

Figure 6: Hacheur réversible en tension, modulation +E 0, -E 0. Structure et formes d'onde.

Dans le premier cas l'interrupteur K_3 est fermé en permanence et le contrôle s'effectue par commutation de la cellule (K_1 K_2). Dans le deuxième cas l'interrupteur K_4 est fermé en permanence et le contrôle s'effectue toujours par commutation de la cellule (K_1 K_2). Le passage d'un cas à l'autre est lié à la commutation de la cellule (K_3 K_4).

Analysons les deux cas de fonctionnement (dévolteur, survolteur) à partir des séquences possibles. Nous posons comme précédemment:

$$i_e = F_m I \quad \text{et} \quad v_i = F_m E$$

La fonction de modulation F_m , liée aux phases de conduction des interrupteurs, est représentée sur la figure 6b. Elle peut prendre trois valeurs discrètes +1, 0, -1. Sa valeur moyenne est égale à $t_f/T = \alpha$ dans un fonctionnement en dévolteur et $-t_f/T = -\alpha$ dans un fonctionnement en survolteur. D'où les relations sur les valeurs moyennes :

$$i_e(\text{moy}) = \alpha I \quad v_i(\text{moy}) = \alpha E \quad P = \alpha E I \quad \text{en dévolteur}$$

$$i_e(\text{moy}) = -\alpha I \quad v_i(\text{moy}) = -\alpha E \quad P = -\alpha E I \quad \text{en survolteur}$$

Ces relations traduisent bien que la réversibilité du système est obtenue par action sur la fonction de modulation donc sur le mode de contrôle, sans modification du sens des grandeurs principales E et I .

La figure 6c représente les formes d'onde des grandeurs d'entrée et de sortie du convertisseur dans un fonctionnement avec réversibilité de la tension. On remarquera que les grandeurs E et I ne changent pas de signe et que la réversibilité est bien obtenue par modification de leur modulation, donc par changement de signe de la valeur moyenne des grandeurs modulées i_e et v_i .

Identification des interrupteurs

Dans les deux fonctionnements, la méthode systématique appliquée précédemment nous permet l'identification des interrupteurs K_1 et K_2 :

- en dévolteur, K_1 est commandé à l'amorçage et au blocage, K_2 est à amorçage et blocage spontané.

- en survolteur, K_1 est commandé à l'amorçage et au blocage, K_2 est à amorçage et blocage spontané.

Les interrupteurs K_1 et K_2 sont donc identiques pour les deux fonctionnements.

Le passage du fonctionnement de dévolteur en survolteur est assuré par la cellule de commutation K_3 . K_4

en dévolteur: K_3 est conducteur, K_4 bloqué: $i_{k3} = I$, $v_{k3} = 0$ et $i_{k4} = 0$, $v_{k4} = E$

en survolteur: K_3 est bloqué, K_4 conducteur: $i_{k3} = 0$, $v_{k3} = E$ et $i_{k4} = -I$, $v_{k4} = 0$

