

Chapitre 1 : Convertisseur PWM triphasé

I.1 Introduction

Durant les dernières décennies, il y a une forte augmentation des charges non-linéaires connectées au réseau électrique telles que les: ordinateurs, télécopieurs, lampes à décharge, fours à arc, chargeurs de batterie, systèmes de l'électronique de puissance, alimentations électroniques. Les conséquences sur les systèmes d'alimentation électrique deviennent préoccupantes du fait de l'utilisation croissante de ces équipements, mais aussi de l'utilisation des composants de l'électronique dans presque toutes les charges électriques. En effet, une charge non-linéaire impose au réseau un courant discontinu, déformé avec une amplitude très importante et son fondamental est déphasé par rapport à la tension du réseau. Cette discontinuité s'accompagne de deux inconvénients perturbant le réseau d'alimentation :

- ✓ La consommation de l'énergie réactive,
- ✓ L'injection de courants harmoniques sur le réseau.

Ce qui se traduit par un facteur de puissance de l'installation globale très faible.

I.1.1 Caractéristiques des harmoniques

Différentes grandeurs sont définies pour chiffrer ces perturbations. Parmi celles-ci les plus utilisées sont :

I.1.1.1 Taux de distorsion harmonique

Le taux de distorsion harmonique en courant, noté :

$$THD_i = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} \frac{i_h^2}{i_1^2}} \quad (I.1)$$

Le taux de distorsion harmonique en tension, noté :

$$THD_v = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} \frac{v_h^2}{v_1^2}} \quad (I.2)$$

I.1.1.2 Facteur de puissance

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active (P) et la puissance apparente (S). Les générateurs, les transformateurs, les lignes de transport et les appareils de contrôle et de mesure sont dimensionnés pour la tension et le courant nominaux. Une faible valeur du facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements. Dans le cas où il y a des harmoniques en triphasé, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante (D), donnée par la relation (1.3), apparaît comme le montre le diagramme de Fresnel de la figure (I.1).

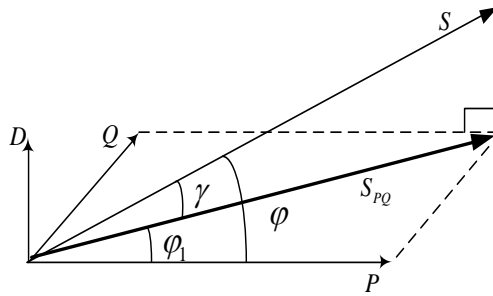


Fig. I.1. Diagramme de Fresnel des puissances

$$D = 3.v_1 \sqrt{\sum_{h=2}^{35} i_h^2} \quad (I.3)$$

Le facteur de puissance (FP) devient :

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} = \cos \varphi_1 \cos \gamma \quad (I.4)$$

On remarque qu'en régime sinusoïdal la puissance déformante est nulle. Le facteur de puissance s'exprime alors simplement par :

$$FP = \cos \varphi \quad (I.5)$$

On voit bien que les harmoniques affectent aussi le facteur de puissance.

Facteur de déplacement F_B :

$$F_B = \frac{P}{S_{PQ}} = \cos \varphi_1 \quad (I.6)$$

Plusieurs solutions ont été envisagées pour limiter la propagation des harmoniques et améliorer la qualité de l'énergie électrique. Elles peuvent être classées en deux catégories, traditionnelles et modernes (à base de l'électronique de puissance).

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

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

Les progrès remarquables réalisés d'une part dans le domaine des composants semi-conducteurs, comme les *IGBT*, *IGCT*, *GTO* et *MOSFET*, ainsi que la maîtrise de leur mise en oeuvre et d'autre part l'existence de nouvelles méthodes de traitement analogique et numérique du signal, ont permis l'émergence de moyens modernes et efficaces pour faire face aux différentes perturbations (harmoniques, puissance réactive, fluctuations, creux de tension) affectant les systèmes électriques.

Parmi ces moyens modernes, nous pouvons citer:

- les filtres actifs: parallèles, séries, hybrides et combinaisons des structures ;
- les alimentations sans interruption;
- les dispositifs *FACTS*;
- les redresseurs PWM.

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

I.2 Convertisseur PWM structure et modalisation

La figure I.2 présente le convertisseur PWM (dans ce cas est un onduleur PWM) de tension triphasé à deux niveaux, ce convertisseur triphasé est constitué de 3 bras ; chaque bras est constitué de deux interrupteurs bidirectionnels en courant. Ils sont réalisés par des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture montés en antiparallèle avec des diodes. Les semi-conducteurs utilisés pour les convertisseurs PWM sont sélectionnés selon plusieurs critères : en fonction des puissances, de la fréquence, de la charge et du type de la commande. En faible et moyenne puissance, les BJT, MOSFET et IGBT sont utilisés et en forte puissance, les GTO et thyristors avec circuit d'extinction sont utilisés. La capacité C_{dc} se comporte comme une source de tension continue. Pour cette structure, on doit respecter les contraintes suivantes :

- A un instant donné, un seul interrupteur d'un même bras doit conduire afin d'éviter tout court-circuit de la source de tension,
- Le courant de ligne doit toujours trouver un chemin possible, d'où la mise en antiparallèle de diodes au niveau des interrupteurs.

