

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
المركز الجامعي لعين تموشنت
Centre Universitaire Belhadj Bouchaïb d'Ain-Temouchent
Institut de Technologie
Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master en :
Domaine : SCIENCES ET TECHNOLOGIES
Filière : ELECTROTECHNIQUE
Spécialité : COMMANDES ELECTRIQUES

Thème

**Techniques de commande des convertisseurs appliquées aux
onduleurs multi-niveaux.**

Présenté Par :

- 1) sini imane
- 2) moudden khadra nihed

Devant les jurys composés de :

Zelmat	Samir	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Président
Flliti	Mohammed	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Encadrant
younes	Mohammed	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Examineur

Année universitaire 2019/2020

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciment

Tout d'abord nous remercierons le bon Dieu tout puissant de la bonne santé, la volonté le courage et de la patience qu'il nous 'a donné

Pour réaliser ce modeste travail.

Nous exprimons nos profondes gratitudees à nos chers parents pour leurs encouragements tout au long de ces années d'études, qu'ils reçoivent ici nos profondes gratitudees pour leurs innombrables sacrifices.

*C'est un agréable plaisir pour moi d'exprimer mes remerciements à Monsieur **flitti Mohamed**, Professeur à centre universitaire Ain Temouchent, qui en acceptant de diriger ce modeste travail, m'a fait profiter de son expérience, ses connaissances et ses conseils précieux.*

A la suite nous tenons à remercier les membres de jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant de siéger à notre soutenance.

*Nos plus chaleureux remerciements pour tous nos amis et proches, ainsi que ceux qui de près ou de loin ont contribué à la réalisation de ce
mémoire*

Dédicace

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail :

A la personne la plus précieuse et la plus chère de moi «maman »

A l'homme qui m'a aidé dans ma carrière d'études « mon papa »

A mes adorables frères : Abdel Fateh et anes

A mes sœurs : Nada et Farah

A mon très cher neveu : Ahmed Rayan

Aux chères copines : Nihed, Kaoutar, Maroua, Hayet et sa fille

A tous ceux qui me sont chers...

Imane Sini

Dédicace

Je dédie ce travail :

A ma chère mère

A mon cher père

Pour tous leurs sacrifices ; leurs amour ; leurs tendresse ; soutien et leurs prières tout au long de mes études.

A mes chères sœurs : wissem, imane, Yassmin et mon cher frère chikou

Pour leurs encouragement permanent ; et leurs soutien moral.

A mes chères cousine : Fatima ,amira ,adila et son marie ;

A mes chères cousins : chamsou, zino ,zakari, oussama ; et tous ma familles ; pour leurs aides et support dans les moment difficiles.

A mes chères copine :imane, marwa ,kawtar,rajaa,wafaa.

Puis dieu vous donne santé bonheur ; courage ; et surtout réussite.

Mouedden khadra nihed

Sommaire

Remerciement	
Dédicace	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Introduction générale	02
<u>Chapitre I : COMPOSANTS DES CONVERTISSEUR STATIQUES</u>	
Introduction... ..	06
Généralité sur les convertisseurs statique... ..	07
Générateurs et récepteurs.....	08
Caractérisation des sources	08
Source de tension	08
Source de courant	08
Réversibilités des sources	09
Règles d'interconnexion des sources	10
Règle N°1	11
Règle N°2.....	11
Règle N°3.....	11
Règle N°4.....	12
Etude Fonctionnelle Des Interrupteurs	12
Généralités	12
Régime statique	12
Caractéristique statique à deux segments	13
Caractéristique statique à trois segments	14
I.3.2. 3 Caractéristique statique a quatre segments... ..	15
Régime dynamique	15
Mode de commutation... ..	15
Commutation commandé d'un interrupteur... ..	16
Commutation spontanée d'un interrupteur	16
Cycles de fonctionnement d'un interrupteur	17
classifications des interrupteurs... ..	17
interrupteurs à deux segments... ..	18
interrupteurs à trois segments... ..	18
interrupteurs à quatre segments... ..	19
Structure Des Convertisseurs Statiques	19
Structure des convertisseurs directs... ..	19
Convertisseurs directs tension – courant... ..	19
problème	19

Convertisseurs directs courant – tension.....	20
Structure des convertisseurs indirects.....	21
Solution permettant de se ramener à des convertisseurs directs.....	21
Convertisseur indirect tension- tension.....	22
Convertisseur indirect courant- courant.....	23
Synthèse des Convertisseurs Statiques.....	24
Description de la méthode à utiliser pour réaliser la synthèse.....	24
Etude de cas (Hacheur non réversible en courant).....	25
Conclusion.....	28
<u>CHAPITRE II : FONCTIONNEMENT D'UNE LIAISON VSC-HVDC</u>	
II.1 Introduction.....	30
Topologies des Convertisseurs Réversible.....	31
Convertisseur CC/CA - structure de base.....	31
II.2.2 Convertisseur à niveaux multiples – Topologies.....	34
II.2.2 .1. Topologies multiniveaux.....	35
II.2.2.1.a. Convertisseur à capacité flottante.....	36
Convertisseurs en cascade.....	37
Convertisseur clampé par diode.....	38
II.3 Autre topologie.....	41
Techniques de Modulations des Convertisseurs réversible.....	42
Fonctionnement d'un convertisseur réversible.....	45
II.5.2 - Réglage de la tension continue.....	46
Conclusion.....	48
<u>Chapitre III :Techniques de Commande du Compensateur Statique de Puissance Réactive</u>	
Introduction.....	50
PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.....	50
Cas où le convertisseur absorbe de la puissance réactive.....	51
Cas où le convertisseur injecte de la puissance réactive.....	51
MODELISATION DES TENSIONS TRIPHASEE.....	52
COMMANDE DU CONVERTISSEUR.....	55
Modélisation de la Boucle Interne.....	55
Modélisation de la Boucle Externe.....	57
Calcul de la Puissance Active.....	58
Calcul de la Puissance Réactive.....	59
Régulation.....	60
Consignes de régulation de courant dans le repère dq.....	60

Découplage.....	61
Découplage par réseau de découplage	62
Découplage approché	62
Etude des régulateurs	63
Utilisation du régulateur" PI"	64
SIMULATION.....	67
Convertisseur via un régulateur IP commandé par la MLI sinusoïdale.....	67
INTERPRETATION DES RESULTATS DE SIMULATION	71
Conclusion	72
Conclusion générale	
Bibliographie	
Résumé	

Liste de figure

Figure 1.1 : différentes types de conversion.	07
Figure 1.2 : source de tension.	08
Figure 1.3 :source de courant.	08
Figure 1.4 :Sources réversibles.	10
Figure 1.5 : Caractéristique d'une diode- Modèle idéal.	12
Figure 1.6 : Caractéristique statique à deux segments.	13
Figure 1.7 :Caractéristique statique à trois segments.	14
Figure 1.8 : Caractéristique statique à quatre segments.	15
Figure 1.9 : Commutation commandé d'un interrupteur.	16
Figure 1.10 :Commutation spontané d'un interrupteur.	17
Figure 1.11 : Cycle d'un thyristor.	17
Figure 1.12 :Caractéristique dynamique d'un interrupteur à deux segments	18
Figure 1.13 : Caractéristique dynamique d'un interrupteur à trois segments bidirectionnels en courant.	18
Figure 1.14 :Caractéristique dynamique d'un interrupteur à trois segments bidirectionnels en tension.	19
Figure 1.15 :Possibilités d'interconnexions d'une source de tension et une source de courant.	20
Figure 1.16 :a- Configuration de base d'un convertisseur tension- courant, b- Configuration de base d'un convertisseur courant - tension.	20
Figure 1.17 :Modification de la source d'entrée ou de sortie.	21
Figure 1.18 :Utilisation d'une étape tampon.	22
Figure 1.19 :Convertisseur indirect tension- tension.	22
Figure 1.20 :Convertisseur indirect courant- courant.	23
Figure 1.21 : les trois configurations de base des convertisseurs statiques.	24
Figure 1.22 : séquence de fonctionnement et caractéristique dynamique des interrupteurs constituant un Hacheur non réversible en courant.	26
Figure 1.23 : structure d'un Hacheur non réversible en courant.	27
Figure 2.1 : (a)Bras d'un convertisseur, (b) Forme d'onde à la sortie d'un convertisseur	32
Figure 2.2 : Forme d'onde de la tension, et du courant à la sortie d'un convertisseur (a) fonctionnement en mode redresseur, (b) en mode onduleur, (c) en mode capacitif, (d) en mode inductif.	34
Figure 2.3.a :Bras d'un convertisseur trois niveaux à «Condensateursflottants».	37
Figure 2.3.b :Bras d'un convertisseur trois niveaux « topologie Cascade».	38
Figure 2.3.c :Bras d'un convertisseur trois niveaux « clampé par diode ».	39

Figure 2.3.d :Forme d'onde de la tension de phase à trois niveaux.	40
Figure 2.3.e : Distribution de courant dans un convertisseur à trois niveaux. (a) courantcapacitif, (b) courant inductif.	41
Figure 2.4 :Classification des différentes méthodes de modulation Multiniveau.	42
Figure 2.5 :Exemple de tension MLI (Modulation de Largeur d'impulsion). D représente le rapport cyclique.	43
Figure 2.6 :Circuit équivalent d'un VSC connecté à un système CA.	45
Figure 2.7 : Diagramme de phase d'un VSC connecté à un système CA (a) : redresseur, (b) : onduleur.	45
Figure 2.8 : Diagramme P-Q d'un VSC.	46
Figure 3.1 : diagramme vectoriel de phase du convertisseur.	50
Figure 3.2 : diagramme vectoriel de phase du convertisseur ($\varphi=-\pi/2$).	51
Figure 3.3 : diagramme vectoriel de phase du convertisseur ($\varphi=+\pi/2$).	51
Figure 3.4 : passage du repère triphasé à d'autre diphasé.	53
Figure 3.5 : schémas bloc de principe de la régulation du convertisseur.	55
Figure 3.6 : modélisation de la boucle interne.	56
Figure 3.7 : modélisation de la boucle externe.	57
Figure 3.8 : calcul des courants en quadrature dans le repère dq.	59
Figure 3.9 : calcul des courants de référence dans le repère dq.	59
Figure 3.10 : régulation du courant réseau avec compensation de la tension réseau.	61
Figure 3.11 : régulation du courant réseau avec découplage approché.	62
Figure 3.12 : schéma bloc du convertisseur.	63
Figure 3.13 : Tension de sortie du convertisseur de la première phase.	66
Figure 3.14 :Spectre d'harmonique de la tension de la première phase du convertisseur.	68
Figure 3.15 : Tension de référence (V_{ref1}) de la première phase.	69
Figure 3.16 : Tension (V_1) et courant (I_1) : passage du mode inductif au mode capacitif.	69
Figure 3.17 : Courant I_q et Courant I_d dans le repère dq.	69
Figure 3.18 : Puissance active et Puissance réactive échangée entre le convertisseur et le réseau.	69
Figure 3.19 : Tension de sortie V_{dc} du convertisseur.	69
Figure 3.20 : Courant de sortie I_{dc} du convertisseur .	69
Figure 3.21 : Résultats de simulation d'un convertisseur à trois niveaux utilisé pour la compensation de l'énergie réactive ($Q=\pm 1000$ Var) (utilisation d'un régulateur IP).	70

Liste de tableaux

Tableau VI-1 :paramètres électriques du système à simuler	67
--	----

INTRODUCTION
GENERALE

Introduction général :

Au cours de cette décennie, les champs d'utilisation des machines électriques sont grands ouverts suite à l'avènement et le développement prodigieux et foudroyant de l'électronique de puissances au niveau de l'amélioration des performances des composants semi-conducteur.

Les premières applications exploitaient les structures d'onduleurs a deux niveaux, ces structures ne peuvent plus être utilisées surtout dans des domaines tels que l'industrie ferroviaire et la distribution d'électricité à cause des tendances actuelles de puissances transitées de plus en plus importantes, et des exigences de plus en plus sévères sur la dépollution harmonique des réseaux.

Ces domaines nécessitent donc l'emploi de structures dites **multiniveaux** qui viennent combler cette lacune et qui s'imposent d'une manière accentuée. Le mérite d'avoir créé et mis au monde la première structure, présentant l'avantage de ne pas utiliser de transformateurs, revient à **A.NBAE** et sont équipe (1980). Cette structure est le fruit des travaux de plusieurs années d'affilés.

Le premier résultat de ces recherches, qui ont porté essentiellement sur l'amélioration de l'onde de sortie fait appel à la modulation de largeur d'impulsions (MLI) sous sa forme classique, c'est-à-dire celle dite interjective .cette technique permet de repousser vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de sortie

Avec l'arrivée des techniques multiniveaux, qui semblent être la seule solution viable surtout lorsque l'augmentation de la fréquence de modulation n'est plus possible , le problème est levé. Elles ont permis de faire le point sur la situation et donc de compenser les défauts des autres solutions par une exploitation judicieuse et aussi complète que possible des différents degrés offerts par la multiplication du nombre d'interrupteurs.

Ce pendant une multitude de solutions s'impose, permettant certes de délivrer des ondes multiniveaux, mais notre réflexion s'est orientée uniquement vers les onduleurs multiniveaux de tension à contrainte en tension équilibrée qui semblent être très intéressantes.

Dans ces conditions, les structures retenues jusqu'à présent dans des applications industrielles sont :

- L'addition des tensions de sortie avec un transformateur (les plus classique) ;
- Le NPC « Neutral point clamped »
- Les onduleurs multiniveaux à cellules imbriquées
- Les onduleurs cascades

Cette technologie présente les avantages d'une faible distorsion harmonique, et une plus grande efficacité par rapport aux onduleurs classiques. La technique des onduleurs multiniveaux représente un domaine de recherche important, une recherche liée également à des applications toujours plus performantes et plus puissantes. Si depuis plus d'une décennie, les onduleurs appelés «à trois niveaux» sont devenus des produits presque classiques, d'autres topologies sont apparues au cours des dernières années, aussi bien au niveau des laboratoires qu'au niveau industriel. Ces topologies comprennent principalement la technique des onduleurs NPC à potentiels distribués, la technique dite des cellules imbriquées et superposées, ainsi que la technique des convertisseurs cascades.

Donc, l'utilisation des onduleurs multiniveaux a la possibilité de produire une bonne qualité de tension avec une basse fréquence de commutation ainsi la réduction des pertes d'énergie et une diminution de l'effort des composants statiques, ces tensions de sortie sont très riches en harmoniques, d'où la nécessité de les réduire. Outre cela les onduleurs conventionnels (à deux niveaux) sont limités aux applications de faibles et de moyennes puissances seulement.

Dans les applications de fortes puissances, la structure à trois niveaux est plus adaptée, par rapport à la structure à deux niveaux, du fait que les tensions et les courants de sortie présentent un taux de distorsion harmoniques nettement inférieur.

Dans ce cadre, notre travail consiste à étudier les « **Techniques de commande des convertisseurs appliquées aux onduleurs multi-niveaux** ».

Avant d'étudier les différentes structures des onduleurs multiniveaux et le développement de ces topologies, il faut bien comprendre les composants des convertisseurs statiques et les séquences de fonctionnement du montage simple d'un convertisseur simple, cela fait l'objet du premier chapitre. Dans le second chapitre, on va présenter les différentes topologies des onduleurs multiniveaux ainsi que le principe de fonctionnement de chaque structure,

INTRODUCTION GENERALE

. Le chapitre III sera consacré à l'analyse des techniques de modulation appliquées aux onduleurs multi-niveaux.

Dernièrement, l'objectif du chapitre III, sera la simulation des onduleurs multiniveaux commandés par MLI dans l'entraînement des moteurs électriques.

- Dans ce chapitre, nous allons programmé et simulé l'algorithme de la MLI appliquée aux onduleurs à deux niveaux, sous MATLAB/Simulink. Les résultats obtenus seront interprétés et discutés.

CHAPITRE I :
COMPOSANTS DES
CONVERTISSEUR
STATIQUES

I.1 Introduction :

L'utilisation des convertisseurs statique dans l'industrie est devenue un champ extrêmement vaste. car les équipements industriels utilise de plus en plus d'entraînement à vitesse variable.

Les convertisseurs statiques connus sous le vocable générique «convertisseurs multi niveaux », on s'est intéressé aux **Onduleurs multi niveaux de tension, récemment** introduits dans plusieurs applications industrielles, grâce aux progrès remarquables accompli dans le domaine des composants semi-conducteurs

Leur domaine privilégié est celui des hautes tensions. Leur intérêt majeur est l'amélioration potentielle de la qualité spectrale de la tension de sortie.

Les convertisseurs statiques constituent la source principale de la pollution harmonique qui dégrade de la qualité d'énergie électrique dans les réseaux. Parmi les déférentes structures de conversion statique, constituent une structure de base dans plusieurs applications industrielles.

On passe d'un convertisseur à l'autre par dualité en intervertissant les sources de tension et de courant d'une part, les formes d'onde des grandeurs de sorties $V_m(t)$ ou $i_m(t)$.

Les onduleurs sont la conséquence : soit d'une commande simple, applicable à des onduleurs monophasé ou triphasé, soit d'une commande décalé, applicable à des onduleurs monophasé.

Avant même d'entamer l'étude des onduleurs à multi niveaux et la problématique associée, introduisant quelques définitions et quelques règles primordiales, devant nécessairement être vérifiées en permanence, afin de mener notre étude en toute quiétude commençons par définir le convertisseur statique.

I.2 Généralité sur les convertisseurs statiques :

Un convertisseur statique est un circuit électrique qui est constitué par des interrupteurs ces derniers nous permettent à travers des séquences convenables un transfert d'énergie entre générateur et récepteur.

La figure ci-dessous indique les différents types de conversions possibles et les noms usuels des convertisseurs suivant leurs fonctions.

Nous mettrons E_1 et E_2 deux valeurs distinctes de tensions continues (V_1, f_1) et (V_2, f_2) les tensions et les fréquences caractérisant deux systèmes de tensions différentes.[1]

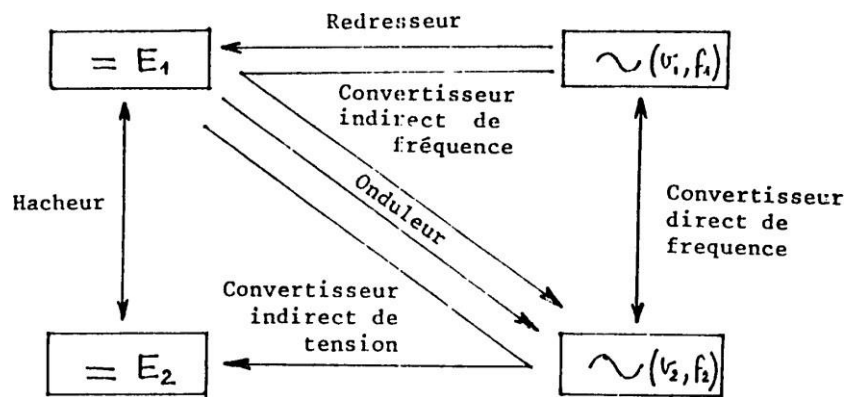


Figure1.1 : différentes types de conversion.

Générateurs et récepteurs :

Caractérisation des sources :

Les seuls éléments connus lorsqu'on désire faire une conversion sont les sources d'entrée et les sources de sortie (S_e , S_s). On distingue deux types de sources :

Source de tension :

Une source dite de tension quand la tension a ces bornes ne peut pas subir de discontinuités du fait de la variation de la charge. (Figure .2)

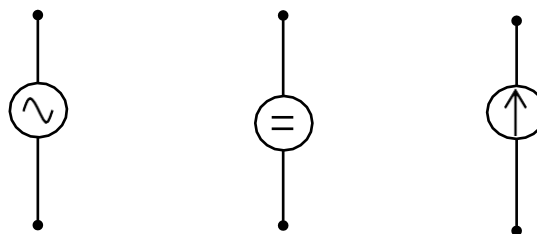


Figure 1.2 : source de tension

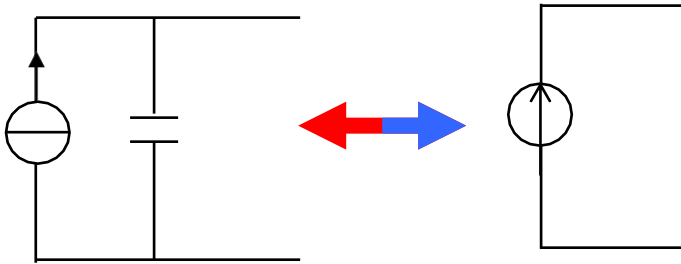
Source de courant :

Une source dite de courant quand le courant qui la traverse ne peut subir de changements au moment de la variation de la charge. (Figure .3)

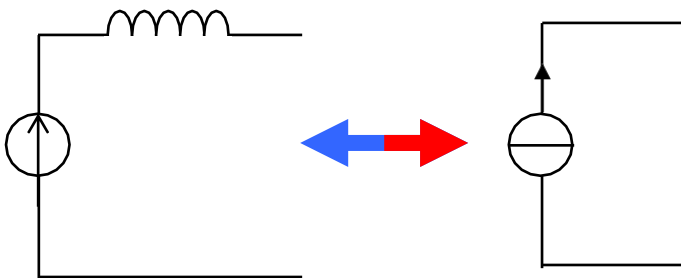


Figure 1.3 : source de courant

Remarque :



Une source de courant en parallèle avec un condensateur est équivalente à une source de tension.



Une source de tension en série avec une inductance est équivalente à une source de courant.

Réversibilités des sources :

La détermination des réversibilités des sources d'entrée et de sortie est fondamentale car elle permet de déduire la caractéristique statique des interrupteurs.

Une source est dite réversible en tension si la tension à ces bornes peut changer de signe. Une source dite réversible en courant si le courant qui la traverse est réversible.

