
Systemes électroniques

Chapitre 4

ALIMENTATIONS À DÉCOUPAGE À INDUCTANCE SIMPLE



T A B L E D E S M A T I E R E S

PAGE

4.	ALIMENTATIONS A DECOUPAGE A INDUCTANCE SIMPLE	1
4.1	INTRODUCTION.....	1
4.1.1	<i>Définition des sources et des récepteurs</i>	<i>2</i>
4.1.2	<i>Semiconducteurs disponibles comme fonction interrupteur.</i>	<i>3</i>
4.2	DÉFINITION DES NOTATIONS UTILISÉES	3
4.3	ALIMENTATIONS À DÉCOUPAGE NON RÉVERSIBLES À LIAISON DIRECTE	5
4.3.1	<i>Généralités</i>	<i>5</i>
4.3.2	<i>Alimentation série ou abaisseuse de tension.....</i>	<i>6</i>
4.3.3	<i>Alimentation de type parallèle ou élévatrice de tension.....</i>	<i>15</i>
4.4	ALIMENTATION À DÉCOUPAGE NON RÉVERSIBLE A LIAISON INDIRECTE.....	24
4.4.1	<i>Généralités</i>	<i>24</i>
4.4.2	<i>Hacheur à stockage inductif.....</i>	<i>24</i>

Bibliographie

4. ALIMENTATIONS A DECOUPAGE A INDUCTANCE SIMPLE

4.1 INTRODUCTION

On distingue en général deux classes de convertisseurs continu – continu :

- les convertisseurs qui débitent sur un récepteur destiné à être alimenté sous une tension continue variable, appelés variateur de courant continu à pulsation,
- les convertisseurs destinés à fournir à leur sortie une tension continue constante pour servir d'alimentation régulée vis-à-vis de divers équipements.

Dans ce chapitre, nous nous intéresserons à la deuxième catégorie qui constitue les alimentations à découpage.

Les alimentations à découpage se distinguent des variateurs non seulement par leurs conditions de fonctionnement (tension de sortie constante au lieu de tension de sortie variable), mais surtout par le fait qu'elles incorporent d'ordinaire un transformateur qui assure une isolation galvanique entre l'entrée et la sortie, et qui souvent, intervient dans le principe même de fonctionnement des alimentations à découpage.

Le principe de fonctionnement des alimentations à découpage diffère totalement de celui des alimentations à régulateur continu série. En effet dans une alimentation à découpage, le transistor de régulation fonctionne en interrupteur contrôlé (régime de commutation) alors que pour une alimentation continue série, le transistor de régulation fonctionne en régime linéaire.

Les avantages liés à la commutation sont :

- un rendement élevé, quel que soit l'écart de tension entrée-sortie.
- Fonctionnement en abaisseur, élévateur ou inverseur de tension.
- Encombrement réduit.

Par contre les inconvénients sont :

- circuit d'asservissement plus complexe
- Ondulation résiduelle plus élevée
- Génération de parasites en H.F. (RFI)
- Bruit résiduel
- Réponse transitoire lente
- Nécessite obligatoirement une inductance ou un transformateur H.F.
- Nécessite une charge minimale afin d'éviter le passage entre deux modes de fonctionnement que sont :
 - Le mode continu
 - Le mode intermittent

Ces alimentations à découpage à inductance simple sont les plus courantes. Elles sont simples à concevoir et peuvent débiter des puissances élevées

- Quatre éléments fondamentaux sont utilisés :
- Une inductance
- Une diode
- Un contacteur statique

La fréquence de travail, c'est-à-dire la fréquence de commutation du contacteur statique, est assez élevée : 50kHz à 500kHz. Une fréquence de travail élevée permet

- de réduire l'encombrement de l'inductance et de la capacité de filtrage
- de réduire l'ondulation résiduelle

La régulation de tension s'effectue en modulant le rapport cyclique des signaux de commutation. Elle fait souvent appel à un circuit intégré spécifique.

Ce chapitre est consacré à la présentation des structures des alimentations à découpage sans transformateur intermédiaire. Nous supposons tout au long de cette présentation que nous avons à faire à

- des sources parfaites
- des interrupteurs parfaits
- des commutations instantanées

4.1.1 Définition des sources et des récepteurs

Pour déterminer si une source ou un récepteur réel doit être considéré comme étant une tension ou un courant et évaluer dans quelle mesure son comportement se rapproche de celui d'une source ou d'un récepteur parfait, il faut considérer deux échelles de temps :

- la première, qui est de l'ordre de la microseconde, correspond à la durée des commutations des semiconducteurs d'un état à l'autre (fermeture ou ouverture),
- la deuxième, qui est de l'ordre de la centaine de microseconde, correspond à la durée des cycles d'ouverture – fermeture des semiconducteurs au sein de l'alimentation à découpage.

C'est l'échelle des temps correspondant aux commutations qui fixe la nature des sources et des récepteurs

- Une source ou un récepteur est une source ou un récepteur de courant si on ne peut pas interrompre le courant i qui y circule par une commande à l'ouverture d'un semiconducteur. Cette interruption provoquerait des pics importants dans l'onde de la tension u .
Ces pics ($\ell \, di/dt$) apparaîtraient dès que la source ou le récepteur aurait une inductance interne ℓ non négligeable compte tenu de la rapidité de variation du courant (di/dt).
- Une source ou un récepteur est de tension si on ne peut pas faire varier brusquement la tension u à ses bornes par une commande à la fermeture d'un semiconducteur. Cet enclenchement entraînerait des pics trop importants dans l'onde du courant i .
Ces pics ($C \, du/dt$) apparaîtraient dès que la source ou le récepteur aurait une capacité d'entrée C non négligeable vu la rapidité de variation de la tension (du/dt)

L'échelle des temps liée à la durée des cycles d'ouverture et fermeture des semiconducteurs au sein de des alimentations à découpage, c'est-à-dire l'échelle des temps liée à la fréquence de commutation, indique dans quelle mesure on peut considérer une source ou un récepteur comme parfait.

En effet, c'est la fréquence de commutation de l'alimentation à découpage qui fixe

- la fréquence de la composante parasite présente sur la tension u aux bornes d'une source ou d'un récepteur de courant. Celui-ci est d'autant plus parfait que son impédance est plus élevée à cette fréquence,

- la fréquence de la composante parasite présente dans le courant qui traverse une source ou un récepteur de tension. Celui-ci est d'autant plus parfait que son impédance est plus faible à cette fréquence.

4.1.2 Semiconducteurs disponibles comme fonction interrupteur.

Les deux types de semiconducteurs les plus utilisés dans les alimentations à découpage sont la diode et le transistor MOSFET associé à une diode de conduction ou l'IGBT dont les caractéristiques sont représentées à la Figure 4-1

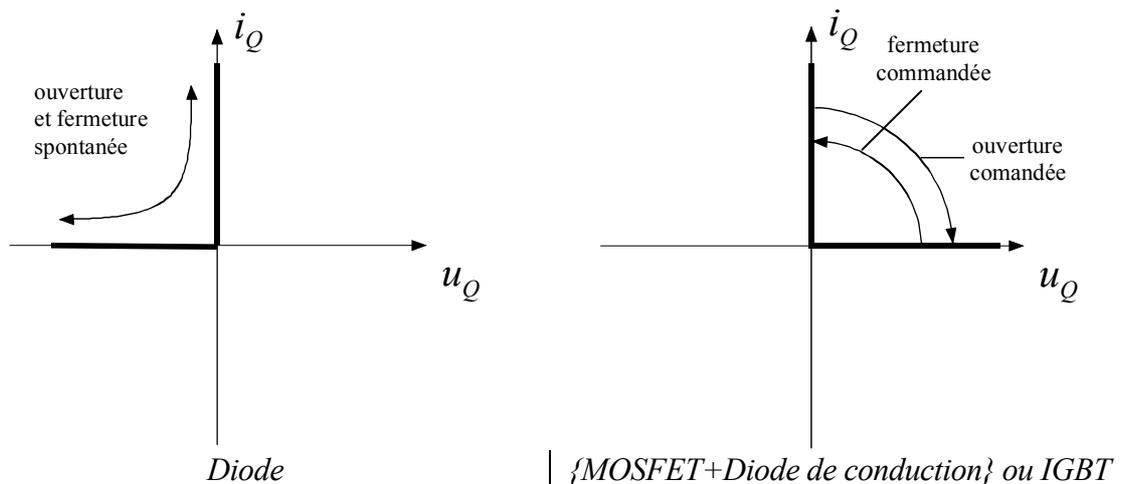


Figure 4-1 : Représentation schématique des interrupteurs disponibles

4.2 DÉFINITION DES NOTATIONS UTILISÉES

Dans l'analyse des alimentations à découpage en régime permanent (signaux périodiques), il est important de faire une distinction entre valeurs instantanées, valeurs moyennes (valeurs DC) et valeurs alternatives (valeurs AC). La Figure 4-2 illustre ces propos

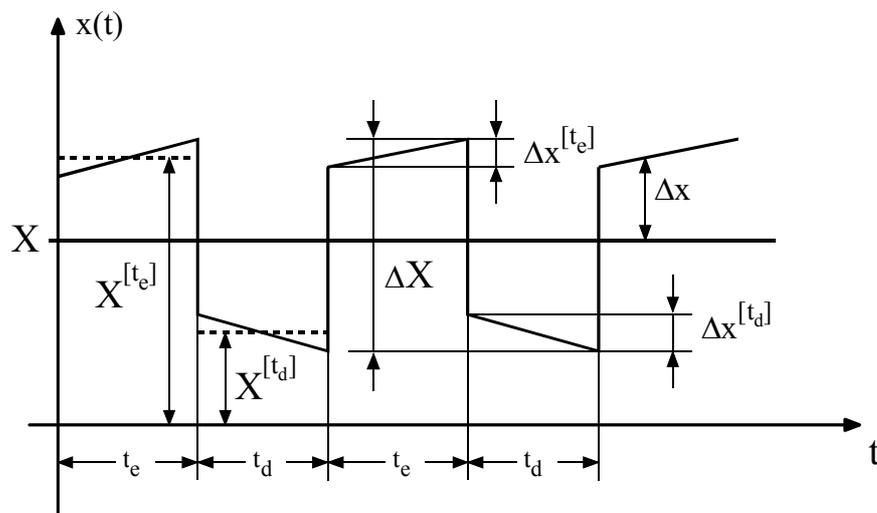


Figure 4-2 : Représentation symbolique des divers paramètres d'une variable

Les notations choisies sont les suivantes :

X	: valeur continue (DC) de la variable x : point de fonctionnement.
$X^{[t_i]}$: valeur moyenne de la variable x sur un intervalle de temps t_i .
Δx	: valeur alternative (AC) instantanée de la variable x .
$\Delta x^{[t_i]}$: variation de la variable x sur un intervalle de temps t_i .
ΔX	: Ondulation de la variable x .
x	: valeur instantanée de la variable x : $x = X + \Delta x$

avec

$$\begin{aligned}
 X &= \frac{1}{T_p} \cdot \int_t^{t+T_p} x(t) \cdot dt = \frac{1}{T_p} \left(\int_0^{t_e} x(t) \cdot dt + \int_{t_e}^{T_p} x(t) \cdot dt \right) \\
 &= \frac{1}{T_p} \cdot \left(t_e X^{[t_e]} + (T_p - t_e) X^{[T_p - t_e]} \right) \\
 &= \frac{t_e}{T_p} \cdot X^{[t_e]} + \left(1 - \frac{t_e}{T_p} \right) \cdot X^{[T_p - t_e]} = D \cdot X^{[t_e]} + (1 - D) \cdot X^{[t_d]}
 \end{aligned}$$

$$D = \frac{t_e}{T_p} \text{ et } t_d = T_p - t_e$$

4.3 ALIMENTATIONS À DÉCOUPAGE NON RÉVERSIBLES À LIAISON DIRECTE

4.3.1 Généralités

4.3.1.1 Propriétés communes

Les alimentations à découpage à liaison directe à deux interrupteurs ont toutes le même schéma de fonctionnement

- le premier interrupteur Q_1 permet de relier l'entrée à la sortie,
- le second interrupteur Q_2 court-circuite la source de courant quand Q_1 est ouvert.

Les états des deux interrupteurs doivent être complémentaires pour que la source de courant ne soit jamais en circuit ouvert et que la source de tension ne soit jamais court-circuitée.

Pour régler le transfert d'énergie, on applique aux interrupteurs une commande périodique. La période de pulsation T_p de celle-ci peut-être choisie arbitrairement dans la mesure où la source et le récepteur que relie l'alimentation à découpage se comportent comme des circuits à fréquence de commutation nulle.

- U La tension aux bornes de la source ou du récepteur.
Cette tension est constante durant la période de pulsation T_p de fonctionnement de l'alimentation à découpage
- i Le courant relatif à la source ou au récepteur de tension.
- I' Le courant traversant la source ou le récepteur de courant.
Ce courant est constant durant la période de pulsation T_p de fonctionnement de l'alimentation à découpage
- u' La tension relative à la source ou au récepteur de courant.

