

Chapitre III

Commande par mode de glissement du redresseur PWM triphasé

III.1. Introduction

La technique de commande par mode glissant a connu un développement théorique au début des années 60 grâce à la résolution de l'équation différentielle à seconde membre discontinu par le mathématicien Russe *A. Fillipov*, suivi des recherches de *S. Emelyanov* en 1967 et de *V. Utkin* en 1977 [16], les recherches de *Hung* (1993), et *Decarlo* (1998) . Cette technique est connue par sa simplicité et sa robustesse. Au début des années 80 la commande des systèmes à structure variable par mode glissant est devenue très intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis grâce aux avantages qu'elle présente (robustesse vis-à-vis des paramètres variables, une très haute précision, une bonne stabilité et un temps de réponse faible) [17].

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la technique de commande par mode glissant. Nous présenterons brièvement, le principe de cette commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement. Puis on l'applique au contrôle du redresseur PWM triphasé associé aux commandes VOC et VFOC.

III.2. Objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels:

- Synthétiser une surface $S(x, t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité ;
- Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$ qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

III.2.1. Régime glissant idéal

En théorie l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation $S(x)=0$. Le régime glissant idéal à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hypersurface de commutation S (Figure (III.1)).

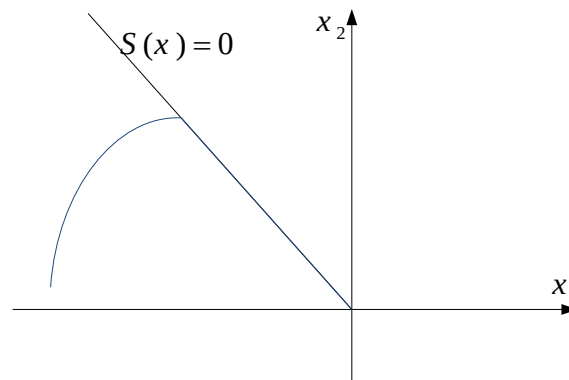


Figure (III.1) : Glissement idéal

III.2.2. Régime glissant réel

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présentent des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité comme le montre la figure (III.2).

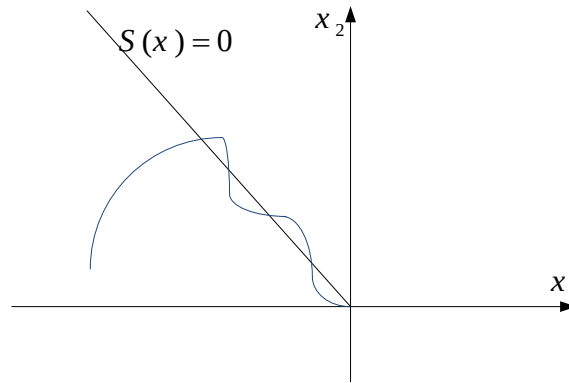


Figure (III.2) : Glissement réel

III.3. Différentes structure de contrôle par mode de glissement

Dans la littérature on trouve trois configurations de base pour la synthèse des différentes commandes. La première correspond à la structure la plus simple où la commutation est 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, la dernière est une structure de régulation avec ajout de la commande équivalente. Cette dernière structure est retenue pour la suite de notre étude.

III.3.1. 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 représenté par la figure (III.3).

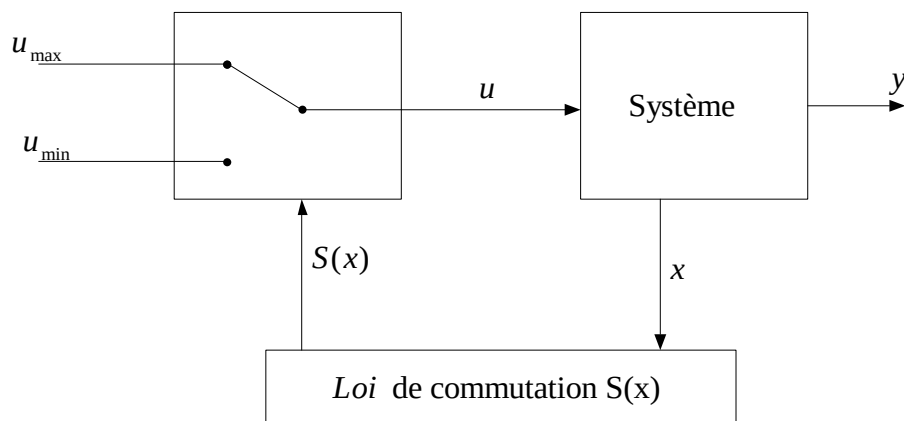


Figure (III.3) : Système de réglage à structure variable avec changement de la structure par commutation

Cette configuration nécessite un organe de commande qui possède une action à deux positions avec une commutation rapide d'une position à l'autre. La commutation entre ces deux valeurs est imposée par la loi de commutation suivant:

$$u = \begin{cases} u_{\min} & \text{pour } S > 0 \\ u_{\max} & \text{pour } S < 0 \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Cette structure est la plus classique et la plus utilisée. Elle correspond au fonctionnement tout ou rien des interrupteurs de puissance associées dans une grande majorité d'application aux variateurs de vitesse.

III.3.2. Structure par commutation au niveau d'une contre réaction d'état

Nous pouvons consulter le schéma d'une telle structure sur la figure (III.4). Cette structure est la moins exigeante au niveau de la sollicitation de la commande. Elle a été mise en œuvre dans la commande des moteurs à courant continu et à aimants permanents, ainsi que dans la commande des machines à induction [18].

Elle s'appuie sur la commande par contre réaction d'état classique où le réglage de la dynamique du système est réalisé par les gains de réglage. La non-linéarité provient de la commutation entre les gains, ce qui va créer une commutation au niveau de la dynamique du système.

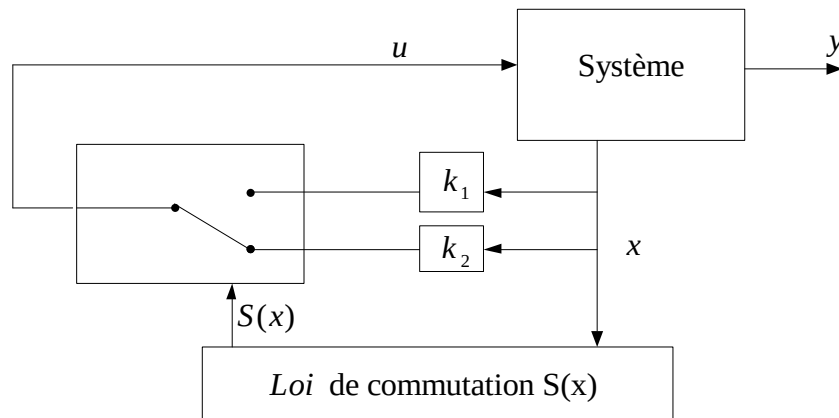


Figure (III.4) : Structure de régulation par commutation au niveau de la contre réaction d'état

III.3.3 Structure par commutation au niveau de l'organe de commande, avec l'ajoute de la commande équivalente

Une telle structure dont le principe est montré sur la figure (III.3), présente un réel avantage. Elle permet de positionner 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 sollicitée mais on est plus dépendant des variations paramétriques du fait l'expression de cette commande équivalente.

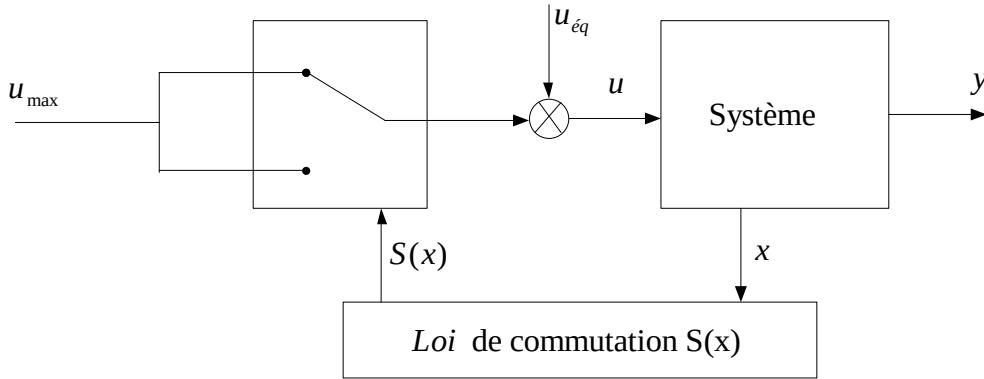


Figure (III.5) : Structure de régulation par ajout de la commande équivalente

III.4. Conception de la commande par mode de glissement

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 :

- Le choix de la surface ;
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence ;
- La détermination de la loi de commande.

III.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 défini par l'équation (II.2), le vecteur de la surface S a la même dimension que le vecteur de commande $u(t)$.

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^T x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (III.2)$$

Il faut choisir «m» surfaces de glissement pour un vecteur y de dimension «m». En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans le plan de phase ou dans l'espace d'état.

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système.

La forme non-linéaire est une fonction de l'erreur sur la variable à régler x . Une forme générale proposée par *J.J. Slotine* et assurant la convergence de la variable à régler vers sa référence est donnée par [4] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.3})$$

$$e(x) = x_{ref} - x$$

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

λ : une constante positive.

r : le degré relatif de variable, il représente le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

L'objectif de la commande est de 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 exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [19].

