

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mouloud MAMMARI, Tizi-Ouzou



Faculté de Génie Electrique et d'Informatique
Département d'Automatique

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES

En vue de l'obtention du diplôme

de MASTER ACADEMIQUE EN AUTOMATIQUE
OPTION : COMMANDE DES SYSTEMES

Thème

**Contribution à la Modélisation /Commande d'un
Système d'Alimentation Continu d'une Charge
Industrielle**

Proposé et dirigé par :

M. HAMACHE Amar

Présenté par :

HABRACHE Nouara
FRENDI Seloua

Soutenu le : / /2013

Promotion 2013

❧ Remerciements ❧

Nos remerciements vont tout premièrement au bon dieu tout puissant de nous avoir donné le courage, la volonté et la patience pour réaliser ce travail.

Nous tenons à témoigner notre profonde gratitude et remerciements les plus sincères à Mr. HAMACHE Amar pour avoir dirigé notre travail pour son soutien et pour le temps qu'il a consacré au bon déroulement de ce travail.

Nous remercions également le président et les membres de Jury pour nous avoir fait l'immense privilège d'évaluer équitablement notre travail.

Nous remercions aussi tous les enseignants du département Automatique, Nous saluons également les efforts respectables qu'ils déploient dans leurs missions d'enseignement et de recherche.

On souhaite remercier toute personne ayant contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce mémoire.



Merci

∞ Dédicaces ∞

Je dédie ce travail à :

*Mes très chers parents qui ont toujours été là pour moi et à qui je ne pourrais jamais assez
exprimer l'amour que je leur porte,*

A ma chère sœur ZAKIA et son époux,

A mon adorable petit frère BELKACEM,

A tous mes proches,

A tous mes amis ici et ailleurs,

A ma chère copine Nouara et toute sa famille,

Sans oublier les étudiants en Automatiques promotion 2012/2013.

Seloua

∞ Dédicaces ∞

Je dédie ce travail à :

*Mes très chers parents qui ont toujours été là pour moi et à qui je ne pourrais jamais assez
exprimer l'amour que je leur porte,*

A ma grand-mère,

A mes sœurs Lynda, Roza et son époux,

A mes chers frères

A ma petite nièce Dacine,

A tous mes proches,

A tous mes amis ici et ailleurs,

A ma chère copine Seloua et toute sa famille surtout Belka,

Sans oublier les étudiants en Automatiques promotion 2012/2013.

Nouara

Résumé

L'intérêt de ce projet de mémoire porte sur un système d'alimentation continue par l'intermédiaire d'un convertisseur de courant alternatif/continu triphasé multi-niveau, dont le fonctionnement adéquat implique la parfaite régulation de la tension continue, l'atténuation des harmoniques des courants et l'obtention d'un facteur de puissance unitaire.

Le système étant subdivisé en trois parties, modélisé chacune séparément en exploitant les artifices mathématiques de modélisation en particulier la transformation de Park, aboutissant ainsi à des modèles mathématique simples facilement exploitable à des fin de commande.

Le système schématisé sous forme d'une structure en cascade à deux boucles imbriquées. Un régulateur PI classique s'est avéré suffisant pour la commande de la boucle externe, qui est relativement lente, elle se charge de maintenir constante la tension aux bornes du condensateur. La conception de la loi de commande de la partie alternative assurant la régulation de la puissance fournit à la partie continue est basée sur la méthode des modes glissants dont le concept est dérivé de la théorie de stabilité de Lyapunov, cette commande a montré son efficacité. Cette commande a révélé certains inconvénients dont on cite principalement la nécessité d'avoir des informations précises sur l'évolution du système dans l'espace d'état, la raison pour laquelle une commande adaptative à structure variable a été conçue. Les résultats de simulation montrent l'efficacité des deux approches.

Sommaire

SOMMAIRE

Introduction

CHAPITRE I : Matériaux composites	3
I-1 Introduction.....	3
I-2 les éléments constitutifs	3
I-2.1. Les Renforts	4
I-2.1.a Les Principaux Agents De Renforts Fibreux	5
I-2.1.b Caractéristiques Mécaniques Des Fibres	9
I-2.1.c Architecture Des Renforts	9
I-2.1.d Ensimage	10
I-2.2. Les charges et additifs	10
I-2.2.a Les charges	10
I-2.2.b Les additifs	11
I-2.3. Les matrices.....	11
I-3. Classification des matériaux Composites	13
I-4. Matériaux composites structuraux	13
I-4.1 Monocouche	13
I-4.2. Structures composites stratifiées	14
I-4.2.a. Pli Unidirectionnel	14
I-4.2.b. Structures composites tissées multidirectionnelles	15

I-4.3. Structure composites sandwiches	19
I-5. Méthodes de mises en œuvres les composites	20
I-5-1. Les procédés les plus importants	21
CHAPITRE II : Dégradation et vieillissement des matériaux composites	23
II.1 Différents types de vieillissements	23
II-1.1 Vieillissement naturel	23
II-1.2 Vieillissement artificiel	23
II.2 Effet des contraintes principales naturelles ou artificielles	24
II.2.1. Température	24
II.2.2. Humidité	25
II.2.3 Oxydation	25
II.2.3.a. Oxydation rapide	25
II.2.3.b. Oxydation lente	26
II.2.4. Agent tensio-actifs	26
II.2.5. Agent corrosifs	27
II.2.6 Radiations	27
II.3- Synergie dans l'association des contraintes association lumière-O ₂ et température ..	27
II.3.1 Rôles spécifique de l'Ultra Violet	28
II.4 Protection des composites à résine organique contre le vieillissement	28
II.4.1. Stabilisants	28
II.4.2. Antoxydants	29

II.4.3. anti- ultra-Violets (les anti-UV)	29
II.5. Appréciation de la dégradation par vieillissement	30
II.6 Période d'induction des réactions de dégradation	31
CHAPITRE III : PROCEDES ET TECHNIQUES EXPERIMENTALES	33
III.1 Matériaux composites étudiés	33
III.2 Travail effectué	34
III.2.1 Préparation pour l'observation au microscope	34
III.2.1.a Prélèvement des échantillons	34
III.2.1.b Observation au microscope optique	34
III.2.1.c L'enrobage	34
III.3 Microscope optique	34
III.4 Mesure de microdureté Vickers	35
III.5 Préparation des échantillons pour les essais de dégradation chimique dans l'eau de mer (préparation des électrodes de travail)	36
III.6 Préparation du bain de dégradation chimique	36
III.7 Préparation de l'électrode de référence	36
III.8 Montage pour l'essai de corrosion	37
III.9 Les composés des différents composites	39
III.9.1 Le recyclé	39
III.9.2 couche de renfort (verre) à orientation aléatoire (le Mat).....	39
III.9.3 Taffetas	40
III.9.4 GELCOATS	41

III.9.5 Exemple de stratifié échantillon noté 24.....	42
CHAPITRE IV : RESULTATS ET INTERPRETATION	43
IV.1 Analyse macrographiques et micrographiques du composite avant dégradation	43
IV.1.2 Analyse macrographiques	43
IV.1.2 Analyse micrographiques	45
IV.1.2.a Analyse micrographiques des fibres du composite	45
IV.1.2.b Analyse micrographiques des matériaux composites étudiés avant immersion dans l'eau de mer	47
IV.1.2.C Analyse micrographiques des matériaux composites étudiés après immersion dans l'eau de mer	54
IV.2 Dureté des composites sur les plans de coulée et perpendiculaire à la coulée	58
IV.2.1 Plan parallèle au Plan de coulée	58
IV.2.2 Plan perpendiculaire au plan de coulée	59
IV.3 Cinétique de dégradation des composites	59
IV.3.1 Potentiel de corrosion libre dans l'eau de mer	59
IV.3.2 Potentiel de corrosion sous une tension de 1.5 V imposée dans l'eau de mer.....	61

Introduction générale

L'électronique de puissance a connu une évolution rapide au cours de ces quarante dernières années, ce qui a rendu son utilisation très abondante dans le monde industriel actuel, en particulier au niveau de la conversion et du stockage de l'énergie électrique.

Les convertisseurs statiques ont toujours été d'une grande importance dans le domaine de génération et de conversion de l'énergie électrique, vu la nécessité d'interfaçage entre le réseau électrique et la majorité des applications domestiques et industrielles (les entraînements électriques, chargeurs de batteries, etc.). Cet intérêt n'a cessé de croître avec l'apparition continue de nouveaux besoins du consommateur d'une part, et de nouvelles exigences des fournisseurs d'autre part.

L'intérêt du présent travail porte sur les convertisseurs courant alternatif/courant continu, dont le fonctionnement adéquat implique la parfaite régulation de la tension continue, l'atténuation des harmoniques des courants et l'obtention d'un facteur de puissance unitaire. Ces différents critères doivent être maintenus pour diverses conditions de fonctionnement, c'est-à-dire indépendamment des variations paramétriques ou autres perturbations auxquelles le système peut être assujéti. Il s'avère donc indispensable d'adopter des techniques de commande efficaces, ce qui passe par une modélisation très fidèle du convertisseur.

La problématique principale consiste à élaborer un ensemble de stratégies de commande avancées pour améliorer les performances techniques tel que le facteur de puissance, le taux de distorsion harmonique, ainsi que les performances dynamiques comme la rapidité et la stabilité du système.

La résolution de cette problématique a conduit à organiser le mémoire comme suit :

Le premier chapitre présentera brièvement l'état de l'art des redresseurs, en mettant en évidence les avantages et les inconvénients ainsi que les domaines d'application des redresseurs et l'influence des courants harmoniques. Plusieurs méthodes de génération des impulsions seront exposées et enfin, les techniques de commandes linéaires et non-linéaires seront définies.

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation du redresseur triphasé multi-niveau. Il est constitué de trois parties fondamentales à savoir la partie alternative, dont la modélisation sera basée sur la transformation de Park, qui permettra de simplifier les équations, la partie continue où un modèle mathématique sera établi en adoptant l'approche en puissance, et l'interface électronique de puissance.

Le troisième chapitre sera destiné à la description de la loi de commande implémentée pour la commande du redresseur. Le système étudié sera schématisé sous forme d'une structure en cascade à deux boucles imbriquées, le but est de maintenir la tension de charge constante, pour cela un régulateur PI classique a été synthétisé. La synthèse de la loi de commande de la partie alternative sera basée sur la méthode des modes glissants qui est une commande non linéaire, son concept est dérivé de la théorie de stabilité de Lyapunov, il s'agit de forcer les trajectoires d'état à suivre une surface dite de glissement, or cette commande présente quelques inconvénients dont la nécessité d'avoir des informations précises sur l'évolution du système dans l'espace d'état, ainsi que les bornes supérieures des incertitudes et perturbations, afin d'y remédier et améliorer les performances, un caractère adaptatif sera associé au modes glissants. Des simulations ainsi qu'une comparaison seront présentées pour illustrer l'apport de ces différentes approches.

Chapitre 1 : Etat de l'art

Introduction

L'électronique de puissance appelée aussi « électronique de conversion d'énergie » est apparue il y a moins de 50 ans. Elle a connu un tel essor qu'aujourd'hui près de 15 % de l'énergie électrique produite est convertie sous une forme ou une autre. Au cours de ces années la taille, le poids et le coût des convertisseurs n'ont fait que diminuer, en grande partie grâce aux progrès faits dans le domaine des interrupteurs électroniques.

Par ailleurs l'électronique de puissance, vise un large spectre d'applications, qui concerne principalement la réalisation de sources d'énergie (alimentation à découpage), la compensation de perturbations réseau (compensation du facteur de puissance).

Le principal objectif de ce premier chapitre est de préciser les ressources nécessaires à la réalisation des commandes d'un redresseur triphasé.

1.1. Historique

C'est dans le domaine du redressement de forte puissance que se sont développés les premiers convertisseurs statiques destinés à remplacer les convertisseurs électromécaniques (dynamo, machine à courant continu). Dans les années cinquante, pour la traction électrique, les études se sont orientées vers la solution transport en alternatif plus motorisation en continu. Les convertisseurs statiques nécessaires sont réalisés à l'aide de redresseurs à vapeur de mercure ayant la même fonctionnalité que les thyristors.

Les premières diodes de puissance (au silicium) apparaissent en 1956 et les thyristors en 1961. Dans les années soixante-dix, thyristors et diodes sont utilisés dans des dispositifs auto-commutés comme les hacheurs et les onduleurs, les années qui suivent voient le développement de transistors bipolaires de puissance qui favorisent le développement d'une électronique de conversion de faible et moyenne puissance.

Au début des années quatre-vingts, les dispositifs à transistors poussent les dispositifs à thyristors vers des puissances accrues : vers 1990, les GTO ne sont plus utilisés qu'en très fortes puissances allant au de-là du mégawatt pour des tensions supérieures à 2 kV.

L'IGBT apparaît en 1985, d'abord dans le domaine des moyennes puissances (quelques dizaines de kilowatts), il supprime les transistors Darlingtons. Il devient dans les dix années qui suivent un composant souvent utilisable en forte puissance.

Dans le domaine des faibles puissances, du fait de sa rapidité et de la simplicité de sa commande, le transistor MOSFET de puissance supprime le transistor bipolaire. Grâce aux techniques d'intégration et l'essor du marché du portable (téléphone, ordinateur, lecteur CD, etc.) nécessitant une électronique de conversion efficace et miniaturisée, il devance même les diodes dans des applications comme le redressement (redresseur synchrone).

Les composants à base de carbure de silicium apparaissent en 2002. Ceux à base de diamant sont encore à l'étude en 2004. Leurs fortes énergies d'ionisation permettent un blocage de tension plus élevée et/ou des fonctionnements à haute température.

1.2. Généralités et définitions

Un convertisseur est un dispositif à base de composants électroniques (semi-conducteurs) capable de transformer l'énergie électrique disponible à l'alimentation d'une charge. La figure suivante distingue quatre types de convertisseurs.

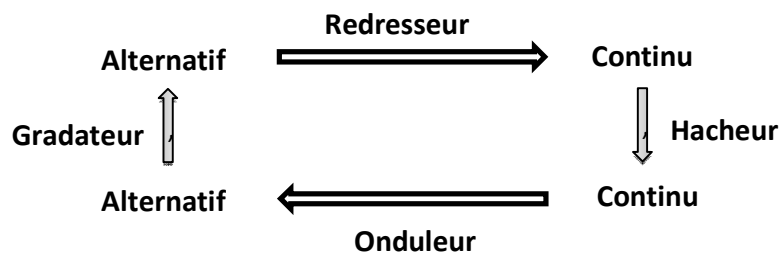


Fig.1.1. Fonctions de base des convertisseurs d'électronique de puissance.

- **Hacheur** : ou convertisseur *continu - continu* est un dispositif mettant en œuvre un ou plusieurs interrupteurs commandés et qui permet de modifier la valeur de la tension d'une source de tension continue avec un rendement élevé.

- **Gradateur** : est destiné à modifier un signal électrique dont le but est de faire varier sa tension et sa valeur efficace à la sortie et de modifier ainsi la puissance dans la charge. Ce dispositif est utilisé pour des tensions alternatives (souvent sinusoïdales) : c'est un convertisseur direct *alternatif-alternatif*.
- **Onduleur** : c'est un convertisseur statique *continu-alternatif* permettant de transformer l'énergie électrique à partir d'une source de tension continue en une énergie électrique alternative, très utilisé en industrie comme variateur de vitesse pour moteurs asynchrones.
- **Redresseur** : également appelé convertisseur *alternatif - continu*, destiné à alimenter une charge par une tension ou un courant continu puisant son énergie d'une source alternative. L'alimentation est, la plupart du temps, assurée par un générateur de tension.

