

Chapitre IV

Commande par Mode Glissant

III.1 INTRODUCTION

Dans le domaine de la commande des machines électriques des efforts considérables en recherche ont été fournis durant ces dernières décennies. La technique la plus connue a été développée par Hasse et Blaschke (Vas, 1990) sous le nom de la commande vectorielle (CV). Cependant, cette commande peut être affectée par les variations paramétriques ou autres facteurs liés à la structure du modèle, ce qui conduira à la détérioration des performances de la commande. En effet, la recherche d'autres approches plus robustes et plus efficaces s'est imposée afin de satisfaire les exigences industrielles. Ainsi, de nouveaux concepts avaient vu le jour, tels que la commande par mode glissant (SMC) qui a suscité l'intérêt de beaucoup de chercheurs en automatique (Edwards et Spurgeon, 1998); (Utkin *et al.*, 1999); (Fridman *et al.*, 2011), (Shtessel *et al.*, 2014), (Azar *et al.*, 2015). Cette commande présente beaucoup d'avantages, en particulier l'insensibilité du système aux variations paramétriques ainsi que le rejet efficace des perturbations. Aussi, elle se caractérise par sa simplicité en termes de synthèse et de mise en œuvre pratique.

Dans ce même contexte et en se basant sur cette technique, nous proposons dans ce chapitre une approche de conception des systèmes de commande robuste. Tout d'abord, nous synthétisons une commande par mode glissant (SMC) dotée d'une action intégrale qui servira à maintenir les variables (courants, flux et vitesse) à leurs références désirées et aussi de compenser l'effet du couple de charge et des perturbations paramétriques.

III.2 COMMANDE PAR MODE GLISSANT (SMC)

III.2.1 Généralités et principes

La commande par modes glissants (SMC) est une technique initialement développée dans les années 1950 et popularisée par l'article précurseur d'Utkin (Utkin, 1977). C'est une stratégie de commande devenue très efficace en théorie de commande moderne grâce à sa simplicité et à sa robustesse face aux variations paramétriques (Utkin *et al.*, 1999). Avec le développement croissant de l'électronique de puissance, cette approche de commande a connu beaucoup de succès dans le domaine des machines électriques.

Dans cette commande à structure variable, la trajectoire d'état est amenée vers une surface appelée surface de glissement. Puis cette trajectoire est forcée à rester au voisinage de celle-ci à l'aide de la loi de commutation. Les modes glissants sont très utilisés en automatique non linéaire pour la commande, l'observation et l'estimation de paramètres. Pour plus de détails, le lecteur pourra se référer aux ouvrages (Edwards et Spurgeon, 1998 ; Fridman *et al.*, 2011).

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties correspondant à trois modes différents comme présente la figure 1 (Slotine, 1984 ; Gao et Hung, 1993 ; Hung *et al.*, 1993) :

- 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 plan de phase et se dirige vers la surface de commutation $S(x) = 0$ et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- 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 plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x) = 0$.
- Le mode de régime permanent (MRP): Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre. Il caractérise la qualité et la performance de la commande (Gao et Hung, 1993).

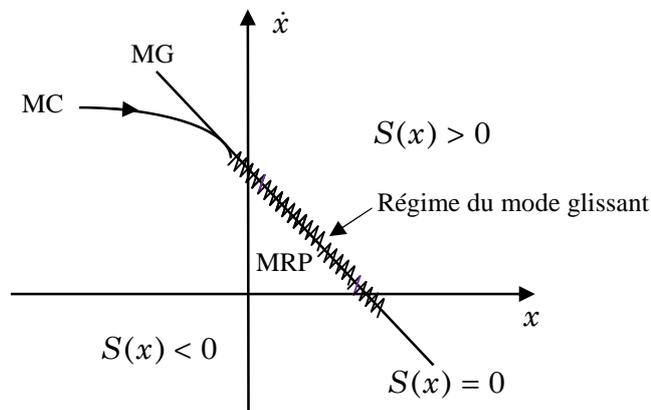


Figure III.1 Les différents modes de trajectoire dans le plan de phase.

