

Chapitre IV

*Contrôle de la chaîne
de conversion par des
régulateurs à mode
glissant d'ordre 1.*

IV.1 Introduction

Les lois de commande classique du type *PI* donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes. Pour cela on doit faire appel à des lois de commande insensibles aux perturbations et aux cas non linéaires [64]. Les lois de la commande dite à structure variable constituent une bonne solution à ces problèmes liés à la commande classique. La commande à structure variable est par nature est une commande non linéaire. La caractéristique principale de ces systèmes est que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue. Le mode glissant (en anglais : Sliding Mode, SMC), est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable [65]. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en union soviétique, tout d'abord par le professeur Emelyanov, puis par d'autres collaborateurs comme Utkin à partir des résultats des études du mathématicien Filipov sur les équations différentielles à second membre discontinu. En suite, les travaux ont été repris aux Etats-Unis par Soltine, et au Japon par Young, Harashima et Hashimoto [66]. Elle est l'une des approches la plus simple pour la commande des systèmes non linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis [67].

Ce chapitre est consacré dans un premier temps à une présentation générale des concepts de base de la commande par mode glissant d'ordre 1, puis nous montrerons comment cette commande peut être appliquée pour le contrôle des courants d'une génératrice synchrone à aimant permanent destinée à la conversion d'énergie éolienne mais aussi des courants injecté au réseau électrique.

IV.2 Systèmes à structure variables

La commande à structure variable (*CSV*) constitue une des commandes les plus performantes et robustes pour les systèmes non linéaires basée sur des commutations, cette commande force la dynamique du système à correspondre à une surface spécifiée et choisie dans l'espace d'état, dite surface de glissement, et maintient les trajectoires du système sur cette surface. La commande par mode de glissement (*CMG*) est un cas particulier de la commande à structure variable. Dans la *CMG*, le système est élaboré dans le but de contraindre les états du système à rester au voisinage d'une fonction de commutation. Il y a

deux avantages principaux à cette approche. Le premier est que le comportement dynamique du système peut être réglé par un choix convenable de la fonction de commutation (Switching function) et le second est que la réponse en boucle fermée devient quasi totalement insensible aux variations des paramètres ainsi qu'aux perturbations [68]. Ces caractéristiques rendent la méthodologie attractive et fait d'elle un bon candidat à la commande robuste. L'élaboration d'une commande par mode de glissement se fait en deux étapes :

- La première consiste à trouver une fonction de commutation telle que la surface de glissement satisfasse aux contraintes du cahier de charges,
- la deuxième est le choix de la loi de commande qui rendra la fonction de commutation attractive pour les états du système. Notons que cette loi de commande est forcément discontinue.

IV.3 Fondement théorique de la commande par mode glissant

La commande par mode de glissement consiste à concevoir une loi de commande qui puisse guider le vecteur d'état d'un système donné vers un hyperplan ' $S=0$ ', qu'on appelle surface de glissement. Une fois ce sous-espace d'état atteint, le vecteur d'état possédera alors une dynamique stable qui dépendra directement de la surface de glissement, et qui fera en sorte que le vecteur d'état convergera vers le point d'équilibre. Nous dirons alors que le vecteur d'état glisse sur l'hyperplan jusqu'à atteindre le point d'équilibre [69].

Dans les systèmes à structure variable utilisant la commande par mode de glissement, il est possible de trouver, essentiellement, trois structures de régulation de base pour la synthèse de des différentes commandes. Soit le système suivant :

$$\frac{dX}{dt} = f(x) + B(x)u \quad (IV.1)$$

Où :

u : est le vecteur d'entrée de dimension m ,

X : est le vecteur d'état du système de dimension n ,

f : est la fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps,

B : est une matrice de dimension $n*m$.

Pour la synthèse d'une structure de régulation par mode de glissement, il est indispensable de définir en premier lieu une fonction $S(x)$ de dimension m connue sous le nom de fonction de commutation.

$$S(x) = [S_1(x), S_2(x) \dots S_m(x)]^T \quad (IV.2)$$

Où : $S_i(x)$ est la $i^{\text{ème}}$ fonction de commutation de $S(x)$.

Il y a plusieurs façons de définir la fonction de commutation $S(x)$. L'ensemble des points où cette fonction s'annule, c'est-à-dire où toutes les fonctions de commutation $S_i(x)$ ($i=1 : m$) sont nulles, est connu sous le nom de surface de commutation ou surface de glissement. La synthèse d'une commande par mode glissant est ensuite élaborée suivant la fonction de commutation $S(x)$ bien définie.

IV.4 Conception de la commande par mode de glissant

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

IV.4.1 Le choix de la surface

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état de l'expression (IV.1) généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $u(t)$.

Afin d'assurer la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de référence x_{ref} plusieurs travaux proposent la forme générale suivante [70] [71].

$$s(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x \right)^{r-1} . e(x) \quad (IV.3)$$

Avec :

$e(x)$: L'écart de la variable à régler $e(x) = x_{ref} - x$.

λ_x : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

IV.4.2 L'établissement des conditions d'existence de la convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et d'y rester indépendamment à la perturbation. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

IV.4.3 Fonction directe de commutation

Elle est proposée et étudiée par Emilyanov et Utkin. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$S(x)\dot{S}(x) < 0 \quad (IV.4)$$

VI.4.3.1 Fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence [72]. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit:

$$\gamma(x) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (IV.5)$$

Sa dérivée est :

$$\frac{d}{dt} \gamma(x) = \gamma(x) \frac{d}{dt} \gamma(x) \quad (IV.6)$$

Pour que la fonction $\gamma(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence est exprimée par l'équation (IV.4).

$$\gamma(x) \frac{d}{dt} \gamma(x) < 0$$

IV.4.3.2 La détermination de la loi de commande.