La présente étude portera sur le **redresseur triphasé à absorption sinusoïdale du courant**, appelé également convertisseur à Modulation de Largeur d'Impulsion utilisant les transistors bipolaires comme composants de commutation, le blocage et l'amorçage sont commandés par le courant de base (ils se comportent comme des portes que l'on peut ouvrir ou fermer à volonté). Ce sont les plus utilisés dans le domaine des faibles et moyennes puissances (**Fig.1.1**).

En entrée, il y a une source de tension alternative triphasée qui alimente une charge résistive-inductive associant en parallèle, respectivement, un condensateur et une résistance représentant les pertes joule.

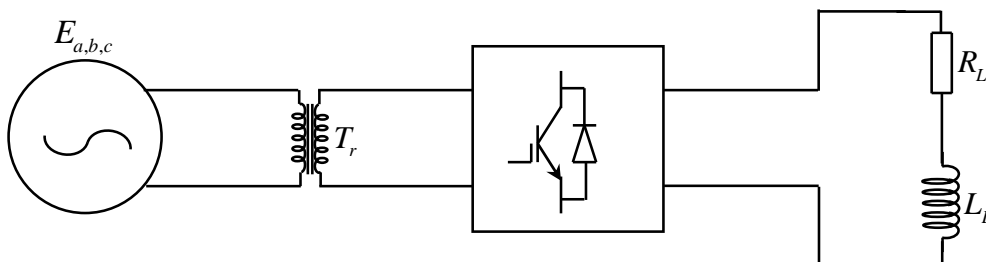


Fig.1.2. Redresseur triphasé à transistors alimentant une charge inductive.

1.3. Domaine d'utilisation des redresseurs

Ce type de convertisseur est utilisé dans différentes applications industrielles [2] entre autres :

- les alimentations continues utilisées en télécommunication et en informatique,
- l'industrie électrochimique pour l'électrolyse et la galvanisation,
- le transport ferroviaire et maritime ainsi que les engins de traction,
- les entraînements de moteurs à courant alternatif ou continu,
- les systèmes flexibles de commande des réseaux électriques (*FACTS*) et le transport en haute tension continue (*HVDC transmission*),
- les génératrices éoliennes et photovoltaïques,
- les hauts fourneaux,
- le chauffage par induction, les micro-ondes.

1.4. Avantages et inconvénients des redresseurs à MLI

L'utilisation d'un redresseur triphasé à MLI (à absorption sinusoïdale de courant) comme étape d'entrée représente une solution intéressante pour l'équipement qui fonctionne fréquemment en régénération, comme les variateurs de vitesse et les systèmes de production d'électricité [4].

Cette solution présente les avantages suivants :

- une faible distorsion des courants d'entrée d'où l'absorption sinusoïdale,
- une puissance réversible (bidirectionnelle) et des pertes de commutation relativement faibles,
- un facteur de puissance quasi-unitaire voire même réglable,
- des dimensions réduites du condensateur de la partie continue.

L'inconvénient réside dans le fait que les convertisseurs (y compris le redresseur) sont vus comme étant des charges non linéaires qui injectent des courants harmoniques dans le réseau

électrique, en conséquence ces harmoniques déforment l'allure du courant de source, polluant ainsi les consommateurs alimentés par ce même réseau. Ils peuvent aussi occasionner des incidents au niveau de l'appareillage du client et donner lieu à des surcoûts de production d'énergie importants.

On distingue deux effets engendrés par la pollution harmonique :

Effets instantanés : apparaissent immédiatement dans certains appareillages.

Effets à terme : se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la pollution harmonique, l'effet le plus important est l'échauffement qui conduit à la détérioration et la **vétusté du matériel**.

1.5. Quantification de la pollution harmonique

Les grandeurs employées pour quantifier le contenu harmonique d'un signal et la consommation de la puissance réactive sont respectivement les taux de distorsion harmonique *THD* et *THDI* ainsi que le facteur de puissance *PF* [4].

1.5.1. Taux de distorsion harmonique THD

Le *THD* est défini comme étant le rapport de la valeur efficace du courant harmonique global $i_{heff} = \sqrt{\sum_{i=2}^{+\infty} i_{ieff}^2}$ à la valeur efficace de la composante fondamentale du courant i_{1eff} . Il caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde de courant déformé. Il est donné par l'expression suivante :

$$THD(\%) = 100 \frac{i_{heff}}{i_{1eff}}$$

Quant au *THDI*, il caractérise la contribution de chaque harmonique dans la distorsion de l'onde, il est donné par :

$$THDI(\%) = 100 \sqrt{\frac{i_h}{i_1}}$$

1.5.2. Facteur de puissance

Dans un circuit électrique en régime alternatif, la puissance s'exprime de façon particulière en raison du caractère périodique des fonctions manipulées. Il est possible de déterminer plusieurs types de grandeurs homogènes à des puissances, ayant chacune une signification particulière, même si certaines n'ont pas vraiment de sens physique.

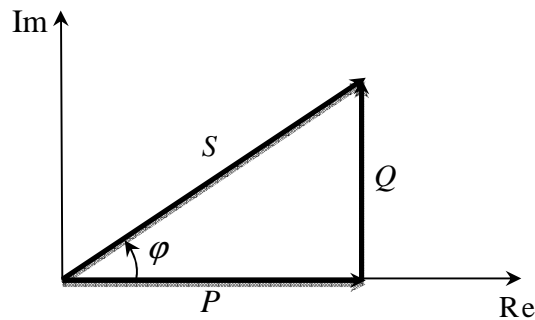


Fig.1.2. Diagramme de Fresnel des puissances.

La puissance apparente est composée de trois parties, la puissance active P qui correspond à la puissance consommée, réactive Q qui est échangée au courant fondamental et déformante D qui est due aux harmoniques de courant [10]. Elle est décrite par l'équation suivante :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}$$

Le facteur de puissance est le quotient PF de la puissance active par la puissance apparente :

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}}$$

En industrie, il est recherché un facteur de puissance maximal (proche de l'unité) en compensant la puissance réactive Q .

La puissance active est donnée par :

$$P = 3V_i \cos \varphi$$

Le facteur de puissance peut être aussi calculé par :

$$PF = \frac{i_1}{i} \cos \varphi = F_{dis} \cos \varphi$$

Où le facteur de distorsion F_{dis} vaut 1 lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal décroît lorsque les harmoniques s'intensifient.

φ étant le déphasage entre la tension et le courant.

Afin d'atténuer les perturbations harmoniques, une solution intéressante consiste à introduire un redresseur multiniveaux permettant de délivrer une tension plus élevée et de meilleure qualité que les convertisseurs conventionnels. Leur champ d'application est le domaine des moyennes et hautes tensions à fréquences de pulsation élevée. L'attrait des convertisseurs multiniveaux est toutefois limité par quelques inconvénients. La commande est beaucoup plus complexe et les techniques sont encore peu répandues en industrie.

1.6. Techniques de commande à MLI

Il y a plusieurs façons de générer les impulsions de commandes des interrupteurs en utilisant la modulation de largeur d'impulsion (*Pulse Width Modulation*). Le choix de l'une ou de l'autre dépend du type de commande appliquée au système, de la fréquence de découpage et de maintes contraintes fixées par l'utilisateur [4].

1.6.1. MLI à bande d'hystérésis

Elle permet la commutation des interrupteurs lorsque l'erreur entre le signal et sa consigne excède une certaine amplitude appelée fourchette ou bande d'hystérésis.

Cette technique utilise un comparateur par phase qui fonctionne suivant le principe de la

figure.1.3. Si l'erreur est inférieure à $-\frac{H}{2}$, l'interrupteur s'ouvre, il se ferme si elle est

supérieure à $\frac{H}{2}$. Si l'erreur varie à l'intérieur de la fourchette $\left[-\frac{H}{2}; \frac{H}{2}\right]$ l'interrupteur ne

commute pas [4].

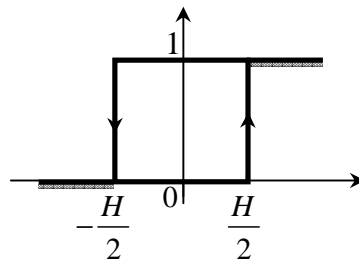


Fig.1.3. Principe de la MLI à bande d'hystérésis

1.6.2. MLI intersective

Le principe est de comparer un signal triangulaire appelé porteuse à une modulante dont le fondamental est à la fréquence du réseau. Le résultat est utilisé comme fonction de commutation pour commander les interrupteurs du redresseur.

Plusieurs types de MLI intersectives sont utilisés, en citant la MLI intersective sinus avec porteuse triangulaire, la MLI intersective avec porteuse aléatoire ...etc.

Les principes d'élaboration de ces MLI diffèrent dans le type de la modulante utilisée.

1.6.3. MLI vectorielle

Pour cette technique, les vecteurs à appliquer et leurs temps de commutation sont calculés analytiquement. Chacune des configurations possibles est représentée par un vecteur tension dans le repère de Concordia. L'ensemble de ces vecteurs forment le diagramme vectoriel des tensions du redresseur [4].

1.7. Commande des redresseurs triphasés

Les algorithmes de commande visent à satisfaire certains objectifs dont le respect non seulement des contraintes fréquentielles imposées par la technologie des interrupteurs, mais aussi les critères standards en électronique de puissance tels que le taux de distorsion harmonique (THD) et le facteur de puissance ainsi que la mise en forme des courants de lignes, et réguler la tension continue. Ces différents critères doivent être maintenus pour diverses conditions de fonctionnement, c'est-à-dire indépendamment des variations et/ou incertitudes paramétriques

auxquelles le système peut être assujéti [2]. Il s'avère donc indispensable d'adopter des techniques de commande très sophistiquées.

Pour piloter le système, diverses techniques de commande peuvent être proposées. Pour des raisons de clarté et de simplicité, elles sont réparties en deux grandes classes : commande linéaire et commande non-linéaire.

Les techniques de commande linéaires sont largement appliquées aux convertisseurs triphasés, grâce à leur simplicité de conception et d'implémentation. Il existe divers types de régulateurs linéaires: les compensateurs à avance et retard de phase, les régulateurs à action proportionnelle-intégrale et dérivée (PID) ou l'une de ses variantes (P ou PI), le retour d'état linéaire, la commande linéaire robuste...etc.

Il est à noter qu'un redresseur triphasé présente de fortes non-linéarités qui sont dues aux empiètements et à la nature discontinue des interrupteurs dont il est doté. Ces non-linéarités sont négligées avec l'utilisation des techniques de commande linéaire ce qui entraîne souvent des dégradations des performances [2]. Aussi, la commande non linéaire robuste s'avère-t-elle indispensable en particulier dans le cas de perturbations paramétriques affectant le modèle nominal du système. Il y en a plusieurs : la commande à structure variable, la commande adaptative, la commande floue...etc.

Conclusion

Le présent chapitre a donné un bref aperçu sur les convertisseurs en général et les redresseurs en particulier en citant les avantages et inconvénients de leur utilisation industrielle ainsi que l'origine, les effets et la quantification de la pollution harmonique résultant de la commutation des interrupteurs de puissance. Pour la génération des impulsions de commande, plusieurs techniques ont été proposées parmi lesquelles, il y a la MLI multiniveaux qui sera utilisée dans le présent travail.

Quant à la commande des redresseurs, il y a lieu de dire que plusieurs techniques linéaires et non linéaires sont applicables et le choix se fait sur la base des critères de performances souhaités.

Chapitre 2 : Modélisation du redresseur triphasé multi-niveau

Introduction

La modélisation est une étape clé quant à l'analyse des caractéristiques dynamiques et la conception de la commande pour les redresseurs triphasés à transistors bipolaires. Par conséquent, il est intéressant de déterminer un modèle fiable, pouvant décrire le plus fidèlement possible le fonctionnement de tels systèmes. Cet intérêt a été davantage nourri par l'apparition de nouveaux outils de simulation dynamique, où les modèles peuvent être spécifiés sous forme de circuits ou sous forme d'une représentation d'état.

L'objet de ce chapitre est de présenter les différentes étapes permettant d'aboutir au modèle mathématique du redresseur triphasé, en introduisant des hypothèses simplificatrices à savoir les variations paramétriques, permettant de synthétiser une loi de commande adéquate.

2.1. Modélisation du système

La **figure.2.1** représente un redresseur triphasé à transistors bipolaires alimenté par une source triphasée à tension d'entrée supposée équilibrée stable en phase et en amplitude.

Le redresseur triphasé est constitué de trois parties essentielles à savoir :

- ✓ **Une partie alternative :** constituée de la source de tension triphasée et du transformateur représenté par son impédance inductive de fuite $Z = R + j\omega L$.
- ✓ **Une partie continue :** constituée d'un condensateur de stockage, d'une résistance représentant la dissipation par effet Joule dans les semi-conducteurs et de la charge à alimenter de type RL.
- ✓ **Une interface électronique de puissance :** constituée de trois bras d'un redresseur (six transistors et six diodes de roue libre)

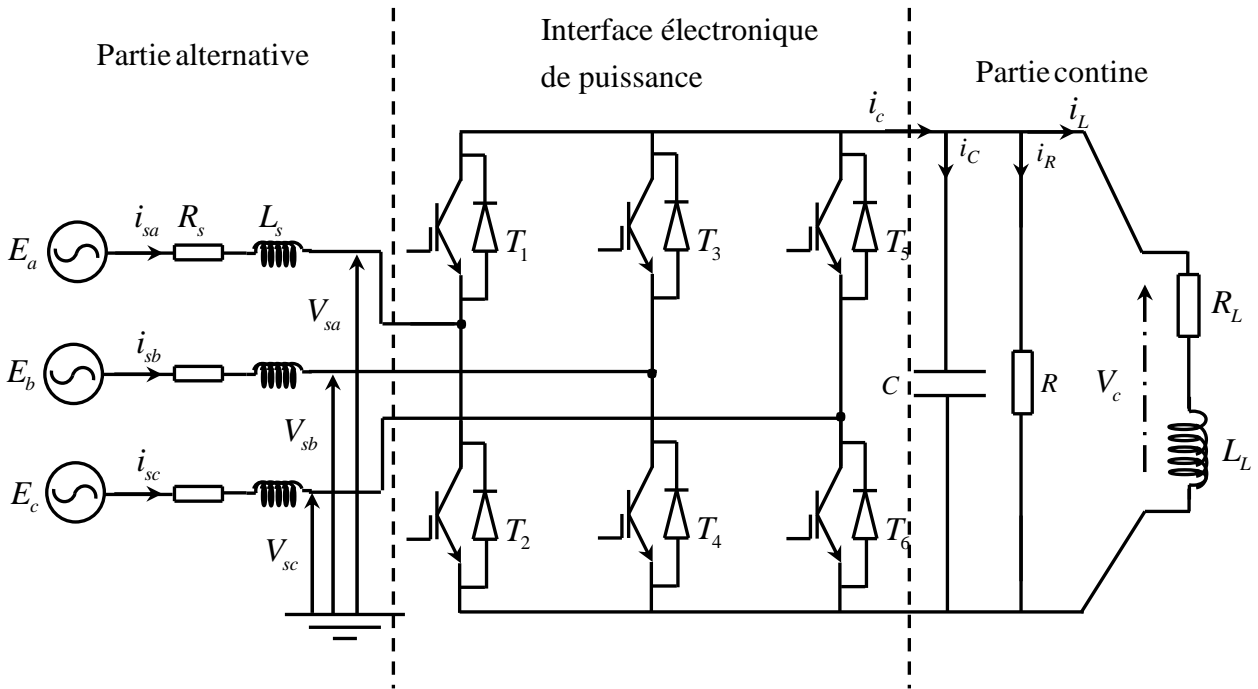


Fig.2.1. Constitution d'un redresseur MLI.

