

# LES GRADATEURS

*Presser la touche F5 pour faire apparaître les signets  
qui favorisent la navigation dans le document.*

## Sommaire

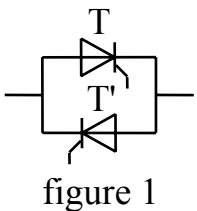
1	Introduction.....	1
2	Gradateur monophasé .....	1
2.1	Allures des tensions et des courants .....	2
2.1.1	Débit sur circuit résistif.....	2
2.1.2	Débit sur circuit inductif.....	2
2.2	Détermination des grandeurs caractéristiques .....	4
2.2.1	Préliminaires .....	4
2.2.2	Angle de conduction $\alpha_1$ .....	4
2.2.3	Fondamental de la tension et du courant .....	5
2.2.4	Harmoniques des grandeurs de sortie .....	6
2.2.5	Facteur de puissance .....	7
3	Gradateurs triphasés.....	8
3.1	Gradateur triphasé tout thyristors .....	9
3.1.1	Structure – Remarques préliminaires .....	9
3.1.2	Débit sur circuit résistif.....	10
3.1.3	Débit sur circuit inductif.....	11
3.1.4	Note sur le cas des systèmes "4 fils" .....	12
3.2	Variantes du montage précédent.....	12
3.3	Critères de choix d'un gradateur triphasé .....	13
4	Applications .....	13

## LES GRADATEURS

1 Introduction

On désigne sous le nom de gradateurs tous les convertisseurs statiques qui, alimentés par un réseau alternatif, fournissent une ou plusieurs tensions à valeur moyenne nulle, de même fréquence que celle du réseau d'alimentation, mais de valeur efficace différente, celle-ci étant habituellement réglable.

Bien que cela ne soit pas la seule technique possible, tous les gradateurs fonctionnent actuellement sur le principe de la commande de phase, déjà vu en redressement commandé, et qui, rappelons le, consiste à amorcer les thyristors avec un retard réglable, par exemple par rapport au passage par zéro d'une tension d'alimentation, et à laisser le blocage s'effectuer en commu-



tation naturelle. Ceci permet l'emploi de composants de type thyristors, le fonctionnement bidirectionnel étant obtenu grâce à l'association tête-bêche de deux éléments comme indiqué sur la figure 1. Tant que les puissances mises en jeu le permettent, on peut évidemment remplacer cette structure par un triac, ce qui simplifie en particulier la conception des circuits de commande.

Le principe employé dans les réalisations des gradateurs ne permettant pas une grande diversité de montages, il est inutile d'envisager une quelconque classification. On distinguera donc simplement les cas du monophasé et du triphasé dans l'étude qui va suivre. A propos de celle-ci, signalons d'entrée que, contrairement aux autres cas d'étude de convertisseurs, on ne pourra pas supposer que le courant débité est ininterrompu. En effet, comme on le verra plus loin, un gradateur comporte simplement, par phase, un interrupteur placé en série avec la charge. L'hypothèse du courant ininterrompu entraînerait donc une conduction en permanence de l'ensemble [T;T'], d'où une disparition totale du fonctionnement recherché. Il s'ensuit que l'on ne pourra pas faire abstraction de la nature de la charge et que, comme pour toute étude en courant discontinu, il faudra raisonner sur une succession de cas particuliers. Pour ne pas alourdir la description, nous nous limiterons cependant aux cas les plus usuels de débit sur circuit résistif et sur circuit inductif.

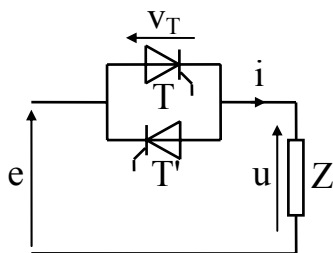
2 Gradateur monophasé

figure 2

Le montage est réalisé conformément au schéma de la figure 1. On note  $e = E\sqrt{2} \sin \theta$  la tension d'alimentation et  $\alpha$  l'angle de retard à l'amorçage de chaque thyristor, compté à partir du passage par zéro de  $e$ . Comme dit ci-dessus, la charge  $Z$  est constituée, soit par un élément purement résistif, soit par un résistor  $R$  en série avec une bobine d'inductance  $L$ .

## 2.1 Allures des tensions et des courants

### 2.1.1 Débit sur circuit résistif

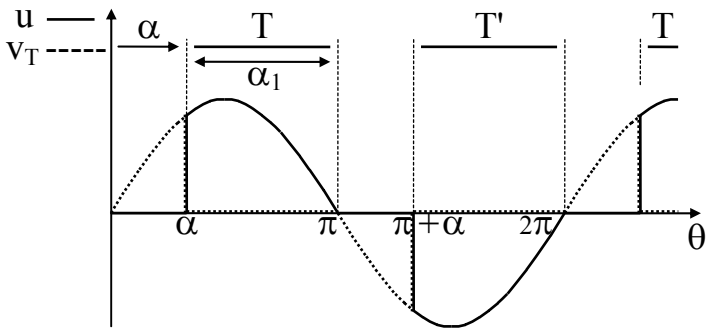


figure 3

Les intervalles de conduction s'obtiennent en remarquant que, comme  $i$  est proportionnel à  $u$ , chaque thyristor se bloque à l'instant où  $u=0$  ( donc à chaque passage par zéro de  $e$  ). On en déduit les allures de  $u$  et de  $v_T$  en remarquant en particulier que  $v_T=e$  lorsque l'interrupteur  $[T;T']$  est bloqué. On peut noter que l'angle de conduction des thyristors, que nous appellerons  $\alpha_1$ , est égal ici à  $\pi - \alpha$ .

### 2.1.2 Débit sur circuit inductif

Dans tout ce qui suit, nous noterons  $\varphi$  l'argument du récepteur, en rappelant que cet angle est le déphasage qui existerait entre  $u$  et  $i$  en régime sinusoïdal permanent. D'autre part, nous supposons dans un premier temps que la commande est de type longue ( par exemple, amorçage par train d'impulsions ).

A cause de l'inductance du circuit de charge, l'annulation du courant, donc le blocage de l'interrupteur, se produit après le passage par zéro de  $e$ , ce qui entraîne un accroissement de l'angle de conduction  $\alpha_1$ , d'autant plus important que  $\varphi$  est plus élevé. L'angle  $\alpha_1$  ne pouvant cependant pas devenir supérieur à  $\pi$ , des anomalies doivent apparaître dans certaines conditions de fonctionnement. Effectivement, l'étude, qu'elle soit théorique ou expérimentale, montre qu'il faut distinguer deux cas.

