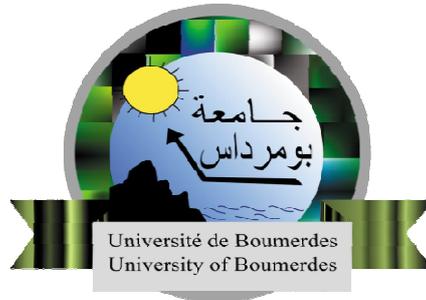


République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE M'HAMED BOUGARA-BOUMERDES



Faculté de Technologie
Département Ingénierie des Systèmes Electriques

Cours :
Electronique de puissance avancée

Première année Master Machines Electriques

Préparé par : Dr. Aimad BOUDOUDA
Maitre de conférences A

Table des matières

Introduction générale.....	1
CHAPITRE 1	
Les éléments semi-conducteurs de puissance	
1. Caractéristique statique des semi-conducteurs	2
2. Les composants semi-conducteurs utilisés en électronique de puissance.....	2
2.1 La diode.....	2
2.2 Le thyristor	3
2.3 Le thyristor GTO.....	3
2.4 Le transistor de puissance.....	4
3. Notion de commutation dans les interrupteurs.....	5
3.1 Caractéristique dynamique (modes de commutation).....	5
3.1.1 La commutation spontanée (naturelle).....	5
3.1.2 La commutation commandée (forcée).....	5
3.2 Les pertes dans les composants semi-conducteurs.....	6
4. Association de composants semi-conducteurs.....	6
5. Limites et applications des semi-conducteurs de puissance.....	8
6. Méthodes de simulation des convertisseurs statiques.....	8
6.1 Représentation d'état	9
6.2 Exemples d'application	9
6.2.1 Modèle mathématique du convertisseur Boost.....	9
6.2.2 Modèle mathématique du convertisseur Buck-Boost	10

CHAPITRE 2

Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

2.1 Introduction.....	12
2.2 Caractérisation des sources	12
2.2.1 Notion de sources.....	12
2.2.2 Nature des sources	13
2.2.3 Réversibilités des sources	13
2.2.4 Changement de nature	14
2.2.5 Règles d'interconnexion des sources.....	14

2.3 Synthèse des convertisseurs statiques.....	15
2.3.1 Structures des convertisseurs statiques.....	15
2.3.1.1 Convertisseur à liaison directe.....	15
2.3.1.2 Convertisseur à liaison indirecte.....	16
2.3.2 Classification des convertisseurs statiques.....	18
2.3.3 Cellule élémentaire de commutation.....	18
2.3.4 Méthodes de synthèse des convertisseurs statiques.....	20
2.3.4.1 Etude de cas.....	21
a) Synthèse d'un hacheur non réversible en courant.....	21
b) Synthèse d'un hacheur réversible en courant	22

CHAPITRE 3

Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation forcée

3.1 Redresseurs à absorption sinusoïdale (à modulation de largeur d'impulsion, MLI)..	25
3.1.1 Introduction	25
3.1.2 Technique de commande MLI	25
3.1.2.1 La modulation MLI intersective (sinus-triangle)	25
3.1.2.2 La modulation MLI à échantillonnage régulier.....	27
3.1.2.3 La modulation MLI calculée	28
3.1.3 Etude des redresseurs MLI	29
3.1.3.1 Le montage de GAUDET.....	30
3.1.3.2 Le redresseur en pont.....	31
3.2 Onduleurs de tension à modulation de largeur d'impulsion, MLI.....	32
3.2.1 Introduction	32
3.2.2 Les onduleurs de tension monophasés.....	32
3.2.2.1 Onduleur monophasé en demi-pont.....	32
3.2.2.2 Onduleur monophasé en pont	32
3.2.2.2.1 Les différents types de commande de l'onduleur monophasé.....	33
3.2.3 Onduleurs triphasés.....	37
3.4. Alimentations à découpage.....	40
3.4.1 Montages sans transformateurs.....	40
a. Alimentation avec hacheur série.....	40
b. Alimentation avec hacheur parallèle.....	41
c. Alimentation avec hacheur à stockage inductif.....	42
d. Alimentation avec hacheur à stockage capacitif.....	42
3.4.2 Montages asymétriques avec transformateur.....	43

CHAPITRE 4**Onduleurs multi-niveaux**

4.1 Introduction.....	44
4.2 Principe de l'onduleur multi-niveaux.....	44
4.3 Intérêt d'onduleur multi-niveaux.....	44
4.4 Différentes topologies d'onduleur multi-niveaux.....	45
4.5 Onduleur triphasé à trois niveaux.....	48
4.5.1 Commande en pleine onde.....	48
4.5.2 Commande en MLI.....	49

CHAPITRE 5**Qualité d'énergie des convertisseurs statiques**

5.1 Introduction.....	52
5.2 Définitions.....	52
5.2.1 Harmoniques	52
5.2.2 Charges linéaires et non linéaires.....	52
5.2.3 Pollution harmonique.....	53
5.3 Caractérisation des harmoniques.....	54
5.4 Les effets des harmoniques.....	54
5.6 Méthodes de réduction de la pollution harmonique.....	55
5.6.1 Techniques traditionnelles.....	55
5.6.2 Techniques modernes.....	57
Annexe	60
Références	65

Introduction générale

Les développements récents des composants électronique de puissance et des techniques de commande ont conduit à l'émergence de nouvelles topologies de convertisseurs de puissance, telles que les redresseurs MLI, les onduleurs MLI et les convertisseurs multi-niveaux.

Le présent support de cours est destiné aux étudiants de la première année Master de la spécialité Electrotechnique est un guide d'apprentissage des bases et les notions fondamentales de l'électronique de puissance, centrées sur la nécessité de travailler en commutation pour pouvoir atteindre de forts rendements et sur le fait que certaines modalités dans le transfert d'énergie électrique de la source vers le récepteur sont alors à respecter.

Il examine les mécanismes de commutation dans les convertisseurs statiques ainsi que des méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle (redresseurs à diodes et à thyristors) et à commutation forcée (redresseurs à MLI et onduleurs à MLI). Il présente le fonctionnement des onduleurs multi-niveaux et leurs différentes stratégies de commande. Enfin, il présente la qualité de l'énergie dans les convertisseurs statiques, la pollution harmonique due à charges non-linéaires alimentées à travers les convertisseurs statiques. Les techniques de dépollution classique et moderne sont bien décrites. Il est organisé en cinq chapitres :

Dans le premier chapitre sont rappelées les principaux éléments semi-conducteurs de puissance et les méthodes de simulation des convertisseurs statiques.

Le deuxième chapitre présente les méthodes de conception et de synthèse des convertisseurs statiques à commutation naturelle.

Le troisième chapitre est consacré à présenter les méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation forcée, comme les redresseurs MLI et les onduleurs MLI.

Le quatrième chapitre expose les différentes topologies d'onduleurs multi-niveaux et ses différentes techniques de commande (commande symétrique et commande MLI).

Le cinquième chapitre est consacré à la présentation de la qualité de l'énergie des convertisseurs statiques ainsi qu'aux techniques classiques et modernes de dépollution harmonique.

Chapitre 1

Les éléments semi-conducteurs de puissance

1. Caractéristique statique des semi-conducteurs

Un interrupteur est défini par ses deux états stables en régime statique (Fig.1.1a) :

-état passant (état ON) ; $v_k=0, i_k \neq 0$

-état bloqué (état OFF) ; $v_k \neq 0, i_k = 0$

Sa caractéristique statique (Fig.1.1b) est composée des différents segments sur les axes du repère (v_k, i_k) . Ainsi, on peut envisager des interrupteurs à 2, 3 ou 4 segments qui seront adaptés à la nature et aux réversibilités des sources et des charges. Noter que pour un interrupteur idéal, la caractéristique statique est non dissipative.

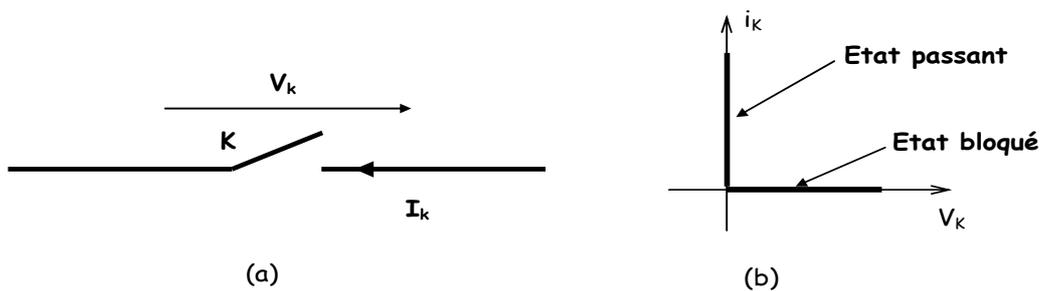


Fig.1.1 Symbole d'un interrupteur et son caractéristique statique

Dans la littérature, nous trouvons trois qualificatifs à la fonction interrupteur dont la signification est rappelée ci-après :

-un **interrupteur idéal** : est par hypothèse, capable de supporter à l'état OFF une tension d'amplitude quelconque (voire infinie) et à l'état ON un courant d'intensité quelconque (voire infini). Implicitement, ce modèle est retenu lorsqu'on étudie le principe de fonctionnement d'un convertisseur statique ;

-un **interrupteur parfait** : est, par hypothèse, limité en tension à l'état OFF et en courant à l'état ON. Ce modèle est utilisé pour choisir un composant compatible avec les contraintes en tension/courant qu'il devra supporter;

-un **interrupteur réel** : se différencie des deux précédents par une chute de tension non nulle à l'état ON, un courant de fuite non nul à l'état OFF, un temps de commutation (passage de l'état ON à l'état OFF ou de l'état OFF à l'état ON) également non nul. C'est le modèle le plus complet qu'il faut considérer pour la réalisation matérielle d'un convertisseur statique.

2. Les composants semi-conducteurs utilisés en électronique de puissance

2.1 La diode : est un composant non commandable ; son comportement lui est imposé par le circuit dans lequel elle est insérée.

Lorsque :

$V \geq 0$ et $i > 0$, la diode est passante (fermée)

$V < 0$ et $i < 0$, la diode est bloquée (ouverte)

La diode est unidirectionnelle en tension et en courant (interrupteur à 2 segments).

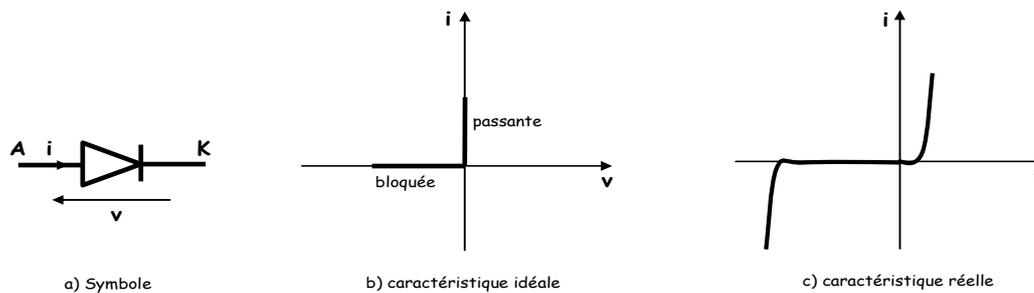


Fig.1.2 La diode de puissance

2.2 Le thyristor:

Le thyristor ou SCR (Silicon Controlled Rectifier) est un composant à fermeture commandée. Outre l'anode A et la cathode K, il possède une électrode de commande, la gâchette G qui permet de le rendre conducteur lorsque la tension V_{th} à ses bornes est positive.

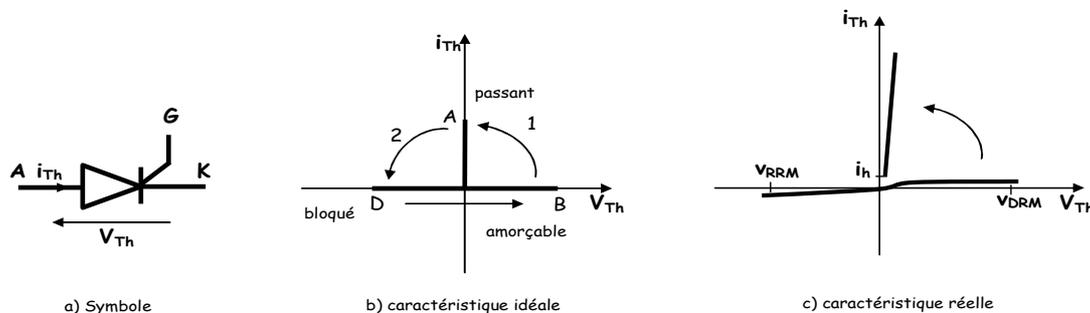


Fig.1.3 Le composant thyristor

La caractéristique statique du thyristor est formée de trois segments (interrupteur à 3 segments) :

OD, tension négative : thyristor bloqué, faible courant de fuite inverse

OB, tension positive, pas d'impulsion sur la gâchette depuis que V_{Th} est devenu positif : thyristor bloqué, faible courant de fuite direct

OA, thyristor conducteur : faible chute de tension directe, courant direct imposé par le circuit dans lequel le thyristor est inséré.

Lorsque :

$V_{Th} \geq 0$; si $i_{Th} = 0$ et $i_G = 0$: le thyristor est bloqué (amorçable)

$i_G > 0$: le thyristor est passant (1)

$V_{Th} < 0$; si $i_{Th} = 0$: le thyristor est bloqué (2)

2.3 Le thyristor GTO:

Le thyristor GTO (Gate Turn-Off) est, comme son nom l'indique, un thyristor qui peut être bloqué par action sur la gâchette. Celle-ci permet donc la commande de la fermeture et de l'ouverture.

Les thyristors GTO sont utilisés dans les convertisseurs de forte ou très forte puissance.

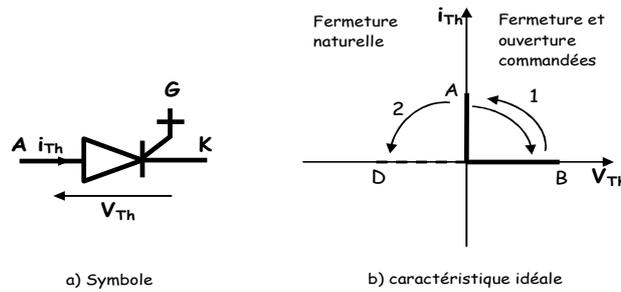


Fig.1.4 Le thyristor GTO

Lorsque :

$V_{GTO} < 0$ et $i_{GTO} = 0$: le thyristor GTO est bloqué (2)

$V_{GTO} > 0$ et $i_{GTO} > 0$ et $i_G \neq 0$: le thyristor GTO est passant (1)

Quand $V_{GTO} > 0$ et $i_{GTO} > 0$, on peut bloquer le thyristor GTO par une impulsion négative du courant de gâchette (1). Il peut se bloquer spontanément (comme une diode) lorsque $i_{GTO} = 0$ (2).

2.4 Le transistor de puissance:

En électronique de puissance, il y a trois types de transistors.

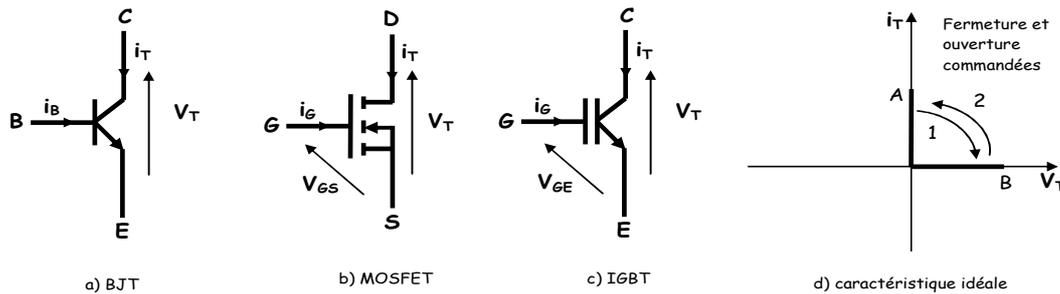


Fig.1.5 Le transistor de puissance

-Le transistor BJT (Bipolaire à Jonction) est commandé en courant i_B :

$i_B = 0$: le transistor BJT est bloqué (1)

$i_B > 0$: le transistor BJT est passant (2)

Il est commandé à la fermeture et à l'ouverture.

-Le transistor MOSFET (Métal Oxyde Semi-conducteur) est commandé en tension V_{GS} :

$V_{GS} = 0$: le transistor MOSFET est bloqué (1)

$V_{GS} > 0$: le transistor MOSFET est passant (2)

Il est commandé à la fermeture et à l'ouverture, il est très rapide (fréquence de commutation très élevée).

-Le transistor IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) : il réunit les deux transistors BJT et MOSFET. Il est commandé en tension V_{GE}

3. Notion de commutation dans les interrupteurs

3.1 Caractéristique dynamique (modes de commutation)

La caractéristique statique d'un interrupteur est insuffisante pour décrire ses propriétés dynamiques, c.à.d la manière selon laquelle l'interrupteur passe de l'état bloqué à l'état passant ou inversement. La caractéristique dynamique de commutation est la trajectoire suivie par le point de fonctionnement, pendant la commutation de l'interrupteur, pour passer d'un demi-axe à un autre demi-axe perpendiculaire. Ce trajectoire ne peut se faire que dans les quadrants tel que $i_k.v_k > 0$ puisque l'interrupteur est considéré comme récepteur (élément dissipatif).

Tant à l'amorçage qu'au blocage, deux modes de changement d'état des interrupteurs sont à distinguer: la commutation spontanée et la commutation commandée.

3.1.1 La commutation spontanée (naturelle) : c'est le type de commutation assurée par une diode. Le passage de l'état de conduction à l'état bloqué ne peut se faire qu'à courant nul et de l'état bloqué à l'état de conduction à tension nulle. Le changement d'état est provoqué par l'environnement dans lequel se trouve l'interrupteur.

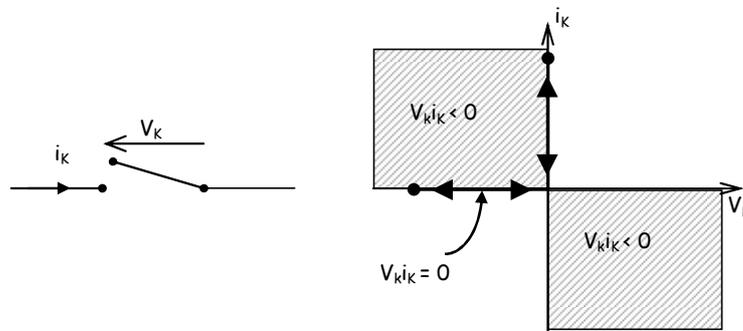


Fig.1.6 Commutation spontanée (amorçage et blocage)

Les changements d'états se font en longeant les axes donc sans pertes d'énergie, qualifiées de pertes par commutation.

3.1.2 La commutation commandée (forcée) : c'est le type de commutation assurée par un transistor ou un thyristor (ou tout autre composant commandé). Le passage de la conduction à l'état bloqué (ou l'inverse) se fait en réponse à une commande externe.

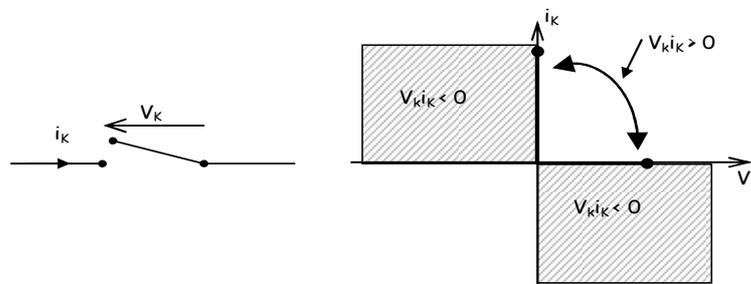


Fig.1.7 Commutation commandée (amorçage et blocage)

Le changement d'état se fait en traversant le plan $V_k i_k > 0$. Donc l'interrupteur est le siège de pertes par commutation (l'interrupteur est dissipatif).

3.2 Les pertes dans les composants semi-conducteurs:

Un composant semi-conducteur non idéal de point de vue dynamique (réel) présente à l'ouverture ou à la fermeture des pertes Joules.



Fig.1.8 Caractéristique réel d'un interrupteur

En réalité, pour un interrupteur réel, il subsiste une faible chute de tension positive (V_0) quand il devient passant. La commutation se fait d'une manière non spontanée d'un état à l'autre. Dans ce cas l'interrupteur dissipe une énergie à chaque cycle de commutation. Il est alors le siège de pertes par commutation.

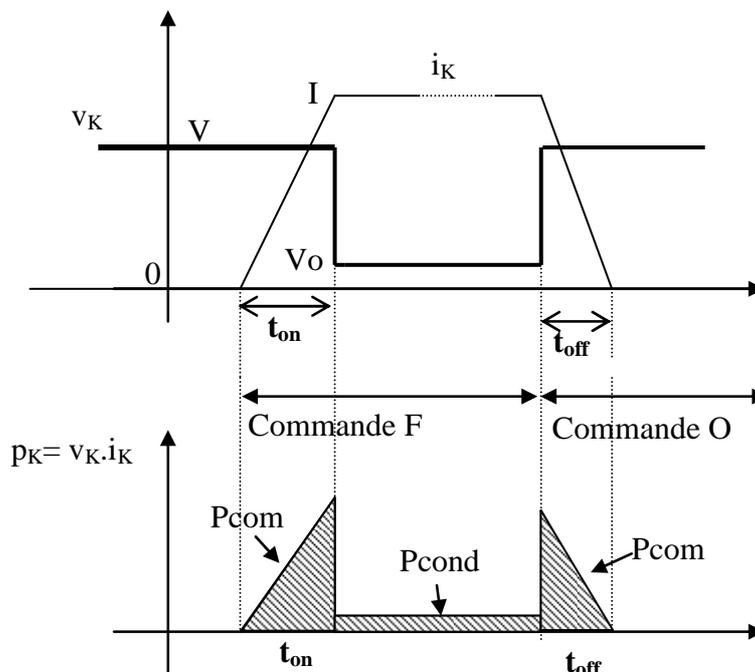


Fig.1.9 Pertes par commutation dans un interrupteur

t_{on} = temps de montée de I_K à la fermeture ;
 t_{off} : temps de descente de I_K à l'ouverture ;
 T : période de commutation.

La puissance dissipée par commutation s'écrit : $P_{com} = \frac{VI}{T} \left(\frac{t_{on} + t_{off}}{2} \right)$

Les pertes par commutation limitent les composants en fréquence d'utilisation.

4. Association de composants semi-conducteurs

Pour obtenir des performances autres que celles des trois interrupteurs de base (diode, thyristor, transistor), on associe, parfois plusieurs composants de base.

-interrupteurs réversibles en tension : en ajoutant une diode en série avec un thyristor GTO ou un transistor, on obtient un interrupteur à fermeture et ouverture commandées réversible en tension.

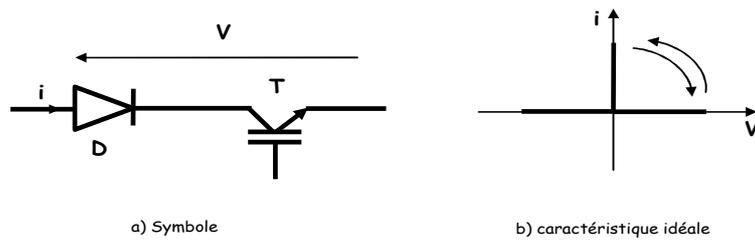


Fig.1.10 Interrupteur bidirectionnel en tension

-interrupteurs réversibles en courant : sont obtenus en ajoutant deux semi-conducteurs montés en parallèle inverse.

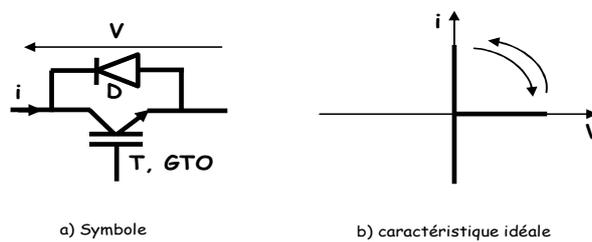


Fig.1.11 Interrupteur bidirectionnel en courant

-interrupteurs réversibles en tension et en courant : obtenus par, soit mettre en série deux interrupteurs réversibles en courant, soit par mettre en parallèle deux interrupteurs réversibles en tension.

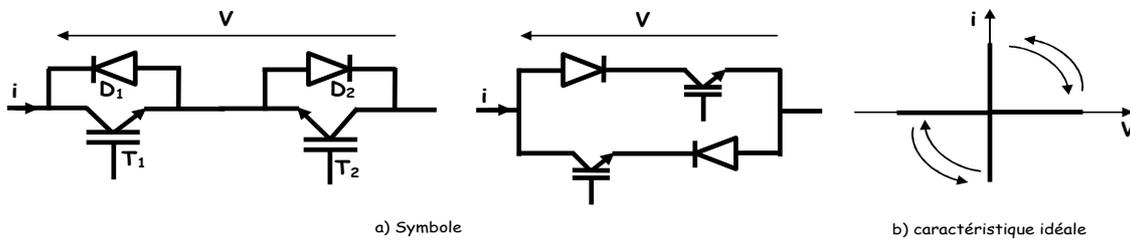


Fig.1.12 Interrupteur bidirectionnel en courant et en tension

On peut obtenir un interrupteur réversible en tension et en courant dont seuls les amorçages sont commandés en associant en antiparallèle deux thyristors symétriques (Fig.1.13).

En faible puissance, on peut remplacer les deux thyristors par un seul composant, le triac, dont la gâchette unique permet l'amorçage dans les deux sens.

