

Redresseurs et onduleurs assistés

par **François BERNOT**
*Ingénieur de l'École Supérieure d'Électricité
Docteur en sciences pour l'ingénieur
Professeur des universités à l'école d'Ingénieurs de Tours*

1. Redresseurs à diodes	E 3 962 - 2
1.1 Notations et méthodes de calcul.....	— 2
1.2 Redresseur à une seule diode	— 5
1.3 Redresseur à deux ou quatre diodes	— 6
1.4 Redresseur à trois diodes	— 8
1.5 Redresseur à six diodes	— 8
1.6 Comparaison des redresseurs à diodes	— 9
2. Redresseurs et onduleurs assistés à thyristors.....	— 10
2.1 Généralités	— 10
2.2 Redresseur à un thyristor.....	— 11
2.3 Redresseur à deux ou quatre thyristors	— 12
2.4 Redresseur monophasé sur charge active	— 14
2.5 Redresseur associé à un gradateur	— 15
2.6 Redresseur à trois thyristors.....	— 15
2.7 Redresseur à six thyristors	— 17
2.8 Comparaison des redresseurs à thyristors.....	— 19
3. Associations de redresseurs	— 19
3.1 Redresseurs mixtes	— 19
3.2 Redresseurs à quatre quadrants	— 21
3.3 Filtrage et protection des redresseurs	— 23
4. Conclusion	— 24

La fonction « **redresseur assisté** » consiste à transformer une tension ou un courant alternatif en son équivalent continu, avec une assistance des commutations par la source. Étant essentiellement utilisée sur le réseau de distribution à 50 Hz pour réaliser des sources continues variables ou non (à un, deux ou quatre quadrants), elle représente une part importante des applications d'électronique de puissance. Nous limiterons donc notre étude à cette situation, au sein des deux paragraphes concernant le redressement.

Le premier interrupteur de puissance solide commercialisé fut historiquement la diode, suivie par le thyristor.

Ses prédécesseurs à tubes étaient alors déjà bien avancés, et permettaient d'atteindre des puissances respectables de plusieurs mégawatts. Ils portaient les noms de thyratrons, ou de redresseurs polyanodiques, lorsque plusieurs anodes étaient utilisées. Leur principe de fonctionnement rappelait celui des transistors de type JFET (Transistor à effet de champ à jonction). Les réalisations obtenues étaient encombrantes en raison des très faibles densités de courant rencontrées, et surtout fragiles, à cause du verre utilisé.

Heureusement, nous disposons maintenant, pour remplir cette fonction redresseur, de diodes et de thyristors qui couvrent une plage de puissance très importante, commençant à un watt pour finir au gigawatt (associations de

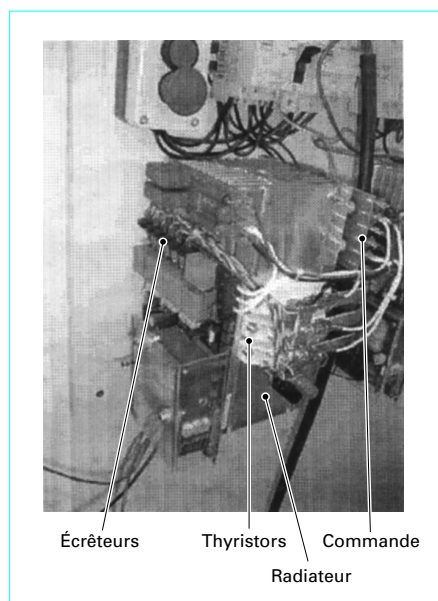


Figure A – Redresseur à thyristors de 5 kW, avec sa commande (source Semikron)

composants). La figure **A** présente un pont redresseur complet de 5 kW nominal, avec sa commande et ses protections.

Jusqu'aux années 1980, les applications de vitesse variable étaient principalement réalisées avec des machines à courant continu, alimentées par des redresseurs commandables. Le développement spectaculaire des IGBT (Insulated-Gate-Bipolar-Transistor) a transféré beaucoup de ces applications vers les machines synchrones ou asynchrones. Il reste néanmoins encore de nombreuses « niches » où la première solution est la plus intéressante.

Les moteurs à courant continu sont des éléments essentiellement inductifs. Les redresseurs alimentés par le réseau seront donc très bien adaptés à leur commande, tant par l'induit que par l'inducteur. Il sera souvent inutile d'ajouter des inductances de lissage, celles du moteur étant suffisantes. Ces associations « moteur-redresseur » sont encore souvent utilisées, chaque fois que la bande passante requise est faible. En effet, un redresseur ne pouvant pas réagir plus vite que le réseau qui l'alimente, ces structures ne sont pas intéressantes en robotique.

Cet article présente d'abord les ponts redresseurs à diodes ; puis leurs homologues à thyristors, mixtes ou non. Les différentes versions monophasées et triphasées y sont systématiquement présentées. Le calcul complet des tensions est détaillé, mais pas celui des courants de sortie. Ces développements incluent aussi les interactions entre un redresseur et un moteur à courant continu. Lorsque le montage est réversible, il est appelé « **onduleur** ».

1. Redresseurs à diodes

Les redresseurs à diodes se présentent sous cinq formes élémentaires, comportant respectivement une, deux, trois, quatre ou six diodes. Nous étudierons en détail les fonctionnements correspondants car ils introduisent ceux des redresseurs à thyristors.

1.1 Notations et méthodes de calcul

1.1.1 Notations

Les notations utilisées dans les paragraphes 1 et 2 sont les suivantes :

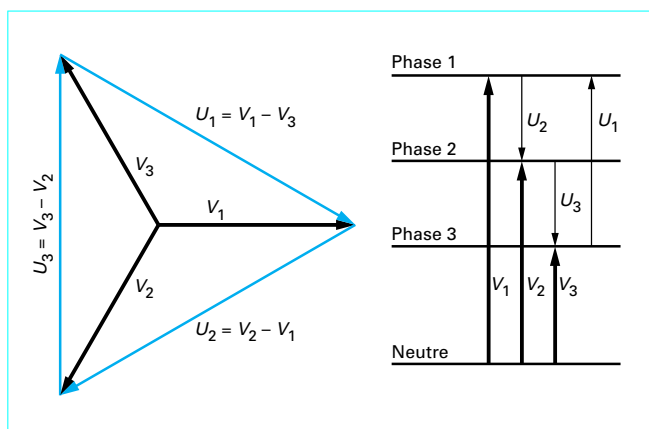


Figure 1 – Diagramme vectoriel des tensions

$v(t)$ source de tension sinusoïdale simple (neutre-phase, figure 1) ;

V valeur efficace de $v(t)$ et V_m valeur crête ;

$u(t)$ source de tension sinusoïdale composée (phase-phase, figure 1) ;

U valeur efficace de $u(t)$ et U_m valeur crête ;

E force électromotrice d'un moteur à courant continu ;

S tension de sortie et S_0 étant sa valeur moyenne ;

f fréquence (en Hz) ;

$$\omega = 2\pi f \text{ pulsation (en rad/s)}$$

■ En régime triphasé, nous numérotions les tensions dans l'ordre des vecteurs, avec les conventions du diagramme vectoriel de la figure 1 :

— pour les tensions simples :

$$\left. \begin{aligned} v_1(t) &= V\sqrt{2} \sin(\omega t) \\ v_2(t) &= U\sqrt{2} \sin\left(\omega t - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ v_3(t) &= U\sqrt{2} \sin\left(\omega t + 2\frac{\pi}{3}\right) \end{aligned} \right\}$$

— pour les tensions composées :

$$\left. \begin{aligned} u_1(t) &= U\sqrt{2} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \\ u_2(t) &= U\sqrt{2} \sin\left(\omega t - 5\frac{\pi}{6}\right) \\ u_3(t) &= U\sqrt{2} \sin\left(\omega t + 3\frac{\pi}{6}\right) \end{aligned} \right\}$$

■ Nous noterons, dans les figures :

— R pour une résistance isolée ;

— RL pour un ensemble de résistances et inductances connectées de façon quelconque ;

— RLE pour un même ensemble qui inclut, en plus, des sources de tension.

La lettre C indiquera que des condensateurs sont présents dans cette charge (par exemple RLC).

■ Précisons, enfin, que nous utiliserons la variable angulaire globale ωt au lieu du temps seul. Cette notation permet de simplifier les calculs, en exprimant par exemple les périodes sous la forme de fractions ou de multiples de π . Cette convention permet en effet

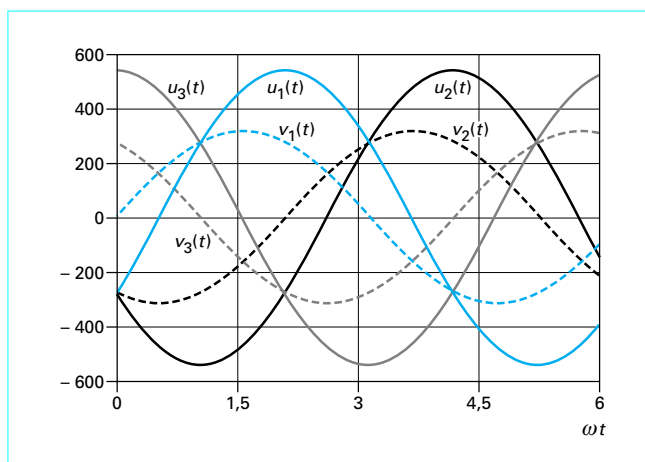


Figure 2 – Tensions triphasées utilisées

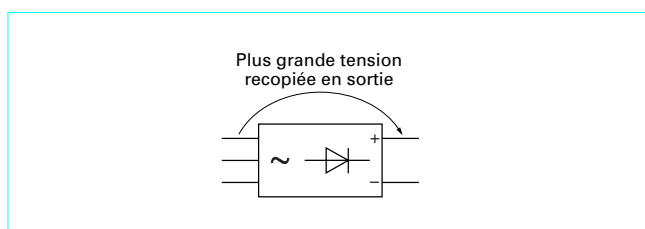


Figure 3 – Conventions pour l'amorçage des diodes

d'écrire les intégrales temporelles en régime périodique, sous la forme :

$$\frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(x) dx$$

où la variable temporelle t devient $x = \omega t$, donc $dt = dx/\omega$ (avec $\omega t = 2\pi$).

La figure 2 présente les formes d'onde temporelles des six vecteurs précédents. Nous y retrouvons les déphasages relatifs entre les différentes courbes.

■ Les notions d'entrée et de sortie d'un redresseur correspondront pour les paragraphes 1 et 2 au côté continu pour la sortie et au côté alternatif pour l'entrée. Lorsqu'un montage fonctionnera en onduleur assisté, nous conserverons ces conventions.

1.1.2 Fonctionnement d'un ensemble de diodes et de thyristors en présence de sources de tension alternatives

Lorsque plusieurs diodes sont mises en présence d'un ensemble de sources alternatives, le redresseur « recopie » en sortie la source dont l'amplitude est la plus grande (figure 3) ; on en déduit directement les diodes conductrices.

Cette méthode simple permet de saisir rapidement le fonctionnement d'un redresseur, mais elle trouve sa limite dans l'étude des ponts à thyristors, notamment lorsque les notions de conduction continue sont abordées. Ce fonctionnement en diodes sert toutefois de base pour l'étude des redresseurs à thyristors, car il correspond toujours au cas de l'angle d'amorçage nul.

Pour aborder les structures commandées, il faut rappeler les notions suivantes :

- un thyristor est un élément qui s’amorce lorsqu’une impulsion lui est envoyée, mais avec la condition que la tension à ses bornes soit positive et que le courant croisse suffisamment ensuite ;
- réciproquement, le thyristor ne s’éteint que si le courant qui le traverse s’annule et que la tension à ses bornes s’inverse ensuite.

Une diode se comporte de la même façon, mais en se mettant en conduction dès que sa tension devient positive.

Lorsque ces éléments (thyristors et diodes) se trouvent associés dans un redresseur, le raisonnement à tenir est le suivant :

- avant d’envoyer un ordre de commande, le thyristor à allumer voit-il une tension positive ?
- après allumage, son courant a-t-il crû suffisamment, et quels interrupteurs voient leur courant décroître ?
- après blocage, quel élément voit une tension négative ?

Sur une période de fonctionnement, il doit y avoir autant de mises en conduction que d’extinctions d’interrupteurs.

Le respect de cette procédure permet de comprendre le fonctionnement d’un redresseur, mais aussi, en présence d’un pont à régler, d’affecter les bonnes commandes aux bons thyristors. Elle permet aussi de déjouer la difficulté posée par la présence d’une source de tension en sortie d’un pont, comme la f.é.m. (force électromotrice) d’un moteur par exemple, mais aussi d’éliminer un montage mal étudié.

1.1.3 Méthode générale de calcul des tensions et des courants

Le calcul des expressions analytiques du courant et de la tension utilise des intégrales posées sur chacune des portions de signal que suit l’onde de sortie, avec pour le courant une séparation en deux régimes (continu et alternatif). Nous définirons aussi le taux d’ondulation.

1.1.3.1 Calcul des tensions

La tension moyenne S_0 fournie par un redresseur se calcule au moyen d’une intégrale posée sur la période λ (en radians) de la tension de sortie, afin d’utiliser une nouvelle variable angulaire $x = \omega t$ exprimée aussi en radians (§ 1.1.1).

$$S_0 = \frac{1}{\lambda} \int_0^\lambda f(\omega t) d(\omega t) \quad (1)$$

1.1.3.2 Calcul des courants

Intéressons-nous au pont redresseur représenté sur la figure 4. Il est connecté à une charge *RLE* (série dans ce cas), qui représente le cas général. Les capacités parasites sont le plus souvent négligées vu la faible fréquence du réseau.

Le calcul du courant de sortie i_s utilise le théorème de superposition, en décomposant le pont en deux générateurs indépendants :

- source continue pure due à S_0 et E ;
- source alternative pure due à $s_{ac}(t)$.

Le courant total dans la charge s’obtient par sommation des deux expressions continue et alternative. Un exemple de calcul est donné dans le paragraphe 2.4.2 pour un redresseur à quatre thyristors en conduction continue et discontinue.

■ Composante continue du courant

La première étape du calcul est illustrée par la figure 5. Elle ne fait intervenir que les éléments non réactifs, et donne directement :

$$I_0 = \frac{S_0 - E}{R} \quad (2)$$

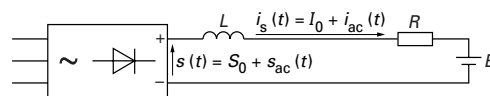


Figure 4 – Redresseur avec une charge *RLE*

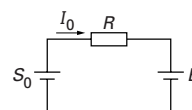


Figure 5 – Composante continue du courant

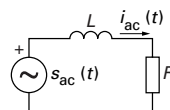


Figure 6 – Composante alternative du courant

Ce résultat met en évidence le fait que, si le moteur entraîné tourne trop vite :

$$E > S_0$$

alors son courant s’annulera, car il ne peut pas être négatif dans le redresseur.

■ Composante alternative du courant

L’étude de la composante alternative se ramène à celle du réseau de la figure 6. Ce circuit conduit à l’équation différentielle :

$$s_{ac}(t) = R i_{ac}(t) + \frac{L di_{ac}(t)}{dt} \quad (3)$$

Sa solution classique se décompose en une réponse libre et une réponse forcée.

- La **réponse libre** s’exprime toujours par :

$$i_{ac \text{ libre}}(t) = A \exp\left(\frac{-R}{L\omega} \omega t\right) \quad (4)$$

- La forme de la seconde réponse dépend de l’allure de la source :

$$s_{ac}(t) = \sin(\omega t - \phi_e)$$

Cette **réponse forcée** s’écrit, durant la période considérée, avec la source sinusoïdale considérée :

$$i_{ac \text{ forcée}}(t) = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \phi_e - \phi) \quad (5)$$

avec

$$\tan \phi = \frac{L\omega}{Z}$$

et

$$Z = \sqrt{(L\omega)^2 + R^2}$$

● Ajoutons qu’un cas particulier se rencontre avec les **ponts mixtes** : la tension de sortie reste constante lors des phases de conduction des diodes de roue libre. Durant ces périodes, il n’y a donc plus de réponse forcée à intégrer.

Le calcul exact du courant dépend des conditions initiales, de l'enchaînement des diverses séquences de conduction des diodes et des thyristors.