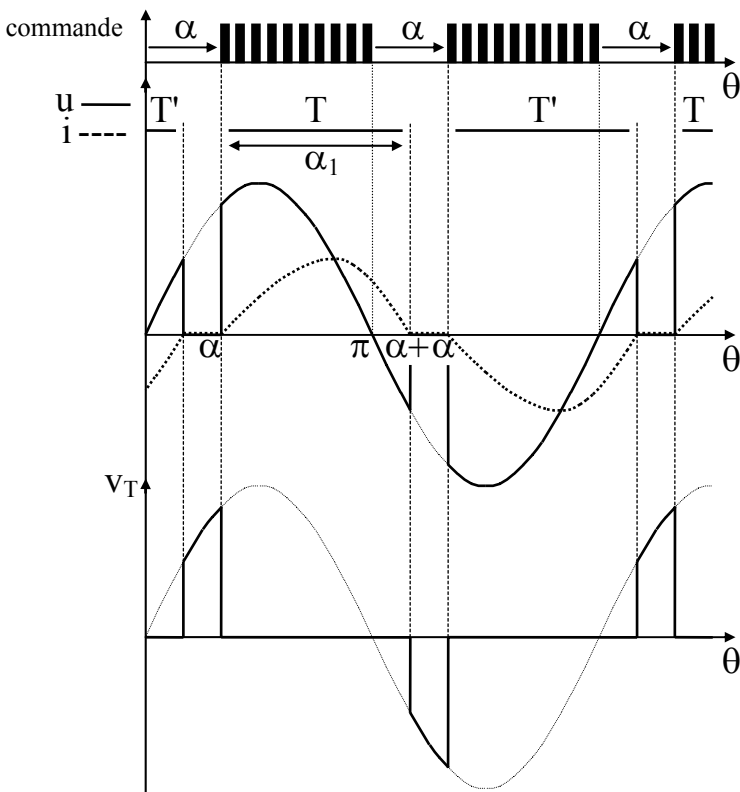


figure 4

a)  $\alpha \geq \varphi$  : L'angle  $\alpha_1$  est alors inférieur à  $\pi$  et on obtient pour  $u$ ,  $i$  et  $v_T$  les allures représentées sur la figure 4. Deux remarques s'imposent:

- Les thyristors s'amorçant dès l'apparition du signal de gâchette, la commande longue ne s'imposerait pas pour ce mode de fonctionnement.
- Les discontinuités de  $v_T$  lors du blocage d'un thyristor se traduisent par un  $dv/dt$

positif aux bornes de l'autre semi-conducteur. Pour éliminer les risques d'amorçage spontané, il faut limiter le taux de croissance de la tension à l'aide d'une cellule RC placée en parallèle sur l'interrupteur.

a)  $\alpha < \varphi$  : En régime permanent, l'angle  $\alpha_1$  est égal à  $\pi$  quel que soit  $\alpha$ . De ce fait, les grandeurs  $u$  et  $i$  sont sinusoïdales, les thyristors s'amorçant après chaque passage par zéro du courant

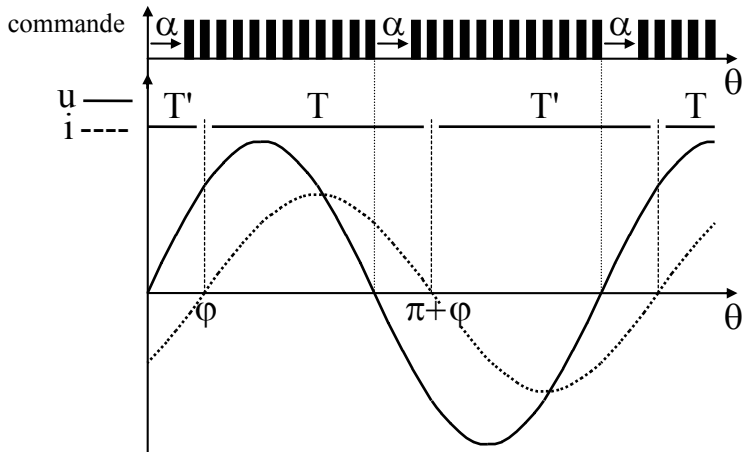


figure 5

( ceci suppose qu'un signal de déblocage est présent sur leur gâchette à cet instant, la commande longue s'avère donc indispensable ici ). Il s'ensuit que, pour ce mode de fonctionnement, le système ne réagit plus à la commande, ce qui confirme un fait signalé en introduction: Lorsque le courant est ininterrompu ( ce qui est bien le cas ici ), l'interrupteur est passant en permanence et le fonctionnement en gradateur disparaît.

#### Remarque: Cas de la commande par impulsion unique

Pour  $\alpha \geq \varphi$ , les résultats sont identiques à ceux décrits pour la commande longue puisque, comme dit plus haut, l'amorçage se produit dès l'apparition du signal de commande. Par contre,

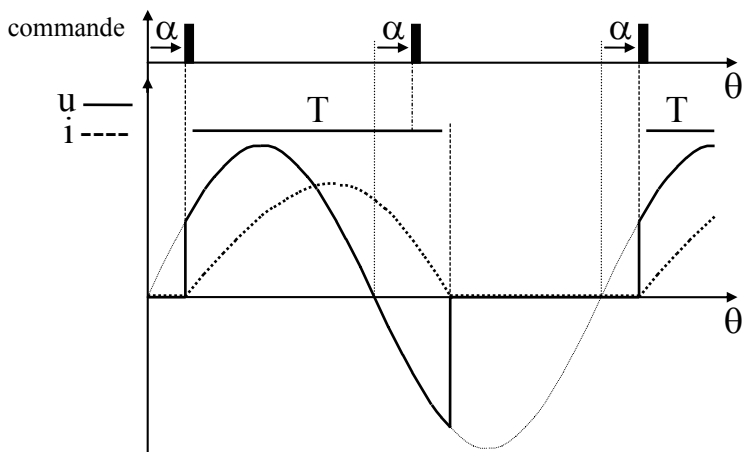


figure 6

pour  $\alpha < \varphi$ , l'interrupteur est encore passant au moment où apparaît la nouvelle impulsion de commande et le thyristor bloqué ne peut donc pas s'amorcer. De ce fait, en régime permanent, un seul des deux thyristors conduira, les allures de  $u$  et de  $i$  étant par exemple celles représentées ci-contre. En dehors de la chute de tension résultant de la disparition d'une des deux alternances, il s'ensuit que la valeur moyenne de  $u$ , donc celle de  $i$ , n'est plus nulle. Dans le cas de dispositifs comportant des circuits magnétiques, ( transformateurs, machines asynchrones, ... ), ceci conduit

quasi systématiquement à une saturation du matériau, donc à une augmentation très nette des courants magnétisants, généralement incompatible avec le bon fonctionnement du système. Pour ce type d'applications, la commande par impulsion unique doit donc être proscrite sauf si on peut se contenter de valeurs de  $\alpha$  supérieures à  $\pi/2$ , donc à  $\varphi$  dans tous les cas, ou si on choisit la tension  $v_T$  comme signal de synchronisation ( ce n'est cependant possible qu'avec certains circuits de commande ). Dans ce dernier cas, le retard à l'amorçage est élaboré à partir de l'instant où l'interrupteur se bloque, ce qui élimine les dysfonctionnements précédents et

permet au montage de fonctionner en gradateur dans tous les cas. Sans insister davantage sur ce mode de commande, qui n'est de toute façon employé qu'en monophasé, signalons simplement que les relations que nous établirons ultérieurement en fonction de l'angle  $\alpha$  ne sont évidemment pas valables dans ce cas de figure.

## 2.2 Détermination des grandeurs caractéristiques

### 2.2.1 Préliminaires

L'angle de conduction jouant un rôle essentiel ici, c'est celui-ci qu'il faudra déterminer en premier. Ensuite, nous nous intéresserons aux fondamentaux des grandeurs de sortie, car, dans le cas du débit sur circuit inductif, ce sont les grandeurs les plus représentatives du comportement du montage. Enfin, nous dirons quelques mots du problème des harmoniques et du facteur de puissance, ce qui nous amènera en particulier à calculer les valeurs efficaces des grandeurs de sortie.

Dans tout ce qui va suivre, nous nous placerons a priori dans le cas le plus général, donc celui du débit sur circuit inductif, en signalant les éventuels points particuliers correspondant à la charge purement résistive. D'autre part, nous supposerons à nouveau que la commande est de type longue, ce qui permet d'exclure le cas du fonctionnement dissymétrique, ( qui ne correspond de toute façon pas à une marche en gradateur, les valeurs moyennes des grandeurs de sortie n'étant plus nulles ).