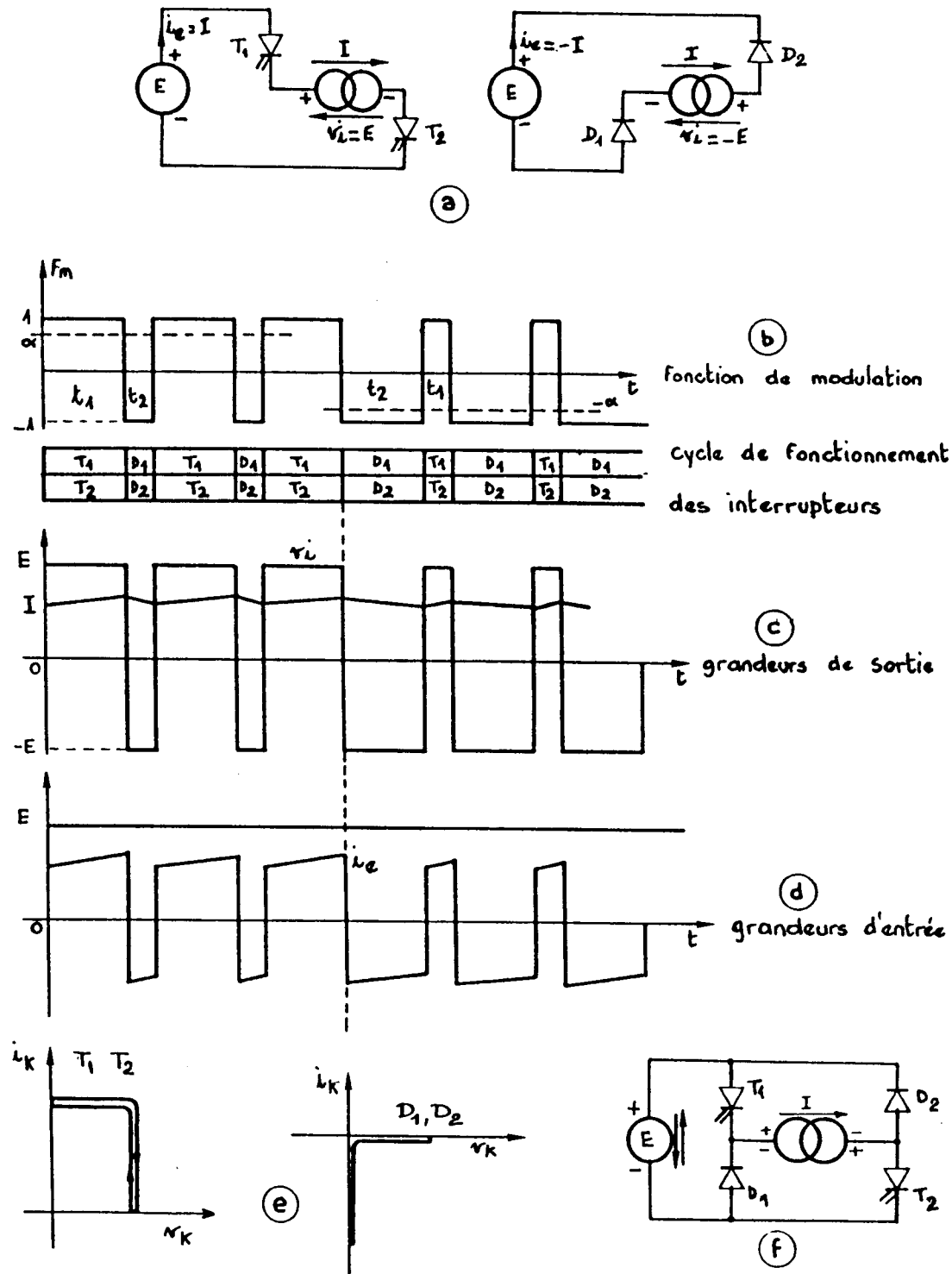


Figure 7: Hacheur réversible en tension, modulation $+E, -E$. Structure et formes d'onde.

On en déduit les cycles de K_3 et de K_4 et leur identification (figure 6d): K_3 est un interrupteur commandé à l'amorçage et au blocage (par exemple un transistor), placé dans le sens direct, K_4 est un interrupteur à amorçage et blocage spontané (diode), placé dans le sens inverse (figure 6e).

3-2-2/ Modulation +E -E

Le sens d'échange de la puissance est défini par le signe de la valeur moyenne α de la fonction de modulation : $P = \alpha E I$

Nous pouvons alors envisager, sur la même structure, un autre mode de modulation dans lequel F_m ne prendrait que les valeurs ± 1 , ce qui amène à ne pas utiliser de séquence de roue libre.

La fonction de modulation correspondante est représentée sur la figure 7b. Sa valeur moyenne est:

$$\alpha = (t_1 - t_2) / T$$

Elle est positive si $t_1 > t_2$ $\alpha > 0$ donc $P > 0$

Elle est négative si $t_1 < t_2$ $\alpha < 0$ donc $P < 0$

Les relations sur les valeurs instantanées et les valeurs moyennes s'écrivent toujours

$$i_e = F_m I \quad v_i = F_m E \quad \text{et} \quad p = F_m E I$$

$$i_e(\text{moy}) = \alpha I \quad v_i(\text{moy}) = \alpha E \quad \text{et} \quad P = \alpha E I$$

La puissance moyenne dépend donc bien du signe de α .