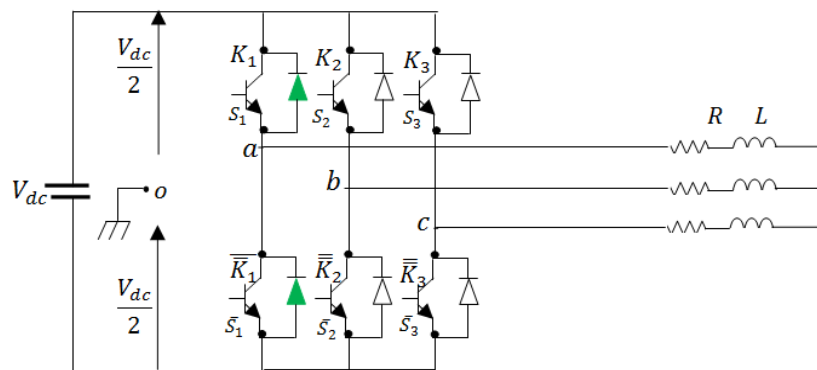


Fig. I.2. Onduleur PWM de tension triphasé à deux niveaux

En théorie, nous commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre. Avec cette hypothèse, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur dépendent de l'état de trois signaux de commande (S_1, S_2, S_3), définis ci-dessous :

$$S_1 = \begin{cases} 1 & \text{si } K_1 \text{ fermé et } \bar{K}_1 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_1 \text{ ouvert et } \bar{K}_1 \text{ fermé} \end{cases} \quad S_2 = \begin{cases} 1 & \text{si } K_2 \text{ fermé et } \bar{K}_2 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_2 \text{ ouvert et } \bar{K}_2 \text{ fermé} \end{cases} \quad S_3 = \begin{cases} 1 & \text{si } K_3 \text{ fermé et } \bar{K}_3 \text{ ouvert} \\ 0 & \text{si } K_3 \text{ ouvert et } \bar{K}_3 \text{ fermé} \end{cases}$$

A partir de la figure I.2, les tensions de l'onduleur en fonction des états des interrupteurs, les potentielles des nœuds a, b, et c de l'onduleur par rapport au point milieu imaginaire o sont données par les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{ao} = U_c \cdot (2S_1 - 1) \\ V_{bo} = U_c \cdot (2S_2 - 1) \\ V_{co} = U_c \cdot (2S_3 - 1) \end{cases} \quad (\text{I.7})$$

$$\text{Avec : } U_c = \frac{V_{dc}}{2}$$

Les tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont obtenues à partir de les relations suivantes:

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = 2U_c \cdot (S_1 - S_2) \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = 2U_c \cdot (S_2 - S_3) \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = 2U_c \cdot (S_3 - S_1) \end{cases} \quad (\text{I.8})$$

Telles que V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions d'entrées de l'onduleur ou tensions continues. Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (\text{I.9})$$

Les tensions composées en fonction des tensions simples de l'onduleur sont :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Ce qui donne :

$$\begin{cases} V_{ab} - V_{ca} = V_{an} - (V_{bn} + V_{cn}) + V_{an} \\ V_{bc} - V_{ab} = V_{bn} - (V_{cn} + V_{an}) + V_{bn} \\ V_{ca} - V_{bc} = V_{cn} - (V_{an} + V_{bn}) + V_{cn} \end{cases} \quad (\text{I.11})$$

Dans un système de trois tensions équilibrées, la somme des tensions est nulle, alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{I.12})$$

Le potentiel du point n de l'onduleur par rapport au point milieu imaginaire o est donné par l'équation:

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{I.13})$$

Les potentielles des nœuds a , b , et c de l'onduleur par rapport au point n sont données par les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{an} = -(V_{bn} + V_{cn}) = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -(V_{cn} + V_{an}) = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -(V_{an} + V_{bn}) = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu-alternatif.

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{DC}] \quad (\text{I.15})$$

Tel que :

$$[V_{AC}] = [V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}]^T \quad (\text{I.16})$$

$$[V_{DC}] = [V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^T \quad (\text{I.17})$$

Les tensions simple à la sortie de l'onduleur est donné par :

$$[v_i] = [V_{AC}] = \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Donc, pour chaque bras il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme des grandeurs booléennes.

Commutation supposée idéale : $S_i = (1 \text{ ou } 0) \{i=1, 2, 3\}$

La matrice de transfert est la suivante:

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

$$\begin{cases} v_a = \frac{V_{dc}}{3} (2S_1 - S_2 - S_3) \\ v_b = \frac{V_{dc}}{3} (2S_2 - S_1 - S_3) \\ v_c = \frac{V_{dc}}{3} (2S_3 - S_1 - S_2) \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Dans le plan $\alpha\beta$, on aura:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = C_{32} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

Avec :

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

On désigne par séquence de niveaux de phase, chaque combinaison des variables S_1, S_2 et S_3 donnant un élément de l'ensemble (S_1, S_2, S_3) . Vu que, pour l'onduleur à deux-niveaux, ces variables sont de nature binaire, il y a, au total, 8 séquences de niveaux de phase différentes. La figure I.3 illustre la correspondance

entre chaque séquence de niveaux de phase et le vecteur tension. Nous pouvons constater l'existence de deux séquences de niveaux de phase différentes (0,0,0) et (1,1,1) donnant référence au même vecteur tension nul.

