

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET

FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES
DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



Support du Cours d'Electronique de Puissance Avancée

Présenté par : Dr LARIBI Souad
Maitre de Conférence classe A

Année universitaire :2024/2025

Ce document est un support de cours d'électronique de puissance avancée destiné essentiellement aux étudiants de Master du département génie électrique pour l'option électrotechnique.

Le document est structuré en six chapitres qui couvrent le programme officiel d'électronique de puissance avancée de la première année Master du département génie électrique pour l'option électrotechnique.

Le premier chapitre est réservé à l'étude des méthodes de modélisation et simulation des semi-conducteurs de puissance. Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des mécanismes de commutation dans les convertisseurs statiques. Le troisième s'intéresse aux Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle Le quatrième chapitre traite les méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation forcée. Le cinquième chapitre traite les onduleur multi-niveaux

Chapitre I: Méthodes de modélisation et simulation des semi-conducteurs de puissance

I. Introduction à l'électronique de puissance	1
I.1. Définition et objectifs.....	1
I.2. Importance dans l'industrie moderne	1
I.2.1. Impact sur l'efficacité énergétique	1
I.3. Évolution historique	2
I.4. Défis actuels et perspectives	2
I.5. Composants de base en électronique de puissance	2
I.5.1. Diodes de puissance	3
I.5.1.1. Diodes.....	3
I.5.2. Thyristors	4
I.5.3. Transistors de puissance.....	5
I.5.3.1. Transistors	5
I.5.3.2. BJT (Bipolar Junction Transistor).....	5
I.5.3.3. MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)	5
I.5.3.4. IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor).....	6
I.6. Les méthodes de simulation des convertisseurs statiques.....	8
I.6.1. Simulation Temps-Fréquence	9
I.6.2. Simulation Temps -Réel.....	9
I.6.3. Simulation par Équations Différentielles	9
I.6.4. Simulation par Éléments Finis (MEF)	10
I.6.5. Simulation par Circuits Equivalents.....	10
I.6.6. Simulation Monte-Carlo	10
I.6.7. Simulation par Réseaux de Neurones	10
I.6.8. Simulation Multi-Domaniale	11
I.7. Représentation d'état générale d'un convertisseur statique	11

Chapitre II : Mécanismes de commutation dans les convertisseurs statiques

II.1 Définition de la commutation dans les convertisseurs statiques.....	17
II.1.1. La commutation naturelle	17

Sommaire

II.2. Principe de commutation forcée	19
II.2.1. Classification des principales techniques de commutation forcée	20
La diode DRL est passante seule et conduit le courant de charge.....	25
II.3. Les pertes dans les interrupteurs statiques.....	27

Chapitre III :Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

III.1. Introduction	34
III.2. Éléments constitutifs et synthèse des convertisseurs statiques.....	34
III.2.1. Etude fonctionnelle d'interrupteurs.....	35
III.2.1.1. Régime statique	35
III.2.1.2. Régime dynamique.....	37
III.3. Classification des interrupteurs	39
III.3.1. Interrupteurs à deux segments.....	40
III.3.2. Interrupteurs à trois segments.....	40
III.3.2.1 Interrupteurs à trois segments réversibles en tension	40
III.3.2.2 Interrupteurs à trois segments réversibles en courant.....	42
III.3.3. Interrupteurs à quatre segments.....	42
III.4. Caractérisation des générateurs et des récepteurs	44
III.4.1. Sources de tension et de courant	44
III.4.2. Réversibilités des sources.....	45
III.4.3. Règles d'interconnexion des sources	45
III.4.4. Changement de la nature d'une source.....	46
III.4.4.1 Changement d'une source de tension en une source de courant.....	46
III.4.4.2 Changement d'une source de courant en une source de tension	46
III.5. Structure des convertisseurs	46
III.5.1. Convertisseur direct.....	47
III.5.1.1. Convertisseur direct tension-courant.....	47
III.5.1.2. Convertisseur direct courant-tension.....	49
III.5.2. Convertisseur indirect.....	49
III.5.2.1. Modification de la nature de la source d'entrée ou de sortie	50

Sommaire

III.5.2.2. Utilisation de deux convertisseurs directs	51
III.5.3. Cellule élémentaire de commutation	56
III.5.4. Loi fondamentale de la commutation : commutation naturelle	58

Chapitre IV: Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation forcée

IV.1 Onduleur de tension triphasée	65
IV.1.1. Modulation de largeur d'impulsion (MLI)	69
IV.1.2. MLI Sinusoïdale (SPWM)	70
IV.2 Alimentations à Découpage	74
IV.2.1. Topologies Courantes	74
IV.2.1.1. Hacheur dévolteur (Buck)	74
IV.2.1.2. Hacheur survolteur (Boost)	76
IV.2.1.3. Hacheur Buck-Boost :	78

Chapitre V: Onduleur multi-niveau

V.1. Introduction aux onduleurs multiniveaux	80
V.1.1. Avantages des onduleurs multiniveaux	80
V.1.2. Principe de fonctionnement de base	81
V.2. Topologies des onduleurs multiniveaux	81
V.2.1. Onduleur en cascade à pont H	82
V.2.2. Onduleur à diodes clampées (Neutral Point Clamped NPC)	83
V.2.3. Onduleur à capacités flottantes	84
V.2.4. Onduleur modulaire multiniveau (Modular Multilevel Converter MMC)	85
V.3. Modélisation de l'onduleur triphasé multiniveaux à structure N.P.C	86
V.3.1. Onduleur NPC à trois niveaux	86
V.3.2. Onduleur NPC à cinq niveaux	91
V.4. Stratégie de commande de l'onduleur triphasé a trois niveaux	94
V.4.1. Comparaison et choix de la stratégie de modulation	94
V.4.1.1. Modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinusoïdale	94

Chapitre VI: Qualité d'énergie des convertisseurs statiques

VI.1. Introduction à la qualité d'énergie dans les systèmes électriques....	97
VI.1.1. Importance dans les réseaux électriques modernes	97
VI.1.2. Principaux paramètres de la qualité d'énergie	97
VI.1.3. Normes et réglementations.....	98
VI.1.4. Impacts de la mauvaise qualité d'énergie	98
VI.1.5. Rôle des convertisseurs statiques	98
VI.2. Perturbation harmonique en courant et en tension	99
VI.2.1. Identification des sources harmoniques	102
VI.2.2. Conséquences des harmoniques	103
VI.2.2.1. Effets instantanés	103
VI.2.2.2. Effets à terme	104
VI.2.3. Grandeurs harmoniques.....	105
VI.2.3.1. L'amplitude	106
VI.2.3.2. Rang d'harmoniques	106
VI.2.3.3. Spectre de fréquences.....	107
VI.3 Caractérisation des perturbations harmoniques.....	108
VI.3 1. Taux d'harmonique	108
VI.3 1. 1. Taux individuel d'harmonique	108
VI.3 1.2. Taux global de distorsion, THD (Total Harmonic Distorsion).....	108
VI.3 1.3. Facteur de puissance et Facteur de déphasage	108
VI.3.1. Solutions de dépollutions harmoniques des réseaux électriques	109
VI.3.1.1. Solutions traductionnelles	109
VI.3.1.2. Solutions modernes	111
Références bibliographiques.....	97

Chapitre I
Méthodes de modélisation et
simulation des semi-conducteurs de
puissance

I. Introduction à l'électronique de puissance

I.1. Définition et objectifs

L'électronique de puissance est une branche de l'électronique qui traite de la conversion et du contrôle de l'énergie électrique à des niveaux de puissance élevés. Elle se situe à l'intersection de l'électronique, de l'électrotechnique et des systèmes de contrôle.

- **Objectifs principaux**
 - ✓ Convertir efficacement l'énergie électrique d'une forme à une autre
 - ✓ Contrôler précisément le flux d'énergie électrique ;
 - ✓ Optimiser l'utilisation de l'énergie électrique dans les systèmes.

I.2. Importance dans l'industrie moderne

L'électronique de puissance joue un rôle crucial dans de nombreux secteurs industriels et applications quotidiennes, notamment :

- ✓ Production et distribution d'énergie ;
- ✓ Transport (véhicules électriques, trains, avions) ;
- ✓ Industrie manufacturière (contrôle de moteurs, automation) ;
- ✓ Énergies renouvelables (éolien, solaire, hydroélectrique) ;
- ✓ Appareils électroménagers et électronique grand public.

I.2.1. Impact sur l'efficacité énergétique

- ✓ Réduction des pertes lors de la conversion d'énergie ;
- ✓ Amélioration du facteur de puissance ;

Chapitre 1 : Méthodes de modélisation et simulation des semi-conducteurs de puissance

- ✓ Optimisation de la consommation d'énergie dans les systèmes complexes.

I.3 Évolution historique

- ✓ **Années 1950** : Introduction des premiers thyristors.
- ✓ **Années 1970** : Développement des transistors de puissance..
- ✓ **Années 1980-1990** : Avènement des MOSFET et IGBT
- ✓ **Années 2000 à aujourd'hui** : Intégration de l'électronique numérique, nouveaux matériaux (SiC, GaN)

I.4. Défis actuels et perspectives

- ✓ Augmentation de la densité de puissance ;
- ✓ Amélioration de l'efficacité énergétique ;
- ✓ Intégration des énergies renouvelables au réseau électrique ;
- ✓ Développement de réseaux intelligents (smart grids) ;
- ✓ Miniaturisation et intégration des systèmes de puissance.

I.5. Composants de base en électronique de puissance

En électronique de puissance, les composants de base sont des éléments essentiels qui permettent de contrôler, convertir, distribuer et utiliser l'énergie électrique de manière efficace et sûre. Voici quelques-uns des composants de base les plus couramment utilisés :

I.5.1. Diodes de puissance

1.5.1.1. Diodes

Les diodes sont des dispositifs semi-conducteurs qui permettent le passage du courant électrique dans une seule direction. Elles sont utilisées pour le redressement (conversion du courant alternatif en courant continu), la protection contre les surtensions, etc.

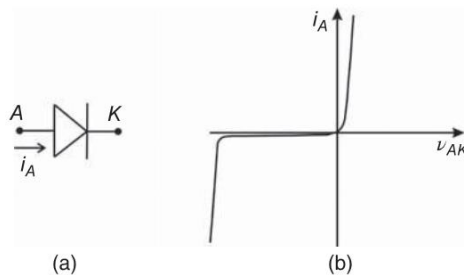


Fig.I.01 : Diode : (a) son symbole et (b) sa caractéristique $i_K(v_{AK})$

a) Principe de fonctionnement

- Jonction PN ;
- Caractéristique courant-tension

b) Types de diodes de puissance

- Diodes de redressement ;
- Diodes Schottky ;
- Diodes à récupération rapide.

c) Paramètres clés

- Tension inverse maximale ;
- Courant direct maximal ;
- Temps de recouvrement inverse.

Chapitre 1 : Méthodes de modélisation et simulation des semi-conducteurs de puissance

I.5.2. Thyristors

Les thyristors, comme les SCR (Silicon-Controlled Rectifiers) et les TRIACs, sont des dispositifs semi-conducteurs utilisés pour contrôler le courant dans les applications de commutation de puissance. Ils sont souvent utilisés dans les régulateurs de vitesse de moteur, les systèmes de contrôle de puissance, etc.

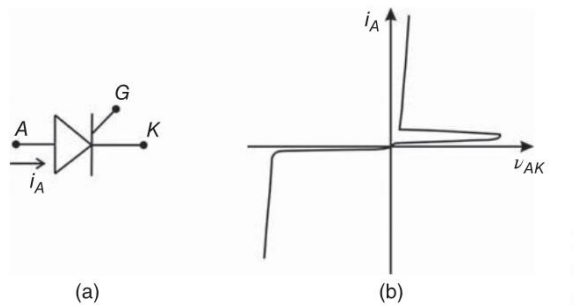


Fig.I.02 : Thyristor : (a) son symbole et (b) sa caractéristique $i_K(v_{AK})$

a) Structure et principe de fonctionnement

- Structure PNPN ;
- Amorçage et blocage.

b) Types de thyristors

- SCR (Silicon Controlled Rectifier) ;
- GTO (Gate Turn-Off Thyristor);
- MCT (MOS Controlled Thyristor).

c) Caractéristiques et applications

- Contrôle de phase ;
- Redressement contrôlé.

I.5.3. Transistors de puissance

I.5.3.1. Transistors

Les transistors sont des dispositifs à trois terminaisons qui peuvent être utilisés comme amplificateurs ou comme interrupteurs électroniques. Ils sont essentiels pour contrôler le courant et la tension dans de nombreux circuits de puissance.

I.5.3.2. BJT (Bipolar Junction Transistor)

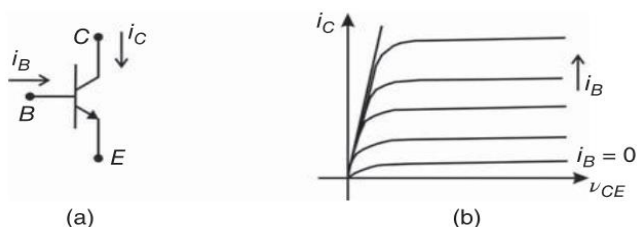


Fig.I.03 : BJT : (a) son symbole et (b) sa caractéristique $i_C(v_{CE})$

I.5.3.3. MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor)

Les MOSFET sont largement utilisés dans les applications de commutation à haute fréquence en raison de leur temps de commutation rapide et de leur faible résistance lors de la conduction.

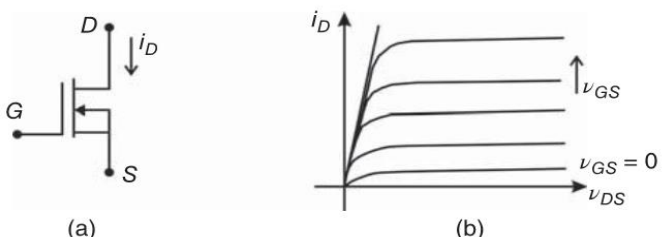


Fig.I.04 : MOSFET : (a) son symbole et (b) sa caractéristique $i_D(v_{DS})$

Chapitre 1 : Méthodes de modélisation et simulation des semi-conducteurs de puissance

I.5.3.4. IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

Les IGBT combinent les caractéristiques des transistors MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) et des transistors bipolaires pour offrir une commutation rapide et une faible perte de conduction, ce qui les rend idéaux pour les applications de commutation de puissance à moyenne et haute tension.

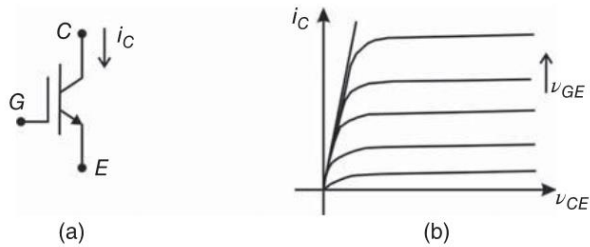


Fig.01.05 : IGBT :(a) son symbole et (b) sa caractéristique $i_D(v_{DS})$

Chapitre 1 : Méthodes de modélisation et simulation des semi-conducteurs de puissance

Voici un tableau comparatif des critères de sélection des composants de puissance :

Tableau I.01. : Tableau comparatif des critères de choix des composants de puissance

Composants Critères	Diode	Thyristor	MOSFET	IGBT
Gamme de tension	50V - 6kV	200V - 6kV	30V - 1.2kV	300V - 6.5kV
Gamme de courant	1A - 5kA	1A - 5kA	1A - 500A	10A - 3kA
Fréquence de commutation	< 10 kHz	< 1 kHz	< 1 MHz	< 100 kHz
Pertes en conduction	Faibles	Élevées	Élevées (basse tension) Moyennes (haute tension)	Moyennes
Pertes en commutation	Moyennes	Élevées	Faibles	Moyennes
Commande	Aucune	Courant de gâchette	Tension de grille	Tension de grille
Complexité du circuit de commande	Simple	Moyenne	Simple	Moyenne
Robustesse	Élevée	Très élevée	Moyenne	Élevée
Coût relatif	Faible	Moyen	Moyen (basse tension) Élevé (haute tension)	Élevé
Applications typiques	Redressement Protection	Contrôle de phase Redressement contrôlé	Alimentation à découpage Onduleurs basse puissance	Onduleurs Commande de moteurs

I.6. Les méthodes de simulation des convertisseurs statiques

Un convertisseur statique est un dispositif d'électronique de puissance qui transforme les caractéristiques de l'énergie électrique (tension, courant, fréquence) d'une forme à une autre sans utiliser de pièces mobiles, en s'appuyant sur la commutation rapide de composants semi-conducteurs.

Suivant le type de système à commander et suivant la nature de la source de puissance, on distingue plusieurs familles de convertisseurs statiques (fig. I.06) :

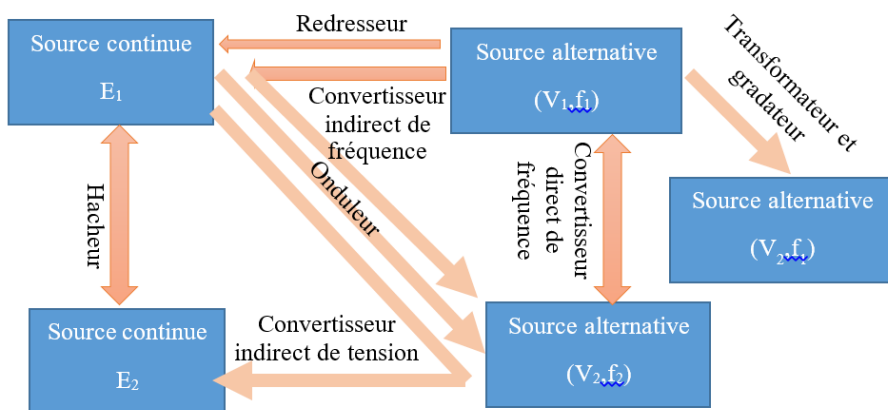


Fig. I.06. : Les différents types de conversion possible et le nom usuel des convertisseurs suivant leur fonction.

Les convertisseurs statiques, qui comprennent les onduleurs, les redresseurs, les onduleurs-redresseurs et les convertisseurs de fréquence, sont des composants essentiels dans de nombreuses applications électriques, allant de l'électronique de puissance aux systèmes de distribution d'énergie. La simulation de ces convertisseurs est cruciale pour leur conception, leur analyse et leur optimisation.

Chapitre 1 : Méthodes de modélisation et simulation des semi-conducteurs de puissance

Voici quelques méthodes couramment utilisées pour simuler les convertisseurs statiques :

I.6.1. Simulation Temps-Fréquence

- **Modèle dans le domaine fréquentiel** : Utilise-la transformée de Fourier pour analyser le comportement des convertisseurs en termes de spectres de fréquence.
- **Analyse harmonique** : Étude des harmoniques produites par les convertisseurs, ce qui est crucial pour la qualité de l'énergie.

I.6.2. Simulation Temps -Réal

- **Modélisation comportementale** : Simulation détaillée des convertisseurs en temps réel, prenant en compte les non-linéarités et les commutations rapides.
- **Simulateurs temps-réel** : Utilisation de plates-formes de simulation comme OPAL-RT ou RT-LAB pour tester les systèmes de contrôle des convertisseurs en conditions quasi-réelles.

I.6.3. Simulation par Équations Différentielles

- **Résolution d'équations différentielles** : Utilisation de logiciels comme MATLAB/Simulink ou Scilab pour résoudre les équations.

Chapitre 1 : Méthodes de modélisation et simulation des semi-conducteurs de puissance

- **Modélisation par état-espace** : Représentation du système sous forme de variables d'état, permettant une analyse plus approfondie des dynamiques du système.

I.6.4. Simulation par Éléments Finis (MEF)

- **Analyse par éléments finis** : Utilisation de logiciels comme ANSYS ou COMSOL pour simuler les champs électromagnétiques et leurs interactions avec les composants des convertisseurs.

I.6.5. Simulation par Circuits Equivalents

- **Modèles de circuit équivalent** : Représentation des convertisseurs sous forme de circuits équivalents utilisant des logiciels comme SPICE ou LTspice, permettant d'analyser le comportement électrique.

I.6.6. Simulation Monte-Carlo

- **Analyse de sensibilité** : Utilisation de simulations Monte-Carlo pour évaluer la robustesse du convertisseur face à des variations de composants ou des conditions de fonctionnement aléatoires.

I.6.7. Simulation par Réseaux de Neurones

- **Modèles de réseaux de neurones** : Utilisation de réseaux de neurones artificiels pour apprendre et prédire le comportement

des convertisseurs, particulièrement utile pour des systèmes complexes ou non linéaires.

I.6.8. Simulation Multi-Domaniale

- **Couplage de simulations** : Intégration de simulations électriques, thermiques, mécaniques et autres pour obtenir une vue complète du fonctionnement du convertisseur dans son environnement.

Chacune de ces méthodes a ses propres avantages et limitations, et le choix de la méthode dépend des spécifications du projet, des ressources disponibles et des objectifs de la simulation. Les simulations aident les ingénieurs à comprendre, optimiser et valider le comportement des convertisseurs statiques avant leur mise en œuvre physique, réduisant ainsi les coûts et les risques associés au développement de nouveaux systèmes.

I.7.Représentation d'état générale d'un convertisseur statique

Une représentation d'état générale d'un convertisseur statique est fondamentale pour l'analyse et le contrôle des convertisseurs de puissance.

- a) **Principe général** : La représentation d'état permet de décrire le comportement dynamique du convertisseur en utilisant des équations différentielles du premier ordre :

$$\begin{aligned}\frac{dx(t)}{dt} &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t)\end{aligned}$$

Chapitre 1 : Méthodes de modélisation et simulation des semi-conducteurs de puissance

- b) **Variables d'état** ($x(t)$): Généralement, ce sont les courants dans les inductances et les tensions aux bornes des condensateurs.

Ces variables représentent l'énergie stockée dans le système.

- c) **Entrées (u) et sorties** ($y(t)$)

- Les entrées peuvent être les tensions ou courants sources, ainsi que les signaux de commande.
- Les sorties sont les grandeurs que l'on souhaite mesurer ou contrôler.

- d) **Matrices A, B, C, D**

- A : décrit comment les variables d'état évoluent en fonction de leur état actuel.
- B : décrit comment les entrées affectent les variables d'état
- C : décrit comment les variables d'état sont liées aux sorties.
- D : décrit l'effet direct des entrées sur les sorties (souvent nulle pour les convertisseurs).

- e) **Modèle à deux états** : La plupart des convertisseurs ont deux états de commutation (ON/OFF). On peut donc avoir deux ensembles d'équations d'état.

- f) **Modèle moyen**

- Utile pour l'analyse en régime permanent et la conception de contrôleurs.
- Représente le comportement moyen sur un cycle de commutation.

Chapitre 1 : Méthodes de modélisation et simulation des semi-conducteurs de puissance

g) Linéarisation

- Nécessaire pour appliquer les techniques de contrôle linéaire.
- Valable pour de petites variations.

h) Analyse de stabilité

- Les valeurs propres de A déterminent la stabilité du système.
- Si toutes les parties réelles sont négatives, le système est stable.

i) Commandabilité et observabilité

- Importantes pour la conception de contrôleurs et d'observateurs.

- **Exemple d'application** : Modélisation de hacheur boost:

La figure (I.07) représente le schéma de principe d'un convertisseur Boost.

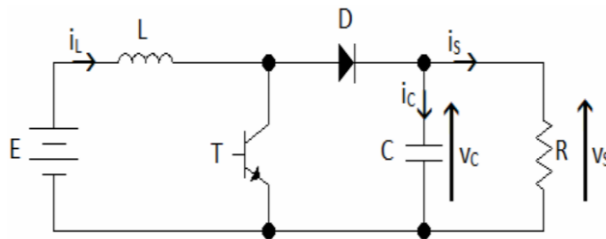


Fig. I.07. : Schéma d'un hacheur Boost

Les grandeurs d'état sont : le courant dans l'inductance i_L et V_s la tension aux bornes de condensateur, d'où le vecteur d'état est donné

$$\text{par: } x(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ V_s(t) \end{bmatrix}$$

- **Modèle à deux états**

Nous pouvons décomposer cette analyse en deux parties distinctes :

Chapitre 1 : Méthodes de modélisation et simulation des semi-conducteurs de puissance

Etat 01 : pour $F(t)=1$, l'interrupteur T est fermé et D est ouverte (fig.I.09) :

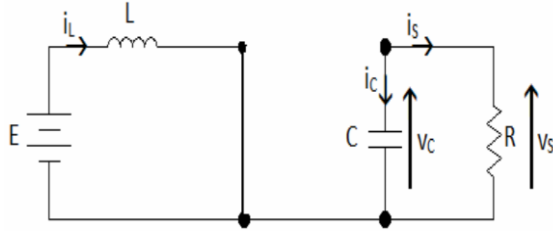


Fig. I.09 : Schéma de l'hacheur Boost quand l'interrupteur T est fermé et D ouverte.

