

Les convertisseurs Continu/Continu : Les Hacheurs

Sommaire

<i>Les convertisseurs Continu/Continu : Les Hacheurs</i>	<i>1</i>
1. Introduction	2
2. Le hacheur dévolteur (Buck converter – Step down chopper) :	2
2.1. courant dans la charge :	4
2.2. Valeur moyenne de i_a :	5
2.3. Facteur d'ondulation :	5
3. Circuit d'aide à l'extinction du thyristor :	6
4. Le hacheur survolteur (Boost converter – Step up chopper) :	9
5. Le Hacheur deux quadrants réversible en courant:	11
6. Le Hacheur deux quadrants réversible en tension :	13
7. Le Hacheur quatre quadrants :	13
7.1. Commande continue (figure 15) :	14
7.2. Commande séquentielle :	15
8. Les Hacheurs à liaison indirecte :	16
8.1. Hacheurs à accumulation inductive :	16
8.2. Hacheurs à accumulation capacitive :	17
9. Les Hacheurs à transistors :	18
10. Commutation du transistor dans un hacheur série:	19
10.1. Amorçage	20
10.2. Blocage :	20
10.3. Le circuit d'aide à la commutation (CALC)	21
Principe : (figure 18).	21
11. Les convertisseurs continu/continu à isolation magnétique :	22
11.1. Le convertisseur FLYBACK	23
11.2. Le convertisseur FORWARD	27
11.3. Montage avec excitation bidirectionnelle du transformateur :	28
12. Commande des hacheurs :	31
12.1. Commande du hacheur série classique :	31
12.2. Commande des alimentations à Haute fréquence :	32
12.3. Commande d'un hacheur à thyristors :	32

1. Introduction

L'hacheur est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension à valeur moyenne réglable à partir d'une source de tension continue (figure 1).

Tension d'entrée = E

La valeur moyenne de la tension de sortie dépend de $\tau = \alpha T$ et varie entre 0 et E .

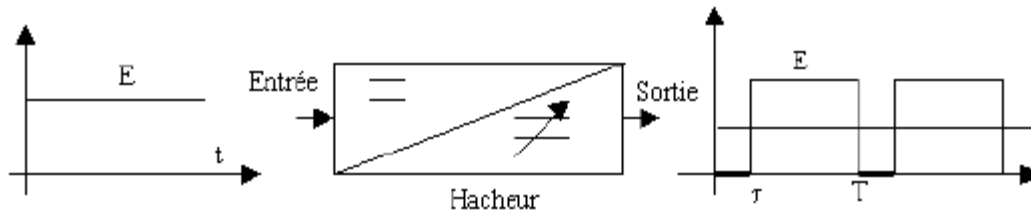


Figure 1

L'hacheur peut être utilisé pour le contrôle de vitesse des moteurs à courant continu et tout particulièrement en traction (trains, trolleybus, métro, ...) et en robotique

Un hacheur peut servir :

- ♦ Pour abaisser la tension (tension de sortie inférieure à la tension d'entrée) : dévolteur
- ♦ Pour élever la tension (tension de sortie supérieure à la tension d'entrée) : survolteur

2. Le hacheur dévolteur (Buck converter – Step down chopper) :

On l'appelle aussi le hacheur série. On le représente par la figure 2 dans un circuit avec un moteur à courant continu et une diode de roue libre.

L'interrupteur S est :

- Soit un thyristor classique (SCR) avec un circuit d'aide à l'extinction.
- Soit un GTO
- Soit un transistor de puissance ou MOSFET

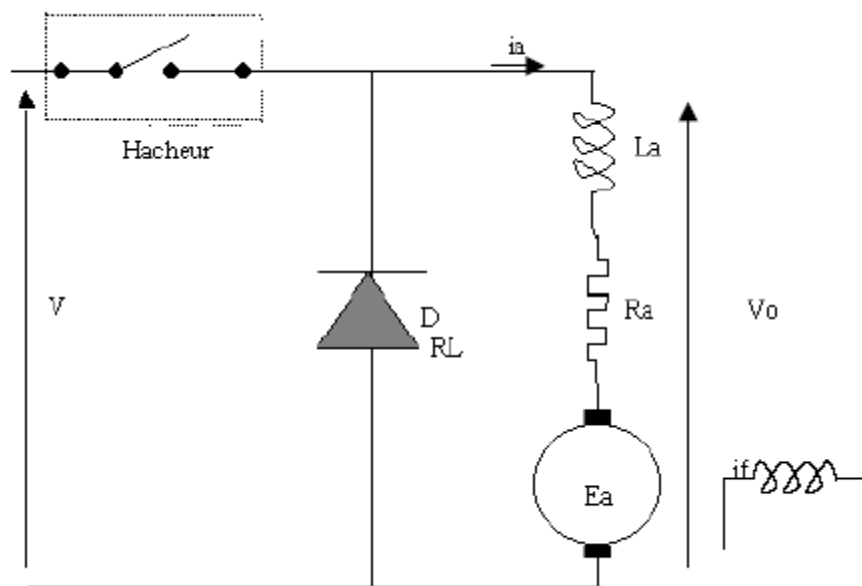


Figure2

- ✓ Quand S est fermé, la source est connectée directement à la charge et $V_o = V$.
- ✓ Quand S est ouvert à $t = t_1$, le courant i_a continue à circuler à travers la diode de roue libre DRL et $V_o = 0$.
- ✓ A $t=T$: S est fermé de nouveau et le cycle se répète (figure 3)

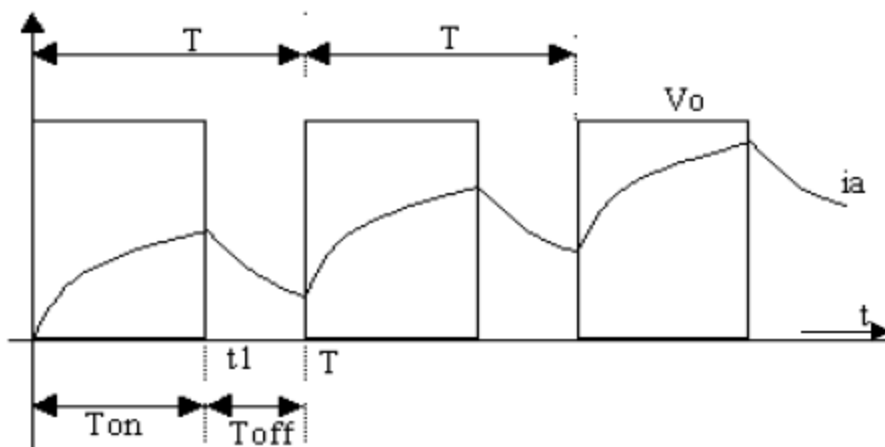


Figure 3

On considère en général que le courant i_a est continu. La valeur moyenne de la tension de sortie est :

$$V_o = \frac{t_{on}}{T} V = \alpha V$$

$$\text{Avec } t_{\text{on}} = \alpha T$$

où : t_{on} est le temps de conduction du hacheur

T est la période de l'hacheur

α est le rapport cyclique (duty cycle) : $0 < \alpha < 1$.

L'équation de V_0 montre que la variation la tension de sortie est une fonction linéaire de α .

$$0 < V_0 < V$$

2.1. courant dans la charge :

Intervalle 1 (pour $0 < t < \alpha T$) : S est fermé, la diode D est ouverte.

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = V$$

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} = V - E_a = U$$

$$i_a = \frac{U}{R_a} + (i_0 - \frac{U}{R_a}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}, \text{ avec } \tau = \frac{L_a}{R_a}$$

Intervalle 2 (pour $\alpha T < t < T$) : la diode court-circuite le récepteur (S ouvert et D fermée).

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + E_a = 0$$

$$R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} = -E_a$$

$$i_a = -\frac{E_a}{R_a} + (i_0 + \frac{E_a}{R_a}) \cdot e^{-\frac{(t-\alpha T)}{\tau}}, \text{ avec } \tau = \frac{L_a}{R_a}$$

Le courant i_a croît pendant le premier intervalle, décroît pendant le second, figure 4.

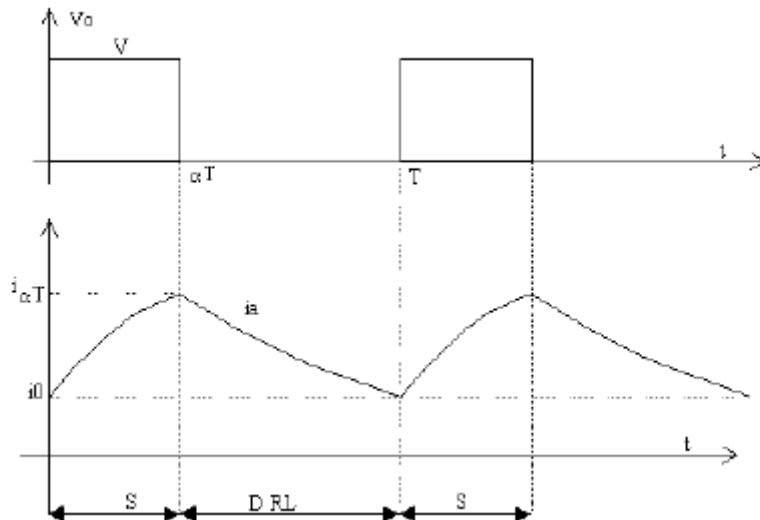


Figure 4

On calcule ' i_0 ' et ' $i_{\alpha T}$ ' de la continuité de i_a et de sa périodicité, car à $t=T$, on a : i_a (intervalle 2) = i_a (intervalle 1), donc :

$$\frac{V-E_a}{R_a} + (i_0 - \frac{V-E_a}{R_a}) \cdot e^{-\frac{(T)}{\tau}} = -\frac{E_a}{R_a} + (i_0 + \frac{E_a}{R_a}) \cdot e^{-\frac{(T-\alpha T)}{\tau}}$$

d'où, on obtient la valeur de i_0 .

de l'équation de i_a au premier intervalle à $t=\alpha T$, l'on déduit la valeur de $i_{\alpha T}$.

2.2. Valeur moyenne de i_a :

$$I_a = \frac{V_a}{R_a} = \frac{\alpha V}{R_a}$$

2.3. Facteur d'ondulation :

$$K_O = \frac{i_{\alpha T} - i_0}{2 I_a} = \frac{\Delta i_a}{2 I_a}$$

avec $\Delta i_a = \frac{V}{R_a} \frac{T}{4\tau} = \frac{V}{R_a} \frac{T}{4} \frac{1}{\frac{L_a}{R_a}} = \frac{V.T}{4.L_a}$

Pour réduire l'ondulation de i_a , il faut augmenter L_a en ajoutant une inductance de lissage entre l'hacheur et le récepteur ou augmenter la période T (donc travailler à fréquence élevée).

On préfère augmenter la fréquence f pour réduire l'encombrement de la bobine.

1- Si l'interrupteur S est un GTO, l'amorçage et le blocage s'effectuent par la commande de la gâchette

2- Si l'interrupteur S est un transistor, le courant de base I_b contrôle l'ouverture et la fermeture du circuit. Mais la puissance commandée est plus faible (quelques centaines d'ampères et quelques centaines de volts. Il faut prévoir, dans ce cas, un circuit d'aide à la commutation (calc) pour réduire les pertes par commutation (figure 5). Le circuit rC retarde le dV_{CE}/dt à l'ouverture, l'inductance L limite le di/dt à la fermeture et (D1, R1) est une protection contre les surtensions (à l'ouverture) DAS – diode anti-saturation de TP. Ce montage est utilisé pour les fréquences élevées :

- On utilise un transistor bipolaire NPN ou VMOS en montage Darlington pour les fréquences de 2 à 30 kHz
- On utilise les MOSFET pour les fréquences de 200 à 300 kHz

3- Si l'interrupteur S est un thyristor : un circuit d'aide à l'extinction est utilisé pour bloquer le thyristor. Ce montage est utilisé pour les puissances élevées ($P=1$ MW), mais la fréquence est réduite à quelques kHz. Le circuit de commande est plus complexe et plus onéreux.

