

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Amar Telidji -Laghouat
Faculté : Technologie
Département : Electrotechnique



Mémoire

En vue de l'obtention du diplôme de Master
Domaine : Science et Technique
Filière : Génie Electrique
Option : Commande Electrique

THEME

Commande par Mode Glissant d'un Onduleur Triphasé à Deux Niveaux

Présenté Par :

- MADANI Aymen.
- DAOUDI Ahmed.

Soutenu publiquement devant le jury composé de

Dr. BEN ALIA Attalah	Pr	Examineur
Dr. BEN MAILOUD Mohammed	MCB	Président
Dr. BOUGRIN Djamel Eddine	MCB	Encadreur

Année Universitaire 2019- 2020

ملخص

يعد العاكس ، على وجه الخصوص ثلاثي الطور ، أحد أكثر مجموعات إلكترونيات الطاقة استخدامًا نظرًا لتطبيقاته المتعددة: آلات ثلاثية الطور ، وشبكات صغيرة ، وإمدادات طاقة طارئة ، إلخ. من وجهة نظر الآليات ، فإن المحولات عبارة عن أنظمة ديناميكية خطية متعددة التعريف نظرًا لوجود عناصر تبديل تجعل هيكلها متغيرًا ، وبالتالي فإن النظام الذي يُنظر إليه ككل هو غير خطي. يعتمد التحكم الخطي في العاكس بشكل عام على الخطية لنموذج متوسطه حول نقطة تشغيل معينة ، وبالتالي يمكن أن يكون غير فعال في تطبيق حيث تتغير نقطة التشغيل بمرور الوقت (المراجع المتغيرة ، الجهد مصدر طاقة متغير ، تيار / جهد خرج متغير) وهذا هو الحال بالفعل في الشبكات الكهربائية.

الهدف من أطروحة الماستر هذه هو التحكم المتين غير الخطي بناءً على النموذج غير الخطي المتوسط للعاكس ثلاثي الأطوار ثلاثي الذراع. يتكون هذا من اقتراح قانون يحدد دورات العمل التي سيتم تطبيقها على عناصر التبديل وفقًا للقياسات اللحظية لإشارات العاكس.

Résumé

L'onduleur, en particulier les triphasé, est l'un des montages les plus répandus de l'électronique de puissance du fait de ses multiples applications : machines triphasées, micro-réseaux, alimentations de secours, etc. Du point de vue de l'automatique, les onduleurs sont des systèmes dynamiques linéaires par morceaux du fait de la présence des éléments de commutation qui rendent variable leur structure, le système vu globalement est donc non-linéaires. Une commande linéaire de l'onduleur est généralement basée sur le linéarisé de son modèle moyen autour d'un point de fonctionnement donné, elle peut donc s'avérer inefficace dans une application ou le point de fonctionnement évolue dans le temps (références variables, tension d'alimentation variable, courant/tension de sortie variable) ce qui est effectivement le cas dans les réseaux électriques. L'objectif de ce mémoire est de synthétiser une commande non-linéaire robuste basée sur le modèle moyen de l'onduleur triphasé à trois bras. Cela consiste à proposer une loi qui détermine les rapports cycliques à appliquer aux éléments de commutation en fonction des mesures instantanées des signaux de l'onduleur.

Abstract

The inverter, in particular three-phase, is one of the most widely used power electronics devices because of its multiple applications: three-phase machines, micro-grids, emergency power supplies, etc. From a control system point of view, inverters are piecewise linear dynamic systems due to the presence of switching elements which make their structure variable, the system viewed as a whole is therefore non-linear. A linear control of the inverter is generally based on the linearization of its average model around a given operating point, it may therefore prove inefficient in an application where the operating point changes over time (variable references, voltage variable power supply, variable output current / voltage) which is indeed the case in electrical grids. The goal of this master's thesis is to design a robust non-linear control based on the average non-linear model of the three-phase three-arm inverter. This consists in proposing a law which determines the duty cycles to be applied to the switching elements according to the instantaneous measurements of the signals of the inverter.

Dédicaces

On dédie ce modeste travail :

A nos très chers parents qui nous ont soutenus durant toute la durée de nous études.

A nos frères et sœurs qui nous ont accompagnés toujours même aux moments les plus difficiles.

Aux familles : Medani, Daoudi qui occupent une place particulière dans notre vie.

A nos chers amis :

Khalil, Issa, Oussama, Ali, Sedik, Othman, Atallah, Abdenour, Toufik

Sans oublier nos collègues de la promotion 2019/2020 et à vous.

Aymen et Ahmed.

Page | 3

REMERCIEMENTS

Tout d'abord, on remercie Dieu le tout puissant, de nous avoir donné le courage, la santé et la patience durant tout le temps qu'on a consacré à la réalisation de ce travail.

*On remercie vivement notre promoteur Monsieur **BOUGRINE Mohamed Djameleddine** Maitre de conférences à l'université Ammar THELIDJI de Laghouat, pour son esprit scientifique et compréhensif, qui a consacré beaucoup de son temps à notre travail et nous a beaucoup aidés avec ses idées, conseils et critiques objectives.*

Merci à tous les autres chercheurs qui ont mis leurs outils, articles et travaux accessibles à travers l'Internet.

On veut également remercier nos familles et amis (es) pour leur soutien moral.

Enfin, on remercie tout particulièrement nos parents, pour leur soutien inconditionnel tout au long de ces longues années d'études.

Sommaire

Chapitre I. Introduction Aux Convertisseurs de Puissance	12
I.1 Introduction:.....	13
I.2 Convertisseur statique.....	13
I.2.1 Les avantages des convertisseurs statiques	13
I.2.2 Performances des convertisseurs.....	14
I.2.3 Effets négatifs des harmoniques.....	14
(a) Les principaux effets instantanés ou à court terme.....	14
(b) Les principaux effets à long terme	15
I.3 Les Redresseurs	15
I.3.1 Redresseurs monophasés :.....	16
I.4 Les Hacheurs :.....	16
I.4.1 Principe du hachage :	16
I.4.2 Type des hacheurs :.....	17
I.5 Les Onduleurs	17
I.5.1 Types d'onduleurs et leurs Applications	18
(a) L'ondeur autonome	18
(b) L'ondeur non autonome (ou assisté)	19
(c) L'ondeur de tension	20
(d) L'ondeur de courant	21
I.6 Onduleur de tension triphasé	21
I.6.1 Le fonctionnement Conventionnel.....	22
I.6.2 Stratégies de commande.....	23
(a) Commande 180°	23
(b) Commande 120°	23

(c)	Commande à modulation de largeur d’impulsion (MLI)	24
I.7	Conclusion	26
	Chapitre II. Modélisation dynamique de l’onduleur triphasé	27
II.1	Introduction :	28
II.2	L’onduleur 3P2L à charge isolée :	28
II.2.1	Modèle mathématique Instantané :	29
II.2.2	Modèle dynamique moyen :	31
II.2.3	Etude de la contrôlabilité du modèle moyen :	32
II.2.4	Simulation du modèle moyen en boucle ouverte :	33
(a)	Résultat de simulation :	34
(b)	Commentaire sur les figures de simulation :	36
II.2.5	Simulation du modèle instantané :	36
II.3	Onduleur 3P2L raccordé au réseau :	38
II.3.1	Modèle mathématique :	39
II.3.2	Simulation	40
II.4	Onduleur 3P2L comme filtre actif :	42
II.4.1	Modèle mathématique :	43
II.4.2	Simulation :	44
II.4.3	Conclusion :	46
	Chapitre III. Commande par mode glissant de l’onduleur triphasé a deux niveaux	47
III.1	Introduction:	48
III.2	Théorie de la commande par mode glissant :	48
III.2.1	Régime glissant idéal :	49
III.2.2	Régime glissant réel :	50
III.3	Conception de l’algorithme de commande par mode glissant :	50

III.3.1	Choix de la surface:	51
III.3.2	Condition d'existence et de convergence :	52
(a)	Fonction directe de commutation:	52
(b)	fonction de lyapunov :	52
III.3.3	Détermination de la loi de la commande :	53
III.4	Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant :	55
III.5	Application de la commande par mode glissant d'ordre 1 sur l'onduleur 3P2L:	56
III.6	Commande par mode glissant de l'onduleur (3P2L) en mode isolé (stande-alone) :	56
III.6.1	Objectif de la commande :	56
III.6.2	Synthèse de la commande:	57
III.6.3	Simulation de l'onduleur à charge isolé commandé par MG:	58
(a)	Modèle moyen	58
(b)	le modèle instantané:	62
III.6.4	Discussion :	64
III.7	commande par mode glissant de l'onduleur (3P2L) en mode réseau:	64
III.7.1	Objectif de la commande:	64
III.7.2	Synthèse de la commande :	65
III.7.3	Simulation en mode réseaux de système on boucle fermée :	65
III.7.4	Discussion :	67
III.8	Conclusion :	67

Liste des figures

Figure I.3-1:Symbole du redresseur (A gauche) et Montage d'un redresseur à pont (A droite).....	15
Figure I.4-1: Symbole du hacheur (à gauche) et montage d'un hacheur de type survolteur (à droite)	17
Figure I.5-1: Symbole de l'onduleur (A gauche) et montage d'un onduleur triphasé (A droite)	18
Figure I.5-2:Alimentation sans coupure.....	19
Figure I.5-3:Convertisseur de fréquence.....	19
Figure I.5-4:Représentation schématique d'un onduleur de tension	20
Figure I.5-5:Représentation schématique d'un onduleur de couant.....	21
Figure I.6-1:Onduleur de tension triphasé à base de IGBT	22
Figure I.6-2:Commande 180°	23
Figure I.6-3:Commande 120°	24
Figure II.2-1:L'onduleur triphasé à charge isolée	29
Figure II.2-2:Simulation en boucle ouverte de l'onduleur triphasé à charge isolée	34
Figure II.2-3:Simulation en BO avec variation de Udc	35
Figure II.2-5:Simulation en BO du modele instantané de l'onduleur triphasé à charge isolée	37
Figure II.3-1:Structure d'un onduleur 3P2L raccordé au réseau	39
Figure II.3-2: Simulation en BO de l'onduleur 3P2L raccordé au réseau	41
Figure II.4-1:Structure d'un filtre actif à base d'onduleur 3P2L	43
Figure II.4-3: Simulation BO du filtre actif à base d'onduleur 3P2L.....	45
Figure III.2-1:Convergence du mot glissant dans le plan de phase.	50
Figure III.3-1:Fonction de commutation (commande discontinue)	54
Figure III.4-1: Phase de convergence et phase de glissement.....	55
Figure III.6-1:Simulation de la commande MG de l'onduleur 3P2L à charge isolée (modèle moyen)	59
Figure III.6-2:Les erreurs des courants de phase	60
Figure III.6-3:Simulation de la commande MG de l'onduleur 3P2L à charge isolée (modele moyen) avec changement de Udc	61
Figure III.6-4:Simulation de la commande MG de l'onduleur 3P2L à charge isolée (modèle instantané) avec changement de Udc	63

Figure III.7-1:Simulation de la commande MG de l'onduleur 3P2L raccordé au réseau) avec changement de Udc..... 66

Introduction Générale

L'onduleur, en particulier les triphasé, est l'un des montages les plus répandus de l'électronique de puissance du fait de ses multiples applications : machines triphasées, micro-réseaux, alimentations de secours, etc. Du point de vue de l'automatique, les onduleurs sont des systèmes dynamiques linéaires par morceaux du fait de la présence des éléments de commutation qui rendent variable leur structure, le système vu globalement est donc non-linéaires. Une commande linéaire de l'onduleur, si elle est soigneusement développée, est probablement basée sur le linéarisé de son modèle autour d'un point de fonctionnement donné, elle peut donc s'avérer inefficace dans une application où le point de fonctionnement évolue dans le temps (références variables, tension d'alimentation variable, paramètres variables) ce qui est effectivement le cas dans beaucoup d'applications. Nous étudions dans ce mémoire de Master une commande non-linéaire robuste basée sur le modèle non-linéaire moyen de l'onduleur triphasé à trois bras. Cela consiste à proposer une loi qui détermine les rapports cycliques à appliquer aux éléments de commutation en fonction des mesures instantanées des signaux de l'onduleur.

L'électronique de puissance est une technologie qui traite la conversion et le contrôle de l'énergie électrique avec des appareils électroniques à mode de commutation à haut rendement pour une large gamme d'applications. Cette technologie couvre les domaines des dispositifs à semi-conducteurs de puissance, des circuits de conversion, des machines électriques, des entraînements, des techniques de contrôle avancées.

Les onduleurs sont largement utilisés dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable. La tension de sortie peut être constante ou variable à une fréquence constante ou variable. Une tension de sortie variable est obtenue en variant la tension d'entrée et maintenir le gain de l'onduleur constant. Ceux-ci peuvent être commandés par des différentes stratégies de commande afin d'obtenir une meilleure approximation à un signal sinusoïdale.

L'amélioration de la forme de la tension de sortie des convertisseurs est un axe de recherche très actif, qui ne cesse de se développer. L'objectif de cet axe de recherche est d'améliorer la qualité de la tension de sortie, ainsi que de contourner les problèmes liés aux onduleurs à deux niveaux.

L'objectif d'amélioration de la tension de sortie de l'onduleur peut être atteint soit par modification du circuit de l'onduleur lui-même.

Chapitre I. Introduction Aux Convertisseurs de Puissance

I.1 Introduction:

Les convertisseurs statiques constituent, au même titre que les machines à courant continu, un maillon fondamental des systèmes d'entraînement à vitesse variable. Ceux des machines à courant continu sont spécifiques et peuvent être classés en deux grandes familles :

- ✓ Celle fonctionnant à partir du réseau alternatif ;
- ✓ Celle alimentée par une source de tension continue, éventuellement créée par redressement à partir du réseau.

L'énergie électrique est surtout distribuée sous forme de tensions alternatives sinusoïdales. L'électronique de puissance permet de modifier la présentation de l'énergie électrique pour l'adapter aux différents besoins. Elle utilise pour cela ce que l'on qualifie de convertisseurs statiques. Ces derniers utilisent des interrupteurs électroniques commandés par tension.

Exemples :

- Conversion AC-DC : ou redresseur,
- Conversion DC-DC : ou hacheur,
- Conversion DC-AC : ou onduleur,
- Conversion AC-AC : ou gradateur

I.2 Convertisseur statique

Les premiers convertisseurs de puissance électrique ont été réalisés avec des machines électriques couplées mécaniquement (convertisseurs « dynamiques »). Avec l'apparition des semi-conducteurs et de l'électronique de puissance, avec les diodes, les transistors, thyristors, etc. Les systèmes de conversion deviennent de plus en plus élaborés et ne nécessitent plus de machines tournantes, d'où l'appellation « convertisseurs statiques » [1].

I.2.1 Les avantages des convertisseurs statiques

- ✓ Transfert de puissance peut être contrôlé et même régulé ;
- ✓ Système moins encombrant et moins lourd;

-
- ✓ Un rendement excellent
 - ✓ Grâce à l'automatisation une facilité de mise œuvre ;
 - ✓ Protections plus efficaces ;
 - ✓ Grâce aux progrès dans la fabrication et le montage des composants, un coût relatif en baisse.

I.2.2 Performances des convertisseurs

La performance des convertisseurs s'évalue en considérant la grandeur du contenu harmonique dans son signal de sortie. Parmi les paramètres de performance se trouvent [2] :

- (i) Le facteur d'harmonique F_{Hn} : C'est la mesure de la contribution de la nième harmonique à la forme d'onde du signal de sortie.
- (ii) Le facteur de la distorsion, FD. C'est la mesure de l'efficacité de l'onduleur pour réduire des harmoniques désirées sans spécifier les valeurs du filtre de la charge.
- (iii) Le taux de distorsion harmonique total, TDHT. C'est la distorsion du signal de sortie mesurée par rapport à son composant fondamental. Sa définition en forme d'équation est :

$$THDT = 100 \times \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^H v_h^2}{\sum_{h=1}^H v_h^2}} \quad (I.1)$$

I.2.3 Effets négatifs des harmoniques

Les courants harmoniques n'ont pas d'effet direct sur la consommation énergétique mais ils augmentent les pertes par échauffement dans les installations (transformateurs, câblage, etc.). On peut distinguer leurs effets dans le temps en deux catégories [1],[3] :

(a) Les principaux effets instantanés ou à court terme

- Le déclenchement intempestif des protections ;
- Les vibrations et bruits acoustiques ;
- Les pertes de précision des appareils de mesure.

(b) Les principaux effets à long terme

- L'échauffement des sources ;
- La fatigue mécanique des installations ;
- L'échauffement des récepteurs
- La destruction de matériel.

I.3 Les Redresseurs

Un redresseur, également appelé convertisseur alternatif – continu (rectifier en anglais), est un convertisseur destiné à alimenter une charge de type continu, qu'elle soit inductive ou capacitive à partir d'une source alternative. La source est, la plupart du temps, du type tension [4][5].

Les redresseurs sont essentiellement réalisés à partir de diodes et de thyristors, ces derniers ne sont utilisés que s'il est nécessaire de faire varier les grandeurs électriques en sortie du redresseur.