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

La structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte u_{eq} et une deuxième stabilisante u_{dn} [73]. Cette dernière est très

importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Nous avons donc :

$$U = u_{eq} + u_{dn} \quad (IV.7)$$

IV.5 Différentes structures des régulations

On peut distinguer trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes, la première correspond à un changement de structure par commutation d'une contre réaction d'état variable, la seconde change la structure au niveau de l'organe de commande et la troisième configuration change aussi la structure au niveau de l'organe de commande mais avec ajout d'une commande dite <<commande équivalente>>.

IV.5.1 Structure par commutation d'une contre réaction d'état

Dans cette structure de régulation, la grandeur de contrôle 'u' change suivant le signe de $S(x)$. On a :

$$\begin{cases} u = -K_1(x) & \text{si } S(x) > 0 \\ u = -K_2(x) & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (IV.8)$$

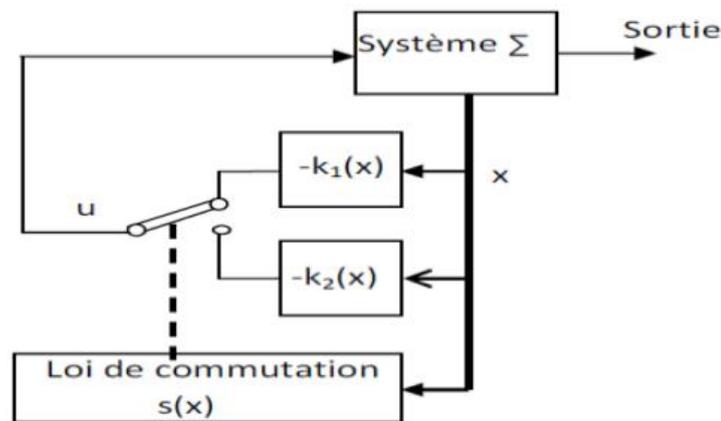


Figure IV.1 : Structure de régulation par changement de retour d'état.

IV.5.2 Structure par commutation d'une contre réaction d'état

Cette structure permet de varier la structure du système par simple commutation des interrupteurs; le cas des convertisseurs statiques. Cette structure de fonctionnement correspond au principe de fonctionnement binaire (un ou zéro). Seule l'information sur le signe de la fonction de commutation $S(x)$ suffit pour décider de l'ouverture et de la fermeture des interrupteurs pilotant le convertisseur. Ce type de régulation est caractérisé par une commande directe du convertisseur. Deux états sont à définir :

$$\begin{cases} u_{\max} & S(x) > 0 \\ u_{\min} & S(x) < 0 \end{cases} \quad (IV.9)$$

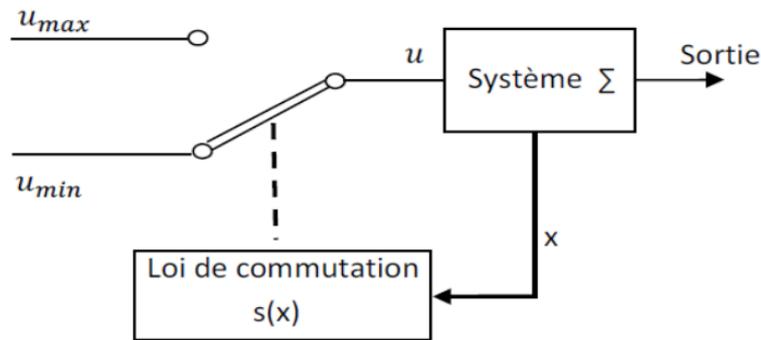


Figure. IV.2 : Structure de régulation par commutation des interrupteurs.

IV.5.3 Structure de régulation par ajout du vecteur du vecteur contrôle équivalent

La commande équivalente est augmentée par un terme appelé action de la commande discontinue u_d , pour satisfaire les conditions d'atteinte de la surface $S(x)$.

Dans cette structure de régulation, un vecteur contrôle équivalent est introduit. Ce vecteur n'est d'autre que la valeur désirée du vecteur d'entrée 'u' en régime permanent. Au vecteur contrôle est additionné au vecteur contrôle attractif dont le rôle est de contrôler le système en régime transitoire de telle sorte que les grandeurs contrôlées tendent vers leurs références. Ce type de régulation est caractérisé par une commande indirecte du convertisseur. Dans ce cas, le vecteur de contrôle total 'u' est égal à la somme des deux vecteurs. Il est généré à travers un étage intermédiaire de *MLI* (Modulation de Largeur d'Impulsion) [69].

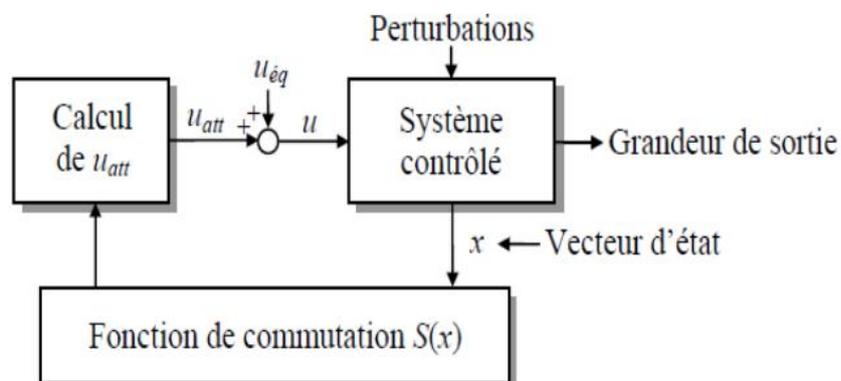


Figure IV.3 : Structure de régulation par ajout du vecteur contrôle équivalent.

