



**Guy Séguier  
Philippe Delarue  
Francis Labrique**

# Électronique de puissance

**Structures, fonctions de base,  
principales applications**

**9<sup>e</sup> édition**

**Cours et exercices corrigés**

Master

Écoles d'ingénieurs

**DUNOD**

## Chapitre 1

# **Introduction**

Entre l'électrotechnique et l'électronique s'est développée, au cours de la deuxième moitié du 20<sup>e</sup> siècle, une nouvelle technique, l'électronique de puissance, parfois appelée à ses débuts l'électronique des courants forts.

La mise au point de semiconducteurs, diodes, thyristors et transistors au silicium, permettant le contrôle de courants et de tensions importants a donné un essor considérable à cette nouvelle technique, au point d'en faire aujourd'hui une des disciplines de base du génie électrique.

Avant d'aborder l'étude de l'électronique de puissance, il importe d'en dégager la principale caractéristique, de montrer les particularités qui en résultent et de situer le domaine de ses applications.

### **1.1. L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE NE PEUT ÊTRE QU'UNE ÉLECTRONIQUE DE COMMUTATION**

Le domaine de l'électronique concerne toutes les applications liées à l'utilisation des composants « actifs », semi-conducteurs ou tubes à vide.

► *L'électronique analogique* permet de générer ou de traiter une grandeur électrique, courant ou tension, dont les caractéristiques (amplitude, phase, fréquence...) sont porteuses d'une information.

Elle utilise les composants dans leur zone de fonctionnement linéaire en modulant leur chute de tension. Cette chute de tension est à l'origine de pertes importantes fournies par une alimentation auxiliaire.

► *L'électronique numérique*, qui a permis l'essor de l'informatique, est, comme la précédente, une électronique du signal. Elle utilise des composants semi-conducteurs pour réaliser la fonction interrupteur ; elle traite des grandeurs électriques à deux niveaux (généralement zéro et la tension d'alimentation) correspondant aux deux états d'une variable booléenne ; l'information est codée en binaire. Le grand nombre de composants utilisés, les tensions et les courants résiduels ainsi que les fréquences de commutation élevées sont ici encore à l'origine de pertes fournies par une alimentation auxiliaire.

► *L'électronique de puissance* permet la *conversion statique de l'énergie électrique* entre une source et un récepteur qui n'ont pas des caractéristiques adaptées. Par exemple, lorsqu'on désire alimenter les moteurs synchrones triphasés de traction d'un métro à partir du rail alimenté en continu, on doit convertir la tension continue du rail en un système triphasé de tensions alternatives d'amplitude et de fréquence variables. Cette modification est assurée par un convertisseur statique.

Comme les puissances en jeu peuvent être importantes, la notion de rendement est essentielle car plus les pertes sont grandes plus elles sont difficiles à évacuer et plus elles sont onéreuses. Pour limiter les pertes il faut travailler en commutation : *le composant de base est le semi-conducteur travaillant en commutation*.

Statiquement, le semi-conducteur de puissance joue un rôle analogue à celui d'un interrupteur mécanique :

- fermé ou passant, il laisse passer le courant en provoquant le moins de chutes de tension possibles ;
- ouvert ou bloqué, il ne laisse passer qu'un courant de fuite négligeable malgré la tension appliquée à ses bornes.

On présente d'ailleurs souvent le principe des convertisseurs statiques avec des schémas à interrupteurs mécaniques.

Dans un convertisseur statique, pour obtenir les grandeurs de sorties souhaitées, on agit à l'aide des interrupteurs à semi-conducteurs sur les connexions entre la source d'énergie électrique et le récepteur, on provoque ainsi un hachage des grandeurs à leurs accès, grandeurs nécessitant d'ordinaire un filtrage.

On a désigné par  $V'_m$  l'amplitude des tensions simples de sortie  $v'_A, v'_B, v'_C$ , par  $U'_m = \sqrt{3}V'_m$  l'amplitude des tensions composées.

### 5.3.3 Propriétés des onduleurs de courant

#### a) Caractéristiques

##### ► Tensions d'entrée

La tension d'entrée  $u$  est formée de deux arches de sinusoides par période dans le cas de l'onduleur monophasé, de six arches par période pour l'onduleur triphasé.