Les redresseurs non commandés sont utilisés pour convertir une grandeur alternative en une grandeur continue non réglable. Ils sont par exemple utilisés pour entraîner des moteurs à courant continu. Ils constituent l'étage d'entrée de la quasi-totalité des alimentations à découpage qui alimentent l'équipement audio–visuel des ménages [6].

Les redresseurs commandés à thyristor sont en voie d'obsolescence et sont avantageusement remplacés par la mise en cascade d'un redresseur non commandé et d'un hacheur [7][8].

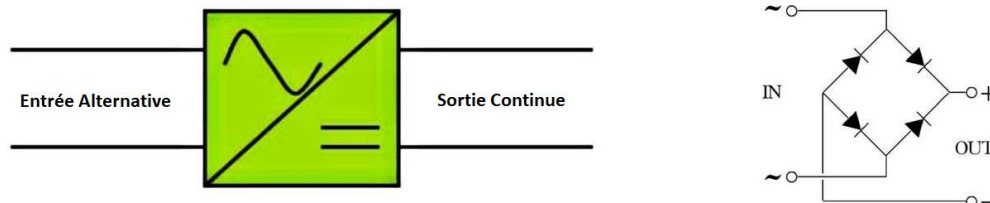


Figure I.3-1: Symbole du redresseur (A gauche) et Montage d'un redresseur à pont (A droite)

I.3.1 Redresseurs monophasés :

En monophasé, on distingue :

- a) Les redresseurs simple alternance : dans le sens direct, ils admettent les tensions positives et annulent les tensions négatives. Une simple diode en série avec la charge suffit à réaliser cette opération.
- b) Les redresseurs double alternance : ils commutent de manière à transformer les tensions négatives en tensions positives. Le montage le moins coûteux et le plus efficace est le pont de Graëtz.

I.4 Les Hacheurs :

Un hacheur permet de régler le transfert d'énergie d'une source continue vers une charge continue avec un rendement élevé. Selon la structure et le mode de fonctionnement, il peut être abaisseur ou élévateur de tension et, dans certaines conditions, renvoyer de l'énergie à l'alimentation (bidirectionnel). Il est surtout utilisé dans les énergies renouvelables et pour le pilotage des moteurs à courant continu. [8].

I.4.1 Principe du hachage :

Les convertisseurs DC-DC à découpage (hacheur) convertissent un niveau de tension DC en un autre, qui peut être supérieur ou inférieur, en stockant temporairement l'énergie d'entrée, puis en libérant cette énergie vers la sortie à une tension différente. Le stockage peut être dans des composants de stockage de champ magnétique (inductances, transformateurs) ou des composants de stockage de champ électrique (condensateurs). Cette méthode de conversion peut augmenter ou diminuer la tension [8].

La conversion par hachage est souvent plus économe en énergie (l'efficacité typique est de 75% à 98%) que la régulation de tension linéaire, qui dissipe l'énergie indésirable sous forme de chaleur. Des temps de montée et de descente rapides des dispositifs semi-conducteurs sont nécessaires pour l'efficacité ; Cependant, ces commutations rapides se combinent avec des effets parasites de disposition pour rendre la conception de circuits difficile [9].

I.4.2 Type des hacheurs :

Il existe différents types de hacheurs :

Si la tension délivrée en sortie est inférieure à la tension appliquée en entrée, le hacheur est dit dévolteur, abaisseur ou Buck [9][10].

Dans le cas contraire, il est dit survolteur (ou élévateur ou Boost). Il existe aussi des hacheurs capables de travailler des deux manières (Boost-Buck).

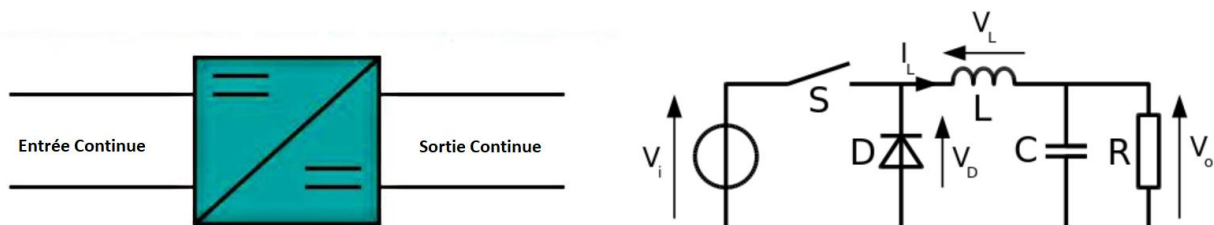


Figure I.4-1: Symbole du hacheur (à gauche) et montage d'un hacheur de type survolteur (à droite)

I.5 Les Onduleurs

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion de l'énergie électrique de la forme continue à la forme alternative. Comme un redresseur tout thyristor un onduleur est réversible. Il permet le transfert de puissance de l'alternatif vers le continu. Mais le sens normal de transfert est du continu vers l'alternatif. Comme c'est de l'alternatif vers le continu pour un redresseur. [11]

La principale différence entre un vrai onduleur (sous-entendu autonome) et un redresseur fonctionnant en onduleur non autonome tient à son autonomie. La fréquence et la forme d'onde des grandeurs alternatives n'est pas imposée par la source « placée du côté alternatif », c'est la fréquence et la forme du signal de commande des semi-conducteurs qui impose la fréquence des grandeurs alternatives. [12][13]

L'onduleur modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir l'alternatif à la sortie. L'onduleur est essentiellement utilisé pour fournir une tension ou un courant

alternatif afin d'assurer l'alimentation en énergie des charges critiques (micro-ordinateur, station de télécommunication.) pendant la coupure du réseau électrique ou une alimentation permanente pour les systèmes autonomes (centrales photovoltaïques, engins aérospatiaux,) [1][14]. La représentation symbolique d'un onduleur est donnée par la figure I.5-1 :



Figure I.5-1: Symbole de l'onduleur (A gauche) et montage d'un onduleur triphasé (A droite)

I.5.1 Types d'onduleurs et leurs Applications

Les onduleurs sont classés selon le type d'application et les performances désirées, en deux catégories : les onduleurs autonomes et les onduleurs non autonomes (ou assistés) [15].

(a) L'onduleur autonome

Un onduleur autonome est un système de commutation à transistors ou à thyristors, dont les instants de commutation sont imposés par des circuits externes [2]. La fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont imposées à la charge, c'est-à-dire elles sont propres à l'onduleur. L'onduleur autonome peut être :

- ✓ A fréquence fixe : utilisé comme source de secours ou alimentation sans coupure, Il est alimenté le plus souvent à partir d'une batterie d'accumulateurs (cas de PC, salles d'informatique, etc.) comme il est montré sur la figure (I.5-2), [2]:

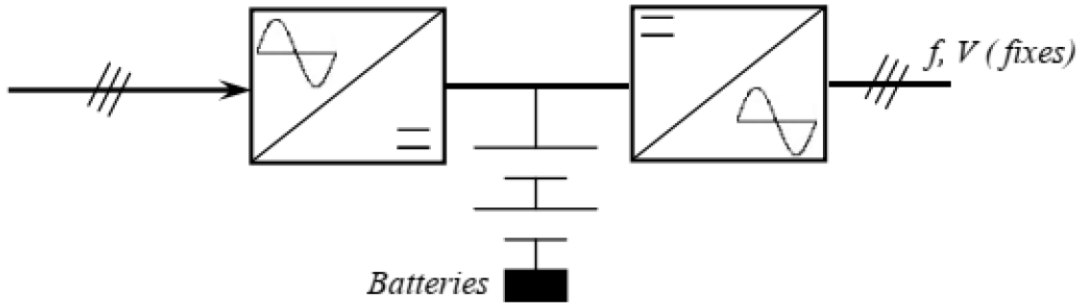


Figure I.5-2:Alimentation sans coupure

Il est utilisé aussi pour l'alimentation des charges inductives (fours à induction, ...) mais dans ce cas tous les onduleurs sont monophasés [15].

- ✓ A fréquence variable : dans ce cas il est utilisé pour la variation de vitesse des moteurs asynchrones triphasés, figure I.5-3 :

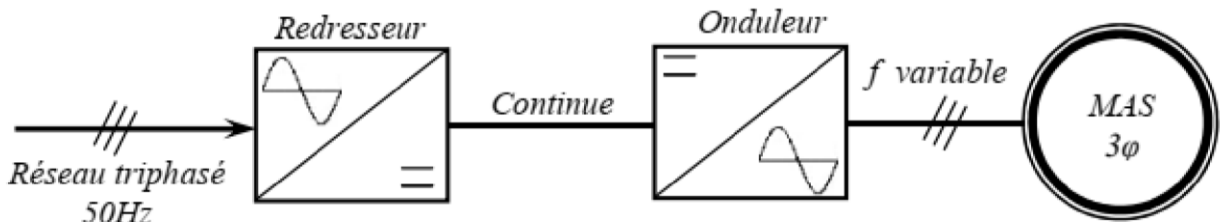


Figure I.5-3:Convertisseur de fréquence

(b) L'onduleur non autonome (ou assisté)

Un onduleur non autonome ou assisté est un système de commutation à thyristors, dont les instants de commutation sont imposés par la charge, [2]. Dans ce cas, la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie sont imposées par le réseau alternatif sur lequel débite l'onduleur. Ce type d'onduleur est utilisé pour :

- Le transport d'énergie en courant continu, on peut transporter de grandes puissances à très haute tension (de l'ordre du million de volts) par lignes aériennes sur des distances élevées (500-1000 Km) pour lesquelles, les lignes à courant alternatif posent des problèmes délicats (stabilité, pertes...). De plus, le transport sur des plus faibles distances par câbles souterrains dont la capacité très élevée, limite leur emploi en courant alternatif, [3].
- Le freinage par récupération : pendant le freinage de la machine à courant continu qui peut fonctionner en génératrice, l'énergie fournie dans ce cas peut être récupérée et transférée au réseau alternatif par un onduleur assisté (domaine de la traction électrique), [4].

Selon la nature de la source continue alimentant l'onduleur, on distingue l'onduleur de tension et celui de courant.

(c) L'onduleur de tension

C'est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue, d'impédance interne négligeable. Sa tension n'est pas affectée par la variation du courant qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie, figure I.5-4 [16]:

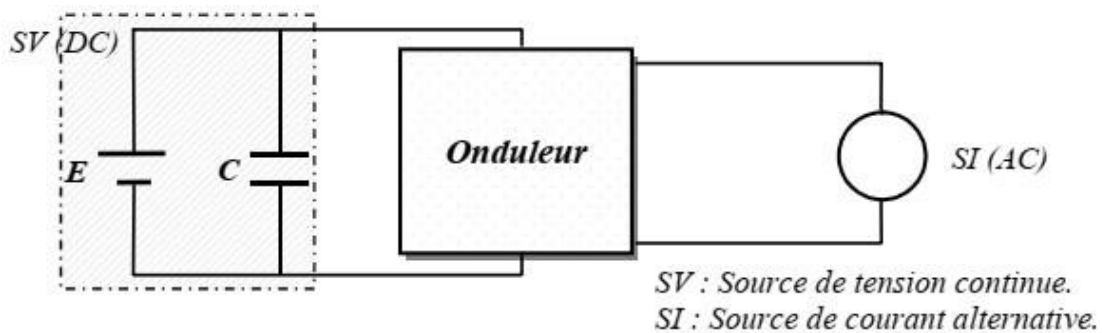


Figure I.5-4: Représentation schématique d'un onduleur de tension

L'onduleur de tension est autonome si la fréquence de la tension de sortie est indépendante du réseau alternatif, il est non autonome (assisté) si la fréquence est imposée par le réseau alternatif. Selon le choix des interrupteurs commandés, les onduleurs présentent des avantages les uns par rapport aux

autres. C'est pourquoi un onduleur de tension à transistors présente des avantages par rapport à celui à thyristors :

- ✓ Facilité de commande (le transistor est commandé à l'ouverture et à la fermeture),
- ✓ Élimination du circuit de commutation forcée,
- ✓ Faibles pertes de commutation,
- ✓ Possibilité de fonctionnement à des fréquences plus élevées.

(d) L'onduleur de courant

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, Figure I.5-5, d'impédance interne si grande pour que le courant qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension à ses bornes. La source continue impose le courant à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

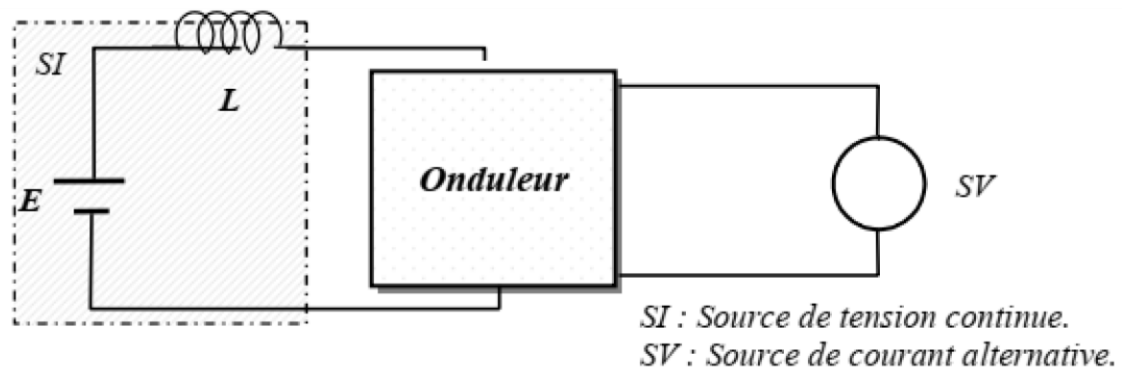


Figure I.5-5: Représentation schématique d'un onduleur de courant

I.6 Onduleur de tension triphasé

On peut réaliser un onduleur triphasé en regroupant, en parallèle, trois onduleurs monophasés (en pont ou en demi-pont) et commander les interrupteurs de chacun pour obtenir à la sortie trois phases décalées de 120° . En fait, en regroupant trois demi ponts monophasés, on obtient un onduleur en pont triphasé à six interrupteurs représentés par la Figure 1.16 dont les interrupteurs du même bras de l'onduleur doivent être complémentaires pour que la tension continue U ne soit jamais en court-circuit et pour que les circuits des courants i_a , i_b et i_c ne soient jamais ouverts. Afin que les

interrupteurs puissent imposer les tensions de sortie, quelques soient les courants de charge, il faut que ces derniers soient bidirectionnels en courant. Chacun d'eux est formé d'un semi-conducteur à ouverture et à fermeture commandées et d'une diode montée en antiparallèle. Ces interrupteurs peuvent être réalisées, suivant la puissance à contrôler, avec des transistors MOS ou bipolaires, des IGBTs ou des GTOS associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant. [2], [3], [4].

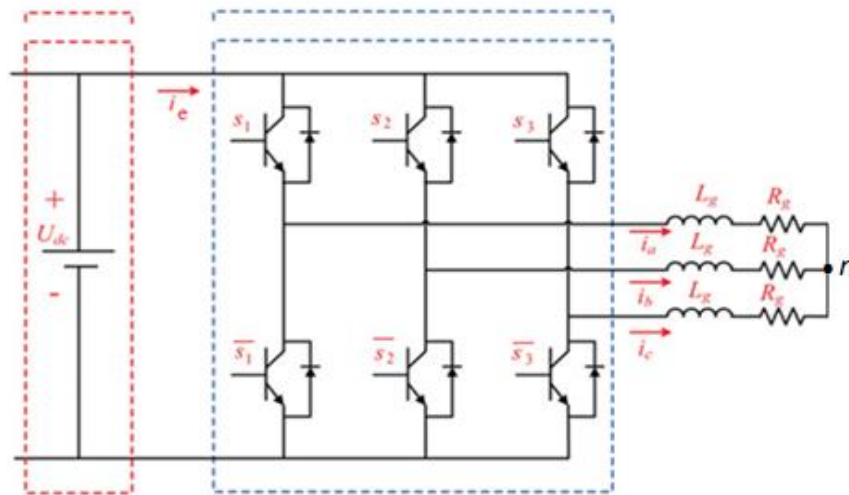


Figure I.6-1: Onduleur de tension triphasé à base de IGBT

I.6.1 Le fonctionnement Conventionnel

Classiquement, on peut commander l'onduleur de façon que

- i) Chaque interrupteur conduit durant 120°
- i) Chaque interrupteur conduit durant 180°

Par exemple, en pleine onde (180°), les intervalles de commande de fermeture de chaque interrupteur sont définis comme suit :

- S_1 conduit pour $0 < \omega t < \pi$
- S_2 conduit pour $-\frac{2\pi}{3} < \omega t < \pi - \frac{2\pi}{3}$
- S_3 conduit pour $\frac{2\pi}{3} < \omega t < \pi + \frac{2\pi}{3}$

I.6.2 Stratégies de commande

(a) Commande 180°

Lorsque la séquence de commande de fermeture d'un interrupteur coïncide avec la commutation d'ouverture de l'interrupteur situé sur le même bras, on parle dans ce cas, d'un onduleur de type 180°, Figure I.6-2.

Pour le premier bras de l'onduleur, l'interrupteur K1 est fermé pendant une demi-période (180°), et K'1 est fermé pendant l'autre demi de la période. Pour les deux autres bras de l'onduleur, on applique la même procédure, mais avec un décalage de $2\pi/3$ et $4\pi/3$ par rapport au premier bras [1], [17].

