la machine synchrone puisque celle ci fonctionne toujours à la vitesse de synchronisme. Le couple électromagnétique présente une allure identique à celle du courant d'axe ' q ' du fait de la linéarité.

On remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

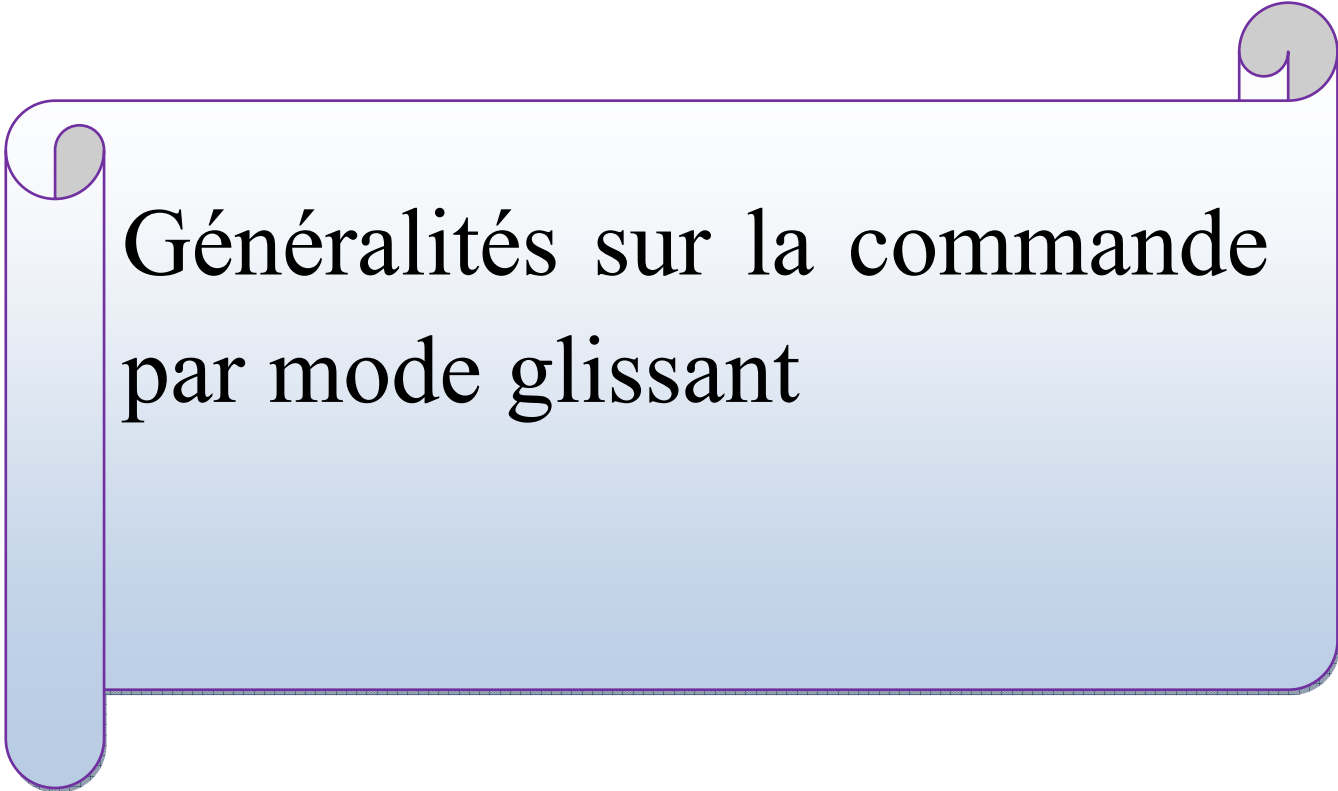
Ces résultats montrent la très faible inertie du MSAP, une très bonne maîtrise du couple et un fonctionnement avec une vitesse stable au synchronisme même en présence de charge.

1.11. Conclusion :

Dans ce chapitre, on va parler à la généralité sur les machines synchrones. Ensuite on fera la modélisation de MSAP. Le modèle mathématique de la MSAP est obtenu dans le repère de Park moyennant des hypothèses simplificatrices pour avoir des équations considérées simplifiées pour nous permettre d'aborder aisément la commande qui est présentée.

Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de Park de la machine synchrone, cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau standard. Malgré cela, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînements à vitesse variable.

On a également présenté la modélisation de l'onduleur de tension et de sa commande à MLI sinus triangle.

A decorative scroll graphic with a light blue gradient background and a purple outline. The scroll is unrolled on the left and right sides, with the top edge curled up. The text is centered within the scroll.

Généralités sur la commande par mode glissant

2.1. Introduction :

Les commutations de la commande s'effectuent en fonction des variables d'état, utilisées pour créer une "variété" ou "hypersurface" dite de glissement dont le but est de forcer la dynamique du système de correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface. Quand l'état est maintenu sur cette hyper surface, le système est dit en régime glissant. Ainsi, tant que les conditions de glissement sont assurées, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, aux erreurs de modélisation (dans une gamme qui reste plus large par rapport à celle des approches classiques de l'automatique), et à certaines perturbations.

Ce type de commande (CSV) présente plus avantages tels que robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

2.1.1. SYSTEME A STRUCTURE VARIABLE:

La commande à structure variable par régime glissant apparue depuis le début des années 60, grâce aux résultats théoriques du mathématicien A.F. PHILPOV est une commande non-linéaire qui est basée sur l'utilisation d'un terme discontinu. Après les travaux développés par l'équipe du professeur EMELYANOV en union Soviétique et à cause des problèmes de broutements et de réalisation, la structure variable a attendu la fin des années soixante dix pour connaître sa réapparition et son épopée avec l'avancée de l'électronique et l'informatique. En effet, sachant que cette commande est basée sur la commutation et de haute fréquence pour un meilleur régime glissant [21].

2.1.2. PRINCIPES DE LA COMMANDE A STRUCTURE VARIABLE EN MODE GLISSANT :

Le régime glissant intervient de manière prépondérante dans la définition et les propriétés d'une classe de systèmes de commandes très importante.

Un système à structure variable est un système dont la structure change son fonctionnement. Il est caractérisé par un choix de fonction et une logique de commutation. Ce choix permet de commuter d'une structure à une autre à tout instant de plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure [22].

Dans la commande des systèmes à structure variable par le mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface. Puis à l'aide de la loi de commutation, elle obligé de rester

au voisinage de cette surface, cette dernière est appelée surface de glissement et le mouvement le long de laquelle se produit système de commande à structure variable est définie pour chacune des composantes du vecteur de commande, $u_i : (i = 1, \dots, m)$ [23].

La forme d'une commande à structure variable [23]:

$$\begin{cases} u_i = u_{\max} & \text{si } S_i(x) > 0 \\ u_i = u_{\min} & \text{si } S_i(x) < 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

Telle que la condition d'accès soit vérifiée, c'est à dire telle que la trajectoire d'état atteigne la surface de commutation $S(x) = 0$ en un temps fini.

2.1.1.1. Fonction de commutation :

La structure de commande est caractérisée par le signe d'une fonction vectorielle $S(x) = 0$ appelée fonction de commutation. Dans le cas des modèles linéaires, la fonction de commutation est choisie comme une fonction linéaire de l'état [24] :

$$S(x) = [S_1(x), S_2(x), \dots, S_m(x)] = Cx \quad \text{Où } C = [c_1, c_2, \dots, c_m] .$$

Chaque fonction scalaire de commutation $s_j(x)$ décrit une surface linéaire $s_j(x)$.

2.1.1.2. Hyperplan de commutation :

La surface de commutation associée au système de commande à structure variable défini précédemment: $S_j = \{x \in R^n : s_j(x) = 0\} \quad j = 1 \dots m$ est appelée hypersurface de glissement [24].