III.4.2 Conditions d'existence et de convergence

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

III.4.2.1. 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 [20]:

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

III.4.2.2. Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction ($\dot{V}(x) < 0$). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaires [6]. En définissant la fonction de Lyapunov par :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.5})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x)S(x) \quad (\text{III.6})$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. Ceci est vérifié dans l'équation (III.4). Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés (voir la figure (III. 6)). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

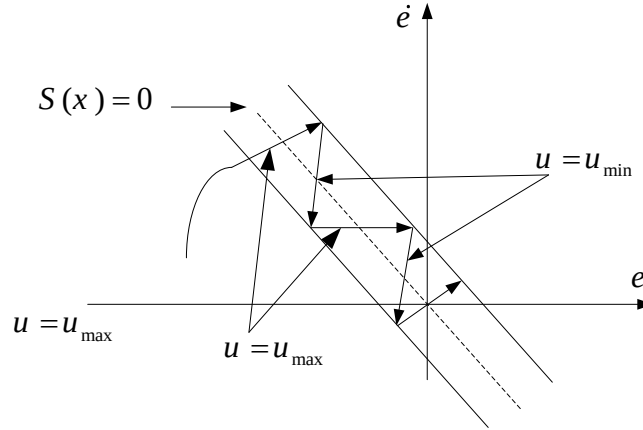


Figure (III.6) : Existence du mode de glissement

III.4.3. Détermination de la loi de commande

L'obtention d'un régime de glissement suppose une commande discontinue. La surface de glissement doit 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. En présence d'une perturbation, la commande discontinue a pour but de vérifier les conditions d'attractivité. La structure de contrôleur par mode glissant est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (u_{eq}), et l'autre stabilisante (u_n), elle est donnée par :

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_n \quad (\text{III.7})$$

La commande équivalente proposée par *Filipov* et *Utkin* [19], sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x) = 0$. La commande discontinue sert à retirer cette variable vers sa référence dans le cas où elle n'est pas sur la surface de glissement. Elle est alors déterminée pour vérifier la condition de convergence.

III.4.3.1 Commande équivalente

Considérons le système (III.2) précédent, un vecteur de commande équivalent peut être développé en posant la dérivée en fonction de temps de la fonction de commutation égale à zéro :

$$\dot{S}(x,t) = \left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T (f(x,t) + g(x,t)u(t)) + \frac{\partial S}{\partial t} = 0 \quad (\text{III.8})$$

D'où, on peut trouver la commande équivalente définie par :

$$u_{eq}(t) = - \left[\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x,t) \right]^{-1} \left[\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T f(x,t) + \frac{\partial S}{\partial t} \right] \quad (\text{III.9})$$

Avec la condition d'existence :

$$\left(\frac{\partial S}{\partial x} \right)^T g(x,t) \neq 0 \quad (\text{III.10})$$

III.4.3.2 Commande discontinue

Dans le cas où les trajectoires d'état ne sont pas sur la surface de glissement $S(x) = 0$, à cause des perturbations ou de changement des paramètres de système, une commande capable de retirer ces trajectoires vers ses références est nécessaire. Une fonction discontinue (commutateur à deux niveaux comme le montre la figure (III.7)) peut être utilisée pour accomplir cette exigence, cette commande est définie par :

$$u_n = -k \operatorname{sgn}(S(x)) \quad \text{avec } k > 0 \quad (\text{III.11})$$

Et :

$$\operatorname{sgn}(S(x)) = \begin{cases} 1 & S(x) > 0 \\ -1 & S(x) < 0 \\ 0 & S(x) = 0 \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

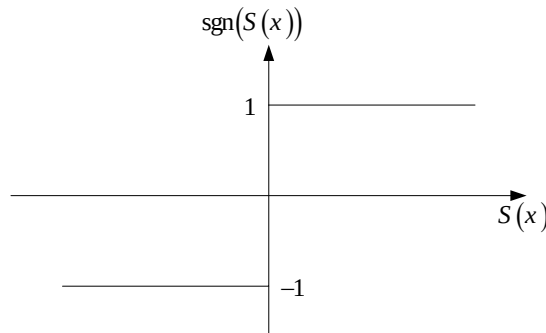


Figure (III.7) : Représentation de la fonction « sgn »

III.5. Elimination du phénomène de chattering

Le phénomène de chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées.

Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des composants de haute fréquence. Ces composants peuvent détériorer le système en excitant les modes

élevés dont on n'a pas tenu compte lors de la modélisation ou encore endommager les actionneurs par des oscillations trop fréquentes [21].

Le broutement (phénomène de chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction «sgn» par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences. On donne par la suite des exemples des fonctions de saturation :

III.5.1. Fonction SAT

La fonction SAT, représentée dans la figure (III.7), est définie comme suit:

$$SAT(S) = \begin{cases} 1 & \text{si } S > \mu \\ -1 & \text{si } S < -\mu \\ S/\mu & \text{si } |S| \leq \mu \end{cases} \quad (III.13)$$

Avec μ petit et positif.

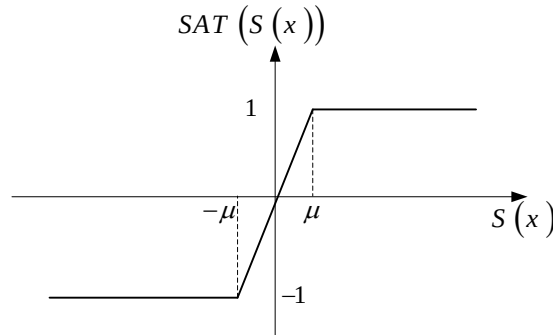


Figure (III.7) : Fonction « SAT »

III.5.2. Fonction de lissage (SMOOTH)

On peut aussi remplacer la fonction « sgn » par des fonctions de commutation douce. La figure (III.8) donne un exemple de ce type de fonctions, exprimée par [21] :

$$SMOOTH(S) = \frac{S}{|S| + \mu} \quad (III.14)$$

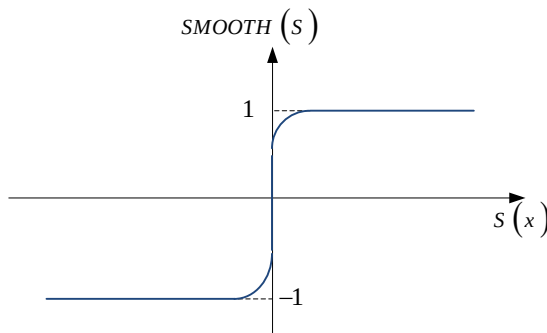


Figure (III.7) : Fonction de lissage (SMOOTH)

III.6. Mode de glissement avec effet intégrale

Dans cette approche, la surface de glissement peut être perfectionnée en insérant une action intégrale dans son expression, cette surface est alors définie par [22] :

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} e(x) + k_i \int e(x) dt \quad (\text{III.15})$$

Où k_i est un gain positif d'intégral. L'avantage de cette approche est que la surface de glissement dans ce cas est un plan passant par l'origine. Dans le cas où le système est de deuxième ordre $r = 2$, la solution est obtenue dans un plan, pendant que la solution est obtenue sur une ligne dans le mode glissant classique.

III.7. Commande VOC- mode de glissement du redresseur PWM triphasé

Le schéma bloc de la commande VOC-mode glissant du redresseur PWM est donné par la figure (III.8).

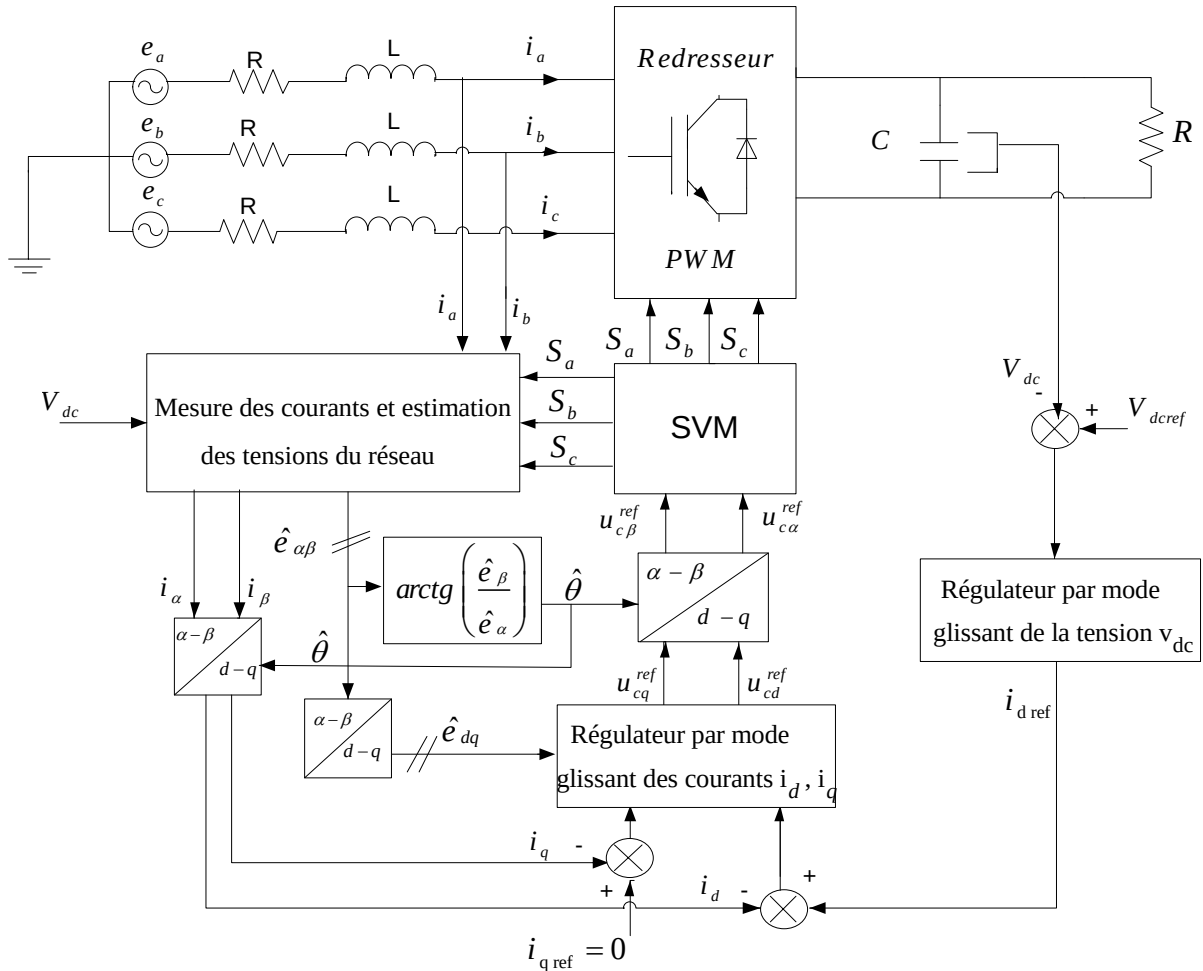


Figure (III.8) : Schéma bloc de la commande VOC-mode glissant

Notre objectif est de forcer la tension aux bornes de la capacité V_{dc} de suivre sa référence V_{dcref} et d'assurer un facteur de puissance unitaire.