Taux d'ondulation

Nous définissons la notion de taux d'ondulation de la tension de sortie T_{ond} adopté dans cet article, par :

$$T_{\text{ond}} = s_{\text{ac crête}} (2S_0) \quad (6)$$

où $s_{\text{ac crête}}$ est la valeur crête à crête de la tension de sortie, qui vaut le double de l'amplitude de sa composante alternative.

Nous aurions pu choisir une autre définition, à partir du spectre fréquentiel, par exemple ; mais la relation (6), tout en étant simple, permet une meilleure comparaison des structures.

1.2 Redresseur à une seule diode

1.2.1 Fonctionnement théorique

La figure 7 décrit un redresseur élémentaire à une diode (D), utilisé pour transformer la tension alternative fournie par le réseau en une tension continue.

Appliquons le raisonnement proposé au paragraphe 1.1.2. Lorsque la tension d'entrée $v(t)$ est positive, la tension aux bornes de la résistance R est nulle tant que cette dernière ne voit pas de courant. La diode est donc soumise à une tension directe positive, qui la rend conductrice dès $\omega t > 0$. La tension de sortie $s(t)$ recopie alors la tension d'entrée, puis, après une demi-période, le courant dans la résistance s'annule. La diode se trouve ensuite placée dans des conditions de blocage, car sa tension s'inverse.

En conséquence, seules les alternances positives de la source sont transmises vers la sortie, les autres étant bloquées.

Ce dispositif est rarement utilisé tel quel, sauf dans les systèmes très simples où le coût est prépondérant. Nous remarquons que la fréquence fondamentale (50 Hz) de la composante alternative de la tension de sortie possède un contenu harmonique riche, qui rend le filtrage difficile.

Détaillons le fonctionnement précédent afin de bien déterminer les bases requises par les ponts complexes. Deux étapes distinctes apparaissent dans le fonctionnement de ce redresseur ; la diode est soit passante soit bloquée.

Rappelons à cet effet les **mécanismes de conduction** d'une diode :

- elle est passante si un courant la traverse (ce qui est l'interprétation de la présence à ses bornes d'une tension positive d'environ 1 V) ;
- elle est bloquée si la tension v_D à ses bornes est négative.

Nous en déduisons les **conditions de commutation** :

- la diode se bloque lorsque son courant s'annule ;
- elle devient conductrice lorsque sa tension s'annule.

● La **mise en conduction** de la diode est représentée sur la figure 8a. En nous plaçant à l'instant initial, juste avant la phase de conduction, la tension de la source est en train de devenir positive.

Le courant de sortie $i_s(t)$ et, par conséquent, la tension de sortie sont nuls, mais la diode va pouvoir devenir passante, car sa tension v_D devient positive.

● Analysons maintenant la figure 8b. La tension positive de la source permet à la diode de véhiculer un courant durant :

$$\omega t = \pi$$

La sortie recopie l'entrée car la diode est passante ($v_D = 0$).

● La deuxième étape de fonctionnement est caractérisée par le **blocage de la diode** (figure 8c), le courant de sortie devient alors nul, et plus aucune énergie n'est transmise à la sortie.

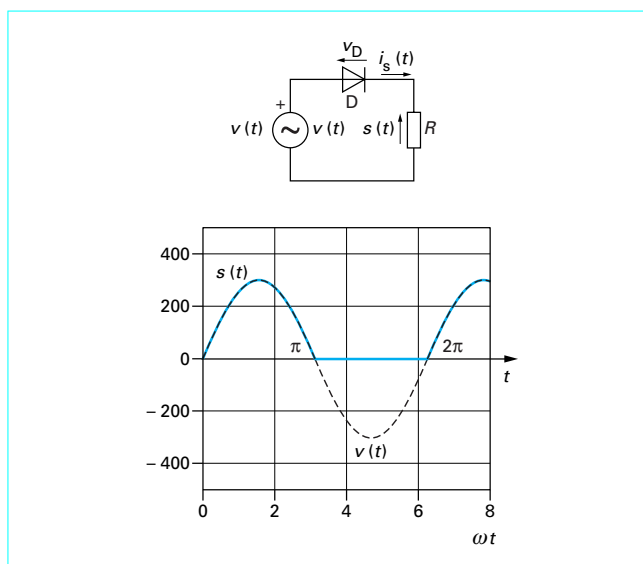


Figure 7 – Redresseur monoalternance à une diode : fonctionnement théorique

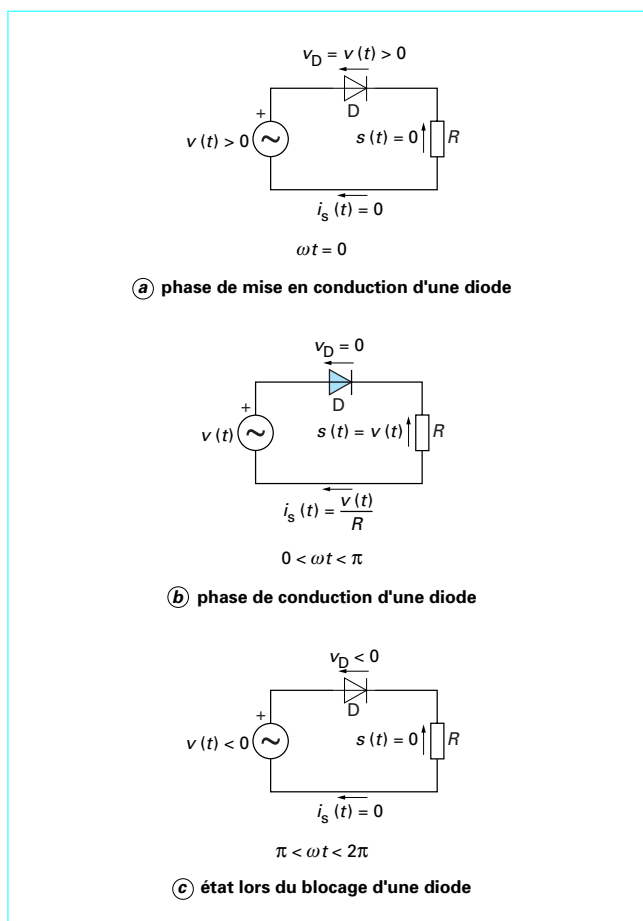


Figure 8 – Mécanismes de conduction d'une diode

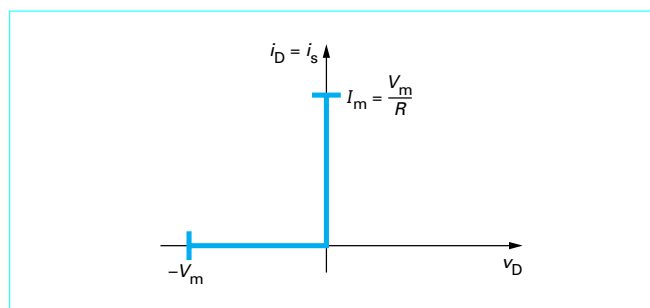


Figure 9 – Trajectoire de fonctionnement de la diode

La transition entre les états conducteur et passant est réalisée par l'annulation du courant de sortie, liée à celle de la tension d'entrée. La diode arrive alors dans un état où sa tension devient négative, ce qui garantit son blocage correct.

■ Nous remarquons dans les explications précédentes que le point de **fonctionnement** :

$$i_D(t) = i_s(t) ; v_D(t)$$

de la diode longe les axes du plan courant-tension : la figure 9 présente cette **trajectoire**. En effet, il n'apparaît jamais simultanément une tension et un courant aux bornes du composant, même durant les commutations. Les pertes thermiques dans la diode sont donc limitées à celles dues à la chute de tension directe pendant la phase de conduction. Cette caractéristique explique pourquoi des composants de taille réduite peuvent conduire des courants très importants.

1.2.2 Calcul de la tension de sortie

■ En considérant la variable angulaire ωt , le montage de la figure 7 fournit une **tension moyenne de sortie** S_0 calculée grâce à l'intégrale [cf. relation (1)] :

$$S_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi v(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_m}{2\pi} \int_0^\pi \sin(\omega t) d(\omega t)$$

soit encore, en explicitant les différents composants :

$$S_0 = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi} [-\cos(\pi) + \cos(0)] = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} \quad (7)$$

où $V\sqrt{2}$ est la valeur crête de la tension d'entrée.

La valeur moyenne de la tension de sortie vaut donc $\sqrt{2}/\pi = 0,45$ fois la tension efficace d'entrée soit 32 % de la tension crête d'entrée.

Par contre, il faut noter que la tension de sortie évolue entre 0 et $V\sqrt{2}$, son amplitude crête à crête vaut donc aussi $V\sqrt{2}$.

■ En utilisant la relation (6), nous pouvons déterminer le **taux d'ondulation en sortie** :

$$T_{\text{ond}} = \frac{V\sqrt{2}}{2 \frac{V\sqrt{2}}{\pi}} = \frac{\pi}{2} = 157 \% \quad (8)$$

Nous constatons que cette valeur est très élevée.

1.3 Redresseur à deux ou quatre diodes

Le redresseur bialternance peut être réalisé de deux façons : en **pont complet** (quatre diodes) ou en **demi-pont** (deux diodes). Les

chronogrammes de sortie étant dans les deux cas identiques, nous commencerons notre étude par la première solution, sur charge résistive puis inductive, pour finir par une approche rapide de la deuxième (§ 1.3.4).

1.3.1 Fonctionnement théorique du pont complet sur charge résistive

La version du redresseur à diodes en pont complet, représentée sur la figure 10 comporte quatre diodes, qui fonctionnent par paire ; (D1, D2) et (D3, D4). Nous y observons l'effet du redressement des portions négatives de la tension d'entrée vers la sortie.

La figure 11 représente la conduction de la première paire de diodes (D1, D2), obtenue lorsque la tension d'entrée $v(t)$ est positive. Réciproquement, l'autre paire est conductrice durant la demi-période suivante.

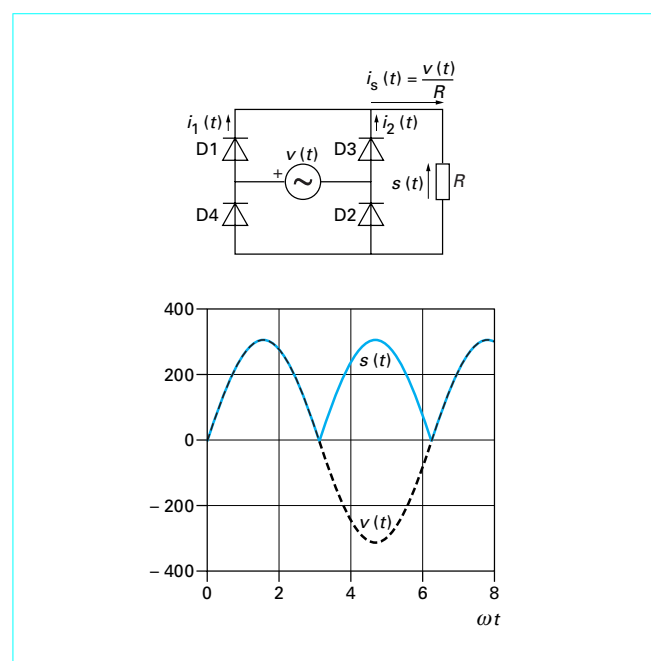


Figure 10 – Pont redresseur complet à diodes sur charge résistive

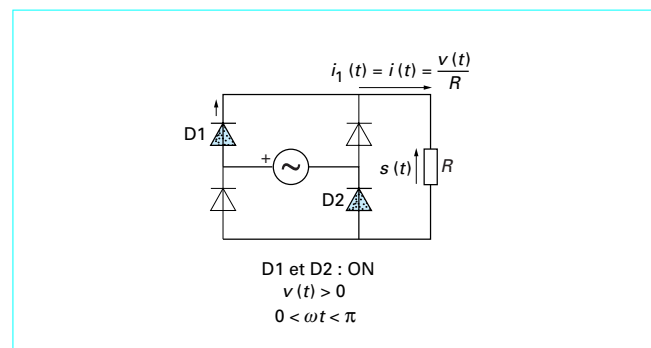


Figure 11 – Première phase de conduction d'un pont redresseur complet sur charge résistive

Les **conditions de commutation** sont semblables à celles obtenues avec le montage à une diode (§ 1.2). Avec une **charge purement résistive**, la tension de sortie recopie la tension d'entrée en valeur absolue. Elle passe donc par zéro à chaque fois que la tension d'entrée $v(t)$ s'annule. La commutation entre diodes se passe alors à courant et tension nuls, donc sans pertes, comme nous l'avons représenté sur la figure 9.

1.3.2 Fonctionnement théorique du pont complet sur charge inductive

Lorsque la charge devient inductive, le courant ne s'annule plus au passage par zéro de la tension d'entrée, car l'énergie cinétique emmagasinée retarde sa décroissance.

■ Nous obtenons, par exemple, le fonctionnement décrit sur la figure 12a pour une charge **faiblement inductive**, où la valeur de l'inductance représente 30 % de celle de la résistance. Nous y remarquons la déformation du courant, due au retard de phase imposé par l'inductance, qui élimine le passage par zéro du courant.

La commutation des diodes se fait toujours de façon naturelle, à tension nulle. Le courant n'est en revanche plus nul à ces instants, mais nous retrouvons encore la courbe de commutation de la figure 9.

■ Lorsque la valeur de l'**inductance augmente**, l'effet du lissage s'intensifie et le courant de sortie devient quasiment constant, comme le montre la figure 12b.

■ Précisons que l'**intérêt d'un lissage** excessif du courant est discutable. En effet, les pertes supplémentaires dans l'inductance sont à comparer à celles qui disparaissent dans le pont grâce au lissage (amplitude réduite de l'ondulation du courant, donc de sa valeur efficace). De plus, le filtrage étant réalisé en réduisant la vitesse de montée du courant, la bande passante du redresseur sera atténuée. Il y a donc une **valeur optimale** à respecter.

Nous verrons (§ 2.4) avec les ponts à thyristors un autre intérêt du lissage, qui permet de simplifier la commande du convertisseur et d'obtenir un fonctionnement de type onduleur assisté.

1.3.3 Calcul de la tension de sortie

En notant que la période de la tension de sortie vaut maintenant π , réutilisons la méthode du paragraphe 1.2.2 pour calculer la **valeur moyenne S_0 de la tension de sortie** ; nous obtenons maintenant :

$$S_0 = \frac{2V\sqrt{2}}{\pi} \quad (9)$$

Nous trouvons alors que la valeur moyenne obtenue vaut $2\sqrt{2}/\pi = 0,90$ fois la tension efficace d'entrée, soit 64 % de la tension crête d'entrée, soit le double du résultat obtenu en redressement monoalternance [relation (7)].

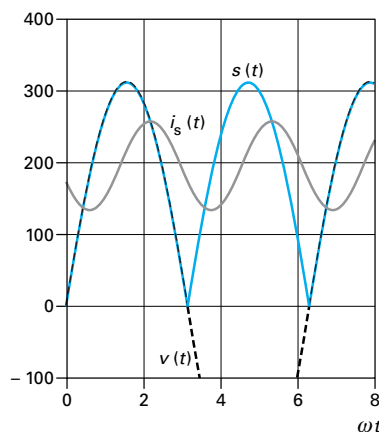
L'amplitude crête à crête de la tension de sortie vaut toujours $V\sqrt{2}$, ce qui conduit au **taux d'ondulation en sortie** suivant :

$$T_{\text{ond}} = \frac{V\sqrt{2}}{2 \times 2 V\sqrt{2}} = \frac{\pi}{4} = 78 \% \quad (10)$$

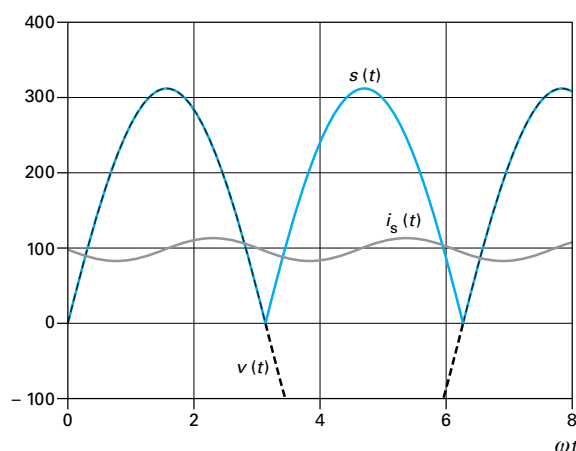
Cette valeur est deux fois plus faible que celle obtenue en redressement simple alternance [relation (8)].