2.1.1.3. Régime glissant :

Si pour tout vecteur d'état initial $x(t_0) \in S$ la trajectoire d'état reste dans l'hypersurface $x(t) \in S, \forall t > t_0$ alors $x(t)$ est un mode glissant pour le système [24].

2.1.1.4. Surface de glissement :

Si tout point de S est tel qu'il existe des trajectoires d'état hors de S le contenant alors la surface de commutation S est appelé surface de glissement.

Le but de système de commande à structure variable est d'amener asymptotiquement l'état du système à partir d'une condition initiale quelconque $x(0) = x_0$ vers l'origine de l'espace d'état [24].

Ce mode de glissement est souvent qualifié d'idéal du fait qu'il requiert pour exister, une fréquence de commutation infiniment grande. De fait, tout système de Commande comprendre l'hypersurface rend des imperfections telles que retards, hystérésis, qui imposent une fréquence de commutation finie. La trajectoire d'état oscille alors dans un voisinage de la surface de glissement, phénomène appelé chattering ou broutement. La trajectoire dans le plant de phase est consiste de trois partie distinct :

2.1.1.4. A. Le mode de convergence (MC):

C'est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plant de phase, et tend vers la surface de commutation $S(x)=0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence [22].

2.1.1.4. B. Le mode de glissement (MG):

C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plant de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par la détermination de la surface de glissement $S(x) = 0$ [22].

2.1.1.4. C. Le mode du régime permanent (MRP):

Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse de système autour de son point d'équilibre (origine de plant de phase) il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [22].

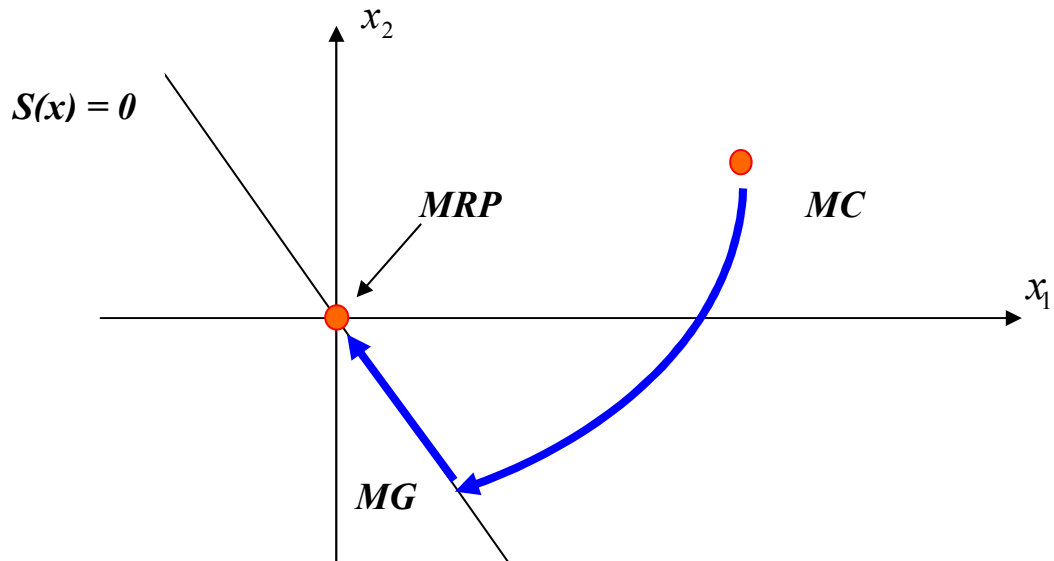


Figure 2.1. Différents mode pour la trajectoire dans le plant de Phase

2.2. TYPES DE COMMUTATION DES SYSTEMES A STRUCTURE VARIABLE :

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, on peut trouver trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple ou la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande lui même. On l'appellera, structure par commutation au niveau de l'organe de commande. La deuxième structure fait intervenir la commutation au niveau d'une contre-réaction d'état. Et enfin, la dernière structure est une structure par commutation au niveau de l'organe de commande avec ajout de la "commande équivalente". Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude [25].

2.2.1. STRUCTURE PAR COMMUTATION AU NIVEAU DE L'ORGANE DE COMMANDE :

Le schéma d'une structure par commutation au niveau de l'organe de commande est donné par la **figure.2.2**. Cette structure de commande est la plus classique et la plus usitée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associée dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse. Elle a été utilisée pour la commande des moteurs pas à pas.

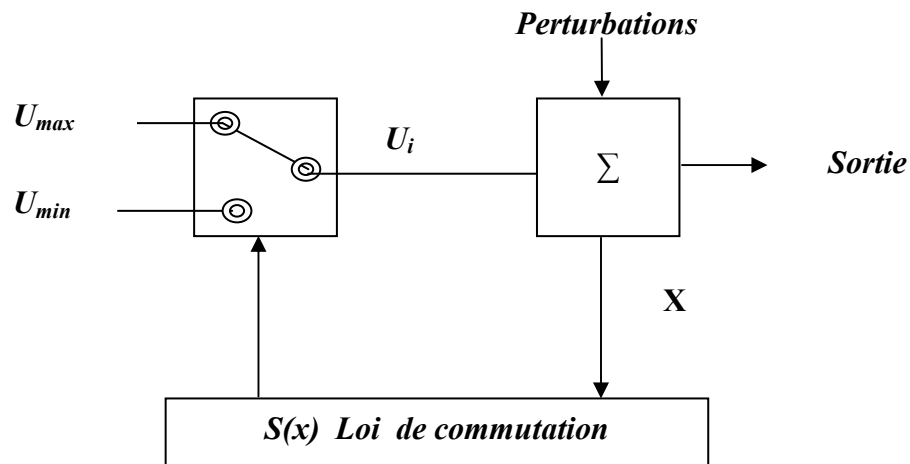


Figure .2.2. Structure de régulation par commutation au niveau de l'organe de commande.

2.2.2. STRUCTURE PAR COMMUTATION AU NIVEAU D'UNE CONTRE-REACTION D'ETAT :

Nous pourrions consulter le schéma d'une telle structure sur la **figure .2.3**. C'est la structure la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Un ouvrage a été consacré à ce type de commande. Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique ou le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non linéarité provient de la commutation entre les gains donc on crée une commutation au niveau de la dynamique du système [25].

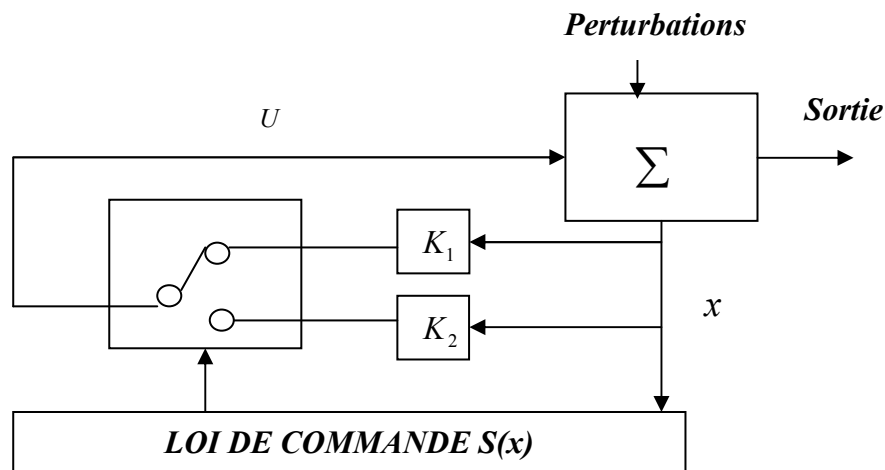


Figure.2.3. Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état.

2.2.3. STRUCTURE PAR COMMUTATION AU NIVEAU DE L'ORGANE DE COMMANDE AVEC COMMANDE EQUIVALENTE :

Une telle structure dont le principe est montré sur la **figure.2.4**. Présente un réel avantage. Elle permet de repositionner l'état futur du système grâce à la commande équivalente qui n'est rien d'autre que la valeur désirée du système en régime permanent. L'organe de commande est beaucoup moins sollicité, mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait de l'expression de cette commande équivalente [25].

