



جامعة غليزان
RELIZANE UNIVERSITY

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة غليزان
Université de Relizane

كلية العلوم والتكنولوجيا

قسم الإلكترونيات والآلية

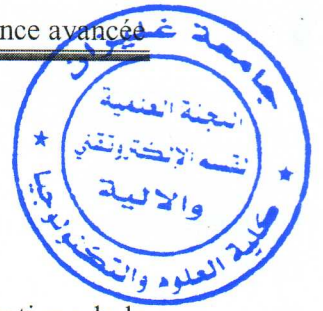


Polycopié d'Electronique de Puissance Avancée

Cours & Travaux dirigés destinés aux étudiants de 1^{ière} année
Master Électrotechnique industrielle

Réalisé par :

Dr. Mostefa Tounsi Mahmoud
Maître de Conférences B, UnivRelizane
Année universitaire 2021/2022



Avant-propos

L'électronique de puissance est la partie du génie électrique qui traite des modifications de la présentation de l'énergie électrique. Pour cela elle utilise des convertisseurs statiques à semi-conducteurs. Grâce aux progrès sur ces composants et sur leur mise en œuvre, l'électronique de puissance a pris une importance considérable dans tout le Système de Conversion d'Énergie Électrique (SCEE).

L'électronique de puissance a pour objet de modifier la présentation de l'énergie électrique dans le but d'utiliser cette énergie avec le rendement maximum. Car plus les pertes sont grandes plus elles sont difficiles à évacuer et plus elles sont coûteuses. Pour limiter les pertes il faut travailler en commutation : le composant de base est le semi-conducteur travaillant en commutation.

Ce support de cours <<Électronique de Puissance Avancée >>est un outil qui permet aux étudiants de master en Électrotechnique Industrielle de suivre les cours cités avec un maximum de profit. Il s'adresse également aux étudiants d'électronique, automatique et électromécanique.

Par ailleurs, il est utile pour les enseignants qui désirent améliorer, progresser un fondement en cette matière d'électronique de puissance.

Ce support pédagogique de cours est complété par des applications et des travaux dirigés.

Introduction Générale

Le domaine de l'électronique de puissance a évolué dernièrement, une science fondamentale et exceptionnellement importante de l'électrotechnique. Elle est aujourd'hui très présente dans l'industrie, vu son très vaste champ d'application comme les alimentations régulées, le filtrage actif ou le contrôle des machines électriques ainsi que les compensateurs statiques de puissance réactive. Cet essor incontestable est dû, singulièrement, aux grands progrès qu'ont connus les semi-conducteurs de puissance depuis la fin des années cinquante avec l'apparition du premier thyristor.

L'électronique de puissance comprend l'étude, la réalisation et la maintenance

- Des composants électroniques utilisés en forte puissance.
- Des structures des convertisseurs et leurs fonctionnements.
- Des applications industrielles de ces convertisseurs

Le document est structuré en six chapitres qui couvrent le programme officiel d'électronique de puissance avancée du master en électrotechniques industriel. Ces chapitres sont complétés par des travaux dirigés.

Le premier chapitre s'intéresse à la méthode de modélisation et simulation des semi-conducteurs utilisés en électronique de puissance. On y trouve l'étude des diodes, des thyristors (SCR, TRIAC, DIAC, GTO), des transistors (BJT, MOSFET, IGBT).

Le second chapitre est réservé à l'étude du mécanisme de commutation dans les convertisseurs statiques.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude des méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

Le quatrième chapitre traite les Convertisseurs statiques à commutation forcée

Le cinquième chapitre traite des convertisseurs statiques Avancés Multi-niveaux.

Le sixième chapitre couvre la qualité de l'énergie des convertisseurs avancés

Ces chapitres sont complétés par des applications et des outils mathématiques nécessaires.

CHAPITRE I

Méthode de modélisation et simulation des Semi-conducteurs de puissance

I.1. Introduction

L'électronique de puissance utilise des composants semi-conducteurs pour réaliser les fonctions de commutation (interrupteurs) chargées d'adapter les tensions et les courants issus d'un réseau de distribution pour satisfaire les besoins de la charge à alimenter.

Ce chapitre représente une étude théorique des différents interrupteurs et composants de l'électronique de puissance. Généralement, on peut attribuer les composants en électronique de puissance en trois catégories :

- ✓ Interrupteurs et composants non commandables (Diodes).
- ✓ Interrupteurs et composants commandables à fermeture ou à l'ouverture (Thyristors).
- ✓ Interrupteurs et composants commandables à l'ouverture et à la fermeture (Transistors).

I.2. Composants non commandables

I.2.1. Diode de puissance :

I.2.1.1. Présentation :

La diode de puissance est un composant électronique unidirectionnel non commandable (ni à la fermeture ni à l'ouverture).

La diode de puissance est un composant dipôle qui contient une Anode « A » et une Cathode « K » et une jonction PN, qui possède deux états de fonctionnement : état bloqué et état passant. Le changement d'états d'une diode dépend des grandeurs électriques du circuit.

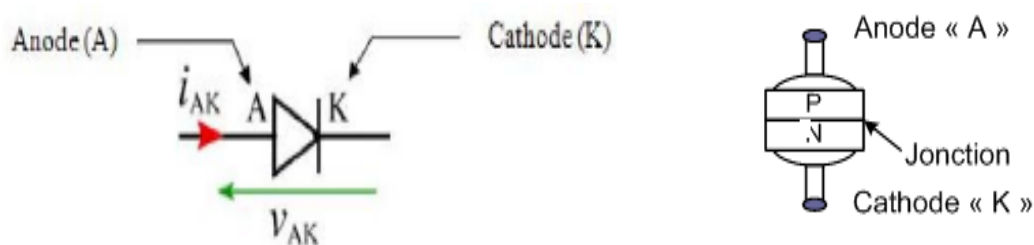


Fig 1.1 : Symbole et Structure de la diode de puissance

I.2.1.2. Principe de fonctionnement :

Deux régimes de fonctionnement de la Diode :

- **État bloqué**

La diode est polarisée négativement donc, elle tend à faire passer le courant dans le sens imperméable, la diode est bloquée ou isolante.

La tension négative ou tension inverse peut prendre, sous l'effet du reste du circuit des valeurs élevées. Il faut veiller à ce que la tension inverse reste inférieure à la tension inverse maximale que peut supporter la diode.

Le courant négatif, ou courant inverse est très faible par rapport aux courants des phases, donc on peut le négliger.

- **État passant**

La diode est polarisée positivement donc tend à faire passer un courant dans le sens direct ou perméable, c'est-à-dire de l'anode A vers la cathode K, la diode est conductrice ou passante. Le courant I_{AK} positif prend une valeur qu'est imposée par le reste du circuit. Il faut veiller à ce que la valeur moyenne de I ne dépasse pas le courant direct moyen tolérable par la diode. La tension V_{AK} aux bornes, égale à $V_A - V_K$, a une valeur positive faible de l'ordre du volt. On peut négliger cette chute de tension directe devant les autres tensions rencontrées dans le circuit.

État bloqué $V_{AK} < 0$ pour $I_{AK} = 0$ État passant $V_{AK} = 0$ pour $I_{AK} > 0$

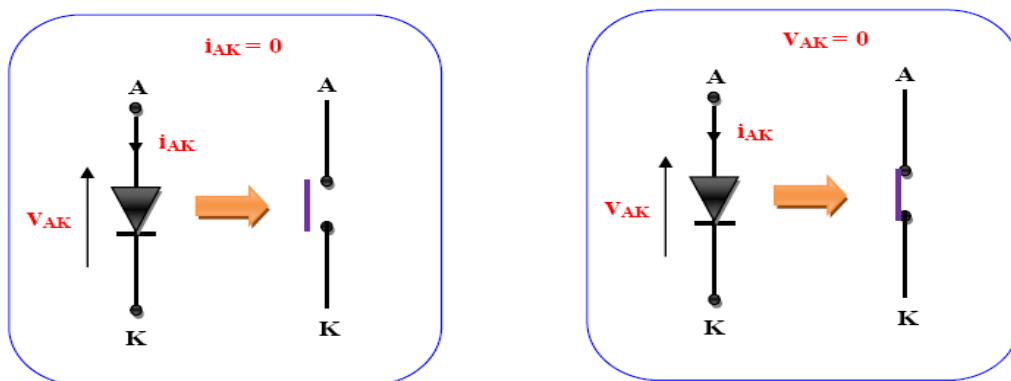


Fig 1.2 : Configurations des états d'une Diode de puissance

I.2.1.2.1. Caractéristique Idéal :

Une diode se comporte comme un interrupteur parfait dont les commutations sont exclusivement spontanées :

1. Il est fermé passant (ON) tant que le courant qui le traverse est positif.
2. Il est ouvert bloqué (OFF) tant que la tension à ses bornes est négative.

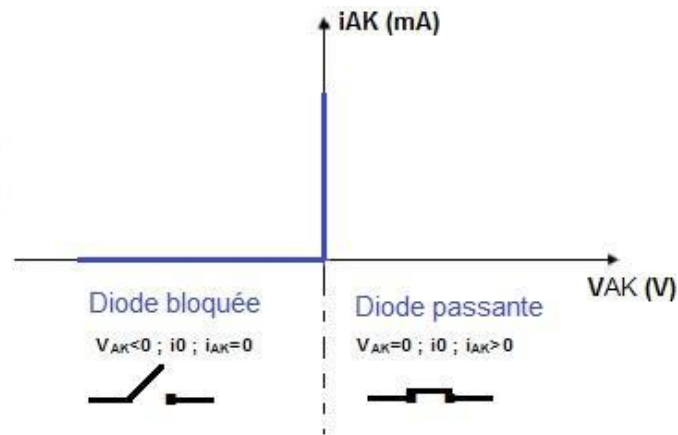


Fig 1.3. Caractéristique de la diode parfaite

I.2.1.2.2. Caractéristique Tension Courant :

Valeurs maximales admissibles **IF max** : Courant direct maximum admissible

VRmax : Tension inverse (Reverse) maximale admissible

Vseuil = (0.6 à 0.7 V) : Tension de seuil

Avalanche phénomène dangereux pour le composant

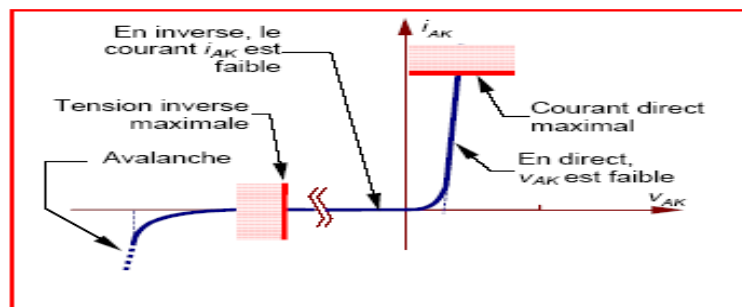


Fig1.4. Caractéristique courant tension

I.2.1.2.3. Critères de choix d'une diode

On choisit une diode de puissance selon :

- Sa tension inverse V_{AK} à l'état bloqué
- La valeur moyenne du courant I_{AK} à l'état passant



Fig 1.5 : Image d'une diode de puissance industrielle

I.2.1.2.4. Protection de la diode :

➤ **Protection thermique**

Lors du fonctionnement d'une diode la jonction est soumise à une température élevée.

- Protection naturelle : utilisation d'un dissipateur thermique ou une embase radiateur
- Protection par ventilation forcée.
- Protection par eau ou l'huile qui circule dans le radiateur

➤ **Protection contre la variation du courant (di/dt) et la variation de la tension (dv/dt).**

Les composants d'électronique de puissance sont sensibles à la variation du courant ou de la tension pendant la commutation.

1. Pour amortir la variation du courant on utilise une inductance de retard
2. Pour retarder la variation de la tension utilisant un condensateur de retard

I.3. Composants commandable à la fermeture ou à l'ouverture

I.3.1. Thyristor (SCR)

Le thyristor (SCR) est un composant électronique Unidirectionnel en courant ($I_{AK} > 0$). Réversible en tension.

Commandé à la fermeture (On), Il est muni d'une électrode de déblocage.

Le thyristor est un semi-conducteur de structure PNPN assimilable à un ensemble de trois jonctions.

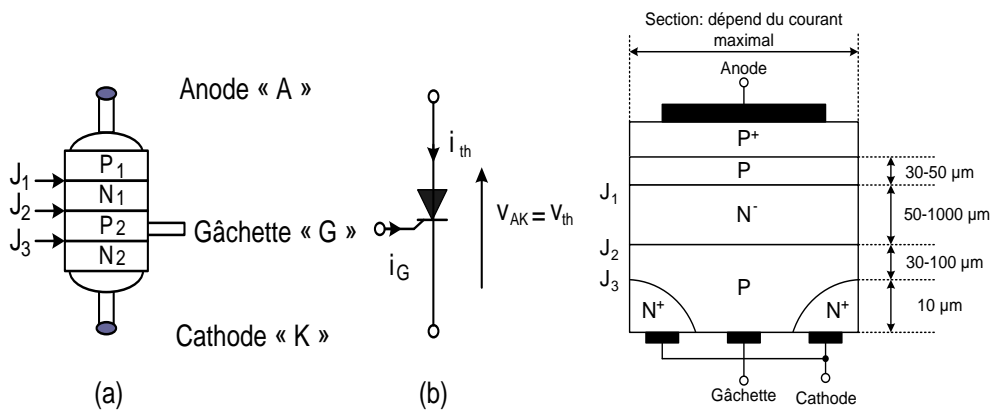


Fig.1.6. Structure et symbole d'un thyristor de puissance

- L'extrémité P est l'anode A
- L'extrémité N est la cathode K
- L'électrode de contrôle (gâchette) est issue de la couche centrale P.

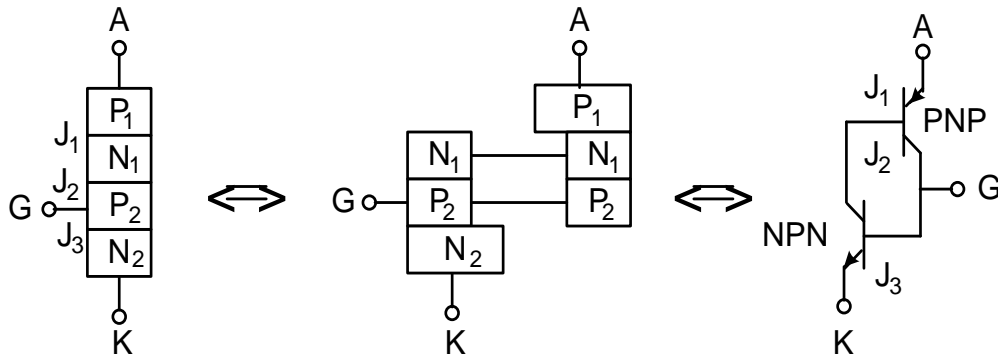


Fig.1.7. Schéma équivalent de la structure d'un thyristor

I.3.1.2. Principe de fonctionnement d'un thyristor

Le fonctionnement du thyristor s'opère suivant deux états :

- **L'état passant (ON) :** L'amorçage du thyristor est obtenu par un courant de gâchette i_G positif d'amplitude suffisante alors que la tension V_{AK} est positive. Cet état est caractérisé par une tension V_{AK} nulle et un courant i_{AK} positif.
- **L'état bloqué (OFF) :** On distingue deux types de blocage :
 - a. Blocage naturelle par annulation du courant i_{AK} .
 - b. Blocage forcée par inversion de la tension V_{AK} .

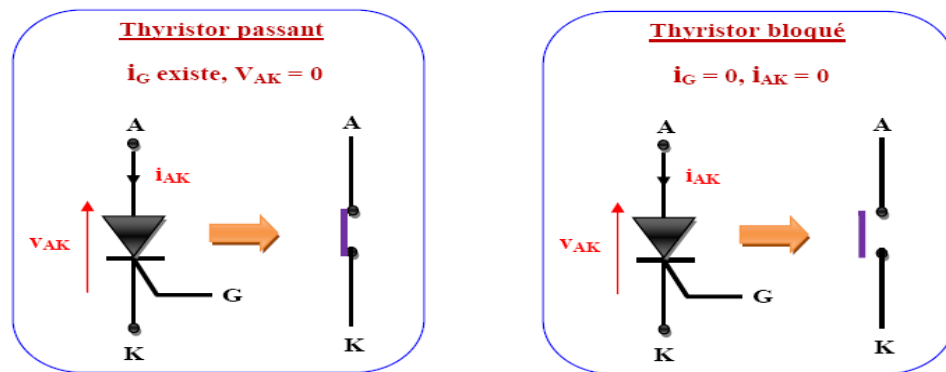


Fig 1.8 : Configurations des états d'un thyristor de puissance

I.3.1.2.1. Caractéristique Tension-Courant d'un thyristor

Valeurs maximales admissibles :

IF max: courant direct maximal admissible. **VDRM :** tension maximale directe répétitive. **VRRM :** tension maximale inverse répétitive. **Tension de seuil :** $V_d = 0,6$ à $0,7$ V.

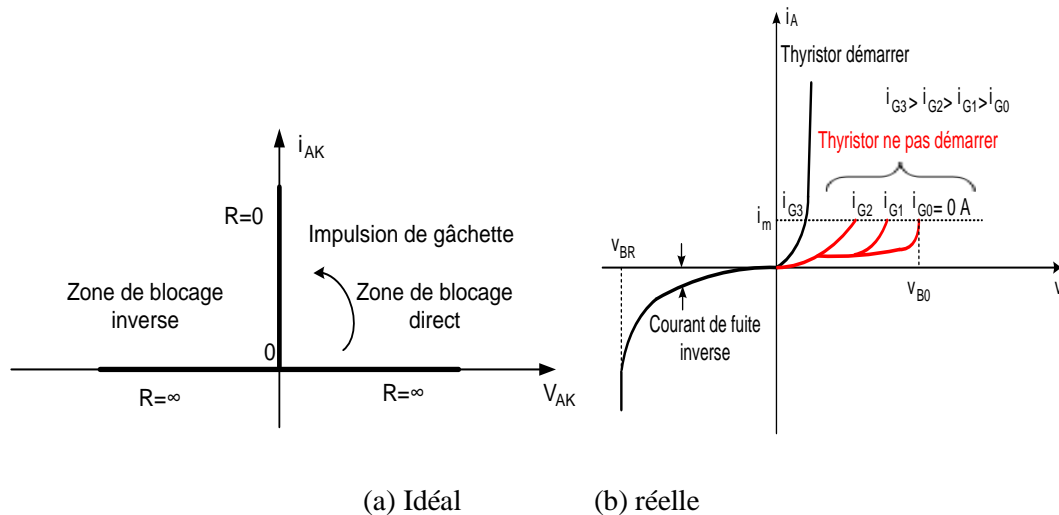


Fig 1.9 : Caractéristiques d'un thyristor :

I.3.1.2.2. Critères de choix d'un thyristor :

On choisit les thyristors par deux critères essentiels :

- La tension inverse VRRM ou directe VDRM maximale de V_{AK} .
- Le courant moyen de i_{AK} à l'état passant.



Fig1.10 : Images des thyristors de puissance

I.3.1.2.3. Protection du thyristor :

a. Protection contre les di/dt :

Au début de l'amorçage du thyristor, seule une petite partie de la jonction est conductrice. Si la vitesse de croissance du courant principal est trop importante, elle peut entraîner des densités de courant énormes qui vont détruire le composant. Pour limiter ce phénomène, on utilise des petites inductances en série avec le thyristor.

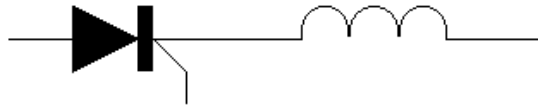


Fig1.11 : Circuit de protection contre la variation du courant

b. Protection contre les dv/dt :

Si la tension anode-cathode augmente trop rapidement, elle peut entraîner un amorçage intempestif du thyristor (sans signal de gâchette). Pour neutraliser ce phénomène, on utilise le circuit suivant :

Lorsqu'une surtension présente entre les points A et B, le condensateur se charge à travers D et l'impédance de la ligne. La tension V_{AK} évolue plus lentement (comme aux bornes du condensateur). La résistance R intervient lors de l'amorçage commandé et limite le courant de décharge du condensateur dans le thyristor.

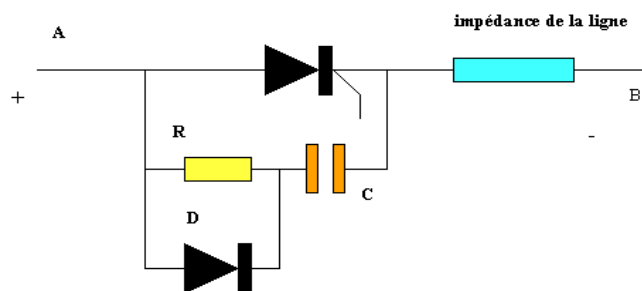


Fig1.12 : Circuit de protection contre la variation de la tension

I.3.2. Thyristor BlocableGTO

I.3.2.1.Présentation :

Le thyristor GTO (GateTurn Off) est une évolution du thyristor classique qui a la propriété de pouvoir être bloqué à l'aide de la gâchette, contrairement aux thyristors classiques. Il est utilisé pour les commutations des fortes puissances.

- Le GTO est un dispositif bistable quatre couches semi-conductrices proche du thyristor, dont on peut commander l'amorçage et le blocage par une électrode de commande (gâchette).
- La possibilité de commander obtenue grâce à une inter digitalisation très poussée entre grille et cathode.
- L'amorçage s'effectue comme celui d'un thyristor par une impulsion de gâchette positive.
- Le blocage s'effectue comme celui d'un transistor par extraction d'un courant inverse de gâchette sous une tension de commande gâchette –cathode négative.

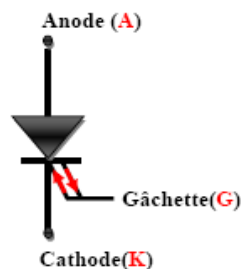


Fig1.13. Symbol d'un Thyristor GTO

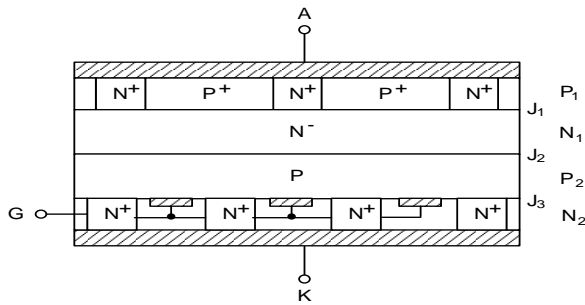


Fig1.14. Constitution d'un GTO

La couche P1 court-circuitée par des blocs N+ en contact avec l'anode et la couche N1.

- Cathode morcelée en un grand nombre d'îlots indépendants. Cette géométrie particulière permet d'obtenir le blocage par inversion du courant de gâchette.

I.3.2.2. Principe de fonctionnement :

- **L'état passant (ON) :** Un GTO s'amorce par la gâchette (avec $V_{GK} > 0$) comme un thyristor SCR. Le courant de gâchette peut être de quelques ampères. Une fois la conduction amorcée, elle se maintient.
- **L'état bloqué (OFF) :** Le mode de blocage spécifique du GTO consiste à détourner la quasi-totalité du courant d'anode dans la gâchette. En pratique, on applique donc une tension négative sur la gâchette ($V_{GK} < 0$) pour détourner le courant. L'opération doit avoir une durée minimale pour assurer un blocage fiable.

En général : Un GTO

- Semblable au thyristor SCR mais son blocage se fait par inversion du courant de gâchette.
- La fréquence de coupure f_c est de l'ordre de 100 Hz.
- La commande est délicate et coûteuse.
- La protection vis-à-vis du court-circuit est difficile.

Son Domaine d'utilisation

Le GTO est utilisé pour les fortes puissances tel que :

- Traction électrique.
- Variation de vitesse des moteurs à courant continu (hacheurs).
- Alimentations sans coupure (onduleurs).
- Systèmes d'allumage automobile
- Modulateurs radar.



Fig1.15. Image d'un GTO de puissance

I.3.3. Le Triac

Le triac est un interrupteur semi-commandable bidirectionnel. La fermeture de l'interrupteur triac correspond à l'amorçage d'une avalanche, comme dans le thyristor. Il est équivalent à deux thyristors montés en antiparallèle, mais à la différence du montage à deux thyristors, il ne comporte qu'une seule gâchette.

Le triac est un composant d'électronique de puissance qui possède des caractéristiques suivantes :

- Bidirectionnel en courant.
- Commandable à la fermeture.
- Équivalent à deux thyristors en tête bêche.
- Commandé par une seule gâchette.

I.3.3.1. Symbole

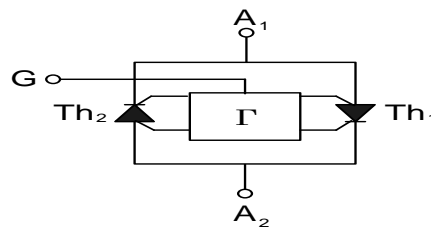


Fig1.16. Schéma équivalent d'un Triac

I.3.3.2. Structure d'un TRIAC

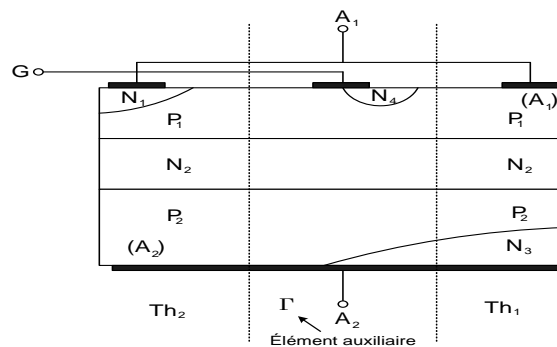


Fig1.17. Constitution du triac

I.3.3.3. Caractéristique statique

Elle se déduit celle du thyristor : Avec V_{B0} : la tension à l'amorçage.

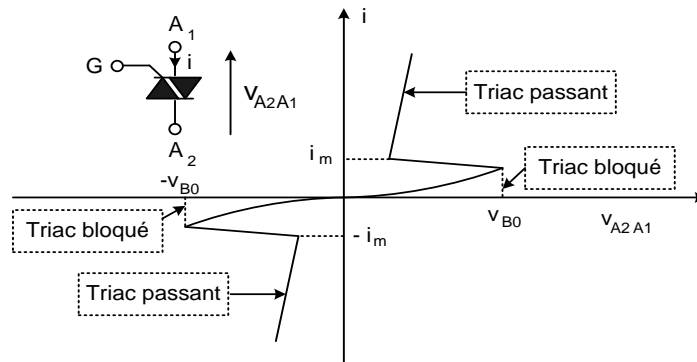


Fig1.18 : Caractéristique réelle

I.3.3.4. Amorçage

Deux commandes $G +$ et $G -$ sont alors nécessaires pour l'interrupteur équivalent, selon que l'on agit sur le thyristor amorçable pour $v > 0$ ou sur celui amorçable pour $v < 0$

Par courant de gâchette \rightarrow quatre cas possibles : amorçage dans les quatre quadrants

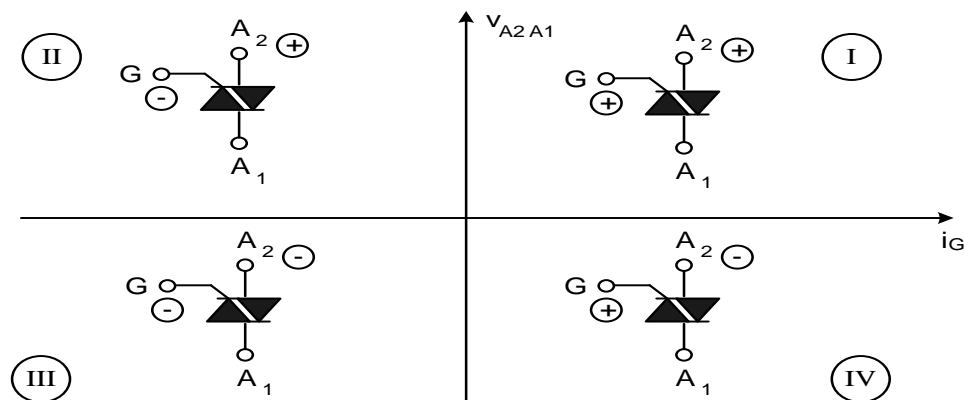


Fig1.19 : Quatre quadrants d'amorçage.

Quadrant de déclenchement	Polarité par rapport à A_1		Condition d'amorçage i_G
	de A_2	de G	
I	+	+	Faible
II	+	-	Moyen
III	-	-	Moyen
IV	-	+	Fort

I.3.4. MOSFET.

Le transistor MOSFET est un composant électronique unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant.

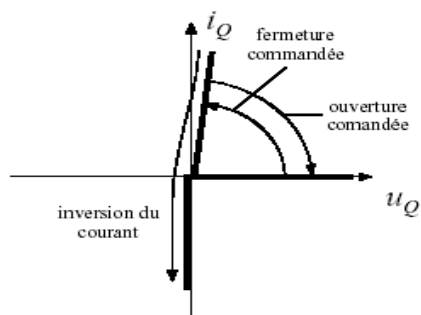


Fig 1-20. Représentation du MOSFET sur la forme d'un interrupteur

I.3.4.1. Symbole du MOSFET

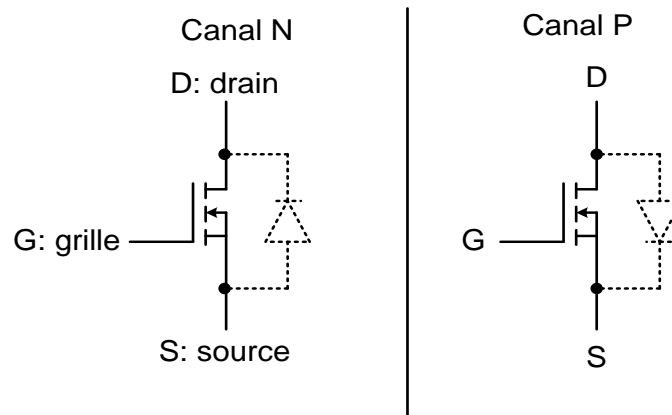


Fig I.21 : Symbole de MOSFET

I.3.4.2. STRUCTURE DU MOSFET

Un MOSFET de puissance est formé généralement d'un grand nombre de cellules élémentaires mises en parallèle. La structure la plus répandue pour les MOSFET de puissance utilisés en commutation est celle correspond au DMOSFET.