Dans le repère synchrone, le modèle du redresseur *PWM* triphasé est donné par :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{e_d}{L} - \frac{Ri_d}{L} - \frac{u_{cd}}{L} + \omega i_q \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{e_q}{L} - \frac{Ri_q}{L} - \frac{u_{cq}}{L} - \omega i_d \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{e_d i_d + e_q i_q}{CV_{dc}} - \frac{i_{ch}}{C} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Pour appliquer la commande par mode glissement sur le redresseur *PWM*, le système (II.16) sera subdivisé en trois sous-systèmes comme suit :

Sous-système 1 :

Il est défini par sa commande u_{cd}^{ref} , et sa variable d'état i_d , on peut l'écrire sous la forme suivante :

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{e_d}{L} - \frac{Ri_d}{L} - \frac{u_{cd}^{ref}}{L} + \omega i_q \quad (\text{III.17})$$

Sous-système 2 :

Le deuxième sous-système est défini par sa commande u_{cq}^{ref} , et sa variable d'état i_q , il s'écrit sous la forme suivante :

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{e_q}{L} - \frac{Ri_q}{L} - \frac{u_{cq}^{ref}}{L} - \omega i_d \quad (\text{III.18})$$

Sous-système 3 :

Dans la commande VOC-mode de glissement le courant $i_q = 0$, l'équation qui décrit le troisième sous-système se réduit donc à :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{e_d i_{d \text{ ref}}}{CV_{dc}} - \frac{i_{ch}}{C} \quad (\text{III.19})$$

Dans ce sous-système, le courant $i_{d \text{ ref}}$ est considéré comme variable de commande et la tension V_{dc} comme variable de sortie.

III.7.1. Synthèse du régulateur par mode de glissement du courant i_d

Dans le premier sous-système défini par l'équation (II.17), la tension u_{cd}^{ref} est choisie comme grandeur de commande tandis que le courant du redresseur *PWM* i_d est choisi comme grandeur de sortie.

L'erreur de poursuite est définie par :

$$e(i_d) = i_{d \text{ ref}} - i_d \quad (\text{III.20})$$

La surface de glissement adoptée est définie par :

$$S(i_d) = k_1 e(i_d) + k_{i1} \int e(i_d) dt \quad (\text{III.21})$$

- Commande équivalente

Dans le mode de glissement, la surface de glissement et sa dérivée sont nulles. Ceci peut s'écrire par :

$$\dot{S}(i_d) = S(i_d) = 0 \quad (\text{III.22})$$

La dérivée de la surface de glissement est donnée par :

$$\dot{S}(i_d) = k_1 \dot{e}(i_d) + k_{i1} e(i_d) = 0 \quad (\text{III.23})$$

On obtient alors :

$$\dot{S}(i_d) = -k_1 \left(\frac{e_d}{L} - \frac{R i_d}{L} - \frac{u_{cd}^{ref}}{L} + \omega i_q \right) + k_{i1} e(i_d) = 0 \quad (\text{III.24})$$

D'où la commande équivalente peut être définie par :

$$u_{cd \text{ éq}}^{ref} = L \left(-\frac{k_{i1}}{k_1} e(i_d) - \frac{R}{L} i_d + \omega i_q + \frac{e_d}{L} \right) \quad (\text{III.25})$$

- Commande discontinue

La commande discontinue assurant la convergence du courant vers cette surface est donnée par :

$$u_{cd \text{ n}}^{ref} = U_{d \text{ max}} \text{sgn}(S(i_d)) \quad (\text{III.26})$$

Avec : $U_{d \text{ max}}$: Gain positive.

La commande est donnée par :

$$u_{cd}^{ref} = u_{cd \text{ éq}}^{ref} + u_{cd \text{ n}}^{ref} \quad (\text{III.27})$$

III.7.2. Synthèse du régulateur par mode de glissement du courant i_q

L'erreur est définie par :

$$e(i_q) = i_{q \text{ ref}} - i_q \quad (\text{III.28})$$

La surface de glissement est définie par :

$$S(i_q) = k_2 e(i_q) + k_{i2} \int e(i_q) dt \quad (\text{III.29})$$

- Commande équivalente

Dans le mode de glissement, la surface de glissement et sa dérivée sont nulles. Ceci se traduit par :

$$\dot{S}(i_q) = S(i_q) = 0 \quad (\text{III.30})$$

La dérivée de la surface de glissement est donnée par :

$$\dot{S}(i_q) = k_2 \dot{e}(i_q) + k_{i2} e(i_q) = 0 \quad (\text{III.31})$$

On obtient alors :

$$\dot{S}(i_q) = -k_2 \left(\frac{e_q}{L} - \frac{R i_q}{L} - \frac{u_{cq}}{L} - \omega i_d \right) + k_{i2} e(i_q) = 0 \quad (\text{III.31})$$

D'où la commande équivalente peut être définie par :

$$u_{cq \text{ éq}}^{ref} = L \left(-\frac{k_{i2}}{k_2} e(i_q) - \frac{R}{L} i_q - \omega i_d + \frac{e_q}{L} \right) \quad (\text{III.32})$$

- Commande discontinue

La commande discontinue est définie par :

$$u_{cq \text{ n}}^{ref} = U_{q \text{ max}} \text{sgn}(S(i_q)) \quad (\text{III.33})$$

Avec : $U_{q \text{ max}}$: Gain positive.

La commande est alors donnée par :

$$u_{cq}^{ref} = u_{cq \text{ éq}}^{ref} + u_{cq \text{ n}}^{ref} \quad (\text{III.34})$$

III.7.3. Régulateur de la tension continue V_{dc}

La troisième surface est celle associée au régulateur de la tension continue. Nous choisissons la surface de glissement définie par :

$$S(V_{dc}) = k_v e(V_{dc}) + k_{iv} \int e(V_{dc}) dt \quad (\text{III.35})$$

Avec :

$$e(V_{dc}) = V_{dc \text{ ref}} - V_{dc} \quad (\text{III.36})$$

La dérivée de la surface de glissement est donnée par :

$$\dot{S}(V_{dc}) = k_v \dot{e}(V_{dc}) + k_{iv} e(V_{dc}) = 0 \quad (\text{III.37})$$

A partir des équations (III.19) et (III.37) on obtient :

$$\dot{S}(V_{dc}) = -k_v \left(\frac{e_d i_{d \text{ ref}}}{C V_{dc}} - \frac{i_{ch}}{C} \right) + k_{iv} e(V_{dc}) = 0 \quad (\text{III.38})$$

D'où la commande équivalente peut être calculée par :

$$i_{d \text{ ref éq}} = \left(\frac{k_{i2} C V_{dc}}{k_2 e_d} e(V_{dc}) + \frac{V_{dc} i_{ch}}{e_d} \right) \quad (\text{III.39})$$

- Commande discontinue

La commande discontinue est définie par :

$$i_{d \text{ ref } n} = K_d \operatorname{sgn}(S(V_{dc})) \quad (\text{III.40})$$

Avec : K_d : Gain positif.

Finalement, la commande est définie par la formule suivante :

$$i_{d \text{ ref}} = i_{d \text{ ref } \acute{e}q} + i_{d \text{ ref } n} \quad (\text{III.41})$$

III.8. Résultats de simulation

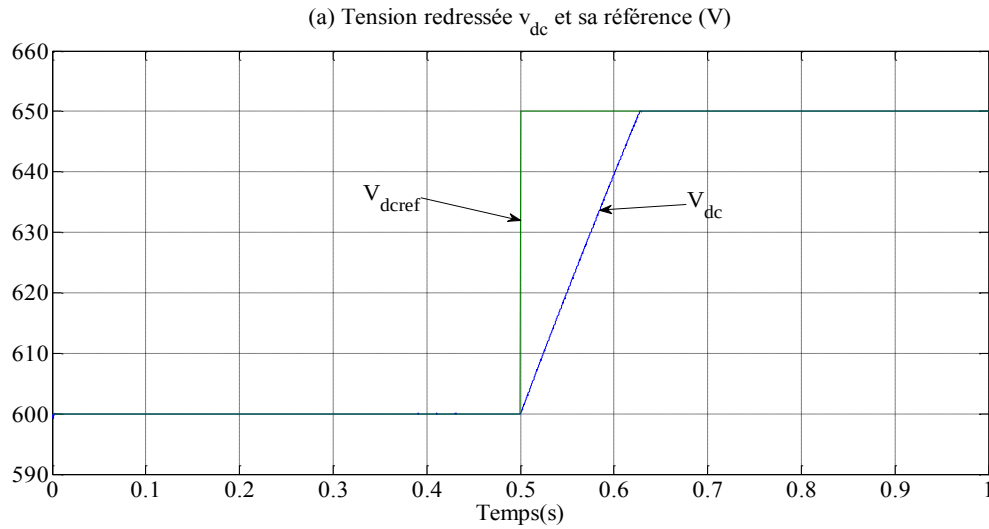
La simulation de la commande VOC-mode de glissement est réalisée avec les mêmes paramètres définis auparavant. Toutefois, les paramètres des régulateurs par mode de glissement sont les suivants :

- Régulateur de la tension continue : $k_v = 1500$, $k_{iv} = 0.01$, $K_d = 3.2$
- Régulateurs des courants: $k_1 = k_2 = 5 \times 10^6$, $k_{i1} = k_{i2} = 5 \times 10^5$, $U_{d \text{ max}} = U_{q \text{ max}} = 300$

III.8.1 Comportement du redresseur alimenté par un réseau idéal

La figure (III.9) montre la réponse du redresseur commandé par VOC-mode de glissement lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de $V_{dc \text{ ref}} = 600 \text{ V}$

à $V_{dc \text{ ref}} = 650 \text{ V}$ à $t=0.5\text{s}$.