$F(t)$ est une variable logique discrète qui représente l'état de l'interrupteur T.

Par l'application de la loi de Kirchhoff et les lois du courant on obtient les équations liées aux variables d'états suivants :

$$E(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

$$i_C(t) + i_s(t) = 0 \Rightarrow C \frac{dV_s(t)}{dt} + \frac{V_s(t)}{R} = 0$$

En combinant les deux relations précédentes, on obtient

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{E(t)}{L}$$

$$\frac{dV_s(t)}{dt} = -\frac{V_s(t)}{CR} \tag{I.01}$$

On peut réécrire ce système d'équations sous la forme matricielle suivante :

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E(t) = A_1 x(t) + B_1 E(t) \tag{I.02}$$

Etat 02 : pour $F(t)=0$, l'interrupteur T est ouvert et D est fermée (fig.I.10) :

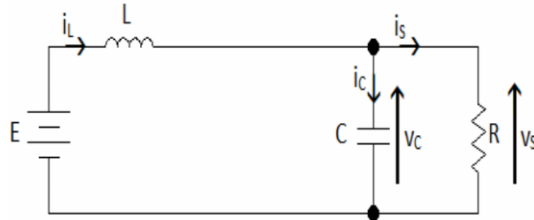


Fig. I.10 : Schéma de l'hacheur Boost quand l'interrupteur T est ouvert et D fermée.

En appliquant la loi de Kirchhoff et les lois du courant, on obtient les équations suivantes liées aux variables d'état :

$$E(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} + V_s(t)$$

$$i_C(t) + i_s(t) = i_L(t) \Rightarrow C \frac{dV_s(t)}{dt} + \frac{V_s(t)}{R} = i_L(t)$$

En combinant les deux relations, on obtient

$$\begin{aligned} \frac{di_L(t)}{dt} &= \frac{E(t)}{L} - \frac{V_s(t)}{L} \\ \frac{dV_s(t)}{dt} &= \frac{i_L(t)}{C} - \frac{V_s(t)}{CR} \end{aligned} \tag{I.03}$$

Il est possible de reformuler ce système d'équations sous une forme matricielle :

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E(t) = A_2 x(t) + B_2 E(t) \quad (\text{I.04})$$

• **Obtention du modèle d'état instantané**

En associant les deux équations différentielles (I.02) et (I.04) au moyen de la variable logique discrète $F(t)$, on arrive à l'équation suivante :

$$\dot{x}(t) = FA_1 x(t) + FB_1 E(t) + (1-F)A_2 x(t) + (1-F)B_2 E(t) \quad (\text{I.05})$$

Cela conduit au modèle d'état ci-dessous de la structure de l'hacheur Boost :

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{(1-F)}{L} \\ \frac{(1-F)}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} E(t) \quad (\text{I.06})$$

Chapitre II

Mécanismes de commutation dans les convertisseurs statiques

II.1 Définition de la commutation dans les convertisseurs statiques

La commutation, dans le contexte des convertisseurs statiques, désigne le processus de transition rapide d'un état de conduction à un état de blocage (ou vice versa) des composants semi-conducteurs de puissance. Ces composants, tels que les diodes, les thyristors, les transistors IGBT ou MOSFET, agissent comme des interrupteurs électroniques dans les circuits de conversion d'énergie.

Le phénomène de commutation est fondamental dans le fonctionnement des convertisseurs statiques, car il permet de contrôler le flux d'énergie électrique entre la source et la charge, en modifiant la topologie du circuit à des instants précis.

Dans les sections suivantes, nous explorerons en détail les deux principaux types de commutation : la commutation naturelle et la commutation forcée.

II.1.1. La commutation naturelle

La commutation naturelle, également appelée commutation de ligne ou commutation par le réseau, est un mécanisme de commutation où le passage de l'état conducteur à l'état bloqué d'un composant semi-conducteur se produit naturellement, sans intervention externe, grâce aux conditions électriques du circuit.

a. Caractéristiques principales de la commutation naturelle

- ✓ **Passage par zéro du courant** : La commutation a lieu lorsque le courant traversant le composant passe naturellement par zéro,

Chapitre II : Mécanismes de commutation dans les convertisseurs statiques

généralement dû à l'inversion de polarité de la tension alternative.

- ✓ **Propriétés des composants** : Les composants utilisés, tels que les diodes ou les thyristors, doivent pouvoir se bloquer automatiquement lorsque le courant devient négatif.
- ✓ **Tension inverse** : Une tension inverse suffisante doit être appliquée au composant pour maintenir son état bloqué après le passage du courant par zéro.

b. Conditions nécessaires pour la commutation naturelle

- ✓ Source d'alimentation alternative
- ✓ Composants adaptés (diodes, thyristors)
- ✓ Circuit permettant l'inversion naturelle du courant

c. Avantages et inconvénients de la commutation naturelle

Le tableau II.01 permet de mettre en vis-à-vis les principaux avantages et inconvénients de la commutation naturelle de manière concise et structurée.

Tableau II.01 : Avantages et inconvénients de la commutation naturelle

Avantages	Inconvénients
<ul style="list-style-type: none">- Simplicité de mise en œuvre- Pas besoin de circuits de commande complexes- Faibles pertes de commutation- Robustesse et fiabilité	<ul style="list-style-type: none">- Limitée aux applications en courant alternatif- Fréquence de commutation fixée par la fréquence du réseau- Contrôle limité sur les instants de commutation- Génération d'harmoniques de rang faible

- d) **Exemples d'applications** : Redresseurs, gradateurs et cycloconvertisseurs.

II.2. Principe de commutation forcée

La commutation forcée est un mécanisme de commutation où le passage de l'état conducteur à l'état bloqué (ou vice versa) d'un composant semi-conducteur est provoqué par une action externe, généralement un signal de commande. Contrairement à la commutation naturelle, elle ne dépend pas des conditions naturelles du circuit.

a. Caractéristiques principales de la commutation forcée

- ✓ Contrôlée par des signaux externes.
- ✓ Peut se produire à tout moment, indépendamment du courant ou de la tension du circuit.
- ✓ Utilisée dans les circuits DC et AC.
- ✓ Permet des fréquences de commutation élevées.

b. Conditions nécessaires pour la commutation forcée

Le fonctionnement de la commutation forcée repose sur les principes suivants :

- ✓ **Signal de commande** : Un signal électrique externe est appliqué à la gâchette ou à la grille du composant pour déclencher la commutation.
- ✓ **Composants contrôlables** : Utilisation de composants pouvant être mis en conduction ou bloqués par un signal de commande (MOSFET, IGBT, GTO, etc.).

Chapitre II : Mécanismes de commutation dans les convertisseurs statiques

- ✓ **Circuits auxiliaires** : Des circuits d'aide à la commutation (snubbers) sont souvent utilisés pour contrôler les transitoires et réduire les pertes.

c. Avantages et inconvénients de la commutation naturelle

Le tableau II.02 présente de manière concise et structurée les principaux avantages et inconvénients de la commutation forcée, permettant ainsi une comparaison et une compréhension claires de cette technique.

Tableau II.02 : Avantages et inconvénients de la commutation forcée

Avantages	Inconvénients
- Contrôle précis des instants de commutation	- Complexité accrue des circuits de commande
- Fréquences de commutation élevées possibles	- Pertes de commutation plus élevées, surtout à haute fréquence
- Adaptée aux applications DC et AC	- Coût plus élevé des composants et du système de contrôle
- Permet la réduction de la taille des composants passifs	- Génération potentielle d'interférences électromagnétiques.
- Améliore la qualité de l'énergie (réduction des harmoniques)	

- d. **Exemples d'applications** : Hacheurs et onduleurs à thyristors.

II.2.1. Classification des principales techniques de commutation forcée

Il existe une classification de la commutation forcée donnée comme suit :

Chapitre II : Mécanismes de commutation dans les convertisseurs statiques

- ✓ Classe A ou commutation de charge.
- ✓ Classe B ou commutation d'impulsions résonnantes.
- ✓ Classe C ou commutation complémentaire.
- ✓ Classe D ou commutation par impulsion (commutation par tension).
- ✓ Classe E ou commutation d'impulsion externe.

La présente section se concentrera sur l'étude de la commutation forcée des thyristors par impulsion (commutation par tension (classe D)).

La figure ci-dessous montre la représentation du circuit de commutation de classe D du thyristor :

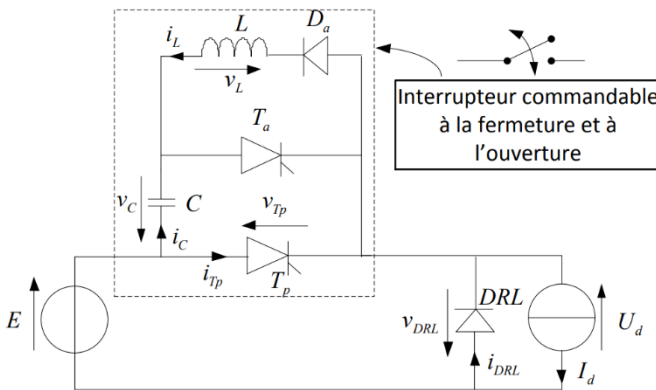


Figure II.01 : Hacheur à commutation de tension

La figure ci-dessus illustre un schéma où le thyristor principal T_P et la charge composent le circuit de puissance, tandis que le thyristor auxiliaire T_a , la diode et l'inductance constituent le circuit de commutation.

Les hypothèses nécessaires pour analyser le fonctionnement de ce type de commutation, sont les suivantes :

- Le courant de charge doit être constant.

Chapitre II : Mécanismes de commutation dans les convertisseurs statiques

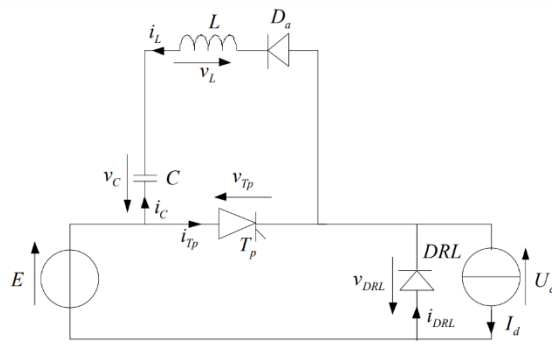
- Le condensateur est chargé jusqu'à la valeur maximale de l'entrée d'alimentation.

À l'initialisation, lorsque la tension est appliquée au circuit mais sans impulsion de déclenchement des deux thyristors : les deux thyristors sont à l'état bloqué et la diode est polarisée en inverse. Dans cette configuration, aucun courant ne circule et la tension aux bornes du condensateur est nulle ($V_c = 0$).

❖ Analyse du fonctionnement

Séquence 01 : $t_0 \leq t \leq t_1$

Le thyristor T_p est déclenché à $t_0 = 0$, T_a reste bloqué (absence du signal de commande), le courant de charge i_L circule à travers T_p et la charge. En même temps, le condensateur se décharge via T_p , D_a et L . Cette tension inverse sur le condensateur est maintenue constante par la diode D_a .



D'où on peut écrire :

$$T_p = 1 \Rightarrow V_{T_p} = 0 \quad D_a = 1 \Rightarrow V_{D_a} = 0$$

$$T_a = 0 \Rightarrow i_{T_a} = 0 \quad DRL = 0 \Rightarrow i_{DRL} = 0$$

$$\text{On a } E - V_{T_p} - U_d = 0 \Rightarrow U_d = E$$

$$i = 0$$

Chapitre II : Mécanismes de commutation dans les convertisseurs statiques

En outre on'a $V_C - V_{T_p} - V_L = 0 \Rightarrow V_C = V_L$ (d'après le circuit on $i_l = i_c$)
 $\ddot{=}0$

$$\left(V_C = \frac{1}{C} \int i_c . dt \Rightarrow i_c = C \frac{dV_c}{dt} \right) \text{ et } \left(V_L = L \frac{di_l}{dt} = -L \frac{di_c}{dt} \right)$$

$$\Rightarrow V_C = V_L = -L \frac{di_c}{dt} = -LC \frac{dV_c}{dt} \Rightarrow \frac{dV_c}{dt} + \frac{1}{LC} V_C = 0$$

(II.01)

Pour résoudre cette équation différentielle, on applique la transformée de LAPLACE, avec les conditions initiales suivantes :

$$V_C(t=0) = V_0 \text{ et } \frac{dV_C(t=0)}{dt} = 0$$

L'équation différentielle décrivant la tension aux bornes du condensateur admet une solution qui peut être exprimée sous la forme suivante :

$$V_C(t) = E \cos \omega t \text{ avec } \omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{(II.02)}$$

Par conséquent, les expressions du courant du condensateur et du courant traversant la bobine peuvent être formulées comme suit :

$$i_c = C \frac{dV_c}{dt} = -\sqrt{\frac{C}{L}} V_0 \sin \omega t \text{ on pose } I_0 = \sqrt{\frac{C}{L}} V_0 \quad \text{(II.03)}$$

$$i_c = -I_0 \sin \omega t \Rightarrow i_L = -i_c = I_0 \sin \omega t$$

Le couran traverssant le thyristor principal T_p , peut s'ecrire comme suit:

$$i_{T_p} = i_L + I_d = I_0 \sin \omega t + I_d$$

D'où les tensions aux bornes de la diode de roue libre et du thyristor auxiliaire vont être exprimées comme suit :

Chapitre II : Mécanismes de commutation dans les convertisseurs statiques

$$V_{DRL} = -U_d = -E \text{ et } V_{T_a} = -V_C = -E \cos \omega t$$

Séquence 2 : $t_1 \leq t \leq t_2$

T_p est passant, T_a est bloqué et D_a et DRL sont bloquées

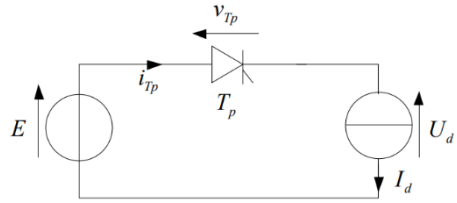
$$T_p = 1 \quad V_{TP} = 0 \quad T_a = 0 \quad i_{T_a} = 0 \quad DRL = 0 \quad i_{DRL} = 0$$

$$\text{On'a } E - V_{TP} - U_d = 0 \Rightarrow U_d = E$$

$$V_C = -E \text{ et } i_c = 0$$

$$I_d \text{ est constant } i_{TP} = I_0$$

$$i_L = 0 \quad , \quad i_D = 0 \quad V_{DRL} = -E$$



Séquence 3 : $t_2 \leq t \leq t_3$

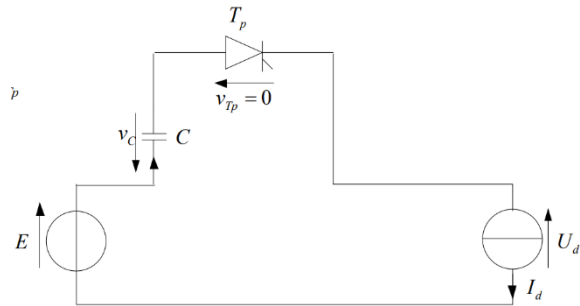
- La tension du condensateur change de polarité
- T_p se bloque immédiatement à cause de la tension inverse
- Le courant de charge passe maintenant par T_a
- Le condensateur se charge de $-E$ à $+E$ de façon linéaire
- La charge du condensateur est linéaire et non sinusoïdale

A $t=t_2$, T_a est amorcé, T_p est bloqué et D_a et DRL sont bloquées

Le courant de charge circule maintenant à travers le condensateur C et le thyristor T_a .

$$\text{on'a : } E - V_C - U_d = 0 \text{ et } V_C = -E \Rightarrow U_d = 2E$$

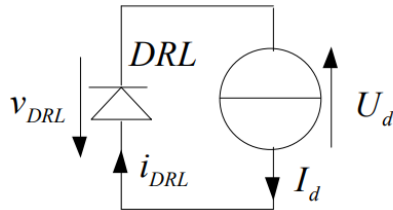
Le condensateur C commence à se décharger à travers la charge.



Séquence 4 : $t_3 \leq t \leq T$

La diode DRL est passante seule et conduit le courant de charge.

$$V_C = +E, U_d = 0 \text{ et } I_{DRL} = I_d$$



Les allures des différentes grandeurs sont illustrées sur la figure ci-dessous :

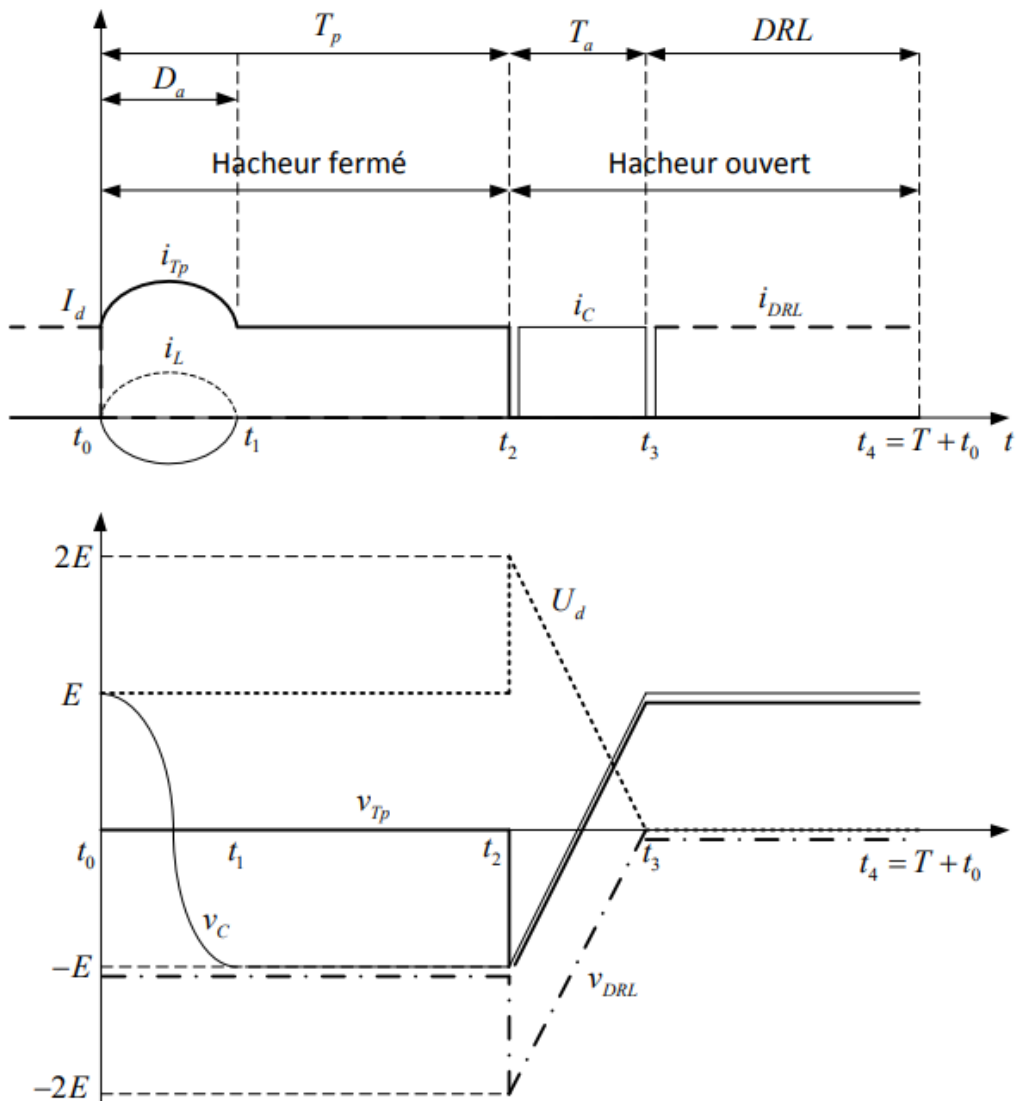


Fig. II.02 : Formes d'onde de courant et de tension pour un hacheur à commutation de tension

II.3. Les pertes dans les interrupteurs statiques

Les pertes dans les interrupteurs statiques sont les dissipations d'énergie qui réduisent l'efficacité des convertisseurs de puissance. On distingue trois types de pertes, chacune correspondant à un état de l'interrupteur :

- Les pertes par conduction, associées à l'état passant de l'interrupteur.
- Les pertes au blocage, liées à l'état bloqué de l'interrupteur.
- Les pertes en commutation, associées au passage de l'interrupteur de l'état passant à l'état bloqué et vice versa.

L'étude des pertes par commutation est essentielle pour améliorer l'efficacité énergétique, la gestion thermique, la performance et la fiabilité des systèmes électroniques de puissance. Ces pertes se produisent lors des transitions d'état des composants actifs comme les transistors et les diodes. En les minimisant, on peut réduire la consommation d'énergie, prolonger la durée de vie des composants et optimiser la conception des convertisseurs. De plus, cette compréhension est cruciale pour le développement de nouvelles technologies de semi-conducteurs, offrant des performances supérieures.

Exemple de calcul des pertes

Soit le montage de la figure II.03 :

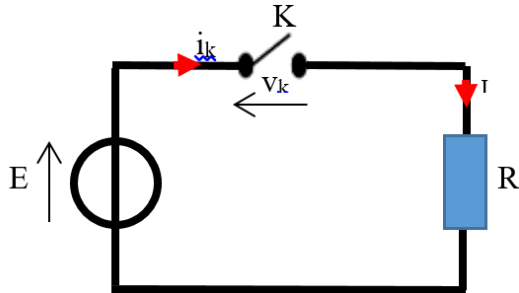


Fig. II.03. : Exemple de calcul des pertes

On veut calculer les pertes dans l'interrupteur K

Les caractéristiques dynamiques d'un tel interrupteur « réel » peuvent être schématisées comme l'indique la figure II.04. À l'état ouvert, le composant est soumis à la tension E. À l'état fermé, il est traversé par le courant I.

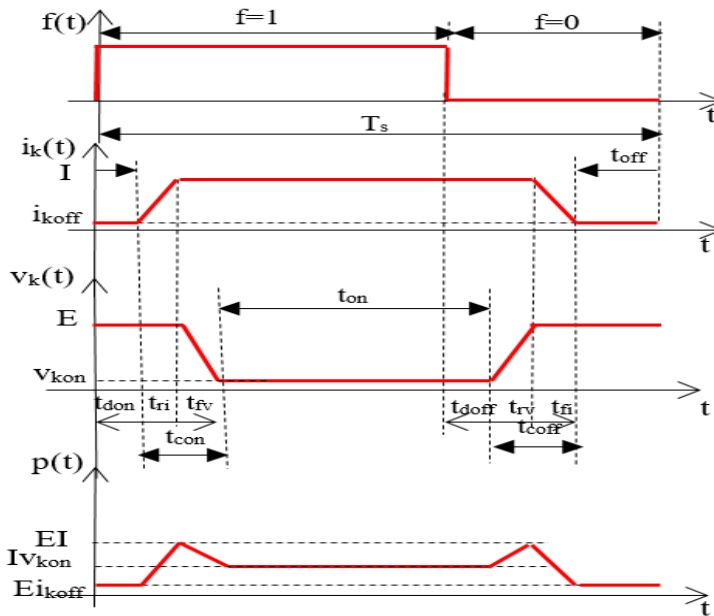


Fig. II.04 : Les formes idéalisées de tension et de courant

On désigne par :

- t_{don} : Temps de retard à la fermeture (turn-on delay time) ;
- t_{ri} : Temps de montée du courant (current rise time) ;
- t_{fi} : Temps de descente du courant (current fall time) ;
- t_{con} : Intervalle de temps de croissance de fermeture (turn-on crossover interval) ;
- t_{doff} : Temps de retard à l'ouverture (turn-off delay time) ;
- t_{rv} : Temps de montée de la tension (voltage rise time) ;
- t_{fv} : Temps de descente de la tension (voltage fall time) ;
- t_{coff} : Intervalle de temps de décroissance d'ouverture (turn-off crossover interval) ;
- I_{koff} : Courant de fuites à l'état bloqué (généralement négligeable) ;
- V_{kon} : Chute de tension à l'état passant.

a- Les pertes par conduction (Pertes statiques)

Les pertes de conduction représentent l'énergie dissipée dans un semi-conducteur lorsqu'il est à l'état passant. Ces pertes sont directement liées

Chapitre II : Mécanismes de commutation dans les convertisseurs statiques

à la résistance interne du composant et au courant qui le traverse pendant sa phase de conduction.