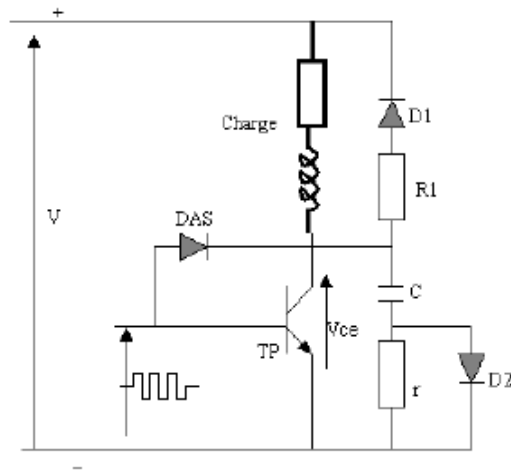


Figure 5

3. Circuit d'aide à l'extinction du thyristor :

On prend le schéma simple à un thyristor auxiliaire de la figure 6.

Le circuit principal est composé du thyristor T1, de la diode de roue libre DRL et du récepteur.

Le circuit d'extinction comprend le condensateur C, l'inductance L, la diode D et le thyristor auxiliaire T2.

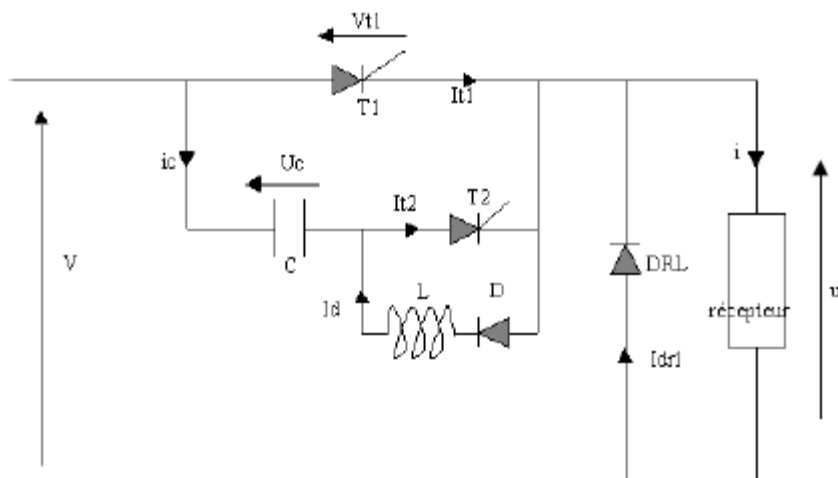


Figure 6

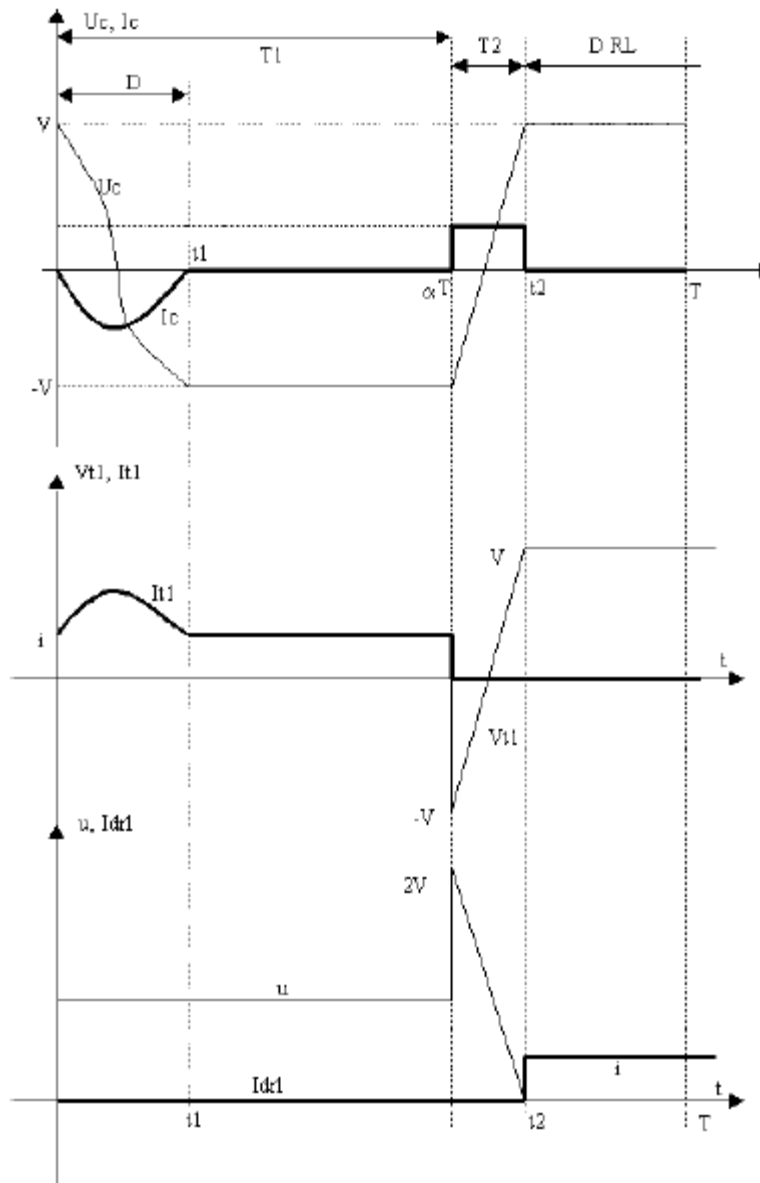
On va suivre la séquence de fonctionnement à partir de $t=0$, en supposant que le courant dans la charge est constant et le condensateur est chargé $U_c=V$. Voir figure 7.

Phase 1 : A $t=0$, on déclenche T1.

On aura un circuit oscillant travers T1, D, L, C pendant l'intervalle 0 à t_1 .

D'où, l'inversion de la polarité de la tension V_c aux bornes du condensateur.

La décharge pseudo-pulsatoire de C commence. Au bout d'une demi-pseudo-période, le courant I_c devient zéro et la diode D se bloque à $t=t_1$. Donc, de 0 à t_1 : T1 et D conduisent en même temps.



$$L \frac{dI_c}{dt} - U_c = 0$$

$$I_c = -C \frac{dU_c}{dt} \Rightarrow LC \frac{d^2U_c}{dt^2} + U_c = 0$$

$$\Rightarrow U_c = U_{c0} \cos \beta_0 t$$

$$U_{c0} = V \text{ et } \beta_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow \begin{matrix} U_c = \cos \frac{1}{\sqrt{LC}} t \\ I_c = -CV\beta_0 \sin \beta_0 t \end{matrix}$$

I_c est un courant sinusoïdal à pulsation β_0

$$\text{à } t = t_1 \sin \beta_0 t_1 = 0 \Rightarrow I_c = 0$$

$$\text{donc } \beta_0 t_1 = \pi \Rightarrow t_1 = \frac{\pi}{\beta_0}$$

$$I_c = I_d = -C\beta_0 V \sin \beta_0 t$$

$$I_c = -V \sqrt{\frac{L}{C}} \sin \beta_0 t$$

$$\text{avec } \beta_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$U_c = V \cos \beta_0 t$$

$$i_{T1} = i + I_d$$

$$u = V$$

$$t_1 = \frac{\pi}{\beta_0} = \frac{\pi}{\sqrt{LC}}$$

Phase 2 : pour $t_1 < t < \alpha T$ (T1 conduit seul).

$i_{T1} = i + I_d = 0$, ,

Phase 3 : pour $\alpha T < t < t_2$ (extinction de T1).

L'amorçage de T2 à $t = \alpha T$ rend la tension aux bornes de T1 égale à $U_c = -V$, donc T1 se bloque et $i_{T1} = 0$.

Le courant de la charge passe, dans ce cas, par C, T2 et le récepteur. Donc C se charge sous forme linéaire, d'après les équations suivantes :

$$I_c = I_{T2} = i \text{ et } I_c = -C \frac{dU_c}{dt}$$

$$U_c = \frac{1}{C} i(t - \alpha t) - V$$

$$v_{T1} = U_c \text{ et } u = V - U_c$$

$$\text{à } t = t_2, U_c = V \text{ et T2 se bloque}$$

Donc conduction de T2 de αT à t_2 .

Le courant dans la charge continue à circuler à travers la diode de roue libre DRL de t_2 jusqu'à T .

Phase 4 : Pour $t_2 < t < T$ (conduction de DRL).

Pour $t=t_2$, $u=0$ et tend de devenir négative.

Donc, DRL devient conductrice et bloque T2 et le courant à travers la charge passe par DRL.

Dans ce cas :

$$\begin{aligned} i_{T1} &= 0, I_c = 0, \\ I_{drl} &= i, v_{T1} = U_c = V, \\ u &= 0 \end{aligned}$$

Pour $t=T$, une nouvelle période commence avec les mêmes phases 1, 2, 3 et 4 cités précédemment.

4. Le hacheur survolteur (Boost converter – Step up chopper) :

On l'appelle aussi l'hacheur parallèle. La configuration de l'hacheur est présentée dans la figure 8. Quand l'hacheur est en fonctionnement (S fermé et D ouverte), l'inductance L stocke une énergie électrique. A l'ouverture de S, l'énergie stockée se décharge à travers la diode D et la charge.

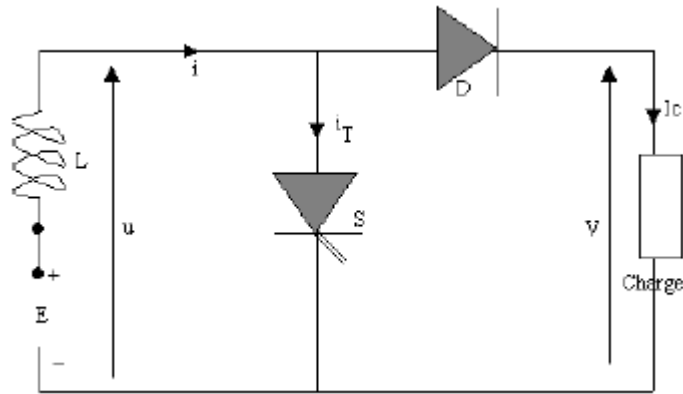


Figure 8

Pour $0 < t < \alpha T$ (figure9):

S est conducteur, D est bloquée.

$$\begin{aligned} I_c &= 0, \quad u = 0, \quad E - L \frac{di}{dt} = 0 \\ \Rightarrow i &= i_0 + \frac{E}{L} t \quad (1) \end{aligned}$$

i_0 est le courant initial de cet intervalle. Le courant i croit sous forme linéaire.

$$\text{At } t = \alpha T : i_{\alpha T} = i_0 + \frac{E}{L} \alpha T$$

Pour $\alpha T < t < T$ (figure 9):

S est bloqué et D est conductrice.

$$I_c = i, V = u \Rightarrow E - L \frac{di}{dt} = u = V$$

$$\Rightarrow i = i_{\alpha T} - \frac{(V - E)}{L} (t - \alpha T)$$

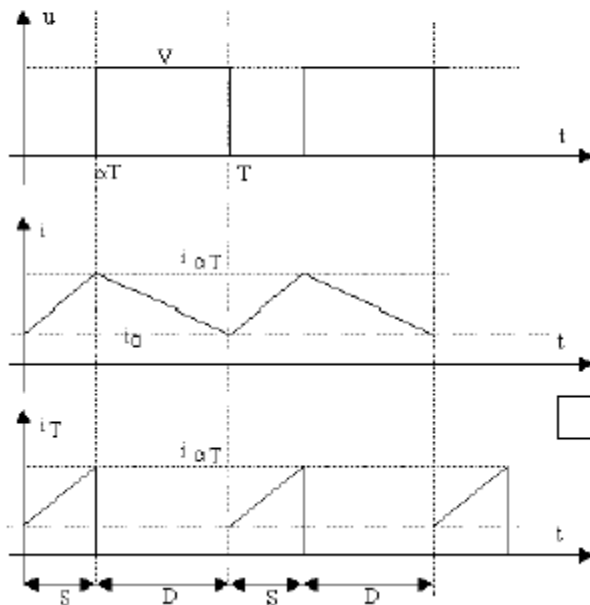
Le courant décroît et à $t = T$: $i = i_0$, d'où $i_0 = i_{\alpha T} - \frac{(V - E)}{L} T(1 - \alpha)$ (2)

En remplaçant la valeur de $i_{\alpha T}$ dans l'équation (2), on obtient :

$$i_0 = i_0 + \frac{E}{L} \alpha T - \frac{(V - E)}{L} T(1 - \alpha)$$

$$\Rightarrow E = (1 - \alpha) V$$

$$\Rightarrow V = \frac{E}{(1 - \alpha)} \text{ donc } V \geq E$$



Ce principe de fonctionnement est utilisé en récupération (régénération) dans les moteurs à courant continu, où u représente la tension fournie par l'induit et V représente la tension du réseau d'alimentation en continu.