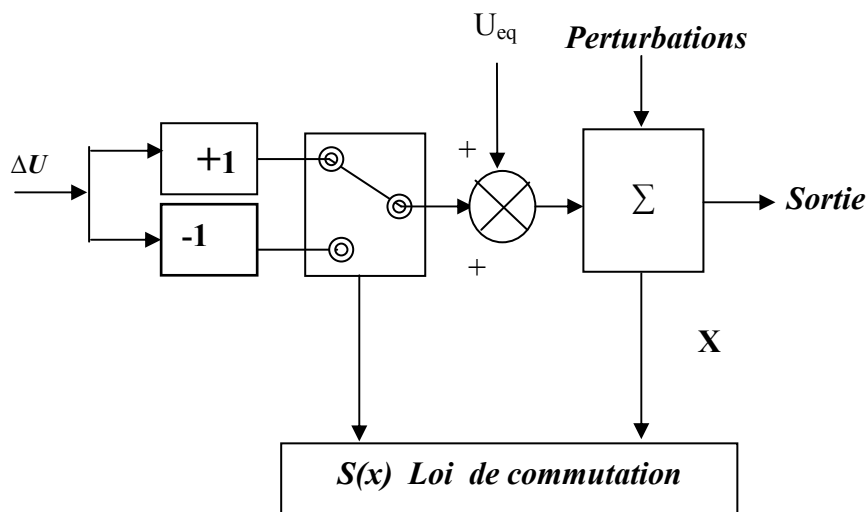


Figure.2.4. Structure de régulation par ajout de la commande équivalente.

Nous avons choisi de baser notre étude sur ce type de configuration de la commande, pour une telle structure, de par sa constitution, est très simple et permet de moins solliciter la commande. Il nous semble en effet naturel d'ajouter la commande équivalente pour repositionner le système dans un état désiré permanent et stable, et de jouer ensuite sur le terme de commutation pour assurer la convergence vers cet état et pour 'y' rester ensuite [25].

2.3. DESCRIPTION DU MODE GLISSANT :

2.3.1. DEFINITION DU MODE GLISSANT :

La technologie des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement [20].

2.3.2. Explication du phénomène du glissement :

Le mode de glissement existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre '' U_{max} '' et '' U_{min} ''. Ce phénomène est démontré à l'aide de la **figure .2.5**.

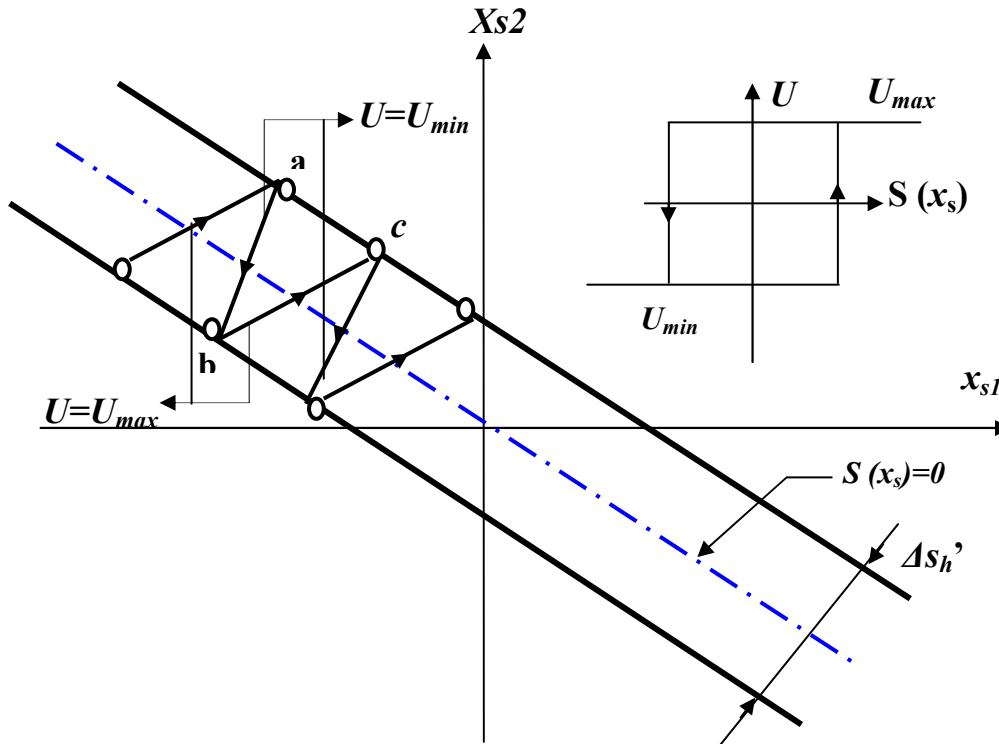


Figure 2.5. Démonstration du mode de glissement.

Pour un système à régler du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état '' x_{s1} '' et '' x_{s2} '', on admet d'abord une hystérèse sur la loi de commutation $S(x_s) = 0$ (droite en trait mixte), par conséquent, les commutations ont lieu sur les droites décalées parallèlement de $\pm \Delta s'_h$.

Une trajectoire avec $U = U_{max}$ touche au point 'a' le seuil de basculement inférieur si avec $U = U_{min}$, la trajectoire est orientée vers l'intérieur de la zone de l'hystérèse, elle touche au point 'b' le seuil de basculement supérieur où a lieu une commutation sur $U = U_{max}$. Si la trajectoire est de nouveau orientée vers l'intérieur, elle touchera le point 'c' le seuil de basculement inférieure et ainsi de suit. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieure de la zone de l'hystérèse. Ce mouvement s'approche de régime stationnaire dans une certaine zone, où des commutations continues existent, la fréquence de commutation est finie [20].

Le réglage du mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variables. La théorie donc des systèmes à structures variables et les modes glissants associés (en anglais sliding mode), est une technique de commande non linéaire, elle est caractérisée par une discontinuité de la commande aux passages par une surface de communication appelée surface de glissement [26].

2.4. Mode glissant pour les systèmes linéaires :

Les avantages de la commande par mode glissant sont importantes et multiples, la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité, l'invariance, la robustesse,...etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour les systèmes ayant un modèle imprécis [27]. Dans ce cas, la structure de contrôleur comporte deux parties: une partie continue représentant la dynamique de système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique de système durant le mode de convergence, cette dernière est importante dans la commande non linéaire car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et des perturbations sur le modèle [22].

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes principales très indépendantes l'une de l'autre [22] :

- Choix de la surface.
- L'établissement des conditions d'existence.
- Détermination de la loi de commande

2.4.1. Choix de la surface de glissement :

Le choix de la surface de glissement concerne le nombre et la forme des fonctions nécessaires. Ces deux facteurs dépendent de l'application et de l'objectif visé.

Pour un système linéaire la surface de glissement est une fonction scalaire telle que la variable à régler glisse sur cette surface et tend vers l'origine du plan de phase.

La forme non linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable à régler x elle est donnée par [23] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (2.2)$$

$e(x)$: est l'écart entre la variable à régler et la référence.

λ : est une constante positif.

r : est un degré relatif, il présente le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande [26], [28].

L'objectif de la commande est maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x)=0$ pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exact de l'écart tout en respectant la condition de convergence.

