



ÉCOLE POLYTECHNIQUE
FÉDÉRALE DE LAUSANNE

Cours d'électronique de puissance Conversion DC/DC

Professeur A. Rufer

P. Barrade



Laboratoire d'électronique
industrielle

Table des matières

1	Conversion DC/DC	2
1.1	Introduction	3
1.2	Généralités	4
1.2.1	Représentation du convertisseur DC/DC	4
1.2.2	Représentation des sources	5
1.2.3	Fluence d'énergie	6
1.3	Convertisseurs un quadrant	7
1.3.1	Convertisseur buck	7
1.3.2	Convertisseur boost	25
1.3.3	Convertisseur buck-boost	39
1.3.4	Synthèse	54
1.4	Convertisseurs deux quadrants	55
1.4.1	Introduction	55
1.4.2	Représentation des sources	56
1.4.3	Structure	56
1.4.4	Relations fondamentales	64
1.4.5	Synthèse	69
1.5	Convertisseurs quatre quadrants	69
1.5.1	Introduction	69
1.5.2	Représentation des sources	70
1.5.3	structure	71
1.5.4	Relations fondamentales	80
1.5.5	Synthèse	86
1.6	Synthèse générale	87

Chapitre 1

Conversion DC/DC

1.1 Introduction

Le présent chapitre traite de la conversion DC/DC, qui a pour but d'assurer la fluence d'énergie entre une source de tension continue et une source de courant continu.

La mise en œuvre de tels convertisseurs se justifie dans les cas suivants :

- on doit alimenter une source continue, et l'on dispose d'emblée d'une alimentation continue, de type batterie par exemple. Il est important dans ce cas de disposer d'un convertisseur direct qui permette d'assurer la fluence d'énergie entre de telles sources,
- on doit alimenter une source continue, mais l'on dispose d'une source d'alimentation alternative. La conversion d'énergie peut se réaliser alors en deux étapes :
 - conversion alternative–continue par un convertisseur de courant,
 - conversion continue–continue, pour ajuster les valeurs des grandeurs de sortie continues

Nous avons vu qu'un convertisseur de courant peut permettre à lui seul d'assurer la fluence d'énergie entre une source alternative et une source continue. Cependant, par la mise «en série» d'un convertisseur DC/DC (appelé également *convertisseur de courant continu à pulsation*), on tire parti de la caractéristique de ces derniers de fonctionner à fréquence de commutation élevée. Ceci représente un avantage indéniable dans le dimensionnement de tout filtre de lissage, ainsi que dans le comportement dynamique d'un tel système [1].

Pour ce type de convertisseur statique, la gamme de puissance que l'on peut «traiter» s'étend de quelques watts, à une trentaine de kilowatts environ. Cependant, l'apparition de composants de puissance sans cesse plus performants, tout comme la définition de nouvelles structures (multiniveau en particulier), permettent d'envisager le traitement de puissances plus élevées.

Nous distinguons deux types de convertisseurs continus–continus :

- les convertisseurs appelés «hacheurs», qu'ils soient abaisseurs, élévateurs ou bien dévolteurs–survolteurs, qui correspondent aux applications moyenne et forte puissance,
- les alimentations à découpage, qui correspondent aux applications petite puissance de la conversion DC/DC. Elles constituent l'alimentation de tout matériel électronique en général.

Bien que de structure et de principe de fonctionnement extrêmement proches, ces deux familles de convertisseur DC/DC se distinguent par les deux points suivants :

- les alimentations à découpage comportent, au sein des cellules de commutation, des transformateurs qui permettent :
 - d'assurer un isolement galvanique,
 - d'élever ou d'abaisser des niveaux de tension et de courant.
- alors que l'ordre de grandeur de la fréquence de découpage d'un hacheur est de l'ordre de plusieurs dizaines de kilohertz (et en tout cas supérieur à $20kHz$ pour

obtenir un système silencieux), la fréquence de pulsation d'une alimentation à découpage peut être de plusieurs centaines de kilohertz.

Cela étant, indépendamment de la présence d'un transformateur, le fonctionnement des alimentations à découpage repose sur les mêmes principes que le fonctionnement d'un hacheur, dont elles sont issues. Dans cet exposé, nous centrerons nos propos sur les applications de moyenne et forte puissance que représentent les hacheurs ¹.

Nous aborderons les points suivants :

- les structures de base des convertisseurs DC/DC «un quadrant», avec la définition de la cellule de commutation, ainsi que l'étude des mécanismes de commutation,
- généralisation aux convertisseurs DC/DC «deux quadrants», avec la définition du convertisseur réversible en courant,
- convertisseur DC/DC «quatre quadrants», ou encore convertisseur réversible en courant et en tension,
- alimentations à découpage de type fly-back et forward.

1.2 Généralités

1.2.1 Représentation du convertisseur DC/DC

Un convertisseur DC/DC a pour vocation d'assurer la fluence d'énergie entre une source de tension continue et une source de courant continu.

La représentation symbolique la plus couramment utilisée est donnée Fig. 1.1(a).

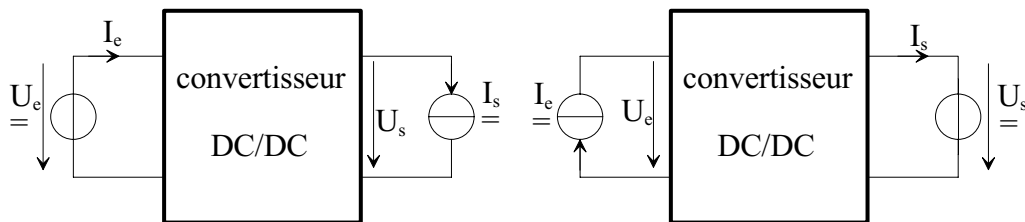


Fig. 1.1(a)

Représentation courante

Fig. 1.1(b)

Seconde représentation

FIG. 1.1 – *Convertisseur DC/DC*

Une telle représentation peut laisser penser que dans tous les cas de figure, la source de courant I_s sera la charge qui, suivant les modes de fonctionnement, absorbera ou restituera de la puissance, alors que la source de tension U_e est l'alimentation, susceptible de fournir ou de stocker de la puissance.