Sa valeur moyenne est :

$$U = \frac{2}{\pi} U'_m, \text{ en monophasé}$$

$$U = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V'_m, \text{ en triphasé}$$

La tension d'entrée comporte en plus du fondamental de pulsation  $2\omega$  pour l'onduleur monophasé,  $6\omega$  pour l'onduleur triphasé, les termes de pulsation  $4\omega, 6\omega, \dots, k2\omega$  pour le premier, de pulsation  $6\omega, 12\omega, \dots, k6\omega$  pour le second.

Ces termes ont pour amplitude

$$U_{km} = U |\cos \varphi| \frac{2}{4k^2 - 1} \sqrt{1 + 4k^2 \tan^2 \varphi}, \text{ en monophasé}$$

$$U_{km} = U |\cos \varphi| \frac{2}{36k^2 - 1} \sqrt{1 + 36k^2 \tan^2 \varphi}, \text{ en triphasé}$$

##### ► Courant de sortie

Le ou les courants de sortie sont des courants en créneaux d'amplitude  $I$  ;

Dans le cas de l'onduleur monophasé, le courant  $i'$  a une valeur efficace égale à  $I$ , une composante fondamentale de valeur efficace et des harmoniques de pulsation  $3\omega, 5\omega, \dots, (2k+1)\omega$ . La valeur de l'harmonique de rang  $2k+1$  rapportée à celle du fondamental est égale à  $1/(2k+1)$ .

Dans le cas de l'onduleur triphasé, les courants  $i'_A, i'_B$  et  $i'_C$  ont une valeur efficace égale à  $I\sqrt{2/3}$ , un fondamental de valeur efficace  $\sqrt{6}I/\pi$ , des harmoniques de pulsation  $5\omega, 7\omega, 11\omega, 13\omega, \dots, (6k\pm 1)\omega$ .

L'harmonique de rang  $6k\pm 1$  a une valeur rapportée au fondamental égale à  $1/(6k\pm 1)$ .

## 6.8 NOTES SUR LES REDRESSEURS A DIODES DEBITANT SUR UNE « SOURCE DE TENSION »

Pour de nombreuses applications où on a besoin d'une tension redressée, on se contente d'un redresseur à diodes débitant sur une capacité. On branche le récepteur aux bornes de celle-ci.

La capacité peut-être considérée comme une source de tension. Le réseau alimentant le redresseur étant lui aussi considéré comme une source de tension, on demande au convertisseur de relier deux sources de tension. Ce n'est pas possible même avec des diodes si ces deux sources sont parfaites. On doit utiliser l'imperfection des sources ou, si cette imperfection est insuffisante, l'augmenter.

Ce mode de conversion conduit à une valeur moyenne de la tension redressée variable avec le débit. Ce n'est pas gênant lorsque le redresseur alimente un autre convertisseur, hacheur ou onduleur, pour lequel la constance de la tension continue d'alimentation n'est pas indispensable.

### 6.8.1 Redresseur alimenté en monophasé

On a vu (chapitre 2, § 3.1.2*d* et 3.1.2*e*) le fonctionnement du redresseur monophasé simple alternance débitant sur une capacité. Le montage n'est utilisable qu'en très, très faible puissance car il injecte une composante continue dans le réseau alternatif.

#### ► Montage de base

En monophasé, on utilise un pont à quatre diodes redressant la tension sinusoïdale  $u$ , débitant sur la capacité  $C$  aux bornes de laquelle la tension  $u'$  alimente un récepteur (*figure 6.46*). Ce montage ne peut fonctionner que parce que la tension  $u'$  varie, autrement dit que la source de tension à la sortie est imparfaite.

Pour  $t = t_1$ , quand la tension  $u$  devient supérieure à  $u'$ , les diodes  $D_1$  et  $D_2'$  entrent en conduction rendant  $u'$  égal à  $u$  (*figure 6.46*). Cette conduction dure jusqu'à l'instant  $t = t_2$  où le courant  $i'$  s'annule. Ensuite  $u'$  décroît car la capacité se décharge dans le récepteur. Pour  $t = t_1 + T/2$  la tension  $-u$  devient supérieure à  $u'$ , les diodes  $D_2$  et  $D_1'$  entrent en conduction ...