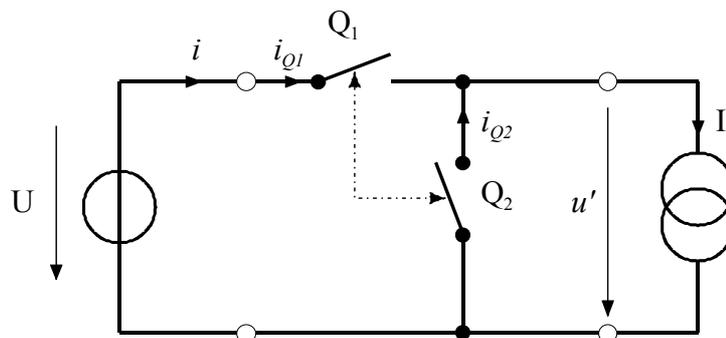


Figure 4-3 : Représentation schématique d'une alimentation à découpage à liaison directe à deux interrupteurs

4.3.1.2 Hacheur série

Le hacheur série commande le débit

d'une source de tension U dans un récepteur de courant I .

4.3.1.3 Hacheur parallèle

Le hacheur parallèle permet de varier le courant fourni

par une source de courant I dans un récepteur de tension U .

4.3.2 Alimentation série ou abaisseur de tension

Cette alimentation (Buck convertter ou step-down convertter) utilise un contacteur statique série qui doit être alimenté par une source de tension et débiter sur une source de courant.

La charge R et le condensateur C apparaissant comme un récepteur de tension, il faut ajouter une inductance L série pour rétablir le caractère de récepteur de courant vis-à-vis de la sortie de l'alimentation à découpage proprement dite. On arrive ainsi au schéma de la Figure 4-4

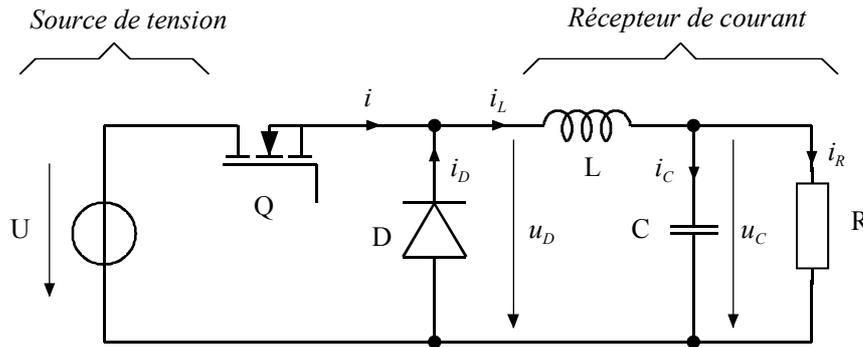


Figure 4-4 : Représentation schématique d'une alimentation abaisseur de tension

4.3.2.1 Conduction continue

4.3.2.1.1 Relations générale pour la conduction continue

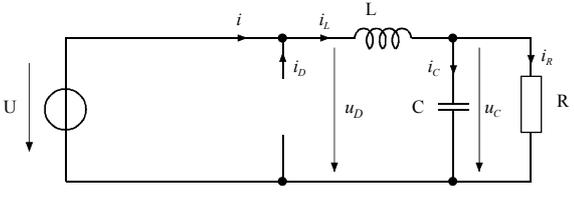
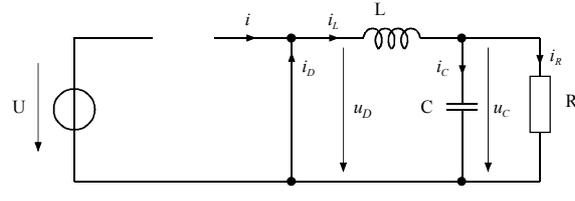
$0 \leq t < t_e = D \cdot T_p$ Q conduit, D ouvert	$D \cdot T_p = t_e \leq t < T_p$ Q ouvert, D conduit
<i>Hypothèse : $u_c = U_C \Rightarrow \Delta u_c = 0$, l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur est nulle</i>	
<i>Tension aux bornes de l'inductance</i>	
$U_L^{[t_e]} = U - U_C = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_e]}}{t_e}$	$U_L^{[t_d]} = -U_C = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_d]}}{t_d}$
<i>Courant moyen dans le condensateur</i>	
$I_C^{[t_e]} = -I_R^{[t_e]} + I_L^{[t_e]} = -I_R + I_L = -\frac{U_C}{R} + I_L$	$I_C^{[t_d]} = -I_R^{[t_d]} + I_L^{[t_d]} = -I_R + I_L = -\frac{U_C}{R} + I_L$
<i>Courant moyen fourni par l'alimentation (courant moyen dans le transistor Q)</i>	
$I^{[t_e]} = I_L^{[t_e]} = I_L$	$I^{[t_d]} = 0$
<i>Courant moyen dans la diode</i>	
$I_D^{[t_e]} = 0$	$I_D^{[t_d]} = I_L^{[t_d]} = I_L$

Valeurs moyennes pondérées

D	1-D
↓	
$D \cdot U_L^{[t_e]} + (1-D) \cdot U_L^{[t_d]} = D \cdot (U - U_C) - (1-D) \cdot U_C = 0$	$\Rightarrow U_C = D \cdot U$
$D \cdot I_C^{[t_e]} + (1-D) \cdot I_C^{[t_d]} = D \cdot (-I_R + I_L) + (1-D) \cdot (-I_R + I_L) = 0$	$\Rightarrow I_R = I_L$
$I = D \cdot I^{[t_e]} + (1-D) \cdot I^{[t_d]} = D \cdot I_L$	$\Rightarrow I = D \cdot I_L$
$I_D = D \cdot I_D^{[t_e]} + (1-D) \cdot I_D^{[t_d]} = (1-D) \cdot I_L$	$\Rightarrow I_D = (1-D) \cdot I_L$

4.3.2.1.2 Ondulation de courant dans le domaine de la conduction continue

Le courant circulant dans l'inductance présente l'ondulation suivante :

$0 \leq t < t_e = D \cdot T_p$	$D \cdot T_p = t_e \leq t < T_p$
Q conduit, D ouvert	Q ouvert, D conduit
	
<i>Ondulation de courant aux bornes de l'inductance</i>	
$\Delta i_L^{[t_e]} = \frac{U_L^{[t_e]}}{L} \cdot t_e = \frac{U - U_C}{L} \cdot t_e$	$\Delta i_L^{[t_d]} = \frac{U_L^{[t_d]}}{L} \cdot t_d = \frac{-U_C}{L} \cdot t_d$
$U_L = 0 \Rightarrow \Delta i_L = \Delta i_L^{[t_e]} = -\Delta i_L^{[t_d]}$	
$\Delta I_L = i_{L_{MAX}} - i_{L_{MIN}} = \frac{U \cdot T_p}{L} \cdot (1-D) \cdot D = \frac{U_C \cdot T_p}{L} \cdot (1-D)$	

La Figure 4-5 donne les formes d'ondes des principales grandeurs dans les conditions normales de fonctionnement, c'est-à-dire quand le courant i_L diffère de zéro tout au long de la période de hachage ou quand on est en conduction continue.

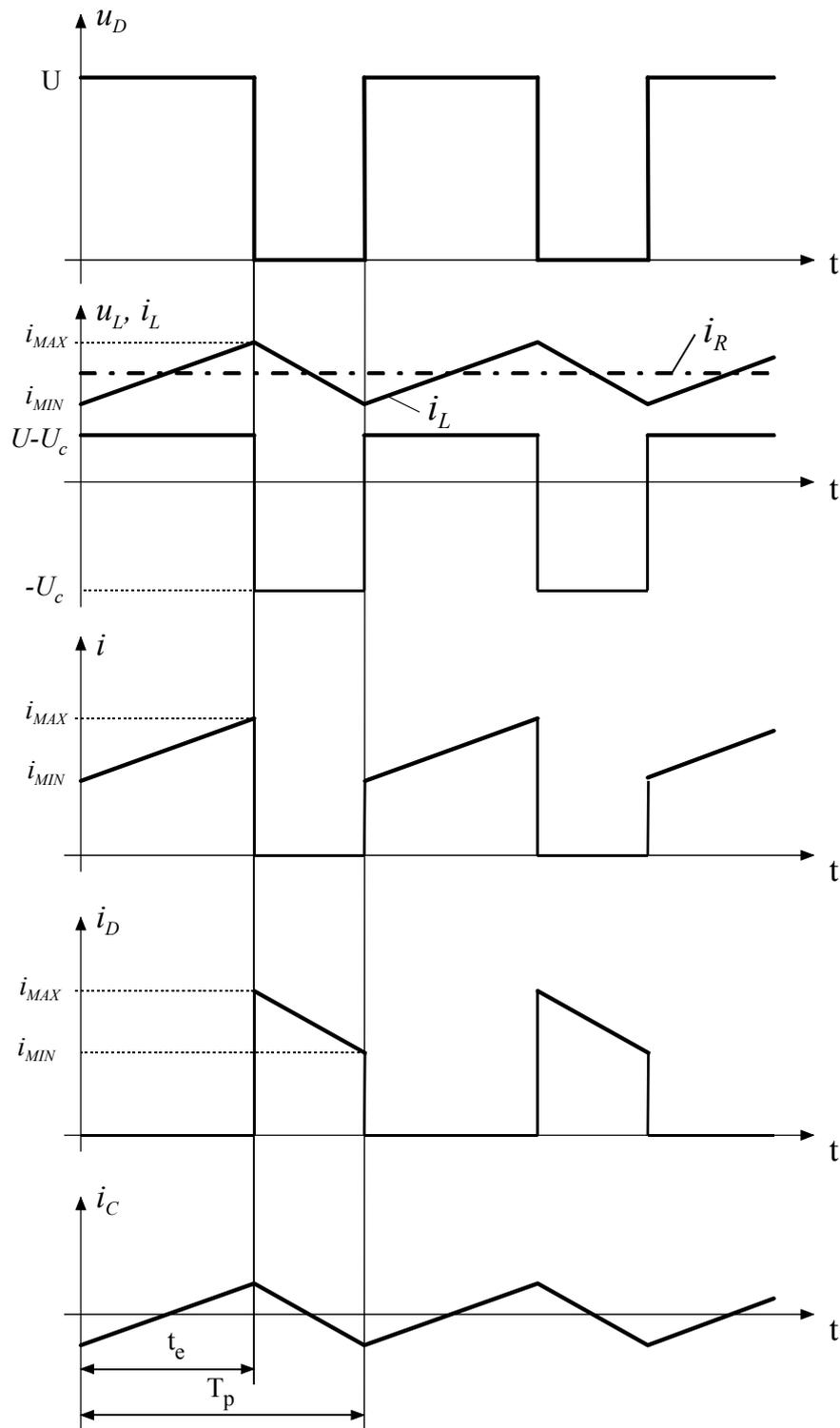


Figure 4-5 : Conduction continue

En conduction continue, l'alimentation abaisseur de tension est équivalente à un transformateur DC ou le rapport du nombre de spires de ce transformateur peut être continuellement contrôlé électroniquement entre 0 et 1 par variation du rapport cyclique D. Pour un rapport cyclique donné, la tension de sortie est très peu dépendante de la charge.

4.3.2.2 Ondulation du courant i_L et de la tension u_C . Choix de L et de C

4.3.2.2.1 Ondulation du courant i_L et choix de L

Grâce à la relation

$$\Delta I_L = i_{L_{MAX}} - i_{L_{MIN}} = \frac{U \cdot T_p}{L} \cdot (1 - D) \cdot D \quad 4.1$$

donnant l'ondulation de courant dans l'inductance en conduction continue et du rapport cyclique D , et sachant que l'ondulation de courant est maximale pour $D = 0.5$ on peut écrire pour un courant d'ondulation maximum désiré

$$L \geq \frac{T_p \cdot U}{4 \cdot \Delta I_{L_{max}}} \quad 4.2$$

La valeur maximum admissible pour ΔI_L résulte d'un compromis :

- une valeur trop faible de ΔI_L conduit à une valeur excessive de l'inductance L
- une valeur trop élevée de ΔI_L augmente la valeur maximale de courant que les interrupteurs Q et D doivent supporter, le maximum correspond en outre au courant que Q doit pouvoir interrompre
- une valeur trop élevée de ΔI_L augmente aussi la largeur de la zone correspondant à la conduction discontinue, c'est-à-dire de la zone où, à rapport cyclique D donné, la tension de sortie de l'alimentation varie fortement en fonction du courant débité.