Pour certains convertisseurs, on est amené à changer une telle représentation, surtout si la fluence d'énergie ne peut se faire que de la source de courant vers la source de tension

1. Nous ne ferons qu'exposer succinctement le principe de fonctionnement des alimentations à découpage. Pour un exposé détaillé, le lecteur pourra consulter [2], qui constitue le manuel de référence en la matière.

(suivant la structure du convertisseur). On se réfère alors à la représentation symbolique donnée Fig. 1.1(b).

Suivant le convertisseur DC/DC considéré, nous nous référerons soit à l'une, soit à l'autre de ces représentations.

1.2.2 Représentation des sources

Dans l'étude des convertisseurs DC/DC, nous distinguerons systématiquement l'alimentation (source génératrice d'énergie) de la charge du convertisseur (source réceptrice).

Alimentation En regard des schémas Fig. 1.1(a) et Fig. 1.1(b), l'alimentation peut être une source de tension, ou bien une source de courant. Par convention, les représentations adoptées pour de telles sources sont telles que celles définies Fig. 1.2.

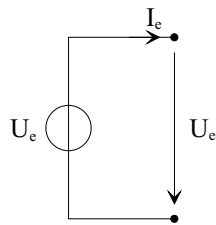


Fig. 1.2(a)

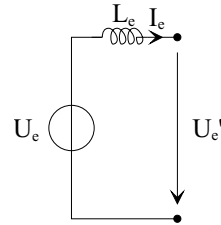
Source de tension

Fig. 1.2(b)

Source de courant

FIG. 1.2 – Conventions adoptées pour les générateurs

- source de tension (Fig. 1.2(a)) : nous considérerons une source de tension parfaite,
- source de courant (Fig. 1.2(b)) : nous considérerons une source de tension parfaite, en série de laquelle on place une inductance, qui confère à l'ensemble le «caractère» source de courant recherché.

Charge Dans la conversion DC/DC, la charge «type» est la résistance, seul dipôle susceptible d'absorber de la puissance. On ne peut légitimement considérer un tel dipôle comme une source de tension ou de courant digne de ce nom. Pour cette raison, toute charge résistive est associée à un condensateur, ou à un ensemble constitué d'un condensateur et d'une inductance, de façon à pouvoir considérer le dipôle équivalent qui résulte de cette association comme une source de tension ou de courant, suivant les besoins.

Ceci est illustré Fig. 1.3.

- source de tension (Fig. 1.3(a)) : l'association d'une résistance et d'un condensateur en parallèle confère à ce dipôle le caractère d'une source de tension,
- source de courant (Fig. 1.3(b)) : l'ajout d'une inductance en série avec la source de tension permet de conférer à l'ensemble le caractère d'une source de courant.

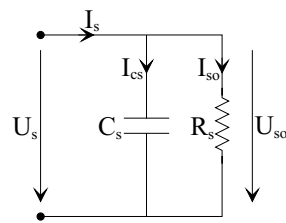


Fig. 1.3(a)
Source de tension

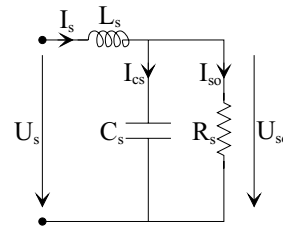


Fig. 1.3(b)
Source de courant

FIG. 1.3 – Conventions adoptées pour les récepteurs

Association des sources La fluence d'énergie entre l'alimentation et la source est réalisée par le convertisseur statique. Nous rappelons que nous ne nous intéressons, dans ce cours, qu'aux convertisseurs dits « directs ».

Ainsi, lors des commutations au sein de ce convertisseur, il existe forcément une séquence de fonctionnement pendant laquelle l'alimentation et la charge sont reliées directement. Ceci exclut totalement certaines possibilités d'association des alimentations et des charges définies ci-dessus, puisqu'on ne peut connecter entre elles que des sources de natures différentes.

Les possibilités d'association de ces sources se résument ainsi au nombre de deux, ainsi qu'illustré Fig. 1.4.

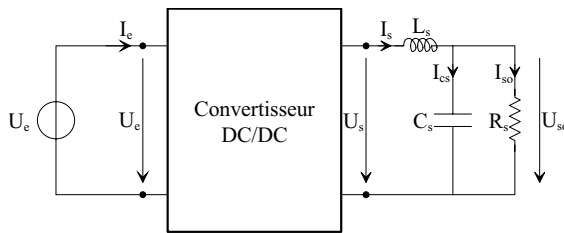


Fig. 1.4(a)
Association N°1

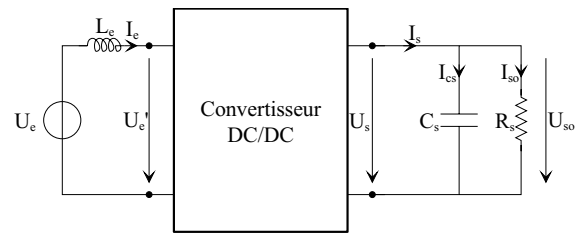


Fig. 1.4(b)
Association N°2

FIG. 1.4 – Deux configurations

Nous venons de définir deux types de convertisseurs, dont chacun fera l'objet de la section d'étude suivante.