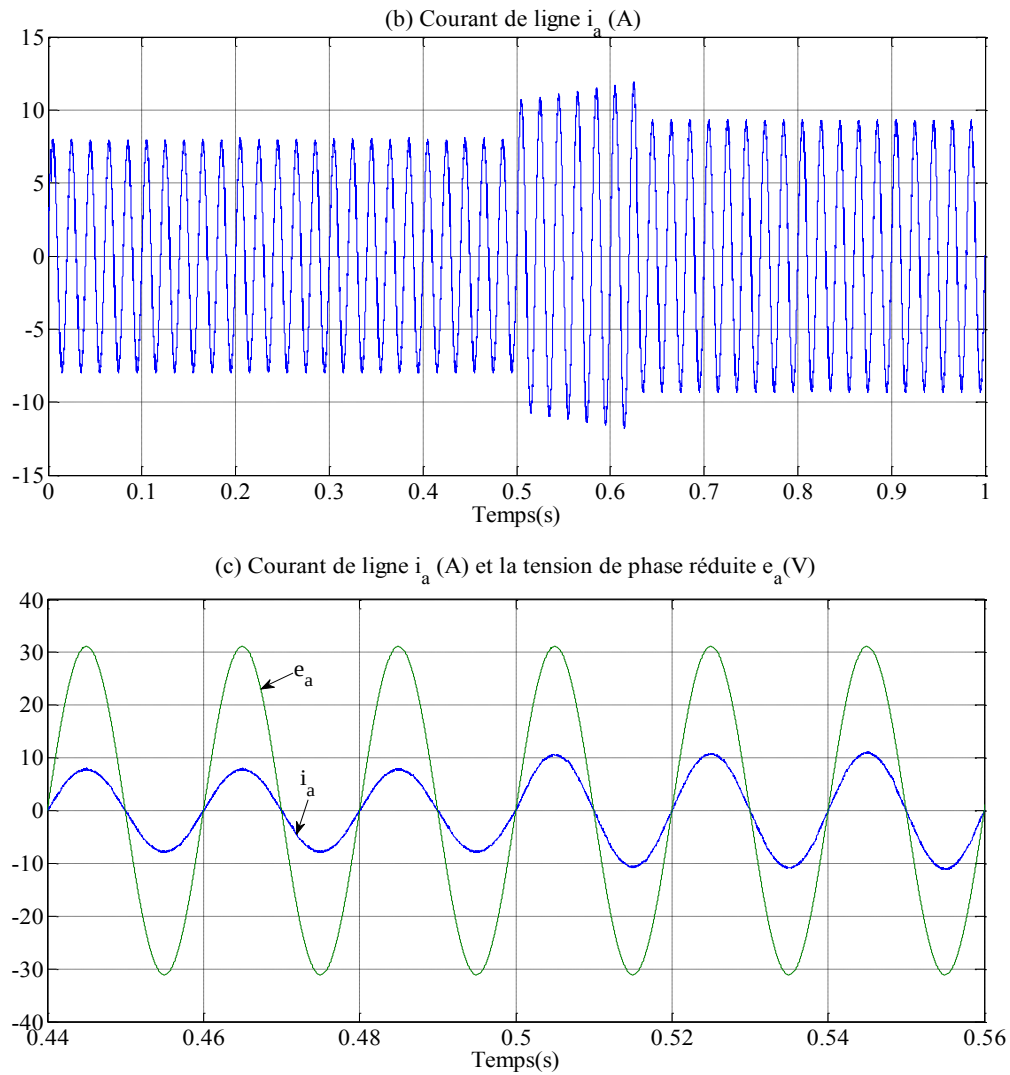
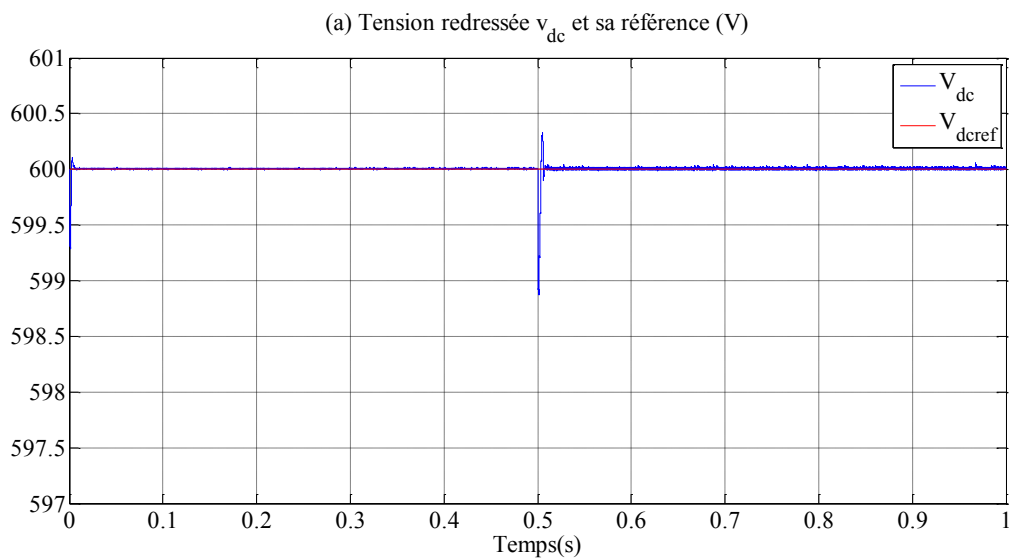


Figure (III.9) : Performances du redresseur lors d'une variation de la tension de référence

La figure (III.10) montre la réponse du redresseur avec sa commande VOC-mode de glissement lors d'une diminution de la résistance de charge de 100% à $t = 0.5s$.



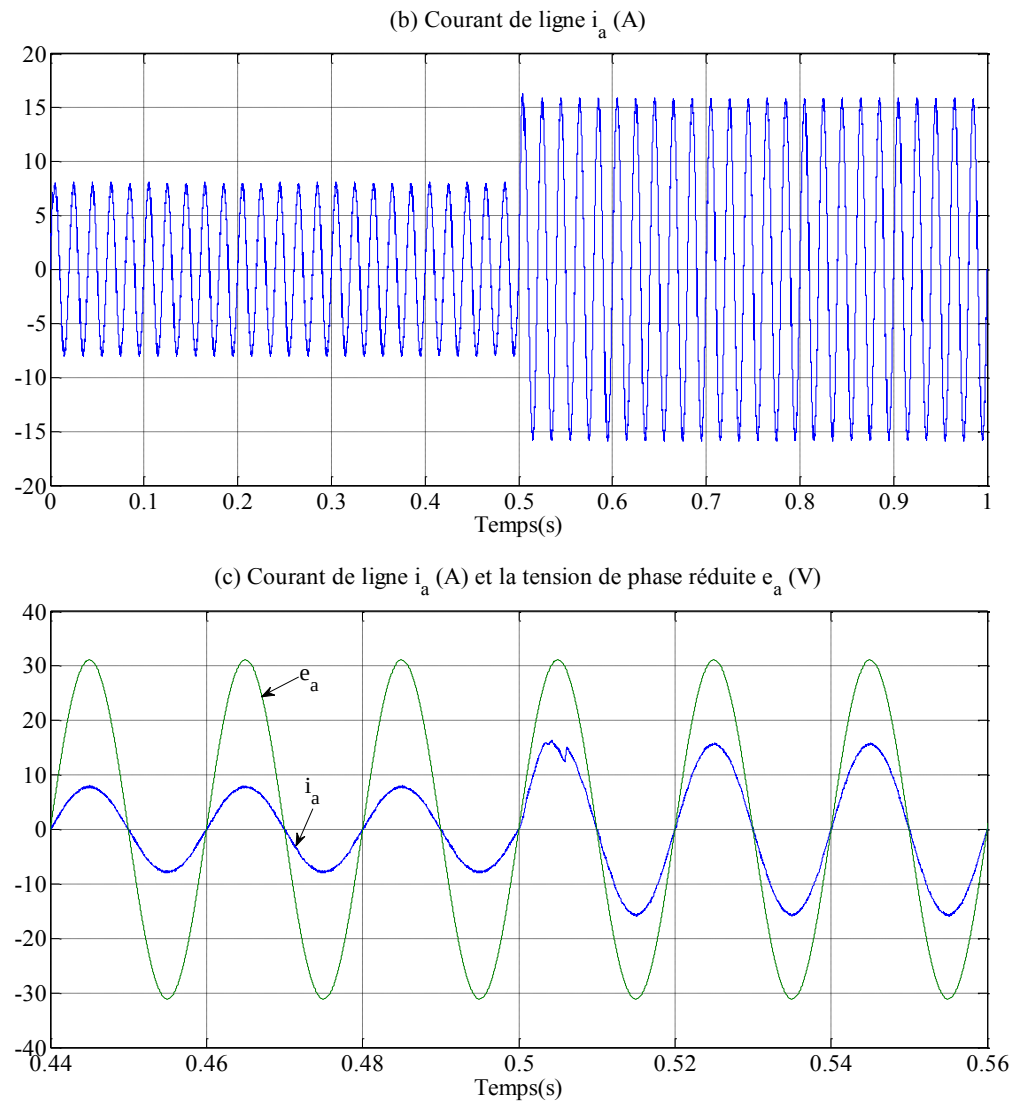


Figure (III.10) : Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance de charge