### 2.2.2 Angle de conduction $\alpha_1$

Il se détermine en étudiant l'évolution du courant pendant la conduction d'un thyristor et en déterminant l'instant où ce courant s'annule. Ainsi, en reprenant par exemple le cas correspondant à la figure 4, pour  $\theta$  compris entre  $\alpha$  et  $\alpha + \alpha_1$ , le courant  $i$  vérifie l'équation différentielle

$$u = E\sqrt{2} \sin\theta = Ri + L\omega_0 \frac{di}{d\theta}$$

La solution littérale de cette équation existe, par contre, la condition  $i(\alpha + \alpha_1) = 0$ , correspondant à la fin de conduction du thyristor T, ne peut être exploitée que sous forme numérique. Nous nous contenterons donc de présenter les résultats généraux sous forme de quelques courbes, en ne développant les calculs que pour les deux valeurs extrêmes, 0 et  $\pi/2$ , de l'angle  $\varphi$ .

#### a) Débit sur résistance pure

Comme dit au paragraphe 2.1.1,

$$\alpha_1 = \pi - \alpha$$

#### b) Débit sur inductance pure

L'équation se réduit à  $L\omega_0 \frac{di}{d\theta} = E\sqrt{2} \sin\theta$ , qui s'intègre en  $i(\theta) = -\frac{E\sqrt{2}}{L\omega_0} \cos\theta + A$ .

La constante  $A$  se détermine grâce à la condition initiale  $i(\alpha) = 0$ , qui entraîne  $A = \frac{E\sqrt{2}}{L\omega_0} \cos\alpha$ , résultat qu'il suffit de reporter dans l'expression du courant pour obtenir finalement

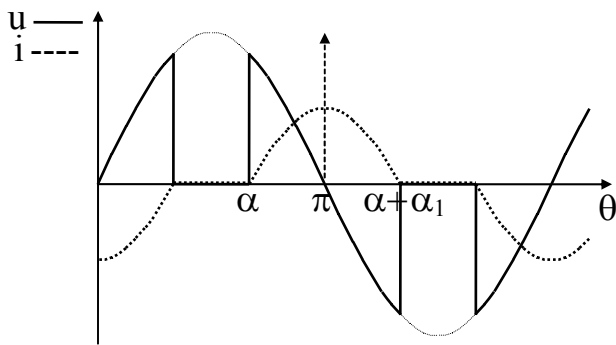


figure 7

$$i(\theta) = \frac{E\sqrt{2}}{L\omega_0} (\cos\alpha - \cos\theta)$$

Etant donné que  $\cos(\pi - \theta) = \cos(\pi + \theta)$ , la fonction  $i(\theta)$  présente un axe de symétrie vertical passant par  $\pi$  comme indiqué ci-contre. Il s'ensuit en particulier que l'intervalle de conduction est centré sur  $\pi$ , d'où l'on déduit que  $\alpha_1/2 = (\pi - \alpha)$ , soit

$$\alpha_1 = 2(\pi - \alpha)$$

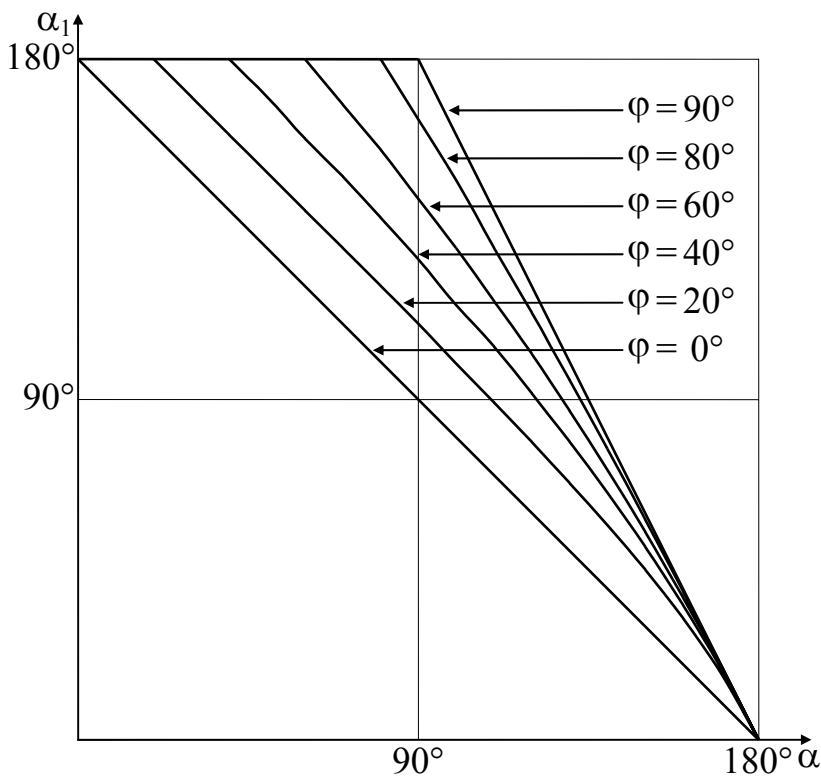


figure 8

Compte tenu de ces résultats, et de l'étude dans le cas général non développée ici, on obtient pour  $\alpha_1 = f(\theta)$  les allures représentées ci-contre. On y retrouve en particulier que  $\alpha_1 = \pi$  lorsque  $\alpha = \varphi$ . D'autre part, vu les hypothèses faites sur la nature de la commande, l'angle  $\alpha_1$  reste constant et égal à  $\pi$  pour tout  $\alpha$  inférieur à  $\varphi$ .

### 2.2.3 Fondamental de la tension et du courant

Avec l'origine des temps au passage par zéro de  $e$ , on constate que le fondamental de  $u$  peut se mettre sous la forme  $u_1 = A_1 \sin\theta - B_1 \cos\theta$  avec

$$A_1 = \frac{E\sqrt{2}}{\pi} \left\{ \alpha_1 + \frac{\sin(2\alpha) - \sin[2(\alpha + \alpha_1)]}{2} \right\} \quad \text{et} \quad B_1 = \frac{E\sqrt{2}}{2\pi} \left\{ \cos[2(\alpha + \alpha_1)] - \cos(2\alpha) \right\}$$

En regroupant les termes en sinus et cosinus pour mettre en évidence la valeur efficace et l'argument de  $u_1$ , on obtient, tous calculs faits,

$$u_1 = U_1 \sqrt{2} \sin(\theta - \psi_1) \quad \text{avec} \quad U_1 = \sqrt{\frac{A_1^2 + B_1^2}{2}} \quad \text{et} \quad \psi_1 = \text{Arc tan} \left( \frac{B_1}{A_1} \right)$$

Partant de là, on peut déterminer les caractéristiques du fondamental  $i_1$  du courant  $i$  dans la charge. De  $\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_1}{R + jL\omega_0}$ , et en notant  $\varphi = \text{Arc tan}\left(\frac{L\omega_0}{R}\right)$  l'argument du récepteur, on déduit

$$\boxed{I_1 = \frac{U_1}{\sqrt{R^2 + (L\omega_0)^2}} \quad \varphi_1 = \left[ \begin{array}{c} \vec{I}_1 \\ \vec{E} \end{array} \right] = \left[ \begin{array}{c} \vec{I}_1 \\ \vec{U}_1 \end{array} \right] + \left[ \begin{array}{c} \vec{U}_1 \\ \vec{E} \end{array} \right] = \varphi + \psi_1}$$

Remarque: Puissances active et réactive fournies par le réseau

La tension d'alimentation étant sinusoïdale, les expressions obtenues pour  $I_1$  et  $\varphi_1$  permettent de calculer ces puissances à l'aide des formules usuelles  $P = E \cdot I_1 \cdot \cos\varphi_1$  et  $Q = E \cdot I_1 \cdot \sin\varphi_1$ . On peut noter que, pour un circuit résistif,  $\varphi_1$  n'est pas nul car il subsiste  $\psi_1$ , qui est différent de zéro sauf si  $\alpha$  est nul. En dehors de ce cas trivial, le réseau fournit donc de la puissance réactive bien que la charge soit constituée par une résistance pure.

