

Chapitre 5: Conversion d'énergie électrique Alternative-Alternative (Gradateur)

Définition :

La conversion de l'énergie électrique délivrée sous forme alternative pour alimenter une charge en alternatif peut se faire sans ou avec changement de fréquence. Dans le premier cas, on parle de " **gradateur** ". Dans le second cas, on parle de **cycloconvertisseur**.

Symbole :



Gradateur monophasé

Constitution d'un gradateur :

Il se compose d'une partie puissance et d'une partie commande intégrées dans le même bloc.

- La partie puissance est constituée de deux thyristors montés « tête-bêche » pour les fortes puissances ($> 10 \text{ kW}$) ou d'un triac pour les puissances inférieures.
- La partie commande est constituée de divers circuits électroniques permettant d'élaborer les signaux de commande des thyristors à partir d'un ordre de commande extérieur. Suivant les types de gradateur, ce signal de commande sera de type Tout Ou Rien ou bien analogique.

La tension aux bornes de la charge évolue suivant la séquence de commande, ainsi on différenciera deux types de gradateurs :

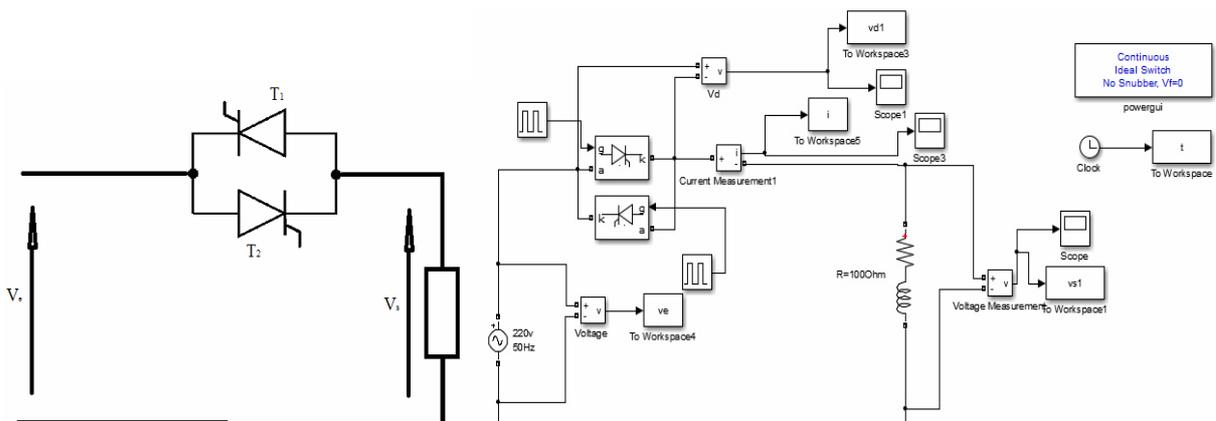


Figure 1 : gradateur monophasé

GRADATEUR A ANGLE DE PHASE

C'est un appareil qui, alimenté sous une tension sinusoïdale de valeur efficace constante, fournit à la charge un courant alternatif non sinusoïdal de même fréquence que la tension d'alimentation, mais de valeur efficace réglable.

Principe de fonctionnement d'un gradateur à angle de phase

Débit sur charge résistive

Dans ce type de gradateur, le signal envoyé sur l'entrée de commande du gradateur est analogique. Le thyristor Th1 est amorcé durant l'alternance positive avec un angle de retard α par rapport au passage par zéro de la tension secteur. Le thyristor Th2 est amorcé durant l'alternance négative avec le même angle de retard.

- $0 < \theta < \alpha$ aucun thyristor est amorcé.

$$V_s = 0$$

- $\alpha < \theta < \pi$ Th1 conduit et Th2 est bloqué.

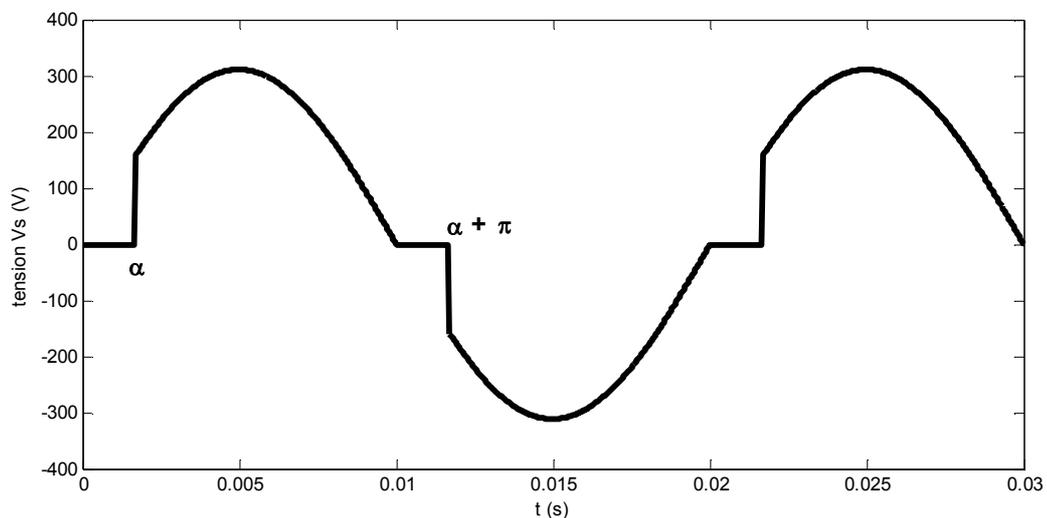
$$V_s = V_e$$

- $\pi < \theta < \alpha + \pi$ aucun thyristor est amorcé.

- $\alpha + \pi < \theta < 2\pi$ Th2 conduit et Th1 est bloqué.

$$V_s = V_e$$

On obtient alors aux bornes de la charge la tension suivante :



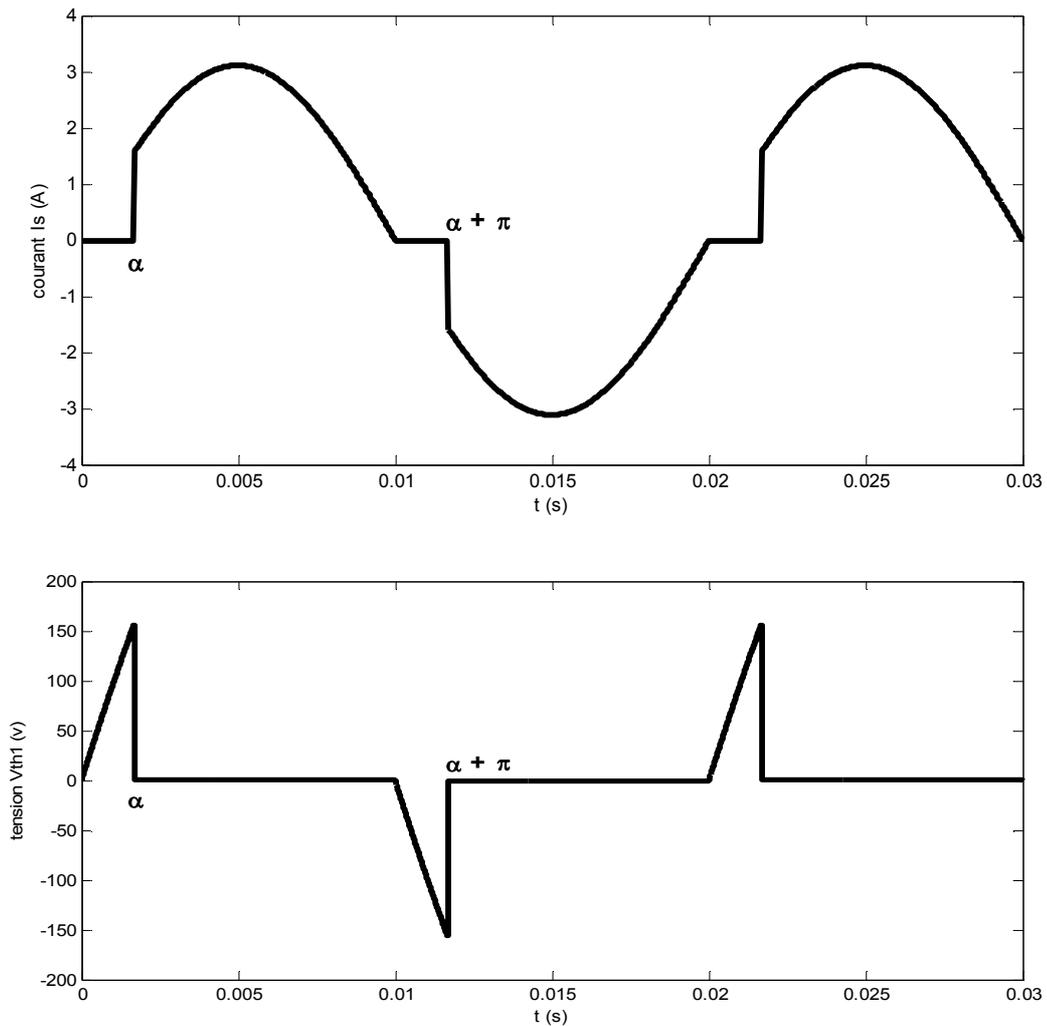


Figure 2: Chronogrammes de tension et courant d'un gradateur monophasé sur une charge R pour $\alpha=30^\circ$