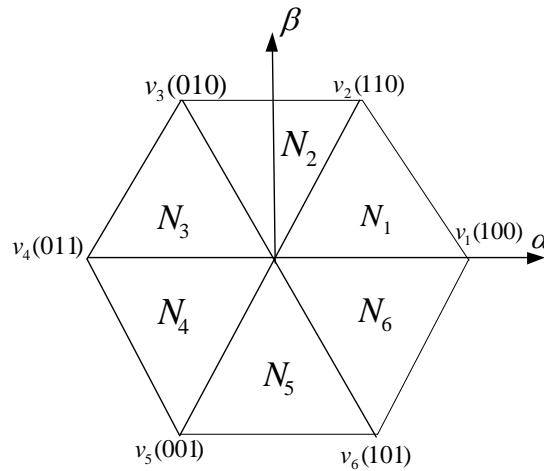


Fig. I.3. Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur PWM

Le Tableau I.1 récapitule toutes les combinaisons possibles.

vecteur	S ₁	S ₂	S ₃	v _a	v _b	v _c	v _α	v _β
v ₀	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	0	0	0	0	0
v ₁	<u>1</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$	0
v ₂	<u>1</u>	<u>1</u>	<u>0</u>	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}V_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$
v ₃	<u>0</u>	<u>1</u>	<u>0</u>	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}V_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$
v ₄	<u>0</u>	<u>1</u>	<u>1</u>	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$	0
v ₅	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>1</u>	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}V_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$
v ₆	<u>1</u>	<u>0</u>	<u>1</u>	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}V_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}V_{dc}$
v ₇	<u>1</u>	<u>1</u>	<u>1</u>	0	0	0	0	0

Tableau I.1 Tensions de sortie du convertisseur l'onduleur PWM.

L'amplitude et la phase des huit vecteurs de tension possibles, sont exprimées par l'équation suivante :

$$V_i = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}e^{jk\frac{\pi}{3}} \text{ avec } k = 0, \dots, 5 \text{ et } V_0 = V_7 = 0 \quad (I.23)$$

I.3 Redresseurs PWM

Les redresseurs PWM peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur. Ces redresseurs peuvent prélever des courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et assurer aussi un facteur de puissance unitaire, et sont

applicables dans plusieurs domaines dont on cite les entraînements par machines électriques triphasées, les éoliennes, les filtres actifs,

Selon le type d'onduleur utilisé, nous distinguons deux structures de redresseurs PWM:

- Redresseur PWM de courant ;
- Redresseur PWM de tension.

I.3.1 Redresseur PWM triphasé de tension

La structure du redresseur PWM de tension est basée sur *une structure d'onduleur de courant* qui est illustrée sur la figure 1.4. Il assure la conversion d'énergie entre une source de **tension** alternative triphasée (*générateur de tension*) et un récepteur de **courant** continu (*générateur de courant*). Les interrupteurs de cette structure sont *unidirectionnels en courant mais bidirectionnels en tension*. Cette structure est souvent dotée d'un filtre *RLC* du côté alternatif, et une *inductance de lissage* du côté continu pour *lisser* le courant redressé I_{rd} .