1.3.4 Demi-pont push-pull

L'autre solution pour réaliser le redressement bialternance est le pont push-pull, représenté sur la figure 13a. Il fournit la même tension de sortie que le pont complet de la figure 10.



ⓐ charge faiblement inductive : 30 % de la résistance



ⓑ charge fortement inductive : 200 % de la résistance

Figure 12 – Pont redresseur à diodes. Conduction continue sur charge inductive

La figure 13b illustre la phase de conduction de la diode D1, où le courant au lieu de se refermer par D2 revient par le point milieu du transformateur.

Nous voyons que, dans ce redresseur, la diode D1 conduit seule lorsque la tension d'entrée $v(t)$ est positive, et inversement pour D2.

En utilisant un transformateur à point milieu, le nombre de diodes est divisé par deux, mais les enroulements secondaires sont sous-utilisés, car ils ne sont traversés par du courant que durant la moitié du temps.

Nous concluons que cette structure reporte la complexité du semi-conducteur vers les enroulements du transformateur.

■ Soulignons l'identité entre les formes d'onde de la tension de sortie et les tensions du pont complet (§ 1.3.2), à condition de considérer la tension $v_1(t)$ d'un demi-bobinage, à la place de $v(t)$ précédemment.

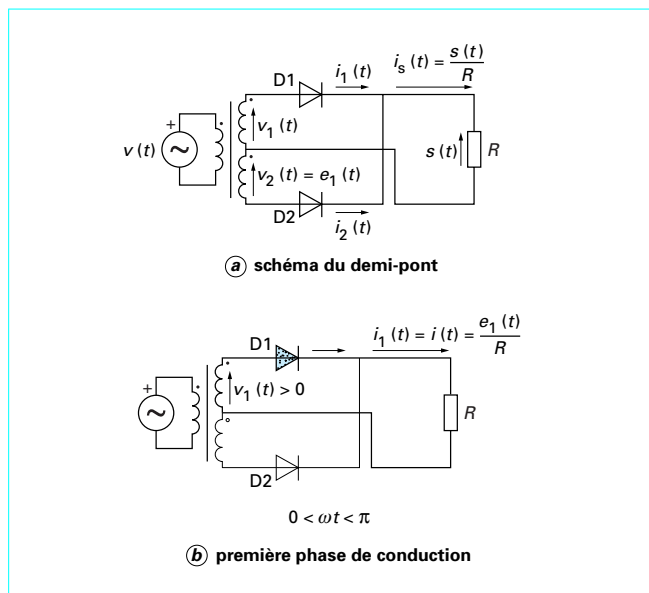


Figure 13 – Redresseur push-pull

1.4 Redresseur à trois diodes

Ce redresseur découle directement du push-pull à deux diodes (figure 13), en utilisant un transformateur triphasé à la place d'un monophasé.

1.4.1 Fonctionnement théorique

Trois sources alternatives (figure 14) déphasées les unes par rapport aux autres de $2\pi/3$, sont connectées sur chacune des diodes formant le redresseur. Le transformateur est couplé en étoile au secondaire, afin de réaliser un neutre, qui sert de référence négative de potentiel. Le couplage côté primaire est libre, la solution triangle est souvent retenue, car elle améliore la forme du courant absorbé par la ligne, en éliminant certains harmoniques.

■ En appliquant la règle de conduction définie au paragraphe 1.1.2, nous obtenons les **formes d'ondes** de sortie de la figure 15. Nous remarquons la disparition du passage par zéro de la tension $s(t)$, qui réduit l'amplitude de la composante alternative par rapport aux versions monophasées et surtout garantit une conduction continue des diodes.

Nous voyons aussi que la commutation entre deux diodes a lieu tous les $\omega t = 2\pi/3$, avec la première à l'instant $\omega t = \pi/6$. En version monophasée, cette périodicité valait π , avec un début à $\omega t = 0$.

1.4.2 Calcul de la tension de sortie

L'intégrale (1) effectuée sur une période de la tension de sortie, donne pour la valeur moyenne de cette tension :

$$S_0 = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} v(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_m}{2\pi/3} \int_{\pi/6}^{5\pi/6} \sin(\omega t) d(\omega t)$$

Soit :

$$S_0 = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi/3} [-\cos(5\pi/6) + \cos(\pi/6)] = \frac{3V\sqrt{2}\sqrt{3}}{2\pi} \quad (11)$$

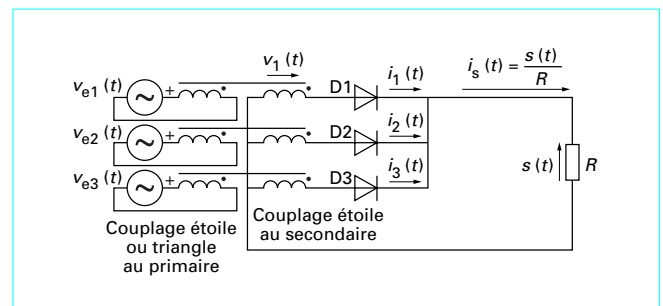


Figure 14 – Redresseur push-pull triphasé

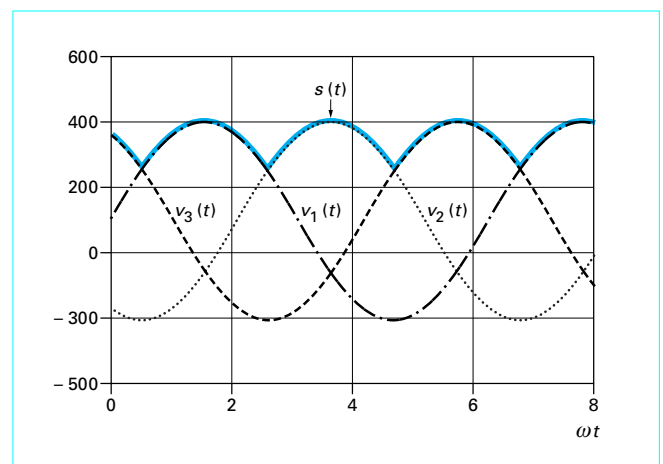


Figure 15 – Formes d'ondes avec un redresseur push-pull triphasé

Nous obtenons $3\sqrt{6}/(2\pi) = 1,16$ fois la tension efficace d'entrée soit 82 % de sa valeur crête.

L'amplitude crête à crête de la tension de sortie vaut dans ce cas

$$V\sqrt{2} [1 - \sin(\pi/6)] = 0,5 V\sqrt{2}$$

d'où le **taux d'ondulation en sortie** :

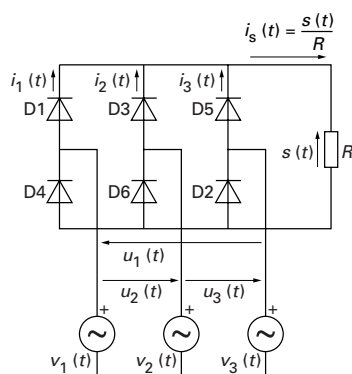
$$T_{\text{ond}} = \frac{V\sqrt{2}/2}{\frac{3V\sqrt{2}\sqrt{3}}{2\pi}} = \frac{\pi}{6\sqrt{3}} = 30 \% \quad (12)$$

Nous remarquons l'amélioration de la forme d'onde de sortie, grâce au fonctionnement triphasé.

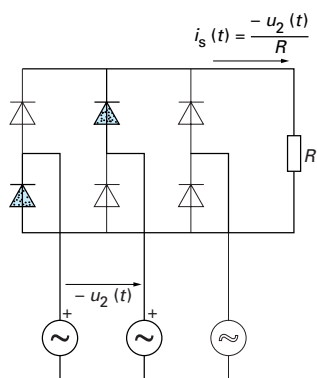
1.5 Redresseur à six diodes

1.5.1 Fonctionnement théorique

Le redresseur complet à six diodes de la figure 16a se déduit de celui à quatre diodes (figure 10), en y ajoutant une branche. Il faut alors le connecter sur une source triphasée. Un transformateur intermédiaire peut aussi être utilisé afin d'adapter le niveau de la tension de sortie. Il est souvent couplé en triangle au primaire et en étoile au secondaire.



(a) schéma du redresseur complet



(b) conduction des diodes à $\omega t = \pi/4$

Figure 16 – Redresseur triphasé à six diodes en pont complet

Le fonctionnement de ce pont triphasé reproduit ceux étudiés dans les paragraphes précédents. À chaque instant, c'est la source de tension appliquée en entrée [$u_1(t)$, $u_2(t)$ ou $u_3(t)$] dont l'amplitude est la plus grande, qui met en conduction la paire de diodes correspondante. La figure 16b montre par exemple ce qui se passe pour $\omega t = \pi/4$.

Nous démontrons ainsi que la tension de sortie reproduit les sommets des tensions composées d'entrée, comme l'indique la figure 17.

Nous voyons que la sortie recopie alternativement les tensions composées prises directement ou inversées.

L'ondulation de tension apparaît fortement réduite, car sa période vaut six fois celle de la source alternative. Ces qualités font que le filtrage est facilité.

L'allure de cette tension de sortie est tellement lisse que l'on ne rencontrera quasiment aucun problème pour effectuer des mesures électriques de puissance.

1.5.2 Calcul de la tension de sortie

La tension moyenne de sortie s'écrit [relation (1)] :

$$S_0 = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/6}^{3\pi/6} (-u_2 \omega t d(\omega t)) = \frac{U_m}{\pi/3} \int_{\pi/6}^{3\pi/6} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t)$$

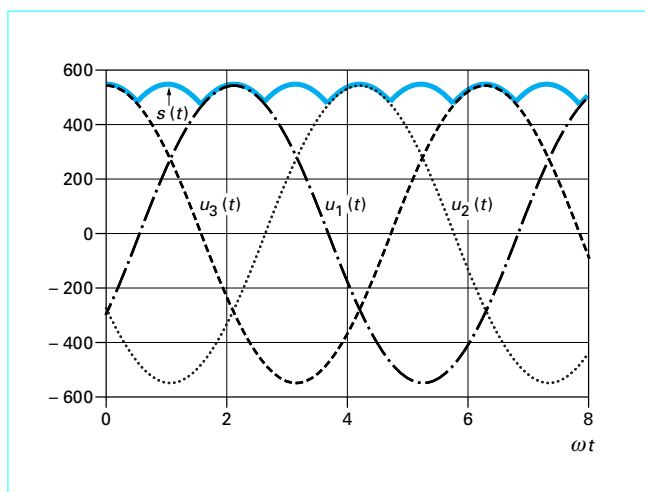


Figure 17 – Formes d'ondes d'un redresseur triphasé à six diodes en pont complet

soit :

$$S_0 = \frac{U\sqrt{2}}{\pi/3} \left[-\cos\left(\frac{4\pi}{6}\right) + \cos\left(\frac{2\pi}{6}\right) \right] = \frac{3U\sqrt{2}}{\pi} \quad (13)$$

Nous obtenons $3\sqrt{2}/\pi = 1,35$ fois la tension efficace d'entrée soit 95 % de sa valeur crête.

L'amplitude crête à crête de la tension de sortie est maintenant beaucoup plus faible qu'avant ; elle vaut :

$$U\sqrt{2} [1 - \sin(\pi/3)] = U\sqrt{2} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right) = 0,13 U\sqrt{2}$$

d'où le très faible taux d'ondulation :

$$T_{\text{ond}} = \frac{U\sqrt{2} (1 - \sqrt{3}/2)}{2 \frac{3U\sqrt{2}}{\pi}} = \frac{\pi(1 - \sqrt{3}/2)}{6} = 7 \% \quad (14)$$

1.6 Comparaison des redresseurs à diodes

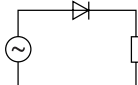
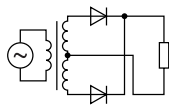
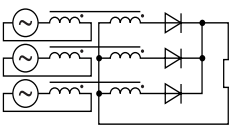
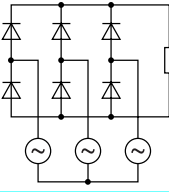
Regroupons les résultats des paragraphes précédents sur le tableau 1, afin de mieux les comparer.

Nous remarquons que lorsque le nombre de diodes augmente, la qualité du redressement s'améliore, tout comme la tension moyenne de sortie augmente.

Cela met clairement en évidence l'intérêt du réseau triphasé, vis-à-vis de son homologue monophasé dans les applications industrielles.

En étudiant les différentes versions de redresseurs à diodes, nous avons construit des sources de tension qui, dans le cas du pont complet triphasé, sont d'excellente qualité. Elles présentent toutes, cependant, les inconvénients de n'être ni variables, ni réversibles en courant. Ces fonctions nécessitent en effet d'introduire un paramètre de liberté dans leur fonctionnement, qui sera apporté par l'amorçage commandé des thyristors.

Tableau 1 – Bilan des performances des redresseurs à diodes

Configuration	S_0/V_m	T_{ond}
1 diode 	32 %	157 % (1)
2 diodes push-pull ou 4 diodes 	64 %	78 %
3 diodes 	82 %	30 %
6 diodes 	95 %	7 %

(1) Rarement utilisé.

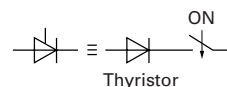
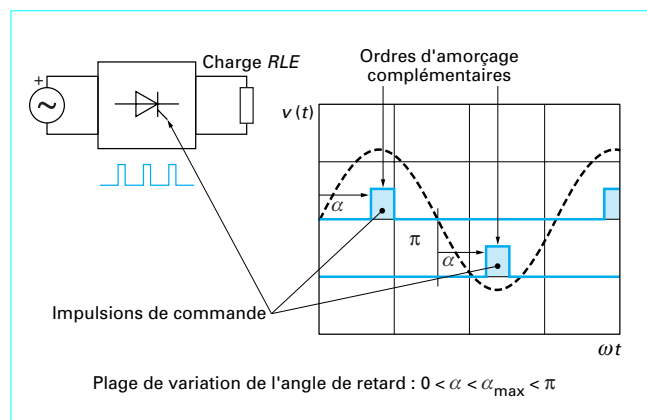
2. Redresseurs et onduleurs assistés à thyristors

2.1 Généralités

Nous appellerons thyristor un interrupteur réversible en tension, à amorçage commandé. Il peut être réalisé à l'aide de composants thyristors ou transistors. Ces derniers sont surtout intéressants lorsqu'une source alternative à haute fréquence doit être redressée. Par conséquent, nous nous contenterons dans ce paragraphe des applications alimentées par le réseau alternatif sinusoïdal à 50 Hz. Leur étude permettra de déduire le fonctionnement des versions à haute fréquence.

■ La principale **différence** entre un redresseur à diodes (§ 1) et un autre comportant exclusivement des thyristors vient de la **réversibilité** du second. Nous pouvons étendre ces notions, en considérant un thyristor comme un interrupteur connecté en série avec une diode (figure 18) ; celui-ci possède, en plus, un effet mémoire qui l'empêche de se bloquer artificiellement.

La différence essentielle entre les redresseurs à diodes et ceux à thyristors vient donc de l'introduction d'un **ordre extérieur de commande**, destiné à fermer les interrupteurs. Le fonctionnement de ces redresseurs commandés se déduit alors de leurs homologues à diodes, en décalant d'un temps, égal au retard à l'amorçage, les courbes obtenues avec une pleine conduction des diodes (attention, leur forme changera).

**Figure 18 – Thyristor****Figure 19 – Structure générale d'un redresseur à thyristors**

En conclusion, si l'étude d'un redresseur particulier est trop difficile, il est possible de commencer par celle du redresseur à diodes correspondant.

■ Pour appuyer cette similitude de résultats entre diodes et thyristors, la figure 19 présente la **structure générale** d'un redresseur à thyristors. Nous y retrouvons la source de tension sinusoïdale issue généralement du réseau.