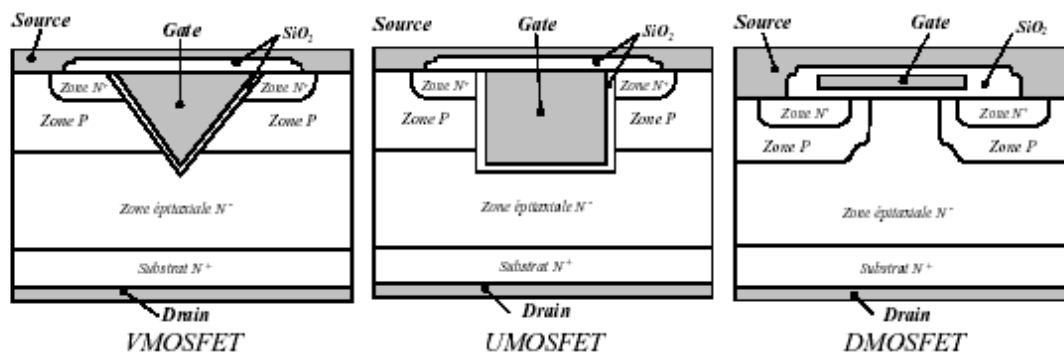


Fig 1-22. Structure des MOSFET

Les MOSFET sont des composants commandés en tension. Le composant est à l'état ON lorsque la tension Grille-Source est inférieure à la tension de seuil.

Les MOSFET nécessitent le maintien continu d'une tension Grille-Source appropriée pour demeurer dans l'état ON. Aucun courant de grille ne circule, excepté durant les commutations lorsque la capacité de grille est chargée puis déchargée. Les temps de commutation sont très brefs, allant de quelques dizaines à quelques centaines de nanosecondes.

La résistance à l'état ON d'un MOSFET entre le Drain et la Source augmente rapidement avec la tension bloquée, Cette résistance entraîne une dissipation de puissance à l'état OFF.

I.3.5. Transistor BJT

BJT : Bipolar Junction Transistor ou transistor bipolaire à jonction. Ce composant est apparu en 1947, il est surtout utilisé pour des applications en faible puissance et faible tension.

I.3.5.1. Symbole et structure de BJT

On distingue deux types de transistors bipolaires et les électrodes, ainsi que le sens conventionnel de courant. La mise en conduction ou la coupure est commandée par injection d'un courant dans la base.

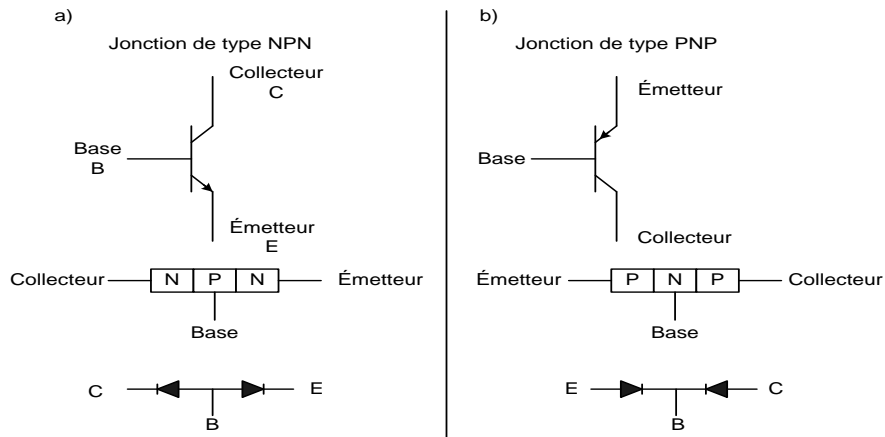


Fig 1.23. Symbole et structure d'un transistor BJT (a) type NPN b) type PNP

I.3.5.2. Constitution des jonctions d'un transistor bipolaire

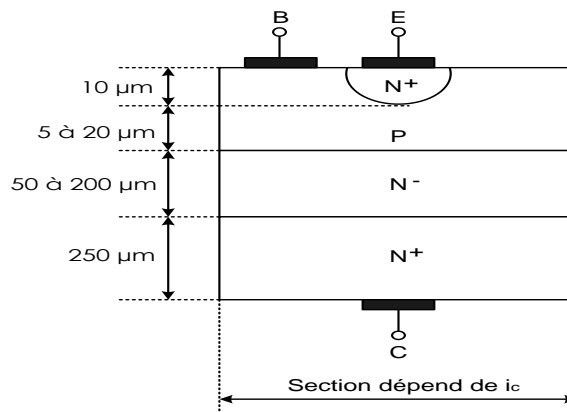


Fig. 1.24. Constitution du BJT

La zone N- entre base et collecteur permet à la jonction base-collecteur, polarisée en inverse, de supporter une tension inverse importante sans claquage, en absorbant de transistor.

I.3.5.3. Les pertes dans le transistor :

Durant les périodes de conduction, la puissance dissipée est constante. Elle participe aux pertes en conduction qui sont sensiblement constantes. Pendant les commutations la puissance est une succession de paraboles.

Cela constitue les pertes en commutation qui sont d'autant plus importantes que la fréquence est élevée.

I.3.6. L'IGBT

L'IGBT est formé d'un grand nombre de cellules élémentaires mises en parallèle. On retrouve la même structure que celle d'un MOSFET. La source devient l'émetteur. Du côté du collecteur C, on trouve une zone P+fortement dopée qui forme avec la zone N- du substrat une jonction PN, tandis que dans un MOSFET le drain est directement connecté à travers une couche N+

I.3.6.1. Principe

L'IGBT combine les avantages du transistor bipolaire et du MOSFET :

- Bipolaire → faibles pertes en conduction mais temps de commutation élevée
- MOSFET → temps de commutation faible mais pertes en conduction plus élevées, augmentant avec VDS.

I.3.6.2. Structure

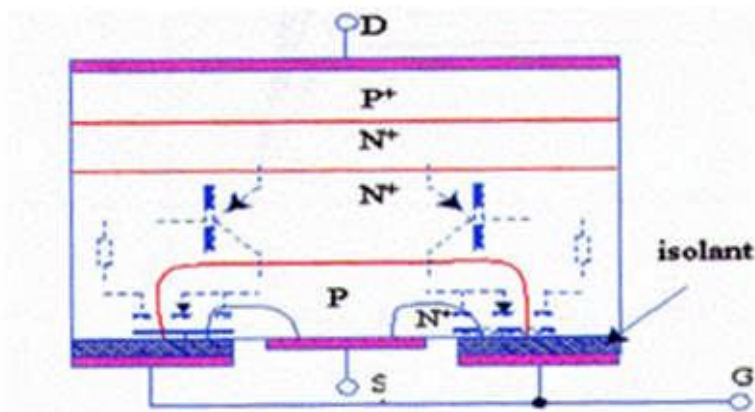


Fig I.25. : Structure de l'IGBT

Cette structure ne comporte pas une diode parallèle inverse, donc elle peut supporter une tension inverse à l'état bloqué. Cette tenue en tension inverse est toutefois assez faible à cause des forts dopages. La majorité des applications de l'IGBT utilisent des modules avec une diode rapide dont le calibre en tension.

I.3.6.3. Symbole :

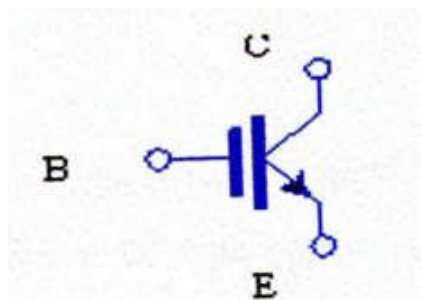


Fig I.26. : Symbole d'un IGBT

I.3.6.4. Caractéristique statique :

Les caractéristiques statiques d'un IGBT, mesurées le courant I_D en fonction de la tension V_{DS} pour diverses valeurs de la tension de commande V_{GE} ,

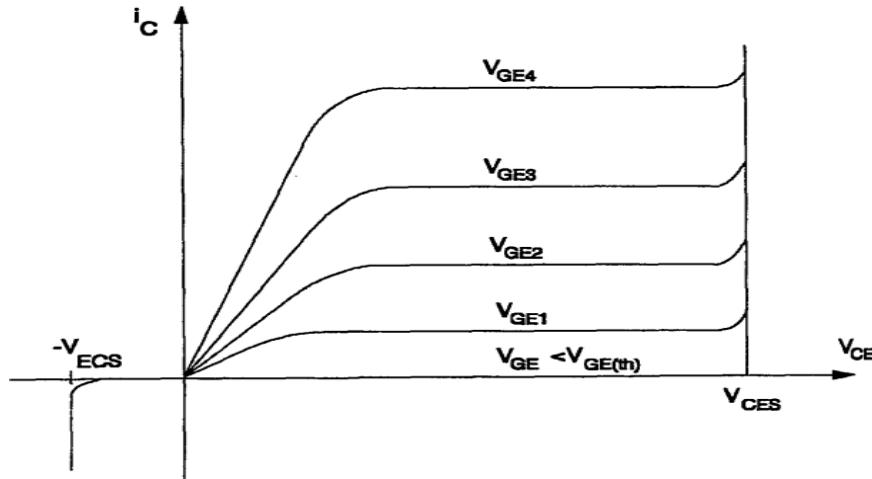


Fig I.27 : Caractéristiques statiques pour le composant IGBT

I.3.6.5. Les pertes :

$$P_{IGBT} = P_{\text{conduction}} + P_{\text{commutation}}$$

Les pertes dans le IGBT sont formées par les pertes en conduction et les pertes en commutation

I.4. Conclusion

- Les transistors MOS sont utilisés généralement pour les faibles puissances et fortes fréquences. La conduction unipolaire du composant leur confère de faibles pertes en commutation au détriment d'une chute de tension élevée en conduction à forte tension de claquage.
- Le MOSFET est plus rapide en commutation que l'IGBT dès que la puissance augmente et pour des fréquences inférieures à 50 KHz, l'IGBT est de loin le plus recommandé

REFERENCES

- INTERRUPTEURS SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE « Énergie et convertisseurs d'énergie ». Université de Savoie
-
- LES COMPOSANTS SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE
-
- MerabetBoulouiha Houari « cours d'électronique de puissance avancée » ENPO Université d'Oran.
-
- Michel Pinard « CONVERTISSEURSET ÉLECTRONIQUEDE PUISSANCE »
Commande • Description Mise en œuvre. Edition DUNOD.

CHAPITRE II

Mécanismes de commutation dans les convertisseurs statiques

II.1. Introduction

En électronique de puissance, on utilise de plus en plus des convertisseurs utilisant des interrupteurs électroniques fonctionnant soit à l'état passant (ou fermé), soit à l'état bloqué (ou ouvert). Le passage d'un état à l'autre s'effectue périodiquement. On note T_c la période de commutation des composants des convertisseurs statiques. À l'ouverture ou à la fermeture du composant, la tension et le courant ne sont pas simultanément nul (ouverture ou fermeture prennent un temps non nul) et par conséquent des pertes de commutation sont engendrées dans les convertisseurs statiques. On peut limiter ces pertes de commutation en utilisant des circuits d'aide à la commutation CALC. L'objectif de ce chapitre est de traiter ces problèmes de commutation.

II.2. Diode

II.2.1. Caractéristiques dynamiques d'une diode

II.2.1.1. Amorçage

Généralement le phénomène transitoire à l'amorçage présente une importance plus faible. L'établissement du courant dans une diode peut se faire en déchargeant un condensateur conformément au schéma.

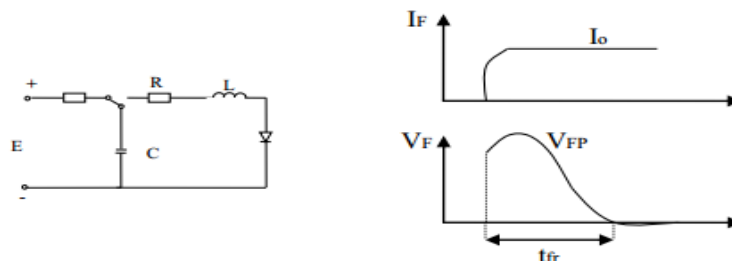


Fig 2.1 : Amorçage d'une diode

En réalité durant la conduction d'une diode, une charge électrique Q_s est stockée au niveau de la jonction. Au moment du blocage, cette charge doit être évacuée afin que la diode retrouve son pouvoir de blocage en inverse.

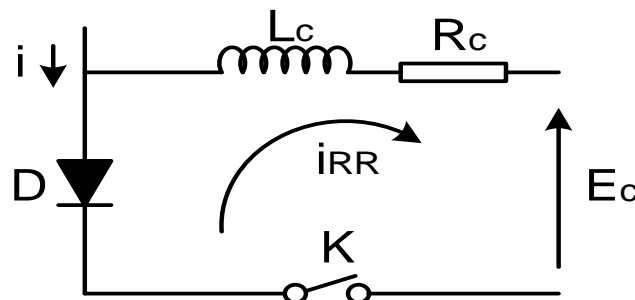


Fig 2.2 : Circuit de commutation d'une diode lors du recouvrement

- L'amorçage spontané (ou fermeture spontané) d'une diode s'effectue au passage par zéro de son courant.

Ce mode commutation s'effectue avec un minimum de pertes Joules puisque le point de fonctionnement ne quitte pas les axes.

Le temps de recouvrement inverse varie suivant les types de diodes. 100 ns à quelques μs une diode rapide (en recouvrement inverse) possède de très faible charge recouvrée (0.1 à $1\mu\text{C}$) pour une diode courant direct de 30 A.

Le tableau suivant illustre comment évolue le temps de recouvrement inverse en fonction de la tenue en tension, il correspond aux paramètres de mesure suivants :

- Température de jonction $T_j = 100^\circ\text{C}$.
- La vitesse du courant $(di/dt) = 60 \text{ A}/\mu\text{s}$.
- Courant direct $i_D = 12\text{A}$.

Tableau.2.1. Évolution du temps de recouvrement

U_{RM} (V)	U_F (V)	t_{rr} (ns)	i_{RM} (A)	Q_R (μC)
200	0.85	50	2	0.05
600	1.4	150	6	0.5
1000	1.5	300	12	2

On peut déterminer rapidement la valeur de l'énergie perdue lors d'une commutation en utilisant la figure (2.3), on suppose entre les instants t_1 et t_2 la remontée du courant linéaire dans le but de simplifier les calculs. La vitesse de décroissance du courant direct est exprimée par la relation (2.1).

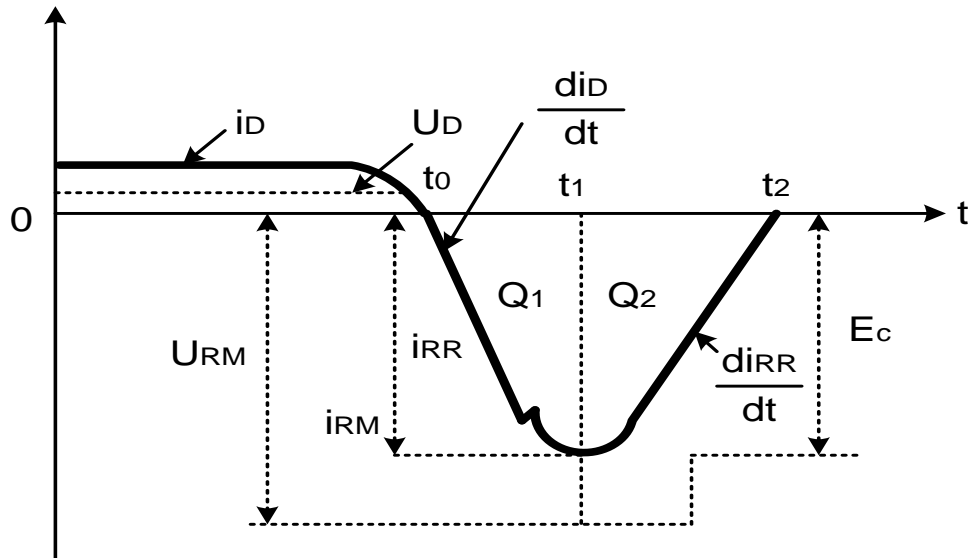


Fig 2.3 : formes d'ondes schématisées de l'ouverture d'une diode

$$\frac{di_D}{dt} = -\left(\frac{E_c}{L_c}\right) \quad (2.1)$$

i_D : le courant direct de la diode

E_c : la tension appliquée. L_c : l'inductance.

Les charges évacuées Q_1 et Q_2 sont égales à :

$$Q_1 = \frac{1}{2} I_{RM} (t_1 - t_0) = \frac{1}{2} \frac{L_c}{E_c} I_{RM}^2 \quad (2.2)$$

$$Q_2 = \frac{1}{2} I_{RM} (t_2 - t_1) \quad (2.3)$$

L'énergie perdue à chaque commutation est donnée par :

$$W = \int_{t_0}^{t_2} u \times i dt \quad (2.4)$$

Entre t_0 et t_1 , U_D est très faible. L'énergie peut être considérée négligeable.

$$W = \frac{1}{2} E_c I_{RM} (t_2 - t_1) + \frac{1}{2} L_c I_{RM}^2 \quad (2.5)$$

En utilisant les équations (2.2) et (2.3), pendant chaque commutation on obtient l'énergie perdue cette forme :

$$W = Q_2 E_c + Q_1 E_c \quad (2.6)$$

Où :

$$W = Q_R E_c \quad (2.7)$$

La charge recouvrée Q_R pendant la commutation est donc :

$$Q_R = \int_{t_0}^{t_1} i dt \quad (2.8)$$

II.3. Thyristor

II.3.1 Caractéristiques dynamiques d'un thyristor

II.3.1.1. Amorçage

Pour assurer l'amorçage du composant :

- L'impulsion de gâchette doit se maintenir tant que le courant d'anode n'a pas atteint le courant de maintien I_m (en Anglais hold) $I_m = \frac{I_{AK\ max}}{1000}$.
- La largeur de l'impulsion de gâchette dépend donc du type de la charge alimentée par le thyristor.
- Sa durée sera d'autant plus importante que la charge sera inductive.

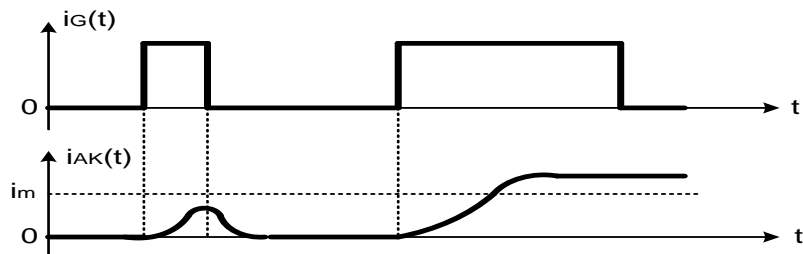


Fig.2.4 : Évolution du courant i_{AK} en fonction de i_G à l'amorçage du Thyristor

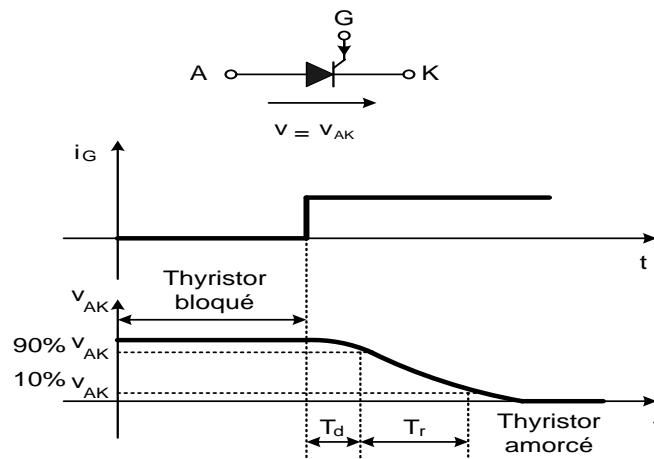


Fig.2.5 : Variation de V_{AK} à la fermeture du Thyristor

Temps d'amorçage $\rightarrow T_{gt} = T_d + T_r$

Où :

T_d : Temps de retard à amorçage

T_r : Temps de croissance commandé par la gâchette.

II.3.1.2. Blocage

Tout comme la diode, le thyristor se bloque uniquement quand son courant anodique est nul. Ce courant peut s'annuler de manière naturelle, ou on peut le forcer à être nul.

Deux types de commutations du passage de l'état amorcé à l'état bloqué :

- ✓ Commutation naturelle.
- ✓ Commutation forcée.

II.3.2.1. Commutation naturelle

Un thyristor traversé par un courant alternatif → Ce thyristor se bloque à chaque passage par zéro du courant anodique I_{AK} (cas des redresseurs et des gradateurs) → nécessite un circuit d'amorçage cyclique.

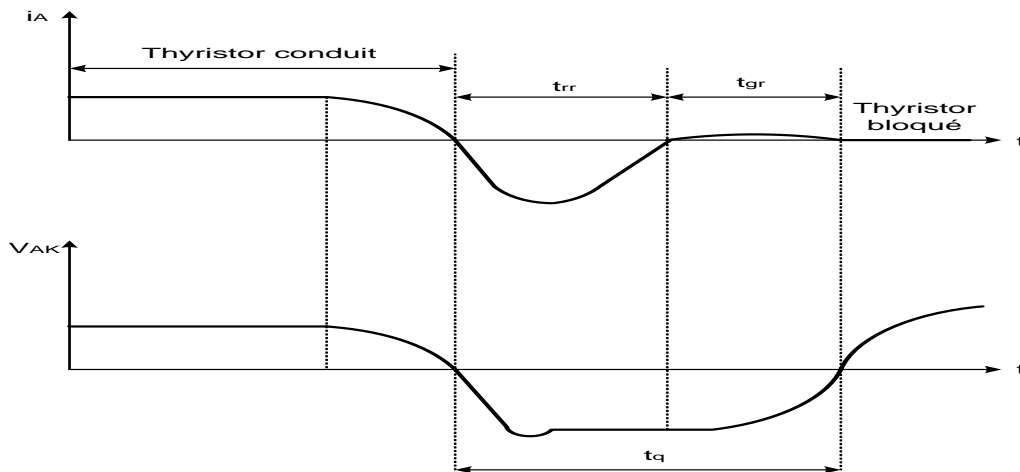


Fig.2.6 : Ouverture ou blocage du thyristor

Temps du désamorçage (blocage) du thyristor → $T_q = T_{rr} + T_{gr} \approx 5 \text{ à } 400 \mu\text{s}$

Où :

T_{gr} : Temps de disparition des électrons dans la jonction J2 (gaterecovery time).

T_{rr} : Temps de recouvrement inverse.

Le temps T_q est fonction de :

- Courant traversant le thyristor avant la commutation.
- $\frac{di}{dt}$ Variation du courant pendant la commutation

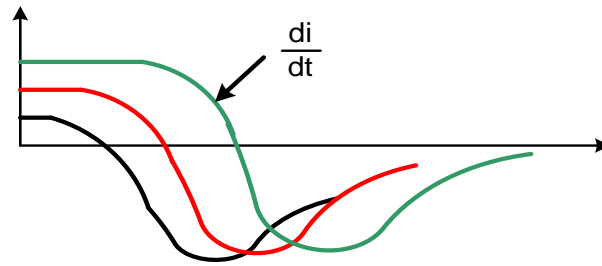


Fig 2.7 : Influence du dérivé de courant sur la caractéristique dynamique du thyristor

Finalement on peut dire qu'un blocage du thyristor est réussi si la condition est respectée :

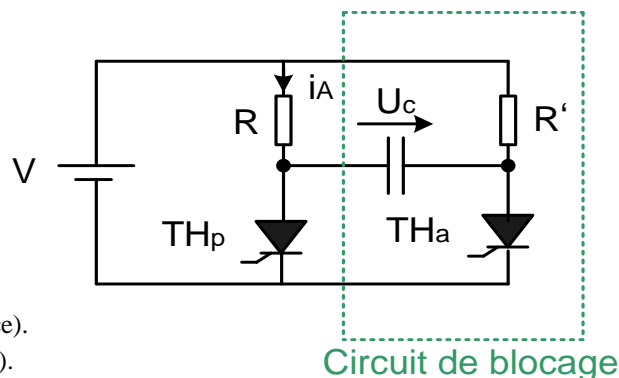
$$t_{\text{off}} \geq t_q \quad (2.9)$$

Après annulation du courant i_{AK} , la tension V_{AK} doit devenir négative pendant un temps au moins égal au temps d'application de tension inverse t_q ($t_q = 100 \mu\text{s}$). Si ce temps n'est pas respecté, le thyristor risque de se réamorcer spontanément dès que V_{AK} tend à redevenir positive, même durant un court instant.

II.3.2.2. Commutation forcée

Le blocage se fait par inversion de la tension V_{AK} au moyen d'un circuit de blocage (cas des hacheurs et des onduleurs). Ce blocage est imposé par la mise en conduction d'un autre composant, qui applique une tension négative aux bornes du thyristor, provoquant donc son extinction.

II.3.2.2.1. Circuit de principe



THa : Thyristor auxiliaire (faible puissance).

THp : Thyristor principal (forte puissance).

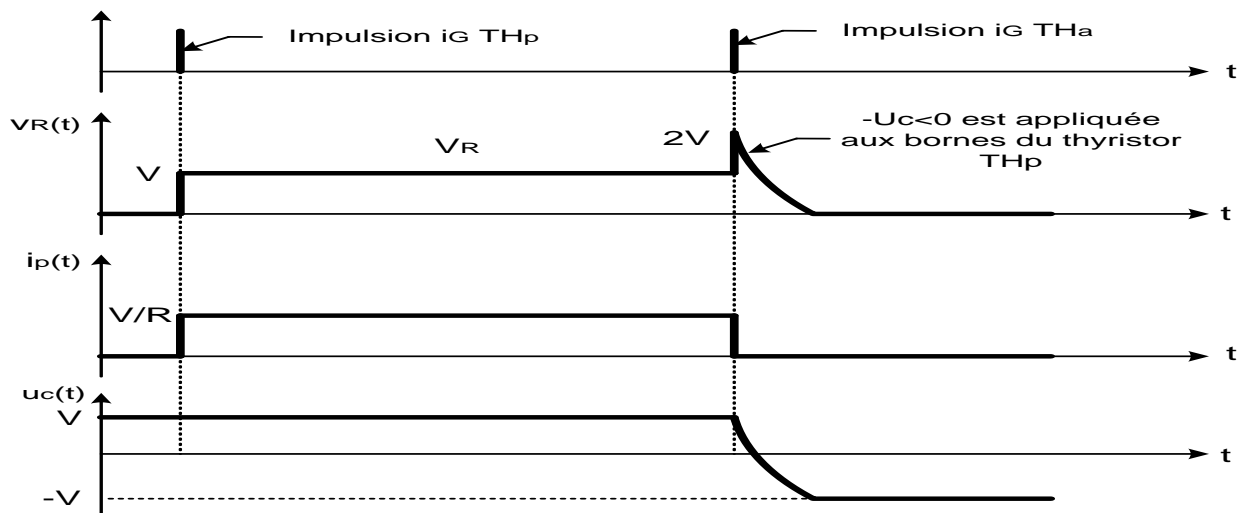
Fig.2.8 : Exemple d'un circuit de blocage

II.3.2.2.2. Principe de fonctionnement du circuit

Les deux thyristors sont initialement bloqués. Dès que THp est amorcé, il conduit et assure le courant i_p dans la charge.

- THp est amorcé, THa est bloqué → le condensateur C se charge jusqu'à $U_C = V$ qui est positive. Si on amorce THa, la tension négative $-U_C = -V$ est appliquée à THp qui force son blocage.
- Au réamorçage de THp, THa se bloque ($U_C < 0$) et C se recharge jusqu'à $U_C = V > 0$ et le système est prêt pour un nouveau cycle de blocage.

II.3.2.2.3. Chronogramme du circuit d'extinction du thyristor



II.4. Transistor Bipolaire (BJT)

Un transistor travaillant en commutation ne peut occuper de façon stable deux états :

- État bloqué, il suffit théoriquement de ne pas alimenter sa base,
- État saturé, il faut envoyer à sa base un courant supérieur à $\frac{I_c}{\beta}$ avec (β : gainstatique)

Pratiquement les procédés d'amorçage et de blocage sont complexes et mènent généralement à une polarisation inverse de la tension base V_{BE} durant les phases de blocage du transistor.

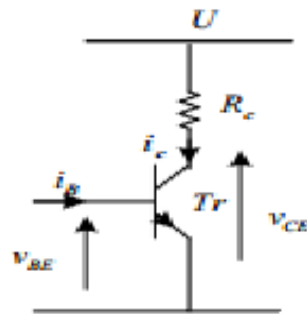


Fig.2.9. Schéma de principe d'un transistor (BJT)

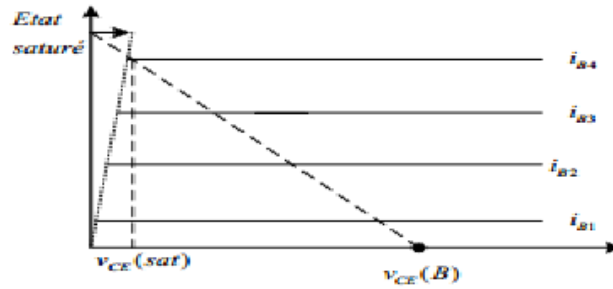


Fig .2.10. Caractéristique statique d'un transistor bipolaire

II.4.1. Caractéristique de commutation d'un BJT

II.4.1.1. Amorçage

L'amorçage est caractérisé par :

- Un temps de retard t_d « delay time » entre l'instant d'application de i_B et le passage de i_C de 10% de sa valeur finale.
- Un temps de montée t_r « rise time » entre l'instant de passage de i_B entre 10% et 90% de sa valeur finale.