On peut dire alors qu'une source peut être :

- Réversible en tension et en courant
- Réversible en tension et non pas en courant
- Réversible en courant et non pas en tension

Une source de tension alternative est par principe réversible en tension et en courant, c'est le même cas pour une source de courant alternative.[2]

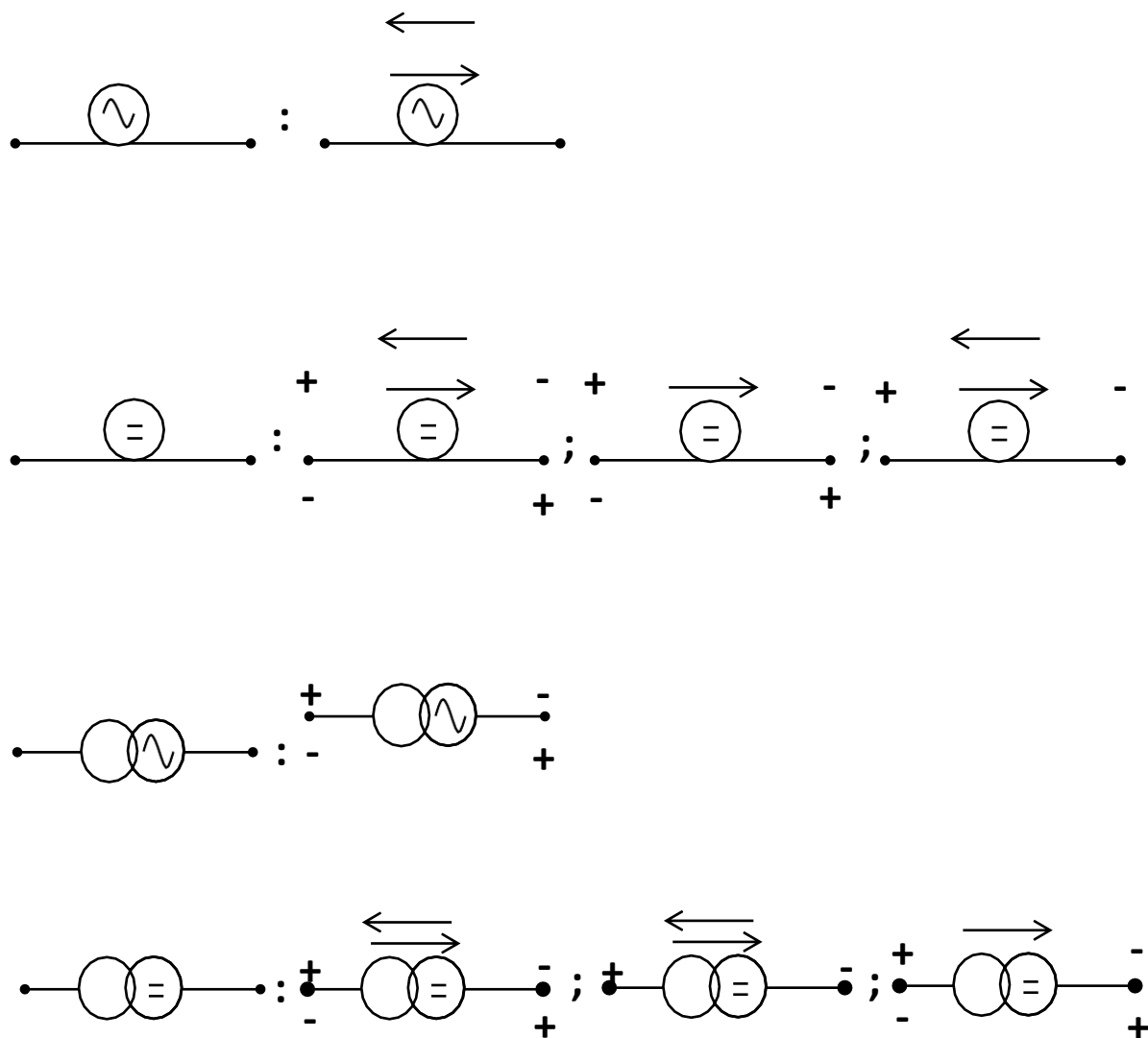


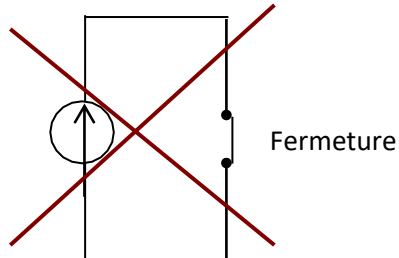
Figure1. 4 : Sources réversibles.

Règles d'interconnexion des sources :[3]

Au cours de son fonctionnement un convertisseur statique connecté par l'intermédiaire des interrupteurs, les sources entre les qu'elles assurent le contrôle et l'échange d'énergie doit respecter certain règles pour assurer le bon fonctionnement :

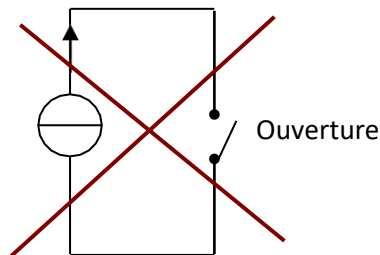
Règle N°1 :

Une source de tension ne doit jamais être en court-circuit mais elle peut être ouverte, sinon le courant sera destructeur.



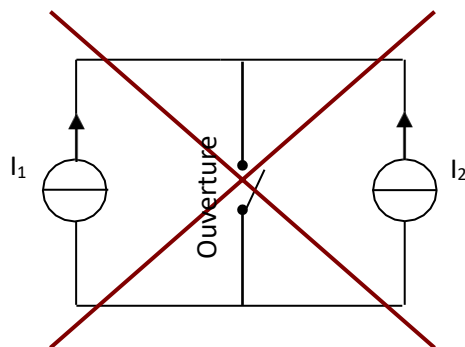
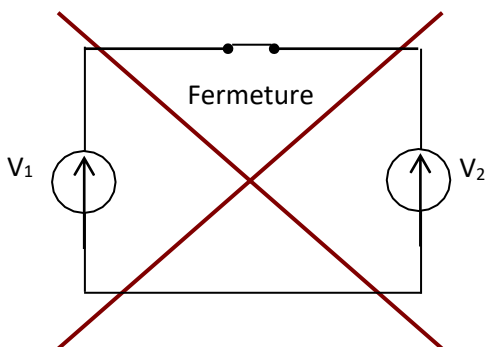
Règle N°2 :

Le circuit d'une source de courant ne doit jamais être ouvert mais il peut être en court-circuit sinon l'ouverture provoque une surtension.



Règle N°3 :

Il ne faut jamais connecter deux sources de la même nature.



Règle N°4 :

On peut connecter entre elles qu'une source de courant et une source de tension à condition que les deux interrupteurs doivent être rigoureusement complémentaires.

Etude Fonctionnelle Des Interrupteurs :**Généralités :**

La priorité de fonctionnement d'un interrupteur a semi conducteur est basé sur l'unidirectionalité en courant et en tension de la jonction PN, l'association de plusieurs jonctions permet de multiplier leurs possibilités. En tous cas, un interrupteur est susceptible deux états stable en régime statique :

- L'état passant (ON) : fermé ou amorcé ;
- L'état bloqué (OFF) : ouvert ou bloqué.

Le passage d'un état à l'autre (le basculement) d'un interrupteur implique un fonctionnement transitoire en régime dynamique.[4]

Régime statique :

En régime statique, l'interrupteur (k) se comporte comme une résistance non linéaire très faible à l'état passant et très élevée à l'état bloqué. (fig 5)

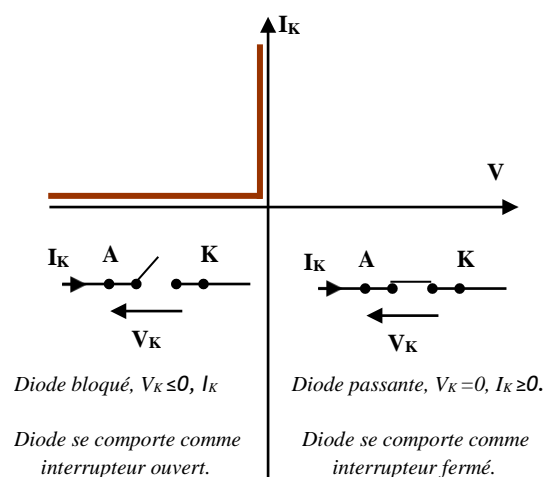


Figure1. 5: Caractéristique d'une diode- Modèle idéal.

Dans ce cas toutes interrupteurs qui assurent véritablement sa fonction à une caractéristique qui comporte au moins deux demi axes orthogonaux.

Caractéristique statique à deux segments :

Un interrupteur à deux segments (fig.6) est unidirectionnelle en courant et en tension, en distingue deux caractéristiques à deux segments, pour l'une tension V_K et courant I_K sont toujours de même signes c'est par exemple la caractéristique statique idéale d'un transistor (T). Pour l'autre, tension V_K et courant I_K sont toujours de signes contraires, c'est la caractéristiques d'une diode (D).

La figure 2 représente quatre caractéristiques à deux segments, mais il est claire que deux entre elles correspondent à des diapositives inversées des interrupteurs entre les points A et B.[5]

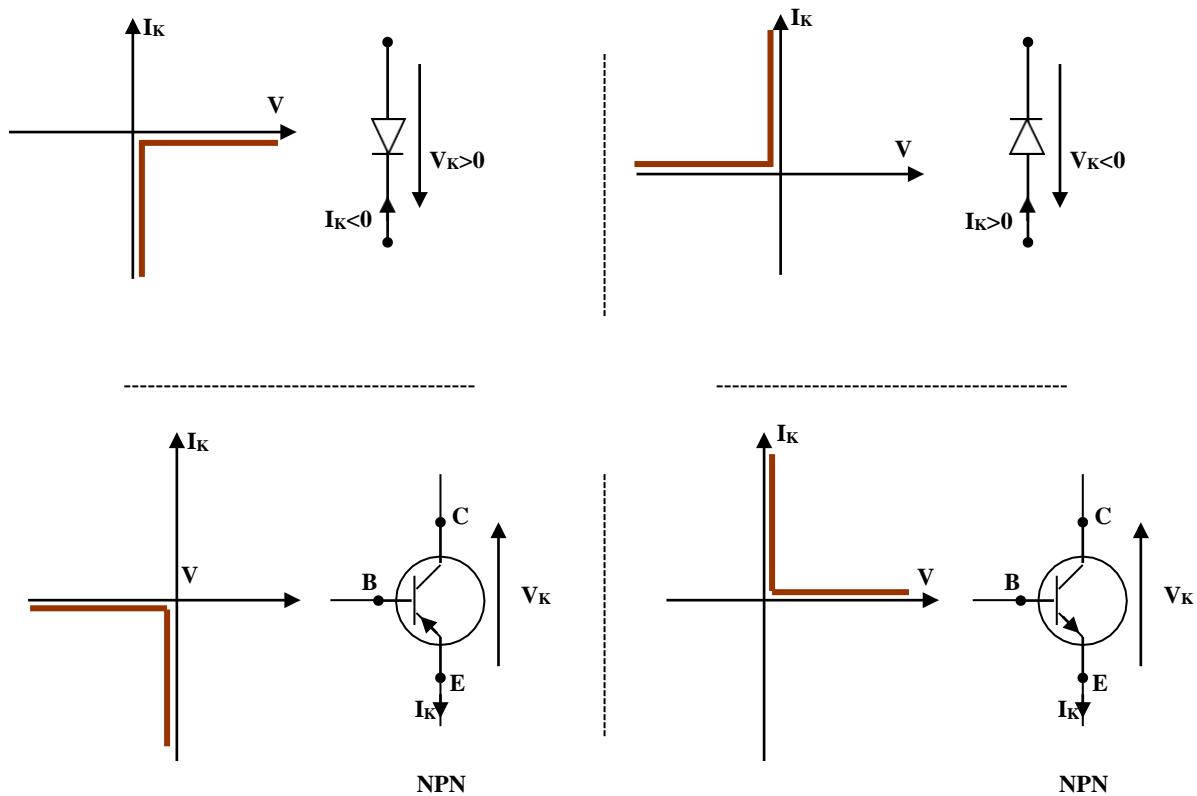


Figure1. 6: Caractéristique statique à deux segments.

Caractéristique statique à trois segments :

Dans ce cas l'interrupteur est bidirectionnelle en tension et unidirectionnelle en courant ou bien l'inverse. (fig.7)

- Les interrupteurs qui possèdent cette caractéristique (trois segments) peuvent être obtenus par l'association en série ou bien en parallèle.
- Les interrupteurs qui possèdent cette caractéristique (3 segments) peuvent être obtenus par l'association en série ou bien en parallèle des interrupteurs T et D :
- T et D en série : bidirectionnelle en tension ;
- T et D en parallèle : bidirectionnelle en courant.

Nous avons aussi le thyristor qui est un interrupteur qui possède la caractéristique à trois segments. Ce dernier est bidirectionnelle en tension et unidirectionnelle en courant.[6]

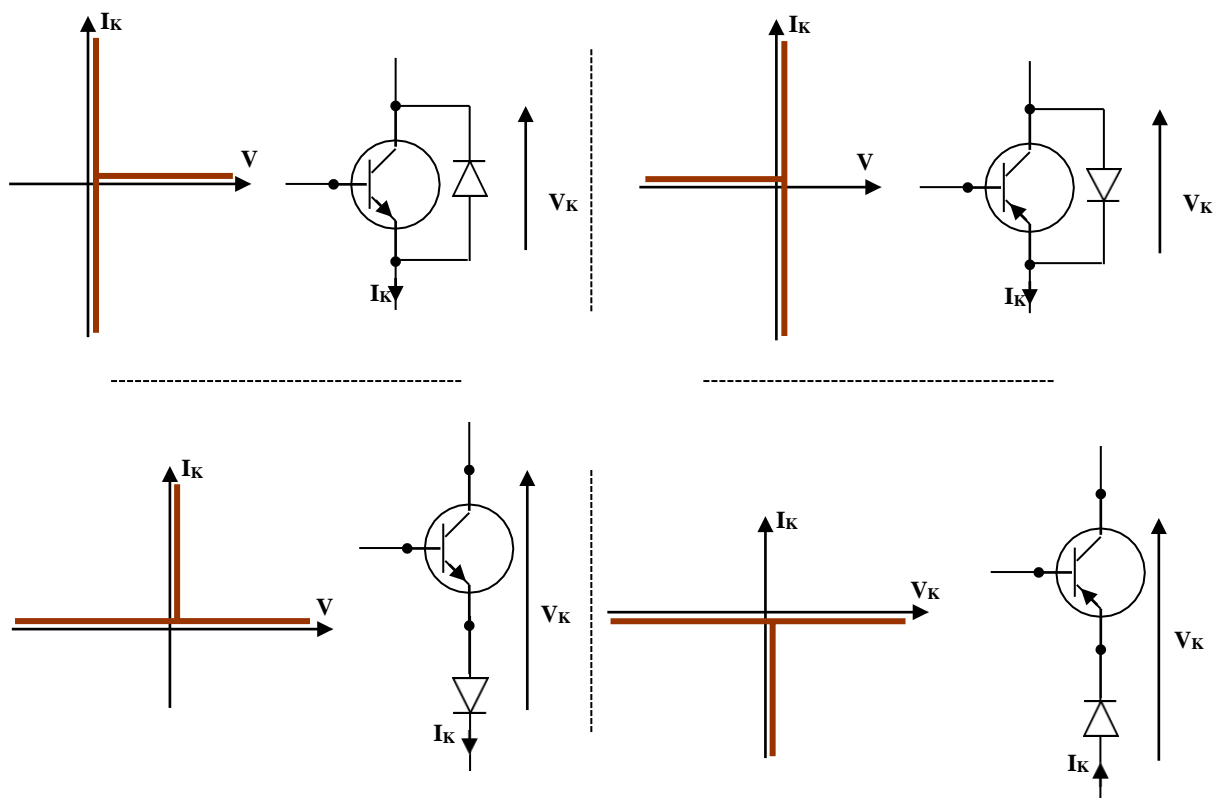


Figure 1.7: Caractéristique statique à trois segments.

I.2.2. 3 Caractéristique statique a quatre segments :

Une caractéristique d'un interrupteur à quatre segments (fig.8) représente la bidirectionnalité en tension et en courant. Elle peut être réalisée par l'association en série ou bien en parallèle de deux interrupteurs à trois segments.

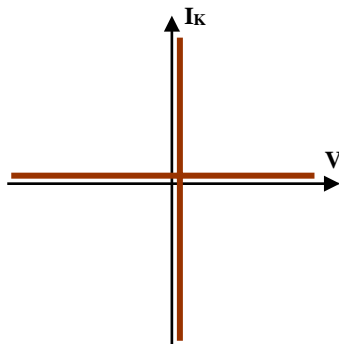


Figure 1.8: Caractéristique statique à quatre segments.

Régime dynamique :

Mode de commutation:

C'est le passage de l'état passant à l'état bloqué ou inversement (fig.8). Ce qui correspond donc dans le plan $I_K(V_K)$ au passage du fonctionnement de l'interrupteur d'un demi axe à un demi axe perpendiculaire la trajectoire suivie par des points constituant la caractéristique dynamique de commutation d'un interrupteur.[7]

Note :

- L'interrupteur est un élément dissipatif, ce trajectoire de point de fonctionnement ne peut ce faire que dans le quadrant $I_K \times V_K > 0$.
- Tans pour le l'amorçage que pour blocage, deux mode de changement d'état (ou bien de commutation sont à distinguer la commutation commandée et la commutation spontanée).

I.3.3.1.1 Commutation commandé d'un interrupteur:

Pour avoir une commutation commandée il faut avoir une troisième électrode de commande plus les deux électrodes principales (Anode- Cathode).

L'électrode de commande permet de provoquée un changement d'une manière quasistantané. Elle permet de modifier brusquement la structure interne de l'élément et part suite de faire passer sa résistance d'une valeur très faible ($=0$) a une valeur très élevée ($=\infty$) ou inversement.

On notera que la commutation commandée peut se faire apparaître des contraintes sévères pour l'élément. Si le temps de commutation est élevé, aussi que la fréquence de répétition les pertes joules peuvent être importantes.[8]

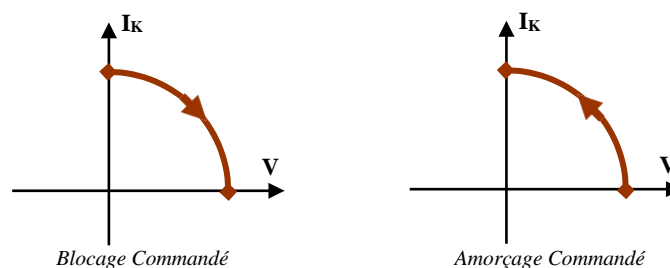


Figure1. 9: Commutation commandé d'un interrupteur.

Commutation spontanée d'un interrupteur:

Elle est identifiable dans son principe a celle d'une simple jonction (P-N) (diode) ; c.a.d le point de fonctionnement se déplace sur la caractéristique statique en passant par zéro.

Le blocage spontané s'effectue par le passage par zero du courant I_K .

(fig. 9. a) L'amorçage spontané s'effectue au passage par zero de la

tension V_K . (fig. 9. b) Note :

- Ce mode de commutation s'effectue avec un minimum de pertes joules puisque le point de fonctionnement ne quitte pas les axes.[9]

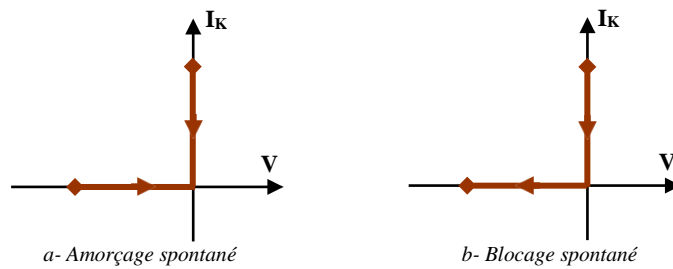


Figure 1.10: Commutation spontanée d'un interrupteur.

Cycles de fonctionnement d'un interrupteur:

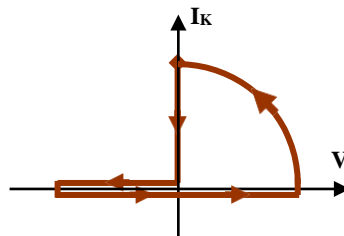
Caractériser un interrupteur c'est de connaître sa caractéristique statique d'une part et sa caractéristique dynamique d'une autre part.

A chaque commutation et durant une période, le point de fonctionnement saute dans le plan (V_K , I_K) d'un demi axe à un demi axe voisin.

Les modes de commutation correspondantes se déduisent alors de ses positions initiales et finales.

Exemple :

La figure 11 représente le cycle de fonctionnement d'un thyristor ; il est commandé à l'amorçage et à blocage spontané. C'est un cycle d'un thyristor [2][13].



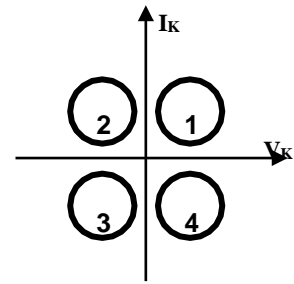
Cycle d'un thyristor

Figure1. 11: Cycle d'un thyristor.

classifications des interrupteurs:

Les interrupteurs utilisés dans les convertisseurs peuvent être classés en fonction de leurs caractéristiques statiques à deux, trois et quatre segments et de la nature de leurs commutations à l'amorçage et au blocage, commandée ou spontanée.