Nous observons le **retard** des impulsions par rapport au passage par zéro de la tension. Ces ordres d'**amorçage** sont affectés pour chaque demi-sinusoïde à une paire de thyristors à allumer. Le retard sera « calé » par rapport à l'instant de pleine conduction des diodes, qui vaut :

— en monophasé :

$$\omega t_0 = 0$$

— en triphasé :

$$\omega t_0 = \pi/6$$

Nous pouvons démontrer que la valeur maximale du retard à l'amorçage est, dans tous les cas, inférieure à π , afin de permettre aux thyristors de voir une tension négative, qui leur redonne leur pouvoir de blocage. Nous définissons à cette occasion l'**angle de garde** :

$$\alpha_{\text{garde}} = \pi - \alpha_{\text{max}}$$

En garantissant la présence d'une tension négative aux bornes des composants bloqués, ce dernier permet un recouvrement correct des thyristors.

Nous utiliserons le même plan pour l'étude des redresseurs à thyristors que pour ceux à diodes (§ 1), en rappelant que le paragraphe 1.1 présente les notations. Ajoutons que nous ne détaillerons pas les taux d'ondulation en sortie, car les valeurs données pour les redresseurs à diodes sont des minimums atteints. La comparaison des structures effectuée au paragraphe 1.6 reste toujours valable.

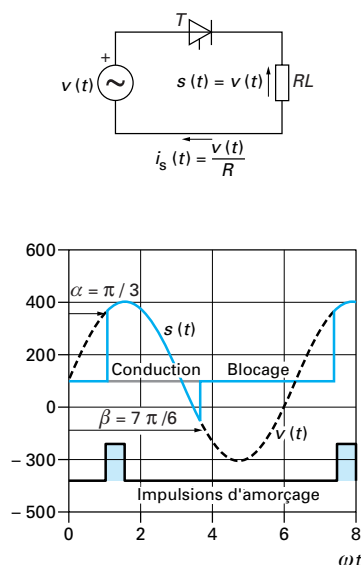


Figure 20 – Redresseur à un thyristor : fonctionnement théorique

2.2 Redresseur à un thyristor

Comme son homologue à diode (§ 1.2), ce montage n'est utilisé que très rarement, en raison de ses défauts. Le concepteur qui recherche la simplicité extrême lui préfère toujours le gradateur à un seul triac, associé à un pont de diodes, ou encore la structure à double alternance. Mais son étude permet de bien préciser les méthodes employées pour les autres redresseurs.

2.2.1 Fonctionnement théorique

Reprenons le raisonnement effectué avec le redresseur à une diode (figure 7).

■ Lorsque la tension de la source alternative devient positive (figure 20), le thyristor voit une tension directe, elle aussi positive ; il est donc prêt à conduire. L'impulsion de gâchette le place dans cet état. Ensuite, lorsque son courant s'annule, il se bloque.

Nous retrouvons la différence essentielle (§ 2.1) par rapport au redresseur à diodes : elle vient du **retard à l'amorçage** du thyristor, mis en conduction à :

$$t = \alpha / \omega$$

(compté à partir du passage par zéro de la tension du réseau.

En pratique, la conduction du thyristor est toujours prolongée au-delà de π , en raison des inductances de la charge. L'instant d'**extinction** est repéré par l'angle β , représentation qui sera conservée dans tout ce paragraphe 2.

■ Juste **avant l'amorçage** (figure 21a), la tension v_T vue par le thyristor est positive. Lorsque l'ordre d'amorçage arrive, entre les instants $\omega t = 0$ et π , la tension de sortie $s(t)$ devient positive, son courant peut alors croître, ce qui garantit le maintien en conduction du composant.

Quand la tension du réseau $v(t)$ s'inverse, le courant dans le thyristor n'est pas encore nul, car la résistance n'est pas parfaite ; la charge possède une composante inductive. La conduction se prolonge jusqu'à ce que le courant minimal de **maintien** soit atteint. À

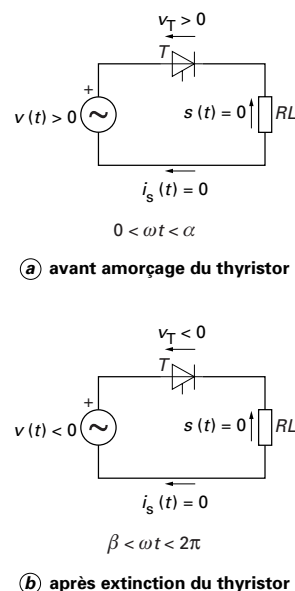


Figure 21 – Mécanismes de conduction du thyristor

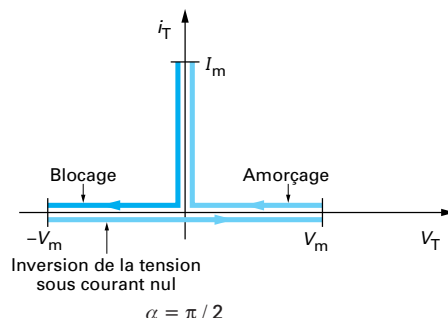


Figure 22 – Trajectoire de commutation du thyristor

ce moment, le thyristor se **bloque** et la tension à ses bornes devient négative (figure 21b).

■ La trajectoire de commutation du thyristor (figure 22) se déduit des figures 20 et 21. Le thyristor s'amorce et se bloque naturellement, car sa tension chute plus vite que son courant ne croît. Il n'y a donc aucune perte en commutation, contrairement aux autres montages plus évolués que nous étudierons.

Insistons encore sur le fait que, lorsque $\alpha = 0$, nous retrouvons le fonctionnement du redresseur à une diode.

2.2.2 Calcul de la tension de sortie

Reprenons le calcul effectué pour le redresseur à une diode (§ 1.2.2).

La **tension moyenne de sortie** S_0 vaut :

$$S_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} v(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_m}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \sin(\omega t) d(\omega t)$$

soit :

$$S_0 = \frac{V_m \sqrt{2}}{2\pi} [-\cos \beta + \cos \alpha] \quad (15)$$

Nous voyons que si l'inductance parasite de la résistance à alimenter est trop grande, l'angle de conduction β augmente au-delà de π , entraînant une diminution de la valeur moyenne de la tension de sortie. Cela peut même engendrer une perte du contrôle de la conduction, car le thyristor se réamorçe tout seul lors de la période suivante (temps de repos insuffisant).

La tension de sortie devient alors purement alternative ; sa valeur efficace égale celle d'entrée. La charge risque alors d'être détruite, car il devient impossible d'arrêter la conduction.

■ Le **taux d'ondulation en sortie**, dans le cas où la charge est résistive, avec $\beta = 0$; est donné par :

$$T_{\text{ond}} = \frac{V_m \sqrt{2}}{2 \frac{V_m \sqrt{2}}{2\pi} [-\cos \beta + \cos \alpha]} = \frac{\pi}{\cos \alpha} > 157 \% \quad (16)$$

Cette valeur est toujours supérieure à celle obtenue avec une diode, car si la tension de sortie moyenne diminue avec α , en revanche son ondulation reste constante.

2.3 Redresseur à deux ou quatre thyristors

Le redresseur à thyristors bialternance peut, comme son homologue à diodes (§ 1.3), être réalisé en pont complet ou en demi-pont, avec les mêmes formes d'onde en sortie ; nous ne détaillerons donc que l'étude du premier. Le second ne sera que cité, car son schéma se déduit directement de la figure 13, en remplaçant chaque diode par un thyristor.

2.3.1 Fonctionnement théorique du pont complet en conduction discontinue, sur charge RL

Le pont complet, représenté sur la figure 23, comporte quatre thyristors qui fonctionnent par paires : (T1, T2) et (T3, T4). Nous le voyons ici en mode discontinu, ce qui signifie que le courant dans les interrupteurs s'éteint spontanément, avant que le composant opposé ne soit amorcé. Nous retrouvons sur cette figure la déformation du courant due à l'inductance de la charge.

Les séquences de **commande** sont identiques à celles du pont de diodes correspondant, au retard à l'amorçage près. La première paire de thyristors (T1, T2) devient conductrice lorsque la tension d'entrée $v(t)$ est positive, et réciproquement pour l'autre paire.

Les **conditions de commutation** sont semblables à celles obtenues avec le montage à un thyristor (§ 2.2.1).

Nous voyons, par exemple, sur la figure 24, l'état des thyristors T1 et T2 juste **avant** de recevoir leur impulsion d'**amorçage**. Ils sont placés dans des conditions correctes pour devenir conducteurs.

Le **fonctionnement** en conduction discontinue se caractérise par l'extinction spontanée du courant $i_s(t)$ dans la charge, avant que la paire de thyristors suivante ne devienne conductrice. Il s'ensuit un passage par zéro du courant à partir d'un instant β , qui dépend de la charge.

Nous retrouvons, avec ce mode, une trajectoire de commutation des thyristors identique à celle décrite à la figure 22. Il n'y a aucune

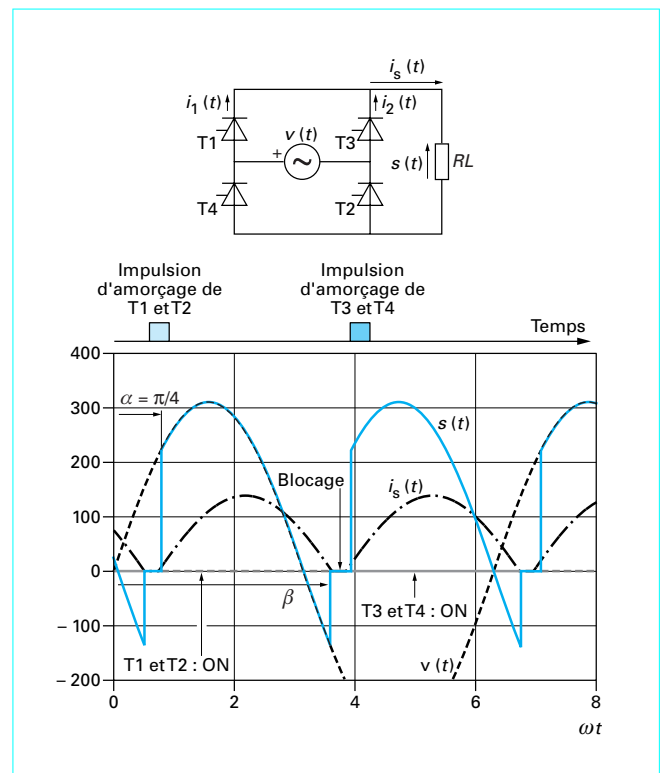


Figure 23 – Pont redresseur complet à thyristors en conduction discontinue

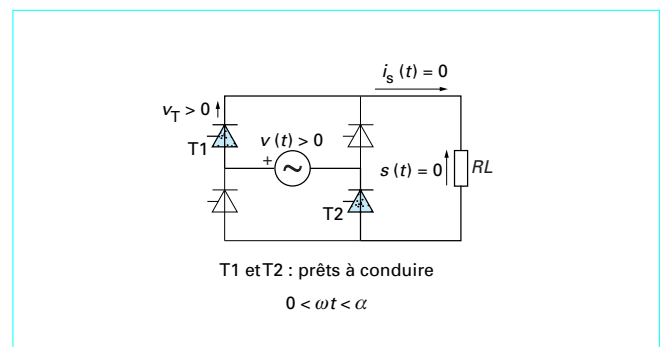


Figure 24 – Première phase de conduction d'un pont redresseur complet à thyristors

perte en commutation. Nous rencontrerons ce fonctionnement idéal à chaque fois que la charge sera résistive.

Précisons enfin qu'il est possible de montrer que, lorsque l'angle de conduction α dépasse $\pi/2$, la conduction est forcément discontinue, car l'énergie reçue par la charge RL durant la période de α à π devient inférieure à celle restituée de π à 2π , mais cela n'est plus vrai avec une charge active RLE.

2.3.2 Fonctionnement théorique du pont complet en conduction continue sur charge *RL*

Lorsque la charge devient suffisamment inductive, son courant ne décroît plus assez vite et les thyristors ne peuvent plus s'éteindre spontanément ; c'est l'amorçage de la paire opposée qui les bloquera. Nous obtenons dans ce cas les courbes représentées sur la figure 25.

Nous pouvons démontrer que les **conditions de fonctionnement** du pont sont toujours respectées (§ 1.1.2) sous réserve que les impulsions de gâchette arrivent dans l'intervalle $(0, \pi)$ pour la paire (T1, T2), et $(\pi, 2\pi)$ pour l'autre paire.

La figure 26a montre par exemple l'état des thyristors T1 et T2 avant l'instant $\omega t = \alpha$, c'est-à-dire juste **avant** de recevoir leur impulsion d'**amorçage** ; la paire (T3, T4) conduit encore. Considérons la maille en gras : les thyristors T3 et T4 étant conducteurs, ils sont équivalents à un court-circuit. La tension aux bornes de T1 et T2 vaut donc $v(t)$, valeur positive. Nous concluons que les thyristors T1 et T2 sont placés dans des conditions correctes pour devenir conducteurs.

Maintenant que la paire (T1, T2) s'est amorcée (figure 26b), et en refaisant le même raisonnement que précédemment, nous démontrons que le courant dans les thyristors T3 et T4 se met à décroître, car il est transféré vers T1 et T2, puisque leurs tensions directes s'inversent, tout cela en quelques microsecondes.

Nous concluons que la commutation obtenue est correcte et que le fonctionnement durant la demi-période suivante, commençant à l'instant $\omega t = \pi + \alpha$, sera possible.

2.3.3 Calcul de la tension de sortie en régime discontinu sur charge *RLE*

Le calcul est semblable à celui du pont à quatre diodes (§ 1.3.3). La période de la tension de sortie valant π , sa valeur moyenne S_0 s'écrit [cf. relation (1)] :

$$\begin{aligned} S_0 &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\beta} v(\omega t) d(\omega t) + \int_{\beta}^{\pi+\alpha} E d(\omega t) \right] \\ &= \left[\frac{V_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \sin(\omega t) d(\omega t) \right] + \left[E \frac{\pi + \alpha - \beta}{\pi} \right] \\ S_0 &= \frac{V\sqrt{2}}{\pi} [-\cos \beta + \cos \alpha] + \left[E \frac{\pi + \alpha - \beta}{\pi} \right] \quad (17) \end{aligned}$$

Nous voyons que la valeur moyenne dépend de l'angle de conduction β et de la f.é.m. E du moteur. Cela implique que la transmittance du pont S_0/α dépend de la charge. Il s'ensuit alors une difficulté importante dans le réglage de la boucle d'asservissement qui intègre l'ensemble, car des **instabilités** peuvent arriver à vide.

2.3.4 Calcul de la tension de sortie en régime continu sur charge *RLE*

Dans le cas de la conduction continue, la tension de sortie ne contient plus aucune portion constante due à la f.é.m. du moteur. Nous obtenons alors l'expression suivante :

$$\begin{aligned} S_0 &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} v(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sin(\omega t) d(\omega t) \\ S_0 &= \frac{V\sqrt{2}}{\pi} [-\cos(\pi + \alpha) + \cos \alpha] = \frac{2V\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha \quad (18) \end{aligned}$$

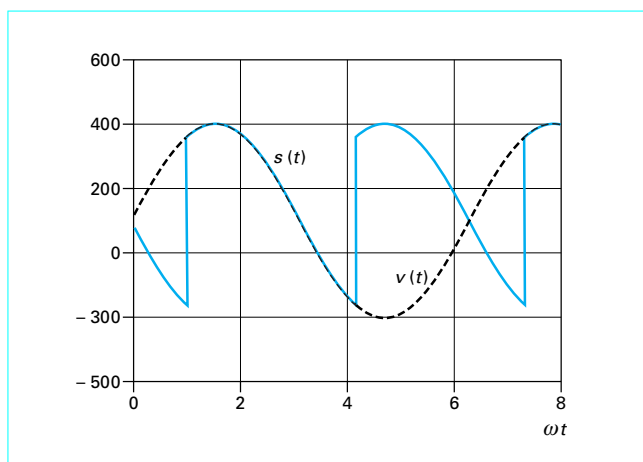


Figure 25 – Pont redresseur à thyristors. Conduction continue sur charge inductive

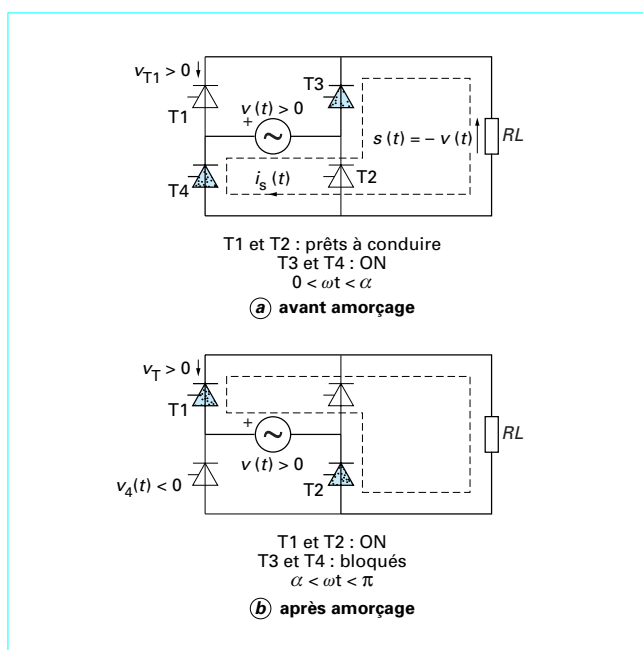


Figure 26 – Mécanismes de conduction continue du pont redresseur à thyristors

Nous comprenons ici l'intérêt de la conduction continue : la **tension de sortie devient indépendante de la charge** (courant et f.é.m.). Nous réalisons ainsi une vraie source de tension. Son intégration dans un asservissement en sera facilitée, car sa transmittance sera constante.