4.3.2.3 Ondulation de la tension de sortie u_C , choix de C

Dans l'analyse précédente, nous avons fait l'hypothèse que le condensateur de sortie C avait une capacité suffisamment grande pour assurer une tension de sortie constante, soit $u_C = U$. Cependant, l'ondulation peut être estimée en admettant que le courant dans le condensateur est égal à l'ondulation de courant de l'inductance. Autrement dit, on fait l'hypothèse que l'ondulation dans la charge (R) est nulle. A l'aide de la Figure 4-6 on peut voir que pour chaque demi-période de pulsation T_p , le condensateur emmagasine ou restitue une charge conduisant à une variation de la tension aux bornes du condensateur estimée à

$$\Delta U_C = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{T_p}{2} \quad 4.3$$

sachant que

$$\Delta I_L = \frac{U \cdot T_p}{L} \cdot (1 - D) \cdot D = \frac{U_C \cdot T_p}{L} \cdot (1 - D) \quad 4.4$$

on peut écrire

$$\Delta U_C = \frac{U \cdot T_p^2}{8 \cdot C \cdot L} \cdot (1 - D) \cdot D \quad 4.5$$

ou encore en valeur relative

$$\frac{\Delta U_c}{U_c} = \frac{T_p^2}{8 \cdot C \cdot L} \cdot (1 - D) \quad 4.6$$

l'ondulation absolue maximale a lieu pour un rapport cyclique $D = 0.5$

$$\Delta U_{c_{\max}} = \frac{U \cdot T_p^2}{32 \cdot C \cdot L} \quad 4.7$$

et par conséquent

$$C \geq \frac{U \cdot T_p^2}{32 \cdot \Delta U_{c_{\max}} \cdot L} \quad 4.8$$

La relation 4.6 montre que l'ondulation relative est indépendante de la charge.

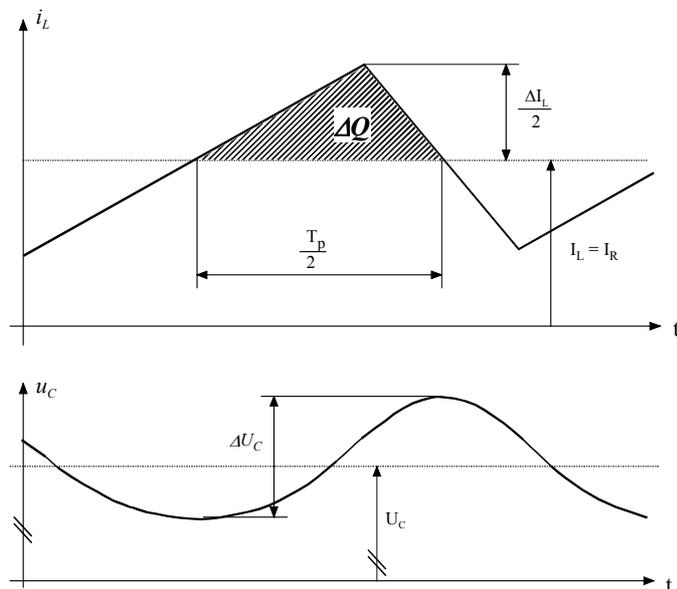


Figure 4-6 : Ondulation de la tension de sortie u_c

4.3.2.4 Analyse fréquentielle

En analysant attentivement l'alimentation abaisseur de tension, on remarque que l'inductance et le condensateur forme un filtre du 2^{ème} ordre ou la résistance de charge joue le rôle d'amortissement. En posant pour la fréquence de pulsation

$$f_p = \frac{1}{T_p} \quad 4.9$$

et pour le filtre, une fréquence de coupure donnée par

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad 4.10$$

on obtient, à l'aide de la relation 4.6, pour l'ondulation relative de tension

$$\frac{\Delta U_C}{U_C} = \frac{\pi^2}{2} \cdot (1-D) \cdot \left(\frac{f_c}{f_p} \right)^2 \quad 4.11$$

Cette relation montre que l'ondulation de tension peut être minimisée en fixant la fréquence de coupure du filtre passe-bas à une valeur très inférieure à la fréquence de pulsation f_p .

4.3.2.5 *Frontière entre le mode continu et intermittent*

Lorsque le courant moyen dans la charge est égal à la moitié de l'ondulation de courant dans l'inductance, on se trouve à la limite entre la conduction continue et la conduction intermittente.

$$I_{RLIM} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{U_C \cdot T_p}{2 \cdot L} \cdot (1-D) \quad 4.12$$

Le courant moyen maximum $I_{RLIM(MAX)}$ dans la charge est obtenu lorsque $D = 0$. On peut donc écrire la relation

$$I_{RLIM(MAX)} = \frac{U_C \cdot T_p}{2 \cdot L} \quad 4.13$$

et

$$I_{RLIM} = I_{RLIM(MAX)} \cdot (1-D) \quad 4.14$$

4.3.2.6 *Conduction intermittente*

Dans le cas de la conduction intermittente, le courant dans l'inductance s'annule pendant les intervalles de déclenchement de l'interrupteur Q.

L'ondulation de courant dans l'inductance vaut

$$\Delta I_L = \frac{U - U_C}{L} \cdot t_e = -\frac{U_C}{L} \cdot t'_d \quad 4.15$$

d'où l'on tire

$$t'_d = \left(\frac{U}{U_C} - 1 \right) \cdot t_e \quad 4.16$$

Le courant moyen de sortie I_R , correspondant au courant moyen dans l'inductance I_L s'obtient en faisant un calcul de surface moyenne (amplitude – temps) à partir de la Figure 4-7

$$I_R = I_L = \frac{1}{T_p} \cdot \frac{U - U_C}{2 \cdot L} \cdot t_e \cdot (t_e + t'_d) \quad 4.17$$

en utilisant les relations 4.13 et 4.16, et après quelques calculs

$$I_R = \frac{U \cdot T_p}{2 \cdot L} \cdot \left(\frac{U}{U_C} - 1 \right) \cdot \left(\frac{t_e}{T_p} \right)^2 = I_{RLIMMAX} \cdot \frac{U}{U_C} \cdot \left(\frac{U}{U_C} - 1 \right) \cdot D^2 \quad 4.18$$

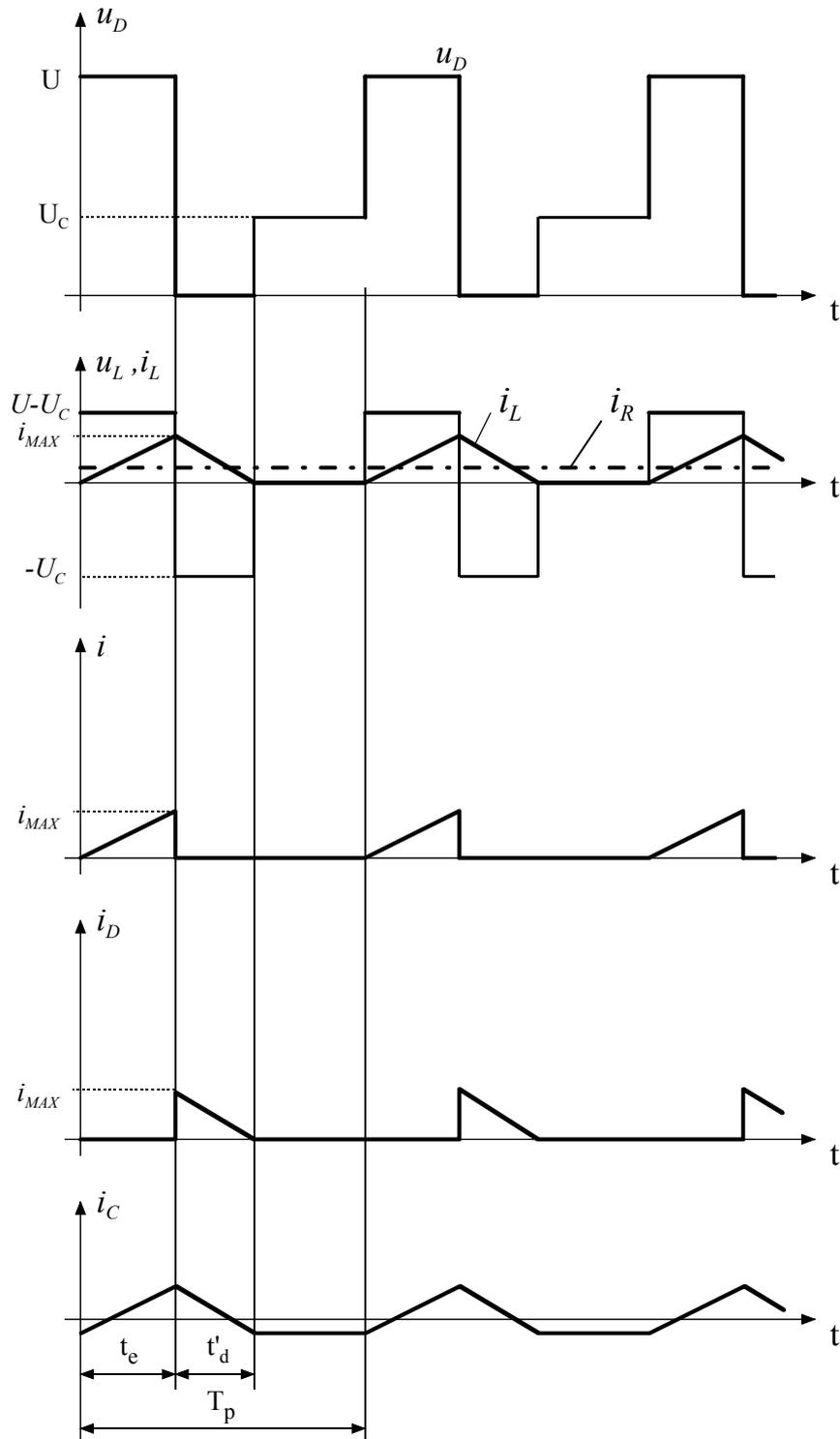


Figure 4-7 : Conduction intermittente

4.3.2.7 Caractéristique statique avec tension de sortie constante.

Dans des conditions normales d'utilisation, la tension de sortie U_C est asservie par modification du rapport cyclique D et maintenue à une valeur constante même lors de fluctuation de la tension d'entrée (par exemple sortie d'un pont redresseur monophasé). De la relation 4.18 on peut écrire

$$D = \frac{U_C}{U} \cdot \sqrt{\frac{I_R}{I_{RLIM(MAX)} \left(1 - \frac{U_C}{U}\right)}} \quad 4.19$$

La Figure 4-8 illustre la caractéristique statique correspondant au cas où la tension de sortie est maintenue constante

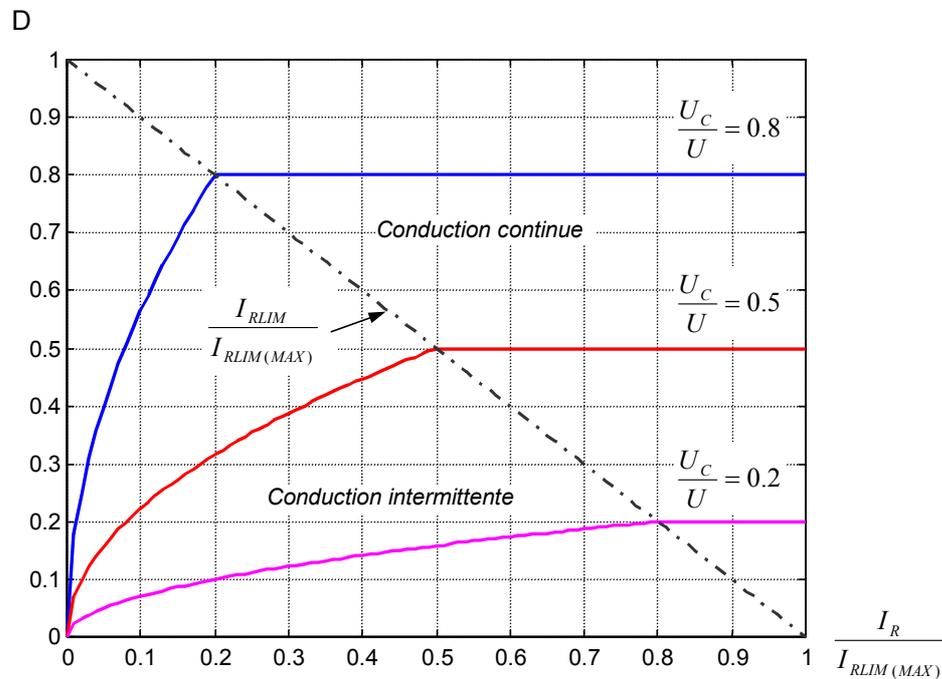


Figure 4-8 : Caractéristique statique à tension de sortie constante : $U_C = cte$

En conduction intermittente, la tension de sortie est fortement dépendante de la charge pour un rapport cyclique D constant. Dans ce cas, c'est la boucle de réglage qui doit intervenir de manière efficace pour corriger le rapport cyclique D .