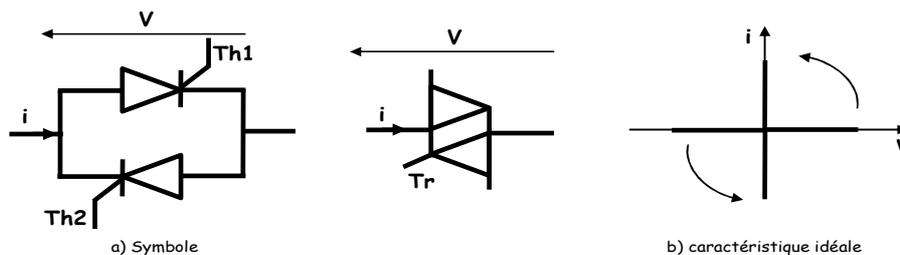


Fig.1.13 Interrupteur bidirectionnel en courant et en tension (Triac)

5. Limites et applications des semi-conducteurs de puissance

De façon à se donner une idée des intervalles d’application des semi-conducteurs de puissance, ceux-ci ont été référencés sur la figure 1.14 dans le plan pouvoir de coupure/fréquence.

Les intervalles d’utilisation s’étendent de la dizaine de Hz pour les applications fonctionnant à la fréquence du réseau à plusieurs centaines de kHz pour les applications utilisant les transistors MOS les plus rapides. De même, on peut s’apercevoir que l’intervalle de puissance va du VA jusqu’à la centaine de MVA pour les applications les plus puissantes.

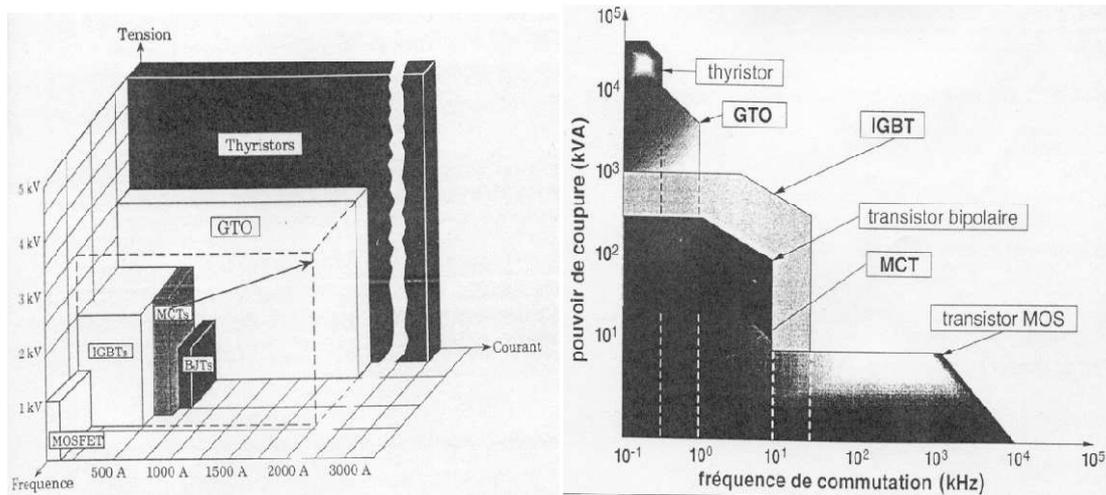


Fig.1.14 Zones et intervalles d’utilisation des principaux semi-conducteurs de puissance

6. Méthodes de simulation des convertisseurs statiques

Un circuit électrique possédant des semi-conducteurs fonctionnant en commutation est constitué de deux sous-systèmes distincts mais très interconnectés (Fig. 1.15) : un système logique qui prend en compte la modélisation des interrupteurs semi-conducteurs et un système analogique représentant les composants électriques du circuit (les modèles électriques des semi-conducteurs étant inclus).

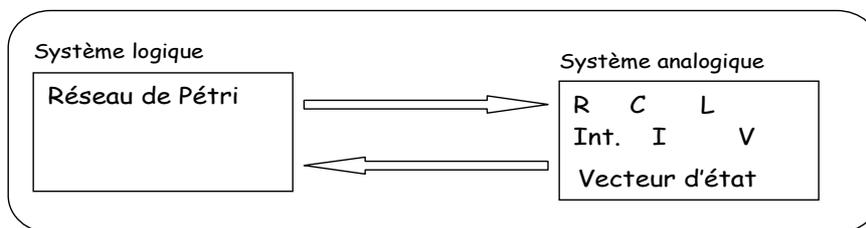


Fig.1.15

Nous allons étudier la mise en équation et la résolution des équations du sous-système analogique. La résolution de ces équations permet d’obtenir les réponses temporelles d’un montage pour de nombreux régimes de fonctionnement (permanents, transitoires, perturbés, dégradés ...).

6.1 Représentation d'état

Dans le cadre de l'étude d'un circuit électrique, les critères déterminants sont les suivants :

- Mise en équation automatique pour toute structure de circuit.
- Traitement aisé par calculateur (représentation matricielle), c'est-à-dire un temps de calcul et une place mémoire les plus faibles possibles.
- Obtention de réponses temporelles (régimes permanents et transitoires) au niveau de toutes les grandeurs du circuit (tension et courant au niveau de tous les composants).

La représentation sous forme d'état à été choisie parce qu'elle permet la représentation d'un système physique quelconque.

L'objectif est de fournir les équations du circuit sous forme d'état, c'est-à-dire sous la forme d'équations différentielles du premier ordre que l'on peut écrire :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \\ y(t) = C \cdot x(t) + D \cdot u(t) \end{cases} \quad (1)$$

A : matrice dynamique du système (matrice d'évolution)

B : matrice de commande

C : matrice d'observation

D : matrice de transmission

X(t) : est le vecteur d'état du système

U(t) : est le vecteur d'entrée

Y(t) : est le vecteur de sortie

Une fois le vecteur d'état X déterminé, les matrices (A, B, C, D) seront calculées à partir de la connaissance de la topologie et de la valeur des éléments du circuit.

6.2 Exemples d'application

Simulink représente un outil numérique de simulation des signaux, intégré dans le logiciel d'environnement informatique MATLAB. Il ne possède que certains modèles généraux dans ses bibliothèques et un modèle spécifique pour chaque composante d'un système doit être développé à base d'un modèle mathématique.

6.2.1 Modèle mathématique du convertisseur Boost

Le modèle mathématique du hacheur parallèle est obtenu par l'application des lois de Kirchoff sur le schéma de base du hacheur et par rapport au régime de fonctionnement et la condition de l'interrupteur S.

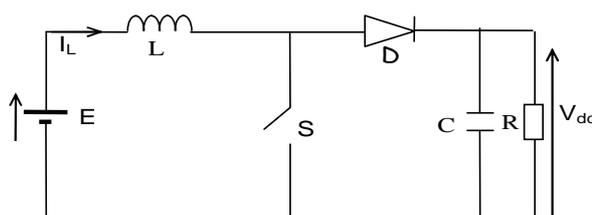


Fig.1.16 Schéma de principe du hacheur parallèle

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = E - V_{dc}(1 - u) \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = I_L(1 - u) - \frac{V_{dc}}{R} \end{cases} \quad (2)$$

Les équations dynamiques du hacheur sont dérivées pour le courant dans l'inductance et la tension aux bornes du condensateur en régime de conduction continu exprimé en (2), où i_L est le courant dans la bobine L , E est la tension d'entrée, V_{dc} est la tension de sortie et u est la commande.

Soit $x_1 = i_L$ et $x_2 = V_{dc}$ alors les équations d'état deviennent :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{E}{L} - \frac{x_2(1-u)}{L} \\ \dot{x}_2 = \frac{x_1(1-u)}{C} - \frac{x_2}{RC} \end{cases} \quad (3)$$

Alors, la représentation classique en espace d'état $\dot{x} = A \cdot x(t) + B \cdot u(t)$ de (3) se transforme en :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & \frac{-(1-u)}{L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1-u}{C} & \dots & \frac{-1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot E \quad (4)$$

6.2.2 Modèle mathématique du convertisseur Buck-Boost

La représentation de l'opération de ce type de convertisseur par des équations mathématiques doit être réalisée en prenant compte de l'interrupteur S dans la figure 1.17. Quand l'interrupteur est en état passant, alors comme résultat, l'énergie stockée dans l'inductance augmente. Quand S est bloqué, alors l'énergie accumulée dans l'inductance se transfère vers la capacité et la charge.

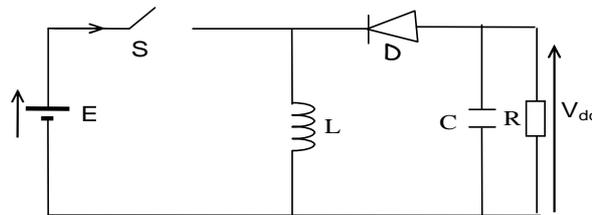


Fig.1.17 Schéma de principe du convertisseur Buck-Boost

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = uE + V_{dc}(1 - u) \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = -I_L(1 - u) - \frac{V_{dc}}{R} \end{cases} \quad (5)$$

La procédure de dérivation des équations dynamiques en régime de conduction continue est la même que dans le cas du hacheur parallèle. En régime interrupteur passant, S est égal à 1, la diode est bloquée et les équations dans ce cas sont :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = uE \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = -\frac{V_{dc}}{R} \end{cases} \quad (6)$$

Lorsque l'interrupteur est bloqué, S est égal à 0 et la diode conduit. Les équations sont :

$$\begin{cases} L \frac{dI_L}{dt} = V_{dc} \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = -I_L - \frac{V_{dc}}{R} \end{cases} \quad (7)$$

L'application de la méthode d'espace d'état des équations (5), (6) et (7) est représentée dans le système suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & \frac{(1-u)}{L} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{1-u}{C} & \dots & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{u}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot E \quad (8)$$

Chapitre 2

Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

2.1 Introduction :

Un convertisseur statique est un montage utilisant des interrupteurs à semi-conducteurs permettant par une commande convenable de ces derniers de régler un transfert d'énergie entre une source d'entrée et une source de sortie comme le montre la figure 2.1.

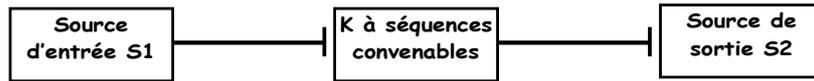


Fig.2.1 Convertisseur statique

La source d'entrée peut être un générateur ou un récepteur (idem pour la source de sortie). La synthèse des convertisseurs statique repose sur les seuls éléments connus qui sont les sources d'entrée et de sortie (Fig.2.2).

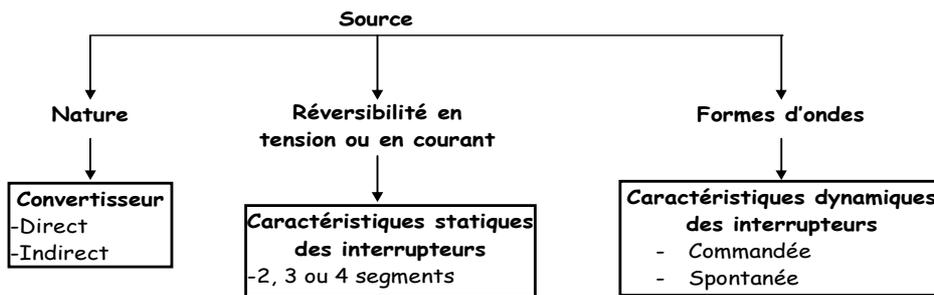


Fig.2.2 Synthèse des convertisseurs statiques

Il faut donc savoir caractériser les sources d'entrée et de sortie et bien connaître le fonctionnement des interrupteurs pour déterminer la constitution d'un convertisseur statique.

2.2 Caractérisation des sources

2.2.1 Notion de sources

Lorsqu'on désire faire la synthèse d'un convertisseur, les seuls éléments connus sont les sources d'entrée et de sortie. Les entrée/sortie d'un convertisseur peuvent se caractériser comme des sources (génératrices ou réceptrices) de tension ou de courant, unidirectionnelles ou bidirectionnelles en tension et/ou en courant. Tout dipôle électrique connecté à l'entrée ou à la sortie d'un convertisseur statique appartient donc à l'une des huit catégories représentées dans la figure 2.3. Les flèches désignent les réversibilités du courant et les signes (+ -) les réversibilités de la tension.

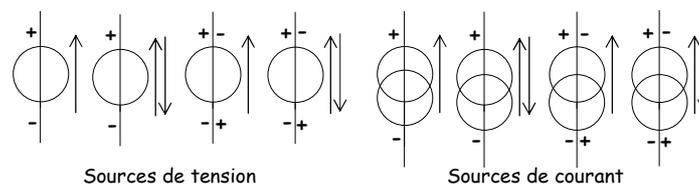


Fig.2.3 Réversibilités des sources

2.2.2 Nature des sources :

Le principe de fonctionnement des convertisseurs repose sur le fonctionnement en commutation des interrupteurs qui les composent. Ces commutations d'interrupteurs impliquent des commutations très rapides de courant et/ou de tension et, vis à vis du convertisseur, le comportement transitoire des sources est donc de première importance. Ce comportement est caractérisé par son aptitude ou son inaptitude à subir des discontinuités de la tension à ses bornes ou du courant qui la parcourt, ces discontinuités étant provoquées par le circuit extérieur. Deux types de sources peuvent être ainsi définis :

-un générateur ou récepteur est dit de *tension* si la valeur instantanée de la tension à ses bornes ne subit pas de discontinuité lors des commutations (Exemple, Figure 2.4).

-un générateur ou récepteur est dit de *courant* si la valeur instantanée du courant qui le traverse ne subit pas de discontinuité lors des commutations (Exemple, Figure 2.5).

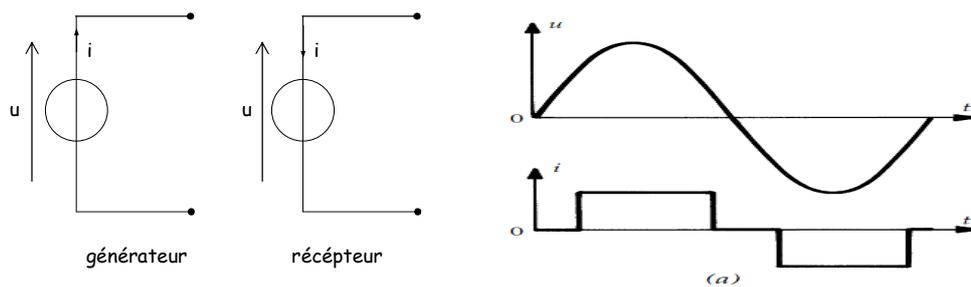


Fig.2.4 Générateur ou récepteur de tension

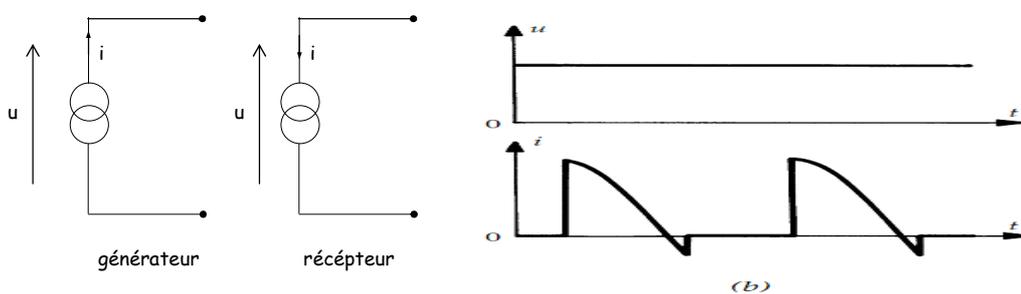


Fig.2.5 Générateur ou récepteur de courant

2.2.3 Réversibilités des sources :

Pour caractériser une source, il faut en outre indiquer ses réversibilités en précisant s'il est :

- Réversible en tension ($u > 0$ ou $u < 0$) ou non,
- Réversible en courant ($i > 0$ ou $i < 0$) ou non,
- Réversible en tension et en courant ($u > 0$ ou $u < 0$, et $i > 0$ ou $i < 0$) ou non.

Ainsi une batterie d'accumulateurs est réversible en courant mais pas en tension. Les moteurs à courant continu et les moteurs à courant alternatif, synchrones ou asynchrones, sont réversibles en courant et en tension.

S'il y a au moins une réversibilité, le sens d'écoulement de la puissance instantanée ($u \cdot i$) peut être inversé : on ne parle plus de générateur ou de récepteur mais de source.

2.2.4 Changement de nature :

Pour obtenir une source de courant continu à partir d'une source de tension continue, on met en série avec celle-ci une inductance L de valeur suffisante. Si la valeur de L est suffisante, les variations de i sont négligeables :

$$\frac{di}{dt} = \frac{U - u}{L}$$

Pour transformer en source de tension continue une source de courant continu, on dérive aux bornes de celle-ci un condensateur de capacité C suffisante ce qui une variation négligeable de la tension :

$$\frac{du}{dt} = \frac{I - i}{C}$$

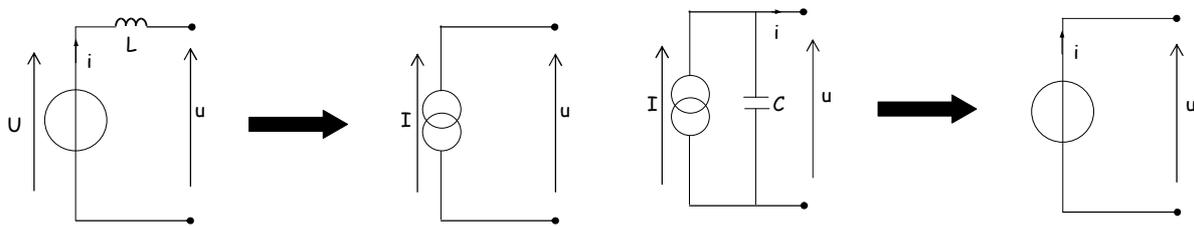


Fig.2.6 Changement de nature de source

2.2.5 Règles d'interconnexion des sources :

Au cours de son fonctionnement, le convertisseur statique relie par l'intermédiaire de ses interrupteurs, les sources entre lesquelles il assure et contrôle l'échange d'énergie. Leur rôle est de modifier la topologie des mailles associant générateurs et charges tout en respectant les principes de base de la théorie des circuits électriques :

- unicité du potentiel en un point,
- somme des courants nulle en un nœud.
- une source de tension ne doit jamais être court-circuité mais elle peut être ouverte ;
- une source de courant ne doit jamais être ouverte mais elle peut être court-circuitée ;
- il ne faut jamais connecter entre elles deux sources de même nature ; cela revient à dire qu'on ne peut connecter entre elle qu'une source de courant et une source de tension.

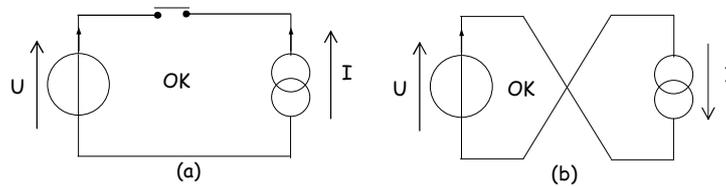


Fig.2.7 Connexions permises

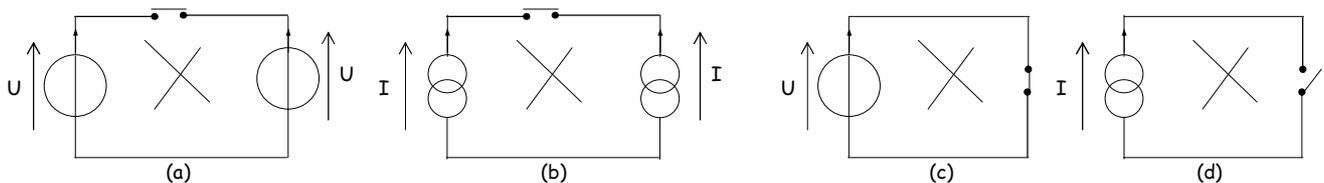


Fig.2.8 Connexions interdites

2.3 Synthèse des convertisseurs statiques

2.3.1 Structures des convertisseurs statiques

Les structures des convertisseurs découlent logiquement de la nature des générateurs et des récepteurs qui leurs sont associés. Elles dépendent en outre des réversibilités d'énergie souhaitées et du mode de réglage de ces transferts d'énergie. Une conversion d'énergie électrique peut être réalisée par une ou plusieurs structures, avec un ou plusieurs étages intermédiaires de conversion. Lorsque cette conversion est faite sans étage intermédiaire apte à stocker temporairement de l'énergie, cette conversion est dite directe et elle est réalisée par un convertisseur direct. Au contraire, lorsque cette conversion est réalisée avec un ou plusieurs étages aptes à stocker temporairement de l'énergie, cette conversion est dite indirecte et elle est réalisée par un convertisseur indirect.

En respectant les *règles d'interconnexion* entre la source et la charge (paragraphe 2.2.5). Seules les sources et les charges de différents types peuvent être directement connectées, c'est-à-dire: (i) une source de tension peut être directement connectée à une charge de type courant et (ii) une source de courant peut être directement connectée à une charge de type tension. Une telle restriction vient de la nécessité d'éviter, par exemple, une connexion parallèle entre deux éléments de types tension, et ainsi prévenir les courts-circuits entre ces deux éléments.

Pour la connexion V-V comme dans la figure 2.9 (c), le convertisseur de puissance relie la source et la charge sont prévus d'avoir un élément inductif dans le convertisseur. Même chose pour la connexion I-I, figure 2.9 (d).

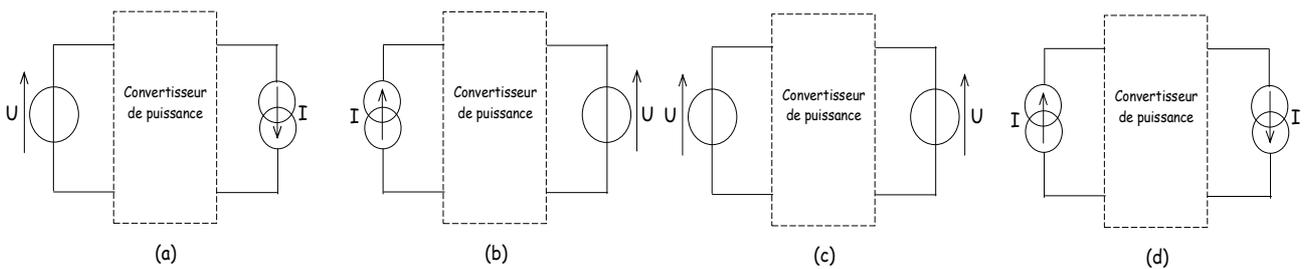


Fig.2.9 Quatre cas possibles de connexion entre source et charge

2.3.1.1 Convertisseur à liaison directe : Pour ce type de convertisseurs, l'échange d'énergie s'effectue entre la source et le récepteur d'une manière directe (Fig.2.10). Si les pertes dans le convertisseur sont négligées, la puissance à l'entrée du convertisseur est à chaque instant égal à la puissance à sa sortie. Dans ces conditions, si la source d'entrée d'un convertisseur direct est une source de tension (respectivement de courant), la sortie du convertisseur se comporte telle une source de tension (respectivement de courant) (Fig.2.10).

Compte tenu des règles d'interconnexion des sources énoncées précédemment, les différentes connexions possibles entre une source de tension et une source de courant sont représentées à la figure 2.10.

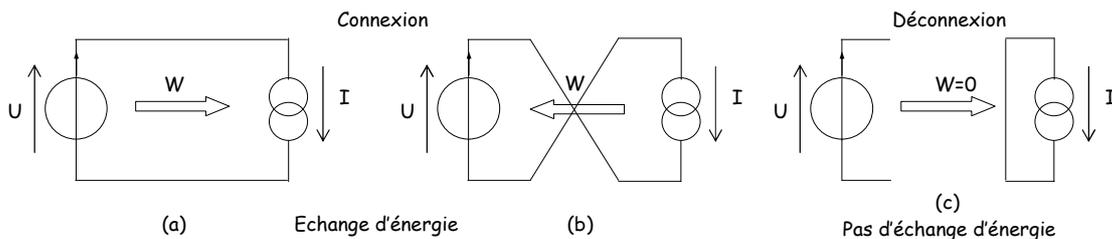


Fig.2.10 Possibilités d'interconnexions d'une source de tension et d'une source de courant

La structure la plus générale qui permet de réaliser ces connexions est la structure en pont à quatre interrupteurs (Fig.2.11).

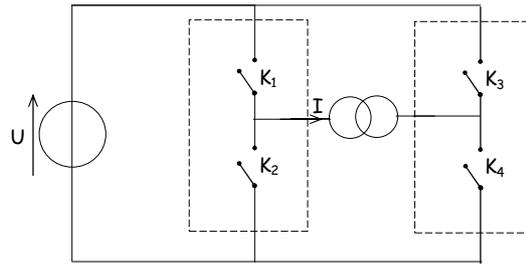


Fig.2.11 Configuration de base d'un convertisseur direct

- Lorsque K1 et K4 sont fermés, on retrouve le cas (a).
- Lorsque K2 et K3 sont fermés, on retrouve le cas (b).
- Lorsque K1 et K3 sont fermés ou K2 et K4 sont fermés, on retrouve le cas (c).

On retrouve cette structure de base dans les hacheurs et en partie dans les onduleurs.

2.3.1.2 Convertisseur à liaison indirecte : dans ce cas la liaison entre la source et le récepteur est indirecte, on est amené à mettre des éléments intermédiaires réactifs (inductances et condensateurs) qui vont assurer le transfert de l'énergie. L'énergie électrique échangée entre les sources d'entrée et de sortie transite donc par ces éléments sans perte de puissance active (Fig.2.12).