Quand l'interrupteur est fermé, la puissance instantanée dissipée est le produit de la chute de tension à ses bornes par le courant qui le traverse. Cette chute de tension dépend des caractéristiques du composant et peut varier selon le type de semi-conducteur utilisé (diode, MOSFET, IGBT, etc.).

L'énergie totale dissipée par conduction durant le temps de conduction t_{on} est calculée en intégrant cette puissance instantanée sur la durée de conduction. Elle s'exprime mathématiquement par :

$$W_{kon} = \int_{t_{don}+t_{con}}^{t_{don}+t_{con}+t_{on}} v_{kon} \cdot I \cdot dt = v_{kon} \cdot I \cdot t_{on}$$

La puissance moyenne dissipée dans le l'interrupteur durant sa phase de conduction est exprimée par :

$$P_{kon} = \frac{W_{kon}}{T_s} = \frac{v_{kon} \cdot I \cdot t_{on}}{T_s} = v_{kon} \cdot I \cdot t_{on} \cdot f_s$$

b- Pertes au blocage (pertes par fuites)

Les pertes à l'état bloqué sont les pertes dissipées à l'état bloqué dans le semi-conducteur. Pendant cette phase l'interrupteur est bloqué, le faible courant de fuite présenté par les composants de puissance à l'état ouvert permet de négliger les pertes lors de cette phase de fonctionnement. Ce qui en résulte :

$$W_{kon} = \int_{t_{don}+t_{con}+t_{on}+t_{coff}}^{t_{don}+t_{con}+t_{on}+t_{coff}+t_{off}} E.i_{koff}.dt = E.i_{koff}.t_{off} = 0$$

c- Pertes par Commutation (Pertes Dynamiques)

Les pertes par commutation correspondent à l'énergie dissipée lors des phases d'amorçage et de blocage d'un interrupteur.

c.1 Pertes à la Fermeture

Les pertes par commutation à la fermeture sont déterminées par le produit de la tension aux bornes de l'interrupteur statique et du courant qui le traverse pendant la phase d'amorçage. L'énergie dissipée est calculée comme suit :

$$W_{kon} = \int_{t_{don}}^{t_{don}+t_{ri}} E \left(\frac{(I - i_{koff})}{t_{ri}} (t - t_{don}) + i_{koff} \right) .dt$$

$$+ \int_{t_{don}+t_{ri}}^{t_{don}+t_{ri}+t_{fv}} I \left(E - \frac{(E - v_{kon})}{t_{fv}} (t - t_{don} - t_{ri}) \right) .dt$$

d'ou :

$$W_{kon} = \frac{1}{2} E (I - i_{koff}) t_{ri} + E i_{koff} t_{ri} + E I t_{fv} - \frac{1}{2} (E - v_{kon}) I t_{fv}$$

Si on admet que $i_{koff} \ll I$ et $v_{kon} \ll E$, l'équation précédente se simplifiée à :

$$W_{kon} = \frac{1}{2} E I t_{ri} + E I t_{fv} = \frac{1}{2} E I (t_{ri} + t_{fv}) = \frac{1}{2} E I t_{con}$$

c.2 Pertes à l'ouverture

Les pertes par commutation à l'ouverture se produisent lors de la transition de l'état passant à l'état bloqué de l'interrupteur. Pendant cette phase de blocage, il existe un bref instant où l'interrupteur supporte simultanément une tension croissante et un courant décroissant.

L'énergie dissipée lors de cette transition est déterminée par l'expression suivante :

$$W_{koff} = \int_{t_{don}+t_{con}+t_{on}}^{t_{don}+t_{con}+t_{on}+t_{rv}} \left(v_{kon} + \frac{(E - v_{kon})}{t_{rv}} (t - t_{don} - t_{con} - t_{on}) \right) dt$$

$$+ \int_{t_{don}+t_{con}+t_{on}+t_{rv}}^{t_{don}+t_{con}+t_{on}+t_{rv}+t_{fi}} E \left(I - \frac{(I - v_{koff})}{t_{fi}} (t - t_{don} - t_{con} - t_{on} - t_{rv}) \right) dt$$

d'ou :

$$W_{koff} = v_{kon} I t_{rv} + \frac{1}{2} (E - v_{kon}) t_{rv} + E I t_{fi} - \frac{1}{2} E (I - i_{koff}) t_{fi}$$

Si on admet que $i_{koff} \ll I$ et $v_{kon} \ll E$, on peut simplifier l'expression précédente :

$$W_{koff} = \frac{1}{2} E I t_{rv} + E I t_{fi} = \frac{1}{2} E I (t_{rv} + t_{fi}) = \frac{1}{2} E I t_{coff}$$

La puissance moyenne des pertes par commutation dissipée dans l'interrupteur pendant ses phases de transition est donnée par :

$$P_{kcom} = \frac{W_{kon} + W_{koff}}{T_s} = \frac{1}{2} \frac{E I t_{con} + E I t_{off}}{T_s} = \frac{1}{2} E I (t_{con} + t_{coff}) f_s$$

Cette expression montre que les pertes moyennes en commutation sont proportionnelles à la fréquence de découpage et aux temps de commutation.

d- Energie totale dissipée dans un interrupteur

Les pertes dans l'interrupteur résultent principalement de la combinaison des pertes par conduction et des pertes par commutation. L'énergie totale dissipée est calculée comme suit :

$$W_k = v_{kon} I t_{on} + \frac{1}{2} EI (t_{con} + t_{coff})$$

D'où la puissance moyenne totale dissipée dans l'interrupteur est donnée par :

$$P_k = \frac{W_k}{T_s} = \left(v_{kon} I t_{on} + \frac{1}{2} EI (t_{con} + t_{coff}) \right) f_s$$

Chapitre III

Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

III.1. Introduction

Avant de présenter les lois régissant les convertisseurs statiques, il est important de clarifier ce qu'est un convertisseur statique. Un convertisseur statique est un dispositif qui utilise des interrupteurs à semi-conducteurs pour permettre, grâce à un contrôle approprié, le transfert d'énergie entre une source d'alimentation et une charge. Dans certains cas, ce transfert peut être réversible. Dans ce contexte, les termes "source d'entrée" et "source de sortie" remplaceront ceux de "générateur" et "récepteur". En effet, lors d'un fonctionnement réversible, la source de sortie peut agir en tant que générateur tandis que la source d'entrée peut fonctionner comme un récepteur.

III.2. Éléments constitutifs et synthèse des convertisseurs statiques

La synthèse d'un convertisseur statique se présente comme suit : il s'agit de réaliser un type spécifique de conversion d'énergie entre une source d'entrée et une source de sortie, conformément aux exigences définies dans le cahier des charges. Pour ce faire, il est nécessaire de déterminer les éléments suivants :

- ✓ La structure du convertisseur, incluant le nombre et la disposition des interrupteurs, ainsi que la nécessité ou non d'un ou plusieurs éléments de stockage (tels que des inductances ou des condensateurs).
- ✓ Les caractéristiques statiques et dynamiques des interrupteurs.

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

À partir de ces informations, on pourra établir le schéma du convertisseur. Pour mener à bien cette tâche, il est crucial de posséder des connaissances fondamentales sur les interrupteurs statiques. Il est également indispensable de caractériser avec exactitude les sources d'entrée et de sortie. Cette compréhension permettra d'établir efficacement le schéma du convertisseur.

III.2.1. Etude fonctionnelle d'interrupteurs

Un interrupteur est susceptible de présenter deux états stables en régime statique :

- ✓ **L'état passant (ON)** : l'interrupteur est dit conducteur, ou fermé, ou amorcé.
- ✓ **L'état bloqué (OFF)** : l'interrupteur est dit non conducteur, ou ouvert, ou bloqué.

Le passage d'un état à l'autre, implique un fonctionnement transitoire en régime dynamique, qui dépend d'une part des conditions imposées par le circuit extérieur et d'autre part de la manière dont on peut éventuellement agir sur sa structure interne (par l'intermédiaire d'un circuit de commande) pour "forcer" son basculement.

III.2.1.1. Régime statique

En régime statique, l'interrupteur agit comme une résistance non linéaire, présentant une très faible valeur en état passant et une valeur très élevée en état bloqué. Considéré comme un dipôle avec des conventions de récepteur (fig. III.01), sa caractéristique statique ($i(v)$), qui représente tous les points de fonctionnement de l'interrupteur, comporte deux branches situées entièrement dans les deux quadrants où

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

($i \cdot v > 0$). L'une des branches est très proche de l'axe des (i) (état passant), tandis que l'autre est proche de l'axe des (v) (état bloqué), chacune pouvant être unidirectionnelle. Si on idéalise l'interrupteur, on peut confondre la caractéristique statique avec les demi-axes dont elle est voisine (fig. III.01)

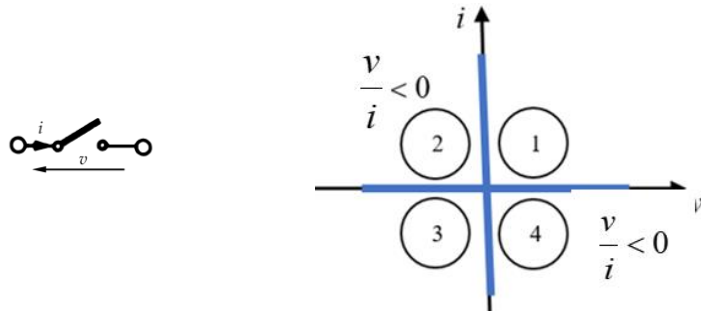


Fig. III.01. : Caractéristique statique d'un interrupteur

• **Exemples d'interrupteurs**

La diode : est un interrupteur à deux segments de signes opposés à amorçage et blocage spontanés.

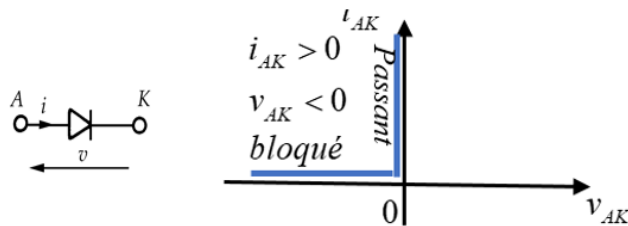


Fig. III.01. : Caractéristique statique d'une diode

Le transistor de puissance : est un interrupteur à deux segments à amorçage et blocage commandés.

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

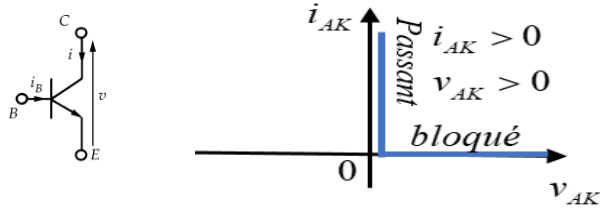


Fig. III.02. : Caractéristique statique d'un transistor de puissance

Le Thyristor : comporte trois bornes : l'anode A et la cathode K, entre lesquelles il joue le rôle d'interrupteur, et la gâchette G qui forme avec la cathode l'accès de commande. Le thyristor est un élément à trois segments à amorçage commandé et à blocage spontané

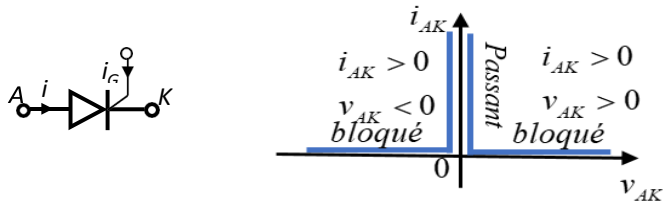


Fig. III.03. : Caractéristique statique d'un transistor de puissance

III.2.1.2. Régime dynamique

La caractéristique dynamique d'un interrupteur statique illustre son comportement transitoire entre les états de conduction et de blocage. À l'opposé de la caractéristique statique, qui dépeint la relation entre la tension appliquée à l'interrupteur et le courant qui le traverse en conditions stables, la caractéristique dynamique montre le processus de transition de l'interrupteur entre ces deux états.

La trajectoire de commutation dynamique est le chemin parcouru par le point de fonctionnement de l'interrupteur lors de la commutation, allant d'un demi-axe à un demi-axe perpendiculaire. Ce chemin ne peut se

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

produire que dans les quadrants où $i_{AK} \cdot v_{AK} > 0$, reflétant ainsi le fait que l'interrupteur agit comme un récepteur d'énergie.

Tant pour l'amorçage que pour le blocage, deux modes de transition d'état des interrupteurs sont à considérer : la commutation commandée et la commutation spontanée.

- a) **Commutation commandée** : L'interrupteur est équipé, en plus de ses deux électrodes principales (anode et cathode), d'une électrode de commande (gâchette) qui permet d'intervenir pour modifier son état de manière presque instantanée. Pour que la caractéristique dynamique reflète une variation continue de résistance, et donc un rapport $\frac{v_{AK}}{i_{AK}}$ positif en régime permanent, le point de fonctionnement statique se déplace d'un demi-axe à un autre demi-axe perpendiculaire de même signe (Fig. III.04).

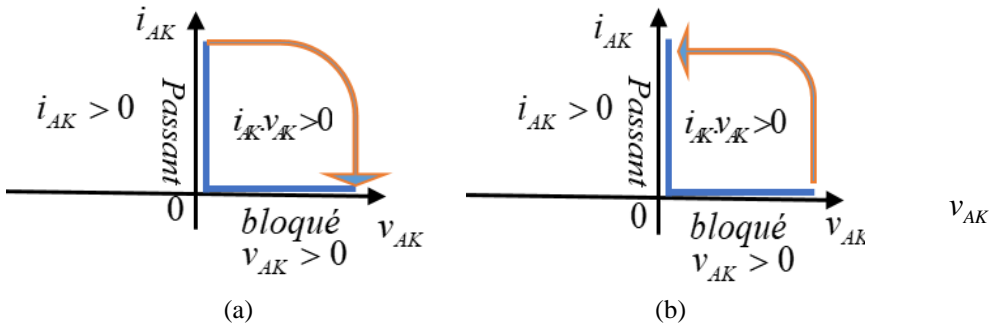


Fig.III.04 : Commutation commandée : (a) blocage commandé, (b) amorçage commandé

- b) **Commutation spontanée** : La caractéristique dynamique de commutation lors de l'ouverture et de la fermeture de l'interrupteur est nécessairement identique à sa caractéristique

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

statique. L'interrupteur commute de manière naturelle lorsque son point de fonctionnement, en se déplaçant le long de la caractéristique statique, traverse zéro. Ainsi, la commutation de cet interrupteur, qui se produit à l'ouverture lorsque le courant qui le traverse passe par zéro et à la fermeture lorsque la tension à ses bornes s'annule (Fig. III.05), est entièrement déterminée par l'évolution des paramètres électriques du circuit extérieur.

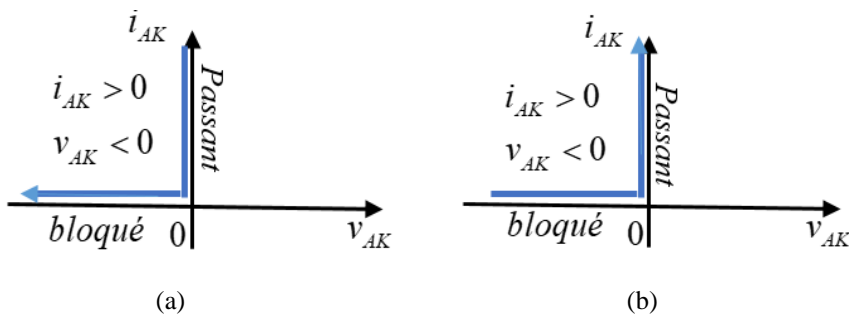


Fig.III.05. : Commutation spontanée : (a) blocage spontané, (b) amorçage spontané

III.3. Classification des interrupteurs

On peut catégoriser les interrupteurs employés dans les convertisseurs statiques selon deux critères principaux. Le premier concerne leurs caractéristiques statiques, qui peuvent être divisées en deux, trois ou quatre segments. Le second critère est lié à la nature de leurs commutations, qui se produisent lors de l'amorçage ou du blocage. Ces commutations peuvent être soit commandées, soit spontanées.

III.3.1. Interrupteurs à deux segments

L'interrupteur est unidirectionnel tant en tension qu'en courant. On peut distinguer deux caractéristiques statiques à deux segments :

- Dans l'une, la tension (v) et le courant (i) ont toujours des signes opposés. Cela correspond à la caractéristique idéale d'une diode (D) et celle d'une diode antiparallèle (fig.III.06 –(a) et (b)).
- Dans l'autre, la tension (v) et le courant (i) ont toujours le même signe. C'est par exemple le cas de la caractéristique statique d'un transistor (T) (fig.III.06 –(c)).

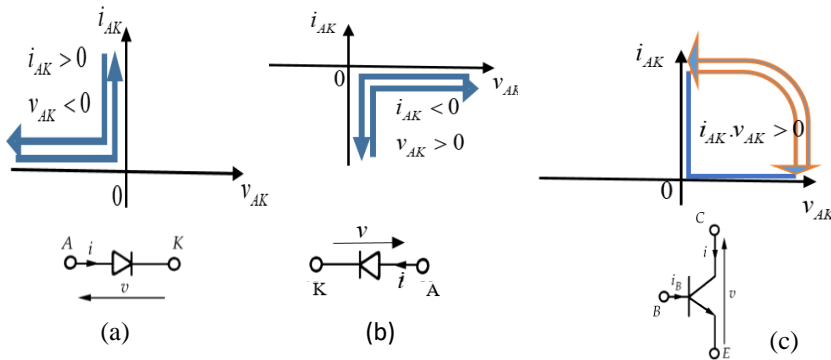


Fig.III.06 : Interrupteurs à deux segments : (a) diode, (b) diode antiparallèle et (c) transistor de puissance

III.3.2. Interrupteurs à trois segments

Ce type d'interrupteurs sont soit réversible en tension ou en courant, Ils permettent de combiner des commutations commandées et des commutations spontanées.

III.3.2.1 Interrupteurs à trois segments réversibles en tension

Avec ce type d'interrupteurs, on peut trouver :

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

- Le thyristor, qui est un élément à trois segments à amorçage commandé et à blocage spontané.
- Le thyristor GTO¹, lui aussi est un interrupteur à trois segments à amorçage commandé et à blocage commandé
- On peut également réaliser un interrupteur à trois segments réversible en tension en associant en série une diode et un transistor.

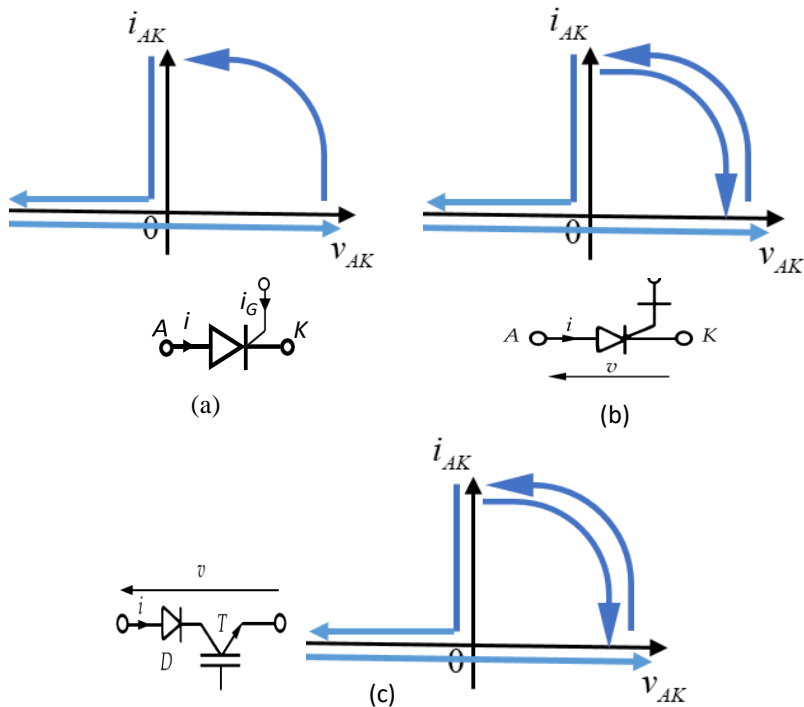


Fig.III.07 : Interrupteurs à trois segments réversibles en tension : (a)thyristor, (b) thyristor GTO et (c) transistor de puissance en série avec une diode

¹ Le thyristor GTO (*gate turn-off*), souvent appelé simplement GTO, est un semi-conducteur dont la *fermeture* et l'*ouverture* peuvent être commandées par la gâchette. Son symbole représentatif est le même que celui du thyristor ordinaire, si ce n'est qu'un tiret perpendiculaire à la connexion de gâchette signifie que le courant injecté dans le circuit gâchette-cathode peut être positif ou négatif.

III.3.2.2 Interrupteurs à trois segments réversibles en courant

Avec ce type d'interrupteurs, on peut citer entre autres :

- Association en parallèle inverse d'un transistor et d'une diode.
- Le thyristor dual correspond à un fonctionnement particulier de cet interrupteur. La fermeture est spontanée et le retour à l'état bloqué est commandé.

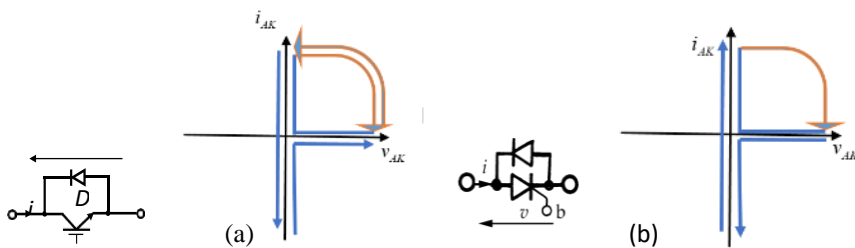


Fig.III.08 : Interrupteurs à trois segments réversibles en courant : (a) transistor de puissance en anti parallèle avec une diode), (b) thyristor dual

III.3.3. Interrupteurs à quatre segments

Un interrupteur à caractéristique statique à quatre segments peut être obtenu de deux manières :

Par l'association série ou parallèle de deux interrupteurs à trois segments.

En connectant deux thyristors symétriques en antiparallèle, ce qui permet d'obtenir des amorçages commandés dans les quatre quadrants.

Pour les applications à faible puissance, une alternative plus compacte existe : le triac. Ce composant unique remplace l'assemblage des deux thyristors et ne nécessite qu'une seule gâchette pour contrôler le courant dans les deux sens.

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

Les interrupteurs à quatre segments peuvent être réalisés de plusieurs manières, offrant différentes caractéristiques de contrôle :

1. Amorçage commandé (fig.III.09-(a)) :

- Deux thyristors symétriques en antiparallèle.
- Alternative pour faible puissance : un triac (gâchette unique pour les deux sens de conduction).

2. Contrôle complet (amorçage et blocage (fig.III.09-(b)) :

a) Méthode 1 : Deux interrupteurs à trois segments avec réversibilité de courant, connectés en série et orientés en sens opposés.

b) Méthode 2 : Deux interrupteurs à trois segments avec réversibilité en tension, connectés en parallèle inverse.

Cette configuration permet d'obtenir un interrupteur à quatre quadrants, capable de contrôler le courant dans les deux sens et de supporter des tensions positives et négatives, tout en offrant une commande complète de l'ouverture et de la fermeture.

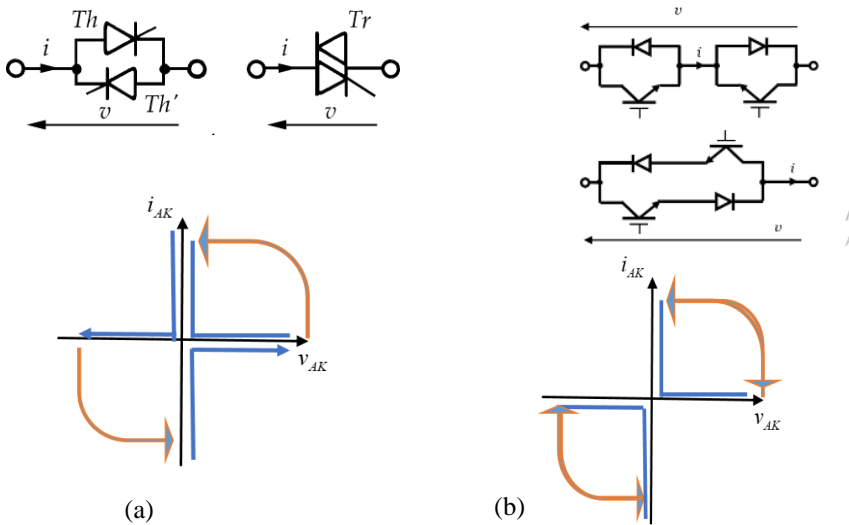


Fig.III.09 : Interrupteurs à quatre segments réversibles en courant

III.4. Caractérisation des générateurs et des récepteurs

Lorsque l'on souhaite concevoir un convertisseur, les éléments initiaux dont on dispose sont les sources d'entrée et de sortie. Nous utiliserons le terme "source" pour désigner à la fois les générateurs et les récepteurs d'énergie.