Si dans la figure 2, on permute l'hacheur et la diode de roue libre DRL comme dans la figure 10, on obtient un hacheur survolteur. Dans ce cas, E_a est la source et V est la charge.

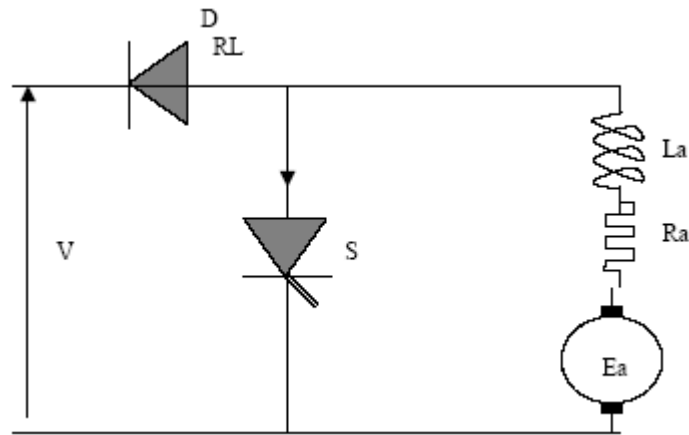


Figure 10

5. Le Hacheur deux quadrants réversible en courant:

Si on associe l'hacheur série de la figure 2 avec l'hacheur parallèle de la figure 10, on obtient le circuit de la figure 11 qui fonctionne en hacheur dévolteur/survolteur, où :

- Ts et Ds représentent l'hacheur série
- Tp et Dp représentent l'hacheur parallèle
- Pour le fonctionnement en hacheur série :
 - Si Ts est ON et Ds est OFF : $U=E$, $I=I_s > 0$
 - Si Ts est OFF et Ds est ON : $U=0$, I continue de circuler dans le même sens , $I > 0$

Donc U et I sont positives, et la puissance $P=UI$ est positive

Pour le fonctionnement en hacheur parallèle :

- Si Tp est ON et Dp est OFF : $U=0$, on aura le courant I en sens inverse due à E' (la f.e.m. du moteur). Donc $I < 0$.
- Si Tp est OFF et Dp est ON : $U=E$, I circule du moteur à la source $I=-I_s < 0$

Donc $U > 0$ et $I < 0$, et la puissance $P=UI$ est négative

Donc le convertisseur travaille dans 2 quadrants, où U est toujours positive mais I peut être positif ou négatif.

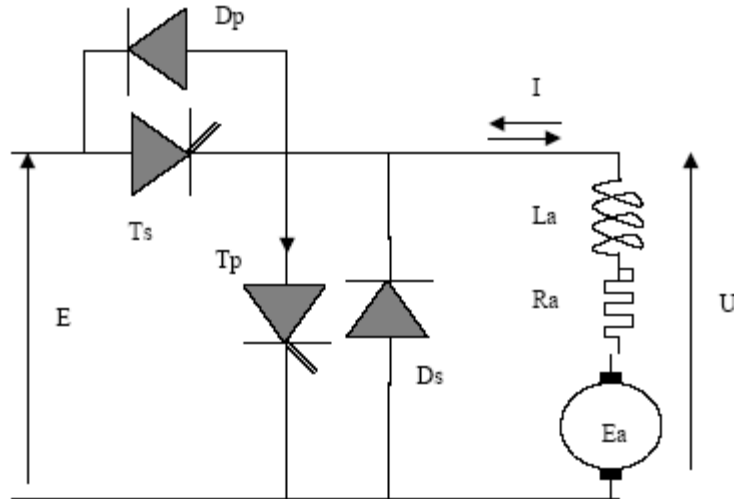
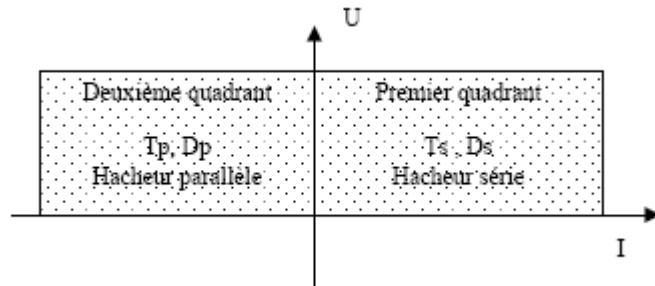


Figure 11



En fonctionnement moteur , Ts conduit sur $(\alpha_1.T)$, donc : $U = \alpha_1. E$ et $E' = U - R.I$

En fonctionnement générateur (récupération), Tp conduit sur $(\alpha_2.T)$, donc :

$$U = (1 - \alpha_2). E \text{ et } E' = U + R.I$$

Pour éviter les anomalies, on fait $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$, alors on obtient les caractéristiques de la figure 12, dans les 2 quadrants :

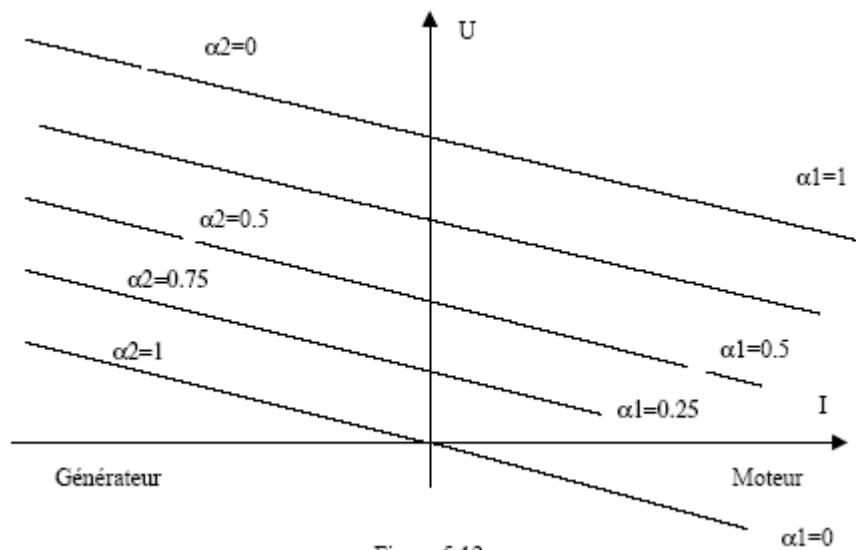


Figure 5.12

6. Le Hacheur deux quadrants réversible en tension :

On obtient ce type du hacheur en associant 2 les composants de puissance comme dans la figure 13. A noter que S1 et S2 sont commandés simultanément.

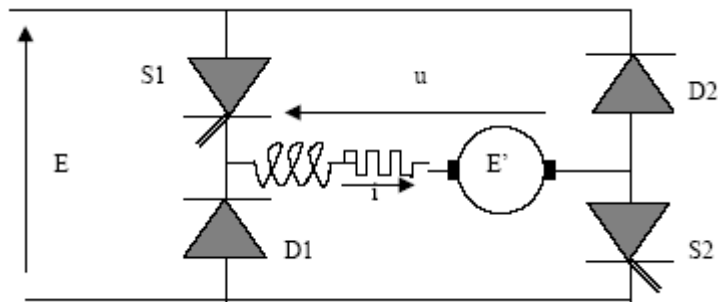


Figure 13

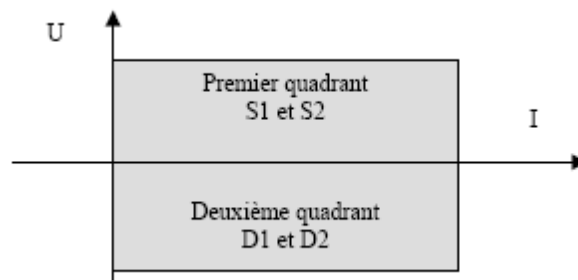
- ✓ Si S1 et S2 sont en conduction (D1 et D2 sont bloquées): $u = E$
- ✓ Si D1 et D2 sont conductrices (S1 et S2 sont bloqués) : $u = -E$

Donc, $U = u(\text{moy}) = \alpha E - E(1-\alpha) = E(2\alpha - 1)$

D'où, $U > 0$ si $\alpha > 1/2$, $U = 0$ si $\alpha = 1/2$, et $U < 0$ si $\alpha < 1/2$,

Le courant est toujours dans le même sens dans la charge. Donc réversibilité en tension.

- Pour $\alpha < 1/2$, on a $U < 0$ et $I > 0$ donc la puissance est négative : La charge fonctionne en génératrice et fournit de l'énergie au réseau
- Pour $\alpha > 1/2$, on a $U > 0$ et $I > 0$ donc la puissance est positive : La charge fonctionne en moteur et absorbe l'énergie du réseau



7. Le Hacheur quatre quadrants :

C'est un hacheur réversible en courant et en tension. Le montage de ce type est présenté dans la figure 14.

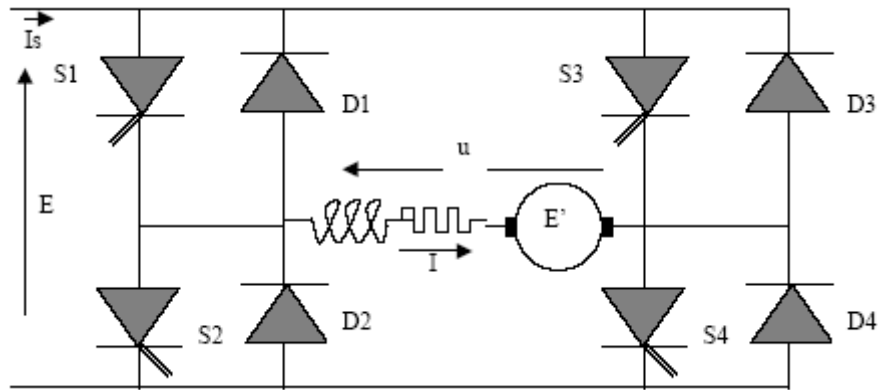


Figure 14

1. Si on élimine S3 et D3 et on fait fonctionner S4 et D4 en permanent, Les 4 composants S1, D1, S2 et D2 forment un hacheur 2 quadrants réversible en courant (paragraphe 5).
2. Si on élimine D1, S2, S3, D4, on aura le montage composé de S1, D2, D3 et S4 qui est un hacheur 2 quadrants réversible en tension.
3. A noter que dans ce montage il n'y a pas de phase de roue libre et $u > 0$ toujours.

Ce montage permet de faire fonctionner le moteur à 2 sens de rotation et freinage à récupération d'énergie.

Fonctionnement du système :

Il existe plusieurs stratégies de commande de l'hacheur en pont. Des nombreuses possibilités de fonctionnement sont offertes.

7.1. Commande continue (figure 15) :

Une loi de commande unique est utilisée, pendant une période T :

- On commande à la fermeture S1 et S4 pendant αT
- On commande à la fermeture S2 et S3 pendant le reste de la période

Pour $0 < t < \alpha T$: S1 et S4 conduisent :

Si $I > 0$, $I_s = I_{S1} = I_{S4} = I$, et $u = E$

Si $I < 0$, $I_s = I_{D1} = I_{D4} = -I$, et $u = E$

Pour $\alpha T < t < T$: S2 et S3 conduisent :

Si $I > 0$, $I_s = I_{D2} = I_{D3} = -I$, et $u = -E$

Si $I < 0$, $I_s = I_{S2} = I_{S3} = I$, et $u = -E$

L'expression de la valeur moyenne de la tension de sortie est toujours la même :

$$U = \frac{E}{T} [\alpha T - (1 - \alpha) T]$$

$$U = E(2\alpha - 1)$$

Quand α_1 va de 1 à zéro, U va de $+E$ à $-E$

7.2. Commande séquentielle :

On ne fait travailler que 2 interrupteurs :

- L'un, fermé en permanence, joue le rôle d'interrupteur d'aiguillage,
- L'autre, fermé et ouvert à la fréquence de fonctionnement de l'hacheur, assure le hachage.