Le fonctionnement se décompose en deux séquences :

- séquence 1 : conduction des interrupteurs commandés T_1 et T_2 (temps t_1)
- séquence 2 : conduction des diodes D_1 et D_2 (temps t_2)

Les figures 7c et 7d représentent les cyclogrammes correspondant à un tel fonctionnement dans les deux sens d'échange de la puissance.

3-3/ Hacheur réversible en tension et en courant

La structure recherchée doit permettre une réversibilité totale en tension et en courant de la source de courant.

La source de tension impose une tension E constante mais devra être réversible en courant.

La structure générale du convertisseur sera forcément une structure en pont. Celle-ci nous permet d'effectuer systématiquement une modulation du type ± 1 .

Si dans un premier temps, nous ne considérons qu'une réversibilité en tension, avec par exemple un sens positif permanent du courant, nous sommes ramenés au cas précédent et les deux séquences de fonctionnement sont celles de la figure 8a. Le schéma fonctionnel est alors celui de la figure 8b

Si dans un deuxième temps, on change le sens du courant I de la source de courant, les deux

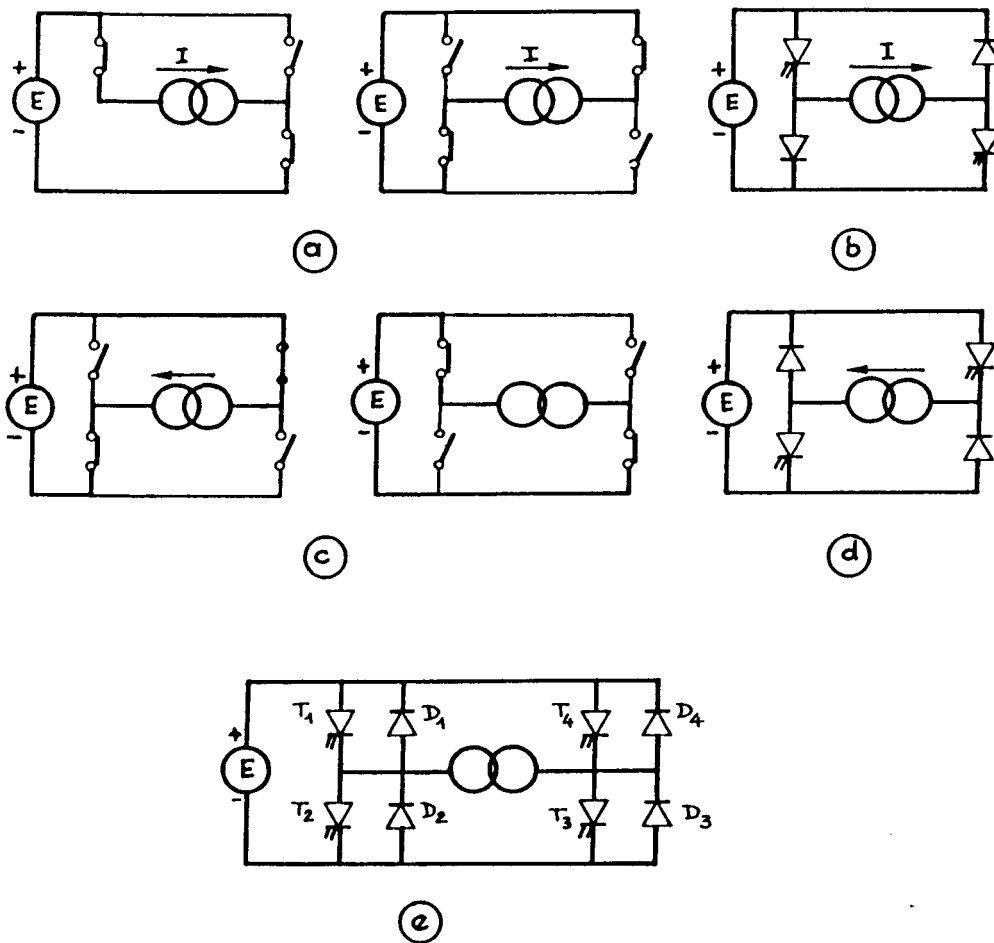


Figure 8: Structure d'un hacheur réversible en tension et en courant.

séquences de fonctionnement en réversibilité de tension sont celles de la figure 8c. Le schéma fonctionnel est alors celui de la figure 8d.