III.4.1. Sources de tension et de courant

Une source est considérée comme une source de tension si la tension aux bornes ne varie pas de manière discontinue en raison d'un changement de charge. À l'inverse, une source est qualifiée de source de courant si le courant qui la traverse ne connaît pas de variation discontinue, même lorsque la charge change.

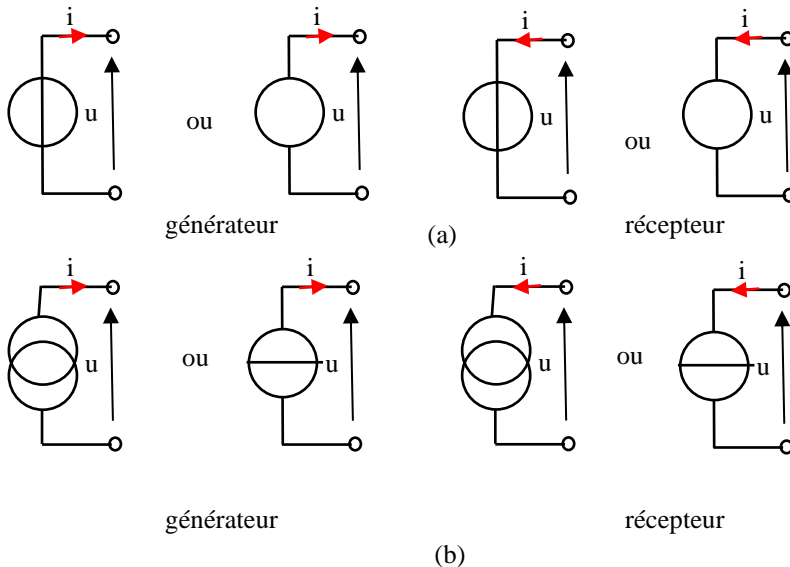


Fig.III.10 : Représentations des Sources : (a) source de tension et (b) source de courant.

III.4.2. Réversibilités des sources

Chaque dipôle électrique relié à l'entrée ou à la sortie d'un convertisseur statique se classe dans l'une des huit catégories illustrées dans la figure 1.10. Les flèches indiquent la direction du courant, tandis que les signes (+ -) spécifient la polarité de la tension.

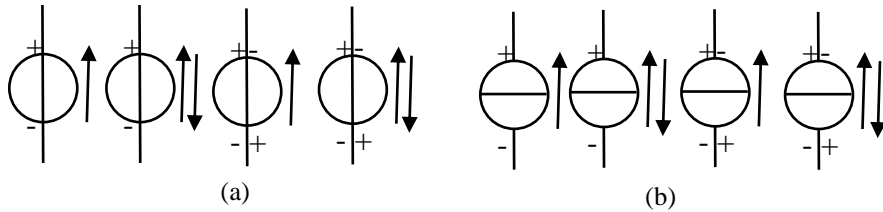


Fig.III.11 : Réversibilités des sources : (a) source de tension et (b) source de courant.

III.4.3. Règles d'interconnexion des sources

Les principes guidant la conception des structures de convertisseurs, notamment en ce qui concerne l'interconnexion entre les sources d'entrée et de sortie, peuvent être résumés comme suit :

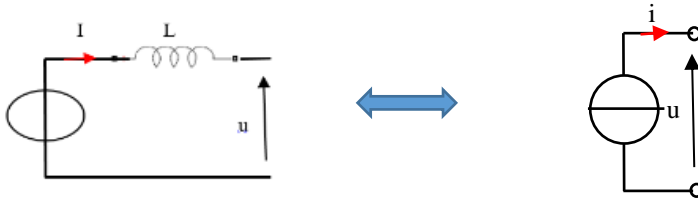
1. Une source de tension ne doit jamais être court-circuitée, mais elle peut être ouverte ;
2. À l'inverse, une source de courant ne doit jamais être ouverte, mais elle peut être court-circuitée ;
3. Il est impératif d'éviter la connexion directe entre deux sources de même nature (soit deux sources de tension, soit deux sources de courant).

Ces règles fondamentales assurent le bon fonctionnement et la sécurité des systèmes de conversion d'énergie électrique.

III.4.4. Changement de la nature d'une source

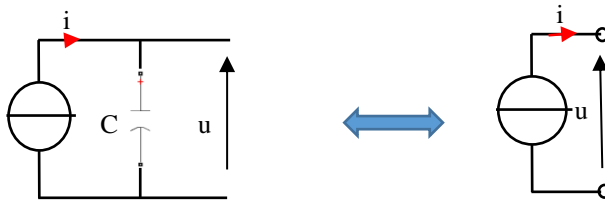
III.4.4.1 Changement d'une source de tension en une source de courant

Une source de courant est obtenue en connectant une inductance suffisante en série avec une source de tension.



III.4.4.2 Changement d'une source de courant en une source de tension

Une source de tension est obtenue en connectant une capacité suffisante en parallèle avec une source de courant.



III.5. Structure des convertisseurs

La conception des convertisseurs est dictée par les caractéristiques des générateurs et des récepteurs qu'ils alimentent, ainsi que par les besoins en termes de réversibilité énergétique et de modulation des transferts d'énergie. La conversion de l'énergie électrique peut être accomplie par une structure unique ou multiple, avec ou sans niveaux intermédiaires de conversion. Une conversion sans niveau intermédiaire capable de stocker temporairement l'énergie est qualifiée de directe et est effectuée par un convertisseur direct. À l'inverse, une conversion impliquant un

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

ou plusieurs niveaux de stockage temporaire est considérée comme indirecte et est réalisée par un convertisseur indirect.

III.5.1. Convertisseur direct

En adhérant aux principes d'interconnexion entre la source et la charge (comme décrit dans la section III.4.3), il est important de noter que seules les sources et les charges de natures différentes peuvent être directement connectées. Cela signifie qu'une source de tension peut être directement connectée à une charge de type courant, et inversement, une source de courant peut être directement connectée à une charge de type tension. Cette restriction vise à éviter, par exemple, une connexion en parallèle entre deux éléments de type tension, ce qui pourrait entraîner un court-circuit entre eux.

III.5.1.1. Convertisseur direct tension-courant

Nous examinons une conversion qui implique une source de tension et une source de courant. Il y a trois manières possibles de connecter ces deux sources, comme illustré dans la figure III.12.

Il est important de souligner que ces trois formes d'interconnexions sont essentielles pour faciliter l'ensemble des transferts et des ajustements énergétiques entre la source de tension et la source de courant.

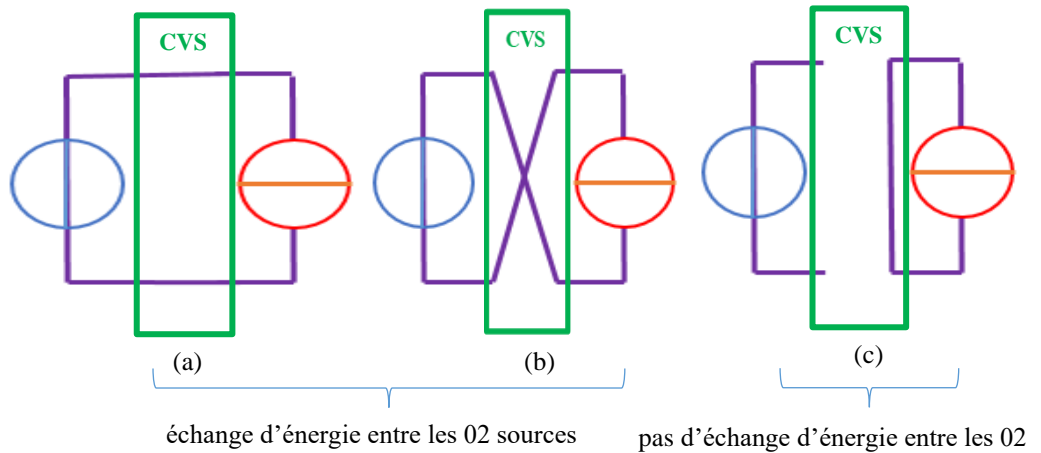


Fig.III.12. : Interconnexion des sources V-I.

La configuration la plus élémentaire qui permet l'ensemble de ces connexions est le pont à quatre commutateurs, comme représenté sur la figure III.13 :

- ✓ En fermant K1 et K4, on obtient la connexion montrée sur la figure III.13-(a) ;
- ✓ En fermant K2 et K3, on réalise la connexion de la figure III.13-(b) ;
- ✓ En fermant K1 et K2 (ou en fermant K3 et K4), on établit la connexion de la figure III.13- (c).

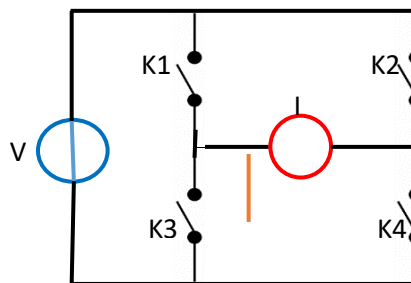


Fig.III.13. : Configuration de base d'un convertisseur directe tension- courant

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

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

III.5.1.2. Convertisseur direct courant-tension

On retrouve la même structure que pour le convertisseur direct tension-courant. Ce type de convertisseur correspond au montage redresseur ou commutateur de courant.

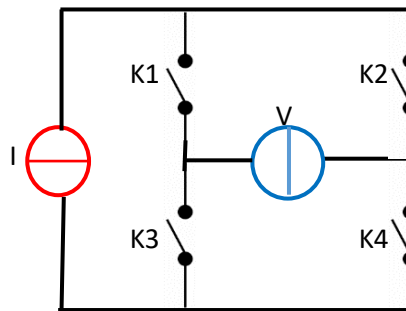


Fig.III.14. : Configuration de base d'un convertisseur directe tension- courant.

III.5.2. Convertisseur indirect

Il est impossible de relier directement deux sources de même type à l'aide d'interrupteurs. Pour ce faire, il faut intégrer des éléments supplémentaires qui créent un niveau intermédiaire de transition, d'une nature différente, et qui ne consomme pas d'énergie active. Ce niveau de transition peut être une source de tension, sous forme d'un condensateur, si l'échange d'énergie se produit entre deux sources de courant, ou une source de courant, sous forme d'une inductance, si l'échange d'énergie a lieu entre deux sources de tension.

III.5.2.1. Modification de la nature de la source d'entrée ou de sortie

Pour adapter la nature de la source d'entrée ou de sortie, on peut changer la configuration du circuit. Afin de réaliser une conversion directe de tension en tension, on insère une inductance en série, soit avec la source d'entrée, soit avec la source de sortie (comme illustré à la figure III.15-(a)). Cela permet de transformer le système en un convertisseur direct de courant en tension ou de tension en courant, avec l'inductance L située en extérieur du convertisseur.

Pour réaliser la conversion courant en courant : on place un condensateur en parallèle, soit sur la source d'entrée, soit sur la source de sortie (figure III.15-(b)). Ici aussi on se ramène à un convertisseur direct de tension en courant, avec la capacité C située aussi à l'extérieur

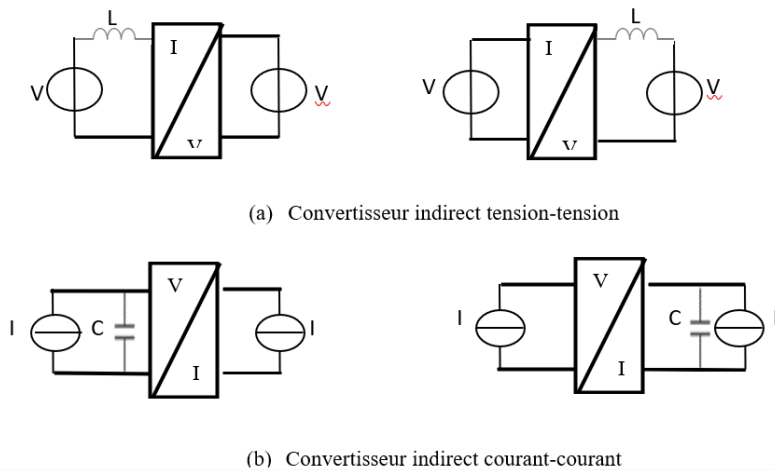
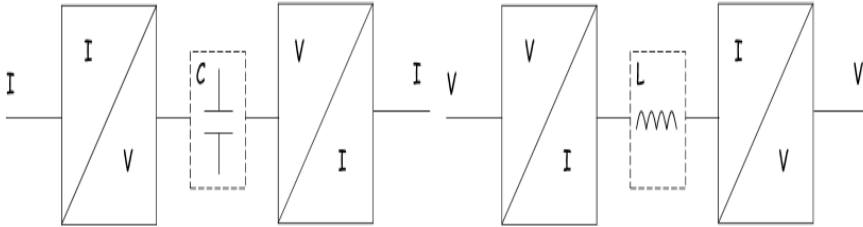


Fig.III.15. : Modification de la nature de la source d'entrée ou de sortie.

III.5.2.2. Utilisation de deux convertisseurs directs

Lorsqu'il n'est pas possible ou trop onéreux de modifier la nature d'une source, on peut connecter deux convertisseurs directs à un niveau intermédiaire de transition (utilisation d'un étage tampon) : une inductance pour une conversion de tension en tension et un condensateur pour une conversion de courant en courant (Fig. III.16).



(a) Convertisseur indirect courant-courant (b) Convertisseur indirect tension-tension

Fig.III.16. : Utilisation d'un étage tampon

Dans ces convertisseurs indirects, les deux sources de tension (ou de courant) ne sont jamais reliées simultanément à l'inductance L (Fig. III.17) ou au condensateur C (Fig. III.18). La première phase consiste en un transfert d'énergie électrique de l'entrée vers l'inductance ou le condensateur (phase de stockage). La seconde phase implique la fourniture de l'énergie accumulée dans l'inductance ou le condensateur vers la sortie. Pour ce processus, un interrupteur additionnel est requis afin de gérer ces phases opérationnelles.

Dans ce convertisseur indirect, les deux sources de tension ne sont jamais connectées simultanément à l'élément de stockage, mais plutôt de manière successive :

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

- L'inductance stocke l'énergie fournie par une source de tension (fig. III.17-(a)).
- L'inductance restitue son énergie à l'autre source, soit dans un sens, soit dans l'autre (fig. III.17-(b)).

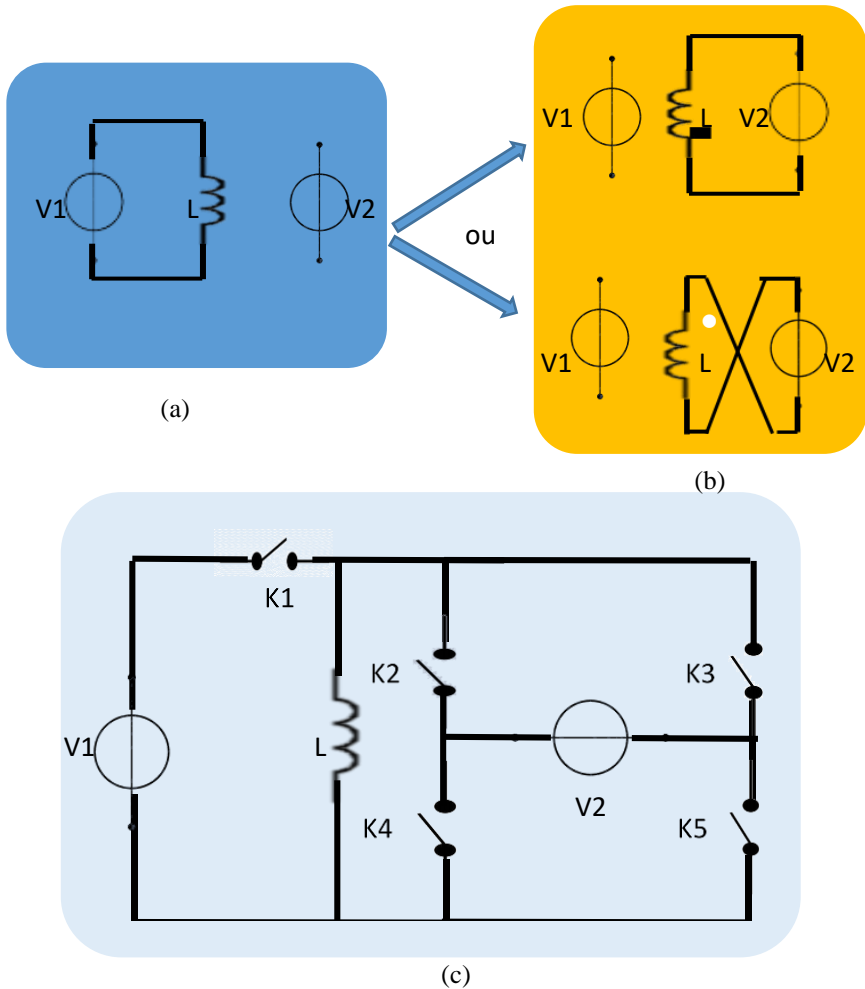


Fig.III.17. : Convertisseur indirect tension-tension.

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

Pour réaliser ces différentes connexions, la solution la plus simple consiste à utiliser le montage en pont illustré à la figure. III.17-(c). Ce schéma sera la configuration de base des convertisseurs indirects tension-tension. Cette configuration peut être simplifiée en fonction de la réversibilité des sources. Dans cette configuration, la source de sortie se trouve dans un pont à quatre interrupteurs. On pourrait également placer l'entrée dans le pont.

Dans ce convertisseur indirect, les deux sources de courant ne sont jamais connectées simultanément à l'élément de stockage, mais plutôt de manière successive :

Le condensateur stocke l'énergie fournie par une source de courant (fig. III.18-(a)).

Le condensateur restitue son énergie à l'autre source, soit dans un sens, soit dans l'autre (fig. III.18-(b)).

Pour réaliser ces différentes connexions, la solution la plus simple consiste à recourir au montage en pont de la figure. III.17-(c). Ce schéma constituera la configuration de base des convertisseurs indirects courant-courant.

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

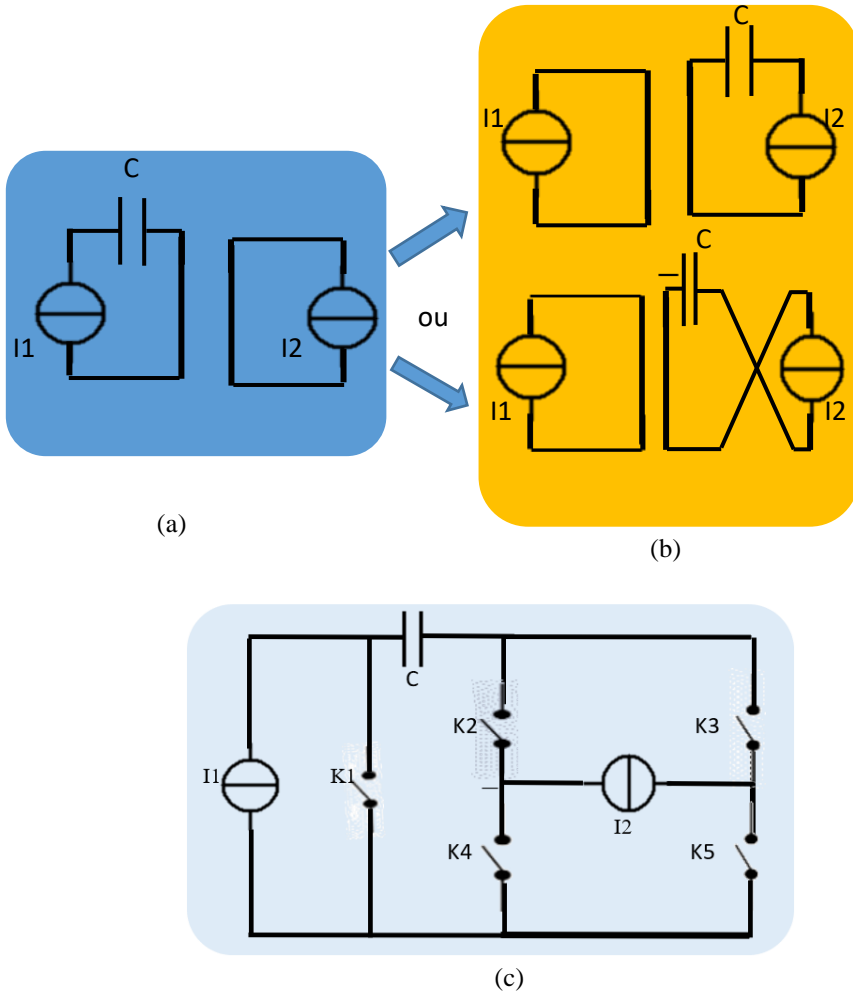


Fig.III.18. : Convertisseur indirect courant-courant.

Un panorama général des structures des convertisseurs statiques peut être donné par le tableau III.01 à double entrées. Ce tableau est divisé en quatre régions :

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

Tableau III.01 : Structures des convertisseurs statiques

		1	2	3	4	5	6	7	8
Entrées									
Sorties									
1									
2				A				B	
3									
4						0			
5									
6				C				D	
7									
8									

B

C

Convertisseurs directs

A

Convertisseurs indirects : tension-tension

D

Convertisseurs indirects : courant-courant

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

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

III.5.3. Cellule élémentaire de commutation

La cellule élémentaire de commutation représente la configuration la plus simple d'un convertisseur de puissance. Elle est constituée de deux éléments essentiels :

1. Composants

- Deux interrupteurs (K1 et K2) ;
- Une source de tension ;
- Une source de courant.

2. Caractéristiques principales

- ***Nombre minimal d'interrupteurs*** : Deux interrupteurs suffisent pour interconnecter efficacement une source et une charge.

- ***Complémentarité*** : Les deux interrupteurs fonctionnent de manière complémentaire, c'est-à-dire que lorsque l'un est fermé, l'autre est ouvert, et vice versa.

- ***Respect des règles d'interconnexion*** : Cette configuration respecte les règles fondamentales concernant l'interconnexion des sources électriques.

Cette cellule élémentaire forme la base de nombreux convertisseurs plus complexes. Elle permet de contrôler le flux d'énergie entre la source de tension et la source de courant de manière efficace et

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

contrôlée. Voici comment on pourrait représenter schématiquement cette cellule (fig.III.19) :

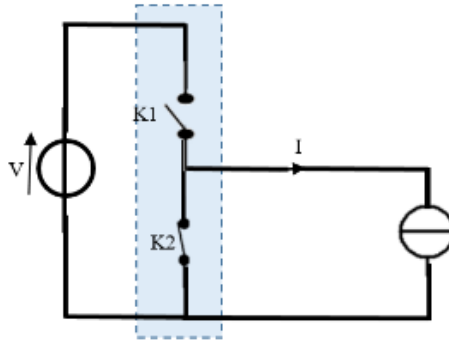


Fig.III.19. : La cellule élémentaire de commutation

La figure III.20 illustre plusieurs configurations fondamentales de convertisseurs, où les interrupteurs sont regroupés de manière à mettre en évidence les cellules de commutation de base.

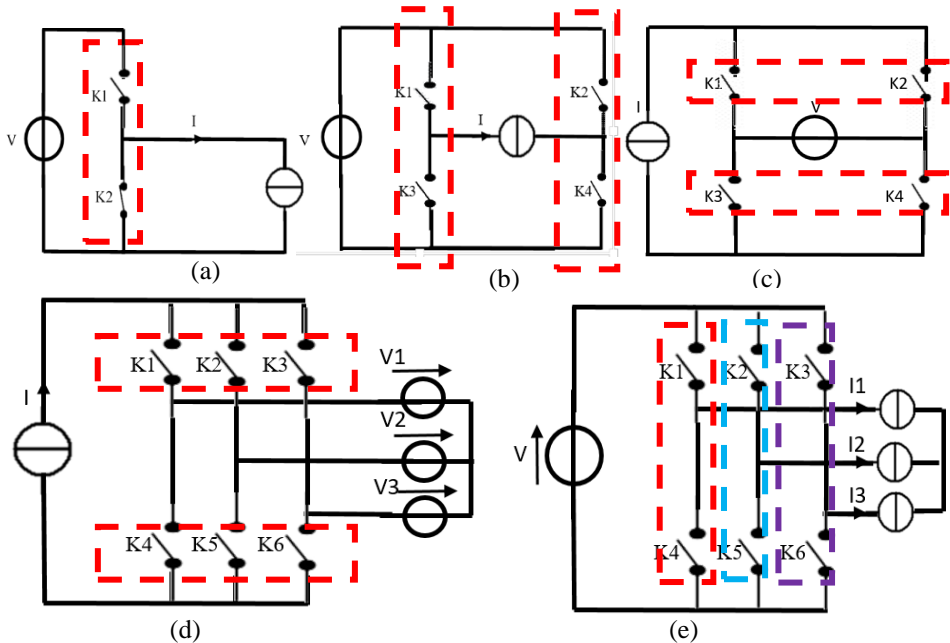


Fig.III.20. : Exemple des cellules de commutation dans les convertisseurs : (a) hacheur, (b) onduleur de tension monophasé, (c) commutateur de courant, (d) onduleur de tension triphasé et (e) commutateur de courant triphasé.