### 2.2.4 Harmoniques des grandeurs de sortie

Nous nous contenterons ici d'une étude simplifiée, en raisonnant sur les taux d'harmoniques globaux ramenés au fondamental. En désignant par  $U$  et  $I$  les valeurs efficaces de  $u$  et de  $i$ , ces

taux sont définis par  $\tau_v = \frac{\sqrt{U^2 - U_1^2}}{U_1}$   $\tau_i = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1}$

Les fondamentaux étant déjà connus, il suffit de déterminer  $U$  et  $I$ .

#### a) Valeur efficace de la tension

Pour  $\alpha < \varphi$ ,  $U = E$  car la tension est sinusoïdale.

Pour  $\alpha \geq \varphi$ , on a  $U^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\alpha_1} (E\sqrt{2} \sin\theta)^2 d\theta = \frac{E^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\alpha_1} [1 - \cos(2\theta)] d\theta$

or  $\int_{\alpha}^{\alpha+\alpha_1} [1 - \cos(2\theta)] d\theta = \left[ \theta - \frac{\sin(2\theta)}{2} \right]_{\alpha}^{\alpha+\alpha_1} = \left\{ \alpha + \alpha_1 - \alpha - \frac{\sin[2(\alpha + \alpha_1)] - \sin(2\alpha)}{2} \right\}$

d'où, finalement, 
$$\boxed{U = E \sqrt{\frac{\alpha_1}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha) - \sin[2(\alpha + \alpha_1)]}{2\pi}}}$$

N.B.: Dans le cas du débit sur circuit résistif ( mais seulement dans ce cas! ), le résultat précédent permet de déterminer directement la puissance dissipée dans la charge. En effet,  $P$  est alors égale à  $U^2/R$ , ce qui, compte tenu du fait que  $\alpha_1 = \pi - \alpha$  pour ce type de débit, donne

$$\boxed{P = \frac{E^2}{R} \left[ 1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi} \right]}$$

#### b) Valeur efficace du courant

Plutôt que de procéder comme pour la tension, ce qui nous obligerait à déterminer l'expression littérale de  $i(\theta)$  ( donc à résoudre l'équation différentielle donnée au paragraphe 2.2.2 ),

nous allons profiter de l'étude faite sur les fondamentaux en remarquant que la puissance  $P$  est aussi celle dissipée par effet Joule dans la partie résistive de la charge, soit  $R \cdot I^2$  ( à condition que cette partie existe, ce qui exclut le cas du circuit purement inductif – pour ce dernier, on ne peut que partir de l'intégrale de définition en utilisant l'expression de  $i$  trouvée au 2.2.2.b ). A cette restriction près, de  $P = R \cdot I^2 = E \cdot I_1 \cdot \cos\varphi_1$ , on déduit

$$I = \sqrt{\frac{E I_1 \cos\varphi_1}{R}}$$

Il suffit alors d'utiliser ces expressions et les résultats obtenus précédemment pour calculer les taux d'harmoniques relatifs à n'importe quel type de charge. A titre d'exemple, et pour illustrer les conclusions qualitatives qui vont suivre, nous avons représenté ci-dessous les résultats correspondants à deux types de charge inductive ( la présentation en fonction du rapport  $U_1/E$  plutôt que de l'angle  $\alpha$  a été choisie pour faciliter la comparaison ).

*circuit faiblement inductif* (  $\varphi = 10^\circ$  )

$U_1/E$	1	0,90	0,80	0,70	0,60	0,50	0,40	0,30	0,20	0,10
$\tau_v$	0	0,30	0,43	0,54	0,66	0,77	0,91	1,08	1,32	1,79
$\tau_i$	0	0,23	0,34	0,44	0,53	0,62	0,72	0,85	1,01	1,27

*circuit fortement inductif* (  $\varphi = 80^\circ$  )

$U_1/E$	1	0,90	0,80	0,70	0,60	0,50	0,40	0,30	0,20	0,10
$\tau_v$	0	0,34	0,50	0,65	0,81	1,00	1,22	1,52	1,99	2,99
$\tau_i$	0	0,05	0,10	0,16	0,22	0,28	0,36	0,45	0,58	0,79

Comme on peut le voir sur les deux exemples précédents, mais cela reste vrai quelle que soit la nature de la charge, le taux d'harmoniques de la tension est toujours important, les harmoniques pouvant même devenir très supérieur au fondamental ( $\tau_v$  augmente un peu avec  $\varphi$ , mais ceci n'est pas très significatif). Le taux d'harmoniques du courant, par contre, est d'autant plus faible que l'inductance de la charge est plus élevée. Si ce résultat est logique, car il est dû à l'effet de filtrage qui augmente avec l'inductance de la charge, il n'en est pas moins intéressant, car, pour les charges autres que celles purement résistives, les effets parasites sont surtout dus aux harmoniques de courant, qu'il est donc intéressant de voir réduits.

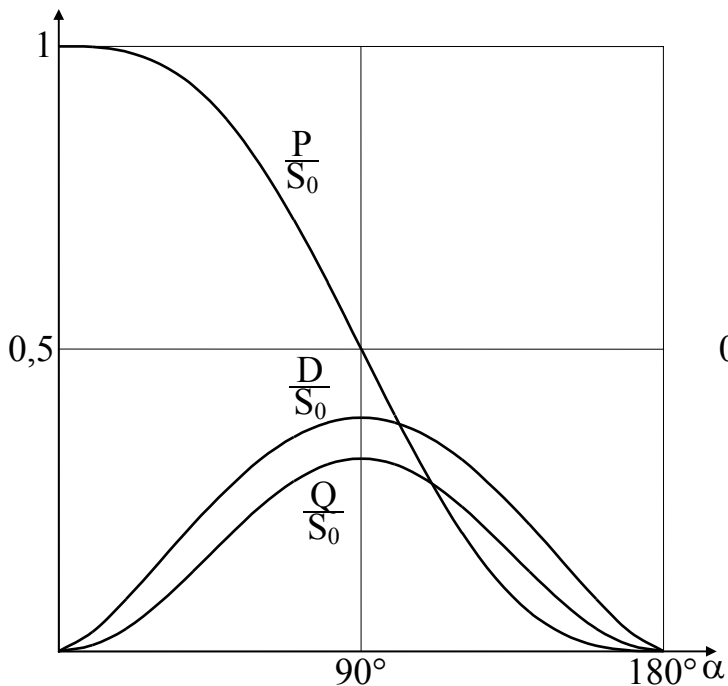
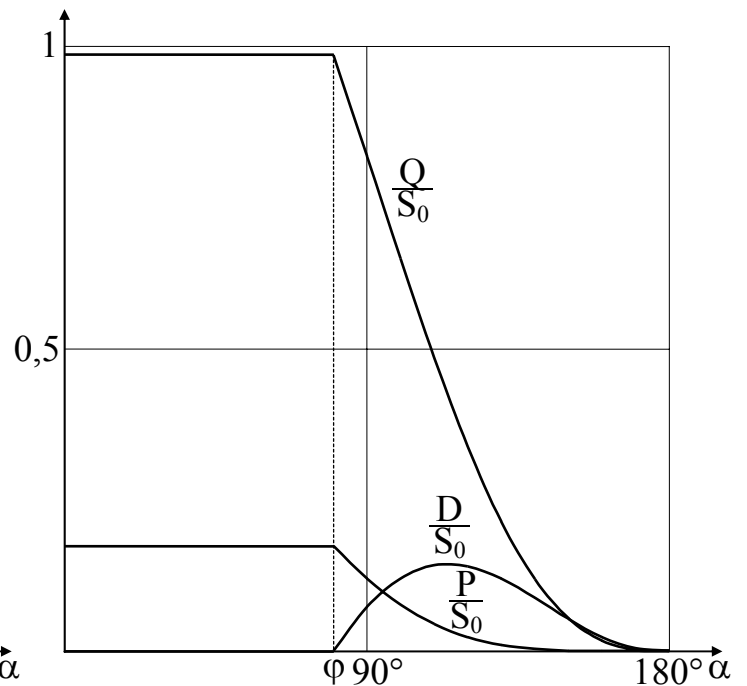
### 2.2.5 Facteur de puissance