Le constructeur du transistor indique que le temps de fermeture est de :

$$t_{on} = t_d + t_r \quad (2.10)$$

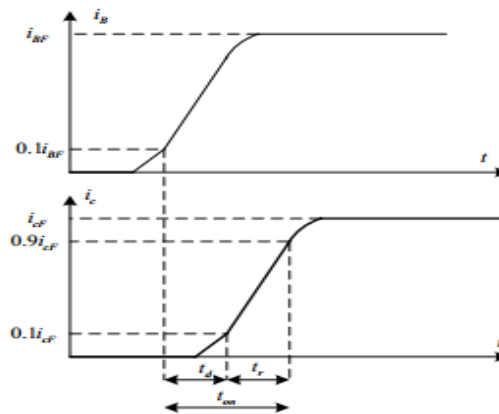


Fig.2.11. Caractéristique de fermeture d'un transistor

II.4.1.2. Blocage

L'ouverture est caractérisée :

- Un temps d'évacuation de la charge stockée t_s « storage time » entre la suppression de i_B et le passage de i_C à 90% de sa valeur initiale.
- Un temps de descente t_f « fall time » entre l'instant de passage de i_B entre 90% et 10% de sa valeur initiale.

Le constructeur indique le temps d'ouverture est donc :

$$t_{off} = t_s + t_f \quad (2.11)$$

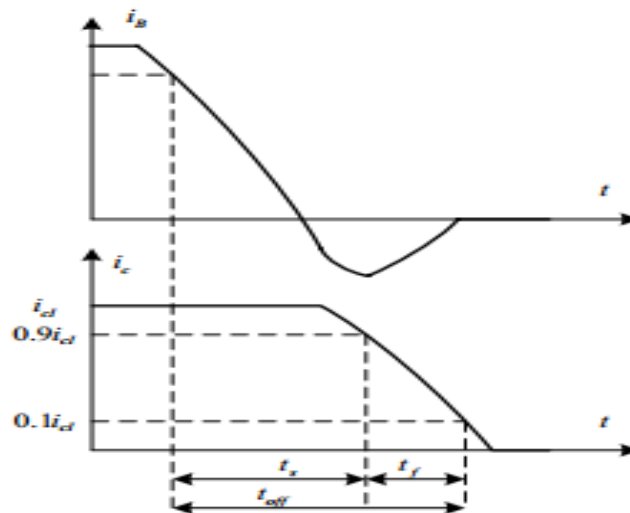


Fig 2.12. Ouverture d'un transistor

II.4.1.3. Problème de la commutation des transistors bipolaires

En admettant que le courant collecteur évolue linéairement en fonction du temps aux cours des transitions (mise en conduction et blocage).

Durant la commutation, les pertes sont élevées. On se propose de les réduire en ajoutant un circuit auxiliaire dit « **circuit d'aide à la commutation** » Figure 2.13.

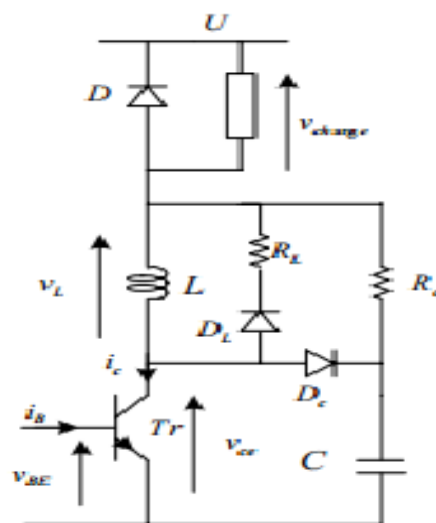


Fig 2.13. Circuit d'aide à la commutation d'un transistor bipolaire

Ce circuit permet :

- À l'ouverture, un condensateur C, mis en parallèle sur Tr limite la croissance de V_{ce} .
- A la fermeture, une inductance L, mise en série avec le transistor, limite la montée du courant de i_c . Une diode D_L permet l'extinction du courant i_c avant la fermeture suivante. Une résistance R_c limite le courant de décharge de C à la fermeture.

II.5. Transistor MOSFET

Un transistor à effet de champ est un transistor de puissance ou de commutation dont la grille est isolée du semi-conducteur par une couche isolante.

Le transistor MOSFET offre de meilleures performances en termes de vitesse de commutation et donc permet de réduire les pertes par commutation. Il est malheureusement limité en puissance car on ne peut réaliser un composant apte à tenir une tension élevée à l'état bloqué tout en présentant une faible chute de tension à l'état passant. Un MOSFET fort courant doit être un composant basse tension et inversement.

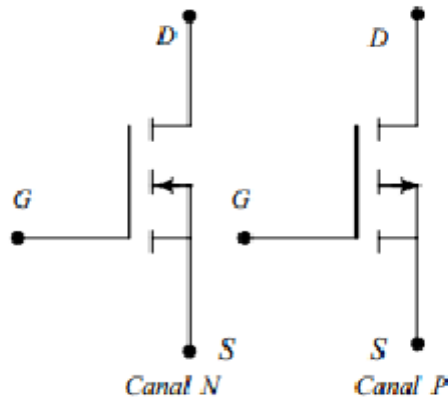


Fig 2.14 : Transistor à effet de champ

Un transistor possède des caractéristiques suivantes :

- Très grande impédance d'entrée ; ce qui signifie que l'état du fonctionnement du transistor est fixé par la tension d'entrée.
- La durée de commutation très courte et en principe pas de temps de retard ni temps d'évacuation de la charge stockée.

Du fait que le courant de la grille $I_G = 0$:

$I_D = f(V_{GS})$ à V_{DS} constante : **Caractéristique de la commande.**

$I_D = f(V_{DS})$ à V_{GS} constante : **Caractéristique de sortie**

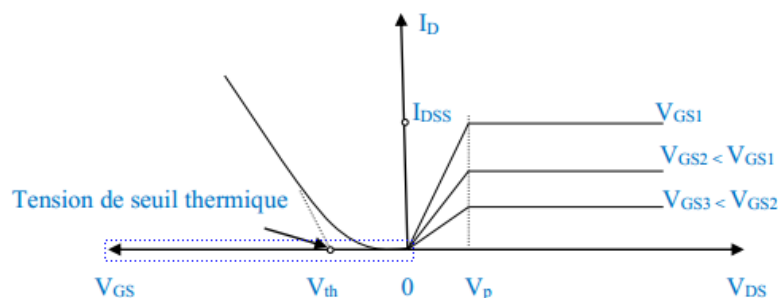


Fig 2.15 : Caractéristique statique du FET

II.6. Le Transistor IGBT (Insulated-Gate Bipolar Transistor)

Un transistor IGBT est hybridation d'un transistor bipolaire et un transistor à effet de champ comme le montre les figures suivantes :

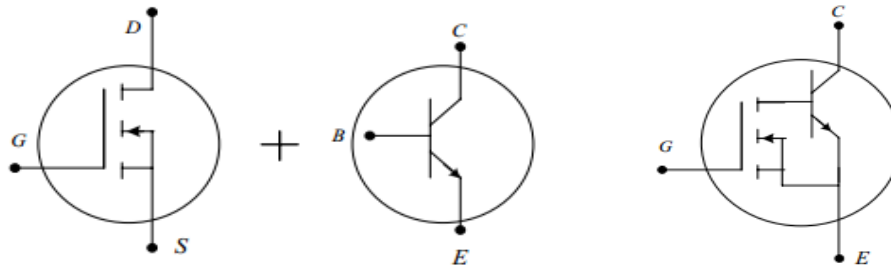


Fig 2.16 : Schéma de principe d'un IGBT

La chute de tension directe IGBT est faible même si la tension est élevée. À la mise en conduction, le comportement de l'IGBT s'écarte peu de celui du MOSFET. En revanche, au blocage par retour rapide à zéro de la tension V_{GE} , le courant i traversant le composant reste transitoirement à une valeur sensiblement supérieure à la valeur normale de son courant de fuite. Ce phénomène de courant de queue (tailcurrent) augmente d'une façon significative les pertes au blocage.

II.6.1. Caractéristique dynamique d'un IGBT

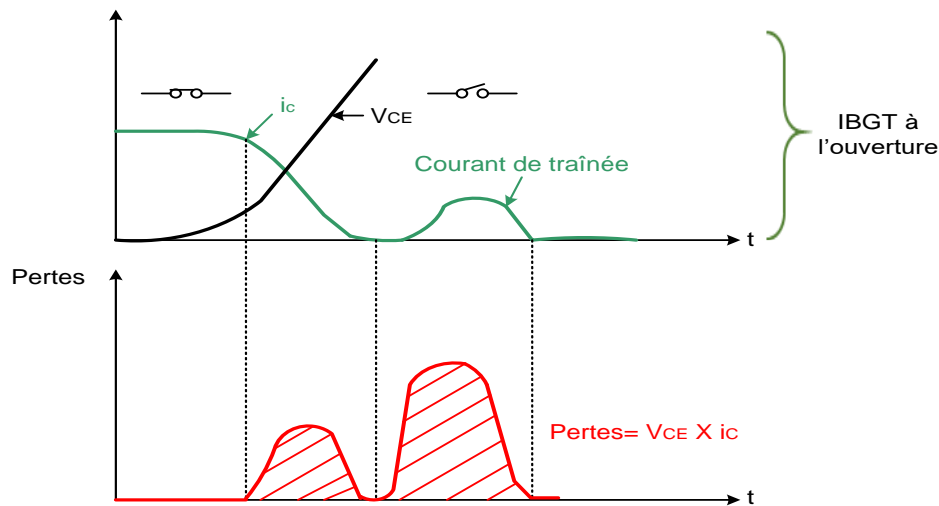


Fig.2.17 : Ouverture d'un IGBT

Les pertes de commutation d'un IGBT sont obtenues par :

$$p(t) = \frac{1}{T} \int_0^T v_{CE}(t) i_C(t) dt \quad (2.12)$$

Les avantages du composant l'IGBT sont :

- ✓ Temps de commutation très court.
- ✓ Chute de tension du composant à l'état passant réduite.
- ✓ Faible puissance de commande due à la structure du MOSFET.
- ✓ Courants de conduction importants.

Cependant, un inconvénient majeur réside dans l'IGBT, le courant de traînée

II.7. Conclusion

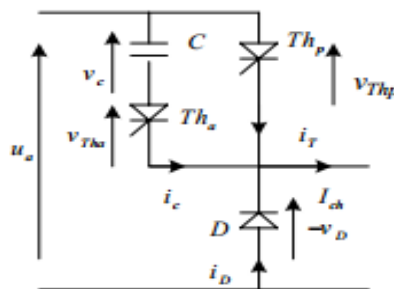
Les convertisseurs statiques sont des montages d'électronique de puissance qui assurent la conversion de l'énergie électrique. La puissance de sortie est aux pertes près égale à celle d'entrée seule la présentation est modifiée. Les montages de base des convertisseurs statiques sont : le redresseur, hacheur, l'onduleur et le gradateur. Le fonctionnement de ces montages est basé sur la commutation de courants entre mailles adjacentes de circuits électriques. Cette commutation est assurée par des interrupteurs à deux états (ouvert, fermé). Ces interrupteurs sont des semi-conducteurs de puissance utilisant les propriétés de conduction unidirectionnelle. Les composants actifs utilisés sont : les diodes, les transistors, les thyristors, triacs, IGBT.

II.8. Travaux Dirigés

Exercice.1 : On considère le montage de la figure ci-dessous. Le thyristor Th_p conduit initialement le courant de charge $I_{Thp} = 0$.

Le condensateur est chargé sous $V_C = -V_{C0} < 0$ (Th_p et Th_a sont des interrupteurs supposés parfaits).

1. Le thyristor Th_a est-il amorçable ? Si oui. On commande à la date t_0 la gâchette au moyen d'un courant suffisant. Montrer que Th_p se bloque.
2. Établir les expressions de $V_C(t)$, $V_D(t)$, $i_c(t)$, $i_D(t)$ et $i_{Thp}(t)$. En déduire l'instant t_2 de blocage de la diode.



Exercice 2 :

Dans le but d'étudier le comportement du transistor en commutation, on propose le montage de la figure 1 :

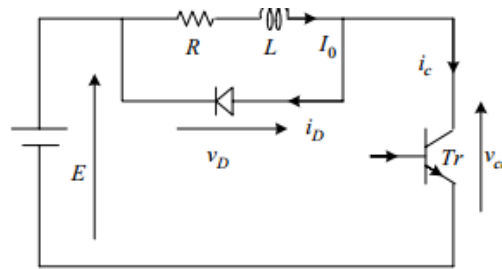


Figure 1

On suppose :

- La constante du temps $\tau = \frac{L}{R}$ de la charge est grande devant les temps de commutation du transistor de sorte que I_0 reste constant et égal 5A.
- La diode est parfaite,
- Le comportement du transistor aux moments de commutations est donné par la figure 2.

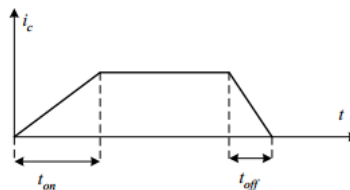


Figure 2

A. Commutation à la fermeture du transistor

A-1. Commutation à la fermeture sans circuit d'aide à la commutation.

1. Préciser les valeurs initiales de i_D et V_{ce} . Tracer les variations de $i_D(t)$ et $i_c(t)$.
2. À quel instant la diode D se bloque-t-elle ? Représenter alors $V_{ce}(t)$.
3. Déterminer l'expression de $i_D(t)$ pendant cette phase. En déduire celle de l'énergie W_1 perdue dans le transistor au moment de la mise en conduction.
4. Le fonctionnement du transistor est périodique de fréquence $f = 10\text{KHz}$ déterminer l'expression de la puissance P_1 dissipée dans Tr, calculer sa valeur.
5. Indiquer clairement dans le plan (i_c, V_{ce}) le déplacement du point de fonctionnement de Tr pendant la commutation

A-2. Commutation à la fermeture avec circuit d'aide à la commutation.

Le circuit auxiliaire utilisé est représenté par la figure 3 :

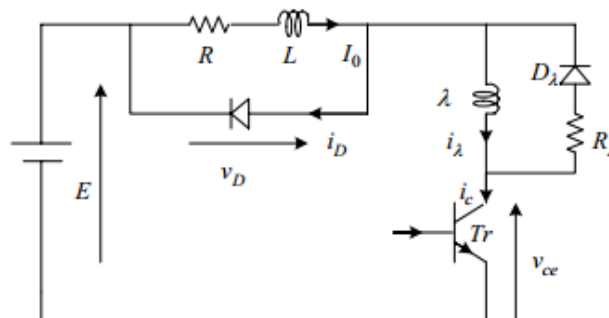


Figure 3

Quel est le rôle de l'inductance λ ? On admet pour la suite que dès que $i_c \neq 0$, la tension V_{ce} s'annule.

1- Le courant i_c commence à croître à l'instant $t = 0$; représenter alors les i_c , $V_{ce}(t)$ et $i_D(t)$.

B- Commutation à l'ouverture du transistor

B-1. Commutation à l'ouverture avec circuit d'aide à la commutation

Le circuit auxiliaire à utiliser est donné par la figure 4 :

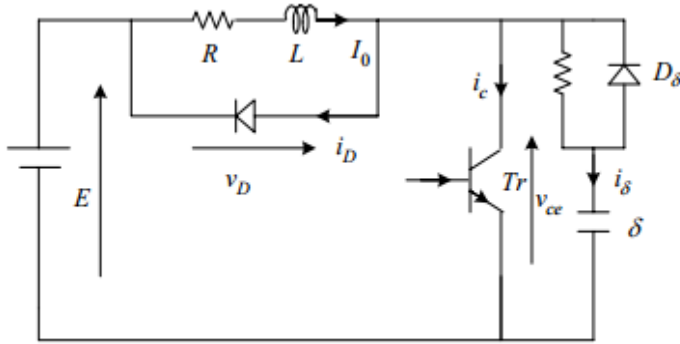


Figure 4

Avec $\delta = 100\text{nF}$

- 1- Quel est le rôle du condensateur δ supposé initialement déchargé.
- 2- Donner l'expression de $i_\delta(t')$, $V_{ce}(t')$. Représenté alors $i_c(t')$, $i_\delta(t')$, $V_{ce}(t')$ pour $t' \leq t_{off}$
- 3- Que vaut i_δ pour $t' \leq t_{off}$? En déduire l'expression de $V_{ce}(t')$ pour $t' \geq t_{off}$.

REFERENCES

1. Hasnaoui Othman B.A. « Support de cours et TD d'électronique de puissance » École Supérieure des Sciences et Techniques de Tunis. Université de Tunis.
2. Farid. NACERI « Cours Électronique de puissance avancée ». Université de Batna 2.
3. Electronic&Composants, World Electronic Industries, 2010-2015

CHAPITRE III

Méthodes de conception des convertisseurs statiques à commutation naturelle

III.1. Introduction

Les redresseurs sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternatif-continu. On utilise un redresseur chaque fois que l'on a besoin de continu alors que l'énergie électrique est disponible en alternatif. Comme c'est sous cette seconde forme que l'énergie électrique est presque toujours générée et distribuée, les redresseurs ont un très vaste domaine d'applications. Les redresseurs à diodes, ou redresseurs non contrôlés, ne permettent pas de faire varier le rapport entre la tension ou les tensions alternatives d'entrée et la tension continue de sortie. De plus, ils sont irréversibles, c'est-à-dire que la puissance ne peut aller que du côté alternatif vers le côté continu.

III.2. Cellule de commutation

III.2.1. Définitions

La structure, constituée d'interrupteurs dipôles ayant une borne commune reliée à une source de courant et les deux autres bornes connectées à des sources de tension, porte le nom de cellule de commutation ; c'est en fait l'élément de base de tout convertisseur statique d'énergie électrique.

On rappelle les définitions (duales) des sources idéales respectivement de tension et de courant :

- ❖ Une source idéale de tension (S_v) est un dipôle dont la tension aux bornes est indépendante du courant qui le traverse.

Propriétés

- L'impédance interne est nulle,
 - Les bornes peuvent rester déconnectées de tout circuit électrique,
 - La mise en court-circuit provoque une **surintensité** (danger) si la tension n'est pas nulle.
- ❖ Une source idéale de courant (S_i) est un dipôle dont le courant est indépendant de la tension aux bornes.

Propriétés

- L'impédance interne est infinie,
- Les bornes doivent rester raccordées à un circuit électrique fermé assurant ainsi la circulation du courant (non nul),
- L'ouverture du circuit provoque une **surtension** (danger) si le courant n'est pas nul.

Le convertisseur à deux diodes est une cellule de commutation, le point commun aux cathodes est relié à une source réactive de courant (bobine) et les deux anodes à une source idéale de tension, le courant I sortant des cathodes ne peut être que positif (voire nul) et il en est de même pour la tension U_m .

Le signe (-) pour i et U_m est obtenu en retournant borne pour borne les diodes ; une anode prenant la place d'une cathode et inversement.

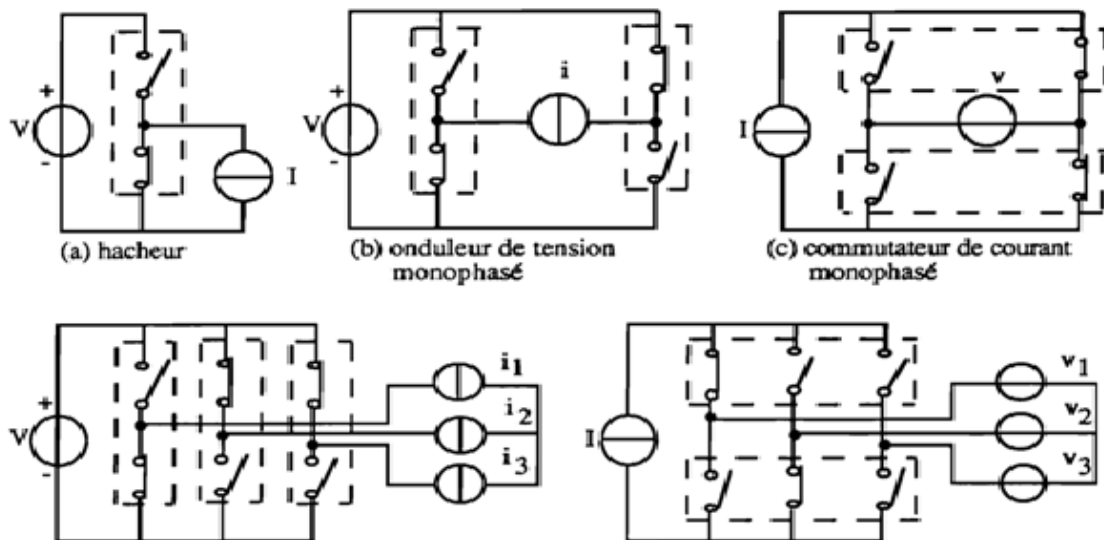


Fig 3.1. Structure faisant apparaître des cellules de commutation

III.2.2. Description fonctionnelle de la cellule de commutation à diodes

L'aspect local de la commutation se limite à l'étude des caractéristiques propres d'un interrupteur à l'amorçage et au blocage.

La cellule constituée de deux diodes présente en pratique trois configurations

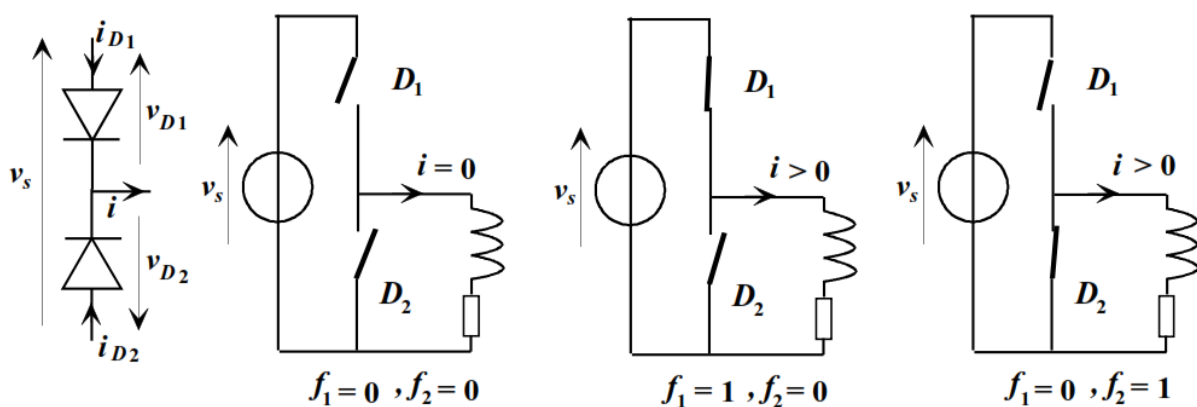


Fig 3.2. Notation et configurations

Quelle que soit la configuration, les grandeurs courant, tension des diodes vérifient d'une part la loi des nœuds :

$$i_{D1} + i_{D2} = i \quad (3.1)$$

Et, d'autre part, la loi des mailles :

$$v_{D1} - v_{D2} = v_S \quad (3.2)$$

Les conditions de commutation des cellules sont :

- ✓ D1 conduit : $v_{D1} = 0$, $i_{D1} = i$, $f_1 = 1$ tant que $i > 0$;
- ✓ D2 bloquée : $v_{D1} = -v_s < 0$, $i_{D2} = 0$, $f_2 = 0$ tant que $v_s < 0$;
- ✓ D1 bloquée : $v_{D1} = -v_s < 0$, $i_{D1} = 0$, $f_1 = 0$ tant que $v_s < 0$;
- ✓ D2 conduit : $v_{D2} = 0$, $i_{D2} = i$, $f_2 = 1$ tant que $i > 0$;

III.3.Fonctions réalisées

III.3.1. Conversion AC-DC : les redresseurs

Les redresseurs permettent d'obtenir une tension de valeur moyenne non nulle à partir d'une tension alternative (monophasée ou triphasée) de valeur moyenne nulle. Les redresseurs commandés permettent de régler la valeur moyenne de la tension redressée.

Pour obtenir une tension continue, on redresse un ensemble de q tensions alternatives, formant un système polyphasé équilibré (nombre de phases q). Ces tensions peuvent être les tensions aux bornes d'un alternateur. Généralement, elles sont fournies par le réseau monophasé ou, plus souvent, par le réseau triphasé, d'ordinaire par l'intermédiaire d'un transformateur. On distingue trois types de montages :

- ✓ **Pq**: Montages avec source en étoile et un seul commutateur ou redresseur "simple alternance"
- ✓ **PDq**: Montages avec source en étoile et deux commutateurs ou redresseurs "en pont" avec source étoilée ;
- ✓ **Sq** : Montages avec source en polygone et deux commutateurs ou redresseurs "en pont" avec source polygonale.

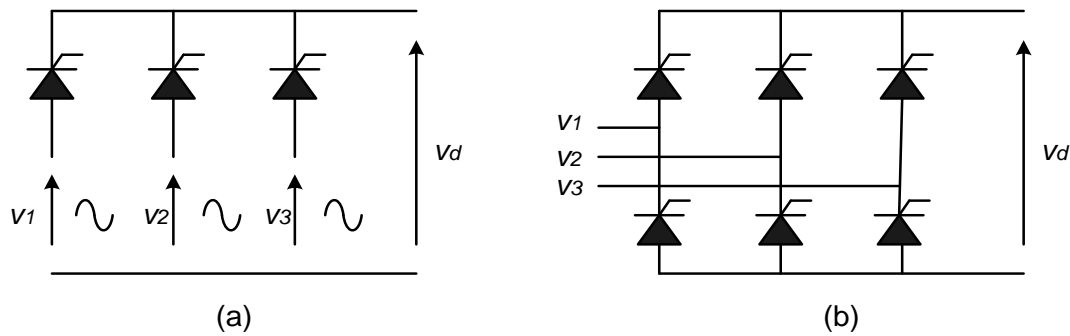


Fig 3.3 : Redresseurs triphasés. (a) P3. (b) PD3.

III.3.2. Étude des tensions

La tension redressée v_d est périodique de période T/p entre 0 et T/p , cette tension a pour expression :

$$v_d(t) = V_m \cos(\omega t) \quad (3.3)$$

Avec : $V_m = U\sqrt{2}$, U est étant la valeur efficace des tensions composées.