4.3.2.8 Diagramme structurel

Dans un premier temps écrivons les équations du système dans les deux topologies définies par l'état des contacteurs statiques

Relations générales

- Q : ON, D : OFF

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = U - u_C(t) \\ i_L(t) = C \frac{du_C(t)}{dt} + \frac{u_C(t)}{R} \end{cases} \xrightarrow{L} \begin{cases} i_L(s) = \frac{1}{sL}(U - u_C(s)) + \frac{I_L(0)}{s} \\ u_C(s) = \frac{1}{sC}(i_L(s) - \frac{u_C(s)}{R}) + \frac{U_C(0)}{s} \end{cases} \quad 4.20$$

- Q : OFF, D : ON ($i_L(t) > 0$) on a $U=0$

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = -u_C(t) \\ i_L(t) = C \frac{du_C(t)}{dt} + \frac{u_C(t)}{R} \end{cases} \xrightarrow{L} \begin{cases} i_L(s) = \frac{1}{sL}(-u_C(s)) + \frac{I_L(0)}{s} \\ u_C(s) = \frac{1}{sC}(i_L(s) - \frac{u_C(s)}{R}) + \frac{U_C(0)}{s} \end{cases} \quad 4.21$$

- Q : OFF, D : OFF ($i_L(t)=0$) on a $u_L(t)=0$

$$\begin{cases} i_L(t) = 0 \\ u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = 0 \\ i_L(t) = C \frac{du_C(t)}{dt} + \frac{u_C(t)}{R} \end{cases} \xrightarrow{L} \begin{cases} i_L(s) = 0 \\ u_L(s) = 0 \\ u_C(s) = \frac{1}{sC}(-\frac{u_C(s)}{R}) + \frac{U_C(0)}{s} \end{cases} \quad 4.22$$

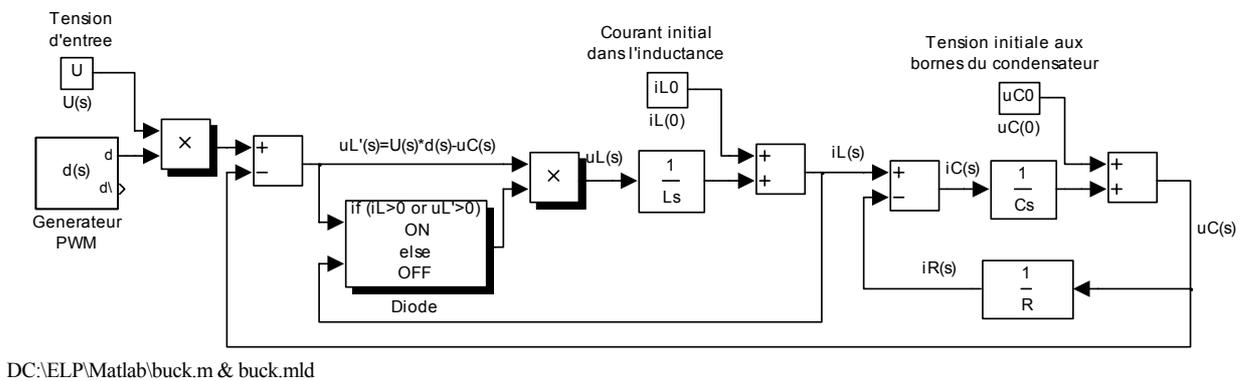


Figure 4-9 : Diagramme structurel

4.3.3 Alimentation de type parallèle ou élévatrice de tension

Cette alimentation (Boost converter ou Step-up converter, en anglo-saxon) utilise un contacteur statique parallèle qui doit être alimenté par une source de courant et débiter dans une source de tension. Le récepteur proprement dit, constitué par la résistance R et le condensateur de filtrage C monté en parallèle à ses bornes, a le comportement d'une source de tension exigée par l'alimentation à découpage. Par contre il faut placer une inductance L en série avec la source d'alimentation de tension U_C pour la transformer en source de courant. On aboutit ainsi au schéma de la Figure 4-10

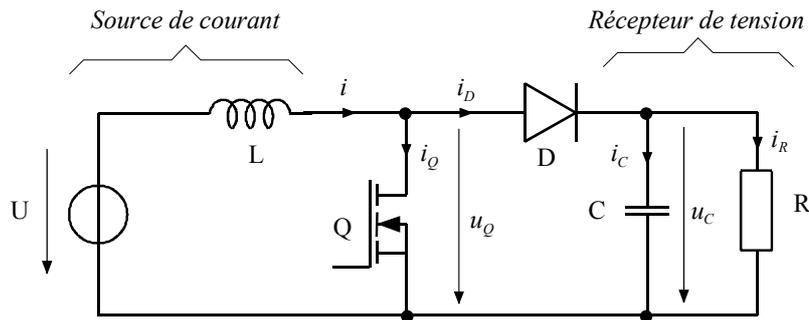


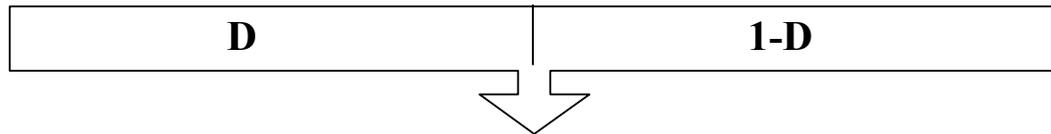
Figure 4-10 : Représentation schématique d'une alimentation élévatrice de tension

4.3.3.1 Conduction continue

4.3.3.1.1 Relation générale en conduction continue

$0 \leq t < t_e = D \cdot T_p$	$D \cdot T_p = t_e \leq t < T_p$
Q conduit, D ouvert	Q ouvert, D conduit
<i>Hypothèse : $u_c = U_C \Rightarrow \Delta u_c = 0$, l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur est nulle</i>	
<i>Tension aux bornes de l'inductance</i>	
$U_L^{[t_e]} = U = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_e]}}{t_e}$	$U_L^{[t_d]} = U - U_C = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_d]}}{t_d}$
<i>Courant moyen dans le condensateur</i>	
$I_C^{[t_e]} = -I_R^{[t_e]} = -I_R = -\frac{U_C}{R}$	$I_C^{[t_d]} = -I_R^{[t_d]} + I_L^{[t_d]} = -I_R + I_L = -\frac{U_C}{R} + I_L$
<i>Courant moyen fourni par l'alimentation</i>	
$I^{[t_e]} = I_L^{[t_e]} = I_L$	$I^{[t_d]} = I_L^{[t_d]} = I_L$
<i>Courant moyen dans la diode</i>	
$I_D^{[t_e]} = 0$	$I_D^{[t_d]} = I_L^{[t_d]} = I_L$

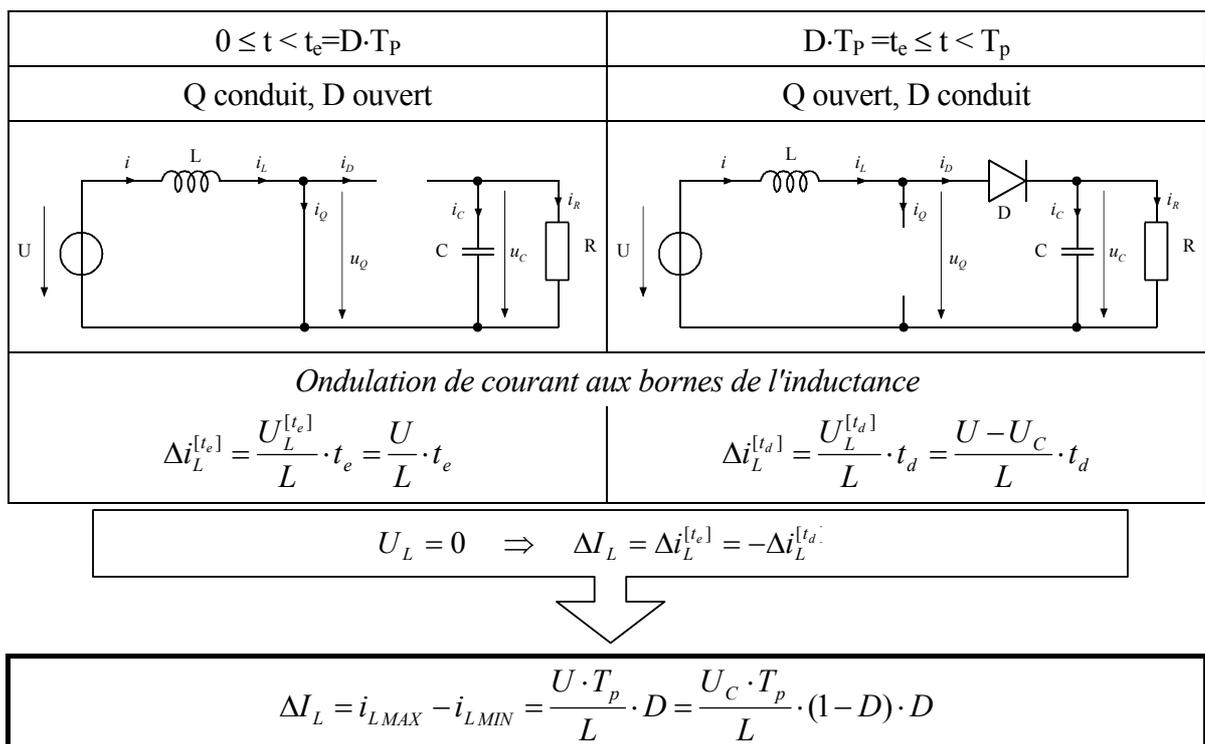
Valeurs moyennes pondérées



$D \cdot U_L^{[t_e]} + (1-D) \cdot U_L^{[t_d]} = D \cdot (U) - (1-D) \cdot (U - U_C) = 0$	\Rightarrow	$U_C = \frac{U}{1-D}$
$D \cdot I_C^{[t_e]} + (1-D) \cdot I_C^{[t_d]} = D \cdot (-I_R) + (1-D) \cdot (-I_R + I_L) = 0$	\Rightarrow	$I_R = (1-D) \cdot I_L$
$I = D \cdot I^{[t_e]} + (1-D) \cdot I^{[t_d]} = D \cdot I_L + (1-D) \cdot I_L$	\Rightarrow	$I = I_L$
$I_D = D \cdot I_D^{[t_e]} + (1-D) \cdot I_D^{[t_d]} = (1-D) \cdot I_L$	\Rightarrow	$I_D = (1-D) \cdot I_L$

4.3.3.1.2 Ondulation de courant dans le domaine de la conduction continue

Le courant circulant dans l'inductance présente l'ondulation suivante :



La Figure 4-11 donne les formes d'ondes des principales grandeurs dans les conditions normales de fonctionnement, c'est-à-dire quand le courant i_L diffère de zéro tout au long de la période de hachage ou quand on est en conduction continue.

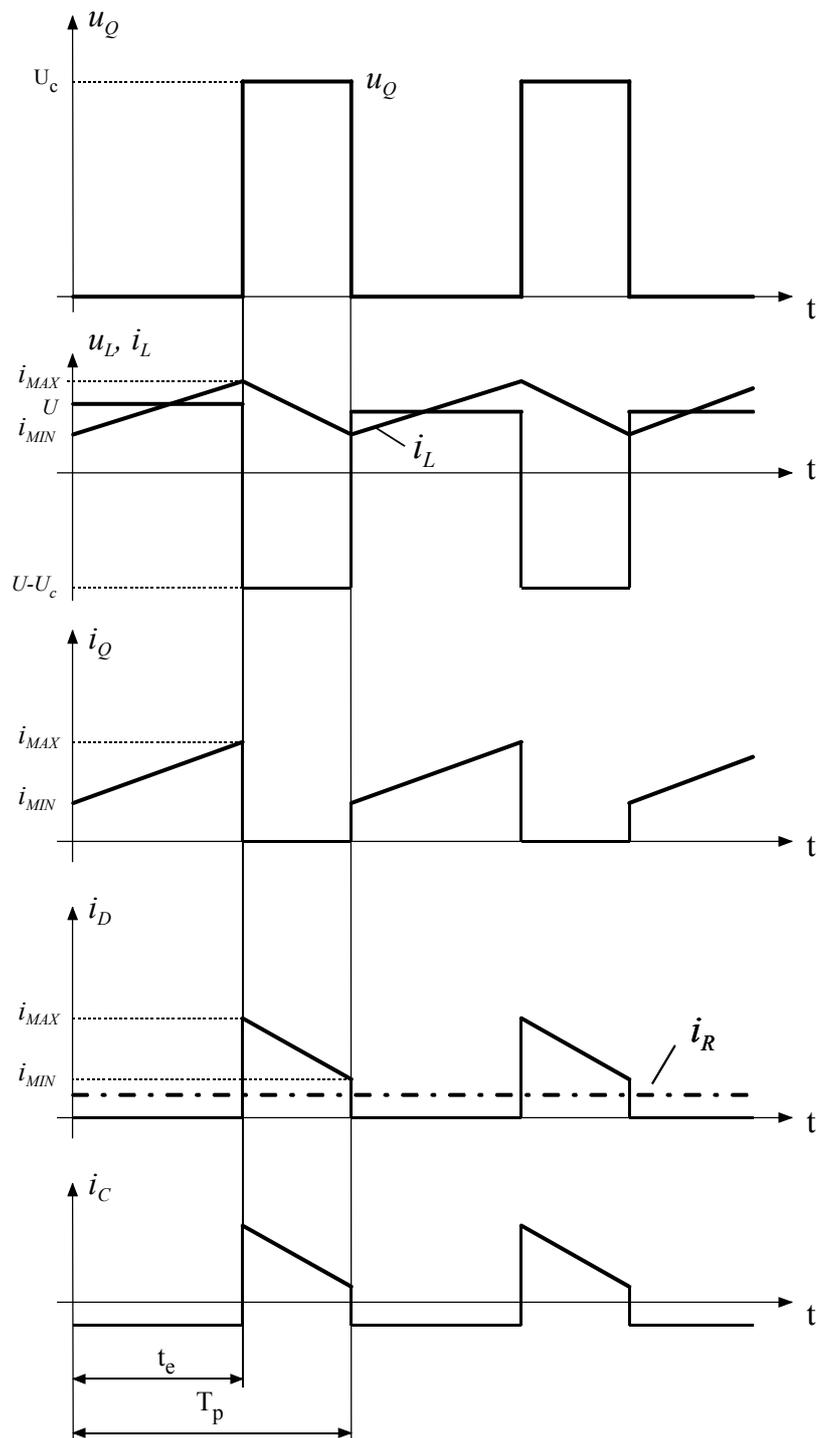


Figure 4-11 : Conduction continue

En conduction continue, l'alimentation élévatrice de tension est équivalente à un transformateur DC ou le rapport du nombre de spires de ce transformateur peut être continuellement contrôlé électroniquement entre 1 et ∞ par variation du rapport cyclique D . Pour un rapport cyclique donné, la tension de sortie est indépendante de la charge.