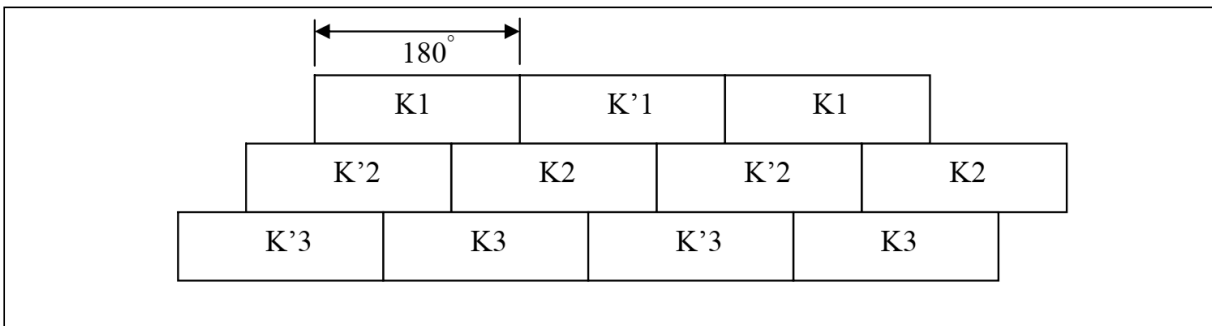


Figure I.6-2: Commande 180°

En appliquant ce type de commande pour l'onduleur, on obtient un système de tensions alternatives triphasées caractérisées par l'absence des harmoniques de rangs multiples de trois.

(b) Commande 120°

Dans ce cas la Figure 1.20, la commande de fermeture d'un interrupteur ne coïncide plus avec la commande d'ouverture de l'interrupteur placé sur le même bras, on parle dans ce cas d'un onduleur de type 120°.

Avec cette technique de commande, Chaque interrupteur fonctionne pendant 120°, telle que la séquence est K1, K2 puis K3 successivement. De même pour les interrupteurs K'1, K'2 et K'3 avec un décalage de 60° par rapport à K1, K2, K3.

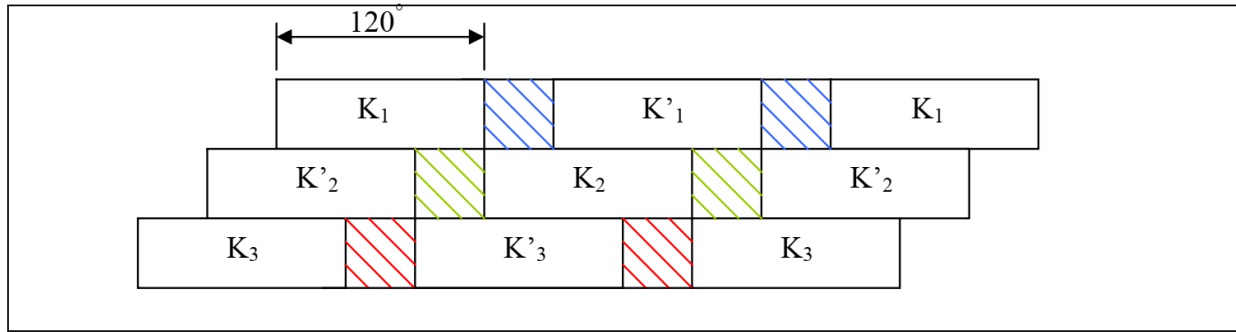


Figure I.6-3: Commande 120°

(c) **Commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI)**

Les tensions obtenues aux bornes du récepteur (la charge) pour les onduleurs triphasés conventionnels présentent plusieurs harmoniques, il est donc nécessaire de chercher à se rapprocher d'une forme d'onde sinusoïdale. Pour cela on fait appel à la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). Dans ce contexte, nous savons bien qu'avec la possibilité d'avoir des transistors de puissance à un coût moindre il est devenu possible d'utiliser la technique MLI pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur, et par la conséquence, la minimisation des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les ondulations du couple [2], [18].

En fait l'onduleur de tension à MLI est toujours choisi pour avoir une réponse rapide et des performances élevées. Dans ce type d'onduleur, la tension redressée alimentant l'onduleur peut être fixée par l'utilisation d'un redresseur à diodes. Dans ce cas, la tension et la fréquence de sortie sont contrôlées par l'onduleur en utilisant la technique MLI. Elle consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie, et à former chaque alternance de la tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables. La manipulation de nombre des impulsions formant chacune des alternances d'une tension de sortie d'un onduleur à MLI présente deux avantages importants à savoir :

- Repousser vers des fréquences élevées les harmoniques d'ordres inférieurs de la tension de sortie, ce que facilite le filtrage au niveau de la charge.
- Elle permet de faire varier la valeur fondamentale de la tension désirée.

En effet, les deux stratégies de modulation les plus utilisées en boucle ouverte pour un onduleur de tension triphasé sont la modulation sinusoïdale et la modulation vectorielle :

(i) Modulation Sinusoïdale

Cette stratégie est héritée des techniques analogiques. Elle consiste à calculer la largeur d'une impulsion de manière à obtenir la tension de référence en moyenne sur une période de commutation. Elle repose sur la génération des signaux de commande en comparant deux ondes ; la première triangulaire d'amplitude fixe et de fréquence très élevée ; appelée porteuse ou onde de modulation. La deuxième sinusoïdale d'amplitude variable et de fréquence f qui détermine la fréquence de la tension de sortie ; appelée référence. Les instants de commutation sont déterminés par l'intersection de ces deux signaux. Le réglage en amplitude et en fréquence de la tension de sortie de l'onduleur est défini par le coefficient de réglage en tension (représentant le rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de la porteuse), et l'indice de modulation (donnant le rapport des fréquences de la porteuse et de la référence) [3], [18].

(ii) Modulation vectorielle

L'utilisation des technologies numériques permet le recours à des stratégies de modulation triphasée spécifiques, non déduites des techniques analogiques initialement conçues en monophasé. Parmi ces technologies numériques on trouve la modulation vectorielle (Space Vector Modulation). Qui représente la méthode de modulation ou de commande la plus adoptée au contrôle des machines à courant alternatif beaucoup plus les machines asynchrones.

En effet, contrairement à la modulation sinusoïdale, la MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur. Mais elle traite les signaux directement dans le plan diphasé de la transformée de Concordia. Donc le principe de base de cette modulation consiste à reconstruire le vecteur de tension de sortie de l'onduleur à partir des huit vecteurs de tension correspondant aux huit états possibles de l'onduleur de tension [18]

(iii) Avantages de la MLI

Une bonne élimination d'harmonique par rapport aux autres commandes.

Avec une même source continue la MLI permet l'alimentation de plusieurs ensembles onduleurs, moteurs asynchrones.

La variation de la valeur du fondamental de tension de sortie.

La MLI permet d'écarter vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie (le filtrage). [19]

(iv) *Inconvénients de la MLI*

Le contenu harmonique généré par une onde M.L.I entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes Joule et pertes par courants de Foucault).

Elle génère des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques dans les machines tournantes des oscillations de couple.

Elle déstabilise le système à cause de l'injection du bruit sur la commande. [20]

I.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un état de l'art résumé sur les convertisseurs de puissance, leur principe de fonctionnement, la constitution de leur physique élémentaire, ainsi que leurs applications. Nous nous sommes intéressés principalement aux onduleurs de tensions, le triphasé en particulier, dont on a présenté la structure, le détail de son fonctionnement, et les différentes stratégies de commande les plus répandues dans la littérature. Le prochain chapitre sera consacré à l'étude de son modèle mathématique.

Chapitre II. Modélisation dynamique de l'onduleur triphasé

II.1 Introduction :

L'onduleur triphasé deux niveaux (3P2L) présenté dans la fin du premier chapitre a plusieurs variantes d'utilisation. Outre son utilisation pour alimenter une charge isolée (ex. variateur de vitesse dans les machines tournantes), il est de nos jours de plus en plus intégré dans les micro et grands réseaux, soit alimenté par une source d'énergie renouvelable comme des panneaux photovoltaïque, ou utilisé comme filtre actif parallèle, et dans ce cas, sa fonction n'est autre que de « recycler » la puissance du réseau en modifiant sa forme. Ce chapitre va discuter le modèle dynamique de l'onduleur dans les trois cas.

II.2 L'onduleur 3P2L à charge isolée :

L'onduleur 3P2L à charge isolé se compose de trois bras chacun comportant deux interrupteurs bidirectionnels et entièrement commandables à l'ouverture et à la fermeture. Ils peuvent être soit des MOSFET pour les faibles puissances et fréquences très élevées, des IGBT pour les grandes puissances et fréquences élevées, ou des GTO pour les très grandes puissances et fréquences faibles [19][20], misent en antiparallèle avec des diodes pour assurer la circulation bidirectionnelle du courant. L'onduleur alimente une charge alternative isolée du réseau, comme un site habité ou un moteur alternatif. L'onduleur est supposé alimenté par une source DC pouvant être supposée constante (comme une tension redressée provenant du réseau), ou variable comme une batterie électrochimique ou une source photovoltaïque.

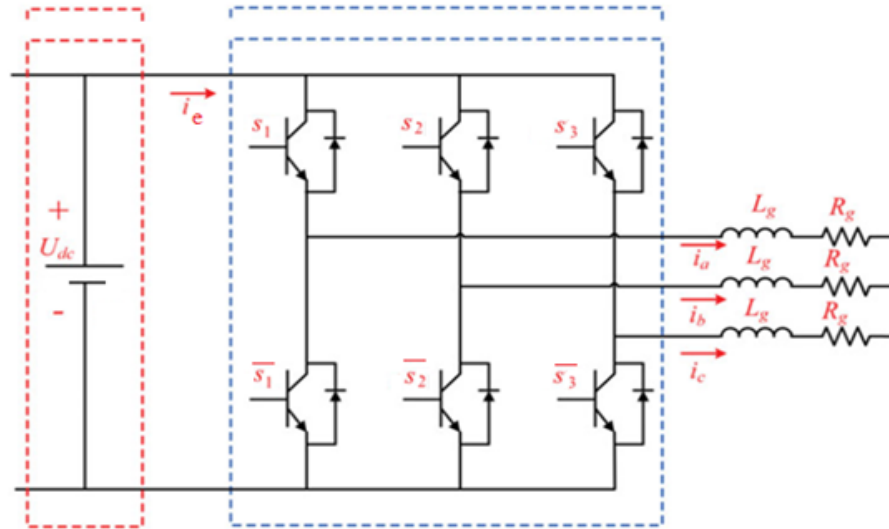


Figure II.2-1: L'onduleur triphasé à charge isolée

II.2.1 Modèle mathématique Instantané :

L'onduleur 3P2L à charge RL est représenté dans la figure II.2-1, il est composé de 3 bras, chacun contient deux interrupteurs commandables, les interrupteurs de chaque bras sont commandés de façon complémentaire, i.e. si s_i est fermé \bar{s}_i à est ouvert, et vice versa. La charge est supposée RL en étoile, c'est le cas par exemple un moteur alternatif. En utilisant la loi des mailles, le modèle instantané est donné par les équations dynamiques suivantes [21]:

$$\begin{cases} L \frac{d\hat{i}_a}{dt} + Ri_a = \hat{S}_a \hat{U}_{dc} - \hat{U}_n \\ L \frac{d\hat{i}_b}{dt} + Ri_b = \hat{S}_b \hat{U}_{dc} - \hat{U}_n \\ L \frac{d\hat{i}_c}{dt} + Ri_c = \hat{S}_c \hat{U}_{dc} - \hat{U}_n \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Avec U_n est la tension du point n , son expression est donnée par

$$\widehat{U}_n = \frac{\widehat{U}_{dc}}{3} (\widehat{S}_a + \widehat{S}_b + \widehat{S}_c) \quad (\text{II.2})$$

En substituant \widehat{U}_n dans l'équation (II.1), on obtient :

$$\begin{cases} L \frac{d\widehat{i}_{ia}}{dt} + Ri_a = +\frac{2}{3}\widehat{U}_{dc}\widehat{S}_a - \frac{\widehat{U}_{dc}}{3}\widehat{S}_b - \frac{\widehat{U}_{dc}}{3}\widehat{S}_c \\ L \frac{d\widehat{i}_{ib}}{dt} + Ri_b = -\frac{\widehat{U}_{dc}}{3}\widehat{S}_a + \frac{2}{3}\widehat{U}_{dc}\widehat{S}_b - \frac{\widehat{U}_{dc}}{3}\widehat{S}_c \\ L \frac{d\widehat{i}_{ic}}{dt} + Ri_c = -\frac{\widehat{U}_{dc}}{3}\widehat{S}_a - \frac{\widehat{U}_{dc}}{3}\widehat{S}_b + \frac{2}{3}\widehat{U}_{dc}\widehat{S}_c \end{cases}$$

Et qui peut être écrite sous la forme :

$$\begin{cases} \frac{d\widehat{i}_{ia}}{dt} = -\frac{Ri_a}{L} + \left(\frac{2}{3}\widehat{S}_a - \frac{1}{3}\widehat{S}_b - \frac{1}{3}\widehat{S}_c\right) \frac{\widehat{U}_{dc}}{L} \\ \frac{d\widehat{i}_{ib}}{dt} = -\frac{Ri_b}{L} + \left(-\frac{1}{3}\widehat{S}_a + \frac{2}{3}\widehat{S}_b - \frac{1}{3}\widehat{S}_c\right) \frac{\widehat{U}_{dc}}{L} \\ \frac{d\widehat{i}_{ic}}{dt} = -\frac{Ri_c}{L} + \left(-\frac{1}{3}\widehat{S}_a - \frac{1}{3}\widehat{S}_b + \frac{2}{3}\widehat{S}_c\right) \frac{\widehat{U}_{dc}}{L} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Le modèle d'état est donc donné dans la forme d'état matricielle suivante :

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (\text{II.4})$$

Avec : $A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}$ Et $B = \frac{\widehat{U}_{dc}}{L} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}$ sont respectivement la matrice d'état et de

commande.

$x = \begin{bmatrix} \hat{i}_a \\ \hat{i}_b \\ \hat{i}_c \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^3$ Est le vecteur d'état et $u = \begin{bmatrix} \hat{S}_a \\ \hat{S}_b \\ \hat{S}_c \end{bmatrix} \in \{0,1\}^3$ est le vecteur de commande.

Le modèle de l'équation (II.4) est linéaire à paramètres variants du fait qu'on a supposé \hat{U}_{ac} variable, si celle-ci est constante, le système devient linéaire à paramètres invariants LTI et deviendrait représentable sous forme de matrice de transfert dans le domaine de Laplace.

II.2.2 Modèle dynamique moyen :

Le modèle dynamique instantané est un modèle réel dans le sens que les signaux y étant impliqués sont des signaux pris instantanément. L'onduleur est généralement commandé par des signaux binaires discontinus qui provoquent des signaux (courants et tensions) comprenant une sorte de cassures. Si les signaux d'entrées binaires sont générés par un étage MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) ce qui est souvent le cas ; il serait plus simple de considérer le modèle dynamique moyen de l'onduleur qui simule la variation moyenne des signaux d'état en fonction de la variation moyenne des signaux d'entrée. Moyenne ici signifie sur une fenêtre glissante de longueur T , ou T est la période de l'étage MLI. [22]

Soit $x(t)$ un signal instantané, sa valeur moyenne sur une fenêtre glissante de longueur T est donnée par

$$x(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t \hat{x}(\tau) d\tau$$

En appliquant l'intégrale précédente sur le modèle instantané on obtient le modèle moyen de l'onduleur donné par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{U_{dc}}{L} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Ou $s_i = d_i$ est la valeur moyenne du signal de commutation de l'interrupteur s_i ; on l'appelle aussi le rapport cyclique de l'interrupteur s_i ou $i = \{a, b, c\}$.

Le passage du modèle instantané au modèle moyen est en fait une approximation qui est aussi précise que U_{dc} tend à être constant. Elle est donc exacte si U_{dc} est parfaitement constante.