Il faut toutefois prendre garde à la présence de l'inductance de lissage et surtout au fait que le régime de conduction ne peut jamais être continu à faible charge. Il y a donc une rupture dans le gain de boucle, qui entraîne un risque d'oscillation (c'est-à-dire de pompage). Le régulateur doit être conçu en conséquence.

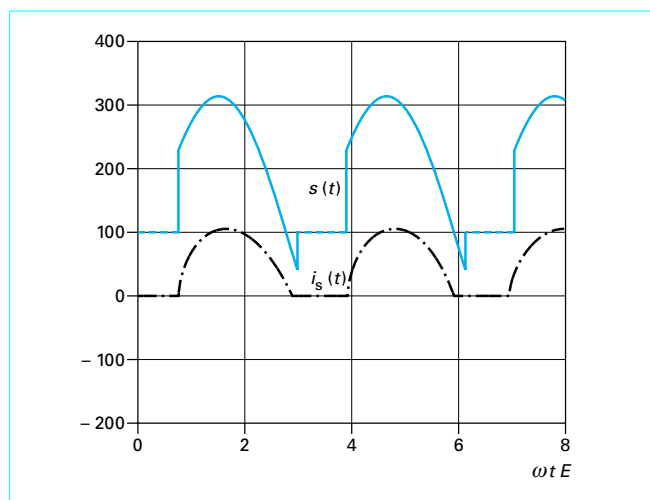


Figure 27 – Redresseur monophasé avec un moteur en sortie : conduction discontinue

2.4 Redresseur monophasé sur charge active

2.4.1 Généralités

Lorsqu'un moteur à courant continu est connecté à la sortie du pont, nous retrouvons toujours les deux types de conduction, continue et discontinue ; mais comme sa f.é.m. s'oppose au courant de sortie, les formes d'onde sont modifiées.

■ La figure 27 présente le fonctionnement en **conduction discontinue** du pont complet de la figure 23, alimenté par le réseau et connecté sur un moteur ayant une f.é.m. E égale à 100 V.

■ Lorsque la **conduction** est **continue** nous retrouvons les formes d'onde de la figure 25 ; la f.é.m. de la charge n'a plus alors d'influence apparente, si ce n'est sur la valeur moyenne du courant de sortie. Contrairement au cas de la charge RL (§ 2.3.1), ce mode de conduction continue reste possible dans toute la plage de variation de l'angle α .

2.4.2 Force électromotrice limite

Nous voyons que lorsque les thyristors sont bloqués, le courant de sortie i_s étant nul, la tension de sortie $s(t)$ est égale à la f.é.m., au lieu de retomber à zéro comme dans le cas d'une charge RL . Nous comprenons que si l'ordre d'amorçage arrive lorsque la tension alternative est inférieure à celle du moteur, les thyristors ne s'amorceront pas.

Il y a donc une valeur minimale d'angle de retard à respecter, ou plutôt une valeur maximale de f.é.m. à ne pas dépasser. Notons que ce phénomène apparaît lors des décélérations sans récupération d'énergie, si la consigne de tension diminue plus vite que le moteur ne ralentit : le pont se bloque alors momentanément jusqu'à ce que la vitesse se stabilise à son palier bas.

Il faudra donc prendre garde, lorsqu'un moteur est connecté, à garantir son redémarrage en phase de conduction discontinue. À cet effet, les constructeurs limitent souvent la f.é.m. du moteur : 190 V en application secteur monophasé 230 V. Ils imposent aussi une valeur minimale de 30° environ à l'angle d'amorçage.

2.4.3 Calcul du courant de sortie en régime discontinu sur charge RLE

Reprenons l'allure du courant et de la tension de sortie, représentés sur la figure 27, qui correspondent à une conduction discontinue sur charge RLE . Utilisons la méthode générale décrite au paragraphe 1.1.3.

Le courant de sortie est issu de la réponse du réseau RLE à la sollicitation du redresseur. Nous avons vu que son expression se décompose en un terme forcé et un autre libre [relations (4) et (5)].

Le problème posé consiste à calculer deux paramètres :

- une constante d'intégration (ici notée A) ;
- l'angle de conduction β .

La **tension d'entrée** fournie par la source alternative $v(t)$ s'écrit :

$$v(t) = V_m \sqrt{2} \sin(\omega t)$$

La première étape consiste à calculer l'**impédance complexe** et la **phase de la charge** :

$$Z = \sqrt{(L\omega)^2 + R^2}$$

et

$$\tan \phi = \frac{L\omega}{R}$$

Prenons garde au fait que la période du courant de sortie est égale à π dans notre cas, soit la moitié de celle d'entrée.

Nous adoptons pour le **courant de sortie** l'expression générale suivante :

$$I_s(\omega t) = \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \phi) - \frac{E}{R} + A \exp\left[-\frac{R}{L\omega}(\omega t)\right] \quad (19)$$

Pour déterminer la **constante** A , nous considérons la condition initiale nulle du courant

$$I_s(\omega t = \alpha) = 0$$

qui provient de la discontinuité de la conduction des thyristors ; elle donne directement :

$$A = \frac{\frac{V_m}{Z} \sin(-\omega t + \phi) + \frac{E}{R}}{\exp\left[-\frac{R}{L\omega}(\omega t)\right]} \quad (20)$$

Nous pouvons maintenant remplacer cette constante A [relation (20)] dans l'expression (19). Nous obtenons ainsi l'expression temporelle finale du courant dans la charge.

La résolution de l'équation :

$$I_s(\omega t = \beta) = 0$$

permet ensuite de déterminer l'**angle de conduction** β des thyristors.

2.4.4 Calcul du courant de sortie en régime continu (charge RLE)

Lorsque le régime devient continu, la méthode varie peu par rapport au cas précédent. L'expression générale du courant [relation (19)] est conservée, mais il n'y a plus qu'un seul paramètre à calculer (constante d'intégration A), en considérant la continuité du courant au moment de l'amorçage des thyristors. Nous recherchons cette constante A en résolvant l'équation :

$$I_s(\omega t = \alpha) = I_s(\omega t = \alpha + \pi)$$

ce qui donne :

$$A = 2 \frac{V_m}{Z} \frac{\sin(-\alpha + \phi)}{\exp\left[\frac{-R}{L\omega}\alpha\right] - \exp\left[\frac{-R}{L\omega}(\pi + \alpha)\right]} \quad (21)$$

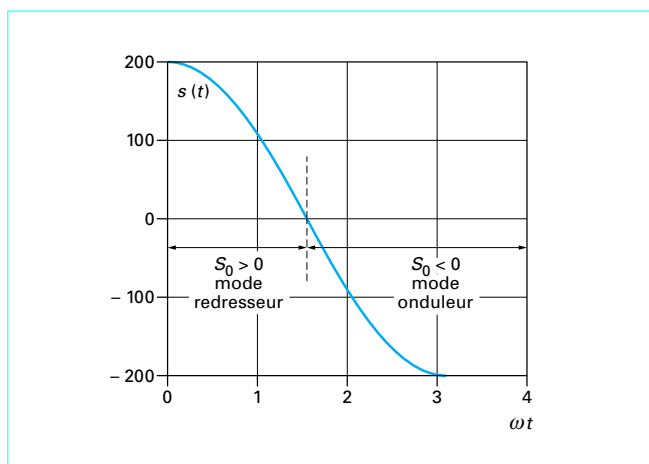


Figure 28 – Redresseur monophasé sur charge active : tension moyenne de sortie en conduction continue

En reportant cette expression (21) dans l'équation (19), nous obtenons l'expression générale du courant dans le cas de la conduction discontinue.

Nous remarquons, pour terminer, que l'expression de la constante A ne fait pas intervenir la force contre-électromotrice E du moteur.

2.4.5 Fonctionnement en mode générateur

Nous avons vu que l'angle de retard à l'amorçage α peut varier dans la plage :

$$0 < \alpha < \alpha_{\max} < \pi$$

La figure 28 montre l'évolution de la **tension moyenne de sortie** en régime continu, en application de la formule (18). Elle met clairement en évidence un point essentiel du comportement d'un redresseur : la tension moyenne de sortie devient négative, pour $\alpha > \pi/2$, à condition que la conduction soit continue. Une condition nécessaire mais non suffisante en est que le courant moyen de sortie soit positif :

$$I_s = \frac{S_0 - E}{R} > 0$$

Ce cas correspond à un **fonctionnement en générateur** du pont : l'énergie est renvoyée de la charge vers la source.

2.4.6 Alimentation d'une machine à courant continu en modes moteur et générateur

Nous venons de voir que le redresseur peut renvoyer de l'énergie vers le réseau. Il est donc tentant d'exploiter cette caractéristique à deux quadrants avec un moteur à courant continu.

La figure 29 montre que cette association n'est pas si simple. En effet, le passage entre les fonctionnements onduleur et redresseur doit se faire en inversant la tension d'induit du moteur : action réalisée soit au niveau de sa vitesse de rotation, soit à celui de son flux.

Nous verrons que pour obtenir une inversion directe du couple, sous la pleine vitesse, il faudra associer deux ponts opposés en montage tête-bêche (§ 3.2).

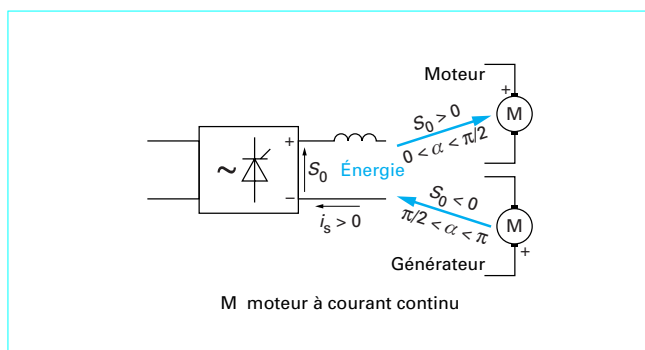


Figure 29 – Fonctionnement en génératrice

2.5 Redresseur associé à un gradateur

Nous citerons pour mémoire le couplage d'un gradateur avec un redresseur à diodes en vue de remplir la fonction de redresseur variable. La figure 30 présente cet ensemble, où le gradateur (convertisseur alternatif-alternatif) ne change que la valeur efficace de la source alternative et pas sa fréquence.

Il est réalisé, soit avec deux thyristors montés tête-bêche, soit avec un composant spécifique (triac). Le redresseur à diodes connecté après le triac se comporte comme une résistance apparente, vis-à-vis de l'étage alternatif. Il fournit à la charge des formes d'onde identiques à celles d'un pont à thyristors.

Cette association est très utilisée dans le domaine de l'électroménager et du petit outillage, avec des moteurs à courant continu à excitation série. En effet, elle ne requiert que deux composants de puissance : un triac, peu coûteux, pour le gradateur et un pont de diodes intégré. Elle permet d'améliorer nettement le comportement de ces moteurs universels, en éliminant leur aspect réactif, mais elle n'est jamais utilisée en variation de vitesse industrielle.

2.6 Redresseur à trois thyristors

Ayant détaillé correctement le fonctionnement des redresseurs monophasés à thyristors, nous allons maintenant aborder les ponts triphasés. Ces derniers se déduisent de leurs homologues à diodes, en intégrant un retard à l'amorçage par rapport à la conduction naturelle des diodes. Il est utile d'insister sur le fait que nous découvrirons que cette origine de phase de la commande ne correspond plus au passage par zéro d'une tension du réseau.

Comme la version en pont complet monophasé, les structures à trois et six thyristors, décrites dans les paragraphes 2.6 et 2.7, peuvent fonctionner en conduction continue ou discontinue. Elles sont aussi capables de supporter le mode onduleur assisté. Nous les décrirons donc de façon plus rapide que les précédentes.

2.6.1 Fonctionnement théorique

■ Reprenons la figure 14 (§ 1.4) et remplaçons les diodes par des thyristors, pour obtenir le schéma de la figure 31. Nous obtenons un **redresseur triphasé commandable**.

Cette structure, de type **push-pull**, nécessite un transformateur. Le courant dans les secondaires de ce dernier étant unidirectionnel, le coût de la simplification du silicium des semi-conducteurs se traduit par un surdimensionnement du cuivre des enroulements du transformateur.

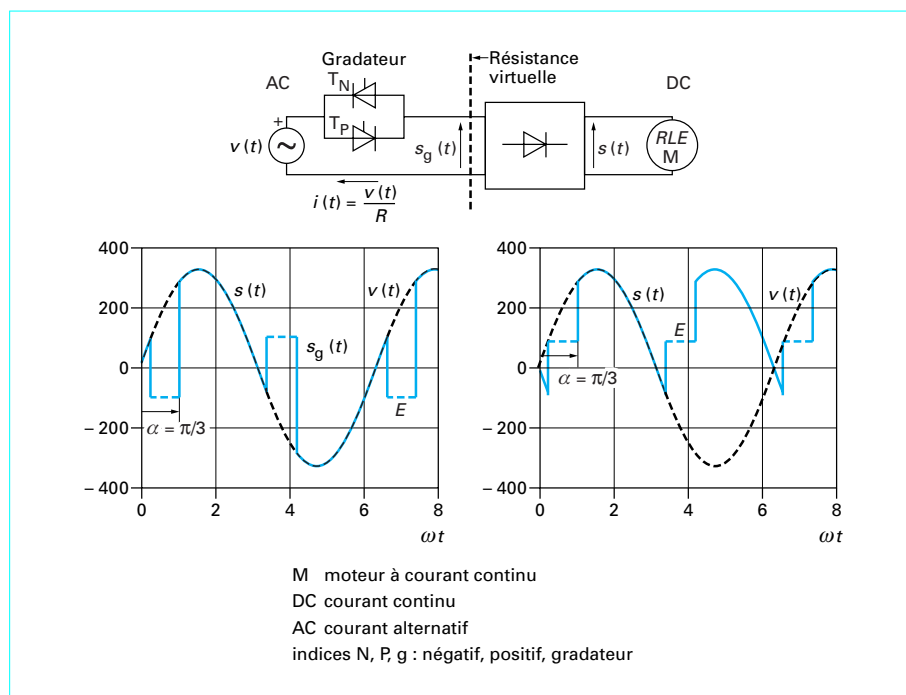


Figure 30 – Redresseur formé d'un gradateur et d'un pont de diodes

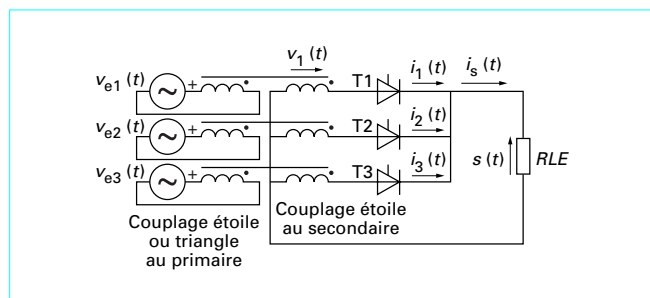


Figure 31 – Redresseur à trois thyristors

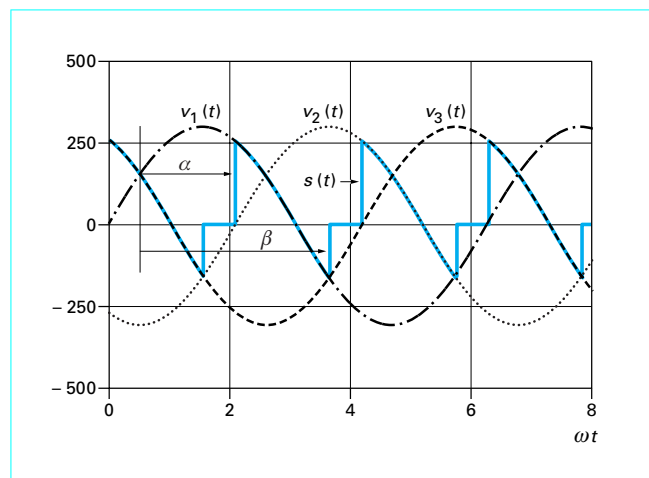
■ Les **formes d'ondes** obtenues sont semblables à celles du pont de diodes (figure 15), avec un retard à l'amorçage *calé* par rapport à l'instant $\omega t = \pi/6$ pour le premier thyristor (puis $5\pi/6$ et $9\pi/6$ pour les suivants).