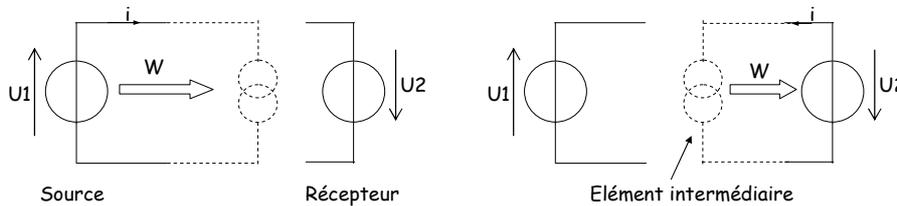


Fig.2.12 Principe de convertisseurs à liaison indirecte

Dans son principe, un convertisseur indirect résulte de l'association en cascade d'au moins deux convertisseurs directs, deux de ces convertisseurs directs étant reliés par un étage intermédiaire ne comportant que des éléments purement réactifs.

La conversion indirecte d'énergie est principalement utilisée lorsque les deux sources à interconnecter par le convertisseur sont de même nature, un étage intermédiaire de nature différente de celle des sources en présence étant indispensable. Cet étage tampon est une source de tension si le transfert doit avoir lieu entre deux sources de courant (Fig.2.13a) ou bien une source de courant si le transfert d'énergie doit avoir lieu entre deux sources de tension (Fig.2.13b).

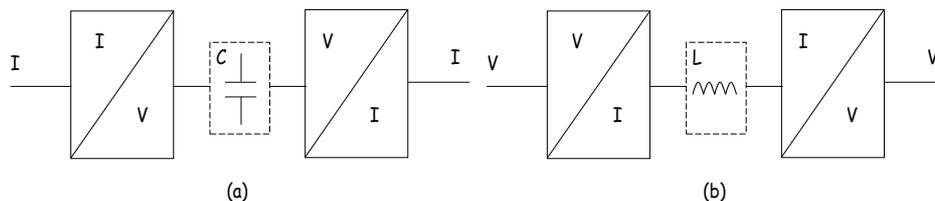


Fig.2.13 Utilisation d'un étage tampon

Dans ces convertisseurs indirects, les deux sources de tension (respectivement de courant) ne sont jamais reliées simultanément à l'inductance L (Fig.2.14) (respectivement le condensateur C , Fig.2.15). Durant la première phase, l'énergie électrique est transférée de l'entrée vers l'inductance ou vers le condensateur (phase de stockage). Dans la deuxième phase l'énergie dans l'inductance ou dans le condensateur sera fournie à la sortie. Dans ce cas un interrupteur de plus sera nécessaire pour obtenir ces phases.

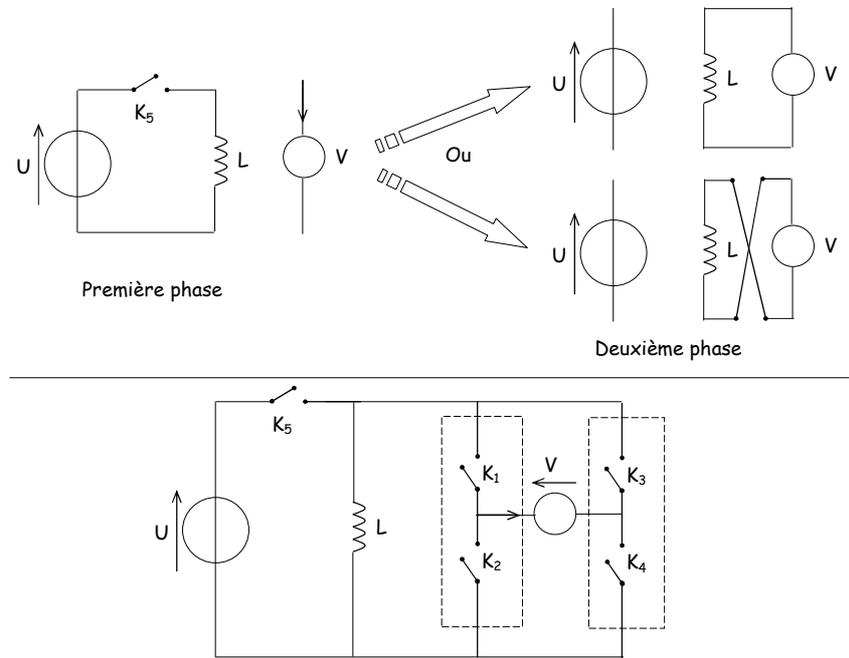


Fig.2.14 Convertisseur indirect tension-tension à accumulation inductive

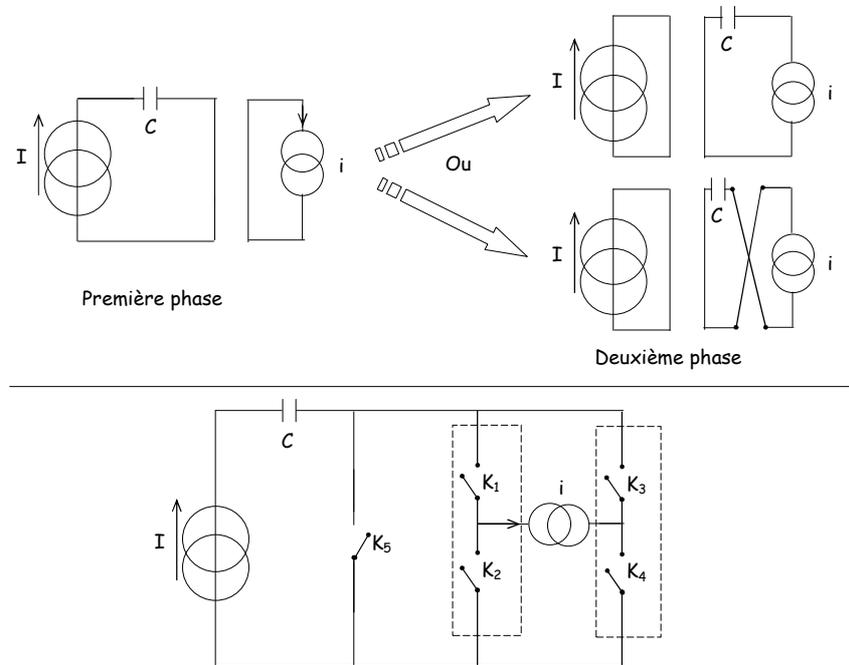


Fig.2.15 Convertisseur indirect courant-courant à accumulation capacitive

2.3.2 Classification des convertisseurs statiques

Un panorama général des structures des convertisseurs statiques peut être donné par le tableau à double entrée de la figure 2.16. Ce tableau est divisé en quatre régions:

- dans la région C et B se trouvent les convertisseurs directs;
- dans la région A, les convertisseurs indirects tension-tension;
- dans la région D les convertisseurs indirects courant-courant

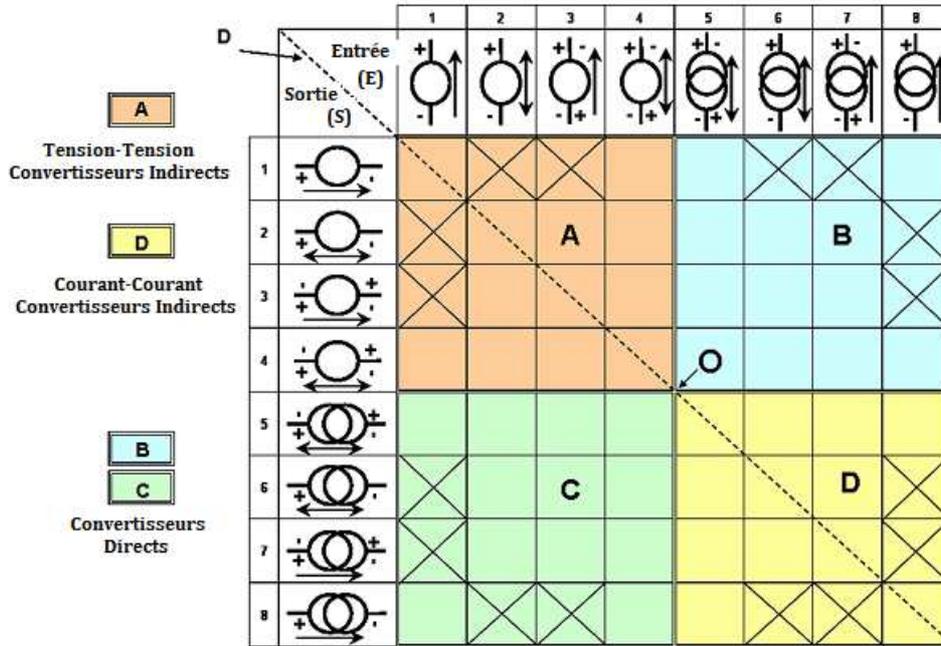


Fig.2.16 Tableau général des structures des convertisseurs statiques

Les cases barrées correspondent à des incompatibilités de réversibilité entre source d'entrée et source de sortie. Les cases symétriques par rapport à la diagonale principale (o) sont occupées par des montages identiques chaque fois que le montage considéré est réversible en puissance.

2.3.3 Cellule élémentaire de commutation

Le nombre minimal d'interrupteurs dans un convertisseur permet d'interconnecter une source et une charge est deux, appelé cellule élémentaire de commutation. Ces deux interrupteurs forment complémentaires en respectant les règles fondamentales sur les interconnexions des sources.

On considère un ensemble élémentaire constitué d'une source de tension, d'une source de courant et de deux interrupteurs K1 et K2 (voir Fig.2.17a).

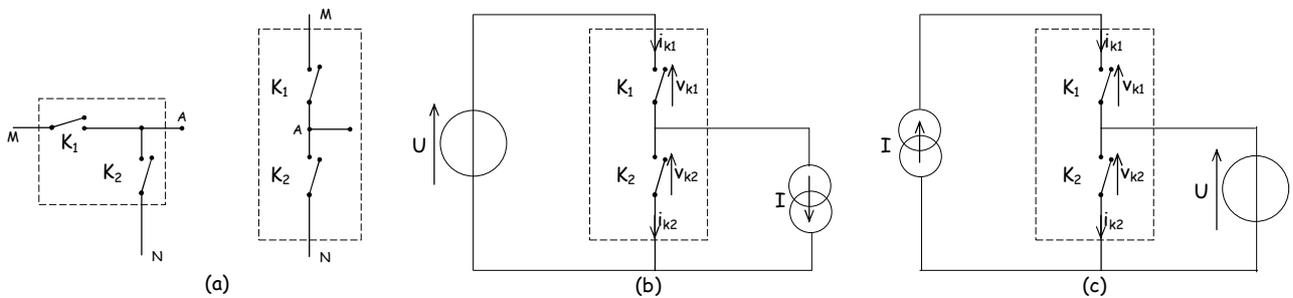


Fig.2.17 Cellule de commutation élémentaire

-K1 et K2 ne peuvent être simultanément passants, car si tel était le cas, la source de tension serait court-circuitée.

-K1 et K2 ne peuvent être simultanément bloqués, car si tel était le cas, la source de courant serait ouverte.

Nous en déduisons que les états de K1 et K2 sont forcément complémentaires. L'ensemble {K1 ; K2} constitue une cellule élémentaire de commutation.

NB : Une cellule de commutation n'est pas toujours composée de deux interrupteurs. Il y'a des cellules de commutation composée de 3 interrupteurs.

Modes de commutation des interrupteurs K1 et K2 :

Considérons la cellule de commutation de la figure 2.17b. Avec les conventions arbitraires de signes définies sur cette figure, on peut écrire en permanence:

$$v_{k1} + v_{k2} = U \text{ et } i_{k1} - i_{k2} = I$$

U et I sont des grandeurs invariables à l'échelle de la commutation.

Ce système d'équations impose les caractéristiques statiques que les interrupteurs doivent avoir en fonction du signe des sources.

Avant et après la commutation, les états de deux interrupteurs sont complémentaires. Cela définit, sur les caractéristiques statiques, les points de fonctionnement correspondants, représentés sur la figure 2.18a, en supposant $U > 0$ et $I > 0$. Pendant la commutation, le point de fonctionnement de chaque interrupteur doit se déplacer sur sa propre caractéristique dynamique, de manière simultanée, de façon que les deux relations soient continûment vérifiées. Les caractéristiques dynamiques de deux interrupteurs se situent dans deux quadrants adjacents et, cela, quels que soient les signes respectifs de U et de I (Fig.2.18b) :

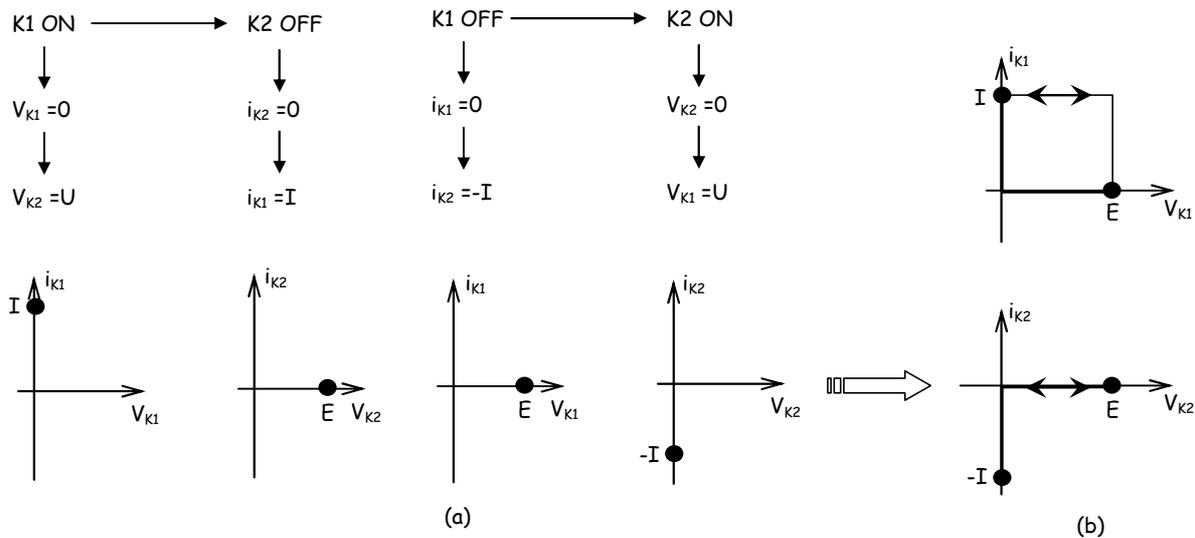


Fig.2.18 Etats statiques de K1 et K2

- l'un de ces deux quadrants a deux demi-axes de même signe; l'interrupteur correspondant (K1) doit donc obéir à un mode de commutation de type commandé;
- par contre, le deuxième quadrant a forcément deux demi-axes de signes contraires, l'interrupteur K2 doit obéir à un mode de commutation de type spontané.

C'est donc la commande de l'un des deux interrupteurs, soit à l'amorçage soit au blocage, qui provoque la commutation et entraîne le changement d'état spontané de l'autre interrupteur.

La figure 2.19 représente quelques structures de base de convertisseurs, sur lesquelles les interrupteurs ont été regroupés pour bien faire apparaître les cellules de commutation élémentaires.

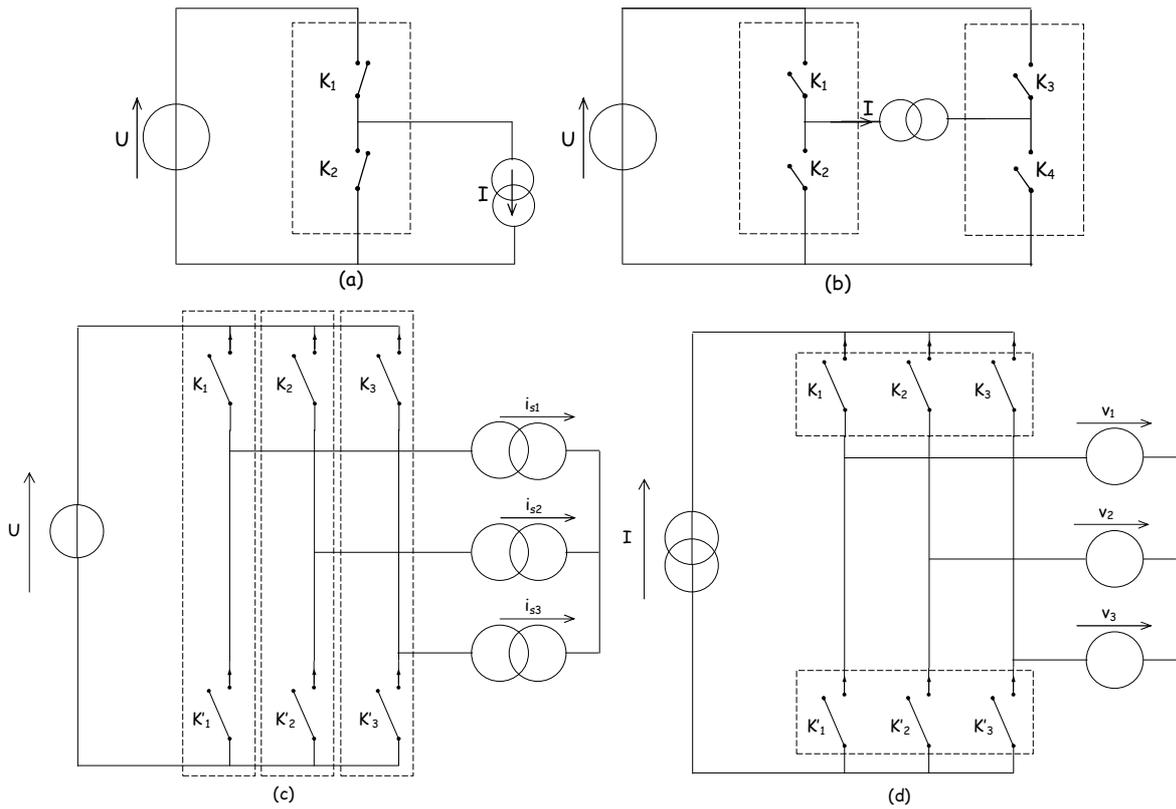


Fig.2.19 Exemple des cellules de commutation dans les convertisseurs : (a) hacheur, (b) onduleur de tension monophasé, (c) onduleur de tension triphasé, (d) commutateur de courant triphasé

2.3.4 Méthodes de synthèse des convertisseurs statiques

La synthèse des convertisseurs statiques représente en réalité une démarche permettant de déterminer successivement la structure, les natures des interrupteurs, et leurs caractéristiques, et ce pour un circuit dont on ne connaît au départ que l'utilité globale et quelques valeurs limites.

L'origine de la démarche se base ainsi tout simplement sur le cahier des charges du circuit et permet généralement une détermination totale de la structure par le suivi scrupuleux des étapes précisées sur la figure 2.20.

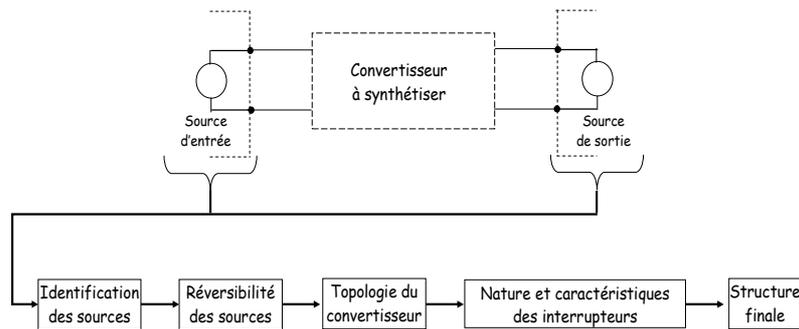


Fig.2.20 Synthèse des convertisseurs statiques

Le cahier des charges fournit la nature des sources, tension ou courant. Pour faire la synthèse d'un convertisseur statique il faut réaliser les étapes suivantes:

Etape1 : identifier la nature des sources d'entrée et de sortie. En déduire la structure de base du convertisseur statique;

Etape2 : déduire du cahier des charges les réversibilités en tension et en courant des sources d'entrée et de sortie;

Etape3 : identifier sur la structure de base, les séquences de fonctionnement nécessaires, compte tenu des réversibilités en tension et en courant et des contrôles d'énergie souhaités: effectuer les simplifications de la structure de base si cela est nécessaire et en déduire la topologie du convertisseur ;

Etape4 : Pour les différentes séquences déterminées précédemment, observer le sens du courant dans les interrupteurs passants, et le signe de la tension à leurs bornes lorsque ceux-ci sont bloqués. En déduire la caractéristique statique $i_k=f(v_k)$ de chaque interrupteur;

Etape5 : déterminer les types de commutation dynamique de chaque interrupteur pour les différentes séquences de fonctionnement;

Etape6 : connaissant les caractéristiques statiques et dynamiques des interrupteurs, déduire la nature des interrupteurs à utiliser.

2.3.4.1 Etude de cas :

a) Synthèse d'un hacheur non réversible en courant

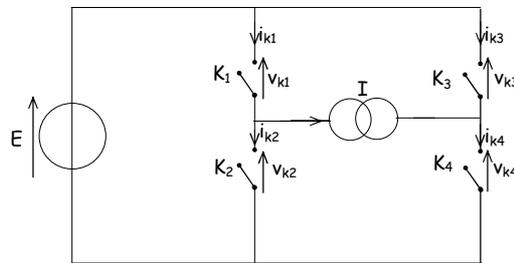
Cahier des charges :

On désire 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 variable, afin de faire varier sa vitesse, pour cela, on utilisera un convertisseur statique.

Etape 1 : l'entrée est une source de tension continue et la sortie est une source de courant continue (inductance de la bobine).

Etape 2 : d'après le cahier des charges aucune réversibilité n'est nécessaire. Les sources sont non réversibles en tension et en courant.

Etape 3 : Convertisseur statique direct tension-courant



Les séquences de fonctionnement :

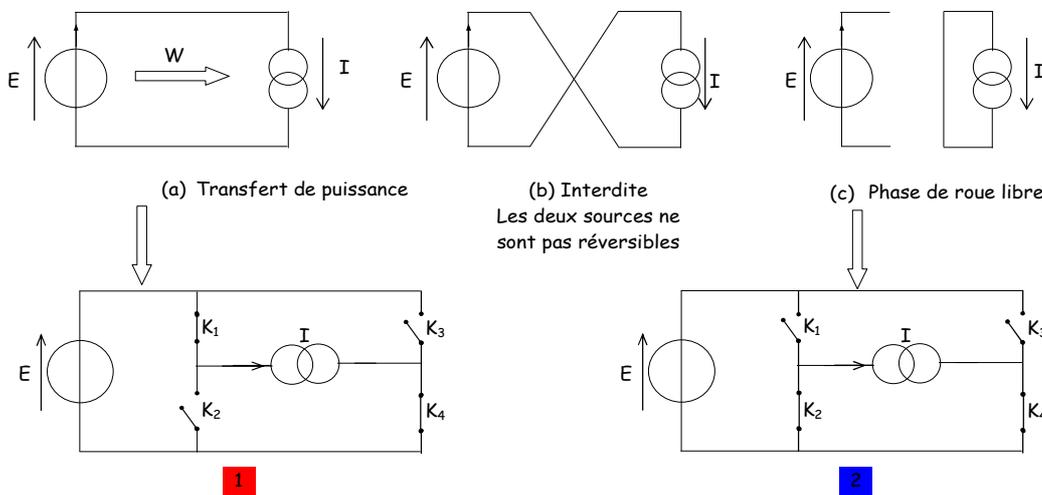


Fig.2.21 Les séquences de fonctionnement du convertisseur statique

Etape 4 et 5 : détermination des caractéristiques statiques et dynamiques des interrupteurs

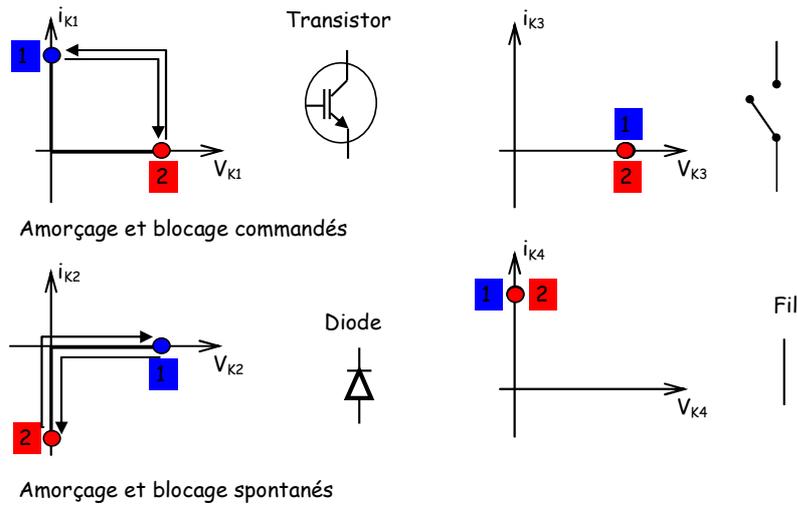
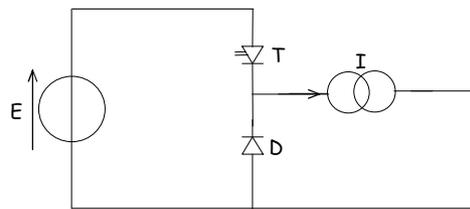


Fig.2.22 (phase active)

Structure du convertisseur statique nécessaire



Hacheur série (phase active)

b) Synthèse d'un hacheur réversible en courant

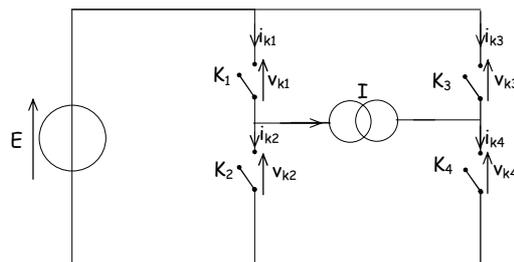
Cahier des charges :

Avec une batterie d'accumulateur on désire alimenter une machine à courant continu sous tension variable. Cette machine est à excitation indépendante, elle devra fonctionner en moteur et en génératrice pour le même sens de la vitesse de rotation. On notera que pour assurer le freinage on choisit de ne pas toucher à l'inducteur mais d'inverser le courant dans l'induit.