Tableau (3.1) : Étude des tensions redressées pour les deux cas commandés et non commandé

Redresseur non commandé	Montages Pq (p=q)	Montages PDq (p=2q)
Tension moyenne	$V_{dc} = \frac{p}{T} \int_{-\frac{T}{2p}}^{\frac{T}{2p}} v_d dt = V_m \frac{p}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right)$	
Tension efficace	$V_{reff} = \sqrt{\frac{p}{T} \int_{-\frac{T}{2p}}^{\frac{T}{2p}} v_d^2 dt} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{p}\right)}{\left(\frac{2\pi}{p}\right)}}$	
Redresseur commandé	Montages Pq (p=q)	Montages PDq (p=2q)
Tension moyenne	$V_{dc} = \frac{p}{T} \int_{-\frac{T}{2p} + \alpha}^{\frac{T}{2p} + \alpha} v_d dt = V_m \frac{p}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \cos(\alpha)$	
Tension efficace	$V_{reff} = \sqrt{\frac{p}{T} \int_{-\frac{T}{2p} + \alpha}^{\frac{T}{2p} + \alpha} v_d^2 dt} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{p}\right)}{\left(\frac{2\pi}{p}\right)} \cos(2\alpha)}$	
Tension inverse maximale aux bornes d'une diode	Pour q impaire	$U_{inv} = 2V\sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{2q}\right)$
	Pour q paire	$U_{inv} = 2V\sqrt{2}$

III.3.3. Étude des courants

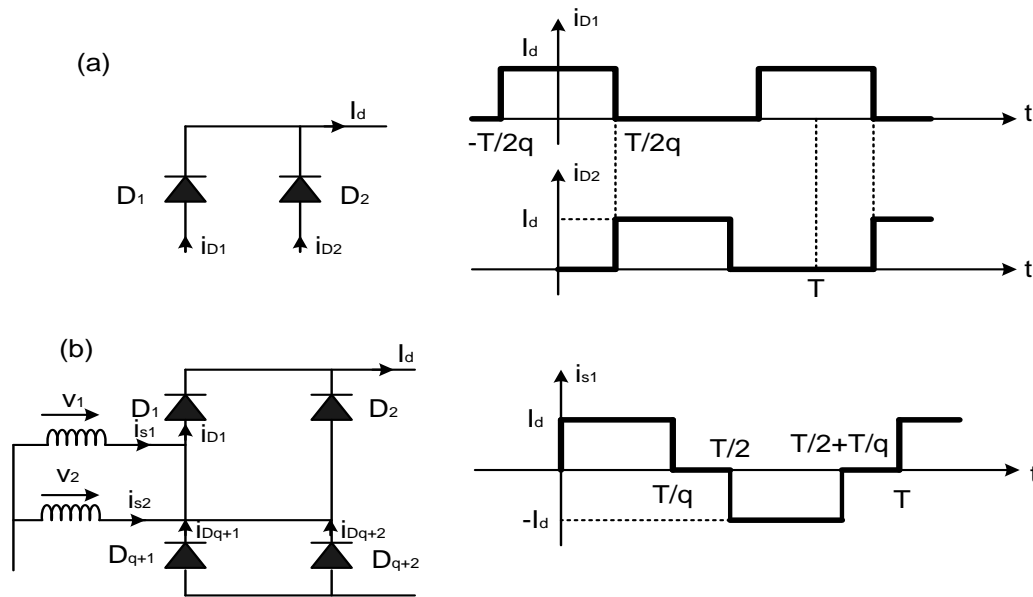


Fig 3.4 : Forme du courant

(a) d'une diode pour montages Pq (b) au secondaire du transformateur pour montages PDq

Tableau (3.2) ; étude des courants dans le redresseur

Courant	Montages Pq (p=q)	Montages PDq (p=2q)
Courant moyen dans la diode ou dans le thyristor	$i_{Dm} = \frac{1}{T} \int_{-T/2q}^{T/2q} I_d dt = \frac{I_d}{q}$ $i_{Thm} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2q} + \alpha}^{\frac{T}{2q} + \alpha} I_d dt = \frac{I_d}{q}$	$i_{Dm} = \frac{I_d}{q}$ $i_{Thm} = \frac{I_d}{q}$
Courant moyen dans les enroulements secondaires du transformateur dans la diode ou dans le thyristor	$i_{sm} = \frac{I_d}{q}$	$i_{sm} = 0$
Courant efficace dans les enroulements secondaires du transformateur dans la diode ou dans le thyristor	$i_{seff} = \frac{I_d}{\sqrt{q}}$	$i_{seff} = I_d \sqrt{\frac{2}{q}}$

III.4. Paramètres de performance

Les performances d'un circuit redresseur sont normalement évaluées en termes de paramètres suivants :

- ✓ Valeur moyenne de tension de sortie, V_{dc} .
- ✓ Valeur moyenne du courant, I_d .
- ✓ Puissance de sortie continue, $P_{DC}=V_{dc} I_{dc}$.
- ✓ Valeur efficace de la tension de sortie, V_{eff} .
- ✓ Valeur efficace du courant de sortie, I_{eff} .
- ✓ Puissance de sortie alternative, $P_{AC}=V_{eff}I_{eff}$

a) Rendement du redresseur :

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{AC}} \quad (3.4)$$

La tension de sortie est composée de deux composants :

- ✓ Composant continu V_{dc}
- ✓ Composant alternatif V_{ac} (ondulation)

b) La valeur effective de la composante AC de tension de sortie est :

$$V_{ac} = \sqrt{V_{eff}^2 - V_{dc}^2} \quad (3.5)$$

c) Facteur de forme (qui est une tension de la forme d'onde de tension de sortie) est :

$$FF = \frac{V_{eff}}{V_{dc}} \quad (3.6)$$

d) Facteur d'ondulation (qui est la mesure d'ondulation contenue) est :

$$FR = \frac{V_{ac}}{V_{dc}} = \sqrt{\left(\frac{V_{eff}}{V_{dc}}\right)^2 - 1} = \sqrt{FF^2 - 1} \quad (3.7)$$

e) Si ϕ est l'angle entre le fondamental du courant d'entrée et la tension, ϕ est appelée angle de déplacement. Le facteur de déplacement est défini :

$$DF = \cos(\phi) \quad (3.8)$$

f) Le facteur d'harmonique du courant d'entrée est défini :

$$HF = \sqrt{\left(\frac{I_{seff}^2 - I_1^2}{I_1^2}\right)} = \sqrt{\left(\frac{I_{seff}}{I_1}\right)^2 - 1} \quad (3.9)$$

Où $I_1 \rightarrow$ fondamental du courant d'entrée, I_{seff} courant du secondaire du transformateur.

g) Le facteur de puissance d'entrée est défini comme :

$$PF = \frac{V_s I_1}{V_s I_s} \cos \phi = \frac{I_1}{I_s} \cos \phi \quad (3.10)$$

Si le courant est purement sinusoïdal $\rightarrow PF=DF$

Un redresseur idéal : $\eta = 100\%$; $V_{ac}=0$; $FF=1$; $RF=0$; $HF=0$; $PF=1$.

III.5. Transport de puissance en courant continu

Deux redresseurs triphasés tête-bêche utilisant des thyristors Figure 3.5. Chacun des deux convertisseurs est connectés à un réseau triphasé de tensions et de fréquences différentes. Une inductance placée entre les 2 ponts permet de respecter les règles d'association des sources.

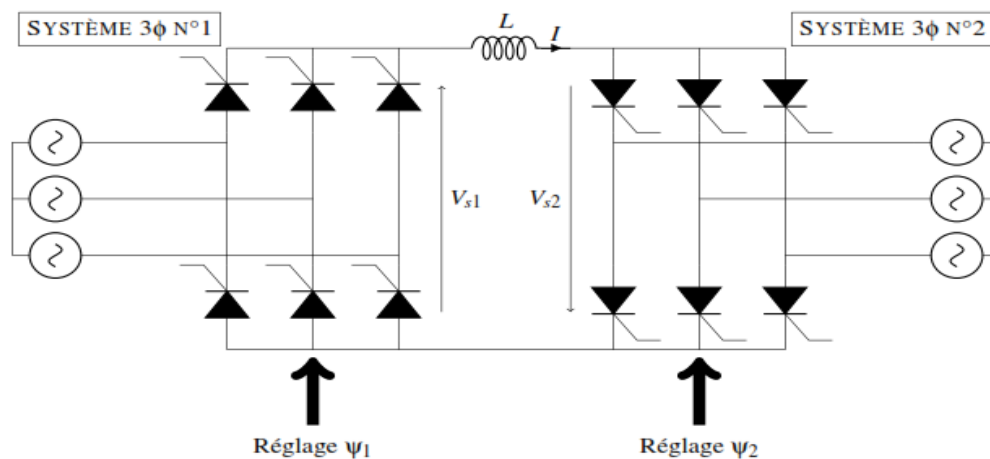


Fig 3.5. Transport de puissance en courant continu – HVDC

Soit P_1 la puissance transitant par le pont redresseur 1 et P_2 la puissance transitant par le deuxième pont :

$$P_1 = V_{dc1} I = -V_{dc2} I = -P_2 \quad (3.11)$$

Ainsi, le réglage des angles de conduction des thyristors permet de fixer la puissance transitant entre les 2 systèmes de tensions triphasées. Le système étant bidirectionnel, la puissance peut transiter dans les deux sens. Les 2 ponts fonctionneront en configuration redresseur ou onduleur selon le réglage de Ψ_1 et Ψ_2 .

III.6. Principe Généraux De la Synthèse des convertisseurs Statiques.

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

- **Identification des sources et des réversibilités**

Qu'on s'intéresse à un convertisseur statique, il est facile d'identifier les sources principales qui le concernent, à savoir la source d'entrée et celle de sortie. En effet, la nature même de ces deux sources est un élément extrêmement important du cahier des charges du dispositif. Par ailleurs, les réversibilités associées à ces sources constituent également des éléments importants.

- **Nombre de cellules de commutation**

Dès lors que les sources d'un convertisseur sont identifiées, il est nécessaire de déterminer à partir de quel nombre de cellules de commutation sa structure va être élaborée.

Tableau 3.1. Nombre de cellules de commutation

Source de départ	Source d'arrivée	Nombre de cellules de commutation
Sans réversibilité de tension	Sans réversibilité de tension	1
Sans réversibilité de tension	Avec réversibilité de tension + Source alternative	2
Avec réversibilité de tension + Source alternative	Sans réversibilité de tension	2
Triphasée	Quelconque	3
Quelconque	Triphasée	3

- **Éléments d'interposition**

Sachant que les convertisseurs statiques sont réalisés à partir de composants agissant comme des interrupteurs, il est nécessaire de respecter les règles d'interconnexion des sources, si une structure fait apparaître de part et d'autre d'une cellule de commutation deux sources de mêmes natures, il se révèle impératif d'introduire un « élément tampon » permettant

l'association. On fera alors toujours apparaître une **inductance** (source de courant) interposée entre deux sources de tension, ou de la même manière, un **condensateur** interposé entre deux sources de courant.

- **Nature et choix des commutateurs**

Lorsqu'on connaît la structure d'un convertisseur et également les allures précises des tensions et courants qui y apparaissent, il est naturel de pouvoir déterminer les caractéristiques des commutateurs qui le constituent. De façon plus claire connaître les courbes 'courant/tension' des commutateurs d'un montage permet de déterminer la nature précise de ses composants.

III.7. EXEMPLE : SYNTHÈSE D'UN CONVERTISSEUR DC/DC

L'objectif est ainsi de déterminer la structure d'un convertisseur DC/DC dont on résume le cahier de charge ci-dessous :

- ✓ Type : Convertisseur DC/DC à découpage
- ✓ Entrée : Batterie d'accumulateurs 12V, 50A
- ✓ Sortie : Tension continue régulée 5V, 2A, 10W
- ✓ Ondulations maximales en tension et courant 5% max
- ✓ Fréquence de découpage de l'ordre de 20KHz
- ✓ Rendement maximal 85%
- ✓ Encombrement réduit.

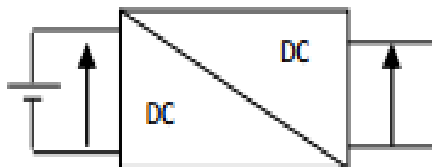


Fig .3.6. Convertisseur statique DC / DC

- **Sources et réversibilités**

Une source d'entrée non réversible en tension est de 12V continue

La source de sortie continue est également non réversible de 5V.

- **Nombre de cellules de commutation**

En basant sur Tableau 3.1. Une seule cellule de commutation.

- **Éléments d'interposition**

Source de sortie « source de tension » donc un condensateur à la sortie disposé en parallèles.

Source d'entrée « source de tension ». Il sera impossible de les relier directement les deux sources de tension par commutation. Donc inductance série s'avère donc nécessaire.

Cette inductance doit forcément être placée après la cellule de commutation pour éviter le court-circuit à la sortie.

❖ Détermination des valeurs des composants L et C

En réalité, l'inductance et le condensateur placés dans cette structure participent au filtrage des ondulations dues au découpage. Pour le calcul on a :

$$\Delta i_{Lmax} = 5\% \cdot 2 = 0.1A, \text{ Alors } L = \frac{12}{4 \times 0.1 \times 20 \times 10^3} \text{ donc } L = 1.5 \text{ mH}$$

$$\Delta V_{Cmax} = 5\% \cdot 5 = 0.25V, \text{ Alors } C = \frac{12}{(20 \times 10^3)^2 \times 0.25 \times 8\pi \times 1.5 \times 10^{-3}}, \text{ donc } C = 3.2\mu F$$

On retiendra donc 'inductance de stockage L : 1.5 mH/3A et 'condensateur chimique'. C= 3.3 μF . Finalement le schéma équivalent

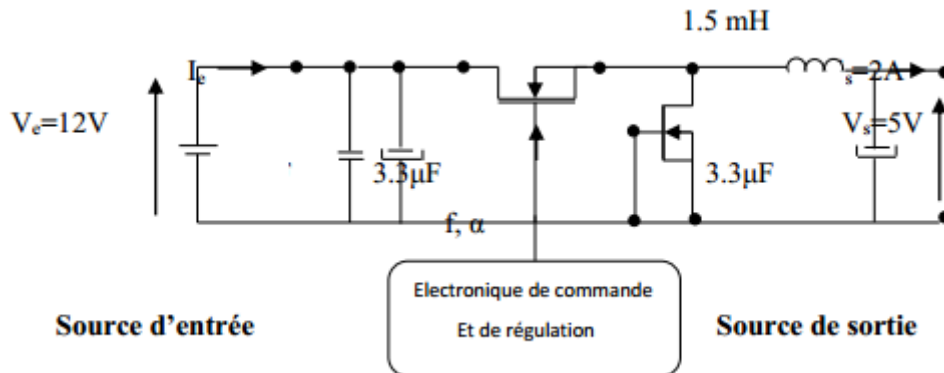


Fig. 3.7. Montage complet du convertisseur DC/DC 12V/ (5V – 2A).

REFERENCES

1. Cuniere, G. Feld, M. Lavabre, « Électronique de puissance, de la cellule de Commutation aux applications industrielles » Cours et exercices' Edition Casteilla, 2012
2. F. Nacerie « Électronique de puissance avancée » support de cours université de Batna.

Chapitre 4

Convertisseurs statiques à commutation forcée

4.1. Introduction

Le réseau de distribution électrique fournit un courant à 50Hz. Or on a besoin soit un courant continu ou un courant alternatif mais à une autre fréquence, pour alimenter par exemple les machines électriques. Il est obligatoire de pouvoir disposer de mécanismes permettant de faire les transformations entre réseaux continu et alternatif, mais identiquement d'alternatif à alternatif (changement de fréquence ou d'amplitude de la valeur efficace) ou de continu à continu.

Les onduleurs sont les dispositifs ont pour but, d'obtenir une source de tension de courant alternatif, sinusoïdal ou non, à fréquence fixe ou à fréquence variable ; à partir d'un générateur de tension continue, d'où leur nom usuel « les onduleurs ». Nous classons toutefois deux types importants des onduleurs :

- Les onduleurs autonomes: Un onduleur autonome(ou oscillateurs)est un convertisseur statique continu-alternatif, il permet de générer leur propre fréquence et leur propre tension alternative. Dans ces onduleurs la commutation est forcée.
- Les onduleurs non autonomes(ou pilotées): les onduleurs non autonomes dont la fréquence et la tension alternative sont exigées par le réseau qu'ils alimentent. Dans ces onduleurs la commutation est naturelle. Elle est naturelle en ce sens que ce sont les tensions alternatives du réseau qui effectuent le transfert du courant d'un thyristor à l'autre.

4.2. Conversion continu-alternatif

Un convertisseur continu-alternatif permet d'obtenir une tension alternative (éventuellement réglable en fréquence et en amplitude) à partir d'une source de tension continue.

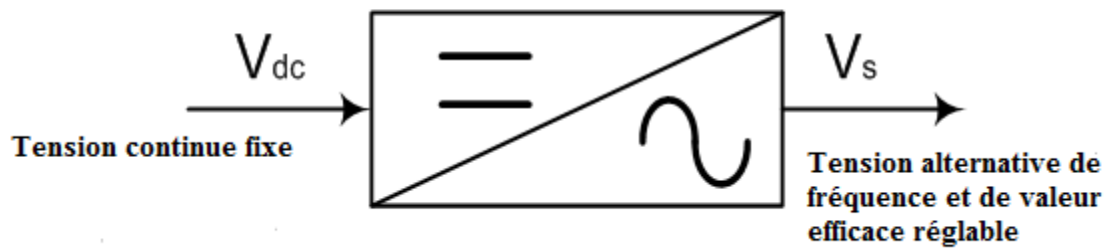


Fig.4.1: Principe de la conversion continue-alternative

L'étude se limitera à l'onduleur autonome en pont (commande symétrique, décalée puis MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion)) dans lequel les interrupteurs seront supposés parfaits avec une charge inductive.

4.3. Classification d'onduleurs

Un onduleur dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer :

- Les onduleurs source de tension.
- Les onduleurs source de courant.

4.3.1. Onduleurs source de tension

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension « u » n'est pas affecté par les variations du courant « i » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie. Le courant à la sortie « i' » et donc le courant à l'entrée « i » dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f.é.m. alternative) directement branchée entre les bornes de sortie.

4.3.2. Onduleurs source de courant

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est-à-dire par une source d'inductance interne si grande que le courant « i » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension « u » à ses bornes.

4.3.3. Onduleurs à résonance

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par

alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti. On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge. Si celle-ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome.

4.4. Types d'onduleurs autonomes de tension

On peut classer les onduleurs en deux catégories :

- ✓ Onduleurs monophasés.
- ✓ Onduleurs triphasés.

4.4.1. Onduleurs monophasés

Selon la commande des interrupteurs des onduleurs, trois types sont envisagés:

- ✓ Mutateur ou onduleur à commande symétrique.
- ✓ Onduleur en créneaux (ou onduleur à commande décalée).
- ✓ Onduleur à MLI.

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue en utilisant deux interrupteurs, il faut un point milieu, soit du côté de la sortie alternative, soit du côté de l'entrée continue, cela correspondant à :

4.4.1.1. Onduleur monophasé en demi-pont (Half-Bridge Inverter)

Son principe consiste à imposer une tension positive et négative aux bornes de la charge. Pour cela, il faut utiliser deux hacheurs tête-bêche.

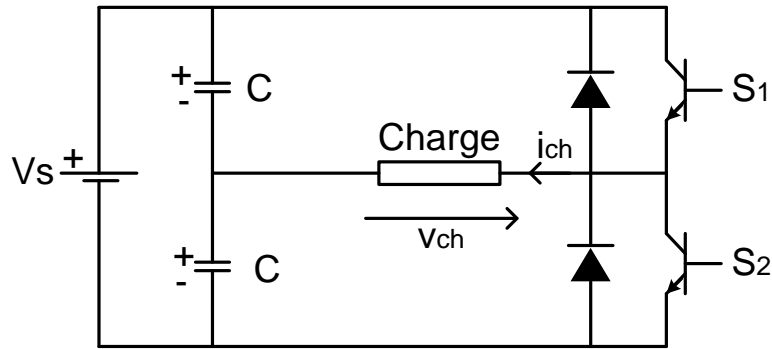


Fig 4.2 : Onduleur monophasé en demi-pont.

La forme d'onde de la tension de sortie d'un onduleur en demi-pont est illustrée par la fig 4.3 pour la commande symétrique figure (a) et la commande décalée (b).

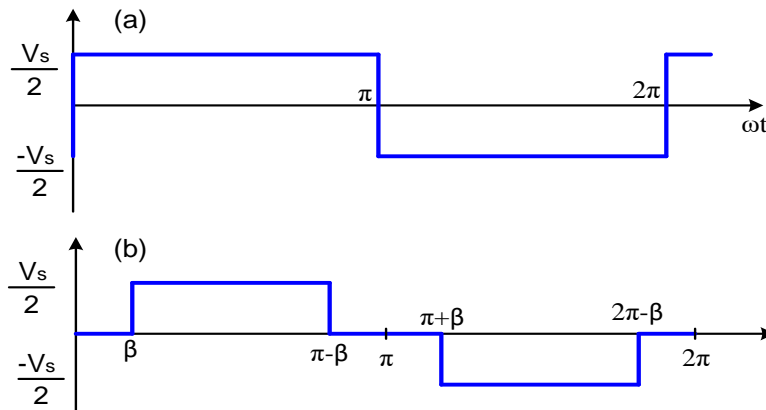


Fig 4.3. Forme d'onde de la sortie de la tension (a) commande symétrique (b) commande décalée.

- Les caractéristiques d'un onduleur en demi-pont.

- La tension instantanée :

$$v_{an} = \frac{V_s}{2} \text{ ou } \left(-\frac{V_s}{2}\right) \tag{4.1}$$

- Tension efficace de sortie :

$$\begin{cases} v_{eff} = \left[\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{V_s^2}{4} dt \right]^2 = \frac{V_s}{2} \\ v_{eff} = \left[\frac{2}{T} \int_{\beta}^{\frac{T}{2}-\beta} \frac{V_s^2}{4} dt \right]^2 = \frac{V_s}{2} \sqrt{1 - \frac{2\beta}{\pi}} \end{cases} \tag{4.2}$$

- Tension instantanée en série de Fourier

$$\begin{cases} v_{out} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \sin(n\omega t) & \text{pour la commande symétrique (4.3)} \\ v_{out} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \cos(n\beta) \sin(n\omega t) & \text{pour la commande décalée} \end{cases}$$

$$v_{out} = 0 \text{ pour } n=2,4,6$$

On peut écrire l'équation (4.3) avec une autre façon :

$$\begin{cases} v_{out} = \frac{2V_s}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin([2k+1]\omega t) & \text{pour la commande symétrique} \\ v_{out} = \frac{2V_s}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \cos([2k+1]\beta) \sin([2k+1]\omega t) & \text{pour la commande décalée} \end{cases} \quad (4.4)$$

- Valeur efficace du fondamental : (pour n=1)

$$V_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.45V_s \quad (4.5)$$

- Facteur du nième harmonique : H_{fn}

C'est la contribution individuelle des harmoniques définie comme suit:

$$H_{fn} = \frac{V_n}{V_1} \quad (4.6)$$

V_n : valeur efficace de la nième harmonique.

V₁ : valeur efficace du fondamental.

- Facteur de distorsion : DF

C'est la mesure de l'efficacité de la réduction des harmoniques parasites sans avoir à spécifié le filtre

$$DF = \frac{1}{V_1} \left[\sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n^2}{n^2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.7)$$

- Facteur de distorsion pour une harmonique individuelle : DF_n

$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 n} \quad (4.8)$$

● Facteur d'harmonique total : THD

C'est la mesure de la similitude de forme réelle avec e fondamental

$$\left\{ \begin{array}{l} THD = \frac{\sqrt{[\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} (V_n)^2]}}{V_1} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2k+1)^2}} \approx 0.48 \text{ pour la commande symétrique} \\ THD = \frac{\sqrt{\pi^2 - 2\pi\beta - 8\cos^2\beta}}{2\sqrt{2}\cos\beta} \text{ pour la commande décalée} \end{array} \right. \quad (4.8)$$

Le THD est très mauvais, de l'ordre de 48% pour la commande symétrique. Dans le cas de la commande décalée, le THD dépend de l'angle de commande β .

● Harmonique de plus bas ordre : LOH

C'est l'harmonique ayant une fréquence proche à le fondamental et son amplitude $\geq 3\% V_1$

4.4.1.2. Onduleur monophasé en pont (ou en H)

Dans la pratique la source continue est unique et cela conduit à la structure des onduleurs en pont. Cette représentation d'onduleur, représenté ci-dessous, utilise deux bras (S1-S4) et (S3-S2) des interrupteurs en série. L'onduleur en pont ne nécessite pas de source de tension d'alimentation à point milieu.

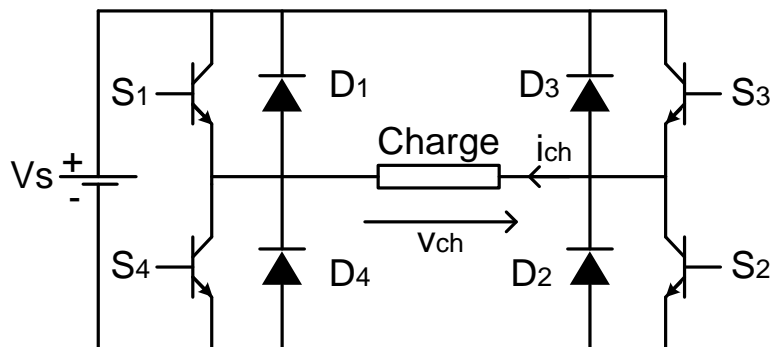


Fig 4.4: Onduleur monophasé en pont complet.

Lorsque D1 D2 ou (D3 D4) conduisent l'énergie est renvoyée à la source. Les caractéristiques d'un onduleur en pont complet. La forme d'onde de la tension de sortie d'un onduleur en pont complet est illustrée par la figure 4.5 pour la commande symétrique figure (a) et la commande décalée (b).

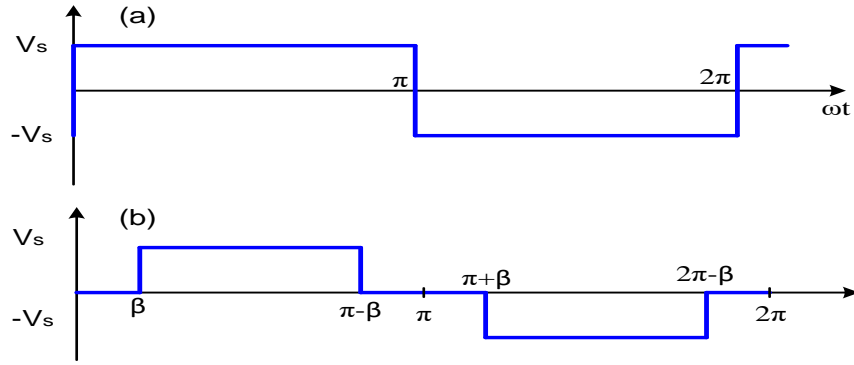


Fig 4.5 : Forme d'onde de la sortie de la tension (a) commande symétrique (b) commande décalée.

Les caractéristiques d'un onduleur en demi- pont :

- La tension instantanée :

$$v_{an} = V_s \text{ ou } (-V_s) \quad (4.10)$$

- Tension efficace de sortie :

$$v_{eff} = \left[\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{V_s^2}{4} dt \right]^2 = V_s^2 \quad (4.11)$$

$$v_{eff} = \left[\frac{2}{T} \int_{\beta}^{\pi-\beta} \frac{V_s^2}{4} dt \right]^2 = V_s^2 \sqrt{1 - \frac{2\beta}{\pi}}$$

- Tension instantanée en série de Fourier :

$$v_{out} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad \text{pour la commande symétrique} \quad (4.12)$$

$$v_{out} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \cos(n\beta) \sin(n\omega t) \quad \text{pour la commande décalée}$$

$$v_{out} = 0 \text{ pour } n=2,4,6$$

On peut écrire l'équation (4.12) avec une autre façon :

$$v_{out} = \frac{4V_s}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin([2k+1]\omega t) \quad \text{pour la commande symétrique} \quad (4.13)$$

$$v_{out} = \frac{4V_s}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \cos([2k+1]\beta) \sin([2k+1]\omega t) \quad \text{pour la commande décalée}$$

- Valeur efficace du fondamental : (pour n=1)

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.9V_s \quad (4.14)$$

- Facteur du nième harmonique : Hfn

C'est la contribution individuelle des harmoniques définie comme suit:

$$H_{fn} = \frac{V_n}{V_1} \quad (4.15)$$

V_n : valeur efficace de la nième harmonique.

V_1 : valeur efficace du fondamental.

● Facteur de distorsion : DF

C'est la mesure de l'efficacité de la réduction des harmoniques parasites sans avoir à spécifié le filtre.

$$DF = \frac{1}{V_1} \left[\sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n^2}{n^2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.16)$$

● Facteur de distorsion pour une harmonique individuelle : DF_n

$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 n} \quad (4.17)$$

● Facteur d'harmonique total : THD

C'est la mesure de la similitude de forme réelle avec e fondamental

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} (V_n)^2}}{V_1} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{(2k+1)^2}} \approx 0.48 \text{ pour la commande symétrique} \quad (4.18)$$

$$THD = \frac{\sqrt{\pi^2 - 2\pi\beta - 8\cos^2\beta}}{2\sqrt{2}\cos\beta} \quad \text{pour la commande décalée}$$

Le THD est très mauvais, de l'ordre de 48% pour la commande symétrique. Dans le cas de la commande décalée, le THD dépend de l'angle de commande β . Comme le montre la courbe ci-dessous, sa valeur minimum est de l'ordre de 29%, pour $\beta=23^\circ$.

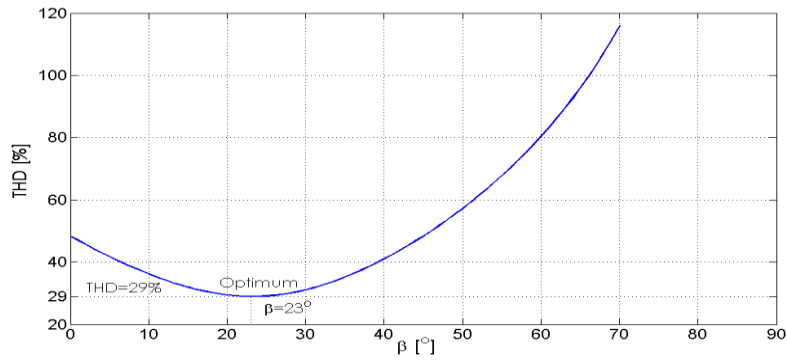


Fig 4.6: Courbe de THD en fonction de β .

● Harmonique de plus bas ordre : LOH

C'est l'harmonique ayant une fréquence proche à le fondamental et son amplitude $\geq 3\% V_1$.

4.4.1.3. Onduleur à MLI

Onduleur à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI ou PWM : Pulse Width Modulation) ou à Modulation d'Impulsions en Durée (MID). C'est, l'onduleur le plus performant.

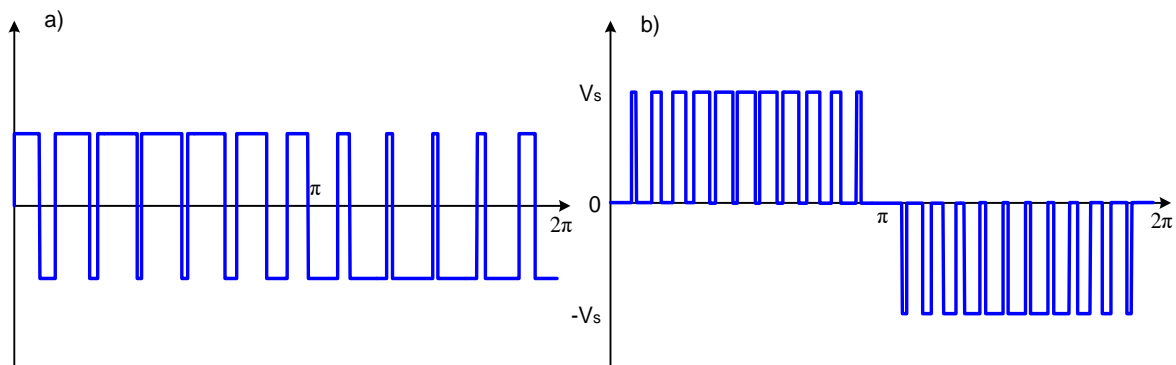


Fig 4.7 : Tension de sortie d'un onduleur a) pleine onde (ou bipolaire) b) demi-onde (ou unipolaire)

4.5. Modulation de largeur d'impulsion

Dans plusieurs applications industrielles il est nécessaire de contrôler (varier) la tension de sortie des onduleurs. Il existe plusieurs techniques pour varier le gain d'un onduleur, celles les plus efficaces sont ceux à MLI (PWM).

4.5.1. Objectifs principaux d'une MLI

- Obtenir dans la charge électrique des courants dont la variation est proche de a sinusoïde par le contrôle de l'évolution des rapports cycliques et grâce à une fréquence élevée des commutations des interrupteurs par rapport à la fréquence des tensions de sortie.
- Permettre un contrôle fin de l'amplitude du fondamental des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sortie largement variable.