Nous avons adopté dans notre travail, la dernière structure de régulation par ajout du vecteur contrôle équivalent dont les deux contrôles (contrôle équivalent et contrôle attractif) seront détaillés par la suite.

IV.5.3.1 La méthode de contrôle équivalent

Plusieurs méthodes ont été utilisées pour décrire le mode de glissement lorsque la trajectoire atteint la surface de glissement ($S(x)=0$). Dans ce paragraphe, la méthode adaptée, est celle connue sous le nom de contrôle équivalent. Cette méthode décrit la dynamique du système sur la surface de glissement. Elle permet de garder la variable contrôlée sur cette surface en imposant la valeur désirée en régime permanent de la grandeur d'entrée. Pour un système contrôlé donné, la première étape pour la réalisation d'une structure de régulation par ajout de la commande équivalent consiste à trouver un vecteur d'entrée équivalent u_{eq} de sorte que la trajectoire d'état du système à contrôler reste sur la surface de glissement prédéfinie. Une fois le vecteur de contrôle équivalent déterminé, la dynamique du système peut être décrite par la substitution de u_{eq} dans l'équation d'état (IV.1). Le calcul du vecteur équivalent s'effectue en prenant en considération les conditions d'invariance suivantes.

$$\begin{cases} S(x) = 0 \\ \dot{S}(x) = 0 \end{cases} \quad (IV.10)$$

Ainsi, le vecteur contrôlé équivalent est déduit à partir des conditions d'invariances données par (IV.10). Il permet maintenir la trajectoire de la grandeur contrôlée sur la surface de glissement. Cependant, ce vecteur n'assure pas le contrôle en dehors de la surface de glissement. C'est ainsi qu'il faut qu'on ajoute une autre condition pour que le système tende et atteigne la surface de glissement. La condition d'attractivité est ajoutée pour remédier à ce problème.

IV.5.3.2 La méthode du contrôle attractive

La fonction de commutation $S(x)$ doit vérifier la relation suivante :

$$\begin{cases} \dot{S}(x) < 0 & \text{si } S(x) > 0 \\ \dot{S}(x) > 0 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (IV.11)$$

La figure illustre ces deux cas d'expression.

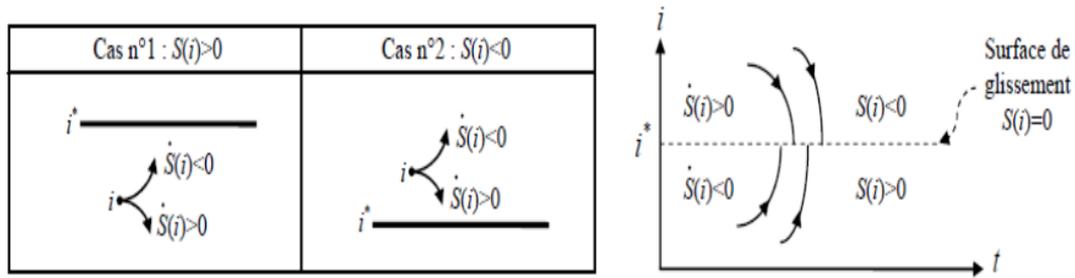


Figure.IV.4 : Evolution du courant i selon le signe de i^* , $S(i)$ et $S(i)$.

Afin de mieux contrôler la dynamique d'un système contrôlé donné durant le mode d'attractivité (la transition de la trajectoire d'état à partir d'un point initiale jusqu'au début de la phase du mode de glissement), il est judicieux de recourir à la méthode du contrôle attractif. Cette méthode consiste à définir la dérivée de la fonction de commutation $S(x)$ comme suit :

$$\dot{S}(x) = -Q \text{sign}(S(x)) - K.g(S(x)) \quad (IV.12)$$

Q et K sont des matrices diagonales de dimension m et dont les éléments sont positifs. La fonction définie est :

$$\text{Sgn}(S(x)) = [\text{Sgn}(S_1(x)) \dots \text{Sgn}(S_m(x))]^T \quad (IV.13)$$

La fonction $g(x)$ est définie comme :

$$g(S(x)) = [g_1(S_1(x)) \dots g_m(S_m(x))]^T \quad (IV.14)$$

Les fonctions scalaires doivent satisfaire les conditions suivantes

$$S_i(x)g_i(S_i(x)) > 0 \quad \text{si } S_i \neq 0 \quad (IV.15)$$

Pour une fonction de $g(x)$ donnée, il est possible d'intégrer son expression pour déduire la trajectoire de la fonction de commutation $S(x)$. En effet, le choix de la fonction g permet de spécifier la dynamique du mode d'attractivité pour se déplacer d'un point initial donné vers la surface de glissement. Par ailleurs, le choix des coefficients K et Q détermine les différentes vitesses pour la fonction de commutation $S(x)$. Plusieurs structures de fonctions $g(s)$ sont proposées dans différents ouvrages, parmi ces structures, nous pouvons donner les structures suivantes :

- attractivité à vitesse constante ($g(S(x)) = 0$) :

$$\dot{S}(x) = -Q \text{Sgn}(S(x)) \quad (IV.16)$$

Cette loi force la trajectoire d'état à atteindre la surface de glissement à vitesse constante qui dépend de la valeur de Q . le choix de Q doit éviter à la fois un temps d'attractivité long (les termes de la matrice Q sont très petits) et la production de grandes oscillations (les termes de la matrice Q sont très grands).