II.2.3 Etude de la contrôlabilité du modèle moyen :

Un système d'équation d'état est dit complètement commandable sur l'intervalle de temps $[t_0, t_1]$ $t_1 < \infty$ s'il existe une commande $u(t)$ définie sur $[t_0, t_1]$ permettant de faire évoluer le système d'un état initial quelconque $x(t_0)$ à un état désiré quelconque $x(t_1)$, La commandabilité d'un système linéaire donnée dans sa forme d'état (II.4) s'étudie sur les matrices A et B par le critère de Kalman, qui stipule que (II.4) est commandable si sa matrice de commandabilité donné par [23] :

$$\text{rang}(C) = \text{rang}[B \quad AB \quad \dots \quad A^{n-1}B] = n \quad (\text{II.6})$$

Pour l'onduleur à charge isolé dont la dynamique est régie par (II.5), la matrice de commandabilité est donnée par

$$C = \begin{bmatrix} \frac{2U_{dc}}{3L} & \frac{-U_{dc}}{3L} & \frac{-U_{dc}}{3L} & \frac{-2RU_{dc}}{3L^2} & \frac{RU_{dc}}{3L^2} & \frac{RU_{dc}}{3L^2} & \frac{2R^2U_{dc}}{3L^3} & \frac{-R^2U_{dc}}{3L^3} & \frac{-R^2U_{dc}}{3L^3} \\ \frac{-U_{dc}}{3L} & \frac{2U_{dc}}{3L} & \frac{-U_{dc}}{3L} & \frac{RU_{dc}}{3L^2} & \frac{-2RU_{dc}}{3L^2} & \frac{RU_{dc}}{3L^2} & \frac{-R^2U_{dc}}{3L^3} & \frac{2R^2U_{dc}}{3L^3} & \frac{-R^2U_{dc}}{3L^3} \\ \frac{-U_{dc}}{3L} & \frac{-U_{dc}}{3L} & \frac{2U_{dc}}{3L} & \frac{RU_{dc}}{3L^2} & \frac{RU_{dc}}{3L^2} & \frac{-2RU_{dc}}{3L^2} & \frac{-R^2U_{dc}}{3L^3} & \frac{-R^2U_{dc}}{3L^3} & \frac{2R^2U_{dc}}{3L^3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Nous pouvons voir que $l_1 + l_2 = -l_3$, ce qui signifie que le rang de \mathcal{C} chute. i.e. $\text{rang}(\mathcal{C}) < 3$. Il est exactement égal à 2 vu qu'il n'y a aucune relation entre les deux autres lignes. On peut conclure donc que le modèle n'est pas complètement commandable.

Remarque sur la commandabilité de l'onduleur triphasé :

Le modèle dynamique donné par le modèle précédent régit vraiment le comportement de l'onduleur triphasé, cependant, il y a une équation algébrique supplémentaire omise qui détermine une relation algébrique « toujours satisfaite » entre les courants des phases, c'est l'équation du nœud de sortie donnée par

$$i_a + i_b + i_c = 0 \tag{II.8}$$

L'effet de cette équation est qu'elle impose dès le départ une relation entre les courants de phase. Nous pouvons donc omettre la dynamique de i_c et considérer l'équation algébrique (II.8) à sa place.

Le nouveau modèle de l'onduleur est donc donné par les dynamiques i_a et i_b comme suit

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = -\frac{Ri_a}{L} + \left(\frac{2}{3}S_a - \frac{1}{3}S_b - \frac{1}{3}S_c\right)\frac{U_{dc}}{L} \\ \frac{di_b}{dt} = -\frac{Ri_b}{L} + \left(-\frac{1}{3}S_a + \frac{2}{3}S_b - \frac{1}{3}S_c\right)\frac{U_{dc}}{L} \end{cases} \tag{II.9}$$

Et $i_c = -i_a - i_b$

II.2.4 Simulation du modèle moyen en boucle ouverte :

Dans cette simulation, nous prenons des rapports cycliques à allures sinusoïdales d'amplitude égale à 0.5, centrées à 0.5 avec des déphasages réguliers de la même manière que l'on veut voir les courants de sortie. On a utilisé l'onduleur triphasé à deux niveaux (3P2L) avec une source d'alimentation idéale $U_{dc} = 700(V)$, une charge RL avec $R_g = 1(\Omega)$ $L_g = 10^{-3}(H)$.

Dans un deuxième temps on essaye de changer brusquement la valeur de la tension U_{dc} de 700(V) à 600(V) pour voir son effet sur les courants de sortie. La commande en boucle ouverte conserve

toujours la valeur de la commande et ne réagit pas à ce changement en considérant qu'elle ne mesure pas la valeur de U_{dc} .

(a) Résultat de simulation :

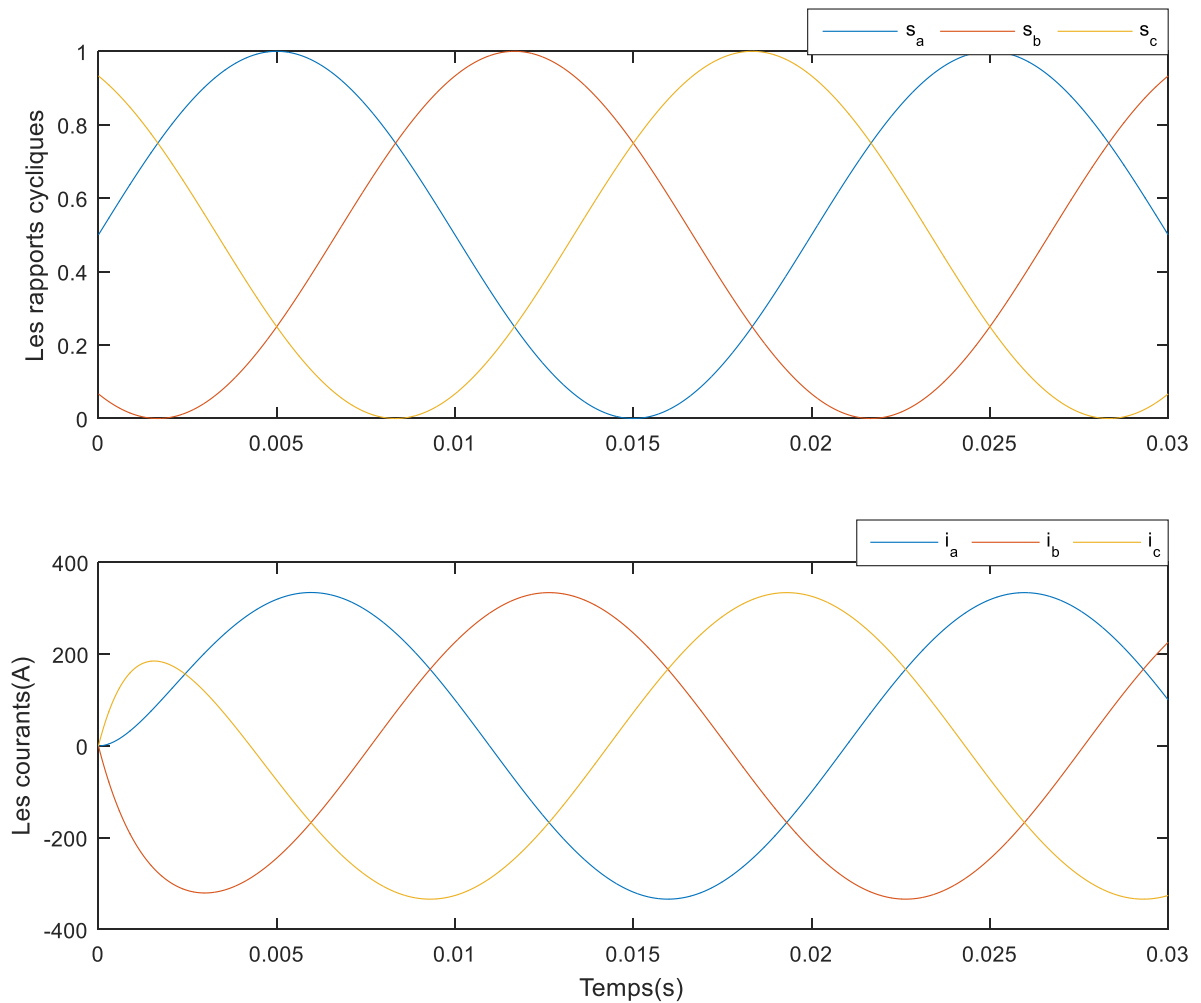


Figure II.2-2: Simulation en boucle ouverte de l'onduleur triphasé à charge isolée

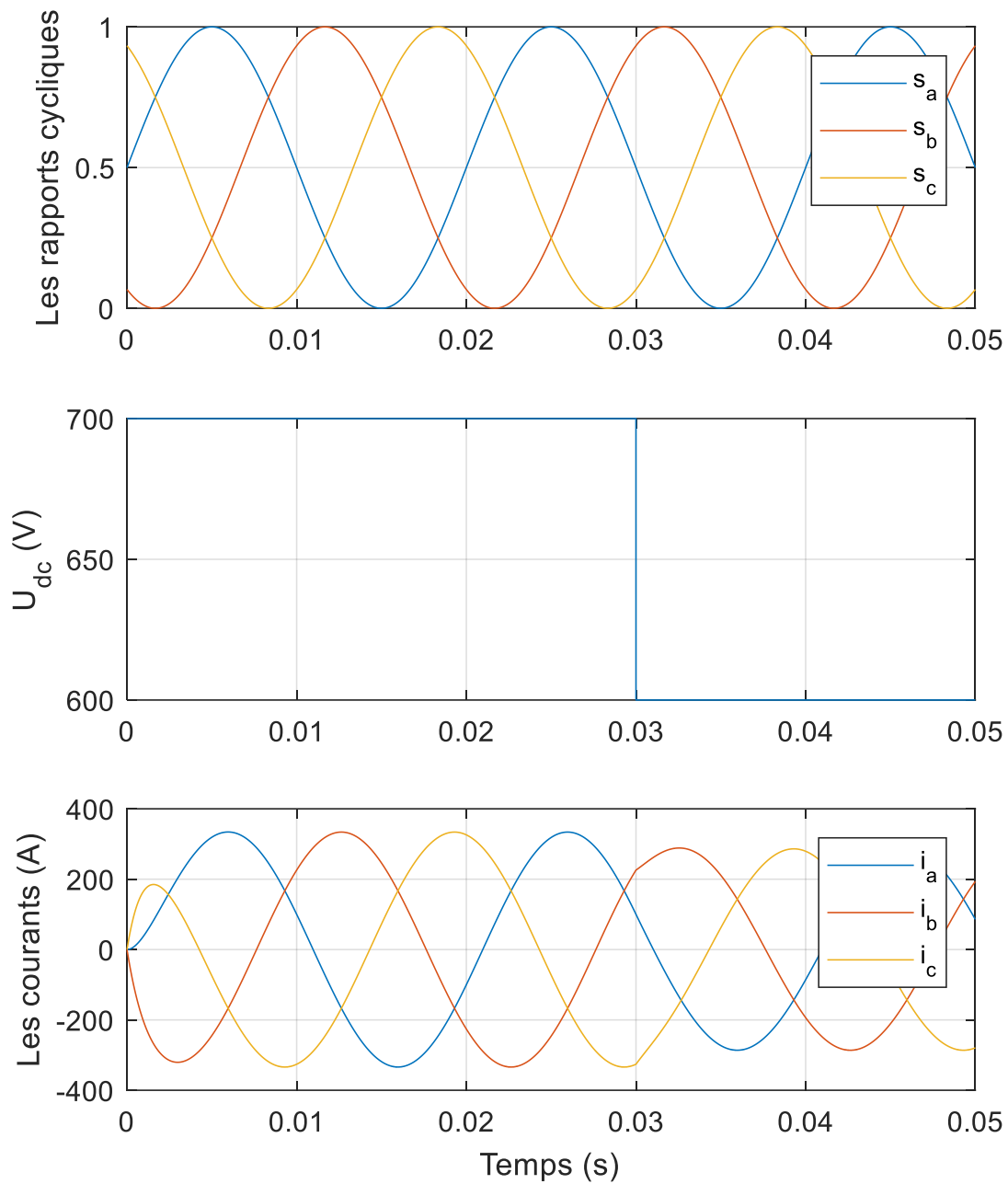


Figure II.2-3: Simulation en BO avec variation de U_{dc}

(b) Commentaire sur les figures de simulation :

La figure montre que les courants moyens convergent vers des allures sinusoïdales déphasées régulièrement, avec une fréquence qui vaut exactement celle des rapports cycliques, et des amplitudes constantes qui valent un peu moins de 350A. Les courants sinusoïdaux sont décalés des commandes à cause de la présence d'une inductance qui donne à l'onduleur le caractère d'un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure et le gain sont déterminés par les valeurs de L et R . Si l'inductance n'y était pas, les courants de sortie auraient été exactement en phase avec les rapports cycliques et leurs amplitudes vaudraient exactement $\frac{U_{dc}}{2R} = 350V$.

Figure II.2-4 montre la simulation de la même commande avec l'introduction d'un changement brusque de U_{dc} à l'instant $t = 0.03s$, la commande est supposée insensible à ce changement, elle conserve donc son allure. Nous voyons clairement que les courants de sortie ont été affectés en amplitude, pour palier à ce défaut, la valeur de U_{dc} doit être parfaitement mesurée et utilisée pour adapter la commande, dans ce cas la commande devient de type « feed-forward ». Il est plus pratique d'adapter la commande en fonction des mesures des courants, et on parle dans ce cas de la commande en boucle fermée « feedback » qui fera l'objet du prochain chapitre.

II.2.5 Simulation du modèle instantané :

Une simulation réaliste de l'onduleur consiste à simuler son comportement instantané en lui appliquant des entrées binaires qui commandent ses interrupteurs à l'ouverture et à la fermeture. L'obtention du comportement instantané peut être facilement déduit du modèle moyen en introduisant à celui-ci des étages MLI qui reçoivent les rapports cycliques et génèrent les signaux binaires correspondants.

L'étage MLI consiste à comparer le signal du rapport cyclique avec un signal triangulaire « généré intrinsèquement » entre 0 et 1 de fréquence bien choisie. La sortie choisit 0 ou 1 selon le signe de la comparaison entre le signal triangulaire et le rapport cyclique. L'étage MLI est caractérisé par sa fréquence de commutation qui est celle du signal triangulaire que nous choisissons ici égale à 10kHz.

Résultat de simulation :

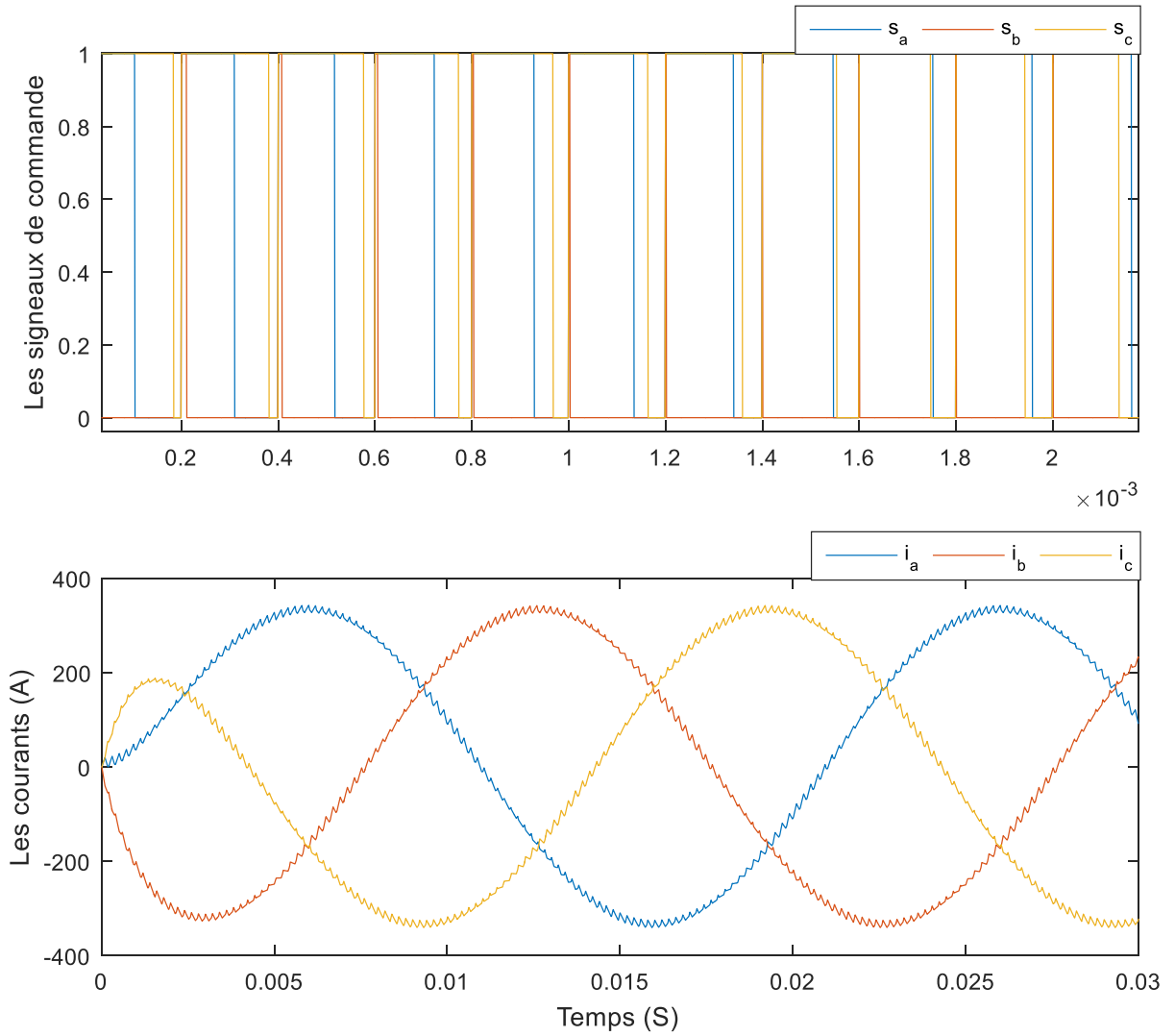


Figure II.2-5: Simulation en BO du modèle instantané de l'onduleur triphasé à charge isolée

Commentaire sur les figures de simulation :

Nous observons que les allures des courants ont la même forme que dans le modèle moyen à la différence que celles du modèle instantané éprouvent des ondulations haute fréquence. Ces ondulations sont le résultat de la recharge/décharge continue de l'inductance dans la résistance créée par les commutations rapides. Du point de vue automatique nous pouvons interpréter ces ondulations comme l'effet d'une entrée haute fréquence qui s'ajoute à l'entrée moyenne (du modèle moyen). Cette entrée HF serait mieux filtrée avec une inductance de valeur plus grande.