4.5.2. Objectifs **Différentes techniques de modulation de largeur d'impulsions**

Plusieurs techniques de modulations ont été adoptées afin d'améliorer la qualité de la tension à la sortie de l'onduleur, les techniques les plus répondues dans ce contexte sont :

4.5.2.1. Modulation linéaire multiple (UPWM)

Dans cette technique on compare une porteuse triangulaire avec un signal de référence linéaire. L'onde de sortie est sous la forme d'un train d'impulsion en créneaux de largeurs égales Figure 4.8 si l'indice de modulation est égal à un, on obtient la modulation singulière, dans laquelle le signal de sortie est formé d'une seule impulsion par demi-période.

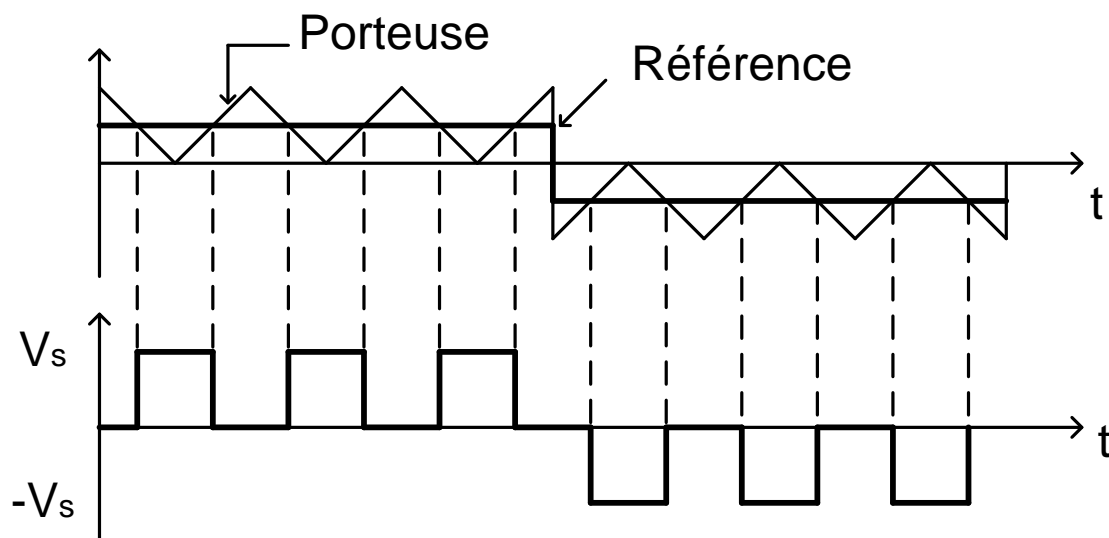


Fig 4.8 : Modulation de largeur d'impulsions multiples.

Le taux d'Harmonique peut être réduit si on utilise plusieurs impulsions (N) par demi-cycle. La variation de la largeur des impulsions de 0 à π/p et par suite la tension de sortie de 0 à V_s .

La tension de sortie est donnée par :

$$V_{eff} = \left[\frac{2p}{2\pi} \int_{(p/\pi-\delta)/2}^{(p/\pi+\delta)/2} V_s^2 d\omega t \right]^{\frac{1}{2}} = V_s \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \quad (4.18)$$

La forme générale en série de Fourier de la tension de sortie est :

$$v(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} A_n \cos(n\omega t) + B_n \sin(n\omega t) \quad (4.20)$$

En se basant sur la figure (4.9) pour calculer les coefficients de la série de Fourier.

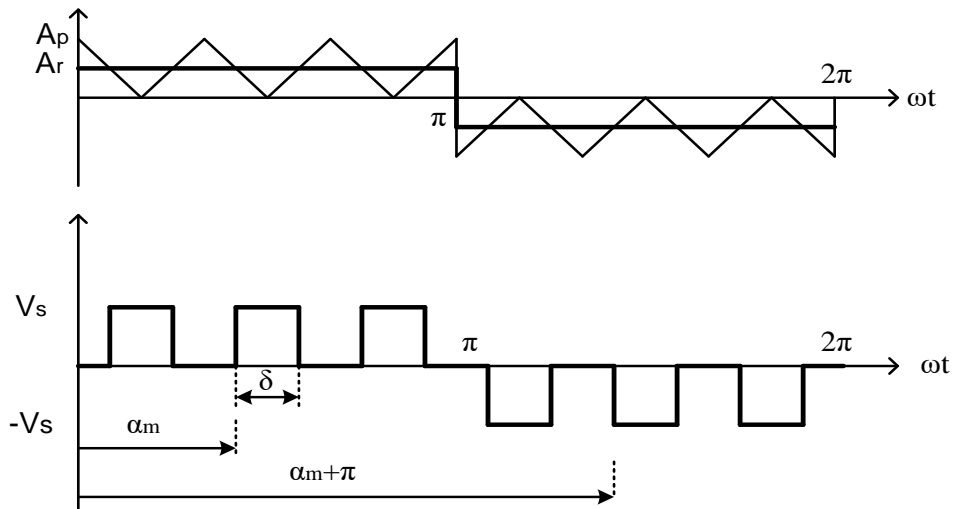


Fig 4.9 : tension de sortie d'impulsions multiples.

Les coefficients a_n et b_n pour une paire d'impulsion sont donnés par :

$$a_n = \frac{2V_s}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta} \cos(n\omega t) d(\omega t) = \frac{2V_s}{n\pi} [\sin(n[\alpha_m + \delta]) - \sin(n\alpha_m)] \quad (4.21)$$

Donc :

$$a_n = \frac{4V_s}{n\pi} \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \cos\left(n\left[\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right]\right) \quad (4.22)$$

$$b_n = \frac{2V_s}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m+\delta} \sin(n\omega t) d(\omega t) = \frac{2V_s}{n\pi} [\cos(n[\alpha_m + \delta]) - \cos(n\alpha_m)] \quad (4.23)$$

Donc :

$$b_n = \frac{4V_s}{n\pi} \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \sin\left(n\left[\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right]\right) \quad (4.24)$$

Pour la tension de sortie, on a :

$$A_n = \sum_{m=1}^p \frac{4V_s}{n\pi} \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \cos\left(n\left[\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right]\right) \quad (4.25)$$

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{4V_s}{n\pi} \sin\left(\frac{n\delta}{2}\right) \sin\left(n\left[\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right]\right) \quad (4.26)$$

4.5.2.2. MLI par échantillonnage naturel

Dans ce cas, le signal de référence est sinusoïdal, on obtient à la sortie de l'onduleur une onde formée d'un train d'impulsion de largeur variable Figure 4.10.

Les instants de commutations sont déterminés par des points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. Ce type de MLI est la plus utilisée dans les applications industrielles, car elle s'est avérée la plus efficace pour la neutralisation des harmoniques.

Les paramètres essentiels de la MLI sont :

- ✓ L'indice de modulation :

$$m_f = \frac{f_p}{f_r} \quad (4.27)$$

Avec :

f_p : la fréquence de modulation (porteuse).

f_r : la fréquence des fondamentaux des grandeurs de sortie de l'onduleur.

- ✓ Le coefficient de réglage ou l'indice de modulation en amplitude :

$$m_a = \frac{A_r}{A_p} \quad (4.28)$$

Avec :

A_r : valeur crête du fondamental de la tension de charge désirée.

A_p : Amplitude des créneaux de la tension de sortie.

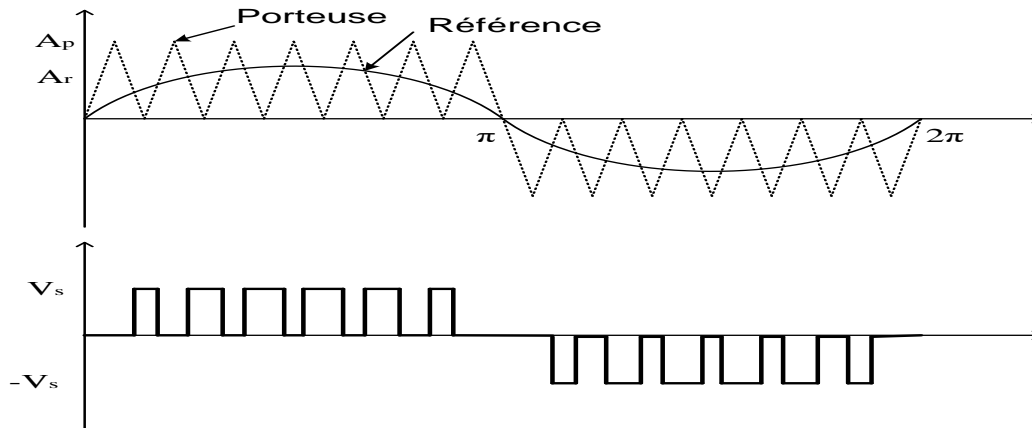


Fig 4.10 : MLI sinusoidal triangulaire unipolaire.

L'augmentation de m_f rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilite le filtrage. Mais, m_a est limité par les temps des commutations des interrupteurs du convertisseur et donc par la largeur minimale des impulsions. Au lieu de garder la largeur d'impulsions de la tension de sortie constante, celles-ci peuvent être modulé proportionnellement par une sinusoïde (Cela permettra de réduire le facteur de distorsion est les harmoniques d'ordre inférieure).

Impulsion Si δ est la largeur de la même impulsion, la valeur efficace de la tension de sortie est :

$$V_{eff} = V_s \left(\sum_{m=1}^{2p} \frac{\delta_m}{\pi} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (4.29)$$

La valeur de $v(t)$ en série de Fourier :

$$A_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} [\sin(n[\alpha_m + \delta_m]) - \sin(n\alpha_m)] \quad (4.30)$$

$$B_n = \sum_{m=1}^p \frac{2V_s}{n\pi} [\cos(n\alpha_m) - \cos(n[\alpha_m + \delta_m])] \quad (4.31)$$

4.6. Alimentation à découpage

On désigne par alimentation à découpage (Switch mode power supplies) les convertisseurs continu-continu fournissant les tensions continues nécessaires aux divers appareils ou sous ensemble d'un équipement industriel.

4.6.1. Hacheur série (Buck)

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

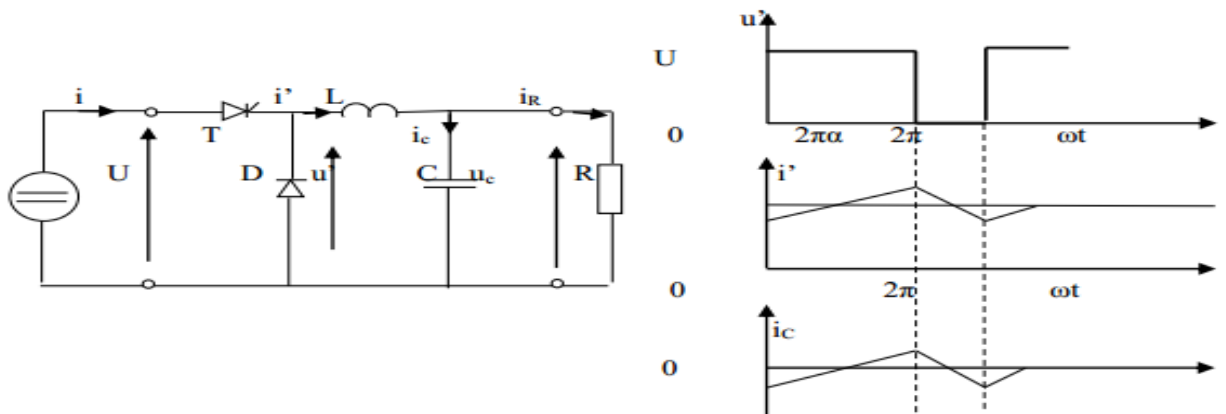


Fig 4.11. Montage hacheur série (Buck Converter)

Si α est le rapport cyclique et ω la pulsation, 2π la période de hachage. Alors

- $0 < \omega t < 2\pi\alpha$, T conduit, D bloquée.

$$i = i', u' = U, u_c = U - L.(di'/dt) \quad (4.12)$$

- $2\pi\alpha < \omega t < 2\pi$, D conduit, T bloqué

4.6.2. Hacheur parallèle (Boost converter)

Cette alimentation utilise un hacheur parallèle qui doit être alimenté par une source de courant et débiter sur un récepteur de tension. Entre l'entrée du hacheur et la source de tension U_s il faut ajouter une inductance L .

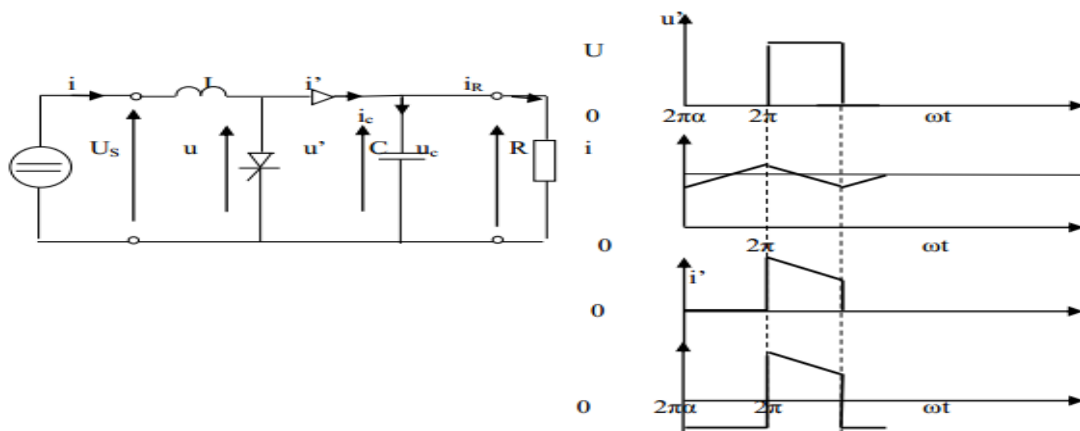


Fig 4.12. Hacheur parallèle (Boost converter)

4.6.3. Hacheur à stockage inductif (buck-boost converter)

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

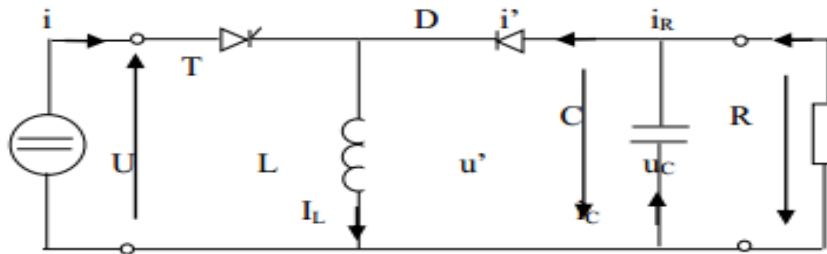


Fig 4.13. Hacheur (Buck Boost converter)

On peut écrire : $U'_{moy} = U_{moy} \cdot (\alpha / 1 - \alpha)$

4.6.4. Hacheur à stockage capacitif

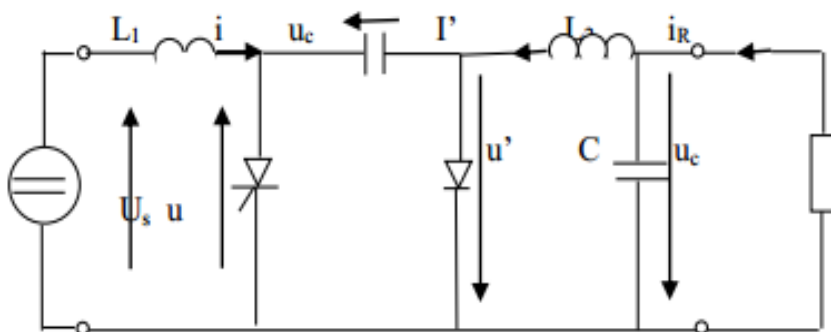


Fig 4.14. Hacheur à stockage capacitif

On a: $U_{cmoy} / U_{smoy} = \alpha / 1 - \alpha$

4.6.5. Alimentation à stockage inductif isolée:

Dans le montage flyback on remplace l'inductance du convertisseur à stockage inductif par un transformateur.

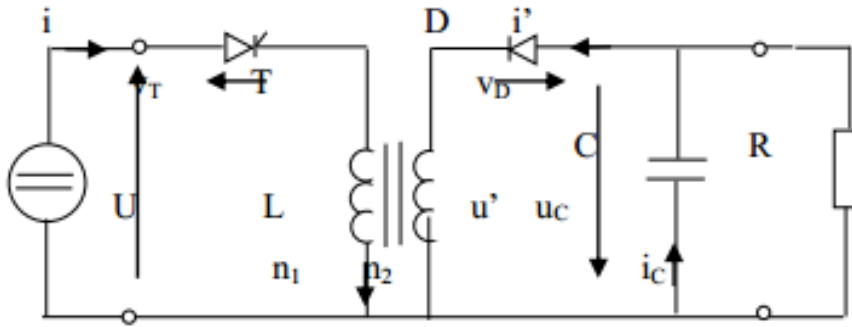


Fig 4.15 Montage Flyback

- Pour $0 < \omega t < 2\pi\alpha$, T conduit, le courant magnétisant i_μ croit :

$$i = i_\mu, L \mu \cdot di_\mu/dt = U \quad I' = 0, v_D = -u_c - U \cdot (n_2/n_1)$$

- Pour $2\pi\alpha < \omega t < 2\pi$, D conduit, i_μ décroît:

$$i = 0, i_\mu = (n_2/n_1) \cdot i', L \mu \cdot di_\mu/dt = -u_c \cdot (n_1/n_2), v_T = U + u_c \cdot (n_1/n_2)$$

Si on néglige l'ondulation de u_c de part et d'autre de sa valeur moyenne U_{cmoy} , la continuité de i_μ pour $\omega t = 0$ et $\omega t = 2\pi$ donne : $U_{cmoy} = (n_2/n_1) \cdot (\alpha/1 - \alpha) \cdot U$.

4.6.6. EXERCICE D'APPLICATION

On se propose d'étudier un onduleur de tension triphasé, utilisé pour générer la tension alternative qui alimente un récepteur de type R-L.

On commande les interrupteurs K et K' alternativement sur une période $T=1/f=20\text{ms}$:

Les interrupteurs sont des IGBTs constitués d'un transistor et d'une diode en anti-parallèle.

- On considère que l'interrupteur $K_A(T_A, D_A)$ est passant si $t \in [0, T/2]$, $K_A'(T_A', D_A')$ est passant si $t \in [T/2, T]$. On considère que l'interrupteur $K_B(T_B, D_B)$ est passant si $t \in [T/3, 5T/6]$, $K_B'(T_B', D_B')$ est passant si $t \in [0, T/3]$ ou $t \in [5T/6, T]$.
- On considère que l'interrupteur $K_C(T_C, D_C)$ est passant si $t \in [0, T/6]$ ou $t \in [2T/3, T]$, $K_C'(T_C', D_C')$ est passant si $t \in [T/6, 2T/3]$.
- La tension $V_{reseau} = \sqrt{2} \sin(2\pi f_{re} t)$ avec $V_{eff} = 110\text{V}$, $f = 50\text{Hz}$.

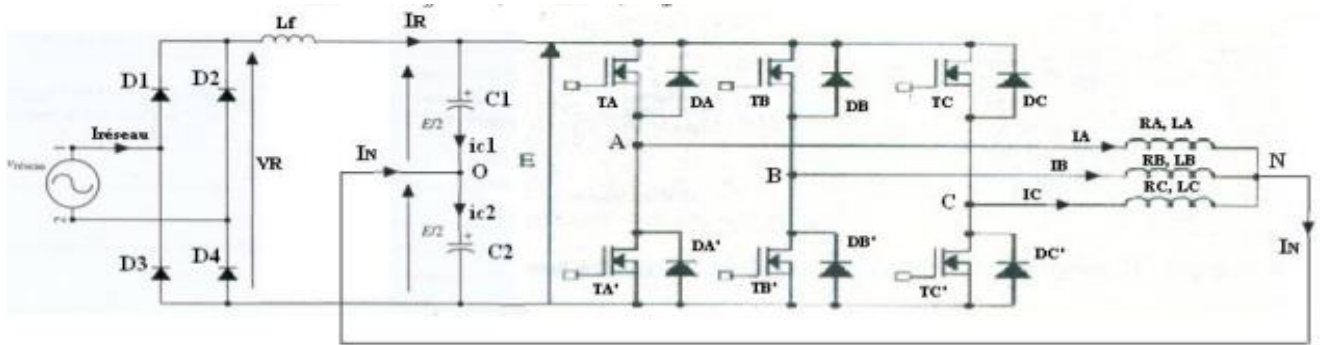


Figure 1

QUESTION I.

1. Identifier le système de la fig1. En précisant la fonction de chaque partie du système.
2. Tracer $V_R(t)$ redressée avant filtrage
3. Tracer $V_{AN}(t)$ pour $E = 150V$.
4. Montrer que la décomposition en série de fourrier de $V_{AN}(t)$ se met sous la forme :

$$V_{AN}(t) = \sum_0^{\infty} \frac{2E}{(2K+1)\pi} \sin(2k+1)\omega t \quad \text{avec } \omega t = 2\pi f$$

5. En considère que la charge elle est purement inductive ($R_A = R_B = R_C = 0$, $L_A = L_B = L_C = 200 \text{ mH}$). Sachant que $E = \text{cte}$, $C_1 = C_2$.
 - Montrer que $I_N = 2 \times I_{C2}$
 - Calculer la valeur efficace de $V_{AN}(t)$.

SOLUTIONS

Réponse1 :

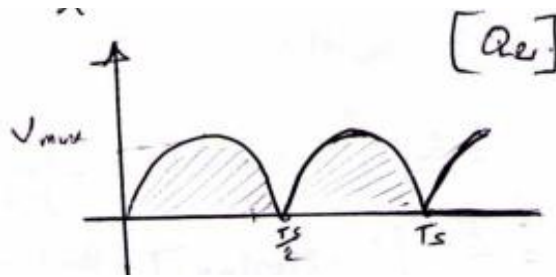
- a. La source du courant alternative (AC) de valeur efficace de $V_{eff} = 110V$, de valeur max $V_{max} = \sqrt{2} \cdot V_{eff}$
- b. Convertisseur redresseur double alternance à diodes (AC/DC)

$$V_{Rmoy} = \frac{2V_{max}}{\pi} = 2 \frac{\sqrt{2} \cdot V_{eff}}{\pi} = \frac{2 \times 1.44 \times 110}{3.14}$$

- c. L_f : Inductance de lissage rendre le courant de la sortie (I_R) constant
- d. C_1 et C_2 les capacités de filtrage
- e. E tension continue après filtre (Bus Continu) de l'onduleur
- f. Onduleur de tension triphasée (DC/AC) (3 cellules de commutations) constitués par 6 IGBTs
- g. Charge inductive triphasée couplée en étoile

Réponse2 :

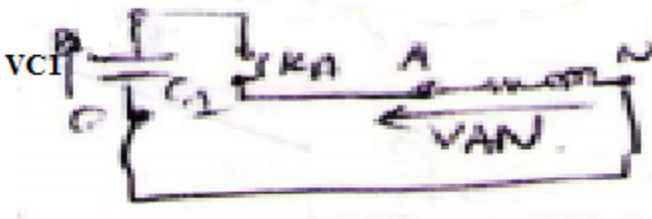
a. Allure de $V_R(t)$ avant filtrage



Allure de $V_R(t)$

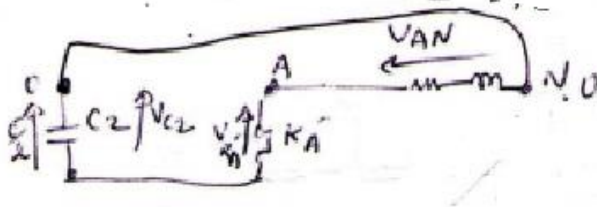
Réponse3 : les tensions $V_{AN}(t)$, $V_{BN}(t)$, $V_{CN}(t)$

$0 < t < \frac{T}{2} \rightarrow K_A$ Passant, $K_{A'}$ bloqué



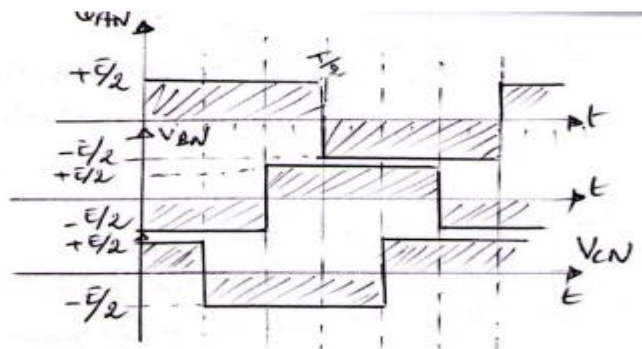
$$V_{AN} - V_{C1} = 0 \text{ donc } V_{AN} = V_{C1} = \frac{E}{2}$$

$\frac{T}{2} < t < T \rightarrow K_A$ bloqué, $K_{A'}$ Passant



$$V_{AN} + V_{C2} - V_{K_{A'}} = 0 \rightarrow V_{AN} = -V_{C2} = -\frac{E}{2}$$

Chronogramme de V_{AN} , V_{BN} , V_{CN}



Réponse 4 : Décomposition de série de fourrier de V_{AN}

$$V_{AN} = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (A_n \cos n\omega t + B_n \sin n\omega t)$$

A_0 : la valeur moyenne du fondamentale donc $A_0 = 0$

$A_n = 0$ (est une fonction impaire)

$$B_n = \frac{2}{T} \int_0^{2\pi} V_{AN}(t) \sin n\omega t \, dt = \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{AN}(t) \sin n\theta \, d\theta$$

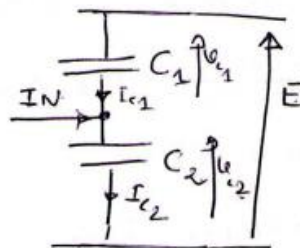
$$= \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\pi} \frac{E}{2} \sin(n\theta) \, d\theta + \int_{\pi}^{2\pi} -\frac{E}{2} \sin(n\theta) \, d\theta \right]$$

$$B_n = \frac{E}{2\pi n} [2 - 2 \cos n\pi]$$

- Si $n = 2k \rightarrow B_n = 0$ (paire)
- Si $n = 2k+1 \rightarrow B_{2k+1} = \frac{2E}{(2k+1)\pi}$ (impaire)

$$\text{Donc } V_{AN}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{2E}{(2k+1)\pi} \sin((2k+1)\omega t)$$

Reponse 5 :



$$I_N + I_{C1} = I_{C2} \quad \text{et} \quad E = V_{C1} + V_{C2}$$

$$\frac{dE}{dt} = \frac{dV_{C1}}{dt} + \frac{dV_{C2}}{dt} \rightarrow 0 = C_1 \frac{dV_{C1}}{dt} + C_2 \frac{dV_{C2}}{dt}$$

$$I_{C1} = -I_{C2} \text{ donc } I_N = I_{C2} - I_{C1}$$

$$I_N = I_{C2} - (-I_{C2}) \text{ donc } I_N = 2 \cdot I_{C2}$$

La valeur efficace de $V_{AN}(t)$

$$V_{ANeff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_{AN}^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \left(\frac{E}{2}\right)^2 dt} = \frac{E}{2}$$

REFERENCES

1. [Merabet Boulouiha Houari](#) « Support de cours d'électronique de puissance avancée » MASTER 1 .ENPO M A.
2. [Farid Naceri](#) « Cours électronique de puissance avancée » Université de Batna 2.
3. [Daniel DEPERNET](#), « 'Optimisation de la commande d'un onduleur MLI à trois niveaux de tension pour machine asynchrone » Thèse de Doctorat en génie informatique. 1995, Université de Reims.
4. [G. Séguier](#) « Electronique de puissance, les fonctions de base et leurs principales applications », 7eme édition DUNOD1999.
5. [S. Bendib](#) « Support de cours d'électronique de puissance avec exercices et travaux pratiques ».Université de Batna 2 .Algerie.

CHAPITRE V

Onduleurs Multi-Niveaux

V.1. Introduction

Un convertisseur statique est dit ‘multi-niveaux’ lorsqu’il génère une tension découpée de sortie composée d’au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D’une part les structures multi-niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu’il est à l’état bloqué, supporte une fraction d’autant plus faible de la pleine tension continue que le nombre de niveaux est élevé. D’autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi-niveaux présente d’importantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet de réduire l’amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L’amplitude des raies harmoniques est, par conséquent, d’autant moins élevée.

Pour contourner la limitation en tension de blocage des principaux interrupteurs de puissance, de nouvelles techniques dites multiniveaux ainsi que de nouvelles topologies. Celles-ci sont une association série-parallèle des semi-conducteurs existants. Elles permettent de générer plusieurs niveaux de tension à la sortie du convertisseur. Le nombre de semi-conducteurs nécessaires à la réalisation de ces topologies augmente avec le nombre de niveaux désirés. La complexité de leur structure s’en trouve augmentée et leur fiabilité réduite.

V.2. Différentes topologies des onduleurs multiniveaux

Trois topologies de base des onduleurs multiniveaux

- a. La topologie à diode de bouclage (à diode clampé par le neutre NPC)
- b. La topologie à condensateur flottant
- c. La topologie en cascade

V.2.1. Topologie à diodes clampées (NPC-Neutral Point Clamped)

C’est une topologie à potentiel distribué. Des diodes de bouclage (Clamping Diodes) sont utilisées pour réaliser la connexion avec le point de référence. Les onduleurs NPC, en particulier la structure à trois niveaux, ont une grande popularité dans les applications d’entraînement des moteurs, comparé aux autres topologies d’onduleurs multiniveaux.

V.2.1.1. Principe de fonctionnement

Un bras d’onduleur NPC à trois niveaux est constitué de six diodes et quatre interrupteurs contrôlables, S_j , $j = 1, 2, \dots, 4$. Les interrupteurs S_1 et S_3 , ainsi que S_2 et S_4 , sont complémentaires. De plus, les deux interrupteurs extérieurs S_1 et S_4 ne sont pas autorisés à être activés simultanément.