Il est défini comme habituellement par  $f = P/S$ , avec  $S$ , puissance apparente, égale à  $E \cdot I$ , et  $P$ , puissance active, que l'on peut calculer soit par  $R \cdot I^2$ , soit par  $E \cdot I_1 \cdot \cos\varphi_1$ .

Le premier mode de calcul est surtout intéressant dans le cas d'une charge résistive constante et donne  $f = R \cdot I/E$ . Comme  $I$  diminue avec  $\alpha$ , il en est de même du facteur de puissance, qui se dégrade donc d'autant plus que l'angle de retard à l'amorçage est plus élevé.



Avec la deuxième expression de  $P$ , on obtient  $f = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1$ , relation qui met en évidence la part due à la puissance déformante, correspondant au rapport  $I_1/I$ , et celle due à la puissance réactive, qui augmente avec  $\varphi_1$ . Pour les valeurs élevées de  $\varphi$ , le taux d'harmoniques du courant est faible ( du moins tant que  $\alpha$  n'est pas trop proche de  $\pi$  ),  $I_1$  est donc peu différent de  $I$  et la diminution du facteur de puissance est surtout due à la consommation de puissance réactive. Au fur et à mesure que  $\varphi$  diminue, la "consommation" de puissance déformante augmente, sans pour autant que le montage cesse de consommer de la puissance réactive puisque, même si  $\varphi$  est nul, il subsiste dans  $\varphi_1$  le terme  $\psi_1$  qui n'est nullement négligeable. Pour illustrer ceci, nous avons représenté sur les figures 9 et 10 les courbes donnant l'évolution des différentes puissances en fonction de  $\alpha$  pour un récepteur résistif et pour un récepteur fortement inductif ( les trois grandeurs sont rapportées au terme  $S_0$  égal à la puissance apparente qu'absorberait le récepteur en régime sinusoïdal permanent ).

figure 9:  $\varphi = 0^\circ$ figure 10:  $\varphi = 80^\circ$ 

### 3 Gradateurs triphasés

Contrairement au monophasé, où il n'y avait qu'une seule façon d'associer l'interrupteur avec la charge, il existe en triphasé diverses possibilités, surtout si la charge, que nous supposons toujours équilibrée, est de type à six bornes accessibles. De plus, on peut dans certains cas remplacer les interrupteurs à deux thyristors par des interrupteurs mixtes ( un thyristor et une diode ), ce qui augmente encore le nombre de structures possibles et nous oblige, étant donné que nous voulons garder à cette partie de l'étude une ampleur raisonnable, à nous contenter d'une description sommaire des montages les plus usuels. Ceci nous amène, en particulier, à ne pas parler des gradateurs "mixtes", peu employés, et à ne plus donner les résultats détaillés concernant les grandeurs caractéristiques, leur évolution avec les conditions de fonctionnement étant de toute façon qualitativement la même que pour le gradateur monophasé.

### 3.1 Gradateur triphasé tout thyristors

#### 3.1.1 Structure – Remarques préliminaires

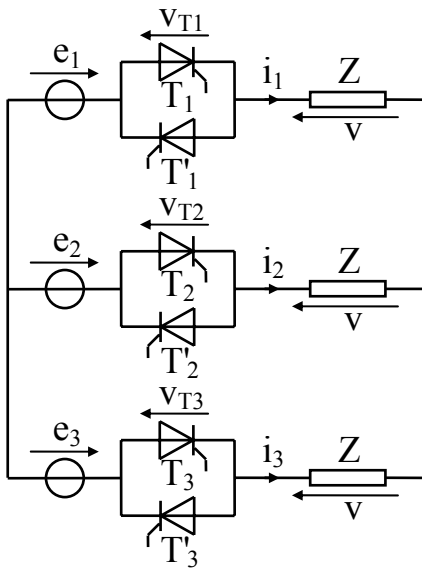


figure 11

Le montage comporte un interrupteur en série avec chaque phase du système supposé dépourvu de fil neutre ( nous reviendrons ultérieurement sur cette hypothèse restrictive ). On choisit une représentation en étoile de l'alimentation et de la charge, sans préjuger de leur structure réelle, qui n'intervient de toute façon pas sur les intervalles de conduction des différents redresseurs ou sur les formes des courants en ligne ou des tensions entre phases.

De même qu'en redressement commandé, les différents thyristors sont débloqués tous les sixièmes de période suivant l'ordre habituel  $T_1 T_3 T_2 T_1 T_3 T_2$ .

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

#### a) Tous les interrupteurs sont bloqués

Dans ce cas,  $v_1 = v_2 = v_3 = 0$  et chaque interrupteur est soumis à la tension simple correspondante ( du moins, si les résistances à l'état bloqué des six semi-conducteurs sont identiques ).

#### b) Deux interrupteurs conduisent

Les impédances dans chaque phase conductrice étant identiques, la tension composée correspondante se répartit de façon égale entre les deux éléments concernés. Ainsi, par exemple, si  $[T_1; T_1']$  et  $[T_2; T_2']$  sont passants, on a  $v_1 = -v_2 = \frac{e_1 - e_2}{2}$ .

Par ailleurs, comme le système est déséquilibré, la tension aux bornes de l'interrupteur bloqué devient différente de la tension simple, comme on peut le voir par exemple en considérant à nouveau le cas  $[T_3; T_3']$  bloqué. La loi des mailles, appliquée aux phases 2 et 3 donne

$$e_3 - v_{T3} - v_3 + v_2 - e_2 = 0.$$

Comme  $v_3 = 0$  et  $v_2 = (e_2 - e_1)/2$ , on en déduit, tous calculs faits, que  $v_{T3} = \frac{3}{2}e_3$  ( alors que l'on avait  $v_{T3} = e_3$  dans le cas précédent ). Il s'ensuit en particulier que la tension crête aux bornes de chaque interrupteur peut atteindre la valeur  $1,5E\sqrt{2}$  ( avec E, valeur efficace commune des tensions  $e_1, e_2$  et  $e_3$  ).

#### c) Les trois interrupteurs conduisent

Le système redevenant équilibré, les tensions aux bornes de la charge sont simplement égales aux tensions d'alimentation correspondantes.

Signalons pour terminer qu'on se limitera au tracé des tensions de sortie ( en fait de  $v_1$ , les autres étant identiques à des décalages de  $2\pi/3$  près ). En effet, exception faite du débit sur circuit résistif, les courants présentent des allures trop longues à justifier dans le cadre sommaire que nous nous sommes fixés.