La combinaison de ces deux schémas, nous amène au schéma fonctionnel de la figure 8e, sur lequel on reconnaît dans chaque cellule du pont les interrupteurs tels qu'ils aient été identifiés pour un hacheur réversible en courant, ne comportant qu'une seule cellule.

La figure 9 représente un cyclogramme idéalisé de l'évolution des différentes grandeurs d'entrée et de sortie suivant les différents modes de fonctionnement. Le signe de la puissance est lié au signe du produit $P = V_{\text{moy}} I$. On passe d'une manière continue d'un quadrant au suivant en modifiant d'abord le signe de I [(1) à (2)], puis le signe de V_{moy} par modification du rapport cyclique [(2) à (3)], puis à nouveau le signe de I [(3) à (4)].

Une application remarquable est la commande de vitesse d'une machine à courant continu dans les deux sens de rotation avec pour chaque sens, la possibilité de fonctionner en traction ou en freinage. Rappelons qu'à excitation constante, V_{moy} est l'image de la vitesse et le courant I l'image du couple.

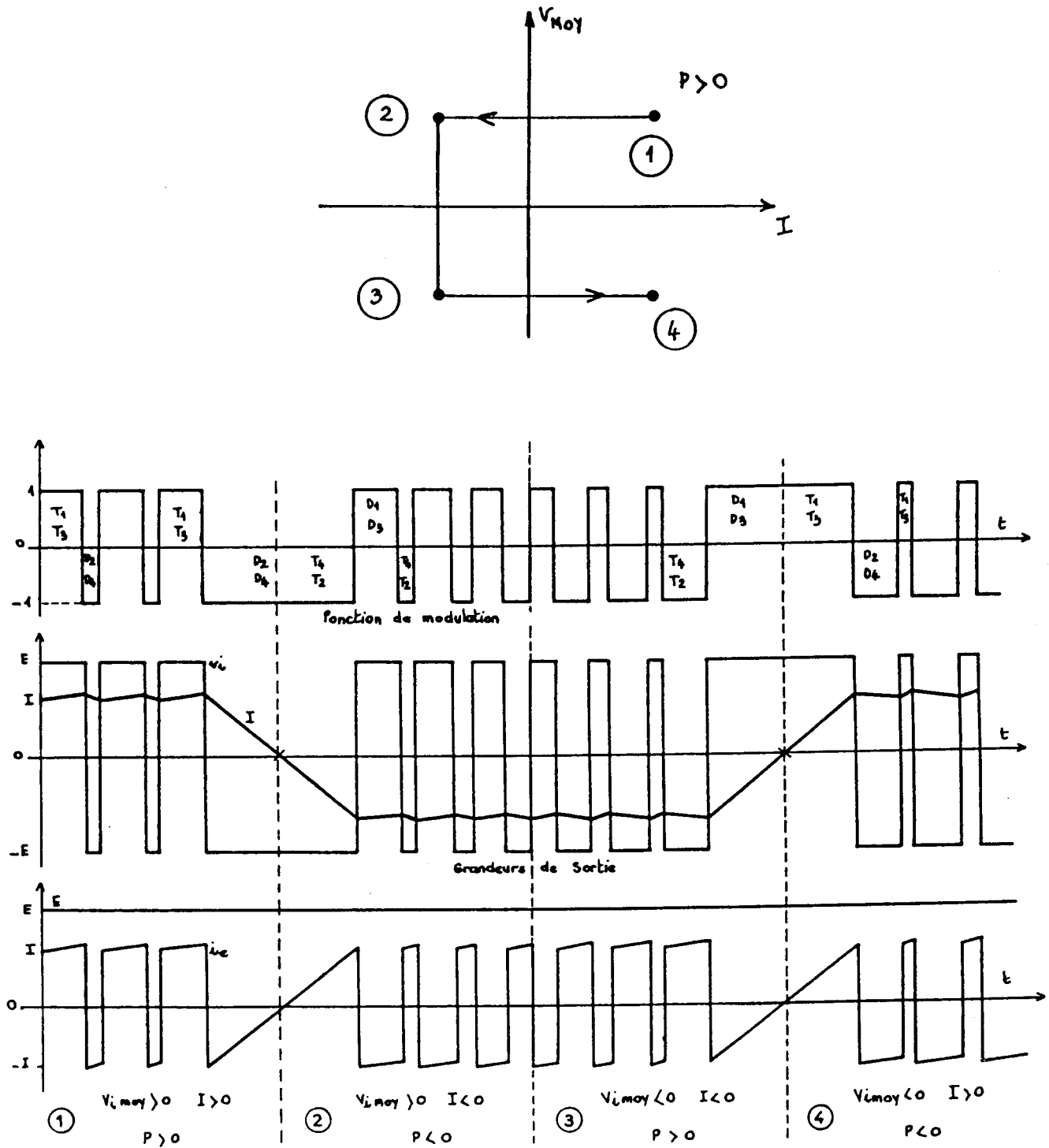


Figure 9: Formes d'onde d'un hacheur réversible en tension et en courant fonctionnant dans les quatre quadrants

4/ MODELISATION DES SOURCES DE TENSION ET DE COURANT

L'étude générale qui précède a été effectuée en supposant que les circuits électriques connectés à l'entrée et à la sortie du convertisseur étaient modélisables, l'un par une source de tension parfaite, l'autre par une source de courant parfaite.