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

La commutation est fondamentalement liée au fonctionnement de deux interrupteurs (amorçage et blocage). Elle présente un aspect local et un aspect système.

- **L'aspect local** de la commutation se limite à l'étude des caractéristiques propres d'un interrupteur à l'amorçage et au blocage.
- **L'aspect système** lié au passage d'une séquence de fonctionnement du circuit à un autre.

III.5.4. Loi fondamentale de la commutation : commutation naturelle

Considérons la cellule élémentaire de commutation de la figure ci-dessous, avec les conventions arbitraires de signes définies sur cette dernière :

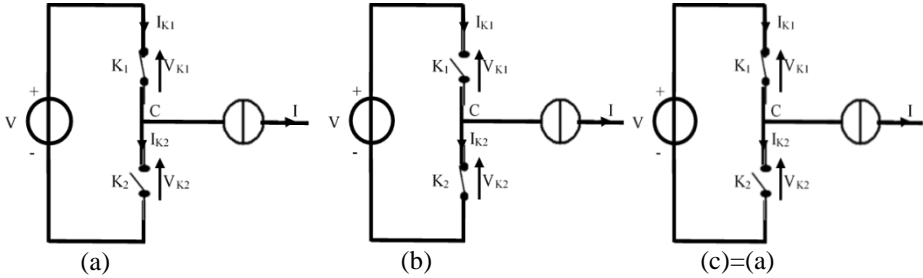
- a) **Premier cas** : V et I ne changent pas de signe entre 02 commutations

Dans ces conditions, les deux interrupteurs sont unidirectionnels en tension et en courant. Les deux commutations successives sont donc de signes contraires : si la première est positive, la seconde est négative, ou inversement. Cependant, le courant conserve le même signe pour les deux commandes.

Il existe donc deux modes de commutation distincts : l'un consiste à amorcer l'interrupteur bloqué, tandis que l'autre implique de bloquer l'interrupteur passant. Le même interrupteur est commandé à chaque commutation, tandis que le second interrupteur s'amorce et se bloque

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

spontanément. Les différentes séquences de ce fonctionnement sont comme suit :



$$V_{k1} + V_{k2} = V \quad (1)$$

$$i_{k1} - i_{k2} = i \quad (2)$$

(a)	(b)	(c)=(a)
$V_{k1} = 0$	$V_{k1} = V > 0$	$V_{k1} = 0$
$V_{k2} = V > 0$	$V_{k2} = 0$	$V_{k2} = V > 0$
$i_{k1} = i > 0$	$i_{k1} = 0$	$i_{k1} = i > 0$
$i_{k2} = 0$	$i_{k2} = -i < 0$	$i_{k2} = 0$

Cycle de commutation : (a) → (b) → (a)

D'où les caractéristiques statique et dynamique des 02 interrupteurs sont données par la figure III.21-(a) :

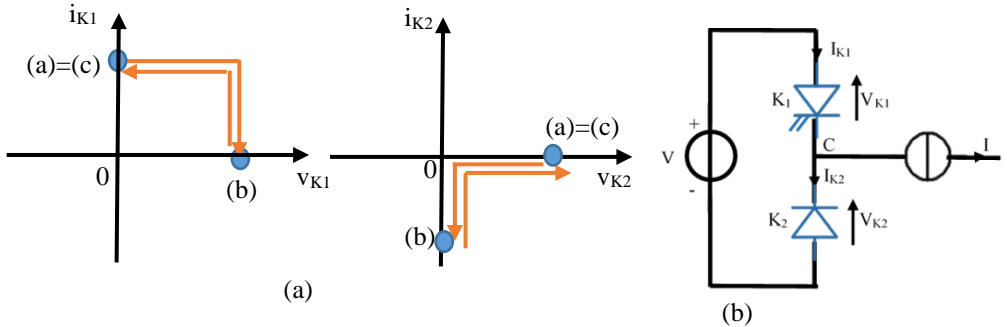


Fig. III.21 : V et I ne changent pas de signe entre 02 commutations.

1^{ère} commutation : K₁ est commandé au blocage et K₂ est à amorçage spontané

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

2^{ème} commutation : K_1 est commandé à l'amorçage et K_2 est à blocage spontané

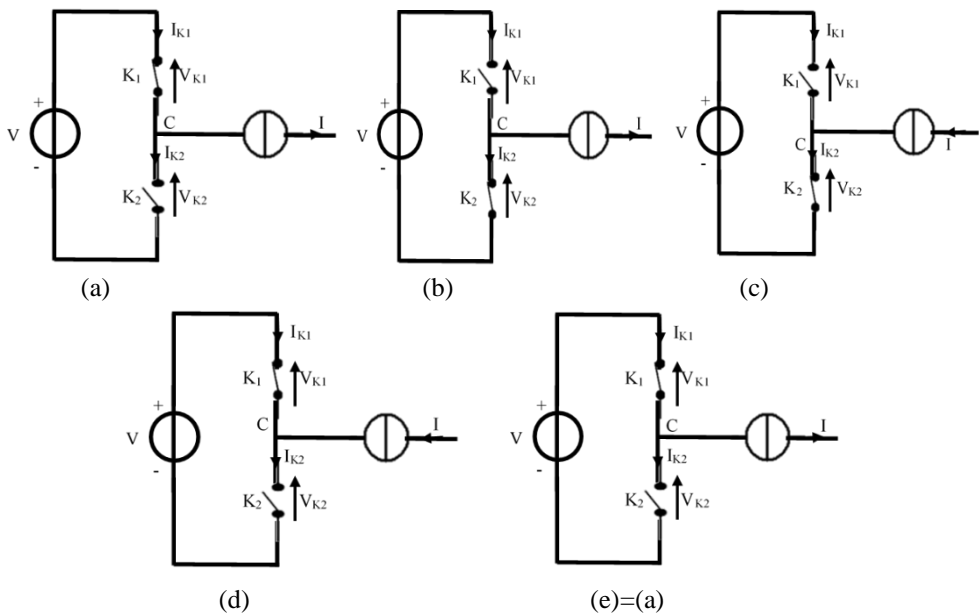
K_1 est un interrupteur unidirectionnel commandé à l'amorçage et au blocage (transistor) et K_2 interrupteur unidirectionnel à amorçage et blocage spontanés (diode) (fig. III.21-(b)).

On peut affirmer que la structure du commutateur est asymétrique, car les deux interrupteurs sont de nature différente.

Application : hacheur dévolteur non réversible

b) **Deuxième cas :** le sens du courant change entre 02 commutations

La source de tension est unidirectionnelle, la source de courant est bidirectionnelle son courant est alternatif et il se produit une commutation lors de chaque demi-période. Les différentes séquences de ce fonctionnement sont comme suit :



Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

$$\begin{array}{lll}
 V_{K1} = 0 & V_{K2} = V > 0 & V_{K1} = V > 0 & V_{K2} = 0 & V_{K1} = V > 0 & V_{K2} = 0 \\
 I_{K1} = I > 0 & I_{K2} = 0 & I_{K1} = 0 & I_{K2} = -I < 0 & I_{K1} = 0 & I_{K2} = I > 0 \\
 \text{(a)} & & \text{(b)} & & \text{(c)} &
 \end{array}$$

$$\begin{array}{ll}
 V_{K1} = 0 & V_{K2} = V > 0 \\
 I_{K1} = -I < 0 & I_{K2} = 0 \\
 \text{(d)} & \\
 V_{K1} = 0 & V_{K2} = V > 0 \\
 I_{K1} = I > 0 & I_{K2} = 0 \\
 \text{(e)=(a)} &
 \end{array}$$

Cycle de commutation : (a) → (b) → (c) → (d) → (a)

- i. D'où les caractéristiques statique et dynamique des 02 interrupteurs sont données par la figure III.21-(a) :

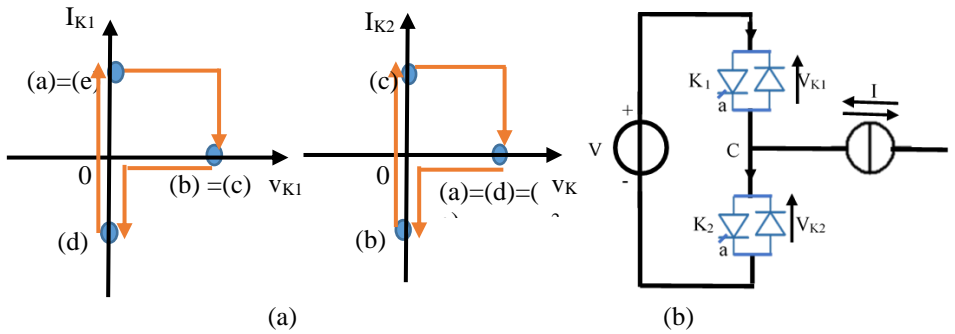


Figure III.22 : Le sens du courant change entre 02 commutations.

En conséquence les 02 interrupteurs sont commandés au blocage et amorçage spontané (ils sont tous unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant), ils sont du même type thyristre-diode ou thyristor dual (fig. III.22).

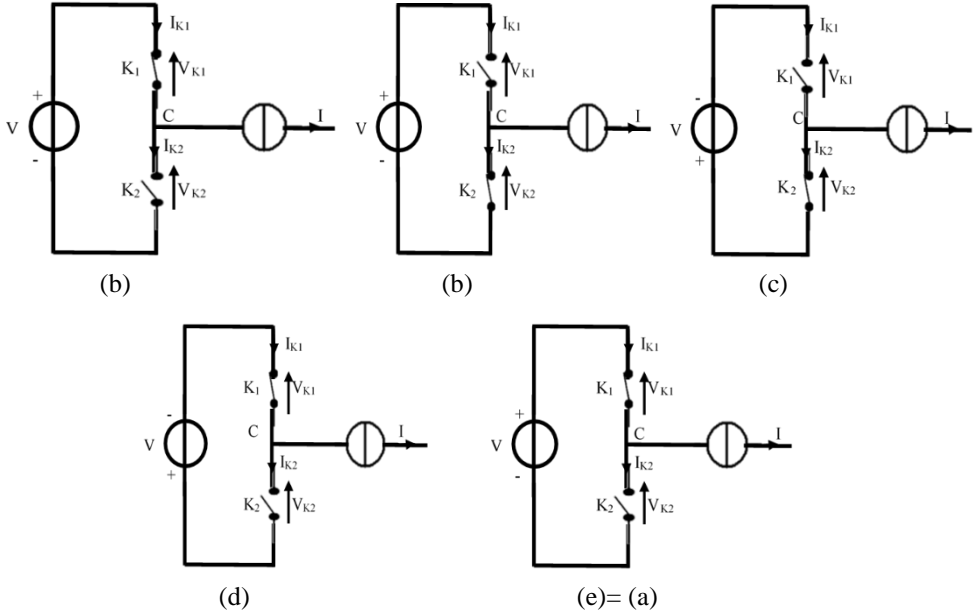
Application : onduleur de tension

c) **Troisième cas :** le signe de V change entre 02 commutations

Le courant garde le même sens, V est alternative, il se produit une commutation à chaque demi-période donc les 02 interrupteurs sont donc

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

unidirectionnels en courant et bidirectionnels en tension. Les différentes séquences de ce fonctionnement sont comme suit :



$V_{K1} = 0 \quad V_{K2} = V > 0$	$V_{K1} = V > 0 \quad V_{K2} = 0$	$V_{K1} = V < 0 \quad V_{K2} = 0$
$I_{K1} = I > 0 \quad I_{K2} = 0$	$I_{K1} = 0 \quad I_{K2} = -I < 0$	$I_{K1} = 0 \quad I_{K2} = -I < 0$
(a)	(b)	(c)

$V_{K1} = 0 \quad V_{K2} = V < 0$	$V_{K1} = 0 \quad V_{K2} = V > 0$
$I_{K1} = I < 0 \quad I_{K2} = 0$	$I_{K1} = I > 0 \quad I_{K2} = 0$
(d)	(e)=(a)

Cycle de commutation : (a) → (b) → (c) → (d) → (a)

D'où les caractéristiques statique et dynamique des 02 interrupteurs sont données par la figure III.23-(a).

Les 02 interrupteurs sont commandés à l'amorçage et à blocage commandé, ils sont du même type thyristor (fig. III.24)

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

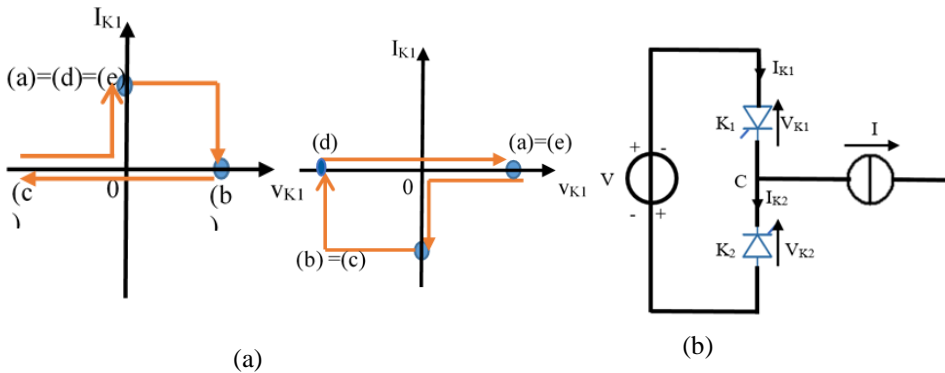


Figure III.24 : Le sens de tension change entre 02 commutations.

Application : onduleur parallèle, commutateur de courant monophasé.

Etapes de la synthèse d'un convertisseur statique

- 1- Déterminer la nature des sources d'entrée et de sortie : sources de tension ou source de courant ;
- 2- Analyser la réversibilité des sources : réversibilité en tension ou en courant ;
- 3- Choisir la configuration de base suivant la nature des sources et leurs réversibilités ;
- 4- Identifier les séquences de fonctionnement compte tenu des réversibilités en tension et en courant des sources ;
- 5- Déterminer la caractéristique statique de chaque interrupteur pour les différentes séquences de fonctionnement ;
- 6- Déterminer les types de commutation de chaque interrupteur pour les différentes séquences de fonctionnement ;

Chapitre 03 : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

7- Connaissant les caractéristiques statiques et le type de commutation de chaque interrupteur, déduire la nature des interrupteurs à utiliser.

La structure de base des convertisseurs statiques directs (tension /courant) ou courant-tension) présente quatre séquences possibles de fonctionnement : deux séquences d'apport d'énergie (1 et 3) et deux séquences de récupération (séquence2 et 4) (fig.III.25).

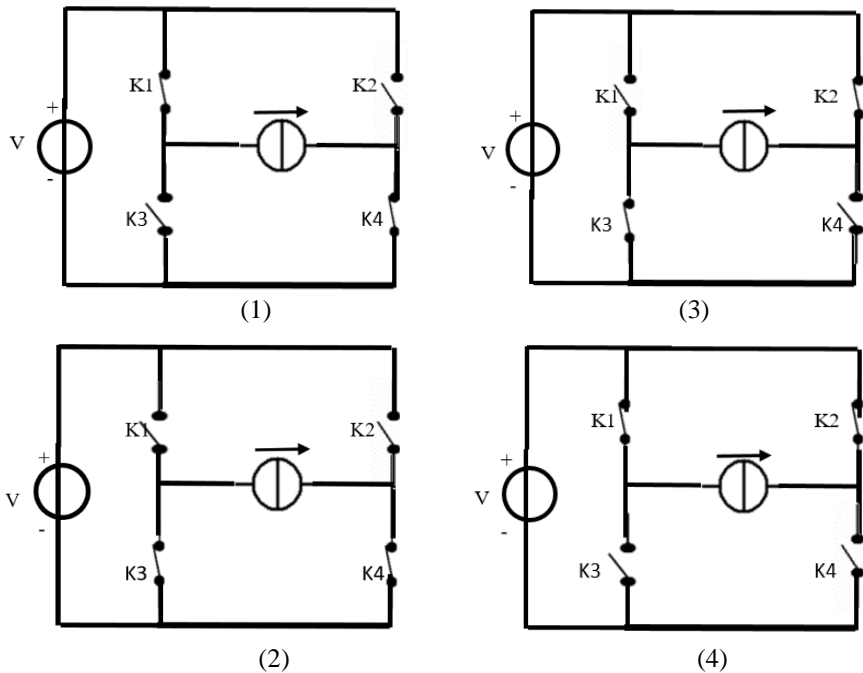


Figure III.25 : Séquences de fonctionnement d'un convertisseur statique direct tension /courant.

Chapitre IV

**Méthodes de conception des
convertisseurs statiques à commutation
forcée**

IV.1 Onduleur de tension triphasé

Un onduleur triphasé est un dispositif électronique de puissance qui convertit une tension continue (DC) en une tension alternative (AC) triphasée. Il génère trois tensions sinusoïdales décalées de 120 degrés électriques entre elles.

L'onduleur utilise des interrupteurs de puissance à commutation forcée (généralement des IGBT ou des MOSFET) pour découper la tension continue. La commutation des interrupteurs est contrôlée de manière à créer une tension alternative de fréquence et d'amplitude désirées.

On peut réaliser un onduleur triphasé en groupant trois onduleurs monophasés. Il suffit de décaler d'un tiers de période les commandes des trois phases. La modulation de largeur d'impulsion (PWM) est souvent utilisée pour contrôler la forme d'onde de sortie.

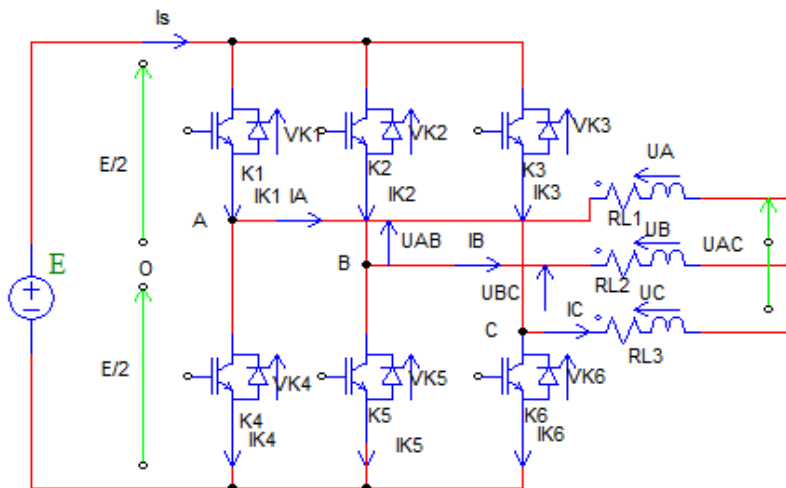


Fig. IV. 01

Chapitre IV : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation forcée

a. Analyse du fonctionnement

Dans chaque bras de l'onduleur triphasé, les paires d'interrupteurs (K_1 et K_4 , K_2 et K_5 , K_3 et K_6) fonctionnent de manière complémentaire. Cela signifie que lorsqu'un interrupteur d'une paire est fermé, l'autre doit être ouvert, et vice versa. Cette configuration permet de contrôler les tensions entre les bornes de sortie A, B, C et le point milieu théorique O de la source de tension continue, indépendamment des courants circulant dans le circuit. Ainsi, les interrupteurs déterminent les niveaux de tension aux points de sortie par rapport au point de référence O :

- ✓ $U_A - U_O = \frac{E}{2}$ quand K_1 est fermé, $-\frac{E}{2}$ quand K_1 est ouvert donc K_4 ouvert;
- ✓ $U_B - U_O = \frac{E}{2}$ quand K_2 est fermé ou $-\frac{E}{2}$ quand K_2 est ouvert;
- ✓ $U_C - U_O = \frac{E}{2}$ quand K_3 est fermé ou $-\frac{E}{2}$ quand K_3 est ouvert.

Les interrupteurs imposent donc les tensions composées à la sortie de l'onduleur :

$$U_A - U_B = (U_A - U_O) - (U_B - U_O) = E \text{ si } K_1 \text{ est fermé et } K_2 \text{ est ouvert ;}$$

$$U_A - U_B = (U_A - U_O) - (U_B - U_O) = 0 \text{ si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ fermés;}$$

$$U_A - U_B = (U_A - U_O) - (U_B - U_O) = -E \text{ si } K_1 \text{ est ouvert et } K_2 \text{ est fermé ;}$$

$$U_A - U_B = (U_A - U_O) - (U_B - U_O) = 0 \text{ si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ ouverts.}$$

Si le récepteur est équilibré, on peut passer des tensions composées aux tensions simples U_A, U_B, U_C à la sortie de l'onduleur.

A cause de l'équilibre du récepteur on a :

$$I_A + I_B + I_C = 0 \text{ entraîne } U_A + U_B + U_C = 0$$

Chapitre IV : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation forcée

Les tensions simples peuvent s'exprimer à partir des tensions composées :

$$\begin{aligned}3 U_A + U_B + U_C &= 2U_A \Rightarrow U_A = \frac{1}{3}(U_A - U_B) + \frac{1}{3}(U_A - U_B) \\&= \frac{1}{3}(U_A - U_0) - \frac{1}{3}(U_B - U_0) - \frac{1}{3}(U_A - U_0) - \frac{1}{3}(U_C - U_0) \\&= \frac{2}{3}(U_A - U_0) - \frac{1}{3}(U_B - U_0) - \frac{1}{3}(U_C - U_0)\end{aligned}$$

Et de même pour :

$$\begin{aligned}U_A + 3U_B + U_C &= 2U_B \Rightarrow U_B = \frac{1}{3}(U_B - U_A) + \frac{1}{3}(U_B - U_C) \\&= \frac{1}{3}(U_B - U_0) - \frac{1}{3}(U_A - U_0) + \frac{1}{3}(U_B - U_0) - \frac{1}{3}(U_C - U_0) \\&= -\frac{1}{3}(U_A - U_0) + \frac{2}{3}(U_B - U_0) - \frac{1}{3}(U_C - U_0)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}U_A + U_B + 3U_C &= 2U_C \Rightarrow U_C = \frac{1}{3}(U_C - U_A) + \frac{1}{3}(U_C - U_B) \\&= \frac{1}{3}(U_C - U_0) - \frac{1}{3}(U_A - U_0) + \frac{1}{3}(U_C - U_0) - \frac{1}{3}(U_B - U_0) \\&= -\frac{1}{3}(U_A - U_0) - \frac{1}{3}(U_B - U_0) + \frac{2}{3}(U_C - U_0)\end{aligned}$$

Les 03 tensions simples peuvent s'exprimer sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_A - U_0 \\ U_B - U_0 \\ U_C - U_0 \end{bmatrix}$$

On peut déduire le courant I coté continu des courant I_A, I_B, I_C coté alternatif : $I_{K1} + I_{K2} + I_{K3} = I$

Chapitre IV : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation forcée

Avec :

$$I_{K1} = I_A \text{ quand } K_1 \text{ conduit}$$

$$I_{K2} = I_B \text{ quand } K_2 \text{ conduit}$$

$$I_{K3} = I_C \text{ quand } K_3 \text{ conduit}$$

Le tableau VI.01 donne, pour les huit configurations que peut prendre le montage par l'état fermé (F) ou (O) des trois interrupteurs K_1 , K_2 et K_3 .

- ✓ Les tensions $U_A - U_0$, $U_B - U_0$, $U_C - U_0$;
- ✓ Les tensions simples de sortie U_A, U_B, U_C pour un récepteur équilibré ;
- ✓ Les courants dans les interrupteurs I_{K1}, I_{K2}, I_{K3} et le courant d'entrée I_s ;

On peut déduire le courant I coté continu des courants I_A, I_B, I_C coté alternatif : $I_{K1} + I_{K2} + I_{K3} = I$

Avec :

$$I_{K1} = I_A \text{ quand } K_1 \text{ conduit}$$

$$I_{K2} = I_B \text{ quand } K_2 \text{ conduit}$$

$$I_{K3} = I_C \text{ quand } K_3 \text{ conduit}$$

Les tensions étant exprimées en fonction de la tension d'entrée E , les courants en fonction des courants de sortie I_A, I_B, I_C .