II.3 Onduleur 3P2L raccordé au réseau :

Comme pour un onduleur dans une installation autonome, un onduleur réseau a pour principe de transformer une tension continue en une tension alternative, mais dans ce cas la tension de sortie est imposée par le réseau. L'onduleur connecté dans le réseau a pour objectif de contrôler les flux de puissance en contrôlant le courant échangé avec le réseau [24].

Les différences essentielles sont que l'onde sera obligatoirement sinusoïdale et que cette tension alternative qui va « charger » le réseau, devra se mettre en phase avec ce dernier et répondre à un ensemble de prescriptions et d'impératifs de sécurité plus contraignants.

Les onduleurs couplés au réseau utilisent deux techniques de génération du signal alternatif :

- Soit la sinusoïde est produite par l'onduleur qui utilise le passage par zéro du réseau pour se synchroniser.
- Soit le réseau est utilisé comme source du signal et de synchronisation.

Dans sa structure, l'onduleur raccordé au réseau est le même que l'onduleur à charge isolée mais auquel on a ajouté des sources de tensions connectées en série avec la charge et qui représentent idéalement le réseau.

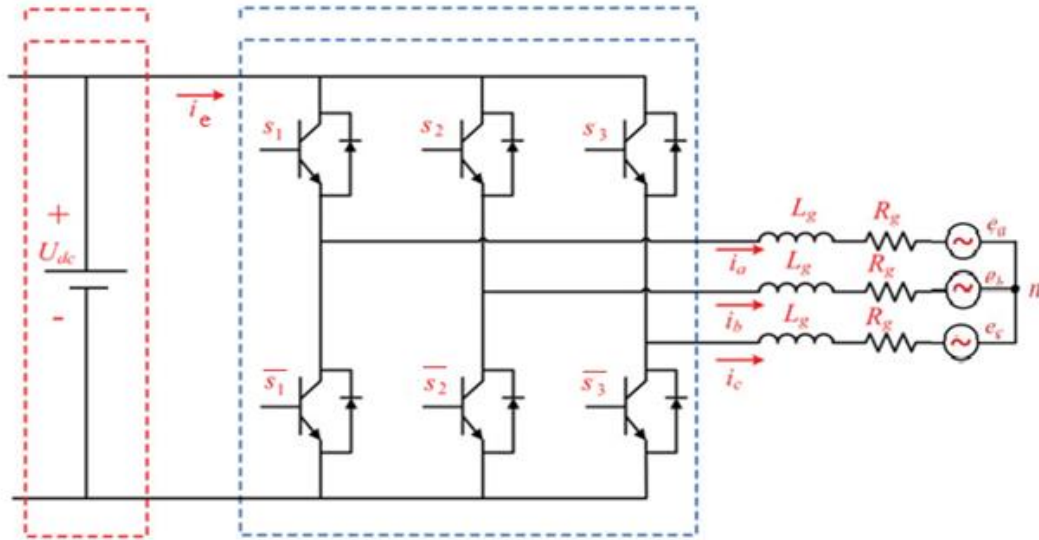


Figure II.3-1: Structure d'un onduleur 3P2L raccordé au réseau

II.3.1 Modèle mathématique :

L'onduleur 3P2L raccordé au réseau est représenté dans la figure II.3-1, En utilisant la loi des mailles, le modèle moyen est directement donné par les équations dynamiques suivantes :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + e_a = S_a U_{dc} - U_n \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + e_b = S_b U_{dc} - U_n \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + e_c = S_c U_{dc} - U_n \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Avec U_n est la tension du point n , son expression est donnée comme suit

$$U_n = \frac{U_{dc}}{3} (S_a + S_b + S_c) \quad (\text{II.11})$$

En substituant U_n dans l'équation (II.10), on obtient :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + e_a = +\frac{2}{3}U_{dc}S_a - \frac{U_{dc}}{3}S_b - \frac{U_{dc}}{3}S_c \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + e_b = -\frac{U_{dc}}{3}S_a + \frac{2}{3}U_{dc}S_b - \frac{U_{dc}}{3}S_c \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + e_c = -\frac{U_{dc}}{3}S_a - \frac{U_{dc}}{3}S_b + \frac{2}{3}U_{dc}S_c \end{cases}$$

Et qui peut être écrite sous la forme :

$$\begin{cases} \frac{di_a}{dt} = -\frac{Ri_a}{L} + \left(\frac{2}{3}S_a - \frac{1}{3}S_b - \frac{1}{3}S_c\right)\frac{U_{dc}}{L} - \frac{e_a}{L} \\ \frac{di_b}{dt} = -\frac{Ri_b}{L} + \left(-\frac{1}{3}S_a + \frac{2}{3}S_b - \frac{1}{3}S_c\right)\frac{U_{dc}}{L} - \frac{e_b}{L} \\ \frac{di_c}{dt} = -\frac{Ri_c}{L} + \left(-\frac{1}{3}S_a - \frac{1}{3}S_b + \frac{2}{3}S_c\right)\frac{U_{dc}}{L} - \frac{e_c}{L} \end{cases}$$

Le modèle d'état est donc donné dans la forme d'état matricielle affine suivante

$$\dot{x} = Ax + Bu + C \quad (\text{II.12})$$

Avec

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, B = \frac{U_{dc}}{L} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \text{ et } C = \begin{bmatrix} -\frac{e_a}{L} \\ -\frac{e_b}{L} \\ -\frac{e_c}{L} \end{bmatrix} \text{ sont respectivement la matrice d'état,}$$

la matrice de commande et la perturbation.

$$x = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^3 \text{ est le vecteur d'état et } u = \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \in \{0,1\}^3 \text{ est le vecteur de commande.}$$

II.3.2 Simulation

Dans cette simulation on a utilisé une source d'alimentation idéale $U_{dc} = 700(V)$, choisie supérieure au double de l'amplitude de la tension du réseau pour pouvoir y injecter une puissance active. Ici par contre la résistance R_g est négligeable car l'onduleur n'est pas supposé alimenter une

charge autre que le réseau, la valeur de l'inductance est conservée égale à $L_g = 10^{-3}(H)$. Le signal de commande appliqué à l'onduleur est le même que dans le premier cas.

Résultat de simulation :

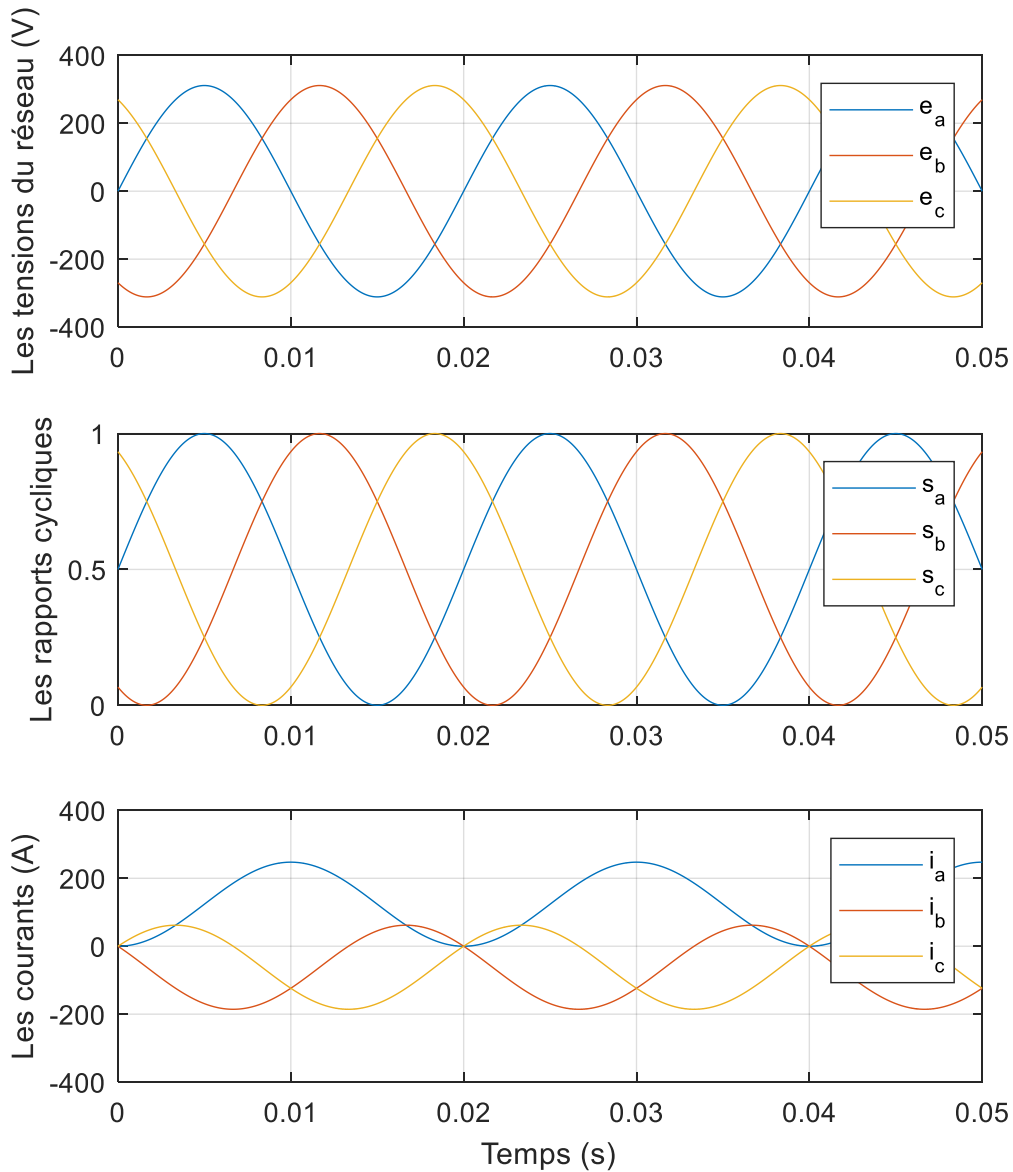


Figure II.3-2: Simulation en BO de l'onduleur 3P2L raccordé au réseau

Commentaire sur les figures de simulation :

La commande en boucle ouverte dans le cas de l'onduleur connecté au réseau a montré un résultat très particulier, ils n'oscillent pas autour de zéro comme on l'a observé dans le premier cas, bien qu'ils restent équilibrés (somme nulle). Ceci est expliqué par le fait que la valeur moyenne des courants est fortement dérangée par le déphasage entre les rapports cycliques et les tensions du réseau. Les courants peuvent donc être aménagés vers le centre en choisissant le décalage adéquat entre les rapports cycliques et les tensions du réseau.

Nous rappelons aussi que ce résultat est propre au cas où la résistance est nulle, c'est théoriquement le cas, du fait que la seule résistance présente dans l'installation est due aux imperfections de la ligne. Dans le cas où la résistance du câble est considérée, il y aurait une convergence des courants vers le centre, avec, évidemment, une amplitude inférieure.

II.4 Onduleur 3P2L comme filtre actif :

Le filtre actif est un élément idéal pour l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique pour cela on va étudier et simuler un filtre actif triphasé, pour l'élimination des harmoniques circulant dans le réseau. Le montage du filtre actif à base du 3P2L, comme illustré dans la figure, est similaire à l'onduleur connecté au réseau, à la différence que le filtre comprend un condensateur à la place de la source DC. Sa fonction n'est autre que de recycler la puissance du réseau en modifiant sa forme selon un objectif bien déterminé, généralement l'amélioration de la qualité du réseau. C'est donc un nœud du réseau qui possède un bilan énergétique nul [25].

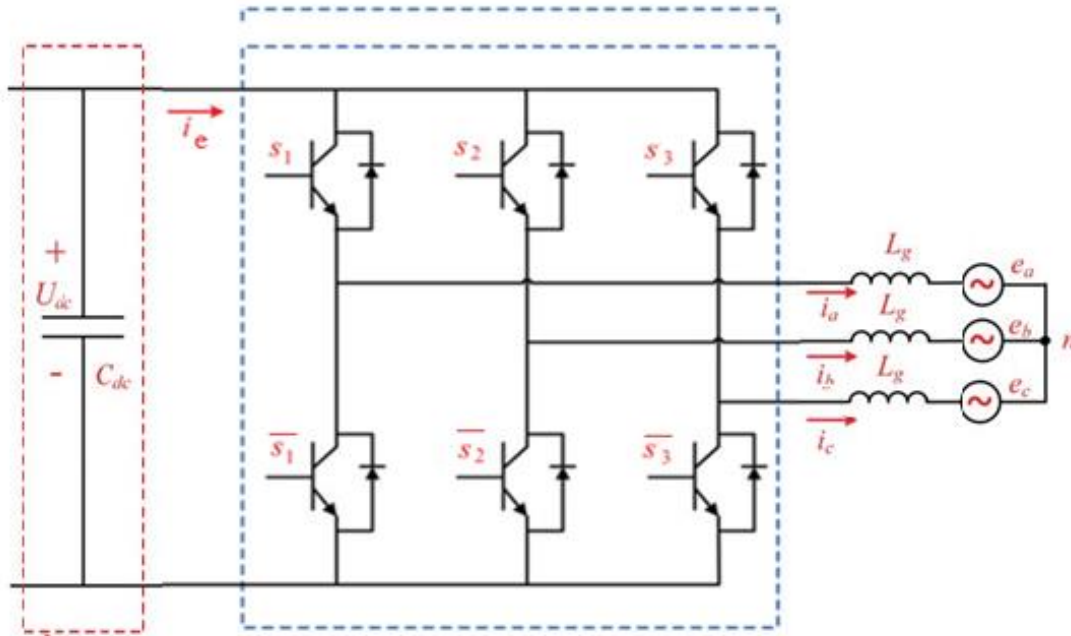


Figure II.4-1: Structure d'un filtre actif à base d'onduleur 3P2L

II.4.1 Modèle mathématique :

L'onduleur 3P2L en mode filtre actif est représenté dans la Figure II.4-1, En utilisant la loi des mailles, le modèle est donné par les équations dynamiques suivantes :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + e_a = S_a V_c - U_n \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + e_b = S_b V_c - U_n \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + e_c = S_c V_c - U_n \end{cases}$$

Avec $U_n = \frac{U_{dc}}{3} (S_a + S_b + S_c)$ est la tension du nœud de sortie, et V_c est la tension du condensateur, sa dynamique est donnée par :

$$\dot{V}_c = -\frac{I_c}{C}$$

Avec I_c est le courant du condensateur, son expression est donnée comme suit :

$$I_c = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c$$

Le modèle d'état n'est donc pas linéaire du fait du produit de V_c et I_c avec les signaux de commande, cette forme est dite « bilinéaire », nous n'écrivons pas donc les équations d'état sous forme matricielle.

II.4.2 Simulation :

Nous considérons dans cette simulation une valeur de $C = 100 (\mu F)$, sa tension V_c et dynamique pour utiliser comme un filtre actif passe bas. Nous conservons les mêmes valeurs que précédemment (résistance nulle et $L = 0.001 (H)$).