La valeur moyenne de la tension  $u'$  de sortie du redresseur dépend beaucoup de celle du courant  $i_R$  fourni à la charge. Quand  $i_R$  est constamment nul,  $i'$  l'est également, la capacité reste chargée à la valeur de crête  $U_m$  de la tension  $u$ . Au fur et à mesure que  $i_R$  augmente, la décharge de  $C$ , pendant les intervalles où les diodes sont bloquées, est plus rapide ; la durée des intervalles de charge augmente : la valeur moyenne de  $u'$  diminue.

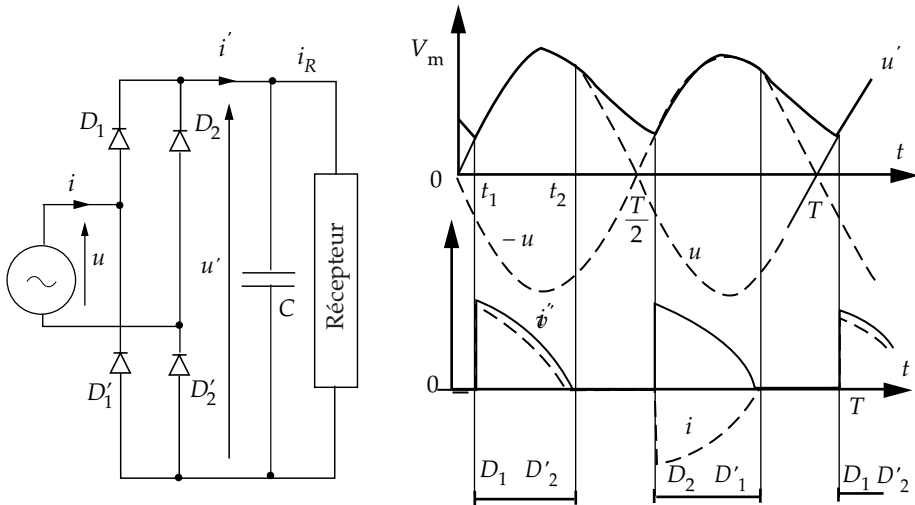


Figure 6.46

Si pour réduire l'ondulation de la tension aux bornes de la capacité  $C$  on augmente la valeur de celle-ci, le courant  $i'$  est pris au réseau pendant des intervalles plus brefs mais son amplitude augmente.

#### ► Changement de la nature de la source de sortie

Afin de donner à la capacité une valeur suffisante pour que la tension  $u'$  à ses bornes ait une ondulation négligeable, sans contredire à la règle d'alternance des sources, il faut transformer la source d'entrée ou celle de sortie en source de courant.

On peut pour cela ajouter une inductance  $L'$  entre le pont de diodes et la capacité (figure 6.47).

À vide ( $i_R$  nul), la tension  $u'$  est encore constamment égale à  $U_m$ . Mais au fur et à mesure que  $i_R$  croît, la durée de conduction de diode augmente. Quand cette durée atteint  $T/2$ , la tension  $u_d$  est formée de deux semi-sinusoïdes complètes ; sa valeur moyenne égale  $(2/\pi)U_m$ . La valeur moyenne de la tension de sortie  $u'$ , égale à celle de  $u_d$  puisque  $L'di/dt$  a une valeur moyenne nulle, est constante dès que le débit est suffisant.

Pour une étude simplifiée, on néglige l'ondulation du courant  $i'$  et on retrouve les résultats établis lors de l'étude classique des redresseurs (cf. § 6.2)

#### ► Changement de la nature de la source d'entrée

Quand on donne à la capacité  $C$  une valeur telle que les fluctuations de la tension de sortie  $u'$  soient minimales, on peut remplacer l'inductance  $L'$  à la sor-

► Cette caractérisation des sources et des convertisseurs conduit à la **RÈGLE D'ALTERNANCE DES SOURCES** :

*Un convertisseur direct entièrement commandable ne peut relier que deux sources de nature différente, l'une de tension, l'autre de courant.*

Lorsqu'il doit relier deux sources de même nature, un convertisseur entièrement commandable doit être *indirect*, c'est-à-dire comporter un élément de stockage de l'énergie qui joue le rôle de source intermédiaire ; on obtient ainsi l'équivalent de deux convertisseurs directs en cascade. Pour respecter l'alternance des sources, l'élément de stockage doit être une inductance lorsqu'il s'agit de relier deux sources de tension, une capacité lorsqu'il s'agit de relier deux sources de courant.