Principales relations

- Valeur de la tension efficace aux bornes de la charge :

$$u_{seff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{v_{effe}^2 \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}\right)}$$

Puissance moyenne dissipée dans la charge :

$$p = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot \frac{v(t)}{R} dt$$

$$p = \frac{v_{effe}^2}{R} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}\right)$$

Domaine d'utilisation de ce genre de gradateur :

- Chauffage
- éclairage

- variation de vitesse des moteurs alternatifs de faibles puissances (perceuse, aspirateurs de quelques centaines de Watts)
- En règle générale, ils sont utilisés sur des systèmes ne présentant pas ou peu d'inertie thermique ou mécanique

Inconvénients :

- La tension aux bornes de la charge est alternative non sinusoïdale, donc le courant absorbé sera aussi alternatif non sinusoïdal. La présence d'harmonique de courant absorbés sur le réseau sera donc importante.
- La relation entre la puissance moyenne dissipée dans la charge et le signal de commande α n'est pas linéaire.

Débit sur une charge inductive

À cause de l'effet inductif, la conduction se poursuit après la fin de l'alternance, jusqu'à θ_1 l'instant d'annulation du courant $i(\theta)$, lorsque l'angle devient inférieur à φ L'argument du récepteur, le fonctionnement dépend de la nature des signaux appliqués aux gâchettes :

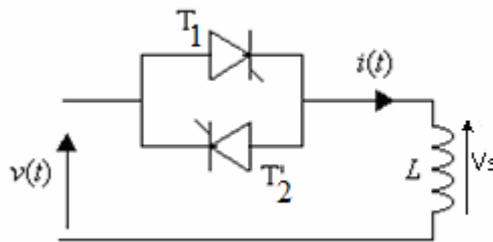


Figure 3: gradateur monophasé sur une charge RL

On distingue deux cas :

1 cas : pour $\varphi < \alpha < \pi$

Le courant dans la charge est la somme d'une composante libre i_{sg} caractérisant le régime transitoire et d'une composante forcée i_{sp} caractérisant le régime permanent

$$R.i + L.\frac{di}{dt} = u_c = V_{\max} \cdot \sin(\omega.t)$$

La composante i_{chl} est solution de l'équation sans second membre

$$i_{sg} = i_{sh} + i_{sp}$$

La composante i_{ich} est solution de l'équation sans second membre

$$R.i + L.\frac{di}{dt} = 0$$

$$i_{sh} = K.e^{\frac{-R.t}{L}}$$

La solution particulière est

$$Ri + L \frac{di}{dt} = u_c = V_{\max} \cdot \sin(\omega t)$$

$$i_{sp} = i_{s\max} \cdot \sin(\theta - \varphi)$$

$$i_{s\max} = \frac{V_{\max}}{Z} \quad \text{tg}(\varphi) = \frac{L \cdot \omega}{R} = Q \quad \text{et} \quad Z = \sqrt{(L \cdot \omega)^2 + R^2}$$

La solution générale est :

$$i_s = \frac{V_{\max}}{Z} \cdot (\sin(\theta - \varphi) + \sin(\varphi - \alpha) \cdot e^{\frac{-(\theta - \alpha)}{Q}})$$

Pour $\alpha < \theta < \theta_1$

TH1 reste conducteur, il se bloque avant l'amorçage de TH2 à $\pi + \alpha$

Pour $\theta_1 < \theta < \pi + \alpha$

Aucun thyristor n'est amorcé, $i(\theta) = 0$, et $v_{\text{TH1}}(\theta) = -v_{\text{TH2}}(\theta) = v(\theta)$.

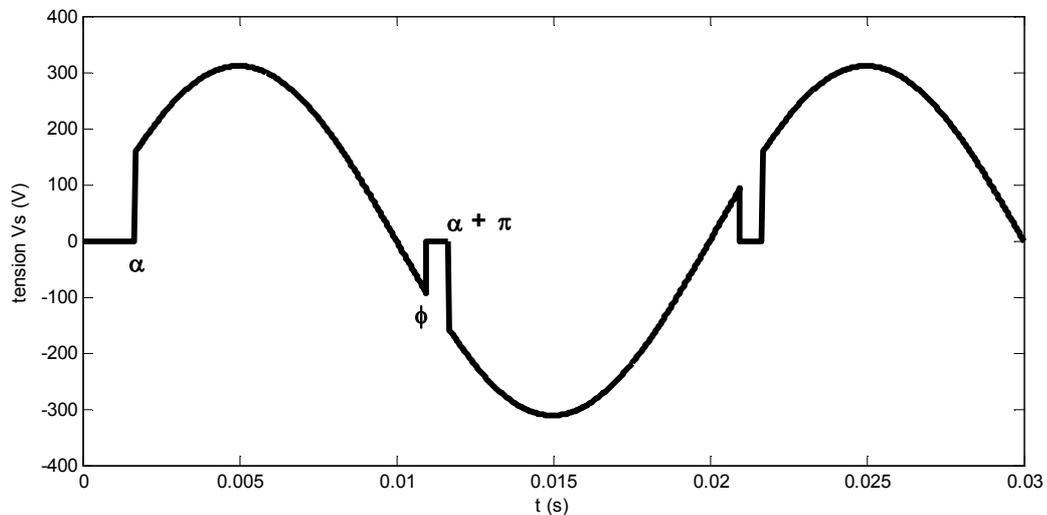
Pour $\pi + \alpha < \theta < 2\pi$

TH2 devient conducteur, il se bloque pour $\theta = \theta_1 + \pi$ quand le courant qui le traverse s'annule.

Pour $\theta = 2\pi + \alpha$

On a TH1 est à nouveau amorcé le phénomène devient périodique, il est donc possible de régler le courant en agissant sur α pour $\varphi < \alpha < \pi$.