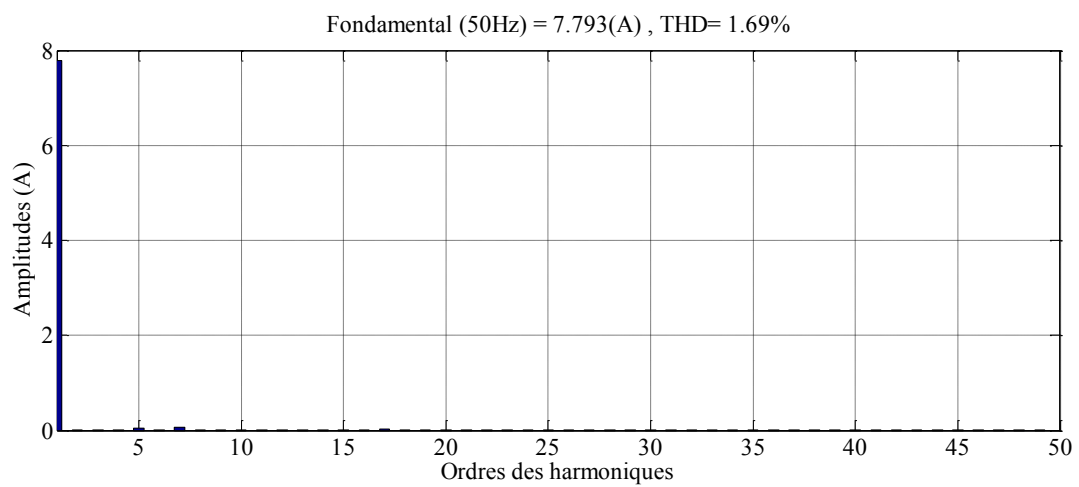


Figure (III.11) : Spectre harmonique du courant de ligne

III.8.2. Comportement du redresseur alimenté par un réseau perturbé

La figure (III.12) montre la réponse du redresseur commandé par VOC-mode de glissement avec une référence de la tension de sortie fixée à $V_{dc\text{ ref}} = 600\text{ V}$.

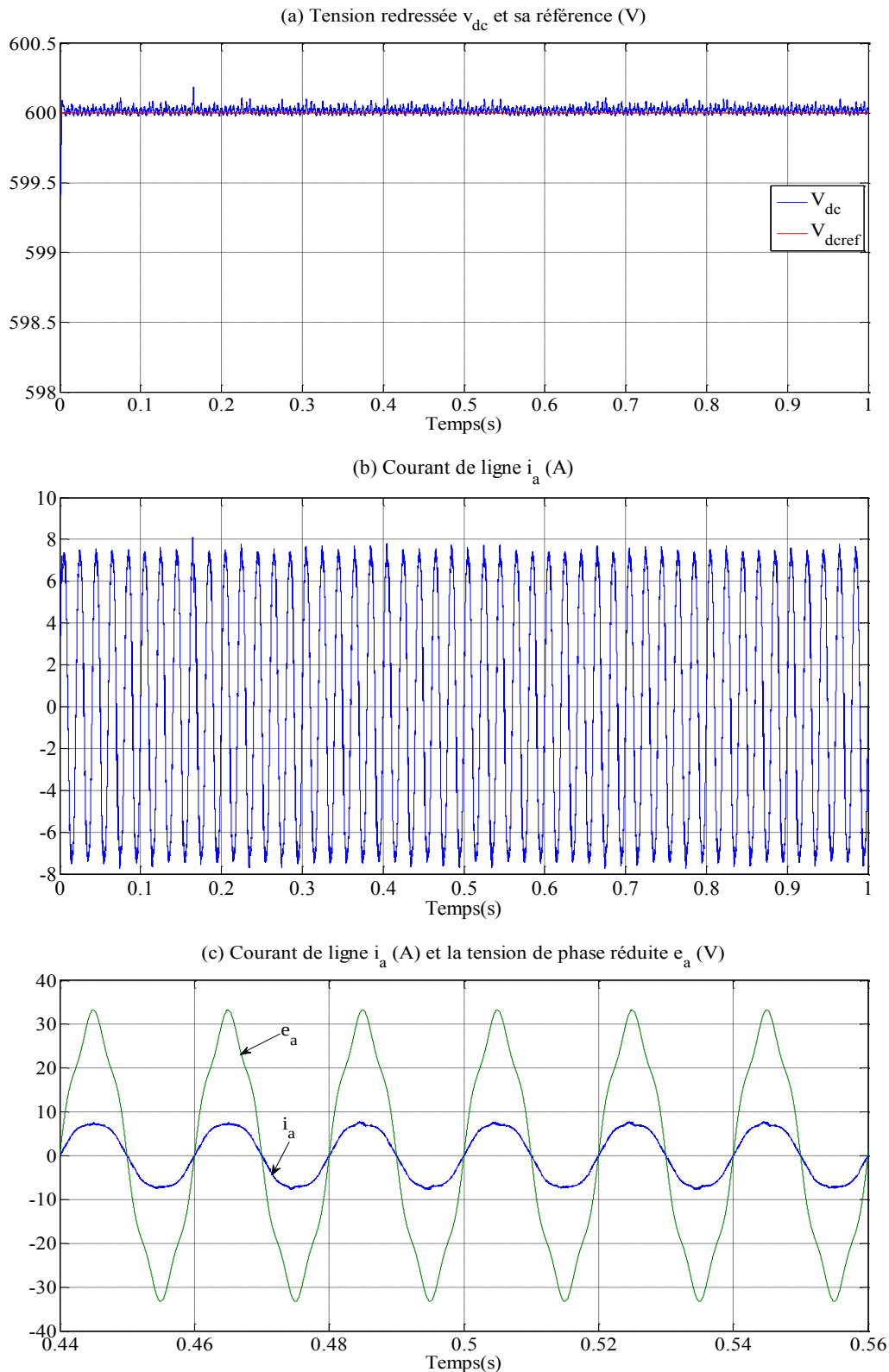


Figure (III.12) : Performances du redresseur commandé par VOC-mode de glissement et alimenté par un réseau perturbé

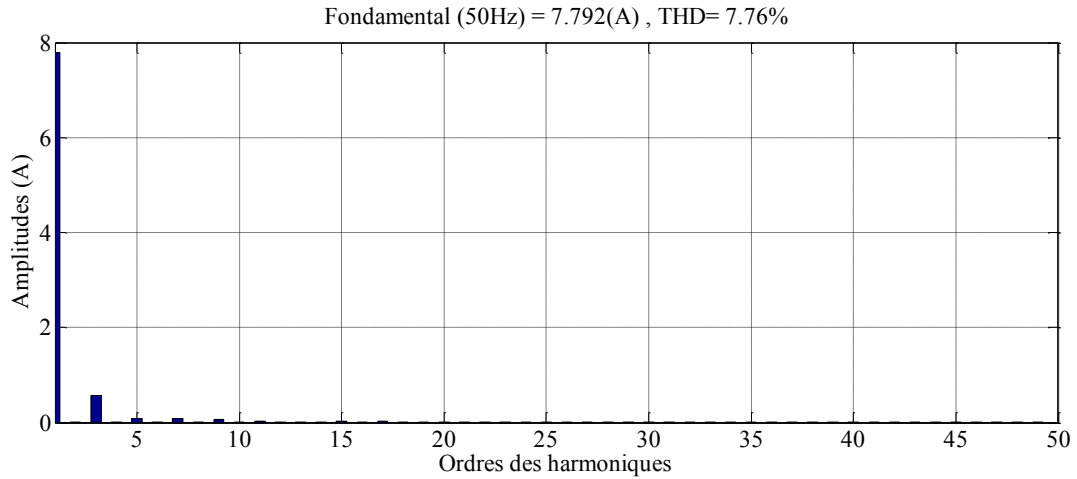


Figure (II.14) : Spectre harmonique du courant de ligne fourni par un réseau perturbé

III.9. Commande VFOC- mode de glissement du redresseur PWM triphasé

Le schéma bloc de la commande VFOC-mode glissant du redresseur PWM est donné par la figure (III.15).

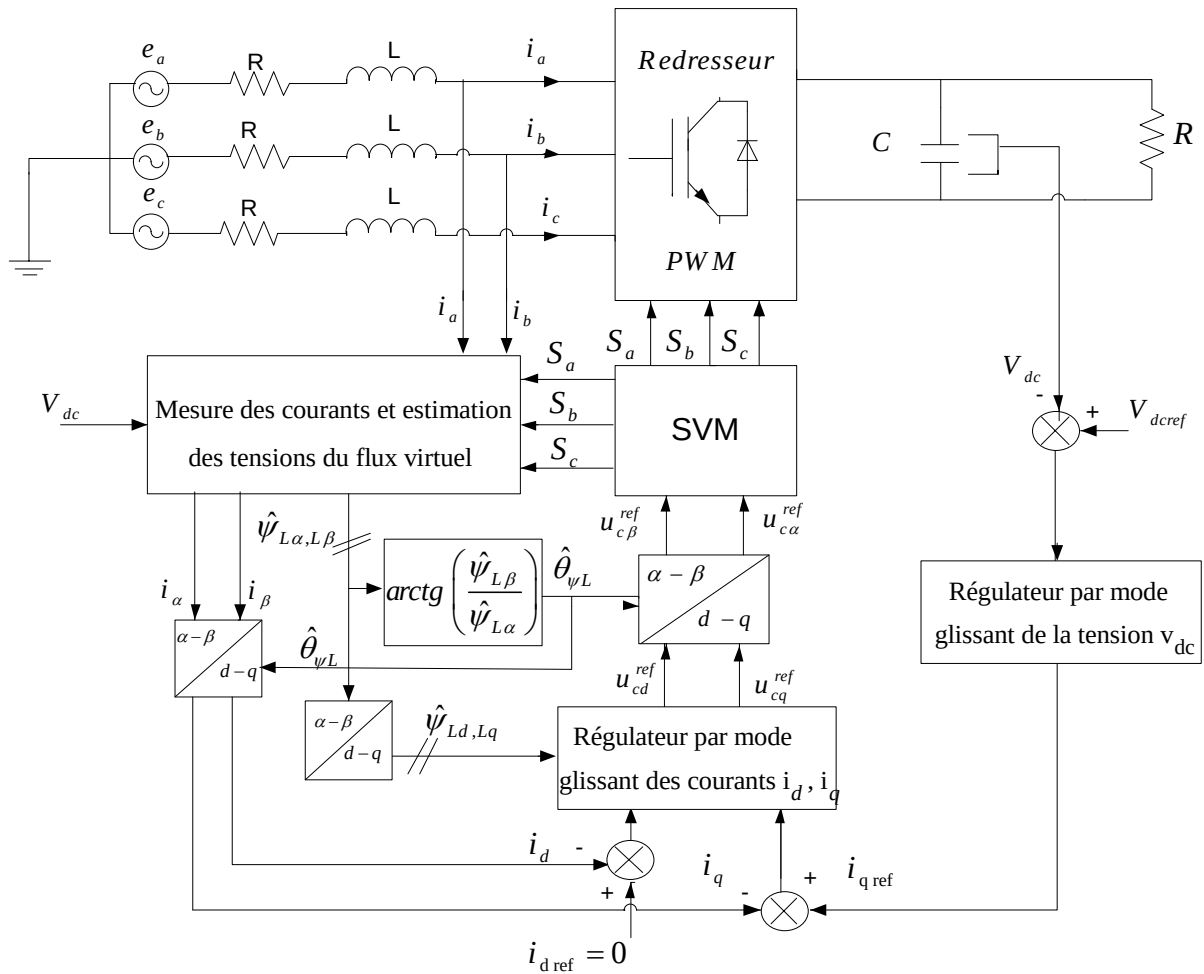


Figure (III.15) : Schéma bloc de la commande VFOC-mode glissant

III.9.1. Régulateur de la tension continue V_{dc}

L'erreur est définie par :