► La fonction qu'on demande à un convertisseur de remplir guide ou impose son schéma de principe représenté avec des interrupteurs mécaniques et la séquence suivant laquelle ces interrupteurs doivent être actionnés.

Compte tenu des réversibilités possibles des sources, *les réversibilités qu'on demande au convertisseur d'assurer imposent les types d'interrupteurs à semiconducteurs qu'on doit employer*. Pour cela on utilise les caractéristiques tension-courant des divers « interrupteurs » présentées aux paragraphes 2.1.1 et 2.1.2.

### 2.2.3 Cellule élémentaire de commutation

Dans un convertisseur direct respectant la règle de l'alternance des sources, les interrupteurs relient les bornes d'une source de tension à celles d'une source de courant (*figure 2.18a*).

Pour respecter les règles de base des circuits électriques rappelées au paragraphe 2.2, il faut qu'à chaque instant parmi les interrupteurs reliés à une même borne de la source de courant, il y en ait *un et un seul fermé*. En effet :

- si tous les interrupteurs aboutissant à cette borne étaient ouverts, la source de courant serait en circuit ouvert ;
- si plusieurs interrupteurs aboutissant à cette borne étaient fermés, ils établiraient un court-circuit entre les bornes de la source à laquelle ils sont reliés.

Lors d'une commutation, on demande donc à deux interrupteurs reliés à une même borne de la source de courant de *transférer* le courant à cette borne d'une borne de la source de tension à une autre borne de cette source. Pour cela, il faut ouvrir l'interrupteur précédemment fermé et fermer l'interrupteur précédemment ouvert.

Pour suivre le déroulement de ce transfert, on peut se limiter à l'examen de la partie de l'ensemble du circuit concernée : l'association en série de deux interrupteurs sous la tension  $u$  assurant l'aiguillage du courant  $i$  (*figure 2.18b*) ; c'est la « cellule élémentaire de commutation ».