1.2.3 Fluence d'énergie

Suivant les signes respectifs des grandeurs de sortie du convertisseur, qui définissent la puissance $P_s = U_s I_s$ absorbée par la source de courant du schéma Fig. 1.5(a), le système se trouvera dans l'un des quatre quadrants du plan (U_s, I_s) défini Fig. 1.5(b).

Dans les quadrants 1 et 3, la fluence d'énergie se fait de la source de tension vers la source de courant, alors que les quadrants 2 et 4 définissent une fluence d'énergie de la source de courant vers la source de tension.

Suivant la nature de chacune des sources, le convertisseur DC/DC devra permettre le fonctionnement dans au moins un de ces quadrants.

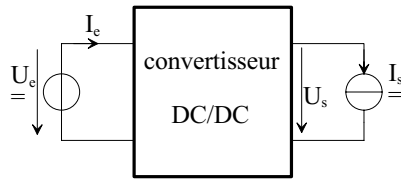


Fig. 1.5(a)

Convertisseur statique

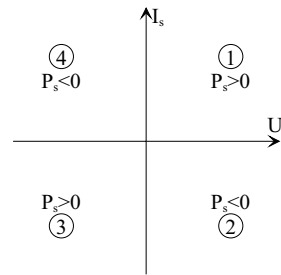


Fig. 1.5(b)

Transit de puissance

FIG. 1.5 – Fluence d'énergie

Nous proposons dans un premier temps l'étude de convertisseurs élémentaires, unidirectionnels dans la fluence d'énergie qu'il permettent (convertisseurs «un quadrant»).

Nous démontrons que l'association de tels convertisseurs élémentaires permet de définir :

- des convertisseurs «deux quadrants»,
- des convertisseurs «quatre quadrants».

1.3 Convertisseurs un quadrant

Nous traitons dans cette partie des convertisseurs unidirectionnels en courant et en tension. Cela implique que la fluence d'énergie ne peut se faire, au sein du convertisseur, que dans un seul sens.

Cela revient également à considérer :

- des sources de tension unidirectionnelles en courant, dont la tension qu'elles imposent ne peut être que d'un seul signe,
- des sources de courant unidirectionnelles en tension, dont le courant qu'elles imposent ne peut être que d'un seul signe.

Cela conduit à l'étude des convertisseurs DC/DC les plus simples qui puissent être. Dans ce cadre, on distingue trois familles de convertisseurs statiques (ou hacheurs) :

- hacheur abaisseur (ou buck),
- hacheur éleveur (ou boost),
- hacheur abaisseur-éleveur (buck-boost).

1.3.1 Convertisseur buck

1.3.1.1 Principe

Le principe d'un tel convertisseur est d'assurer la fluence d'énergie entre une source de tension continue, et une source de courant continu, ainsi que présenté Fig. 1.6

Par un tel convertisseur, on cherche à fixer une tension moyenne $\langle U_s \rangle$ aux bornes de la source I_s , qui répond aux critères suivants :

- $0 \ll \langle U_s \rangle \ll U_e$
- $\langle U_s \rangle$ réglable à souhait dans la fourchette donnée ci-dessus.

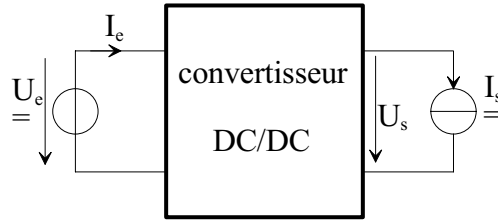


FIG. 1.6 – *Convertisseur Buck*

1.3.1.2 Structure

Cellule de commutation La structure du hacheur abaisseur (buck) est constituée d'une seule cellule de commutation, ainsi que représenté Fig. 1.7.

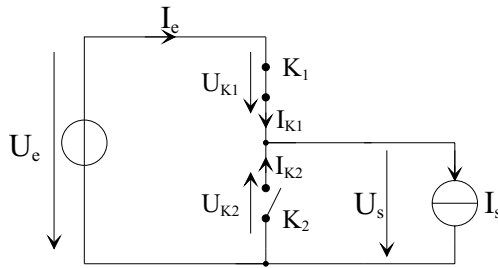


FIG. 1.7 – *Structure du hacheur abaisseur*

Par les mécanismes de mise en conduction et de blocage des deux interrupteurs, deux états sont possibles, ainsi que cela est illustré Fig. 1.8.

- K_1 passant et K_2 bloqué. Les conditions de fonctionnement sont les suivantes :

$$\begin{cases} U_s = U_e & \text{avec} & U_{K2} = -U_e \\ I_e = I_s & \text{avec} & I_{K1} = I_s \end{cases} \quad (1.1)$$

- K_1 bloqué et K_2 passant. Les conditions de fonctionnement sont les suivantes :

$$\begin{cases} U_s = 0 & \text{avec} & U_{K1} = U_e \\ I_e = 0 & \text{avec} & I_{K2} = I_s \end{cases} \quad (1.2)$$

Caractéristique statique des interrupteurs et commutation Nous considérons des sources de tension et de courant qui sont respectivement unidirectionnelles en courant et en tension.