On rappelle qu'une commutation commandée ne peut se produire que dans les quadrants 1 et 3, tandis qu'une commutation spontanée ne peut se produire que dans les quadrants 2 et 4[9]



interrupteurs à deux segments:

On distingue deux interrupteurs dont les caractéristiques statiques possèdent deux segments orthogonaux. (fig 12).

Le premier de ces interrupteurs à la caractéristique statique d'interrupteur (D) et ses commutations d'amorçage et de blocage sont spontanées (fig 12.a) c'est la diode.

La seconde de ces interrupteurs à la caractéristique statique de l'interrupteur (T) et ses commutations d'amorçage et de blocage sont commandées (fig 8. b) c'est le transistor (et ses dérivés).

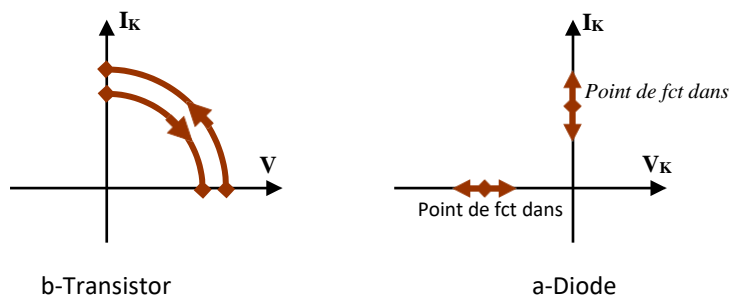


Figure 1.12: Caractéristique dynamique d'un interrupteur à deux segments.

interrupteurs à trois segments:

Ces interrupteurs se répartissent en deux groupes suivant qu'ils sont bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension (figure 13), ou bien bidirectionnels en tension et unidirectionnels en courant (figure 14).

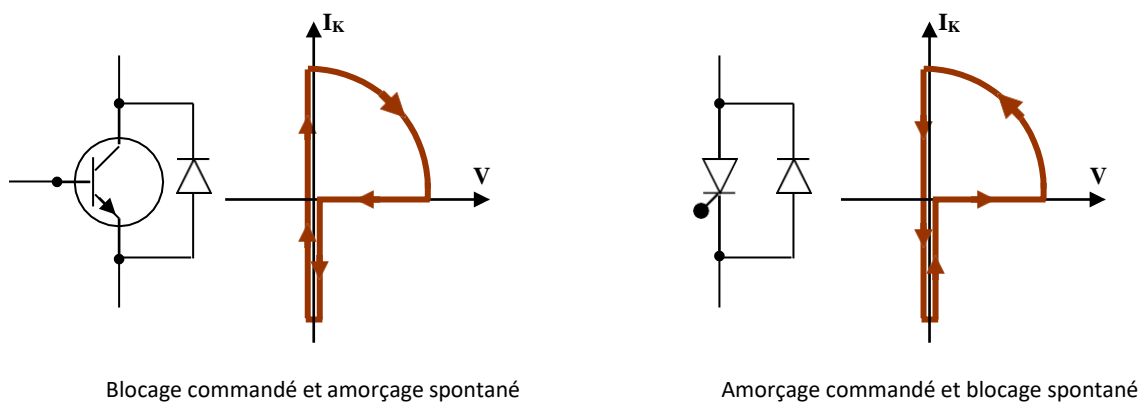


Figure 1.13: Caractéristique dynamique d'un interrupteur à trois segments bidirectionnels en courant.

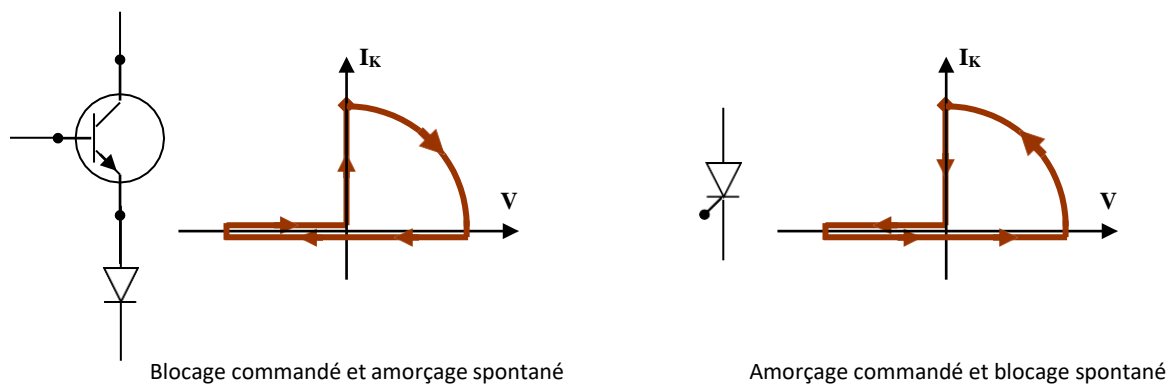


Figure 1.14: Caractéristique dynamique d'un interrupteur à trois segments bidirectionnels en tension.

interrupteurs à quatre segments:

Les interrupteurs à quatre segments possèdent la même caractéristique statique, ils ne diffèrent que par leurs modes de commutation qui peut être différents dans les quadrants 1 et 3.

Structure Des Convertisseurs Statiques :

L'interdiction de connecter deux sources de la même nature nous amène à distinguer deux configurations de base.

La configuration à la liaison directe lorsque les sources sont de nature différente, c'est à partir d'elle qu'on déduira la structure de tous les convertisseurs indirects.

Les configurations à la liaison indirecte lorsque les sources sont de même nature, c'est à partir d'elles que l'on déduira la structure de tous les convertisseurs indirects [11].

Structure des convertisseurs directs:

Convertisseurs directs tension - courant:

problème:

La source d'entrée est une source de tension la source de sortie est une source de courant.

Quelles sont les différentes possibilités d'interconnexion directe de ces deux sources et quelle est la structure qui permet de réaliser toutes ces interconnexions ?

Disposant de ces deux sources et des règles d'interconnexions des sources présenter au chapitre I, nous savons que l'on peut : (fig 15)

-Relier dans un certain sens l'entrée et la sortie (état a)

-Relier dans l'autre sens l'entrée et la sortie (état b) [1]

-Les séparer en ouvrant la source de tension et en court-circuitant la source de courant (état c)

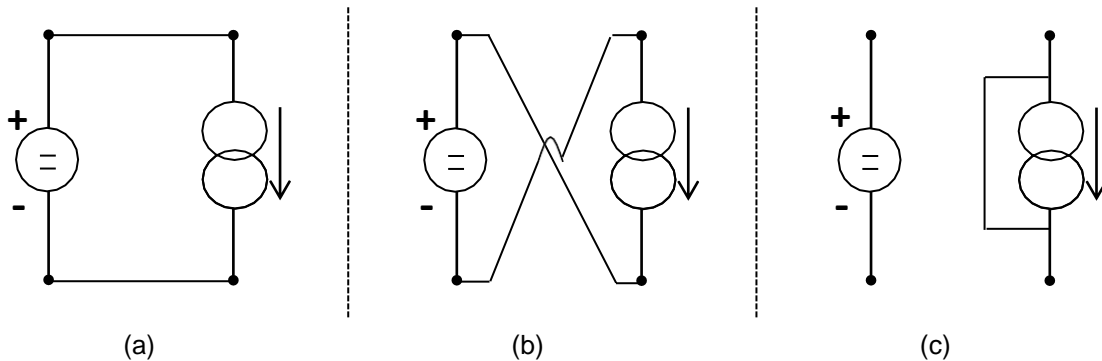


Figure 1.15: Possibilités d'interconnexions d'une source de tension et une source de courant.

- on notera que ces trois interconnexions sont nécessaires pour permettre toutes les échanges d'énergie entre la source de tension et la source de courant.
- si l'on veut réaliser ces trois états sans faire appel à une source à point milieu, la solution la plus simple consiste à faire appel à un montage en pont en quatre interrupteurs :
- k_1 et k_3 fermés donne l'état a.
- k_2 et k_4 fermés donne l'état b.
- k_1 et k_4 fermés ou k_2 et k_3 fermés donnent l'état c.

Convertisseurs directs courant - tension:

Fondamentalement c'est le même principe que celui du convertisseur direct tension- courant, la configuration de base ainsi que les règles d'interconnexion restent les mêmes, on a simplement l'habitude de dessiner la source du courant qui est une source de courant d'entrées a gauche du dessin. (fig 16)

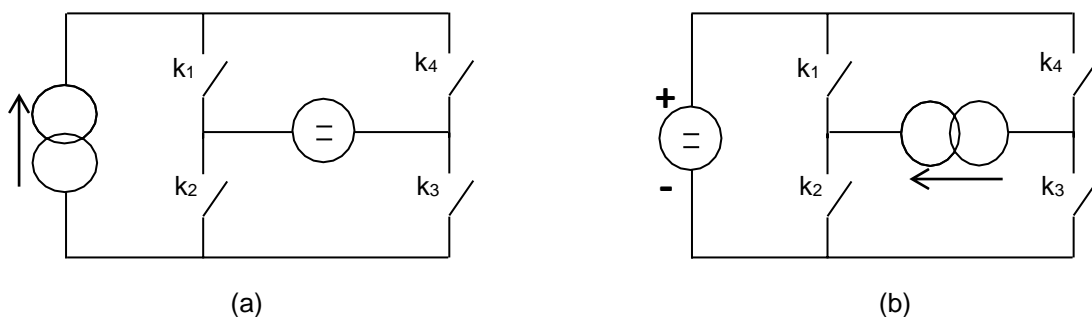


Figure 1.16: a- Configuration de base d'un convertisseur tension- courant, b- Configuration de base d'un convertisseur courant - tension.

Structure des convertisseurs indirects:

- La source d'entrée et la source de sortie sont de natures identiques.
- Pour interconnecter deux sources de même nature, il faudra appeler à des éléments d'interconnexions supplémentaires ne consommant pas d'énergie active. (Pour ne pas avoir de pertes). Exemple : capacité "C" ou inductance "L", deux types de solutions sont envisageables.

Solution permettant de se ramener à des convertisseurs directs:

a/ on modifie la nature de la source d'entrée ou de la source de sortie.

- pour réaliser la conversion directe tension – tension. On place une inductance en série soit avec la source d'entrée soit avec la source de sortie (fig 17.a). On se ramène alors à un convertisseur directe courant- tension ou tension courant.

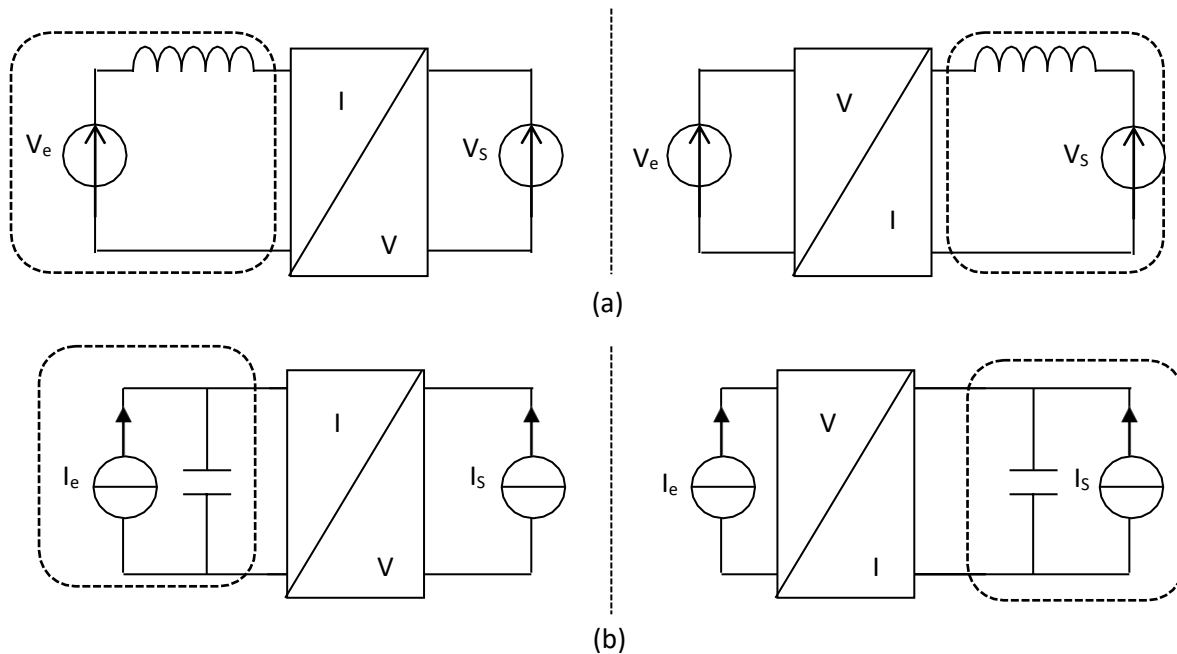


Figure 1.17: Modification de la source d'entrée ou de sortie.

- pour réaliser la conversion courant- courant, on place un condensateur en parallèle, soit sur la source d'entrée soit sur la source de sortie. (fig 17.b).

b/ on fait une conversion indirecte en deux étapes utilisant deux convertisseurs directs.

- pour une conversion tension- tension on pourra utiliser deux convertisseurs directs avec une inductance au milieu. (fig 18.a)
- pour une conversion courant- courant on utilise deux convertisseurs directs avec un condensateur. (figure 18.b)

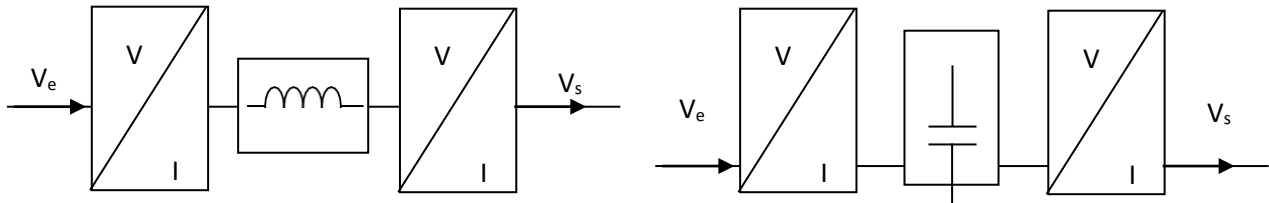


Figure 1.18: Utilisation d'une étape tampon.

Convertisseur indirect tension- tension:

Dans ce convertisseur indirecte les deux sources de tension ne sont jamais connectées simultanément à l'élément de stockage mais successivement.[4]

- l'inductance stocke l'énergie fournie par une source de tension (fig 19.a)
- l'inductance restitue son énergie à l'autre source, soit dans un sens (fig 19.b) soit dans le sens contraire. (figure 19.c)
- Pour réaliser ces différentes configurations la solution la plus simple consiste à faire appel au montage en pont. (figure 19.d)

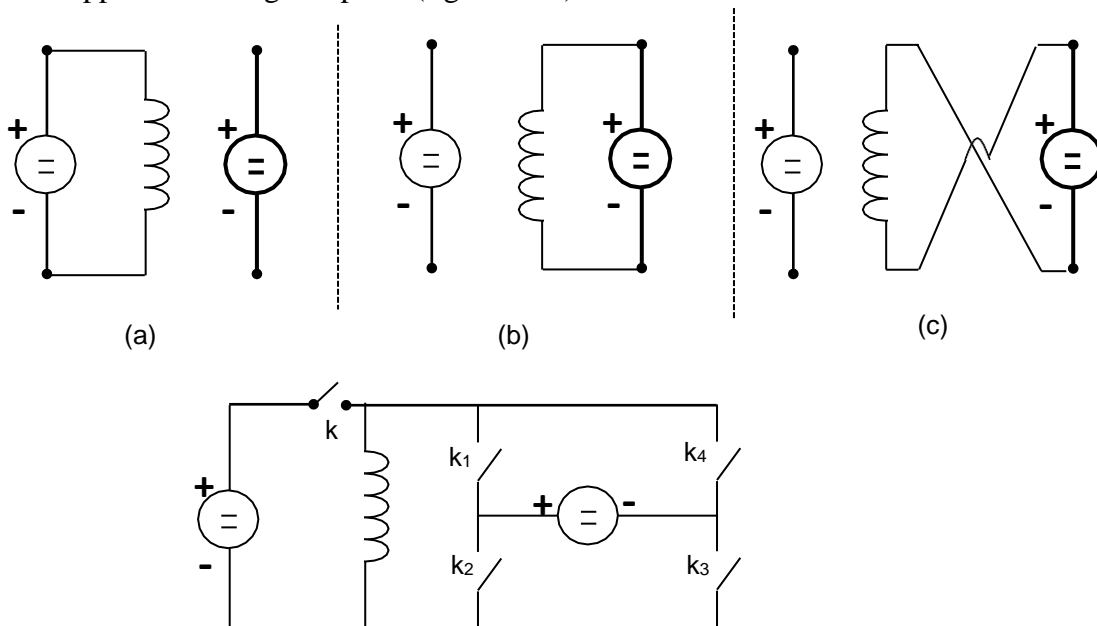


Figure 1.19: Convertisseur indirect tension- tension.

Convertisseur indirect courant- courant:

Dans ce convertisseur indirecte les deux sources de tension ne sont jamais connectées simultanément à l'élément de stockage mais successivement.

- le condensateur stocke l'énergie fournie par une source de courant (figure 20.a)
- Le condensateur restitue son énergie à l'autre source, soit dans un sens (figure 20.b) soit dans le sens contraire. (figure 20.c)
- La solution la plus simple consiste a faire appel au montage en pont de la (figure 20.d).

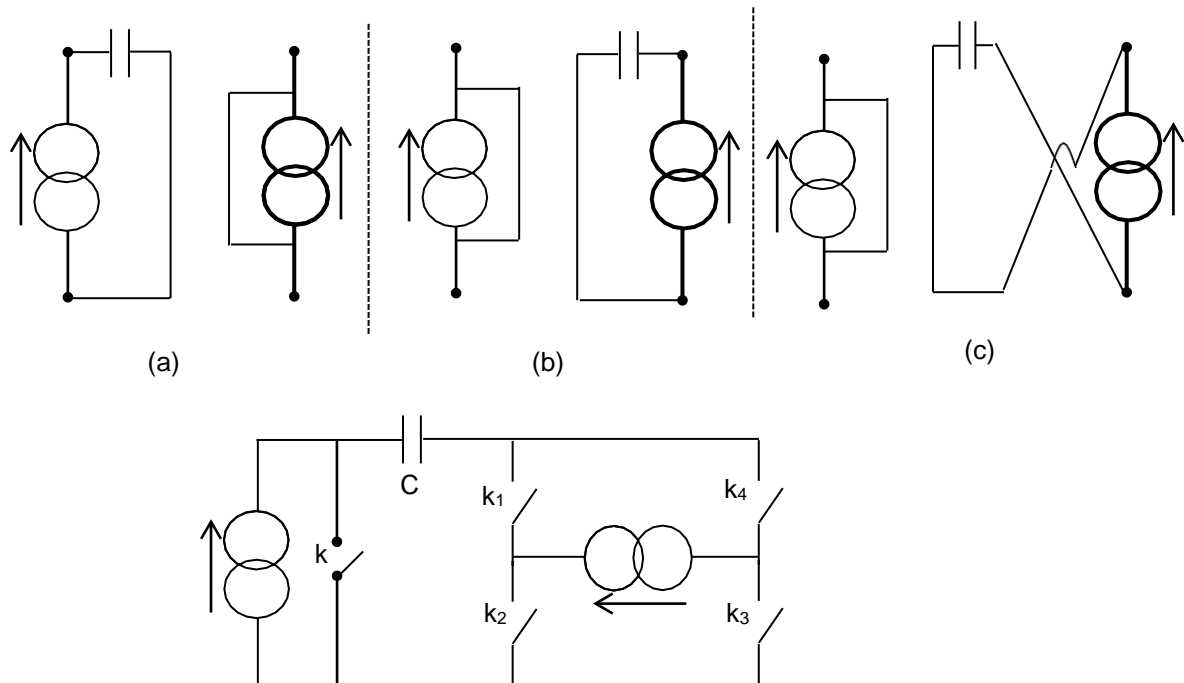


Figure 1.20: Convertisseur indirect courant- courant.

En conclusion de cette étude, on peut dire que les trois configurations de base sont représentées sur la figure 21 :

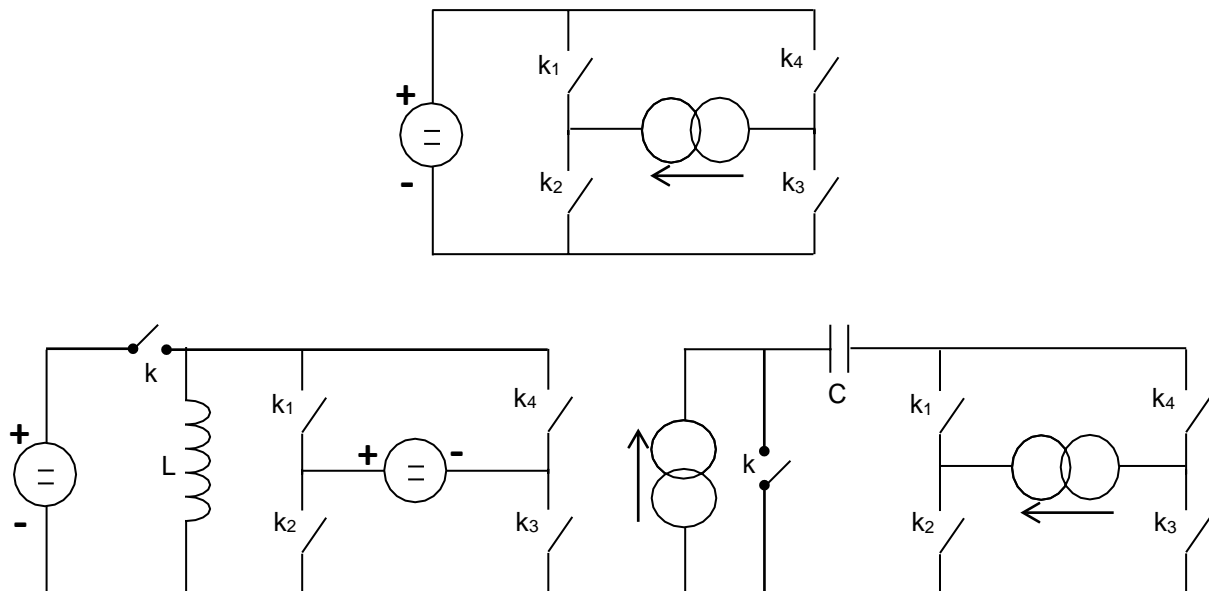


Figure 1.21: les trois configurations de base des convertisseurs statiques.