III.2.2. Conception de la commande SMC

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de performances. En général, pour réaliser ce type de commande trois étapes doivent être suivies:

a) Choix de la surface de glissement:

La surface la plus utilisée pour obtenir le régime de glissement qui garantit la convergence de l'état vers sa référence donnée par Slotine (Slotine, 1984), est définie par:

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

Où λ , r et $e(x) = (x_{ref} - x)$ représentent respectivement, une constante positive, le degré relatif et l'écart entre la variable à régler et sa référence.

Dans notre cas, l'objectif est de synthétiser une commande par mode glissement avec une surface convenablement choisie (Mekki *et al.*, 2015). A cet effet et comme présenté dans (Bouri *et Thomasset.*, 2001) et (Eker *et Akinal.*, 2008), la SMC avec une surface à action intégrale donne des résultats meilleurs dans tous les points de fonctionnement. L'erreur statique est suffisamment réduite par rapport aux autres stratégies de commande sans action intégrale et la dynamique est satisfaisante. Selon (Bouri *et Thomasset.*, 2001), (Eker *et Akinal.*, 2008) et (Mekki *et al.*, 2015), la surface de glissement peut être sous la forme:

$$S(t) = e(t) + m_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (\text{IV.2})$$

m_i représentent des constantes positives.

b) Conditions de convergence et d'existence:

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système 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.

1. *Fonction directe de commutation*: C'est la première condition de convergence qui a été proposée et étudiée par (Emelyanov., 1967) et (Utkin., 1977). Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par:

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (\text{IV.3})$$

2. *Fonction de LYAPUNOV*: C'est la deuxième condition de convergence. La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{IV.4})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x)\dot{S}(x) \quad (\text{IV.5})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître et converger vers zéro, il suffit de s'assurer que sa dérivée soit négative ($\dot{V}(x) < 0$). Ceci n'est valable que si la condition (III.3) est vérifiée.

c) Synthèse de la commande :

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 est amenée à réduire autant que possible l'amplitude de la partie discontinue. En présence d'une perturbation, la partie discontinue a essentiellement pour rôle de vérifier les conditions d'attractivité. Afin d'obliger le système à suivre la trajectoire imposée, il suffit de rendre $S = 0$ attractive. Pour cela, on ajoute une commande U_n à la commande équivalant U_{eq} sous la forme :

$$U = U_{eq} + U_n \quad (\text{IV.6})$$

La condition nécessaire pour que les états du système suivent la trajectoire définie par les surfaces de glissement est $S = 0 \Rightarrow \dot{S} = 0$ ce qui nous ramène à définir la commande équivalente U_{eq} .

Tandis que la loi de commande qui assure l'attractivité U_n est donnée par :

$$U_n = -k \text{sign}(S) \quad (\text{IV.7})$$

III.3 COMMANDE SMC

Les approches SMC utilisent des techniques de commande robustes (Niemann et Stoustrup., 2005), (Benosman *et al.*, 2009), (Mekki *et al.*, 2014.b), (Djehali *et al.*, 2013) pour que le système en boucle fermée reste insensible à certains défauts en utilisant des paramètres de commande constants. Une liste de dysfonctionnements potentiels est supposée connue a priori comme les défauts de conception de base et tous les modes de défaillance. Les conditions de fonctionnement du système sont considérées comme normales au stade de la conception (Jiang *et al.*, 2012). Par conséquent, quand une panne survient, le contrôleur doit être capable de maintenir la stabilité du système avec une dégradation acceptable dans les performances. Aussi l'efficacité de cette stratégie, qui suppose généralement un répertoire très restrictif de défauts, dépend de la robustesse du système nominal en boucle fermée.

L'objectif visé par notre application est de concevoir une commande SMC pour forcer la vitesse Ω et le flux $\{a_d$ de la MAS à suivre leurs références désirées Ω^* et $\{a_d^*$ respectivement, avec de bonnes performances sous l'effet indésirable du couple de charge C_r et des perturbations paramétriques qui introduisent des termes indésirables $u_i(x, u, a_i)$ dans les modèles sains (voir

(II.13) et (II.15)). Le problème consiste à concevoir un dispositif de commande robuste ne nécessitant aucun schéma de détection de défauts (FDI) ni aucune reconfiguration de la loi de commande. Ces techniques sont généralement simples dans leur mise en œuvre. La méthode SMC proposée utilise un contrôleur fixe. Les défauts sont considérés comme des incertitudes représentées par les termes $u_i(x, u_{a_i})$ et sont prises en compte dans la conception de la loi de commande. Afin d'atteindre l'objectif de la commande, nous utilisons une stratégie robuste de type SMC avec une surface intégrale de manière à ce que le système en boucle fermée reste insensible à un ensemble connu de défauts.