En regard de la représentation Fig. 1.7, on peut écrire :

$$\begin{cases} U_{K1} - U_{K2} = U_e \\ I_{K1} + I_{K2} = I_s \end{cases} \quad (1.3)$$

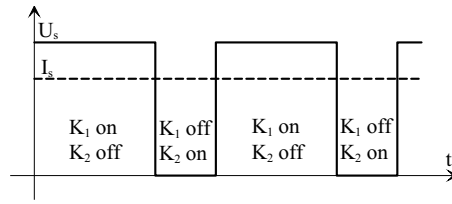


Fig. 1.8(a) *Grandeurs de sortie*

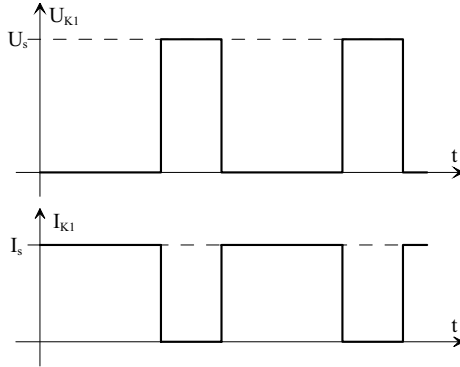


Fig. 1.8(b) *Interrupteur K1*

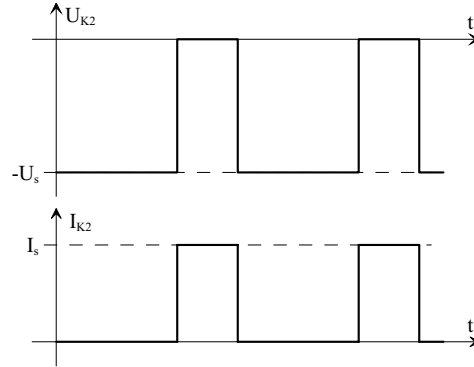


Fig. 1.8(c) *Interrupteur K2*

FIG. 1.8 – *Grandeurs électriques caractéristiques*

Suivant les états respectifs des deux interrupteurs, on peut donc écrire :

– K_1 passant et K_2 bloqué :

$$\begin{cases} U_{K2} = -U_e \\ I_{K1} = I_s \end{cases} \quad (1.4)$$

– K_1 bloqué et K_2 passant :

$$\begin{cases} U_{K1} = U_e \\ I_{K2} = I_s \end{cases} \quad (1.5)$$

On démontre ainsi que deux segments suffisent pour les caractéristiques statiques des interrupteurs K_1 et K_2 , ainsi que nous le représentons Fig. 1.9 .

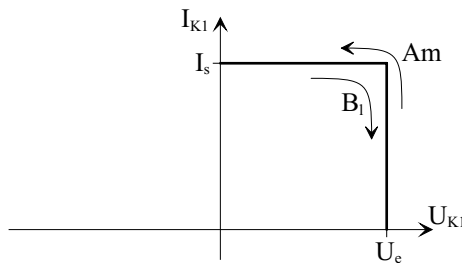


Fig. 1.9(a) *Interrupteur K1*

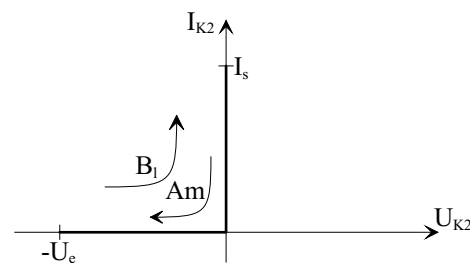


Fig. 1.9(b) *Interrupteur K2*

FIG. 1.9 – *Caractéristiques statiques*

Nous donnons également Fig. 1.9 les mécanismes de commutation des interrupteurs :

– amorçage de K_1 : le sens de parcours des trajectoires suivies dans les plans (U_{K_i}, I_{K_i})

est défini par les flèches notées Am .

Lorsque K_1 est bloqué, celui-ci supporte la tension U_e , alors que K_2 , à l'état passant, conduit le courant I_s .

L'amorçage de K_1 ne sera effectif que lorsque l'interrupteur K_2 supportera une tension $-U_e$. Il est impossible, dans le plan (U_{K_2}, I_{K_2}) , d'obtenir une trajectoire qui traverse le quadrant $U_{K_2}I_{K_2} < 0$. Le blocage de K_2 ne peut donc se faire qu'en longeant les axes de la caractéristique statique de K_2 . Ceci définit une commutation spontanée : annulation du courant dans K_2 , puis application d'une tension inverse (négative). Le processus de commutation est donc le suivant :

- commutation du courant de K_2 vers K_1 . Pendant cette phase, la tension reste nulle aux bornes de K_2 , et vaut toujours U_e aux bornes de K_1 .
- la tension aux bornes de K_1 s'effondre, alors qu'une tension inverse s'établit aux bornes de K_2 .

Au contraire de K_2 , la commutation de K_1 traverse le quadrant $U_{K_1}I_{K_1} > 0$, ce qui est caractéristique d'une commutation commandée.

Il s'agit donc d'un amorçage commandé de K_1 qui entraîne le blocage spontané de K_2 .

- blocage de K_1 : le sens de parcours des trajectoires suivies dans les plans (U_{K_i}, I_{K_i}) est défini par les flèches notées B_l .

Lorsque K_1 est amorcé, celui-ci conduit le courant I_s , alors que K_2 , à l'état bloqué, supporte une tension $-U_e$.

Le blocage de K_1 ne sera effectif que lorsque l'interrupteur K_2 assumera l'intégralité du courant I_s . Il est impossible, dans le plan (U_{K_2}, I_{K_2}) , d'obtenir une trajectoire qui traverse le quadrant $U_{K_2}I_{K_2} < 0$. L'amorçage de K_2 ne peut donc se faire qu'en longeant les axes de la caractéristique statique de K_2 . Ceci définit une commutation spontanée : annulation de la tension inverse aux bornes de K_2 , puis établissement du courant. Le processus de commutation est donc le suivant :

- la tension aux bornes de K_2 s'annule, alors qu'une tension positive s'établit aux bornes de K_1 ,
- commutation du courant de K_1 vers K_2 . Pendant cette phase, la tension reste nulle aux bornes de K_2 , et vaut toujours U_e aux bornes de K_1 .

Lors de cette phase, la commutation de K_1 traverse le quadrant $U_{K_1}I_{K_1} > 0$, ce qui est caractéristique d'une commutation commandée.