2.4.2. Conditions de convergence et d'existence :

On représente la convergence du système par le mode de glissement d'après la **figure 2.6.** Suivante [29] :

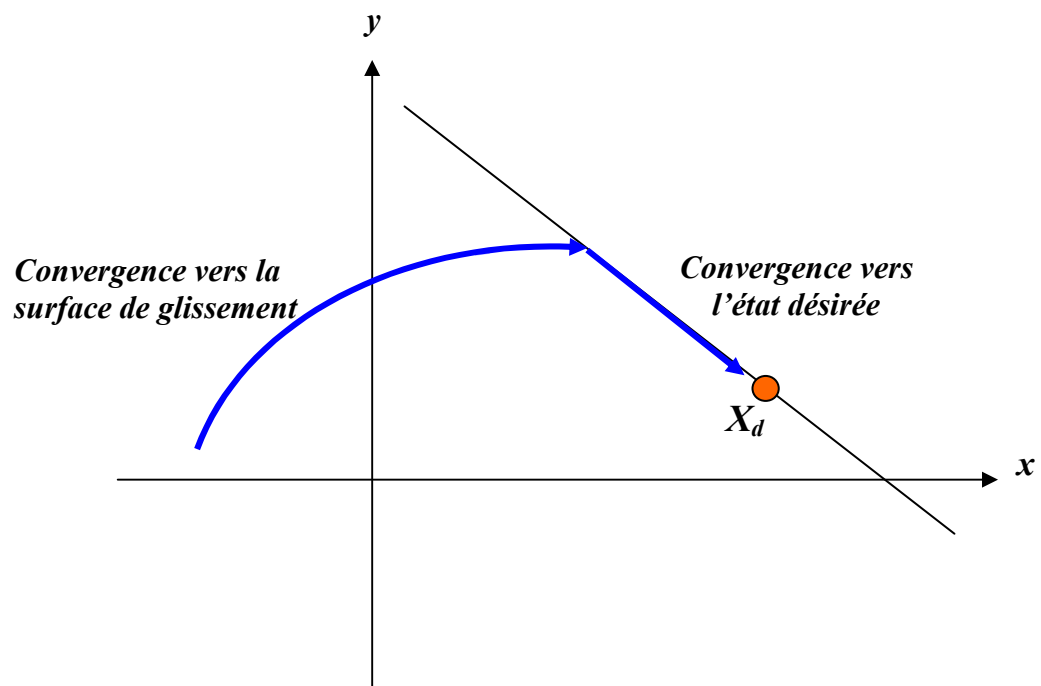


Figure. 2.6. Convergence du système glissant.

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence :

2.4.2. A. La fonction de commutation :

C'est la première condition de convergence, elle est proposée et étudiée par EMILIANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donné par :

$$\begin{cases} \dot{S}(x) > 0 & \text{si } S(x) < 0 \\ \dot{S}(x) < 0 & \text{si } S(x) > 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

Cette condition peut être formulée comme suit :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (2.4)$$

2.4.2. B. La fonction de Lyapunov :

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variable d'état du système. La loi de commande doit être décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$. L'idée et de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande u tel que le carré de la surface correspond a une fonction de LYAPUNOV.

Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit [30]:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (2.5)$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) \quad (2.6)$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que le dérivé soit négatif. Ceci n'est vérifié que si la condition .2.4. Est vérifiée l'équation .2.5. Explique que la carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprime par $S^2(x)$ diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à ce diriger vers la surface à partir des deux côtés de cette dernière. Cette condition suppose un régime glissant idéal ou la fréquence de commutation est infinie [30].

2.4.3. Calcule de la commande :

Lorsque le régime glissant est atteint, la dynamique de système est indépendante de la loi de commande qui n'a pour but de maintenir les conditions de glissement (l'attractivité de la surface), c'est pour cette raison que la surface est déterminée indépendamment de la commande. Maintenant, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la trajectoire d'état vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant les conditions d'existence du mode du glissement.

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement devrait être attractive des deux côtés. De ce fait, si cette commande discontinue est indispensable, il n'empêche nullement qu'une partie continue lui soit ajoutée. La partie continue en effet amener à réduire autant que nous voulons l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour but de vérifier les conditions d'attractivité. Dans ce cas la structure d'un contrôleur par mode de glissement est constituée de deux parties, une consent la linéarisation exacte (u_{eq}) et l'autre stabilisante (u_n).

$$u = u_{eq} + u_n \quad (2.7)$$

u_{eq} : La commande proposée par FILIPOV, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande équivalente est déduire en considérant que la dérivée de surface est nulle $\dot{S}(x) = 0$ elle peut être interprétée comme étant un retour d'état particulier jouant le rôle d'un signal de commande appliqué sur le système à commander [15], elle peut être aussi interprétée autrement comme étant une valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation rapide entre les valeurs u_{max} et u_{min} [31].

u_n : est déterminer pour vérifier la condition de convergence.

2.4.3.1. La commande équivalente :

Soit un système linéaire, décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (2.8)$$

Un vecteur commande équivalente u_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. On exprime la condition pour l'obtention de la commande équivalente comme :

$$\dot{S}(x,t) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} \quad (2.9)$$

En remplace (2.7). (2.8) dans (2.9) nous trouvant:

$$\dot{S}(x,t) = \frac{\partial S}{\partial x}(Ax + Bu_{eq}) + \frac{\partial S}{\partial x} Bu_n \quad (2.10)$$

Durant du mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles, d'où nous déduisons l'expression de la commande équivalente :

$$u_{eq} = - \left(\frac{\partial S}{\partial x} B \right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} A \quad (2.11)$$

Pour que la commande équivalente puisse prendre une valeur finie faut que $\left(\frac{\partial S}{\partial x} B \neq 0 \right)$.

La commande équivalente est interprétée physiquement comme étant une fonction continue représentant la moyenne des commutations successives de "u" entre "u_{max}" et "u_{min}" d'où la condition [20]:

$$u_{\min} \leq u_{eq} \leq u_{\max} \quad (2.12)$$

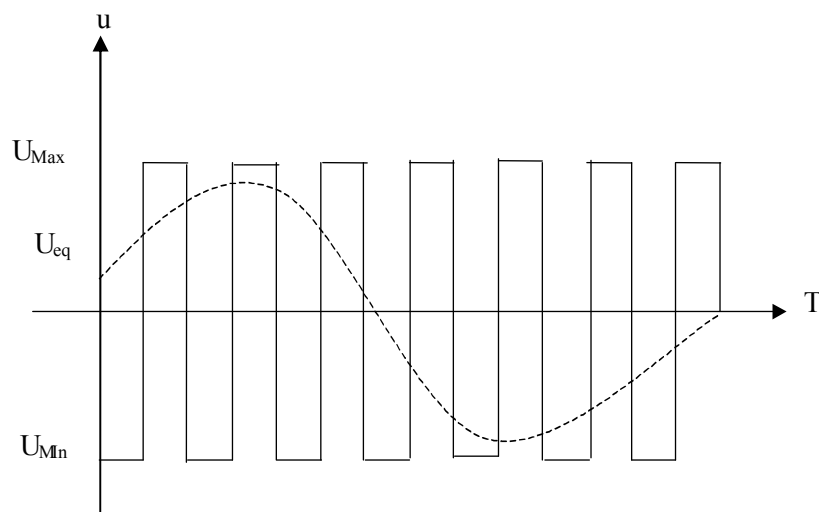


Figure.2.7. Commande équivalente et commande réelle.

2.4.3.2. La commande commutante :

Il y a plusieurs formes de la commande commutante :

2.4.3.2.1. A. La commande discontinue :

Plusieurs choix pour la commande discontinue u_n peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $u_n = [u_1, u_2, \dots, u_m]$ avec la fonction signe par rapport à $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$ est :

$$\text{sign} (S (x, t)) = \begin{cases} + 1 & \text{si } S > 0 \\ 0 & \text{si } S = 0 \\ - 1 & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (2.13)$$

u_n : S'exprime donc comme :

$$u_n = -K \cdot \text{sign}(S) \quad (2.14)$$

Où K est un gain positif.