Pour obtenir une tension de sortie positive :

Par exemple, on commande à la fermeture S_4 en permanence

- **Si I est positif**, on hache par S_1 :

Si S_1 fermé : I passe par S_1 et S_4 . $u=E$

Si S_1 ouvert : I passe par D_2 et S_4 (roue libre). $u=0$

Si $\alpha_1 T$ est la durée de fermeture de S_1 , on obtient $U=\alpha_1 \cdot E$

- **Si I est négatif**, on hache par S_2 :

Si S_2 fermé : I passe par S_2 et D_4 (roue libre). $u=0$

Si S_2 ouvert : I passe par D_1 et D_4 . $u=E$

Si $\alpha_2 T$ est la durée de fermeture de S_2 , on obtient $U=(1-\alpha_2) \cdot E$

Pour obtenir une tension de sortie négative :

Par exemple, on commande à la fermeture S_3 en permanence

- **Si I est positif**, on hache par S_1 :

Si S_1 fermé : I passe par S_1 et D_3 . $u=0$ (roue libre)

Si S_1 ouvert : I passe par D_2 et D_3 . $U = -E$.

Si $\alpha_1 T$ est la durée de fermeture de S_1 , on obtient $U=(1-\alpha_1) \cdot E$

- **Si I est négatif**, on hache par S_2 :

Si S_2 fermé : I passe par S_2 et S_3 . $u = -E$

Si S_2 ouvert : I passe par D_1 et S_3 . $u=0$ (roue libre)

Si $\alpha_2 T$ est la durée de fermeture de S_2 , on obtient $U=\alpha_2 \cdot E$

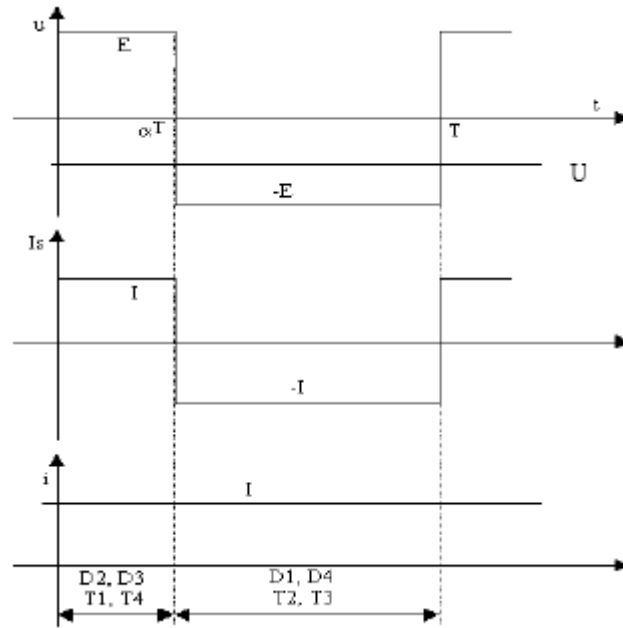


Figure 15

8. Les Hacheurs à liaison indirecte :

Les hacheurs à liaison directe (série, parallèle,..) vus précédemment ne permettent pas le transfert d'énergie entre une source de tension et un récepteur de tension ou entre une source de courant et un récepteur de courant. La source et le récepteur doivent être de nature différente.

Pour transférer de l'énergie d'une source à un récepteur de même nature, il faut utiliser un hacheur à liaison indirecte ou à accumulation. L'élément de stockage de l'énergie est une inductance ou une capacité.

8.1. Hacheurs à accumulation inductive :

Lorsque la source et le récepteur sont de tension, on utilise une inductance comme élément de stockage (figure 16).

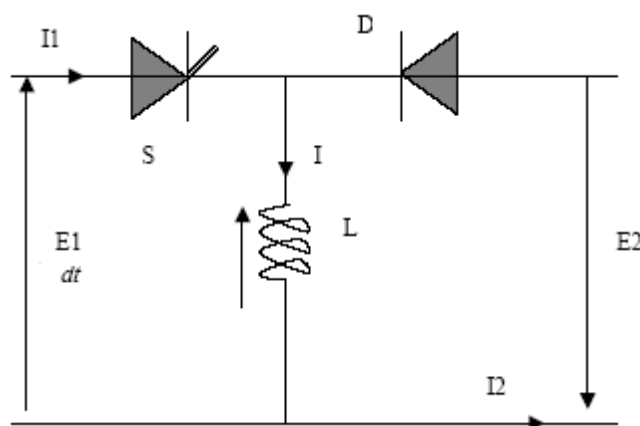


Figure 16

S conduit pendant $\alpha.T$, D pendant $(1-\alpha)T$

Quand S conduit, le courant I augmente (énergie stockée dans l'inductance). Quand D conduit, le courant I diminue (décharge de l'énergie stockée).

Pour $0 < t < \alpha.T$:

$$I = I_1, \quad E_1 = L \frac{dI}{dt} \Rightarrow I = I_0 + \frac{E_1}{L} t$$

$$\text{à } t = \alpha T, \quad I_{\alpha T} = I_0 + \frac{E_1}{L} \alpha T \quad (1)$$

Pour $\alpha.T < t < T$:

$$I = I_2, \quad E_2 = -L \frac{dI}{dt} \Rightarrow I = I_{\alpha T} - \frac{E_2}{L} (t - \alpha T)$$

$$\text{à } t = T, \quad I_T = I_{\alpha T} - \frac{E_2}{L} T(1 - \alpha) \quad (2)$$

En régime établi, $I_T = I_0$. Les équations (1) et (2) donnent :

$$\boxed{\frac{E_2}{E_1} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}}$$

Si α varie de 0 à 1, E_2/E_1 varie théoriquement de 0 à l'infini.

Si $\alpha = 1/2$: $E_2 = E_1$

Si $\alpha < 1/2$: $E_2 < E_1$ dévolteur

Si $\alpha > 1/2$: $E_2 > E_1$ survolteur

8.2. Hacheurs à accumulation capacitive :

Lorsque la source et le récepteur sont de courant, on utilise un condensateur comme élément de stockage (figure 17).

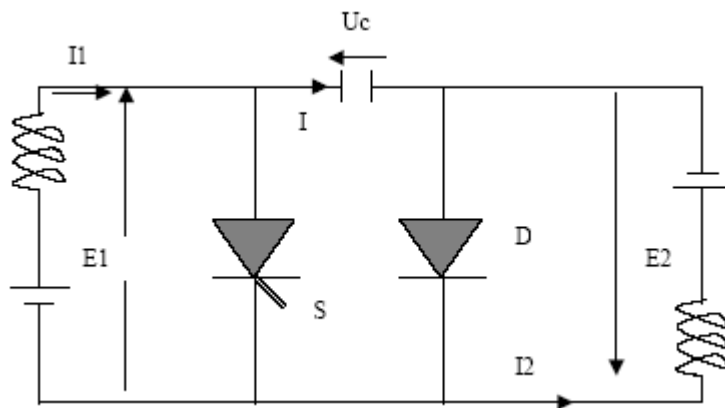


Figure 17

Pour $0 < t < \alpha.T$:

D conductrice, S bloqué. La source charge le condensateur C.

$$I = I_1, \quad I = C \frac{dU_c}{dt} \Rightarrow U_c = U_{co} + I_1 t$$

$$\text{à } t = \alpha T, \quad U_c = U_{co} + I_1 \alpha T \quad (1)$$

Pour $\alpha.T < t < T$:

D bloquée, S conducteur. Le condensateur C se décharge dans le récepteur.

$$I = -I_2, \quad I = C \frac{dU_c}{dt} \Rightarrow U_c = U_{co} + I_1 \alpha T - I_2(t - \alpha T)$$

$$\text{à } t = T, \quad U_c = U_{co} + I_1 \alpha T - I_2(T - \alpha T) = U_{co} \quad (2)$$

$$\text{d'où: } \frac{I_2}{I_1} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

Note : on peut transférer l'énergie entre source et récepteur de même nature par la mise en cascade de 2 hacheurs classiques (figure 18).

La source E1 et le récepteur E2 sont de tension.

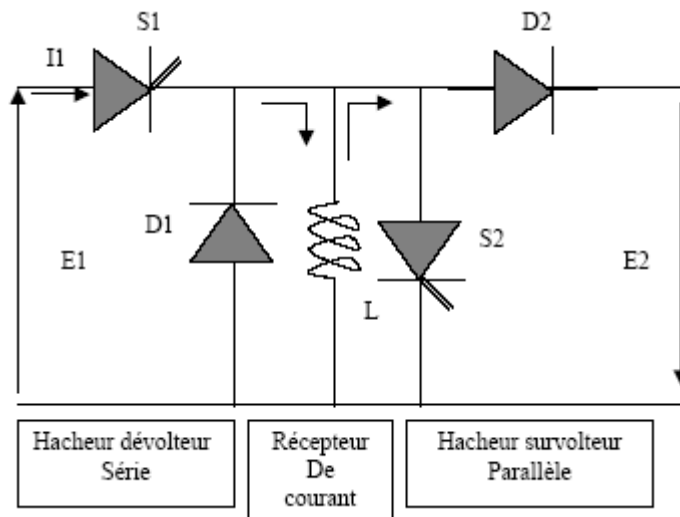


Figure 18

9. Les Hacheurs à transistors :

Les montages précédents sont valables pour les thyristors et les transistors, mais le domaine des fréquences d'utilisation pour les transistors est beaucoup plus étendu que celui des thyristors.

Les principaux différences sont :

	Thyristor	Transistor
Domaine de fréquence	10 KHz	1 MHz
Tension limite (directe et inverse)	2 à 4.5 kV	700V à 1000 V dans le cas d'un montage Darlington
Courant limite blocable	Jusqu'à 3000 A	50 à 100 A par transistor
Puissance	10 MW	100 KW

De plus :

1. Le transistor est plus fragile que le thyristor contre les surtensions et les surcharges

2. A fréquences élevées, les pertes par commutation des transistors sont élevées.

Le transistor bipolaire est le plus souvent utilisé en amplification de courant unidirectionnel saturé, ou l'IGBT pour les puissances et les fréquences moyennes.

Amorçage :

- Commande par I_b , et I_c est le courant commandé (figure 15).
- V_{ce} doit être faible (0.5 à 1 volt) au lieu de 1 à 3 volts pour le cas du thyristor.
- En commande, $I_b > 0$ est suffisant pour saturer, mais il faut $I_b > 0$ sur toute la plage de commande

Blocage :

- $I_b \leq 0$: Il faut adapter le circuit de commande pour assurer un amorçage et un blocage rapide.

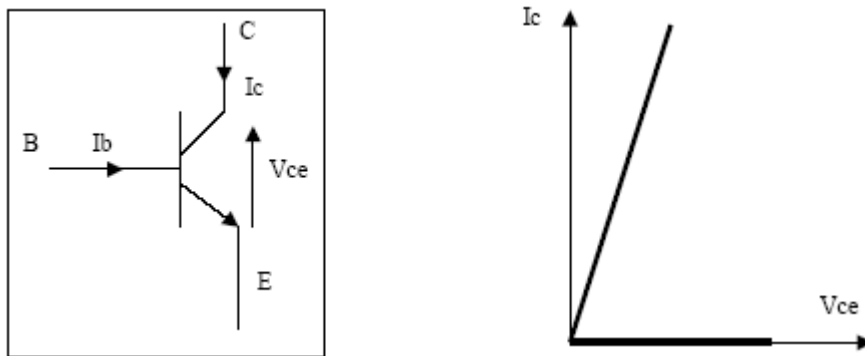


Figure 15

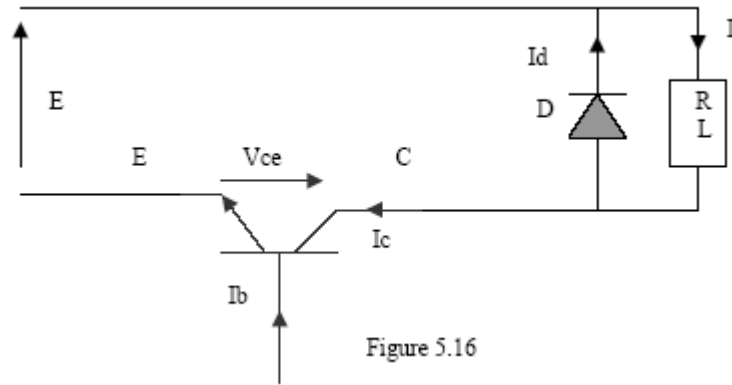
Commande du transistor :

- Le transistor est contrôlé par le courant de la base I_b
- L'extinction du transistor est naturelle par $I_b = 0$
- La commutation est rapide et possibilité de travailler à des fréquences très élevées mais il y a plus de pertes par commutation.
- Il n'y a pas de pouvoir de blocage en $V_{ce} < 0$ à cause d'une diode interne en antiparallèle.