Chapitre IV : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation forcée

K_1	K_2	K_3	U_{AO}	U_{BO}	U_{CO}	U_A	U_B	U_C	I_{K1}	I_{K2}	I_{K3}	I_s
F	F	F	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0	0	I_A	I_B	I_C	0
F	O	F	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	I_A	0	I_C	$-I_B$
F	F	O	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	I_A	I_B	0	$-I_C$
F	O	O	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	0	0	0	I_A
O	F	F	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	0	I_B	I_C	$-I_A$
O	O	F	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	0	0	I_C	I_C
O	F	O	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	0	I_B	0	I_B
O	O	O	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	0	0

IV.1 1. Modulation de largeur d’impulsion (MLI)

Les commandes analogiques ou numériques permettent d’obtenir les tensions ou courants souhaités aux bornes de la charge. La technique de modulation de largeur d’impulsions (MLI en français et PWM pour Pulse Width Modulation en anglais) permet de générer ces grandeurs à partir d’une source à fréquence et tension fixes (généralement une tension continue) via un convertisseur direct. Ce convertisseur assure les connexions électriques entre la source et la charge. Le réglage se fait par les durées d’ouverture et de fermeture des interrupteurs ainsi que par les séquences de fonctionnement.

Dans la plupart des cas, l’onde idéale est sinusoïdale. La MLI permet de se rapprocher du signal désiré et de faire varier la valeur fondamentale de la tension de sortie, tout en repoussant les harmoniques vers des fréquences plus élevées, ce qui facilite le filtrage. Cependant, cette technique n’est pas parfaite.

Chapitre IV : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation forcée

Le contenu harmonique généré par une onde MLI entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes Joule dans la ligne et le convertisseur) et dans la charge (pertes Joule, pertes fer et par courants de Foucault). Dans les machines tournantes, cela provoque des oscillations de couple, des bruits acoustiques et des résonances électroniques. La MLI injecte également du bruit dans la commande et introduit des non-linéarités pouvant déstabiliser le système. Il est donc crucial de minimiser ces harmoniques.

Il existe plusieurs techniques de modulation de largeur d'impulsions (MLI) utilisées pour contrôler les onduleurs triphasés. Voici les principales techniques :

- ✓ MLI Sinusoïdale (SPWM)
- ✓ MLI Vectorielle (SVPWM)
- ✓ MLI à Harmoniques Sélectives (SHE-PWM)
- ✓ MLI à Modulation Delta (Δ -PWM)
- ✓ MLI à Fréquence Variable (VF-PWM)
- ✓ MLI à Amplitude Modifiée (AMP-PWM)

La technique la plus couramment utilisée est la **MLI Sinusoïdale (SPWM)** en raison de sa simplicité et de son efficacité pour produire une tension de sortie proche d'une sinusoïde.

IV.1.2. MLI Sinusoïdale (SPWM)

La MLI sinusoïdale est l'une des techniques les plus courantes. Elle consiste à comparer une onde sinusoïdale de référence avec une onde porteuse triangulaire pour générer les signaux de commande. Cette

Chapitre IV : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation forcée

méthode permet de produire une tension de sortie proche d'une sinusoïde, réduisant ainsi les harmoniques.

La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, les trois références sinusoïdales sont déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ à la même fréquence f

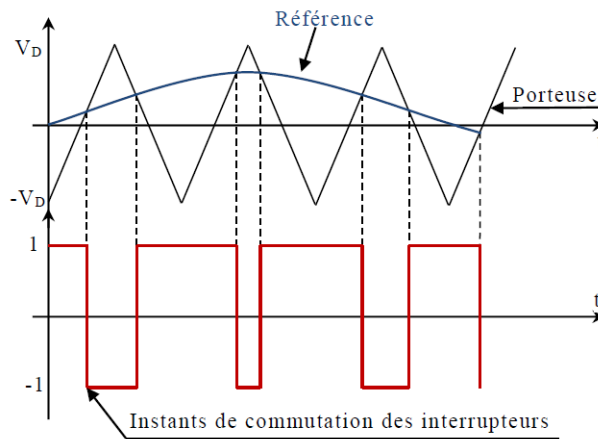


Fig. IV. 02 : Le signal de la MLI sinus-triangle.

❖ Caractérisation de la modulation

Si la référence est sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande :

L'indice de modulation m , égal au rapport de la fréquence de la

$$m = \frac{f_p}{f_m} \quad \text{avec } m > 1$$

On choisit généralement m supérieure à l'unité parce que l'augmentation mène au déplacement des harmoniques vers des fréquences élevés. Dans la simulation on ne constate que les valeurs très élevées de m provoquent une augmentation des déchets de tension, ce qui nous oblige à optimiser la valeur de m .

Chapitre IV : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation forcée

Le coefficient de réglage en tension r , égal au rapport de l'amplitude de la tension de la référence sur celle de la porteuse.

$$r = \frac{U_m}{U_p} \quad (\text{Il est compris entre 0 et 1}).$$

Chapitre IV : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation forcée

Pour un indice de modulation $m=6$ et un coefficient de réglage $r=0.8$, nous permet d'avoir la figure IV.03 :

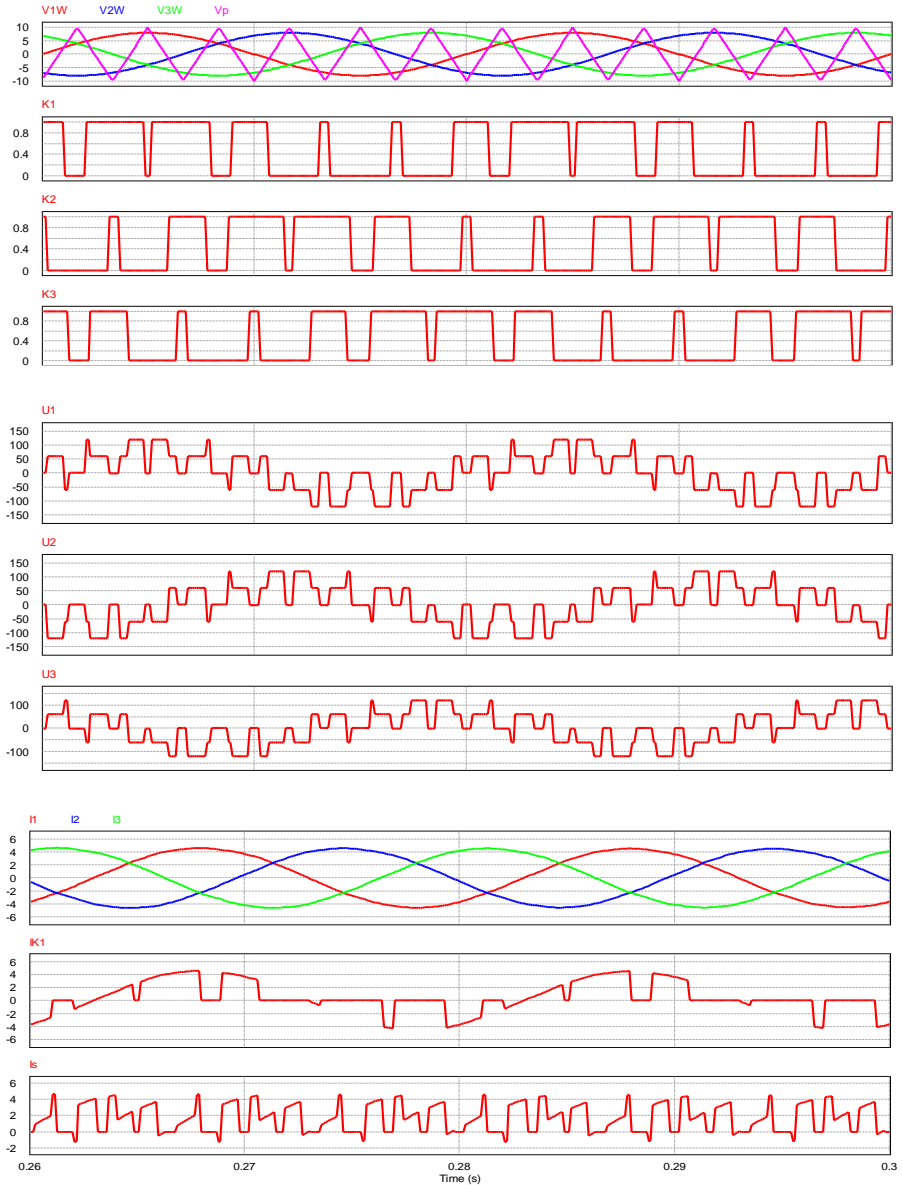


Fig. IV. 03 : $m=6$ $r=0.8$

IV.2 Alimentations à Découpage

Les alimentations à découpage sont des convertisseurs qui utilisent des composants électroniques de puissance en mode de commutation pour réguler la tension de sortie. Voici quelques points clés :

Principe de Fonctionnement : Convertir une tension continue en une autre tension continue ou alternative en utilisant des interrupteurs électroniques (transistors) qui fonctionnent à haute fréquence.

IV.2.1. Topologies Courantes

- **Buck** : Réduit la tension d'entrée.
- **Boost** : Augmente la tension d'entrée.
- **Flyback** : Utilise un transformateur pour isoler et convertir la tension.

IV.2.1.1. Hacheur dévolteur (Buck)

Un convertisseur Buck, également appelé abaisseur, est un dispositif électrique statique qui convertit une tension d'entrée continue en une tension de sortie continue de valeur inférieure. Le schéma de principe de ce type de convertisseur est illustré dans la figure IV.04 ci-dessous.

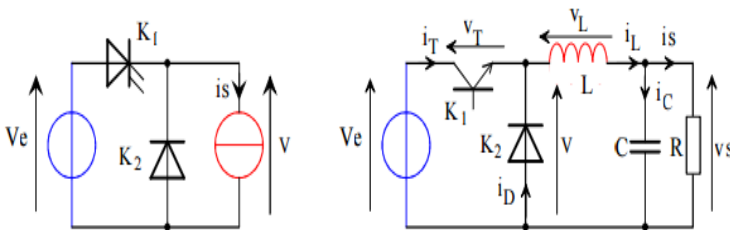


Fig.IV.04 : Schéma de principe d'un convertisseur Buck

Chapitre IV : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation forcée

• **analyse du fonctionnement**

L'application des lois de Kirchoff sur le circuit équivalent du convertisseur dévolteur donne deux phases de fonctionnement :

α est le rapport cyclique $0 < \alpha < 1$

$0 \leq t \leq \alpha T$ K_1 est fermé et K_2 est ouvert

$$V_T = 0, I_D = 0$$

$$V_e(t) = V_L(t) + V_s(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} + V_s(t) \quad (IV.01)$$

$$\Rightarrow V_s(t) = V_e(t) - V_L(t)$$

$\alpha T \leq t \leq T$ K_2 est fermé et K_1 est ouvert

$$V_T = V_e, I_D = i_L$$

$$V_e(t) = V_L(t) + V_s(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} + V_s(t) = 0 \quad (IV.02)$$

$$\Rightarrow V_s(t) = -V_L(t)$$

Les formes d'ondes en conduction continue sont représentées à la figure IV.05.

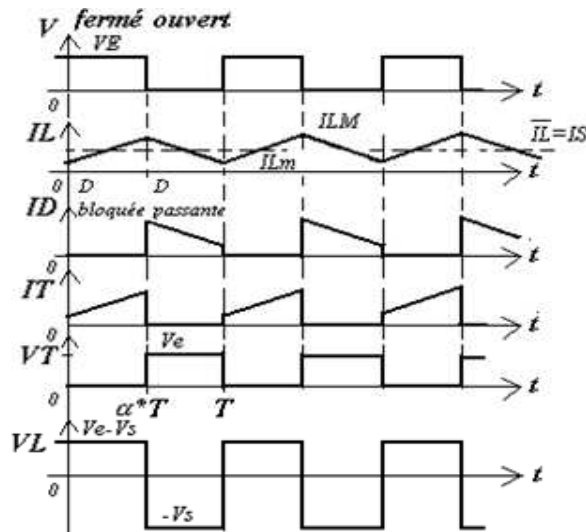


Fig.IV.05 : Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur Buck

Chapitre IV : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation forcée

En régime permanent, la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance est nulle. La tension de sortie est donnée par la relation suivante :

$$V_{s0}(t) = \frac{1}{T} \int_0^T V_s(t).dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} (V_e(t) - V_L(t)).dt = \alpha V_e \quad (IV.03)$$

IV.2.1.2. Hacheur survolteur (Boost)

C'est un type de convertisseur DC-DC qui augmente la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée. Le schéma de principe de ce type de convertisseur est illustré dans la figure IV.06.

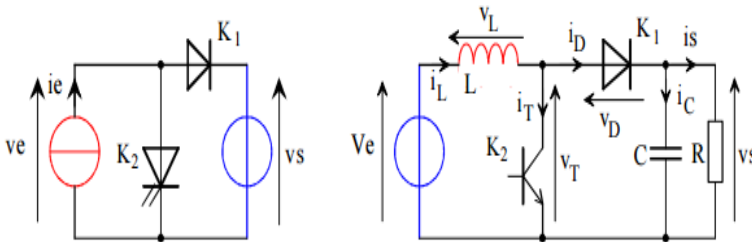


Fig.IV.06 : Schéma de principe d'un convertisseur Boost

• analyse du fonctionnement

L'application des lois de Kirchhoff sur le circuit équivalent du convertisseur survolteur donne deux phases de fonctionnement :

$$0 \leq t \leq \alpha T \quad K_2 \text{ est fermé et } K_1 \text{ est ouvert} \\ V_T=0, I_D=0 \quad (IV.04)$$

$$V_e(t) = V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

Chapitre IV : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation forcée

$$\alpha T \leq t \leq T \quad K_1 \text{ est fermé et } K_2 \text{ est ouvert} \quad (IV.05)$$

$$V_T = V_e - V_L = V_s$$

$$V_e(t) = V_L(t) + V_s(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} + V_s(t)$$

$$\Rightarrow V_L(t) = V_e(t) - V_s(t)$$

Les formes d'ondes en conduction continue sont représentées à la figure IV.07 :

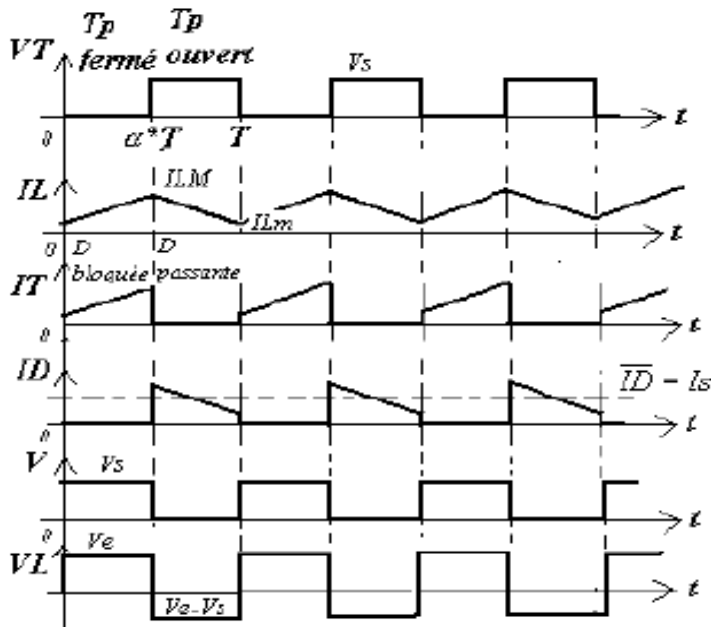


Fig.IV.07 : Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur Boost

✓ **Calcul de la valeur moyenne de la tension de sortie $V_s(t)$**

$$V_{L0}(t) = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} V_e(t) \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T (V_e(t) - V_s(t)) \cdot dt = 0$$

$$\Rightarrow V_s = \frac{1}{1 - \alpha} V_e$$

IV.2.1.3. Hacheur Buck-Boost : Définition Hacheur inverseur, dévolteur-survolteur

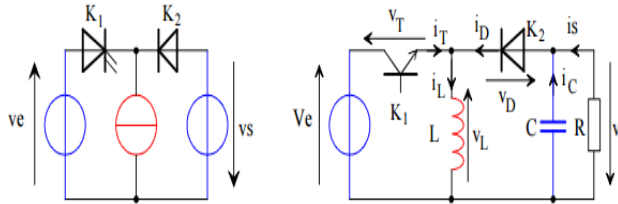


Fig.IV.08 : Schéma de principe d'un convertisseur Buck-Boost

• **analyse du fonctionnement**

$0 \leq t \leq \alpha T$ K_1 est fermé et K_2 est ouvert

$$V_T = 0, I_D = 0 \tag{IV.06}$$

$$V_e(t) = V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt}$$

$\alpha T \leq t \leq T$ K_2 est fermé et K_1 est ouvert

$$V_T = V_e - V_L = -V_s \tag{IV.07}$$

$$V_s(t) = -V_L(t) = -L \frac{di_L(t)}{dt}$$

Les formes d'ondes en conduction continue sont représentées à la figure IV.09.

Chapitre IV : Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation forcée

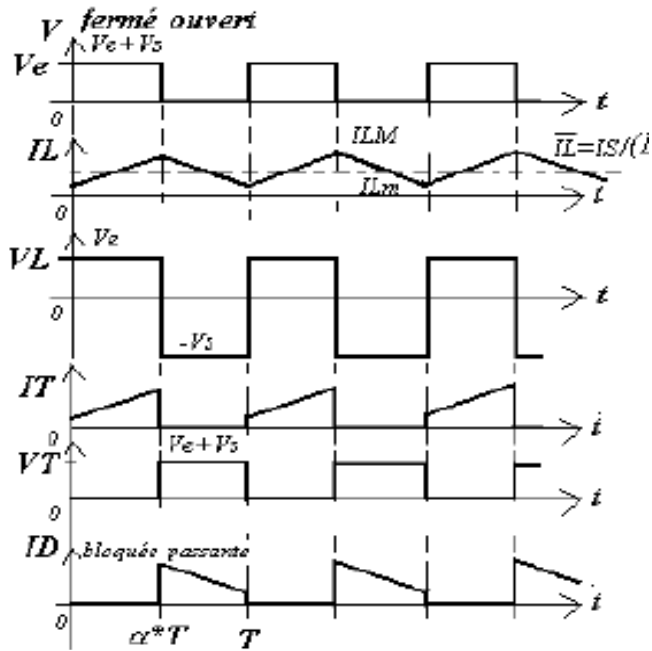


Fig.IV.09 : Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur Buck- Boost

✓ **Calcul de la valeur moyenne de la tension de sortie $V_s(t)$**

$$V_{L0}(t) = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} V_e(t).dt - \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T V_s(t).dt = 0$$

$$\Rightarrow V_s = \frac{\alpha}{1-\alpha} V_e$$

Chapitre V

Onduleur multi-niveau

V.1. Introduction aux onduleurs multiniveaux

Un onduleur multiniveau est un convertisseur de puissance capable de générer une tension de sortie avec plus de deux niveaux distincts. Contrairement aux onduleurs classiques qui ne produisent que deux niveaux de tension (positive et négative), les onduleurs multiniveaux peuvent générer plusieurs paliers de tension intermédiaires.

V.1.1. Avantages des onduleurs multiniveaux

Les onduleurs multiniveaux présentent plusieurs avantages par rapport aux onduleurs classiques :

- ✓ **Meilleure qualité de la forme d'onde** : La tension de sortie se rapproche davantage d'une sinusoïde parfaite, réduisant ainsi la distorsion harmonique totale (THD).
- ✓ **Réduction des contraintes sur les composants** : Les interrupteurs de puissance sont soumis à des tensions plus faibles, ce qui permet d'utiliser des composants moins coûteux et plus fiables.
- ✓ **Diminution des pertes par commutation** : La fréquence de commutation peut être réduite tout en maintenant une bonne qualité de la forme d'onde.
- ✓ **Possibilité de fonctionnement à haute tension** : En répartissant la tension totale sur plusieurs niveaux, on peut atteindre des tensions de sortie plus élevées.
- ✓ **Réduction des interférences électromagnétiques** : Grâce à des variations de tension plus faibles entre chaque niveau.

V.1.2. Principe de fonctionnement de base

Le principe fondamental d'un onduleur multiniveau consiste à combiner plusieurs sources de tension continue (DC) pour générer une tension alternative (AC) à plusieurs niveaux. Voici les étapes simplifiées :

1. **Découpage de la tension totale** : La tension continue d'entrée est divisée en plusieurs niveaux intermédiaires.
2. **Commutation séquentielle** : Les interrupteurs de puissance sont activés dans un ordre précis pour générer les différents niveaux de tension.
3. **Synthèse de la forme d'onde** : La combinaison des différents niveaux de tension permet de créer une forme d'onde en escalier qui se rapproche d'une sinusoïde.
4. **Filtrage** : Un filtre de sortie peut être ajouté pour lisser davantage la forme d'onde et éliminer les harmoniques indésirables.

Plus le nombre de niveaux est élevé, plus la forme d'onde de sortie se rapproche d'une sinusoïde parfaite, améliorant ainsi la qualité de l'énergie fournie.

V.2. Topologies des onduleurs multiniveaux

Il existe plusieurs topologies d'onduleurs multiniveaux, chacune ayant ses propres caractéristiques, avantages et inconvénients. Voici les principales topologies :

V.2.1. Onduleur en cascade à pont H

Les onduleurs en cascade à pont H sont une topologie avancée d'onduleurs multiniveaux, souvent utilisés pour des applications nécessitant une haute qualité de puissance et une flexibilité de contrôle. Un onduleur en cascade à pont H est constitué de plusieurs modules de pont H connectés en série pour produire une tension de sortie multiniveau. Chaque pont H est alimenté par une source DC isolée. Le nombre de niveaux = $2m + 1$ (où m est le nombre de ponts H par phase).

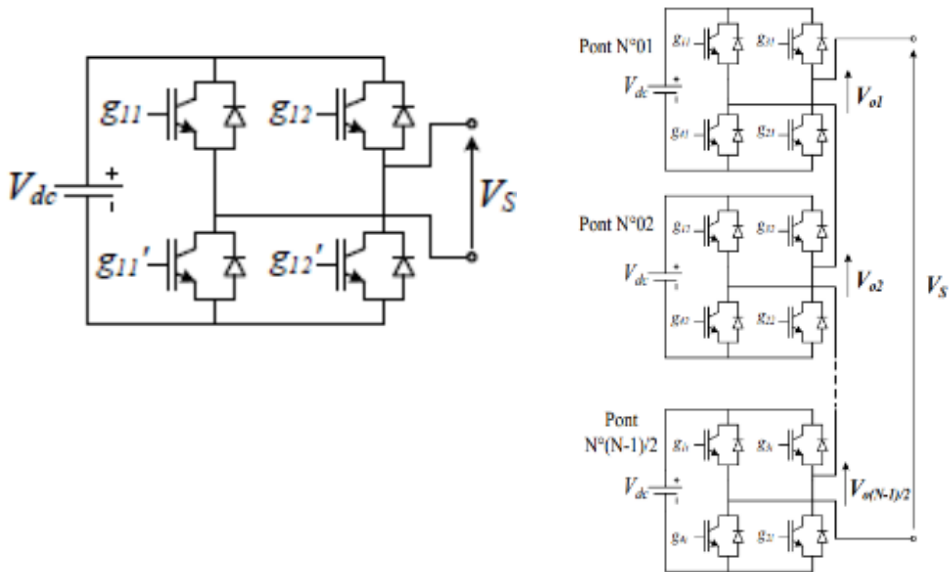


Fig.V.01 : Onduleur de tension de type pont en H complet :(a)onduleur monophasé et (b) onduleur multiniveau en cascade

Chapitre V : Onduleur multi-niveau

Avantages

- Structure simple et modulaire.
- Facile à contrôler.
- Pas besoin de diodes de clamping ou de capacités flottantes.

Inconvénients

- Nécessite de nombreuses sources DC isolées.

V.2.2. Onduleur à diodes clampées (Neutral Point Clamped NPC)

L'onduleur multiniveau à diodes (DCMI), également connu sous le nom d'onduleur multiniveaux NPC, utilise des diodes pour limiter la tension appliquée aux composants de puissance. Son fonctionnement repose sur la connexion en série de condensateurs, ce qui permet de diviser la tension du bus continu.

Avantages

- Une seule source DC nécessaire.
- Bonne qualité de la tension de sortie.

Inconvénients

- Complexité croissante avec le nombre de niveaux.
- Déséquilibre possible des tensions des condensateurs.