$$e(V_{dc}) = V_{dc \text{ ref}} - V_{dc} \quad (\text{III.42})$$

La surface de glissement adoptée est définie par :

$$S(V_{dc}) = k_v e(V_{dc}) + k_{iv} \int e(V_{dc}) dt \quad (\text{III.43})$$

La dérivée de la surface de glissement est donnée par :

$$\dot{S}(V_{dc}) = k_v \dot{e}(V_{dc}) + k_{iv} e(V_{dc}) = 0 \quad (\text{III.44})$$

Dans la commande VFOC-mode de glissement le courant $i_d = 0$, ce qui conduit à une simplification dans l'expression de la tension continue du modèle (III.16). A partir de l'équation (III.44), on obtient :

$$\dot{S}(V_{dc}) = -k_v \left(\frac{e_q i_{q \text{ ref}}}{CV_{dc}} - \frac{i_{ch}}{C} \right) + k_{iv} e(V_{dc}) = 0 \quad (\text{III.45})$$

La commande équivalente peut être définie donc par :

$$i_{q \text{ ref } \acute{e}q} = \frac{k_{iv} CV_{dc}}{k_v e_q} e(V_{dc}) + \frac{V_{dc} i_{ch}}{e_q} \quad (\text{III.46})$$

La commande discontinue est définie par :

$$i_{q \text{ ref } n} = K_q \text{sgn}(S(V_{dc})) \quad (\text{III.47})$$

Avec : K_q : Gain positif.

Finalement, la commande totale est définie par la formule suivante :

$$i_{q \text{ ref}} = i_{q \text{ ref } \acute{e}q} + i_{q \text{ ref } n} \quad (\text{III.48})$$

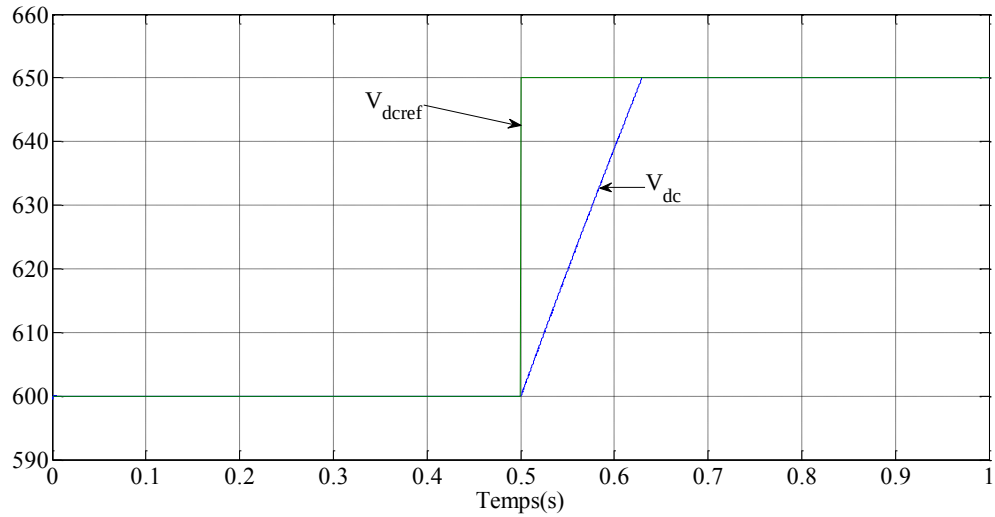
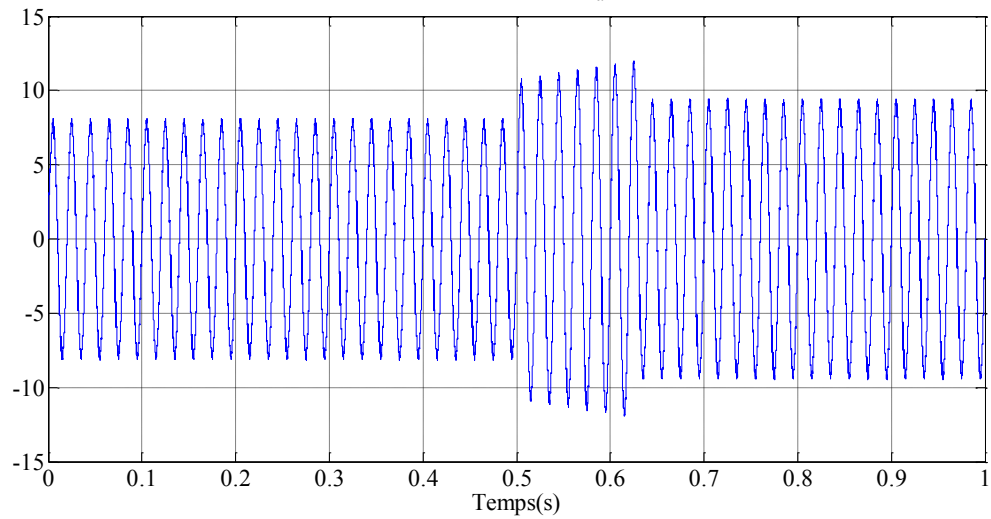
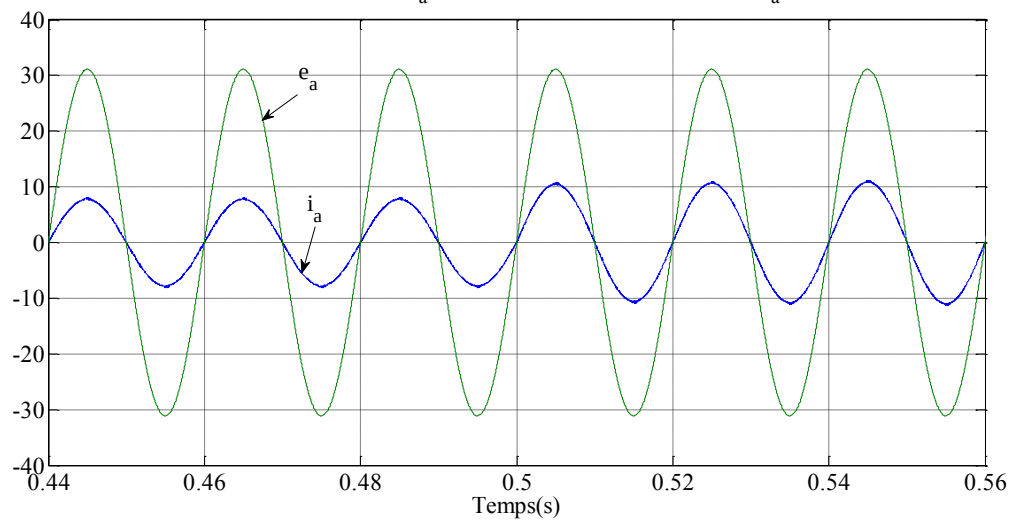
III.10. Résultats de simulation

Les paramètres des régulateurs par mode de glissement utilisés la simulation de la commande VFOC-mode de glissement sont les suivants :

- Régulateur de la tension continue : $k_v = 1500$, $k_{iv} = 0.01$, $K_q = 3.2$
- Régulateurs des courants : $k_1 = k_2 = 5 \times 10^6$, $k_{i1} = k_{i2} = 5 \times 10^5$, $U_{d \text{ max}} = U_{q \text{ max}} = 300$

III.10.1 Comportement du redresseur alimenté par un réseau idéal

La figure (III.16) montre la réponse du redresseur commandé par VFOC-mode de glissement lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de $V_{dc \text{ ref}} = 600 \text{ V}$ à $V_{dc \text{ ref}} = 650 \text{ V}$ à $t = 0.5 \text{ s}$.