Pour réduire les pertes par commutation, on utilise des circuits d'aide à la commutation (CALC).

10. Commutation du transistor dans un hacheur série:

On va traiter le cas du hacheur dévolteur de la figure 16.



10.1. Amorçage

Voir figure 17

A $t < 0$: $V_{ce} = E$, $I_c = 0$, $I_b = 0$, et $I_d = I = \text{constant}$.

A $t = 0$, On amorce le transistor par $I_b > 0$. Il y a un temps de retard t_1 avant que I_c commence à monter : $t_1 = t_d \approx 0.1 \mu\text{s}$. Tant que $I_c < I$, la diode D continue de conduire.

A $t = t_2$, $I_c = I$, donc D se bloque ($V_d = -E$). L'intervalle $t_2 - t_1$ est le temps de montée de I_c .
 $t_2 - t_1 = t_r \approx 1 \mu\text{s}$.

De 0 à t_2 : $V_{ce} = E$, et v_{ce} commence à diminuer après t_2 .

De t_2 à t_3 : V_{ce} diminue à zéro : $t_3 - t_2 \approx 0.1 \mu\text{s}$.

On remarque que de t_1 à t_3 , la puissance dissipée dans le transistor est grande = $\int dt I_c V_{ce}$. .

Car V_{ce} est grande ou I_c est grand.

Le temps de commutation à l'amorçage est : $T_{on} = \Delta t = t_3 - 0 = t_3$

10.2. Blocage :

(voir figure 17)

- A $t = \alpha T$, $I_b = 0$, mais jusqu'à t_4 le transistor reste saturé (rien ne change). C'est le temps de stockage : $t_s = t_4 - \alpha T = \text{quelques micro-secondes}$.

- $(t_5 - t_4)$ est le temps de montée en tension à $I_c = \text{Constant}$, donc D reste bloquée : $V_d = (V_{ce} - E) < 0$, $t_r = t_5 - t_4 = \text{quelques } 0.1 \text{ micro-secondes}$.

- A $t = t_5$: $V_{ce} = E$, D se débloque et I_c diminue

- A $t = t_6$: $I_c = 0$, on obtient le temps de descente de I_c : $t_f = t_6 - t_5 \approx 1 \mu\text{s}$.

Le temps de commutation au blocage est : $T_{off} = t_6 - \alpha T$,

la puissance dissipée dans le transistor est grande aussi = $\int dt I_c V_{ce}$. .

Pour réduire les pertes, il faut un circuit d'aide à la commutation (CALC).

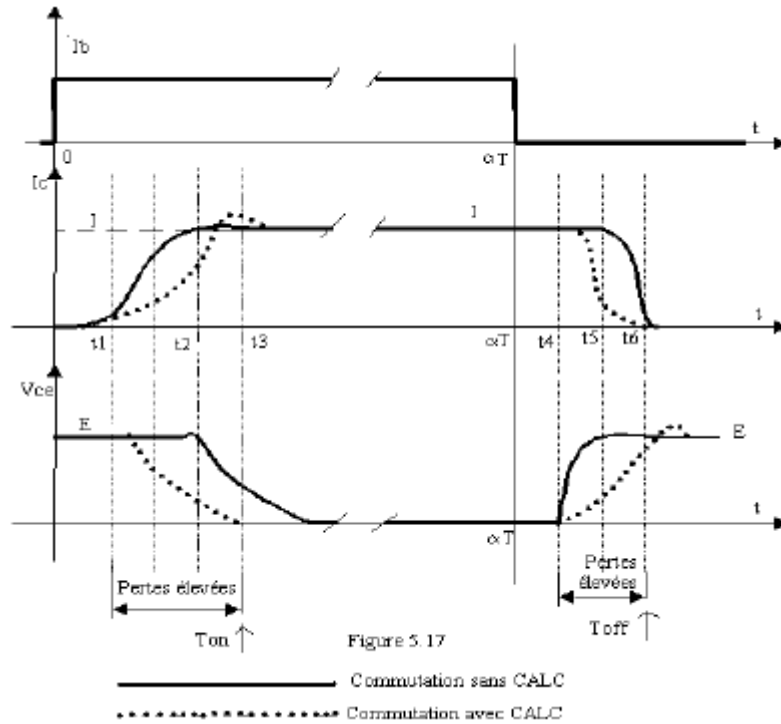


figure 17

10.3. Le circuit d'aide à la commutation (CALC)

Principe : (figure 18).

A l'amorçage, on ralentit la montée du courant I_c et on accélère la chute de la tension V_{ce} . Et inversement au blocage.

Donc, il faut modifier la forme de I_c et de V_{ce} en ajoutant des éléments extérieurs.

Amorçage :

Pour ralentir la montée de I_c , on place une inductance L_a en série de quelques micro Henry, cela entraîne la montée lente de I_c et la descente rapide de V_{ce} (figure 17).

$$V_{ce} = E - L_a \frac{dI_c}{dt}$$

On remarque que $V_{ce} = 0$ à t_2 , où I_c est encore faible, donc la puissance dissipée est très faible (négligeable).

Note : On met R_a et D_a en parallèle avec L , pour la décharge de l'énergie emmagasiné dans L_a lorsque le transistor est bloqué et I_c en train de diminuer : On limite la surtension aux bornes du transistors.

Blocage :

Pour ralentir la montée de V_{ce} , on ajoute un condensateur C_b en parallèle sur le transistor de quelques centaines de micro Farad.

Vce est ralenti par le chargement de Cb à travers la diode Db et donc, Ic diminue plus vite :

$$I_c = I - I_{cb} = I - C \frac{dV_{ce}}{dt} \text{ et } I_c = 0 \text{ quand } I_{cb} = I$$

(Icb est le courant dans Cb)

d'où la puissance dissipée dans le transistor est faible.

Le condensateur se charge jusqu'à l'instant où Vcb = Vce = E .

Note : On ajoute Rb en parallèle avec Db pour limiter les surintensités dans le transistor dû à la décharge de Cb.

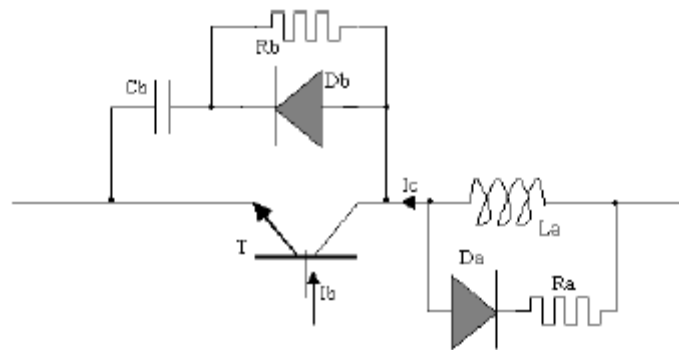


figure 18

11. Les convertisseurs continu/continu à isolation magnétique :

L'isolation magnétique est fournie par des transformateurs travaillant à haute fréquence. Ces transformateurs sont en générale à noyau de Ferrites (figure 19).

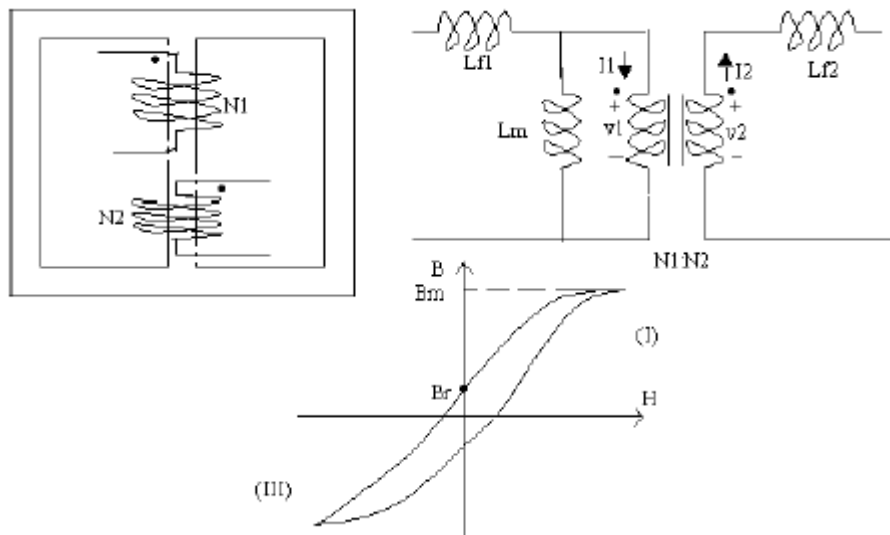


figure 19

- La montée en fréquence permet de réduire la taille du transformateur et d'obtenir un rendement élevé (près de 80 %).

- Le transformateur assure l'isolation galvanique et permet un rapport plus ou moins grand de tensions.
- Le rendement est deux fois celui des hacheurs classiques à transistors Ballast.
- La fréquence de découpage est de quelques KHz jusqu'à 1 MHz.
- Utilisation : ces alimentations sont utilisées pour les faibles et moyennes puissances :
 - En micro électronique : $P < 100 \text{ W}$
 - En Electronique de puissance : $P \leq 600 \text{ W}$
 - En alimentation Haute tension : jusqu'à 20 Kw et 4000 volts

On peut classer les convertisseurs continu-continu avec isolation en 2 catégories, selon l'utilisation du transformateur :

1. Excitation unidirectionnelle : On utilise la partie positive du cycle (B-H) – quadrant I. On cite les convertisseurs : FLYBACK dérivé du hacheur parallèle et FORWARD dérivé du hacheur série.
2. Excitation bidirectionnelle : On utilise les 2 parties positive et négative du cycle (B-H) – quadrant I et III. On cite le montage PUSH-PULL, le montage en DEMI-PONT et le montage en PONT complet.

11.1. Le convertisseur FLYBACK

(figure 21.a)

On peut représenter le transformateur par son schéma équivalent.

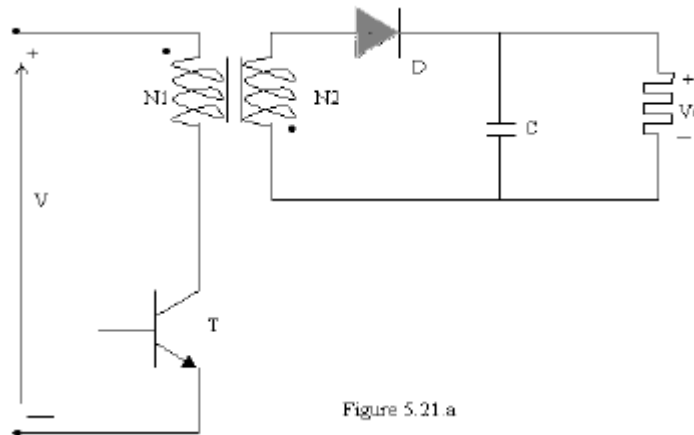


Figure 5.21 a

1- A $t=0$, T est fermé , d'où $V_d < 0$ et la diode est ouverte (figure 21.b)

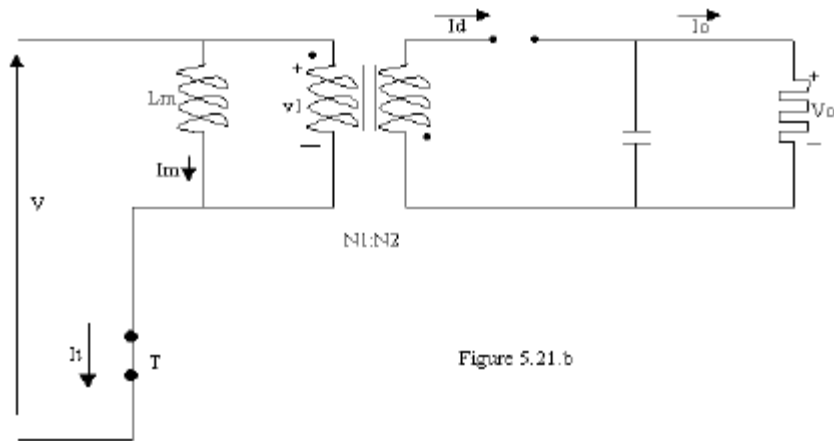


Figure 5.21.b

$$v_1 = V = N_1 \frac{d\phi}{dt} \Rightarrow d\phi = \frac{V}{N_1} dt, \text{ d'où } \phi = \phi(0) + \frac{V}{N_1} t$$

Donc le flux dans le noyau augmente linéairement, jusqu'à Φ_{\max} à la fin de l'intervalle, c.a.d.