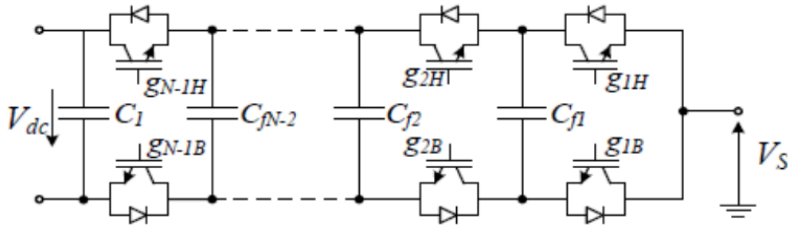


Fig.V.03 : Bras d'un onduleur FC à N-niveaux

V.2.4. Onduleur modulaire multiniveau (Modular Multilevel Converter MMC)

Un onduleur modulaire multiniveau (MMC) est constitué de nombreux sous-modules connectés en série pour former des niveaux de tension multiples, permettant une conversion de puissance efficace et flexible.

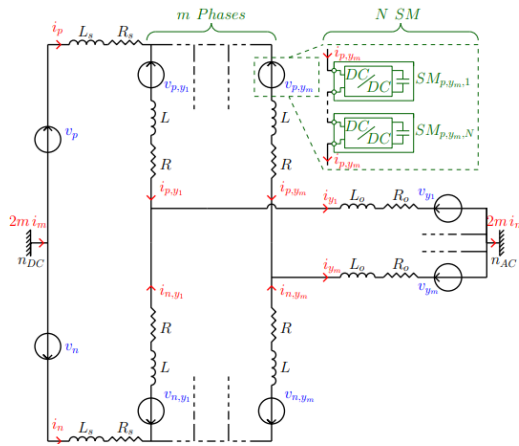


Fig.V.04 : Schéma électrique du MMC à m phases

Avantages

- Excellente qualité de la forme d'onde de sortie.
- Adapté aux applications à très haute tension.

Chapitre V : Onduleur multi-niveau

- Redondance intrinsèque.

Inconvénients

- Contrôle complexe.
- Nécessite un grand nombre de composants.

Dans cette partie on va s'intéresser à l'étude et la commande de l'onduleur de tension à trois niveaux de type NPC (Neutral Point Clamping) c'est-à-dire une structure à point milieu.

Pour un bras d'onduleur à N niveaux, le nombre des éléments constituant sa topologie, notamment les sources secondaires de tension continue S, les interrupteurs K et les diodes de bouclage D sont régis par les relations suivantes :

$$S = N - 1 \quad K = 2(N - 1) \quad D = 2(N - 2) \quad (V-01)$$

V.3.Modélisation de l'onduleur triphasé multiniveaux à structure N.P.C

V.3.1. Onduleur NPC à trois niveaux

Pour un onduleur NPC à trois niveaux on a trois séquences de fonctionnement :

$$N=3 \Rightarrow S = N - 1 = 2 \quad K = 2(N - 1) = 4 \quad D = 2(N - 2) = 2$$

La figure V.05 illustre cette configuration. Le bus continu d'entrée comprend deux condensateurs en série (C_1, C_2), créant un point médian (O). Cette disposition offre à l'onduleur un niveau de tension supplémentaire par rapport à un onduleur classique à deux niveaux. La

Chapitre V : Onduleur multi-niveau

tension totale du bus continu est E , généralement répartie équitablement entre les deux condensateurs, chacun supportant une tension de $(E/2)$.

L'architecture comporte trois bras (A, B et C). Chaque bras est constitué de quatre interrupteurs commandés et de deux diodes de clamp. Par exemple, le bras A comprend les interrupteurs K_{A1} , K_{A2} , K_{A3} et K_{A4} , ainsi que les diodes D_{clA1} et D_{clA2} reliées au point médian du bus continu. Les interrupteurs commandés ont la particularité d'être unidirectionnels en tension mais bidirectionnels en courant.

L'application des règles d'interconnexions des sources nous conduit aux règles suivantes :

- K_{A2} et K_{A4} : ne doivent jamais être fermés simultanément afin d'éviter un court-circuit de la source de courant.
- K_{A2} et K_{A4} : ne doivent en aucun cas conduire simultanément afin de prévenir un court-circuit de la source flottante $E/2$.
- K_{A1} et K_{A3} : ne doivent jamais être ouverts simultanément pour éviter d'interrompre le chemin de conduction de la source de courant.
- K_{A1} et K_{A3} : ne doivent en aucun cas conduire simultanément afin d'éviter la mise en parallèle de deux sources de tensions de valeurs différentes. E et $\frac{E}{2}$.

Chapitre V : Onduleur multi-niveau

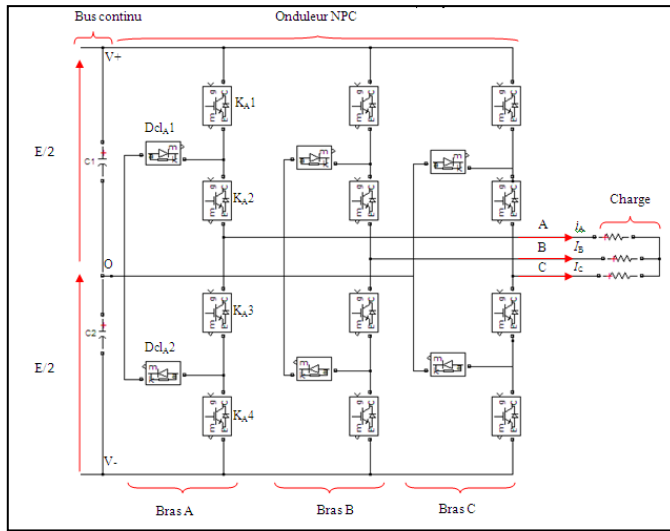


Fig.V.01 : Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

Pour simplifier l'étude, considérons un bras d'onduleur NPC à trois niveaux, dont la structure est illustrée dans la figure V.06. Il est nécessaire de déterminer les valeurs possibles de la tension simple V_{ao} entre la borne "a" de la charge pour les différents états des interrupteurs, ainsi que de montrer les séquences de conduction des interrupteurs.

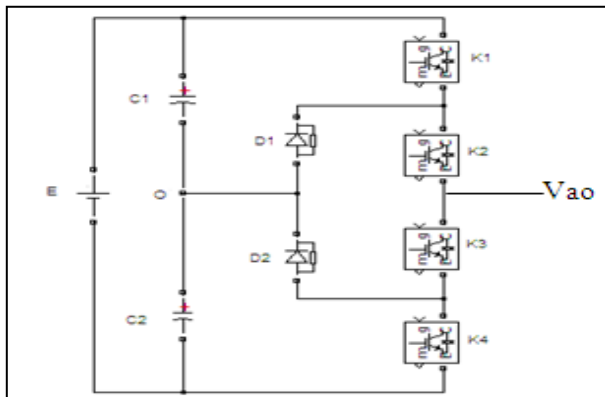


Fig.V.06 : Bras d'onduleur à trois niveaux

Chapitre V : Onduleur multi-niveau

- **Séquence a** : Génération du niveau maximum

Dans ce cas, les interrupteurs K_1 , K_2 sont passants et K_3 , K_4 sont bloqués. La tension de sortie est $V_{ao} = +\frac{E}{2}$. La tension inverse appliquée aux interrupteurs K_3 , K_4 vaut $+\frac{E}{2}$.

- **Séquence b** (Fig. V.07-b) : Génération du niveau intermédiaire

Les interrupteurs K_2 , K_3 sont passants et K_1 , K_4 sont bloqués, dans ce cas la tension de sortie est $V_{ao} = 0$. La tension inverse appliquée aux interrupteurs K_1 , K_4 vaut $+\frac{E}{2}$.

- **Séquence c** (Fig. V.07-c) : Génération du niveau minimum

Dans ce cas, les interrupteurs K_1 , K_2 sont bloqués et K_3 , K_4 sont passants. La tension de sortie est $V_{ao} = -\frac{E}{2}$, et la tension inverse appliquée aux interrupteurs K_1 , K_2 vaut $-\frac{E}{2}$.

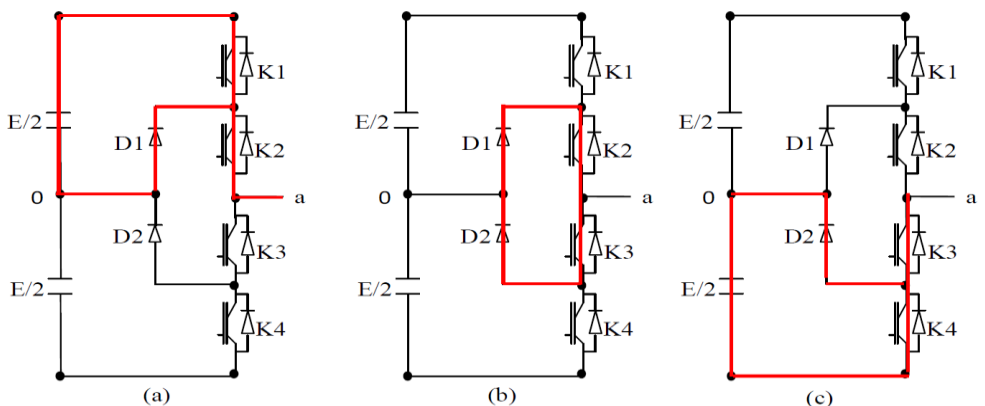


Fig. V.07 : Les différentes séquences d'un bras d'onduleur NPC à trois niveaux

Chapitre V : Onduleur multi-niveau

Les trois états sont montrés dans le tableau ci-dessous :

Tableau V.01 : États des commutations et tension de sortie d'un onduleur NPC à trois niveaux

K_1	K_2	K_3	K_4	V_{ao}
1	1	0	0	$+\frac{E}{2}$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-\frac{E}{2}$

Les formes d'ondes d'un bras d'onduleur monophasé de type NPC à trois niveaux sont données par la figure ci-dessous :

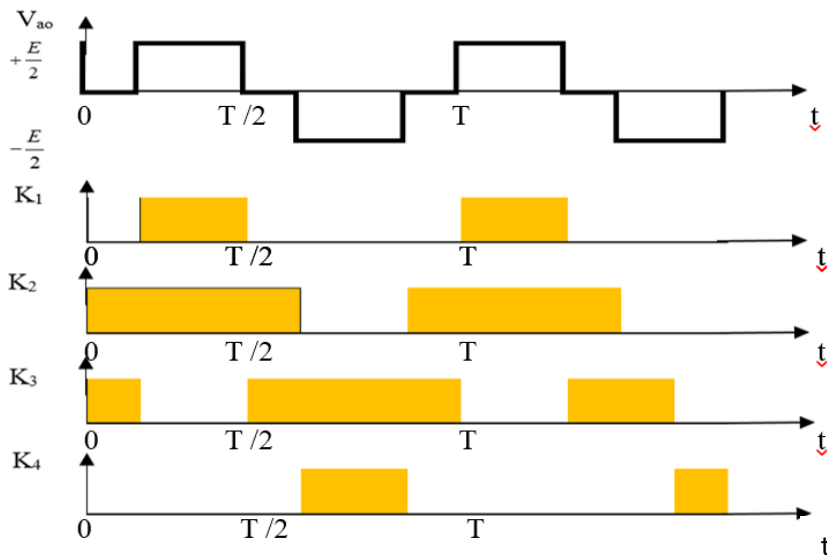


Fig. V.08 : Formes d'ondes de la tension de sortie d'un bras d'onduleur monophasé de type NPC à trois niveaux

V.3.2. Onduleur NPC à cinq niveaux

Afin de monter en tension et en puissance, on utilise les onduleurs multiniveaux pour une meilleure maîtrise de contraintes en tension sur les composants, cette topologie génère une tension simple à cinq niveaux (entre le bras d'onduleur et le point milieu)

Pour un onduleur NPC à cinq niveaux on a cinq séquences de fonctionnement :

$$N=5 \Rightarrow S = N - 1 = 4 \quad K = 2(N - 1) = 8 \quad D = 2(N - 2) = 6$$

Le tableau V.02 donne, pour un Onduleur à cinq niveaux, les configurations possibles pour chaque niveau de la tension de sortie. On remarque que 2^N commutations sont possibles ; mais seulement $N=5$ niveaux de tensions sont synthétisables en sortie. Les états redondants peuvent être exploités pour l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs.

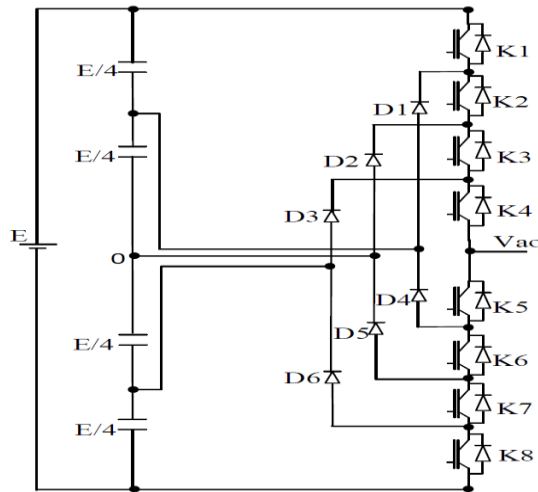


Fig. V.09 : Bras d'onduleur NPC à cinq niveaux

Chapitre V : Onduleur multi-niveau

Tableau V.02 : États des commutations et tension de sortie d'un onduleur NPC à cinq niveaux

K_1	K_2	K_3	K_4	K_5	K_6	K_7	K_8	V_{ao}
1	1	1	1	0	0	0	0	$+\frac{E}{2}$
0	1	1	1	1	0	0	0	$+\frac{E}{4}$
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	$-\frac{E}{4}$
0	0	0	0	1	1	1	1	$-\frac{E}{2}$

Chapitre V : Onduleur multi-niveau

Les formes d'ondes d'un bras d'onduleur monophasé de type NPC à cinq niveaux sont données par la figure ci-dessous :

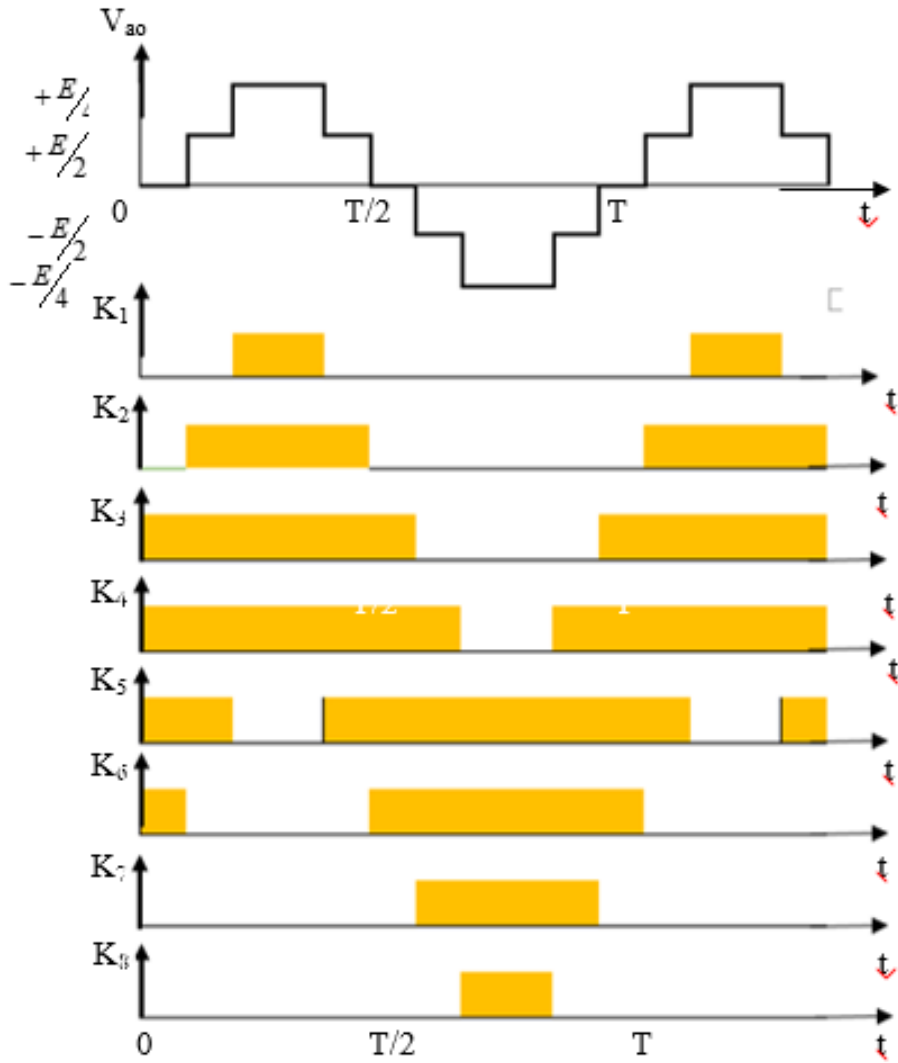


Fig. V.10 : Formes d'ondes de la tension de sortie d'un bras d'onduleur monophasé de type NPC à cinq niveaux

V.4.Stratégie de commande de l'onduleur triphasé a trois niveaux

Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsions ont été proposées, on distingue :

- Modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinusoïdale
- MLI vectorielle (Space Vector PWM - SVPWM)
- Techniques de modulation avancées

V.4.1. Comparaison et choix de la stratégie de modulation

Le choix de la stratégie de modulation dépend de plusieurs facteurs :

Performances requises (THD, rendement)

- Capacité de calcul disponible
- Complexité de mise en œuvre acceptable
- Coût du système

Dans cette partie, on va étudier un seul type de stratégie de commande qui est Modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinusoïdale.

V.4.1.1. Modulation de largeur d'impulsion (MLI) sinusoïdale

La MLI sinusoïdale est la technique de base pour les onduleurs NPC. Elle consiste à comparer une onde porteuse triangulaire avec trois ondes de référence sinusoïdales déphasées de 120° .

Principe

- Utilisation de deux porteuses triangulaires pour les trois niveaux de tension
- Comparaison avec les signaux de référence sinusoïdaux

Chapitre V : Onduleur multi-niveau

- Génération des signaux de commande pour les interrupteurs

Dans le cas des onduleurs multiniveaux comportant plus de trois niveaux ($N > 3$), la technique de modulation sinusoïdale classique utilisant un seul signal triangulaire porteur devient insuffisante pour générer l'ensemble des signaux de commande nécessaires. Pour pallier cette limitation, on recourt à la modulation sinusoïdale à porteuses triangulaires multiples.

Cette méthode plus avancée se caractérise par l'utilisation de $(N-1)$ signaux triangulaires, où N représente le nombre de niveaux de l'onduleur. Ces signaux triangulaires, servant de porteuses, partagent les propriétés suivantes :

Une fréquence identique f_c , généralement élevée par rapport à la fréquence fondamentale du signal de référence.

Une amplitude constante A_c pour tous les signaux.

L'emploi de ces multiples porteuses triangulaires permet de générer les signaux de commande appropriés pour chacun des interrupteurs de l'onduleur multiniveau, assurant ainsi une conversion plus fine et une forme d'onde de sortie se rapprochant davantage d'une sinusoïde idéale. Cette technique offre une plus grande flexibilité dans le contrôle des onduleurs à niveaux multiples, améliorant la qualité de l'onde de sortie et réduisant le contenu harmonique.

Le taux de modulation m_a est le rapport de fréquence m_f sont donnés par les expressions suivantes :

$$m_a = \frac{A_m}{(N-1)A_c} \text{ et } m_f = \frac{f_c}{f_m}$$

Avantages

- Mise en œuvre simple
- Bonne qualité de la tension de sortie
- InV-1convénients :
- Utilisation sous-optimale de la tension du bus continu
- Difficulté à équilibrer les tensions des condensateurs du point milieu

Les formes d'ondes d'un bras d'onduleur monophasé de type NPC à cinq niveaux sont données par la figure ci-dessous :

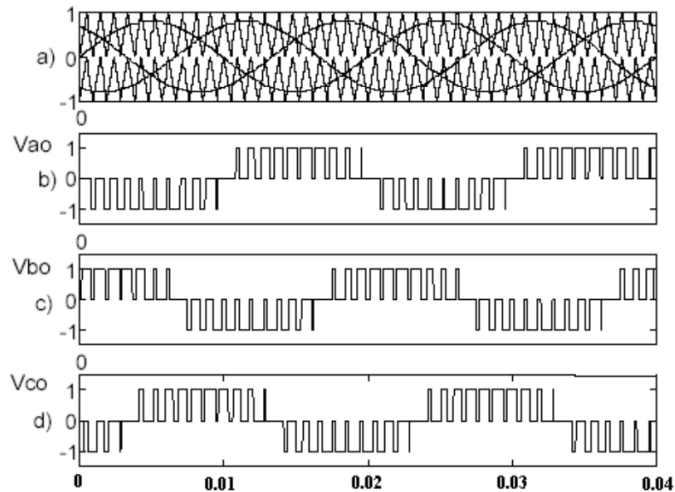


Fig. V.10 : Principe de la commande MLI à double triangles

Chapitre VI

Qualité d'énergie des convertisseurs statiques

VI.1. Introduction à la qualité d'énergie dans les systèmes électriques

La qualité d'énergie électrique se réfère à un ensemble de caractéristiques électriques qui permettent à un équipement de fonctionner de manière satisfaisante, sans perte significative de performance ou de durée de vie. Elle englobe plusieurs aspects :

- ✓ La stabilité de la tension.
- ✓ La stabilité de la fréquence.
- ✓ La forme d'onde (sinusoïdale pure).
- ✓ L'équilibre entre les phases (pour les systèmes triphasés).
- ✓ L'absence de perturbations transitoires.

VI.1.1. Importance dans les réseaux électriques modernes

- ✓ Prolifération des charges non linéaires (électronique de puissance).
- ✓ Sensibilité accrue des équipements modernes aux perturbations.
- ✓ Impact sur l'efficacité énergétique et la durée de vie des équipements.
- ✓ Coûts associés aux dysfonctionnements et à la maintenance.
- ✓ Enjeux de fiabilité et de sécurité des réseaux électriques.

VI.1.2. Principaux paramètres de la qualité d'énergie

- ✓ Harmoniques.
- ✓ Fluctuations de tension (flicker).

Chapitre 06 : Qualité d'énergie des convertisseurs statiques

- ✓ Creux de tension et coupures brèves.
- ✓ Surtensions transitoires.
- ✓ Déséquilibres de tension.
- ✓ Variations de fréquence.

VI.1.3. Normes et réglementations

- ✓ IEEE 519 : Recommandations pour le contrôle des harmoniques
- Limites de distorsion harmonique en courant et en tension
- Méthodes de mesure et d'évaluation
 - ✓ IEC 61000 : Compatibilité électromagnétique (CEM)
- IEC 61000-3-2 : Limites pour les émissions de courant harmonique
- IEC 61000-3-3 : Limitation des variations de tension et du flicker
 - ✓ EN 50160 : Caractéristiques de la tension fournie par les réseaux publics de distribution

VI.1.4. Impacts de la mauvaise qualité d'énergie

- ✓ Échauffements excessifs des équipements
- ✓ Dysfonctionnements des systèmes de contrôle et de protection
- ✓ Erreurs de mesure
- ✓ Réduction de la durée de vie des équipements
- ✓ Pertes d'énergie accrues dans le réseau

VI.1.5. Rôle des convertisseurs statiques

- ✓ Sources principales de perturbations harmoniques

- ✓ Contribution à l'amélioration de la qualité d'énergie (avec des topologies et des contrôles appropriés)

VI.2. Perturbation harmonique en courant et en tension

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique dans les réseaux électriques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques.

Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique.