Dans le but d'obtenir de meilleures performances, nous utiliserons un redresseur à cinq niveaux, dont chaque bras possède la configuration suivante :

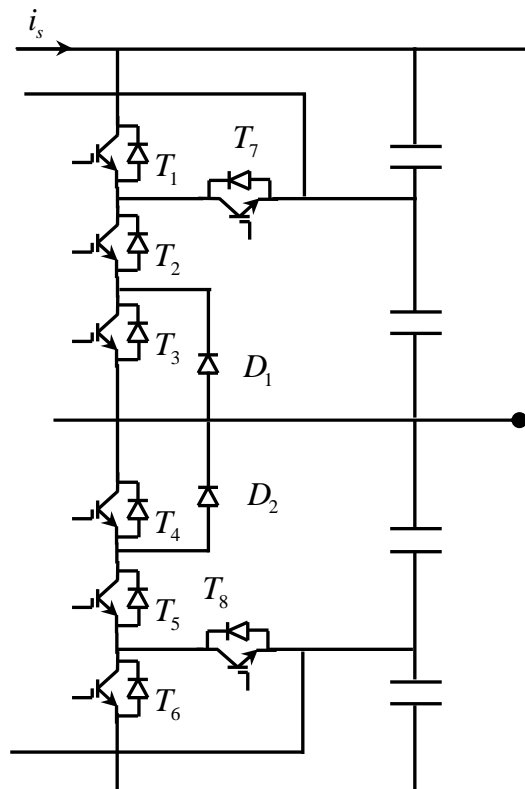


Fig.2.2. Configuration d'un bras du redresseur.

Pour modéliser un système électrique, il existe deux approches triviales à savoir :

- l'approche en courant.
- l'approche en puissance.

Dans ce qui suit, il sera adopté l'approche en puissance, étant donné que dans le cahier des charges, toutes les spécifications portent sur les puissances.

2.1.1. Modélisation de la partie alternative

La **figure.2.3.** représente le schéma unifilaire de la partie alternative où V_k signifie la tension d'entrée du redresseur relative à la phase $k, k = a, b, c$.

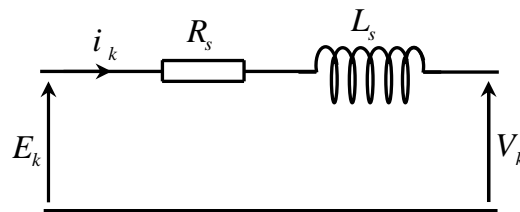


Fig.2.3. Schéma unifilaire de la partie alternative phase k .

L'application de la loi de Kirchhoff au schéma unifilaire de la **figure.2.3.** donne :

$$E_k = L_s \frac{di_k}{dt} + R_s i_k + V_k \quad (2.1)$$

Pour les trois phases, l'équation précédente peut s'écrire :

$$\begin{pmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{pmatrix} = L_s \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} + R_s \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

Sous forme compacte, l'équation (2.2) pourra s'écrire encore comme suit :

$$\frac{di_{abc}}{dt} = A_{abc} i_{abc} + B_{abc} V_{abc} - B_{abc} E_{abc} \quad (2.3)$$

Avec :

$$V_{abc} = [V_a \quad V_b \quad V_c]^T \text{ l'entrée de commande.}$$

$i_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$ l'état du système, et évidemment, la sortie à commander.

$E_{abc} = [E_a \ E_b \ E_c]^T$ est considéré comme perturbation.

$$A_{abc} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{pmatrix} \text{matrice d'évolution.}$$

$$B_{abc} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_s} \end{pmatrix} \text{matrice de commande.}$$

Il est à noter que l'équation d'état (2.3) ne peut être exploitée dans sa forme alternative triphasée du fait que les grandeurs électriques dépendent fortement du temps. Afin de pallier à ce problème, il y a lieu de transformer toutes les grandeurs dans un espace autre que l'espace triphasé où les grandeurs utiles seraient continues. D'emblée, la transformation de Park (dite transformation dans le repère synchrone) semble être une solution pertinente.

2.1.1.1. Transformation de Park

L'ensemble des tensions triphasées forme un vecteur tournant à la vitesse de synchronisme $\omega = 2\pi f$, f étant la fréquence fondamentale de la source. Ce vecteur tournant (champ tournant) s'exprime dans le plan complexe par son affixe donné par l'équation ci-dessous [4]:

$$\bar{V}_{abc} = \bar{V}_a + a\bar{V}_b + a^2\bar{V}_c$$

Ce champ tournant a pour module $V = \sqrt{\frac{3}{2}}V_{\max}$ et pour argument ou phase $\theta = \omega t$ où :

V_{\max} est la tension crête simple de la source.

$a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ est le nombre complexe racine troisième de l'unité.

La transformation de Park se fait en deux étapes [5], à savoir :

a. Transformation (α - β) de Concordia

Elle permet de faire le passage d'un système triphasé équilibré (a, b, c) vers un système diphasé (α, β) et cela en faisant la projection du vecteur tournant dans un repère fixe comme illustré à la **figure.2.4**. Les composantes V_α et V_β sont, respectivement, les parties réelle et imaginaire de l'affixe \bar{V}_{abc} du champ tournant.

Cette transformation se résume par l'expression :

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{pmatrix} = T_{\alpha\beta} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix}$$

Où :

V_0 est la composante homolaire du système triphasé, elle est nulle dans le cas d'un système équilibré.

$$T_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \text{ est la matrice de transformation } (\alpha, \beta).$$

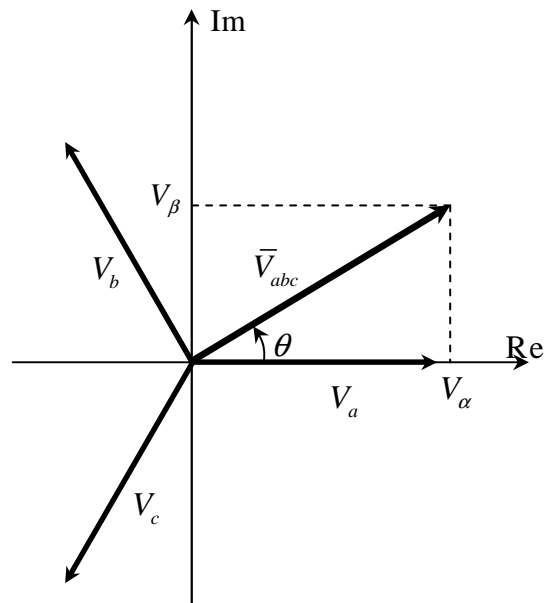


Fig.2.4. Champ tournant et transformation (α, β) .

b. Transformation d-q

Une fois les composantes V_α et V_β trouvées, celles-ci restent sinusoïdales, ce qui n'est pas facile à exploiter en particulier, dans des applications de commande. La transformation $d - q$ vient compléter la transformation de Concordia dans le but d'avoir des grandeurs continues. Pour cela, comme illustré à la **figure.2.5**, le repère fixe subit une rotation à la vitesse de synchronisme dans le sens direct ce qui entraîne, après projection sur les axes $d - q$ du référentiel tournant, des composantes directe V_d et en quadrature V_q continues menant à leur tour à un modèle continu.

L'expression analytique de la transformation $(d - q)$ se déduit géométriquement de la **figure.2.4** (rotation du repère $(d - q)$ dans le repère $(\alpha - \beta)$ d'un angle $\theta + \theta_0$) et elle est donnée, pour θ_0 choisi arbitrairement, par:

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{pmatrix} = T_{dq} \begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{pmatrix}$$

avec :

$$T_{dq} = \begin{pmatrix} \cos(\theta + \theta_0) & \sin(\theta + \theta_0) & 0 \\ -\sin(\theta + \theta_0) & \cos(\theta + \theta_0) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

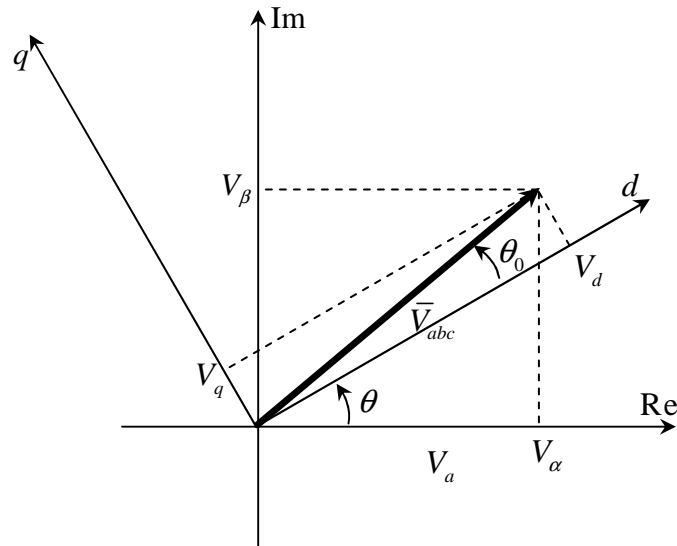


Fig.2.5. Transformation $(d - q)$.

Etant unitaires, les matrices de transformation inverses précédentes sont telles que :

$$T_{\alpha\beta}^{-1} = T_{\alpha\beta}^T$$

$$T_{dq}^{-1} = T_{dq}^T$$

Il est à noter que pour des raisons de simplicité, l'angle θ_0 est souvent choisi nul. Dans ce cas, et en connaissant les composantes de la tension dans le repère $(d - q)$, l'angle θ peut être obtenu par l'expression :

$$\theta = \text{atan2}(V_q, V_d)$$

En résumé, le passage d'un système de grandeurs triphasées (courant, tension, flux...etc.) vers un système de grandeurs continues en utilisant la transformation de Park se traduit par l'expression :

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{pmatrix} = T_{Park} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix}$$

avec : $T_{Park} = T_{dq} T_{\alpha\beta}$ et $T_{Park}^{-1} = T_{\alpha\beta}^{-1} T_{dq}^{-1}$

En exploitant la transformation de Park, l'équation (2.3) peut être réécrite comme suit :

$$\frac{d}{dt}(T_{Park}^{-1} i_{dq}) = A_{abc}(T_{Park}^{-1} i_{dq}) + B(T_{Park}^{-1} V_{dq}) - B(T_{Park}^{-1} E_{dq}) \quad (2.4)$$

Où $i_{dq} = [i_d \quad i_q \quad 0]^T$, $V_{dq} = [V_d \quad V_q \quad 0]^T$ et $E_{dq} = [E_d \quad E_q \quad 0]^T$ sont, respectivement les vecteurs : état, commande et perturbation exprimés dans le repère de Park.

Après développement du terme $\frac{d}{dt}(T_{Park}^{-1} i_{dq})$, l'équation s'écrit :

$$\frac{d}{dt}(T_{Park}^{-1} i_{dq}) + T_{Park}^{-1} \frac{di_{dq}}{dt} = A_{abc}(T_{Park}^{-1} i_{dq}) + B(T_{Park}^{-1} V_{dq}) - B(T_{Park}^{-1} E_{dq}) \quad (2.5)$$

Les matrices A et B étant diagonales, cela permet d'écrire :

$$T_{Park}^{-1} \frac{di_{dq}}{dt} = T_{Park}^{-1} A_{abc} i_{dq} - \frac{d}{dt}(T_{Park}^{-1} i_{dq}) + T_{Park}^{-1} B V_{dq} - T_{Park}^{-1} B E_{dq} \quad (2.6)$$

Ou encore :

$$\frac{di_{dq}}{dt} = A_{abc} i_{dq} - T_{Park} \frac{d}{dt}(T_{Park}^{-1} i_{dq}) + B V_{dq} - B E_{dq} \quad (2.7)$$

La dérivée de la matrice inverse de Park est donnée par l'expression suivante :

$$T_{Park} \frac{d}{dt}(T_{Park}^{-1}) = \Omega = \begin{pmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

$$\text{Donc } A_{abc} - \Omega = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{pmatrix}$$

En substituant (2.8) dans (2.7), (2.7) se réécrit comme suit :

$$\frac{di_{dq}}{dt} = Ai_{dq} + BV_{dq} - BE_{dq} \quad (2.9)$$

Ou encore $\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + B \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} - B \begin{pmatrix} E_d \\ E_q \end{pmatrix}$ sans la composante homopolaire.

$$\text{Avec : } A = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega \\ \omega & -\frac{R_s}{L_s} \end{pmatrix} \text{ et } B = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_s} \end{pmatrix}.$$

$$y = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

Cette dernière équation est la version continue du modèle de la partie alternative dans le repère de Park, lequel servira à la synthèse d'une loi de commande appropriée afin de contribuer à piloter le système complet dans la réalisation des objectifs du cahier des charges.

Si le vecteur d'état est noté $x = \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix}$ et le vecteur de commande est noté $U = \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix}$, alors

(2.9) et (2.10) peuvent s'écrire :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax + BU + W \\ y = Cx \end{cases}$$

Où: $W = -BE_{dq}$.

2.1.2. Modélisation de la partie continue

La **figure.2.6** représente le schéma du circuit électrique de la partie continue. Par application de la loi des mailles, l'équation (2.11) est obtenue :

$$V_c = R_L i_L + L_L \frac{di_L}{dt} \quad (2.11)$$

La résolution par rapport à la dérivée temporelle du courant de charge i_L conduit à :

$$\frac{di_L}{dt} = -R_L i_L + \frac{1}{L_L} V_c \quad (2.12)$$

Cette dernière équation représente le modèle mathématique de la partie continue. Elle a l'avantage d'être linéaire et simple. Cependant, elle révèle que la tension V_c aux bornes du condensateur est la grandeur de commande ce qui est, en toute évidence, un mauvais choix car V_c est une variable intrinsèque au système.

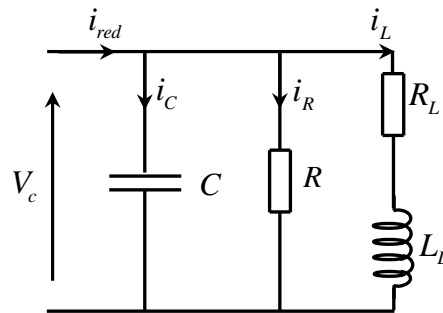


Fig.2.6. Circuit de la partie continue.

Pour la raison évoquée plus haut, il y a lieu de changer d'approche de modélisation. En effet, l'approche en puissance, bien qu'elle conduise à un modèle non linéaire, permet de soulever l'ambiguïté. Dans ce qui suit, il est considéré les puissances P_{red} , P_C , P_R et P_L images des courants i_{red} , i_C , i_R et i_L , respectivement.

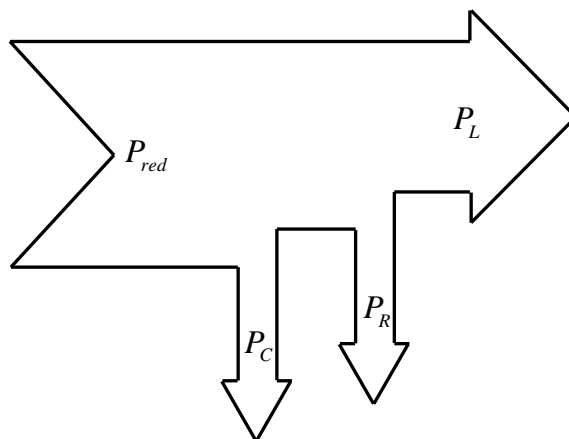


Fig.2.7. Répartition des puissances relatives à la partie continue.

Où :

P_{red} : Puissance transmise par le redresseur vers la partie continue.

P_C : Puissance de charge du condensateur.

P_R : Puissance dissipée par effet Joule.

P_L : Puissance utile (envoyée à la charge).