Forme d'onde des différentes grandeurs



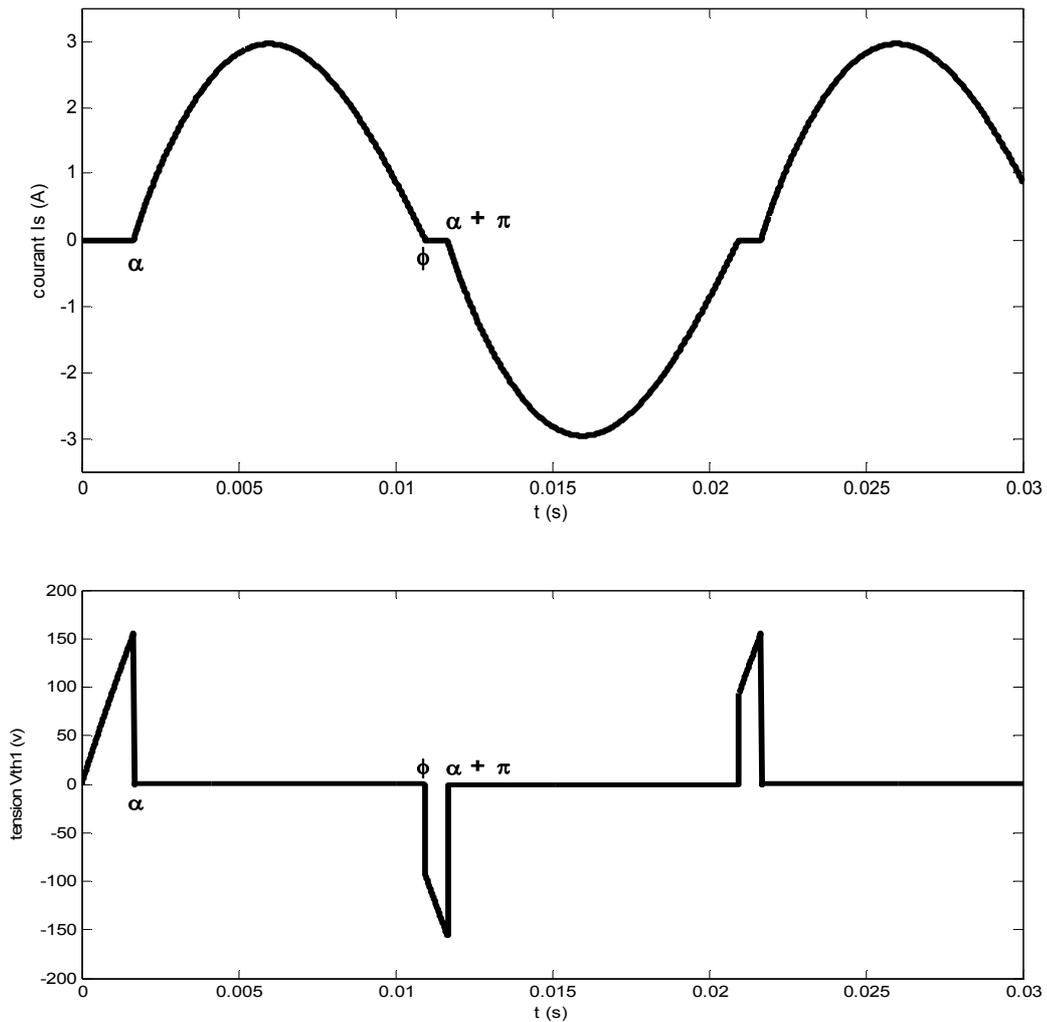


Figure 4: Chronogrammes de tension et courant d'un gradateur monophasé sur une charge inductive

2 cas : pour $\alpha < \phi$

Lorsque l'angle devient inférieur à ϕ , le fonctionnement dépend de la nature des signaux appliqués aux gâchettes :

Cas d'impulsion de gâchette de courte durée

TH1 entre en conduction. Le courant $i(\theta)$ est, encore

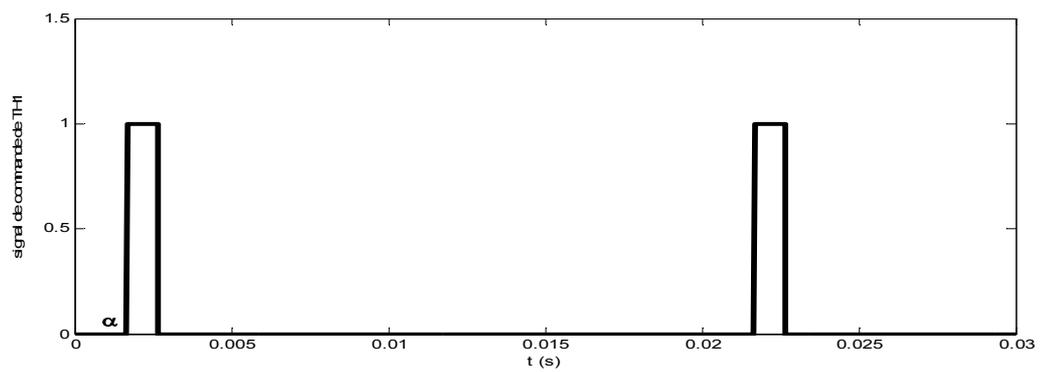
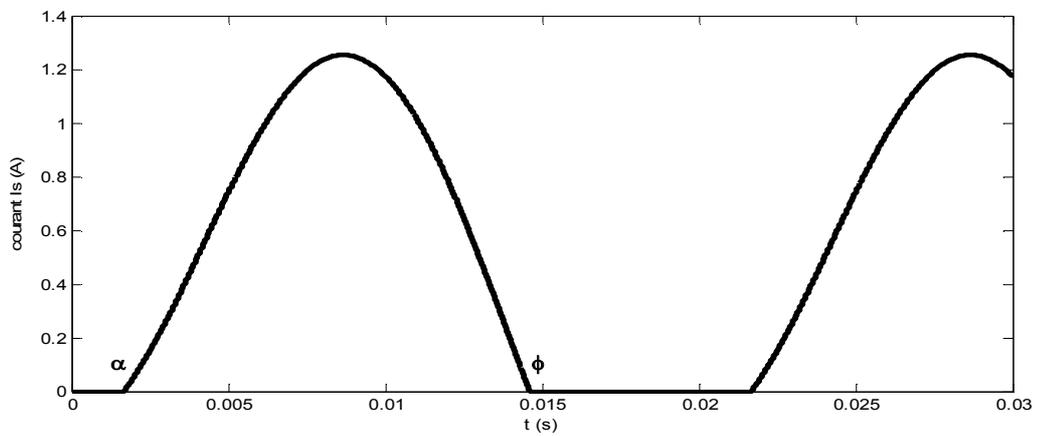
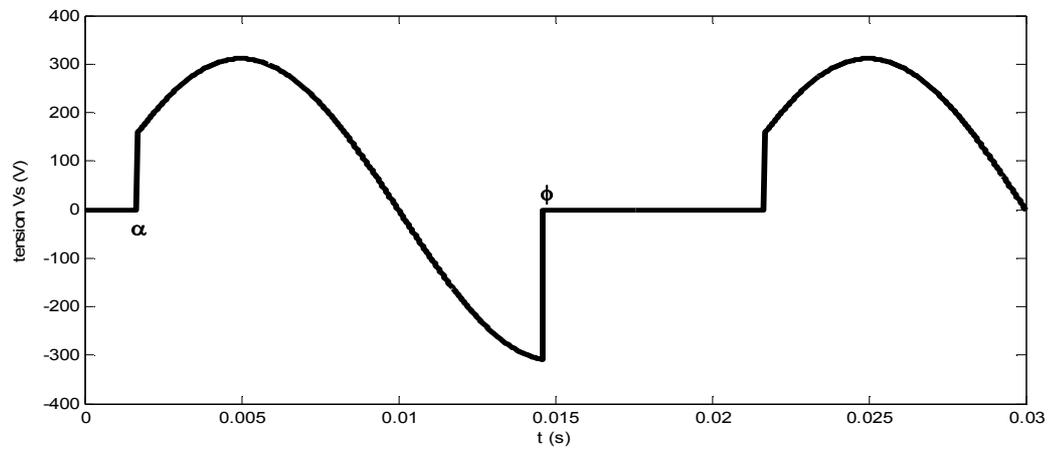
$$i_c = \frac{V_{\max}}{Z} \cdot (\sin(\theta - \varphi) + \sin(\varphi - \alpha) \cdot e^{\frac{-(\theta - \alpha)}{Q}}$$

le courant s'annule pour θ_1 supérieur à $+\pi$.

L'impulsion envoyée sur la gâchette du thyristor TH2 pour $\theta = \alpha + \pi$ trouve ce redresseur avec tension anodique négative, elle est donc sans effet. Quand $V_{TH2}(\theta)$ devient positif pour $\theta = \theta_1$; il n'y a plus de courant sur la gâchette de TH2.

Le montage fonctionne en redresseur simple alternance avec un courant de sortie unidirectionnel.