Il s'agit donc d'un blocage commandé de K_1 qui entraîne l'amorçage spontané de K_2 .

Synthèse Outre la définition de la structure de base d'un hacheur dévolteur «un quadrant», nous venons de mettre en évidence deux points importants.

Le premier est relatif à la nature des commutations au sein de la cellule constituée par K_1 et K_2 : l'amorçage et le blocage commandés de K_1 entraînent respectivement le blocage et l'amorçage spontanés de K_2 . *Nous venons ainsi de définir une structure apte à fonctionner en commutation naturelle.*

Le second est relatif aux natures de interrupteurs K_1 et K_2 :

- Interrupteurs K_1 : cet interrupteur doit supporter une tension positive, et doit pouvoir conduire un courant positif. En outre, on doit être en mesure de pouvoir commander son amorçage *et* son blocage.

Cet interrupteur devra donc être de type transistor (bipolaire, MOS, IGBT ou GTO).

- Interrupteur K_2 : cet interrupteur doit supporter une tension inverse, et doit pouvoir conduire un courant positif. En outre, toutes les commutations de cet interrupteur peuvent être spontanées.

Cet interrupteur sera donc de type diode.

Nous sommes ainsi en mesure de définir plus précisément la structure d'un hacheur abaisseur, que nous donnons Fig. 1.10.

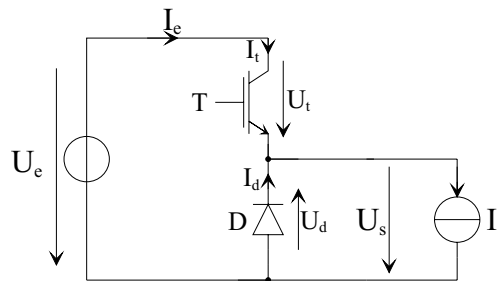


FIG. 1.10 – *Hacheur abaisseur*

Sur cette représentation, l'interrupteur commandé à l'amorçage et au blocage est un IGBT (noté T). Ses commutations commandées entraîneront les commutations spontanées de la diode D .

1.3.1.3 Relations fondamentales

Afin de définir les relations fondamentales qui régissent le fonctionnement d'un hacheur abaisseur, nous nous référons au schéma Fig. 1.11.

Rien n'est fondamentalement changé par rapport au schéma proposé Fig. 1.10. Nous avons simplement précisé la nature de la source de courant. Nous considérons ainsi un circuit condensateur/résistance parallèles, en série duquel on place une inductance pour conférer à l'ensemble le caractère source de courant requis.

Ce type de source de courant est en effet la charge «type» d'un hacheur abaisseur. Les formes d'ondes des courant et tensions dans le convertisseur, ainsi que dans sa charge sont données à titre d'illustration Fig. 1.12.

Suivant les états respectifs des interrupteurs T et D , la tension U_s vaut U_e (400V) ou bien $0V$, et est par conséquent constituée de créneaux. On peut difficilement la considérer comme continue. Ses composantes sont les suivantes :

- une valeur moyenne,
- une onde fondamentale, de fréquence identique à celle de commutation des interrupteurs,

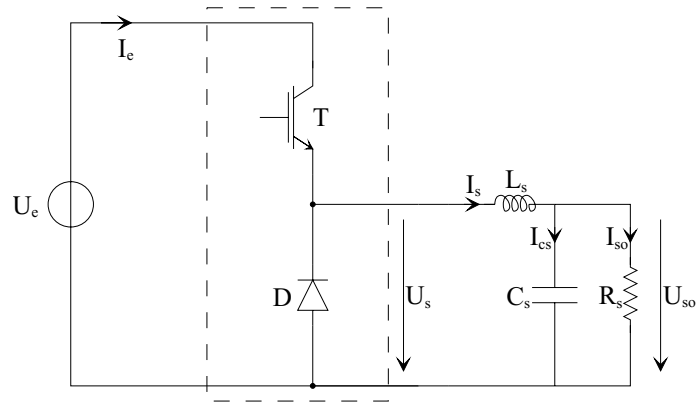


FIG. 1.11 – Hacheur abaisseur et sa «charge»

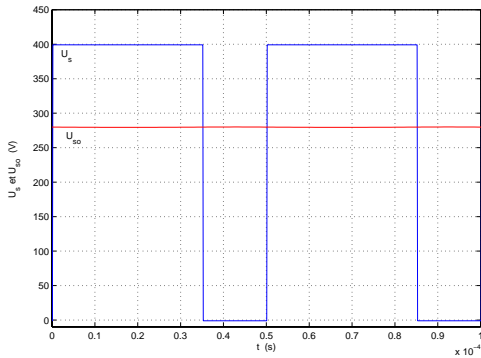


Fig. 1.12(a) Tensions

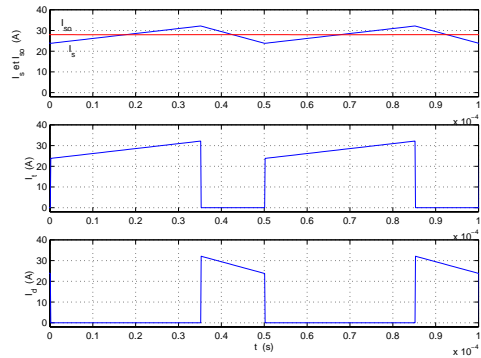


Fig. 1.12(b) Courants

FIG. 1.12 – Grandeurs caractéristiques

– des harmoniques, de fréquences multiples de celle de l’onde fondamentale.