à αT . A noter que : $\alpha = \frac{T_{on}}{T}$

Donc le flux maximal est :

$$\phi_{\max} = \phi(\alpha T) = \phi(0) + \frac{V}{N_1} \alpha T \quad (\text{voir figure 22})$$

2- A $t = \alpha T$, T est bloqué (figure 21.c) :

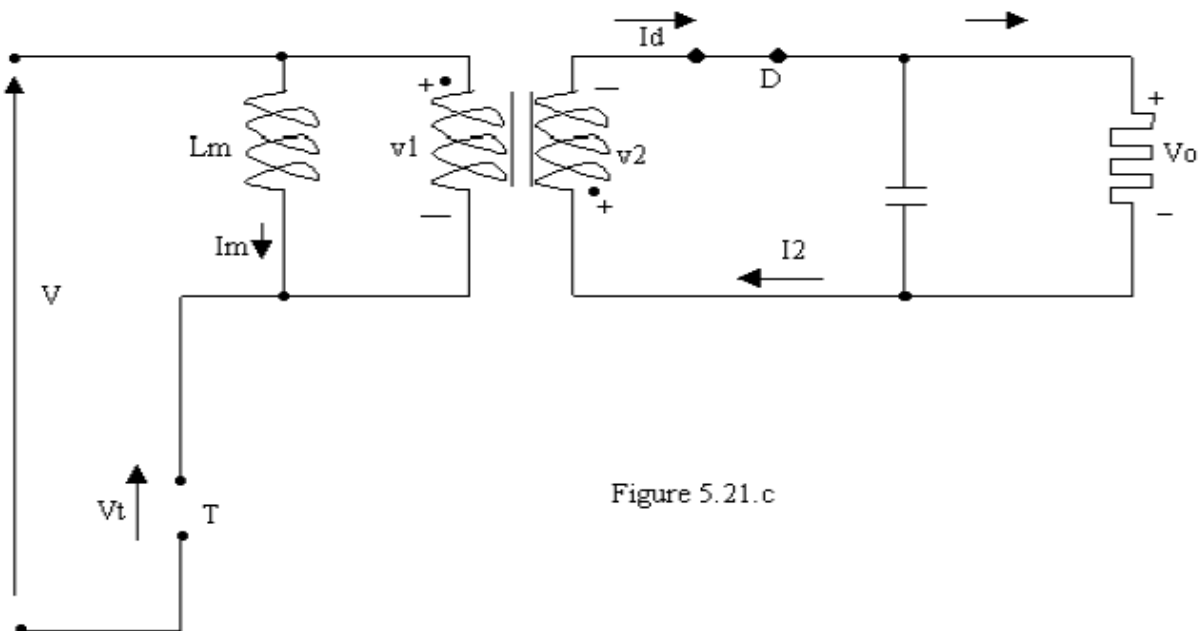


Figure 5.21.c

L'énergie stockée dans le noyau magnétique fait circuler le courant I_2 dans le secondaire à travers la diode D.

$$v_2 = -V_0 = N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad \text{et} \quad v_1 = \frac{N_1}{N_2} v_2 = -\frac{N_1}{N_2} V_0$$

$$\Rightarrow \phi(t) = \phi_{\max} - \frac{V_0}{N_2} (t - \alpha T)$$

A $t = T$:

$$\phi(T) = \phi_{\max} - \frac{V_0}{N_2} (T - \alpha T)$$

$$\phi(T) = \phi(0) + \frac{V}{N_1} \alpha T - \frac{V_0}{N_2} (T - \alpha T)$$

Mais $\phi(T) = \phi(0)$

à cause de retour du flux à l'état initial par démagnétisation du transformateur.

$$\frac{V}{N_1} \alpha T = \frac{V_0}{N_2} (T - \alpha T)$$

$$\frac{V_0}{V} = \frac{N_2}{N_1} \frac{\alpha T}{T - \alpha T}$$

$\frac{V_0}{V} = \frac{N_2}{N_1} \frac{\alpha}{1 - \alpha}$

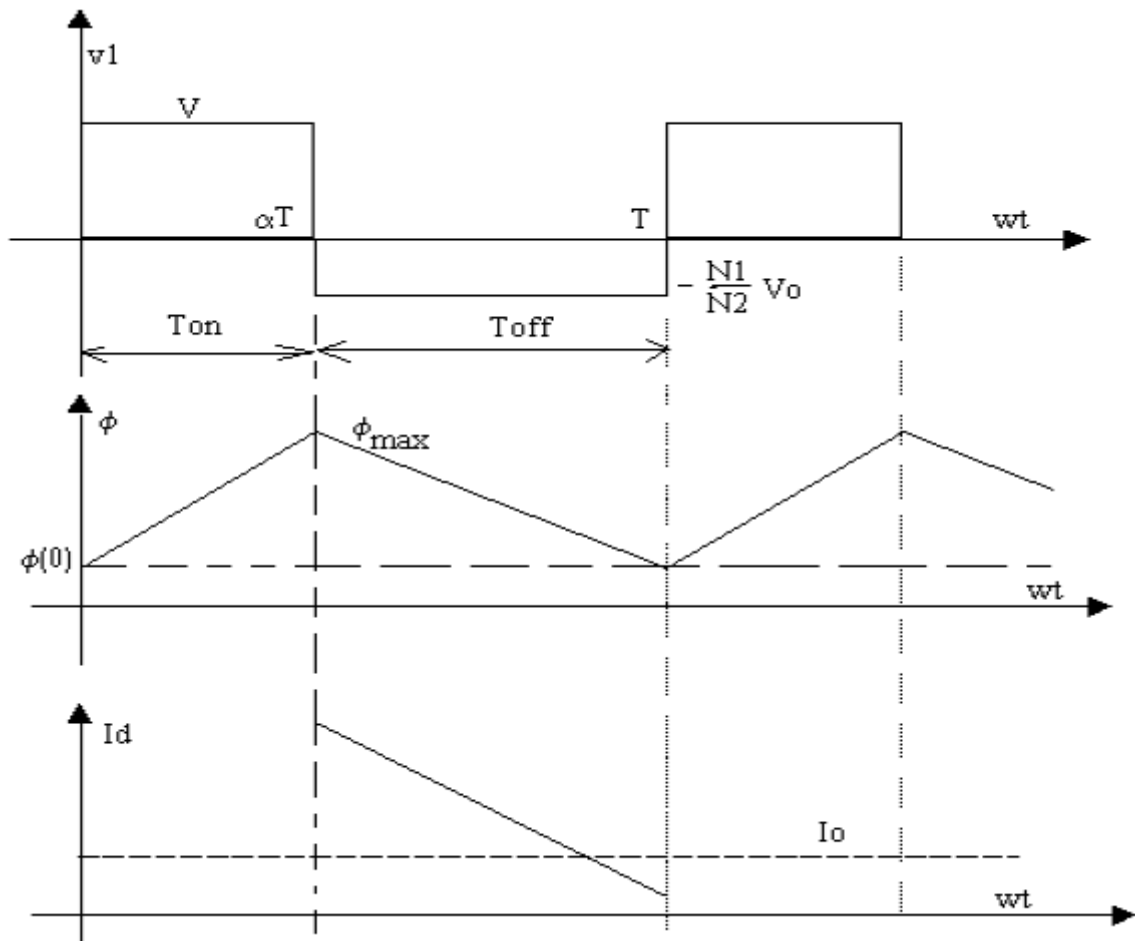


Figure 22

Equations des courants et des tensions (figure 22) :

Pendant Ton : $I_m = I_t$ et $I_d = 0$, Donc :

$$V - L_m \frac{dI_m}{dt} = 0$$

$$\Rightarrow I_m(t) = I_m(0) + \frac{V}{L_m} t \quad (0 < t < \alpha T)$$

$$\text{Valeur maximale de } I_m \text{ est : } \hat{I}_m = I_m(0) + \frac{V}{L_m} \alpha T$$

Pendant Toff : $I_t = 0$ et $v_1 = (-N_1/N_2)V_o$

Donc, on peut calculer I_d et I_m pendant l'intervalle αT à T

$$i_m(t) = \hat{I}_m - \frac{V_o \frac{N_1}{N_2}}{L_m} (t - \alpha T) \quad (\alpha T < t < T)$$

$$i_d(t) = \frac{N_1}{N_2} i_m(t)$$

Le courant moyen dans la diode est I_o : $\hat{I}_m = \hat{I}_t = \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{1-\alpha} I_o + \frac{N_1}{N_2} \frac{(1-\alpha)T}{2.L_m} V_o$

La tension aux bornes du transistor : $v_t = V + \frac{N_1}{N_2} V_o = \frac{V}{1-\alpha}$

11.2. Le convertisseur FORWARD

(figure 23)

Le courant magnétisant devrait être pris en compte dans ces convertisseurs.

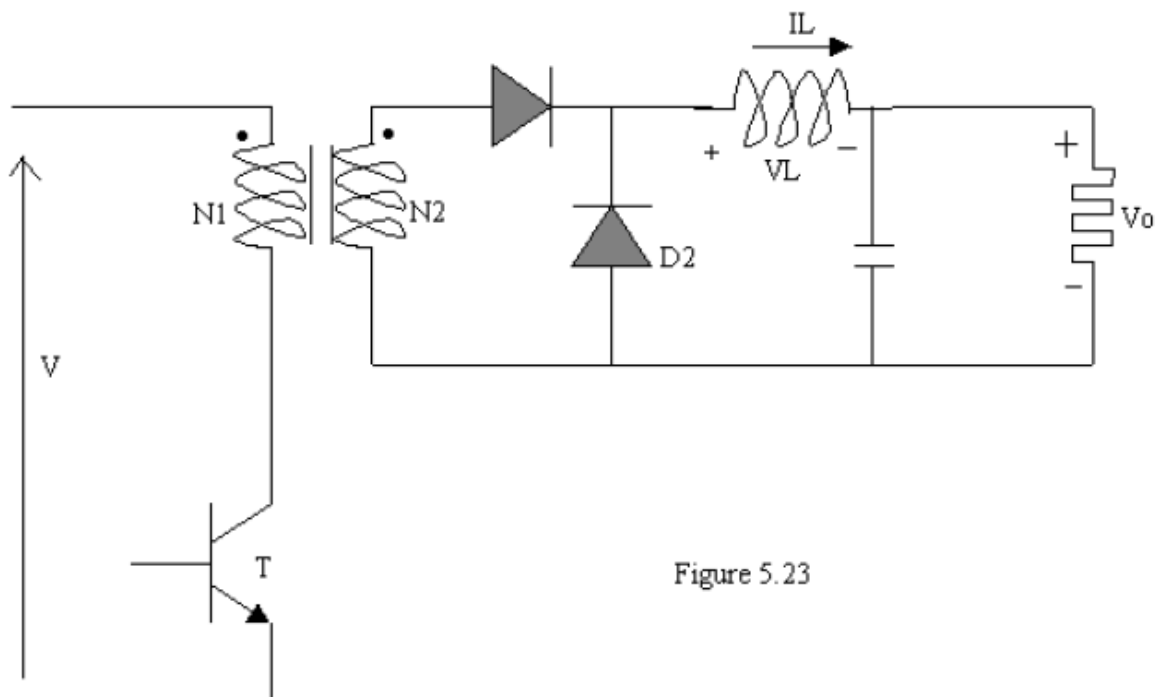


Figure 5.23

1- A $t=0$, on ferme T : $V_{d1} > 0$ et $V_{d2} < 0$, donc D1 est fermée et D2 est bloquée.

$$\Rightarrow v_L = \frac{N_2}{N_1} V - V_o \quad (0 < t < \alpha T)$$

v_L est positive, donc I_L augmente linéairement.

2- A $t=\alpha T$, on ouvre T : I_L circule à travers D2 et $v_L = -V_o$ (pour $\alpha T < t < T$) qui est négative,

donc IL diminue linéairement.

La valeur moyenne de v_L sur une période est égale à zéro :

$$\begin{aligned}
 v_L(\text{moy}) = 0 &= \frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha T} \left(\frac{N_2}{N_1} V - V_o \right) dt + \int_{\alpha T}^T -V_o dt \right] \\
 0 &= \frac{1}{T} \left(\frac{N_2}{N_1} V - V_o \right) \alpha T - \frac{1}{T} V_o (T - \alpha T) \\
 0 &= \left(\frac{N_2}{N_1} V - V_o \right) \alpha - V_o (1 - \alpha) \\
 \Rightarrow \frac{V_o}{V} &= \frac{N_2}{N_1} \alpha \quad \text{tension proportionnelle à } \alpha
 \end{aligned}$$

11.3. Montage avec excitation bidirectionnelle du transformateur :

11.3.1. Convertisseur Push-Pull (figure 24) :

Le circuit est arrangé pour produire une tension alternative à l'entrée du transformateur.