4.3.3.2 Ondulation du courant i_L et de la tension u_C . Choix de L et de C

4.3.3.2.1 Ondulation du courant i_L et choix de L

Grâce à la relation

$$\Delta I_L = i_{L_{MAX}} - i_{L_{MIN}} = \frac{U \cdot T_p}{L} \cdot D \quad 4.23$$

donnant l'ondulation de courant dans l'inductance en conduction continue et du rapport cyclique D , et sachant que l'ondulation de courant est maximale pour $D = 1$ on peut écrire pour un courant d'ondulation maximum désiré

$$L \geq \frac{T_p \cdot U}{\Delta I_{L_{max}}} \quad 4.24$$

La valeur maximum admissible pour ΔI_L résulte d'un compromis identique à celui de l'alimentation série ou abaisseur de tension (voir § 4.3.2.2.1)

4.3.3.3 Ondulation de la tension u_C . Choix de C

L'ondulation de la tension de sortie (tension aux bornes du condensateur) peut être calculée en considérant que le courant I_R dans la charge est constant et égal au courant moyen dans la diode I_D . Il est donc possible de tracer la forme du courant i_C circulant dans le condensateur. La forme du courant circulant dans le condensateur et de la tension à ses bornes sont illustrés à la Figure 4-12.

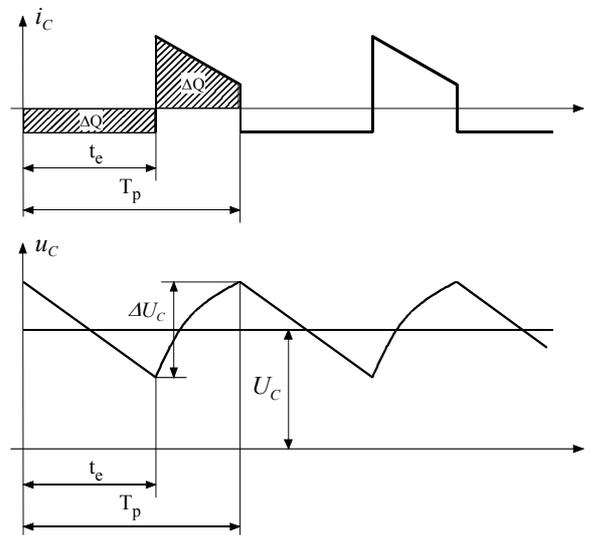


Figure 4-12 : Ondulation de la tension de sortie

En régime permanent, l'ondulation de tension aux bornes du condensateur vaut

$$\Delta U_c = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_R \cdot t_e}{C} = \frac{U_c}{R} \cdot \frac{D \cdot T_p}{C} \quad 4.25$$

L'ondulation relative découle directement de la relation précédente

$$\frac{\Delta U_c}{U_c} = \frac{D \cdot T_p}{R \cdot C} \quad 4.26$$

4.3.3.4 Frontière entre le mode continu et intermittent

Lorsque le courant moyen I_L dans l'inductance L est égal à la moitié de l'ondulation ΔI_L , on atteint la limite de la conduction continue. On peut écrire pour le courant limite moyen dans L

$$I_{LLIM} = \frac{1}{2} \cdot \Delta I_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_c \cdot T_p}{L} \cdot D \cdot (1 - D) \quad 4.27$$

Le courant moyen maximum $I_{LLIM(MAX)}$ dans l'inductance est obtenu lorsque $D = 0.5$. On peut donc écrire la relation

$$I_{LLIM(MAX)} = \frac{U_c \cdot T_p}{8 \cdot L} \quad 4.28$$

Sachant que le courant dans l'inductance est identique au courant d'entrée, il est possible de calculer la valeur du courant moyen de sortie I_R à la limite de la conduction continue. A l'aide de la relation liant le courant dans la résistance de charge au courant dans l'inductance et de la relation 4.27, on a

$$I_{RLIM} = I_{LLIM} \cdot (1 - D) = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_c \cdot T_p}{L} \cdot D \cdot (1 - D)^2 \quad 4.29$$

Le courant moyen maximum $I_{RLIM(MAX)}$ dans la charge est obtenu lorsque $D = 1/3$. On peut donc écrire la relation

$$I_{RLIM(MAX)} = \frac{2 \cdot U_c \cdot T_p}{27 \cdot L} \quad 4.30$$

En terme de leur maximum, les courants à la limite de la conduction continue s'expriment par les relations suivantes

$$I_{LLIM} = 4 \cdot D \cdot (1 - D) \cdot I_{LLIM(MAX)} \quad 4.31$$

$$I_{RLIM} = \frac{27}{4} \cdot D \cdot (1 - D)^2 \cdot I_{RLIM(MAX)} \quad 4.32$$

4.3.3.5 Conduction intermittente

La conduction est dite intermittente lorsque le courant s'annule dans l'inductance pendant le laps de temps où le transistor Q est ouvert. Ce cas se produit lorsque pour un rapport cyclique donné, la charge représentée par R diminue (R augmente). Le courant moyen I_R diminue alors que l'ondulation reste constante, ceci jusqu'à ce que le courant s'éteigne dans l'inductance avant la fin de la période de pulsation.

Comme pour le cas de la conduction continue, en régime permanent la tension moyenne aux bornes de l'inductance U_L est nulle

$$U \cdot \frac{t_e}{T_p} + (U - U_c) \cdot \frac{t'_d}{T_p} = 0 \quad 4.33$$

et donc on obtient pour le temps d'extinction

$$t'_d = \frac{1}{\frac{U_c}{U} - 1} \cdot t_e \quad 4.34$$

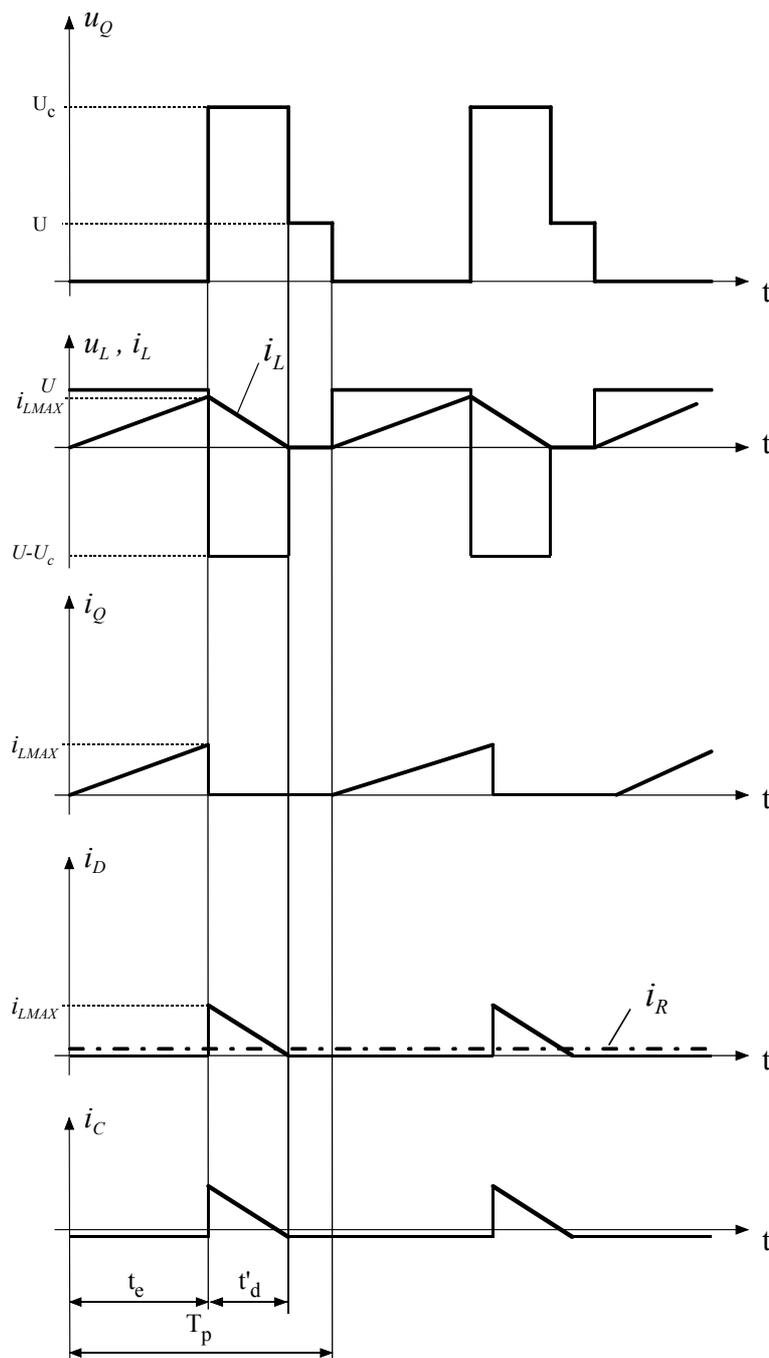


Figure 4-13 : Conduction intermittente

Le courant moyen dans la charge peut être exprimé à l'aide de la relation suivante

$$I_R = \frac{1}{T_p} \cdot \int_{t_e}^{T_p} i_L(t) \cdot dt = \frac{1}{2} \cdot i_{LMAX} \cdot \frac{t_d}{T_p} \quad 4.35$$

avec

$$i_{LMAX} = \frac{U}{L} \cdot t_e \quad 4.36$$

et finalement

$$I_R = \frac{i_{LMAX}}{2} \cdot \frac{t_d}{T_p} = \frac{U}{2 \cdot L} \cdot \frac{t_d \cdot t_e}{T_p} = \frac{U_C \cdot T_p}{2 \cdot L} \cdot D^2 \cdot \frac{U}{U_C} \cdot \frac{1}{\frac{U_C}{U} - 1} \quad 4.37$$

4.3.3.6 Caractéristique statique avec tension sortie constante

Dans la plupart des applications utilisant des alimentations élévatrices de tension, la tension de sortie U_C est maintenue constante. Par conséquent, avec U_C constante, on peut tracer les courants I_{LLIM} et I_{RLIM} en fonction du rapport cyclique. La variation du rapport cyclique est en relation directe avec les variations de la tension d'entrée U . La Figure 4-14 montre donc les courants moyens correspondant à la limite de la conduction continue. Les courants moyens supérieurs aux courbes respectives de I_{LLIM} et I_{RLIM} pour I_L et I_R entraîne un fonctionnement en conduction continue alors que des valeurs inférieures correspondent à une conduction discontinue.