Le couple de composants L_s et C_s forment un filtre passe-bas, dont la fréquence de coupure est nettement inférieure à la fréquence de commutation des interrupteurs. Au résultat, l’onde fondamentale et les harmoniques constituant U_s sont assez atténués pour devenir d’amplitudes négligeable devant la valeur moyenne de cette tension. De fait, la tension U_{so} aux bornes de la charge R_s est «parfaitement» continue, de valeur identique à celle de la valeur moyenne de U_s . C’est le but recherché.

Quant au courants (Fig. 1.12), nous avons représenté :

- Le courant I_s dans l’inductance L_s . Ce courant est le courant de la source de courant considérée dans les généralités sur le hacheur dévolteur, et ne peut être considéré comme parfaitement continu car comportant deux composantes majeures :
 - une valeur moyenne $\langle I_s \rangle$,
 - une ondulation triangulaire \tilde{i}_s , à la fréquence de commutation des interrupteurs du hacheur.

En outre, ce courant est régi par la relation :

$$I_s = \langle I_s \rangle + \tilde{i}_s = I_{cs} + I_{so} \quad (1.6)$$

L'analyse des formes d'ondes permet de déduire :

$$\begin{aligned} \langle I_s \rangle &= I_{so} \\ \implies \tilde{i}_s &= I_{cs} \end{aligned} \tag{1.7}$$

La valeur moyenne du courant I_s est fixée par le courant I_{so} dans la charge résistive R_s , alors que l'ondulation \tilde{i}_s est «absorbée» par le condensateur. Nous démontrerons cela ultérieurement.

- Le courant I_t dans le transistor T : ce courant vaut I_s lorsque T est passant. Dans cette phase du fonctionnement, l'inductance est soumise à une tension de valeur $U_e - U_{so}$ positive, ce qui entraîne la croissance du courant I_s .
- Le courant I_d dans le transistor D : ce courant vaut également I_s lorsque la diode est passante. Dans cette phase du fonctionnement, la source de courant est court-circuitée ($U_s = 0V$), ce qui entraîne la décroissance de I_s .

La phase de conduction de la diode est appelée phase de *roue libre*, dans le sens où la source de courant est déconnectée de l'alimentation U_e , et est livrée à elle-même.

Dans le cadre du fonctionnement d'un hacheur abaisseur tel que nous l'avons illustré, nous pratiquerons les hypothèses de travail suivante :

- on considère la période de commutation T des interrupteurs largement inférieure à la période T_o de résonance du circuit $L_s C_s$.

$$T \ll T_o \tag{1.8}$$

- on considère que les ondulations de la tension U_{so} sont négligeables devant les grandeurs continues. Par conséquent, on résume le courant dans la résistance R_s à sa seule composante continue. On considérera ainsi que :

$$\langle I_s \rangle = I_{so} \quad \text{et} \quad \tilde{i}_s = I_{cs} \tag{1.9}$$

Ceci n'est bien entendu valable que pour l'étude du hacheur en régime permanent.

On doit souligner que ces hypothèses de travail ne sont quasiment pas restrictives, car le calcul de toute cellule $L_s C_s$ prend généralement en compte ces hypothèses comme de critères de dimensionnement

Valeur moyenne de U_s Afin de déterminer l'expression de la valeur moyenne de la tension en sortie du hacheur abaisseur, nous nous référons au schéma Fig. 1.13.

La tension U_s vaut U_e lorsque le transistor est passant, puis $0V$ lors de la phase de roue libre. On définit :

- la période de commutation (ou période de découpage) des interrupteurs du hacheur : T ,
- le rapport cyclique D .

Le rapport cyclique D est défini comme étant le rapport entre la durée t_1 de conduction du transistor et la période de commutation T :

$$D = \frac{t_1}{T} \tag{1.10}$$

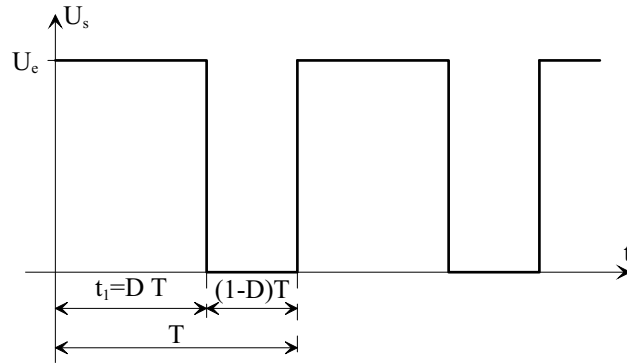


FIG. 1.13 – Tension U_s en sortie du hacheur

La durée t_1 de conduction de T est comprise entre $0s$ et T . Le rapport cyclique est donc en toute logique compris entre 0 et 1 .

La valeur moyenne $\langle U_s \rangle$ est donnée par le calcul suivant :

$$\begin{aligned} \langle U_s \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^T U_s(t) dt \\ \langle U_s \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^{DT} U_e dt \\ \langle U_s \rangle &= \frac{1}{T} [U_e]_0^{DT} \end{aligned} \tag{1.11}$$

$$\implies \langle U_s \rangle = D U_e$$

Le rapport cyclique étant compris entre 0 et 1 , on peut faire varier $\langle U_s \rangle$ entre $0V$ et U_e . Par action sur la durée de conduction du transistor T , on est en mesure de contrôler de manière continue la valeur de $\langle U_s \rangle$ dans une large plage de valeurs.

On doit cependant préciser que ce calcul n'est valable que pour un fonctionnement correspondant à un courant I_s qui n'est jamais nul.

Courant dans l'inductance L_s Nous avons vu que le courant I_s dans l'inductance L_s est constitué d'une valeur moyenne $\langle I_s \rangle$, et comporte une ondulation \tilde{i}_s autour de cette valeur moyenne.