- Attractivité à vitesse constante et à action proportionnelle ($g(S(x)) = S(x)$)

$$\dot{S}(x) = -QSgn(S(x)) - KS(x) \quad (IV.17)$$

L'ajout du terme $-KS(x)$ fait que la trajectoire d'état est forcée de s'approcher de la surface de glissement plus vite lorsque $S(x)$ est grand. Plus la constante K est grand, plus le temps d'attractivité est court, tandis qu'une valeur de Q plus petit diminue les oscillations.

- Attractivité à coefficient Q nul $g(s) = |S^\alpha| Sgn(s) \quad 0 < \alpha < 1$

$$\dot{S} = -K |S(x)|^\alpha Sgn(s) \quad (IV.18)$$

Avec cette telle structure, la vitesse d'attractivité augmente lorsque la trajectoire d'état est loin de la surface de glissement. Par contre au voisinage de la surface de glissement, la vitesse ralentit considérablement. Par ailleurs, l'absence du terme $QSgn(S(x))$ fait que les oscillations soient quasiment éliminées une fois que la surface de glissement est atteinte.

Le choix d'une structure d'attractivité permet de déterminer un vecteur d'entrée attractif u_{att} . Ce vecteur sera particulièrement actif pendant le régime transitoire et imposera la dynamique du système.

La loi de commande par mode de glissement doit satisfaire simultanément les conditions d'invariance et d'attractivité. Pour ce faire, il faut que la fonction de commutation $S(x)$ vérifie les conditions données par la relation (IV.19)

$$\begin{cases} \dot{S}_i(x) = 0 & \text{si } S_i(x) = 0 \\ \dot{S}_i(x) < 0 & \text{si } S_i(x) = 0 \\ \dot{S}_i(x) > 0 & \text{si } S_i(x) = 0 \end{cases} \quad (IV.19)$$

Avec : $i = 1 : m$.

Ainsi, les conditions (IV.14) nous conduisent à la détermination d'un nouveau vecteur de contrôle. Tenant compte des conditions d'invariances et d'attractivités, l'expression de ce vecteur est donnée par la relation suivante :

$$u^* = u_{eq} + u_{att} \quad (IV.20)$$

u_{eq} : est Le vecteur contrôle équivalent spécifiant le contrôle nécessaire au système pour rester sur la surface de glissement.

u_{att} : est Le vecteur contrôle attractif assurant le contrôle du système en dehors de la surface de glissement. Il impose aussi la dynamique du système partant du point initial jusqu'à atteindre la surface de glissement.

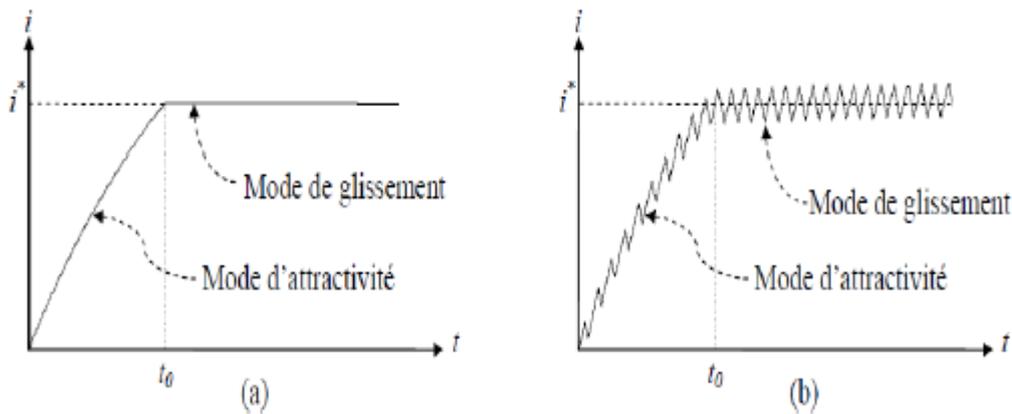


Figure IV.5 : Trajectoire caractérisant une commande indirecte par mode de glissement ;
(a) fonctionnement continu, (b) fonctionnement discret.

IV.6 Application de la commande par mode glissant d'ordre 1 à la chaîne de conversion.

Après avoir présenté la théorie de la commande par mode glissant d'ordre 1 avec ces différentes structures, nous allons dans cette partie l'appliquer au contrôle des courants de la GSAP et du réseau électrique.

La structure de cette stratégie de contrôle est détaillée à la figure (IV.6). La première partie de la figure montre la commande du convertisseur coté machine et la deuxième celle du convertisseur coté réseau.