Synthèse des Convertisseurs Statiques:

Description de la méthode à utiliser pour réaliser la synthèse : [6]

Pour faire la synthèse d'un convertisseur statique il faudra procéder comme suite :

- 1- déterminer la nature des sources d'entrées et des sources de sorties afin de déduire la configuration de base correspondante.
- 2- déduire du cahier des charges les réversibilités en tension et en courant de source d'entrées et des sources de sorties.
- 3- Identifier sur la configuration de base correspondante les séquences de fonctionnement nécessaires, compte tenu des réversibilités en tension et en courant.
- 4- En déduire la caractéristiques I(V) de chaque interrupteur.
- 5- Déduire dans une étude approfondie du cahier des charges les différentes séquences de fonctionnement.
- 6- Connaissant les caractéristiques statiques et les types de commutations de chaque interrupteur, nous pouvons en déduire les interrupteurs à utiliser.

Pour préciser tout cela nous allons traiter un exemple :

Etude de cas (Hacheur non réversible en courant) :

Cahier des charges :

On veut alimenter à partir d'une batterie d'accumulateurs une machine à courant continu fonctionnant en moteur sans aucune réversibilité.

Ce moteur devra être alimenté sous tension continue variable, pour cela on utilisera un convertisseur statique.

Problème : trouver la structure du convertisseur.

Solution :

1- caractérisation des sources d'entrée et des sources de sortie.

L'entrée est une source de tension réversible en courant, mais cette réversibilité n'a pas besoin d'être utilisée puisque la batterie ne fonctionnera qu'en générateur. La sortie est une source de courant sans réversibilité.

On déduit que le convertisseur à utiliser est un convertisseur direct dont la figure 22 indique la configuration de base.

2- le problème maintenant est de déterminer la nature des interrupteurs k_1, k_2, k_3, k_4 .

Lorsque la batterie alimente le moteur à courant continu, la séquence du fonctionnement (1) est représenté sur la figure 22 aussi que les points de fonctionnement des différentes interrupteurs.

Si l'on veut un contrôle d'énergie fournie au moteur, il faut introduire une séquence de roue libre, soit par k_1, k_4 ou bien par k_2, k_3 choisissons par exemple k_2, k_3 c'est la séquence (2) de la figure 22.

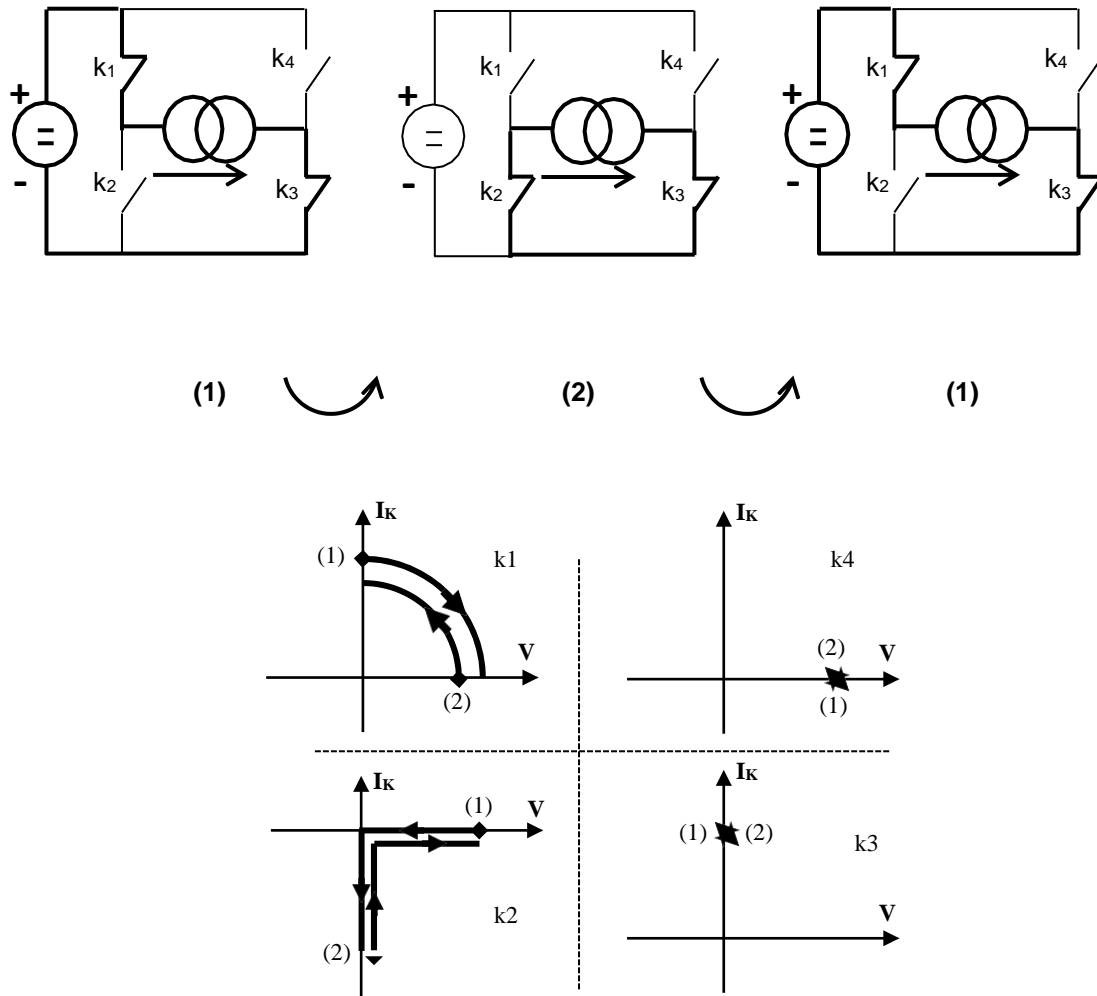


Figure 1.22 : séquence de fonctionnement et caractéristique dynamique des interrupteurs constituant un Hacheur non réversible en courant.

On déduit de ces deux séquences les caractéristiques statiques des interrupteurs :

- k_1 à la caractéristique statique d'un élément T (transistor)
- k_2 caractéristique statique d'une diode monté en inverse.
- k_3 est en court-circuit
- k_4 circuit ouvert.

Examinons l'enchaînement des séquences (1)-(2)-(1) pour en déduire le type de commutation des interrupteurs, selon l'étude du chapitre II. Alors pour passer de la séquence (1) à la séquence (2), k_1 devra avoir une commutation commandée au blocage tandis que k_2 aura une

commutation spontanée à l'amorçage. On pourra passer de la séquence (2) à la séquence (1), k_1 devra être un interrupteur commandé à l'amorçage et k_2 interrupteur à blocage spontané.

Le convertisseur à utiliser est donc représenté sur la figure 24, k_1 pourra par exemple être un (T), k_2 sera une diode montée en sens inverse.

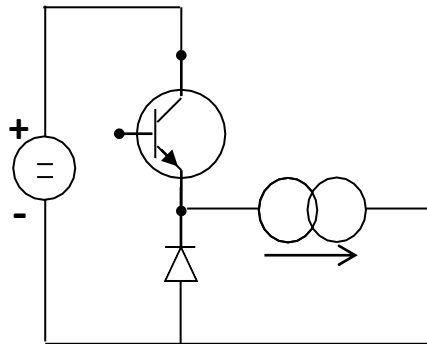


Figure 1.23: structure d'un Hacheur non réversible en courant.

Conclusion

Dans ce chapitre on a vus les principes de d'un convertisseur statique et un interrupteurs . Nous avons étudié un onduleur qui joue un rôle très important pour convertir l'énergie électrique, alors on a trouvé que les convertisseurs peuvent fonctionner en mode onduleur ou bien mode redresseur. Donc les onduleurs sont général classés selon les modes de commutation. Nous avons étudié aussi l'onduleur monophasé et donné une vision générale sur les 2 commandes des onduleurs Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion alternatif, la technique de ces onduleurs multi niveau représente un domaine de recherche importante, cette recherche lié également à des applications toujours plus performante et plus puissante, si depuis plus d'une décennie les onduleurs appelés à 3 niveaux sont devenu des produits presque classique. L'inconvénient majeur de l'onduleur est l'obtention de tension non sinusoïdal à sa sortie, ces tension de sortie sont très riches en harmoniques d'où la nécessité de les réduire. Outre cela les onduleurs conventionnels (à deux niveaux) sont limités aux applications de faibles et de moyennes puissances seulement. Dans les applications de forte puissance ; la structure à trois niveau est plus adaptée par rapport à deux niveau.

CHAPITRE II :
FONCTIONNEMENT
TD'UNE LIAISON
VSC-HVDC

Introduction

Récemment, des progrès significatifs ont été réalisés dans le développement des semi-conducteurs haute puissance, en particulier avec l'apparition des GTO (GateTurn-Off thyristor) et des IGBT (InsulatedGateBipolar Transistors). La conception des convertisseurs a alors tiré parti de ces technologies. Nous les rencontrons à présent sous la forme de convertisseurs fonctionnant en source de tension (VSC : Voltage Source Converter) ou ce qui est connu sous l'appellation des convertisseurs réversibles. Ces convertisseurs sont du type quatre quadrants. De plus, ils opèrent à n'importe quel facteur de puissance et des commandes conçues à partir de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI ; en anglo-saxon PWM, Pulse With Modulation) peuvent leur être associées. Ces commandes permettent l'approximation de la tension de référence de sortie par la réalisation d'une tension moyenne de même valeur sur une période de commutation. Pour cela, elles utilisent une modulation temporelle des niveaux possibles les plus proches. Leur profil de tension de sortie CA est meilleur du point de vue harmonique.

La présence des convertisseurs réversibles apporte de précieux avantages :

- Les harmoniques de faible ordre peuvent être grandement atténués si la fréquence de commutation des convertisseurs le permet, réduisant ainsi la taille des équipements de filtrage.
- Ces types de convertisseurs VSC sont capables d'absorber et d'engendrer de la puissance réactive. Les composants VAR connectés au côté CA des convertisseurs ne sont plus nécessaires.
- La puissance active transportée par la ligne CC et les puissances réactives de chaque terminal sont contrôlées indépendamment.
- Les temps de réponse sont plus courts grâce à l'augmentation de la fréquence de commutation des commandes PWM. Cette fréquence était inférieure à 300 Hz lorsque les interrupteurs étaient réalisés à partir de thyristors. Elle devient maintenant supérieure à 1 kHz avec les GTO ou les IGBT.

- Les convertisseurs VSC sont indépendants et peuvent fonctionner à des fréquences différentes.

Néanmoins, ces convertisseurs représentent l'avenir pour la conception des systèmes HVDC et ils peuvent être les candidats idéaux pour les domaines d'application suivants :

- La connexion de sources d'énergie renouvelables telles que les éoliennes.
- L'acheminement d'électricité vers des îles.
- L'apport d'énergie à des grandes villes qui sont soumises à des contraintes environnementales et de sécurité.

Dans ce contexte, on consacre ce chapitre à une étude détaillée des convertisseurs source de tension/ ou bien les convertisseurs réversibles, et leurs différentes stratégies de modulation sera présentée [22]

II.2- Topologies des Convertisseurs Réversible :

II.2.1- Convertisseur CC/CA - structure de base :

Afin d'arriver aux différentes topologies et avant d'observer l'évolution de sa structure de base qui est un convertisseur "continu / alternatif", il faut bien comprendre les séquences de fonctionnement du montage simple comme celui de la figure 2.1.a. Ce montage représente une phase du convertisseur à deux niveaux et il est constitué de deux cellules. Chaque cellule comprend un interrupteur à base de semi-conducteur qui est unidirectionnel en tension et en courant, avec une diode en antiparallèle qui permet le passage réversible du courant. Le côté CC comprend une source de tension continue qui peut être réalisée à l'aide d'un (ou plusieurs) condensateurs ou de sources indépendantes (batterie). Le côté alternatif peut avoir un récepteur actif (la source de CA) ou passif (sans source) et une inductance. Le rôle de l'inductance est double : lisser le courant et permettre l'échange d'énergie entre les deux côtés. Il faut remarquer que l'échange d'énergie est possible seulement dans le cas du récepteur actif

du côté CA (qui peut jouer le rôle de la source ou le rôle du récepteur) et des condensateurs du côté CC (qui peuvent également jouer les deux rôles). Le fait que chaque cellule est réversible en courant et irréversible en tension nous permet de constater qu'une telle cellule fonctionne en deux quadrants, mais que par contre le convertisseur fonctionne en quatre quadrants.

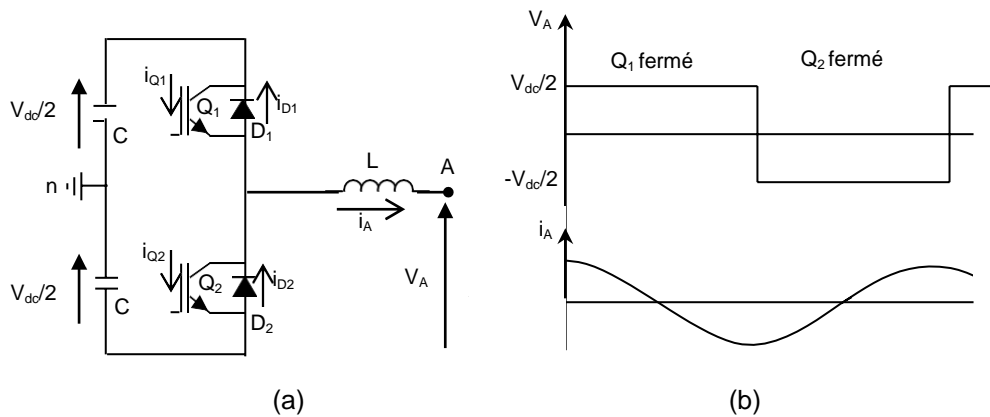


Figure 2.1: Bras d'un convertisseur, (b) Forme d'onde à la sortie d'un convertisseur

Les interrupteurs Q_1 et Q_2 comportent deux états stables : état ouvert et état fermé, ce qui fait ensemble quatre combinaisons possibles :

- 1) Q_1 ouvert et Q_2 fermé
- 2) Q_1 ouvert et Q_2 ouvert
- 3) Q_1 fermé et Q_2 ouvert
- 4) Q_1 fermé et Q_2 fermé

En général, les combinaisons 1 et 3 sont permises, donc les deux interrupteurs sont complémentaires (ils sont toujours en état opposé). L'état 4 cause un court-circuit du côté CC et l'état 2 donne une tension indéterminée du côté CA. Si l'interrupteur Q_1 est fermé (état de conduction) et Q_2 ouvert (état de blocage), la tension vue au point A (figure 2.2.a) est $V_{cc}/2$. Dans le cas complémentaire, donc Q_1 ouvert et Q_2 fermé, cette tension est $-V_{cc}/2$.

Le courant du convertisseur est imposé par la charge. Le signe de ce courant et son déphasage par rapport à la tension à la sortie du convertisseur déterminent la direction et le taux de transfert de l'énergie entre les côtés CC et CA. La figure 2.2.b présente la tension à la sortie du convertisseur avec le courant qui est imposé par une charge quelconque. Au début, le courant $i > 0$ et $V_A > 0$, Q_1 est fermé. Dans ce cas, le courant passe par la diode D_1 et $i_A = i_{D_1}$. Le convertisseur fonctionne comme redresseur et le transfert d'énergie s'effectue du côté CA au côté CC.

Il faut remarquer que grâce à l'inductance L (figure 2.2.a), ce transfert s'effectue, malgré le fait que la tension du côté CA peut être plus élevée que la tension du côté CC. La diode D_1 est polarisée en inverse et c'est l'énergie magnétique stockée dans le champ magnétique de l'inductance qui va pousser le courant par la diode. Si le courant passe par zéro et devient négatif pendant que le Q_1 est fermé (figure 2.2.a), le courant commutera naturellement dans la même cellule et il va passer par Q_1 , $i_A < 0$, $i_{D_1} = 0$, $i_{Q_1} = -i_A$. Le transfert d'énergie se fait maintenant du côté CC au côté CA et le convertisseur fonctionne comme un onduleur. Si l'interrupteur Q_2 est commandé à la fermeture et Q_1 commandé à l'ouverture pendant que le courant est négatif. Le courant commutera de Q_1 à la diode D_2 et $i_A < 0$, $i_{D_1} = 0$, $i_{Q_1} = 0$, $i_{Q_2} = 0$, et $i_{D_2} = -i_A$. Le transfert d'énergie se fait du côté CA au côté CC et le convertisseur fonctionne en mode redresseur. Finalement, si le courant devient positif et que Q_1 reste fermé, le courant commutera de la diode D_2 au transistor Q_2 et $i_A = i_{Q_2}$, $i_{D_2} = 0$. Le convertisseur devient un onduleur.

Sur la figure 2.3, il est possible de remarquer quatre cas extrêmes. Dans le premier cas, le courant i_A et la tension V_A sont en phase. L'écoulement d'énergie se fait du côté CA au côté CC et le convertisseur fonctionne en mode redresseur. Le deuxième cas représente le fonctionnement en mode onduleur (le déphasage entre le courant et la tension est de 180 degrés) et l'énergie est transférée du côté CC au côté CA.

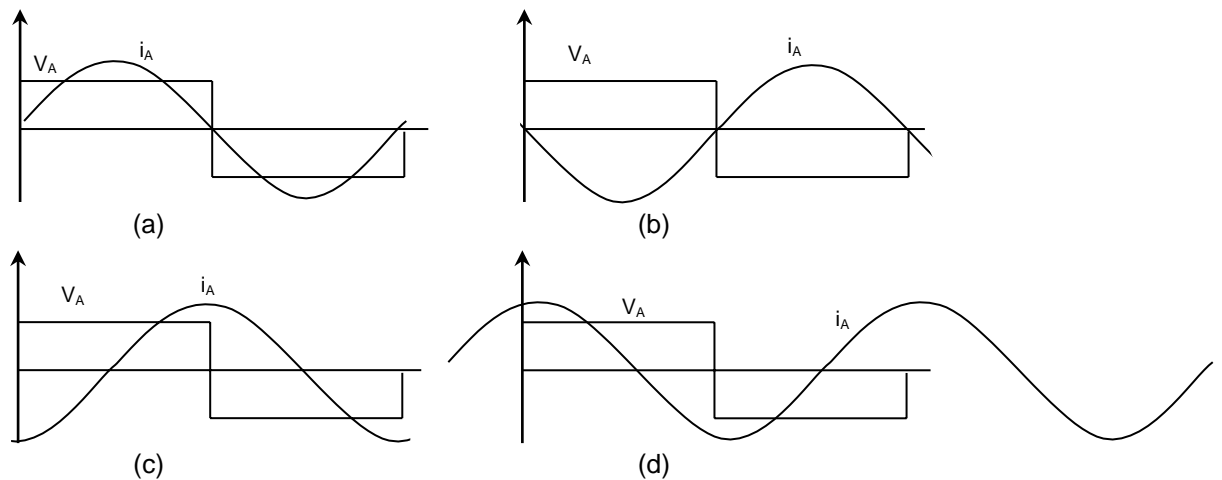


Figure 2.2 :Forme d'onde de la tension, et du courant à la sortie d'un convertisseur (a) fonctionnement en mode redresseur, (b) en mode onduleur, (c) en mode capacitif, (d) en mode inductif

Dans les deux derniers cas, le déphasage entre la tension et le courant est de 90 degrés. Le convertisseur change le mode de fonctionnement de redresseur en onduleur et vice-versa chaque quart de cycle. Cela permet de constater que, malgré l'échange d'énergie instantanée entre les deux côtés existants, le transfert d'énergie moyen est zéro et le convertisseur prend le comportement de charge réactive pure. [10][11][12]

II.2.2- Convertisseur à niveaux multiples – Topologies :

Les convertisseurs multiniveaux constituent des associations de semi-conducteurs et de sources de tension qui permettent d'obtenir une tension de sortie au-dessus des calibres unitaires de chaque interrupteur ainsi qu'une fréquence apparente supérieure à celle de commutation de chaque interrupteur. Les avantages les plus importants de la topologie multiniveaux par rapport à la topologie biniveaux conventionnelle sont les suivants :

- La tension de sortie est échelonnée avec au moins trois niveaux de tension et donc, elle présente un meilleur spectre fréquentiel. En conséquence, les éléments de filtrage nécessaires sont plus réduits et moins coûteux.
- L'utilisation des tensions de sortie plus élevées permet d'augmenter la puissance du convertisseur sans augmenter le courant.

- L'augmentation de la fréquence apparente de sortie permet une dynamique du système plus élevée.

Cependant, ces convertisseurs présentent aussi quelques inconvénients :

- Au fur et à mesure que les niveaux de tension augmentent, la structure de contrôle devient plus complexe.
- Des problèmes de déséquilibres de tension des condensateurs apparaissent.

Une révision des publications de ces dernières années nous montre que l'étude des convertisseurs multiniveaux (analyse de la topologie, contrôle, modulation, etc.) est à présent un des sujets le plus important de l'électronique de puissance.