Résultat de simulation :

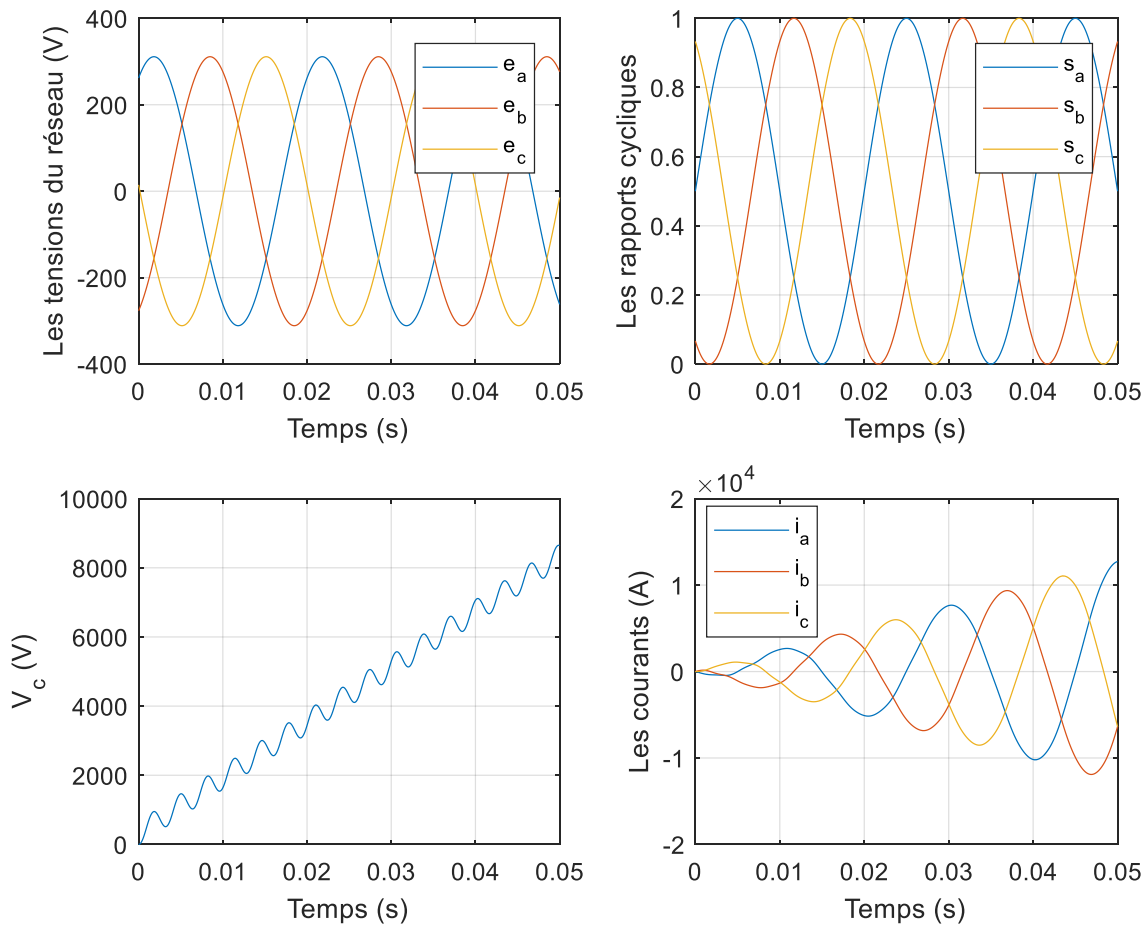


Figure II.4-2: Simulation BO du filtre actif à base d'onduleur 3P2L

Commentaire sur les figures de simulation :

La simulation du filtre actif à base de 3P2L comprend un état supplémentaire qui est la tension du condensateur. Nous remarquons une instabilité de tous les états du système qui peut être interprété par l'absence d'un élément passif (la résistance) dans le système. Physiquement, l'instabilité est due au bilan énergétique non nul correspondant à la commande appliquée. La commande choisie (arbitrairement) a eu pour conséquence de forcer la puissance à circuler en un seul sens (du réseau

à l'onduleur) et ce dernier n'a autre que le condensateur pour l'emmagasiner, ce qui explique la divergence de la tension dans le condensateur.

Dans un schéma de commande en boucle fermé, le système peut être stabilisé même en l'absence de l'élément passif en actionnant sur l'amplitude des rapports cycliques ou leur déphasage. L'objectif dans ce cas serait de faire circuler un courant de référence sous réserve de maintenir la tension du condensateur autour d'une valeur nominale.

II.4.3 Conclusion :

Dans ce chapitre on a réussi à simuler 3 systèmes différents à base de l'onduleur 3P2L commandés en boucle ouverte. Le premier était un onduleur fonctionnant de façon autonome pour alimenter une charge passive de type RL, isolée du réseau. La simulation a montré une stabilité de la commande en boucle ouverte due à la passivité naturelle du système causée par la résistance. Nous avons aussi montré qu'un changement à la tension d'alimentation a pour effet de modifier l'amplitude des courants de sortie.

En deuxième temps nous avons simulé le même onduleur raccordé à un réseau via une inductance tout en négligeant la résistance de la ligne. L'absence de la résistance a eu pour effet d'écartier les courants de sortie du centre. Ceci est expliqué par la sensibilité du système (en l'absence de la résistance) au déphasage entre les tensions du réseau et les rapports cycliques. L'absence de la résistance a rendu le système marginalement stable. (Valeurs moyennes des courants restent bornées mais ne convergent pas forcément à 0.

Troisièmement, nous avons simulé l'onduleur fonctionnant en filtre actif, dans ce cas la source d'entrée est remplacée par un condensateur. Toujours en négligeant la résistance de la ligne, la commande en boucle ouverte a échoué à stabiliser les courants et la tension du condensateur.

Dans le chapitre nous proposerons un bouclage à base de mode glissant pour stabiliser les états de l'onduleur indépendamment de sa nature.

Chapitre III. Commande par mode glissant de l'onduleur triphasé a deux niveaux

III.1 Introduction:

Dans ce chapitre nous allons donner quelques notions fondamentales sur la commande par mode glissant et le choix de la surface. Ensuite l'application de cette stratégie de commande sur l'onduleur triphasé a deux niveaux (3P2L).

Pour cela on utilise le réglage par mode glissant (MG). C'est un cas particulier de la commande à structure variable (CSV), et très connu par sa robustesse, stabilité, simplicité et temps de réponse très faible vis-à-vis l'insensibilité à la variation des paramètres internes et externes [26]. L'objectif de cette étude (commande de 3P2L par MG) est de synthétiser un bouclage (retour d'état) pour poursuivre des trajectoires de références désirée pour l'état.

III.2 Théorie de la commande par mode glissant :

La commande à structure variable par régime glissant est apparue depuis le début des années 60. Elle a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans les années soixante. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques [27]. La CSV qui, par sa nature, est une commande non linéaire. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hyper surface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface. Quand l'état est maintenu sur cette hyper surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées [28].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes, Figure 3.1 [27]:

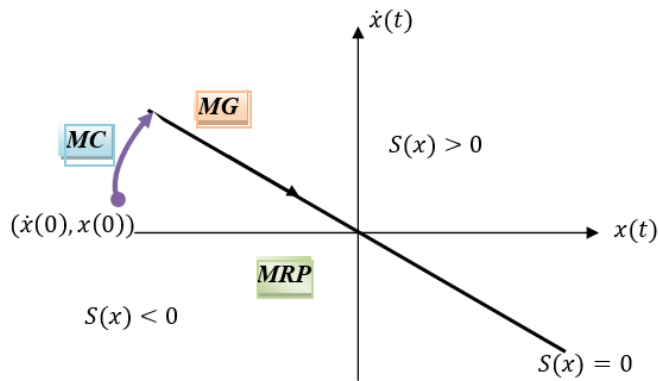


Figure III.2-1: Convergence du mode glissant dans le plan de phase

- **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 tend vers la surface de commutation $S(x) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence,
- **Mode glissant (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 $S(x) = 0$,
- **Mode du régime permanent (MRP)** : Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre (origine du plan de phase), il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

Avant d'entamer les méthodes utilisées dans la synthèse de système de contrôle par mode glissant, nous allons expliquer quelques notions de bases du régime glissant.

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 correspond à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution

du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation (Figure III.2-1).

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 (Figure III.2-2).

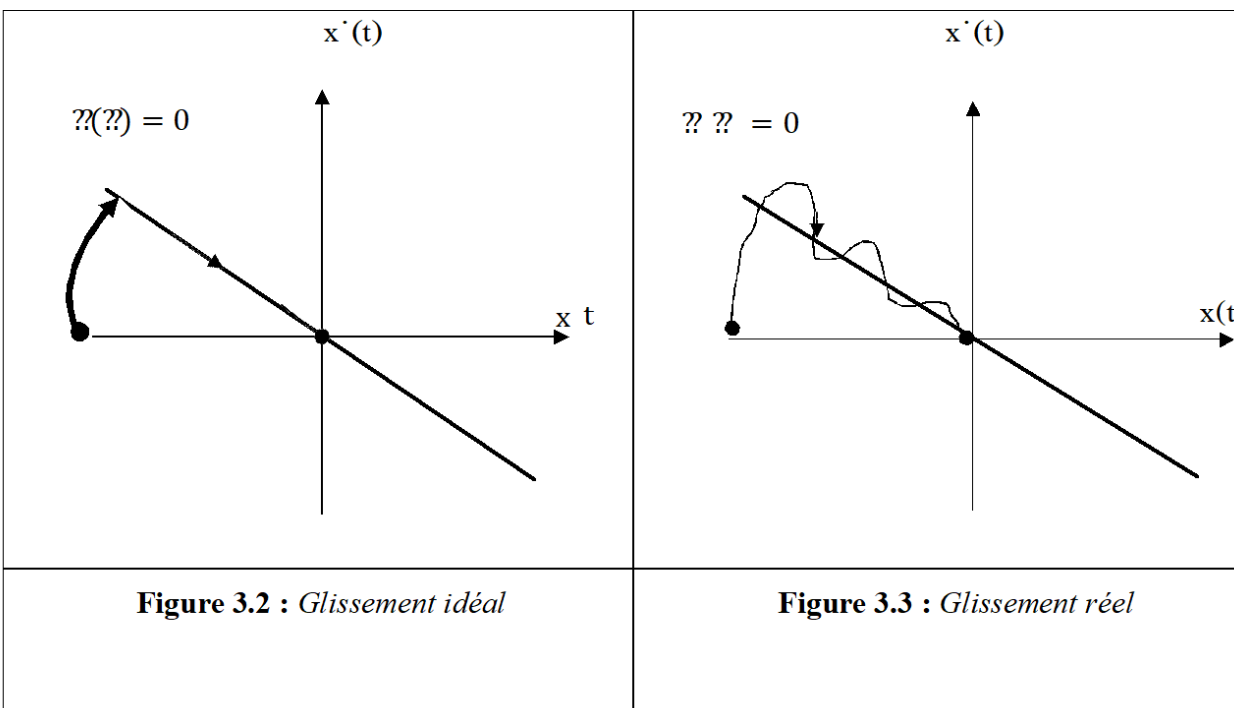


Figure III.2-2: Convergence du mode glissant dans le plan de phase.

III.3 Conception de l'algorithme de commande par mode 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 :

- Le choix de la surface,
- L'établissement des conditions d'existence de la convergence,

- La détermination de la loi de commande.

III.3.1 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 suivante [27] :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = c^t x, y \in R^m \end{cases}$$

Généralement, le choix du nombre des surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande $u(t)$. Pour assurer la convergence de la variable d'état $x(t)$ vers sa valeur de référence $x_{ref}(t)$ plusieurs travaux proposent la forme générale suivante [29],[27]

$$s(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.1})$$

$e(x)$ Est l'écart de la variable à régler $e(x) = x_{ref} - x$

λ_x Est une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré

r Est le degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

Pour $r = 1$ on a $s(x) = e(x)$

Pour $r = 2$ on a $s(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

Pour $r = 3$ on a $s(x) = \lambda^2 e(x) + 2\lambda \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

Etc.

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 [27]

III.3.2 Condition d'existence et de convergence :

Les conditions de convergence ou d'attractivité sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et rester indépendamment à la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence.

(a) Fonction directe de commutation:

Elle est proposée et étudiée par Emelyanov et Utkin [30][31]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par

$$\dot{s}(x)s(x) < 0 \quad (\text{III.2})$$

(b) 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 [27]. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$v(x) = \frac{1}{2}s^2(x) \quad (\text{III.3})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{v}(x) = s(x)\dot{s}(x) \quad (\text{III.4})$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par :

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

III.3.3 Détermination de la loi de la 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_N cette dernière est très importante dans la technique de la commande par mode glissant, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. nous avons donc :

$$u(t) = u_{eq} + u_N \quad (\text{III.6})$$

u_{eq} : Correspond à la commande équivalente proposée par Filipov et Utkin, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)$. La commande équivalente est déduite en considérant que le dérivé de la surface est nul $\dot{S}(x) = 0$.

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} \quad (\text{III.7})$$

Durant le mode glissant et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent, sa dérivée est sa partie discontinue sont aussi nulles. D'où on déduit l'expression de la commande équivalent

$$\begin{cases} u_{eq} = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\} \\ u_N = 0 \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Avec la condition d'existence:

$$\left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \neq 0 \quad (\text{III.9})$$

u_N : Est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergences $(x)\dot{s}(x) < 0$.

Durant le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (3.8), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{s}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\}$$

Le problème revient à trouver u_N tel quel :

$$s(x)\dot{s}(x) = s(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_N\} < 0$$

La solution la plus simple est de choisir u_N sous la forme de relais (Figure 3.4). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_N = k \operatorname{sign}(s(x)) \quad (\text{III.10})$$

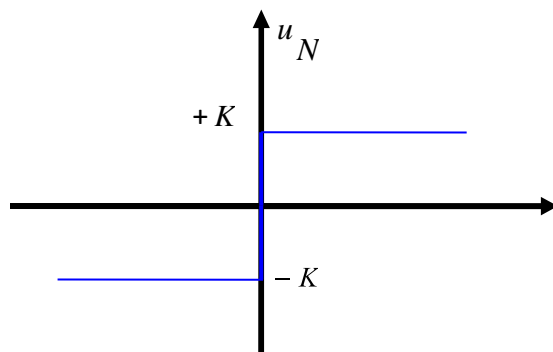


Figure III.3-1: Fonction de commutation (commande discontinue)

En remplaçant l'expression (3.13) dans (3.12), on obtient :

$$s(x)\dot{s}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)k|s(x)| < 0 \quad (\text{III.11})$$

Où le facteur est toujours négatif et le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (3.14).

III.4 Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant :

Il y'a plusieurs avantages pour la commande par mode glissant : la précision, stabilité, simplicité, faible temps de réponse et la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de la simplification sur modèle des systèmes.

Néanmoins, elle présente aussi des inconvénients car cette technique fait appel à un grand effort de commande, chose qui peut détériorer les organes de commande.

De plus, en réalité, on n'a pas le glissement idéal sur la surface mais des zigzags autour de celle-ci. Ce phénomène est appelé 'broutement' ou encore 'chattering', il engendre plusieurs effets indésirables sur la qualité et la réalisation de la commande et sur le système comme la figure III.4-1 représente ce phénomène

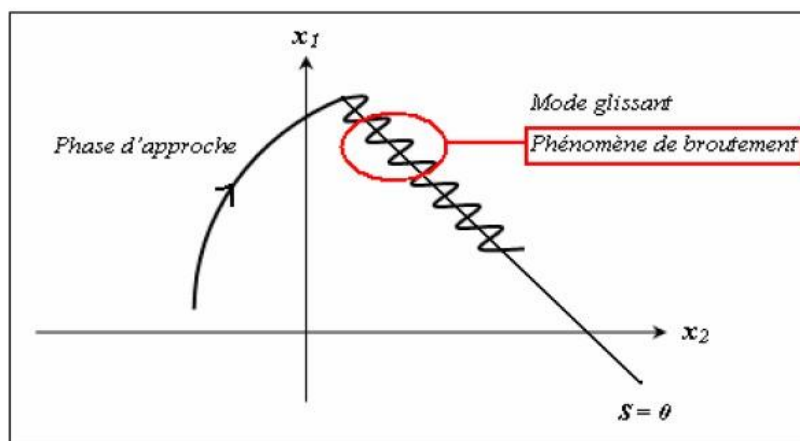


Figure III.4-1: Phase de convergence et phase de glissement

Interprétation :

Le phénomène de broutement est considéré comme un obstacle réel pour l'application de la commande par mode glissant, pour y remédier plusieurs solutions ont été proposées. On peut citer : La première c'est l'utilisation d'un observateur d'état asymptotique pour limiter la réticence [32]. La deuxième c'est l'utilisation d'algorithmes de commande par mode glissant d'ordre supérieur [33], cette dernière solution a permis la réduction ou même l'atténuation du phénomène de chattering tout en gardant les propriétés de robustesse et la convergence en temps fini [34][35-36]..etc..

III.5 Application de la commande par mode glissant d'ordre 1 sur l'onduleur 3P2L:

Nous allons dans les prochaines sections procéder à l'application de la commande par mode glissant sur l'onduleur mais avant de procéder à l'application nous allons quelques considérations sur le système :

Remarque sur le système :

Le système dans sa forme actuelle comprend deux variables d'état et trois variables de commandes, c'est donc un système sur-commandé, ceci donne l'apparence qu'on a une liberté dans le choix de la commande même en régime statique, par exemple : fixer $S_c = 0$ et agir seulement sur S_a et S_b .

Cette solution est mathématiquement correcte mais risque de donner des solutions (S_a et S_b) hors du domaine de validité des commandes (supérieur à 1 ou inférieur à 0).

Nous prétendons dans ce mémoire "sans preuve" qu'avec l'équation supplémentaire :

$$S_a + S_b + S_c = 1.5 \quad \text{(III.12)}$$

Le problème de non validité des commandes n'y sera plus. Dans ce chapitre nous allons introduire cette équation implicitement dans chaque modèle.

III.6 Commande par mode glissant de l'onduleur (3P2L) en mode isolé (stand-alone) :

III.6.1 Objectif de la commande :

L'objectif de cette commande est de calculer un bouclage (feedback) à base de mode glissant qui détermine les rapports cyclique (S_1 , S_2 et S_3) pour injecter à partir de la source DC ($U_{dc} = 700 \text{ v}$), des courants égaux à des références données sous forme sinusoïdale dont l'amplitude, la fréquence, et le déphasage sont fixés par l'opérateur.

Dans le cas d'une commande de la puissance ou tout un autre objectif différent, nous pouvons synthétiser une boucle externe qui détermine des courants de références à poursuivre. Ce qui nous intéresse dans ce mémoire c'est la synthèse de la boucle interne qui assure la poursuite de

courants de références.