### 3.1.2 Débit sur circuit résistif

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

1)  $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ : Pour ce mode, l'angle de conduction  $\alpha_1$  de chaque thyristor est égal à  $\pi - \alpha$  et on

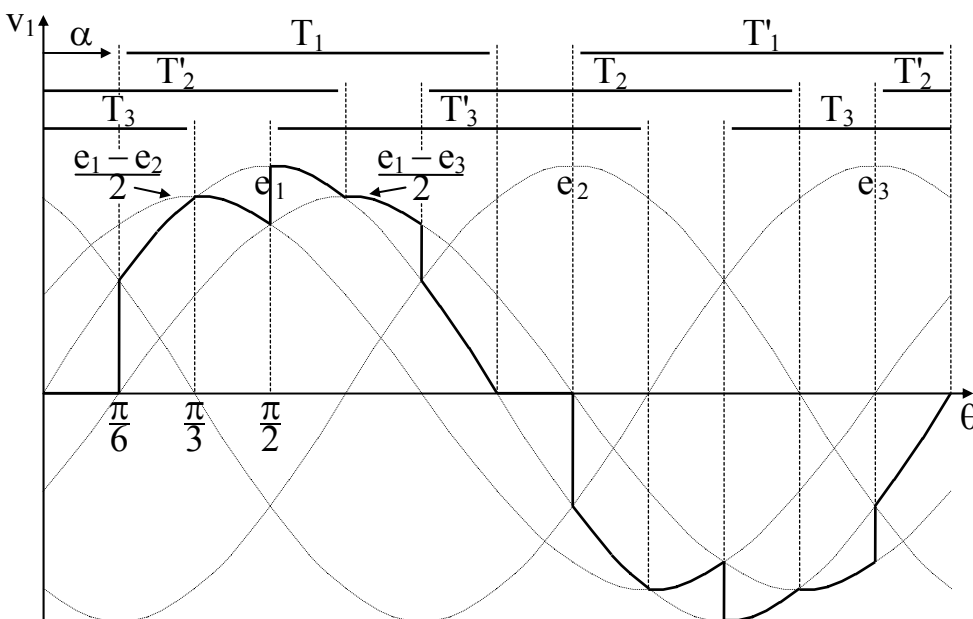


figure 12

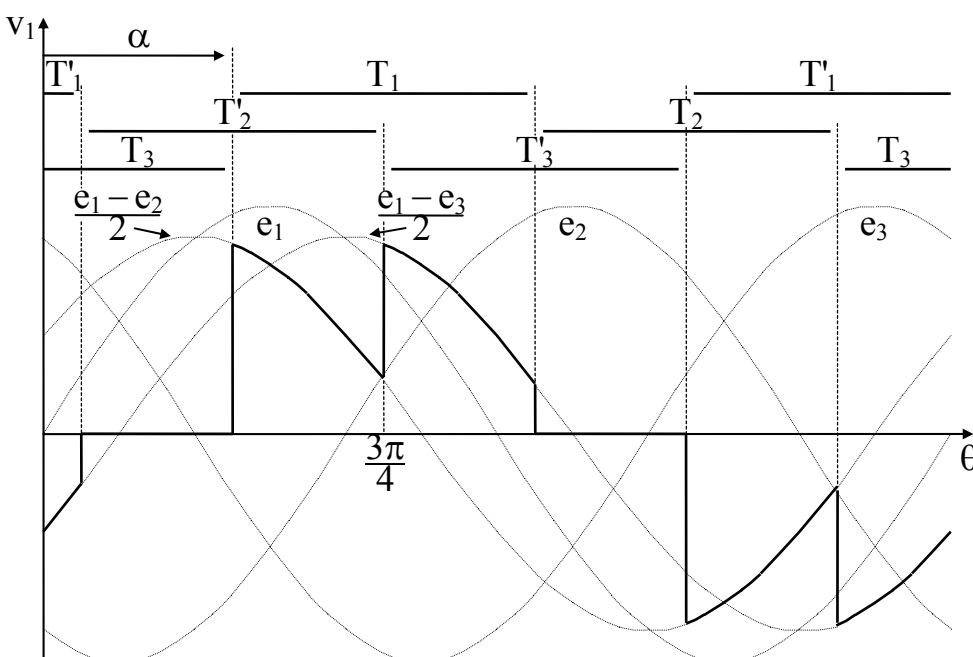


figure 13

peut avoir la conduction simultanée, soit de 2, soit de 3 interrupteurs. La figure 12 représente l'allure de  $v_1$  pour  $\alpha = \pi/6$ . On y retrouve les différents cas signalés précédemment: ainsi, par exemple, pour  $\pi/6 \leq \theta \leq \pi/3$ ,  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_3$  conduisent, ce qui entraîne  $v_1 = e_1$ , alors que pour  $\pi/3 \leq \theta \leq \pi/2$ , seuls  $T_1$  et  $T_2$  conduisent et  $v_1$  vaut  $(e_1 - e_2)/2$ .

2)  $\pi/3 \leq \alpha \leq \pi/2$ : Dans ce cas,  $\alpha_1$  est égal à  $2\pi/3$  quel que soit  $\alpha$ , ce qui rend impossible la conduction simultanée des trois interrupteurs. En examinant la figure 13, tracée pour  $\alpha = 5\pi/12$ , on voit que ce mode, qui implique des transferts instantanés de courant d'une phase vers la suivante ( par exemple de la phase 2 vers la phase 3 pour  $\theta = 3\pi/4$  ), ne peut exister que parce que le récepteur est purement résistif.

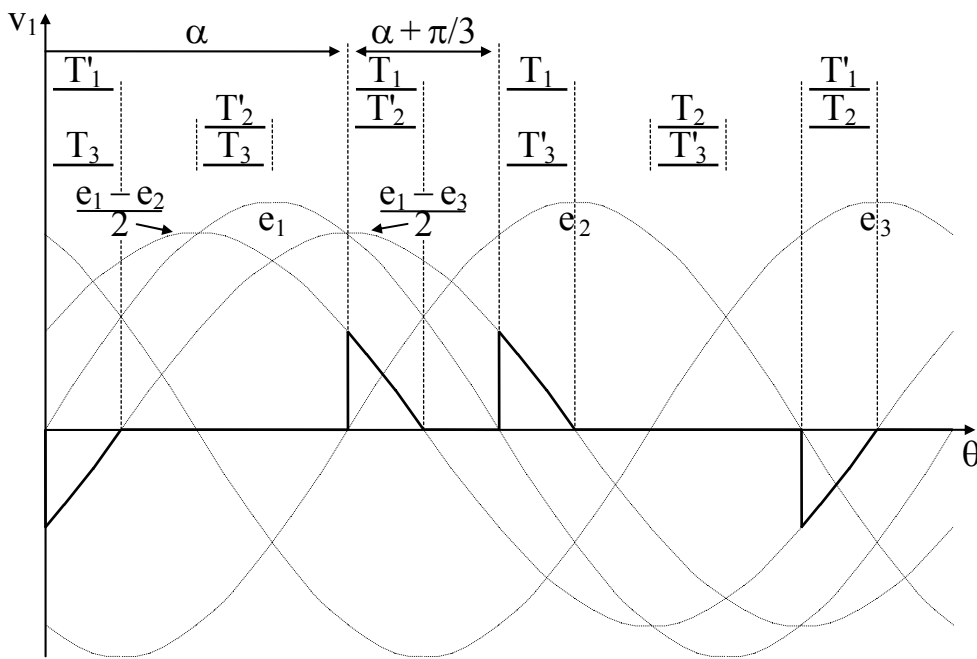


figure 14

3)  $\pi/2 \leq \alpha \leq \pi$ : Les phénomènes sont analogues à ceux décrits dans le cas 2), à cela près que les tensions composées ne gardent plus un signe constant dans l'intervalle de longueur  $2\pi/3$  qui suit la mise en conduction d'un interrupteur. L'annulation du courant à l'intérieur de cet intervalle entraîne donc une réduction et un fractionnement de l'angle de conduction comme indiqué ci-contre.