Compte tenu des hypothèse de travail adoptées, le courant moyen $\langle I_s \rangle$ est fixé par la valeur du courant dans la charge R_s :

$$\langle I_s \rangle = I_{so} = \frac{U_{so}}{R_s} \tag{1.12}$$

Compte tenu de la relation (1.11), et compte tenu du fait que $\langle U_s \rangle = U_{so}$ il vient :

$$\boxed{\langle I_s \rangle = \frac{D U_e}{R_s}} \quad (1.13)$$

Le courant moyen dans l'inductance L_s est ainsi fixé par :

- la valeur de la source de tension continue,
- le rapport cyclique,
- la résistance de charge.

Quant à l'ondulation \tilde{i}_s du courant I_s , celle-ci dépend, outre la valeur de L_s , de la tension appliquée aux bornes de l'inductance L_s par la relation :

$$U_s - U_{so} = L_s \frac{dI_s}{dt} = L_s \frac{d\tilde{i}_s}{dt} \quad (1.14)$$

La représentation du courant \tilde{i}_s est donnée Fig. 1.14.

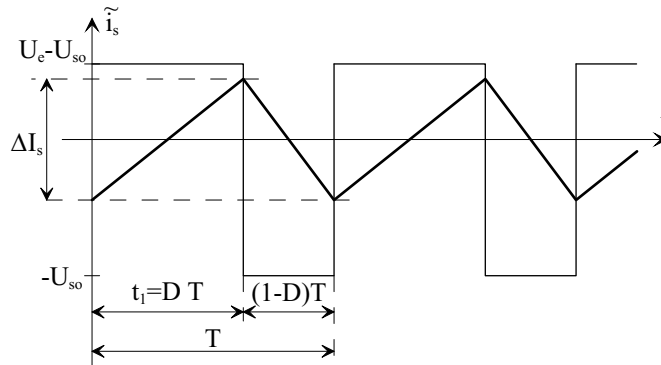


FIG. 1.14 – Ondulation du courant I_s

Compte tenu des hypothèses de travail mises en œuvre, l'évolution du courant dans l'inductance est linéaire. On distingue deux phases :

- Le transistor est passant. L'amplitude des ondulations de I_s est définie par la relation :

$$U_e - U_{so} = L_s \frac{\Delta \tilde{i}_s}{\Delta t}$$

$$U_e - D U_e = L_s \frac{\Delta \tilde{i}_s}{\Delta t} \quad (1.15)$$

$$U_e (1 - D) = L_s \frac{\Delta \tilde{i}_s}{\Delta t}$$

Le rapport cyclique D est compris entre 0 et 1, la tension appliquée aux bornes de L_s est donc positive. Cette phase correspond ainsi à une phase de croissance du courant dans l'inductance.

- Le transistor est bloqué. Lors de la phase de roue libre la tension U_s est nulle, et l'amplitude des ondulations de I_s est définie par la relation :

$$-U_{so} = L_s \frac{\Delta \tilde{i}_s}{\Delta t} \quad (1.16)$$

La tension appliquée aux bornes de L_s est donc négative. La phase de roue libre correspond ainsi à une phase de décroissance du courant dans l'inductance.

L'analyse d'une seule de ces configurations suffit à déterminer l'amplitude des ondulations \tilde{i}_s . Soit ΔI_s cette amplitude, l'analyse de la phase relative à l'état passant du transistor T permet d'écrire :

$$U_e (1 - D) = L_s \frac{\Delta I_s}{DT} \quad (1.17)$$

$$\implies \Delta I_s = \frac{U_e (1 - D) D}{L_s f}$$

Où f est la fréquence de commutation du convertisseur ($f = \frac{1}{T}$). L'amplitude des ondulations de I_s est donc :

- proportionnelle à la tension de la source de tension continue,
- inversement proportionnelle :
 - à la valeur de l'inductance L_s ,
 - à la valeur de la fréquence de commutation,
- proportionnelle à une fonction de second ordre du rapport cyclique D

Les paramètres U_e , L_s et f sont des paramètres constants. En revanche, le rapport cyclique est susceptible de varier suivant le point de fonctionnement recherché : il est en effet ajusté pour obtenir les valeurs de U_{so} et/ou I_{so} exigées par la consigne de la commande du convertisseur.

Nous proposons le tracé de la variation de ΔI_s en fonction de D . Pour ce faire, nous avons re-formulé la relation (1.17) de la façon suivante :

$$\frac{\Delta I_s}{U_e} L_s f = (1 - D) \quad (1.18)$$

Le tracé de $\frac{\Delta I_s}{U_e} L_s f = \mathcal{F}(D)$ est donné Fig. 1.15.

L'ondulation du courant I_s sera maximale pour $D = 0.5$. C'est à partir de cette valeur de D que l'on devra dimensionner la valeur de L , afin d'être sûr que l'ondulation ΔI_s n'excédera jamais la valeur spécifiée.

En effet, tout dimensionnement se L_s se fait à partir d'une valeur de ΔI_s imposée. Si l'exploitation de la relation (1.17) conduit à des valeurs de L_s excessives, on devra augmenter la valeur de la fréquence de commutation afin de pouvoir réduire la valeur de L_s en proportion.