Définition:

Un domaine de fonctionnement λ est défini comme suit (Djehali *et al.*, 2013):

Si i_d^{\max} , i_q^{\max} , $\{d\}^{\max}$, Ω^{\max} , C_r^{\max} , H_i^{\max} sont respectivement les valeurs maximales des courant, flux, vitesse, couple de charge et les variations paramétriques, alors $|i_d| \leq i_d^{\max}$, $|i_q| \leq i_q^{\max}$, $|d| \leq \{d\}^{\max}$, $|\Omega| \leq \Omega^{\max}$, $|C_r| < C_r^{\max}$ et $|u_i(x, u_{a_i})| \leq H_i^{\max}$.

Hypothèse 1:

- a) Les états de la MSAP et/ou MAS sont dans le domaine de fonctionnement λ .
- b) Les références désirées du flux ($\{d\}^*$) et de la vitesse (Ω^*) sont dans le domaine de fonctionnement λ .
- c) Le couple de charge réelle (C_r) est supposé être limité par une valeur maximale fixe (C_r^{\max}). Cette valeur maximale est choisie conformément aux caractéristiques réalistes de couple $|C_r| < C_r^{\max}$.
- d) La variation des résistances rotoriques ou statoriques u_{R_i} reste dans le domaine de fonctionnement λ .

A partir de l'hypothèse 1, les fonctions $u_i(x, u_{a_i}) : \mathfrak{R}^4 \rightarrow \mathfrak{R}$, sont bornées comme suit $|u_i(x, u_{a_i})| \leq H_i^{\max}$ (Djehali *et al.*, 2013).

III.3.1. Application de la commande SMC aux MSAP

Considérons les résultats présentés dans le chapitre précédent (II.15), où les calculs ont mené vers le nouveau modèle de la MSAP en présence de perturbations paramétriques :

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{\check{S}}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 i_d + a_2 i_q \omega_r + b_1 u_d + u_1(x) \\ a_3 i_q + a_4 \omega_r + a_5 i_d \omega_r + b_2 u_q + u_2(x) \\ a_6 i_q + a_7 \omega_r + d C_r + u_3(x) \end{pmatrix} \quad (\text{IV.8})$$

Pour la conception d'une stratégie SMC dédiée à la MSAP, les surfaces de glissement suivantes sont choisies (voir Gouichiche *et al.*, 2013 et Mekki *et al.*, 2015):

$$\left(\begin{array}{l} S_1(t) = \check{S}_r - \check{S}_r^{ref} + m_1 \int (\check{S}_r - \check{S}_r^{ref}) dt \\ S_2(t) = i_q - i_q^{ref} + m_2 \int (i_q - i_q^{ref}) dt \\ S_3(t) = i_d - i_d^{ref} + m_3 \int (i_d - i_d^{ref}) dt \end{array} \right) \quad (IV.9)$$

Où, $\check{S}_r^{ref}, i_d^{ref}, i_q^{ref}$ représente la vitesse et les courants de références; m_1, m_2, m_3 sont des constantes positives.

a) Régulateur de la vitesse

En utilisant le théorème des modes glissants (Utkin., 1977), la condition nécessaire pour que les états du système suivent les trajectoires désirées est $S_1(t) = 0$ i.e :

$$\dot{S}_1(t) = (\check{S}_r - \check{S}_r^{ref}) + m_1(\check{S}_r - \check{S}_r^{ref}) = 0$$

Dans ce cas, la commande équivalente est donné par:

$$i_q^{eq} = \frac{1}{a_6} (-a_7 \check{S}_r - dC_r + \check{S}_r^{ref} - u_3(x) - m_1(\check{S}_r - \check{S}_r^{ref})) \quad (IV.10)$$

La loi de commande assurant l'attractivité est donnée par:

$$i_q^{at} = -k_1 \text{sign}(S_1) \quad (IV.11)$$

avec $k_1 > 0$.