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la **figure .2.8.**

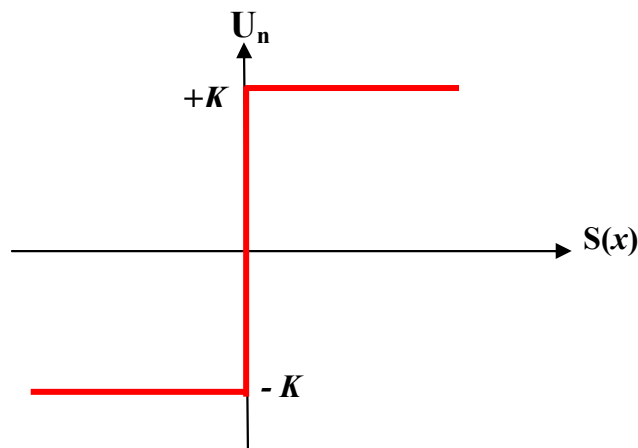


Figure.2.8. Commande discontinue.

Si le gain K est très petit, le temps de réponse sera long, si K est très grand, le temps de réponse sera rapide mais des oscillations indésirables risquent d'apparaître (Couramment

appelées Chattering) sur les réponses en régime permanent. La **figure 2.9.** Représente un cas "typiques" de Chattering

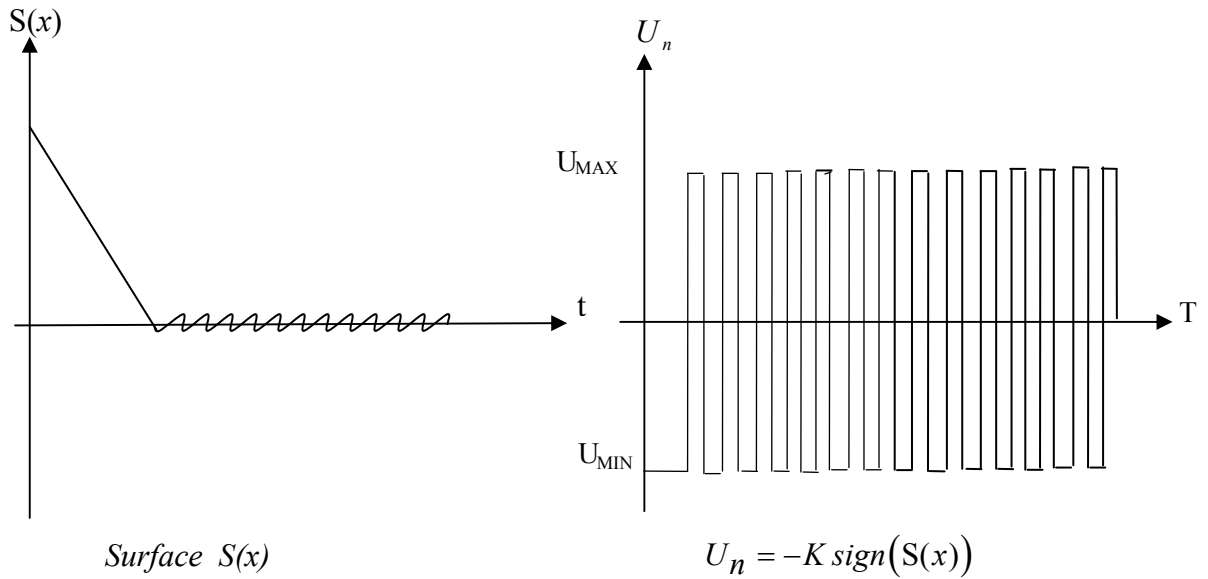


Figure .2.9. Surface de glissement et la commande discontinue.

Dans le but de réduire les oscillations haute fréquence (indésirables sur les réponses), nous allons présenter quelques solutions classiques qui consiste à imposer une variation de la valeur de la commande u_{eq} en fonction de la distance entre la variable d'état et la surface de glissement [33]. Certaines de ces méthodes introduisent une commande continue dans une bande de la surface.

2.4.3.2.2. B. Commande continue dans une bande de la surface :

La solution proposée par Slotine [28] consiste à remplacer la loi de commande discontinue par une loi continue en x à l'extérieur d'une bande fine située au voisinage de la surface de glissement, la discontinuité étant conservée à l'extérieur de cette bande. On choisit pour la composante haute fréquence :

$$U_i = U_{ieq} + U_{in} \quad ; \quad U_{in} = K_i \text{Sat}\left(\frac{S_i}{\varphi_i}\right) \quad (2.15)$$

Avec :

$$\text{Sat}\left(\frac{S_i}{\varphi_i}\right) = \begin{cases} \frac{S_i}{\varphi_i} & \text{Si } \left|\frac{S_i}{\varphi_i}\right| \leq 1 \\ \text{Sign}(S_i) & \text{Si } \left|\frac{S_i}{\varphi_i}\right| > 1 \end{cases} \quad (2.16)$$

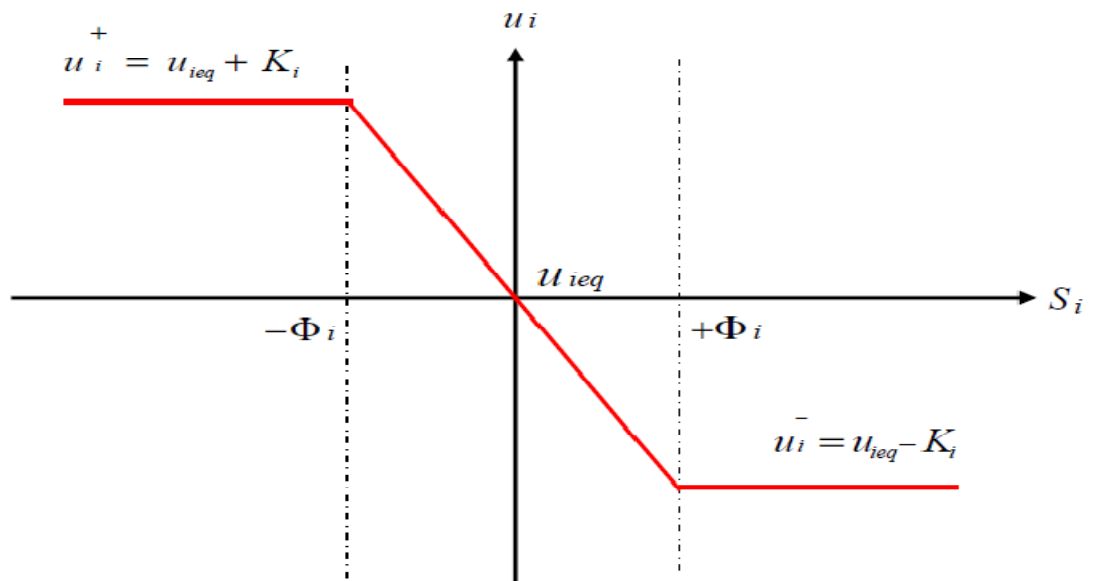


Figure 2.10. Loi de commande par bande continue au voisinage de la surface de glissement.

2.5. Conclusion :

La commande par mode glissant permet de forcer le système à suivre le signal de référence. Cette poursuite s'effectue en minimisant l'erreur de poursuite d'une part et en assurant la stabilité du système d'autre part. Mais la commande appliquée oscille avec une fréquence de commutation qui tend vers l'infini (chattering) qui peut être inacceptable en pratique. L'avantage que procure une telle commande et qui la rend aussi intéressante est sa robustesse vis à vis des perturbations et des incertitudes du modèle. Cependant, ces performances sont obtenues au prix de certains inconvénients :

- * un phénomène de chattering ou broutement provoqué par la partie discontinue de la commande et qui peut avoir un effet néfaste sur les actionneurs,
- * le système est soumis à chaque instant à une commande de valeur élevée afin d'assurer sa convergence vers l'état désiré et ceci peut être inacceptable.

Parmi les solutions proposées à ces problèmes on peut citer la commande par mode glissant à bande limite qui consiste à remplacer la fonction de commutation dans la commande par une fonction de saturation.