Forme d'onde des différentes grandeurs



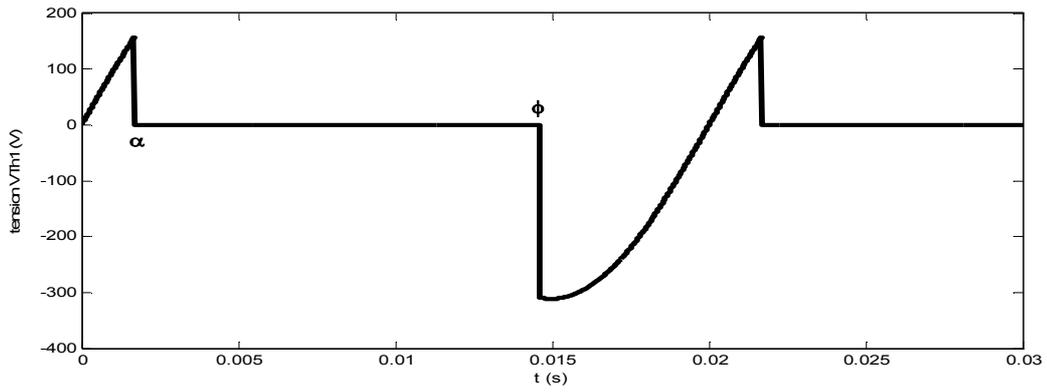


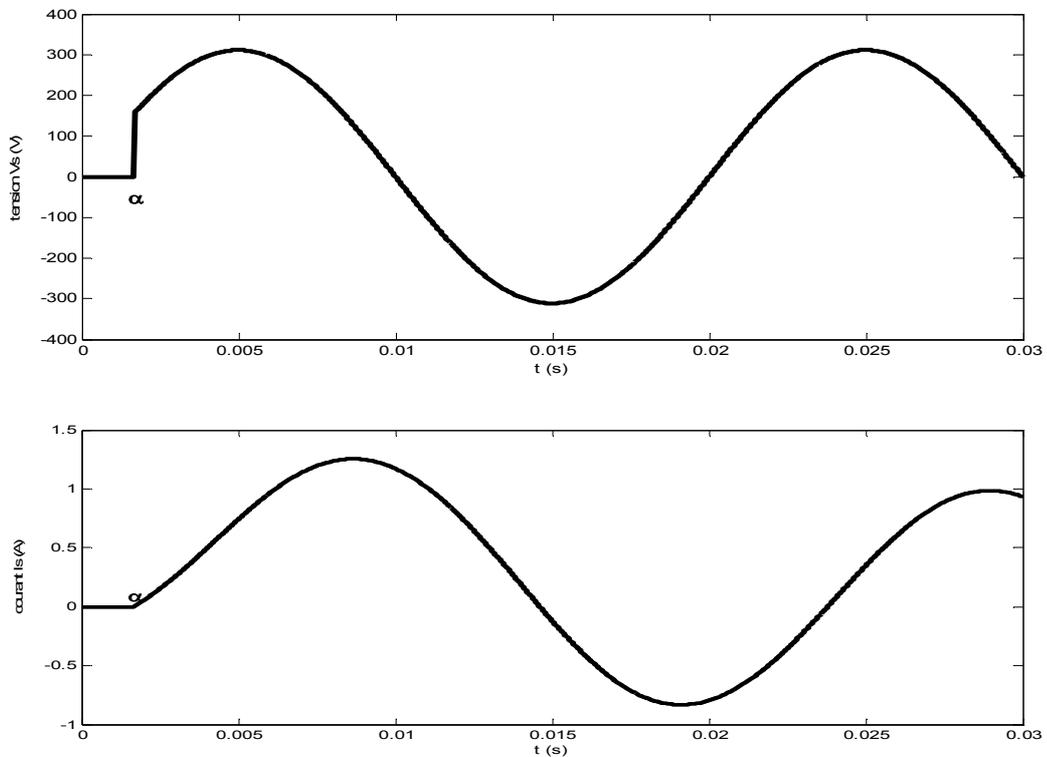
Figure 5 : Chronogrammes de tension et courant d'un gradateur monophasé sur une charge inductive pour $\psi < \varphi_R$ et impulsion des gâchettes courte durée

Cas d'impulsion de gâchette de largeur suffisante

On amorce le thyristor TH1, il reste passant jusqu'à l'instant $\theta = \theta_1$ comme précédemment. Pour $\theta = \theta_1$, la tension aux bornes du thyristor TH2 devient positive et sa gâchette alimentée depuis $\theta = \alpha + \pi$ reçoit encore un courant de déblocage; ce redresseur entre donc en conduction. Au bout de quelques périodes, le courant $i(\theta)$ de vient sinusoïdal.

Le passage de l'angle à une valeur inférieure à φ est, maintenant sans inconvénient

forme d'onde des différentes grandeurs



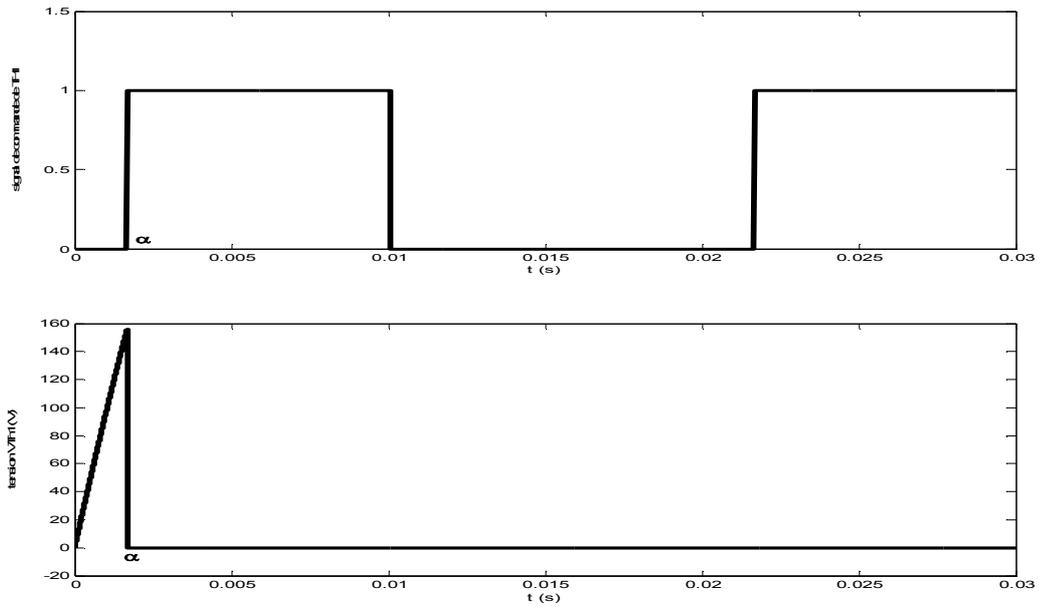


Figure 6 : Chronogrammes de tension et courant d'un gradateur monophasé sur une charge inductive pour $\psi < \varphi_R$ et impulsion des gâchettes de largeur suffisante

GRADATEUR A TRAIN D'ONDES

C'est un appareil qui, alimenté sous une tension sinusoïdale de valeur efficace constante, fournit à la charge des salves de tension de manière à faire varier la valeur efficace de la tension aux bornes de la charge.

Principe de fonctionnement d'un gradateur à train d'ondes monophasé débitant sur charge résistive

Dans ce type de gradateur, le signal envoyé sur l'entrée de commande du gradateur est de type TOR.

Le thyristor Th1 et le thyristor Th2 sont amorcés de manière continue pendant le temps T_{on} (période de conduction) et ils sont ensuite bloqués jusqu'à la fin de la période de modulation

On obtient alors aux bornes de la charge la tension suivante :

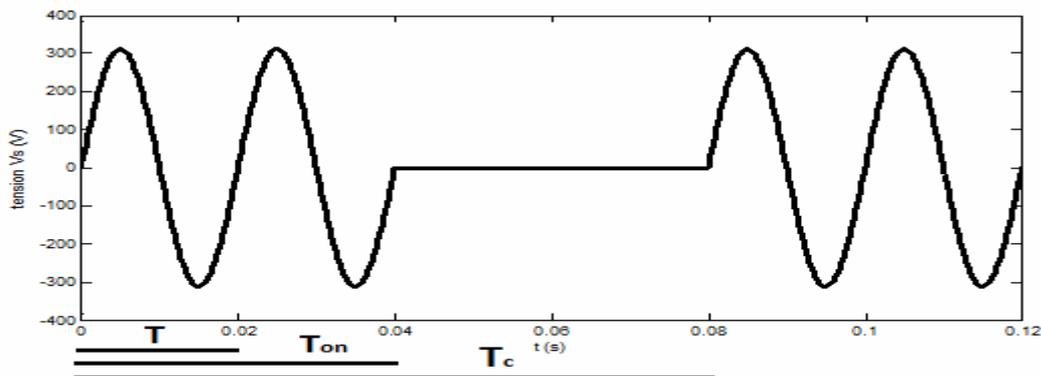


Figure 7: Chronogrammes de tension d'un gradateur monophasé à train onde

Principales relations

Valeur de la tension efficace aux bornes de la charge :

$$u_{seff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T_c} \int_0^{T_{on}} v^2(t) dt} = \sqrt{v_{effe}^2 \cdot \beta} = v_{effe} \sqrt{\beta}$$

β : rapport cyclique $\beta = \frac{T_{on}}{T_c}$

Domaine d'utilisation de ce genre de gradateur :

- Chauffage
- Utilisés sur des systèmes présentant une inertie thermique importante

Avantages:

- La tension aux bornes de la charge est alternative sinusoïdale, donc le courant absorbé sera aussi alternatif sinusoïdal. La présence d'harmonique de courant sera donc nulle.
- On a une relation linéaire entre la puissance moyenne dans la charge et le signal de commande β .