Le développement de la technologie multiniveaux a été marqué par deux facteurs. D'un côté, l'évolution technologique des matériaux semi-conducteurs permettant la réalisation de convertisseurs de puissance et de tension plus élevées. D'un autre côté, même si le contrôle des convertisseurs multiniveaux est compliqué, l'évolution des processeurs numériques de signal avec capacité de calcul et vitesse de réaction très élevée et coût réduit ont rendu possible la mise en œuvre de ce contrôle. [13]

.1- Topologies multiniveaux :

Les convertisseurs multiniveaux sont de plus en plus connectés dans les applications de haute puissance. Dans [14][12][15], un résumé de l'évolution des topologies des convertisseurs multiniveaux est réalisé sur la base des brevets.

Le premier brevet date de 1975 où l'onduleur en cascade, en anglais *cascade Full-Bridge with separate DC sources*, a été défini comme « la structure qui connecte séparément un pont de diodes en série afin d'obtenir une tension de sortie échelonnée ». Son application n'est pas développée jusqu'au milieu des années 1990. A cette époque deux brevets montrent la supériorité des convertisseurs en cascade pour les applications industrielles et la commande de moteurs.

En ajoutant au convertisseur en cascade des diodes pour bloquer les sources, le convertisseur clampé par les diodes a été breveté, plus connu par son nom en anglais *diode-clamped (DC)*. Ce convertisseur a été aussi appelé convertisseur clampé par le neutre, (*neutral point clamped, NPC*, en anglais) lorsqu'il était utilisé pour la première fois dans la topologie à trois niveaux, dans laquelle le niveau de tension du point milieu était le point neutre. L'application NPC et son extension aux convertisseurs multiniveaux ont été développées en [9][20][21].

Les derniers brevets datent des années 90 où le convertisseur à capacité flottante (dans la littérature anglo-saxonne *flyingcapacitor*) a été présenté. Ce convertisseur est composé de plusieurs cellules de commutations séparées entre elles par des capacités flottantes. Il a été initialement utilisé dans des applications de haute tension des convertisseurs CC/CC.

Plusieurs contributions présentent, en détail, les caractéristiques de chacune de ces topologies ...etc, classées en fonction du nombre de composants, du type d'application, de la qualité de la tension de sortie, du coût, etc. Chaque topologie possède plusieurs avantages et plusieurs inconvénients. Le choix de la topologie multiniveaux la plus adéquate dépend du type d'application et de son cahier des charges. Actuellement, les topologies des convertisseurs multiniveaux les plus développées et les plus utilisées sont au nombre de trois :

II.2.2.1.a. Convertisseur à capacité flottante :

La topologie de l'onduleur à capacité flottante (*FlyingCapacitorMultilevelInverter*), a été proposée par T. Meynard et H. Foch [10][17][12] en 1992. Cette structure est proposée pour résoudre, d'une part, le problème de l'équilibre des tensions, et d'autre part pour réduire le nombre excessif de diodes.

La figure 2.4.a montre la topologie d'un convertisseur à condensateurs flottants à trois niveaux (se trouve aussi sous le nom "cellules imbriquées" et en anglais "Flying Capacitor inverter"). Dans cette structure et pour un convertisseur de "n" niveau, (n-1) condensateurs à courant continu et $(n-1) \times (n-2) / 2$ condensateurs auxiliaires par bras sont nécessaires. Ces condensateurs sont connus sous le nom de condensateurs flottants. Le premier avantage de ces convertisseurs est la réduction des contraintes en tension sur les interrupteurs. Les sources de tension flottantes imposent sur chaque cellule une

contrainte en tension égale à $V_{dc}/2.P_i$ (avec P_i est le nombre de cellule par demi-bras). Par contre, le calibre en courant des interrupteurs est identique à celui d'une structure classique. Les convertisseurs à condensateurs flottants permettent aussi d'améliorer la forme d'onde de la tension de sortie et permettent plus de flexibilité pour obtenir des niveaux différents de tension (par rapport à la structure NPC). D'autre part, la contrainte de ces convertisseurs est la nécessité d'un grand nombre de condensateurs, notamment pour une configuration triphasée ce qui signifie un cout très élevé.

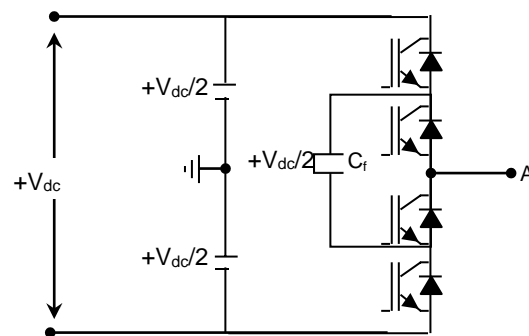


Figure 2.3.a : Bras d'un convertisseur trois niveaux à «Condensateurs flottants».

Convertisseurs en cascade :

Autre structure largement utilisée pour générer une tension multiniveaux est le convertisseur cascade. Le principe de base de cette structure (fig. 2.3.b) est la connexion de plusieurs onduleurs monophasés en pont, à sources continues séparées. La première utilisation de ce type de convertisseur fut la stabilisation du plasma (travail publié par Marchesoni et al. [18] en 1988).

Chaque unité est alimentée par un condensateur à courant continu distincte aucun autre circuit pour équilibrer la tension ou dispositifs de commutation est nécessaire. Il n'est pas nécessaire d'ajouter des diodes de blocage ou de condensateurs d'équilibrage de tension dans cette topologie ,qui se traduit par une construction relativement simple. Le principal inconvénient de cette topologie est l'exigence de plusieurs sources d'alimentations indépendantes.

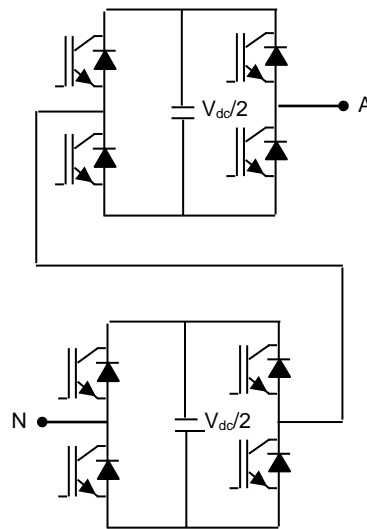


Figure. 2.3.b : Bras d'un convertisseur trois niveaux « topologie Cascade».

Convertisseur clampé par diode [19] :

Différents auteurs définissent la topologie à trois niveaux clampé par diode (connus aussi en anglais avec Neutral Point Clamped) comme la topologie la plus indiquée pour la plupart des applications dans la plage de tensions entre 2.3 et 4kV et qui demandent des fréquences de commutation basses ou moyennes, car le coût des composants passifs est réduit (cette topologie utilise un condensateur du bus continu et elle n'utilise pas de condensateurs additionnels (fig. 2.3.c)). Pour obtenir des fréquences de sortie plus élevées, il serait nécessaire d'augmenter le nombre de niveaux. [13]

En ajoutant deux cellules de commutation et deux diodes de calage tel que montré à la figure 2.4.c, on obtient le convertisseur à trois niveaux de topologie clampé par diode. Une phase de convertisseur à trois niveaux comprend quatre interrupteurs principaux Q_1 , Q_2 , Q_2' et Q_1' , quatre diodes mises en antiparallèles avec eux, et deux diodes de calage. Les interrupteurs Q_1 et Q_1' sont complémentaires. Donc, pendant que le Q_1 conduit, le Q_1' est en état de blocage et vice-versa. La même logique est valide pour les interrupteurs Q_2 et Q_2' .

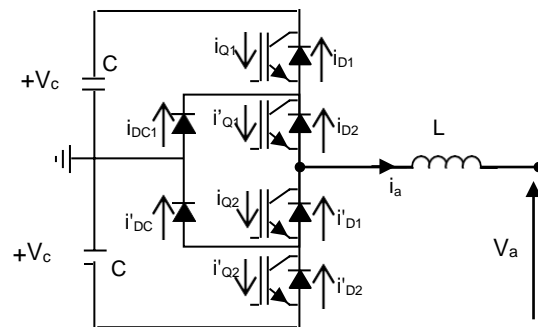


Figure. 2.3.c : Bras d'un convertisseur trois niveaux « clampé par diode »

Les séquences de fonctionnement sont les suivantes :

- les deux interrupteurs Q_1 et Q_2 sont fermés (donc Q_1 et Q_1' ouverts). La tension vue du côté CA du convertisseur est V_c . Si le courant est négatif, il passera par les deux interrupteur Q_1 et Q_2 , ou, par les diodes principales D_1 et D_2 s'il est positif.
- Q_1 est commandé à l'ouverture (donc Q_1' à la fermeture). La tension du côté CA est zéro. Le parcours du courant passera par l'interrupteur Q_1' et la diode de calage D_{c1} dans le cas du courant positif ou par la diode D_{c1} et le transistor Q_2 , dans le cas du courant négatif. L'interrupteur Q_1 bloque la tension V_c .
- Q_2 est commandé en ouverture et le transistor Q_2' à la fermeture. La tension vue du côté CA est $-V_c$. Le parcours du courant s'effectue maintenant par les interrupteur Q_1' et Q_2' dans le cas du courant positif, ou par les diodes D_1' et D_2' . dans le cas du courant négatif. Q_1 et Q_2 bloquent chacun la tension V_c , et la diode de calage D_{c1}' bloque la même tension.

En répétant les trois séquences, la forme d'ondes de la tension de phase générée au côté CA est à trois niveaux, ce qui est représenté schématiquement à la figure 2.3.d.

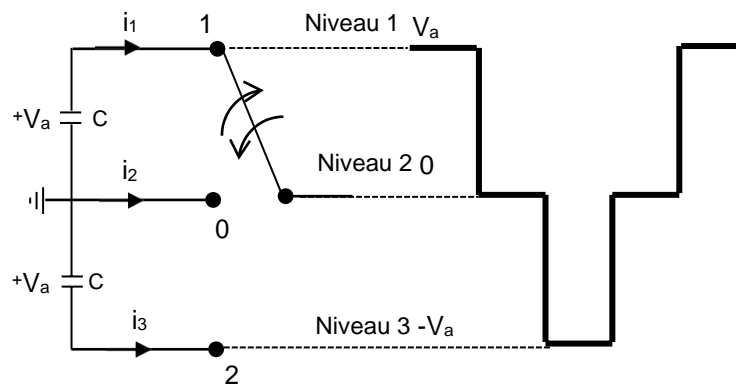


Figure 2.3.d : Forme d'onde de la tension de phase à trois niveaux.

Il faut remarquer qu'il est possible de choisir l'angle d'amorçage des interrupteurs afin de minimiser la distorsion. Si la tension au côté CA est zéro, donc Q_2 et Q_1' sont en état de conduction, et en commandant la fermeture de l'interrupteur Q_1 et l'ouverture de Q_2' au moment $\omega t = \alpha$ où $\omega = 2\pi f$ (f : la fréquence de la tension au côté CA produite par l'onduleur) et si l'angle est choisi en avant, et en répétant les séquences symétriquement par rapport à cet angle et à la période de la tension $T=1/f$, alors la tension résultante à la sortie de l'onduleur sera optimisée, ce qui donne un degré de liberté. La distribution du courant dans le convertisseur pour les cas de courant purement capacitif et purement inductif et son parcours sont montrés à la figure 2.3.e. Il est possible de voir que la distribution du courant dans les composants du convertisseur dépend de l'angle d'amorçage α [20][12].

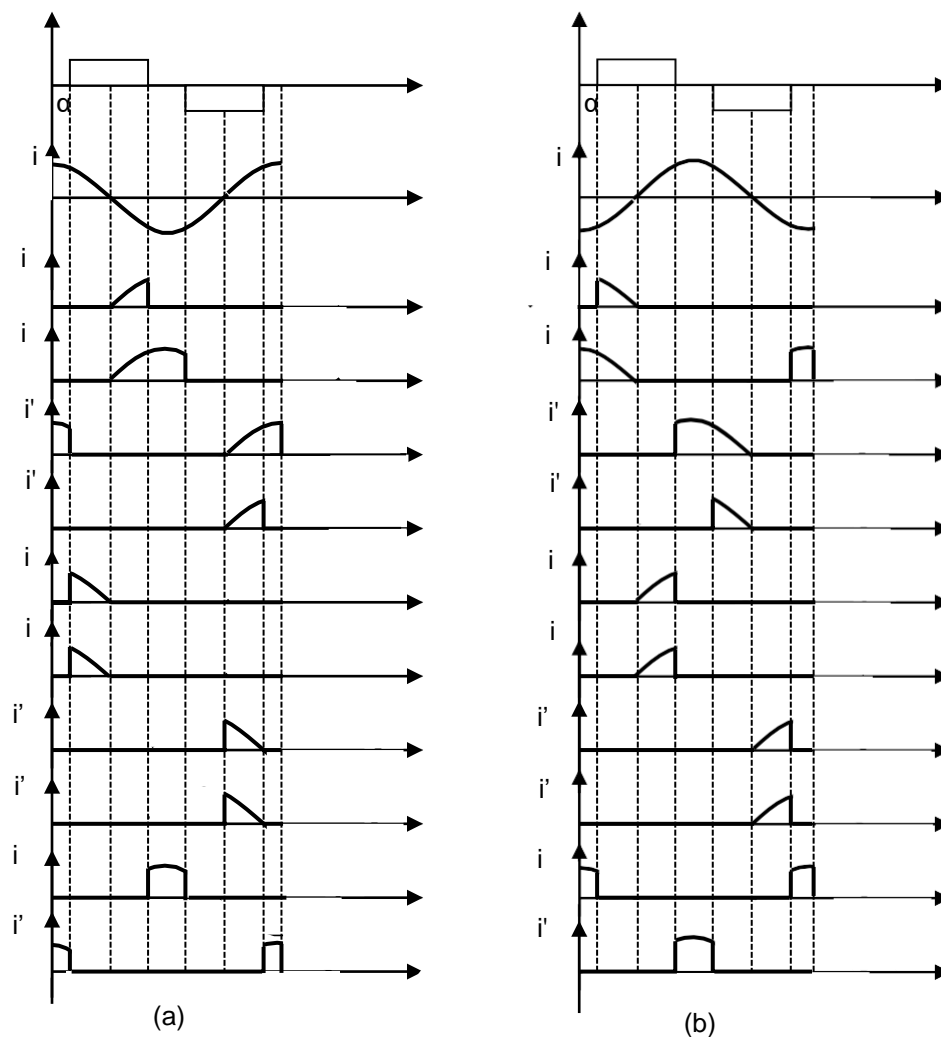


Figure 2.3.e : Distribution de courant dans un convertisseur à trois niveaux. (a) courant Capacitif, (b) courant inductif

3 Autres topologies :

Outre les trois topologies de base discutées précédemment, d'autres topologies de convertisseurs multiniveaux ont été proposées, mais la plupart d'entre elles, sont à base de circuits hybrides [27, 12, 22]. Quelques-unes de ces topologies sont :

- A. Le convertisseur asymétrique hybride,
- B. Le convertisseur avec des ponts en cascade et sources CC/CC avec isolement,
- C. Le convertisseur avec des topologies multiniveaux en cascade,

- D. Le convertisseur avec commutation douce,
- E. Les convertisseurs reliés par transformateur,
- F. Le convertisseur Diode/Capacitor-Clamped : variante de l'onduleur NPC,
- G. Le convertisseur New Diode-Clamped : autre variante de l'onduleur NPC,
- H. Le convertisseur multiniveaux généralisé.
- I. Le convertisseur symétrique

II.4- Techniques de Modulations des Convertisseurs réversible :

Les différentes méthodes de modulation mise en œuvre dans les convertisseurs multiniveaux sont classées selon la fréquence de commutation utilisée [23]. On distingue trois différents groupes (voir Figure 2.4).

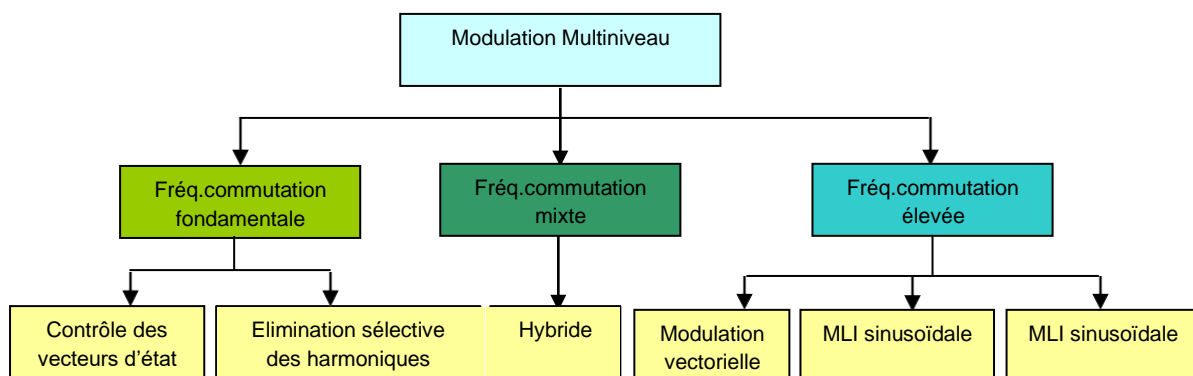


Figure. 2.4 : Classification des différentes méthodes de modulation Multi niveau.

D'un côté, on trouve les techniques qui travaillent avec une fréquence de commutation élevée, avec de nombreuses commutations des semi-conducteurs dans une période du fondamental de la tension de sortie : la MLI sinusoïdale (avec déplacement de la phase ou du niveau) et la MLI vectorielle. Ces systèmes travaillent avec des fréquences de commutation au niveau du composant entre 275Hz-5000Hz. D'un autre côté, on trouve les méthodes qui travaillent avec une fréquence de commutation basse, une ou deux commutations par période. Finalement, on distingue la technique qui travaille avec une fréquence de commutation mixte la modulation hybride. Cette technique est limitée au convertisseur en cascade où

les différentes cellules travaillent avec des fréquences différentes (basses ou élevées) afin de limiter les pertes. [13][24]

Une des méthodes les plus étudiées dans la littérature est la modulation de largeur d'impulsion (figure.2.5). En plus de régler l'amplitude, cette méthode contrôle le contenu harmonique de la tension de sortie de l'onduleur en repoussant les harmoniques d'ordre inférieur vers les fréquences les plus élevées, ce qui rend le filtrage plus facile et moins coûteux, parce que la taille des composants du filtre est assez réduite. Cependant, il est à noter que la technique de MLI a des limites par rapport à la fréquence d'opération des onduleurs. Plus cette fréquence est élevée, plus le sont aussi les pertes dues à la commutation des interrupteurs à semi-conducteurs. En plus, la fréquence d'opération des onduleurs MLI est également limitée par la vitesse de commutation propre des interrupteurs à semi-conducteurs.

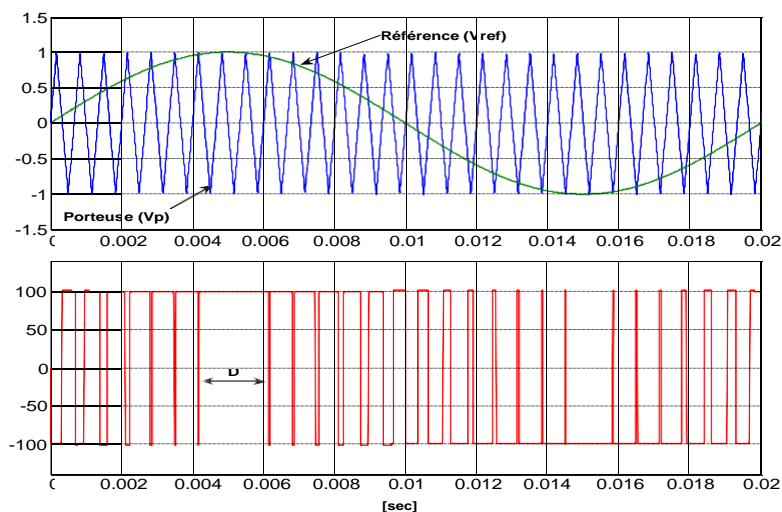


Figure 2.5 : Exemple de tension MLI (Modulation de Largeur d'impulsion). D représente le rapport cyclique.

Deux paramètres caractérisent cette commande :

- *L'indice de modulation* (m) qui définit le rapport entre la fréquence du signal porteur (f_p) et la fréquence du signal de référence (f_{ref}).

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}}$$

- Le taux de modulation qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante (V_{ref}) et la valeur crête du signal porteur (V_p).

$$r = \frac{V_{ref}}{V_p}$$

- Cette technique nous permet de réduire le facteur de distorsion. Ainsi, elle élimine toutes les harmoniques inférieures ou égales à $(2N_p-1)$. Avec N_p est le nombre de modulation par demi-cycle.

$$N_p = \frac{m}{2} = \frac{f_p}{2 \cdot f_{ref}}$$

Toutefois, la tension de sortie contient des harmoniques. Cette modulation repousse ces harmoniques dans le domaine des hautes fréquences autour de la fréquence de commutation f , et de ses multiples.

On peut augmenter le fondamental de la tension de sortie en choisissant (r) plus grand que l'unité. Ce mode de fonctionnement est appelé sur modulation. Cependant, la surmodulation est déconseillée dans des applications où on exige la minimisation des distorsions comme dans le cas des 'UPS' (Un interruptible Power Supplies). [23]

Plusieurs techniques de contrôle à MLI ont été développées [15]. Les plus utilisées sont les suivantes :

- MLI simple.
- MLI multiple.
- MLI sinusoïdale.
- MLI sinusoïdale modifiée.

- Modulation trapézoïdale.
- Modulation en escalier.
- Modulation par échelle.
- Modulation delta.
- Modulation par injection d'harmonique.
- Modulation à zone morte.
- Modulation sinusoïdale modifiée.
- Modulation vectorielle.