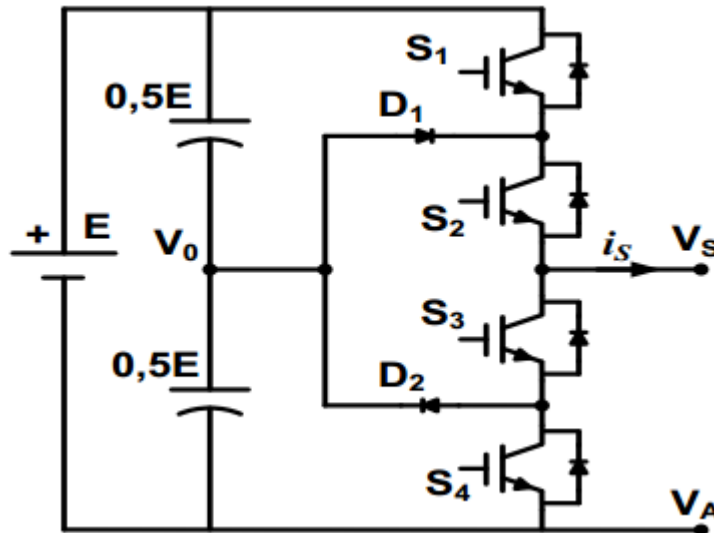


Fig 5.1. Onduleur NPC à Trois Niveaux

Les deux diodes de bouclage (Clamping Diode) D_1 et D_2 , permettent de relier les étages intermédiaires au point milieu V_0 .

Lorsque $S_1 = S_2$, les deux diodes D_1 et D_2 ne conduisent pas et ce montage fonctionne alors comme un pont en H générant les niveaux 0 et E entre les points V_S et V_A .

Lorsque $S_2 = S_3 = 1$, la diode D_1 lie le point milieu V_1 à la sortie V_S pour les courants sortants (pour $i_S > 0$ sur la figure II.1). La diode D_2 lie le point milieu V_1 à la sortie V_S pour les courants entrants. Ceci permet de générer une tension de $1/2 E$ entre les points V_S et V_A . Les 3 états de commutation possibles sont résumés au Tableau II.1. La sortie est prise entre les points V_S et V_0 .

Tableau 5.1: États des commutations et tension de sortie d'un onduleur NPC à trois niveaux

S_1	S_2	$V_S - V_0$
0	0	$-1/2 E$
0	1	0
1	1	$1/2 E$

La topologie NPC peut être étendue à un nombre plus élevé de niveaux. $(N - 1)$ capacités sont nécessaires pour générer une onde de sortie à N niveaux. Les $(N - 1)$ condensateurs permettent de diviser la tension d'entrée. Les tensions aux bornes des condensateurs doivent être égales. On fera, également, appel à $2(N - 1)$ Transistor et le même nombre de diodes montées en parallèle inverse sur chaque Transistor. $2(N - 2)$ diodes de bouclage sont nécessaires. Un exemple d'une topologie NPC à cinq niveaux est représenté sur la Figure 5.2.

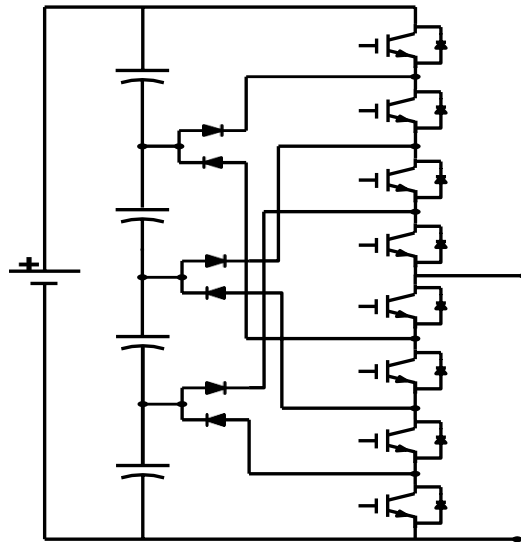


Fig 5.2. Onduleur NPC à Cinq Niveaux

Il est toutefois judicieux de signaler que la topologie NPC, dans sa version de base, n'assure pas l'équilibrage des tensions aux bornes des capacités. En effet, Compte tenu de l'inégalité de la durée de conduction des interrupteurs, la durée de charge ou de décharge des condensateurs s'entrouvre affectée. L'onde de sortie en subit une modification à cause de la non-uniformité de sa valeur entre deux niveaux consécutifs, ainsi qu'une augmentation du dV/dt . Ce déséquilibre des tensions formant le pont diviseur d'alimentation est l'un des inconvénients majeurs des onduleurs NPC.

V.2.2. Topologie à capacités flottantes (FC-Flying Capacitor)

Un onduleur à Condensateurs Flottants (Flying Capacitor Multilevel Inverters) résulte de la connexion de $(N - 1)$ sources de tensions flottantes placées en série de façon à obtenir N niveaux distincts de tension de sortie. Les sources de tensions sont la tension du bus d'alimentation, E et $(N - 2)$ condensateurs utilisés comme sources flottantes. À chaque source continue, on associe une cellule de commutation formée de deux interrupteurs à trois segments. La structure d'un onduleur à condensateurs flottants à quatre niveaux est représentée sur la Figure 5.3. La tension du bus continue, E , est ici scindée en deux pour former un point de référence.

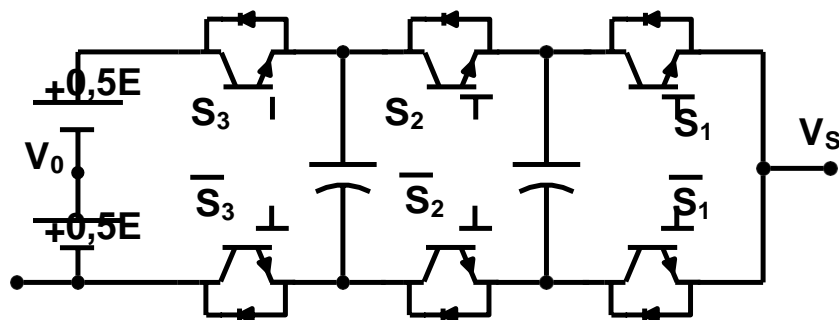


Fig5.3. Onduleur à Condensateurs Flottants quatre niveaux (Trois cellules de commutation)

L'onduleur FC à quatre niveaux est constitué de trois cellules imbriquées ; chaque paire d'interrupteurs forment une cellule élémentaire de commutations. Ces interrupteurs seront donc commandés de manière complémentaire afin d'éviter un court-circuit au niveau des sources de tension. Toutes les combinaisons de signaux de commande respectant cette complémentarité sont autorisées. En admettant que les tensions des condensateurs sont correctement régulées, la tension aux bornes du condensateur formant la cellule de rang j , vaut:

$$V_{Cj} = \frac{j}{(N-1)} E, \quad J = 1, 2, 3, \dots (N - 2) \quad (5.1)$$

Ainsi chaque interrupteur bloque la même tension inverse, soit: $\frac{\Delta V}{N-1}$

Le Tableau 5.2 donne, pour un Onduleur à quatre niveaux, les configurations possibles pour chaque niveau de la tension de sortie. On remarque que $2^{(N-1)}$ commutations sont possibles ; mais seulement N niveaux de tensions sont synthétisables en sortie. Les états redondants peuvent être exploités pour l'équilibrage des tensions aux bornes des condensateurs.

Tableau 5.2: États des commutations et tension de sortie d'un onduleur FC à quatre niveaux

$V_S - V_A$	$V_S - V_0$	S_1	S_2	S_3
0	- 1/2 E	0	0	0
1/3 E	- 1/6 E	1	0	0
		0	1	0
		0	0	1
2/3 E	1/6 E	1	1	0
		0	1	1
		1	0	1
E	1/2 E	1	1	1

Le principal inconvénient pour l'augmentation du nombre de niveaux d'un onduleur FC, réside dans le fait que cette structure nécessite un nombre élevé de condensateurs. Pour des applications à forte puissance, ces derniers seront volumineux et coûteux ; donc peu rentables. D'autre part, l'augmentation du nombre de condensateurs augmente la complexité de réglage des tensions continues.

V.2.3. Onduleurs Multiniveaux Cascadés

Le schéma général d'un onduleur cascadié simple phase est donné en figure 5.4. Il s'agit de la mise en série de n ponts en H. chaque pont en H, ou cellule élémentaire, possède sa propre tension continue d'alimentation. Les alimentations continues doivent être galvaniquement isolées les unes des autres, afin d'éviter un court-circuit lors de leur mise en série. La tension totale de sortie est obtenue en additionnant les tensions de toutes les cellules. Chaque pont en H possède quatre états de commutations possibles, donnant lieu à trois niveaux de tension de sortie.

La tension de sortie de la cellule élémentaire de rang k est donnée par :

$$V_{Hk} = S_k V_{dc_k} S_k \in \{-1, 0, 1\} \quad (5.2)$$

Ainsi la structure globale, formée de n pont en H connectés en série, possèdera $4n$ états de commutations possibles ; pouvant engendrer $3n$ niveaux de tensions.

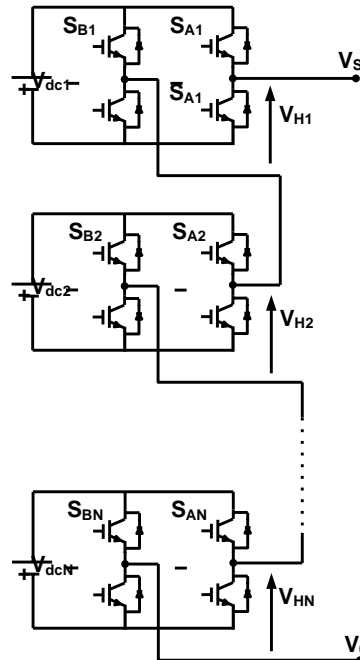


Fig 5.4. Onduleur Cascadé en H

Pour synthétiser les tensions d'alimentations, Ceci nous conduit à considérer :

- Onduleurs cascades symétriques
- Onduleurs Cascades Asymétriques

❖ Onduleur multiniveaux binaire

Les tensions d'alimentation s'expriment par :

$$V_{dc_n} = E * 2^{(n-1)} \quad (5.3)$$

$(2^{(n+1)} - 1)$ niveaux distincts peuvent être générés par ce type d'onduleurs.

❖ Onduleur Cascadé quasi-linéaire

Les tensions d'alimentation des cellules partielles peuvent être exprimées par :

$$V_{dc_n} = E \times 2 \times 3^{(n-1)} \quad (5.4)$$

Un onduleur cascadé quasi-linéaire, à cellules élémentaires, permet de générer $(2 \times 3^{(n-1)} + 1)$ niveaux distincts en sa sortie.

❖ Onduleur Cascadé Trinaire

Les tensions d'alimentation des cellules partielles sont exprimées par:

$$V_{dcn} = E \times 3^{(n-1)} \tag{5.5}$$

L'onduleur multi niveau Cascadé Trinaire génère une tension ayant (3^n) niveaux différents. C'est la configuration possédant le plus grand nombre de niveaux synthétisables.

❖ Onduleur cascadé hybride

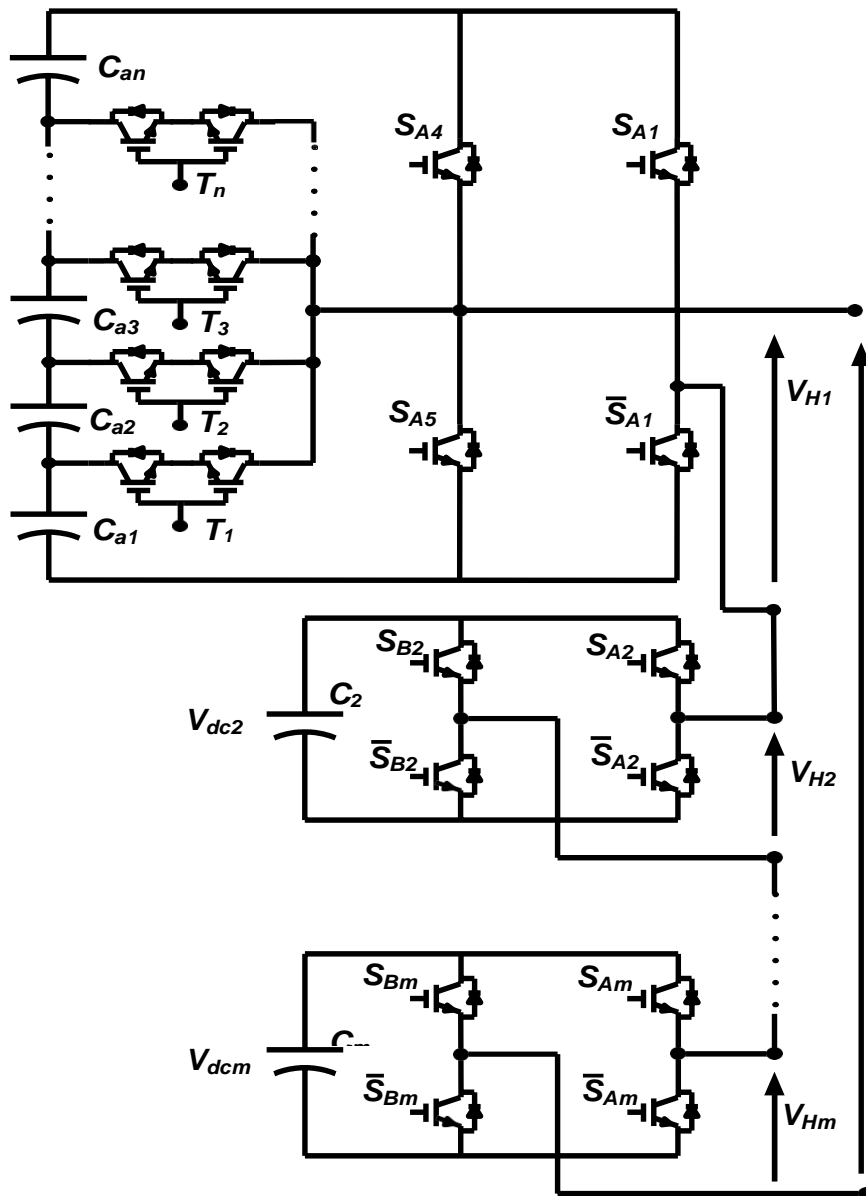


Fig 5.5. Onduleur Cascadé Hybride à $(2n+1)3^{(n-1)}$ Niveaux

V.3. Application des onduleurs multi niveauxcascadés et asymétriques

Onduleur deux ponts H connectés en série et deux chaînes photovoltaïques

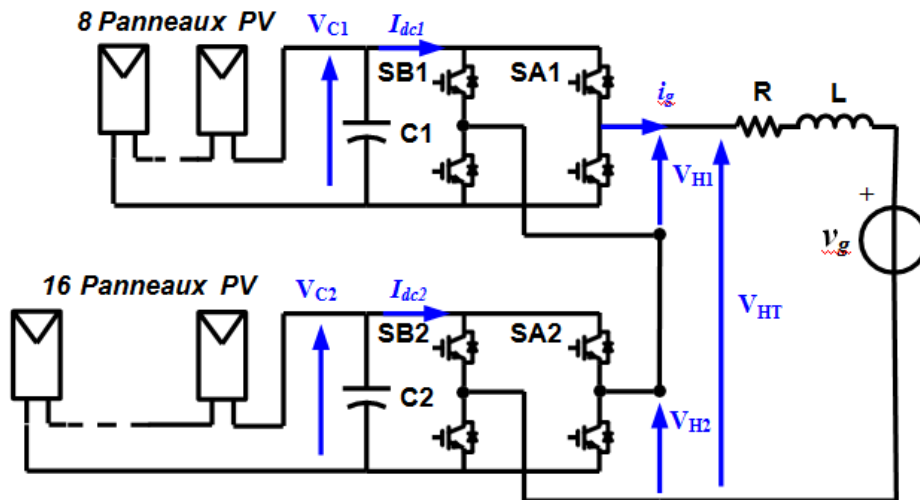


Fig 5.6. Onduleur PV Cascadé et Asymétrique

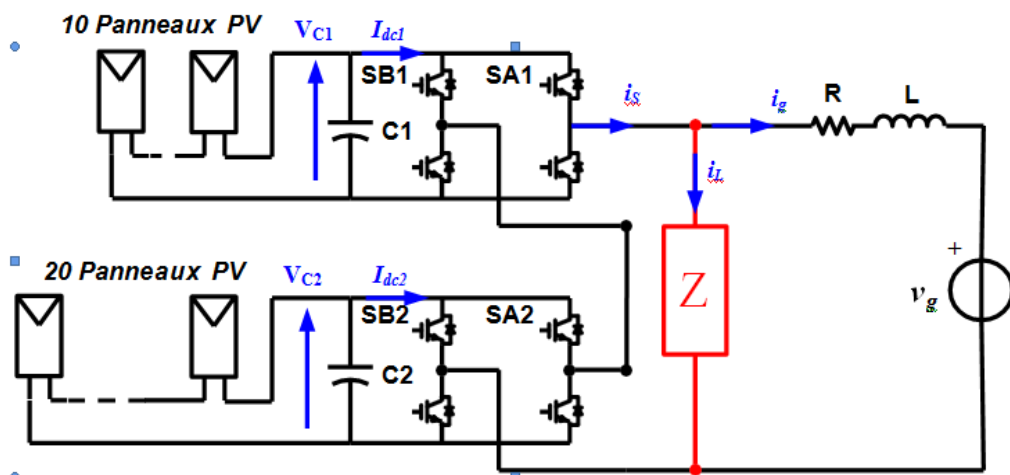


Fig 5.7. Onduleur PV Asymétrique et charge non linéaire

V.4. Conclusion

Lors de cette partie on a survolé les différentes topologies d'onduleurs multiniveaux. L'onduleur cascadé a retenu notre attention. L'intérêt porté à ce dernier réside dans sa capacité à générer des formes d'ondes de très bonne qualité ; toute en sollicitant un nombre réduit de composants électriques. Le principal inconvénient de l'onduleur cascadé est le grand nombre de tensions continues isolées exigées pour chaque pont. Cependant, lorsque chaque pont en H est alimenté par une source d'énergie renouvelable, tels que des panneaux photovoltaïques, l'isolation galvanique entre les bus continus est intrinsèquement assurée. Ceci fait de l'onduleur cascadé un candidat par excellence à l'interfaçage de l'énergie photovoltaïque.

REFERENCES

1. [K.ZAUCHE](#) « Modélisation et Commande d'un Convertisseur Multiniveaux alimenté par un Système Multi-Sources » Thèse de Doctorat en Sciences Université Des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, 2018.
2. [K. BERKOUNE](#), « Approche Mathématique pour la Modulation de Largeur d'Impulsion pour la conversion statique de l'énergie électrique : Application aux onduleurs multiniveaux. », Doctorat, Université Toulouse 3 Paul Sabatier, 2016.
3. [I.BOUYAKOUB](#), « Polycopié du Module :Électronique de Puissance Avancée » Université Hassiba Ben Bouali De Chlef.

Chapitre 6

Qualité d'énergie dans les convertisseurs statiques avancés

6.1 : Introduction

Comme tout générateur d'énergie électrique, un réseau fournit de l'énergie aux appareils utilisateurs par l'intermédiaire des tensions qu'il maintient à leurs bornes, il apparait évident que la qualité de cette énergie dépend de la tension au point de livraison. Cette tension subit généralement beaucoup de perturbations de deux origines distinctes :

- Les perturbations de tensions causées par le passage, dans les réseaux électriques, des courants perturbateurs comme les courants harmoniques, déséquilibre et réactifs.
- Les perturbations de tension causées par des tensions perturbatrices comme les tensions harmoniques, le déséquilibre et les creux de tension.

Toutefois, cette tension subit généralement des altérations durant son transport jusqu'à son arrivée chez le client industriel ou particulier. Les origines de ces altérations sont nombreuses outre les incidents relatifs à la nature physique et matérielle des organes d'exploitation du réseau, il existe aussi des causes intrinsèques spécifiques au fonctionnement de certains récepteurs particuliers. Afin d'éviter le dysfonctionnement, voire la destruction des composants du réseau électrique ou des récepteurs finaux, il est indispensable de comprendre l'origine des harmoniques. La problématique des harmoniques, également appelée pollution harmonique, n'est pas un phénomène nouveau, elle est actuellement la préoccupation de plusieurs groupes de recherche activant dans le domaine de l'amélioration de la qualité d'énergie électrique à cause du nombre important des charges non linéaires connectées au réseau électrique. Ces charges provoquent une distorsion dans le courant donc dans la tension, ce qui peut entraîner un dysfonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. D'où, l'intérêt d'éliminer ces harmoniques.

6.2. Notions de la qualité de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie électrique est reliée étroitement à la qualité de l'onde de tension laquelle est caractérisée par les paramètres suivants :

- Les fluctuations.
- Le déséquilibre.
- La fréquence.
- La forme d'onde.

6.3. Mesure de la qualité d'énergie

La mesure de la qualité de l'énergie électrique consiste habituellement à caractériser les perturbations électriques par :

- Creux de tension et coupures.
- Surtensions.
- Fluctuations de tension.

- Déséquilibres de tension.
- Variation de la fréquence
- Harmoniques

6.3.1. Creux de tension et coupures

Les creux de tension sont dus aux phénomènes naturels comme la foudre, et à l'apparition de défauts sur l'installation ou sur les réseaux de distribution (les courts circuits affectant le réseau électrique ou les installations raccordés et le démarrage des moteurs de fortes puissances). Le creux de tension est une diminution brutale de la tension à une valeur située entre 10 % et 90 % de la tension nominale pendant une durée allant de 10 ms jusqu'à quelques secondes. Une coupure brève est un cas particulier du creux de tension. Sa profondeur est supérieure à 90% et sa durée est inférieure à 3 minutes. Les coupures longues sont supérieures à 3 minutes.

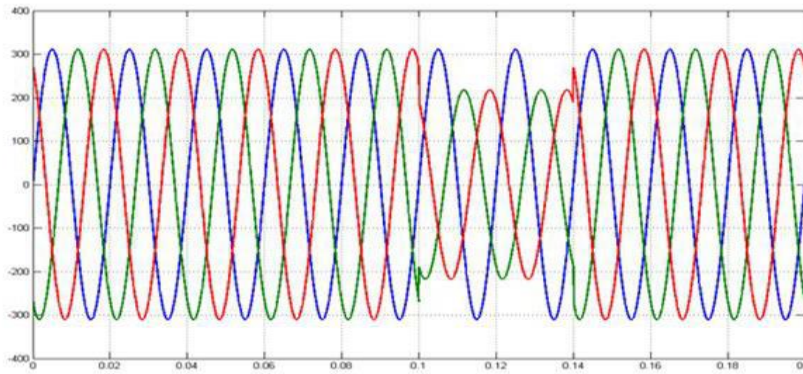


Fig.6.1. Creux de tension

6.3.2. Surtensions

Une augmentation de tension est définie lorsque l'amplitude de la tension est supérieure à la tension nominale de (110% à 180%). Ce phénomène est causé par l'arrêt d'un grand nombre de charges, il peut durer une minute.

6.3.2.1. Sources des surtensions

- Mode commun (entre conducteurs actifs et la masse ou la terre).
- Mode différentiel (entre conducteurs actifs, phase-phase ou phase-neutre).

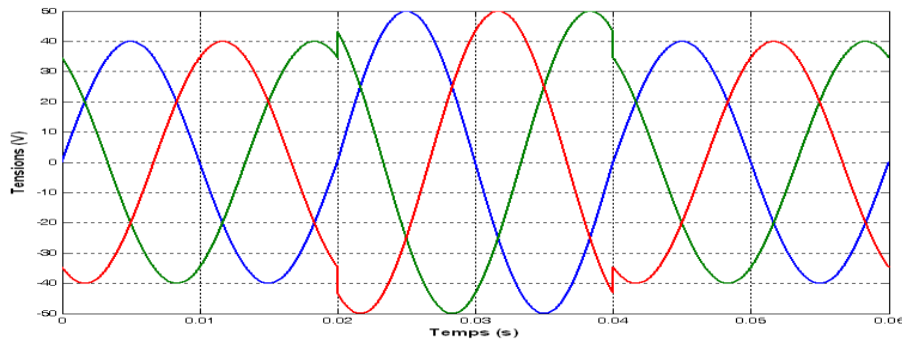


Fig.6.2. Exemple d'une surtension

6.3.3. Variation et fluctuation de tension (Flicker)

Les fluctuations de tension sont une suite de variation de tension ou des variations cycliques ou aléatoires de l'enveloppe d'une tension dont les caractéristiques la fréquence de la variation et l'amplitude. Les variations lentes de tensions sont causées par la variation lente des charges connectées au réseau. Ces fluctuations se traduisent par des variations d'intensité, visible au niveau de l'éclairage causant une visuelle perceptible pour une variation de 1 % de la tension. Ce phénomène de papillotement est appelé Flicker.

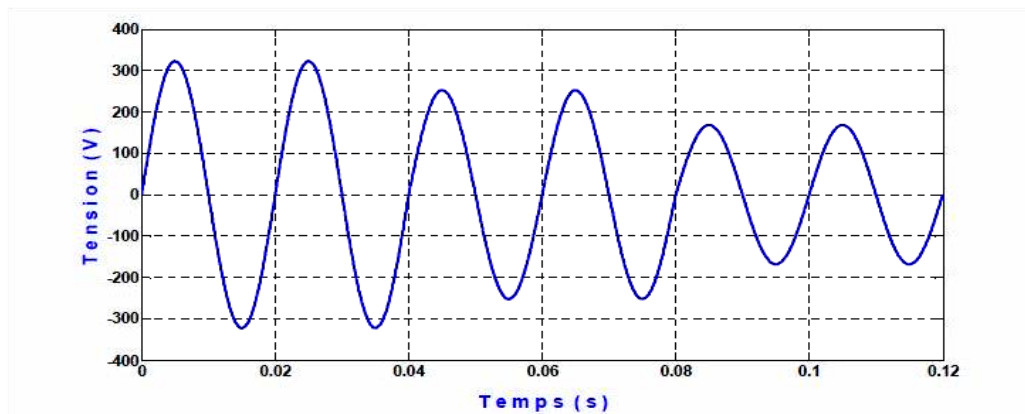


Fig. 6.3: Exemple d'une fluctuation

6.3.4. Déséquilibre (asymétrie)

Un système triphasé est déséquilibré lorsque les trois tensions ne sont pas égales en amplitude et ou ne sont pas déphasées les unes par rapport aux autres de 120° .

La principale cause de déséquilibre réside dans l'utilisation des charges monophasées. Les systèmes d'éclairages, et les équipements électriques, électroniques et informatiques pour l'usage domestique et administratif exigent une alimentation à basse tension monophasée.

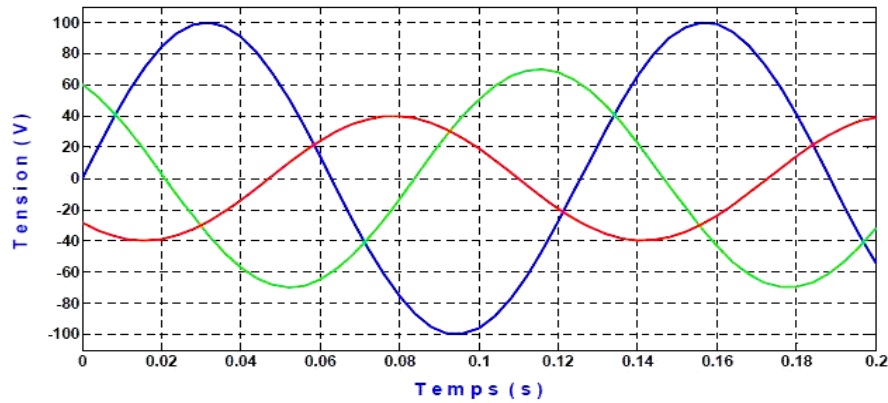


Fig. 6.4: Exemple d'un déséquilibre.

6.3.5. Variation de la fréquence

Une variation sensible de la fréquence du réseau peut apparaître sur les réseaux des utilisateurs non **interconnectés** ou alimentés par une source autonome. Cette variation de la fréquence est très rare la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle $50 \text{ Hz} \pm 1\%$.

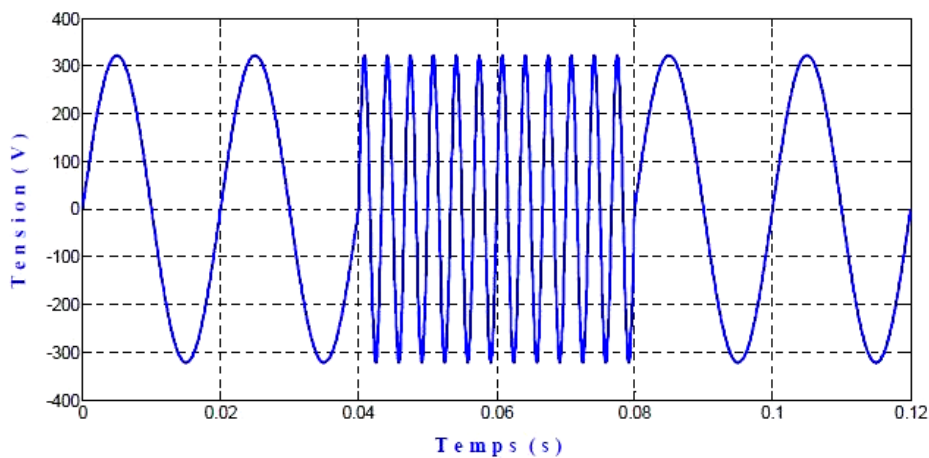


Fig. 6.5: Exemple Variation de fréquence

6.4.1. Charges Non-linéaires sources des harmoniques

- Les variateurs de vitesse pour moteurs asynchrones ou moteurs à courant continu
- Les équipements industriels ((machines à souder, fours à arc)
- Les appareils de bureautique (ordinateurs, photocopieurs, fax, ...)
- Les appareils domestiques (TV, fours micro-onde, éclairage néon, ...)
- Les onduleurs.