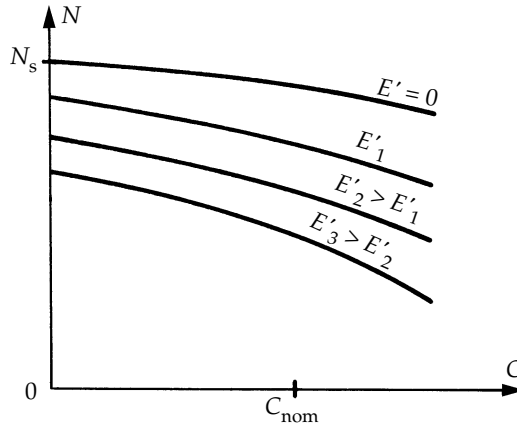


Figure 8.35

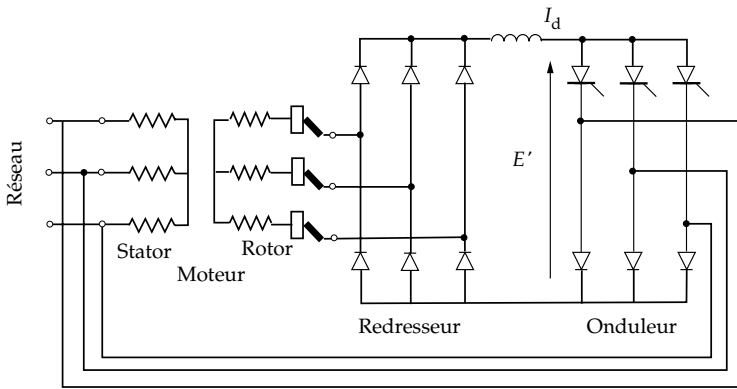


Figure 8.36

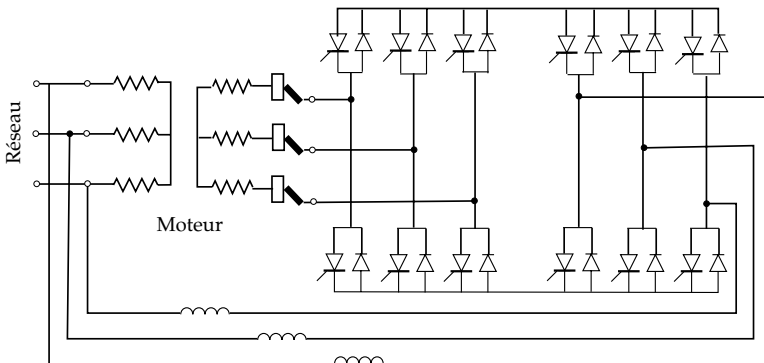


Figure 8.37

► Avec ce procédé on obtient une vraie régulation de vitesse puisque la vitesse à vide correspond à la valeur du glissement qui rend, à courant nul, la tension redressée égale à  $E'$ .

Le rendement est proche de celui qu'on obtient avec rotor en court-circuit puisque l'énergie prélevée au rotor est renvoyée au réseau.

#### d) Double alimentation

Si sur le schéma de la figure 8.36 on remplace le redresseur à diodes et l'onduleur de courant à thyristors par un redresseur MLI de courant et un onduleur MLI de tension (figure 8.37) on obtient une machine à double alimentation. On peut prélever ou injecter de la puissance entre les bornes du rotor pour faire tourner le moteur à une vitesse inférieure ou supérieure à la vitesse synchrone.

Cette solution est largement utilisée dans les générateurs éoliens pour extraire le maximum de puissance du vent quelle que soit la vitesse de celui-ci.

## Remarques

- Plus l'intervalle de charge  $[t_0, t_1]$  est bref, plus le courant  $i$  présente des valeurs instantanées élevées par rapport à celles de  $i_R$  (figure 3.7).

En effet,  $i_R = u/R$  tout au long de la période,

$$i_C = -u/R \text{ pendant le blocage de la diode,}$$

$$i_C \text{ a une valeur moyenne nulle,}$$

les deux surfaces hachurées sont égales.

- Si, à la place de la résistance  $R'$ , on mettait une inductance  $L$ , la charge du condensateur serait régie par une équation différentielle du second ordre :

$$v = L \frac{di}{dt} + u \text{ avec } i = \frac{u}{R} + C \frac{du}{dt}$$

donnerait :

$$LC \frac{d^2u}{dt^2} + \frac{L}{R} \frac{du}{dt} + u = V_m \sin \omega t .$$

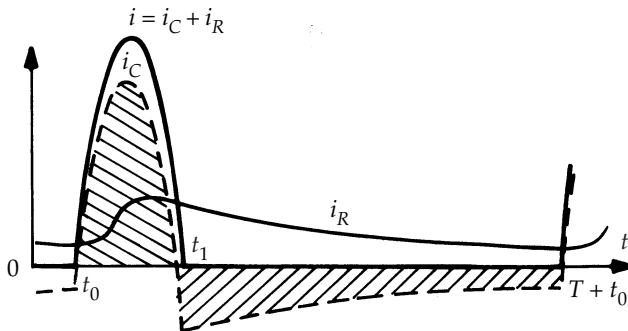


Figure 3.7

- Si la constante de temps du circuit  $RC$  est grande devant la période  $T$ , on ne commet pas une erreur importante en supposant que la tension aux bornes de  $C$  varie peu autour de sa valeur moyenne et en assimilant cette tension  $u$  à  $u_{moy}$ .