Nous retrouvons sur la figure 32 le prolongement de la conduction lorsque la tension du réseau devient négative, dû à l'inductance de lissage L . Nous y remarquons les angles d'amorçage α et d'extinction β .

■ Contrairement à son homologue monophasé, ce pont a **deux régimes de fonctionnement** distincts : $\alpha < \pi/6$ et $\alpha > \pi/6$. Le cas limite est représenté sur la figure 33a.

Dans le **premier cas**, mode 1, la tension de sortie ne s'annule jamais, donc la conduction reste toujours continue. Dans le **second cas**, mode 2, elle peut s'annuler si la charge n'est pas assez inductive.

■ Précisons que nous retrouvons encore la limite théorique de conduction continue sur charge passive RL , qui vaut $\pi/2$, ainsi qu'un blocage possible de la conduction des thyristors, si la f.é.m. du moteur connecté est trop grande.

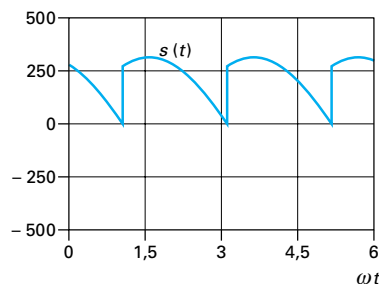
Figure 32 – Formes d'ondes d'un redresseur à trois thyristors avec un angle d'amorçage $\alpha = T/2$

Remarquons que, pour $\alpha < \pi/2$, l'amorçage des thyristors a toujours lieu lorsque la tension alternative est supérieure à :

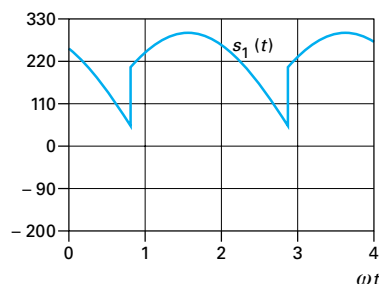
$$V_m \sin(\pi/6) = \frac{V_m}{2}$$

Il devient alors possible de démontrer que, pour un angle d'amorçage nul, la tension maximale à ne pas dépasser par le moteur vaut la moitié de la tension alternative crête, soit :

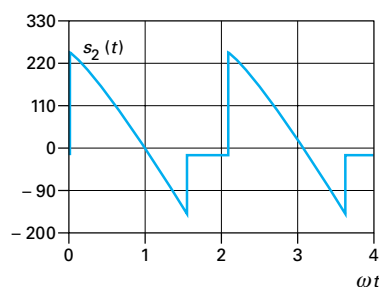
$$E < \frac{V_m}{2}$$



(a) cas limite : $\alpha = \frac{\pi}{6}$



(b) mode 1 avec $\alpha = \frac{\pi}{12}$



(c) mode 2 avec $E = 0$ et $\alpha = \frac{\pi}{2}$

Figure 33 – Redresseur à trois thyristors : tensions de sortie

c'est-à-dire $E < 190$ V avec une alimentation secteur de 230 V.

Au-delà de cette valeur, le fonctionnement reste possible, mais il n'est plus garanti en cas de raté de commutation.

2.6.2 Calcul de la tension de sortie

La période de la tension de sortie vaut $2\pi/3$, ce qui nous permet de poser l'intégrale suivante pour le **régime continu** (mode 1 seul) (§ 1.1.3) :

$$S_0 = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} v(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_m}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} \sin(\omega t) d(\omega t)$$

$$S_0 = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi/3} \left[-\cos\left(\frac{5\pi}{6} + \alpha\right) + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right]$$

En écrivant :

$$-\cos\left(\frac{5\pi}{6} + \alpha\right) = -\cos\left(\pi - \frac{\pi}{6} + \alpha\right) = \cos\left(-\frac{\pi}{6} + \alpha\right)$$

puis en développant l'expression ainsi obtenue, nous trouvons :

$$S_0 = \frac{3V\sqrt{2}\sqrt{3}}{2\pi} \cos \alpha \quad (22)$$

formule qui correspond, pour $\cos \alpha = 1$, à celle du redresseur à diodes [formule (11)].

■ Lorsque la **conduction** devient **discontinue**, il faut inclure le passage par une valeur constante de la tension de sortie :

$$S_0 = \frac{3}{2\pi} \left[V_m \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\beta} \sin(\omega t) d(\omega t) + \int_{\beta}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} E d(\omega t) \right]$$

$$S_0 = \frac{3}{2\pi} \left[V\sqrt{2} \left(-\cos \beta + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right) + E \left(\frac{5\pi}{6} + \alpha - \beta \right) \right] \quad (23)$$

Nous reprenons la conclusion du paragraphe 2.3.4, sur l'intérêt d'une inductance de lissage en sortie lorsque le redresseur est intégré dans une boucle d'asservissement : sa transmittance n'est constante que si la conduction est continue. Ce mode est aussi indispensable au fonctionnement en onduleur assisté.

2.7 Redresseur à six thyristors

De la même façon que pour les redresseurs à diodes, nous qualifierons ce pont de complet, comme son équivalent monophasé, à quatre thyristors, afin de le distinguer des versions mixtes que nous étudierons plus loin.

2.7.1 Fonctionnement théorique

■ Reprenons la figure 16a, en remplaçant les diodes par des thyristors. Nous obtenons alors le pont complet de la figure 34.

Cette structure ne nécessite pas de transformateur en entrée comme la précédente ; mais si on en connecte un, le courant dans ses secondaires y sera bidirectionnel, d'où une utilisation optimale du cuivre de ses enroulements.

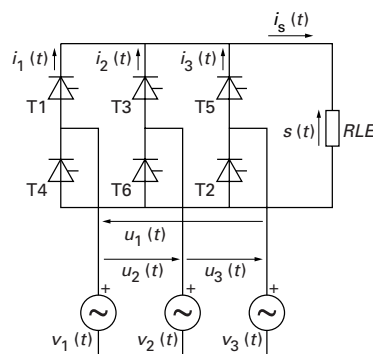


Figure 34 – Redresseur triphasé à six thyristors en pont complet

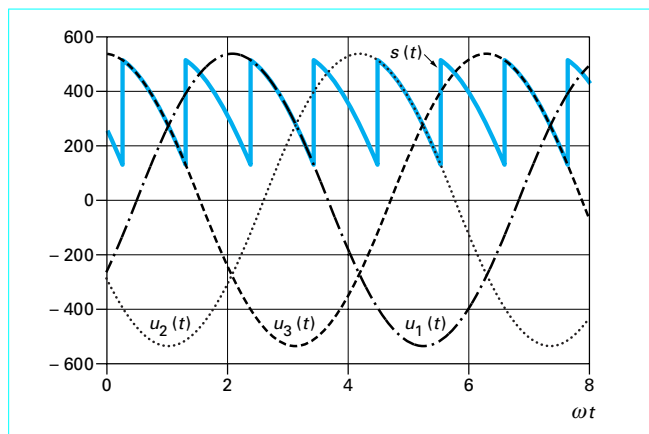


Figure 35 – Formes d'ondes d'un redresseur à six thyristors avec un angle d'amorçage $\alpha = 3\pi/12$

■ La figure 35 représente la **tension de sortie** obtenue avec un angle d'amorçage de $3\pi/12$. Nous remarquons l'origine temporelle de α pour la paire de thyristors (T1, T6) qui est placée à $\omega t = \pi/6$. Elle correspond à l'amorçage naturel avec des diodes à la place des thyristors. Les six autres commandes sont décalées régulièrement de $\pi/3$.

■ En traçant les courbes de fonctionnement pour diverses valeurs de l'angle d'amorçage, nous constatons que ce pont présente lui aussi deux **régimes de fonctionnement** :

- le mode 1 apparaît lorsque l'angle de commande α est inférieur à $\pi/3$ (conduction discontinue impossible) ;
- le mode 2 apparaît au-delà de $\pi/3$.

Les figures 36a et 36b permettent de comparer ces deux modes.

Nous retrouvons le passage par zéro de la tension de sortie en mode 2 (figure 36b), qui engendre une discontinuité possible de la conduction. De même, le blocage de la conduction des thyristors reste possible si la f.é.m. du moteur connecté est trop grande.

■ Sachant que pour $\alpha < \pi/3$, l'amorçage des thyristors a toujours lieu lorsque la tension alternative est supérieure à :

$$U_m \sin(\pi/3) = U_m \frac{\sqrt{3}}{2}$$

nous pouvons alors démontrer que, pour un angle d'amorçage nul, la tension maximale à ne pas dépasser par le moteur connecté en sortie vaut 86 % de la tension alternative crête, soit :

$$E < U_m \frac{\sqrt{3}}{2}$$

c'est-à-dire $E < 350$ V avec une alimentation en valeur efficace du réseau de 400 V.

Au-delà de cette valeur, le fonctionnement reste possible, mais n'est plus garanti en cas de raté de commutation. Pourtant certaines applications utilisent des machines à courant continu avec des tensions d'induit de 440 V. Elles s'exposent à des chutes brutales de vitesse, dues à des ratés de commutations.

■ Il est utile de préciser que la **commande des gâchettes** d'un pont complet est différente de toutes les autres. Notamment, les impulsions sont toutes dédoublées avec un retard de $\pi/3$ afin de permettre la première mise en route et de tolérer des ratés de conduction, comme c'est le cas lorsque le courant de sortie est voisin du courant de maintien des thyristors.

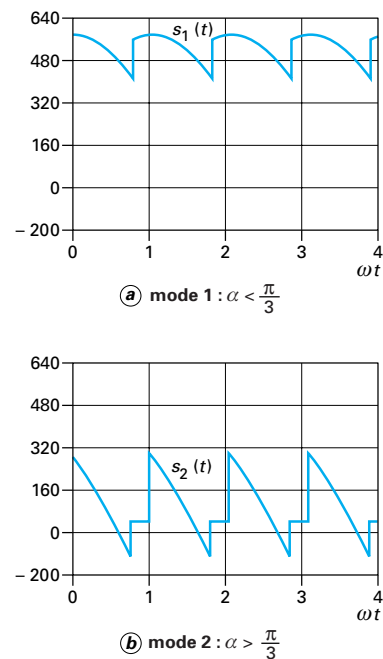


Figure 36 – Redresseur à six thyristors : tensions de sortie

2.7.2 Calcul de la tension de sortie

Il faut séparer le cas de la conduction continue de celle discontinue. Nous reprenons encore la relation (1).

2.7.2.1 Conduction continue

Avec ce pont à six thyristors, la période de la tension de sortie vaut $\pi/3$; d'où la valeur moyenne en sortie pour le régime continu :

$$S_0 = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/6 + \alpha}^{3\pi/6 + \alpha} (-u_2(\omega t)) d(\omega t) = \frac{U_m}{\pi/3} \int_{\pi/6 + \alpha}^{3\pi/6 + \alpha} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t)$$

$$S_0 = \frac{U_m \sqrt{2}}{\pi/3} \left[-\cos\left(\frac{3\pi}{6} + \alpha + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha + \frac{\pi}{6}\right) \right]$$

Des regroupements analogues à ceux effectués au paragraphe 2.6.2 conduisent à l'expression simplifiée :

$$S_0 = \frac{3U_m \sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha \quad (24)$$

Cette formule correspond, encore pour $\cos \alpha = 1$, à celle établie pour le pont complet à diodes (formule (13)).

2.7.2.2 Conduction discontinue

Lorsque la conduction devient discontinue, le passage par une valeur constante de la tension de sortie conduit à écrire une formule plus compliquée :

$$S_0 = \frac{3}{\pi} \left[U_m \int_{\pi/6 + \alpha}^{\beta} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) d(\omega t) + \int_{\beta}^{3\pi/6 + \alpha} E d(\omega t) \right]$$

$$S_0 = \frac{3}{\pi} \left[U_m \sqrt{2} \left(-\cos \beta + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right) + E \left(3\frac{\pi}{6} + \alpha - \beta \right) \right] \quad (25)$$

Nous retrouvons dans ce cas l'influence de la charge sur la tension moyenne fournie.

2.7.2.3 Intérêt de la conduction continue

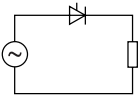
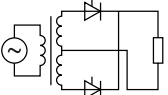
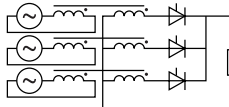
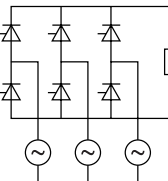
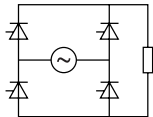
La conclusion du paragraphe 2.3.4 revient à nouveau pour ce pont complet : l'intérêt du régime continu est de faciliter l'intégration du redresseur dans une boucle d'asservissement en rendant sa transmittance indépendante de la charge.

Il est aussi indispensable au fonctionnement en mode génératrice.

2.8 Comparaison des redresseurs à thyristors

Le tableau 2 offre une comparaison entre les différents redresseurs à thyristors que nous venons d'étudier.

Tableau 2 – Bilan des performances des redresseurs à thyristors

Configuration	S_0 en conduction continue seulement	T_{ond}
1 thyristor 	$S_0 = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi} [1 + \cos \alpha] \quad (1)$	$> 157 \% \quad (2)$
2 thyristors push-pull : V est la tension simple secondaire 	$S_0 = \frac{2V\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha$	$> 78 \%$
4 thyristors 	$S_0 = \frac{2V\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha$	$> 78 \%$
3 thyristors 	$S_0 = \frac{3V\sqrt{2}\sqrt{3}}{2\pi} \cos \alpha$	$> 30 \%$
6 thyristors 	$S_0 = \frac{3U\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha$	$> 7 \%$

(1) Formule donnée en conduction discontinue.

(2) Rarement utilisé et conduction continue interdite.

Comme pour les redresseurs à diodes (§ 1.6), nous retrouvons l'influence bénéfique du nombre de thyristors sur la qualité du redressement. Cette remarque met clairement en évidence l'intérêt du réseau triphasé vis-à-vis de son homologue monophasé dans les applications industrielles. Tous ces montages, sauf le premier, peuvent fonctionner en génératrice.

3. Associations de redresseurs

3.1 Redresseurs mixtes

3.1.1 Généralités

Nous avons examiné en détail divers redresseurs ne comportant que des thyristors (§ 2) ou que des diodes (§ 1). Nous allons maintenant envisager diverses combinaisons de ces structures, en discutant de leurs intérêts respectifs.

Le redresseur à diodes présente l'avantage de la simplicité et l'inconvénient de l'absence de réglage. Son équivalent à thyristors est plus compliqué et peut fonctionner en onduleur non autonome. Nous allons voir qu'en remplaçant quelques thyristors par des diodes, le réglage de la tension de sortie devient plus progressif et le taux d'ondulation diminue. Le montage devient plus simple à réaliser, mais cette amélioration du fonctionnement a toujours pour conséquence de perdre la réversibilité en puissance. C'est pourquoi nous recommandons ces structures chaque fois que cette qualité n'est pas demandée, sachant qu'elles permettent justement de bloquer le retour d'énergie vers la source alternative, si cette dernière ne le tolère pas.