c

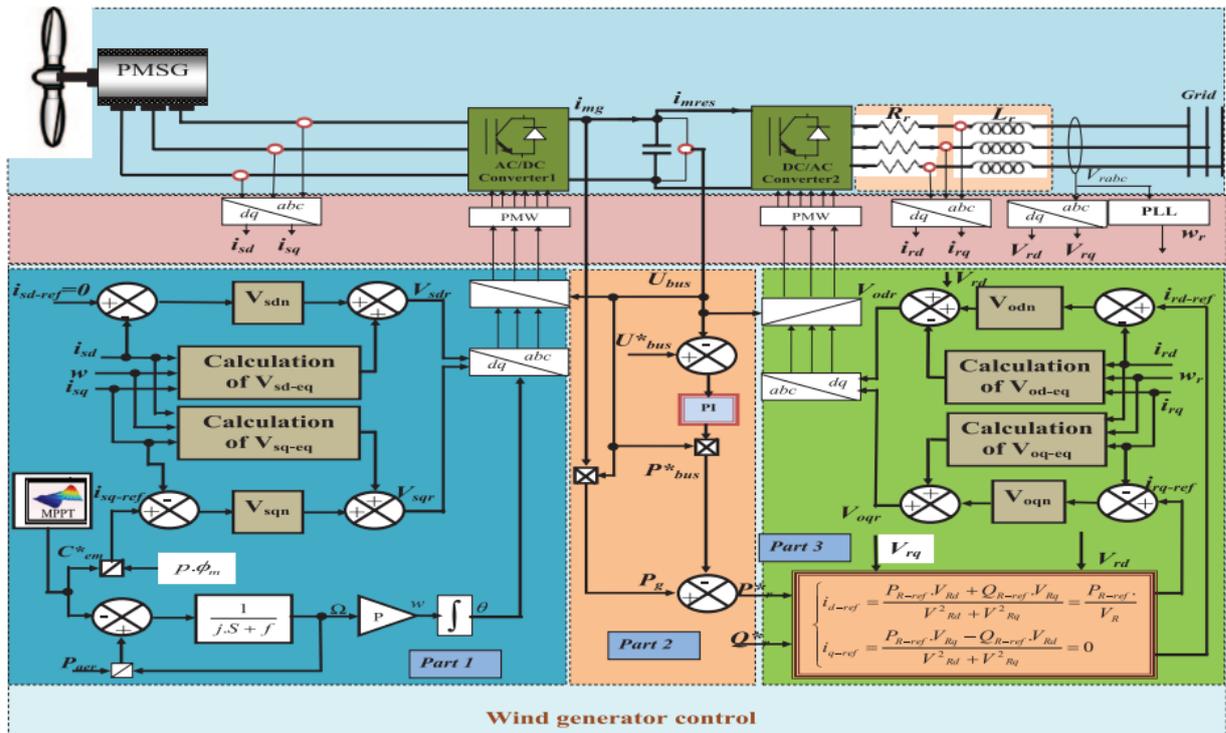


Figure IV.6 : Contrôle de la chaîne par mode de glissement d'ordre.

IV.7 Contrôle du convertisseur coté machine

La première partie de la figure (IV.6) présente le schéma du réglage par mode glissant d'ordre 1 (MGO1), utilisant le principe de la méthode de réglage en cascade (structure à trois surfaces). La boucle interne permet de contrôler les courants de la machine, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse.

Nous rappelons le modelé de la GSAP développée dans le chapitre II :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (V_d - R_s i_d + \omega_e L_q i_q) & (a) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (V_q - R_s i_q - \omega_e L_d i_d - \omega_e \phi) & (b) \\ \frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (C_m - C_{em} - F\Omega_m) & (c) \end{cases} \quad (IV.21)$$

IV.7.1 Commande vectorielle de la GSAP à base de régulateurs à MGO1

On applique ici la commande vectorielle à base des régulateurs à mode glissant d'ordre 1 pour réguler les composantes i_{sd} , i_{sq} du vecteur courant du stator de la machine.

Les deux surfaces de glissement suivantes S_d et S_q ont été défini comme suit :

$$\begin{cases} S_d = i_{sd-ref} - i_{sd} \\ S_q = i_{sq-ref} - i_{sq} \end{cases} \quad (IV.27)$$

Condition d'invariance :

$$\begin{cases} S_d = \frac{d}{dt} S_d = 0 \\ S_q = \frac{d}{dt} S_q = 0 \end{cases} \quad (IV.28)$$

En appliquant les conditions d'invariance de l'équation (IV.12) sur les deux surfaces de glissement on obtient les commandes équivalentes :

$$\begin{cases} V_{sd-eq} = R_s i_{sd} - \omega_e L_s i_{sq} \\ V_{sq-eq} = L_s \frac{d}{dt} i_{sq-ref} + R_s i_{sq} + L_s \omega_e i_{sd} + \omega_e \phi \end{cases} \quad (IV.29)$$

Pour satisfaire à l'équation d'attractivité (VI.4), il suffit de choisir les deux commandes discontinues comme suis :

$$\begin{cases} V_{dsn} = k_d \cdot \text{sgn}(S_d) \\ V_{qsn} = K_q \cdot \text{sgn}(S_q) \end{cases} \quad (IV.30)$$

$$\text{Sign}(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } S(x) > 0; x = d, q \\ 0 & \text{si } S(x) = 0 \\ -1 & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (IV.31)$$

En additionnant les deux termes les tensions de commande du convertisseur coté machine dans l'axe dq sont défini par :

$$\begin{cases} V_{sd}^* = V_{sdeq} + V_{dsn} \\ V_{sq}^* = V_{sqeq} + V_{qsn} \end{cases} \quad (IV.32)$$

Par conséquent :

$$\begin{cases} V_{sd}^* = R_s i_{sd} - \omega_e L_s i_{sq} + L_s \frac{d}{dt} i_{sd}^* + L_s K_d \text{Sgn}(S_d) \\ V_{sq}^* = R_s i_{sq} + \omega_e L_s i_{sd} + \omega_e \psi + L_s \frac{d}{dt} i_{sq}^* + L_s K_q \text{Sgn}(S_q) \end{cases} \quad (IV.33)$$

Où les constantes : $K_d > 0$ et $K_q > 0$.