III.6.2 Synthèse de la commande:

Nous rappelons que le modèle mathématique (moyen) en mode isolé est donné par :

$$\begin{cases} \dot{I}_a = \frac{-R}{L} I_a + \left(\frac{2}{3} S_a - \frac{1}{3} S_b - \frac{1}{3} S_c \right) U_{dc}/L \\ \dot{I}_b = \frac{-R}{L} I_b + \left(-\frac{1}{3} S_a + \frac{2}{3} S_b - \frac{1}{3} S_c \right) U_{dc}/L \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

$$\text{Avec : } I_c = -I_b - I_a$$

$$\text{De (III.12) on a : } S_c = -S_a - S_b + \frac{3}{2}$$

$$\text{Alors : } -\frac{1}{3} S_c = \frac{1}{3} S_a + \frac{1}{3} S_b - \frac{1}{2} \quad (\text{III.14})$$

Nous remplaçons (III.14) dans (III.13) on trouve :

$$\begin{cases} \dot{I}_a = \frac{-R}{L} I_a + \left(S_a - \frac{1}{2} \right) U_{dc}/L \\ \dot{I}_b = \frac{-R}{L} I_b + \left(S_b - \frac{1}{2} \right) U_{dc}/L \end{cases}$$

On obtient un système qui est maintenant parfaitement découplé. Les équations des erreurs sont données par

$$\varepsilon_n = I_n - I_{ref}$$

En dérivant les deux côtés de l'équation on trouve :

$$\dot{\varepsilon}_n = \dot{I}_n - \dot{I}_{ref}$$

Avec $n \in \{a, b\}$:

On choisit u tel que :

$$\dot{\varepsilon}_n = -K \text{sign}(\varepsilon_n)$$

Qui est parfaitement stable en temps fini pour $K > 0$, alors en combinant les deux équations précédentes on obtient:

$$\begin{aligned}\dot{\varepsilon}_n &= \dot{I}_n - \dot{I}_{nref} = -K \operatorname{sign}(\varepsilon_n) \\ \dot{\varepsilon} &= \frac{-R}{L} I_n + \left(S_n - \frac{1}{2}\right) \frac{U_{dc}}{L} - \dot{I}_{nref} = -K \operatorname{sign}(\varepsilon_n)\end{aligned}$$

Ce qui donne :

$$S_n = \frac{L}{U_{dc}} \dot{I}_{nref} + \frac{R}{U_{dc}} I_n + \frac{1}{2} - \frac{L}{U_{dc}} K \operatorname{sign}(\varepsilon_n)$$

Avec $n \in \{a, b\}$

Nous rappelons que cette commande est basée sur le modèle moyen ce qui nécessite d'introduire un bloc qui moyennise les signaux instantanés mesurés. Un filtre passe-bas peut le remplacer mais celui-ci introduit un retard et une erreur d'estimation. Dans notre mémoire nous proposons d'utiliser une moyennisation idéale dont l'équation est donnée par

$$x(t) = \frac{1}{T} \int_{t-T}^t \hat{x}(\tau) d\tau$$

Où $x(t)$ est le moyennisé du signal $\hat{x}(t)$ sur une fenêtre de taille T .

III.6.3 Simulation de l'onduleur à charge isolé commandé par MG:

(a) Modèle moyen

Nous avons simulé le modèle moyen de l'onduleur à charge isolée ou l'objectif est de forcer les courants à suivre les trajectoires de références suivantes

$$\begin{aligned}i_{aref} &= A \sin(2\pi ft) \\ i_{bref} &= A \sin(2\pi ft - 2\pi/2)\end{aligned}$$

Les paramètres choisis sont donnés dans le tableau suivant :

Table 1: Paramètres de la simulation

$U_{dc} = 700(V)$	$f = 50(Hz)$
$R = 1(\Omega)$	$K = 1000$
$L = 10^{-3}(H)$	$A = 10(A)$

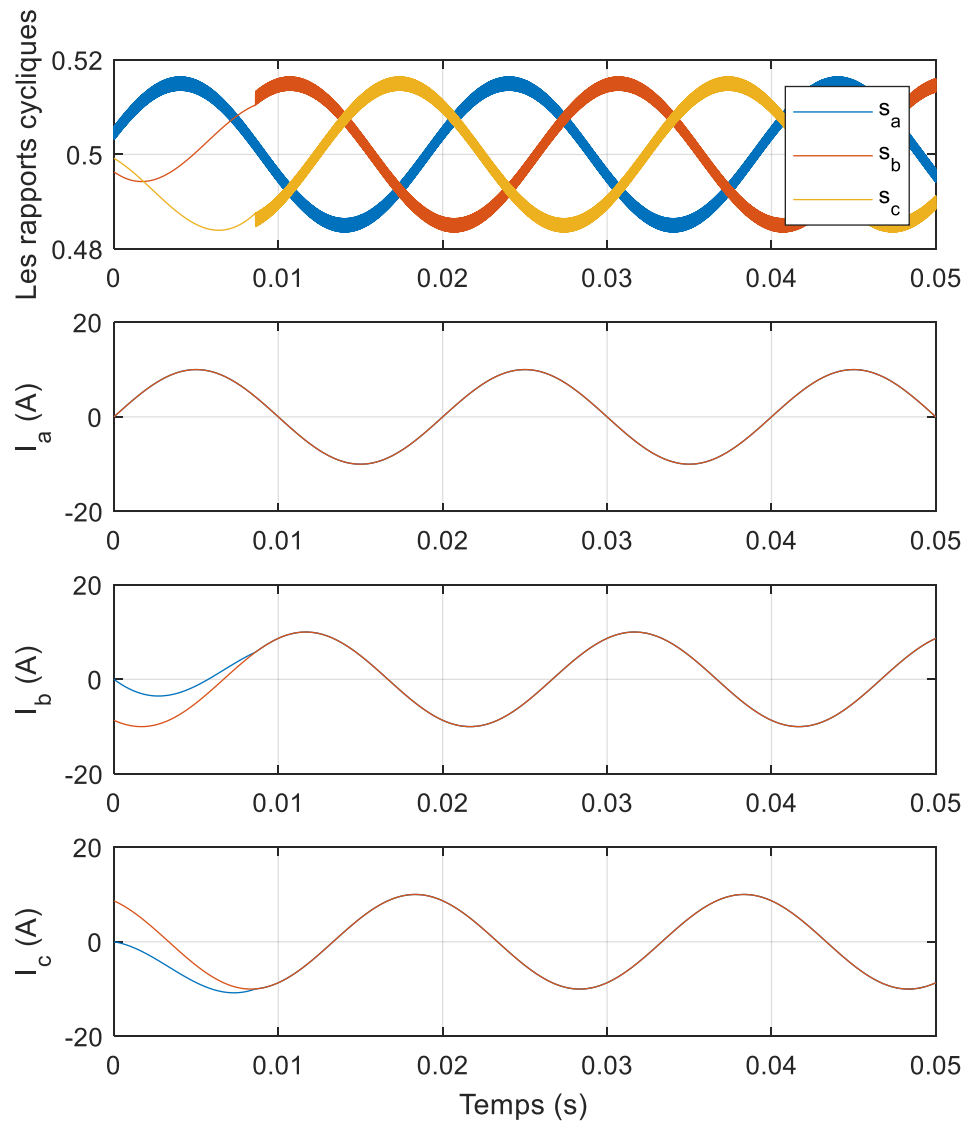


Figure III.6-1: Simulation de la commande MG de l'onduleur 3P2L à charge isolée (modèle moyen)

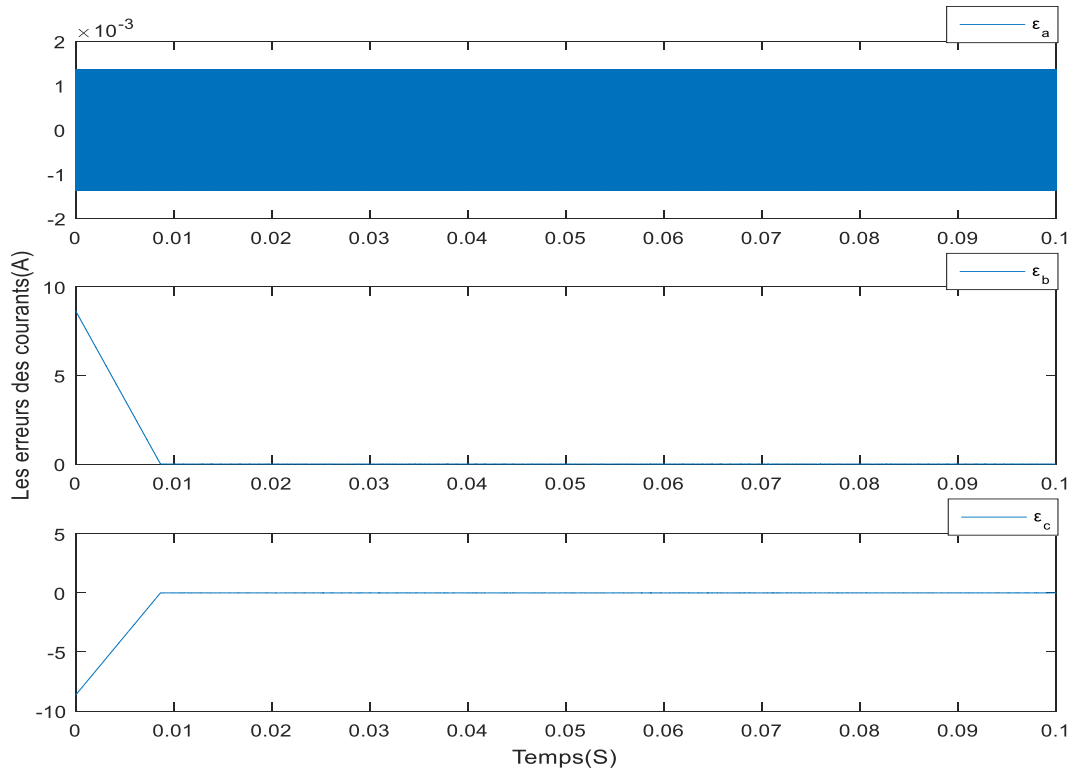


Figure III.6-2: Les erreurs des courants de phase

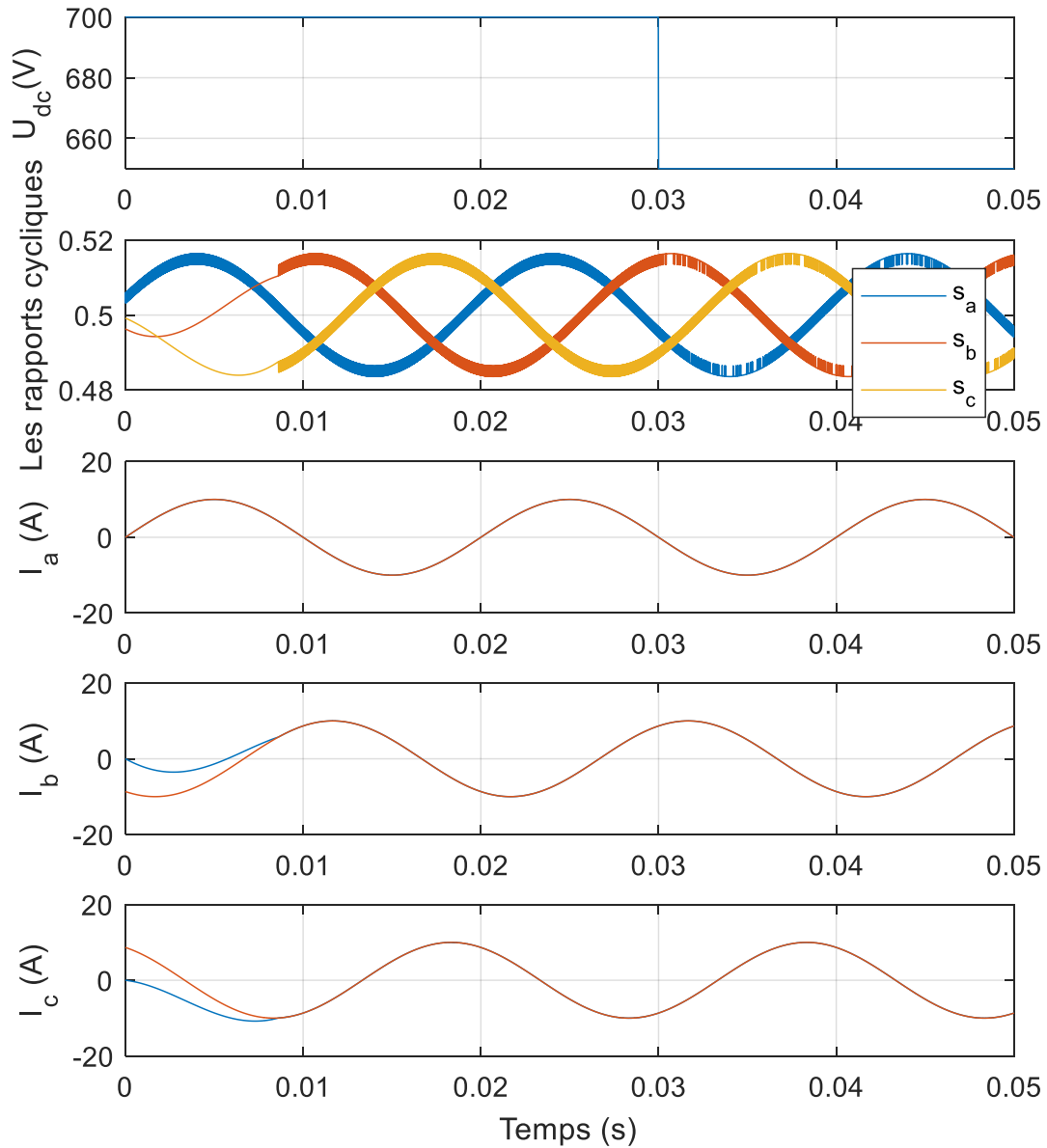


Figure III.6-3: Simulation de la commande MG de l'onduleur 3P2L à charge isolée (modele moyen) avec changement de U_{dc}

(b) le modèle instantané:

Dans ce cas des étages MLI sont introduits en aval du bloc de commande qui génère le rapport cyclique, la fréquence de commutation est choisie à 10kHz de même que dans la commande en boucle ouverte. Les figures de la simulation sont illustrées :

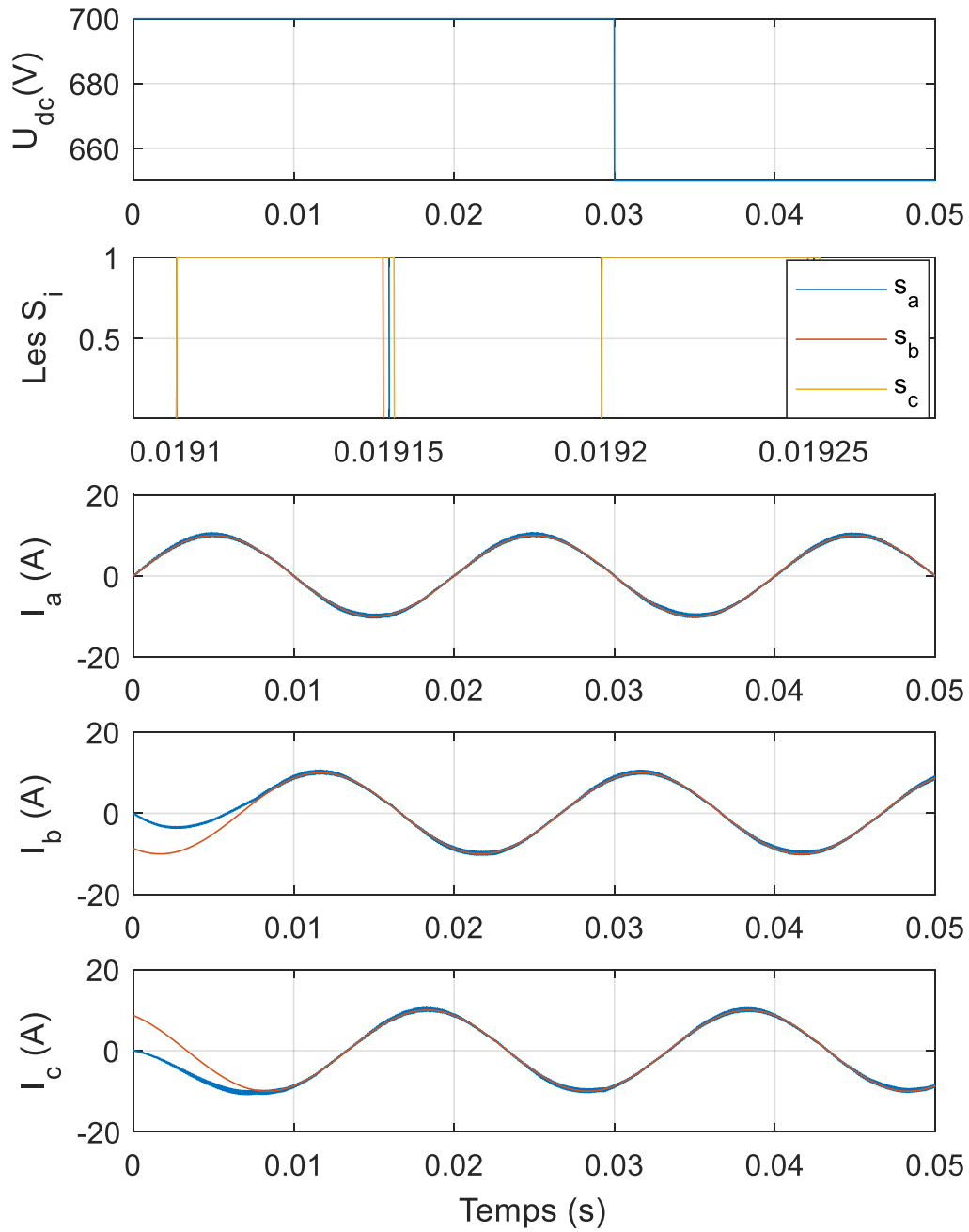


Figure III.6-4: Simulation de la commande MG de l'onduleur 3P2L à charge isolée (modèle instantané) avec changement de U_{dc}

III.6.4 Discussion :

Nous avons simulé le modèle moyen et le modèle instantané de l'onduleur à charge isolée commandé par mode glissant simple. Cette commande a montré une efficacité à assurer un suivi parfait des références désirées des courants.