Trouver la structure du convertisseur.

Etape 1 et Etape 2: la source d'entrée est une source de tension réversible en courant ; la source de sortie, c'est-à-dire la machine, est une source de courant non réversible en tension et réversible en courant.

Etape 3 : On en déduit que le convertisseur statique à utiliser est un convertisseur direct tension-courant.



Les différentes séquences de fonctionnement sont donc : une séquence active de traction et une séquence neutre de traction et pour la phase de freinage une séquence active et une séquence neutre.

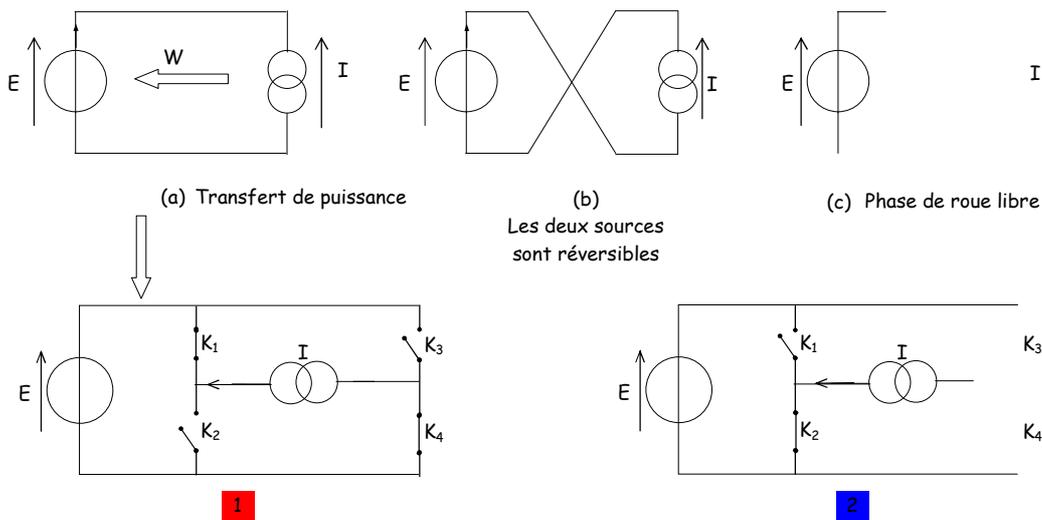


Fig.2.23 Les séquences de fonctionnement du convertisseur statique

Etape 4 et 5 : détermination des caractéristiques statiques et dynamiques des interrupteurs

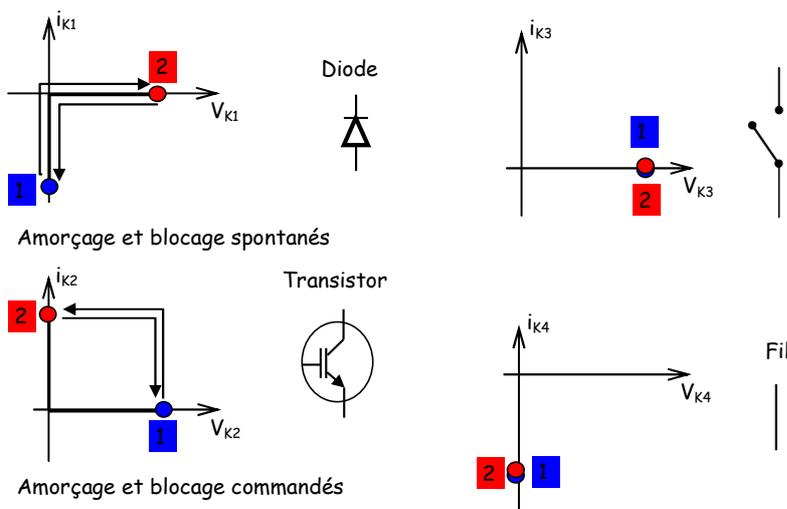
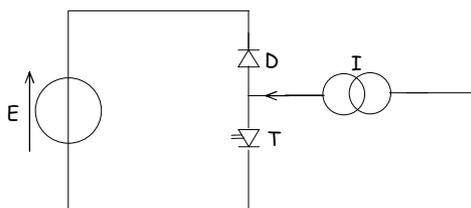


Fig.2.24 (phase de freinage)

Structure du convertisseur statique nécessaire



Hacheur parallèle (phase de freinage)

Si l'on veut un convertisseur qui fonctionne à la fois en traction (phase active) et en freinage, il doit comporter tous les interrupteurs dont on vient de préciser les types de commutation et cela donne le schéma de la figure suivante.

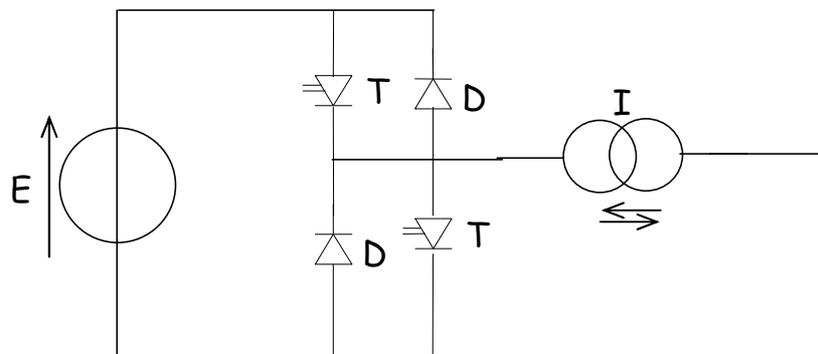


Fig.2.25 Structure d'un hacheur réversible en courant (série-parallèle)

Chapitre 3

Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation forcée

3.1 Redresseurs à absorption sinusoïdale (à modulation de largeur d'impulsion, MLI)

3.1.1 Introduction :

La mise au point de semi-conducteurs de forte puissance, à fermeture et ouverture commandées, pouvant fonctionner à fréquence élevée, permet d'appliquer les techniques de la MLI à des convertisseurs autres que les onduleurs autonomes, tels que les redresseurs, les gradateurs...

En ce qui concerne les entraînements à vitesse variable alimentés par le réseau industriel, le convertisseur relié à ce dernier est presque toujours un redresseur. Celui-ci perturbe le réseau qui alimente en y injectant des courants harmoniques et en consommant de la puissance réactive.

La MLI permet de remédier à ces deux inconvénients :

- soit en remplaçant le redresseur classique à diodes ou à thyristors par un redresseur à semi-conducteurs à ouverture et fermeture commandées fonctionnant en MLI.
- soit en ajoutant à l'entrée du redresseur classique un filtre actif.

3.1.2 Technique de commande MLI :

La technique de commande MLI consiste à former chaque alternance de la tension de sortie de plusieurs créneaux au lieu d'un seul créneau ce qui permet de produire une tension de sortie quasi-sinusoïdale.

La technique MLI se résume dans le choix des méthodes permettant la détermination des angles de commutation des convertisseurs.

Parmi les méthodes les plus utilisés on trouve : la MLI intersective (sinus-triangle), la méthode MLI calculée.

Avantage de la MLI :

- Permet de produire un courant de charge très voisin d'une sinusoïde.
- La MLI permet d'améliorer le facteur de puissance coté alternatif (source) et d'éliminer les harmoniques les plus gênants ou de les repousser vers les fréquences les plus élevées ce qui facilite leur filtrage.
- Permet l'ajustement de l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie.

3.1.2.1 La modulation MLI intersective (sinus-triangle) : les instants de fermeture et d'ouverture des « interrupteurs » sont déterminés par les intersections de l'onde de référence V_{ref} de fréquence f qui représente la tension de sortie désirée avec l'onde de modulation triangulaire (ou porteuse) V_{tri} , variant entre -1 et 1, de fréquence f_p nettement supérieur à f .

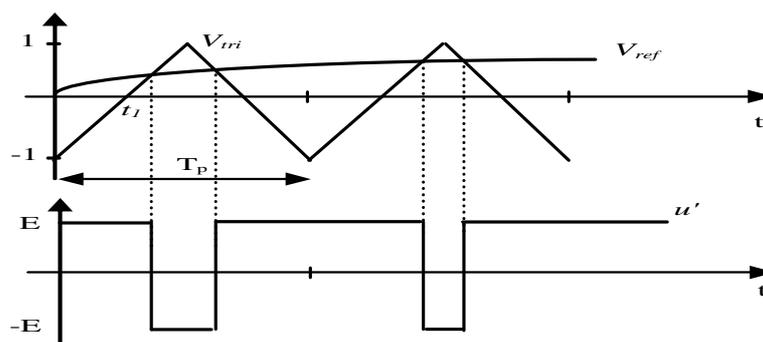


Fig.3.1 Principe de la MLI intersectée

a) Caractérisation de la modulation :

Deux paramètres sont généralement utilisés pour caractériser la modulation sinus-triangle :
 l'indice de modulation m , égal au rapport f_p/f des fréquences de modulation et de référence ;
 le coefficient de réglage en tension r , égal au rapport de l'amplitude de la référence à la valeur de crête de l'onde de modulation.

Le premier indique le nombre de créneaux que comporte la tension u' par période de l'onde de référence.
 Le second multiplié par E fournit l'amplitude de la tension désirée en sortie.

-la modulation est dite synchrone si l'indice " m " est entier (la tension u' se reproduit identiquement à elle-même tous les $1/f$), elle dite asynchrone si " m " n'est pas entier.

-en modulation synchrone, si m est impair, l'alternance négative de u' reproduit au signe près son alternance positive. Le développement en série de Fourier de u' ne comporte que des harmoniques impairs. Si m est pair, on trouve dans le développement en série de Fourier de u' une composante continue, des harmoniques pairs et impairs. On choisit donc des valeurs impaires de m .

-si le maximum de la référence correspond à un pic de la porteuse, on dit que le calage est optimal et la tension u' bénéficie d'une double symétrie par rapport au quart et au milieu de la période.

Exemple : pour un indice de modulation $m=7$ et un calage optimal on obtient les formes d'ondes suivantes.

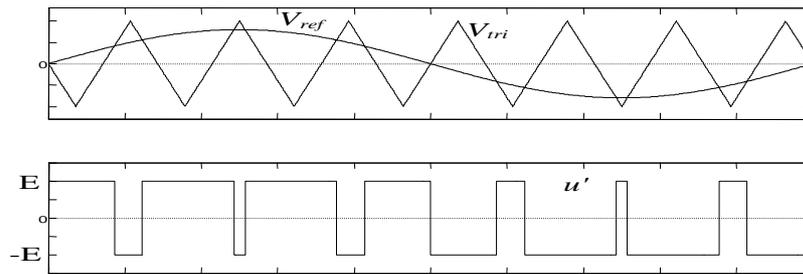


Fig.3.2 Exemple de la modulation synchrone ($m=7$)

b) Calcul des angles de commutation :

La période angulaire de la porteuse est $T_p=2\pi/m$

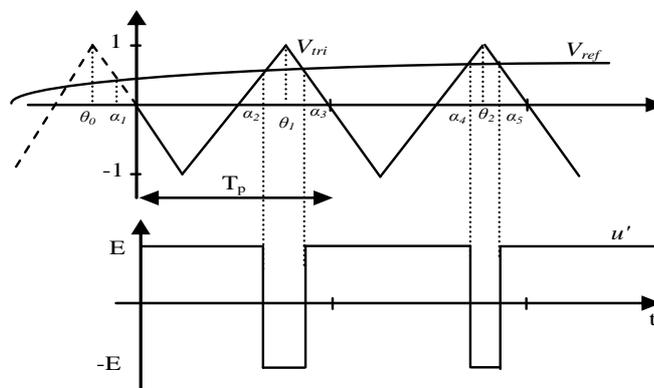


Fig.3.3 Angles de commutation

Les angles de commutation sont obtenus par la résolution des équations suivantes :

$$\begin{cases} \alpha_{2j+1} = \frac{\pi}{2m} (4j - r \sin(\alpha_{2j+1})) \\ \alpha_{2j+2} = \frac{\pi}{2m} (4j + 2 + r \sin(\alpha_{2j+2})) \end{cases} ; \quad j = 0 \dots \dots \dots m \pm 1$$

La résolution de telles équations se fait par des méthodes itératives dont celle de Newton Raphson.

c) Etude des harmoniques :

(Modulation synchrone + Calage optimal) donne une double symétrie par rapport aux quarts et à la demi période.

Les coefficients $B_i = 0 \quad \forall i$, les $A_i = 0$ pour i pair

Les harmoniques se présentent sous forme de famille centrées autour de la fréquence Kmf_1 (f_1 fréquence du fondamental et $k=1\dots\dots$).

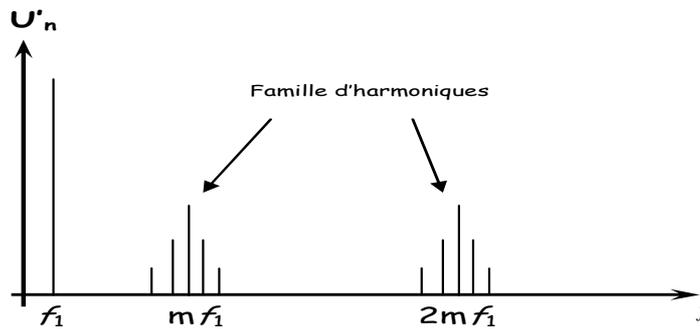


Fig.3.4 Spectre de la tension de sortie

3.1.2.2 La modulation MLI à échantillonnage régulier : Pour faciliter la réalisation numérique de la technique MLI, on discrétise la référence sinusoïdale.

Ces techniques ont l'avantage de présenter des équations analytiques simples pour le calcul des angles de commutation.

a) échantillonnage régulier symétrique : la référence discrétisée est obtenue par échantillonnage de la référence sinusoïdale aux instants des pics positifs (ou négatifs) de la porteuse.

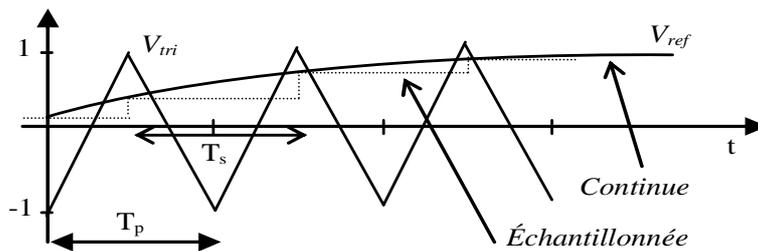


Fig.3.5 Echantillonnage régulier symétrique

Dans ce cas la durée d'une période angulaire d'échantillonnage est égale à la période de modulation (de la porteuse) : $T_s = T_p = \frac{2\pi}{m}$

Les angles de commutation sont donnés par :

$$\begin{cases} \alpha_{2j+1} = \frac{\pi}{2m} \left(4j - r \sin \left((4j - 1) \frac{\pi}{2m} \right) \right) \\ \alpha_{2j+2} = \frac{\pi}{2m} \left(4j + 2 + r \sin \left((4j - 1) \frac{\pi}{2m} \right) \right) \end{cases}; \quad j = 0 \dots \dots \dots m - 1$$

b) échantillonnage régulier asymétrique : dans ce cas l'échantillonnage se fait aux instants des pics positifs et négatifs de la porteuse au lieu des instants des pics positifs seulement.

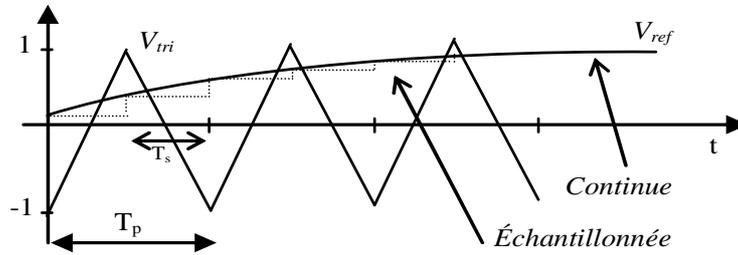


Fig.3.6 Echantillonnage régulier asymétrique

La période angulaire d'échantillonnage est : $T_s = \frac{T_p}{2} = \frac{\pi}{m}$

Les expressions récurrentes des angles de commutation sur une période de la tension:

$$\begin{cases} \alpha_{2j+1} = \frac{\pi}{2m} \left(4j - r \sin \left((4j - 1) \frac{\pi}{2m} \right) \right) \\ \alpha_{2j+2} = \frac{\pi}{2m} \left(4j + 2 + r \sin \left((4j + 1) \frac{\pi}{2m} \right) \right) \end{cases}; \quad j = 0 \dots \dots \dots m - 1$$

3.1.2.3 La modulation MLI calculée : Elle permet de supprimer un certain nombre d'harmoniques dans la tension de sortie du convertisseur en commutant les interrupteurs électroniques à des instants pré-calculés. Elle est particulièrement adaptée à l'obtention d'une sinusoïde avec peu de commutations par période. Donc, les angles de commutation sont la solution d'un système de "M" équations non linéaire à "M" inconnus ($\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M$).

"M" étant le nombre d'impulsion par alternance de la tension de sortie.

-le système d'équations est constituée comme suite : on se fixe un nombre "M" d'impulsions et le rapport ($d = U'_1 / 2U'_{10}$).

U'_{10} : valeur efficace qu'on aurait si u' était formé à chaque alternance d'un seul créneau.

U'_1 : valeur efficace du fondamental de la tension découpée.

Les angles entre $\pi/2$ et π sont déduits des angles entre 0 et $\pi/2$ (à cause de la symétrie par rapport au milieu de l'alternance).

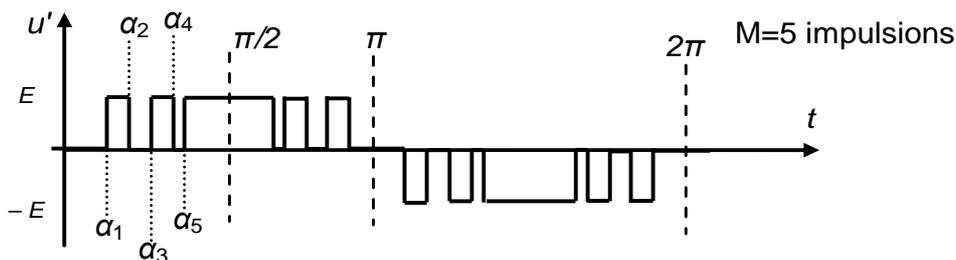


Fig.3.7 Tension découpée en MLI calculée

Si on adopte une double symétrie par rapport au quart et à la demi-période, on aura à calculer les angles uniquement sur ¼ de période, les autres peuvent être déduits.

On suppose que le courant à l'entrée du convertisseur a la même forme, on le décompose en série de Fourier.

Vu la symétrie adoptée, il ne reste que les termes B_{2k+1} (impairs).

On garde le premier harmonique (le fondamental) et on égale les (M-1) suivants à zéro :

$$\begin{cases} d = f(\alpha_1, \dots, \alpha_M) \\ B_3 = f(\alpha_1, \dots, \alpha_M) = 0 \\ B_5 = f(\alpha_1, \dots, \alpha_M) = 0 \\ B_{2M-1} = f(\alpha_1, \dots, \alpha_M) = 0 \end{cases}$$

Ce système admet une et une seule solution $(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M)$.

3.1.3 Etude des redresseurs MLI :

Les redresseurs à diodes et à thyristors fonctionnant à commutation naturelle présentent des inconvénients graves tels que :

- Ils injectent dans le réseau des courants harmoniques ;
- Déformation de la tension du réseau électrique ;
- Ils consomment de la puissance réactive ;
- Un faible facteur de puissance dépendant de l'angle d'amorçage des interrupteurs.

Pour une tension sinusoïdale v et un courant périodique non sinusoïdale i , le facteur de puissance F_p est donné par :

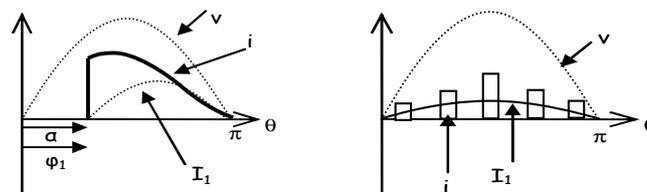
$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = \frac{I_1}{I} \cos \alpha \tag{9}$$

φ_1 : le déphasage du fondamental du courant par rapport à la tension. Pour un montage redresseur à thyristors $\varphi_1 = \alpha$ (α : angle de retard à l'amorçage) et pour un montage à diodes $\varphi_1 = 0$.

D'après (9), on remarque que le facteur F_p est le produit de deux facteurs,

- le facteur de déplacement du fondamental $\cos \varphi_1$ qui prend en compte la consommation de l'énergie réactive,
- le facteur de distorsion $\frac{I_1}{I}$ qui prend en compte les harmoniques.

Avec la commande MLI, on peut rendre $\cos \varphi_1$ proche de 1 et diminuer le facteur de distorsion $\frac{I_1}{I}$



a. Commande classique

b. Commande MLI

Fig.3.8 Différence entre commande classique et commande MLI

3.1.3.1 Le montage de GAUDET:

La figure ci-dessous schématise le montage d'un redresseur double alternance à facteur de puissance unitaire réalisé par un hacheur série H alimenté par un pont à diodes :

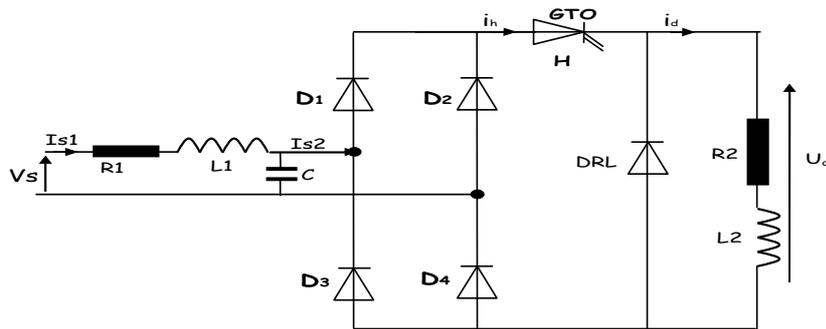


Fig.3.9 Redresseur MLI (de GAUDET)

Supposons que le récepteur de courant continu est parfait, c'est-à-dire que $i_d = I_d = \text{cste}$.

Par la commande du GTO, on centre les alternances positive et négative du courant d'entrée I_{s2} sur celles de la tension d'entrée V_s ; on peut rendre ainsi le fondamental du courant en phase avec la tension. De cette façon on supprime la puissance réactive consommée par le redresseur.

Intervalles de conduction :

Si H est conducteur :

- le courant I_{s2} passe par D_1 et D_4 si $V_s > 0$ d'où $I_{s2} = I_d$ et $U_d = V_s$
- le courant I_{s2} passe par D_2 et D_3 si $V_s < 0$ d'où $I_{s2} = -I_d$ et $U_d = -V_s$

Si H est ouvert :

- la DRL conduit et $I_{s2} = I_d$ et $U_d = 0$

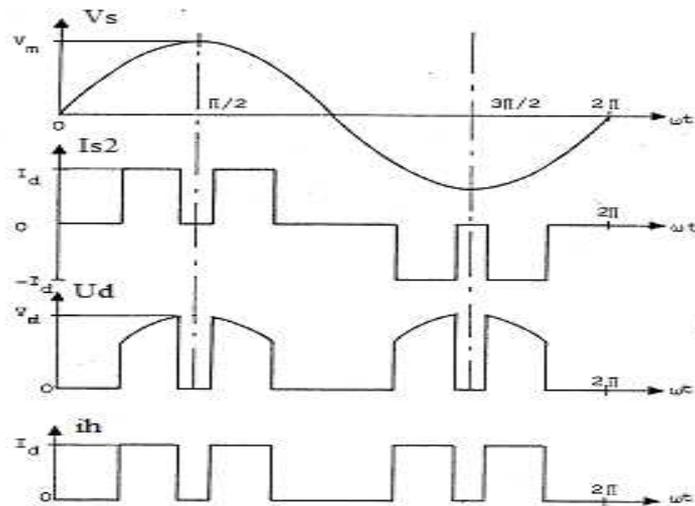


Fig.3.10

Angles de commande:

Le fonctionnement du redresseur est caractérisé par le nombre M et la phase des "impulsions" de courant que le GTO commandé laisse passer durant chaque alternance de la tension V_s .