Ces hypothèses "idéales" ne permettent de rendre compte que des propriétés fondamentales des structures alors établies. D'où la nécessité de recourir à des modèles plus proches de la réalité, suffisamment généraux toutefois pour prendre en compte la plupart des cas généralement rencontrés.

4-1/ La source de tension

En ce qui concerne le circuit considéré comme une source de tension, ce modèle correspond effectivement à la plupart des applications : qu'il s'agisse d'une batterie d'accumulateurs ou de la sortie d'un convertisseur associé à un filtre (figure 10a), la f.e.m. est pratiquement constante et indépendante de la charge en régime lentement variable.

Un découplage des cellules de commutation au niveau du convertisseur confirmera de manière quasi-parfaite la qualité de source de tension en régime dynamique.

En ce qui concerne la réversibilité, ces sources ne seront généralement pas réversibles en tension, mais pourront éventuellement l'être en courant et en puissance. Par exemple, une batterie d'accumulateurs est réversible en courant, donc en puissance; un redresseur à diodes n'est pas réversible en puissance, mais la présence d'une capacité de filtrage bien dimensionnée peut permettre une réversibilité transitoire en courant.

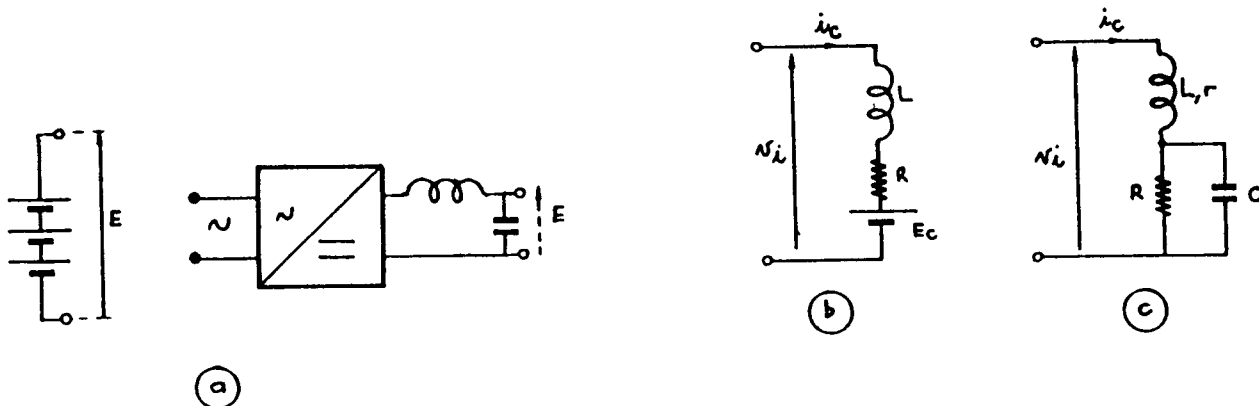


Figure 10: Modélisation des circuits d'entrée et de sortie d'un hacheur.