GRADATEUR TRIPHASÉ:

Contrairement au monophasé, les gradateurs triphasés donnent des meilleures performances. Il existe plusieurs façons d'associer l'interrupteur avec la charge. Les vrais gradateurs triphasés sont formés de trois ensembles de deux thyristors montés entre le réseau et la charge couplés en triangle ou en étoile.

Différent couplage de gradateur

Lorsque l'alimentation et la charge possèdent effectivement la structure en étoile et offrent des points communs accessibles, on peut envisager de relier ces derniers. On obtient alors l'équivalent de trois gradateurs monophasés.

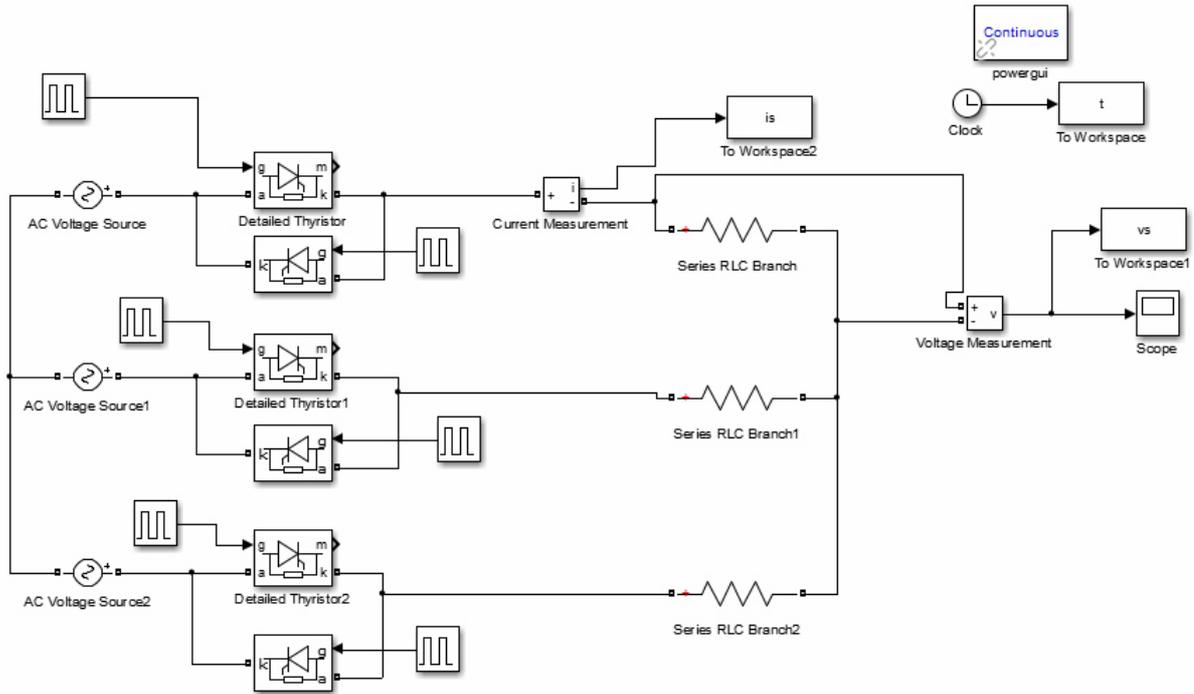
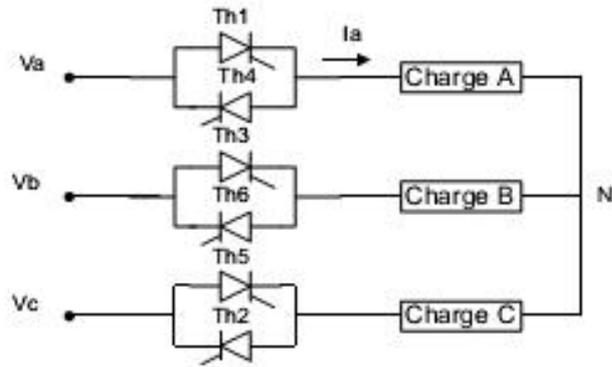


Figure 8 : montage gradateur triphasé charge couplée en étoile

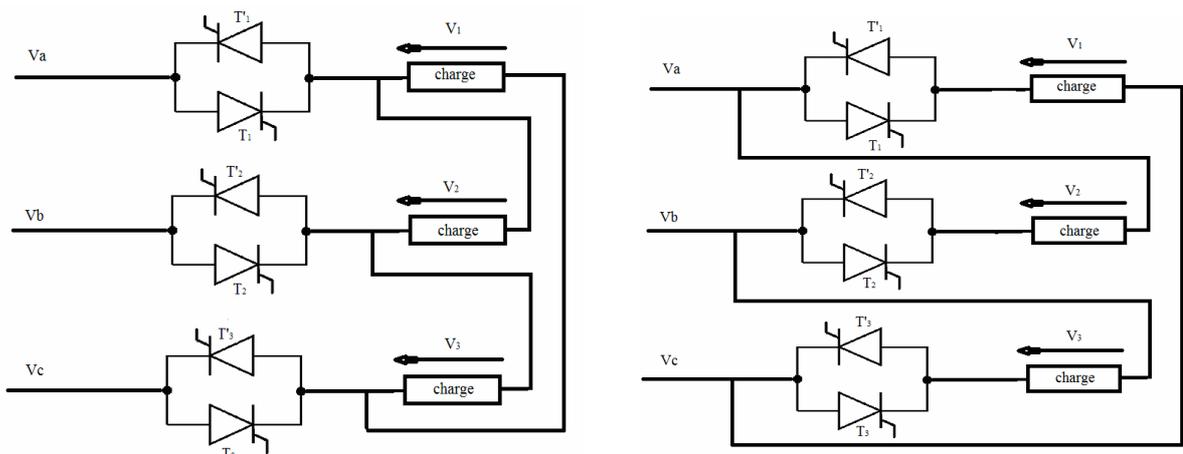


Figure 9 : montage gradateur triphasé charge couplée en triangle

Débit sur charge :

Vu la structure du montage, la conduction isolée d'un interrupteur est impossible. Il ne pourra donc y avoir que trois possibilités:

a) Un interrupteur est commandé : Pas de conduction du courant possible (pas de boucle pour le courant)

b) deux interrupteurs sont commandés :

Les impédances dans chaque phase conductrice étant identiques, la tension composée correspondante se répartit de façon égale entre les deux éléments concernés. Ainsi, par exemple, si [TH1;TH4] et [TH2;TH5] sont passants, on a

$$V_1(\theta) = \frac{1}{2}(V_A(\theta) - V_B(\theta)), \quad V_1(\theta) = -V_2(\theta)$$

[TH3;TH6] bloqué. La loi des mailles, appliquée aux phases 2 et 3 donne.

$$V_c(\theta) - V_{T3}(\theta) + V_2(\theta) - V_B(\theta) = 0$$

Comme $V_3(\theta) = 0$ et $V_2(\theta) = \frac{1}{2}(V_B(\theta) - V_A(\theta))$, on en déduit, tous calculs faits, que

$$V_{T3}(\theta) = \frac{2}{3}V_c(\theta)$$

c) trois interrupteurs sont commandés :

L'installation correspond alors à une installation triphasée équilibrée

On se limitera au tracé des tensions de sortie exemple V_I , les autres étant identiques à des décalages de $2\pi/3$.

L'étude complète montre que, suivant la valeur de l'angle de retard à l'amorçage de chaque thyristor, trois modes de fonctionnement sont possibles.