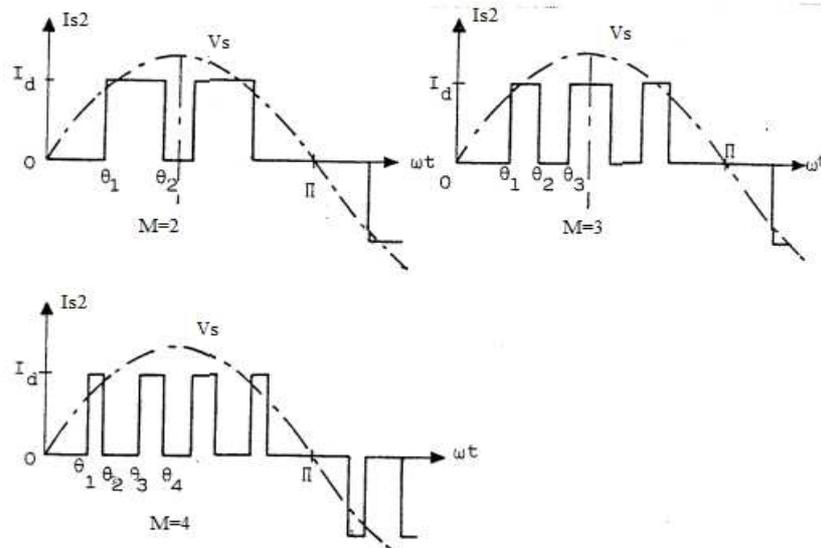


Fig.3.11 Forme d’onde courant pour différentes valeur de M

L’onde de courant I_{s2} doit être symétrique par rapport aux milieux de chaque alternance de V_s pour que le fondamental de I_{s2} soit en phase avec V_s et que le développement en série de I_{s2} ne contienne que les harmoniques impairs.

Pour $p=2$:

$$I_{s2}(t) = \sum_{k=0}^{+\infty} \sqrt{2}I_{2k+1} \sin(2k + 1)\omega t$$

Avec : $\sqrt{2}I_{2k+1} = \frac{4I_d}{(2k+1)\pi} [\cos(2k + 1)\theta_1 - \cos(2k + 1)\theta_2]$

Le fondamental s’écrit : $I_1 = \frac{4I_d}{\sqrt{2}\pi} [\cos \theta_1 - \cos \theta_2]$

Comme le fondamental de I_{s2} est en phase avec V_s , d’où $\phi_1=0$, le facteur de puissance s’écrit :

$$F_p = \frac{I_1}{I_{eff}} = \frac{4I_d}{\sqrt{2}\pi I_{eff}} [\cos \theta_1 - \cos \theta_2]$$

3.1.3.2 Le redresseur en pont:

Le redresseur est formé de quatre interrupteurs bidirectionnels commandés (peuvent être des transistors bipolaires, MOSFET ou IGBT) et est alimenté par une source de courant et débite sur un récepteur de tension.

La commande des interrupteurs est une commande MLI synchronisée sur la fréquence du réseau.

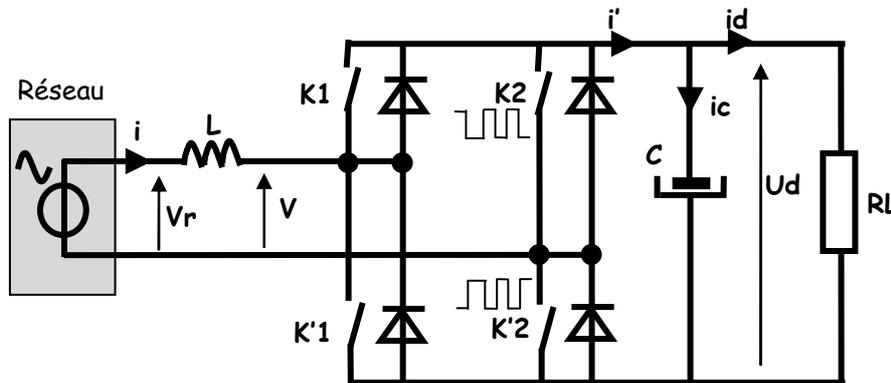


Fig.3.12 Redresseur MLI monophasé (PMCF)

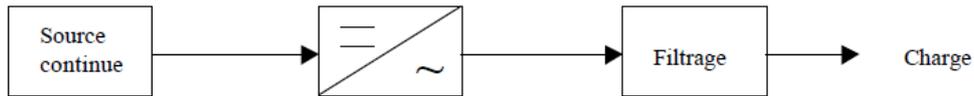
3.2 Onduleurs de tension à modulation de largeur d’impulsion, MLI

3.2.1 Introduction :

C’est un convertisseur statique qui permet d’alimenter une charge en alternatif à partir d’une source continue.

On les retrouve dans deux types de systèmes :

- Les Alimentations Sans Interruption (ASI ou UPS en anglais). Elles servent d’alimentation de secours. La source continue est généralement une batterie d’accumulateurs. La fréquence et l’amplitude de la tension de sortie sont fixées.
- Les variateurs de vitesse pour machines à courant alternatifs. La source continue est obtenue par redressement du réseau. La fréquence et l’amplitude de la tension de sortie sont contrôlées.



Nous distinguerons trois structures de principe :

- Les onduleurs de tension (la source continue est une source de tension) ;
- Les onduleurs de courant ou commutateurs de courant (la source continue est une source de courant) ;
- Les onduleurs à résonance (à résonance de tension, à résonance de courant).

3.2.2 Les onduleurs de tension monophasés

3.2.2.1 Onduleur monophasé en demi-pont:

L’onduleur le plus simple est l’onduleur monophasé en demi-pont (à deux bras). On dispose d’une source unique de tension et le point milieu est réalisé par la mise en série de deux capacités à valeur élevée. Les interrupteurs H1 et H2 sont constitués par des thyristors GTO ou des transistors fonctionnant en commutation forcée (commandés à l’ouverture ainsi qu’à la fermeture).

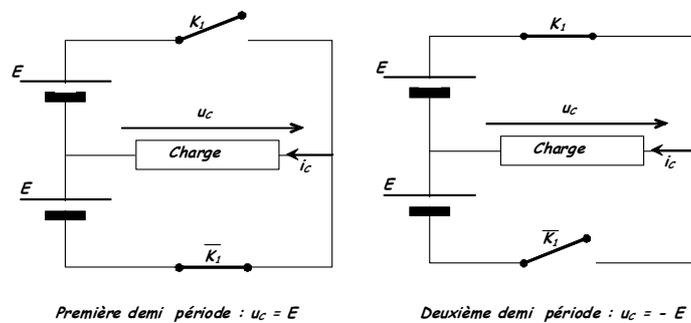


Fig.3.13

3.2.2.2 Onduleur monophasé en pont:

Schéma:

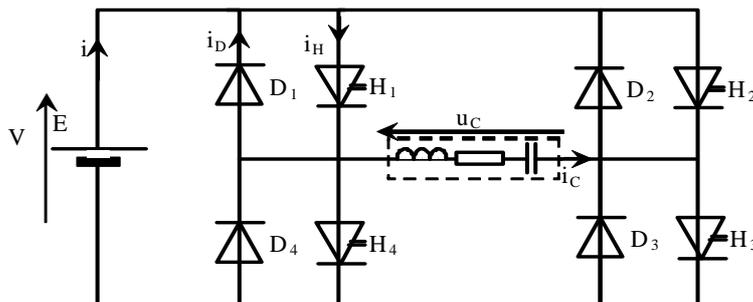


Fig.3.14

Principe de fonctionnement :

Nous supposons que les interrupteurs H1 et H3 sont fermés pendant la première demi-période rendant la tension u_c égale à $+E$, les interrupteurs H2 et H4 sont fermés pendant l'autre demi-période rendant u_c égale à $-E$. Cette commande s'appelle la commande symétrique. Il existe d'autres types de commande tels que, la commande décalée et la commande MLI.

3.2.2.2.1 Les différents types de commande de l'onduleur monophasé:

a) La commande symétrique (pleine onde):

Cette commande consiste à commander les interrupteurs d'un onduleur monophasé H1 et H3 à la fermeture pendant une demi-période puis de commander H2 et H4 durant la deuxième demi-période. Donc, chaque interrupteur est fermé pendant une moitié de la période.

Les états des interrupteurs H1, H3 et H2, H4 doivent être complémentaires pour éviter le court-circuit de la source de tension.

Allures d'ondes de sortie :

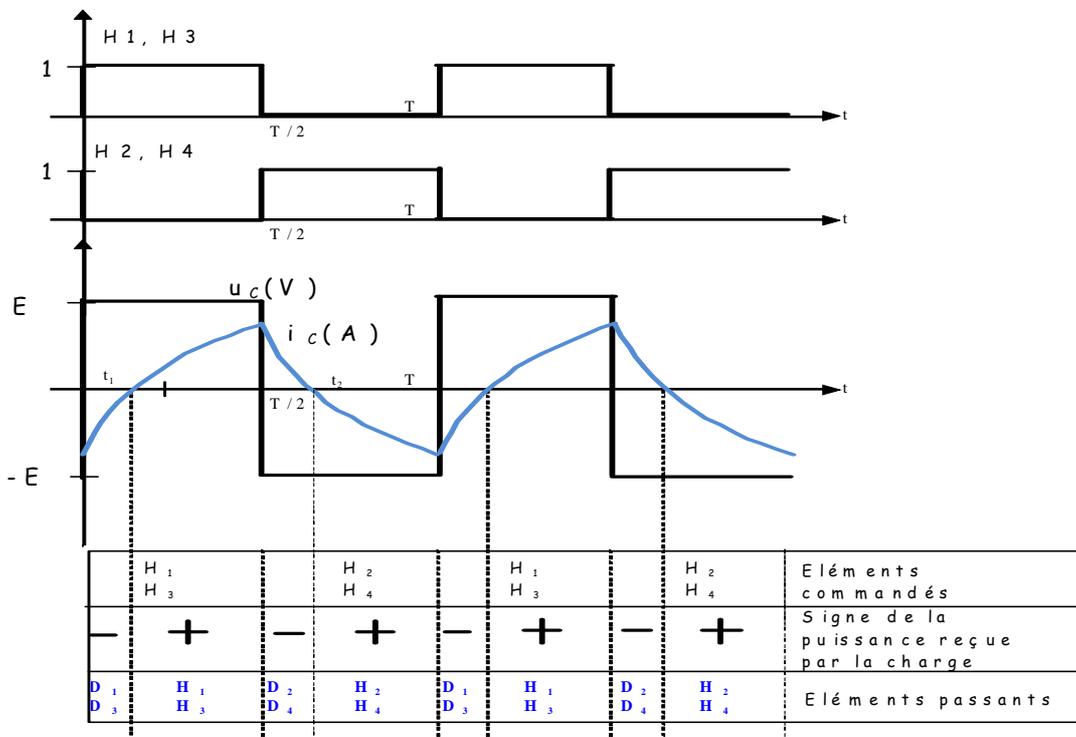


Fig.3.15

Spectre de la tension de sortie :

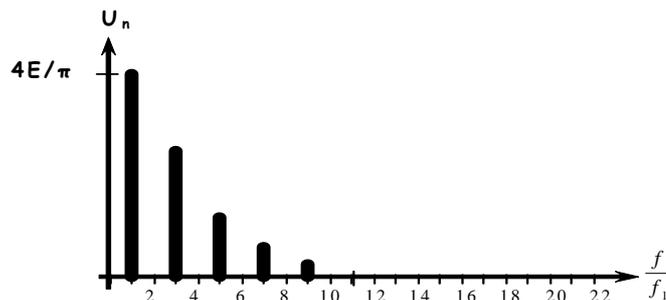


Fig.3.16

Le spectre de tension montre qu'avec la commande symétrique, la tension de sortie est riche en harmoniques. En effet, la tension $u_c(t)$ est une fonction créneau impaire, sa décomposition ne contient que des termes en sinus et ne présente que des harmoniques de rang impairs :

$$u_c(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{4E}{(2k+1)\pi} \sin(2k+1)\omega t$$

- * Ce type de commande est la plus simple à mettre en œuvre. Par contre la tension de sortie est très riche en harmonique de rang faible (de fréquence basse) ce qui rend le filtrage difficile.
- * Comme le courant n'est pas sinusoïdal, il est riche en harmoniques (de même fréquences que la tension).
- * La commande plein onde impose à la charge une valeur efficace fixe ($U_C = E$). Son ajustement est possible seulement en ajustant la tension E (à travers un hacheur, redresseur commandé).

b) La commande décalée:

Cette commande permet de modifier les caractéristiques de la tension de sortie, en particulier la valeur efficace de son fondamental, sans avoir à intervenir au niveau de la tension d'alimentation E . Les intervalles de commande restent égaux à une demi-période mais sont décalés comme indiqué ci-dessous.

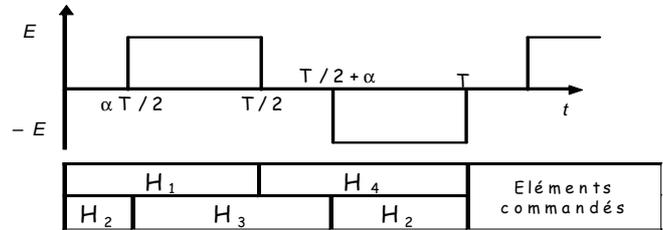


Fig.3.17

Allures d'ondes de sortie :

Il suffit pour cela de décaler la commande des interrupteurs d'un angle τ (angle de décalage).

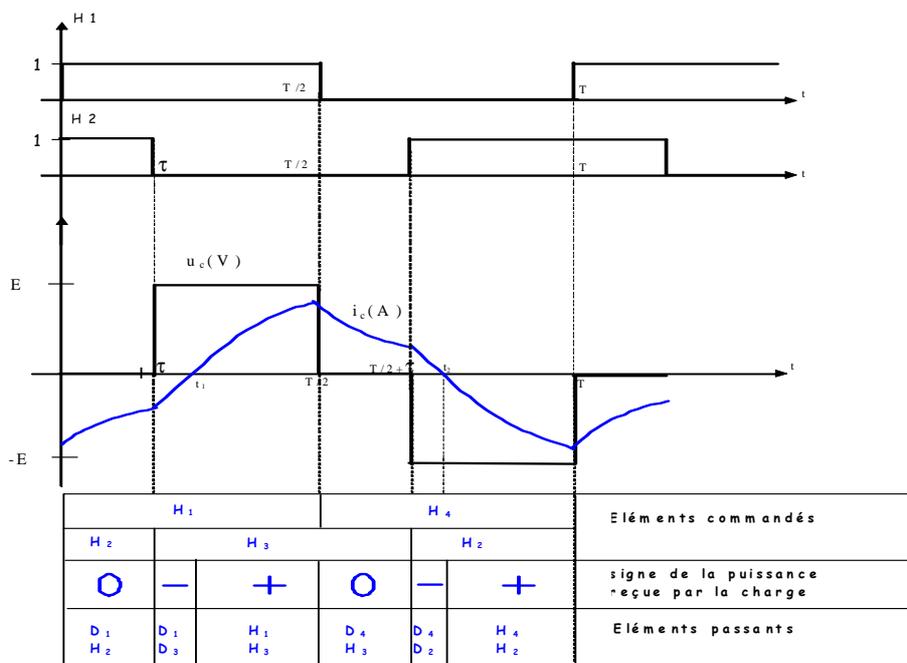
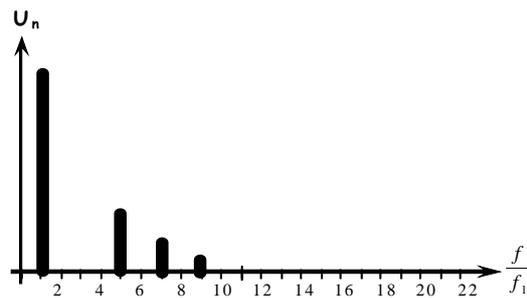


Fig.3.18

Spectre de la tension de sortie :**Fig.3.19**

L'observation du spectre montre que l'onduleur à commande décalée présente un spectre plus favorable que celui à commande symétrique. En effet, la décomposition en série de Fourier de la tension de sortie s'écrit :

$$v(t) = \frac{4E}{\pi} \times \sum_{k=0}^{\infty} \left[\frac{1}{2k+1} \cos((2k+1) \cdot \beta) \cdot \sin((2k+1) \cdot \omega t) \right]$$

Attention : $\beta = \tau/2$

On s'aperçoit que l'on peut éliminer certains harmoniques par un choix judicieux de β .

Il suffit pour cela de choisir la valeur de β qui annule l'harmonique k choisi, ce qui est vérifié par $\cos((2k+1) \cdot \beta) = 0$

Exemple : pour éliminer l'harmonique 3 : $k=1$ donc $\cos 3\beta=0$ ce qui est vérifié pour $3\beta=\pi/2$ donc pour $\beta=\pi/6$

Valeur efficace de la tension:

En traçant $u^2(t)$, on obtient:

$$U^2 = \frac{E^2 \left(\frac{T}{2} - \tau \right)}{\frac{T}{2}}, \text{ Ce qui donne : } \boxed{U = E \sqrt{\left(1 - \frac{2\tau}{T} \right)}}$$

En faisant varier τ on peut faire varier la valeur efficace de la tension fournie par l'onduleur.

Courants dans la charge:

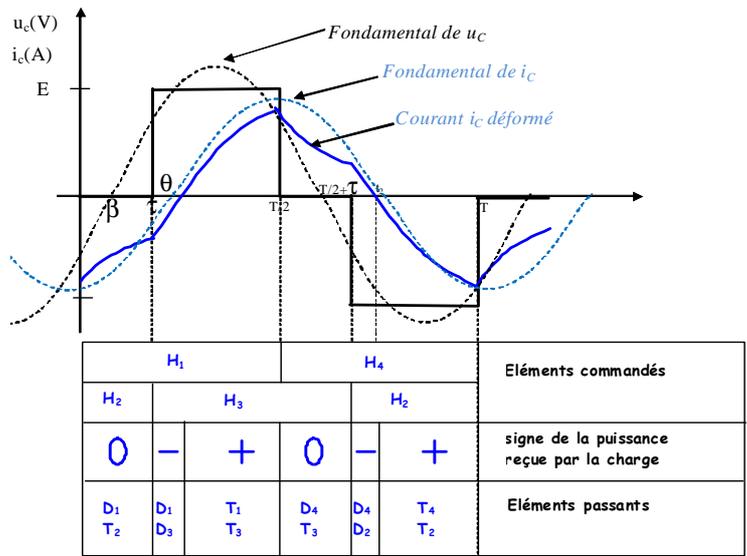


Fig.3.20

La valeur moyenne de i est :

$$\langle i \rangle = \frac{I\sqrt{2}}{\pi} (\cos \tau - \cos(\theta - \tau))$$

La puissance fournie par la source est :

$$P = E \langle i \rangle = \frac{EI\sqrt{2}}{\pi} (\cos \tau - \cos(\theta - \tau))$$

Note : les deux types de commande qu'on a vu jusqu'à présent possèdent un caractère commun : chaque semi-conducteur n'est actionné qu'une fois par période (période de la tension de sortie = celle de la commande). Pour cela on appelle parfois ces méthodes (commande à pulsation fondamentale).

c) La commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI):

Le but principal de cette technique est de régler la fréquence et la valeur efficace de la tension de sortie et de repousser les harmoniques indésirables vers les fréquences élevées, leurs amplitudes devenant alors négligeables.

La commande est plus complexe, il s'agit d'une commande symétrique présentant un grand nombre de commutations par période avec des ouvertures et des fermetures d'interrupteurs de durées modulées (largeurs variables).

Principe :

Son principe est basé sur l'obtention des instants d'amorçage des interrupteurs par la comparaison de deux signaux :

- un signal triangulaire V_t de fréquence f_p élevée appelé (porteuse).
- un signal de référence sinusoïdale V_{ref} d'amplitude et de fréquence f_l variables.

Ces deux signaux sont comparés. Le résultat de la comparaison sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs.

Si V_{ref} > V_t, q = 1 ; Si V_{ref} < V_t, q = 0

Donc : (H1 et H3) sont commandés par le signal q et (H2 et H4) sont commandés par l'inverse du signal q.

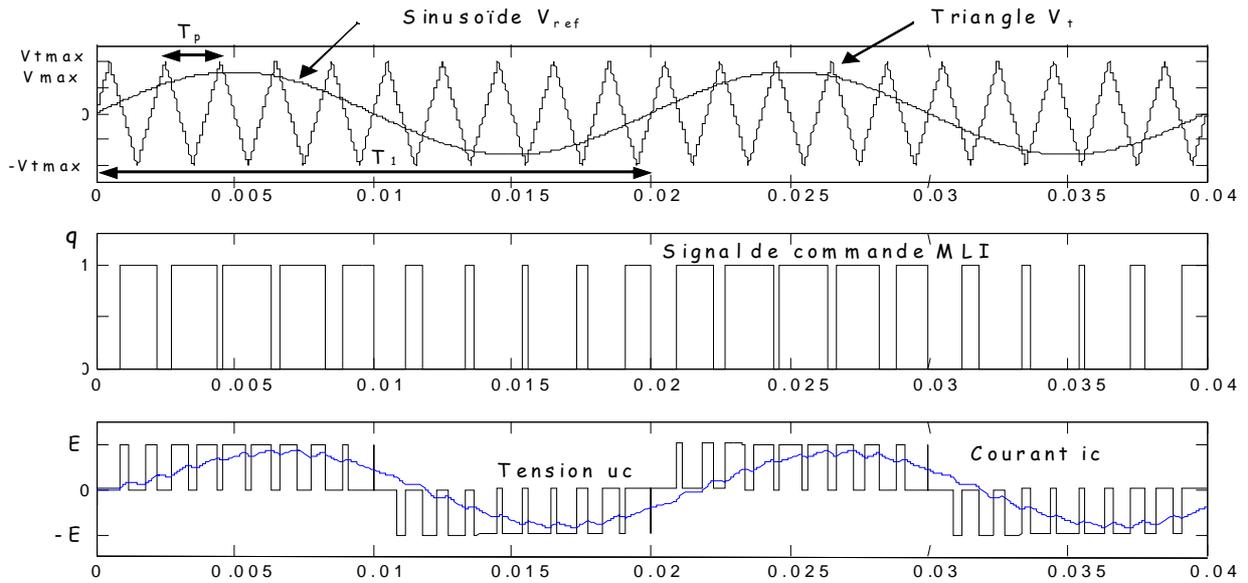


Fig.3.21

Spectre de la tension de sortie :

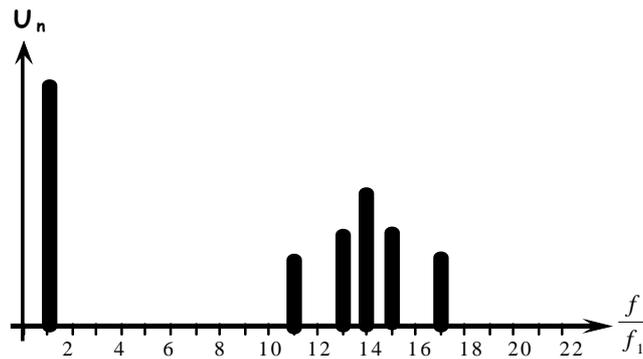


Fig.3.22

L'analyse du spectre montre que la commande MLI repousse les harmoniques vers les hautes fréquences (autour de la fréquence de la porteuse f_p) ce qui facilite le filtrage de la tension de sortie.

Cette commande qui permet d'obtenir un fondamental variable en amplitude et en fréquence est très utilisée dans les variateurs pour les machines asynchrones.

3.2.3 Onduleurs triphasés:

Schéma de principe:

L'onduleur triphasé est l'assemblage de trois onduleurs en demi-pont, ainsi on aura un montage constitué de trois bras. Ces trois bras sont commandés par trois signaux décalés entre eux de $2\pi/3$.

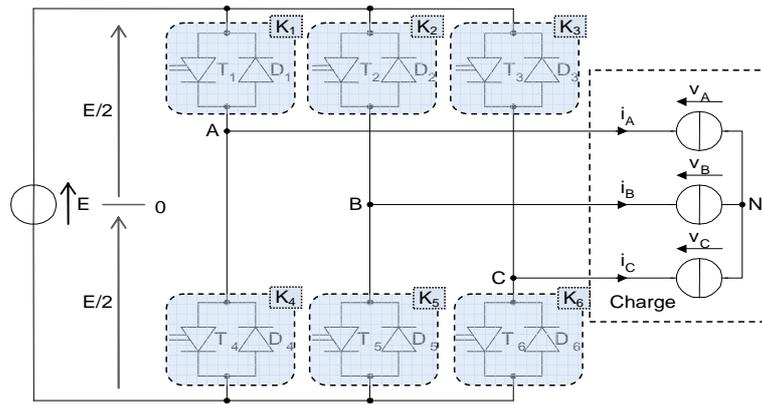


Fig.3.23

Mode de calcul des tensions:

Détermination de v_{AO} , v_{BO} , v_{CO} selon la commande des interrupteurs

Exemple : Si K1 fermé et K4 ouvert, $v_{AO}=E/2$. Si K1 ouvert et K4 fermé, $v_{AO}= -E/2$.

Puis grâce à une loi des mailles ($u_{AB}= v_{AO} - v_{BO}$) u_{AB} , u_{BC} , u_{CA} .

Puis v_{AN} , v_{BN} , v_{CN} si l'on a un couplage étoile :
$$v_{AN} = v_{AO} - \frac{1}{3}(v_{AO} + v_{BO} + v_{CO})$$

Sachant que :

$$\begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1 - q_4 \\ q_2 - q_5 \\ q_3 - q_6 \end{bmatrix} \frac{E}{2}$$

Avec : q_1, q_2, q_3, q_4, q_5 et q_6 signaux de commande des interrupteurs K1, K2, K3, K4, K5 et K6 respectivement.