Dans ce cas, la diode entre en conduction à l'instant  $t = t_0$  où la tension  $v$  devient égale à  $u_{moy}$

$$V_m \sin \omega t_0 = u_{moy}$$

La diode conduit jusqu'à l'instant  $t = t_1$  où le courant  $i$  s'annule. On trouve la valeur de  $t_1$  en notant que puisque  $i(t_0)$  égale  $i(t_1)$  l'intégrale de  $t_0$  à  $t_1$  de la tension appliquée à l'inductance a une valeur nulle. Cette tension  $L di/dt$  étant égale, pendant cet intervalle, à  $v - u_{moy}$ , on obtient

$$\frac{V_m}{\omega} (\cos \omega t_0 - \cos \omega t_1) - V_m (\sin \omega t_0)(t_1 - t_0) = 0$$

### 3.1.3 Circuits du second ordre. Règles générales

Un circuit est du second ordre s'il contient deux éléments réactifs (une inductance et une capacité ou deux inductances si elles ne sont pas en série ou deux capacités si elles ne sont pas en parallèle).

Pour déterminer l'évolution des tensions et des courants, il faut résoudre une équation différentielle du deuxième ordre de la forme :

$$\boxed{a \frac{d^2x}{dt^2} + b \frac{dx}{dt} + cx = f(t)},$$

où  $x$  est la variable associée à un élément réactif.

Si  $r_1$  et  $r_2$  sont les racines de l'équation caractéristique ( $ar^2 + br + c = 0$ )

$$r_1, r_2 = -\frac{b}{2a} \pm \sqrt{\frac{b^2}{4a^2} - \frac{c}{a}},$$

leur nature fixe la forme de la réponse.

D'ordinaire on pose :

$$\boxed{\alpha = \frac{b}{2a}, \quad \beta_0 = \sqrt{\frac{c}{a}}}.$$

$\alpha$  désignant le coefficient d'amortissement,

$\beta_0$  la pseudo-pulsation du circuit si  $\alpha$  était nul.

D'après les valeurs relatives de  $\alpha$  et de  $\beta_0$ , la nature de  $r_1$  et  $r_2$  diffère. Il convient de distinguer trois cas :

- ▶  $\alpha > \beta_0$ , amortissement fort :
  - racines réelles,
  - régime libre apériodique amorti ;
- ▶  $\alpha = \beta_0$ , amortissement critique :
  - racine double,
  - régime libre apériodique amorti ;
- ▶  $\alpha < \beta_0$ , amortissement faible :
  - racines complexes,
  - régime libre pseudo-périodique.

Pour chaque cas, il existe une présentation commode de  $x_1$  facilitant la détermination des constantes d'intégration.

## 3.2 RAPPELS SUR LES GRANDEURS PÉRIODIQUES NON SINUSOÏDALES

Une grandeur, un courant  $i$ , par exemple, est périodique si elle est telle que

$$i = f(t) = f(t + T),$$

où  $T$  est la période.

La fréquence est  $f$  égale à  $1/T$  ; sa pulsation fondamentale est  $\omega$  égale à  $2\pi f$ .

### 3.2.1 Valeurs d'une grandeur périodique

► Normalement, on caractérise une grandeur périodique par sa *valeur efficace*, c'est la racine carrée de son carré moyen :

$$I = \sqrt{(i^2)_{\text{moy}}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt}$$

► On utilise parfois aussi :

- la valeur moyenne :

$$i_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T i dt$$

- ou la valeur redressée moyenne :

$$\bar{i}_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T |i| dt$$

- ou la valeur maximale ou de crête.

### 3.2.2 Puissance

► La puissance  $P$ , absorbée par un récepteur parcouru par un courant  $i$  sous l'effet d'une tension aux bornes  $u$ , est la valeur moyenne de la puissance instantanée  $ui$  :

$$P = (ui)_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T ui dt \quad (\text{unité : le watt}).$$

Il ne faut pas confondre la puissance avec la puissance apparente  $S$ , produit des valeurs efficaces de la tension et du courant :

$$S = UI \quad (\text{unité : le volt-ampère}).$$

► On appelle *facteur de puissance* le quotient de la puissance par la puissance apparente :

## EXERCICES

### 3.1 Influence de la forme d'onde du courant sur le courant direct moyen tolérable par une diode

Le courant moyen nominal indiqué pour une diode est de 20 A ; cette valeur est établie dans le cas du redressement d'une alternance sinusoïdale par période (figure 3.16a).

a) Sachant que la chute de tension directe dans la diode est égale à :

$$u_0 + ri \quad \text{avec } u_0 = 0,7 \text{ V} \quad \text{et } r = 0,02 \Omega$$

calculer les pertes dans ce semiconducteur lors du fonctionnement ayant servi à la définition du courant nominal.