Sur la première moitié de la période (durant laquelle T1 fonctionne jusqu'à T_{on})

Quand T1 est en conduction : D1 conduit et D2 est bloquée, d'où :

$$v_L = \frac{N_2}{N_1} V - V_o \quad \text{pour } (0 < t < T_{on}) \quad \text{et IL à travers D1 augmente linéairement}$$

Durant le reste de la première demi période, les 2 transistors sont bloqués,

donc $v_L = -V_o$ et $I_{d1} = I_{d2} = I_L / 2$

Le fonctionnement se répète pour le transistor T2 sur l'autre moitié de la période.

La valeur moyenne de la tension v_L sur demi période = 0, d'où

$$\boxed{\frac{V_o}{V} = 2 \frac{N_2}{N_1} \alpha_1 \quad (0 < \alpha_1 < 0.5)}$$

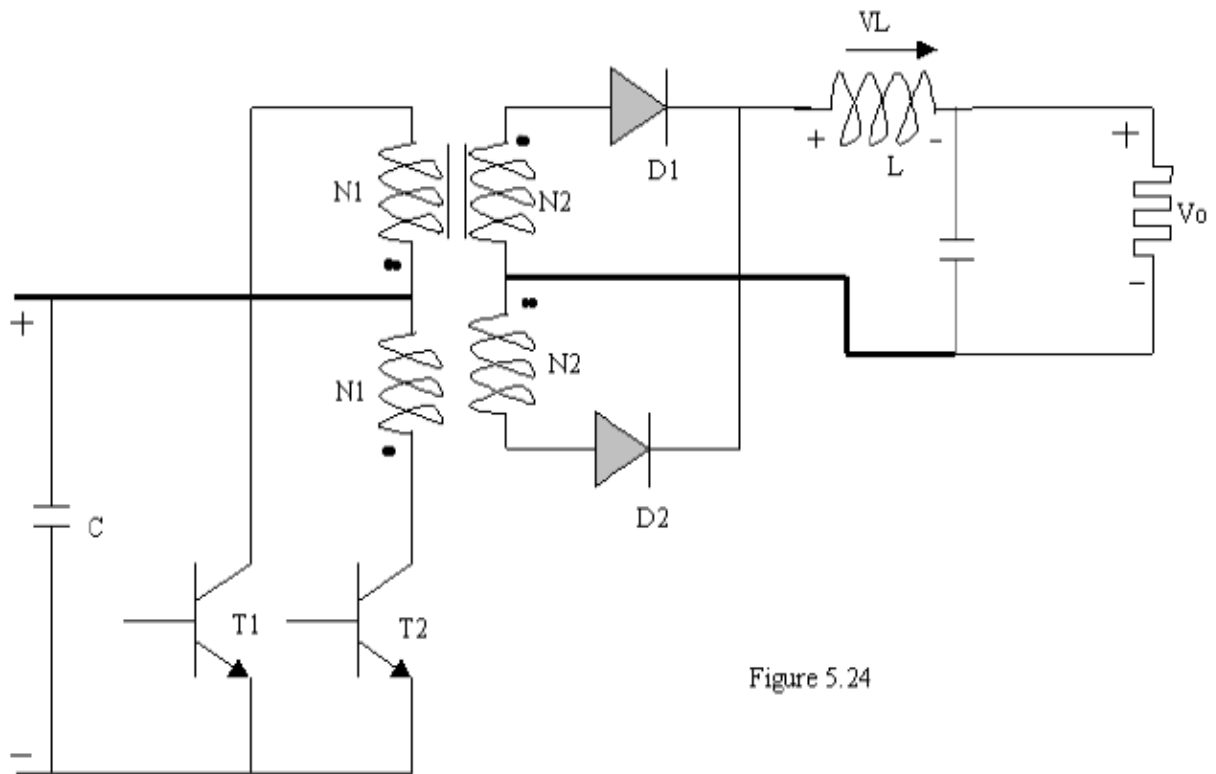


Figure 5.24

11.3.2. Le convertisseur en demi-pont (figure 25) :

Les condensateurs C1 et C2 donnent une source de tension à point milieu et les transistors T1 et T2 sont saturés en alternance : l'un sur T_{on} de la moitié d'une période, l'autre sur T_{on} de l'autre moitié du même période.

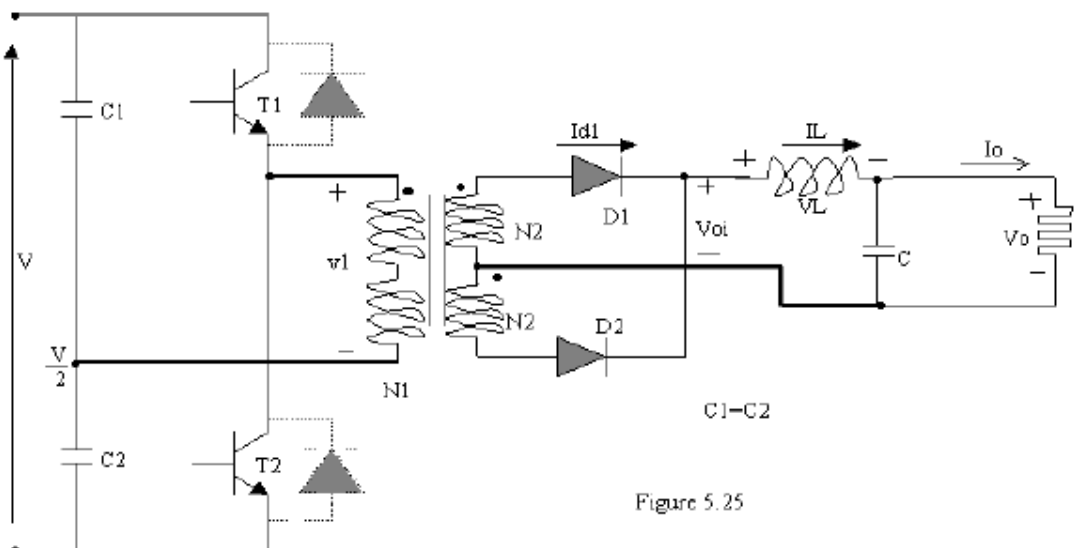


Figure 5.25

On obtient :

$$\frac{V_o}{V} = 2 \frac{N_2}{N_1} \alpha_1 \quad (0 < \alpha_1 < 0.5)$$

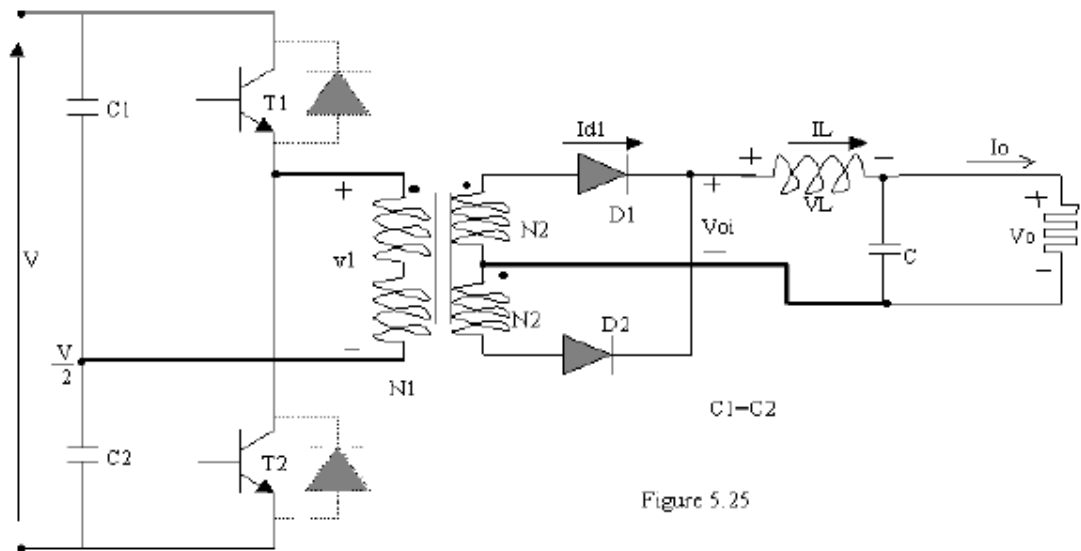


Figure 5.25

On obtient :
$$\frac{V_o}{V} = 2 \frac{N_2}{N_1} \alpha_1 \quad (0 < \alpha_1 < 0.5)$$

Les diodes connectées en antiparallèle sur les transistors permettent la protection des transistors.

11.3.3. Le convertisseur en pont complet (figure 26) :

Les transistors (T1, T2) et (T2, T4) sont amorcés par alternativement par paire.

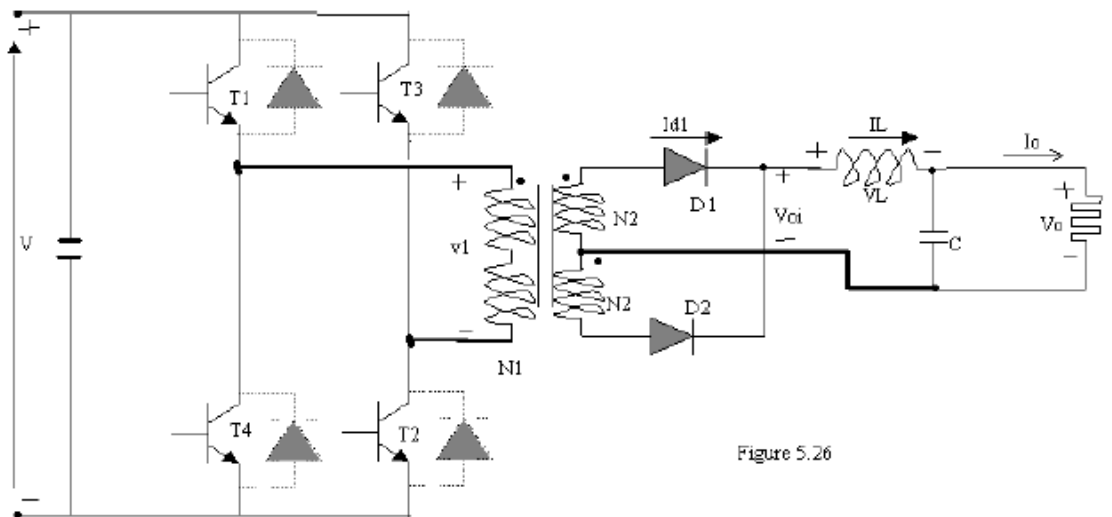


Figure 5.26

On obtient :
$$\frac{V_o}{V} = 2 \frac{N_2}{N_1} \alpha_1 \quad (0 < \alpha_1 < 0.5)$$