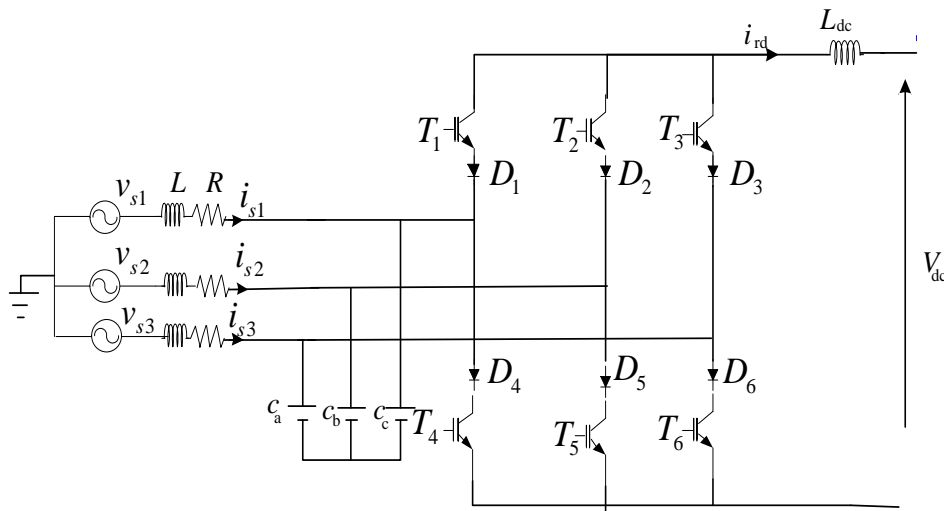


Fig. I.4. Redresseur PWM de tension

I.3.2 Redresseur PWM triphasé de courant

La structure du redresseur PWM de courant est basée sur *une structure d'onduleur de tension* qui est illustrée sur la figure 1.5. Il assure la conversion d'énergie entre une source de **courant** alternative triphasée (*générateur de courant*) et un récepteur de tension continue (*générateur de tension*), le courant absorbé étant sinusoïdal et, éventuellement, en phase avec la tension réseau correspondante. Les interrupteurs de cette structure sont commandables à l'ouverture et à la fermeture, et *unidirectionnels en tension mais bidirectionnels en courant*. Cette structure est souvent dotée d'un filtre *RL* du côté alternatif, et une *capacité de filtrage* du côté continu pour *filtrer la tension* redressé V_{dc} . Ce redresseur à *MLI* permet de fournir un facteur de puissance très proche de l'unité et régler, courant de source proche d'une sinusoïde, un flux de puissance bidirectionnel et un faible *THD*.

Les inductances se comportent aussi comme un filtre passe bas et limitent l'ondulation du courant à la fréquence de commutation.

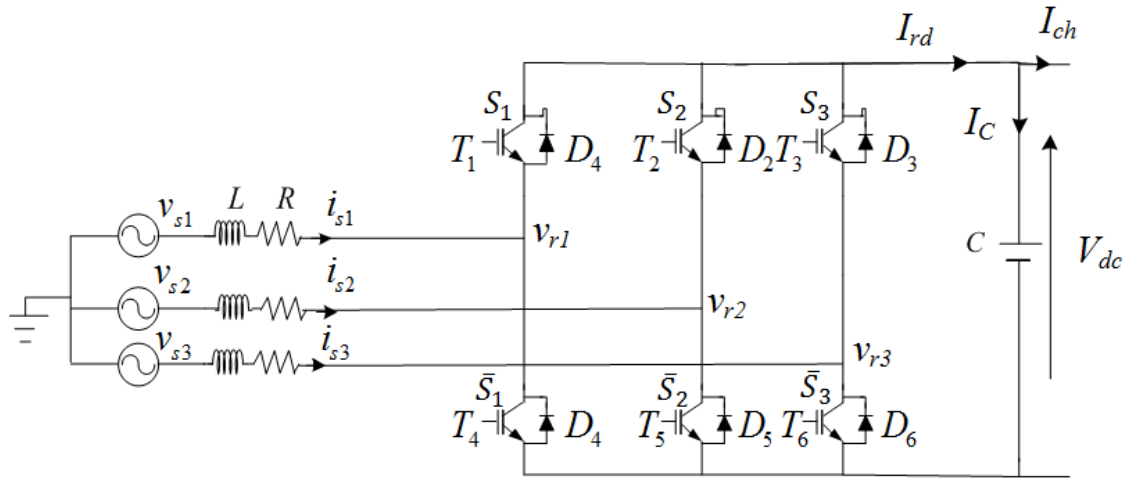


Fig I.5.Redresseur PWM de courant

Parmi les redresseurs PWM présentés, on s'intéressera dans la suite de ce cours uniquement à la structure du redresseur PWM de courant qui est basé sur une structure d'onduleur de tension.

I.4 Structure, modélisation et principe de fonctionnement

La structure du redresseur PWM de courant qui est basée sur *une structure d'onduleur de tension* est illustrée sur la figure 1.5. Cette structure est bien détaillée dans la première partie de ce cours.

I.4.1 Modèle mathématique du redresseur à MLI triphasé dans le repère (abc)

Le système des équations définissant les tensions du redresseur PWM triphasé de la figure I.5 est donné par:

$$\bar{v}_s = R\bar{i}_s + L \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \bar{v}_r \quad (I.24)$$

Les tensions de réseau sont:

$$\begin{cases} v_{s1} = V_{sm} \sin(\omega t) \\ v_{s2} = V_{sm} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{s3} = V_{sm} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.25)$$

Avec :

V_{sm} : Amplitude maximal des tensions du réseau ;

ω : Pulsation de réseau.

v_s : Tension de source.

v_r : Tension d'entrée du redresseur.

L'équation du courant continu I_{rd} (courant redressé) en fonction des courants de source et les états de commutation est donnée par :

$$I_{rd} = [S_1 S_2 S_3] \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{s3} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

Les équations électriques définissant les trois phases sont données par le système suivant:

$$\begin{cases} L \frac{di_{s1}}{dt} = v_{s1} - v_{r1} - Ri_{s1} \\ L \frac{di_{s2}}{dt} = v_{s2} - v_{r2} - Ri_{s2} \\ L \frac{di_{s3}}{dt} = v_{s3} - v_{r3} - Ri_{s3} \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = (S_1 i_{s1} + S_2 i_{s2} + S_3 i_{s3}) - i_{ch} \end{cases} \quad (I.27)$$

où :

(v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}) : Les tensions de la source;

(i_{s1}, i_{s2}, i_{s3}) : Les courants de ligne ;

(v_{r1}, v_{r2}, v_{r3}) : Les tensions à l'entrée du redresseur ;

V_{dc} : La tension aux bornes de la capacité.