Le principe de conservation des puissances électriques appliqué au schéma de la **figure.2.7** conduit à l'équation suivante :

$$P_{red} = P_C + P_R + P_L \quad (2.13)$$

La puissance P_C s'exprime en fonction de l'énergie E_C emmagasinée dans le condensateur comme suit :

$$P_C = \frac{dE_C}{dt} \quad (2.14)$$

En exploitant le fait que $E_C = \frac{1}{2}CV_C^2$, il vient :

$$P_C = CV_C \frac{dV_C}{dt} \quad (2.15)$$

Il y a lieu de rappeler l'expression de la puissance dissipée par effet Joule :

$$P_R = \frac{V_C^2}{R} \quad (2.16)$$

En tenant compte des équations (2.15) et (2.16) et en réarrangeant l'équation (2.13), celle-ci s'écrira :

$$CV_C \frac{dV_C}{dt} + \frac{V_C^2}{R} = P_{red} - P_L \quad (2.17)$$

Cette dernière équation n'est autre que le modèle dynamique du système (partie continue) qui est cette fois-ci non linéaire (équation différentielle de Bernoulli). Cependant,

prendre la puissance transmise par le redresseur à la partie continue P_{red} comme entrée de commande, s'avère un choix naturel. De plus, la tension V_c aux bornes du condensateur est une grandeur facile à mesurer et reflète bien la qualité de réglage du système, par conséquent, elle est choisie comme grandeur commandée (de sortie). Enfin, la puissance utile P_L joue le rôle de perturbation.

2.1.3. Modélisation de l'interface de puissance

La figure.2.8 montre un schéma simplifié de l'interface de puissance qui assure la transformation alternative-continue de la puissance à l'aide essentiellement, des vannes d'énergie représentées par de simples interrupteurs. L'interface est constituée de trois bras de redresseur, chaque bras est représenté par deux interrupteurs commandés d'une façon complémentaire (si l'un est ouvert l'autre est fermé et vice versa) [8].

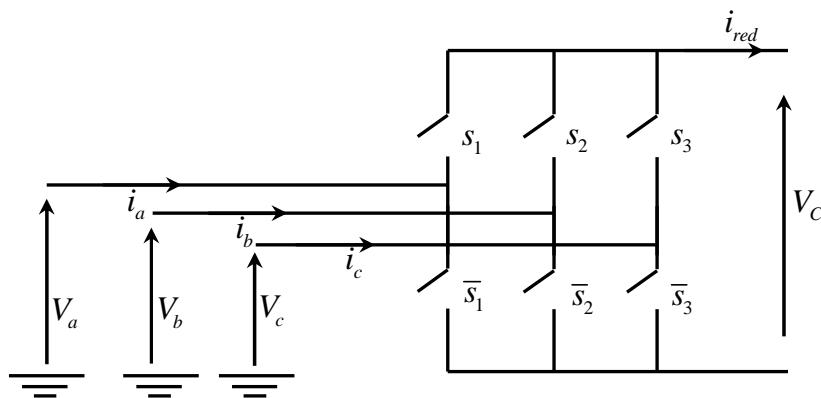


Fig.2.8. Schéma simplifié de l'interface de puissance.

Le transfert entre la tension triphasée et la tension continue est donné par l'équation suivante :

$$V_{abc} = M S \quad (2.18)$$

où : M est la matrice de commutation, elle est donnée par :

$$M = \frac{V_c}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix}$$

$S = \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix}$ est le vecteur d'états des bras.

Dans le prochain chapitre, il sera explicité une des techniques de génération des impulsions de commande qui assurent l'amorçage /désamorçage des interrupteurs afin de réguler les puissances des deux côtés : alternatif et continu.

Conclusion

Le présent chapitre a été consacré à la modélisation des circuits électriques de base d'un système d'alimentation stabilisé à redresseur pour charges continues. Le système a été subdivisé en trois parties à savoir : la partie alternative, la partie continue et l'interface qui assure la conversion d'énergie. Chaque partie a été modélisée en exploitant les artifices mathématiques et les techniques de modélisation les plus utilisés en électricité, en particulier la transformation de Park.

Les grandeurs électriques les plus utiles, en particulier les puissances, ont été déterminantes dans le choix des entrées, des sorties et des perturbations, le cas échéant. Les modèles ainsi obtenus ont des expressions relativement simples ce qui facilitera la conception de lois de commande qui sera exposée plus en détail dans le chapitre prochain.

Chapitre 3 : Commande du redresseur triphasé multi-niveau

Introduction

La commande d'un processus nécessite la synthèse d'une structure capable de déterminer une évolution dynamique du système qui satisfait certains critères de performance.

Les performances d'un système asservi peuvent être quantifiées à partir des erreurs statiques et dynamiques en suivi de consigne ou en rejet de perturbation. Les performances dynamiques peuvent également être précisées en termes de bande passante ou de temps de réponse. Néanmoins, pour qu'une commande soit réellement exploitable, il faut qu'elle soit suffisamment robuste pour tolérer les inévitables erreurs de modélisation et ne pas nécessiter une procédure de réglage trop contraignante. Il faut également qu'elle évite toute sollicitation excessive ou inutile des actionneurs, afin de garantir la durée de vie optimale du système. Tout l'art du concepteur consiste donc à gérer convenablement le compromis entre performances, robustesse et sollicitation des actionneurs.

Afin de réguler la puissance consommée par la charge image du courant de charge, il y a lieu de réguler la tension à ses bornes. Cette dernière est à son tour régulée en utilisant la puissance fournie en sortie de la partie alternative ayant pour grandeur d'entrée, la tension triphasée générée par le redresseur.

3.1. Synthèse des lois de commande pour le redresseur triphasé multi-niveau

Le système de commande a une structure en cascade à deux boucles imbriquées tel que indiqué à la **figure.3.1**.

- Une boucle interne **relativement rapide** assure la régulation de la puissance fournie à la partie continue.
- Une boucle externe maintient constante la tension de sortie. Contrairement à la boucle interne, celle-ci doit être à grande inertie (lente), la raison pour laquelle un régulateur PI classique s'avère adéquat.

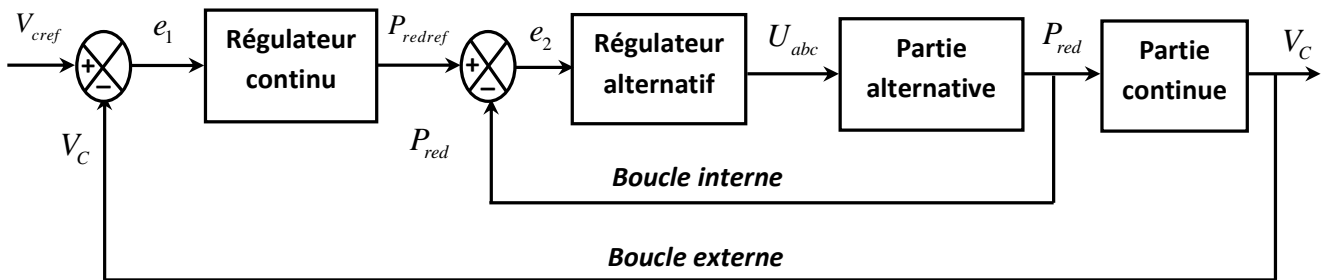


Fig.3.1. Schéma de commande en cascade du système global.

3.1.1. Commande de la partie continue (Boucle externe)

La partie continue est régie par l'équation différentielle non linéaire suivante, établie dans le chapitre précédent.

$$CV_C \frac{dV_C}{dt} + \frac{V_C^2}{R} = P_{red} - P_L \quad (3.1)$$

3.1.1.1. Linéarisation autour d'un point d'équilibre

Il s'agit de considérer une petite variation v_c autour de la valeur nominal V_C^* fixée.

Cela se traduit par :

$$V_C = V_C^* + v_C \quad (3.2)$$

Sachant que :

$$P_{red} = P_{red}^* + p_{red} \quad (3.3)$$

$$P_L = P_L^* + p_L \quad (3.4)$$

En utilisant (3.2), (3.3) et (3.4) dans (3.1), il vient:

$$(V_C^* + v_C) \frac{d(V_C^* + v_C)}{dt} + \frac{(V_C^* + v_C)^2}{RC} = \frac{1}{C} ((P_{red}^* + p_{red}) - (P_L^* + p_L)) \quad (3.5)$$

A l'équilibre

$$V_C^* \frac{dV_C^*}{dt} + \frac{(V_C^*)^2}{RC} = \frac{1}{C} (P_{red}^* - P_L^*) \quad (3.6)$$

Avec $\frac{dV_C^*}{dt} = 0$ car V_C^* est constant.

L'équation (3.6) devient

$$\frac{(V_C^*)^2}{RC} = \frac{1}{C} (P_{red}^* - P_L^*) \quad (3.7)$$

En négligeant les termes d'ordre supérieur à 1 d'une part, et en exploitant (3.7), l'équation (3.5) s'écrit comme suit :

$$\frac{dv_C}{dt} + \frac{2V_C^* v_C}{RC} = \frac{1}{CV_C^*} (P_{red} - P_L) \quad (3.8)$$

L'équation ci-dessus représente le modèle linéarisé de la partie continue lequel servira à la synthèse de la loi de commande pour la régulation de la tension aux bornes du condensateur.

En schéma fonctionnel, ce modèle est représenté à la **figure.3.2**.

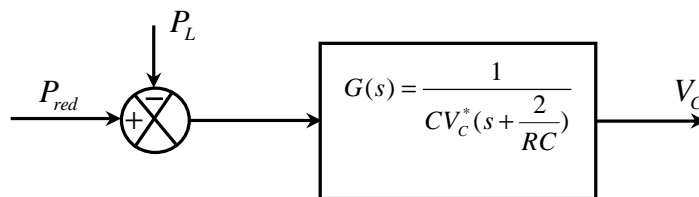


Fig.3.2. schéma bloc représentant le modèle de la partie continue.

3.1.1.2. Synthèse d'un régulateur classique proportionnel intégral PI :

La fonction de transfert du régulateur PI s'exprime comme suit :

$$C(s) = k_p \left(1 + \frac{k_i}{s}\right)$$

La puissance de charge P_L est considérée comme une perturbation.

Le schéma bloc de la **figure.3.3** représente la boucle de commande principale (hiérarchiquement supérieur).

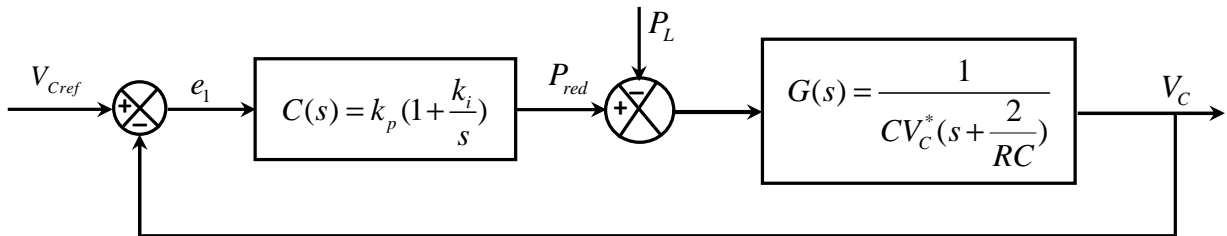


Fig.3.3. Schéma bloc de la boucle de régulation.

La fonction de transfert en boucle fermée du système s'exprime par:

$$H(s) = \frac{k_p(s+k_i)}{CV_C^*} \frac{1}{s^2 + \left(\frac{2}{RC} + \frac{k_p}{CV_C^*}\right)s + \frac{k_p k_i}{CV_C^*}} \quad (3.9)$$

C'est un système du second ordre dont le polynôme caractéristique est :

$$D(s) = s^2 + \left(\frac{2}{RC} + \frac{k_p}{CV_C^*}\right)s + \frac{k_p k_i}{CV_C^*}$$

Par analogie avec le polynôme caractéristique d'un second ordre normalisé, $P(s) = s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2$, cela donne :

$$\begin{cases} 2\xi\omega_n = \frac{2}{RC} + \frac{k_p}{CV_C^*} \\ \omega_n^2 = \frac{k_p k_i}{CV_C^*} \end{cases} \quad (3.10)$$

Les gains du correcteur PI en sont tirés, en imposant l'amortissement ξ et la pulsation naturelle ω_n de la réponse désirée en boucle fermée. Ils sont donnés par :

$$\begin{cases} k_p = 2\xi\omega_n CV_c^* - \frac{2V_c^*}{R} \\ k_i = \frac{\omega_n^2 CV_c^*}{k_p} \end{cases} \quad (3.11)$$

Les valeurs de ω_n et ξ sont choisies parmi celles donnant une réponse optimale au sens du critère ITAE suivant :

$$J(t) = \int_0^{+\infty} t |e(\tau)| d\tau$$

Pour $\omega_n = 100 \text{ rad/s}$ et $\xi = 0.7$, les coefficients de réglage sont tels que : $k_p = 84$ et $k_i = 71$.

3.1.2. Commande de la partie alternative (boucle interne)

Comme il a été déjà cité précédemment que, la dynamique de la boucle interne devrait être la plus rapide, la raison pour laquelle il est préférable d'adopter une technique de commande moderne très performante en terme de temps de réponse.

La commande à structure variable fait partie des techniques modernes et bien ancrées dans le domaine de l'électronique de puissance, ce qui semble être un choix convenable pour l'étude de notre système.

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable. Ce type de systèmes a été étudié d'abord en ex-union soviétique (Utkin 1977 ; 1978) [18], aux Etat Unis (J.J. Slotine) et ceci à partir des travaux théoriques du mathématicien Russe A.F. Filipov. Il est caractérisé par une commutation continue et périodique entre deux états et est par conséquent une méthode de réglage non linéaire. Ce principe se prête particulièrement bien à une application pratique, lorsque la commutation a lieu au niveau de l'organe de commande (**Fig3.4**), comme c'est le cas pour les variateurs de courant continu (hacheur) ou les onduleurs [17].

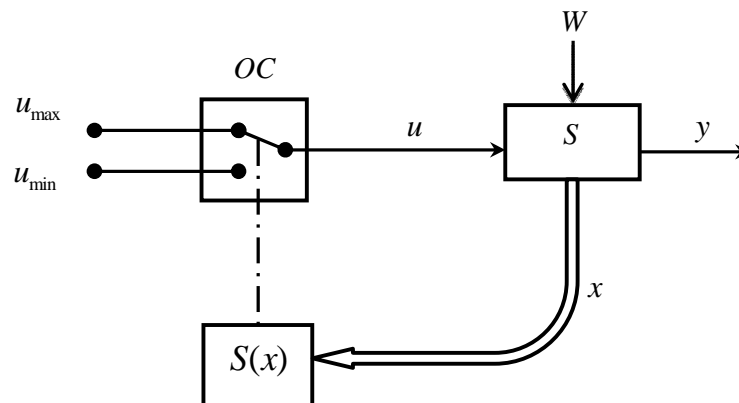


Fig.3.4. Système de réglage à structure variable avec commutation au niveau de l'organe de commande.

La commande par modes glissants a connu un grand succès ces dernières années. Cela est dû à sa simplicité de mise en œuvre et sa robustesse aux incertitudes du système et des perturbations externes survenant sur le processus [12].

3.1.2.1. Synthèse d'une commande par modes glissants

Le principe de la commande par mode de glissement consiste à forcer le processus à avoir un type de comportement choisi en ramenant sa trajectoire d'état à une surface appelée surface de glissement ou de commutation et de la faire évoluer dessus jusqu'au point d'équilibre. La conception de cette commande passe principalement par trois étapes [22]:

- ◆ Choix de la surface de commutation,
- ◆ Détermination de la loi de commande,
- ◆ Etablissement des conditions d'existence et de convergence.