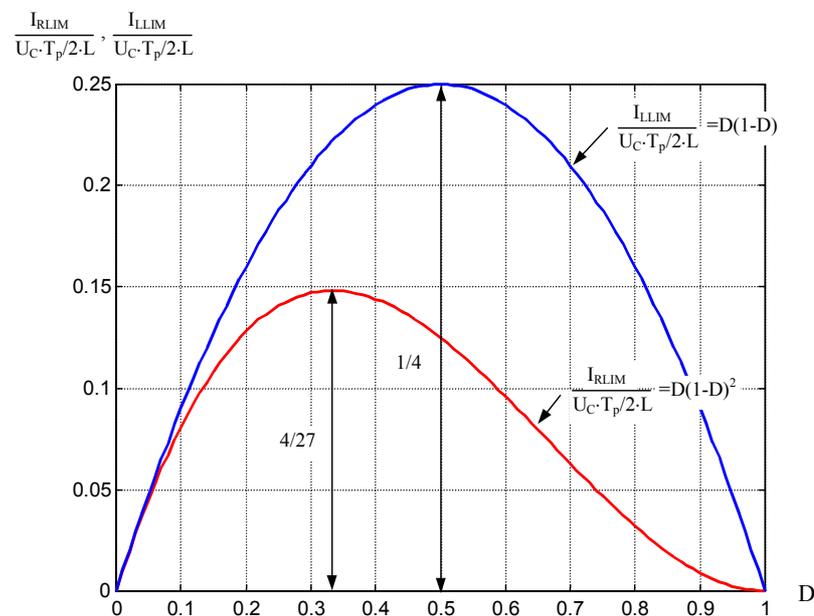


Figure 4-14 : Courants moyens dans l'inductance et dans la charge correspondant à la limite de la conduction continue pour $U_C = cte$

De la relation 4.37 on peut écrire

$$I_R = \frac{27}{4} \cdot I_{RLIM(MAX)} \cdot \frac{U}{U_C} \cdot D^2 \cdot \frac{1}{\frac{U_C}{U} - 1} \quad 4.38$$

puis

$$D = \sqrt{\frac{4}{27} \cdot \frac{U_C}{U} \cdot \left(\frac{U_C}{U} - 1\right) \cdot \frac{I_R}{I_{RLIM(MAX)}}} \quad 4.39$$

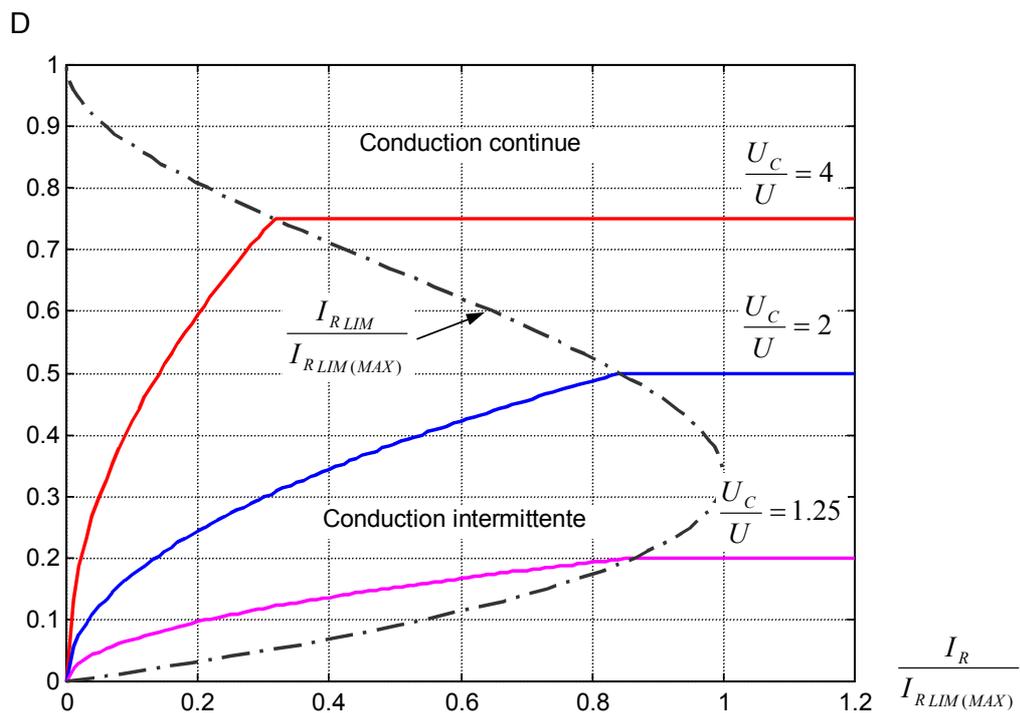


Figure 4-15 : Caractéristique statique à tension sortie $U_c=cte$

Comme pour l'alimentation abaisseuse de tension, la tension de sortie est fortement dépendante de la charge pour un rapport cyclique D constant. Dans ce cas, c'est la boucle de réglage qui doit intervenir de manière efficace pour corriger le rapport cyclique D .

4.3.3.7 Diagramme structurel

Dans un premier temps écrivons les équations du système dans les deux topologies définies par l'état des contacteurs statiques

Relations générales

- Q : ON, D : OFF

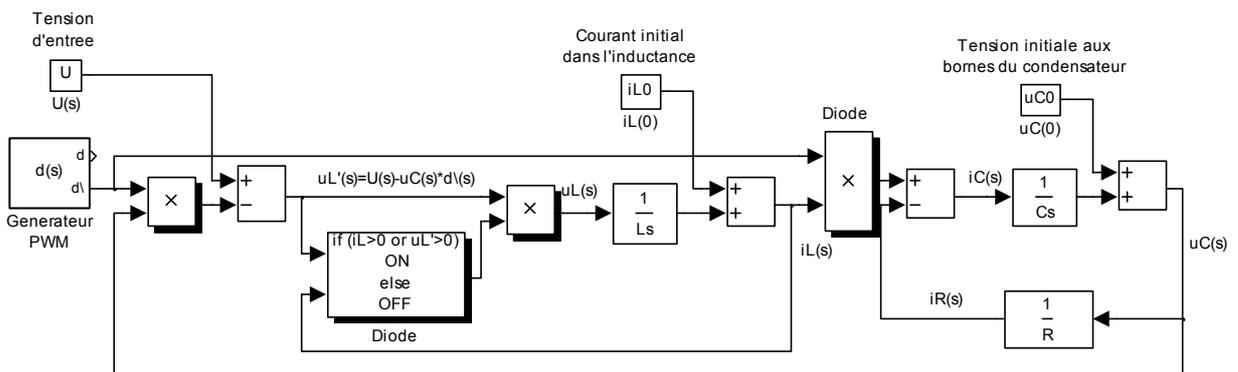
$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = U \\ 0 = C \frac{du_C(t)}{dt} + \frac{u_C(t)}{R} \end{cases} \xrightarrow{L} \begin{cases} i_L(s) = \frac{1}{sL} U + \frac{I_L(0)}{s} \\ u_C(s) = \frac{1}{sC} \left(-\frac{u_C(s)}{R} \right) + \frac{U_C(0)}{s} \end{cases} \quad 4.40$$

- Q : OFF, D : ON ($i_L(t) > 0$) on a $U=0$

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = U - u_C(t) \\ i_L(t) = C \frac{du_C(t)}{dt} + \frac{u_C(t)}{R} \end{cases} \xrightarrow{L} \begin{cases} i_L(s) = \frac{1}{sL} (U - u_C(s)) + \frac{I_L(0)}{s} \\ u_C(s) = \frac{1}{sC} (i_L(s) - \frac{u_C(s)}{R}) + \frac{U_C(0)}{s} \end{cases} \quad 4.41$$

- Q : OFF, D : OFF ($i_L(t)=0$) on a $u_L(t)=0$

$$\begin{cases} i_L(t) = 0 \\ u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = 0 \\ 0 = C \frac{du_C(t)}{dt} + \frac{u_C(t)}{R} \end{cases} \xrightarrow{L} \begin{cases} i_L(s) = 0 \\ u_L(s) = 0 \\ u_C(s) = \frac{1}{sC} \left(-\frac{u_C(s)}{R} \right) + \frac{U_C(0)}{s} \end{cases} \quad 4.42$$



DC:\ELP\Matlab\boost.m & boost.mdl

Figure 4-16 : Diagramme structurel

4.4 ALIMENTATION À DÉCOUPAGE NON RÉVERSIBLE A LIAISON INDIRECTE

4.4.1 Généralités

Les alimentations à découpage indirect ne sont guères utilisées en moyenne et en forte puissance. Leur domaine d'application quasi exclusif est celui des alimentations à découpage de faible puissance fonctionnant à des fréquences ultrasonores. Par conséquent, nous nous limiterons à l'étude de l'alimentation à découpage à stockage inductif.

4.4.2 Hacheur à stockage inductif

La structure du hacheur à stockage inductif exige que les circuits connectés à ses accès soient des sources de tension, on peut directement relier

- à son entrée, la source d'alimentation,
- à sa sortie, l'ensemble filtre capacitif-récepteur.

La principale imperfection à considérer est liée à l'ondulation du courant dans l'inductance de stockage L.

Cette alimentation (Buck-Boost convertter ou step-down/up convertter) peut être obtenue par une connexion en cascade d'une alimentation abaisseuse de tension suivie d'une alimentation élévatrice de tension. En régime permanent, le rapport de conversion de tension entre la sortie et l'entrée est le produit des rapports de conversion de tension des deux alimentations en cascade, ceci en supposant que le rapport cyclique de commutation des transistors est identique pour les deux alimentations.

$$\frac{U_C}{U} = D \cdot \frac{1}{1-D} \quad 4.43$$

Un tel rapport de conversion permet à la tension de sortie d'être supérieure ou inférieure à la tension d'entrée, ceci en fonction de la valeur du rapport cyclique D

La mise en cascade de ces deux alimentations (abaisseuse et élévatrice) peut être remplacée par une alimentation dite à stockage inductif

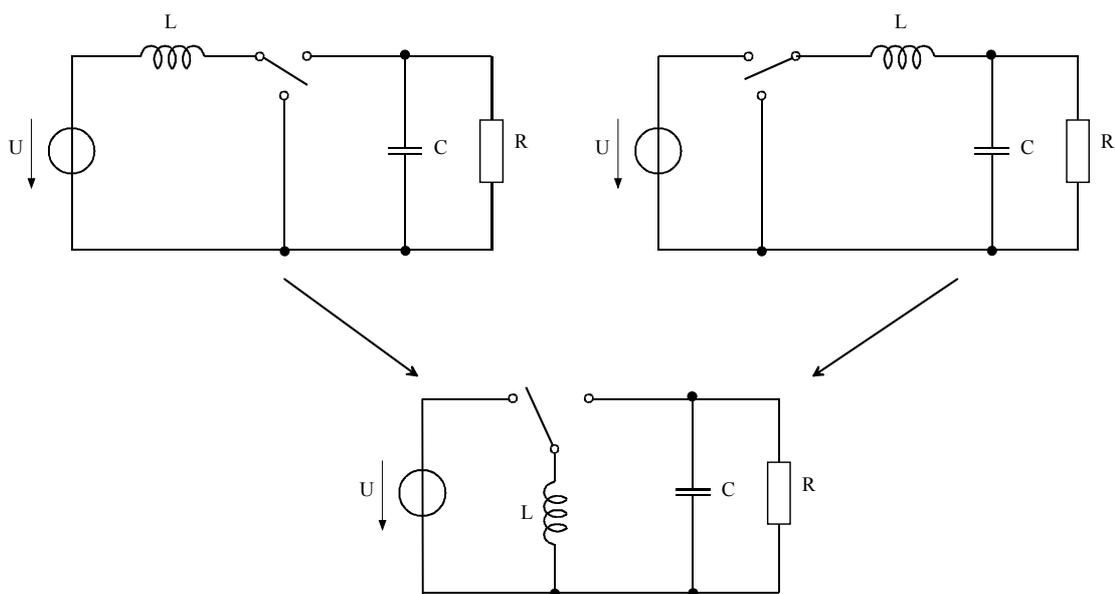


Figure 4-17 : Combinaison des alimentations abaisseuse et élévatrice de tension

De la combinaison mentionnée au-dessus, on obtient le schéma de la Figure 4-18

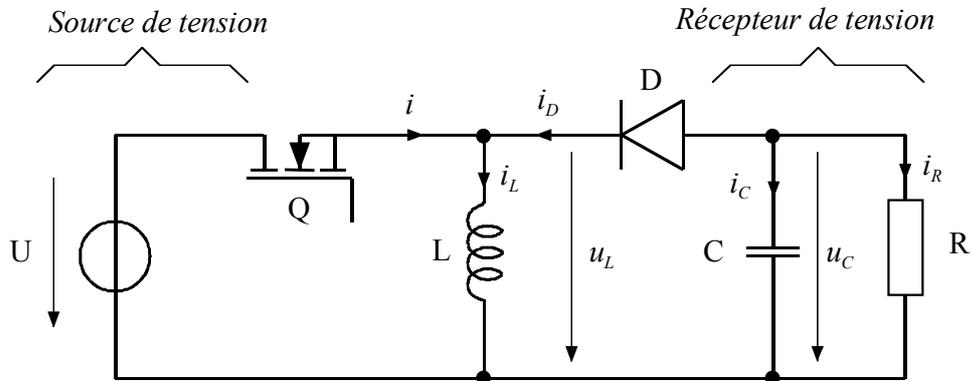


Figure 4-18 : Représentation schématique d'une alimentation à stockage inductif

4.4.2.1 Conduction continue

4.4.2.1.1 Relations générales en conduction continue

$0 \leq t < t_e = D \cdot T_p$	$D \cdot T_p = t_e \leq t < T_p$
Q conduit, D ouvert	Q ouvert, D conduit
<i>Hypothèse : $u_c = U_C \Rightarrow \Delta u_c = 0$, l'ondulation de la tension aux bornes du condensateur est nulle</i>	
<i>Tension aux bornes de l'inductance</i>	
$U_L^{[t_e]} = U = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_e]}}{t_e}$	$U_L^{[t_d]} = U_C = L \cdot \frac{\Delta i_L^{[t_d]}}{t_d}$
<i>Courant moyen dans le condensateur</i>	
$I_C^{[t_e]} = -I_R^{[t_e]} = -I_R = -\frac{U_C}{R}$	$I_C^{[t_d]} = -I_R^{[t_d]} - I_L^{[t_d]} = -I_R - I_L = -\frac{U_C}{R} - I_L$
<i>Courant moyen fourni par l'alimentation (courant moyen dans le transistor Q)</i>	
$I^{[t_e]} = I_L^{[t_e]} = I_L$	$I^{[t_d]} = 0$
<i>Courant moyen dans la diode</i>	
$I_D^{[t_e]} = 0$	$I_D^{[t_d]} = I_L^{[t_d]}$