1er Cas où : $0 < \alpha < \frac{\pi}{3}$

il y a 3 ou 2 thyristors conducteurs :

$$\alpha < \theta < \frac{\pi}{3} \quad T1, T5 \text{ et } T3 \text{ conducteurs d'où } V_1(\theta) = V_A(\theta), \quad V_2(\theta) = V_B(\theta) \text{ et } V_3(\theta) = V_c(\theta)$$

$$\frac{\pi}{3} < \theta < \alpha + \frac{\pi}{3} \quad T1 \text{ et } T5 \text{ conducteurs d'où } V_1(\theta) = \frac{1}{2}(V_A(\theta) - V_B(\theta)), \quad V_1(\theta) = -V_2(\theta) \text{ et } V_3(\theta) = 0$$

$$\frac{\pi}{3} + \alpha < \theta < \frac{2\pi}{3} \quad T1, T5 \text{ conducteurs d'où } V_1(\theta) = V_A(\theta), \quad V_2(\theta) = V_B(\theta) \text{ et } V_3(\theta) = V_c(\theta)$$

La tension de sortie a pour valeur efficace

$$u_{\text{seff}} = \sqrt{v_{\text{effe}}^2 \left(1 - \frac{3\alpha}{2\pi} + \frac{3}{4\pi} \cdot \sin(2\alpha)\right)}$$

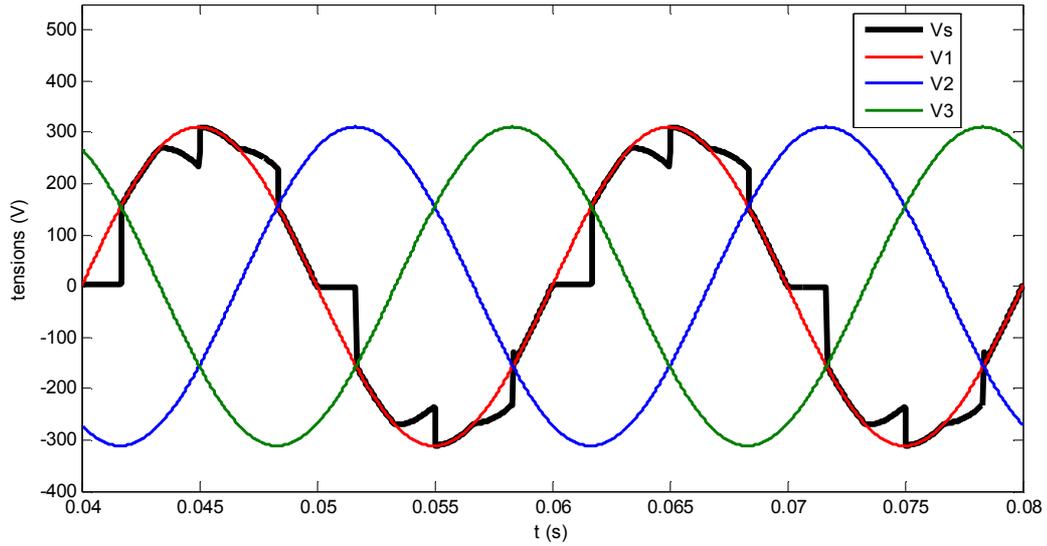


Figure 10 : allure de $V_1(\theta)$ pour $\alpha = \pi/6$

2ème Cas où : $\frac{\pi}{3} < \alpha < \frac{\pi}{2} + \alpha$

il y a 2 thyristors conducteurs

$\alpha < \theta < \frac{\pi}{3} + \alpha$ T1 et T5 conducteurs d'où $V_1(\theta) = \frac{1}{2}(V_A(\theta) - V_B(\theta))$, $V_1(\theta) = -V_2(\theta)$ et $V_3(\theta) = 0$

$\alpha + \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3} + \alpha$ T1 et T5 conducteurs d'où $V_1(\theta) = \frac{1}{2}(V_A(\theta) - V_B(\theta))$, $V_1(\theta) = -V_3(\theta)$ et $V_2(\theta) = 0$

La tension de sortie a pour valeur efficace

$$u_{seff} = \sqrt{v_{effe}^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cdot \sin\left(2\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \right)}$$

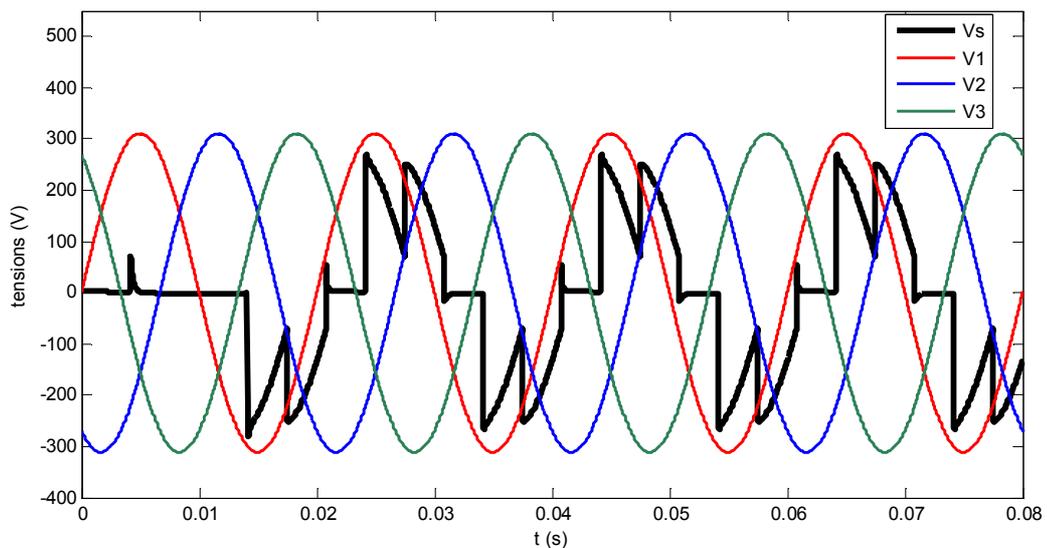


Figure 11 : allure de $V_1(\theta)$ pour $\alpha = 5\pi/12$

3^{ème} Cas où : $\frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{5\pi}{6}$

il y a toujours 2 ou 0 thyristor passant; il faut envoyer des « impulsions de conformations » : quand on débloque un redresseur, il faut en même temps envoyer une impulsion sur la gâchette de celui qui avait entré en conduction un sixième de période auparavant

$\alpha < \theta < \frac{5\pi}{6}$ T1 et T5 conducteurs d'où $V_1(\theta) = V_2(\theta) = V_3(\theta) = 0$

$\alpha + \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{5\pi}{6} + \frac{\pi}{3}$ T1 et T6 conducteurs d'où $V_1(\theta) = \frac{1}{2}(V_A(\theta) - V_B(\theta))$

$V_1(\theta) = V_3(\theta) - V_2(\theta) = 0$

La tension de sortie a pour valeur efficace

$$u_{eff} = \sqrt{v_{efes}^2 \left(\frac{5}{4} - \frac{3\alpha}{2\pi} + \frac{3}{4\pi} \cdot \sin\left(2\alpha + \frac{\pi}{3}\right) \right)}$$

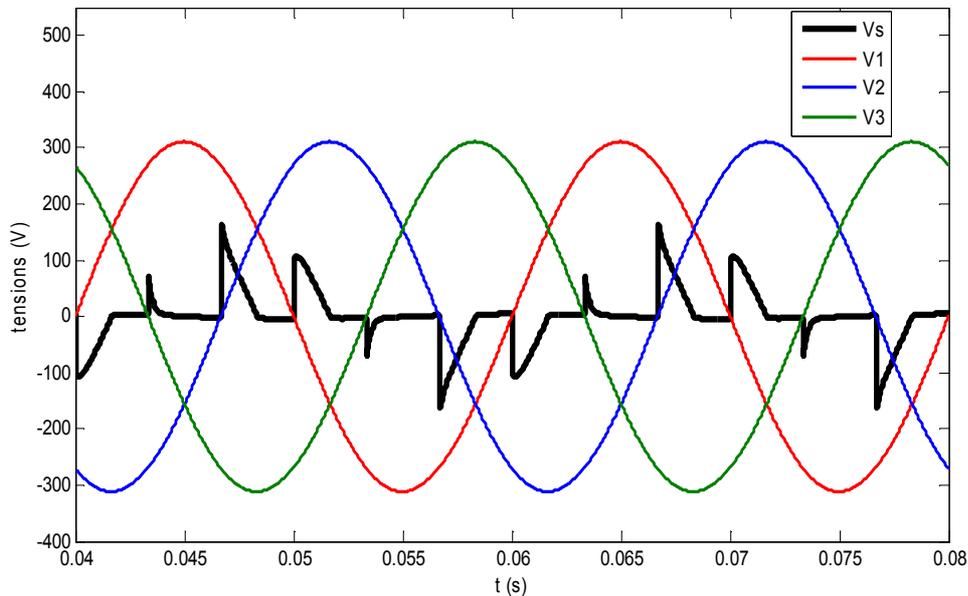


Figure 12 : allure de $V_1(\theta)$ pour $\alpha = 2\pi/3$

Les cycloconvertisseurs

Introduction

Généralités

Les cycloconvertisseurs sont des dispositifs fonctionnant en commutation naturelle qui permettent d'obtenir, à partir d'un réseau de fréquence donnée, une ou plusieurs tensions de fréquence plus petite, généralement très inférieure à celle du réseau d'alimentation. Du fait qu'ils ne fonctionnent qu'en abaisseur, les cycloconvertisseurs ne constituent donc qu'une partie de l'ensemble des convertisseurs directs de fréquence, qui comprennent également les multiplicateurs de fréquence.