(a) Tension redressée v_{dc} et sa référence (V)(b) Courant de ligne i_a (A)(c) Courant de ligne i_a (A) et la tension de phase réduite e_a (V)

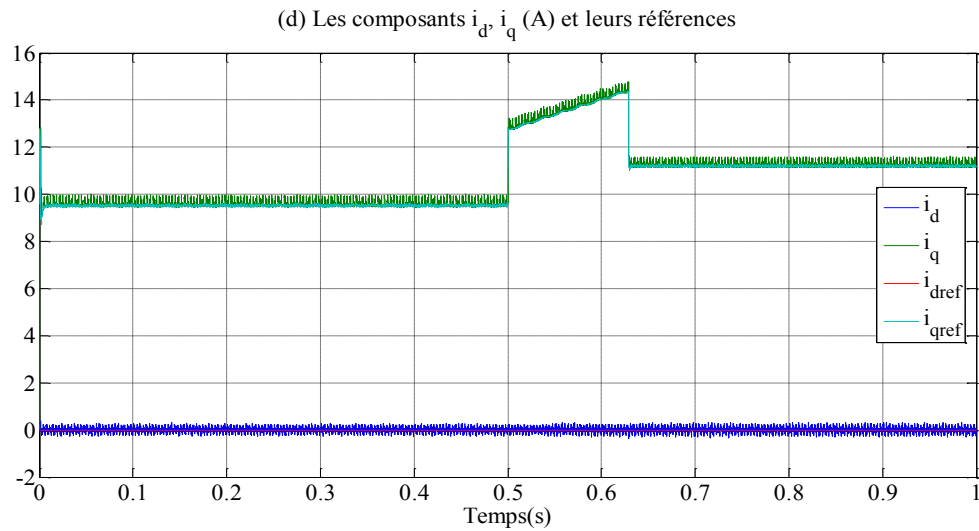
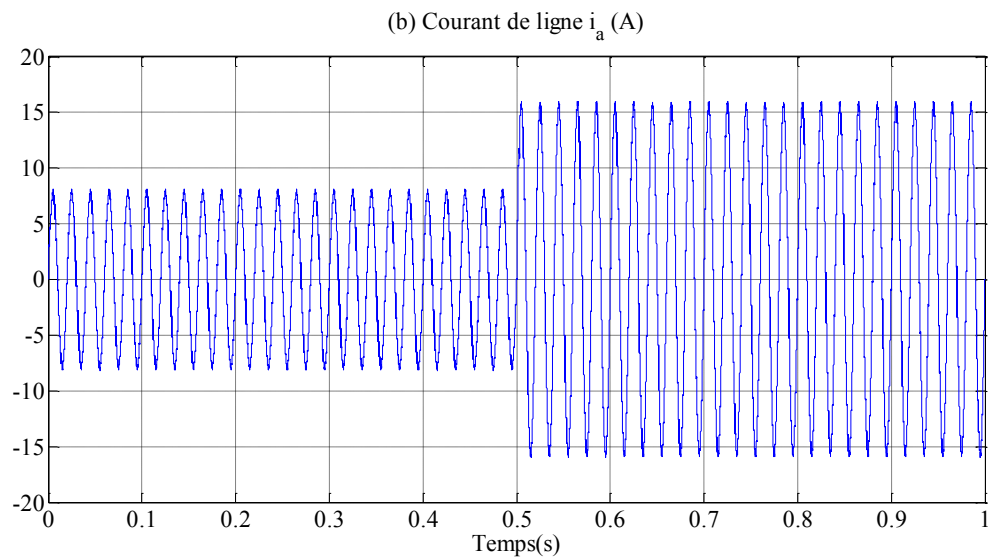
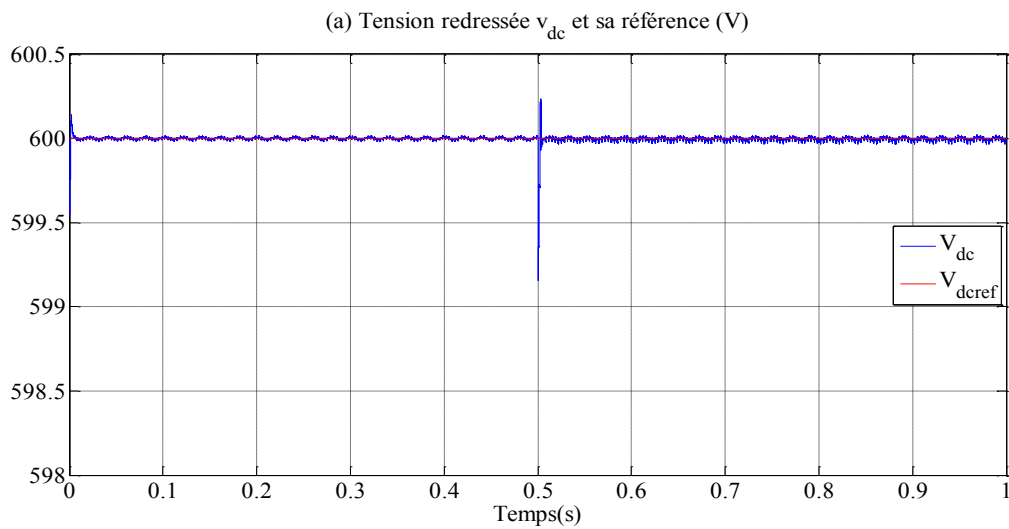


Figure (II.16) : Performances du redresseur commandé par VFOC-mode de glissement lors d'une variation de la tension de référence

La figure (II.17) montre la réponse du redresseur lors d'une diminution de la résistance de charge de 100% à $t = 0.5s$.



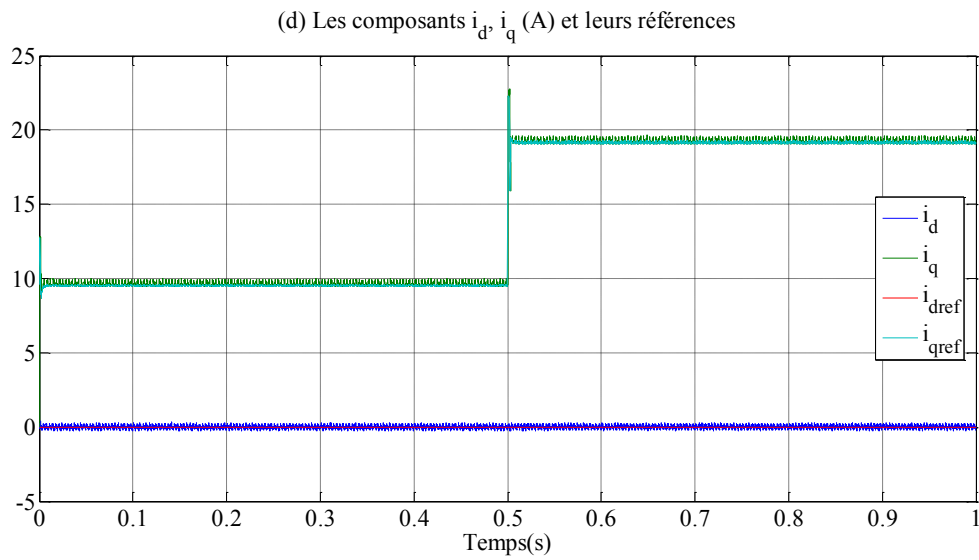
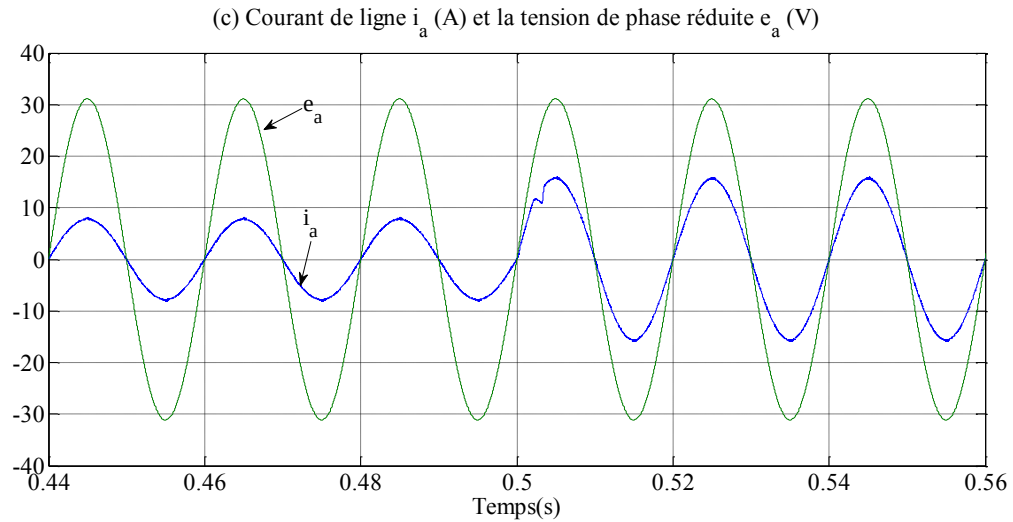


Figure (II.17) : Test de robustesse vis-à-vis la variation de la résistance de charge