Afin d'exposer la problématique, on ne considère que l'analyse de la boucle interne de courant et l'on suppose que le régulateur de la tension continue fonctionne correctement.

Considérons le modèle triphasé représenté dans le repère dq suivant :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax + BU + W \\ y = Cx \end{cases} \quad (3.12)$$

a. Choix de la surface de commutation

Il est nécessaire, comme indiqué précédemment, de déterminer une surface de glissement, permettant de garantir la stabilité globale du système. Le choix des surfaces de glissement concerne leur nombre ainsi que leurs formes en fonction de l'application et de l'objectif visé.

Le nombre de surfaces de glissement est donné par la dimension du vecteur d'entrée U , par contre sa forme est distinguée par une analyse dans le plan de phase où la surface de glissement est définie comme étant une fonction scalaire qui assure la convergence d'une variable d'état x vers sa valeur de consigne x_{ref} . La forme d'équation générale proposée par J.J.Slotine [9] pour déterminer cette surface est donnée :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (3.13)$$

x : variable à réguler,

$e(x)$: erreur de régulation ($e(x) = x - x_{ref}$),

λ : constante positive,

r : degré relatif.

Selon le modèle obtenu dans la partie alternative, il suffit de dériver la sortie une seule fois pour faire apparaître les entrées, alors le degré relatif r est égal à 1. Ainsi la surface de glissement choisie selon l'équation (3.13) est :

$$S(x) = e(x) = x - x_{ref} \quad (3.14)$$

$$\text{Avec } x_{ref} = \begin{bmatrix} i_{dref} & i_{qref} \end{bmatrix}^T$$

La difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de maintenir la surface à zéro ($S(x) = 0$) tout en respectant la condition de convergence.

b. Détermination de la loi de commande

Une fois la surface de glissement choisie, il reste à déterminer la loi de commande nécessaire pour attirer la variable à réguler vers la surface, ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence du mode de glissement.

La dynamique de la surface de glissement est régie par l'équation (3.15)

$$\dot{S}(x) = -K \text{sign}(S(x)) \quad (3.15)$$

D'où :

$$\dot{S} = Ax + BU + W - \dot{x}_{ref} = -K \text{sign}(S(x))$$

La matrice B étant inversible, cela permet d'écrire :

$$U = B^{-1}(\dot{x}_{ref} - (Ax + W) - K \text{sign}(S(x))) \quad (3.16)$$

Avec

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

Il est impossible que les trajectoires restent pratiquement sur la surface, vu que l'organe de commande réalisant cette fonction $\text{sign}()$ ne peut pas fonctionner à fréquence infinie (ce sera fortement limité par la technologie des interrupteurs), les trajectoires vont devoir osciller indéfiniment autour de la surface $S = 0$, ces oscillations à très hautes fréquences s'appellent broutement ou *chattering*.

Le choix du gain K est fait de telle manière à assurer la robustesse aux perturbations et incertitudes paramétriques. Plus il augmente plus le système est robuste et le temps de convergence vers la surface de glissement diminue, cependant l'augmentation de K peut amplifier le phénomène désagréable de chattering.

Le principe de la commande par mode glissant est représenté par la **figure.3.5**. [11].

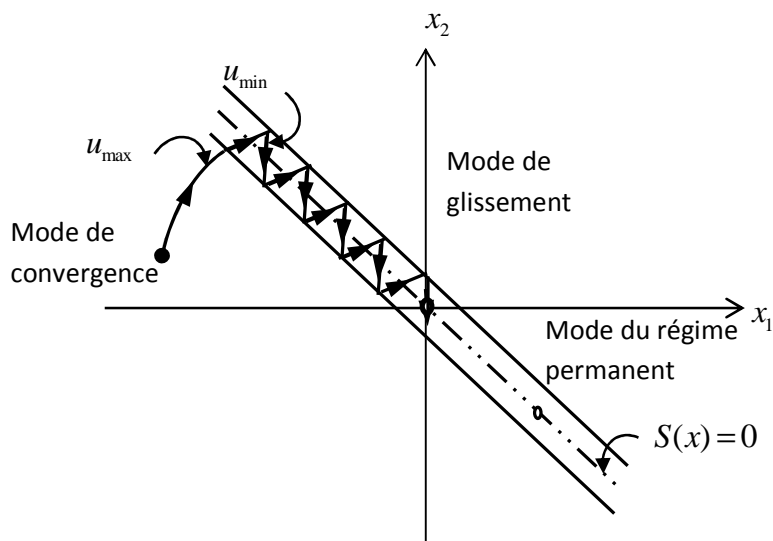


Fig.3.5. Régime de glissement.

Pour réduire le phénomène de chattering, il y a lieu de remplacer la fonction $sign()$ par une fonction adoucie comme la tangente sigmoïde qui a été soigneusement choisie et est associée à un filtre passe-bas qui élimine les oscillations haute fréquence dont la fonction de transfert est donnée ci-après :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{f_c}} \quad \text{Où } f_c \text{ est la fréquence de coupure.}$$

c. Etablissement des conditions d'existence et de convergence

Afin de garantir l'attractivité et la convergence de la dynamique du système vers la surface de glissement nous allons utiliser la méthode de la fonction de Lyapunov.

❖ Fonction de Lyapunov

Cette méthode consiste à proposer une fonction scalaire positive V pour les états du système et de choisir une loi de commutation qui la fera décroître. Cette fonction est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse, et pour bien sûr garantir la stabilité du système [9].

La fonction de Lyapunov représente l'énergie dissipée pour atteindre la surface de glissement.

Elle est sous la forme suivante :

$$V = \frac{1}{2} S^T S \quad (3.17)$$

Pour que la fonction V soit décroissante il suffit de démontrer que sa dérivée est définie négative (inférieure à zéro).

La dérivée en fonction du temps de (3.17) est :

$$\dot{V} = S^T \dot{S} \quad (3.18)$$

La substitution de (3.16) dans (3.18) conduit à :

$$\dot{V} = S^T \dot{S} = S^T \left(Ax + W + BB^{-1} (\dot{x}_{ref} - Ax - W - K \text{sign}(S(x))) - \dot{x}_{ref} \right) \quad (3.19)$$

Ou encore :

$$\dot{V} = -KS^T \text{sign}(S) < 0 \quad (3.20)$$

L'équation (3.20) vérifie la condition de convergence et garantie la stabilité du système pour toute valeur de la surface S .

La commande calculée dans cette partie sera injectée dans l'interface de puissance qui représente dans notre étude le redresseur triphasé multi-niveau à transistors.

3.3.1. Commande de l'interface de puissance avec la MLI multi-niveaux

La Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) est une technique de pilotage des convertisseurs statiques servant d'interface entre une charge (machine électrique, ...) et son dispositif d'alimentation (onduleur, redresseur triphasé, ...).

La MLI regroupe les techniques qui permettent de générer un signal quantifié, image du signal de référence. L'entrée du modulateur est l'image du signal qu'il faudrait idéalement appliquer au dispositif à contrôler pour obtenir l'effet désiré. La sortie générée par le modulateur est l'image du signal le plus proche que le redresseur est capable d'imposer à l'aide des niveaux de tension dont il dispose [8].

3.1.3.1. Principe de la MLI multi-niveaux

La MLI multi-niveaux est généralement basée sur la comparaison d'un ensemble de porteuses triangulaires avec le signal de référence. Leur agencement caractérise la méthode de modulation [6].

Dans ce travail, des porteuses triangulaires en phase unipolaires à quatre niveaux sont utilisées et seront comparées à un signal de référence sinusoïdale modulant pour renvoyer les états d'activation des transistors.

Après avoir calculé les courants dans le repère de Park, les expressions des puissances dans ce repère seront données selon les formules expliquées en annexe.

La **figure.3.6** représente le schéma illustratif de fonctionnement global du redresseur triphasé multi-niveau en boucle fermée.

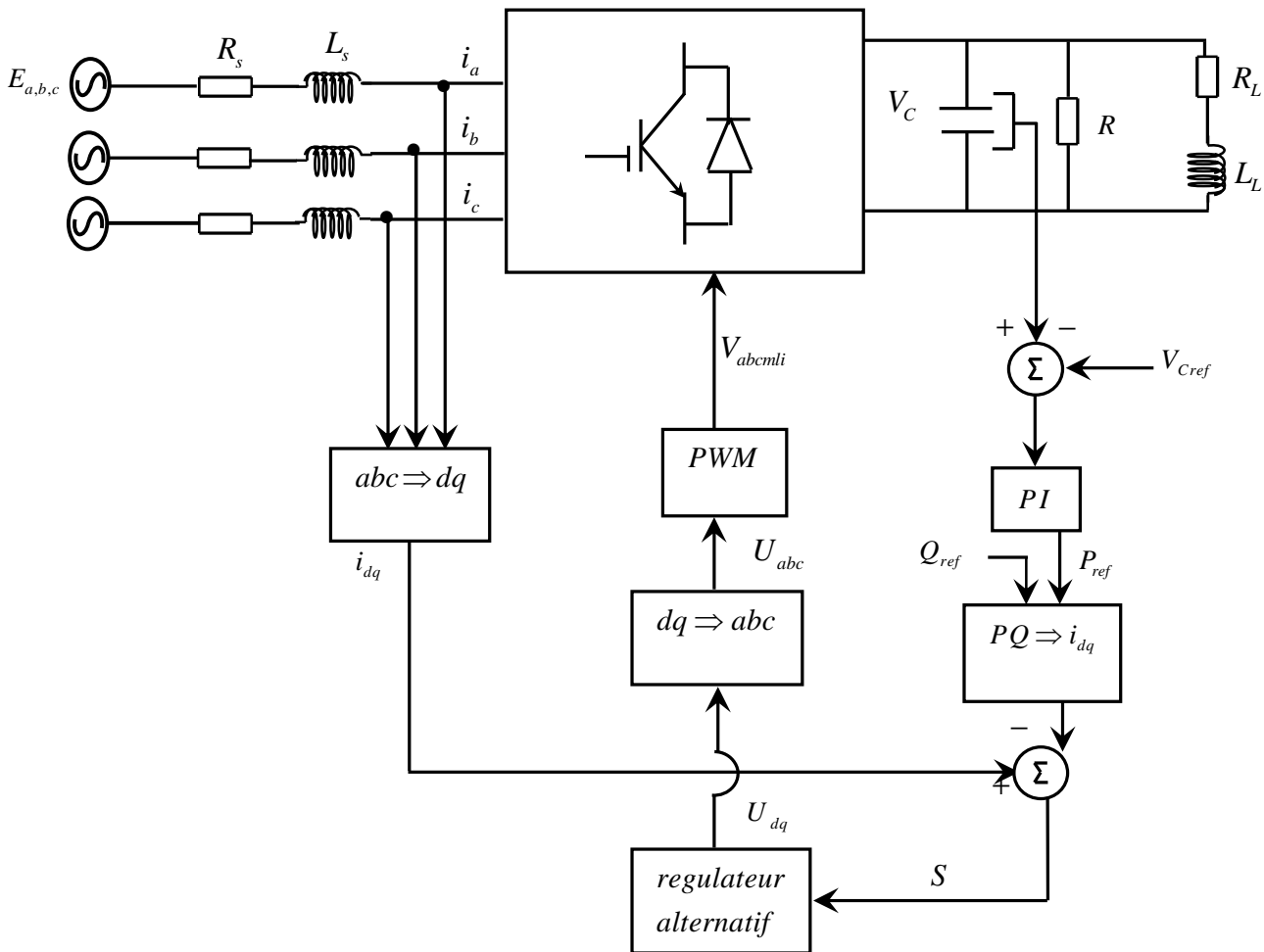


Fig.3.6. Schéma de commande global du système en boucle fermée

3.2. Résultats de simulation

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. Les programmes sont élaborés dans l'environnement *MATLAB*.

Les simulations présentées dans ce travail montrent les caractéristiques de la commande par mode de glissement en utilisant la fonction tangente sigmoïde suivie d'un filtre passe-bas appliqué à un redresseur triphasé multi-niveau avec les paramètres définies comme suit :

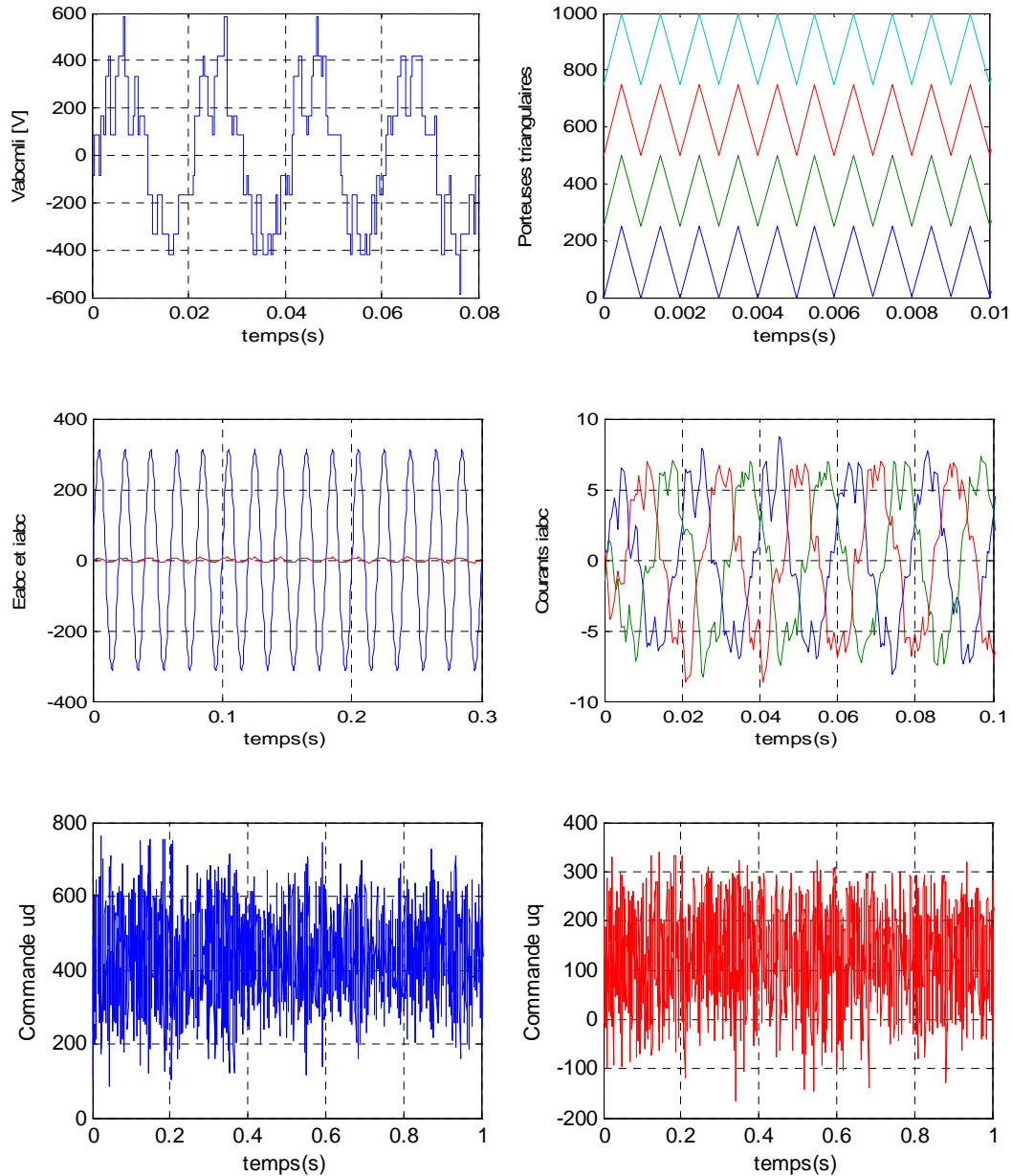
$$R_s = 0.1\Omega \quad , \quad R = 20k\Omega \quad , \quad R_L = 10\Omega,$$

$$C = 3mF \quad , \quad L_s = 0.05H \quad , \quad V_{Cref} = 200V \quad \text{et} \quad K = 9000.$$

Le condensateur est supposé initialement quasi-chargé avec $V_C = 195V$.