Ces montages sont longs à étudier, car ils présentent deux ou trois modes de fonctionnement distincts. Par conséquent, nous ne présenterons que les solutions triphasées, sachant que les versions monophasées s'en déduisent directement. De plus, nous nous contenterons d'une présentation générale de leurs **propriétés remarquables sur charge résistive pure**.

3.1.2 Pont mixte à trois thyristors et trois diodes

■ Remplaçons trois thyristors par trois diodes dans le pont complet de la figure 34 ; nous obtenons alors le **montage** de la figure 37.

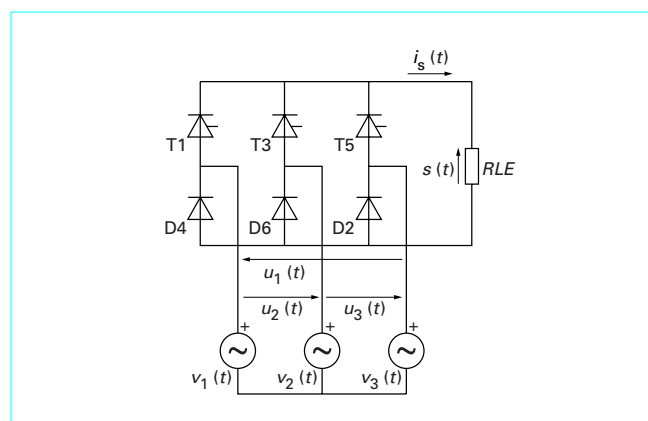


Figure 37 – Pont mixte à trois thyristors et trois diodes

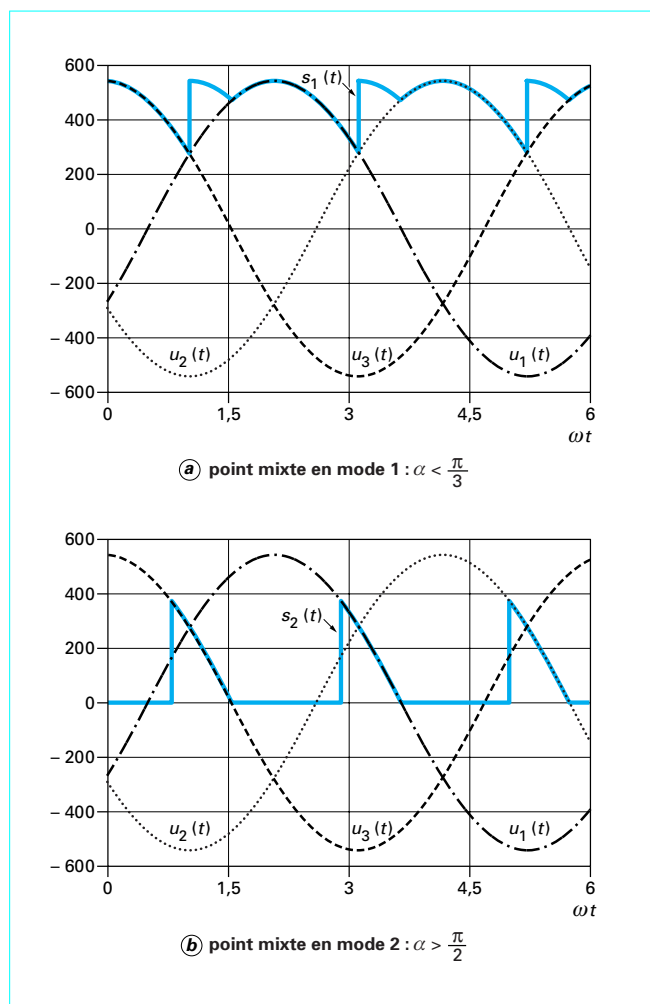


Figure 38 – Formes d'ondes d'un pont mixte

■ Le **fonctionnement** obtenu dans ce cas est celui d'un pont complet à six thyristors, où les trois interrupteurs pairs (D2, D4, D6) seraient commandés avec un angle d'amorçage nul.

■ Ce redresseur présente comme le pont complet, deux modes de fonctionnement, avec une transition entre eux deux à $\alpha = \pi/3$.

● La figure 38a présente le **premier mode**, pour l'angle d'amorçage limite $\alpha = \pi/6$.

Nous voyons les trois diodes qui se comportent chacune comme un thyristor amorcé trop tôt. Dans ce mode, la tension de sortie n'est jamais négative.

● Au-delà de la valeur limite $\alpha = \pi/3$, le **mode 2** intervient, comme représenté sur la figure 38b avec l'angle d'amorçage $\alpha = 3\pi/4$.

La portion négative de la tension qui apparaîtrait avec un pont complet, est bloquée par la présence des diodes, qui interdisent le renvoi d'énergie vers le réseau. Il s'ensuit une annulation temporaire du courant dans la source alternative, jusqu'au prochain amorçage de thyristor. La commutation obtenue dans les thyristors devient douce, car elle s'opère sous tension et courant nul.

Nous voyons que dans ce mode, la période du signal de sortie est doublée par rapport au mode 1.

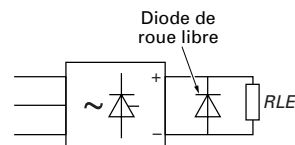


Figure 39 – Redresseur avec une diode de roue libre

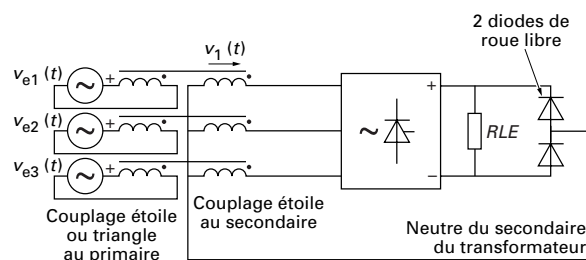


Figure 40 – Pont complet avec deux diodes de roue libre

■ Nous pourrions démontrer que le signal obtenu en sortie présente, dans les deux cas, un **taux d'ondulation** meilleur que celui d'un pont complet. Mais il faut prendre garde au fait qu'une discontinuité apparaît dans la transmittance du pont, qui peut perturber la régulation où il est intégré, en modifiant son gain de boucle.

■ La **version monophasée** se déduit de la figure 37 en supprimant un des trois bras.

3.1.3 Pont complet avec une diode de roue libre

En reprenant un pont, complet ou non, monophasé ou triphasé, nous pouvons bloquer la réversibilité en plaçant en antiparallèle sur la sortie une diode de roue libre (figure 39). Cette dernière se mettant en conduction dès que la tension de sortie devient négative, nous obtiendrons le même fonctionnement qu'avec le pont mixte de la figure 37.

Ce montage ne semble pas intéressant *a priori*; mais il faut retenir son existence, car il permet de transformer un pont complet existant en pont mixte, en vue d'améliorer son filtrage ou de bloquer un éventuel retour d'énergie indésirable.

3.1.4 Pont complet avec deux diodes de roue libre

L'idée de la diode de roue libre peut être améliorée, avec deux éléments placés en série (figure 40). Leur point milieu est relié au neutre du secondaire du transformateur d'alimentation. Trois modes de fonctionnement sont alors obtenus, qui tous présentent une amélioration de la forme d'onde par rapport au redresseur sans diodes.

En **pratique**, ce montage, difficile à appréhender, est très utilisé quand la puissance contrôlée est importante, car il améliore considérablement le facteur de qualité du courant absorbé côté primaire (le couplage étoile étant préféré au primaire). Il est même possible de remplacer les diodes de roue libre par des thyristors, ou encore d'y ajouter un circuit résonnant. Ces astuces permettent d'éliminer certains harmoniques de courant au niveau de la source. Elles sont souvent utilisées en traction ferroviaire, afin de limiter

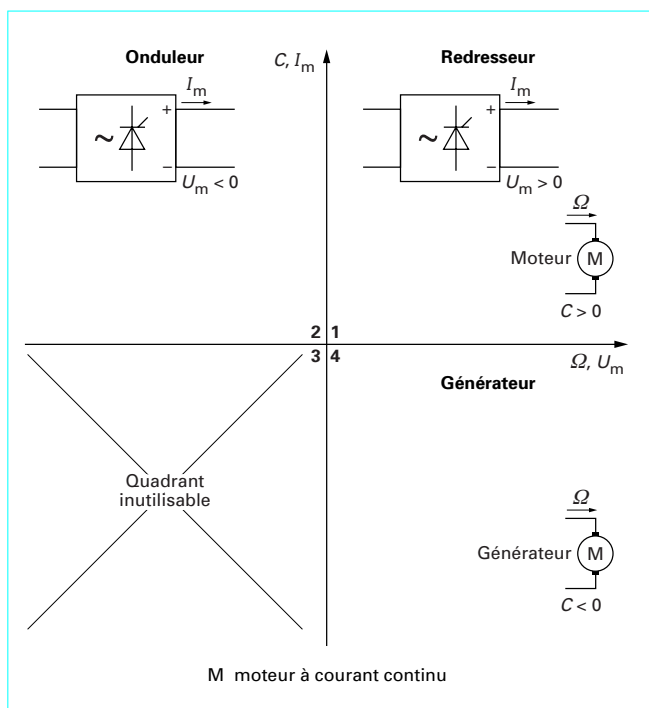


Figure 41 – Quadrants de fonctionnement d'un redresseur et d'un moteur à courant continu

les perturbations des réseaux de communication par les caténaires, dont la grande longueur les transforme en antennes idéales.

3.2 Redresseurs à quatre quadrants

3.2.1 Présentation

Nous avons vu sur la figure 29 qu'un redresseur tout thyristors était capable de renvoyer l'énergie d'un moteur à courant continu vers le réseau, mais que, pour cela, il fallait inverser la tension d'induit. La raison de cette difficulté est la mauvaise adéquation entre les quadrants de fonctionnement de la machine et ceux du redresseur.

La figure 41 montre qu'un redresseur, complet, monophasé ou triphasé, fournit une tension bipolaire et un courant unipolaire ; il opère dans les quadrants 1 et 2.

Le moteur, pour un même sens de rotation et un flux constant, a besoin d'être alimenté dans les quadrants 1 et 4, si on veut pouvoir inverser son couple.

Cette incompatibilité pourrait être levée, soit en inversant le flux inducteur (opération possible, mais avec une constante de temps élevée), soit en dédoublant le redresseur par un autre identique qui fournirait la tension négative requise. Cette dernière solution porte le nom de **montage tête-bêche**.

La figure 42 met en évidence la juxtaposition proposée des deux ponts : le premier (à gauche) fournit le courant positif, tandis que le second (à droite) évacue le courant négatif. Chacun est capable de générer une tension positive ou négative.

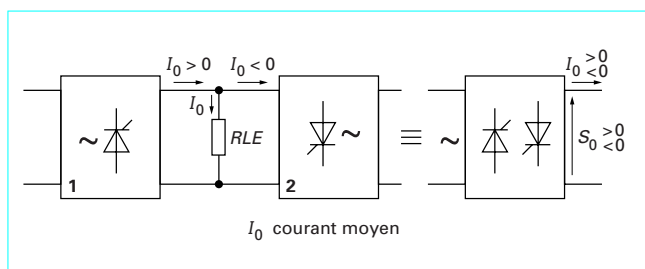


Figure 42 – Montage tête-bêche

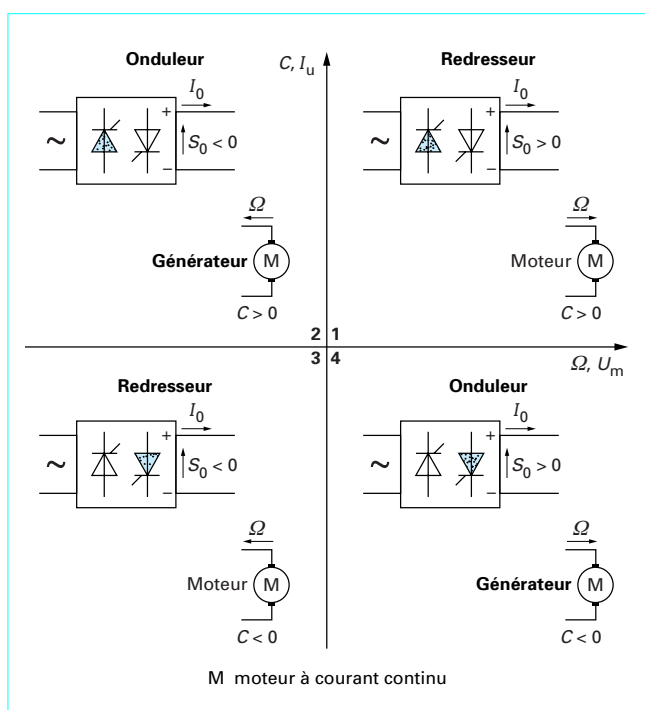


Figure 43 – Quadrants de fonctionnement du montage tête-bêche

Il existe de multiples **variantes** de ces montages, qui comportent de quatre (basé sur deux push-pull monophasés) à trente-six thyristors (basé sur six ponts triphasés). Elles peuvent aussi inclure ou non de une à quatre inductances de circulation, placées au niveau de la charge.

Nous nous contenterons de retenir le **fonctionnement le plus simple**, qui est le plus courant en basse puissance : un seul pont est commandé à la fois. La commutation entre l'un et l'autre requiert alors un temps mort d'une demi-période du réseau (10 ms), valeur réduite à zéro avec les inductances de circulation précédentes.

La figure 43 démontre cette adéquation entre un **moteur à courant continu** et un **montage tête-bêche**. Nous voyons que ce redresseur à quatre quadrants pourra entraîner ou freiner la machine dans les deux sens de marche.

Le premier pont est utilisé en marche avant (moteur) et marche arrière (générateur), tandis que le second sert dans les deux autres cas.

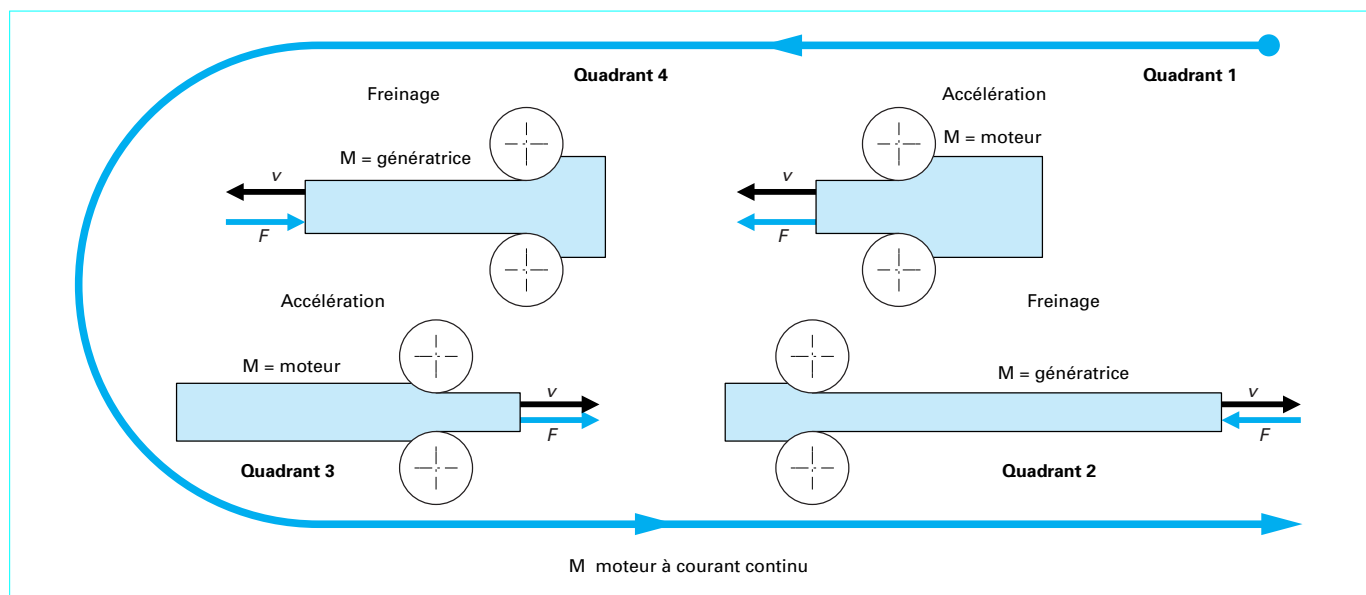


Figure 44 – Cycle complet de passage aller et retour d'une barre dans un laminoir

Tableau 3 – Laminoir : séquence de fonctionnement

Quadrant	1	1	rien	4
Vitesse v	0 à v_{\max}	v_{\max}	v_{\max}	v_{\max} à 0
Accélération	> 0 accélération	laminage	temps mort	< 0 freinage
Force appliquée F	> 0	> 0	0	< 0
Pont actif	1	1	rien	2
Quadrant	3	3	rien	2
Vitesse v	0 à $-v_{\max}$	$-v_{\max}$	$-v_{\max}$	$-v_{\max}$ à 0
Accélération	< 0 accélération	laminage	temps mort	> 0 freinage
Force appliquée F	< 0	< 0	0	> 0
Pont actif	2	2	rien	1

Nous remarquons que ce dispositif se comporte comme une source à quatre quadrants. Il permet donc d'alimenter également une charge alternative. Ces **applications** sont maintenant réservées aux très grandes puissances, où la complexité du schéma électrique permet d'améliorer la forme d'onde du courant côté du réseau, et d'augmenter la dynamique. Elles n'en restent pas moins lourdes à mettre en œuvre et difficiles à piloter, aussi les concepteurs leur préféreront chaque fois que possible des solutions à base de hacheurs ou d'onduleurs directs.