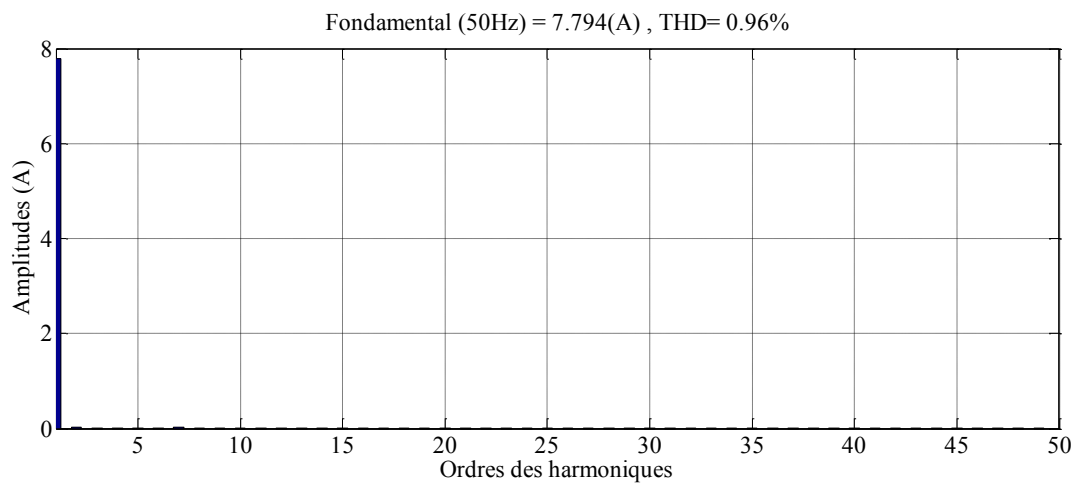
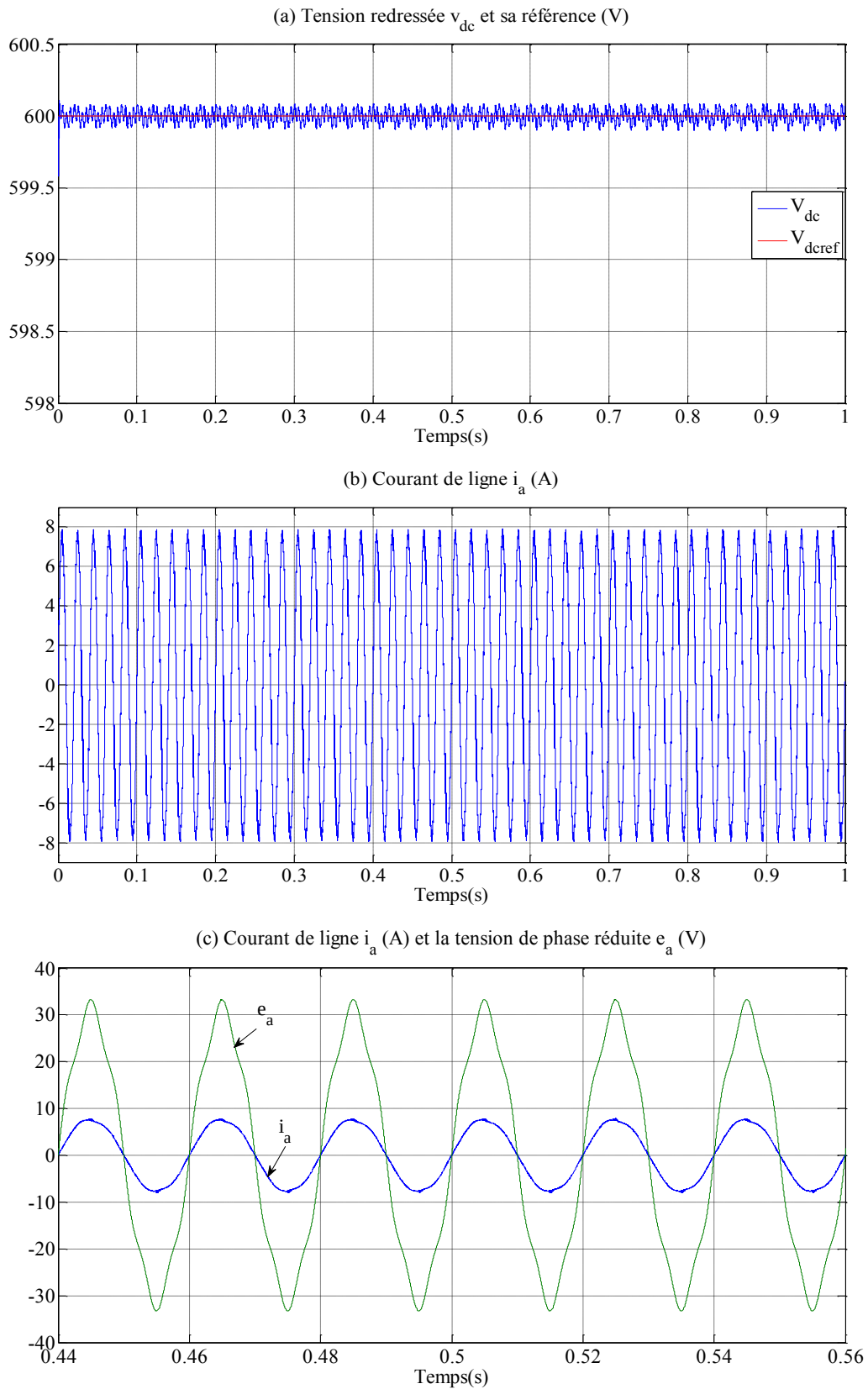


Figure (II.18) : Spectre harmonique du courant de ligne

III.10.2. Comportement du redresseur alimenté par un réseau perturbé

La figure (III.19) montre la réponse du redresseur commandé par VFOC-mode de glissement avec une référence de la tension de sortie fixée à $V_{dc\ ref} = 600\ V$



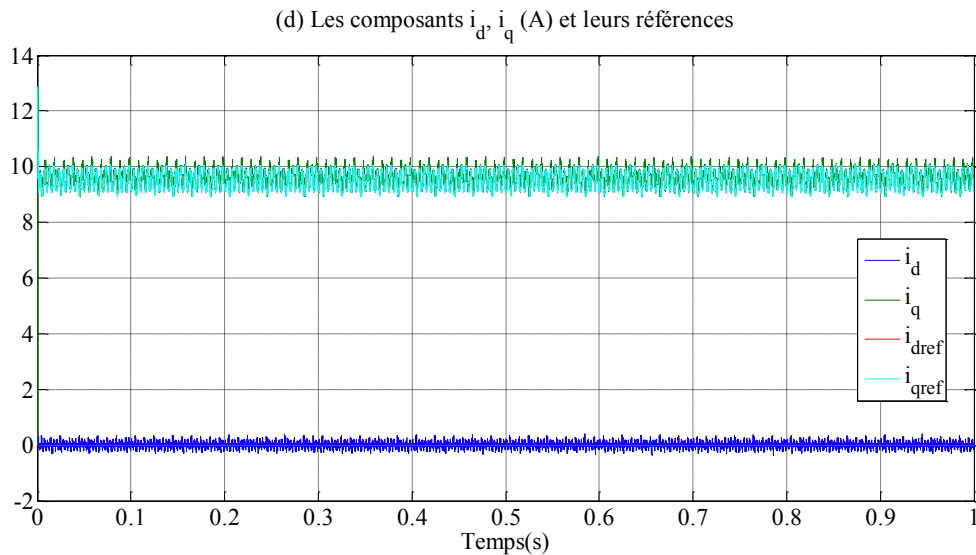


Figure (III.19) : Performances du redresseur commandé par VFOC et alimenté par un réseau perturbé lors d'une variation de la tension de référence

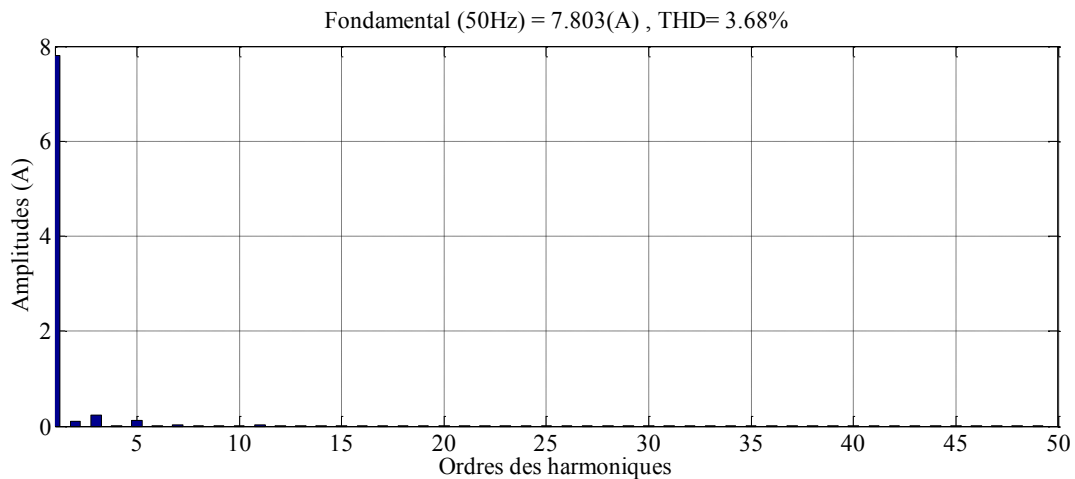


Figure (II.20) : Spectre harmonique du courant de ligne fourni par un réseau perturbé

III.11. Interprétations des résultats

III.11.1. Comportement du redresseur alimenté par un réseau idéal

Les figures (III.9) et (III.16) montrent les résultats de simulation d'un redresseur *PWM* commandé par VOC-mode de glissement et VFOC-mode de glissement lors d'un changement de la référence de la tension de sortie. On remarque que la tension de sortie suit bien sa référence. Le courant du réseau est pratiquement sinusoïdal avec un $THD = 1.69\%$ pour la commande VOC-mode de glissement et 0.96% pour la commande VFOC-mode de glissement, ainsi le courant de ligne est en phase avec la tension correspondante. Nous

remarquons aussi que les deux composantes du courant suivent leurs consignes, ceci prouve le bon fonctionnement des régulateurs de courant.

Les figures (II.10) et (II.17) montrent les allures du courant de ligne et de la tension de sortie avec les commandes VOC-mode de glissement et VFOC-mode de glissement lors d'une réduction brusque de la charge de 100%. Le courant de ligne reste en phase avec la tension de ligne assurant ainsi un fonctionnement à facteur de puissance unitaire côté réseau.

III.11.2. Comportement du redresseur alimenté par un réseau perturbé

Les figures (III.12) et (III.19) montrent les résultats de simulation d'un redresseur *PWM* commandé par VOC-mode de glissement et VFOC-mode de glissement lors d'un changement de la référence de la tension de sortie. On remarque que la tension de sortie suit bien sa référence. Le courant du réseau est pollué avec un $THD = 7.76\%$ pour la commande VOC-mode de glissement et 3.68% pour la commande VFOC-mode de glissement. Nous remarquons aussi que les deux composantes du courant suivent leurs consignes, ceci prouve le bon fonctionnement des régulateurs de courant.

III.12. Conclusion

Dans ce chapitre, la méthode de commande par mode glissant a été appliquée dans la commande d'un redresseur PWM. Les deux structures de commande à savoir, la commande VOC-mode de glissement et VFOC-mode de glissement du redresseur PWM ont été considérées. La commande VOC-mode de glissement a été basée sur l'orientation de la tension. Dans la commande VFOC-mode de glissement on utilisera l'orientation du flux virtuel.

Les résultats de simulation présentés dans ce chapitre montrent que la méthode de commande par mode glissant améliore remarquablement le fonctionnement du redresseur PWM triphasé en termes du THD par rapport à l'application de la commande linéaire présentée dans le deuxième chapitre.