La fréquence de coupure du filtre f_c est de $600Hz$

Les résultats de simulation sont donnés comme suit :



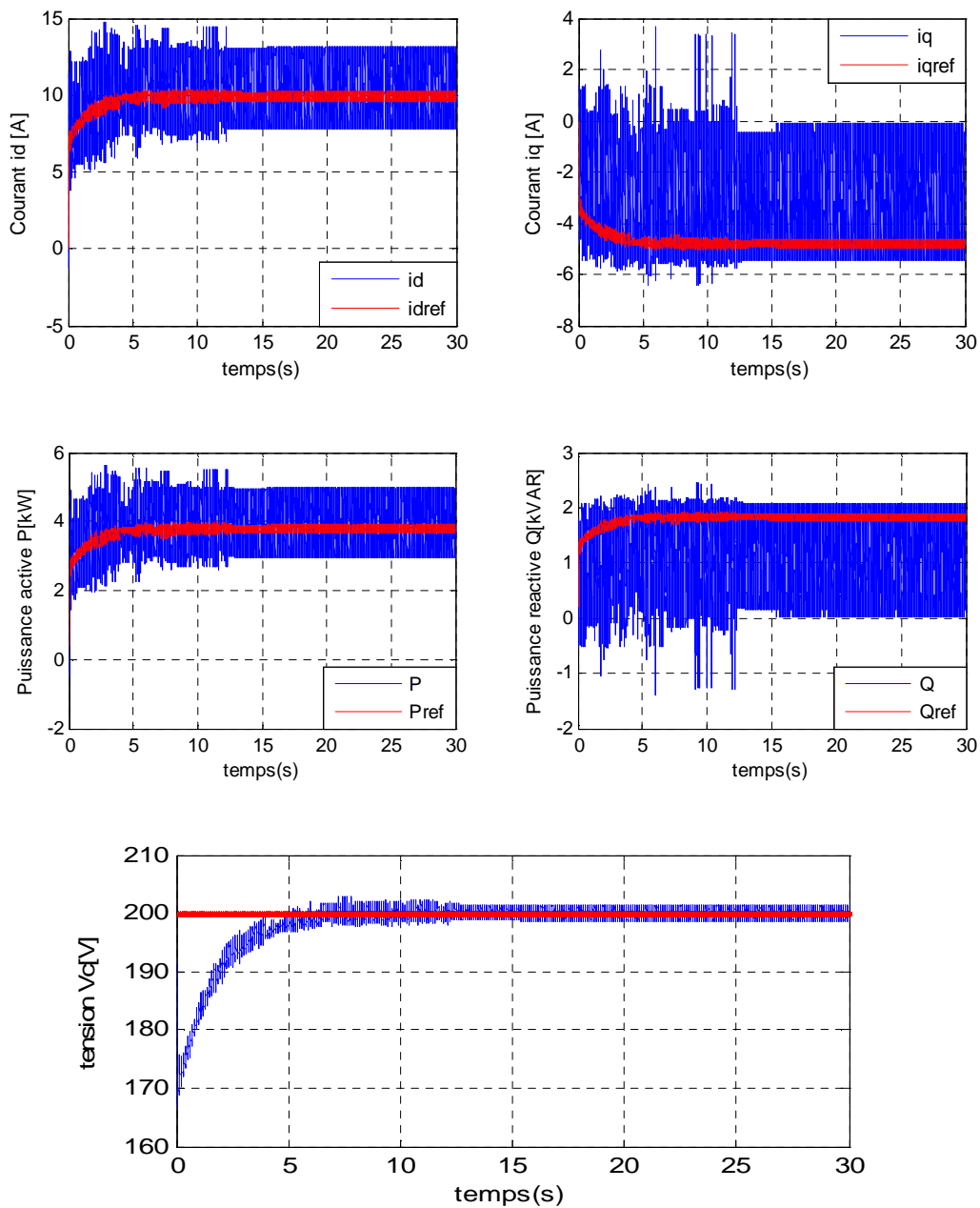


Fig.3.7. Cas de la commande par modes glissants en situation normale.

3.2.1. Test de robustesse

La robustesse est la capacité du système à conserver certaines de ses qualités lors de variations de ses conditions de travail [13]. Les sources de variation de l'environnement peuvent être de nature diverse (augmentation de la température pouvant entraîner une variation de certains paramètres, vieillissement, changement de point de fonctionnement...etc).

Nous procéderons, aux tests de robustesse aux différents paramètres séparément. A savoir les variations au niveau de la tension d'alimentation et les variations paramétriques.

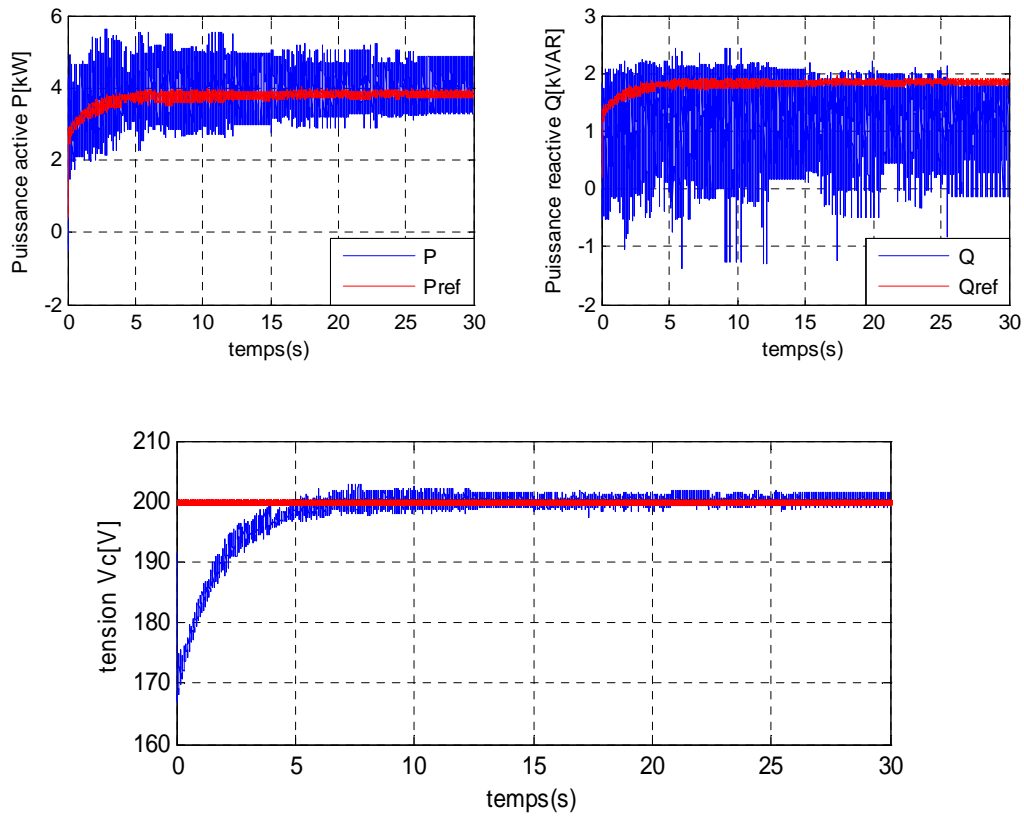
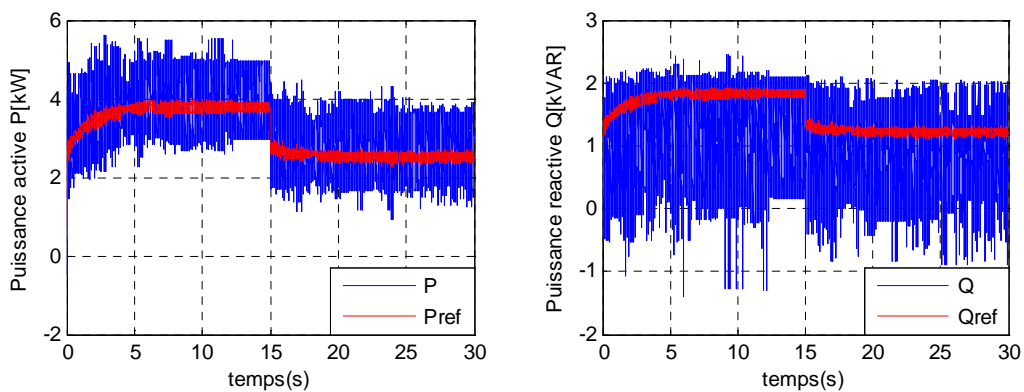


Fig.3.8. Comportement du système commandé par les modes glissants pour une chute de tension réseau de 20% (perturbation externe)



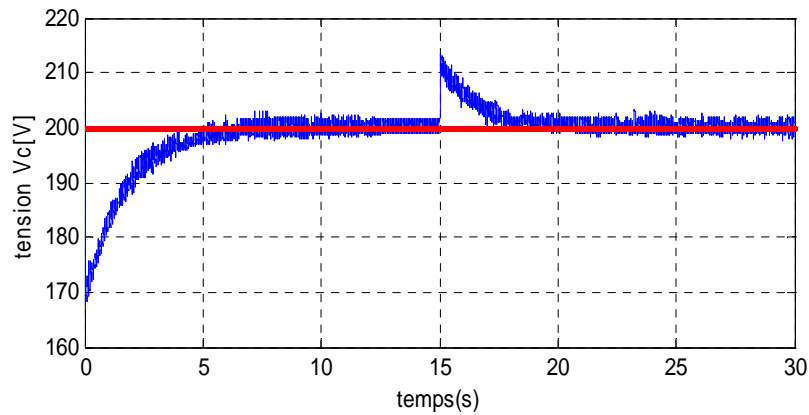


Fig.3.9. Comportement du système commandé par les modes glissants pour une variation paramétrique de 50% (perturbation interne)

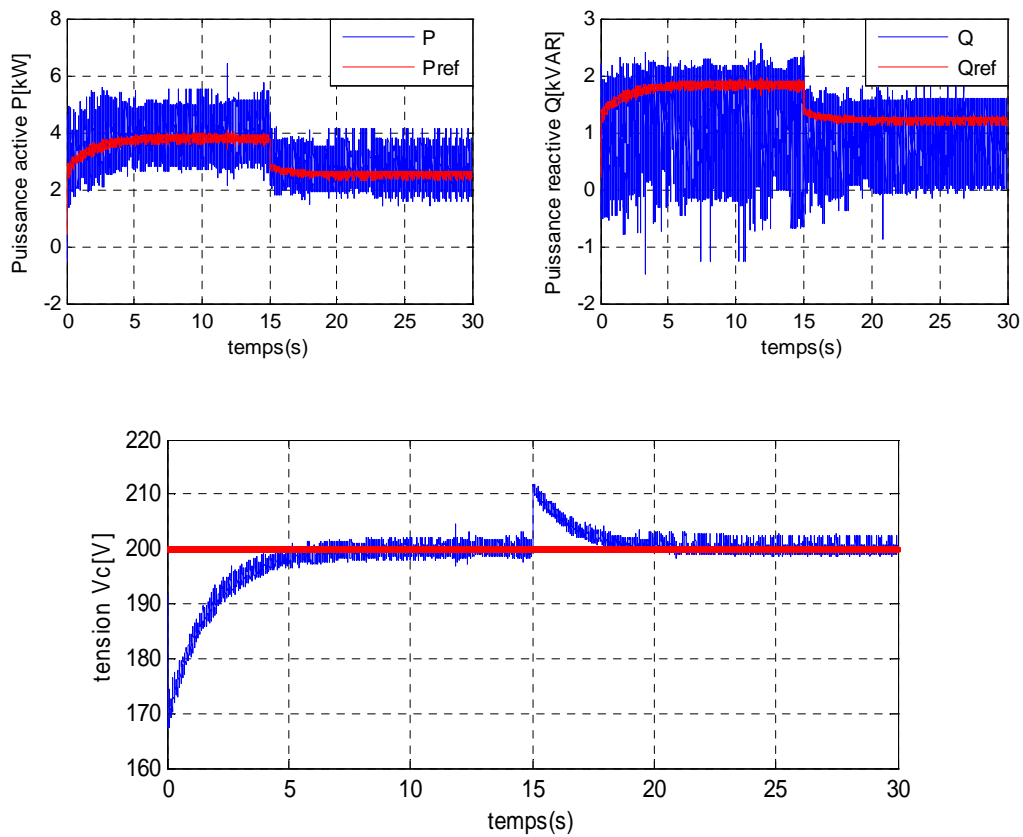


Fig3.10. Cas de la commande par modes glissants en situation défailante (chute de tension de 20% et variations paramétriques de 50%).

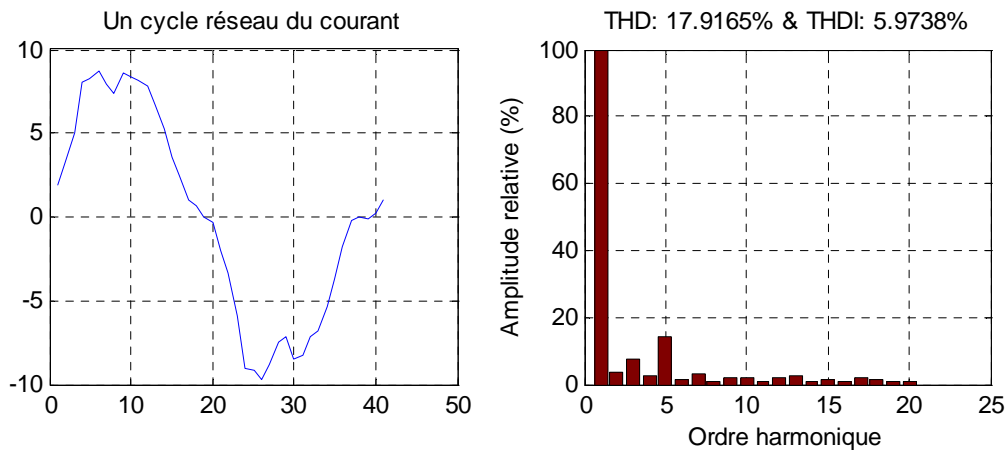


Fig.3.11. Analyse harmonique des courants triphasés.

3.3.1. Interprétation des résultats

- On remarque une bonne poursuite des trajectoires de référence des puissances active P et réactive Q avec apparition du phénomène de chattering (**Fig.3.7**).
- La tension V_c converge vers la tension de consigne $200V$ et atteint le régime permanent au bout de $8s$ (**Fig.3.7**).
- L'influence de la chute de tension produite à $t = 15s$ est tellement minime qu'elle ne se voit pas sur la réponse (**Fig.3.8**), par contre les variations paramétriques font apparaître un pic qui converge lentement vers la référence (**Fig.3.9**).
- Le redresseur à 5 niveaux a donné un $THDI$ de 5.97% ce qui est conforme à la norme internationale ($THDI \leq 10\%$) (**Fig.3.11**).

Les modes glissants assurent une poursuite de trajectoire malgré les perturbations, d'où la robustesse aux variations paramétriques et aux perturbations externes.

3.3. Commande adaptative à structure variable

Il est vrai que la commande par les modes glissants est une commande robuste néanmoins, elle présente certains inconvénients parmi lesquels on peut citer :

- Le problème de détermination des gains robustes en présence des variations paramétriques et incertitudes de modélisation,

- Les difficultés techniques de mesure des courants triphasés (problème de placement de capteurs qui puissent fournir instantanément les valeurs des courants triphasés qui varient rapidement).