Les tensions à l'entrée du redresseur PWM (v_{r1}, v_{r2}, v_{r3}) s'expriment en fonction de la tension aux bornes du condensateur et les états de commutation par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{r1} \\ v_{r2} \\ v_{r3} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

$$\begin{cases} v_{r1} = \frac{2S_1 - S_2 - S_3}{3} V_{dc} \\ v_{r2} = \frac{2S_2 - S_1 - S_3}{3} V_{dc} \\ v_{r3} = \frac{2S_3 - S_1 - S_2}{3} V_{dc} \end{cases} \quad (I.29)$$

En remplaçant l'expression (I.29) dans (I.27), le modèle mathématique du redresseur PWM dans le repère triphasé est:

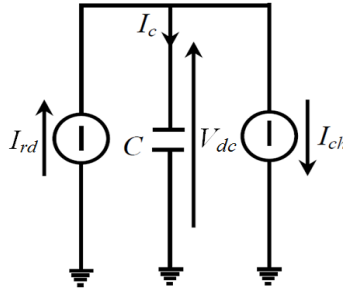
$$\begin{cases} L \frac{di_{s1}}{dt} = v_{s1} - \frac{2S_1 - S_2 - S_3}{3} V_{dc} - Ri_{s1} \\ L \frac{di_{s2}}{dt} = v_{s2} - \frac{2S_2 - S_1 - S_3}{3} V_{dc} - Ri_{s2} \\ L \frac{di_{s3}}{dt} = v_{s3} - \frac{2S_3 - S_1 - S_2}{3} V_{dc} - Ri_{s3} \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = (S_1 i_{s1} + S_2 i_{s2} + S_3 i_{s3}) - i_{ch} \end{cases} \quad (I.30)$$

Le condensateur du côté continu permet de contrôler à la fois le courant de la charge et la tension du bus continu. Le courant $I_c(t)$ dans le condensateur est donné en fonction des deux courants $I_{rd}(t)$ et $I_{ch}(t)$ par la relation suivante:

$$I_c(t) = C \frac{d}{dt} V_{dc}(t) = I_{rd}(t) - I_{ch}(t) \quad (I.31)$$

$$\frac{d}{dt} V_{dc}(t) = \frac{I_{rd}(t) - I_{ch}(t)}{C} \quad (I.32)$$

A partir de cette équation, si le courant débité par le redresseur est équivalent au courant demandé par la charge, la tension du côté continu reste constante. Le schéma équivalent pour le contrôle de cette tension est illustré sur la figure I.6.



FigI.6. Circuit équivalent du côté continu.

Si les deux courants (débité par le redresseur et demandé par la charge) sont différents les deux modes de fonctionnement distincts sont:

Si $I_{rd} > I_{ch} \Rightarrow \frac{d}{dt} V_{dc} > 0$ la tension du côté continu augmente (phase de charge)

Si $I_{rd} < I_{ch} \Rightarrow \frac{d}{dt} V_{dc} < 0$ la tension du côté continu diminue (phase de décharge)

I.4.2 Modes d'opération du redresseur PWM (redressement/régénération)

L'avantage principal du redresseur PWM de courant est le fonctionnement en deux modes (redressement/régénération), si la charge connectée au bus continu consomme de la puissance active, le redresseur PWM fonctionne en mode redressement (*le réseau fournit de la puissance active à la charge*). Si elle produit de la puissance active, le redresseur PWM fonctionne en mode régénération (*la charge fournit de*

la puissance active au réseau). Lors de ces deux modes de fonctionnement, la tension du bus continu est contrôlable en échangeant une partie de la puissance transitée pour charger ou décharger le condensateur. La figure I.7 montre le schéma équivalent par phase du redresseur PWM.

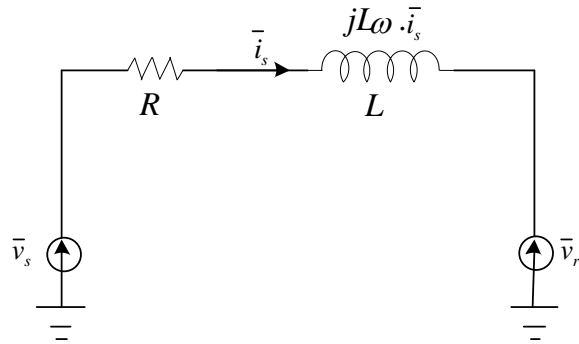


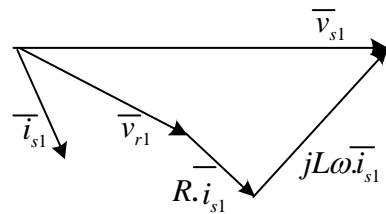
Fig.I.7. Schéma équivalent d'une seule phase

Avec : R: Résistance de ligne. L: Inductance de ligne.