Les signaux V_{sd}^* , V_{sq}^* déterminent les références du vecteur tension du redresseur. Ces tensions de référence sont ensuite transformées en système abc et déterminent les tensions de commande requises pour le bloc *MLI* comme l'indique la première partie de la figure (IV.6).

Pour déterminer la condition requise pour l'existence du mode glissant, il est fondamental de concevoir la fonction de Lyapunov. Ainsi, la fonction de Lyapunov peut être choisie comme suit :

$$\gamma_1 = \frac{1}{2} S_d^2 + \frac{1}{2} S_q^2 \quad (IV.34)$$

$$\frac{d}{dt} \gamma_1 = S_d \frac{d}{dt} S_d + S_q \frac{d}{dt} S_q$$

$$\begin{aligned} S_d \frac{d}{dt} S_d &= S_d \left(-\frac{1}{L_s} (V_{sd} - R_s i_{sq} - \omega_e L_s i_{sd} - \omega_e \psi) \right) \\ &= S_d \left(-\frac{1}{L_s} \left((R_s i_{sd} - \omega L_s i_{sq} + L_s k_d \text{sign}(S_d)) - R_s i_{sd} + \omega L_s i_{sq} \right) \right) \\ &= -S_d k_d \text{Sign}(S_d) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} S_q \frac{d}{dt} S_q &= S_q \left(\frac{d}{dt} i_{sq-ref} - \frac{1}{L_s} (V_{sq} - R_s i_{sq} - \omega L_s i_{sd} - \omega \phi) \right) \\ &= S_q \left(\frac{d}{dt} i_{sq-ref} - \frac{1}{L_s} \left((R_s i_{sq} + \omega L_s i_{sd} + \omega \phi + L_s \frac{d}{dt} i_{sq-ref} + L_s k_q \text{Sign}(S_q)) - R_s i_{sq} - \omega L_s i_{sd} - \omega \phi \right) \right) \\ &= -S_q k_q \text{Sign}(S_q) \end{aligned}$$

$$\frac{d}{dt} \gamma_1 = -S_d k_d \text{Sign}(S_d) - S_q k_q \text{Sign}(S_q) < 0$$

Nous déduisons que, les boucles des courants sont asymptotiquement stables.

IV.8 Contrôle du convertisseur coté réseau

IV.8.1 Contrôle du bus continu

La partie 2 de la figure (IV.10) représente la boucle de contrôle du bus continu. Un contrôleur PI est utilisé pour maintenir la tension mesurée U_{bus} à sa valeur de référence $U_{bus-ref}$. Le principe de réglage reste le même que celui du chapitre III.

IV.8.2 Contrôle des courants du réseau

Pour effectuer le contrôle des courants injectés au réseau, la stratégie de contrôle de tension orienté (VOC) avec le contrôle à mode glissant d'ordre 1 a été appliquée comme le montre la troisième partie de la figure (IV.10).

Les surfaces de glissement pour effectuer ce contrôle des courant i_{rd} et i_{rq} injectés au réseau ont été définis comme suis :

$$\begin{cases} S_{d-g} = i_{rd-ref} - i_{rd} \\ S_{q-g} = i_{rq-ref} - i_{rq} \end{cases} \quad (IV.35)$$

Lorsque le système est sur à la surface de glissement, $S_{dq-g}=0$, il sera régi par une commande équivalente qui est obtenu en utilisant les conditions d'invariance aux surfaces de glissements.

$$\begin{cases} S_{dq-g} = 0 \\ \frac{d}{dt} S_{dq-g} = 0 \end{cases} \quad (IV.36)$$

Nous obtenons la loi de contrôle équivalente comme suit :

$$\begin{cases} V_{od-eq} = L_r \frac{d}{dt} i_{rd-ref} + R_r i_{rd} - L_r \omega_r i_{rq} + V_r \\ V_{oq-eq} = R_r i_{rq} + L_r \omega_r i_{rd} \end{cases} \quad (IV.37)$$

Pour satisfaire la condition d'attractivité de l'équation (IV.4), il suffit de choisir la partie discontinue de la commande comme suis.

$$\begin{cases} V_{odn} = k_{d-g} \text{sign}(S_{d-g}) \\ V_{oqn} = k_{q-g} \text{sign}(S_{q-g}) \end{cases} \quad (IV.38)$$

Avec $k_{d-g} > 0$ et $k_{q-g} > 0$.

La loi de la commande globale est déterminée en addition la commande équivalente et discontinue de chaque axe dq .

$$\begin{cases} V_{odr}^* = V_{od-eq} + V_{odn} \\ V_{oqr}^* = V_{oq-eq} + V_{oqn} \end{cases} \quad (IV.39)$$

$$\begin{cases} V_{odr}^* = L_r \frac{d}{dt} i_{rd-ref} + R_r i_{rd} - L_r \omega_r i_{rq} + V_r + k_{d-g} \text{sign}(S_{d-g}) \\ V_{oqr}^* = R_r i_{rq} + L_r \omega_r i_{rq} + k_{q-g} \text{sign}(S_{q-g}) \end{cases}$$

Ces signaux de sortie déterminent les composants de référence du vecteur tension du convertisseur coté réseau. Ces tensions de référence sont ensuite transformées en système abc et déterminent les tensions de commande de référence requises pour le bloc PWM du convertisseur.