Une combinaison appropriée entre (III.10) et (III.11) conduit à définir le régulateur (SMC) de la vitesse:

$$i_q^{ref} = \frac{1}{a_6} (-a_7 \check{S}_r - dC_r + \check{S}_r^{ref} - u_3(x) - m_1(\check{S}_r - \check{S}_r^{ref})) - k_1 \text{sign}(S_1) \quad (IV.12)$$

b) Régulateurs de Courants

Dans ce cas, les conditions nécessaires pour que les états suivent la trajectoire désirée est $S_2(t) = 0$ et $S_3(t) = 0$. Nous avons donc :

$$\left(\begin{array}{l} \dot{S}_2(t) = \dot{i}_q - \dot{i}_q^{ref} + m_2(i_q - i_q^{ref}) = 0 \\ \dot{S}_3(t) = \dot{i}_d - \dot{i}_d^{ref} + m_3(i_d - i_d^{ref}) = 0 \end{array} \right)$$

Selon la dérivée des surfaces des courants, nous pouvons générer u_d^{eq} et u_q^{eq} comme suit:

$$\begin{pmatrix} u_q^{eq} = \frac{1}{b_2} (\dot{i}_q^{ref} - a_3 i_q - a_4 \omega_r - a_5 i_d \omega_r - u_2(x) - m_2 (i_q - i_q^{ref})) \\ u_d^{eq} = \frac{1}{b_1} (\dot{i}_d^{ref} - a_1 i_d - a_2 i_q \omega_r - u_1(x) - m_3 (i_d - i_d^{ref})) \end{pmatrix} \quad (IV.13)$$

La loi de commande attractive directe et en quadrature est donnée par:

$$\begin{pmatrix} u_q^{at} = -k_2 \text{sign}(S_2) \\ u_d^{at} = -k_3 \text{sign}(S_3) \end{pmatrix} \quad (IV.14)$$

avec k_2 et k_3 sont des constantes positives qui doivent être convenablement choisis. Selon (III.13)-(III.14) et la preuve de stabilité 1, la loi de commande (SMC) globale aura la forme:

$$\begin{pmatrix} u_q^{nom} = \frac{1}{b_2} (\dot{i}_q^{ref} - a_3 i_q - a_4 \omega_r - a_5 i_d \omega_r - m_2 (i_q - i_q^{ref})) - k_2 \text{sign}(S_2) \\ u_d^{nom} = \frac{1}{b_1} (\dot{i}_d^{ref} - a_1 i_d - a_2 i_q \omega_r - m_3 (i_d - i_d^{ref})) - k_3 \text{sign}(S_3) \end{pmatrix} \quad (IV.15)$$

c) Analyse de stabilité en boucle fermée

L'objectif de la commande est de forcer la vitesse à suivre sa référence ($\check{S}_r \rightarrow \check{S}_r^{ref}$) et maintenir en même temps $i_d \rightarrow 0$ sous l'effet des variations paramétriques et du couple de charge (III.8).

Si e_d, e_q et e_s désignant respectivement les erreurs sur les courants et la vitesse, alors leurs dynamiques peuvent être exprimées par:

$$\begin{pmatrix} \dot{e}_d = a_1 i_d + a_2 i_q \omega_r + b_1 u_d + u_1(x) - \dot{i}_d^{ref} \\ \dot{e}_q = a_3 i_q + a_4 \omega_r + a_5 i_d \omega_r + b_2 u_q + u_2(x) - \dot{i}_q^{ref} \\ \dot{e}_s = a_6 i_q + a_7 \omega_r + a_8 i_d i_q + dC_r + u_3(x) - \check{S}_r^{ref} \end{pmatrix} \quad (IV.16)$$

Prenons $k_1 = \frac{k_s}{a_6}$ dans (III.12).