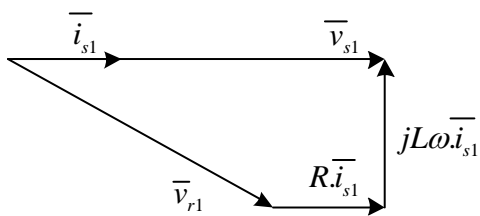
L'équation mathématique définissant les tensions du circuit équivalent d'une seule phase du redresseur PWM triphasé en notation complexe est donné par:

$$\bar{v}_s = R\bar{i}_s + L\frac{d\bar{i}_s}{dt} + \bar{v}_r \quad (I.33)$$

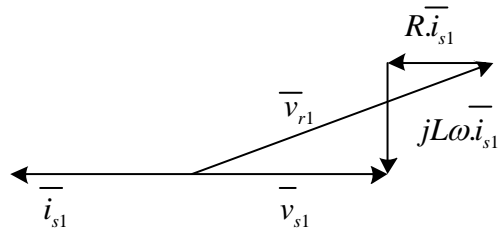
A partir de cette équation et la direction de puissance (sens du courant de ligne), les trois diagrammes vectoriels (diagrammes de Fresnel) du redresseur PWM triphasé, général et sous un facteur de puissance unitaire sont illustrés par les figures I.8 (a, b et c).



(a)



(b)



(c)

Fig.I.8. a) Diagramme vectoriel général du redresseur PWM.

b) Facteur de puissance unitaire (courant direct).

c) Facteur de puissance unitaire (courant inverse).

Le schéma équivalent global du redresseur PWM triphasé, illustrant les deux modes de fonctionnement de redressement et de régénération, le chargement et déchargement du condensateur et le diagramme de Fresnel correspondant à chaque cas est représenté sur la figure I.9.

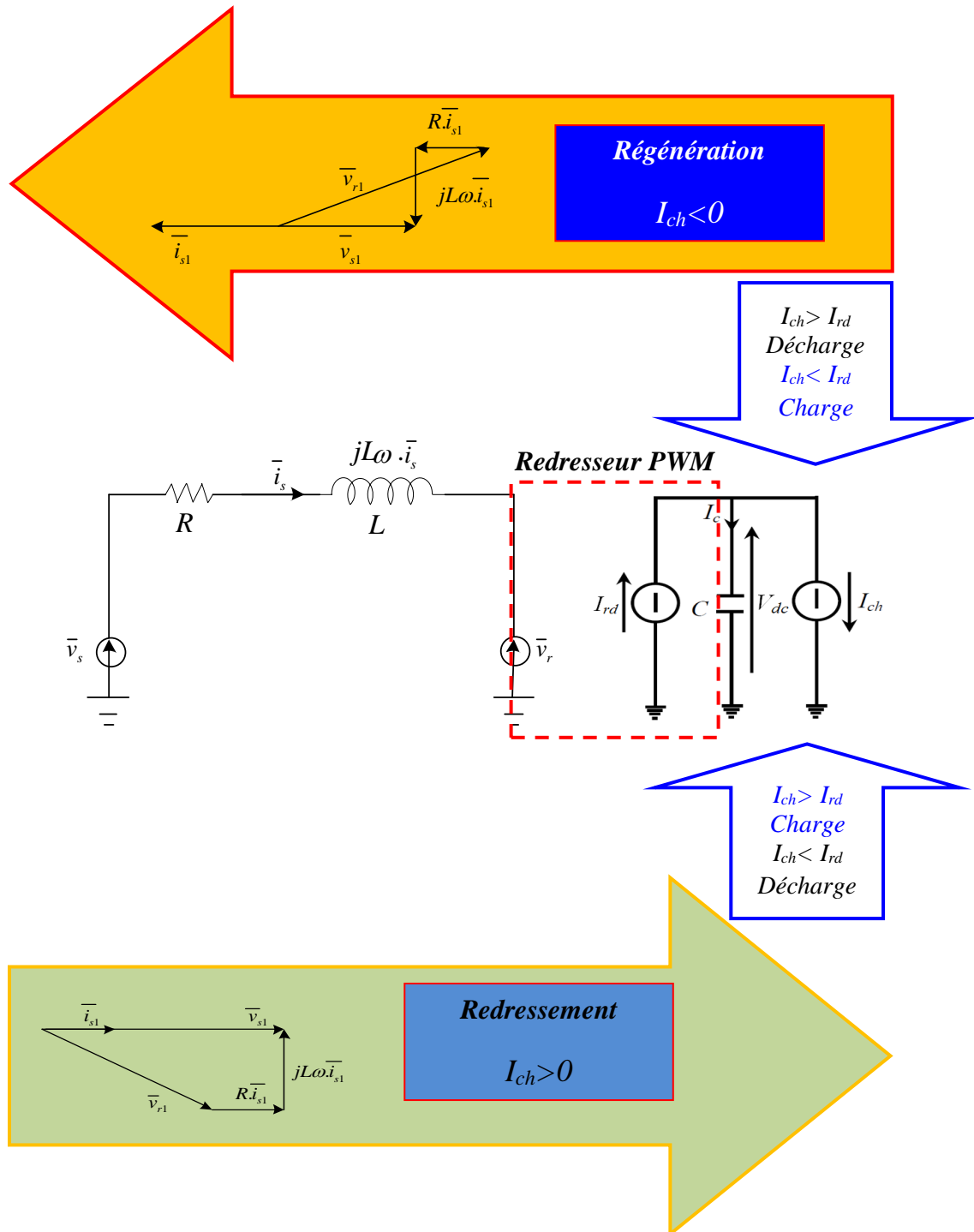


Fig I.9 Circuit équivalent du redresseur PWM et principe du transit bidirectionnel de la puissance active.