Dans ce travail on se propose de compléter la commande par modes glissants en utilisant la technique de commande adaptative.

3.3.1. Définition de la commande adaptative

Une commande est dite adaptative si les paramètres du régulateur peuvent être ajustés en fonction des paramètres estimés du procédé à commander. Un régulateur adaptatif est la combinaison d'un estimateur en ligne qui fournit des évaluations des paramètres inconnus à chaque instant et une loi de commande appropriée [27,28].

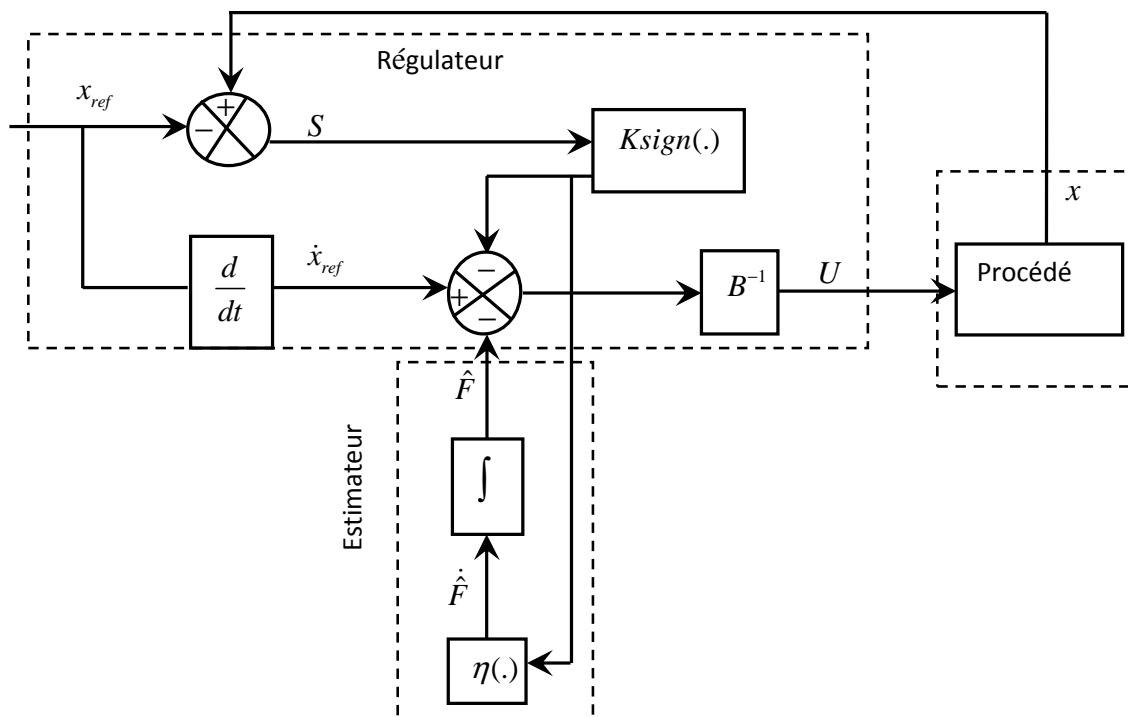


Fig.3.12. Schéma bloc de la commande adaptative à structure variable.

3.3.2. Synthèse de la loi de commande adaptative à structure variable

Il existe plusieurs méthodes de conception de la loi de commande adaptative : la méthode de sensibilité, la méthode du gradient et des moindres carrés, et la méthode de positivité de Lyapunov. Cette dernière est choisie du fait qu'elle est fondée sur les propriétés de stabilité.

➤ **Méthode de positivité de Lyapunov**

La méthode de synthèse d'algorithme de commande adaptative basée sur la notion de stabilité au sens de Lyapunov, consiste à choisir une fonction V qui a une forme quadratique des paramètres variables, où l'équation de la loi adaptative est choisie de sorte à assurer la stabilité du système, cela peut être vérifié si la dérivée de la fonction V est définit négative [27].

Pour cela, un modèle incertain de l'utilisateur a été développé.

Prenant $\tilde{F} = \hat{F} - F$ l'erreur d'estimation.

F : Vecteur à estimer tel que $F = Ax + W$

\hat{F} : Vecteur estimé.

Le système donné par l'équation (3.12) devient $\dot{x} = F + BU$

La nouvelle loi de commande s'écrit alors comme suit :

$$U = B^{-1}(\dot{x}_{ref} - \hat{F} - K \text{sign}(S(x))) \quad (3.21)$$

On considère la fonction de Lyapunov suivante :

$$V = \frac{1}{2} S^T S + \tilde{F}^T \tilde{F} \quad (3.22)$$

La surface de glissement S est la même surface choisie précédemment représentée par l'équation (3.14).

En dérivant l'équation (3.20) par rapport au temps, on obtient

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= S^T \dot{S} + \frac{1}{\eta} \tilde{F}^T \dot{\hat{F}} \\
&= S^T (\dot{x} - \dot{x}_{ref}) + \frac{1}{\eta} \tilde{F}^T \dot{\hat{F}} \\
&= S^T (Ax + BU + W - \dot{x}_{ref}) + \frac{1}{\eta} \tilde{F}^T (\dot{\hat{F}} - \dot{F})
\end{aligned} \tag{3.23}$$

Remplaçons l'équation de la commande donnée par l'équation (3.16) dans (3.23) on aura :

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= S^T (F + B(B^{-1}(\dot{x}_{ref} - \hat{F} - K \text{sign}(S(x)))) - \dot{x}_{ref}) + \frac{1}{\eta} \tilde{F}^T (\dot{\hat{F}} - \dot{F}) \\
&= S^T (F - K \text{sign}(S(x)) - \hat{F}) + \frac{1}{\eta} \tilde{F}^T (\dot{\hat{F}} - \dot{F}) \\
&= S^T (-\tilde{F} - K \text{sign}(S(x))) + \frac{1}{\eta} \tilde{F}^T (\dot{\hat{F}} - \dot{F})
\end{aligned} \tag{3.24}$$

Sachant que $\dot{\hat{F}} = \dot{\hat{F}} - \dot{F} = \dot{\tilde{F}}$ alors l'équation (3.24) devient :

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= S^T (-\tilde{F} - K \text{sign}(S(x))) + \frac{1}{\eta} \tilde{F}^T \dot{\tilde{F}} \\
&= -KS^T \text{sign}(S(x)) - S^T \tilde{F} + \frac{1}{\eta} \tilde{F}^T \dot{\tilde{F}}
\end{aligned} \tag{3.25}$$

Sachant que $S^T \tilde{F} = \tilde{F}^T S$ l'équation (3.25) devient :

$$\dot{V} = -KS^T \text{sign}(S(x)) + \tilde{F}^T (-S + \frac{1}{\eta} \dot{\tilde{F}}) \tag{3.26}$$

Pour assurer la condition de convergence et de stabilité donnée par l'équation (3.18) il suffit de vérifier l'équation suivante :

$$-S^T + \frac{1}{\eta} \dot{\tilde{F}} = 0$$

Cela conduit à la loi d'adaptation suivante :

$$\dot{\hat{F}} = \eta S^T$$

3.3.2. Résultats de simulation

La valeur du gain K est de 1000.

La constante $\eta = 5000$ pour accélérer l'adaptation des paramètres.

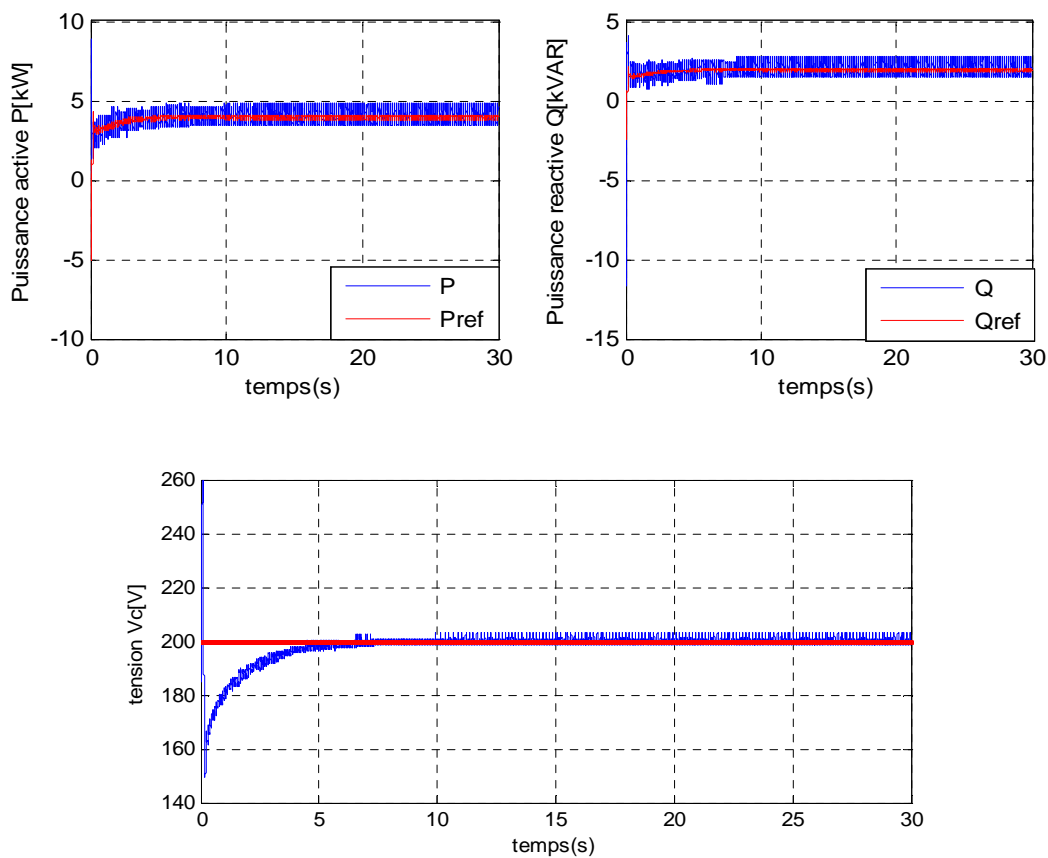


Fig.3.13. Cas de la commande adaptative par modes glissants en situation normale.

3.3.3. Test de robustesse

Pour le test de robustesse, on a procédé de même que la commande par modes glissants

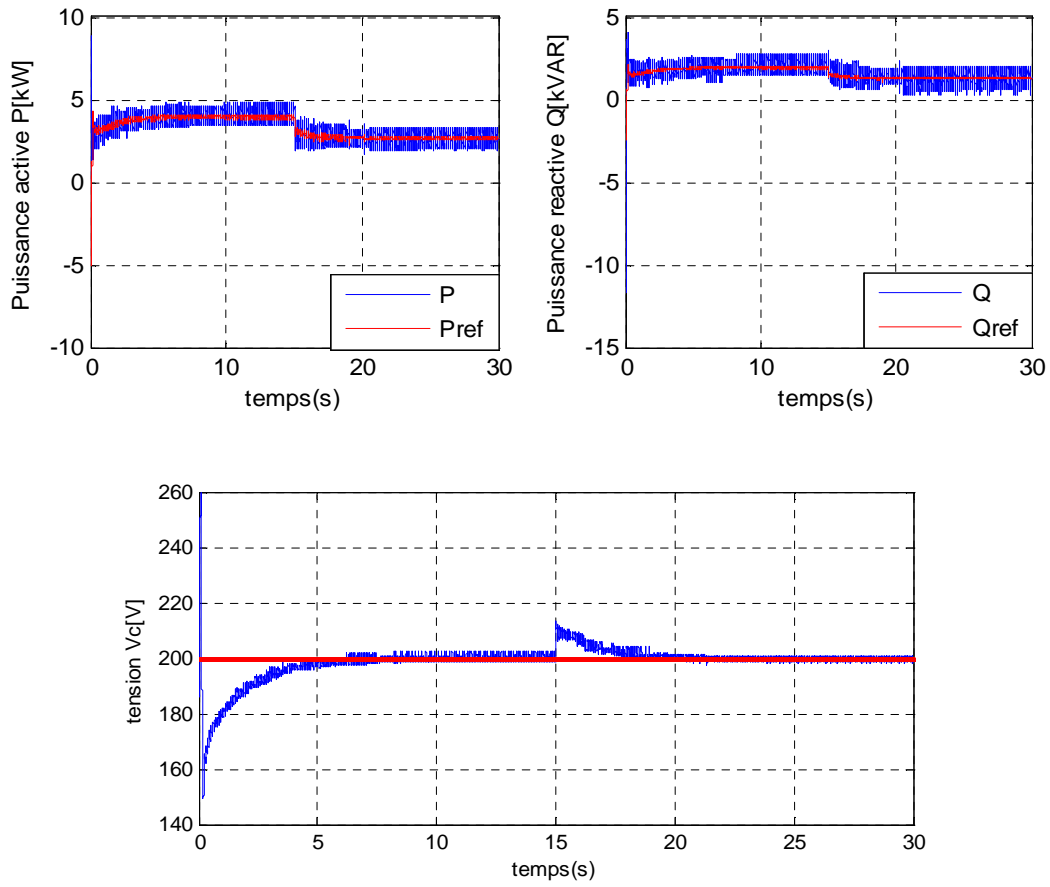
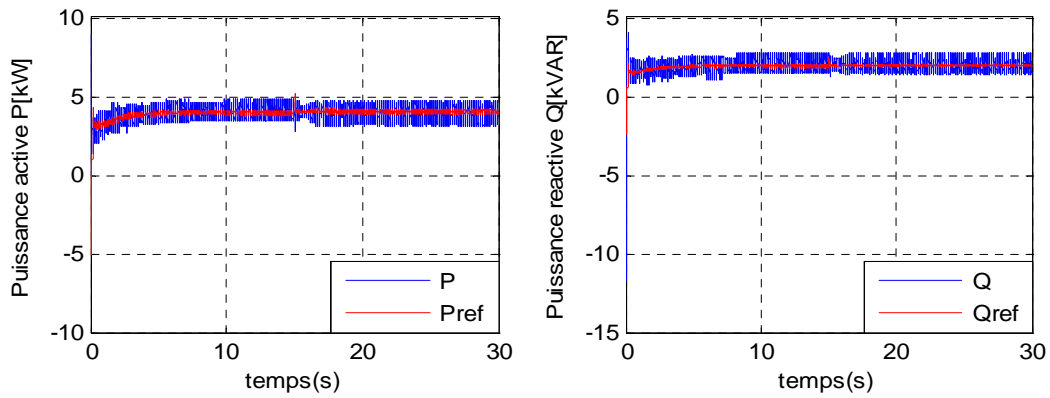


Fig.3.14. Cas de la commande adaptative par modes glissants en situation défailante (50% d'imprécision paramétrique).



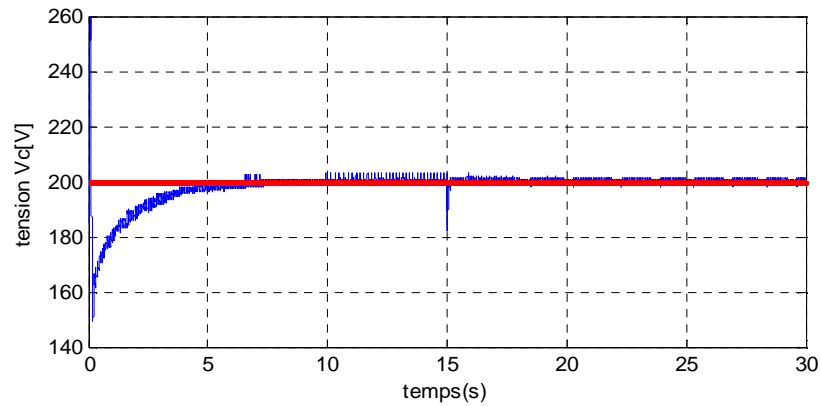


Fig3.15. Cas de la commande adaptative par modes glissants en situation défailante (chute de tension de 20%).