Tous ces systèmes contribuent à la pollution harmonique du réseau auquel ils sont connectés

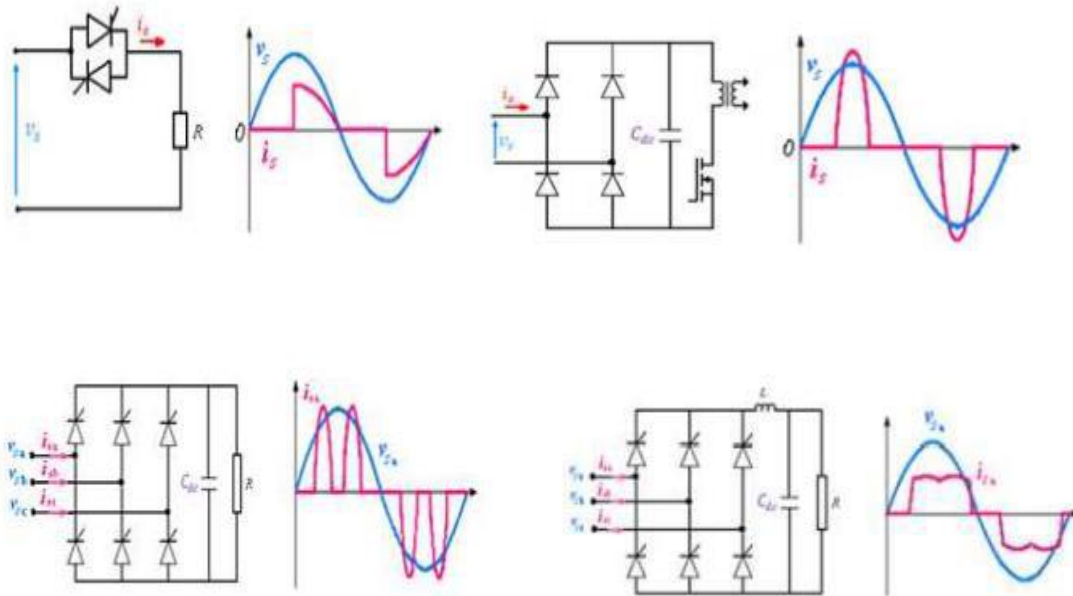


Fig. 6.6. Principaux convertisseurs statiques (charges non linéaires) qui provoquent la pollution harmonique.

Les charges non linéaires provoquent une distorsion des courants et donc des tensions sinusoïdales, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. Ces distorsions sont appelées harmoniques d'où, l'intérêt d'éliminer ou de minimiser.

6.5. Les harmoniques

Les harmoniques sont des tensions ou des courants sinusoïdaux dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence fondamentale du réseau. En général, les harmoniques pairs sont négligeables et seuls les harmoniques impairs existent. Les principaux harmoniques présents sont la troisième, la cinquième, la septième et la neuvième.

6.5.1. Origine des harmoniques

Les harmoniques sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations résultent de la superposition, sur l'onde fondamentale et d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamental. En général, les harmoniques pairs sont négligeables et seuls les harmoniques impairs existent. Nous pouvons également observer des sous-harmoniques ou des inter-harmoniques à des fréquences non multiples de la fréquence fondamentale. Les principales sources d'harmoniques sont les semis conducteurs à commutation tel que les convertisseurs statiques et les dispositifs caractéristiques tension courant non linéaire. Les dispositifs suivants sont des sources d'harmoniques :

- Les convertisseurs statiques à base de composants d'électronique (diodes, transistors... etc)
- L'éclairage par lampes à décharge et tubes fluorescents, est générateur de courants harmoniques.
- Pour les fours à arc à courant alternatif, l'arc est non linéaire, dissymétrique et instable.
- Les inductances saturées (cas des transformateurs à vide soumis à une surtension

- permanente) leurs impédances dépendantes de l'amplitude du courant qui les traverse et donc provoquent des déformations de ce courant.
- Les machines tournantes génèrent des harmoniques de rangs élevés et d'amplitudes négligeables.

6.5.2. Harmoniques et inter harmoniques

Les harmoniques sont une superposition sur l'onde fondamentale à 50Hz, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples entier de celle du fondamentale.

Les inter-harmoniques sont superposées à l'onde fondamentale, mais ne sont pas des multiples entiers de la fréquence du réseau. L'apparition des inter-harmoniques est en augmentation et leurs origines principales sont les convertisseurs de fréquences, les variateurs de vitesse et d'autres équipements similaires de commande électrique.

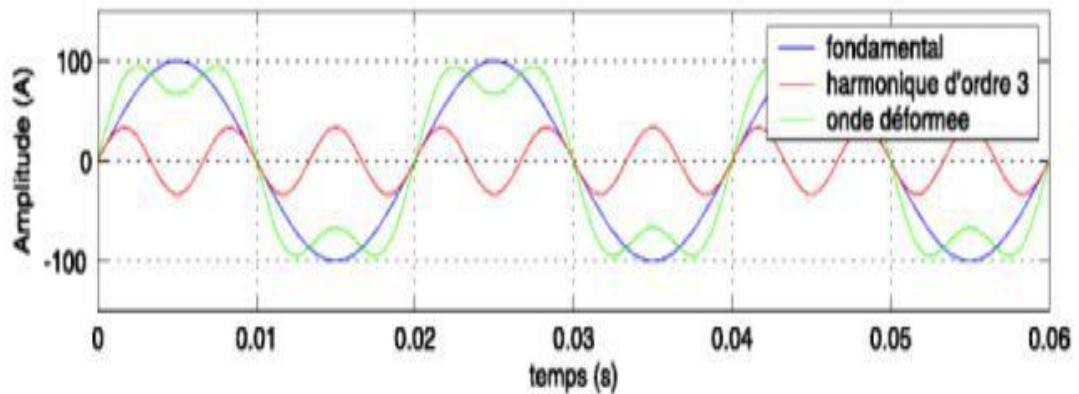


Fig. 6.7. Exemple des harmoniques

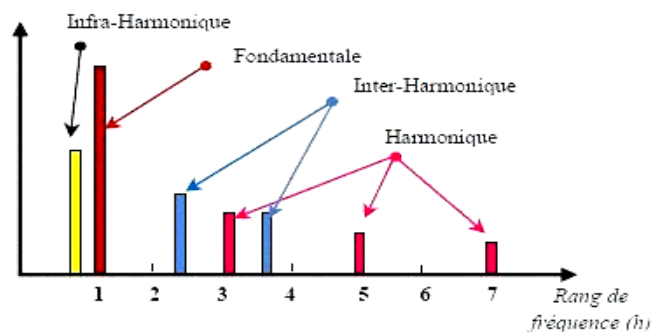


Fig. 6.8: Représentation des harmoniques, inter-harmonique et infra-harmonique

Un signal déformé est la résultante de la superposition des différents rangs d'harmoniques

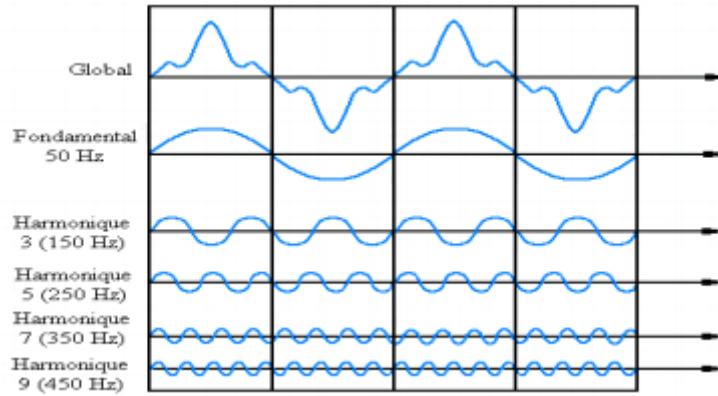


Fig. 6. 9 : Décomposition d'un courant distordu en composantes harmoniques de rang 1 (fondamental), 3, 5,7 et 9.

6.6.Perturbations harmoniques

Une harmonique est une composante sinusoïdale d'un signal périodique, de fréquence multiple de celle du signal fondamentale. Généralement le domaine fréquentiel correspondant à l'étude des harmoniques est entre le rang $h = 2(100Hz)$ et $h = 50 (2500 Hz)$.

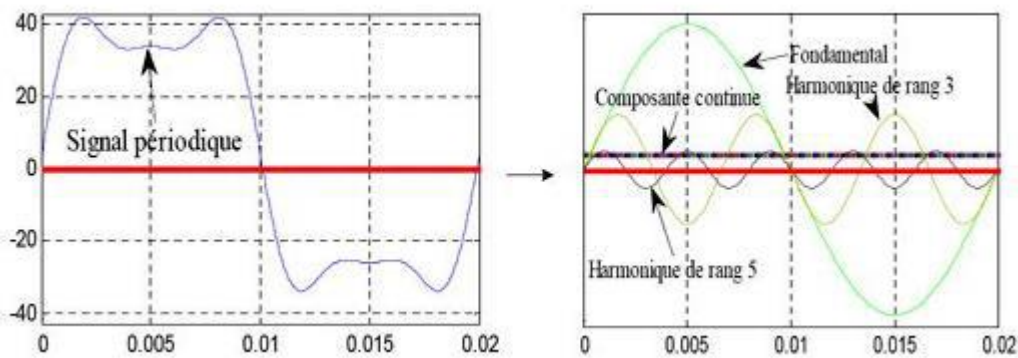


Fig. 6.10: Décomposition d'un signal périodique.

6.6.1.Représentation d'harmonique

Le courant absorbé, par les charges non linéaires, peut être généralement modélisé comme l'addition de plusieurs sources de courant, une de chaque composante fréquentielle, mise en parallèle

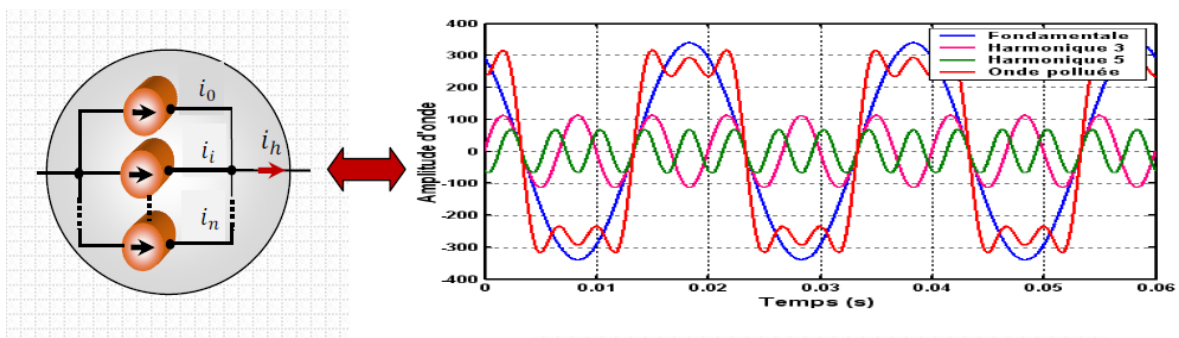


Fig. 6.11: Modélisation d'une charge non linéaire génératrice d'harmoniques.

Pour une charge non-linéaire triphasée (a, b, c), les courants absorbés par chaque phase seront :

$$I(t) = I_0 + \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t + \Phi_1) + \dots + \sqrt{2}I_n \cos(n\omega t + \Phi_n) \quad (5.1)$$

$$(\omega t + \Phi_1 - 2\pi/3) + \dots + \sqrt{2}I_n \cos(n\omega t + \Phi_n - n2\pi/3) \quad (5.2)$$

$$I_b(t) = I_0 + \sqrt{2}I_1 \cos$$

$$I(t) = I_0 + \sqrt{2}I_1 \cos(\omega t + \Phi_1 - 4\pi/3) + \dots + \sqrt{2}I_n \cos(n\omega t + \Phi_n - n4\pi/3) \quad (5.3)$$

Dans les réseaux électriques triphasés, les principales composantes harmoniques sont de rang 5, 7, 11, et 13 du type ($6 * h \pm 1$), avec $h = 1, 2, \dots$) Les harmoniques de rang 2 généralement sont nulles, car les charges sont symétriques.

6.6.2. Effets des harmoniques

- **Echauffement** : les pertes totales par effet Joule sont la somme de celles du fondamental et des harmoniques :

$$RI^2 = \sum_{h=0}^{\infty} RI_h^2 \quad (5.4)$$

- **Interférence avec les réseaux de télécommunication** : le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et de télécommunication peut induire dans ces derniers des bruits.
- **Défauts de fonctionnement de certains équipements électriques** : en présence des harmoniques, la tension (ou le courant) peut changer plusieurs fois de signe dans une demi-période.
 - **Risque d'excitation de résonance** : les fréquences de résonance des circuits formés par des inductances des transformateurs et des câbles sont normalement élevées. les fréquences de résonance peuvent devenir assez faibles et coïncider ainsi avec celles des harmoniques engendrées par les convertisseurs statiques ; dans ce cas, il y aura des phénomènes d'amplification d'harmoniques.

6.6.3. Caractérisation des perturbations harmoniques

Les perturbations harmoniques sont caractérisées par le taux de distorsion harmonique (THD) de la tension ou du courant, par rapport à leurs une onde fondamentales respectives.

6.6.3.1. Taux de distorsion harmonique

Le taux de distorsion est un paramètre qui définit globalement la déformation de la grandeur alternative :

$$Sh = Xh/X1 \quad (5.5)$$

Où,

Xh : composante harmonique de rang h ;

$X1$: composante fondamentale.

6.6.3.2. Taux d'harmonique global de distorsion

Le taux d'harmonique de distorsion global (THD) définit la déformation de la grandeur alternative:

$$THD(\%) = 100 * \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} X_h^2}}{X_1} \quad (6.6)$$

6.6.3.3. Facteur de puissance (power factor)

Le facteur de puissance $\cos \varphi$ est exprimé par le rapport de la puissance active (P) sur la puissance apparente (S).

$$\cos \varphi = P/S = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2}} \quad (6.7)$$

Q : représente la puissance réactive.

En présence des harmoniques, la puissance déformante (D) donnée par la relation (6.8).

$$D = 3 \cdot V \cdot \sqrt{\sum_{h=2}^{h=50} I_h^2} \quad (6.8)$$

Où,

V : Valeur efficace de la tension du réseau électrique.

Le diagramme de Fresnel en présence d'harmoniques

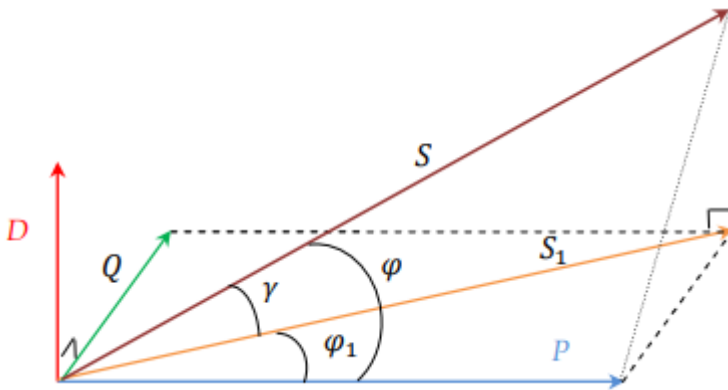


Fig. 6.12: Diagramme de Fresnel des puissances en présence des harmoniques

En présence des harmoniques le facteur de puissance devient :

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2+D^2}} = \cos \varphi_1 \cos \gamma \quad (6.9)$$

Où :

φ : Déphasage entre la puissance active (P) et la puissance apparente (S) ;

γ : Déphasage entre la puissance apparente dans le cas d'un système linéaire et celle-là dans le cas

d'un système non-linéaire.
puissance active (P) et la puissance apparente (S_1) ;

φ_1 : Déphasage entre la

6.6.3.4. Facteur de Crête (Crest Factor)

Le facteur de crête est le rapport entre la valeur de crête du courant ou de la tension et la valeur efficace.

$$F_c = \frac{X_{max}}{X_{eff}} \quad (6.10)$$

Pour un signal sinusoïdal, ce facteur est donc égal à $\sqrt{2}$.

Un facteur de crête très élevé signifie des surintensités ponctuelles importantes. Ces surintensités, détectées par les dispositifs de protections, peuvent être à l'origine de déclenchements intempestifs.

6.7. Effets des perturbations harmoniques sur le réseau électrique

Leurs effets sont liés à l'augmentation des valeurs crêtes (claquage diélectrique) et efficaces (échauffement supplémentaire), ainsi qu'au spectre en fréquence (vibration et fatigue mécanique) des tensions et des courants. On distingue trois catégories.

6.7.1. Aspect économique

- Dégradation du rendement
- Surdimensionnement des équipements
- Perte de productivité
- Influence sur les transformateurs du réseau
- Influence sur les câbles de HT
- Pertes supplémentaires dans les condensateurs
- Bruit additionnel des moteurs et d'autres appareils
- Influence sur le fonctionnement des redresseurs
- Influence sur la télécommande dans les réseaux
- Influence sur les condensateurs des réseaux.

6.7.2. Effets instantanés

- Déclenchements intempestifs des protections
- Perturbations induites des systèmes à courants faibles
- Vibrations et bruits acoustiques anormaux
- Perte de précision des appareils de mesure

6.7.3. Effets à terme

- Echauffement des câbles et des équipements

- Echauffement des condensateurs
- Echauffements des pertes supplémentaires des machines et de transformateurs.

6.8. Normes standards internationaux sur les perturbations harmoniques

- **La norme CEI 61000-2-2** :elle définit les niveaux de comptabilité de tensions harmoniques sur les réseaux publics basse tension, elle est représentée par le tableau 5.1.

Tableau 5.1.Limites des émissions de tensions harmoniques (la norme CEI 61000-2-2).

Harmonique impairs				Harmoniquespairs	
Non multiples de 3		Multiples de 3			
Rang	Taux %	Rang	Taux %		
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5			12	0.2
23	1.5			>12	0.2
25	1.5				
>25	0.2+1.3*25/h				

- **La norme CEI 61000-3-2** :cette norme fixe la limitation des courants injectés dans le réseau public pour des équipements dont le courant par phase est inférieur à 16A. Il s'agit des appareils du domaine domestique.

Tableau 5.2 : Limites des composants harmoniques (la norme CEI 61000-3-2).

Rang harmonique	Courant harmonique maximal autorisé A
Harmonique impaires	
3	2.3
5	1.14
7	0.77
9	0.4
11	0.33
13	0.21
$15 \leq h \leq 40$	$0.15*15/h$
Harmonique paires	

2	1.08
4	0.43
6	0.3
$8 \leq h \leq 40$	$0.23 \cdot 8/h$

- **La norme IEEE 519-1992** :cette norme détermine la procédure pour contrôler les harmoniques présents surale réseau électrique ainsi que les limites recommandées de la pollution harmonique générée par les clients et de distorsion harmonique totale sur le réseau.

Tableau 6.3: limites pour la distorsion harmonique de la tension (la norme IEEE 519-1992).

Tension au point de raccordement (v)	Distorsion Harmonique Individuelle (%)	<i>THD_v</i> (%)
$V_n \leq 69 \text{ KV}$	3.0	5.0
$69 < V_n \leq 161 \text{ KV}$	1.5	2.5
$V_n > 161 \text{ KV}$	1.0	1.5

- **La norme IEEE 1159-1995** :cette norme réalise un bilan exhaustif et donne une définition de tous les phénomènes électromagnétiques qui ont lieu dans le réseau en fonction de leur contenu spectral, leur durée et leur amplitude.
- **Les normes Allemandes :**
 - .VDE 0838 : pour les appareils électroménagers
 - .VDE 0160 : pour les convertisseurs
 - .VDE 0712 : pour les ballasts de lampes fluorescentes.
- **BSI-5406(UK)** :Ces normes indiquent les limites strictes de distorsion de courant, très difficiles à respecter pour les industriels pour garantir une bonne qualité de puissance. Alternativement, la limite maximale permise pour les différents harmoniques dominants est également parfois employée comme mesure de la qualité de l'énergie, une limite pratique de moins de 5% du *THD* doit être utilisée par tous les concepteurs de système et/ou les utilisateurs pour assurer la conformité aux normes établies.

6. 9. Les solutions de dépollution

Le respecte des normes de la qualité de l'énergie électriques impose, si une charge non linéaire est connectée au réseau électrique, de concevoir un système qui restreint la dissipation des composants harmoniques. Afin de compenser les perturbations du courant, deux groupes de solution de dépollution, traditionnelle et moderne existent pour compenser toutes les perturbations peuvent être envisagés.

- ✓ Les solutions traditionnelles qui sont les plus utilisés industriellement
 - Les filtres passifs
- ✓ Les solutions modernes qui sont conçus afin de surmonter les limitations des filtres passifs.

- Il existe trois types de filtres permettant de réduire les tensions et courant harmoniques
 - Filtres actifs : parallèles (FAP), Séries (FAS).
 - Les filtres actifs combinés (UPQC)
 - Les filtres hybrides (actif et passif)
 - Les Facts compensateurs

6. 9. 1. Les solutions traditionnelles

Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et /ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation.

➤ Agit sur la structure de l'installation

Une distribution en étoile permet de découplage par les impédances naturelles et/ou additionnelles.

➤ Rééquilibrage des courants du réseau électrique

Répartition égale des charges sur les trois phases quand les charges monophasées et biphasées sont mal réparties à cause des courants déséquilibrés dans le réseau électrique de basse tension.

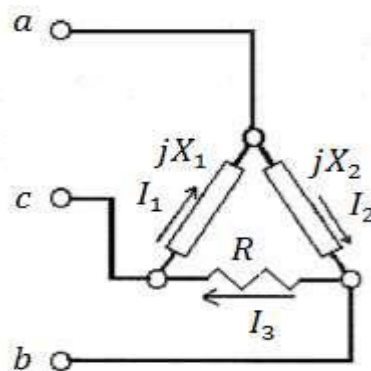


Fig. 6.13 : Montage de Steinmetz pour le rééquilibrage des courants

➤ Compensation de la puissance réactive

Pour compenser la puissance réactive et améliorer le facteur de puissance il consiste à placer des condensateurs en parallèles avec le réseau .Les machines synchrones triphasées **servent** aussi à compenser la puissance réactive

➤ Utilisation du redresseur dodécaphasé

C'est une méthode pour une dépollution sélective des harmoniques, le principe consiste à utiliser un transformateur à deux secondaires délivrant des tensions décalées de 30 **degré** entre elles, chacun de ces secondaires alimentant un redresseur en pont de Gretz qui réalise un redresseur hémaphasé. C'est le cas en particulier pour les harmoniques 5 et 7 dont les amplitudes théoriques sont les plus

importantes. Les harmoniques 11 et 13 sont conservés tandis que les harmoniques 17 et 19 sont éliminés. Les harmoniques restant sont donc de rang $12k \pm 1$ avec k entier naturel.

➤ **Transformateur à couplage spécial**

Cette solution empêche la propagation des courants harmoniques de rang 3 et de leurs multiples, Elle n'a cependant aucun effet sur les autres rangs d'harmoniques 5, 7.

➤ **Renforcement de la puissance de court-circuit**

La diminution de l'impédance totale en amont de la charge non linéaire permet de réduire la tension créée par les harmoniques de courant, et donc de diminuer le taux de distorsion harmonique de tension au point de raccordement.

➤ **Filtres passifs**

Un filtre résonant série est placé en parallèle sur le réseau est sélectif, un filtre passif amorti du second ordre est préférable, Les filtres harmoniques passifs ont l'avantage de pouvoir régler la tension au nœud de leur raccordement et corriger le facteur de puissance en dimensionnant correctement les condensateurs afin d'échanger une quantité déterminée de puissance réactive avec le réseau.

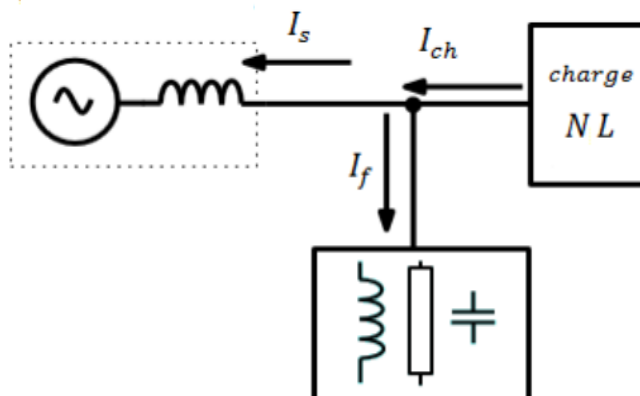


Fig. 6.14: Raccordement d'un filtre passif

➤ **Filtres passifs résonants**

Ils sont constitués d'un circuit RLC en série accordé sur une fréquence déterminée. Ces filtres sont très sélectifs.

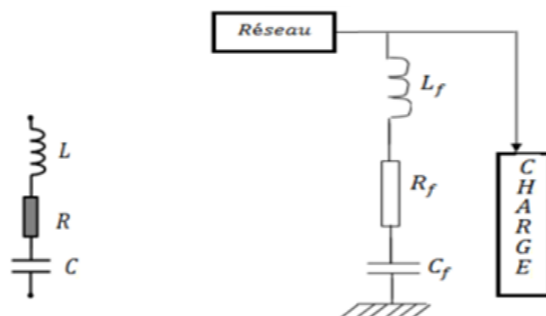


Fig. 6.15: Filtre passif résonant

➤ **Filtre passif amorti (Passe Haut)**

Il est beaucoup moins sélectif et réduit les harmoniques supérieures au voisinage de leurs rangs. C'est un filtre passe haut constitué d'une inductance en parallèle avec une résistance, le tout en série avec un condensateur.

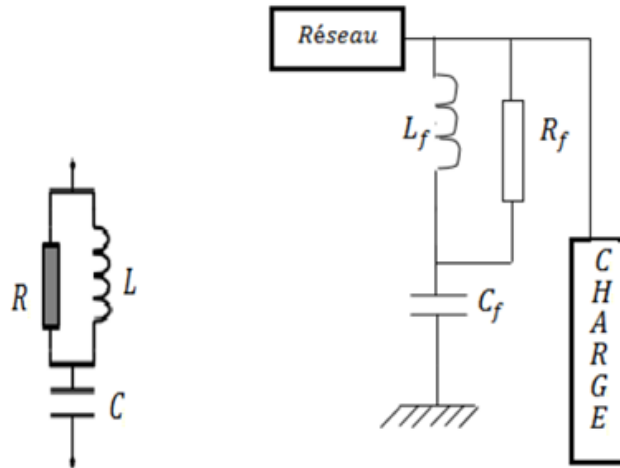


Fig. 6.16: Filtre passif Amorti

- **Phénomène de l'antirésonance**

L'impédance du réseau peut former un système résonnant avec le filtre et les fréquences voisines de la fréquence de résonance seront alors amplifiées.

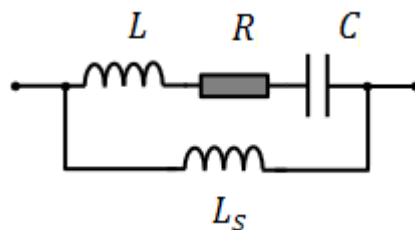


Fig. 6.17 : Filtre passif parallèle anti-résonant

6.9.2. Solutions modernes

Les progrès remarquables réalisés d'une part dans le domaine des composants semi-conducteurs, comme les IGBT, IGCT, GTO et MOSFET, la maîtrise de leur mise en œuvre et d'autre part l'existence de nouvelles solutions modernes et efficaces pour faire face aux différentes perturbations

(harmoniques, puissance réactive, fluctuations, creux de tension) affectant les systèmes électriques. Ces solutions sont proposées comme des solutions efficaces de dépollution des réseaux électriques.

6. 9.2.1. Filtres Actifs

Le rôle d'un filtre actif est de compenser en temps réel les perturbations, en tout ou en partie, présentes dans les réseaux électriques. Ils peuvent également être utilisés comme complément aux solutions traditionnelles de dépollution. Quatre types de filtres actifs sont envisagés :

- 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 tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension.
- La combinaison parallèle-série actif (UPQC): solution universelle pour compenser toutes les perturbations en courant et en tension.
- Les structures hybrides actives et passives : utilisées pour réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs.

6. 9.2.1.1. Filtre Actif parallèle (FAP)

Il est appelé aussi compensateur shunt, il est connecté en parallèle sur le réseau de distribution, Son principe est d'injecter dans le réseau électrique des courants harmoniques I_{inj} égaux à ceux absorbés par la charge non linéaire mais en opposition de phase, de telle sorte que le courant fourni par le réseau I_s soit sinusoïdal et en phase avec la tension simple correspondante. Ainsi, il empêche les courants harmoniques, réactifs et déséquilibrés de circuler à travers l'impédance du réseau. Par conséquent, Il améliore le taux de distorsion en courant et en tension.

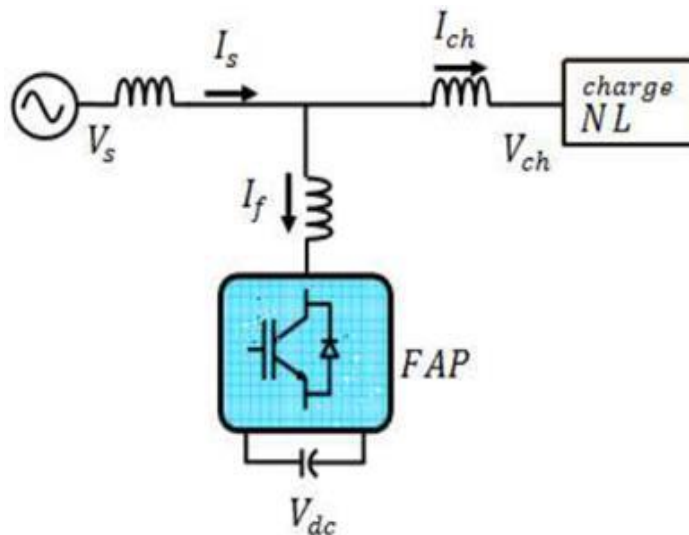


Fig. 6.18: Filtre actif parallèle

6. 9.2.1.1.1. Structure générale du filtre actif parallèle

Le FAP est constitué principalement d'un convertisseur statique (onduleur) à base de semi-conducteurs de puissance pilotés par un système de contrôle approprié. Le schéma de principe d'un FAP à structure tension.