A partir de cette dernière et de \dot{e}_s (III.16), on obtient:

$$\dot{e}_s = -k_s \text{sign}(S_1) + u_3(x) - m_1 e_s \quad (IV.17)$$

Dans le même contexte, considérons $k_2 = \frac{k_q}{b_2}$ et $k_3 = \frac{k_d}{b_1}$. Selon (III.15) et (III.16);

\dot{e}_q et \dot{e}_d prennent la forme:

$$\begin{pmatrix} \dot{e}_q = -k_q \text{sign}(S_2) + u_2(x) - m_2 e_q \\ \dot{e}_d = -k_d \text{sign}(S_3) + u_1(x) - m_3 e_d \end{pmatrix} \quad (IV.18)$$

Preuve de la stabilité 1.

Considérons la fonction de Lyapunov suivante:

$$V = \frac{1}{2}e_d^2 + \frac{1}{2}e_q^2 + \frac{1}{2}e_s^2 \quad (\text{IV.19})$$

La dérivée de V par rapport au temps sera:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & e_d(-k_d \text{sign}(S_3) + u_1(x) - m_3 e_d) + e_q(-k_q \text{sign}(S_2) + u_2(x) - m_2 e_q) \\ & + e_s(-k_s \text{sign}(S_1) + u_3(x) - m_1 e_s) \end{aligned} \quad (\text{IV.20})$$

avec m_i ($i = 1, \dots, 3$) des coefficients positifs pris tels que :

$$m_1 \gg |k_s \text{sign}(S_1) + u_3(x)|_{\max}, \quad m_2 \gg |k_q \text{sign}(S_2) + u_2(x)|_{\max}, \quad m_3 \gg |k_d \text{sign}(S_3) + u_1(x)|_{\max}.$$

avec ce choix, la dérivée de la fonction de Lyapunov (IV.20) devient:

$$\dot{V} < -m_3 e_d^2 - m_2 e_q^2 - m_1 e_s^2 \quad (\text{IV.21})$$

Finalement (IV.21) prouve que $\dot{V} \leq 0$, ce qui implique que l'erreur est globalement uniformément bornée. Par conséquence, l'analyse de la convergence de la vitesse ($\check{S}_r \rightarrow \check{S}_r^{ref}$) et des courants ($i_d \rightarrow i_d^{ref}$; $i_q \rightarrow i_q^{ref}$) peut être établie.

Remarque 1. La commande découplée de la vitesse ω_r et des courants i_d, i_q est atteint selon (IV.12) et (IV.15), ces lois de commande annulent l'effet des perturbations inconnues provenant des variations paramétriques et du couple C_r . Une fois que l'annulation ait lieu, la dynamique globale de i_d, i_q et ω_r est simplifiée et il est facile de choisir les gains (SMC) correspondants.

Remarque 2. La fonction $\text{sign}(x)$ introduit le phénomène de chattering indésirable en raison des brusques changements dans le signal de commande (Boyuan *et al.*, 2016). La fonction de saturation $\text{sat}(x)$ est donc utilisée pour éliminer cet effet indésirable:

$$\text{sat}(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } x > ' \\ \text{sign}(x) & \text{if } -' \leq x \leq ' \\ -1 & \text{if } x < -' \end{cases} \quad (\text{IV.44})$$

où $'$ est la largeur de la bande limite.



Figure III.2 Fonctions typiques: (a) $\text{sign}(x)$, (b) $\text{sat}(x)$

Remarque 3: Dans la pratique, seules les tensions, les courants et la vitesse du rotor sont disponibles à la mesure, tandis que pour le flux cela n'est pas évident. En effet, la majorité des travaux sont orientés vers l'estimation de cette variable. Dans ce chapitre, l'estimation du flux rotorique sera effectuée à l'aide d'un observateur à grand gain (Khalil, 2008), (Ghanes, *et al.*, 2008), (Benzineb *et al.*, 2010), (Haj Brahim, *et al.*, 2011), (Mekki. *et al.*, 2012).

III.6 CONCLUSION

Ce chapitre concerne la conception d'une nouvelle stratégie de commande par mode glissant (SMC) dédiée aux moteurs électriques. Nous avons montré que la commande par mode glissant avec surface de glissement intégrale présente une robustesse par rapport au couple de charge et aux perturbations paramétriques.