Pour déterminer la condition requise pour l'existence du mode glissant, la fonction de Lyapunov est choisie comme suit :

$$\gamma_2 = \frac{1}{2} S_{d-g}^2 + \frac{1}{2} S_{q-g}^2 \quad (IV.40)$$

$$\frac{d}{dt} \gamma_2 = S_{d-g} \frac{d}{dt} S_{d-g} + S_{q-g} \frac{d}{dt} S_{q-g} \quad (IV.41)$$

$$S_{d-g} \frac{d}{dt} S_{d-g} = S_{d-g} \left(\frac{d}{dt} i_{rd-ref} - \frac{1}{L_r} (V_{od} - R_r i_{rd} + L_r \omega_r i_{rq} - V_r) \right)$$

$$= S_{d-g} \left(\frac{d}{dt} i_{rd-ref} - \frac{1}{L_r} \left(L_r \frac{d}{dt} i_{rd-ref} + R_r i_{rd} - L_r \omega_r i_{rq} + V_r + L_r k_{d-g} \text{sign}(S_{d-g}) - R_r i_{rd} + L_r \omega_r i_{rq} - V_r \right) \right)$$

$$= -S_{d-g} k_{d-g} \text{sign}(S_{d-g})$$

$$S_{q-g} \frac{d}{dt} S_{q-g} = S_{q-g} \left(-\frac{1}{L_r} (V_{oq} - R_r i_{rq} - L_r \omega_r i_{rd}) \right)$$

$$= S_{q-g} \left(-\frac{1}{L_r} (R_r i_{rq} + L_r \omega_r i_{rd} + k_{q-g} \text{sign}(S_{q-g}) - R_r i_{rq} - L_r \omega_r i_{rd}) \right)$$

$$= -S_{q-g} k_{q-g} \text{sign}(S_{q-g})$$

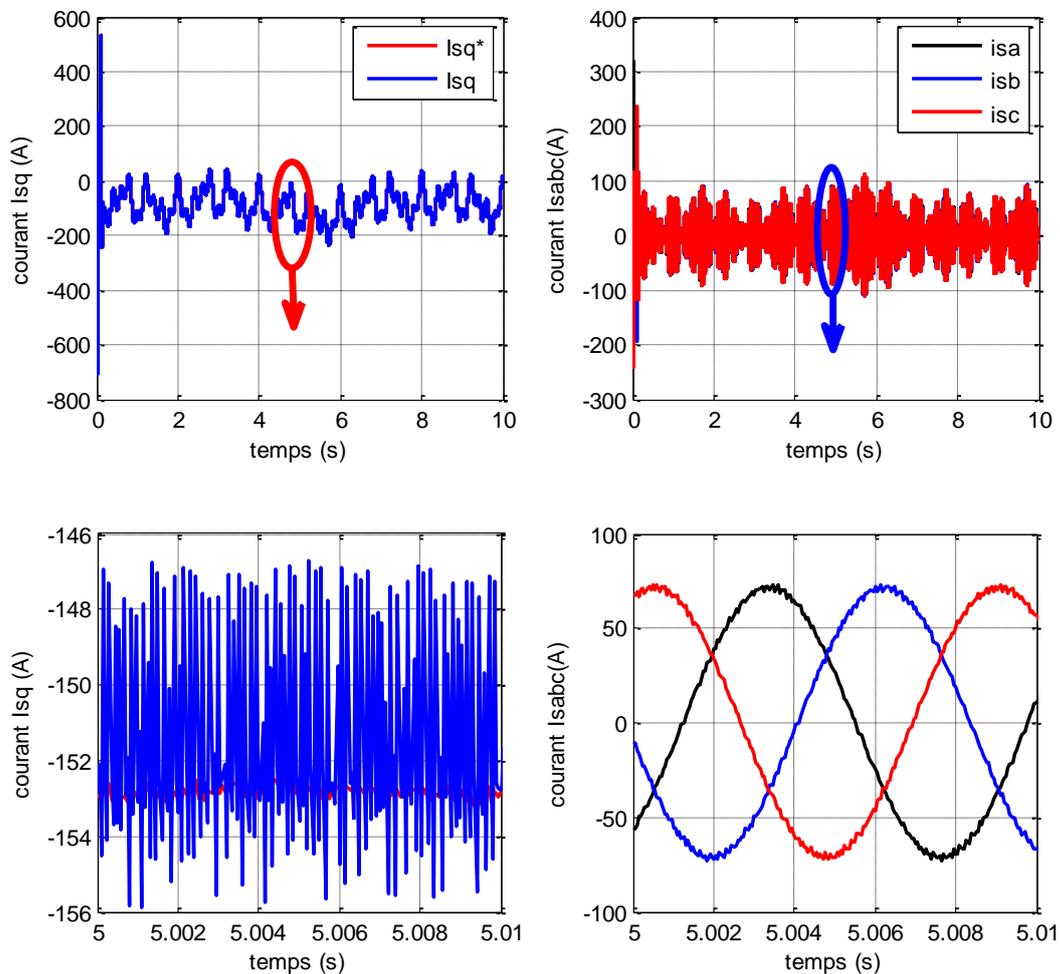
Finalement :

$$\frac{d}{dt} \gamma_2 = -S_{d-g} k_{d-g} \text{sign}(S_{d-g}) - S_{q-g} k_{q-g} \text{sign}(S_{q-g}) < 0 \quad (\text{IV.42})$$

Suivant le critère de stabilité de Lyapunov, les boucles des courants sont asymptotiquement stables.

IV.9 Résultats de simulation du contrôle du convertisseur coté machine

La figure IV.7 représente les résultats de simulation du contrôle du convertisseur coté machine. Nous avons utilisés un régulateur IP pour la MPPT et un RMG1 pour la régulation des courants statorique de la machine. Les paramètres des régulateurs sont présentés en annexe.