12. Commande des hacheurs :

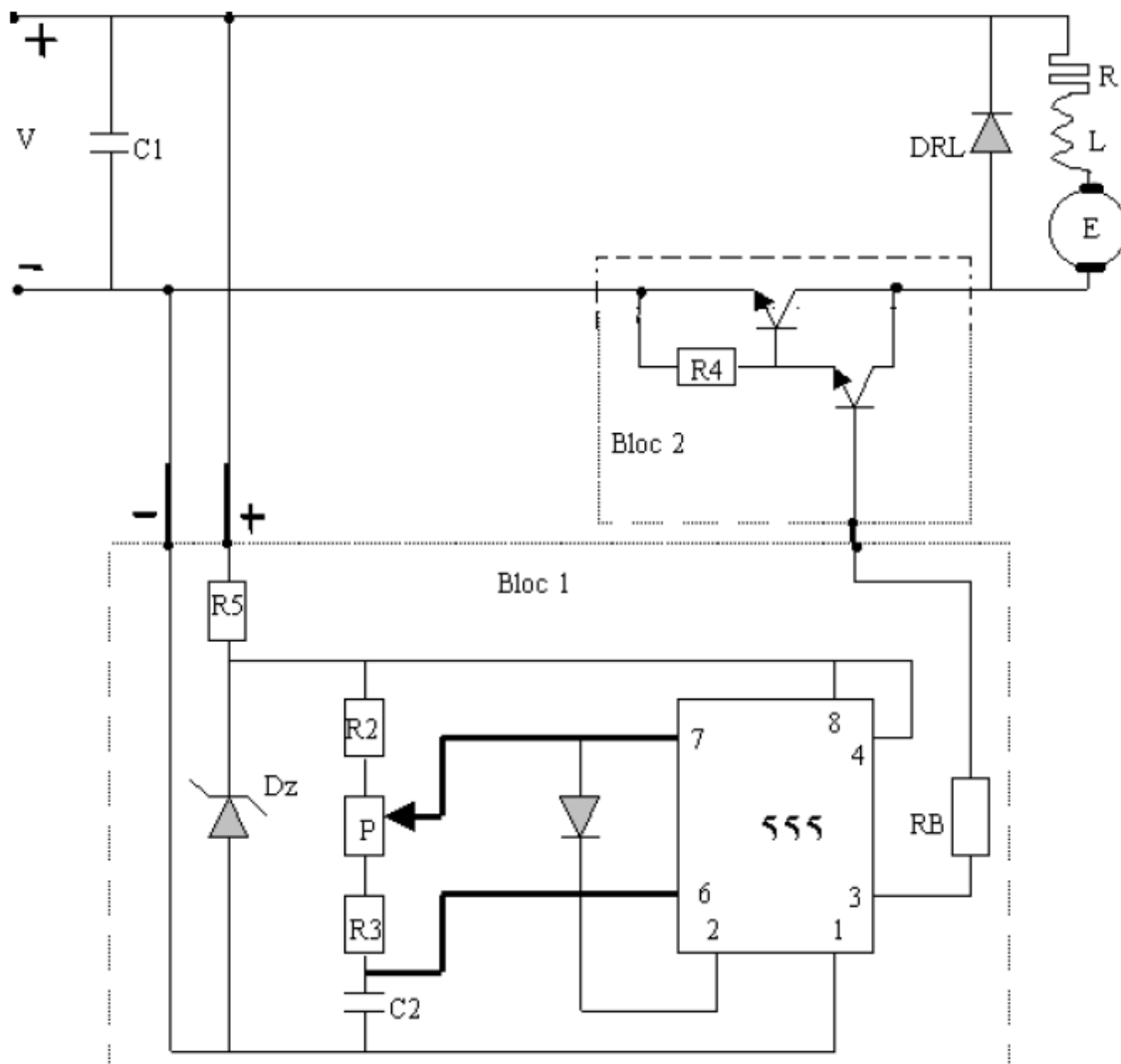
La stratégie de commande dépend du type du hacheur (classique : série ou parallèle, à isolation magnétique, à thyristors).

12.1. Commande du hacheur série classique :

Pour la commande du transistor, on réalise un montage composé de deux blocs essentiels (figure 27) Bloc 1 : générateur de créneaux qui fournit des signaux de rapport cyclique proportionnel à une tension de commande.

Bloc 2 : Interface pour fournir un niveau convenable de courant de base provoquant l'amorçage du transistor de puissance.

On peut ajouter un module pour la limitation du courant dans le transistor.



12.2. Commande des alimentations à Haute fréquence :

Par rapport aux alimentations classiques à transistor-ballast-série, la puissance dissipée dans l'hacheur est réduite pour des fréquences de découpage > 1 kHz. Ceci donne un meilleur rendement avec un faible taux d'ondulation et faible encombrement.

On trouve des composants électroniques, des circuits spécialisés sous forme intégrée comprenant le transistor hacheur, la diode et les circuits de commande (du type MLI (PWM) : modulation de largeur d'impulsion, On cite, par exemple, le TL497...494 de Texas Instrument, les circuits X 524, X 525 de chez CSG, et les séries TDA 1060 ... chez RTC.

On présente le schéma d'un convertisseur dans la figure 28.

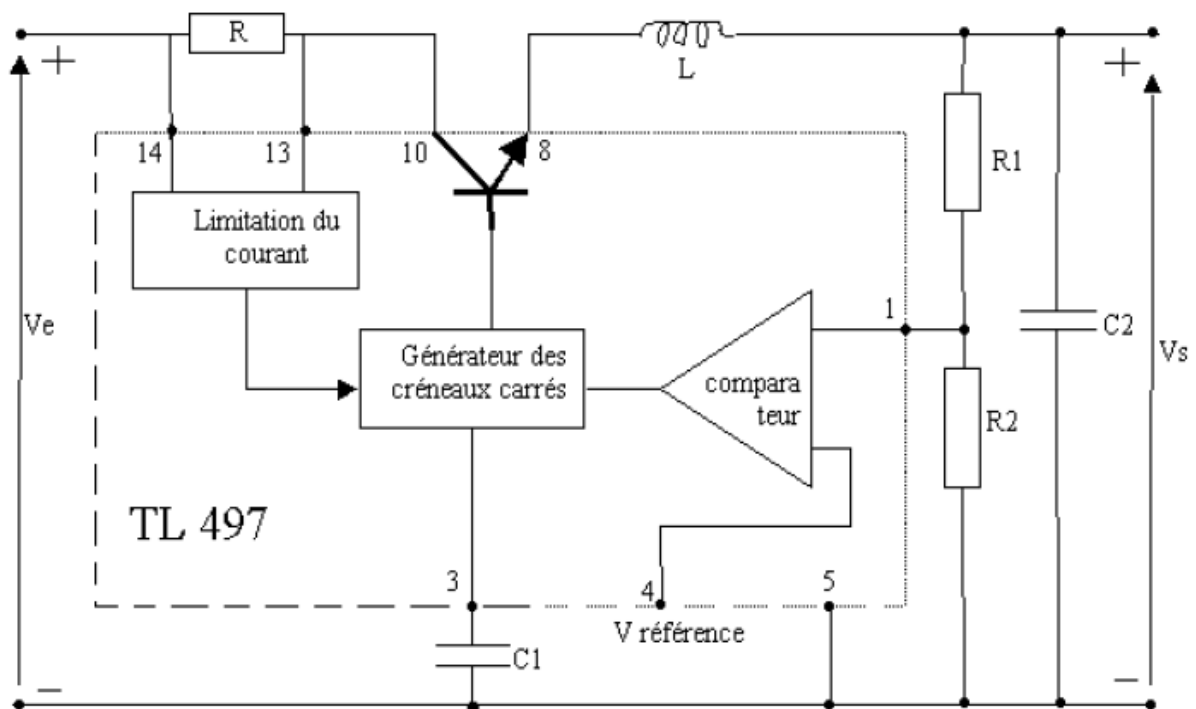


figure 28

12.3. Commande d'un hacheur à thyristors :

Dans ce cas, on utilise un thyristor principal T_p et un thyristor auxiliaire T_a pour le circuit d'aide à l'extinction (figure 29). Donc, il faut générer 2 créneaux de commande, l'un pour amorcer T_p et l'autre pour amorcer T_a à αT qui pour bloquer T_p . Le principe du circuit est de générer une onde en dents de scie et comparer cette onde avec une tension de référence pour obtenir un créneau rectangulaire à partir de αT et par l'utilisation des Monostables, on obtient les impulsions pour attaquer les thyristors :

- à $0, T, 2T, 3T, \dots$ etc pour le thyristor principal,
- à $\alpha T, T+\alpha T, 2T+\alpha T, 3T+\alpha T, \dots$ etc pour le thyristor auxiliaire,

A noter que les monostables M1 et M2 sont connectés de telle façon que :

- M1 donne des impulsions e2 au front montant de e11,
- M2 donne des impulsions e3 au front descendant de e11.

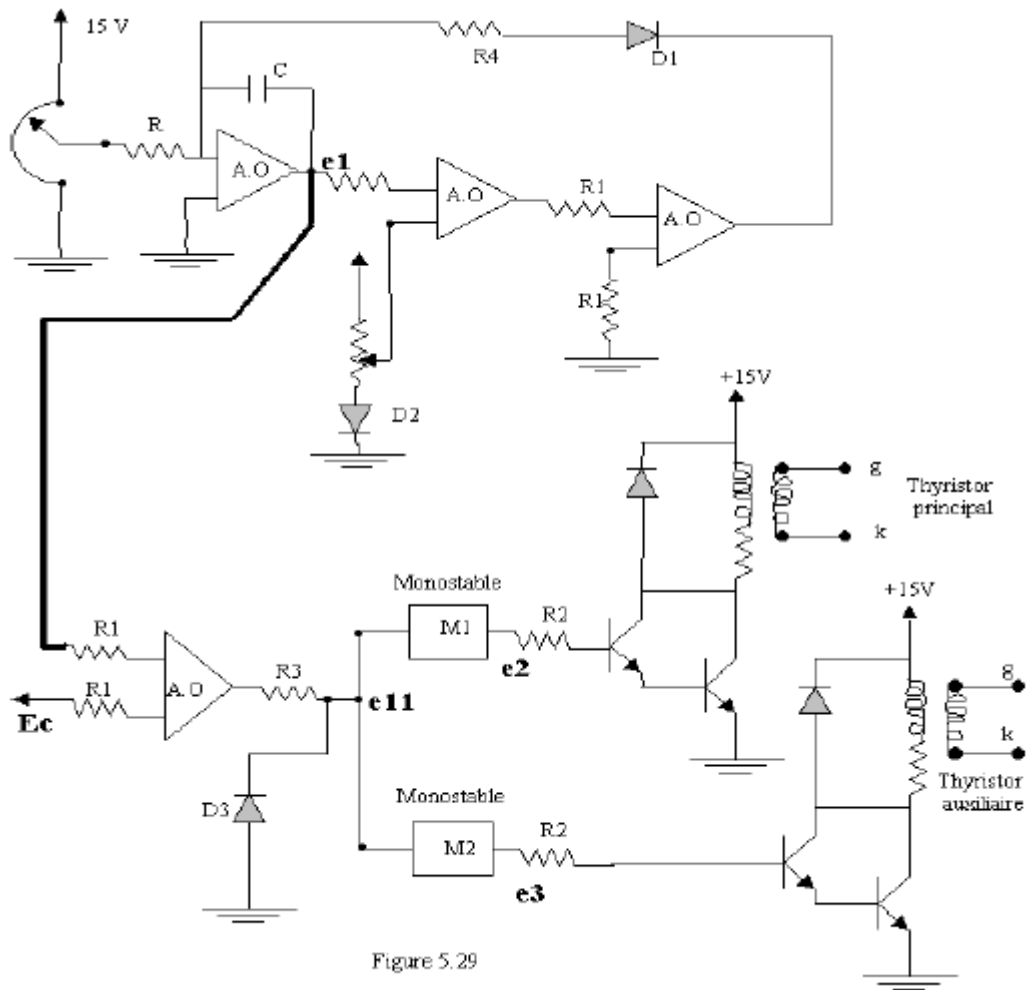


Figure 5.29

Les signaux aux sorties e1, e2 et e3 sont présentés dans la figure 30.

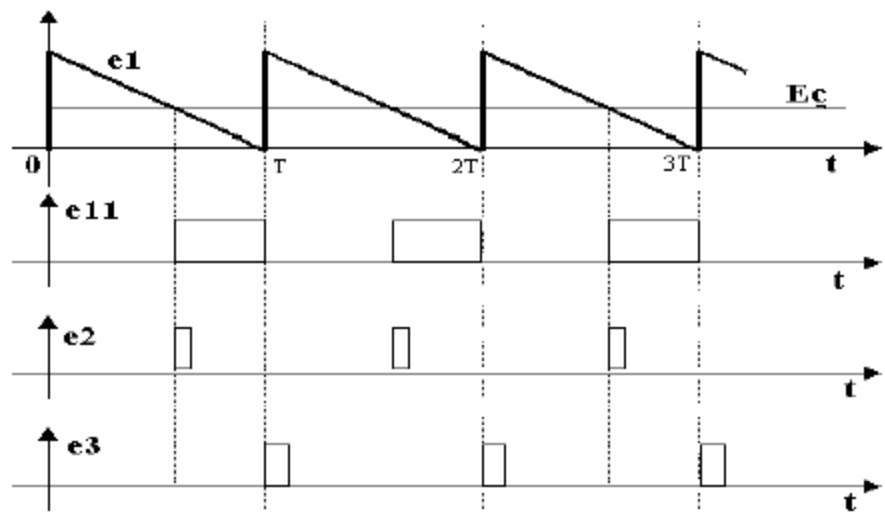


Figure 5.30