Deux remarques s'imposent:

- Le réamorçage à  $\alpha + \pi/3$  nécessite une commande avec impulsion de confirmation comme pour les montages redresseurs PD3 tout thyristors.
- Les interrupteurs ne peuvent s'amorcer que tant que  $\alpha$  reste inférieur à  $5\pi/6$ .

### 3.1.3 Débit sur circuit inductif

Comme dit précédemment, le mode 2 ne peut pas exister pour ce type de récepteur. Il ne subsiste donc que le mode 1, obtenu pour  $\alpha$  compris entre  $\varphi$  et un angle  $\alpha_L$  qui dépend de  $\varphi$ , et le mode 3, correspondant à  $\alpha$  compris entre  $\alpha_L$  et  $5\pi/6$ . A l'intérieur de chaque mode, on assiste, comme en monophasé, à un allongement des intervalles de conduction par rapport au débit sur circuit résistif. A titre d'exemple, nous avons représenté ci-contre la tension  $v_1$  pour un fonctionnement en mode 1.

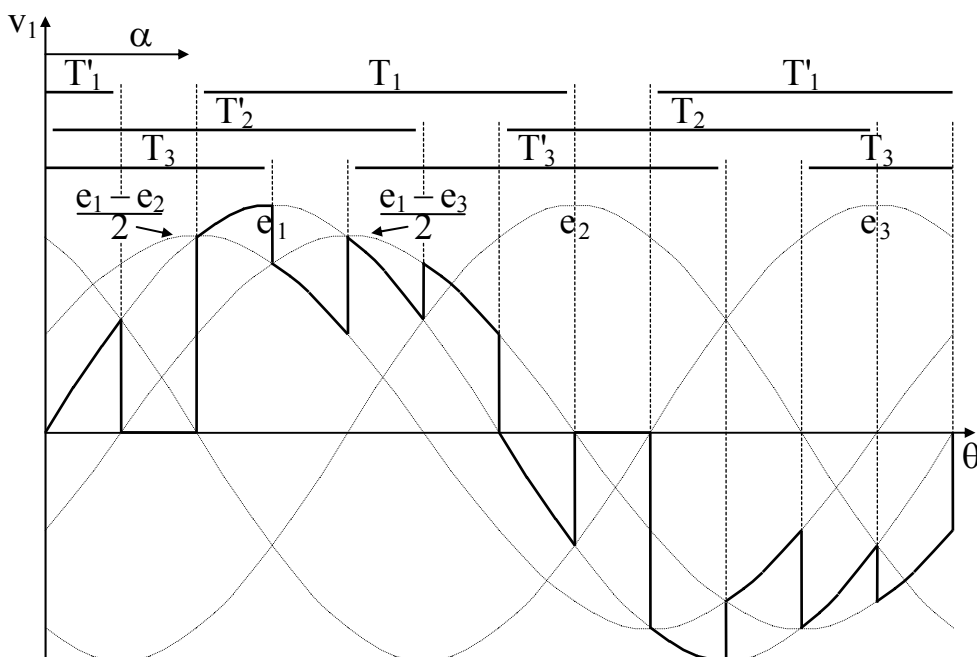


figure 15

le mode 1, obtenu pour  $\alpha$  compris entre  $\varphi$  et un angle  $\alpha_L$  qui dépend de  $\varphi$ , et le mode 3, correspondant à  $\alpha$  compris entre  $\alpha_L$  et  $5\pi/6$ . A l'intérieur de chaque mode, on assiste, comme en monophasé, à un allongement des intervalles de conduction par rapport au débit sur circuit résistif. A titre d'exemple, nous avons représenté ci-contre la tension  $v_1$  pour un fonctionnement en mode 1.

### 3.1.4 Note sur le cas des systèmes "4 fils"

Lorsque l'alimentation et la charge possèdent effectivement la structure en étoile et offrent des points communs accessibles, on peut envisager de relier ces derniers. On obtient alors l'équivalent de trois gradateurs monophasés, mais ce dispositif, qui a l'avantage de faciliter la commande puisqu'elle ne nécessite plus d'impulsion de confirmation, présente l'inconvénient de laisser circuler en ligne les harmoniques de courant multiples de trois générés par les gradateurs monophasés ( alors que ces composantes, qui forment un système homopolaire, ne peuvent pas exister dans le montage "3 fils" initial ). C'est pourquoi, même si la structure le permet, on s'abstient généralement de relier les neutres.

### 3.2 Variantes du montage précédent

Il faut noter d'entrée que celles-ci ne sont utilisables que si le récepteur présente six bornes accessibles. Cette condition étant supposée réalisée, les procédés mis en œuvre sont essentiellement les suivants:

#### a) Branchement du gradateur en aval de la charge

A priori, si on se contente de déplacer les interrupteurs, on obtient le groupement en étoile représenté sur la figure 16. Celui-ci ne modifie aucune des grandeurs du circuit et ne présente d'autre intérêt que celui lié au fait que les interrupteurs possèdent maintenant une électrode commune, ce qui peut faciliter la mise en oeuvre des circuits de commande.

Une alternative beaucoup plus intéressante consiste à grouper les interrupteurs en triangle comme indiqué sur la figure 17. Par rapport au montage de base, cette structure présente deux intérêts:

- Les thyristors sont soumis à des contraintes en courant moins élevées puisque le courant en ligne peut se répartir entre deux interrupteurs.
- La commande ne nécessite plus d'impulsion de confirmation car il suffit qu'un seul thyristor conduise pour que le courant puisse circuler.

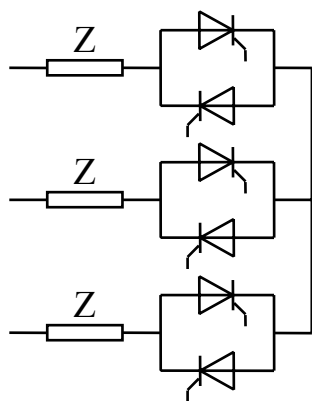


figure 16

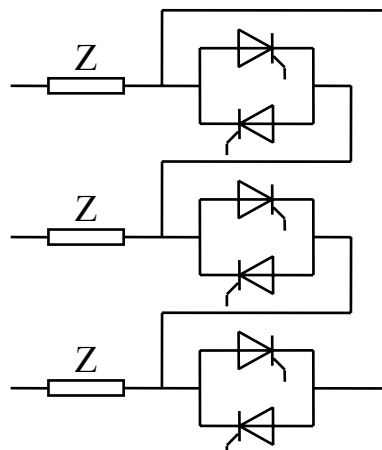


figure 17

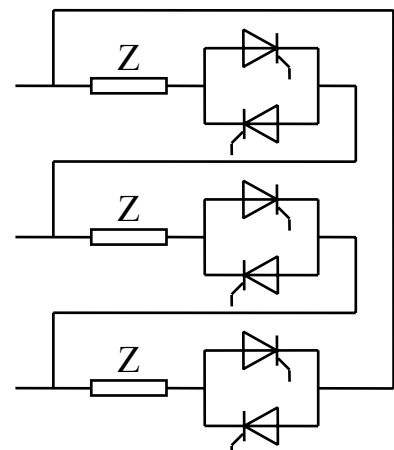


figure 18

## b) Groupement en triangle de gradateurs monophasés

Comme pour le montage précédent, cette structure, représentée sur la figure 18, simplifie la commande puisqu'elle ne nécessite plus d'impulsion de confirmation. On peut la rapprocher du groupement en étoile avec neutre décrite au paragraphe 3.1.4, mais, contrairement à ce dernier, elle s'oppose toujours à la circulation en ligne d'harmoniques de courants multiples de 3. De plus, vu que les harmoniques restants générés par les gradateurs monophasés sont, toutes choses égales par ailleurs, plus faibles que ceux du gradateur triphasé, le taux d'harmoniques global des courants d'alimentation est nettement diminué.