Application sur le système
MSAP

3.1. Introduction :

Dans la conception des systèmes automatiques, on cherche toujours à améliorer les performances dynamiques et à minimiser le temps de réponse.

Les algorithmes de commande classiques par exemple à action proportionnelle intégrale peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances des systèmes ne sont pas trop strictes. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à des fortes non linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du comportement du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations [29].

Nous avons ici adopté la technique de réglage par modes glissant, celle-ci repose sur la théorie des systèmes à structure variable. La technique de commande par modes glissants comme toutes les autres techniques de commande non linéaire a été développée 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 [31].

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.

3.2. Application de la CSV à la machine synchrone à aimants permanents :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{P.\Omega}{L_d} I_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{dI_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{P.\Omega L_d}{L_q} I_d + \frac{V_q}{L_q} - \frac{P.\Omega.\varphi_{sf}}{L_q} \\ \dot{\theta} = \Omega \\ J.\dot{\Omega} = C_e - C_r - f.\Omega \end{cases} \quad (3.1)$$

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces) la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse. La **figure 3.1** représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode de glissement de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.

Figure 3.1. Représente la structure de commande de la vitesse pour la MSAP.

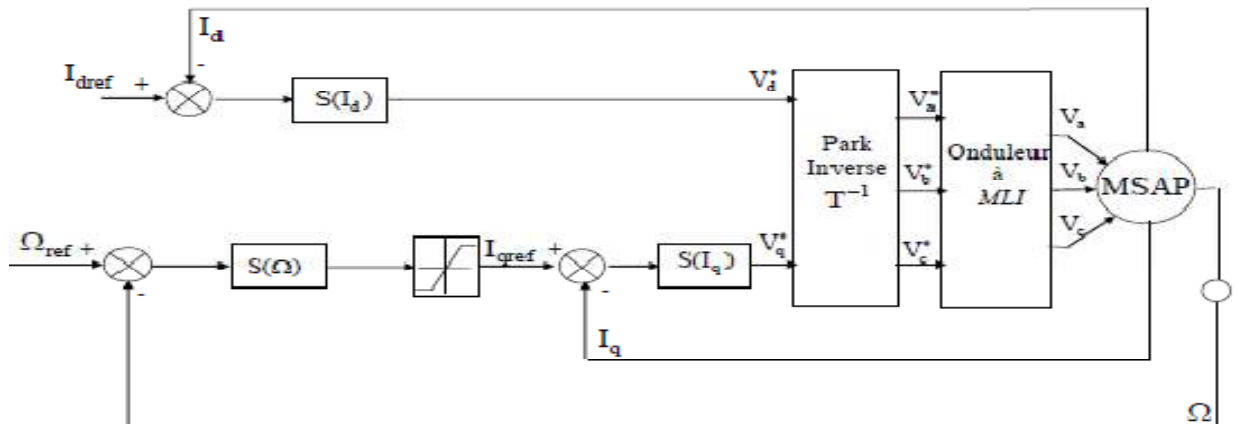


Figure 3.1: Structure de commande de la vitesse pour la MSAP.

Nous définissons les trois surfaces par :

La première surface, celle de la vitesse est d'écrite par :

$$S(\Omega) = \Omega_{dref} - \Omega \quad (3.2)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(\Omega) = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S}(\Omega) = 0 \quad (3.3)$$

D'où nous déduisons : $I_{qn} = 0$

$$S(\Omega) = 0 \rightarrow I_{qeq} = \frac{f.\Omega + C_r}{P.[\varphi_{sf} - (L_d - L_q)I_d]} \quad (3.4)$$

Durant le mode de glissement, le produit de la surface par sa dérivée doit être inférieur à zéro. Cela exige de vérifier la condition de Lyapunov suivant :

$$\lim_{s \rightarrow 0} S(\Omega) \cdot \dot{S}(\Omega) < 0 \quad (3.5)$$

En substituant l'expression de la commande équivalente (3.3) dans (3.4), la dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\Omega) = -\frac{P}{J} [\varphi_{sf} - (L_d - L_q)I_d] I_{qn} \quad (3.6)$$

Avec:
$$I_{qn} = K_v \cdot \text{sign}(S(\Omega)) \quad (3.7)$$

Ainsi, la commande I_{qref} représente la somme des grandeurs I_{qeq} et I_{qn} :

$$I_{qref} = I_{qeq} + I_{qn} \quad (3.8)$$

La deuxième surface de la boucle interne, responsable du contrôle du courant I_q , est écrite par :

$$S(I_q) = I_{qref} - I_q \quad (3.9)$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(I_q) = \frac{L_d \cdot \Omega P}{L_q} I_d + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{V_q}{L_q} + \frac{P \cdot \Omega \varphi_{sf}}{L_q} \quad (3.10)$$

Étant donné que :
$$V_q = V_{qeq} + V_{qn}$$

On obtient:

$$\dot{S}(I_q) = \frac{L_d \cdot \Omega P}{L_q} I_d + \frac{R_s}{L_q} I_q + \frac{V_{qeq}}{L_q} + \frac{V_{qn}}{L_q} + \frac{P \cdot \Omega \varphi_{sf}}{L_q}$$

Durant le mode de glissement en régime permanent, nous avons :

$$S(I_q) = 0 \text{ alors } \dot{S}(I_q) = 0 \quad (3.11)$$

Avec:
$$V_{qn} = 0$$

On obtient :
$$V_{qeq} = R_s \cdot I_q + P \cdot \Omega [\varphi_{sf} + L_d \cdot I_d] \quad (3.12)$$

Et
$$V_{qn} = K_q \cdot \text{sign}(S(I_q)) \quad (3.13)$$

D'où l'expression de V_{qc} :

$$V_{qc} = V_{qeq} + V_{qn} \quad (3.14)$$

La troisième surface est celle du contrôle du courant I_d , elle est décrite par :

$$S(I_d) = I_{dref} - I_d \quad (3.15)$$

Dans ce cas nous donnons juste les expressions de :

$$V_{deq} = R_s \cdot I_d - P \cdot L_q \cdot I_q \cdot \Omega \quad (3.16)$$

$$V_{dn} = K_d \cdot \text{sign}(S(I_q)) \quad (3.17)$$

$$V_{dc} = V_{deq} + V_{dn} \quad (3.18)$$

La stabilité du système nécessite de vérifier que le produit de la surface et sa dérivée est inférieur ou égal à zéro. afin d'assurer cette condition, les paramètres, K_v , K_d et K_q sont

Toujours positifs.

Ces paramètres sont choisis de façon à :

- assurer la rapidité de la convergence.
- imposer la dynamique en mode de convergence et de glissement.
- limiter le courant à une valeur admissible pour un couple maximal. Dans le régime permanent, on a :

$$\dot{I}_d = 0 \quad \dot{I}_q = 0 \quad \dot{\Omega} = 0 \quad (3.19)$$

En remplaçant (3.19) dans (3.1), on obtient :

$$\begin{cases} -R_s \cdot I_d + \omega \cdot L_q \cdot I_q + V_d = 0 \\ -R_s \cdot I_q + \omega \cdot L_d \cdot I_d + V_q - \omega \cdot \varphi_{sf} = 0 \\ C_e - C_r = f \cdot \Omega \end{cases} \quad (3.20)$$

Les conditions d'existence du mode de glissement sont donc :

$$\begin{aligned} K_v &\geq \left| \frac{1}{P \cdot \varphi_{sf}} (-f \cdot \Omega - C_r) \right| \\ K_d &\geq \left| -R_s \cdot I_d + \omega \cdot L_q \cdot I_q \right| \\ K_q &\geq \left| -R_s \cdot I_q + \omega \cdot L_d \cdot I_d - \omega \cdot \varphi_{sf} \right| \end{aligned} \quad (3.21)$$

Représentation de la commande d'une MSAP par mode glissant par bloc de simulation dans la figure 3.2. :