Un test de robustesse a été effectué en changeant la valeur de U_{dc} de 700(V) à 650(V), on a observé que cette perturbation n'avait aucun effet sur les courants de sortie, ces derniers ont été maintenus à leurs valeurs désirées bien que la commande a été adaptée par le contrôleur pour contrer cette perturbation qui a été complètement éliminée.

Nous soulignons que si la perturbation dépasse une certaine valeur critique elle ne pourra pas être éliminée par le mode glissant, il faut pour cela augmenter la valeur de K . Cependant, l'augmentation de K aura comme effet l'augmentation du *chattering*.

III.7 commande par mode glissant de l'onduleur (3P2L) en mode réseau:

III.7.1 Objectif de la commande:

Dans cette section nous nous contentons de simuler le modèle moyen de l'onduleur raccordé au réseau commandé par MG. Les résultats du modèle instantanés peuvent en être déduite. L'objectif est de forcer les courants de phase à suivre leurs trajectoires désirées données par :

$$i_{aref} = A \sin(2\pi ft)$$

$$i_{bref} = A \sin(2\pi ft - 2\pi/2)$$

Les paramètres choisis sont donnés dans le tableau suivant :

Table 2: Paramètres de la simulation

$U_{dc} = 700(V)$	$f = 50(Hz)$
$R = 1(\Omega)$	$K = 10000$
$L = 10^{-3}(H)$	$A = 10(A)$
Amplitude de la tension réseau = $220\sqrt{2}V$	

III.7.2 Synthèse de la commande :

De meme que l'onduleur à charge isolé, la dynamique des courants est donné par :

$$\begin{cases} \dot{i}_a = \frac{-R}{L} I_a + \left(S_a - \frac{1}{2} \right) \frac{U_{dc}}{L} - \frac{e_a}{L} \\ \dot{i}_b = \frac{-R}{L} I_b + \left(S_b - \frac{1}{2} \right) \frac{U_{dc}}{L} - \frac{e_b}{L} \end{cases}$$

L'équation de l'erreur est donnée par :

$$\varepsilon_n = I_n - I_{ref}$$

Avec $n \in \{a, b\}$:

Dont la dynamique est commandée par un mode glissant simple, cela donne

$$\dot{\varepsilon}_n = -k \text{sing}(\varepsilon_n)$$

Finalement l'expression de la commande est donnée par :

$$S_n = \frac{R}{u_{dc}} I_a + \frac{l}{u_{dc}} \dot{i}_{n \text{ ref}} + \frac{e_a}{U_{dc}} + \frac{1}{2} - \frac{l}{u_{dc}} k \text{sign}(\varepsilon_n)$$

III.7.3 Simulation en mode réseaux de système on boucle fermée :

Dans cette simulation nous allons simuler le modèle moyen de l'onduleur raccordé au réseau et commandé par mode glissant. Nous choisissons pour cela de conserver les mêmes paramètres que dans la simulation précédente.

Nous supposons que les tensions du réseau sont parfaitement mesurées, et nous rappelons que l'objectif est de poursuivre des références de courant en phase avec les tensions du réseau.

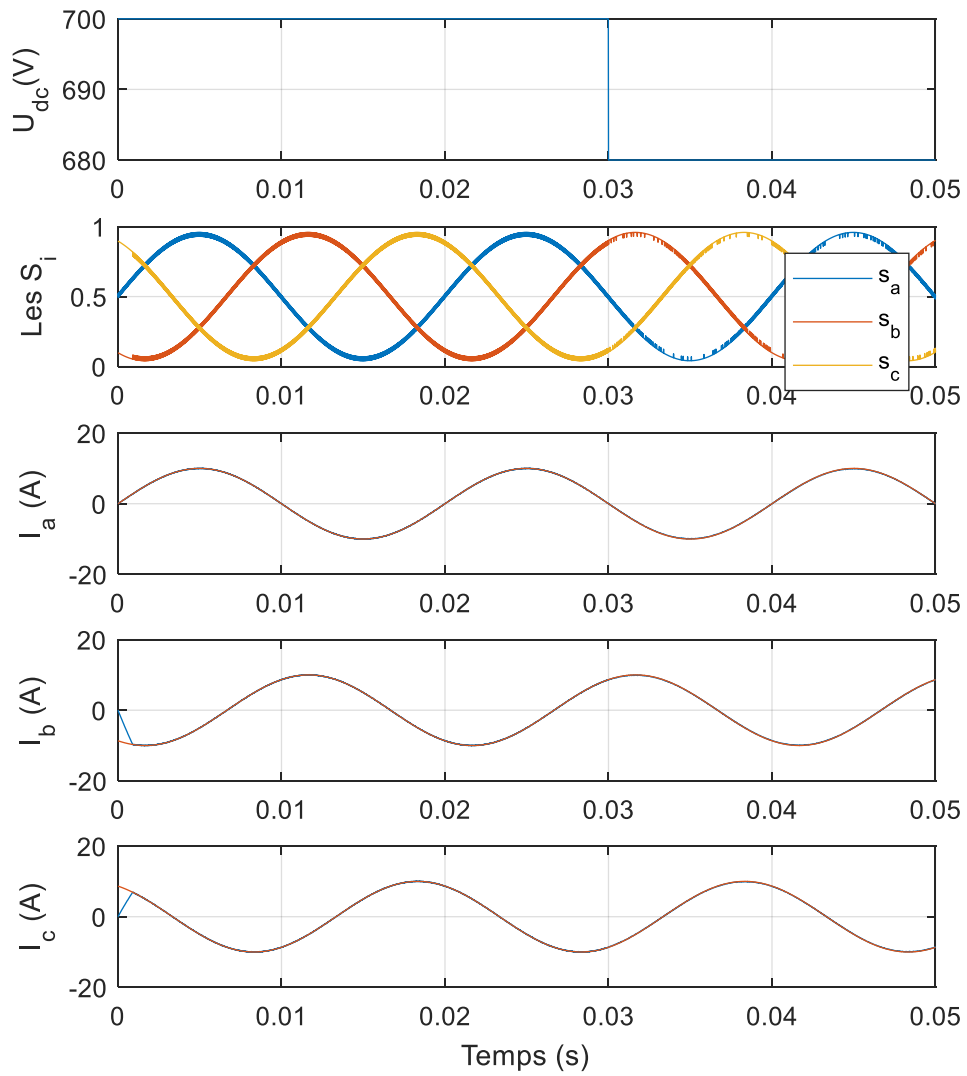


Figure III.7-1: Simulation de la commande MG de l'onduleur 3P2L raccordé au réseau) avec changement de U_{dc}

III.7.4 Discussion :

De meme que dans l'onduleur à charge isolé, une commande par mode glissant a été appliquée à l'onduleur raccordé au réseau. Les paramètres ont été conservés excepté la valeur de K qui a été prise égale à 10000. Cette différence dans le choix de K entre l'onduleur à charge isolée et raccordé au réseau réside dans la sensibilité de ce dernier au changement de la tension d'entrée U_{dc} , ce qui nécessite une valeur importante de K pour compenser tout potentiel changement de U_{dc} .

Nous observons que le mode glissant a réussi à éliminer une perturbation de U_{dc} (changement de 700V à 680V). Par des tests de simulation nous avons observé qu'une perturbation supérieure à celle-ci pourrait déstabiliser la commande, à moins d'augmenter la valeur de K .

III.8 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons réussi à synthétiser une commande par mode glissant d'ordre 1 pour assurer la poursuite de référence des courants dans un onduleur triphasé à deux niveaux. Une synthèse d'une commande par MG a été faite pour un onduleur alimentant une charge isolée puis raccordé au réseau. Les démarches de synthèse sont univoques dans les deux cas, pour le même objectif qui est la poursuite de trajectoire des courants de référence.

La commande par mode glissant a montré des performances très bonne, et une robustesse flagrante dans la présence des perturbations. Ceci a été observé lors du changement de la valeur de U_{dc} qui est une perturbation multiplicative dans le système.

La commande par mode glissant d'ordre 1 est donc une technique réussie pour la commande de l'onduleur dans toutes ses configurations.

L'effet du chattering dans la trajectoire de courant ne sont pas considérables du fait que le chattering existe déjà naturellement dans le système qui fonctionnent à des entrées binaires. Mais cela n'empêche pas que ce chattering peut être néfaste à cause de son effet de faire apparaitre une

composante haute fréquences dans le signal de sortie, c'est la fréquence à laquelle commute le signal du mode glissant.

Conclusion Générale

Ce mémoire a porté sur l'étude d'une commande d'un onduleur triphasé à deux niveaux alimentant une charge isolée de type RL, puis raccordé au réseau via une inductance, puis fonctionnant comme filtre actif raccordé au réseau.

Après un premier chapitre introductif dans les éléments de conversion de puissance, le chapitre 2 était consacré à l'étude du modèle mathématique de l'onduleur dans ces trois montages, ainsi que la simulation d'une commande en boucle ouverte.

Nous avons montré que l'onduleur était un système dynamique linéaire variant dans le temps à deux états (sauf pour le cas du filtre actif où la dynamique est non linéaire et possède 3 états). Une simulation d'une commande en boucle ouverte a été effectuée où l'on a montré une stabilité de l'onduleur en alimentant une charge isolée, une stabilité marginale en étant raccordé au réseau (résistance de raccordement nulle), et une instabilité en fonctionnement comme filtre actif.

Une commande non linéaire basée sur le mode glissant a été synthétisée pour les deux premiers montages (charge isolée et connecté au réseau). Cette commande a prouvé de très bonnes performances et une robustesse flagrante dans l'élimination des perturbations (même multiplicative) comme un changement dans la tension d'entrée.

La commande par mode glissant, bien que robuste, souffre du phénomène du chatterring qui fait apparaître une fréquence supplémentaire dans le spectre du signal de sortie. Cette fréquence peut avoir des effets néfastes plus particulièrement dans le cas du raccordement au réseau.

La commande en boucle fermée de l'onduleur dans son montage en filtre actif n'a pas été considérée dans ce mémoire. Ceci est dû à la complexité de l'objectif de commande et du modèle mathématique qui devient non linéaire. L'objectif du filtre actif est d'injecter des ondes de courants désirées dans le réseau tout en gardant la tension du condensateur autour d'une valeur nominale. Cet objectif sera laissé comme perspective.

Bibliographie :

- [1] A.Chouder, A. Malek et F. Karim, Modèle de Simulation d'une Commande en Temps Réel d'un Onduleur de Tension Triphasé; Laboratoire Photovoltaïque, Centre de Développement des Energies Renouvelables. Laboratoire d'Electronique de Puissance, Université Ferhat Abbas, Sétif, 1999.
- [2] G. Pinson, Physique appliquée : Onduleurs.
- [3] Francis MILSANT, Electrotechnique, Electronique de puissance : Cours et problèmes. Ellipses, 1993.
- [4] S. Bendaikha & A. Djermane, Etude sur la commande des onduleurs en pont triphasés, Mémoire d'ingénieur, Centre Universitaire d'Oum El-Bouaghi, 2005.
- [5] LAKEHAL B. Modélisation et commande d'un onduleur triphasé multi niveaux. Mémoire de master. Université de Bejaia. 2015.
- [6] BARRADE Philippe. Livre d'Electronique de puissance: méthodologie et convertisseurs élémentaires. Edition 2006.
- [7] Guide pratique. L'onduleur, Pourquoi ? Comment ? Explications.
- [8] Séguier, G., Bausière, R., & Labrique, F. (1978). *Lélectronique de puissance*. Dunod.
- [9] Holtz, J. (1994). Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, 82(8), 1194-1214.
- [10] Wu, B., Lang, Y., Zargari, N., & Kouro, S. (2011). *Power conversion and control of wind energy systems* (Vol. 76). John Wiley & Sons.
- [11] Hanane Kouara, « Application d'un filtre actif série au contrôle de la tension d'un réseau basse tension », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2006.

-
- [12] Tadjer Sid-Ahmed, « Etude d'un système de compensation d'harmonique en utilisant un générateur photovoltaïque "GPV" », mémoire de Magister, Université M'Hamed Bougara de Boumerdes, 2008.
- [13] Hammamid Chaouki, « Amélioration de la compensation active du courant harmonique par la commande MLI vectorielle », Mémoire Master. Université de M'sila, 2011/2012.
- [14] A. M. Trzynadlowski, « Introduction to Modern Power Electronics », Ed. John Wiley & Sons, New York, 1998.
- [15] Brod, D. M., & Novotny, D. W. (1985). Current control of VSI-PWM inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, (3), 562-570.
- [16] Kawabata, T., & Higashino, S. (1988). Parallel operation of voltage source inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 24(2), 281-287.
- [17] Hung, G. K., Chang, C. C., & Chen, C. L. (2003). Automatic phase-shift method for islanding detection of grid-connected photovoltaic inverters. *IEEE Transactions on energy conversion*, 18(1), 169-173.
- [18] Kazmierkowski, M. P., & Malesani, L. (1998). Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 45(5), 691-703.
- [19] Patel, M. A., Patel, A. R., Vyas, D. R., & Patel, K. M. (2009). Use of PWM techniques for power quality improvement. *International Journal of Recent Trends in Engineering*, 1(4), 99.
- [20] Binitha, P. M., & Kumar, T. S. (2013). Comparison of PWM and One-Cycle control for switching converters. *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, 3(4), 332-336.
- [21] Sabanovic-Behlilovic, N., Ninomiya, T., Sabanovic, A., & Perunicic, B. (1993, June). Control of three-phase switching converters: A sliding mode approach. In *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference-PESC'93* (pp. 630-635). IEEE.
- [22] Sanders, S. R., Noworolski, J. M., Liu, X. Z., & Verghese, G. C. (1991). Generalized averaging method for power conversion circuits. *IEEE Transactions on power Electronics*, 6(2), 251-259.

-
- [23] Kalman, R. E. (1970). *Lectures on controllability and observability*. STANFORD UNIV CA DEPT OF OPERATIONS RESEARCH.
- [24] Wang, T. C., Ye, Z., Sinha, G., & Yuan, X. (2003, June). Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter. In *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC'03*. (Vol. 2, pp. 779-784). IEEE.
- [25] Bhattacharya, S., Frank, T. M., Divan, D. M., & Banerjee, B. (1998). Active filter system implementation. *IEEE Industry Applications Magazine*, 4(5), 47-63.
- [26]. A. Massoum, “ Contribution à la commande singulièrement perturbée d’une machine synchrone à aimants permanents : commande à structure variable (CSV); commande neuro-floue”, Thèse de Doctorat, Université de Sidi Bel Abbès, 2007.
- [27]. R. Sadouni, “ Commande par mode glissant flou d’une machine asynchrone à double étoile”, Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [28]. F. Betin , “ Commande d’actionneurs électriques soumis à une charge mécanique à fortes variations paramétriques ”, Habilitation à Diriger le Recherches, Université de Picardie Jules Verne, France, 2003.
- [29]. F. Benchabane, “Commande en position et en vitesse par mode glissant d’un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering”, Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005.
- [30]. V.I. Utkin, “Sliding mode control design principles and applications to electric drives”, IEEE Trans. Ind. Elec, vol. 40, no. 1, pp. 23-36, Feb 1993.
- [31]. S. V Emelyanov, “Variable Structure Control Systems”, Nauka, Moscow, 1967.
- [32]. G. Bondarev, S.A. Bondarev, N.Y. Kostyerva, and V. I. Utkin, “Sliding modes in systems with asymptotic state observers”, Automation and remote control, vol. 46, no. 6, pp. 679-684, 1985.
- [33]. S. V Emelyanov, S. V. Korovin, and L. V. Levant, “Higher sliding modes in the binary control systems,”, Soviet Physics, Doklady, vol. 31, no. 4, pp. 291-293, 1986.
- [34]. Levant, “Siding order and sliding accuracy in sliding mode control,” International Journal of Control, vol. 58, pp. 1247-1263, 1993.

[35]. G. Bartolini, A. Pisano, E. Punta, and E. Usai, “A survey of applications of second order sliding mode control to mechanical systems”, *International Journal of Control*, vol. 76, no. 9, pp. 875–892, 2003.

[36]. Y.Orlov, L. Alguilar and J.C. Cadiou, “Switched chattering control of electrical servo-motors and backlash friction attenuation”, *Proc, Physics and Control*, vol. 4, pp. 1336-1341, 2003