4-2/ La source de courant

C'est essentiellement au niveau de la source de courant qu'une modélisation plus poussée est nécessaire. Si la source de tension E connectée à l'entrée du convertisseur peut être considérée comme

parfaite, la sortie est elle-même une source de tension dont la f.e.m. v_i est une fonction périodique et discontinue:

$$v_i = F_m E$$

Le caractère de source de courant est essentiellement lié à l'aptitude du circuit à admettre ces discontinuités de tension à ses bornes, aptitude assurée par l'inductance propre de ce circuit ou par une bobine d'inductance placée en série.

On adoptera comme modèle le plus général un dipôle constitué d'une bobine d'inductance L en série avec une résistance R et un f.e.m. E_c (figure 10b).

Le système est alors régi par l'équation différentielle:

$$v_i = F_m E = L \frac{di_c}{dt} + R i_c + E_c$$

qui *en régime permanent établi* peut se décomposer en deux équations, en faisant apparaître la composante continue et la composante alternative des deux grandeurs périodiques v_i et i_c :

$$v_i = v_{i \text{ moy}} + v_{i \text{ alt}} \quad \text{et} \quad i_c = i_{c \text{ moy}} + i_{c \text{ alt}}$$

$$v_{i \text{ moy}} = R i_{c \text{ moy}} + E_c = \alpha E$$

$$v_{i \text{ alt}} = L \frac{di_{c \text{ alt}}}{dt} + R i_{c \text{ alt}}$$

La deuxième relation montre que la composante alternative du courant i_c dépend de L et de R . Pour R donné, elle sera d'autant plus faible que L est plus grand.

Remarque: en supposant dans l'étude des structures que la source de courant débite un courant continu I , nous avons supposé l'ondulation négligeable, donc l'inductance quasi-infinie. Le courant I s'identifie alors à la valeur moyenne $i_{c \text{ moy}}$ du courant i_c .

Le taux d'ondulation du courant i_c s'exprime par la relation:

$$\text{taux d'ondulation} = \frac{\text{amplitude crête à crête de } i_{\text{alt}}}{\text{valeur moyenne de } i_c}$$

Les deux termes de ce rapport ne dépendent pas des mêmes paramètres et le taux d'ondulation peut prendre des valeurs très variables.

Même avec une inductance L élevée, le taux d'ondulation peut être tel que si la valeur moyenne est faible et si le système n'est pas réversible en courant, il n'est pas possible d'assurer la continuité du courant i_c qui peut devenir intermittent. Il apparaît un régime de fonctionnement particulier appelé *conduction discontinue*.

Nous nous proposons d'étudier, dans le cas d'une source de courant modélisée par un dipôle $R L E$, les fonctionnements en régimes de conduction continue et de conduction discontinue.

Avant d'aborder cette étude, considérons quelques cas particuliers auxquels les résultats obtenus

pourront s'appliquer.

4-2-1/ Charge passive R, L

Le fonctionnement sur charge R L pourra être considéré comme un cas particulier où $E_c = 0$. On obtient donc :

$$\alpha E = R I_{c \text{ moy}}$$

$$v_{i \text{ alt}} = L \frac{di_{c \text{ alt}}}{dt} + R I_{c \text{ alt}}$$

Si l'ondulation est faible nous pouvons écrire que la puissance dissipée P est :

$$P = R I_{c \text{ eff}}^2 \approx R I_{c \text{ moy}}^2 \approx \frac{(\alpha E)^2}{R}$$

La puissance échangée est donc contrôlée par le paramètre de modulation α

La différence de potentiel aux bornes de la résistance est affectée d'une composante alternative

$$v_{R \text{ alt}} = R i_{c \text{ alt}}$$

d'autant plus importante que le taux d'ondulation est élevé.

Si la tension v_R doit être continue, un condensateur C placé aux bornes de la résistance assure le filtrage de cette tension (figure 10c).