I.5 Contrôle par hystérésis du redresseur PWM

Le schéma de commande par hystérésis des courants de ligne du redresseur PWM triphasé de courant est présentée sur la figure I.10. Les trois courants à l'entrée du pont sont contrôlés à l'aide de trois comparateurs

à hystérésis à bande fixe. L'ensemble des trois sorties de ces comparateurs détermine les signaux de commande des interrupteurs du redresseur PWM.

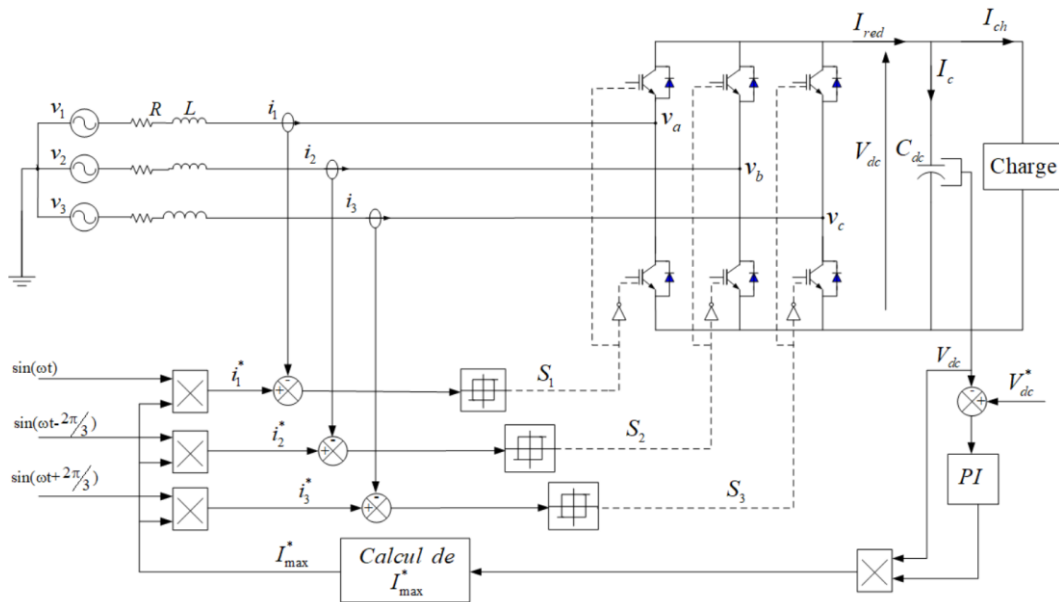


Fig I.10. Schéma de commande par hystérésis des courants de ligne du redresseur PWM triphasé de courant.

Le circuit de commande de ce schéma comporte deux parties ; la commande par hystérésis du redresseur PWM et la régulation de la tension continue.

I.5.1 Commande par hystérésis

L'objectif de la commande par hystérésis est de générer les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, de sorte que la tension créée par le redresseur PWM soit la plus proche de la tension de référence.

Le principe de la génération des signaux de contrôle par hystérésis est basé sur la commande des interrupteurs de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase soient limitées dans une bande enveloppant les courants de référence. Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les courants de références.

Lorsque le redresseur PWM à deux niveaux possède deux états de commande possibles pour un bras j , alors nous utilisons un régulateur à hystérésis à une position comme il est indiqué sur la figure I.11.

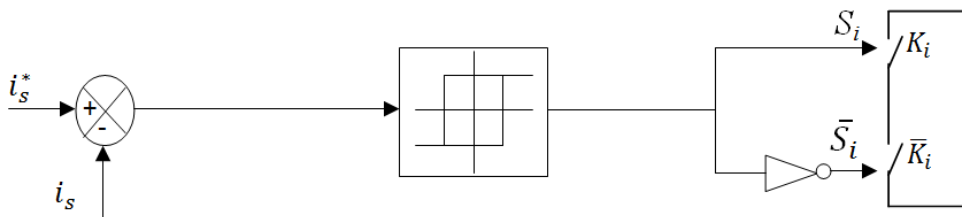


Fig. I.11. Principe de contrôle du courant par hystérésis

I.5.1.1 Algorithme

Nous désignons par ε_i l'écart entre le courant de référence i_s^* et le courant réel i_s tel que :

$$\varepsilon_i = i_s^* - i_s \quad (\text{I.34})$$

L'algorithme de cette stratégie est donné comme suit :

$$\text{Si } \varepsilon_i \geq \Delta i \Rightarrow S_i = 1$$

$$\text{Si } \varepsilon_i < -\Delta i \Rightarrow S_i = 0$$

Δi : Largeur de la bande d'hystérésis

Les courants de références sont donnés par :

$$\begin{cases} i_{s1}^* = I_{max}^* \sin(\omega t) \\ i_{s2}^* = I_{max}^* \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{s3}^* = I_{max}^* \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