Démonstration :

En effet

$$\begin{cases} u_{AB} = v_{AN} - v_{BN} = v_{AO} - v_{BO} & (1) \\ u_{BC} = v_{BN} - v_{CN} = v_{BO} - v_{CO} & (2) \\ u_{CA} = v_{CN} - v_{AN} = v_{CO} - v_{AO} & (3) \end{cases}$$

Or $v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = 0$ (4) pour une charge triphasée équilibrée

Et

$$(4) \rightarrow v_{AN} = \underbrace{-v_{BN}}_{(1)} - \underbrace{v_{CN}}_{(3)} \quad (5)$$

$$(5) \text{ avec } (1) \text{ et } (3) \text{ donne } v_{AN} = v_{AO} - v_{BO} - \overbrace{-v_{AN}} - \overbrace{-v_{CO}} + v_{AO} - v_{AN}$$

$$\Rightarrow 3 \cdot v_{AN} = 2 \cdot v_{AO} - v_{BO} - v_{CO}$$

en ajoutant et retranchant v_{AO}

$$3 \cdot v_{AN} = 3 \cdot v_{AO} - v_{AO} - v_{BO} - v_{CO}$$

$$\Rightarrow \boxed{v_{AN} = v_{AO} - \frac{1}{3}(v_{AO} + v_{BO} + v_{CO})}$$

On a la même chose pour V_{BN} et V_{CN} ce qui donne :

$$\begin{cases} v_{AN} = v_{A0} - v_{N0} = \frac{1}{3}(2v_{A0} - v_{B0} - v_{C0}) \\ v_{BN} = v_{B0} - v_{N0} = \frac{1}{3}(-v_{A0} + 2v_{B0} - v_{C0}) \\ v_{CN} = v_{C0} - v_{N0} = \frac{1}{3}(-v_{A0} - v_{B0} + 2v_{C0}) \end{cases}$$

Le tableau suivant donne, pour les huit configurations que peut prendre le montage par l'état fermé (F) ou ouvert (O) des trois interrupteurs K1, K2 et K3.

K1	K2	K3	UAB	UBC	UCA	VA	VB	VC
F	F	F	0	0	0	0	0	0
F	O	F	E	-E	0	E/3	-2E/3	E/3
F	F	O	0	E	-E	E/3	E/3	-2E/3
F	O	O	E	0	-E	2E/3	-E/3	-E/3
O	F	F	-E	0	E	-2E/3	E/3	E/3
O	O	F	0	-E	E	-E/3	-E/3	2E/3
O	F	O	-E	E	0	-E/3	2E/3	-E/3
O	O	O	0	0	0	0	0	0

a) Commande symétrique : dans ce cas chaque interrupteur conduit pendant une demi de période T. Les interrupteurs K1 et K4, K2 et K5, K3 et K6 de chaque bras de pont doivent être dans des états complémentaires deux à deux. Pour les autres tensions les graphes sont les mêmes mais décalés entre eux de T/3.

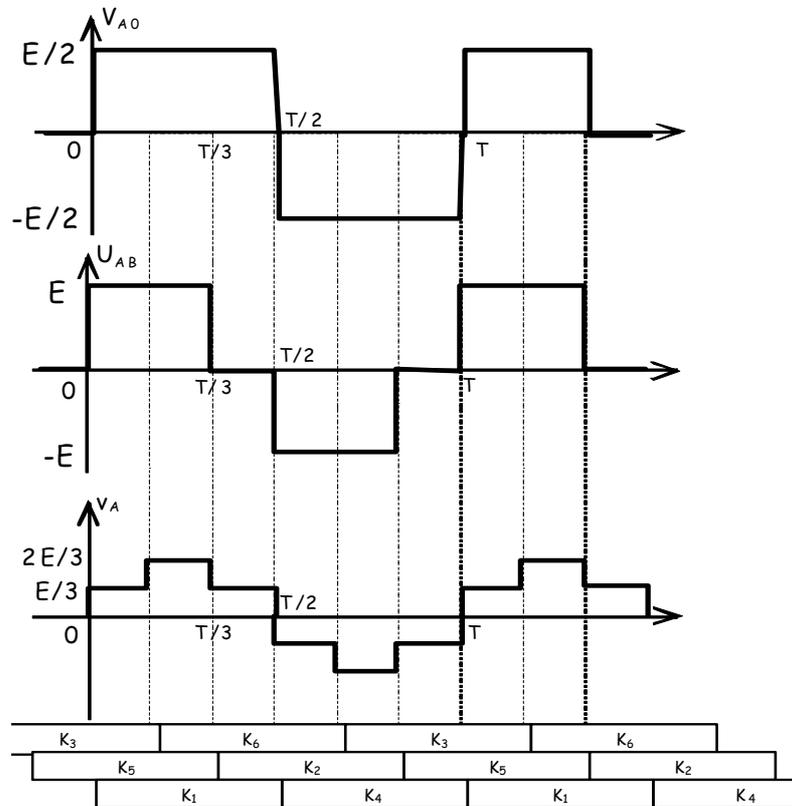


Fig.3.24

b) Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

L'application de la commande MLI pour un onduleur triphasé est identique à son application en monophasé seulement au lieu d'un (01) signal de référence on utilise (03) signaux de références sinusoïdaux décalés de $2\pi/3$.

Les signaux de commande (q_4 , q_5 et q_6) pour K4, K5 et K6 sont obtenus par l'inversion des signaux q_1 , q_2 et q_3 respectivement.

La figure 13 montre un exemple d'obtention des signaux de commande pour : $m = 10$, $r = 0.8$.

Sachant que : $E=20V$, $f_1=50$ Hz, $f_p=500$ Hz.

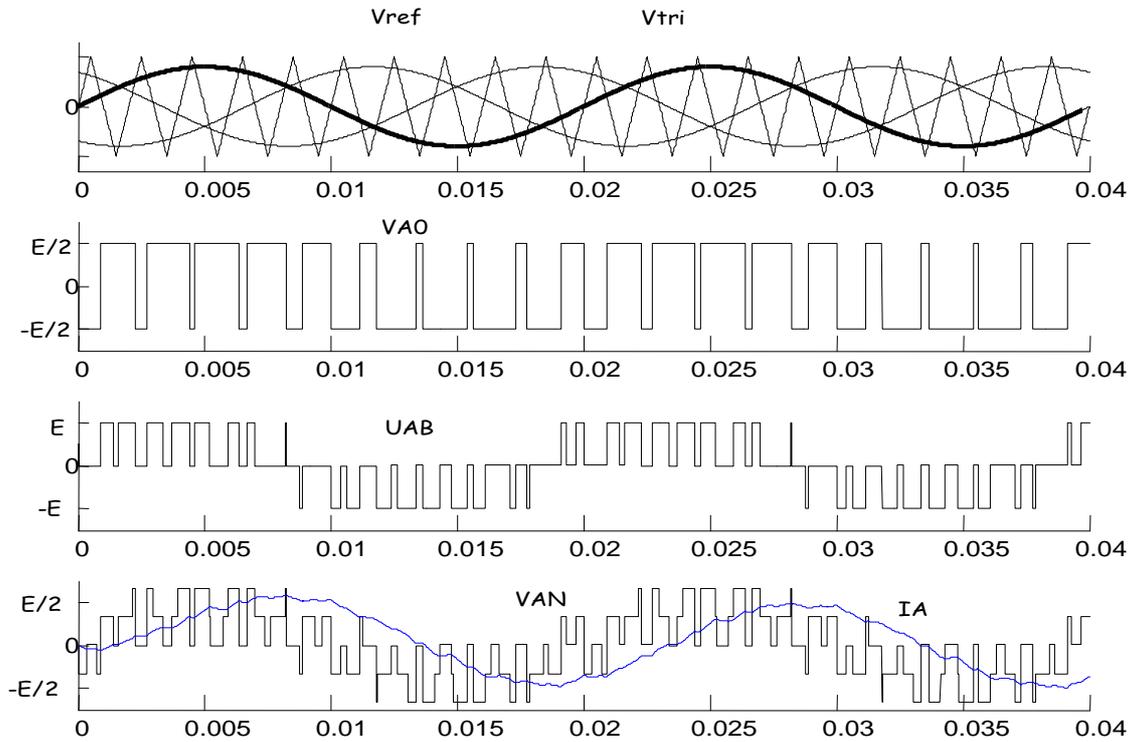


Fig.3.25

3.4. Alimentations à découpage

On désigne par alimentations à découpage (SMPS, switch mode power supplies) les convertisseurs continu-continu destinés à alimenter sous une tension continue des charges électriques. Une alimentation à découpage est une alimentation électrique dont la régulation est assurée par des composants électroniques de puissance utilisés en commutation (généralement des transistors). Ce mode de fonctionnement diffère de celui des alimentations linéaires dans lesquelles les composants électroniques sont utilisés en mode linéaire.

3.4.1 Montages sans transformateurs

a-Alimentation avec hacheur série :

Ce montage utilise un hacheur série qui doit être alimenté par une source de tension et débiter sur une récepteur de courant. Il faut donc ajouter une inductance L entre le hacheur proprement dit et l'ensemble RC (figure 3.26).

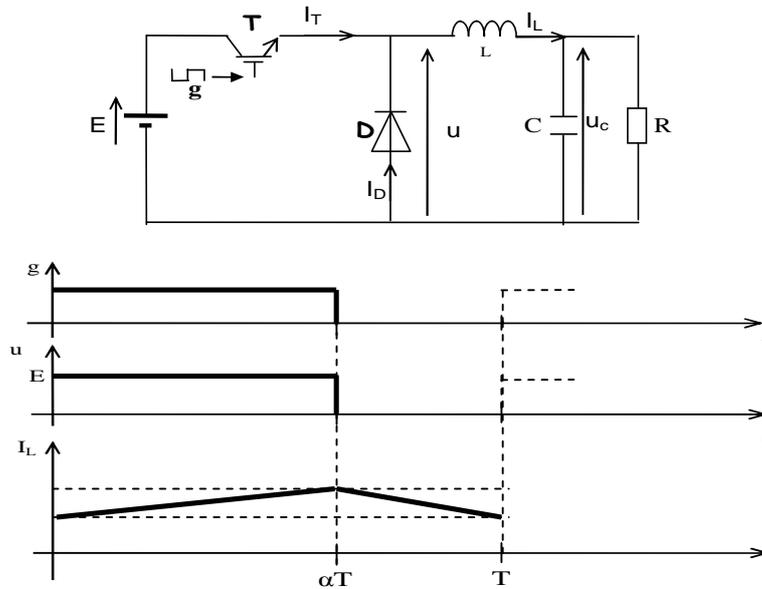


Fig.3.26 Allures de tension et courant de sortie d'un hacheur série

- Si ω est la pulsation correspondant à la fréquence de hachage et α le taux de hachage, en conduction continue :

- Pour $0 < \omega t < 2\pi\alpha$, le transistor T conduit :

$$I_T = I_L, \quad u = E, \quad u_c = E - L (dI_L/dt)$$

- Pour $2\pi\alpha < \omega t < 2\pi$, la diode D conduit:

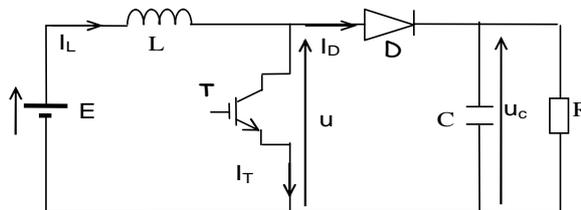
$$I_T = 0, \quad u = 0, \quad u_c = -L (dI_L/dt)$$

En conduction continue, la tension moyenne de sortie U_c est donnée par : $U_c = \alpha E \quad (0 \leq \alpha \leq 1)$

Si le courant circulant dans l'inductance est constant, le courant moyen fourni par l'alimentation est : $I_T = \alpha I_L$.

b-Alimentation avec hacheur parallèle :

Cette alimentation utilise un hacheur parallèle qui doit être alimenté par une source de courant et débiter sur un récepteur de tension. On peut donc brancher directement l'ensemble RC à la sortie du hacheur, mais entre l'entrée de celui-ci et la source de tension E il faut ajouter une inductance L (figure 3.27).



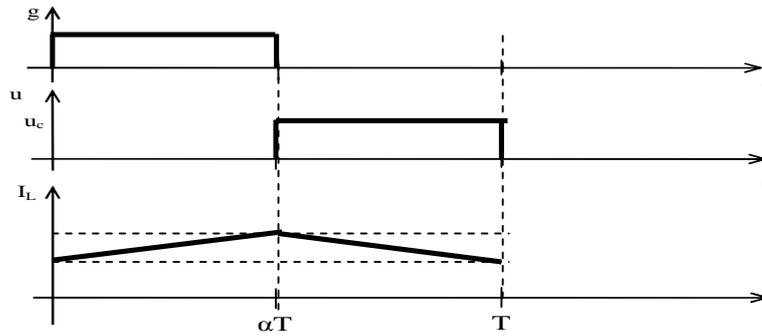


Fig.3.27 Allures de tension et courant de sortie d'un hacheur parallèle

- Pour $0 < \omega t < 2\pi\alpha$, le transistor T conduit :

$$I_D = 0, \quad u = 0, \quad E = L (dI_L/dt)$$

- Pour $2\pi\alpha < \omega t < 2\pi$, la diode D conduit:

$$I_D = I_L, \quad u = u_c, \quad E - u_c = L (dI_L/dt)$$

En conduction continue, la tension moyenne de sortie U_c est donnée par : $U_c = E/(1 - \alpha)$ ($0 \leq \alpha \leq 1$)

c-Alimentation avec hacheur à stockage inductif :

L'alimentation avec hacheur à stockage inductif permet de rendre la tension de sortie inférieure ou supérieure à la tension d'entrée.

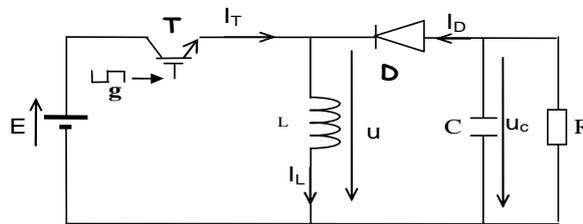


Fig.3.28

En conduction continue, la tension moyenne de sortie U_c est donnée par : $U_c = E \alpha / (1 - \alpha)$ ($0 \leq \alpha \leq 1$)

d-Alimentation avec hacheur à stockage capacitif :

L'alimentation utilisant un hacheur à stockage capacitif nécessite l'addition d'une inductance L_1 en amont et d'une inductance L_2 en aval du hacheur, puisque celui-ci doit être placé entre deux sources de courant (figure 3.29).

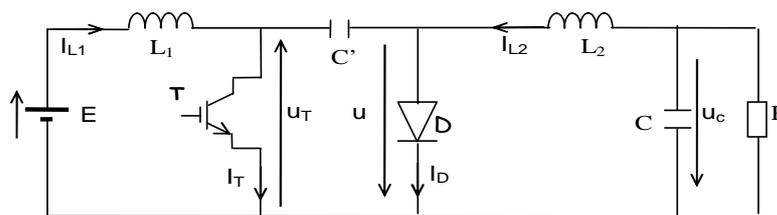


Fig.3.29

En conduction continue, la tension moyenne de sortie U_c est donnée par : $U_c = E \alpha / (1 - \alpha)$ ($0 \leq \alpha \leq 1$)

3.4.2 Montages asymétriques avec transformateur

Il existe plusieurs structures qui permettent d’insérer un transformateur entre les sources de tension continue à l’entrée et à la sortie d’une alimentation à découpage. Les plus simples, à un seul transistor, imposent un flux unidirectionnel dans le circuit magnétique du transformateur, qui ne peut donc être démagnétisé de façon optimale :

- le montage flyback découle du hacheur à stockage inductif ;
- le montage forward découle du hacheur série.

a- Alimentation à stockage inductif isolée: montage Flyback

Le montage Flyback est basé sur celui du hacheur à stockage inductif (hacheur série-parallèle), on remplace l’inductance du convertisseur à stockage inductif par un transformateur comme l’illustre la figure.3.29.

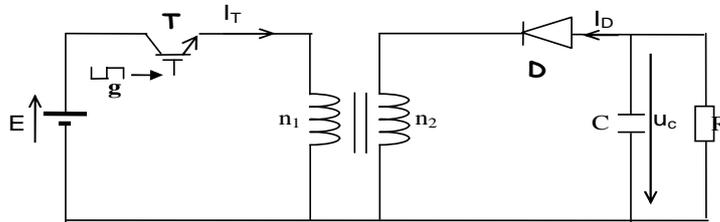


Fig.3.29

Si on néglige l’ondulation de la tension u_c de part et d’autre de sa valeur moyenne U_c , ce qui donne: $U_c = (n_2/n_1) \cdot (\alpha / (1 - \alpha)) \cdot E$

b- Alimentation avec hacheur du type série : montage Forward

Le montage Forward est dérivé du montage hacheur série. La continuité du courant de sortie, comme pour tous les montages dérivés du montage hacheur série, fait que le convertisseur Forward est très bien adapté aux applications demandant de fort courant de sortie.

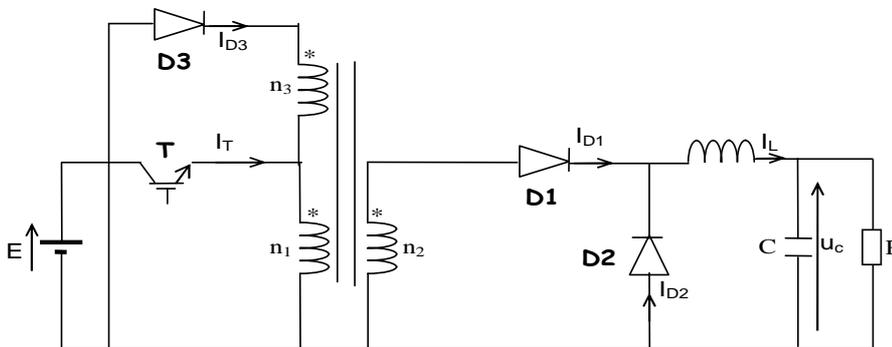


Fig.3.30

Si on néglige l’ondulation de la tension u_c de part et d’autre de sa valeur moyenne U_c , ce qui donne: $U_c = (n_2/n_1) \cdot \alpha \cdot E$

Chapitre 4

Onduleurs multi-niveaux

4.1 Introduction

Pour les applications de très forte puissance, l'utilisation des convertisseurs classique à deux niveaux est limitée à cause des contraintes en tension sur les interrupteurs semi-conducteurs. En effet, pour un onduleur triphasé à six interrupteurs, chaque interrupteur doit supporter à l'état bloqué une tension E d'alimentation. Pour les montages de très forte puissance, la tension E peut dépasser 10 KV. L'utilisation des onduleurs multi-niveaux apparait comme une solution très attractive pour résoudre ces problèmes par la mise en série de plusieurs interrupteurs ce qui permet de réduire la contrainte individuelle sur chaque interrupteur à E/n .

4.2 Principe de l'onduleur multi-niveaux

La figure I.1 aide à comprendre comment travaillent les convertisseurs multi-niveaux. Un convertisseur à deux niveaux est représenté à la figure (4.1.a), dans laquelle les interrupteurs semi-conducteurs ont été remplacés par un interrupteur idéal. La tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs : E ou $-E$. Sur la figure (4.1.b), la tension de sortie de trois niveaux peut prendre trois valeurs : 0 , E ou $-E$. Dans la figure (4.1.c) le cas général de N niveaux est présenté.

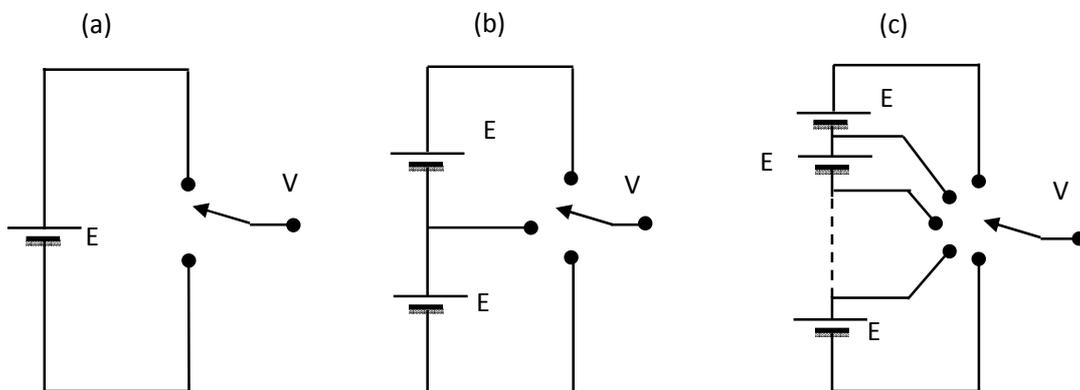


Fig.4.1 Onduleur à niveaux multiples :

a) à deux niveaux b) à trois niveaux c) à N niveaux

4.3 Intérêt d'onduleur multi-niveaux

Un convertisseur statique est dit « multi-niveaux » lorsqu'il génère une tension de sortie découpée composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages :

➤ Ils permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension continue que le nombre de niveaux est élevé,

➤ d'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie, l'amplitude des raies harmoniques est par conséquent, d'autant moins élevée.

4.4 Différentes topologies d'onduleur multi-niveaux

Il existe trois topologies de base des onduleurs multi-niveaux :

- La topologie à diode de bouclage (NPC : Neutral Point Clamped), (**Fig 4.2a**)
- La topologie à condensateur flottant (FC : Flying capacitor), (**Fig 4.2b**)
- La topologie en cascade H-bridge, (**Fig 4.2c**)

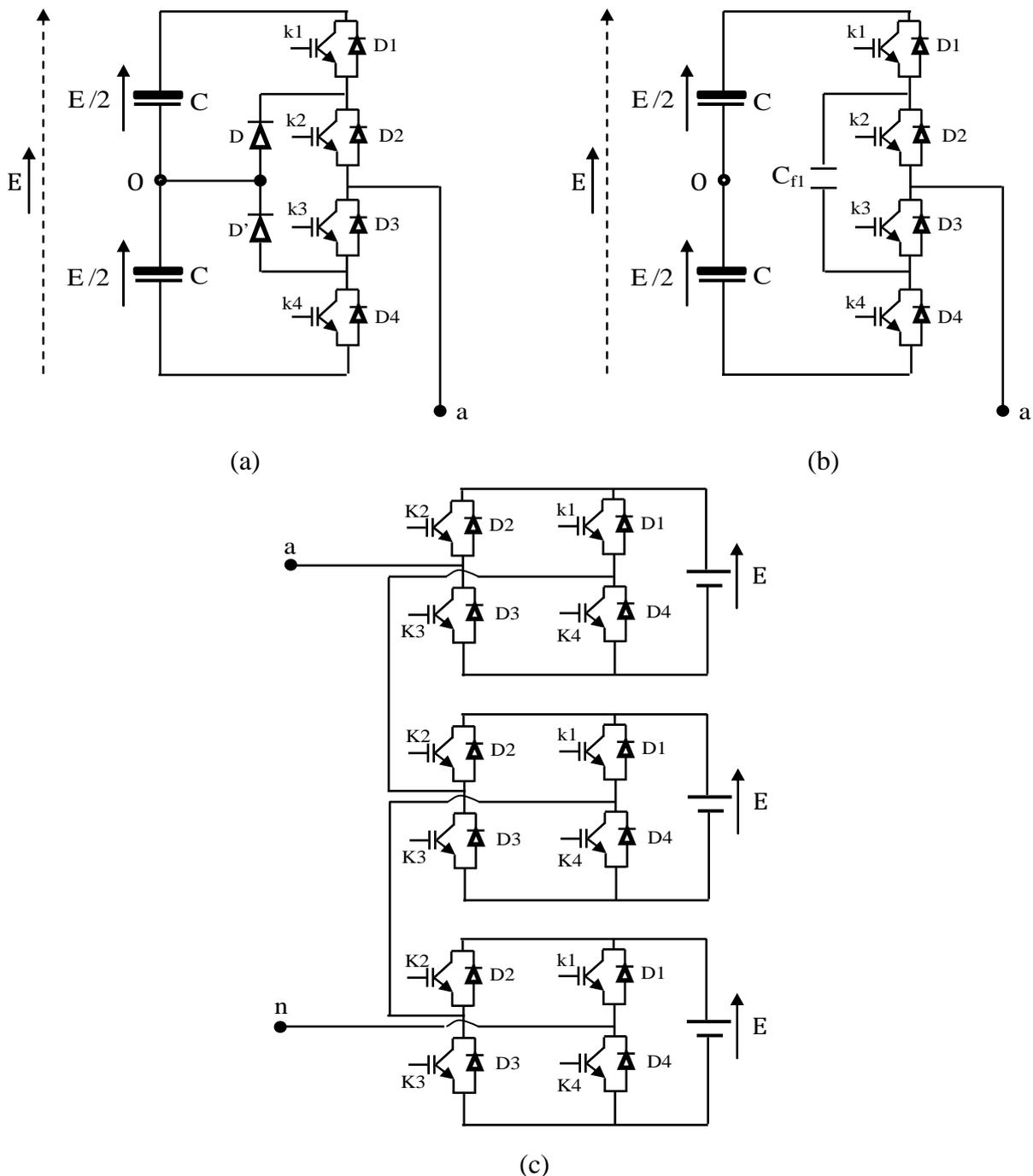


Fig.4.2 Topologies d'onduleur multi-niveaux

Etude de cas : onduleur monophasé à trois niveaux à structure NPC

La première topologie la plus pratique d'onduleur de tension multi-niveaux est le NPC (Neutral Point Clamped).

Cette structure d'onduleur multi-niveaux a été introduite par A. Nabae et H. Akagi en 1981. L'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteur.

La figure 4.2 représente la structure d'un bras d'onduleur monophasé à trois niveaux de type NPC. Elle comporte quatre interrupteurs en série réversibles en courant k_1, k_2, k_3, k_4 et deux diodes médianes D et D' . Les diodes sont utilisés pour réaliser la connexion avec le point de référence 0 .

Chaque couple d'interrupteur (k_1, k_2) et (k_3, k_4) forme une cellule de commutation, les deux interrupteurs sont donc commandés de façon complémentaire.