Principe de fonctionnement – Structure de base

Les tensions de sortie sont élaborées à partir de portions de sinusoïdes du réseau d'alimentation, un découpage adéquat permettant d'obtenir des signaux ayant une fréquence et une amplitude déterminées tout en présentant un taux d'harmoniques raisonnable. Ainsi, par exemple, à partir d'un réseau triphasé de fréquence f_0 , on peut créer un signal de fréquence $f_0/9$ comme indiqué ci-dessous.

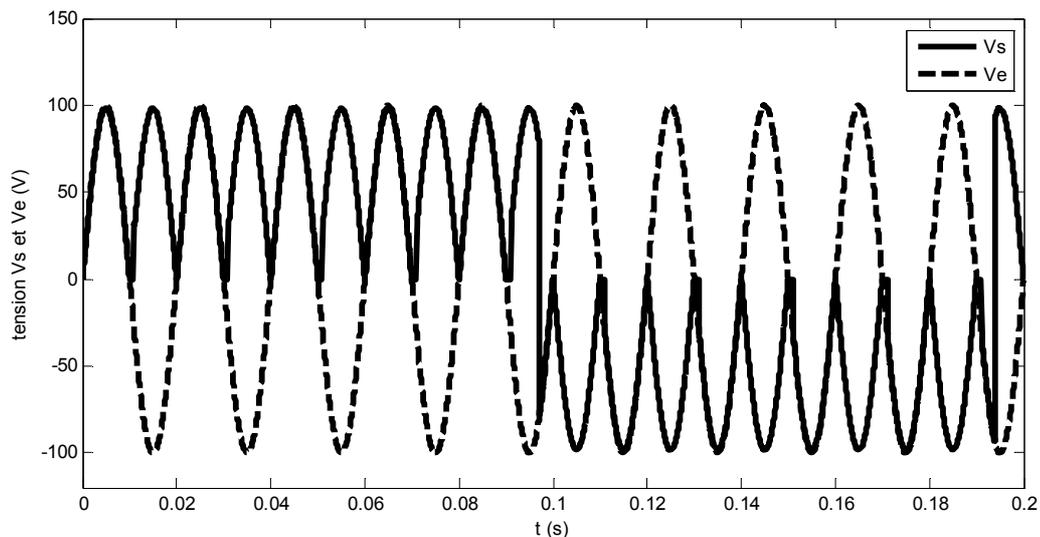


Figure 13 : chronogramme de la tension de sortie d'un cycloconvertisseur

Au niveau de la structure, on retrouve les schémas de base des montages redresseurs (en effet, il suffit de moduler l'angle de retard à l'amorçage au rythme de la basse fréquence pour obtenir à la sortie des montages une forme de tension analogue à celle représentée ci-dessus). Ces dispositifs ne pouvant cependant fournir que des courants unidirectionnels, chaque phase du cycloconvertisseur est constituée par un groupement en parallèle inverse de deux redresseurs (figure 14), débitant chacun une alternance du courant de sortie. Ceci entraîne

d'ailleurs immédiatement que le cycloconvertisseur est forcément réversible, puisque ses constituants le sont.

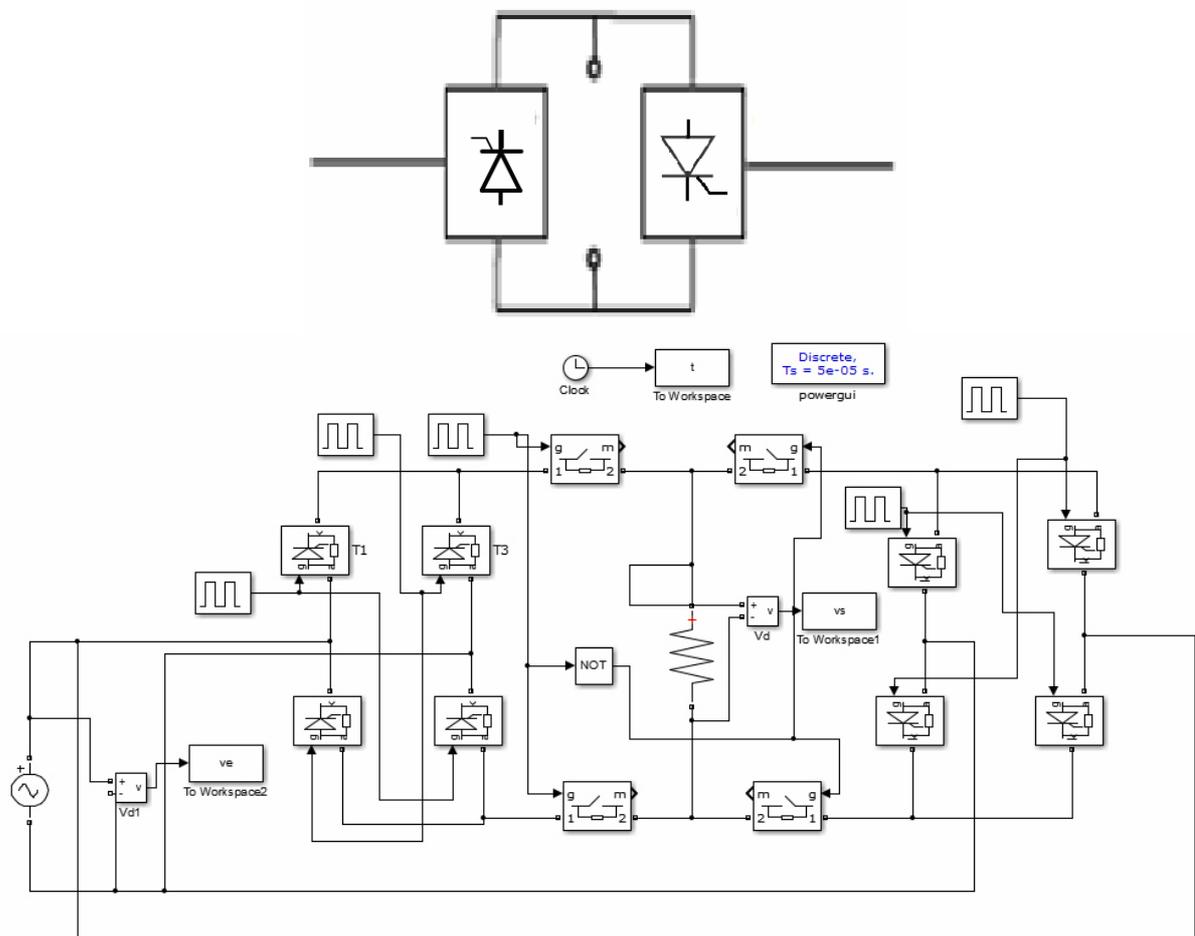


Figure 14 : cycloconvertisseur monophasé

Signalons également que, comme en redressement commandé, les différents groupements tête-bêche peuvent fonctionner avec ou sans courant de circulation.

Exemple de montages utilisés

Les cycloconvertisseurs se classent en fonction de leur indice de pulsation, qui correspond, comme pour les montages redresseurs, au nombre de commutations se produisant au cours d'une période du réseau d'alimentation. On conçoit aisément que l'élaboration de signaux à faible taux d'harmoniques est d'autant plus facile que cet indice est plus élevé, mais comme le nombre de thyristors augmente également en proportion, les réalisations se rangent essentiellement dans l'une des deux catégories suivantes:

Cycloconvertisseurs d'indice de pulsation égal à 3

Comme indiqué ci-dessous, ils sont constitués par des associations de redresseurs de type P3. Les inductances, dont le rôle est de limiter l'amplitude des courants de circulation, peuvent évidemment être supprimées si on n'utilise pas ce mode de fonctionnement.