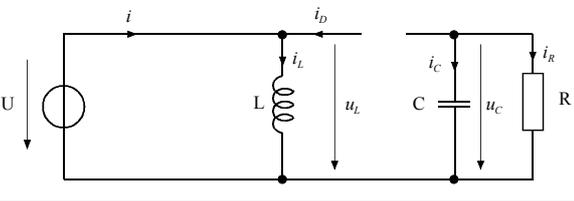
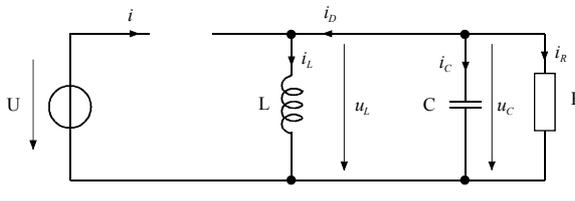
Valeurs moyennes pondérées

D	1-D
----------	------------

$D \cdot U_L^{[t_e]} + (1-D) \cdot U_L^{[t_d]} = D \cdot (U) + (1-D) \cdot U_C = 0$	\Rightarrow	$U_C = -\frac{D}{1-D} \cdot U$
$D \cdot I_C^{[t_e]} + (1-D) \cdot I_C^{[t_d]} = D \cdot (-I_R) + (1-D) \cdot (-I_R - I_L) = 0$	\Rightarrow	$I_R = -(1-D) \cdot I_L$
$I = D \cdot I^{[t_e]} + (1-D) \cdot I^{[t_d]} = D \cdot I_L$	\Rightarrow	$I = D \cdot I_L$
$I_D = D \cdot I_D^{[t_e]} + (1-D) \cdot I_D^{[t_d]} = (1-D) \cdot I_L$	\Rightarrow	$I_D = (1-D) \cdot I_L$

4.4.2.1.2 Ondulation de courant dans le domaine de la conduction continue

Le courant circulant dans l'inductance présente l'ondulation suivante :

$0 \leq t < t_e = D \cdot T_p$	$D \cdot T_p = t_e \leq t < T_p$
Q conduit, D ouvert	Q ouvert, D conduit
	
<i>Ondulation de courant aux bornes de l'inductance</i>	
$\Delta i_L^{[t_e]} = \frac{U_L^{[t_e]}}{L} \cdot t_e = \frac{U}{L} \cdot t_e$	$\Delta i_L^{[t_d]} = \frac{U_L^{[t_d]}}{L} \cdot t_d = \frac{U_C}{L} \cdot t_d$
$U_L = 0 \Rightarrow \Delta I_L = \Delta i_L^{[t_e]} = -\Delta i_L^{[t_d]}$	
$\Delta I_L = i_{L\text{MAX}} - i_{L\text{MIN}} = \frac{U \cdot T_p}{L} \cdot D = \frac{-U_C \cdot T_p}{L} \cdot (1-D)$	

La Figure 4-19 donne les formes d'ondes des principales grandeurs dans les conditions normales de fonctionnement, c'est-à-dire quand le courant i_L diffère de zéro tout au long de la période de hachage ou quand on est en conduction continue.

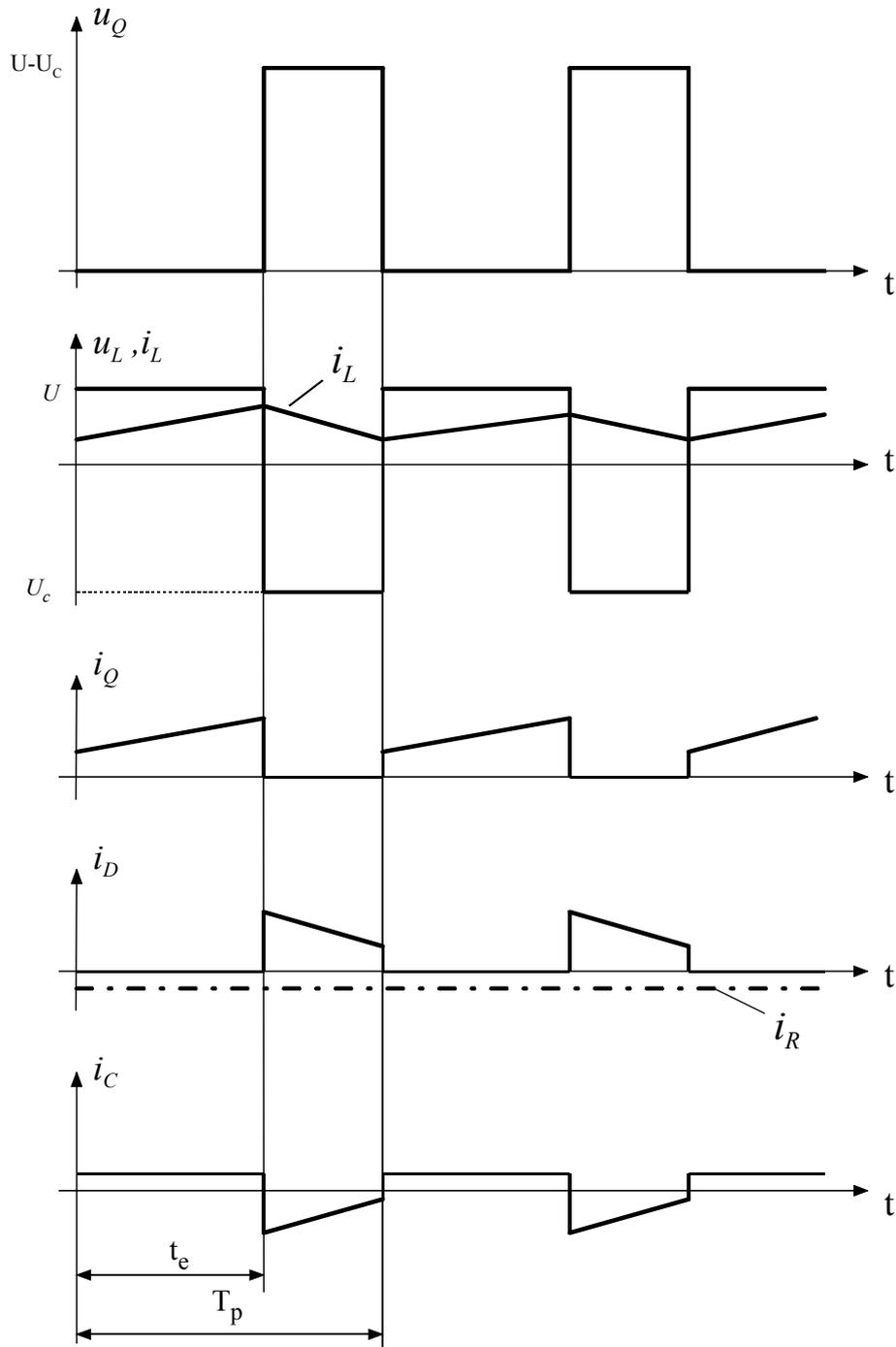


Figure 4-19 : Conduction continue

En conduction continue, l'alimentation à stockage inductif est équivalente à un transformateur DC ou le rapport du nombre de spires de ce transformateur peut être continuellement contrôlé électroniquement entre 1 et " ∞ " par variation du rapport cyclique D . Pour un rapport cyclique donné, la tension de sortie est indépendante de la charge.

4.4.2.2 Ondulation du courant i_L et de la tension u_C . Choix de L et de C

4.4.2.2.1 Ondulation du courant i_L et choix de L

Grâce à la relation

$$\Delta I_L = i_{L_{MAX}} - i_{L_{MIN}} = \frac{U \cdot T_p}{L} \cdot D \quad 4.44$$

donnant l'ondulation de courant dans l'inductance en conduction continue et du rapport cyclique D , et sachant que l'ondulation de courant est maximale pour $D = 1$ on peut écrire pour un courant d'ondulation maximum désiré

$$L \geq \frac{T_p \cdot U}{\Delta I_{L_{max}}} \quad 4.45$$

Ce résultat est identique à celui de l'alimentation élévatrice de tension

La valeur maximum admissible pour ΔI_L résulte d'un compromis identique à celui des alimentations série et parallèle (voir § 4.3.2.2.1, § 4.3.3.2.1)

4.4.2.3 Ondulation de la tension u_C . Choix de C

L'ondulation de la tension de sortie (tension aux bornes du condensateur) peut être calculée en considérant que le courant I_R dans la charge est constant et égal au courant moyen dans la diode I_D . Il est donc possible de tracer la forme du courant i_C circulant dans le condensateur. La forme du courant circulant dans le condensateur et de la tension à ses bornes sont illustrés à la Figure 4-20.

En régime permanent, l'ondulation de tension aux bornes du condensateur vaut

$$\Delta U_c = \frac{\Delta Q}{C} = -\frac{I_R \cdot t_e}{C} = -\frac{U_c}{R} \cdot \frac{D \cdot T_p}{C} \quad 4.46$$

L'ondulation relative découle directement de la relation précédente

$$\frac{\Delta U_c}{U_c} = -\frac{D \cdot T_p}{R \cdot C} \quad 4.47$$

La situation est identique à celle de l'alimentation élévatrice de tension.

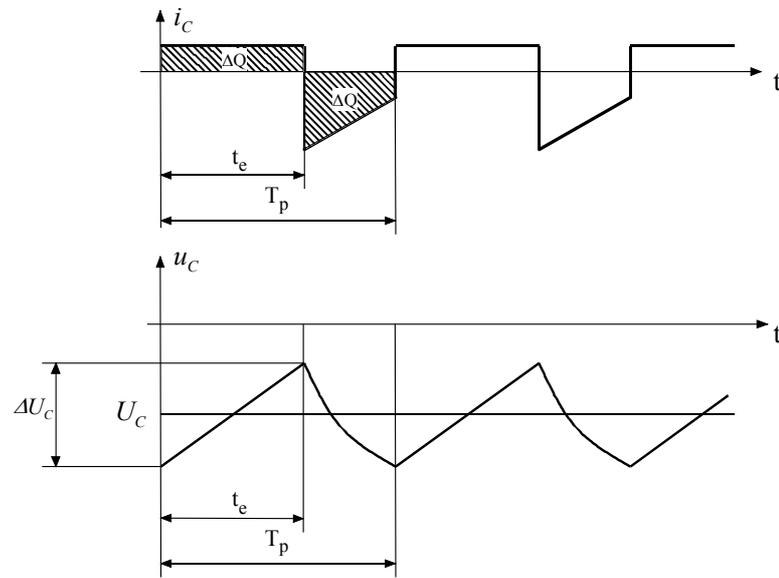


Figure 4-20 : Ondulation de la tension de sortie

4.4.2.4 Frontière entre le mode continu et intermittent

Lorsque le courant moyen I_L dans l'inductance L est égal à la moitié de l'ondulation ΔI_L , on atteint la limite de la conduction continue. Le courant moyen limite dans l'inductance vaut

$$I_{LLIM} = \frac{1}{2} \cdot \Delta I_L = -\frac{1}{2} \cdot \frac{U_C \cdot T_p}{L} \cdot (1 - D) \quad 4.48$$

De l'expression donnant la relation entre le courant moyen dans l'inductance et le courant de sortie (dans la charge), il est possible de calculer la valeur du courant moyen de sortie I_R à la limite de la conduction continue, soit

$$I_{RLIM} = -I_{LLIM} \cdot (1 - D) = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_C \cdot T_p}{L} \cdot (1 - D)^2 \quad 4.49$$

4.4.2.5 Conduction intermittente

La conduction est dite intermittente lorsque le courant s'annule dans l'inductance pendant le laps de temps où le transistor Q est ouvert.