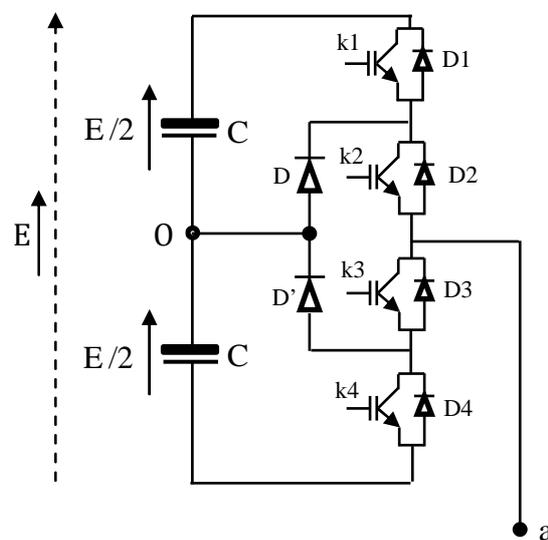


Fig.4.3 la structure d'un bras de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

Principe de fonctionnement : le principe de base consiste à partager la tension E en plusieurs paliers et au minimum deux grâce à un diviseur capacitif. La contrainte en tension de la cellule de commutation (k_1, k_2) est alors réduite à $E/2$, de même pour la cellule (k_3, k_4). Cette structure autorise effectivement trois niveaux de tension, soit $v_{a0}=0, E/2, -E/2$, et porte également le nom d'onduleur NPC (anglais : Neutral Point Clamped).

Il faut déterminer les valeurs que peut prendre la tension simple V_{a0} entre la borne (a) de la charge et le point neutre o . Cette tension est entièrement définie par l'état (0 ou 1) des quatre interrupteurs K_1, K_2, K_3 et K_4 du bras.

Sur les $2^4 = 16$ configurations possibles, seules trois configurations sont mises en œuvre. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles, et sont donc à éviter. En effet, elles provoquent, soient, des courts-circuits des sources de tension continue, soient, elles provoquent la déconnexion de la charge.

➤ Première configuration {1100}

K_1, K_2 sont passants et K_3, K_4 sont bloqués, on a la valeur de la tension simple de sortie est : $V_{a0} = +E/2$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est : $V_{K3} = V_{K4} = +E/2$

➤ **Deuxième configuration {0110}**

K2, K3 sont passants et K1, K4 sont bloqués figure, le point a est relié directement au point neutre o. alors, la tension de sortie V_{ao} est nulle : $V_{ao} = 0$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est : $V_{K1} = V_{K4} = +E/2$

➤ **Troisième configuration {0011}**

K3, K4 sont passants et K1, K2 sont bloqués, on a la valeur de la tension simple de sortie est : $V_{ao} = -E/2$

La tension inverse appliquée aux bornes des interrupteurs bloqués est : $V_{K1} = V_{K2} = +E/2$

Le tableau (4.1) représente la tension de sortie V_{ao} d'un onduleur NPC à 3 niveaux en fonction de l'état des interrupteurs.

Etat des interrupteurs				Tension de sortie V_{ao}
K_1	K_2	K_3	K_4	
1	1	0	0	$E/2$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-E/2$

Tableau 4.1 : Table de commutation de l'onduleur NPC 3 niveaux

La figure (4.4) représente la tension v_{a0} :

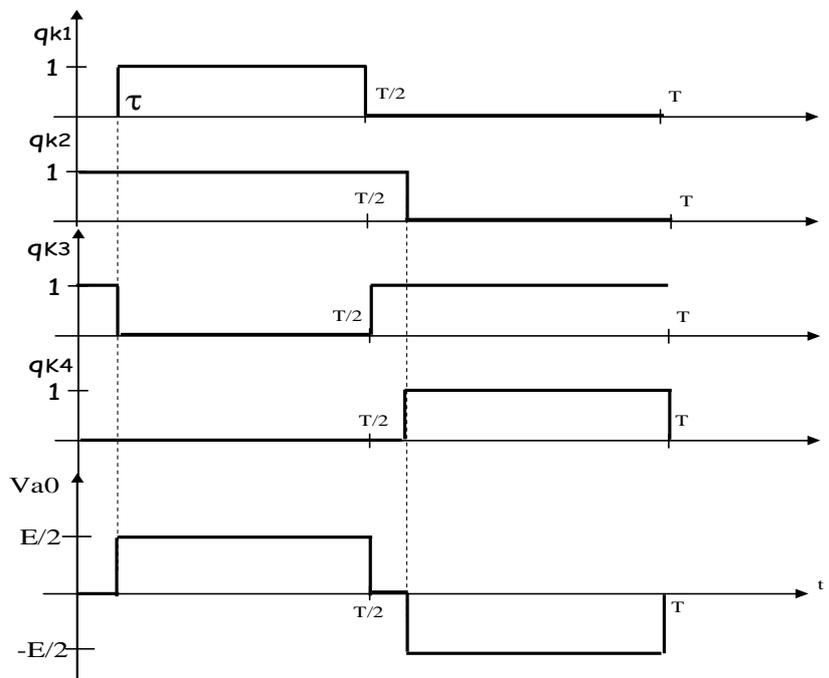


Fig.4.4 la tension v_{a0}

4.5 Onduleur triphasé à trois niveaux

Pour obtenir un onduleur triphasé à trois niveaux, on groupe trois onduleurs monophasés identiques. Le diviseur capacitif étant alors commun aux trois phases.

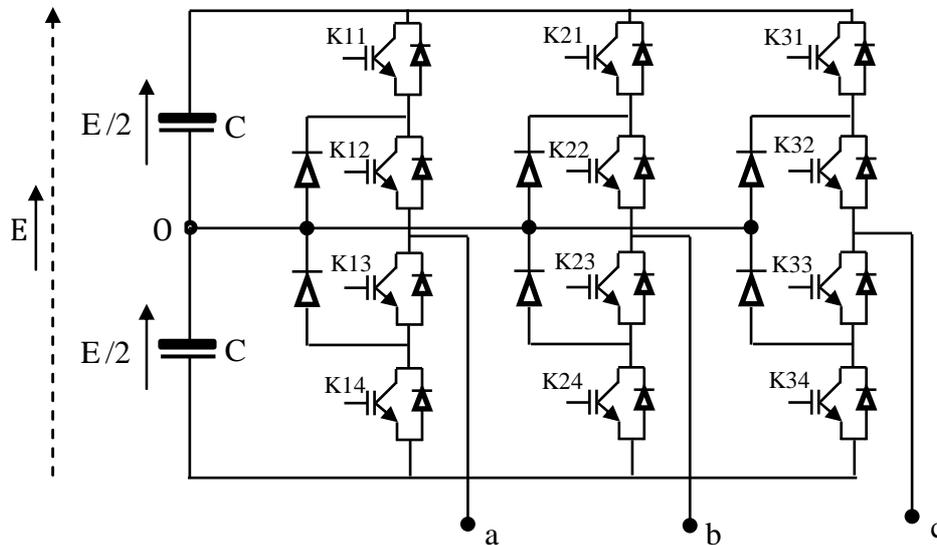


Fig.4.5 Structure d'un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC

4.5.1 Commande en pleine onde :

C'est la stratégie de commande la plus simple, la tension de sortie est très riche en harmonique de rang faible. Le filtrage est difficile dans ce mode de commande. La durée de conduction est égale à une demi-période.

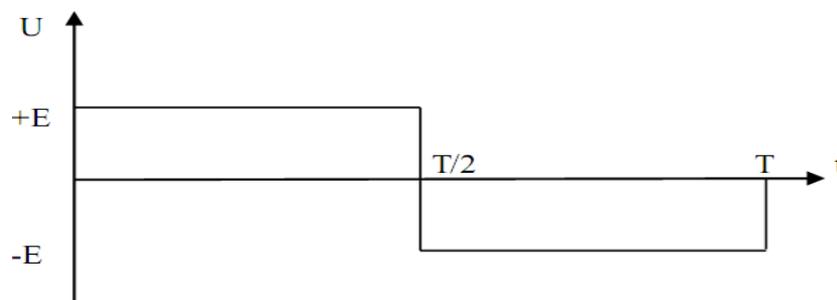


Fig.4.6 Commande pleine onde

Pour un onduleur triphasé commandé en pleine onde, les résultats des tensions de sortie sont représentés dans la figure 4.7.

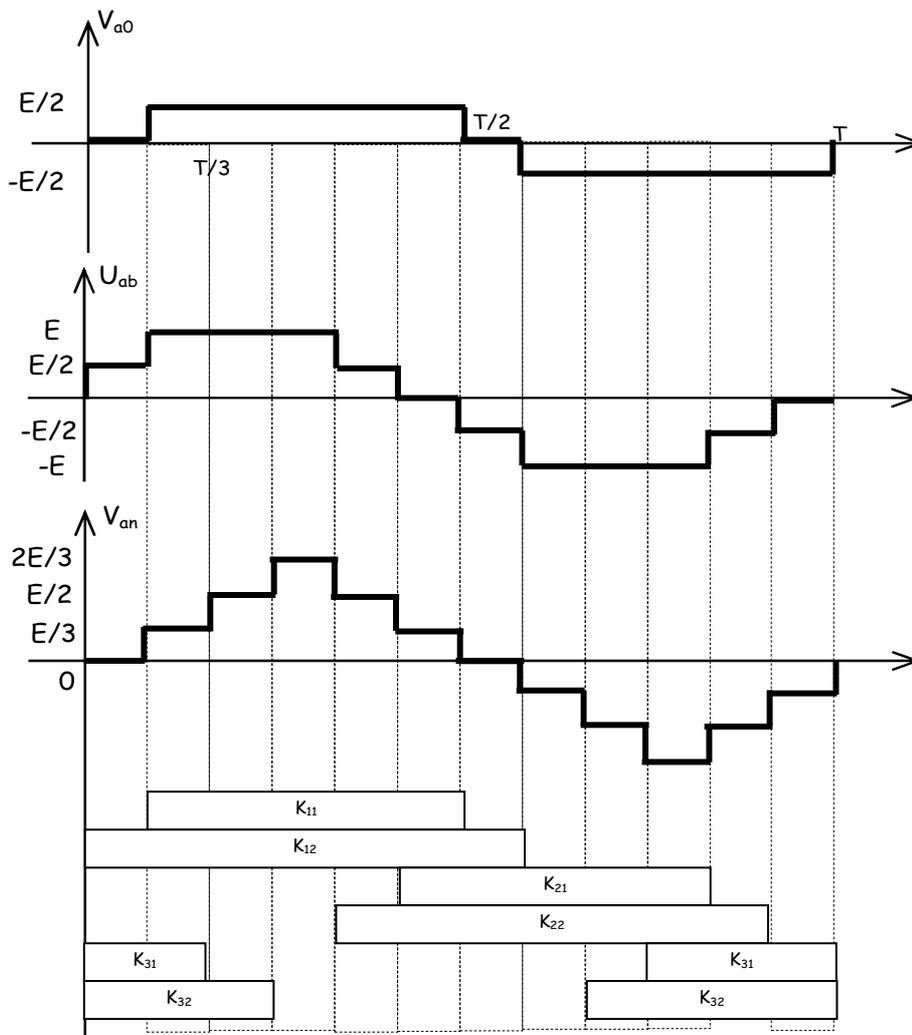


Fig.4.7 Forme des tensions v_{a0} , v_{an} et U_{ab} : commande pleine onde

4.5.2 Commande en MLI :

Pour un onduleur à trois niveaux, les signaux de commande des interrupteurs sont obtenus par la comparaison de trois signaux de référence v_{ref1} , v_{ref2} et v_{ref3} de fréquence f_1 avec deux porteuses triangulaires v_{tri1} et v_{tri2} de même fréquence f_p .

Pour le demi-bras supérieur du 1^{er} bras on a:

$$q_{k11} = 1 \text{ si } v_{ref1} > v_{tri1} \quad \text{et} \quad q_{K11} = 0 \text{ si } v_{ref1} < v_{tri1}$$

$$q_{k12} = 1 \quad \text{si } v_{ref1} > v_{tri2} \quad \text{et} \quad q_{K12} = 0 \quad \text{si } v_{ref1} < v_{tri2}$$

Pour le 2^{em} et le 3^{em} bras, les signaux de commande sont obtenus par l'utilisation des deux références v_{ref2} et v_{ref3} .

Pour les demi-bras inférieurs, les signaux de commande sont complémentaires à ceux des demi-bras supérieurs pour éviter le court-circuit de la source.

Les signaux de commande du 1^{er} bras d'un onduleur à trois niveaux sont représentés sur la figure (4.8).

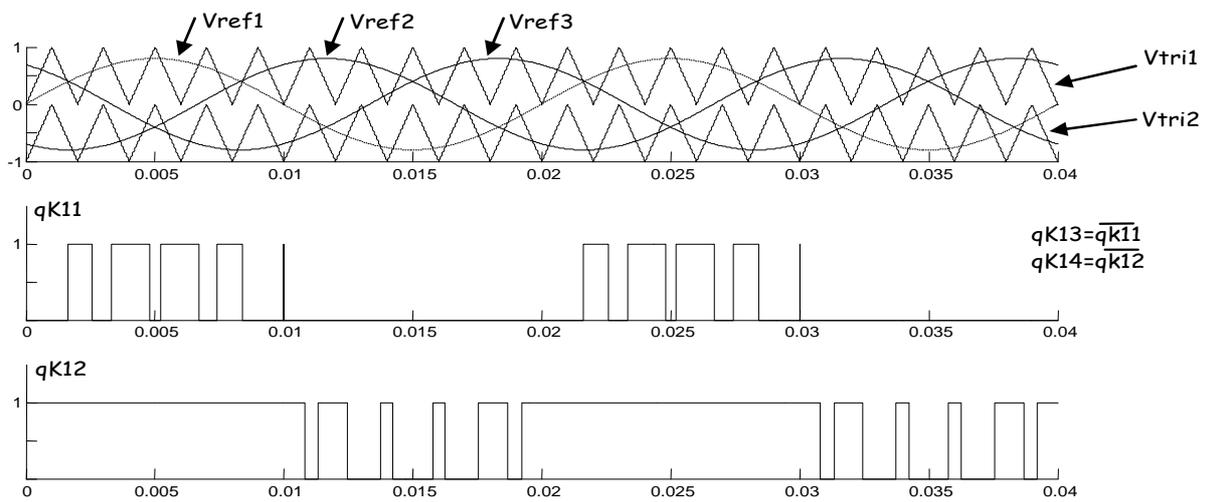


Fig.4.8 Signaux de commande de 1^{er} bras

La figure (4.9) représente les tensions v_{a0} , U_{ab} et v_{an} sur deux périodes pour: $m = 10$, $r = 0.8$. Sachant que : $E=20V$, $f_1=50$ Hz, $f_p=500$ Hz.

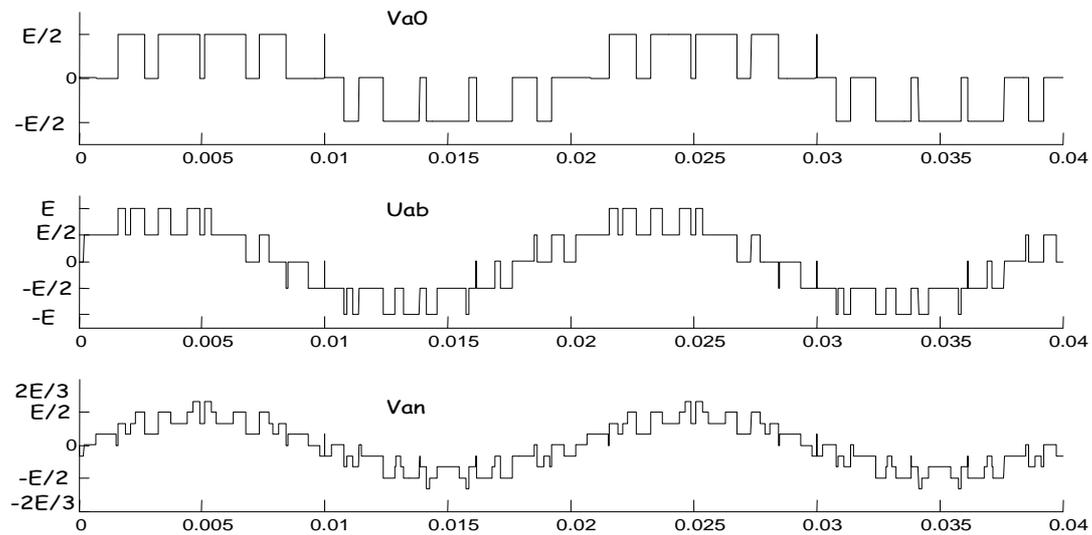


Fig.4.9 les tensions de l'onduleur trois niveaux

Spectre de la tension de sortie :

La figure (4.10) et (4.11) représentent la forme de la tension v_{an} et son spectre pour l'onduleur à deux niveaux et à trois niveaux: $m = 60$, $r = 0.8$, $E=20V$, $f_1=50$ Hz, $f_p=3000$ Hz.

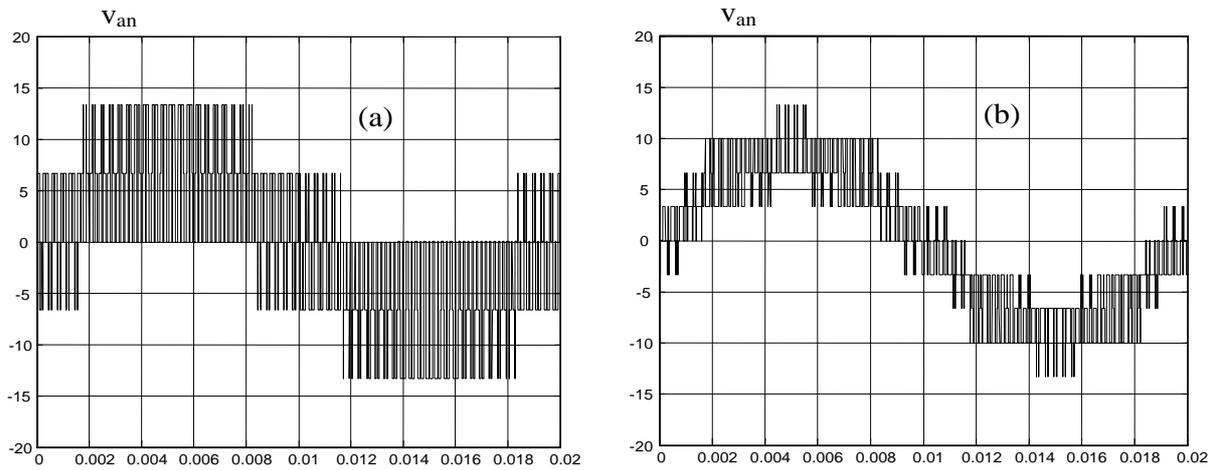


Fig.4.10 Forme des tensions simples v_{an} : (a) 2 niveaux, (b) 3 niveaux

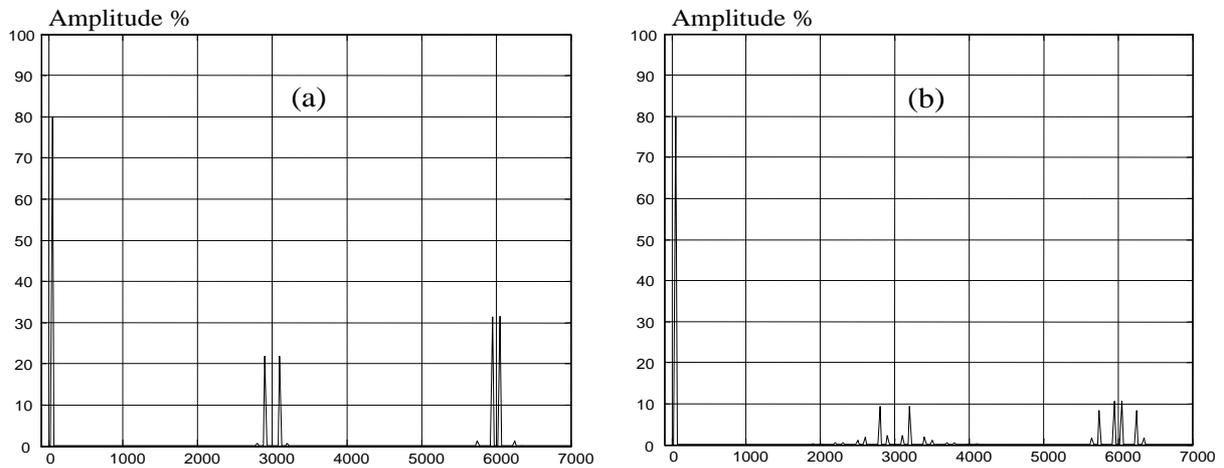


Fig.4.11 Spectre des tensions simples : (a) 2 niveaux, (b) 3 niveaux

L'observation des figures 4.10 et 4.11 conduit à :

- L'onduleur trois niveaux donne à la sortie une tension simple très proche du sinusoïdale comparativement à l'onduleur deux niveaux. Le tracé du spectre harmonique des tensions simples confirme ce propos. En effet, le calcul du taux de distorsion harmonique donne: $THD=91.42\%$ pour la MLI deux niveaux et $THD=42.02\%$ pour la MLI trois niveaux.

Chapitre 5

Qualité d'énergie des convertisseurs statiques

5.1 Introduction

L'utilisation croissante des équipements de l'électronique de puissance sur les réseaux électriques contribue à la détérioration de la tension d'alimentation. En effet, ces charges dites déformantes sont non linéaires et appellent du réseau électrique un courant non sinusoïdal possédant un contenu harmonique. Ces courants harmoniques circulant à travers les impédances du réseau peuvent, lorsqu'ils sont importants en amplitude, créer des tensions harmoniques et ainsi perturber le fonctionnement des autres équipements branchés au point commun de raccordement.

5.2 Définitions

5.2.1 Harmoniques:

Les harmoniques sont des tensions ou des courants sinusoïdaux dont la fréquence est un multiple entier (n) de la fréquence du réseau de distribution, appelée fréquence fondamentale (50 à 60 Hz).

Lorsqu'elles sont combinées à la tension ou au courant fondamental sinusoïdal, les harmoniques provoquent la distorsion de la forme d'onde de la tension ou du courant (voir figure 5.1).

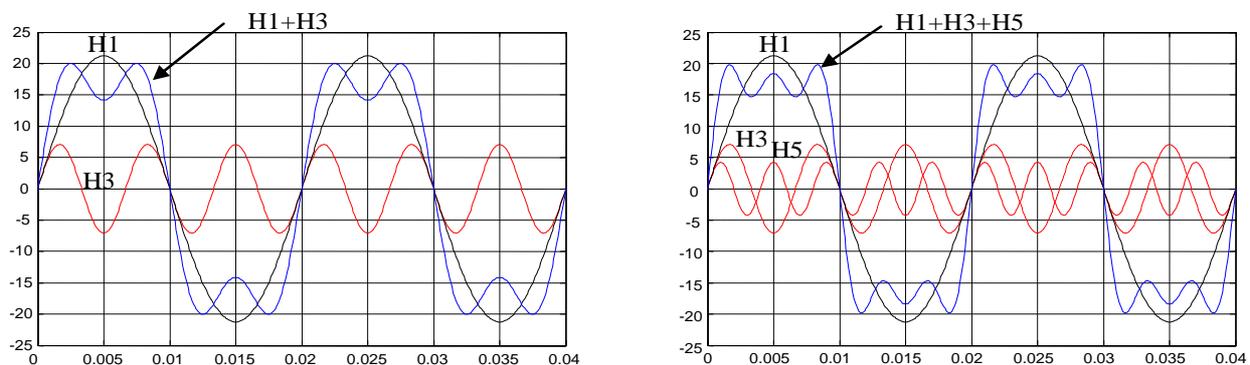


Fig.5.1

5.2.2 Charges linéaires et non linéaires :

Le réseau électrique fournit aux charges une tension sinusoïdale de 50/60 Hz. La forme d'onde du courant fourni par la source en réponse aux besoins de la charge dépend du type de charge.

Charges linéaires : On dit d'une charge qu'elle est linéaire lorsque celle-ci, alimentée par une tension sinusoïdale, consomme un courant sinusoïdal. Il reste par contre possible que le courant et la tension soient déphasés.

Exemple : des charges linéaires telles que les ampoules classiques, les systèmes de chauffage, les charges résistives, les moteurs, les transformateurs, etc.

Elles ne contiennent aucun composant électronique actif, seulement des résistances (R), des bobines d'inductance (L) et des condensateurs (C).

Charges non linéaires : Le courant absorbé par la charge est périodique, mais pas sinusoïdal : la forme d'onde du courant est déformée par les courants harmoniques.

La loi d'Ohm définissant le rapport entre la tension totale et le courant (1) n'est plus valide car l'impédance de la charge varie au cours d'une période.

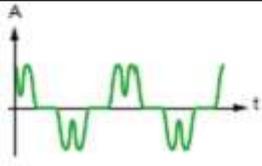
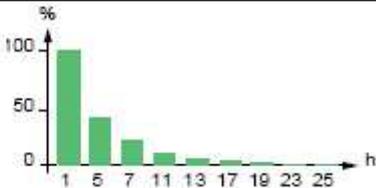
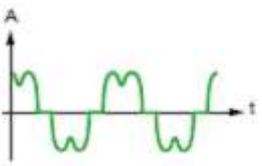
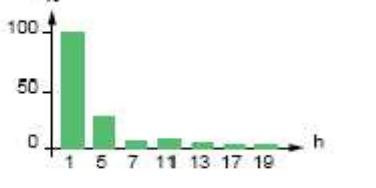
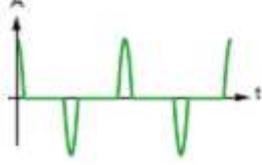
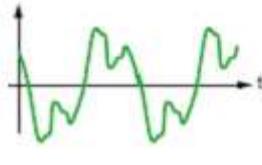
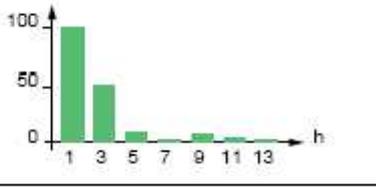
Le rapport entre le courant et la tension n'est pas linéaire.