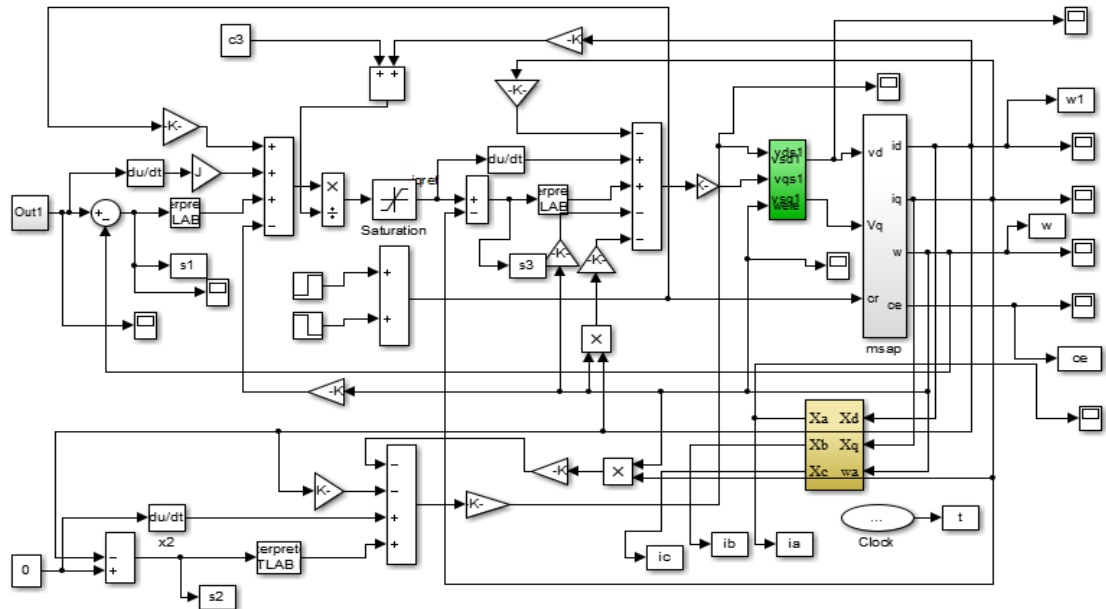


Figure 3.2. Schéma bloc de commande d'une MSAP par mode glissant.

3.3. Résultats de simulation :

Nous avons testé en simulation (logiciel MTLAB Simulink) la loi de commande par mode de glissement de la vitesse sur la MSAP.

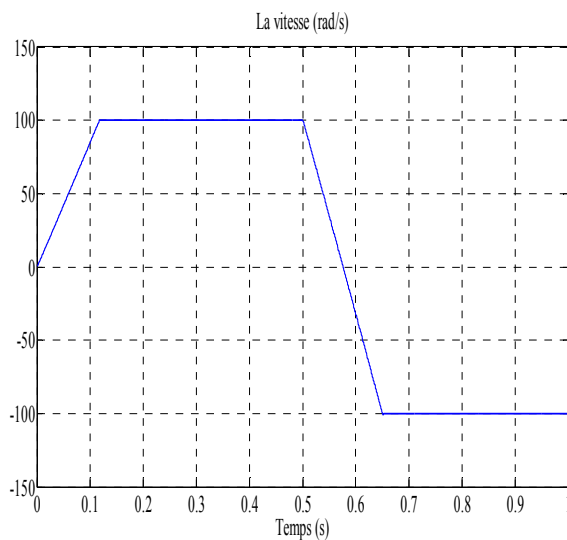


Figure3.3. La variation de la vitesse.

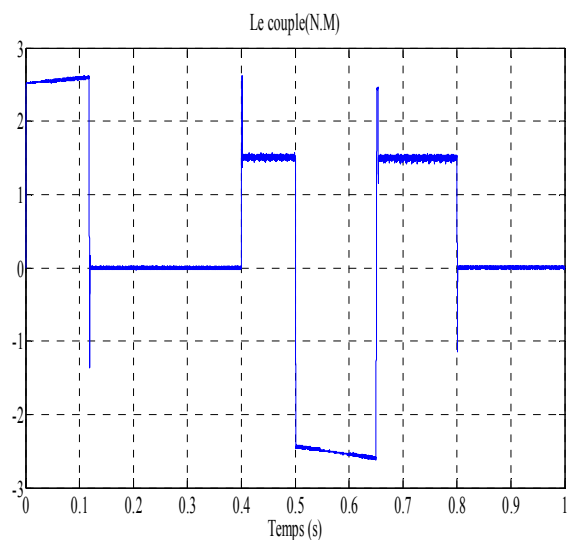


Figure3.4. La variation du couple.

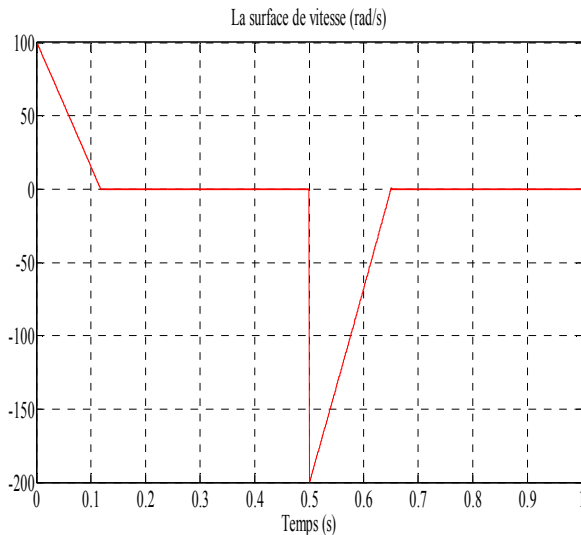


Figure 3.5. La variation de la surface de vitesse.

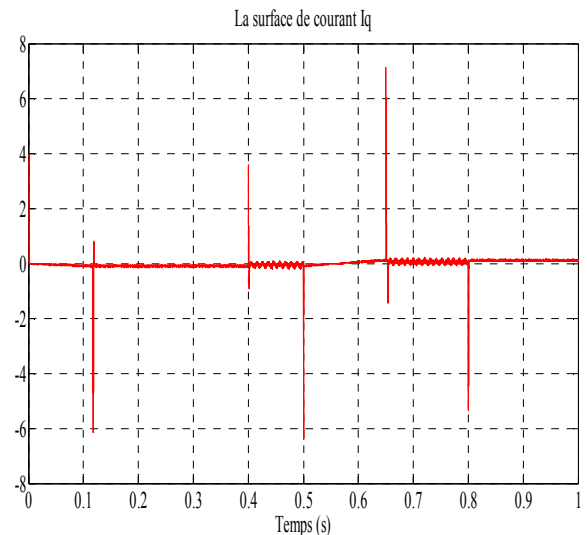


Figure 3.6. La variation de la surface de courant I_q .

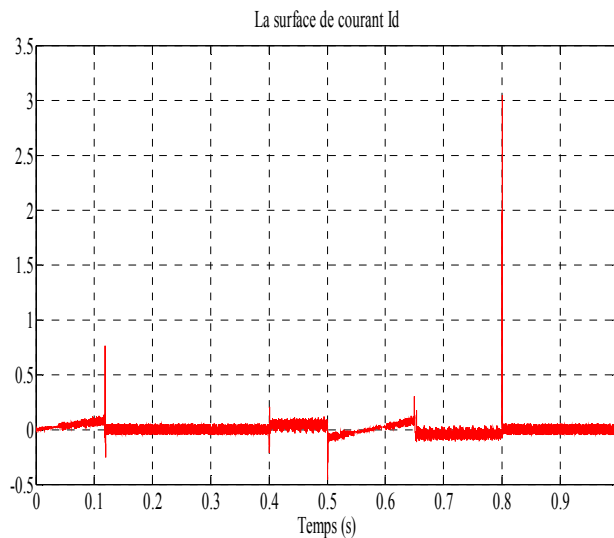


Figure 3.7. La variation de la surface de courant I_d .