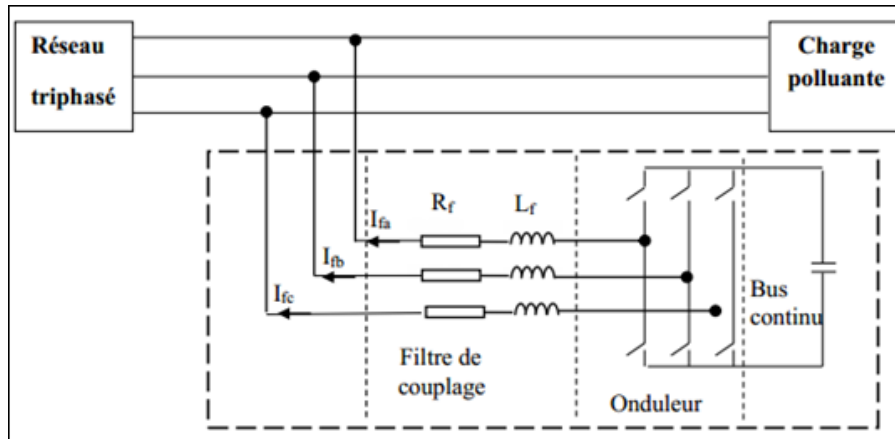


Fig. 6.19: Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Le filtre actif parallèle est constitué de deux parties distinctes : une partie puissance, une partie commande.

La partie puissance est composée :

- d'un convertisseur de puissance (onduleur à structure tension ou à structure courant)
- d'un filtre de couplage
- d'une source de stockage d'énergie (bus continu)

La partie commande est constitué :

- d'un estimateur des courants de référence
- d'un régulateur maintenant la tension continue aux bornes de l'élément de stockage, d'un contrôleur qui peut être conventionnel à hystérésis, MLI ou évolué travaillant avec les techniques intelligentes.

6. 9.2.1.1.2. Modélisation du convertisseur du (FAP)

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de tension dépendent de l'état des signaux de commande (S_a , S_b , S_c) :

$S_a = 1$, si T1 fermé et T4 ouvert , $S_a = 0$ si T1 ouvert et T4 fermé

$S_b = 1$, si T2 fermé et T5 ouvert, $S_b = 0$, si T2 ouvert et T5 fermé

$S_c = 1$, si T3 fermé et T6 ouvert, $S_c = 0$, si T3 ouvert et T6 fermé

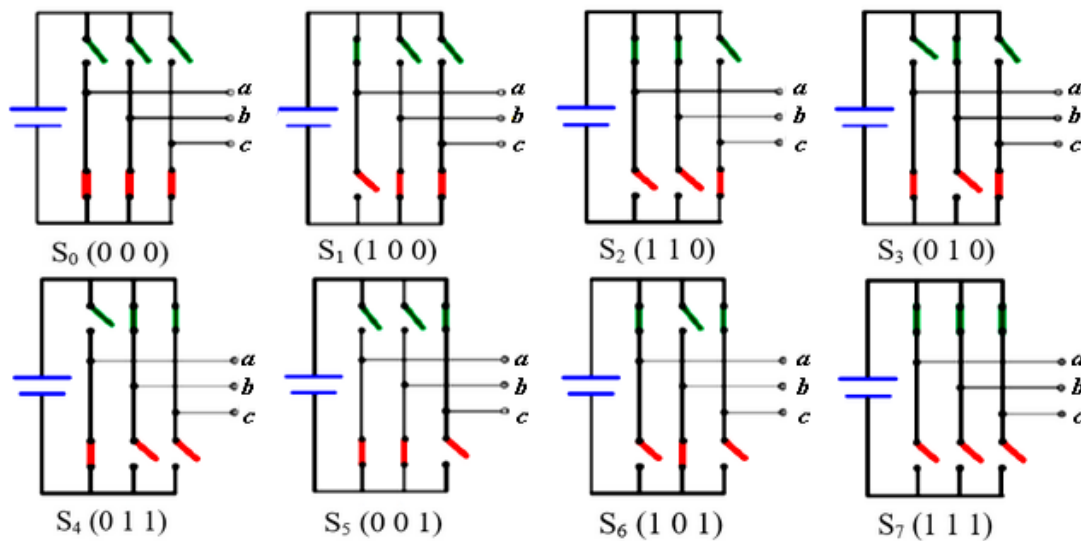


Fig. 6.20: Schéma de l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur.

6. 9.2.1.1.3. Filtre de couplage

Afin de connecter l'onduleur de tension en parallèle avec le réseau et lui faire remplir le rôle de source de courant, il est nécessaire de disposer entre les deux un filtre de raccordement ou dit de sortie de nature inductive (filtre de découplage).

Le filtre de sortie est un filtre passif utilisé pour connecter l'onduleur de tension au réseau électrique. Le filtre de sortie est dimensionné pour satisfaire les deux critères suivants :

- Assurer la dynamique du courant
- Empêcher les composantes dues aux commutations de se propager sur le réseau électrique.

6. 9.2.1.1.4. Élément de stockage d'énergie (DC Link)

Le stockage de l'énergie du côté continu se fait souvent par un système de stockage capacitif représenté par un condensateur C_{dc} qui joue le rôle d'une source de tension continue V_{dc} .

Une tension V_{dc} élevée améliore la dynamique du filtre actif. Pour dimensionner la capacité du condensateur du système de stockage d'énergie deux méthodes peuvent être utilisées :

- La première méthode se base sur le calcul de l'énergie fournie par le FAP pendant une demi-période de la pulsation de puissance liée aux deux premiers harmoniques 5 et 7.
- La deuxième méthode se base sur la mesure du courant harmonique I_h du rang le plus faible.

6. 9.2.1.1.5. Commande du convertisseur

Les performances du filtre actif dépendent :

- La compensation souhaitée
- La nature des charges polluantes

- La stratégie de commande

La stratégie de commande contrôle du filtre actif parallèle (FAP) se répercute sur la méthode d'identification des harmoniques et le contrôle de onduleur.

❖ Méthode d'identification des perturbations

1. Dans le domaine fréquentiel (la transformée de Fourier rapide)
2. Dans le domaine Temporel (Méthode des puissances instantanées P Q).

❖ contrôle d'onduleur.

- La commande par hystérésis.
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).
- La commande par logique floue.

L'objectif de la commande, que ce soit à MLI, hystérésis ou par Logique floue, est de générer les ordres d'ouverture et fermeture des interrupteurs de manière à ce que le courant du filtre actif soit le plus proche de sa référence.

6. 9.2.1.2. Filtre Actif Série (FAS).

Le filtre actif série est connecté en série avec le réseau. Il se comporte comme une source de tension qui engendre des tensions harmoniques dont la somme avec la tension du réseau est une onde sinusoïdale. Il est destiné à protéger les installations qui sont sensibles aux tensions perturbatrices (harmoniques, creux, déséquilibrés) provenant de la source et également celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau. Elle ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge non linéaire.

Le filtre actif série crée une impédance en série avec le réseau qui sera nulle pour la fondamentale et de valeur élevée pour les harmoniques.

Le principe de base du rénovateur de tension dynamique est d'injecter une tension d'amplitude et de fréquence requise, de sorte qu'il puisse rétablir la tension du côté de la charge à l'amplitude souhaitée et la forme d'onde, même lorsque la tension de source est déséquilibrée ou déformée.

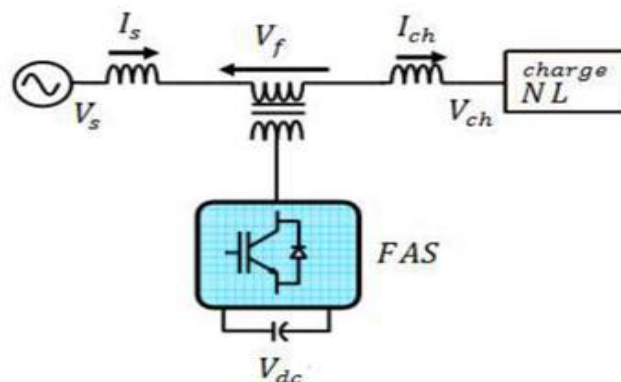


Fig. 6.23: Filtre actif Série

6. 9.2.1.2.1. Structure générale d'un FAS

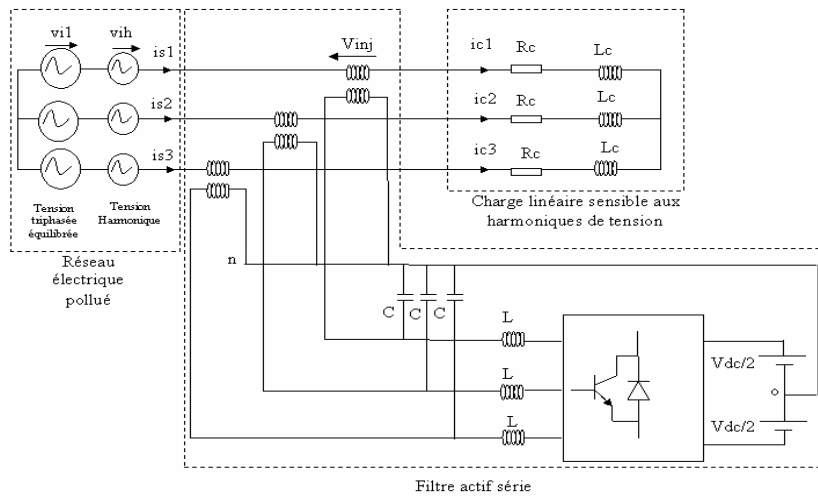


Fig. 6.24: Association (réseau électrique - charge linéaire - FAS)

La configuration générale d'un filtre actif série consiste à deux parties : partie puissance et partie commande.

A. Partie puissance

La partie puissance est composé de:

- **Convertisseur de source de tension (SVC)**

Le SVC est un convertisseur (onduleur) de source de tension qui génère une tension sinusoïdale avec toutes les amplitudes, fréquences et angle de phase. qui est composé des commutateurs à IGBT (interrupteurs) contrôlés par des impulsions. Le SVC est capable de remplacer temporairement la tension d'alimentation et génère une partie de cette tension manquante.

- **Filtre de sortie L C**

Est un filtre passif contient une bobine en série et un condensateur en parallèle du côté haute tension du transformateur d'injection. Ce filtre son rôle de rejeter les composantes harmoniques de commutation de la tension injecté. On connecte le filtre de sortie du côté convertisseur de façon à éviter l'injection des harmoniques dans le transformateur de couplage pour atténuer les composants dues aux commutations de l'onduleur.

Pour l'atténuation des harmoniques de découpage, on choisit les valeurs de L et C de façon que :

$$LC = \frac{1}{(2\pi f_c)^2} \quad (6.11)$$

▪ Transformateur d'injection et protection

Le but d'utilisation d'un transformateur de couplage ou d'injection de tension est qu'il permet de raccorder les compensateurs à des tensions supérieures en assurant l'isolation galvanique par rapport à la haute tension.

L'inconvénient majeur de l'emploi des transformateurs d'injection est la chute de tension occasionnée par leur inductance de fuite (L_f, f).

Les transformateurs d'injection utilisés dans le filtre actif série jouent un rôle crucial pour assurer la fiabilité et l'efficacité du système de restauration.

En outre, le transformateur d'injection d'appoint sert à isoler la charge non linéaire du système.

Le FAS est protégé contre un court-circuit par des transformateurs à circuit magnétiques saturable et grâce à leurs caractéristiques magnétiques de saturation contribuent à la protection contre les défauts coté charge.

▪ Élément de stockage

La capacité du dispositif de stockage d'énergie a un impact important sur la capacité de compensation du système. La compensation de la puissance réelle est essentielle lorsqu'une grande chute de tension se produit. Le système de stockage sans point milieu permet à l'onduleur de tension d'avoir une tension de sortie maximale $V_{max} = \frac{2}{3} V_{dc}$. La capacité de compensation d'un creux est donc limitée par son circuit de stockage

B. Partie commande

Pour contrôler la tension lors des perturbations tel que : la chute de tension, surtension et déséquilibre. Le FAS doit compenser d'une façon continue sur chaque phase. La compensation des défauts de tensions peut être limitée par un certains nombres de facteurs, y compris l'estimation de puissance active du filtre, les conditions sur la charge et les types de défauts avec une stratégie de commande pour compenser n'importe quelles perturbations de tension.

B.1. Mise en œuvre de la commande du FAS

❖ Identification des tensions harmoniques de référence

Pour déterminer les tensions perturbatrices qui seront injectées par le convertisseur en opposition de phase, on utilise la méthode qui se base sur la théorie référentielle synchrone (dq).

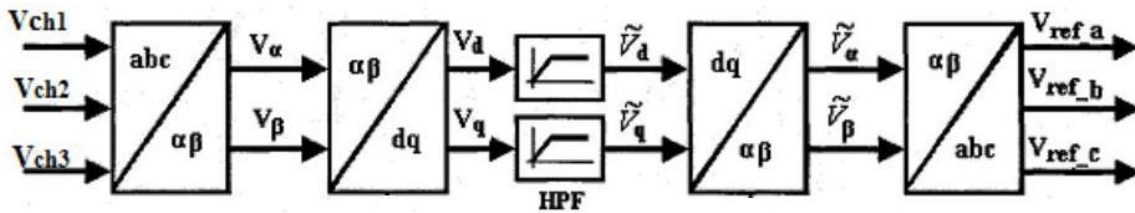


Fig. 6.25. Algorithme de la méthode d'identification dq

❖ Régulation de la tension du bus continu (DC-Link)

Lors d'un déséquilibre de puissance active, le condensateur doit fournir la différence de puissance, donc une variation de tension aux bornes du condensateur d'où une régulation pour la stabilisation de la tension au borne du condensateur.

La régulation de la tension du bus continue permet de :

- Maintenir la tension aux bornes du condensateur à un niveau fixe, avec une assurance des compensations des pertes aux commutations des interrupteurs du filtre actif série.
- Limiter les variations de la tension pour éviter la détérioration des performances du filtre. La régulation de la tension confère au filtre actif de charger et maintenir constante la tension aux bornes des condensateurs et de créer une puissance réactive qui devra être ajoutée à la consigne de la composante harmonique de la puissance réactive.

❖ Commande des interrupteurs du convertisseur

Les performances du FAS est notamment la diminution du THD de la tension de source sont certes liées aux performances de la génération des références de tension.

La stratégie de commande de l'onduleur de tension, trois techniques de commande peuvent être utilisées :

- La commande par PI
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)
- La commande par logique floue

6. 9.2.1.3. Combinaison parallèle série actif (UPQC)

Cette structure s'appelle : Conditionneur de qualité d'énergie unifiée (UPQC: Unified Power Quality Conditionner) est principalement la combinaison de deux filtres actifs série et parallèle qui partagent la même capacité du bus continu. Ce type de dispositif est capable à la fois de régler la tension du réseau et d'éliminer les harmoniques. Il est considéré comme le plus puissant dispositif et il est capable d'effectuer efficacement toutes les tâches de conditionnement de puissance.

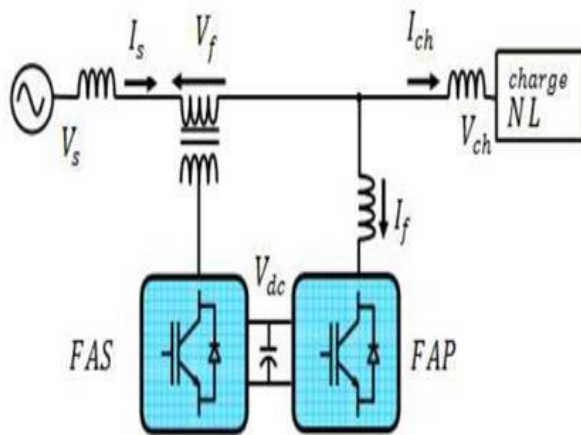


Fig. 6.26: Filtre combiné parallèle-série (UPQC)

Tableau.6.2. Récapitulatif des méthodes de rejet des courants et de tensions harmonique.

Méthodes	Avantages	Inconvénients
Filtrage passif	Amélioration du $THDi$	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Risque de résonance ▪ Pas d'adaptabilité
Filtrage actif parallèle (FAP)	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Amélioration du $THDi$ ▪ Adaptabilité aux variations de la charge et du réseau 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Pas d'amélioration de la forme de la tension
Filtrage actif Série (FAS)	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Amélioration du $THDv$ ▪ Adaptabilité aux variations de la charge et du réseau 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Pas d'amélioration de la forme du courant
Filtrage universelle (UPQC)	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Amélioration du $THDi$ et $THDv$ ▪ Adaptabilité aux variations de la charge et du réseau 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Réalisation difficile

6. 9.2.1.4. Filtre hybride actif et passif

Les filtres passifs ont pour rôle d'éliminer les harmoniques prépondérants permettant de réduire le dimensionnement des filtres actifs qui ne compensent que le reste des perturbations.

A. Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles

Le rôle du filtre actif série est d'empêcher les courants harmoniques de circuler vers les réseaux et de les obliger à passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences.

Le filtre série règle la tension au point PCC tandis que le filtre parallèle règle quelques harmoniques de courant (rangs inférieurs) qui doivent être supprimés.

Cette topologie possède la possibilité de réduire les harmoniques de tension et de courant.

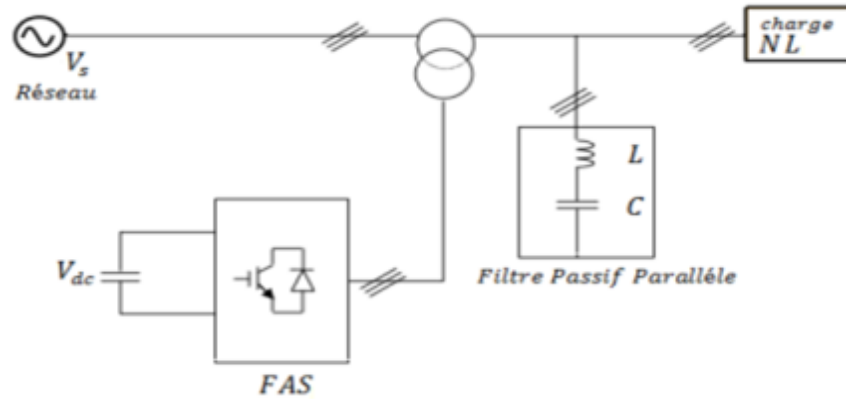


Fig.

6.27: Filtre actif série avec un filtre passif parallèle

B. Filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles

Il atténue fortement les courants harmoniques entre charge et la source par «abaissement» de l'impédance globale (filtres passifs et le compensateur actif). Puisque le compensateur actif n'est pas traversé par la totalité du courant réseau, son dimensionnement peut être réduit.

Le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge.

Dans cette configuration, le compensateur n'agit que sur les courants harmoniques, et améliore l'efficacité des filtres passifs.

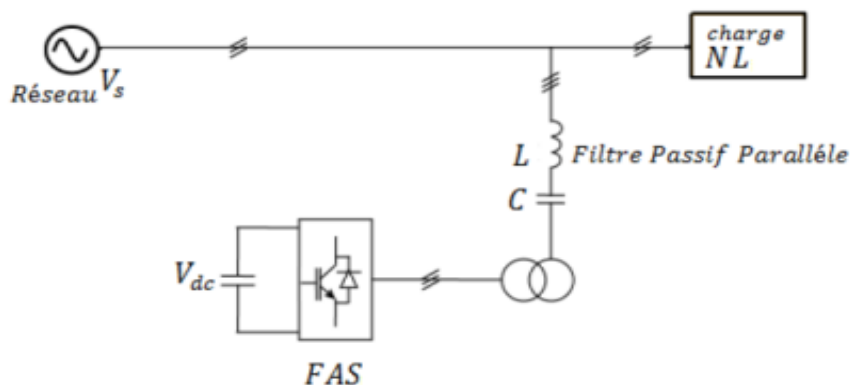


Fig. 6.28: Filtre actif série connecté en série avec un filtre passif parallèle.

C. Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Le rôle du filtre actif parallèle est de compenser les courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante alors que le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences y compris ceux créés par le filtre actif parallèle.

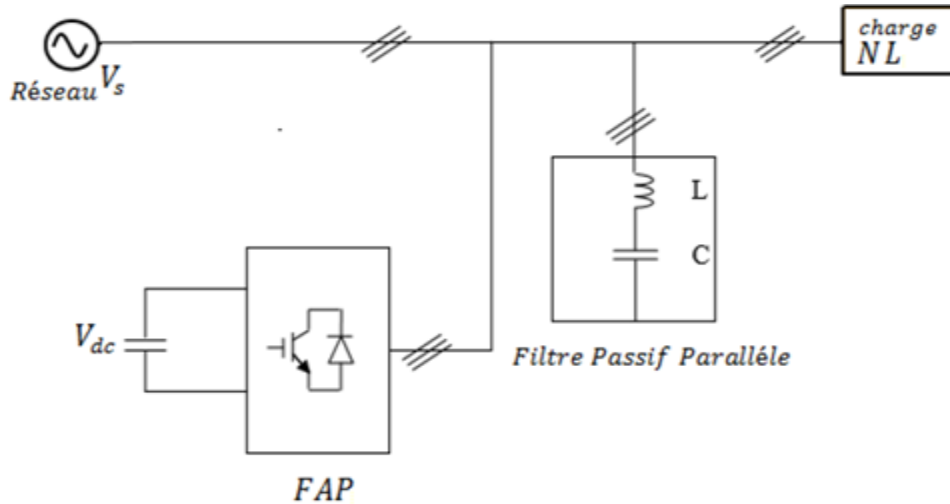


Fig. 6.28: Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

D. Les Systèmes FACTS

Un FACTS (Flexible Alternating Current Transmission System) est un équipement d'électronique de puissance d'appoint utilisé pour contrôler la tension, augmenter les capacités de transit, ou assurer la stabilité dynamique des réseaux de transmission d'électricité.

1. Types de FACTS:

a) FACTS de type série:

Ces types de FACTS connectés en série avec le réseau peuvent être utilisés comme une impédance variable (inductive, capacitive) ou une source de tension variable.

a.1. Condensateur série commandé par thyristors

peut être réalisé de deux manières:

- TCSC (Thyristor-Controlled Series Capacitor)

Ce système permet:

- ✓ Accroître la longueur électrique d'une ligne de transmission à courant alternatif;
- ✓ L'amortissement des oscillations de puissance;
- ✓ La stabilité de la tension;
- ✓ L'équilibrage des flux de charge dans les réseaux de transmission;
- ✓ Une grande plage de variation de l'impédance équivalente capacitive et inductive;

- ✓ La réduction des problèmes dus aux phénomènes de résonance sub-synchrone.
 - **TSSC**(Thyristor Switched Series Capacitor)

La différence entre TSSC (Thyristor Switched Series Capacitor) et le TCSC est que l'angle d'amorçage est soit de 90 degrés soit de 180 degrés.

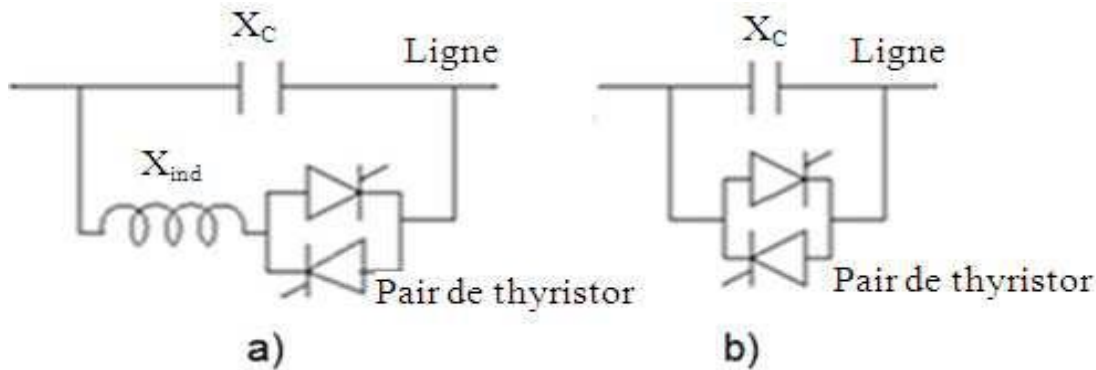


Fig 6.30. Schéma de principe de a) TCSC et b) TSSC

a.2. Réactance Série Contrôlée par Thyristor TCSR (Thyristor Switched Series Reactor (TCSR):

Le TCSR est un compensateur inductif placé en série avec la ligne de transmission.

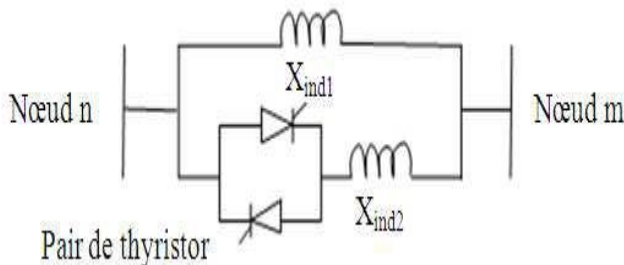


Fig 6.31. Structure d'un TCSR.

a.3 .Compensateur Série Synchrone Statique (SSSC) (Static Synchronous Series Compensator (SSSC):

Le SSSC est constitué d'un convertisseur statique avec une source d'énergie V_{dc} , connectée en série avec la ligne de transmission à travers un transformateur de tension placé en série. Le SSSC injecte en série une tension alternative V_c en quadrature avec le courant de ligne I_L à l'aide d'un transformateur série.

b. FACTS de type parallèle:

b.1 Compensateur Statique Synchrone (STATCOM):

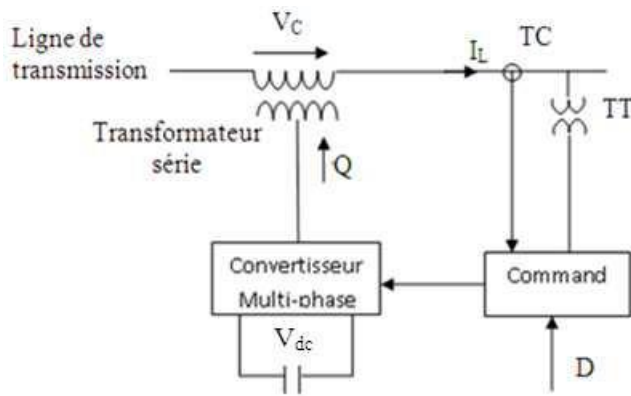
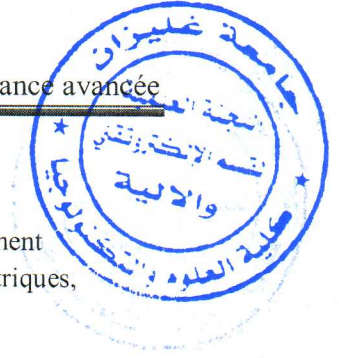


Figure 6.32. Schéma de principe d'un SSSC.

Conclusion

Les perturbations pouvant affecter la tension du réseau électrique, ces perturbations **présentées** par : les harmoniques, les déséquilibres du courant et de tension, les creux de tension et les surtensions. Ces perturbations ont des effets néfastes sur les équipements électriques pouvant aller à des échauffements et de la dégradation du fonctionnement jusqu'à la destruction totale de ces équipements.

La solution classique à base des filtres passifs est souvent pénalisée en termes d'encombrement et de résonance. L'utilisation des convertisseurs statiques avancés liés au progrès des composants d'électronique de puissance (IGBT, MOSFET...) portent des solutions peu encombrantes qui ne subissent aucune résonance avec les éléments passifs du réseau et font preuve d'une adaptation et une grande flexibilité face à l'évolution du réseau et de la charge non linéaire.



REFERENCES

1. Belguidoum Hocine « Les systèmes FACTS utilisant les convertisseurs entièrement commandés »Mémoire de Magister En Electrotechnique, Option : Réseaux Electriques, Université Ferhat Abbas— Sétif
2. MOSTEFA TOUNSI Mahmoud « Compensation des harmoniques et des perturbations du réseau connecté à une charge non linéaire utilisant les convertisseurs statiques avancés ».Thèse de doctorat En Electrotechnique, Option : Commande électrique, USTO 2021.
3. Hasnaoui Othman B.A « Support de cours et TD d'électronique de puissance »Ecole Supérieure des Sciences et Techniques de Tunis, Université de Tunis.
4. A Lopez De Heredia Bermeo. "Commande avancée des systèmes dédiée à l'amélioration de la qualité de l'énergie: de la basse tension à la montée en tension". Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique (Grenoble), Novembre 2006.
5. S. K. Mohsen. "Amélioration de la qualité de l'énergie à l'aide de compensateurs actifs: série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques". Diss. (Nantes), 2006.
6. A. Omeiri. "Simulation d'un filtre actif parallèle de puissance pour la compensation des harmoniques de courant". Thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar (Annaba),2007.
7. L. Hichem. "Contribution par une Nouvelle Approche Modulaire au Filtrage Actif des Harmoniques Dans les réseaux Electriques de Distribution," Thèse de doctorat en science, Université de Batna, 1993.
8. G. Thierry. "Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique». Dissertation, Nantes, 1997
9. H.Djeghloud . "Filtrage actif de puissance." Thèse de doctorat, Université Mentouri- (Constantine), 2007.