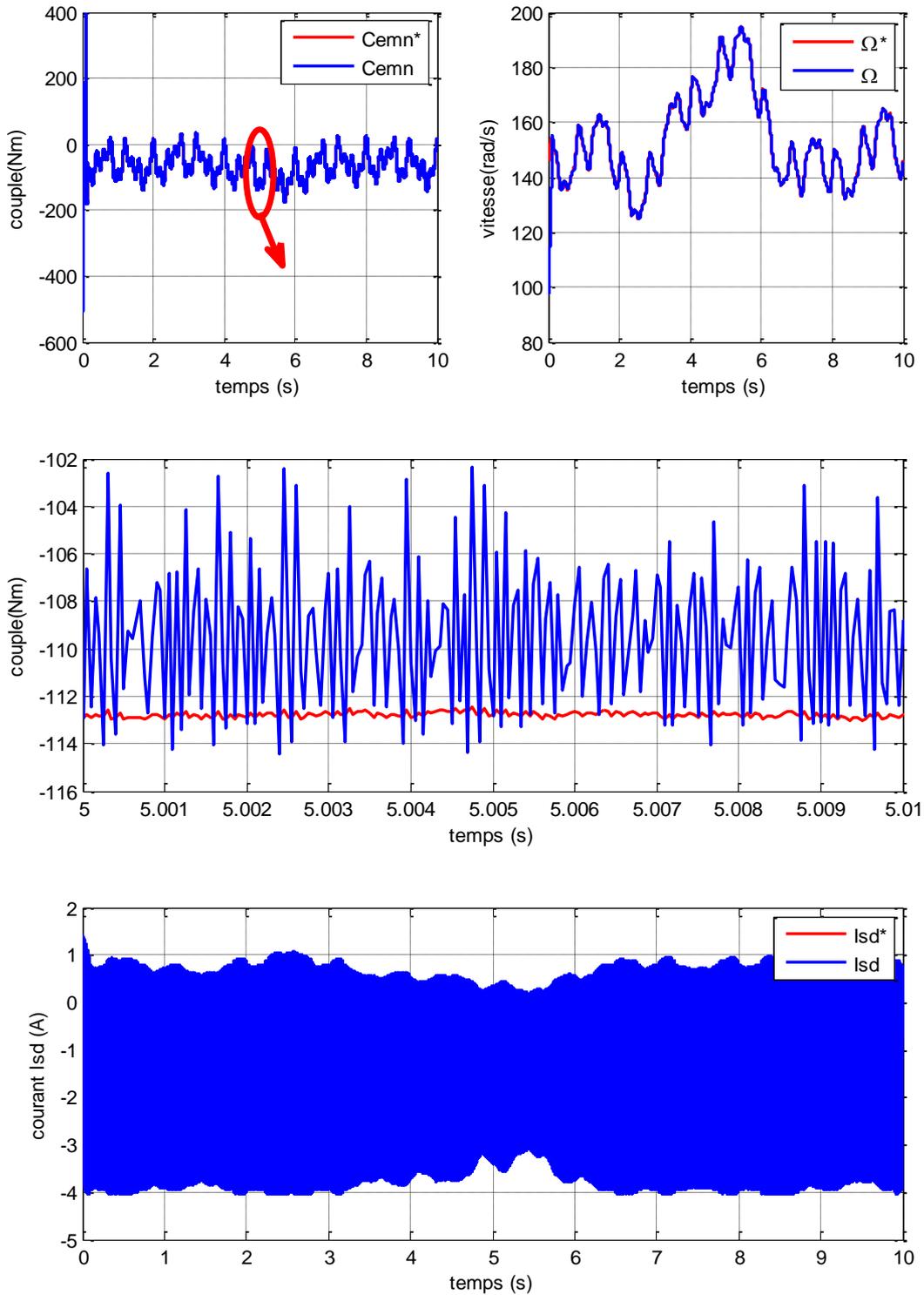


Figure IV.7 : Résultats de contrôle du convertisseur coté machine par contrôle de vitesse par IP et réglages des courants statorique de la GSAP par RMG1

Interprétations des résultats:

La remarque frappante sur les résultats obtenus est sur le courant i_{sd} .

Sa référence i_{sd}^* a été imposée nulle mais la valeur i_{sd} mesurée est non nulle, cela s'explique par le phénomène de chattering qui caractérise ce type de régulateur de courant. Ce phénomène s'observe sur les deux grandeurs de la machine à savoir i_{sq} et i_{sabc} et bien évidemment sur le couple électromagnétique car i_{sq} est l'image du couple électromagnétique.

IV.10 Conclusion

Nous avons développé dans ce chapitre les lois de contrôle des différentes parties de la chaîne de conversion à savoir la commande du convertisseur coté machine, la régulation du bus continu, et celle du convertisseur coté réseau à base des régulateurs à mode glissants d'ordre un.

Les résultats de simulation obtenus pour le contrôle du convertisseur coté machine en utilisant un régulateur IP pour la MPPT et le régulateur à mode glissant d'ordre un pour la régulation des courants statorique de la machine montrent que cette stratégie de contrôle présente l'inconvénient du phénomène de chattering qui s'observe sur le couple électromagnétique développé par la machine.

Dans le souci de réduire ce phénomène nous allons appliquer le mode glissant d'ordre supérieur dans le prochain chapitre, car ce phénomène peut s'avérer nuisible pour les performances du système et provoquera sans doute le vieillissement prématuré de la génératrice et des convertisseurs de puissance.