Fonctionnement d'un convertisseur réversible :

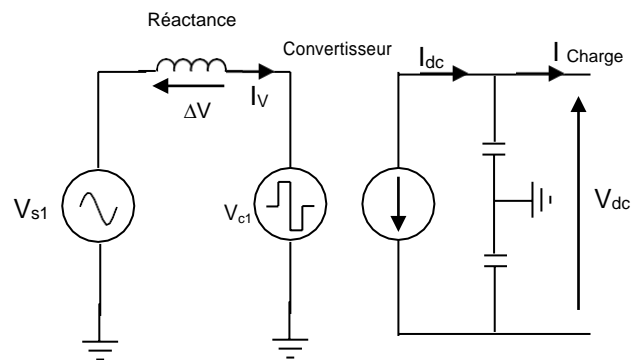


Figure 2.6 : Circuit équivalent d'un VSC connecté à un système CA

La figure. 2.6 montre le diagramme de Fresnel d'un VSC connecté à un réseau CA. La tension V_{C1} est en retard de phase (δ) par rapport à la tension V_{S1} , la puissance active est donc transférée du système CA vers le VSC.

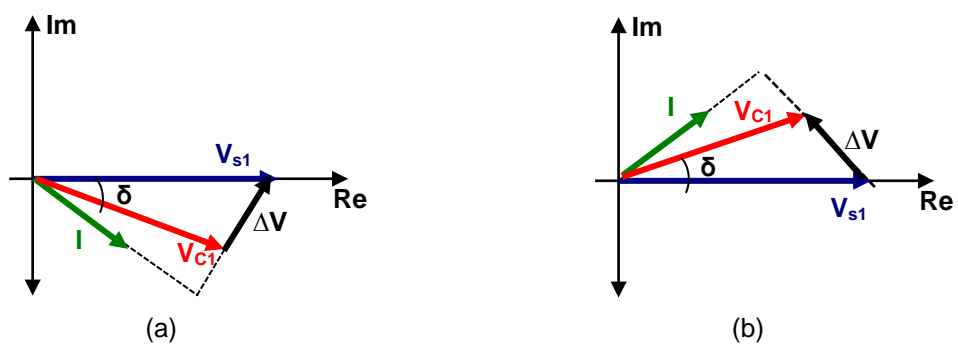


Figure 2.7 : Diagramme de phase d'un VSC connecté à un système CA
(a) : redresseur, (b) : onduleur.

En jouant sur l'amplitude et le déphasage de la tension de sortie du VSC, il est donc possible de contrôler les puissances actives et réactives. Le VSC est capable d'opérer à l'intérieur du cercle du diagramme P-Q de la figure 2.9. Lorsque le VSC fonctionne en mode ($P=0$, $Q>0$), il se comporte comme un condensateur en fournissant uniquement de la puissance réactive au réseau. C'est ce mode de fonctionnement qui est exploité dans les compensateurs statiques synchrones (STATCOM) que nous avons déjà évoqués. [26]

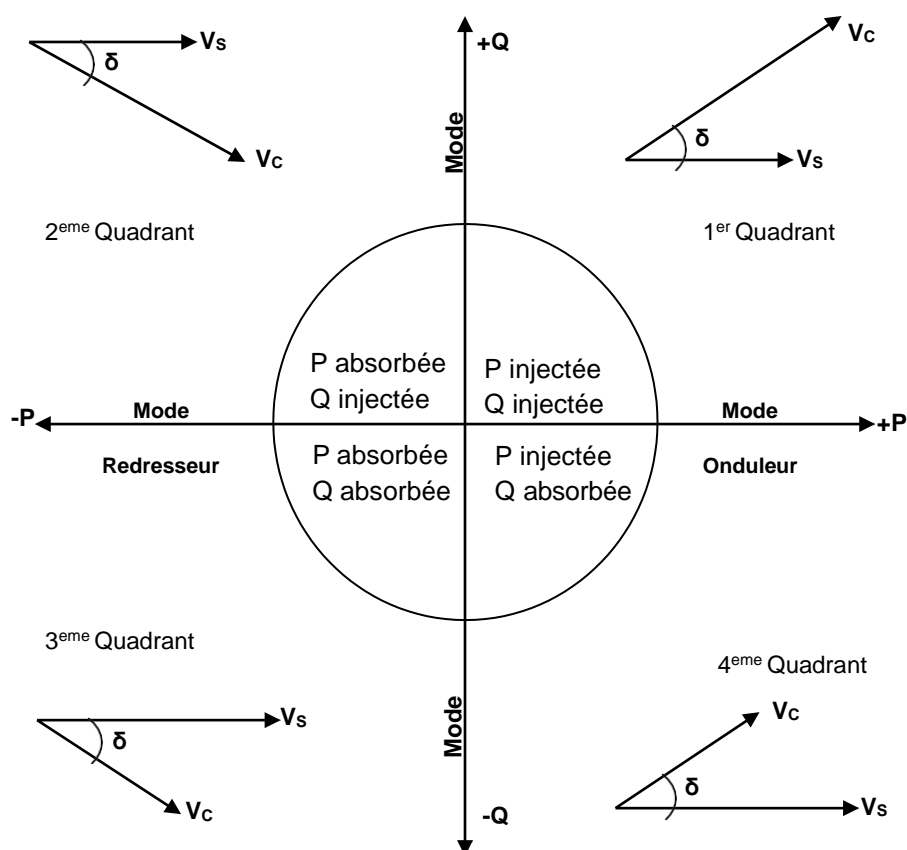


Figure 2.8 – Diagramme P-Q d'un VSC.

II.5.2 - Réglage de la tension continue :

La tension continue est régulée grâce au contrôle de la puissance active. Si la puissance fournie au câble (côté redresseur) devient supérieure à la puissance soutirée (côté onduleur), les condensateurs DC se chargent, provoquant ainsi l'augmentation de la tension V_{dc} . Cette anomalie est immédiatement détectée par le redresseur qui diminue aussitôt la puissance

active fournie (en ajustant l'angle δ) de manière à ce que les puissances s'équilibrent. On procède de la même façon lorsque la puissance soutirée est supérieure à la puissance fournie. Les deux convertisseurs VSC n'ont donc pas besoin de communiquer entre eux pour la commande de la puissance (ce qui n'est pas le cas des convertisseurs LCC).

Les convertisseurs VSC sont bien entendu réversibles. Contrairement au système à base de thyristors (système LCC), l'inversion de puissance ne requiert pas d'inversion de polarité du câble. C'est le sens de circulation du courant dans le câble qui est inversé, ce qui est rendu possible grâce à l'utilisation des valves (transistor + diode) bidirectionnelles en courant. L'absence d'inversion de polarité peut être un aspect bénéfique des systèmes VSC par rapport au système LCC, notamment lorsqu'on utilise des câbles à isolation synthétique (connus pour être sensibles aux inversions de polarité) [15].

Conclusion :

Dans ce chapitre, l'architecture des convertisseurs réversibles, son principe de fonctionnement et la fonction opérationnelle de chaque composant ont été expliqués en détail. Les différentes topologies et les différentes techniques ont été exposées. Suite à cela, il est indispensable de consacrer notre prochain chapitre au contrôle de ce type de système de conversion.

CHAPITRE III :
TECHNIQUES DE
COMMANDE DU
COMPENSATEUR
STATIQUE DE
PUISSANCE
REATIVE

INTRODUCTION

Les principes de commande d'un convertisseur à base de semi-conducteurs sont expliqués dans le premier chapitre. Pour une meilleure compréhension du mécanisme de la compensation, nous allons présenter, dans ce chapitre, le réglage d'un compensateur statique de puissance réactive. Ce compensateur est un convertisseur à niveaux multiples. Nous suivrons, plus particulièrement, l'évolution et le contrôle de ses courants dans le repère dq ainsi que sa tension continue.

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT [25], [15], [26] :

Le principe du fonctionnement du convertisseur est illustré par le diagramme vectoriel (fig 3.1), Nous supposons donc que le convertisseur permet de générer, à partir d'une tension continue, les tensions V_1, V_2, V_3 qui seront assimilées à un réseau de tensions parfaitement sinusoïdales.

En notant φ le déphasage entre la tension simple réseau et le courant de ligne de la même phase, on obtient (fig.3.1) :

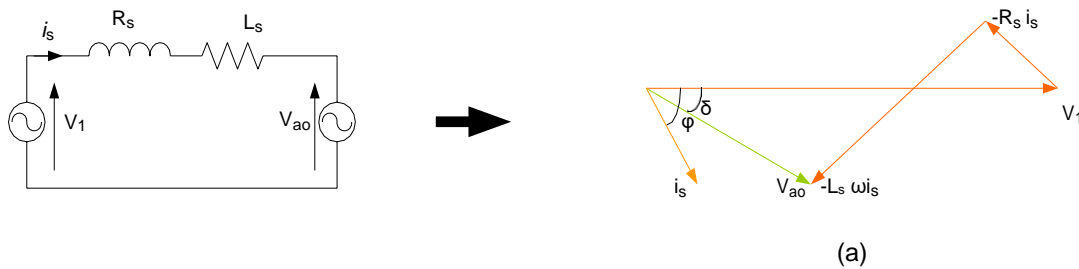


Figure 3.1 : diagramme vectoriel de phase du convertisseur

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ao}(t) = V_1 \sqrt{2} \sin(\omega t) - R_s i_s \sin(\omega t - \varphi) - L_s \omega i_s \cos(\omega t - \varphi) \\ V_{bo}(t) = V_1 \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - R_s i_s \sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) - L_s \omega i_s \cos(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{co}(t) = V_1 \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) - R_s i_s \sin(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) - L_s \omega i_s \cos(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{array} \right. \quad (4.1)$$

Cas où le convertisseur absorbe de la puissance réactive : ($\varphi = -\frac{\pi}{2}$) (fig. 4.2)

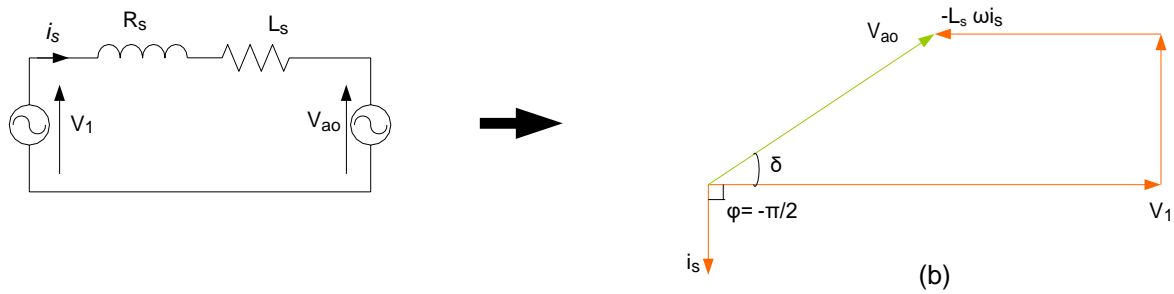


Figure 3.2 : diagramme vectoriel de phase du convertisseur ($\varphi=-\pi/2$)

$$\left\{ \begin{array}{l}
 V_{co}(t) = V_1 \sqrt{2} \sin(\omega t) - R_s i_s \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) - L_s \omega i_s \cos(\omega t + \frac{\pi}{2}) \\
 V_{bo}(t) = V_1 \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - R_s i_s \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) - L_s \omega i_s \cos(\omega t - \frac{\pi}{6}) \\
 V_{co}(t) = V_1 \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) - R_s i_s \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) - L_s \omega i_s \cos(\omega t - \frac{5\pi}{6})
 \end{array} \right. \quad (4.2)$$

Cas où le convertisseur injecte de la puissance réactive : ($\varphi = +\frac{\pi}{2}$) (fig. 4.3)

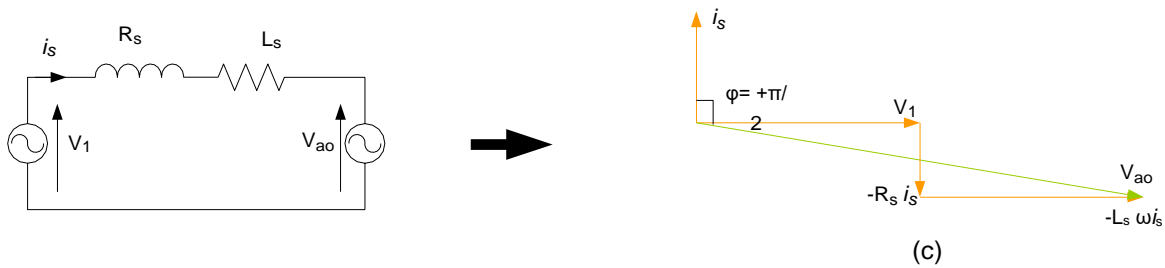


Figure 3.3 : diagramme vectoriel de phase du convertisseur ($\varphi=+\pi/2$)

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{co}(t) = V_1 \sqrt{2} \sin(\omega t) - R_s i_s \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) - L_s \omega i_s \cos(\omega t - \frac{\pi}{2}) \\ V_{bo}(t) = V_1 \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) - R_s i_s \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) - L_s \omega i_s \cos(\omega t - \frac{5\pi}{6}) \\ V_{co}(t) = V_1 \sqrt{2} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) - R_s i_s \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) - L_s \omega i_s \cos(\omega t + \frac{\pi}{6}) \end{array} \right. \quad (4.3)$$

III.3 MODELISATION DES TENSIONS TRIPHASEE [22], [27], [25] :

La technique proposée, permet de tenir compte d'une grande partie des perturbations des réseaux basse fréquence (distorsions, creux de tension, variation de phase, variation d'amplitude) [25].

L'étude analytique du comportement de notre système est complexe. Il est donc indispensable d'utiliser des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du système à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations de *Concordia* ou de *Park* permettent d'obtenir un système équivalent formé de trois vecteurs orthogonaux. Deux de ces vecteurs sont situés dans le même plan que les vecteurs *a*, *b*, et *c*. Le troisième vecteur est situé dans le plan orthogonal au plan formé par les axes de phases *a*, *b*, et *c* et représente la composante homopolaire. La transformation de *Park* permet de passer d'une représentation dans le repère triphasé (*a*, *b*, *c*) à une représentation dans un repère dit de *Park* à axes orthogonaux (*d*, *q*, *o*).

Dans notre étude, on s'intéresse à la transformation de *Concordia* car elle conserve la puissance instantanée elle est donc invariante en puissance. L'hypothèse de départ consiste à considérer que le système est équilibré, ce qui veut dire que la composante homopolaire est nulle.

Cette transformation d'un système triphasé en un système diphasé peut se décomposer en deux étapes (figure 3.4).

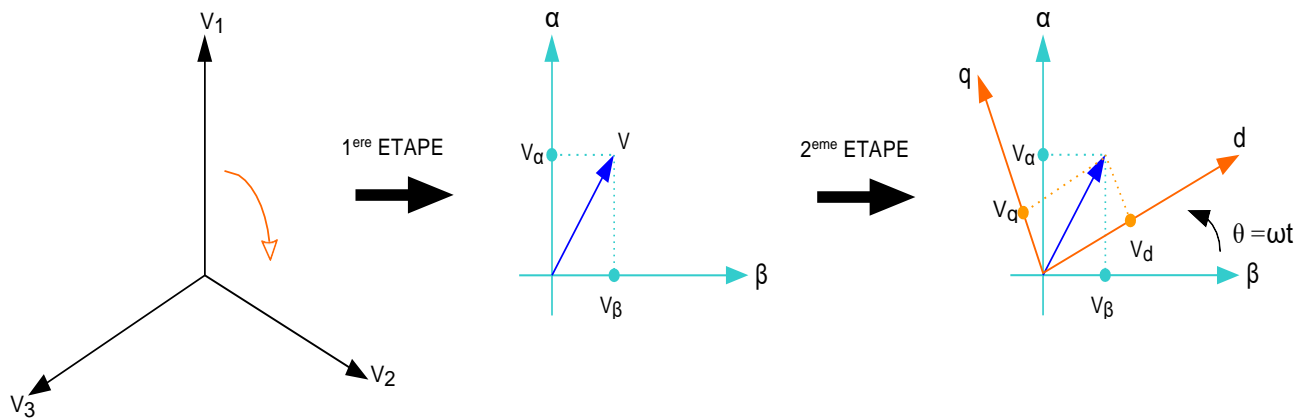


Figure 3.4 : passage du repère triphasé à d'autre diphasé.

La première étape consiste à passer d'un système triphasé à un système diphasé. Les coordonnées dans le repère de CLARKE sont notées par V_α , V_β suivant les axes "α" et "β". La formule (4.4) fournit le système triphasé équilibré direct issu des coordonnées V_α , V_β dans le repère de CLARKE. [25]

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} = M_{32} \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-1}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-1}{2} \end{bmatrix} \cdot V \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-1}{2} \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

On peut alors exprimer V_α , V_β issus d'un système triphasé équilibré direct, ce qui donne:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = M_{32}^{-1} \cdot V = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot V \quad (4.5)$$

$$M_{32}^{-1} = \frac{2}{3} M_{32}^t \quad (\text{propriété de CLARKE}).$$

CHAPITRE III TECHNIQUE DE COMMANDE DU COMPENSATEUR STATIQUE DE PUISSANCE REACTIVE

Dans la deuxième étape, on passe par une rotation de $(-\theta = -\omega t)$ du système diphasé dans le repère de CLARKE au système diphasé dans le repère tournant de PARK, dans lequel les coordonnées de la composante équilibrée directe ont la propriété d'être constantes :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = R(-\theta) \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = R(-\theta) \cdot \frac{2}{3} \cdot M^t \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}$$

(4.6)

donc :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = [R(\theta)]^{-1} \cdot \frac{2}{3} \cdot M^t \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}$$

(4.7)

avec :

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \Rightarrow R(-\theta) = [R(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

(4.8)

d'où :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix}$$

(4.9)

III.4 COMMANDE DU CONVERTISSEUR [25], [28], [28], [30], [24], [31], [15]:

D'une manière générale, la partie commande du convertisseur est constituée de deux boucles internes et une boucle externe.

L'objectif des boucles internes est de réguler les courants du réseau afin de minimiser leurs contenus harmoniques et d'échanger avec le réseau une certaine puissance réactive, tandis que la boucle externe, son objectif est de réguler la tension de sortie du convertisseur. La figure (3.5) présente un schéma bloc de principe de la régulation d'un convertisseur.

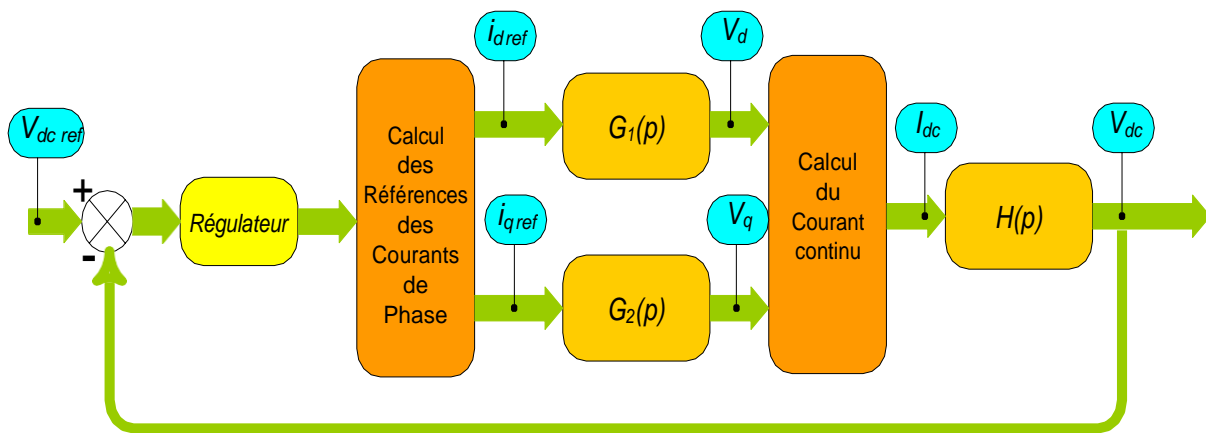


Figure 3.5 : schémas bloc de principe de la régulation du convertisseur.

$G_1(p)$: boucle de régulation du courant i_d

$G_2(p)$: boucle de régulation du courant i_q

$H(p)$: boucle de régulation de la tension coté continue V_{dc}

Modélisation de la Boucle Interne :

Comme l'illustre la figure (3.6), la modélisation de la boucle interne est représentée par une maille composée d'une tension alternative (V_{s1}) en série avec une impédance constituée d'une résistance (R_s) et d'une inductance (L_s). La sortie de cette maille est la tension V_{a0} que fournit le convertisseur.

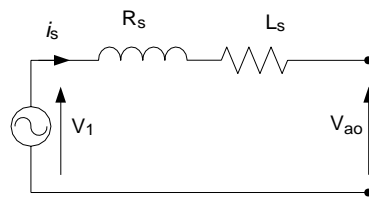


Figure 3.6 : modélisation de la boucle interne..

Pour cette maille, on peut écrire :

$$V_1(t) = R_s i_s(t) + L_s \frac{di_s(t)}{dt} + V_{ao}(t) \quad (4.10)$$

Donc sa transformée de Laplace est de la forme :

$$V_1(p) = R_s i_s(p) + L_s p i_s(p) + V_{ao}(p) \quad (4.11)$$

Donc

$$V(p) - V_{ao}(p) = (R_s + L_s p) i_s(p) \quad (4.12)$$

Alors :

$$G_1(p) = \frac{i_s(p)}{V(p) - V_{ao}(p)} = \frac{1}{R_s(1 + \tau p)} \quad ; \tau = \frac{L_s}{R_s} \quad (4.13)$$

Modélisation de la Boucle Externe :

La figure (3.7) nous donne une représentation de la boucle externe qui maintient la tension de capacité " V_{dc} " à une tension de référence $V_{dc\text{ref}}$.