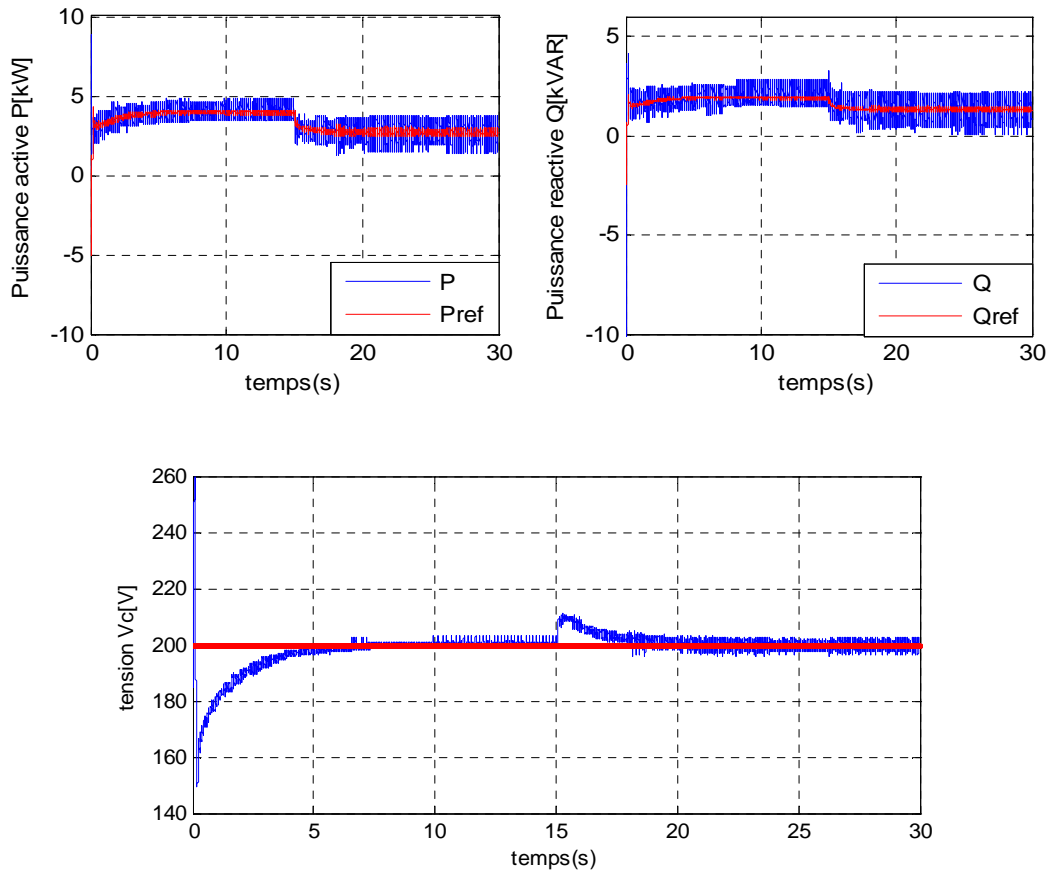


Fig3.16. Cas de la commande adaptative par modes glissants en situation défailante (chute de tension de 20% et variations paramétriques de 50%).

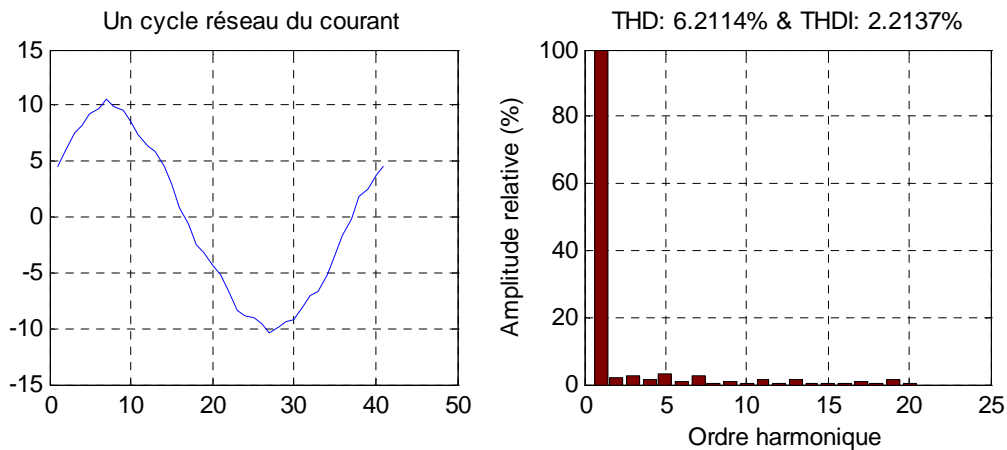


Fig.3.17. Analyse harmonique.

3.3.4. Interprétation des résultats

- Après un régime transitoire de 8s, survient le régime stationnaire caractérisé par une convergence absolue de la tension V_c vers la référence, qui se voit aussi dans les puissances malgré le phénomène de chattering (**Fig.3.13**).
- L'application d'une perturbation à $t = 15s$ engendre une légère variation dans la tension V_c qui rejoint la référence après 3s.
- L'utilisation de cette commande a conduit à l'amélioration du *THDI* qui est de l'ordre de 2.21% (**Fig.3.17**).

L'ajout de la commande adaptative à structure variable a permis non seulement de diminuer le gain K jusqu'à la valeur 1000 ce qui réduit la bande passante et rend le système insensible aux bruits de mesure, mais aussi d'estimer les états du système sans avoir recours aux capteurs donnant des mesures bruitées des courants triphasés.

Conclusion

Le développement d'une stratégie de commande doit assurer non seulement la stabilité mais aussi la robustesse en présence de phénomènes perturbateurs. Ces derniers peuvent être de nature externe (influence de l'environnement) ou de nature interne (erreurs de modélisation ou d'approximation).

Dans ce chapitre nous avons présenté deux commandes à savoir la commande classique par un PI qui s'est chargé du maintien de la tension de sortie constante et la commande par modes glissants qui assure la régulation de la puissance fournie à la partie continue, elle a donné de bonne performances au prix de certains inconvénients tel que la connaissance précise des paramètres du modèle, c'est une commande qui dépend du modèle. Ainsi la commande adaptative a pu contourner ce problème car elle n'exige pas une connaissance à priori du modèle dynamique, elle a servi à compléter et améliorer certaines performances.

Conclusion générale

L'objectif du travail était de mener une étude sur l'alimentation d'une charge industrielle par l'intermédiaire d'un convertisseur électrique alternatif triphasé/continu multiniveaux.

La modélisation étant une étape clé dans l'analyse du comportement dynamique du système, l'idée de base consistait à diviser le procédé en trois parties, à savoir la partie alternative, la partie continue, et l'interface de puissance et de modéliser chacune séparément, aboutissant ainsi à des modèles simples et faciles à exploiter. Cette approche a permis de commander la puissance active indépendamment de la tension aux bornes du condensateur image directe de la puissance consommée par la charge.

La synthèse des lois de commande des puissances délivrées à la partie continue est faite en utilisant la méthode des modes glissants. Les résultats de simulation ont montré l'efficacité de cette approche, en termes de stabilité, rapidité et de robustesse aux variations paramétriques et de perturbation externe. L'ajout de la commande adaptative à structure variable a permis non seulement de répondre aux exigences souhaitées (stabilité, rapidité, robustesse) sans connaissance à priori des paramètres du modèle, mais aussi d'améliorer certaines performances du système de commande tel que la diminution du THD global et individuel THDI.

Pour réguler la puissance consommée par la charge industrielle il fallait réguler la tension continue en prenant la puissance délivrée par le redresseur comme grandeur de commande. En se basant sur un modèle mathématique linéarisé autour d'un point de fonctionnement, les paramètres du régulateur PI ont pu être calculés. De plus la stabilité et la robustesse du système ont été garanties ce que les résultats de simulation ont bien montrés.

Comme perspectives il serait intéressant de compléter le travail d'une réalisation pratique et de combiner la technique floue adaptative et la méthode exposée précédemment afin d'avoir une loi de commande se passant carrément des connaissances apriori du système

Annexe

Annexe

Expressions des puissances dans le repère de Park

Etant donné que les axes du repère fixe sont tout le temps orthogonaux, on peut considérer l'axe α comme étant un axe des réels et l'axe β comme axe des imaginaires (**figure.1**). Dans ce cas de figure, l'expression de la tension et celle du courant sont données par :

$$V = V_\alpha + jV_\beta \quad (1)$$

$$I = I_\alpha + jI_\beta \quad (2)$$

La puissance apparente est donnée par l'expression :

$$\begin{aligned} S &= V \cdot \bar{I} = (V_\alpha + jV_\beta) \cdot (I_\alpha - jI_\beta) \\ &= (V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta) + j(V_\beta I_\alpha - V_\alpha I_\beta) \end{aligned}$$

On en déduit les expressions de la puissance active et réactive dans le repère fixe

$$P = V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta \quad (3)$$

$$Q = V_\beta I_\alpha - V_\alpha I_\beta \quad (4)$$

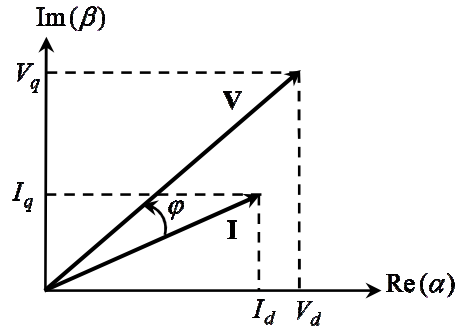


Fig.1. Représentation vectorielle de la tension et du courant dans le repère d-q.

Pour exprimer les puissances active et réactive dans le repère synchrone, on utilise la matrice de transformation inverse T_{dq}^{-1} et on exploite les expressions 3-4 :

$$\begin{aligned} P &= V_\alpha I_\alpha + V_\beta I_\beta = V_{dq}^T I_{dq} \\ &= (T_{dq}^{-1} V_{dq})^T T_{dq}^{-1} I_{dq} \end{aligned} \quad (5)$$

Sachant que la matrice T_{dq}^{-1} est unitaire donc égale à sa transposée, l'équation 14 devient :

$$\begin{aligned}
 P &= V_{dq}^T T_{dq} T_{dq}^{-1} I_{dq} \\
 &= V_{dq}^T I_{dq}
 \end{aligned} \tag{6}$$

Finalemment, la puissance active est donnée par l'expression 7 :

$$P = V_d I_d + V_q I_q \tag{7}$$

De même,

$$\begin{aligned}
 Q &= V_\beta I_\alpha - V_\alpha I_\beta = V_{\alpha\beta}^T D I_{\alpha\beta} \\
 &= (T_{dq}^{-1} V_{dq})^T T_{dq}^{-1} D I_{dq}
 \end{aligned} \tag{8}$$

Où : D est la matrice carrée définie par :

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$$

Le développement de l'équation (8) entraîne :

$$\begin{aligned}
 Q &= V_{dq}^T T_{dq} T_{dq}^{-1} D I_{dq} \\
 &= V_{dq}^T D I_{dq}
 \end{aligned} \tag{9}$$

Finalemment, la puissance réactive est donnée par l'expression 9 :

$$Q = V_q I_d - V_d I_q \tag{10}$$

Bibliographie

[1]: M. G. BORNARD, «Commande directe et observation des convertisseurs de puissance application a l'onduleur de tension triphasé » thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2000.

[2]: N.BELHADJ YOUSSEF «Modélisation et commande des redresseurs triphasés fonctionnant à haut rendement et faible taux de distorsion harmonique : application au redresseur de vienne» thèse de doctorat, école de technologie supérieure, université de Québec, 2007.

[3]: N.BELHAOUCHET «Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées » université de Ferhat Abbas- Sétif, 2011.

[4]: A.BOULAHIA «Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique » thèse magister, 2009.

[5]: R.THIBAULT « Control de l'énergie injectée dans un réseau électrique par un convertisseur triphasés utilisant un régulateur base sur un modèle interne sinusoïdal» thèse doctorat, école de technologie supérieure, université de Québec, 2006.

[6]: O.BOUAKEZ « Contribution à l'analyse des onduleurs multiniveaux» mémoire de magister, université de Batna, 2005.

[7]: R. DAHMANE « Modélisation et commande d'un convertisseur direct alternatif-alternatif structure minimale alimentant une machine asynchrone monophasée ». Mémoire de magister, ENP Alger ,2004.

[8]: J.S.MARIÉTHOZ «Etude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques. Topologie, modulation et commande». Thèse doctorat, école polytechnique fédérale de Lausanne, suisse, 2005.

[9]:J.J.SLOTINE et W. Li « Applied nonlinear control » livre, Englewood Cliffs, NJ Prentice Hall, 1991.

[10]: G.AGGOUN «étude qualitative de l'association convertisseur machine pour l'entraînement électrique d'un système de génération éolienne » mémoire de magister, université de Tizi-Ouzou.

[11]: K. DAHMANE « Contribution à la Modélisation et à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile Alimentée par Convertisseurs Matriciels » .Mémoire magister, ENP Alger, 2004.

[12]: M. ADJOU DJ « Commande par mode glissant d'une machine asynchrone à double alimentation montée dans une éolienne» Université Djilali Liabes BP 89 Sidi Bel Abbes, Algérie, 2010.

[13]: E.LAROCHE «Identification et commande robuste de systèmes électromécaniques». Habilitation à diriger des recherches, Université de Louis Pasteur de Strasbourg, 2007.

[14]: A. KECHICH 1 et B.MAZARI «La commande par mode glissant : Application à la machine synchrone à aimants permanents (approche linéaire) » Afrique SCIENCE, 2008.

[15]: M.C. SOSSE ALAOUI «Commande et Observateur par Modes glissants d'un système de pompage et d'un bras manipulateur » thèse doctorat, université de Sidi Mohamed Ben, Maroc, 2009.

[16]: «Super-Twisting Sliding Mode Control for Unified Power Flow Controller In Power Systems» International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control, (CCE 2008).

[17]: H.BUHLER «réglage par mode de glissement ».livre, presses polytechniques, romandes, première édition, 1986.

[18]: V. I. Utkin «Variable structure systems with sliding modes», IEEE Trans. Automat. Contr, vol. AC-22, pp. 212-222, 1977.

[19]: «Commande adaptative floue robuste directe par mode glissant pour une classe de systèmes non linéaire non affine». International Conference On Industrial Engineering and Manufacturing, 2010, Batna, Alegria

[20]:D.LAHOUEL «Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents » thèse de doctorat, Université de Batna, 2009.

[21]: Y.JING, M.GEORGI, M. DIMIROVSKI« Adaptive Global Sliding Mode Control Strategy for the Vehicle Antilock Braking Systems». IEEE, 2009.

[22]: A.SI AMMOUR «contribution à la commande par modes glissants d`ordre supérieur». Thèse de doctorat, université de Tizi-Ouzou, 2011.

[23]: M.PINAR «Convertisseur et électronique de puissance » livre, paris, 2007.

[24]: M.Y. MAHMMOUDI«A nonlinear adaptive backstepping approach applied to a three phase PWM AC–DC converter feeding induction heating » Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, 2009.

[25]: A.HEMZAOUI « commande pas mode glissant flou d`un système non linéaire incertain» Reims cedex2, France.

[26] : L.LOURON «commande des systèmes électriques». Livre, Paris, 2003.

[27]:P.LOANNOU « Robust Adaptive control» .university of southern California, 2003