3.2.2 Fonctionnement sur charge inertielle

Que se passe-t-il lorsque ce redresseur à quatre quadrants alimente un moteur à courant continu, dont le sens de rotation est inversé régulièrement ? On peut citer comme exemple le laminoir, où une barre de métal passe alternativement d'un côté et de l'autre des rouleaux lamineurs, afin d'y être étirée (figure 44).

La barre est d'abord accélérée fortement, avant d'attaquer les rouleaux, puis sa vitesse se stabilise durant l'opération de laminage, pour être fortement freinée au moment de sortir. Durant ce premier cycle, le quadrant de fonctionnement numéro 1 est fourni par le pont 1, tandis que le quadrant 4 l'est par le pont 2. Le cycle de retour s'effectue de la même façon, mais en marche arrière. Les séquences de fonctionnement sont regroupées dans le tableau 3.

Nous remarquons le temps mort d'inversion entre les quadrants 1 et 4, et 3 et 2. Il permet de s'assurer que le pont qui fournissait l'accélération, et dont le courant vient de décroître, s'est bien bloqué ; sinon la mise en service du pont complémentaire provoquerait une mise en court-circuit de la source alternative.

3.2.3 Conclusion

Dans cette application de laminage, le temps mort, qui est faible (10 ms) devant le cycle de fonctionnement (1 s ou plus), n'est pas gênant. En revanche, dans d'autres cas, comme l'entraînement de broches de machines-outils, l'inversion très rapide du sens de rotation conduit à changer de technologie : hacheur alimentant une machine à courant continu, machine synchrone *brushless*...

Cette classe de montage ne se rencontre donc plus aujourd'hui que dans les grandes puissances, où les onduleurs à commutation forcée ne sont plus valables. Elles conduisent à des convertisseurs à faible bande passante, limitée naturellement par la fréquence du réseau. Elle est de plus en plus concurrencée par des solutions à moteurs alternatifs alimentés par des onduleurs à trois niveaux.

3.3 Filtrage et protection des redresseurs

Les redresseurs sont conçus pour fournir une tension continue, fixe ou variable, à un montage. Ils présentent en sortie une ondulation de tension qui peut être importante et qui peut imposer la présence d'un filtre. Deux catégories de filtres existent : capacitif ou inductif.

Nous allons voir que le premier est utilisé dans la plupart des redresseurs à diodes pour alimentations stabilisées électroniques, en dépit de toutes les règles qui définissent la topologie d'un circuit électronique de puissance. Le deuxième sera adapté à tous les redresseurs, quelle que soit leur puissance et leur constitution. Nous aborderons aussi la question du filtrage de la source.

3.3.1 Filtrage capacitif (redresseurs à diodes seulement)

La figure 45 présente le fonctionnement théorique simplifié du filtre capacitif. Son comportement réel est plus complexe que celui exposé ici. Nous oublions donc les résonances parasites, en considérant que le condensateur de filtrage bloque la tension en sortie du pont dès que la tension redressée décroît.

Le temps de conduction des diodes devient donc d'autant plus faible que la capacité est grande et que le filtrage est meilleur, comme la figure 45 le met en évidence.

Nous remarquons que le pic de courant d'entrée a une amplitude très grande, qui engendre des perturbations électriques importantes. Le courant appelé dans les diodes I_{diodes} doit avoir une valeur moyenne égale au courant fourni en sortie I_0 . Cela entraîne la relation sur sa valeur crête :

$$I_{\text{diodes}} = \frac{I_0 \beta}{\pi}$$

où β est l'angle de conduction des diodes (en radians).

■ Les deux **défauts de ce montage** sont les suivants :

- ce **surcourant** dans les diodes perturbe fortement le montage alimenté et son environnement, en raison de ses fronts de montée très raides et des résonances induites ;
- le **rendement de conversion** est affaibli car le courant efficace dans les diodes et dans le transformateur d'alimentation est très grand.

Cette solution doit être réservée aux puissances faibles. Mais il faut, dans ce cas, prendre soin de bien dimensionner le montage, en calculant correctement le condensateur de filtrage.

■ Elle présente, malgré tout, deux **avantages** :

- elle fournit, en **sortie** une **tension** continue légèrement inférieure à la valeur crête de celle d'entrée, soit 55 % de plus que la valeur moyenne fournie par un pont complet monophasé seul ;
- l'**énergie de freinage** d'un éventuel moteur alimenté peut être récupérée dans le condensateur de filtrage.

■ Beaucoup de montages n'intègrent pas ces contraintes de dimensionnement dans leur conception ; ils se comportent alors plus comme des radiateurs que comme des redresseurs !

Insistons sur le fait que les calculs de valeur moyenne de tension effectués pour les redresseurs précédents ne sont plus valables si un filtre capacitif est utilisé.

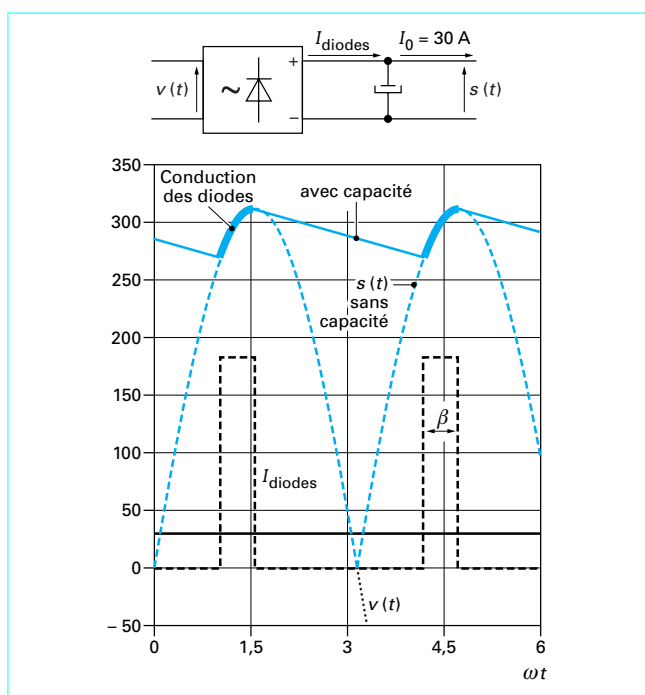


Figure 45 – Filtrage capacitif d'un redresseur : allure théorique

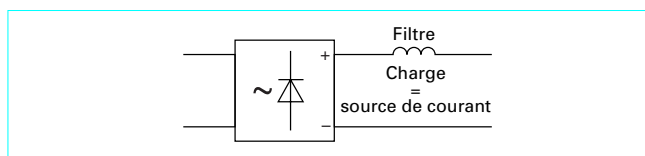


Figure 46 – Filtrage inductif d'un redresseur

3.3.2 Filtrage inductif (redresseurs à diodes et à thyristors)

■ L'**intérêt** du lissage du courant de sortie se résume essentiellement à trois points :

- permettre au pont de fonctionner en régénération (onduleur non autonome) ;
- diminuer les pertes dans la charge, au détriment de celle dans l'inductance de lissage ;
- garantir une transmittance indépendante de la charge, afin de simplifier le régulateur.

L'absence totale de lissage, associée à une conduction discontinue des thyristors permet d'obtenir des **commutations sans perte** dans ces composants électroniques.

■ En **pratique**, les charges supportent toujours un courant découpé et la tension efficace de sortie est plus grande en l'absence d'inductance. En revanche, la ligne d'alimentation, côté alternatif, générera moins de parasites avec une inductance de lissage, côté continu, car le spectre fréquentiel du courant est meilleur. Il faut souligner, enfin, que la présence d'une inductance en sortie (figure 46) peut ralentir considérablement la montée du courant dans la charge ; la bande passante du système diminue alors en conséquence.

■ Les règles d'association des interrupteurs et des sources, au sein d'un convertisseur électronique de puissance, imposent de toujours encadrer les interrupteurs par une source de courant d'un côté et de tension de l'autre.

Les redresseurs à diodes (§ 1) étaient tous alimentés par une source de tension ; leur filtre côté continu doit donc être une inductance. Le non-respect de cette règle explique le mauvais fonctionnement du filtre capacitif (§ 3.3).

La nature inductive des moteurs à courant continu explique le succès de leur association avec des redresseurs, car ils intègrent naturellement cette fonction de lissage.

Rappelons que, dans certaines configurations, un pont de diodes peut être alimenté par une source alternative de courant. Dans ce cas, il faudrait utiliser un filtre composé d'une capacité.

Précisons aussi que le redresseur à une diode ne tolère pas de filtre inductif, en raison de la perte de contrôle consécutive du temps de conduction de la diode. Ce phénomène a été détaillé au paragraphe 1.2.

3.3.3 Filtrage de la source alternative

Les interférences sur les réseaux de distribution d'électricité peuvent être importantes, surtout lorsque la puissance contrôlée est grande.

Les locomotives électriques qui utilisent des redresseurs, intègrent souvent le filtre résonnant représenté sur la figure 47. Ce filtre a une impédance minimale à la fréquence de résonance de 150 Hz. Il se comporte donc comme un court-circuit vis-à-vis du troisième harmonique de courant renvoyé par le redresseur vers la source alternative. Il évite à la ligne d'alimentation alternative de fournir cette fréquence, ce qui réduit la pollution électromagnétique.

Le choix de cette fréquence de filtrage de 150 Hz est dicté par l'utilisation, par les équipements de communication qui longent les lignes, de cette valeur de 150 Hz.

Il existe aussi des filtres plus élaborés, qui atténuent en plus le mode commun. Mais ils sont surtout utilisés dans les systèmes à haute fréquence de découpage.

3.3.4 Protection des thyristors

Les analyses précédentes ont montré que la conduction continue se caractérise par la mise en court-circuit de la source de tension d'entrée lors de chaque commutation. Cette commutation dure modifie la trajectoire de commutation représentée sur la figure 22, qui devient celle de la figure 48.

Si les interrupteurs étaient parfaits, il n'y aurait aucun problème. Mais chaque commutation se caractérisant par la mise en court-circuit temporaire de la source de tension alternative, le courant dans les thyristors monte très vite. La plupart des composants ne supportent pas ces variations trop rapides ; il faut par conséquent les protéger afin de retrouver la trajectoire non dissipatrice représentée. La solution classique consiste en des inductances placées sur le réseau, les éléments de fuite du transformateur convenant alors parfaitement. Elles jouent un rôle important vis-à-vis du réseau, en adoucissant les fronts des courants de ligne. Mais l'emplacement théorique de ces inductances reste néanmoins une connexion en série avec chaque composant.

Rappelons enfin que, dans tous les cas, les commutations génèrent des surtensions, qu'il faut écrêter. On emploie couramment pour cette fonction, des **limiteurs électroniques** ou des **réseaux RC série**.

4. Conclusion

Les nombreux montages redresseurs étudiés se caractérisent tous par une grande robustesse et un coût souvent attractif. Nous n'avons pas abordé la classe des ponts à commande décalée, où deux redresseurs sont connectés en série. Ces associations coûteuses sont réservées aux grandes puissances, car elles permettent d'améliorer la forme du courant appelé sur le réseau. Elles permettent aussi de franchir des niveaux de tensions inaccessibles aux ponts réalisés avec des interrupteurs non montés en série.

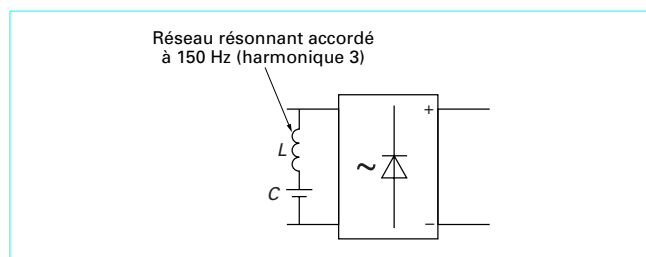


Figure 47 – Filtrage d'une source alternative

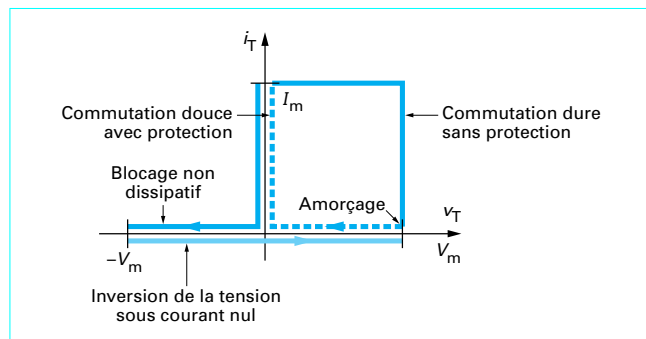


Figure 48 – Trajectoire de commutation en conduction continue

Les applications des redresseurs en entraînement de machines à courant continu se limitent aujourd'hui essentiellement à la robotique de forte puissance, à l'électroménager (triac avec redresseur) et à la traction ferroviaire.

■ Lorsque la puissance le permet, le premier domaine (**robotique**) recourt systématiquement aux hacheurs afin d'obtenir une dynamique importante. Ce n'est donc que lorsque la puissance devient trop grande qu'il est fait appel aux redresseurs (figure 42). C'est le cas des laminoirs, concasseurs..., lorsqu'ils n'utilisent pas de solutions sans balais, meilleures mais plus chères.

■ Les concepteurs de matériel **électroménager** recherchent les prix les plus bas, vu la concurrence extrême sur leurs marchés. Ils choisiront donc souvent des alimentations à triac plus pont de diodes (figure 30), associées à un moteur universel. Cette solution est la moins chère qui existe, tant au niveau du moteur que de l'électronique.

■ Le domaine de la **traction** se répartit entre les ascenseurs, téléphériques et autres funiculaires, et les trains électriques. Il sera toujours demandeur d'associations machine à courant continu-redresseur. En effet, comparées aux versions sans balais, le coût global de ces solutions est souvent moindre, ne serait-ce qu'en raison de leur disponibilité, liée à un amortissement achevé depuis longtemps. Mais il faut pondérer le choix par la contrainte de l'entretien périodique bisannuel des collecteurs des moteurs à courant continu.

On rencontrera donc ces groupes dans l'essentiel des locomotives diesels-électriques, dans la plupart des motrices de moyenne puissance, alimentées par une caténaire à tension alternative (25 kV-50 Hz, 15 kV-16 Hz/2/3 ou autre). Les personnels étant habitués à leur entretien, le changement d'habitudes sera encore long. Citons enfin les téléphériques, où la sécurité impose d'utiliser deux poulies et deux câbles porteurs. Il faut les entraîner chacune avec un moteur séparé, à cause des légères différences de diamètre. La solution moteurs à courant continu connectés en série garantit l'égalité des couples et donc de l'usure, sans régulation sophistiquée.