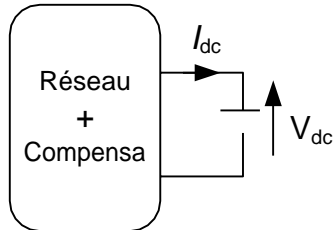


Figure 3.7: modélisation de la boucle externe.

Pour le calcul de la fonction de transfert de cette boucle, on a :

$$V_{dc}(t) = \frac{1}{C} \int I_{dc}(t) \cdot dt \quad (4.14)$$

Ce qui donne :

$$I_{dc}(t) = C \frac{dV_{dc}(t)}{dt} \quad (4.15)$$

La transformation de Laplace nous donne :

$$I_{dc}(p) = C \cdot p \cdot V_{dc}(p) \quad (4.16)$$

D'où :

$$\frac{V_{dc}}{I_{dc}} = \frac{1}{Cp} \quad (4.17)$$

Donc :

$$H(p) = \frac{1}{Cp} \quad (4.18)$$

CHAPITRE III TECHNIQUE DE COMMANDE DU COMPENSATEUR STATIQUE DE PUISSANCE REACTIVE

Calcul de la Puissance Active :

La puissance active dans un réseau triphasé s'obtient par la relation :

$$P = V_1 i_1 + V_2 i_2 + V_3 i_3 \quad (4.19)$$

Sous forme matricielle :

$$P = \begin{bmatrix} V & V & V \\ 1 & 2 & 3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}$$

Dans le repère dq la puissance active devient :

$$P = \begin{bmatrix} M_{32} \\ \cdot R(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} M_{32} \\ \cdot R(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$P = \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \end{bmatrix} \cdot R(\theta)^t \cdot M_{32}^t \cdot \begin{bmatrix} M_{32} \\ \cdot R(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

$$P = \begin{bmatrix} V_d & V_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix}$$

Donc :

$$P = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (4.22)$$

Calcul de la Puissance Réactive : [25]

Cette puissance n'est définie qu'en régime sinusoïdal. Elle est associée à la composante réactive du courant. On présente ici deux définitions de la puissance réactive "Q" qui s'obtient par deux artifices de calcul :

A partir de la formule de la puissance active écrite au moyen des composantes de PARK : la puissance réactive est déduite en remplaçant le courant réseau par le courant en quadrature (-90°) dans le repère dq (figure 3.8).

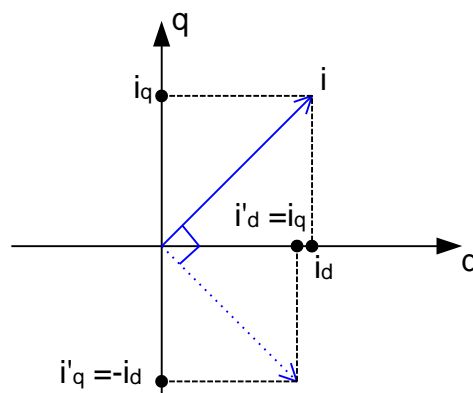


Figure 3.8: calcul des courants en quadrature dans le repère dq

Donc la puissance réactive Q vue dans le repère dq peut s'exprimer par :

$$Q = \frac{3}{2} (V i'_d + V i'_q) = \frac{3}{2} (V i_d - V i_q) \quad (4.23)$$

Une seconde possibilité est d'utiliser la tension en quadrature (90°). La puissance obtenue est alors équivalente à la puissance réactive pour un système triphasé équilibré. Pour le calcul de la tension en quadrature, on utilise les tensions composées du réseau.

$$Q = \left(\frac{V_3 - V_2}{\sqrt{3}} \right) i_1 + \left(\frac{V_2 - V_1}{\sqrt{3}} \right) i_3 + \left(\frac{V_1 - V_3}{\sqrt{3}} \right) i_2 \quad (4.24)$$

Sous forme matricielle :

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} i_1 & i_2 & i_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} i^t \\ d \\ i_q \end{bmatrix} \cdot R(\theta)^t \cdot M^t \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot M \cdot R(\theta) \cdot \begin{bmatrix} V \\ d \\ V_q \end{bmatrix}$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & \frac{0}{\sqrt{3}} \\ 2 & \frac{2}{-2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V \\ d \\ V_q \end{bmatrix}$$

Après calculs, on trouve :

$$Q = \frac{3}{2} (V_d i_q - V_q i_d) \quad (4.26)$$

Régulation : [25], [15] :

Consignes de régulation de courant dans le repère dq :

Les consignes des puissances actives et réactives étant fixées, les composantes suivant les axes d et q des courants de consignes se calculent après mesure des composantes de PARK de la tension de réseau. On peut écrire :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_d & V_q \\ -V_q & V_d \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

Les formes des courants suivant l'axe direct et en quadrature sont données par :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} V & V \\ -V_q & V_d \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{V_d^2 + V_q^2} \begin{bmatrix} V & -V \\ V_q & V_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Ce qui implique :

$$\begin{cases} i_{d\text{ref}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{V_d^2 + V_q^2} (P \cdot V_d + Q \cdot V_q) \\ i_{q\text{ref}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{V_d^2 + V_q^2} (P \cdot V_q - Q \cdot V_d) \end{cases} \quad (4.29)$$

Le système (4.28) fournit les composantes de PARK des courants de consignes à imposer en boucle ouverte. La figure (4.9) décrit ce principe:

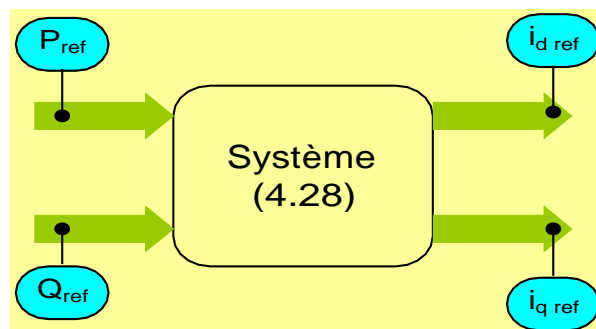


Figure 3.9 : calcul des courants de référence dans le repère dq

Découplage : [22], [25], [15]

L'équation (4.28) montre que les courants i_d et i_q dépendent à la fois des courants sur les axes "d" et "q" ; Nous allons alors présenter, de manière succincte, deux méthodes pour découpler notre système. Ces deux méthodes présentent toutes deux des avantages et des inconvénients que nous mettrons en évidence.

Découplage par réseau de découplage :

La figure (3.10) représente une de ces méthodes qui utilise un réseau de découplage placé en amont du système à régler. On soustrait des grandeurs de commande V_d et V_q la valeur nécessaire pour découpler parfaitement notre système. La figure (3.10) représente le schéma de principe pour l'obtention du découplage.

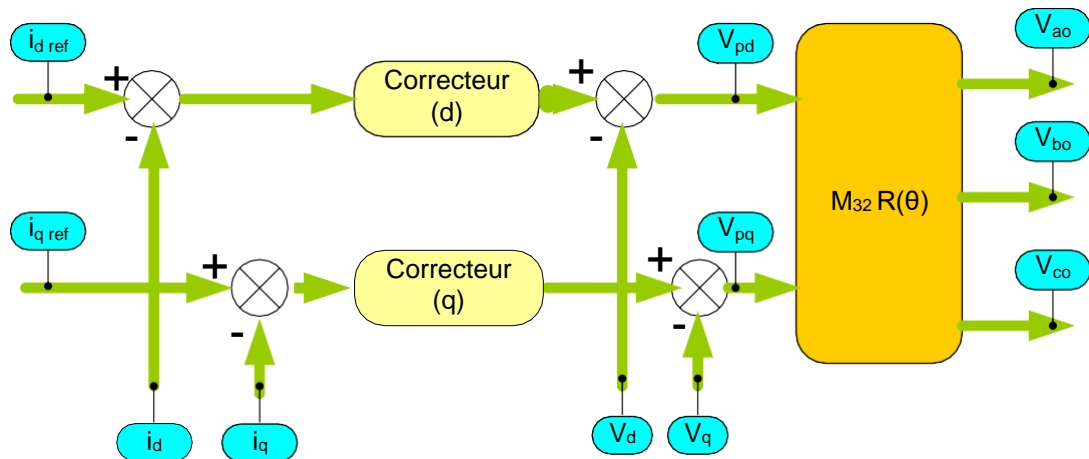


Figure 3.10 : régulation du courant réseau avec compensation de la tension réseau

Cette méthode donne de très bons résultats. Elle a, cependant, un inconvénient certain : elle nécessite la connaissance avec une grande précision de tous les paramètres du système. Si ce n'est pas le cas, ce découplage peut devenir un couplage supplémentaire et dégrader encore plus le réglage.

Découplage approché :

La deuxième méthode se base directement sur le schéma structurel du système (fig (3.11)). Elle consiste à venir soustraire aux grandeurs de commande le courant responsable du couplage multiplié par une fonction de transfert.

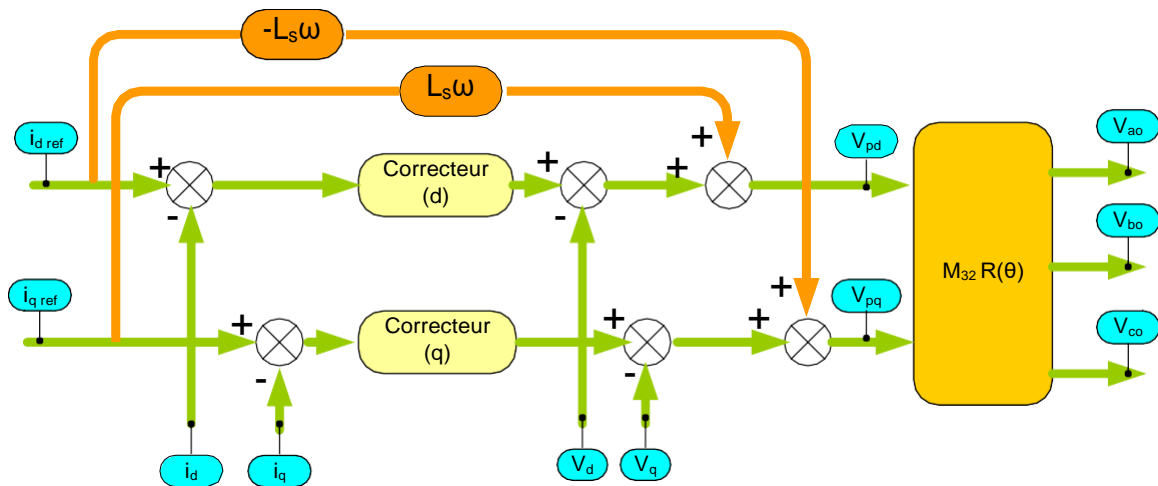


Figure 3.11 : régulation du courant réseau avec découplage approché.

Cette méthode donne de très bons résultats pour de petites valeurs de " t_m ", ce qui correspond à une fréquence de pulsation élevée. Elle a l'avantage de ne pas nécessiter la connaissance de tous les paramètres du système.

Etude des régulateurs : [25], [32]

Une fois que la fonction de transfert est identifiée et que son modèle approché est connu, il faut réaliser la fermeture de la boucle pour qu'il puisse y avoir asservissement. Eventuellement, il faut aussi corriger l'ensemble pour en améliorer les performances ; alors différents types de régulateurs peuvent être utilisés pour la régulation des boucles internes et externes.

Le choix du correcteur va dépendre des performances attendues du système en Boucle Fermée. Ces critères sont :

- La stabilité : le système est instable si sa sortie évolue indéfiniment sans modification de l'entrée (régime transitoire infini),
- La rapidité : c'est le temps que met le système à réagir pour arriver à sa valeur finale,
- La précision : elle est définie par l'erreur entre la valeur finale souhaitée et celle qui est réellement atteinte.

Nous allons présenter maintenant deux types de correcteurs :

III.f.1 Utilisation du régulateur " PI " :

La fonction de transfert du régulateur PI est :

$$F_{PI}(P) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (4.30)$$

La fonction de transfert de la boucle interne associée à la fonction de transfert du régulateur PI en boucle ouverte sera :

$$FTBO [G_1(p), F_{PI}(p)] = \left(K_p + \frac{K_i}{p} \right) \cdot \left(\frac{1}{R_s (1 + \tau p)} \right) \quad (4.31)$$

On peut écrire la formule (4.31) sous la forme suivante :

$$FTBO [G_1(p), F_{PI}(p)] = \left(\frac{1 + \frac{K_p}{K_i} p}{\frac{R_s + K_p}{K_i} p + \frac{R_s \tau}{K_i} p^2} \right) \quad (4.32)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est illustrée par :

$$FTBF [G_1(p), F_{PI}(p)] = \left(\frac{1 + \frac{K_p}{K_i} p}{1 + \frac{R_s + K_p}{K_i} p + \frac{R_s \tau}{K_i} p^2} \right) \quad (4.33)$$

La fonction de transfert de la boucle externe associée à la fonction de transfert du régulateur PI en boucle ouverte sera :

$$FTBO [H(p), F_{PI}(p)] = \left(K_p + \frac{K_i}{p} \right) \cdot \left(\frac{1}{Cp} \right) \quad (4.34)$$

$$FTBO [H(p), F_{PI}(p)] = \frac{P \cdot K_p + K_i}{C p^2} \quad (4.35)$$

CHAPITRE III TECHNIQUE DE COMMANDE DU COMPENSATEUR STATIQUE DE PUISSANCE REACTIVE

La fonction de transfert en boucle fermée déduite est :

$$FTBF [H(p), F_{PI}(p)] = \left(\frac{1 + \frac{K_p}{K_i} p}{1 + \frac{K_p}{K_i} p + \frac{C}{K_i} p^2} \right) \quad (4.36)$$

Par ailleurs, un système de deuxième ordre est caractérisé par :

$$D(p) = \frac{1}{1 + \frac{2\zeta\omega_n}{\omega_n} p + \frac{\omega_n^2}{\omega_n^2} p^2} \quad (4.37)$$

En comparant l'équation caractéristique 4.36 avec celle d'un système du deuxième ordre, on obtient :

$$\begin{cases} \frac{R_s + K_p}{K_i} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \\ \frac{R_s \tau}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \end{cases}$$

Donc :

$$\begin{cases} K_p = R_s (2 \cdot \zeta \cdot \tau - 1) \\ K_i = R_s \cdot \tau \cdot \omega_n^2 \end{cases} \quad (4.38)$$

De même, pour l'équation 4.36, on aura :

$$\begin{cases} \frac{K_p}{K_i} = \frac{2\zeta}{\omega_n} \\ \frac{C}{K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \end{cases} \quad (4.39)$$

A partir du système (4.37), on obtient les paramètres du régulateur PI (K_p et K_i). Ces derniers sont obtenus par :

$$\begin{cases} K_p = C \cdot \omega_n \cdot 2\zeta \\ K_i = C \cdot \omega_n^2 \end{cases} \quad (4.40)$$

La figure (4.14) présente le schéma bloc de commande de notre système.

CHAPITRE III TECHNIQUE DE COMMANDE DU COMPENSATEUR STATIQUE DE PUISSANCE REACTIVE

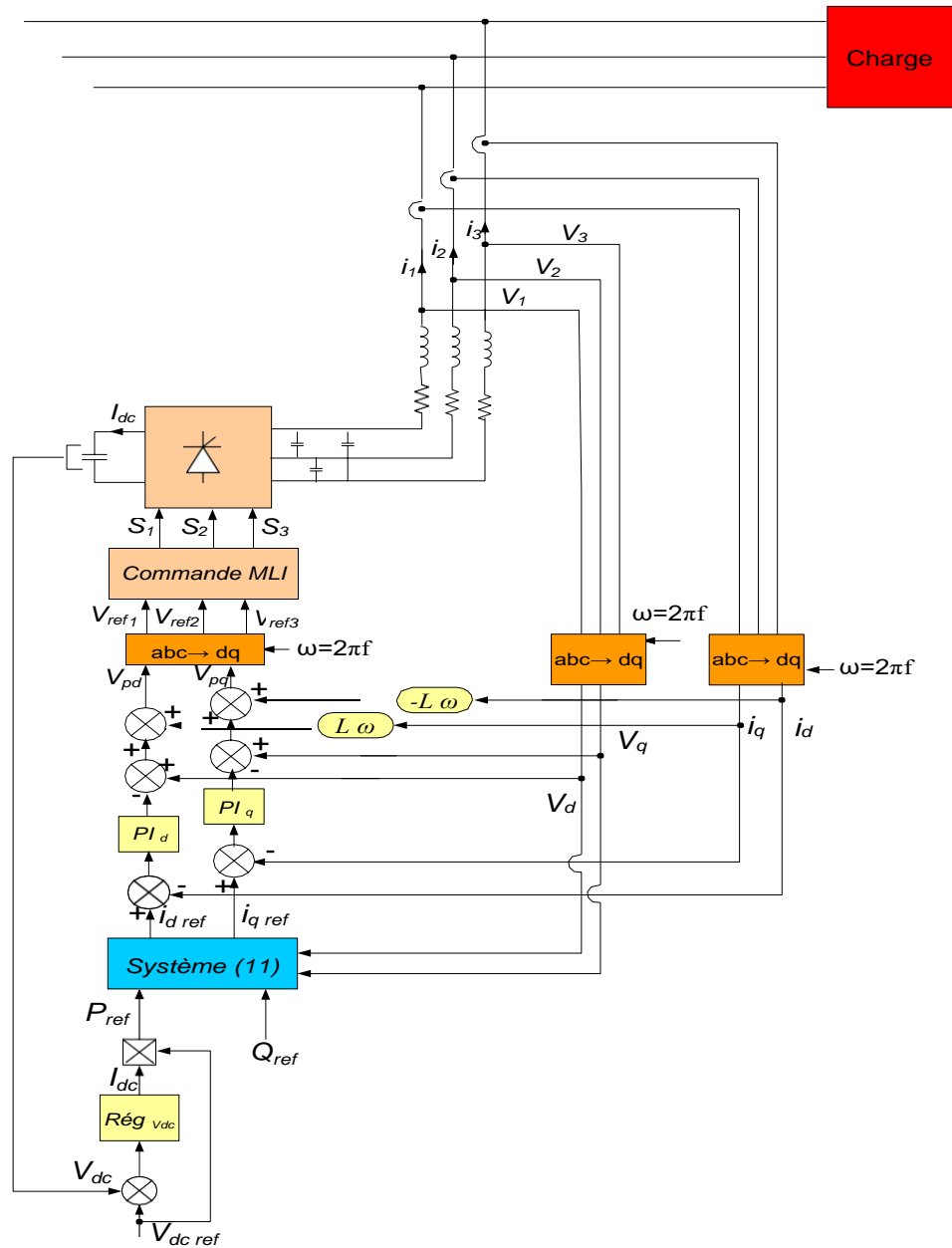


Figure 3.12 : schéma bloc du convertisseur.

CHAPITRE III TECHNIQUE DE COMMANDE DU COMPENSATEUR STATIQUE DE PUISSANCE REACTIVE

Afin de réaliser l'étude par simulation sur Matlab/Simulink, nous utilisons les paramètres du tableau 3.1:

La tension du réseau (V_s)		80V
La fréquence du réseau (f_s)		50Hz
L'impédance du réseau	R_s	0.1 Ω
	L_s	0.5mH
La tension aux bornes du condensateur (V_{dcref})		160V
Capacité		1000 μ F

Tableau 3.1 : paramètres électriques du système à simuler

III.5 SIMULATION :

Dans notre travail, nous avons utilisé la commande d'un convertisseur en utilisant deux types de régulateurs ("PI" et "IP").

Afin d'analyser les performances de ce type de commande du convertisseur, nous allons effectuer un certain nombre de simulations.

III.5.a Convertisseur via un régulateur IP commandé par la MLI sinusoïdale :

En premier lieu, la figure (3.15-a) présente la tension quasi-sinusoïdale produite par un convertisseur à 3 niveaux, ainsi que son spectre harmonique sur la figure (3.15-b),

Ensuite, la figure (3.15-c) montre la simulation de la tension de commande V_{ref1} pour la première phase.

La figure (3.15-d) montre le courant de phase I_l du convertisseur par rapport à la tension du réseau. Pour un premier changement de référence du courant en quadrature ($I_{q\text{ inductif}}$),

le courant est en retard de $\frac{\pi}{2}$ par rapport à la tension (V_l). A partir de $t=0.2s$, le mode est

résistif. Il n'y a aucun échange de puissance. A partir de $t=0.3s$, et pour un deuxième changement de référence ($I_{q\text{ capacitif}}$), le courant est en avance de $\frac{\pi}{2}$ par rapport à la tension (V_l).

CHAPITRE III TECHNIQUE DE COMMANDE DU COMPENSATEUR STATIQUE DE PUISSANCE REACTIVE

Afin de voir l'influence des principales grandeurs de régulation, la figure (3.15-e) illustre l'évolution du courant direct I_d qui, après que la tension V_{dc} atteint son régime permanent, s'annule car son rôle principal est de charger ou de décharger le condensateur. Il reste nul quelque soit le mode. Dans la même figure (3.15-e), on montre l'évolution du courant I_q du mode inductif (+10,20A). A $t=0.2s$, lors du mode résistif, le courant s'annule. A $t=0.3s$, le mode est capacitif et le courant change de valeur (-10.20A).

La figure (3.15-f) illustre la réponse dynamique de la puissance active qui reste toujours nulle dans les trois modes de fonctionnement du convertisseur. Elle a la même allure que le courant I_d car ils sont liés l'un à l'autre. On simule aussi la réponse dynamique de la puissance réactive. Elle passe de (+1000 Var) dans le cas où elle est absorbée par le convertisseur, à zéro (à partir de $t = 0.2s$), puis à une valeur de (-1000 Var) à partir de $t=0.3s$ lorsque le convertisseur fournit une puissance réactive. Elle a la même allure que le courant en quadrature.