3.4. Interprétation des résultats :

Les résultats de simulation montrent que la réponse en vitesse est rapide et précise. L'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément.

Les différentes simulations faites nous permettent de constater que :

- * Le rejet de perturbation est très rapide.
- * Un temps de réponse très faible.
- * Une erreur statique pratiquement nulle.

Le système répond positivement à ce test, il est insensible aux perturbations internes et externes, cette commande présente une bonne robustesse

3.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée à la machine synchrone à aimants permanents, nous avons réalisé une simulation de la commande avec surface de commutation non linéaire. La commande par mode glissant montre de bonnes performances en suivi et en régulation de la vitesse (rapidité de réponse sans dépassement, sans erreur statique).

Le point fort de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse même en présence des perturbations internes et externes avec un temps de réponse très faible. Finalement, on peut conclure que la caractéristique essentielle de cette technique est la capacité de robustesse dans tout le régime permanent. Les résultats de simulation nous montrent que les réponses avec la CSV pour l'asservissement en vitesse sont rapides et robustes. La charge n'a pas d'influence sur la vitesse.



Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté s'inscrit dans le domaine de la commande des machines synchrones à aimants permanents. Etant donné que l'asservissement de la vitesse représente le principal levier de commande d'un tel moteur, nous avons centré notre travail sur l'étude et l'analyse des performances de l'asservissement de vitesse de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur commandé par la technique MLI et commandée par le réglage par mode glissant :

Dans le premier chapitre, nous avons vu brièvement la modélisation de la MSAP. Nous avons utilisé la transformation de Park pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine. Ensuite, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à MLI sinus triangle.

La commande par mode glissant a fait l'objet d'un troisième chapitre, c'est une commande robuste liée aux systèmes à structures variables, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques, vu que la commande à structures variables est par nature une commande non linéaire et que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue. L'avantage de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse par rapport aux perturbations et aux incertitudes du système.

Les résultats obtenus avec la CSV. Pour l'asservissement en vitesse et quelles que soient les plages de fonctionnement étudiées, les réponses avec la CSV sont plus rapides et plus robustes vis-à-vis des variations des charges et du moment d'inertie du moteur

BIBLIOGRAPHIE :

- [1] : K.Azeddine "Etude d'une commande non- linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Ph, Québec, Canada, 2000.
- [2] : M.Sebaa "Etude et comparative entre les déférentes méthodes de commande d'une machine synchrone à aimants permanents ", Mémoire de magister, ENSET-Oran, 2003.
- [3] : A.Ameur "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", Mémoire de magister, Batna, 2005.
- [4] : K.Hartani "Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage", Thèse de Doctorat Es Science, U.S.T.O Oran, Algérie, 2007.
- [5] : L.Ghaouti "Commande robuste d'un moteur synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse", Mémoire de magister, USTO, 2007.
- [6] : A.Maasoum "Commande à la commande singulièrement perturbé d'une machine synchrone à aimants permanents (Commande à structure variable CSV) Neuro-Floue", Thèse de doctorat Es-science, Sidi Bel-Abbas, Algérie, 2007.
- [7] : F.Benchabane "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Mémoire de magister, Université Mohammed khider de Biskra, 2005.Algérie.
- [8]: J.Chiasson "Modeling and High-Performance Control of Electrical Machines", Wiley-Interscience a John Wiley and Sons, INC Publication, 2005.
- [9] : G.O.Cimuca "Système inertiel des stockages d'énergie associé à des générateurs éoliens", Thèse de doctorat, Ecole Nationale Supérieure D'arts et Métiers Centre de Lille, France, 2005.
- [10] : S.Rezgui "Commande de machine électrique en environnement, Matlab/Simulink et Temps Réel", Mémoire de magister, Université Mentouri de Constantine, Algérie, 2009.
- [11] : HadeF. M. " Contrôle Direct Du Couple Des Machines synchrones Avec Et Sans Capteur Mécanique ". Mémoire de Magister de l'université de Bejaia ,2002.
- [12] : Khelfa.S. Commande Vectorielle D'une Machine à Induction ; Mémoire de Magister, Université De Batna, 2001.
- [13] : MEGRI .FAIÇAL, " Cours de simulation 2003-2004 ", C.U Tébessa, 2004.
- [14] : HUBERT EGON et MICHEL MARIE et PASCAL POREE " Traitement du signal et automatique, partie I : Traitement du signal et asservissement analogique ", 2000.

- [15] : Technique de l'ingénieur : "asservissement et régulation".
- [16] : YVES GRANJON " Automatique : systèmes linéaires, non linéaire, à temps continu, temps discret, représentation d'état ", Institut national polytechnique de lorraine (INPL), 2001.
- [17] : E. NECHADI, W.KACEM " Utilisation du Mode Glissant pour le Suivi du Modèle de référence ", Mémoire d'ingénieur d'état en Automatique, Univ Sétif, 2002.
- [18]: K. BOUYOUCHEF " Robotique et Contrôle des processus ", these de Magister à l'Institut d'Electronique, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene (USTHB), Alger, Algérie, novembre 1999.
- [19]: W.GAO, J. C.HUNG 'Variable structure control system', IEEE Tras. Indust. Applic, vol N°:1.
- [20]: J.J.SLOTINE "Sliding controller design for non linéaire system ".I.J.C, Vol 4, N:°2, pp,421- 434, 1984.
- [21] : D.ARZELIER et D. PEAUCELLE " Systèmes et asservissements non linéaires ", Notes de cours Version 4.
- [22] : U. Paul-ETIENNE VIDAL " Commande non linéaire d'une machine asynchrone a double alimentation ", Thèse l'institut national polytechnique de Toulouse, 14 décembre 2004.
- [23] : O-MAHMOUDI, N-MADANI, N-F BENKHORIS, F-BOUDJEMA "Cascade sliding mode control of a field oriented induction machine drive ", the European physical journal, April 1999.
- [24] : A-KERBOUA " Commandes et observateur par mode de glissement : Application à un machine asynchrone alimentée en tension ", Thèse de magistère, ENP, 1999.
- [25] : TOMAS SALGADO JIMENEZ "Contribution à la commande d'un robot sous-marin autonome de type torpille", Thèse de doctorat université Montpellier II sciences et techniques de Languedoc, 21 décembre 2004.
- [26]: V. UTKIN 'Variable structure systems with sliding mode ', IEEE Trans. Auto. Control, Vol AC-22 N° 1, PP212-222, April 1977.

- [27] : S. BARKATI "commande robuste par retour d'état d'une machine synchrone ", Thèse de magistère, ENP 1997.
- [28] : G.SEGUIER, "Électrotechnique Industrielle", Paris, France, 1985.
- [29] : H.Tamrbed, T.Azarobr Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone, Thèse d'ingénieur, Annaba, 2000.
- [30] : R.Benayache "Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires incertains : application à un système hydraulique", Thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut Cambrésis, France, 2007.
- [31] : Saida.A. " Commande à structure variable d'un système d'entraînement électrique" Mémoire de Magister, université de Batna, 2002.
- [33] : MEROUFEL.A. "Commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à MLI". Conférence on électrique engineering 10-11 décembre 2002 ; université de Batna.

Les caractéristiques du MSAP étudié sont représentées sur le tableau suivant :

Résistance statorique direct (R_s)	1.5 Ohm
Nombre de paires de pôles (P)	2 pôles
Flux des aimants (Φ_{sf})	0,314Wb
Inertie du moteur (J)	0,003N.m.s ² /rad
Inductance statorique direct (L_d)	0,0424H
Inductance statorique quadratique (L_q)	0,0795H
Coefficient de frottement (f)	0,00008 N.M/rad/s

Tableau 1.1. Le paramètre utilisé de MSAP.