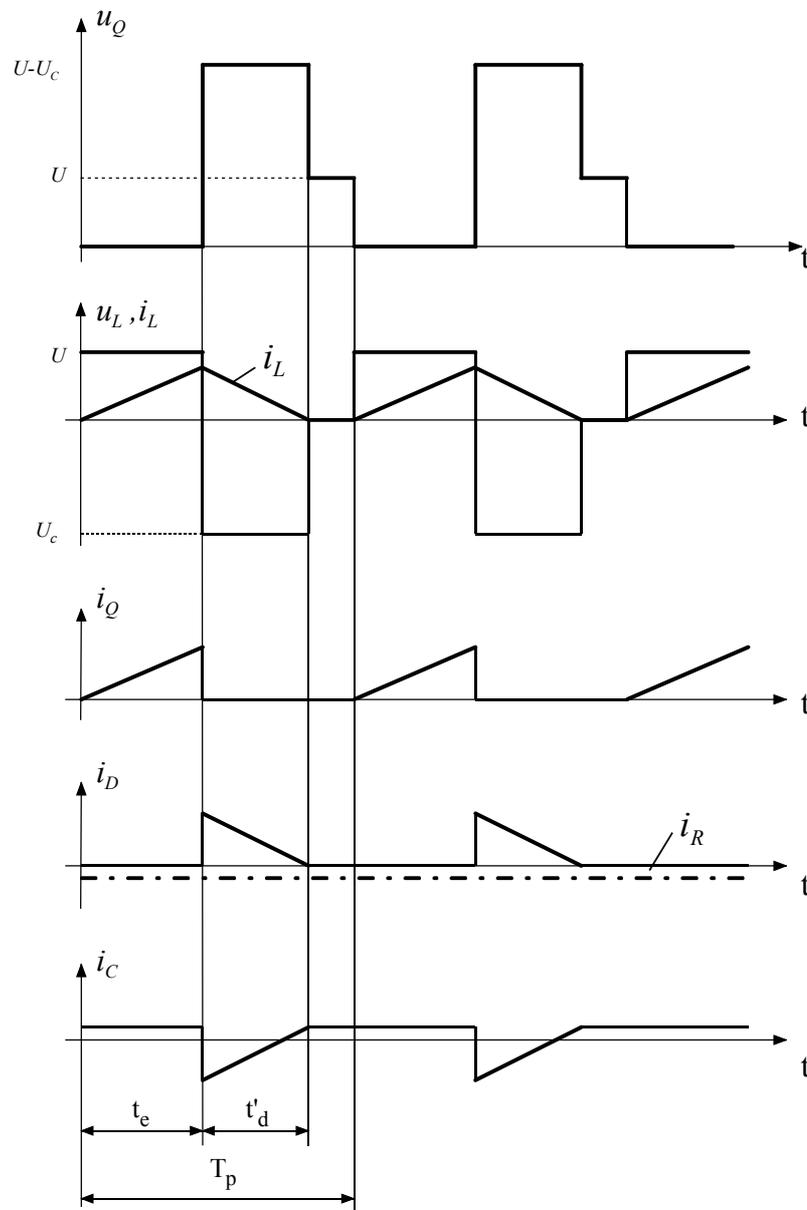


Figure 4-21 : Conduction intermittente

Comme pour le cas de la conduction continue, en régime permanent la tension moyenne aux bornes de l'inductance U_L est nulle

$$U_L = U \cdot \frac{t_e}{T_p} + U_c \cdot \frac{t'_d}{T_p} = 0 \quad 4.50$$

et donc on obtient pour le temps d'extinction

$$t'_d = -\frac{U}{U_c} \cdot t_e \quad 4.51$$

Le courant moyen dans la charge peut être exprimé à l'aide de la relation suivante

$$I_R = -\frac{1}{T_p} \cdot \int_{t_e}^{T_p} i_L(t) \cdot dt = -\frac{1}{2} \cdot i_{LMAX} \cdot \frac{t_d'}{T_p} \quad 4.52$$

avec

$$i_{LMAX} = \frac{U}{L} \cdot t_e \quad 4.53$$

et finalement

$$I_R = -\frac{U}{2 \cdot L} \cdot \frac{t_d' \cdot t_e}{T_p} = \frac{U_C \cdot T_p}{2 \cdot L} \cdot D^2 \cdot \left(\frac{U}{U_C} \right)^2 \quad 4.54$$

4.4.2.6 Caractéristique statique avec tension de sortie constante

Le courant moyen maximum dans l'inductance et à la sortie en fonction de U_C est obtenu lorsque $D = 0$

$$I_{LLIM(MAX)} = -I_{RLIM(MAX)} = -\frac{U_C \cdot T_p}{2 \cdot L} \quad 4.55$$

En terme de leur maximum, les courants à la limite de la conduction continue s'expriment par les relations suivantes

$$I_{LLIM} = (1 - D) \cdot I_{LLIM(MAX)} \quad 4.56$$

$$I_{RLIM} = (1 - D)^2 \cdot I_{RLIM(MAX)} \quad 4.57$$

Dans la plupart des applications utilisant des alimentations élévatrices de tension, la tension de sortie U_C est maintenue constante. Par conséquent, avec U_C constante, on peut tracer les courants I_{LLIM} et I_{RLIM} en fonction du rapport cyclique. La variation du rapport cyclique est en relation directe avec les variations de la tension d'entrée U . La Figure 4-22 montre donc les courants moyens correspondant à la limite de la conduction continue. Les courants moyens supérieurs aux courbes respectives de I_{LLIM} et I_{RLIM} pour I_L et I_R entraîne un fonctionnement en conduction continue alors que des valeurs inférieures correspondent à une conduction discontinue.

De la relation 4.54 on peut écrire

$$I_R = I_{RLIM(MAX)} \cdot \left(\frac{U}{U_C} \right)^2 \cdot D^2 \quad 4.58$$

puis

$$D = \frac{-U_C}{U} \cdot \sqrt{\frac{I_R}{I_{RLIM(MAX)}}} \quad 4.59$$

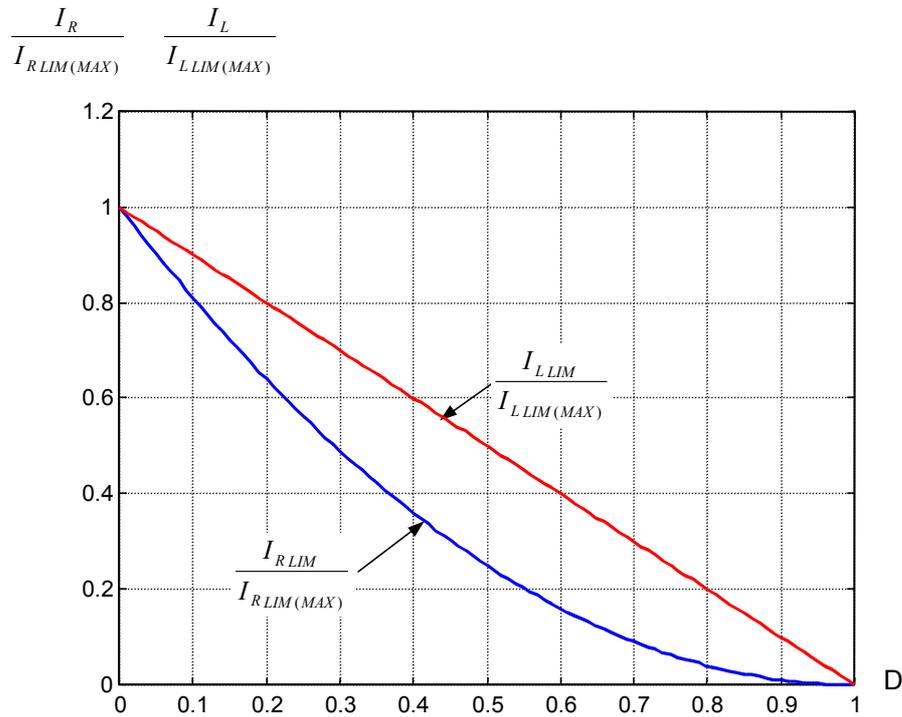


Figure 4-22 : Courants moyens dans l'inductance et dans la charge correspondant à la limite de la conduction continue pour $U_c = cte$

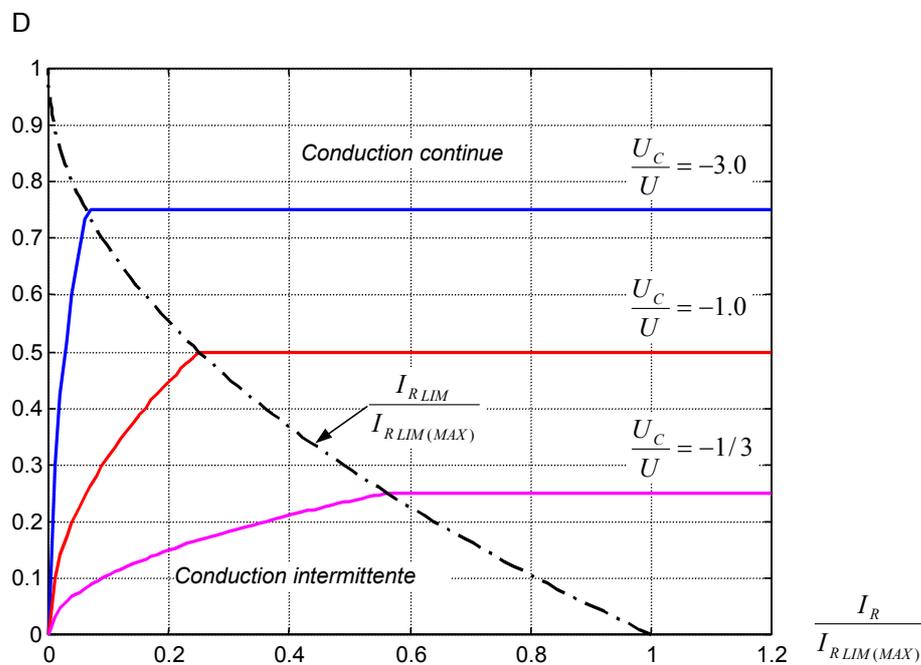


Figure 4-23 : Caractéristique statique à tension d'entrée constante $U_c = cte$

Comme pour les alimentations abaisseur et élévateur de tension, la tension de sortie est fortement dépendante de la charge pour un rapport cyclique D constant. Dans ce cas, c'est la boucle de réglage qui doit intervenir de manière efficace pour corriger le rapport cyclique D .

4.4.2.7 *Diagramme structurel*

Dans un premier temps écrivons les équations du système dans les deux topologies définies par l'état des contacteurs statiques

Relations générales

- Q : ON, D : OFF

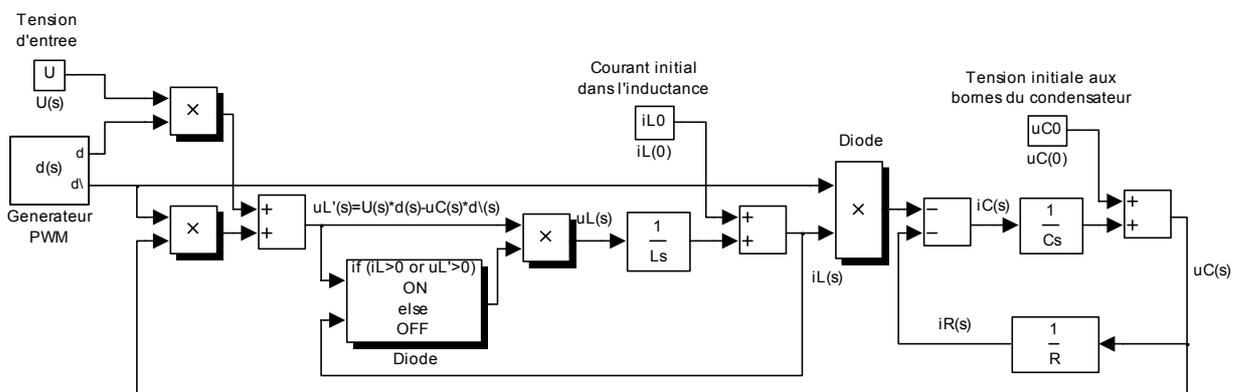
$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = U \\ 0 = C \frac{du_C(t)}{dt} + \frac{u_C(t)}{R} \end{cases} \xrightarrow{L} \begin{cases} i_L(s) = \frac{1}{sL} U + \frac{I_L(0)}{s} \\ u_C(s) = \frac{1}{sC} \left(-\frac{u_C(s)}{R} \right) + \frac{U_C(0)}{s} \end{cases} \quad 4.60$$

- Q : OFF, D : ON ($i_L(t) > 0$) on a $U=0$

$$\begin{cases} L \frac{di_L(t)}{dt} = u_C(t) \\ i_L(t) = -C \frac{du_C(t)}{dt} - \frac{u_C(t)}{R} \end{cases} \xrightarrow{L} \begin{cases} i_L(s) = \frac{1}{sL} u_C(s) + \frac{I_L(0)}{s} \\ u_C(s) = \frac{1}{sC} \left(-i_L(s) - \frac{u_C(s)}{R} \right) + \frac{U_C(0)}{s} \end{cases} \quad 4.61$$

- Q : OFF, D : OFF ($i_L(t) = 0$) on a $u_L(t) = 0$

$$\begin{cases} i_L(t) = 0 \\ u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = 0 \\ 0 = C \frac{du_C(t)}{dt} + \frac{u_C(t)}{R} \end{cases} \xrightarrow{L} \begin{cases} i_L(s) = 0 \\ u_L(s) = 0 \\ u_C(s) = \frac{1}{sC} \left(-\frac{u_C(s)}{R} \right) + \frac{U_C(0)}{s} \end{cases} \quad 4.62$$



DC:\ELP\Matlab\buck_boost.m & buck_boost.mld

Figure 4-24 : Diagramme structurel

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **LES CONVERTISSEURS DE L'ÉLECTRONIQUE DE PUISSANCE**
VOLUME 3 : LA CONVERSION CONTINUE – CONTINUE (2^{ème} édition)
Auteurs : Robert Bausière, Francis Labrique, Guy Segquier
Chapitre 3
ISBN : 2-7430-0139-9
- [2] **POWER ELECTRONICS**
CONVERTERS, APPLICATIONS AND DESIGN
Auteurs : Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins
Chapitre 5
ISBN : 0-471-50537-4
- [3] **FUNDAMENTALS of POWER ELECTRONICS**
Auteur : Robert W.Erickson
Chapitre 2 & 5
ISBN : 0-412-08541-0