(1) La loi d'Ohm s'applique à chaque tension et courant du même rang d'harmoniques, $U_n = Z_n I_n$, où Z_n est l'impédance de charge pour le rang donné n, mais ne vaut plus pour la tension et le courant totaux.

5.2.3 Pollution harmonique:

C'est l'altération de la forme d'onde sinusoïdale du courant et/ou de la tension engendrée par certaines charges électriques dites charges non-linéaires présentées dans le tableau (5.1). Ce genre de signal, à supposer que la périodicité du signal ne soit pas atteinte, peut être décomposé en une somme de sinusoïdes de fréquence (n.f) tel que n l'ordre de l'harmonique et f est la fréquence du signal.

Tableau 5.1 : Principales charges polluantes

Charges linéaires	non	Forme d'onde de courant	spectre	THD
Variateur de vitesse				44%
Redresseur/chargeur				28%
Charge informatique				115%
Eclairage fluorescent				53%

5.3 Caractérisation des harmoniques :

La perturbation harmonique est généralement caractérisée par le taux de distorsion harmonique (THD) défini pour la tension ou le courant. Ce critère est le plus souvent employé pour quantifier le contenu harmonique d'un signal distordu. Il mesure également le degré de déformation du signal apporté par les harmoniques par rapport à une onde sinusoïdale. Pour chiffrer la consommation de puissance réactive le facteur de puissance (FP) est généralement utilisé. Le courant absorbé par une charge non linéaire (convertisseur statique) n'est pas sinusoïdal, mais sa valeur moyenne sur chaque phase est souvent nulle. Dans ce cas, la décomposition en série de Fourier du courant donne :

$$i(t) = I_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \alpha_1) + \sum_{n=2}^{+\infty} I_n \sqrt{2} \sin(n\omega t + \alpha_n)$$

Avec :

I_1, I_n : valeur efficace du courant fondamental et du courant harmonique de rang n

α_1, α_n : déphasage du courant fondamental et du courant harmonique de rang n .

ω : pulsation fondamentale du réseau.

Le taux de distorsion harmonique de ce courant est :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{+\infty} I_n^2}}{I_1} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2 \dots}}{I_1}$$

5.4 Les effets des harmoniques :

Les courants harmoniques associés aux différentes impédances du réseau vont donner naissance à des tensions harmoniques qui vont se superposer à la tension fondamentale du réseau. La tension qui en résulte n'est plus sinusoïdale. La pollution alors présente sur le réseau de distribution pourrait être préjudiciable au bon fonctionnement de tous les récepteurs (ou charge) raccordés sur ce même réseau.

a) Échauffement dans les conducteurs et les équipements électriques :

Les courants harmoniques génèrent des pertes supplémentaires et par conséquent des échauffements. Ces pertes Joule dans les équipements se décomposent en la somme des pertes issues du fondamental et de celles engendrées par les harmoniques : $P_{\text{Joule}} = RI^2 = RI_1^2 + R \sum_{h=2}^{\infty} I_h^2$

b) Vibrations mécaniques :

La présence d'harmoniques peut engendrer des couples mécaniques pulsatoires à l'arbre des moteurs asynchrones. Ces couples, qui sont dus aux champs tournant harmoniques, engendrent des vibrations dans les moteurs asynchrones.

c) Effets sur le conducteur neutre :

Dans un système équilibré, les composantes homopolaires dans le neutre sont nulles. Ceci n'est pas le cas des systèmes comportant une charge non linéaire. En effet, les courants harmoniques de rang 3 et leurs multiples s'additionnent dans le conducteur neutre. L'intensité de ces courants superposés peut endommager sérieusement le câble neutre.

d) Excitation des résonances :

L'apparition de phénomènes de résonance est due à la présence sur les réseaux d'éléments capacitifs et inductifs. Le danger de ce phénomène est qu'il peut engendrer de grandes valeurs d'impédance Z_n , de tension V_n et de courant harmonique I_n aux bornes des différents éléments composant le réseau. Lorsque ces valeurs de tension et de courant harmoniques sont trop élevées, ils peuvent endommager et même détruire les équipements qui y sont soumis.

e) Dysfonctionnement d'appareils utilisant la tension comme référence :

Une tension déformée peut altérer le bon fonctionnement de certains appareils électroniques qui utilisent les passages à zéro de la tension d'alimentation pour fonctionner adéquatement. En présence des harmoniques, les tensions (ou les courants) peuvent changer de signe plusieurs fois dans une demi-période du réseau. Par conséquent, tout appareil de mesure ou système de régulation numérique (les équipements de protection) dont le fonctionnement est basé sur le passage par zéro de grandeurs électriques peut être perturbé.

5.6 Méthodes de réduction de la pollution harmonique :

Dans la pratique, il existe différentes techniques pour la réduction des harmoniques, chaque technique peut être avantageuse en quelques cas et non avantageuse en d'autres cas. Elles peuvent être classées en deux catégories, traditionnelles et modernes (à base de l'électronique de puissance).

5.6.1 Techniques traditionnelles:

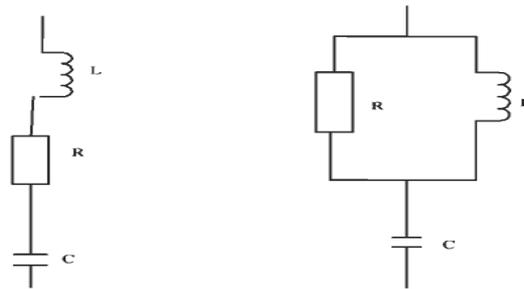
Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électriciens. Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation. Plusieurs techniques existent pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques :

L'augmentation de la puissance de court-circuit du réseau et l'utilisation de convertisseurs peu polluants qui ont l'effet de diminuer la distorsion harmonique.

L'utilisation de dispositifs de filtrage pour réduire la propagation des harmoniques produits par des charges non linéaires.

Filtrage passif :

Parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, les filtres passifs ; cette technique est la plus ancienne et la plus utilisée dans les problèmes d'harmoniques. Il s'agit d'utiliser un condensateur en série avec une inductance de façon à obtenir l'accord sur un harmonique de fréquence donné. Cet ensemble présente une impédance très faible pour sa fréquence d'accord et se comporte comme un court-circuit pour l'harmonique considéré. Donc le principe est de piéger les harmoniques, et de les empêcher de se propager dans le réseau et conserver le fondamental tel qu'il est. Les types de filtre passif utilisés sont choisis en fonction de l'atténuation harmonique recherchée. En général dans l'usage, on rencontre deux types de filtres passifs ; le filtre passif amorti et le filtre passif résonant (Figure.2).



(a) Filtre passif résonant (b) Filtre passif amorti

Fig.5.2. Types de filtres passifs

a) Filtre passif résonant :

Le filtre passif résonant (Figure 5.2.a) a pour avantage d'être un filtre très sélectif, il peut se placer en parallèle et en amont de la charge non linéaire ; de sorte à créer un chemin facile pour le courant harmonique dont la fréquence correspond à celle sous laquelle le filtre a été accordé. Il peut en plus se connecter en parallèle avec d'autres filtres résonants. La fréquence d'accord peut être définie par:

$$f_r = 1/2\pi\sqrt{LC}$$

Sur le plan de son activité, le filtre passif résonant est surtout utile pour filtrer les harmoniques d'ordre 5, 7, ou 11; et à cet effet son impédance $Z(f)$ en fonction de la fréquence cible présente une courbe d'évolution en parabole comme suit (Figure.5.3) :

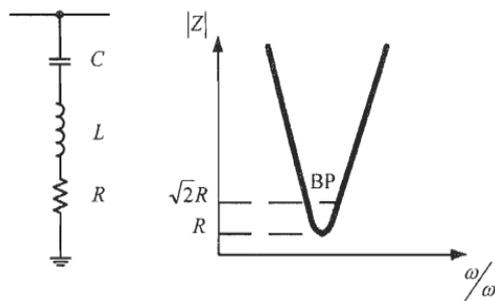


Fig.5.3. Variation de Z en fonction de la fréquence

b) *Filtre passif amorti :*

Le filtre passif amorti (Figure 5.2.b) a presque la même structure que le filtre passif résonant. La seule différence que dans son cas la résistance et l'inductance sont en parallèle puis les deux en série avec la capacité.

Contrairement au filtre passif résonant, le filtre passif amorti est capable de filtrer plusieurs fréquences à la fois ; à savoir celle pour laquelle il est accordé, et en plus les fréquences au-dessus de celle-ci dans le diagramme spectral d'où son qualificatif de « filtre amorti passe-haut ». La figure 5.4 indique la variation de l'impédance $Z(f)$ en fonction de la fréquence cible.

De même que dans le cas du filtre passif résonant, la fréquence d'accord est déterminée selon la formule précédente

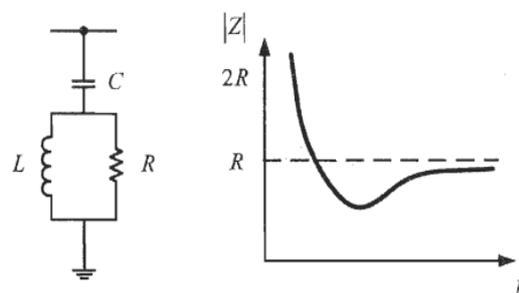


Fig.5.4. Variation de Z en fonction de la fréquence

On distingue trois types de filtre amorti a) les filtres amortis de premier ordre, b) les filtres amortis de second ordre, c) les filtres de troisième ordre.

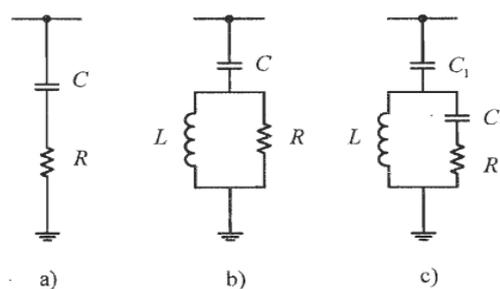


Fig.5.5 Types de filtre amorti

5.6.2 Techniques modernes:

Filtrage actif : Les filtres actifs de puissance ont été étudiés pour la compensation d'harmoniques dans les réseaux de puissance industriels depuis le principe de compensation proposé par H.Sasaki et T. Machida en 1971. Dans ces années, le filtrage actif ne connaissait que des progrès au stade théorique en laboratoire. La technologie des semi-conducteurs n'était pas encore assez développée pour l'implantation pratique du principe de compensation.

Quelques années plus tard, la technologie des semi-conducteurs de puissance connaissait une éclosion remarquable. Ce phénomène a stimulé l'intérêt dans la recherche du filtrage actif pour la compensation d'harmoniques. Dans la littérature, existe plusieurs types de filtre actifs, à l'exemple de filtre actif parallèle, filtre actif série et leurs combinaisons, ainsi que des structures hybrides, selon une classification par leur topologie. Les filtres actifs peuvent aussi être classés selon leur circuit d'électronique de puissance, ou encore selon la stratégie de commande mise en place.

a) Filtre actif parallèle :

Le filtre actif parallèle peut être considéré comme un compensateur de courants harmoniques pour le réseau dans lequel il est branché. En effet, il empêche la circulation des harmoniques des courants pollués générés par les charges non linéaires du réseau en fournissant les mêmes types de courants harmoniques perturbateurs, mais en opposition de phase avec ceux de ces charges non linéaires; de sorte que le courant côté réseau reste idéal et sinusoïdal.

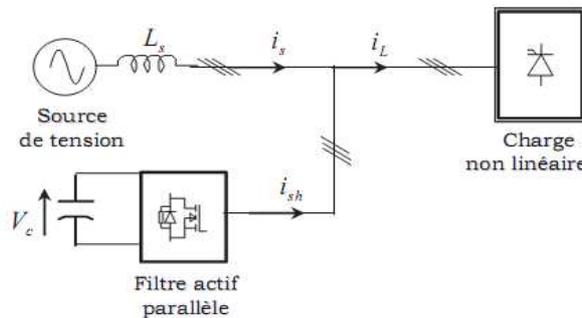


Fig.5.6. Filtre actif parallèle

On distingue le filtre actif parallèle à structure de courant, réalisé avec un onduleur de courant, et le filtre actif parallèle à structure de tension réalisé avec un onduleur de tension.

b) Filtre actif série :

Le filtre actif série (cf. Figure.5.7) assure une barrière aux éventuelles tensions perturbées de la source, et en même temps empêche la circulation des courants pollués à travers l'impédance du réseau ; de sorte que la charge à protéger reçoit en permanence une tension sinusoïdale. Il se comporte comme une source contrôlable d'harmonique de tension branchée entre le réseau et la charge à protéger.

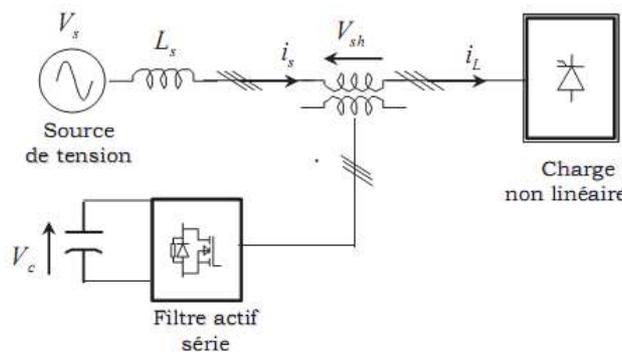


Fig.5.7. Filtre actif série

Pour ce cas, le filtre actif série se comporte comme une impédance infinie aux fréquences harmoniques et comme une impédance nulle à la fréquence fondamentale. Son rôle d'isolateur empêche ainsi les courants harmoniques de remonter vers le réseau. Toutefois, la mise en œuvre de la topologie d'un filtre actif série présente quelques inconvénients :

- Il est toujours parcouru par la totalité du courant absorbé par la charge, y compris le courant fondamental.
- En cas de court-circuit de la charge, le filtre actif de puissance série devient la seule charge du réseau et risque d'être détruit. Ceci nécessite des protections supplémentaires.

Annexe

Rappels sur les signaux périodiques non-sinusoidaux

I) Développement en série de Fourier:

Tout fonction (signal) de période de période (T) tel que $x(t) = x(t+T)$ peut être décomposée en une somme comprenant :

-un terme constant (la composante continue)

-un terme sinusoidale de fréquence $f=1/T$ qu'on appelle le fondamental (premier harmonique).

-une suite limitée ou non de termes sinusoidaux de fréquences multiples entier de la fréquence fondamentale (f) qu'on appelle les harmoniques.

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} [a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)]$$

$$= a_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} [A_n \cos(n\omega t + \alpha_n)] = a_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} [A_n \sin(n\omega t + \beta_n)], \beta_n = \alpha_n + \frac{\pi}{2}$$

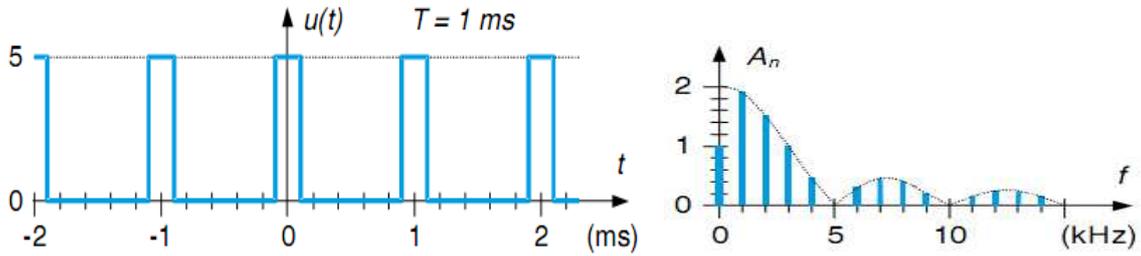
$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n e^{jn\omega t}$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) dt; \quad a_n = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cos(n\omega t) dt; \quad b_n = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \sin(n\omega t) dt$$

$$C_n = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) e^{-jn\omega t} dt$$

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}; \quad \cos \alpha_n = a_n / A_n; \quad \sin \alpha_n = -b_n / A_n$$

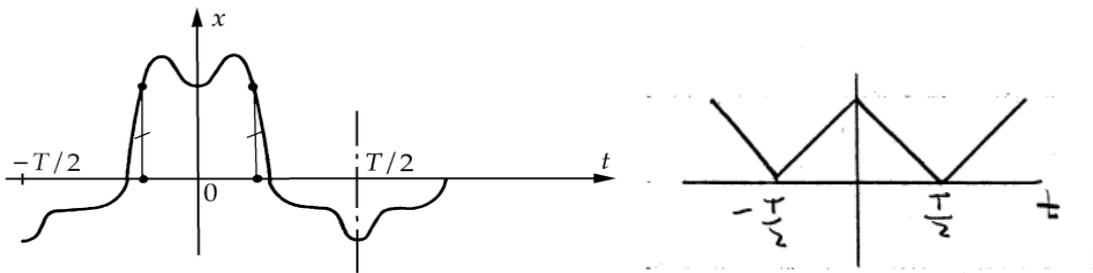
* On représente souvent ce signal sous la forme d'un spectre. A chaque fréquence harmonique f_n on fait correspondre la valeur de A_n .



I.1. Simplifications dues à certaines symétries :

Souvent l'onde de la grandeur analysée présente des symétries qui permettent de simplifier le calcul des termes de son développement en série.

-Signal périodique pair : $\forall t, x(t) = x(-t)$



Alors :

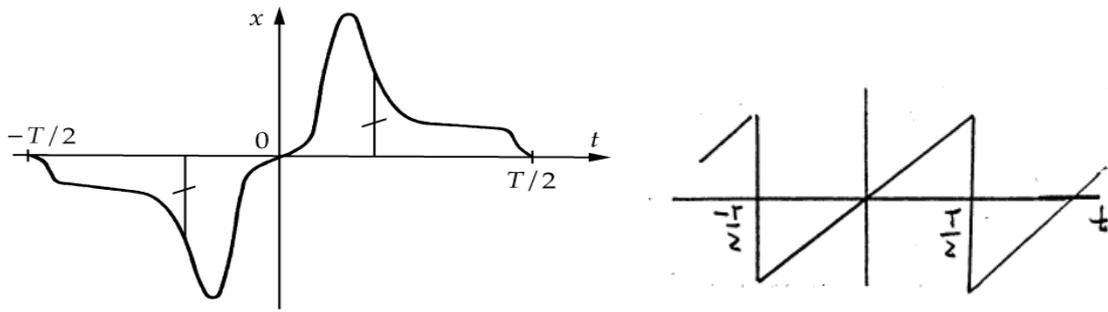
Tous les termes en sinus sont nuls,

On peut calculer les termes en cosinus sur une demi-période :

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} x(t) dt$$

$$a_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x(t) \cos(n\omega t) dt$$

-Signal périodique impair : $\forall t, x(t) = -x(-t)$



Alors :

Tous les termes en cosinus disparaissent,

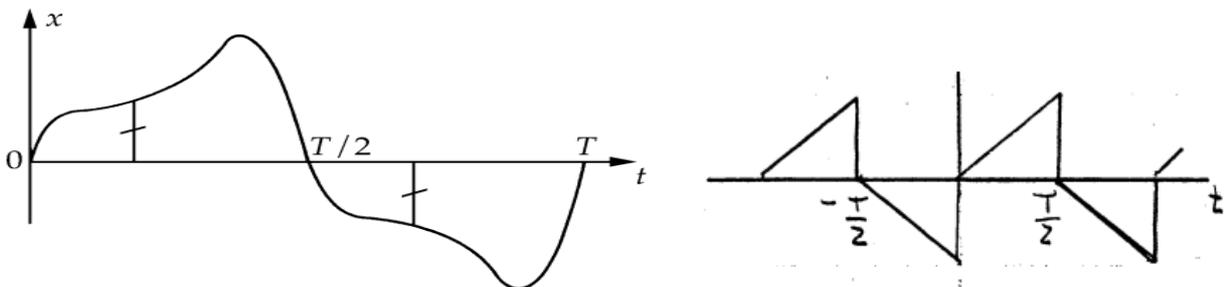
Le calcul des termes en sinus est simplifié :

$$a_0 = 0$$

$$b_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x(t) \sin(n\omega t) dt$$

-Symétrie de glissement : L'alternance négative est identique, au signe près, à l'alternance positive. Si on la fait glisser sous celle-ci, on obtient une symétrie par rapport à l'axe des temps :

$$\forall t, x\left(t + \frac{T}{2}\right) = -x(t)$$



Alors :

Le terme constant a_0 est nul,

Le développement en série ne contient pas d'harmonique de rang pair,

Le calcul des harmoniques impairs est simplifié :

$$a_{2k+1} = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x(t) \cos((2k+1)\omega t) dt$$

$$b_{2k+1} = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x(t) \sin((2k+1)\omega t) dt$$

I.2. Valeur efficace :

$$x_{eff}^2 = a_0 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{+\infty} (a_n^2 + b_n^2) = a_0 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{+\infty} A_n^2 = A_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{+\infty} A_{neff}^2$$

Avec : $A_0 = |a_0|$, $A_{neff} = \frac{A_n}{\sqrt{2}}$

I.3. Facteur de forme et d'ondulation :

Facteur de forme	Taux d'ondulation	relation
$F = \frac{x_{eff}}{\bar{x}} = \frac{\sqrt{A_0^2 + \sum_{n=1}^{+\infty} A_{neff}^2}}{A_0}$	$\beta = \frac{x_{Alteff}}{\bar{x}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{+\infty} A_{neff}^2}}{A_0}$	$F^2 = 1 + \beta^2$

I.4. Taux de distorsion harmonique : il sert à chiffrer la déformation d'un signal qui devrait être sinusoïdal.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{+\infty} A_{neff}^2}}{A_{1eff}} = \frac{\sqrt{A_{2eff}^2 + A_{3eff}^2 + \dots + A_{neff}^2 \dots}}{A_{1eff}}$$

Si le signal est sinusoïdal (THD=0)

I.5. Les puissances :

Soit : $u(t) = U_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} U_n \sqrt{2} \cos(n\omega t + \alpha_n)$; $U_0 = \overline{u(t)}$, $i_0 = \overline{i(t)}$

$$i(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{+\infty} I_n \sqrt{2} \cos(n\omega t + \beta_n); \quad U_n = U_{neff}, \quad I_n = I_{neff}$$

-puissance instantanée : $p(t) = u(t) \times i(t)$

-puissance active : $p = \overline{p(t)} = U_0 I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} U_n I_n \cos \varphi_n = \sum_{n=1}^{\infty} p_n$; $\varphi_n = \alpha_n - \beta_n$

-puissance apparente : $S = UI = \sqrt{(U_0^2 + \sum_{n=1}^{+\infty} U_n^2) \times (I_0^2 + \sum_{n=1}^{+\infty} I_n^2)}$

-facteur de puissance : $Fp = \frac{p}{S}$

***Cas particulier :** pour une tension sinusoïdale $u(t)$ et un courant $i(t)$ périodique alternatif ($I_0=0$).

$u(t) = U \sqrt{2} \cos(\omega t + \alpha)$; $U = U_{eff}$

$$i(t) = \sum_{n=1}^{+\infty} I_n \sqrt{2} \cos(n\omega t + \beta_n); \quad I_n = I_{neff}$$

-puissance active : $p = UI_1 \cos \varphi_1$; $\varphi_1 = \alpha - \beta_1$

-puissance réactive : $Q = UI_1 \sin \varphi_1$

-puissance apparente : $S = UI = U \sqrt{(\sum_{n=1}^{+\infty} I_n^2)}$

-puissance déformante : $D = \sqrt{S^2 - p^2 - Q^2} = U \sqrt{(\sum_{n=2}^{+\infty} I_n^2)}$

-facteur de puissance : $Fp = \frac{p}{S} = \frac{I_1 \cos \varphi_1}{I} = Fdis \times Fdep$

Fdis : facteur de distorsion ($Fdis=I_1/I$)

Fdep : facteur de déplacement ($Fdep=\cos \varphi_1$)

Le facteur de puissance d'une charge appelant un courant non sinusoïdal peut donc s'exprimer en fonction du taux de distorsion harmonique du courant :

$$Fp = \frac{\cos \varphi_1}{\sqrt{1 + THD^2}}$$

Il s'avère donc que plus le courant sera « pollué », plus le facteur de puissance sera dégradé.

Références

- [1] F. Bordry and D. Aguglia, "Definition of power converters", Proceedings, CAS - CERN Accelerator School: Power Converters: Baden, Geneva, Switzerland, 2015. DOI:10.5170/CERN-2015-003.15
- [2] Mohamad Saad, "Synthèse des convertisseurs statiques directs", Université du QUEBEC A TROIS-RIVIERES, Mémoire Maitre des sciences appliquées en électronique industrielle, Septembre 1992.
- [3] François COSTA, "Chapitre1. Principes de base de la conversion statique. Synthèse des convertisseurs statiques ".
- [4] Guy Séguier, Francis Labrique, Philippe Delarue, "Electronique de puissance, structures, commandes, applications", Cours et exercices corrigés, 10^e édition, Dunod, Paris, 2015.
- [5] Euzeli dos Santos, Edison R. da Silva, "Advanced Power Electronics converters: PWM converters processing AC voltages", IEEE Press Series on Power and Energy Systems, John Wiley & Sons, 2014.