Si la capacité du condensateur C est élevée, la différence de potentiel aux bornes de R est pratiquement constante et le courant i_R dans la résistance R l'est aussi. Nous pouvons écrire en négligeant la résistance r de la bobine L :

$$I_R \approx I_{c \text{ moy}} \quad \text{et} \quad V_R \approx V_{i \text{ moy}} = \alpha E$$

L'ondulation de courant i_c est déduite de l'équation :

$$v_{i \text{ alt}} = L \frac{di_{c \text{ alt}}}{dt} + r i_{c \text{ alt}}$$

La résistance r est la résistance de la bobine. Elle est généralement très faible (constante de temps de la bobine L/r élevée) et l'ondulation de courant ne dépend pratiquement que de L.

On retrouve ces notions dans l'étude des convertisseurs continu-continu, appliquée aux alimentations à tension continue variable.

4-2-2/ Charge active : récepteur ou générateur

Le convertisseur assure l'échange d'énergie entre les deux sources de tension E et E_c (figure 11a).

La résistance R est donc généralement faible et dans l'expression relative aux valeurs moyennes :

$$V_{i \text{ moy}} = \alpha E = R I_{c \text{ moy}} + E_c$$

le terme $R I_{c \text{ moy}}$ qui représente une chute de tension résistive est lui-même très faible, si bien que

$$\alpha E \approx E_c$$

Mais la source de tension E_c n'est pas indépendante. Elle dépend de la caractéristique propre du système modélisé, sous la forme d'une relation $E_c[I_{c \text{ moy}}]$. A une valeur de α , correspond un seul point de cette caractéristique (figure 11b).

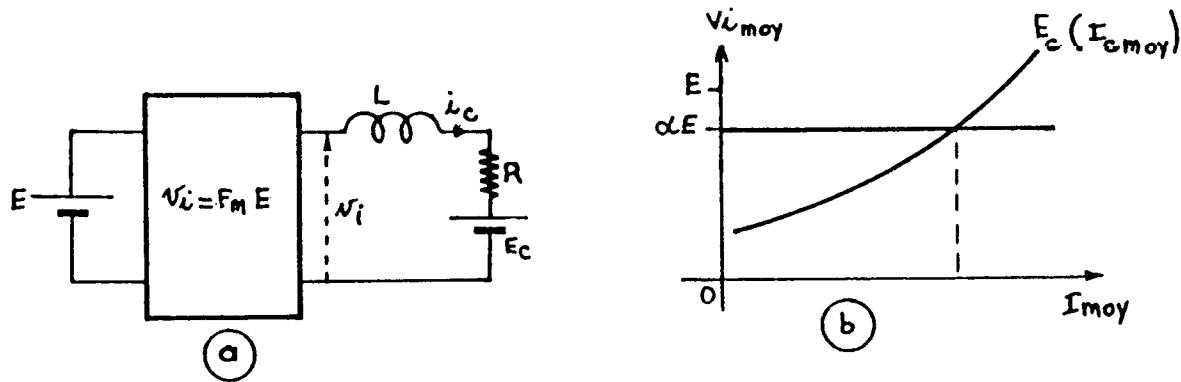


Figure 11: hacheur avec charge r, L, E et point de fonctionnement.

Le contrôle de la grandeur de réglage α permet le contrôle de la puissance échangée dans le système.

La possibilité de réversibilité du système est liée à la réversibilité, soit de la f.e.m. E_c , soit du courant $I_{c \text{ moy}}$, soit de ces deux grandeurs.

Les considérations ci-dessus sont valables en régime permanent ou lentement variable. En régime dynamique, les constantes de temps du circuit interviennent.

Imaginons une brusque variation de α . Si la f.e.m. E_c est liée à une constante de temps dynamique importante et ne peut varier instantanément, le courant $I_{c \text{ moy}}$ prend une valeur qui ne dépend que de la résistance r

$$I_{c \text{ moy}} = \frac{\alpha E - E_c}{r}$$

r étant très faible, à une faible variation de α peut correspondre une variation très importante du courant $I_{c \text{ moy}}$.

Pour éviter les surcharges en courant résultant de régimes transitoires brusques, le réglage de modulation de α sera dans la pratique associé à un circuit de limitation ou de contrôle du courant I_c , soit de sa valeur moyenne, soit de sa valeur instantanée.