### 3.3 Critères de choix d'un gradateur triphasé

Aux moyennes et fortes puissances, le critère prépondérant est généralement la forme d'onde de courant. Deux options sont alors possibles:

- Si on veut privilégier la qualité des signaux au niveau du récepteur, on utilise le gradateur tout thyristors ou une de ses variantes obtenues en plaçant les interrupteurs en aval de la charge.
- Si on préfère réduire les harmoniques du courant en ligne, on emploie le groupement en triangle de gradateurs monophasés.

Aux faibles puissances, le problème des harmoniques de courant devient moins crucial. On utilise alors le plus souvent le gradateur tout thyristors, qui présente l'avantage de n'imposer aucune contrainte à la charge. En particulier, on pourra à volonté changer son couplage sans modifier le gradateur et obtenir ainsi un équipement présentant deux gammes de réglage.

## 4 Applications

### a) Alimentation des machines asynchrones sous tension variable

Les applications en variation de vitesse étant décrites dans le chapitre correspondant, nous ne mentionnerons ici que l'emploi en "démarrateur", où le gradateur est utilisé uniquement pendant les régimes transitoires pour contrôler les phases d'accélération ou de décélération.

### b) Variateurs d'éclairage ou de chauffage

Le principe et les applications sont bien connus. Signalons simplement que, comme la charge est purement résistive, il faut limiter le taux de croissance du courant à l'aide d'inductances lorsque les puissances mises en jeu sont élevées. En effet, indépendamment du fait qu'ils risquent de détruire les semi-conducteurs, les  $di/dt$  élevés génèrent des parasites radio-électriques dont les taux maximums d'émission sont réglementés. Ceci amène d'ailleurs, dans les installations de chauffage où l'inertie thermique le permet, à remplacer la commande de phase par un fonctionnement en "tout ou rien", les interrupteurs étant passants pendant  $n_1$  périodes du réseau et bloqués pendant les  $n - n_1$  périodes suivantes. Si, de plus,  $n$  est constant, on obtient la com

mande dite en "train d'ondes", où la puissance dissipée dans la charge est proportionnelle au rapport  $n_1/n$ .

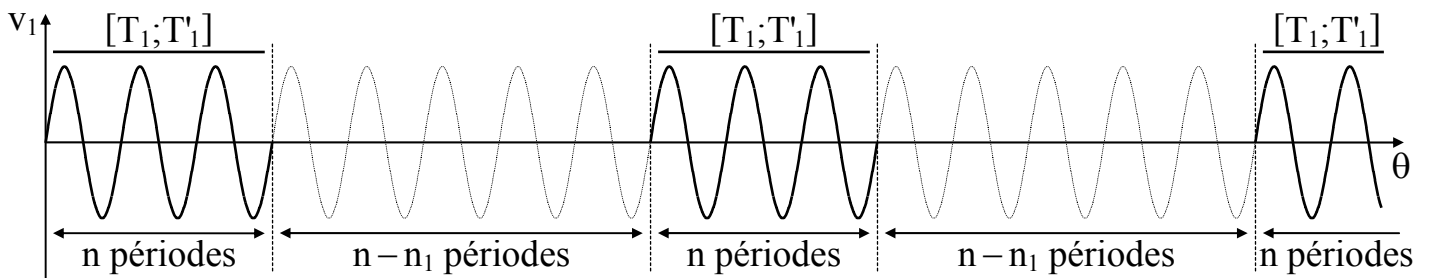


figure 19: allure de  $v_1$  dans le cas d'une commande par train d'ondes

### c) Utilisation en redressement commandé

Comme indiqué ci-dessous, on peut associer un gradateur triphasé à un transformateur alimentant un pont à diodes. Le tout se

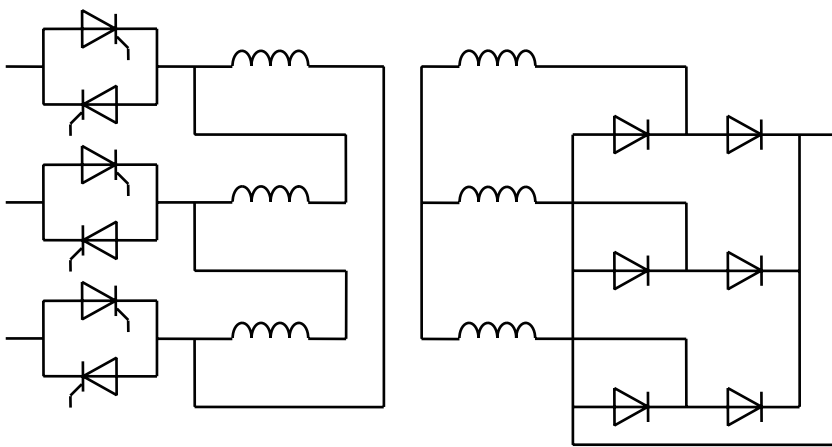


figure 20

comporte comme un redresseur à thyristors, mais est plus intéressant que ce dernier lorsqu'on veut obtenir, soit des tensions très élevées, soit des courants très intenses. En effet, dans les deux cas, ce sont des diodes ( et non plus des thyristors ) qui ont à supporter les contraintes importantes de courant ou de tension imposées à la sortie.

### d) Statocompensateur

Le but est de pouvoir régler de façon continue la puissance réactive échangée avec le réseau. La tension de sortie d'un gradateur présentant d'importantes discontinuités, le débit direct sur condensateur n'est pas possible à cause des pointes de courant qui accompagneraient chaque amorçage de thyristor. Le réglage se fait donc de façon indirecte en associant une batterie de condensateurs à un gradateur débitant sur des inductances pures.

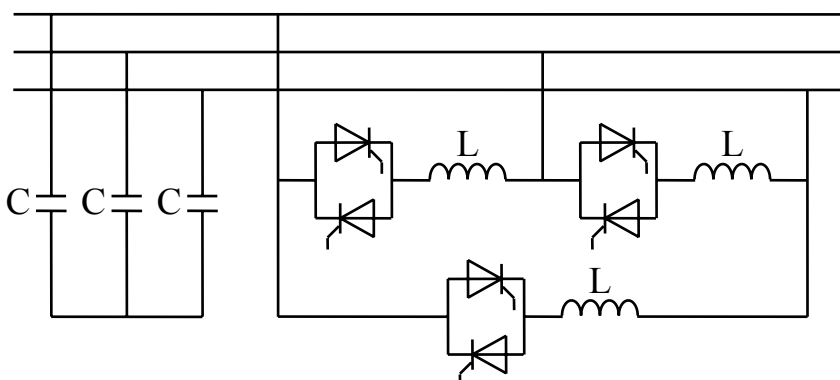


figure 21

Le montage peut être réalisé comme indiqué ci-contre, l'utilisation du groupement en triangle de trois gradateurs monophasés permettant de régler de façon totalement indépendante le courant dans chaque bobine et ainsi de compenser également, si on le souhaite, le déséquilibre éventuel du récepteur.