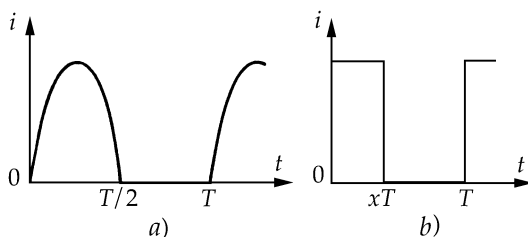


Figure 3.16

b) On fait passer dans cette diode un courant formé de créneaux rectangulaires de largeur relative égale à  $x$  (figure 3.16b).

À égalité de pertes – donc d'échauffement – calculer pour les valeurs usuelles de  $x$  (1, 1/2, 1/3, 1/6 et 1/9) le courant direct moyen tolérable.

a) 33,74 W.

b)

$x$	1	1/2	1/3	1/6	1/9
$i_{\text{moy}}$ A	27,1	21,6	18,6	14,1	11,9

### 3.2 Régulation par un hacheur du courant dans un récepteur L-E

On considère le montage de la figure 3.17 dans lequel la tension  $E$  vaut une fraction  $\delta$  de la tension continue d'entrée  $U_s$  :

$$E = \delta U_s, \quad \text{avec } 0 < \delta < 1$$

On utilise une commande dite en « mode de commande du courant » :

on ferme l'interrupteur  $K$  aux instant  $0, T, 2T, \dots kT, (k+1)T, \dots$  ; on le maintient fermé jusqu'à l'instant  $t$  égal à  $kT + t_k$  où le courant  $i'$  atteint une valeur de référence  $i'_{ref}$  ; puis  $K$  reste ouvert jusqu'à  $t = (k+1)T$  (figure 3.18).

On demande

a) de calculer la valeur  $i'_{0, k+1}$  du courant  $i'$  à la fin d'une période de fonctionnement en fonction de sa valeur  $i'_{0, k}$  au début de celle-ci ;

b) de déterminer la valeur  $i'_{0, k}$  qu'aura le courant  $i'$  au début de chaque période en régime permanent ;

c) de déterminer si le régime permanent est stable (Pour cela on considère un écart  $\Delta i'_{0, k}$  de  $i'$  par rapport à  $i'_{0, k}$  au début de la période et on vérifie si, à la fin de celle-ci, l'écart  $\Delta i'_{0, k+1}$  entre  $i'$  et  $i'_{0, k}$  a diminué).

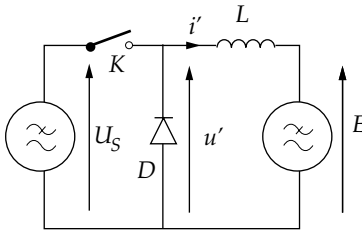


Figure 3.17

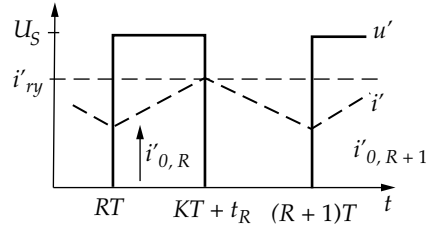


Figure 3.18

a) Entre  $t = kT$  et  $t = kT + t_k$ ,  $K$  conduit :

$$i' = i'_{0, k} + \frac{U_s(1 - \delta)}{L}(t - kT)$$

Pour  $t = kT + t_k$ ,  $i'$  atteint  $i'_{ref}$

$$i'_{ref} = i'_{0, k} + \frac{U_s(1 - \delta)}{L}t_k$$

On en déduit

$$t_k = \frac{L(i'_{ref} - i'_{0, k})}{U_s(1 - \delta)}$$

Entre  $t = kT + t_k$  et  $t = (k+1)T$ ,  $D$  conduit :

$$i' = i'_{ref} - \frac{\delta U_s}{L}[t - (kT + t_k)]$$

Pour  $t = (k+1)T$ ,  $i'$  atteint  $i'_{0, k+1}$

$$i'_{0, k+1} = i'_{ref} - \frac{\delta U_s}{L}(T - t_k)$$

Pour les trois autres interrupteurs on trouverait exactement la même chose.