Le courant I_{max} est déterminé à partir de la régulation de la tension continue en considérant que les pertes actives dans le redresseur PWM et dans les inductances de couplage sont négligeables. Ceci nous permet d'appliquer le principe de conservation de la puissance donnant la relation entre la puissance active débitée par le réseau (côté alternatif P_{AC}) et celle reçue en sortie du redresseur PWM (côté continu P_{DC}). Elle s'écrit sous la forme suivante:

$$P_{AC} = P_{DC} \Rightarrow \frac{3}{2} V_{smax} I_{max} = V_{dc} I_{rd} \quad (\text{I.36})$$

L'amplitude des courants de référence I_{max}^* est calculée par la relation suivante:

$$I_{max}^* = \frac{2}{3} \frac{P_{DC}^*}{V_{smax}} \quad (\text{I.37})$$

$$P_{DC}^* = V_{dc} I_{rd} = V_{dc} (I_c^* + I_{ch}) \quad (\text{I.38})$$

Le courant I_c^* est obtenu à l'aide du régulateur de la tension V_{dc}

I.5.2 Régulation de la tension continue

La régulation de la tension continue est assurée par un régulateur de type PI. Ce dernier corrige l'erreur entre la tension continue mesurée et sa référence. Le produit du courant continu de référence avec la tension continue donne la puissance active de référence P_{DC}^* .

L'équation temporelle de ce correcteur est donnée comme suit:

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (\text{I.39})$$

où: $u(t)$, $e(t)$, k_p , k_i désignent respectivement l'erreur à l'instant t , la commande générée et les gains du correcteur.

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$R(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (\text{I.40})$$

où :

s : est l'opérateur de Laplace.

Dans ce cas, nous choisissons le régulateur pour qu'il fournisse la valeur du courant du condensateur I_c nécessaire pour maintenir la charge du condensateur et répondre au besoin de la charge.

Le courant du condensateur I_c est donné par :

$$I_c = \frac{1}{C} \frac{d}{dt} V_{dc} \quad (\text{I.41})$$

L'application de la transformation de Laplace sur cette équation permet d'écrire:

$$I_c(s) = \frac{1}{Cs} V_{dc}(s) \quad (\text{I.42})$$

A partir de cette équation, nous déduisons la fonction de transfert suivante:

$$\frac{I_c(s)}{V_{dc}(s)} = \frac{1}{Cs} \quad (\text{I.43})$$

La figure suivante représente le schéma de régulation de la tension continue avec un correcteur PI :

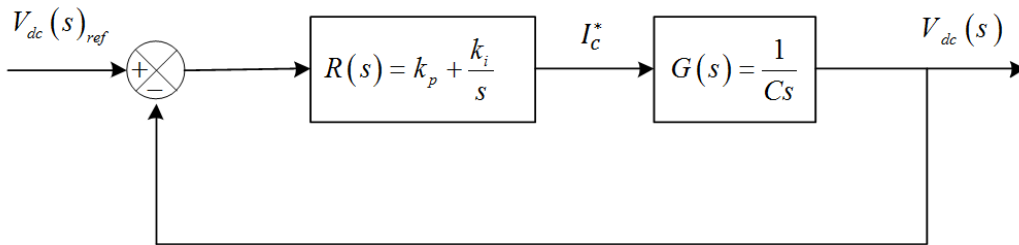


Fig. I.12. Régulation de la tension continue avec un correcteur PI

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$H(s) = \frac{R(s)G(s)}{1 + R(s)G(s)} \quad (\text{I.44})$$

On obtient :

$$H(s) = \frac{k_p s + k_i}{C s^2 + k_p s + k_i} \quad (\text{I.45})$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients k_p et k_i .

Dans ce cas, la méthode d'imposition des pôles est utilisée.

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par:

$$F(s) = \frac{1}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{I.46})$$

Par analogie entre les expressions (I.45) et (I.46) on trouve:

$$\begin{aligned} k_p &= 2C \cdot \xi \omega_n \\ k_i &= C \cdot \omega_n^2 \end{aligned} \quad (\text{I.47})$$

Le produit du courant continu de référence avec la tension continue donne la puissance active de référence (figure (I.13)).

$$P_{DC}^* = V_{dc} I_{rd}^* \quad (\text{I.48})$$

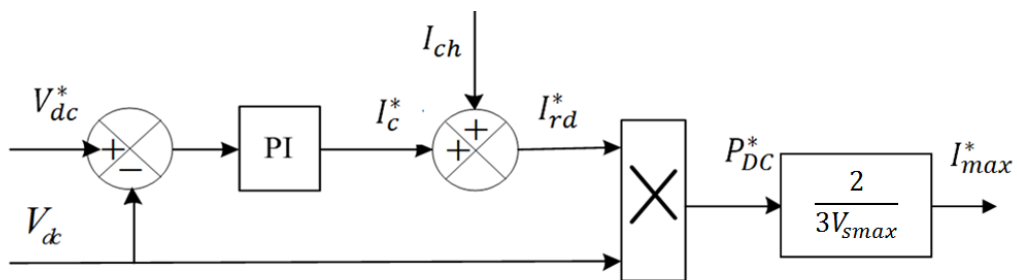


Fig. I.13. Calcul de la puissance de référence