Les différents convertisseurs sont vus comme étant des charges non linéaires qui injectent des courants harmoniques sur le réseau électrique. La Fig. VI.02 illustre les courants non sinusoïdaux absorbés par la charge non linéaire la plus répandue : le redresseur à diodes ou à thyristors (Fig. VI.01). Ce dispositif génère les harmoniques impaires non multiples de 3 (dans le cas triphasé), les plus importants étant les harmoniques 5,7, 11 et 3

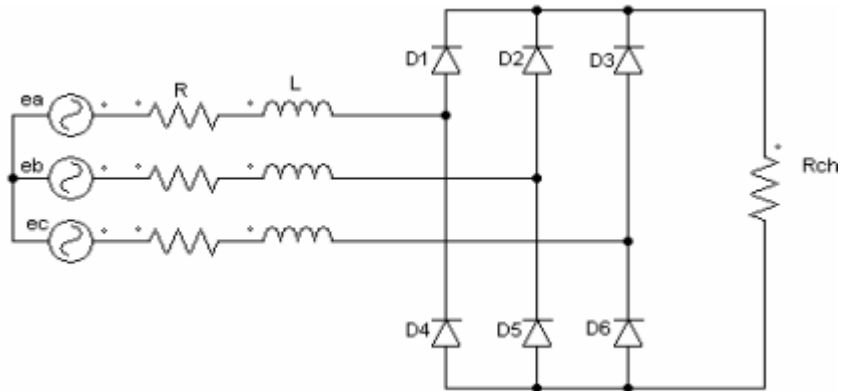


Fig. VI.01 : Pont de redresseur triphasé à diode alimentant une charge résistive

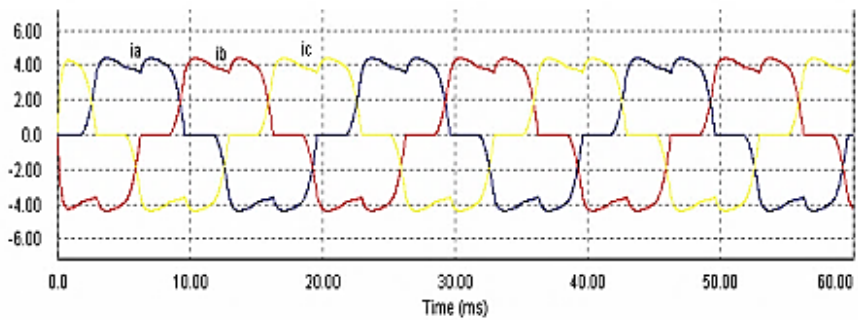


Fig. VI.02 : Courants absorbés par un redresseur à diodes

La façon la plus simple de représenter un courant non sinusoïdal est de considérer sa série de Fourier jusqu'à un rang significatif, c'est-à-dire en représentant les fréquences discrètes qui composent ce signal avec une précision souhaitée et une complexité acceptée. Dans ce cas-là, le courant absorbé, par les charges non linéaires, peut être généralement modélisé comme l'addition de plusieurs sources de courant, une pour

Chapitre 06 : Qualité d'énergie des convertisseurs statiques

chaque composante fréquentielle, mises en parallèle comme le montre la Fig. VI.03.

$$\begin{aligned}
 (i)_h &= i_0 + i_1 + \dots i_n \\
 &= I_0 + I_1\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_1) \\
 &+ \dots I_n\sqrt{2} \cos(n\omega t + \varphi_n)
 \end{aligned}
 \tag{VI.01}$$

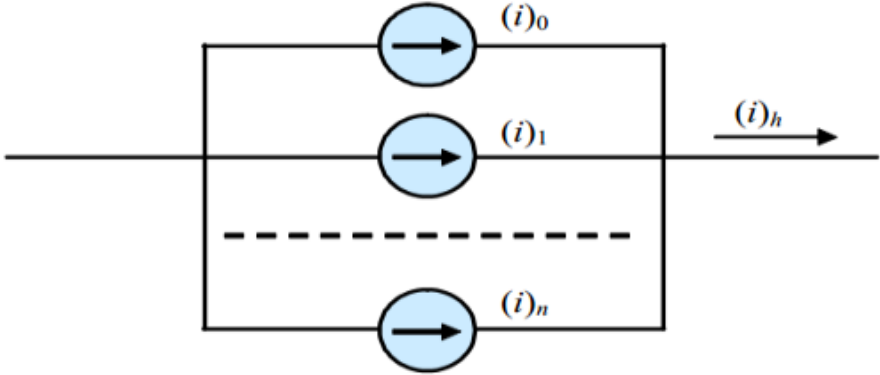


Fig. VI.03: Modélisation d'une charge non linéaire

Dans le cas d'un système triphasé équilibré, le modèle de la charge sera :

$$\begin{aligned}
 (i_a)_h &= I_0 + I_1\sqrt{2} \cos(\omega t + \varphi_1) \\
 &+ \dots I_n\sqrt{2} \cos(n\omega t \\
 &+ \varphi_n)
 \end{aligned}
 \tag{VI.02}$$

$$\begin{aligned}
 (i_b)_h &= I_0 + I_1\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \varphi_1 - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 &+ \dots I_n\sqrt{2} \cos\left(n\omega t + \varphi_n - n\frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{VI.03}$$

$$\begin{aligned}
 (i_c)_h &= I_0 + I_1\sqrt{2} \cos\left(\omega t + \varphi_1 + \frac{2\pi}{3}\right) \\
 &+ \dots I_n\sqrt{2} \cos\left(n\omega t + \varphi_n + n\frac{2\pi}{3}\right)
 \end{aligned}
 \tag{VI.04}$$

Chapitre 06 : Qualité d'énergie des convertisseurs statiques

On observe que les fondamentaux composent un système direct (c'est-à-dire de même séquence que la tension réseau), les harmoniques multiples de 3 composent un système homopolaire, l'harmonique 5 un système inverse (la séquence des phases est inverse par rapport à la tension réseau), l'harmonique 7 un système direct (même séquence que la tension réseau) ...etc.

Dans un circuit électrique quelconque, le courant et la tension sont couplés (en régime stationnaire) à travers la notion d'impédance : une variation du courant de la charge modifie la tension au point de raccordement et vice-versa. Une méthode itérative serait donc nécessaire pour mener une étude approfondie des interactions entre les charges non linéaires et le réseau. Toutefois, pour des raisons de simplification, on considère ici les charges non linéaires indépendantes des harmoniques de la tension réseau. En d'autres termes, on étudiera les effets des harmoniques de courant sur le réseau et non l'inverse.

VI.2.1. Identification des sources harmoniques

Ce sont tous les récepteurs ayant des caractéristiques d'entrée non linéaires. Dans le domaine industriel et domestique, ce sont essentiellement :

- Les dispositifs électroniques de puissance.
- Les fours à arc.
- L'éclairage.
- Les circuits magnétiques saturés (inductance à circuit magnétique saturé).

- Les variateurs de vitesse.

VI.2.2. Conséquences des harmoniques

Les courants harmoniques se propagent dans le réseau électrique, de forme l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par ce même réseau. Ils peuvent occasionner des incidents au niveau de l'appareillage du client et donnent lieu à des surcoûts de production d'énergie importants. On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux types : les effets instantanés et les effets à terme.

VI.2.2.1. Effets instantanés

Les effets instantanés apparaissent immédiatement dans certains appareillages.

- **Défauts de fonctionnement de certains équipements électriques**

En présence d'harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi-période. Les appareils dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro des grandeurs électriques peuvent être affectés.

- **Troubles fonctionnels des micro-ordinateurs**

Les effets sur ces équipements peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatoires des moteurs d'entraînement de disque.

- **Erreurs dans les appareils de mesure**

Certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesure et des erreurs de lecture supplémentaires en présence d'harmoniques.

- **Vibrations et bruits**

Les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances et machines tournantes).

VI.2.2.2. Effets à terme

Ils se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la perturbation harmonique. L'effet à terme le plus important est de nature thermique, il se traduit par l'échauffement. Il conduit à une fatigue prématurée du matériel, des lignes et amènent un déclassement des équipements.

- **Echauffement des câbles et des équipements**

Ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années) et concernent les câbles qui peuvent être le siège du suréchauffement du neutre et les matériels bobines comme les transformateurs ou les moteurs.

- **Echauffement des condensateurs**

L'échauffement est causé par les pertes dues au cycle d'hystérésis dans le diélectrique. Les condensateurs sont aussi sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques. Ces échauffements peuvent conduire au claquage.

- **Echauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs**

Un échauffement est causé par les pertes dans le stator des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, Circuits magnétiques) à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor. Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet Joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courants de Foucault dans les circuits magnétiques.

VI.2.3. Grandeurs harmoniques

La variation en fonction du temps, des grandeurs électriques courants et tensions des réseaux industriels alternatifs, s'éloigne significativement de la sinusoïde pure (Fig. VI.04).

La variation est en fait composée d'un certain nombre de sinusoïdes de fréquences différentes, comprenant entre autres, une sinusoïde à

Chapitre 06 : Qualité d'énergie des convertisseurs statiques

fréquence industrielle dite sinusoïde fondamentale ou plus simplement: le fondamental.

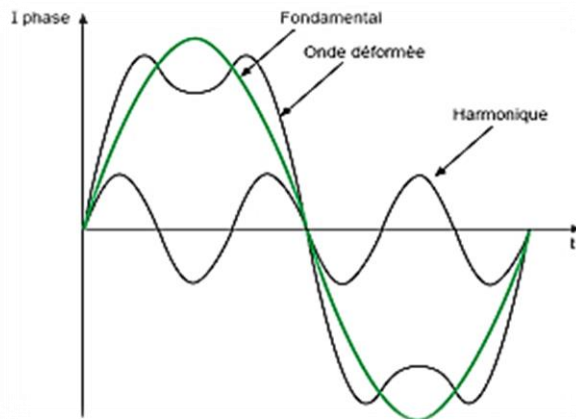


Fig. VI.04: Image d'une Onde déformée

VI.2.3.1. L'amplitude

C'est une des composantes sinusoïdales de la variation de la grandeur physique possédant une fréquence multiple de celle de la composante fondamentale. L'amplitude de l'harmonique est généralement de quelques pour cent de celle du fondamental.

VI.2.3.2. Rang d'harmoniques

C'est le rapport de sa fréquence f_n à celle du fondamental (généralement la fréquence industrielle, 50 ou 60 Hz) :

$$n = \frac{f_n}{f} \quad (\text{IV.05})$$

Pour $n=1$ par principe, le fondamental f_1 a le rang 1.

Les harmoniques se distinguent par leur rang, de type pair ou impair.

Les harmoniques de rang pair (2, 4, 6, 8...), très souvent négligeables

Chapitre 06 : Qualité d'énergie des convertisseurs statiques

en milieu industriel, s'annulent en raison de la symétrie du signal. Ils n'existent qu'en présence d'une composante continue. Par contre, les harmoniques de rang impair (3, 5, 7, 9...) sont fréquemment rencontrés sur le réseau électrique.

VI.2.3.3. Spectre de fréquences

C'est la représentation graphique de l'amplitude des harmoniques en fonction de leur rang. En général, la valeur de chaque harmonique est exprimée par son taux individuel (en pourcentage du fondamental).

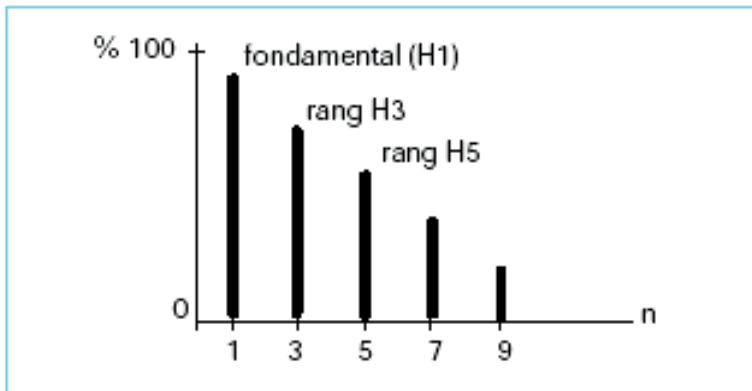


Fig.VI.05 : Représentation spectrale

L'amplitude des raies harmoniques décroît en fonction de leur rang.

VI.3 Caractérisation des perturbations harmoniques

VI.3 1. Taux d'harmonique

VI.3 1. 1. Taux individuel d'harmonique

Il donne une mesure de l'importance de chaque harmonique par rapport au fondamental. Le taux individuel est le rapport de la valeur efficace de l'amplitude de l'harmonique de rang n à celle du fondamental.

Le taux de I_n en % = $100 \frac{I_n}{I_1}$: Valeur efficace du courant fondamental

VI.3 1.2. Taux global de distorsion, THD (Total Harmonic Distorsion)

Il donne une mesure de l'influence thermique de l'ensemble des harmoniques : c'est le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du fondamental seul.

Ce paramètre, appelé encore distorsion harmonique ou facteur de distorsion, représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du fondamental.

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (IV.06)$$

VI.3.1.3. Facteur de puissance et Facteur de déphasage

Facteur de puissance : c'est le rapport de la puissance active P à la puissance apparente S.

$$FP = \frac{P}{S} \quad (IV.07)$$

Chapitre 06 : Qualité d'énergie des convertisseurs statiques

Le facteur de déphasage $\cos\varphi_1$: il représente le cosinus de l'angle entre les variables fondamentales de la tension et du courant.

$$\cos\varphi_1 = \frac{P_1}{S_1} \quad (\text{IV.08})$$

P_1 : Puissance active de la composante fondamentale

S_1 : Puissance apparente de la composante fondamentale.

Donc:

$FP = \cos\varphi_1$: Sur une charge linéaire

$FP \neq \cos\varphi_1$: Sur une charge non linéaire

Le facteur de déformation FD représente le lien entre FP et $\cos\varphi_1$ tel que:

$$FD = \frac{FP}{\cos\varphi_1} \quad (\text{IV.09})$$

$$\text{Donc : } FP = \cos\varphi_1 \cdot FD \quad (\text{IV.10})$$

VI.3.1. Solutions de dépollutions harmoniques des réseaux électriques

Afin de diminuer les perturbations en tension ou en courant, il est possible d'agir à deux niveaux :

- du côté de la source en filtrant la tension du réseau ou en améliorant le réseau de transport et celui de distribution ;
- du côté du client en rendant le courant de ligne le plus sinusoïdal possible.

VI.3.1.1. Solutions traductionnelles

Plusieurs solutions ont été envisagées pour limiter la propagation des harmoniques et améliorer la qualité et la gestion de l'énergie électrique.

Chapitre 06 : Qualité d'énergie des convertisseurs statiques

Elles peuvent être classées en deux catégories, traditionnelles et modernes (à base de l'électronique de puissance).

Les moyens de dépollution traditionnels sont nombreux et se résument dans points suivants :

- inductance anti-harmonique de protection des condensateurs ;
- inductance de lissage des courants ;
- confinement des harmoniques ;
- l'utilisation de transformateurs à couplage approprié permettant de limiter la circulation des courants harmoniques ;
- augmentation de l'indice de modulation ;
- filtres passifs utilisant des éléments réactifs en l'occurrence des inductances et des condensateurs.

Vue leur importance pratique, nous nous limiterons dans ce qui suit à détailler uniquement les filtres passifs.

Le filtrage passif consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Parmi les dispositifs de filtrage passif les plus répandus, on distingue le filtre passif résonnant et le filtre passif amorti ou passe-haut (Fig.VI.06).

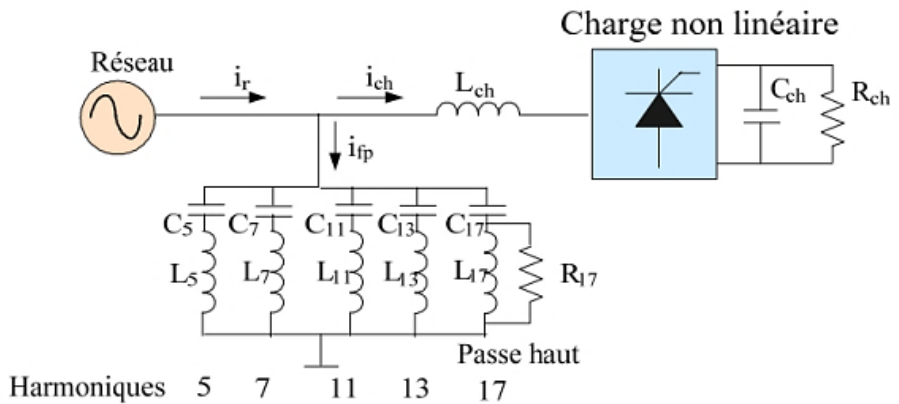


Fig. VI.06: Schéma de plusieurs filtres passifs connectés en parallèle sur un réseau pollué

Ces dispositifs sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent aussi être utilisés pour compenser la réactive malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients :

- Manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge.
- Equipement volumineux.
- Problèmes de résonance avec l'impédance du réseau.

VI.3.1.2. Solutions modernes

Deux raisons principales ont conduit à concevoir une nouvelle structure de filtrage moderne et efficace appelée filtre actif. La première raison est due aux inconvénients inhérents des solutions traditionnelles de dépollution qui ne répondent plus à l'évolution des charges et des réseaux électriques. En effet, les méthodes dites "classiques" de filtrage ou de dépollution des réseaux électriques présentent un certain

Chapitre 06 : Qualité d'énergie des convertisseurs statiques

nombre d'inconvénients. Le plus important d'entre eux est sans doute le fait d'être sensible aux évolutions de l'environnement. Ils voient leur efficacité baisser avec les variations des perturbations (variation des fréquences et des amplitudes des harmoniques).

La seconde raison fait suite à l'apparition de nouveaux composants à commutation forcée, comme les transistors bipolaires, les thyristors GTO et les transistors IGBT qui a permis de réaliser de nouvelles structures qui permettent le contrôle de la forme d'onde de la phase du courant d'entrée. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations responsables de la dégradation des performances des équipements et installations électriques. Ainsi le filtrage actif tend à annuler les courants harmoniques en injectant dans la source perturbatrice des courants harmoniques d'amplitudes identiques, mais en opposition de phases à l'aide d'un pont onduleur, à cet effet une mesure du courant de la charge non linéaire permet de connaître le courant à fournir.

a) Filtre active

Nous citerons trois configurations possibles de filtres actifs :

- Le filtre actif parallèle (FAP): conçu pour compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive ;
- Le filtre actif série (FAS): conçu pour compenser toutes les perturbations de tensions comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension ;

Chapitre 06 : Qualité d'énergie des convertisseurs statiques

- La combinaison parallèle série actif: solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension.

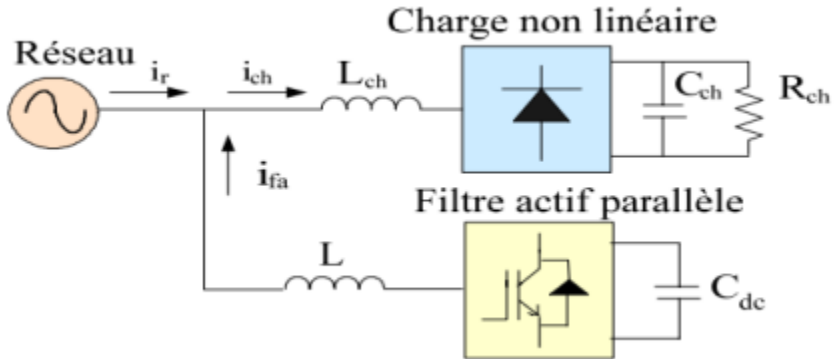
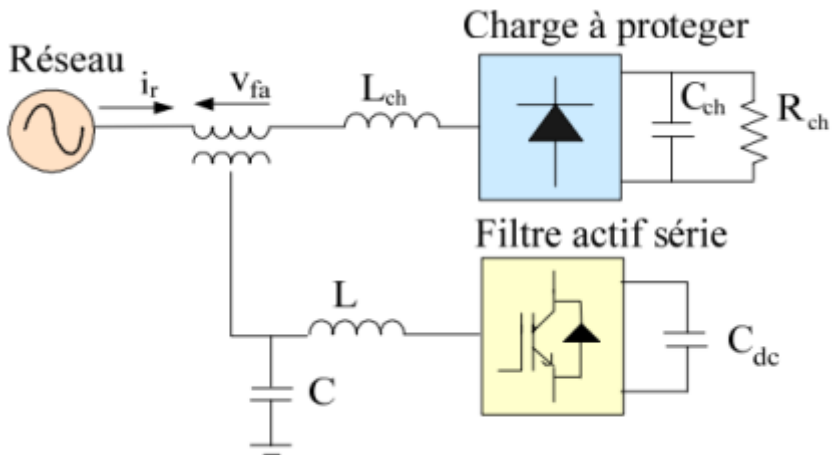


Fig.VI.07 : Schéma d'un filtre actif parallèle



FigVI.08 : Schéma d'un filtre actif série

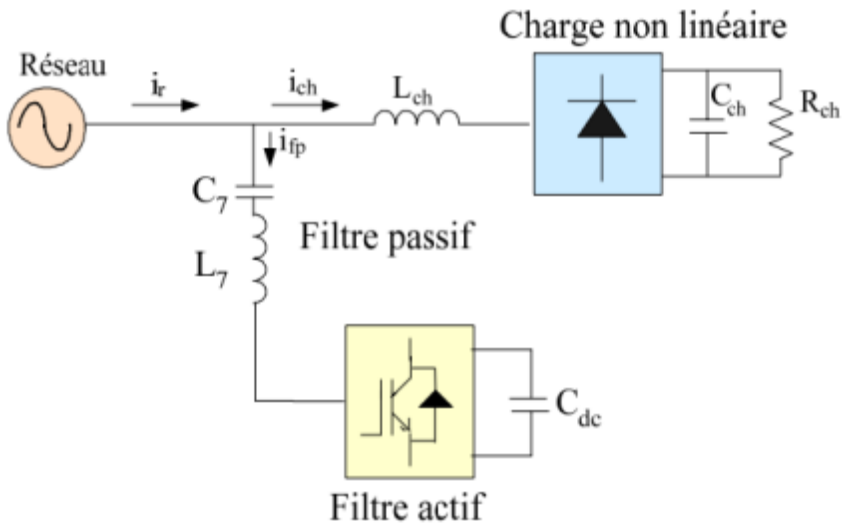


Fig.VI.09 : Schéma d'un exemple de filtre actif hybride

b) Redresseur MLI

L'autre technique intéressante de réduction d'harmonique de courant est le redresseur à MLI (Fig.VI.10). Deux types de convertisseur à MLI peuvent être utilisés, le redresseur à MLI de courant (Fig.VI.11-a) et le redresseur à MLI de tension (Fig.VI.11-b).

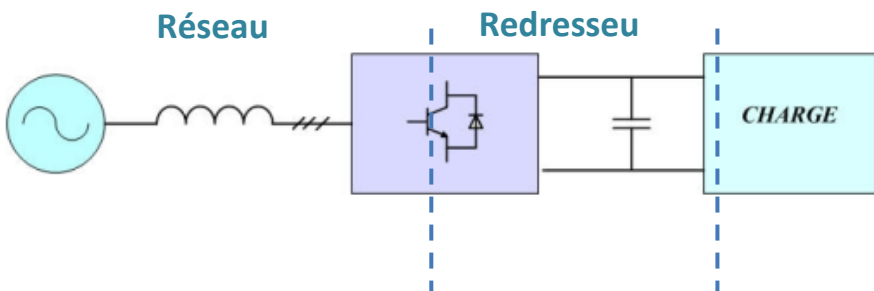


Fig. VI.10 : Redresseur à MLI.

Chapitre 06 : Qualité d'énergie des convertisseurs statiques

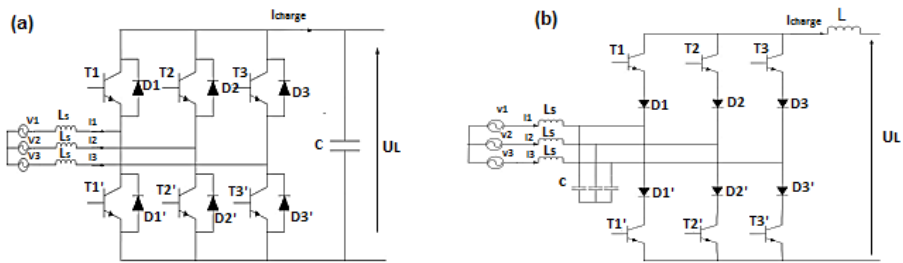


Fig.VI.11 : les deux structures de base des redresseurs à MLI
(a)structure tension et (b) structure courant

Le Redresseur à MLI fournit :

- Un flux de puissance bidirectionnel.
- Un courant source presque sinusoïdale.
- Réglage du facteur de puissance à l'unité.
- Un bas THD ($< 5\%$).
- Un ajustement et une stabilité de la tension continue (ou le courant).
- Réduire la valeur de la capacité à cause de la continuité du courant.
- En outre, il peut fonctionner correctement avec une distorsion de la tension de ligne, et une variation de la fréquence d'alimentation.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

Gy .Seguier : (1999) : **Electronique de puissance** 7^{ème} édition (Dunod)

Gy.Seguier : (1995) : **Les convertisseurs de l'électronique de puissance Tom 1** (TEC&DOC)

Gy.Seguier : (1995) : **Les convertisseurs de l'électronique de puissance Tom 2** (TEC&DOC)

Jaques Laroche : **Electronique de puissance : convertisseurs**

Luc Lasne : **Electronique de puissance**

N. Mohan, W. Robbins and T. Undeland, : **Power Electronics : Converters, Applications and Design** (Wiley, Hoboken, 1989).

R.W. Eriksson and D. Maksimovic, **Fundamentals of Power Electronics, 2nd ed.** (Kluwer Academic Publishers, New York, 2001).