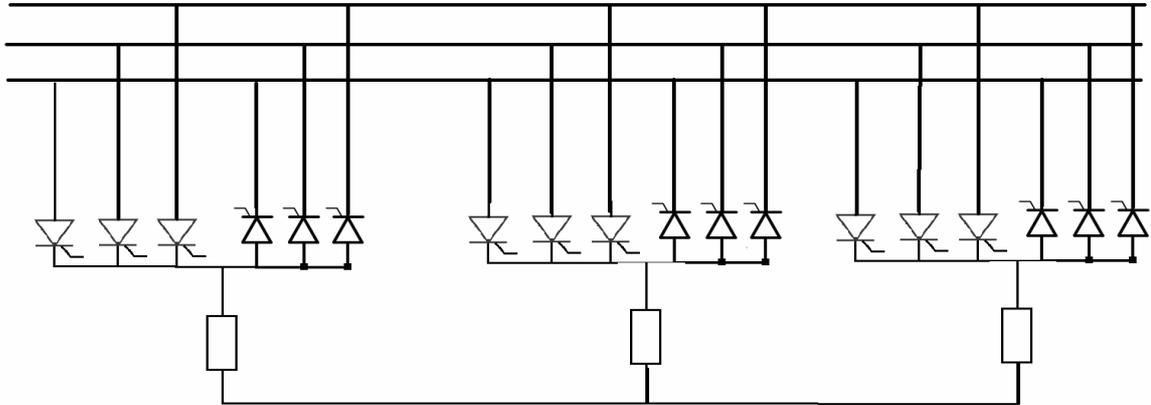
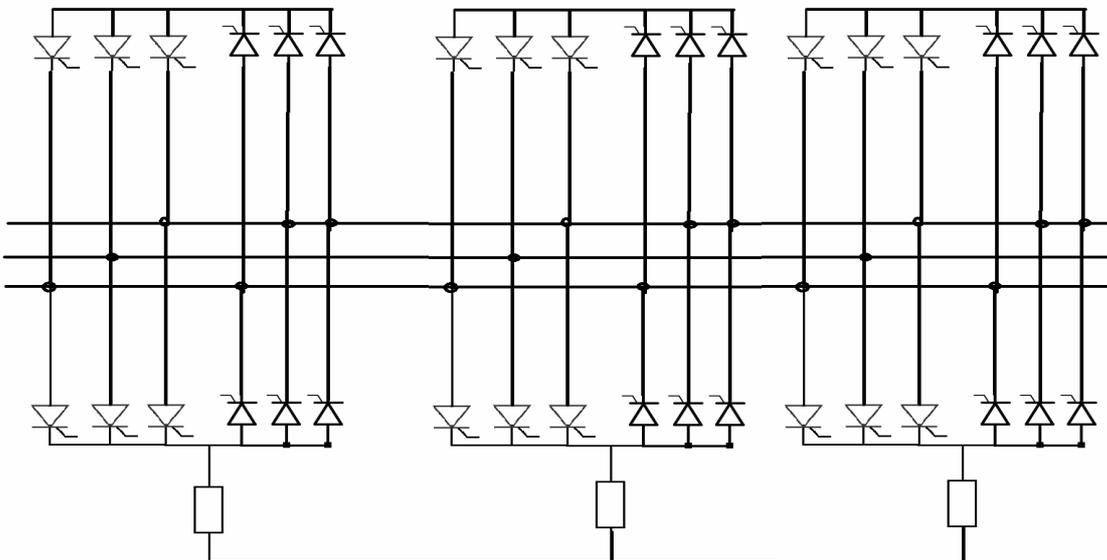


Figure 15 : cycloconvertisseur triphasé

Cycloconvertisseurs d'indice de pulsation égal à 6

Ce sont les dispositifs les plus couramment utilisés. Plusieurs schémas sont possibles. Nous ne citerons ici que le montage de base, constitué de redresseurs de type PD3 (figure 16), en signalant simplement qu'il n'est utilisable que lorsque la charge est effectivement constituée de trois éléments indépendants.



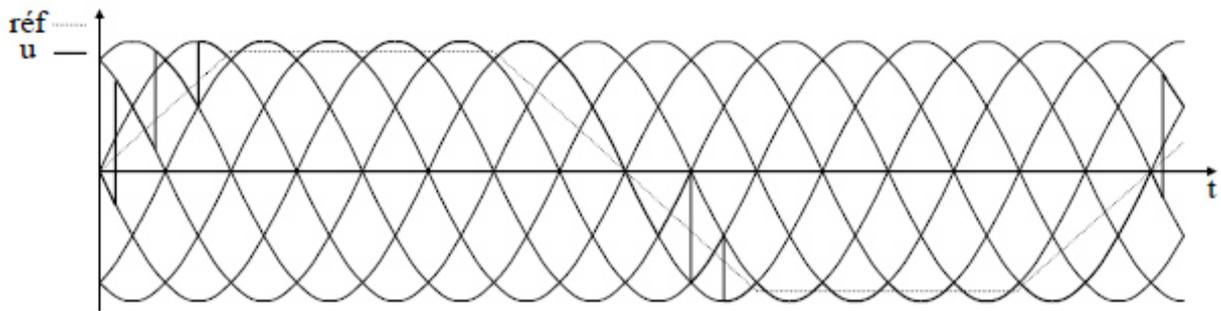


Figure 16 : cycloconvertisseur triphasé en pont

Applications des cycloconvertisseurs

Vu la complexité de ces dispositifs, celles-ci se situent essentiellement dans le domaine des fortes puissances. En dehors de leur utilisation dans les variateurs de vitesse pour machines alternatives, les cycloconvertisseurs peuvent être employés dans les domaines suivants:

1- Transposition de la fréquence d'une source

La fréquence optimale de fonctionnement des groupes générateurs d'électricité étant généralement supérieure à la fréquence industrielle, on peut, dans le cas des équipements alimentés de façon autonome, faire fonctionner la source à la fréquence qui optimise ses performances, puis ramener celle-ci aux fréquences convenant au fonctionnement des différents éléments de la charge grâce à un ou plusieurs cycloconvertisseurs.

2- Génération de puissance réactive

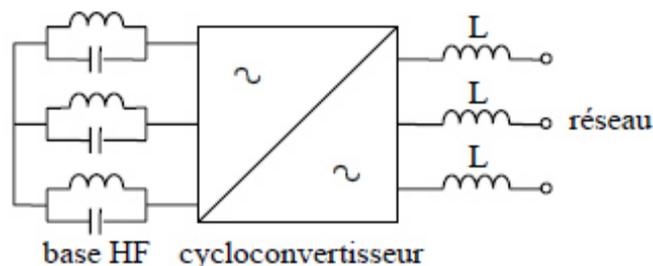


Figure 17 : application d'un cycloconvertisseur

Une des techniques possibles consiste à employer une "base haute fréquence". La structure de principe est représentée ci-contre. Le cycloconvertisseur, alimenté par des signaux de fréquence élevée (élaborés ici à l'aide de simples circuits oscillants, puisque le montage ne doit pas fournir de puissance active), débite sur le réseau par l'intermédiaire des inductances L . On le commande de façon à ce que ses tensions de sortie aient la même pulsation ω_0 que les tensions du réseau et soient en phase avec elles. Ses courants de sortie étant, de ce fait, en quadrature avec les tensions, la puissance réactive fournie par le cycloconvertisseur peut se mettre sous la forme $\frac{(U_1 - u)U}{L\omega_0}$, avec U_1 , valeur efficace du fondamental de la tension de

sortie entre phases du cycloconvertisseur et U , valeur efficace correspondante pour le réseau. En agissant sur l'amplitude de U_I , on peut donc faire varier la puissance réactive fournie ou absorbée par le dispositif.

3- Connexion de deux réseaux de fréquence différente

Le schéma unifilaire de principe est représenté ci-dessous. Suivant le sens de transfert de la puissance, les cycloconvertisseurs absorbent ou fournissent de la puissance active à la sortie. Comme dans l'application précédente, la base HF procure les signaux de fréquence élevée à l'entrée de chaque cycloconvertisseur. Les filtres, eux, ont pour rôle de réduire les harmoniques des courants de sortie.

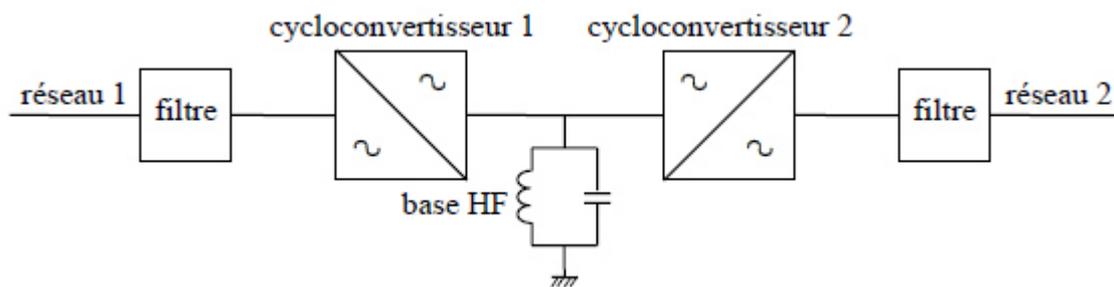


Figure 18 : application d'un cycloconvertisseur