La figure (3-15.g) montre la tension V_{dc} du coté continu qui est maintenue, plus ou moins, à une valeur stable (+160v), quelque soit la variation des modes de fonctionnement.

En dernier lieu, la figure (3-15-h) simule le courant I_{dc} coté continu qui passe dans le condensateur lors du mode inductif jusqu'à $t=0.2s$. Ensuite, après un régime transitoire très court, il tend vers zéro pendant le mode résistif. Finalement, à $t=0.3s$, on passe en mode capacitif après un régime transitoire négligeable.

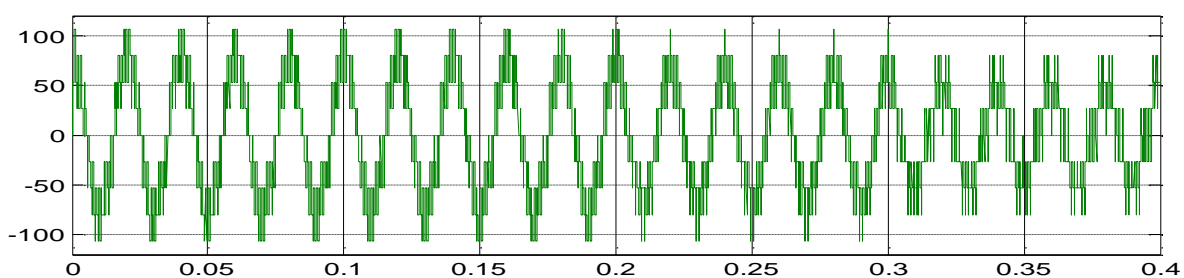


Fig. 3.15-a : Tension de sortie du convertisseur de la première phase

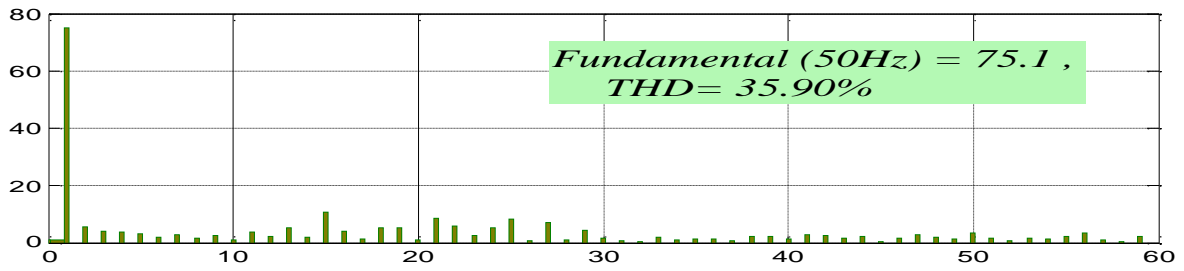


Fig. 3.15-b : Spectre d'harmonique de la tension de la première phase du convertisseur.

Fig.3.15-c: Tension de référence (V_{ref1}) de la première phase.

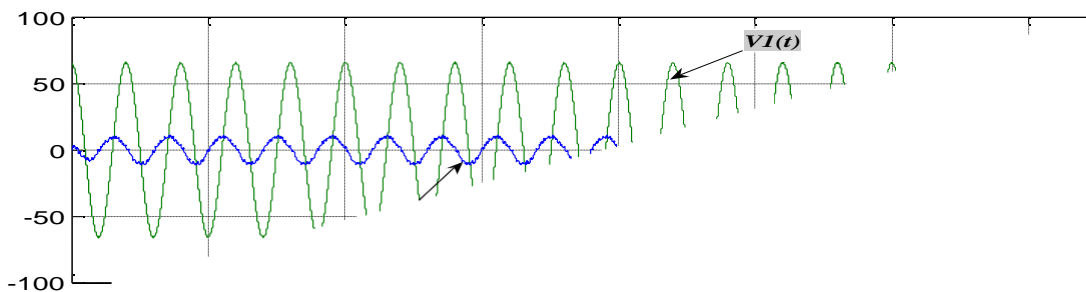


Fig. 3.15-d: Tension (V_1) et courant (I_1) : passage du mode inductif au mode capacitif

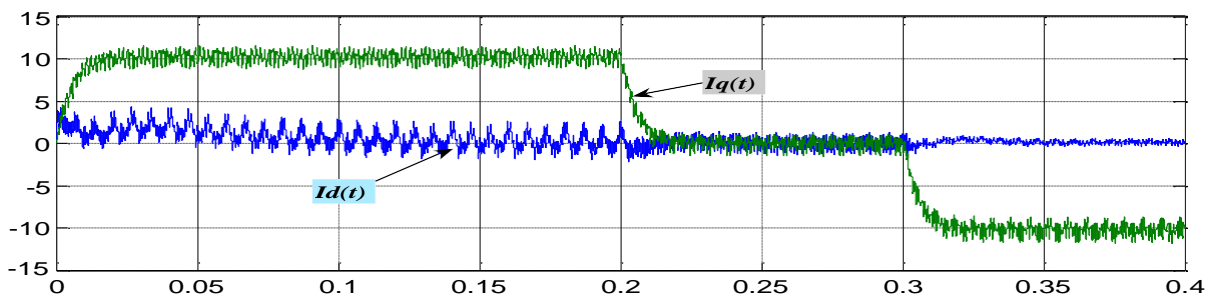


Fig. 3.15-e : Courant I_q et Courant I_d dans le repère dq

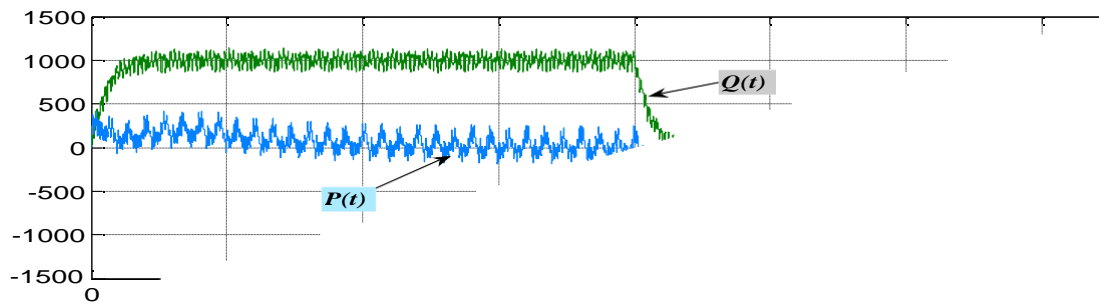


Fig. 3.15-f : Puissance active et Puissance réactive échangée entre le convertisseur et le réseau.

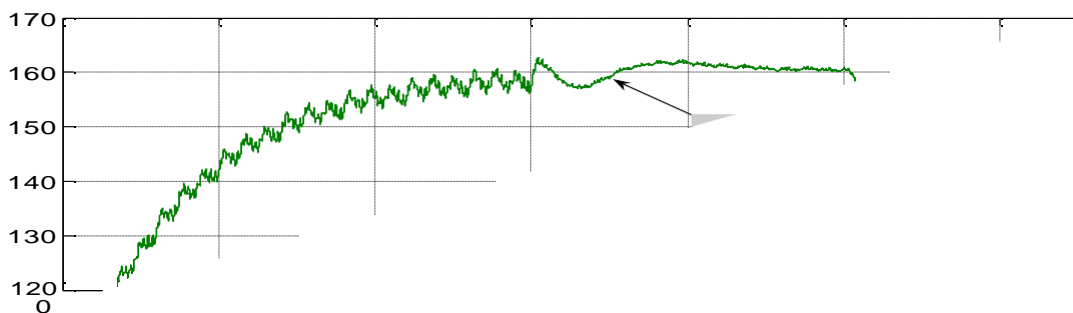


Fig. 3.15-g : Tension de sortie V_{dc} du convertisseur

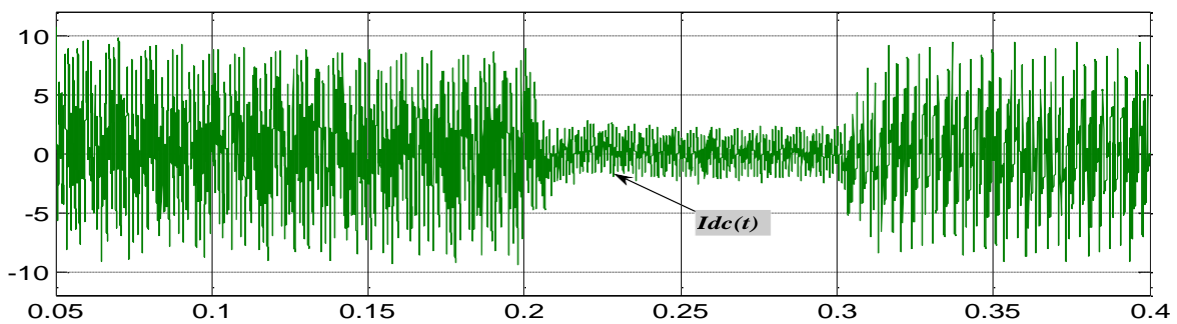


Fig. 3.15-h : Courant de sortie I_{dc} du convertisseur

Figure 3.15 : Résultats de simulation d'un convertisseur à trois niveaux utilisé pour la compensation de l'énergie réactive ($Q = \pm 1000$ Var) (utilisation d'un régulateur IP).

III.6 INTERPRETATION DES RESULTATS DE SIMULATION :

Comme nous l'avons décrit dans le premier chapitre, si on augmente la valeur de la tension alternative produite par le convertisseur et, si le module de cette tension est plus élevé que celui du système AC, la quantité de puissance réactive fournie par le convertisseur augmentera aussi. Si on diminue la valeur de la tension produite par le convertisseur en dessous de celle du système AC, le convertisseur absorbera de la puissance réactive.

Afin de diminuer les régimes transitoires, on a introduit les régulateurs IP sans zéro, les résultats obtenus avec ces derniers montrent une amélioration au niveau du régime transitoire.

Conclusion :

Dans ce chapitre on a étudié les différentes techniques MLI qui permettent d'améliorer les critères de performances du signal de sortie, et ainsi a montré le principe de contrôle du compensateur basé sur l'orientation courants diphasés : l'un sur l'axe direct "d", l'autre en quadrature "q". Il faut maintenir "Id" nul est assurer le contrôle de la puissance réactive par la composante "Iq". La tension d'entrée de l'onduleur est maintenue constante via un régulateur.

Différentes techniques de contrôle ont été élaborées afin d'analyser leur comportement en boucle fermée. Enfin, deux régulateurs ont été utilisés, et on a conclu qu'avec le correcteur IP sans zéro, on obtient des réponses très rapides et un régime transitoire acceptable.

***CONCLUSION
GENERALE***

CONCLUSION GENERALE

Les onduleurs de tension multi-niveaux sont très utilisés dans l'industrie et touchent des domaines d'applications les plus variés, le plus connu est sans doute.

Dans ce travail, nous avons étudié les techniques de commande pour les principaux types de convertisseurs et avons défini les limites de l'utilisation de chacune d'elle suivant les performances et les applications demandées.

Nous avons commencé par le principe de base de fonctionnement d'un convertisseur statique on premier chapitre.

Plusieurs techniques de commande à MLI ont été présentés mais avant il était obligatoire d'entamer les différents types de convertisseurs qui existent dans le domaine d'électronique de puissance, ce qui est l'objet de la deuxième chapitre.

En troisième chapitre, on a montré que, la technique de modulation à MLI permet de constater qu'en plus de régler l'amplitude de la tension de sortie de l'onduleur, cette méthode (MLI) contrôle le contenu d'harmonique ainsi qu'elle améliore les critères de performance de signal de sortie.

Aussi Par ailleurs ; un algorithme pour la compensation de la puissance réactive a été proposé. Il est basé sur le découplage des composantes principales de contrôle tel que les courants "Iq" et "Id". De même, nous avons étudié deux types de régulateurs : "PI" et "IP", et on a montré par simulation, l'avantage du second par rapport au premier.

BIBIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Gabriela Glanzmann « FACTS Flexible alternating current transmission systems » EEH - Power Systems Laboratory ETH Zurich 14 Janvier 2005.
- [2] « La Compensation de l'énergie réactive » Schneider Electric.
- [3] ION ETXEBERRIA-Otadui « Les Systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique – Application à la qualité d'énergie » Doctorat de l'institut national polytechnique de Grenoble, septembre 2003.
- [4] CHERIF Fetha « Analyse et amélioration de l'indice de la non-symétrie de tension dans la qualité de l'énergie électrique » Doctorat d'Etat de l'Université de Batna, Mai 2006.
- [5] E.G. Shahraki « Apport de l'UPFC à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques » Doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, Octobre 2003.
- [6] BROCHU Jacques « Les régulateurs de puissance triphasés en régime établi » Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de Ph.D, Université de Montréal, Octobre 1997.
- [7] Alfred Rufer « Les Onduleurs Multiniveaux: évolution de la recherche et applications futures » Bulletins SEV/AES mars 2006.
- [8] J-S. Mariéthoz « Etude formelle pour la synthèse des convertisseurs Multiniveaux Asymétriques: Topologies, Modulations et Commandes » Thèse pour l'obtention de grade de Docteur en sciences techniques. Ecole polytechnique fédérale de Lausanne 2005.
- [9] J. Huang, K. A. Corzine « Extended Operation of Flying Capacitor Multilevel Inverters ». IEEE transactions on power electronics, vol. 21, no. 1, janvier 2006.
- [10] N. S. Choi, J.G. Cho and J.H. Cho « A general circuit topology of multilevel inverter » IEEE-PESC Conference Record, vol 1, pp. 96-103, Juin 1991.
- [11] S. Sirisukprasert, J.S. Lai, T. H. Liu « A novel cascaded multilevel converter drive system with minimum number of separated DC sources » IEEE-PESC Conference Record, vol 3, pp. 1346-1350, 2001.
- [12] Y. Khadidja « Réduction des effets de la tension homopolaire dans les associations onduleurs multiniveaux (moteur à induction) » mémoire de magister, Université de Batna, 2005.
- [13] J.H. Jeon, T. J. Kim, D.W. Kang, D. S. Hyun « A symmetric carrier technique of CRPWM for voltage balance method of flying capacitor multi-level inverter » IEEE Transactions on Industry Applications, pp 2759-2763, vol 3, Nov 2003.
- [14] P. Song, E. Guan, Z. Lin « Reduce common-mode voltage in cascaded multilevel inverter based on artificial neural network » IEEE-PESC Conference Record, pp. 1-6, Juin 2006.
- [15] M. Pellerin « Maquette didactique d'un FACTS (Flexible Alternating Current Transmission System) ». Projet de la réserve stratégique Hes-so. Juillet 2002.

BIBLIOGRAPHIE

- [16] E.Acha, V.G.Agelidis, O.Anaya.Lara, T.J.E.Miller“Power electronic control in electrical systems” Newnes Power Engineering Series, 2002.
- [17] D. H. Lee, S. R. Lee, F. C. Lee «An analysis of midpoint balance for the neutral-point-clamped three-level VSI» IEEE-PESC Conference Record, 1998.
- [18] A.Benaissa, M.K.Fellah, A.Meroufel ,B. Belabbes«Active power factor correction» CNEA '04,University DjillaliLiabes of SidiBel Abbes, 24 –25 Mai 2004.
- [19] LAKDJA Fatiha «Contrôle des transits de puissance par dispositifs FACTS / Application à un réseau d'énergie électrique» Thèse de magister ENSET-Oran2005.
- [20] I. D.Kim, E. C.Nho, H.G.Kim, andJ. S.Ko«A generalized undelandsnubber for flyingcapacitor multilevel inverter and converter»IEEE Transactions on industrial electronics,vol 51, n°6, pp. 1290-1296,Dec 2004.
- [21] W.Zhang, Y.Wang, W. Tong, H.Xu, L.Yang«Study of voltage-source PWM inverterbased on state combination method» IEEE-PES Transmission and DistributionConference& Exhibition, 2005.
- [22] G. Grellet, G. Clerc«Actionneursélectriques,principes, modèles, commande,»Eyrolles, Paris 1997.
- [23] J.SongManguelle «convertisseurs multiniveaux asymétriques alimentés par transformateurs multi-secondaires basse-fréquence: réactions au réseau d'alimentation» Thèse pour l'obtention de grade docteur en sciences techniques. Ecole polytechnique fédérale de Lausanne.2004..
- [24] L. M. Tolbert, F. Z. Peng, T.G. Habetler«A Multilevel converter-based universal power conditioner». 0093-9994-7/00/\$ 10.00© 2000IEEE.
- [25] A. aboudi,M.Ouoabdi «Modélisation et commande d'un compensateur statique de puissance réactive de type avancé»mémoire de fin d'études pour l'obtention du diplôme d'ingénieur.
- [26] SLAVENKincic«Onduleur à niveau multiple et son application encompensation de lapuissance réactive» Maîtrise en génie électrique, École de technologie supérieure université du Québec. 2000.
- [27] M.Yaïchi«Analyse de la technique de modulation vectorielle SVM (SpaceVector Modulation) appliquée aux onduleurs multiniveaux».Mémoire de Magister. Université de SidiBel-Abbès. 2006.
- [28] B. Singh, V.Mishra, R.K.P. Bhatt «Performance analysis of static condenser for ac voltage regulation.power factor correction and load balancing »LE(I) journal-EL, vol 84, juin 2003.

BIBIOGRAPHIE

- [29] A.Carlos, C. Cavaliere, E.H. Watanabe, M.Aredes «Multi-pulse STATCOM operation under unbalanced voltages». 0-7803-7322-7/02/\$ 17.00© 2002 IEEE.
- [30] R.W.Menzies,Y.Zhuang«Advanced static compensation using a multilevel GTO thyristor inverter ». 0885-8977/95/\$ 04.00© 1994IEEE.
- [31] C. J. Hatziadoniu, F. E. Chalkiadakis, V.K. Feiste«A power conditioner for a grid-connected photovoltaic generator based on the 3-level inverter ». 0-7803-7322-7/02/\$ 17.00© 2002 IEEE.
- [32] M. K. Fellah«Cours d’asservissement». Université deSidi Bel-Abbès. 2007.

Résumé

Le travail de ce projet concerne la synthèse des onduleurs multi niveaux, l'étude des différentes architectures, l'étude des techniques de commande par MLI et d'en choisir une des techniques qui déclarerait mieux pour la minimisation des harmoniques, d'où on a réparti ce travail en trois chapitres.

Pour cela on va traiter ce travail sur deux axes le premier sur l'utilisation des topologies multi-niveaux de l'onduleur, et le seconde porte sur les techniques de MLI. Le système étudié dans notre travail, se compose d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension de type NPC commandé par MLI.

Pour aboutir à cette fin nous comptons de développer un algorithme de commande de l'onduleur basé sur cette technique de modulation.

Le but de ce mémoire étant d'une part d'obtenir un convertisseur qui présente globalement des meilleures performances dans les normes internationales, en termes de rendement.

Ce travail apporte une contribution aux méthodes de réglage de la tension dans les réseaux électriques. Il s'agit de fournir au réseau la puissance active et surtout la puissance réactive nécessaire pour réguler la tension et aboutir à un système équilibré vue du côté source.

-Mots clés : L'électronique de puissance, convertisseurs, onduleurs multiniveaux, topologies, tension, harmoniques, techniques de MLI.

Summary

The work of this project concerns the synthesis of multi-level inverters, the study of the different architectures, the study of control techniques by PWM and to choose one of the techniques that would best declare for the minimization of harmonics, hence we divided this work into three chapters.

For this we will treat this work on two axes, the first on the use of topologies

multi-level inverter, and the second deals with PWM techniques. The system studied in our work consists of a three-phase inverter with two voltage levels of the NPC type controlled by MLI.

To achieve this we plan to develop an inverter control algorithm based on this modulation technique.

The purpose of this memory is, on the one hand, to obtain a converter which has overall better performance in international standards, in terms of efficiency.

This work contributes to the methods of voltage regulation in electrical networks. This is to provide the network with active power and especially the reactive power necessary to regulate the voltage and result in a balanced system seen from the source side.

-Keywords: Power electronics, converters, multilevel inverters, topologies, voltage, harmonics, PWM techniques,

ملخص

يتعلق عمل هذا المشروع بتوليف المحولات متعددة المستويات ، ودراسة البنى المختلفة ، ودراسة تقنيات التحكم بواسطة واختيار إحدى التقنيات التي من شأنها أن تعلن بشكل أفضل لتقليل التوافقيات ، وبالتالي نحن قسم هذا العمل إلى PWM ثلاثة فصول

لهذا سنتعامل مع هذا العمل على محورين ، الأول حول استخدام الطبولوجيا

يتكون النظام المدروس في عملنا من عاكس ثلاثي الطور . PWM العاكس متعدد المستويات ، والثاني يتعامل مع تقنيات MLI. يتحكم فيهما NPC بمستويين من الجهد من نوع

لتحقيق ذلك ، نخطط لتطوير خوارزمية للتحكم في العاكس بناءً على تقنية التعديل هذه

الغرض من هذه الذاكرة ، من ناحية ، هو الحصول على محول له أداء أفضل بشكل عام في المعايير الدولية ، من حيث الكفاءة

يساهم هذا العمل في طرق تنظيم الجهد في الشبكات الكهربائية. هذا لتزويد الشبكة بالطاقة النشطة وخاصة الطاقة التفاعلية اللازمة لتنظيم الجهد والنتيجة نظام متوازن يُرى من جانب المصدر

الكلمات الرئيسية: إلكترونيات الطاقة ، المحولات ، المحولات متعددة المستويات ، الطبولوجيا ، الجهد ، التوافقيات ، - PWM تقنيات ،