Chaque interrupteur doit donc être réalisé avec un semiconducteur à fermeture et ouverture commandées du type transistor et une diode montée en parallèle inverse. D'où le schéma de la figure 4.10.

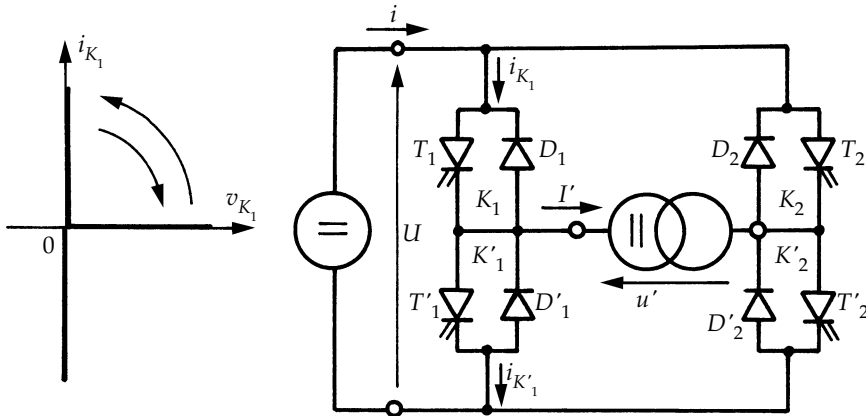


Figure 4.10

### b) Commande

Durant chaque période  $T$ , on ferme  $K_1$  pendant  $\alpha_1 T$ ,  $K_1'$  pendant le reste de la période,  $K_2$  pendant  $\alpha_2 T$ ,  $K_2'$  pendant le reste de la période.

La tension de sortie  $u'$ , égale à  $v_{K_1'} - v_{K_2}$  a pour valeur moyenne

$$U' = U(\alpha_1 - \alpha_2)$$

avec  $0 < \alpha_1 < 1$  et  $0 < \alpha_2 < 1$

#### ► Commande discontinue

Si l'on veut réduire le nombre de commutations, on peut ne commander à la fréquence de hachage qu'un seul interrupteur :

- un interrupteur, fermé en permanence joue le rôle d'interrupteur d'aiguillage ;
  - un autre, fermé et ouvert à la fréquence de fonctionnement assure le hachage ;
- mais il faut changer de loi de commande pour inverser le signe de la tension  $U'$ .
- Pour obtenir une tension de sortie  $U'$  positive, on peut, par exemple, commander en permanence la fermeture de  $K_2'$  et hacher en fermant  $K_1$  pendant  $\alpha_1 T$  à chaque période :

$$\alpha_2 = 0 ; U' = \alpha_1 U$$

Guy Séguier ■ Philippe Delarue ■ Francis Labrique

## Électronique de puissance

### Structures, fonctions de base, principales applications

L'électronique de puissance est la branche de la physique appliquée qui traite de l'utilisation des semi-conducteurs de puissance pour modifier la présentation de l'énergie électrique.

Cet ouvrage donne une définition de l'électronique de puissance, de son vocabulaire, de ses méthodes de calcul et de raisonnement. Les principaux types de convertisseurs, redresseurs, gradateurs, hacheurs et onduleurs autonomes, font l'objet d'une étude quantitative, les diverses structures étant comparées et les applications précisées.

Régulièrement remis à jour au cours des éditions successives, ce livre reste irremplaçable pour les étudiants (Master et écoles d'ingénieurs) et les praticiens. Cette nouvelle édition tient compte des évolutions des composants électroniques depuis la dernière édition (nouvelles valeurs numériques, nouveaux composants) et les exercices de fin de chapitre ont été renouvelés.

9<sup>e</sup> édition

#### Guy Séguier

Professeur émérite de l'université des Sciences et Technologies de Lille.

#### Philippe Delarue

Maître de conférences à l'université des Sciences et Technologies de Lille.

#### Francis Labrique

Professeur à l'université Catholique de Louvain.



9 782100 567010

6929038

ISBN 978-2-10-056701-0