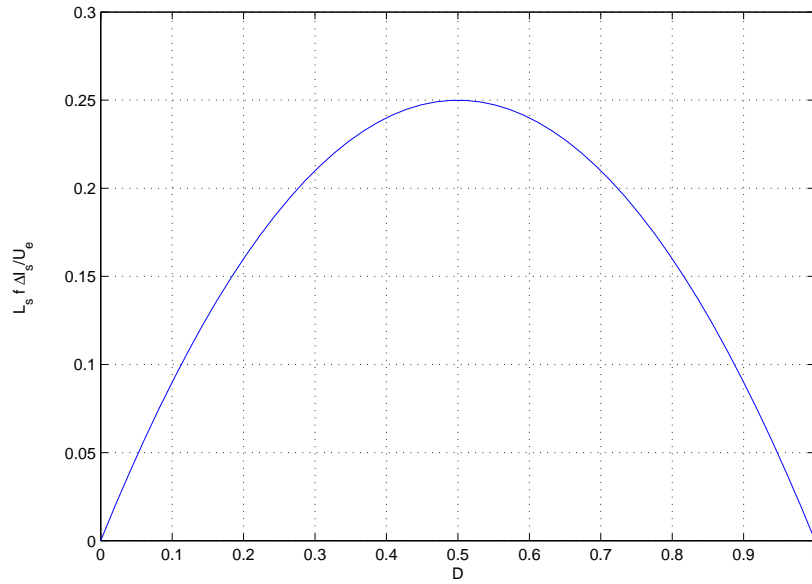


FIG. 1.15 – Ondulation ΔI_s fonction de D

Ondulation de la tension en sortie U_{so} Nous avons négligé l’ondulation de la tension U_{so} , en la considérant minime devant les grandeurs continues. Nous devons cependant définir une relation qui permette de lier cette ondulation aux valeurs de L_s et C_s , afin d’être en mesure de dimensionner le condensateur pour justifier notre hypothèse de travail. Cette hypothèse correspond en effet dans une grande partie de cas à une donnée du cahier des charges définissant le convertisseur.

Pour définir l’ondulation \tilde{u}_{so} de la tension en sortie U_{so} , nous nous référons à Fig. 1.16.

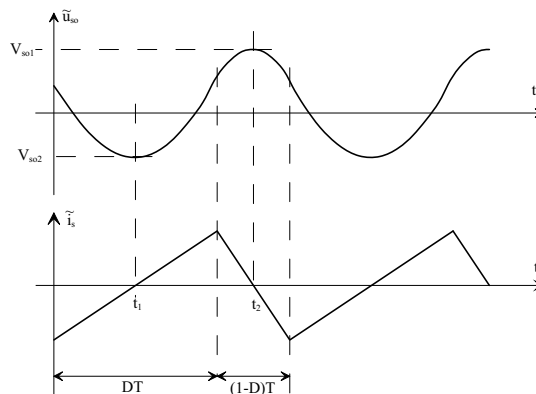


FIG. 1.16 – Ondulation de la tension U_{so}

Nous avons représenté l’ondulation \tilde{i}_s du courant I_s . En négligeant les ondulations \tilde{u}_{so} de la tension U_{so} devant les grandeurs continues, on peut écrire (d’après Fig. 1.11) :

$$\tilde{i}_s = I_{cs} \tag{1.19}$$

Compte tenu de la relation courant/tension définissant le condensateur C_s , on peut écrire :

$$\begin{aligned} I_{cs} &= C_s \frac{d\tilde{u}_s o}{dt} \\ \tilde{i}_s &= C_s \frac{d\tilde{u}_s o}{dt} \\ \implies \tilde{u}_s o &= \frac{1}{C_s} \int \tilde{i}_s dt \end{aligned} \quad (1.20)$$

Les variations de la tension U_{so} sont l'intégrale des ondulations du courant dans l'inductance L_s . Nous les avons représentées Fig. 1.16. Les variation $\tilde{u}_s o$ sont ainsi des arcs de paraboles.

Nous définissons ΔU_{so} l'amplitude des ondulations \tilde{u}_s . D'après les notations adoptées Fig. 1.16, il vient :

$$\begin{aligned} \Delta U_{so} &= V_2 - V_1 = \tilde{u}_s o(t_2) - \tilde{u}_s o(t_1) \\ \Delta U_{so} &= \int_{t_1}^{t_2} \frac{d\tilde{u}_s o}{dt} dt \\ \Delta U_{so} &= \frac{1}{C_s} \int_{t_1}^{t_2} \frac{d\tilde{i}_s}{dt} dt \end{aligned} \quad (1.21)$$

Compte tenu de l'évolution linéaire du courant dans L_s (Fig. 1.16), le calcul de cet intégrale est aisé :

$$\begin{aligned} \Delta U_{so} &= \frac{1}{C_s} \left[\frac{DT}{8} \Delta I_s + \frac{(1-D)T}{8} \Delta I_s \right] \\ \Delta U_{so} &= \frac{1}{8C_s} T \Delta I_s \end{aligned} \quad (1.22)$$

Compte tenu de la relation (1.17), il vient :

$$\boxed{\Delta U_{so} = \frac{U_e (1-D) D}{8L_s C_s f^2}} \quad (1.23)$$

L'amplitude de la variation $\tilde{u}_s o$ autour de sa valeur est :

- proportionnelle à la tension de la source de tension continue,
- inversement proportionnelle :
 - à la valeur de l'inductance L_s ,
 - à la valeur du condensateur C_s ,
 - au carré de la fréquence de commutation du convertisseur,
- proportionnelle à une fonction carré du rapport cyclique, au même titre que ΔI_s .

Comme pour ΔI_s , les paramètres U_e , L_s , C_s et f sont des paramètres constants. En revanche, le rapport cyclique est susceptible de varier. Pour juger de son influence, on se reportera à Fig. 1.15, puisque l'influence de D est identique sur ΔI_s et sur ΔU_{so} .

On notera toutefois l'influence de la fréquence de commutation f du convertisseur. Il est très avantageux de travailler à fréquence de commutation élevée, car une valeur plus faible de C_s permet d'obtenir une même amplitude de ΔU_{so} .

Courant en entrée du convertisseur Nous devons enfin déterminer l'expression du courant I_e en entrée du convertisseur, c'est-à-dire le courant prélevé sur la source d'alimentation continue. La forme de ce courant est donnée Fig. 1.17, en regard du courant I_s en sortie du convertisseur.

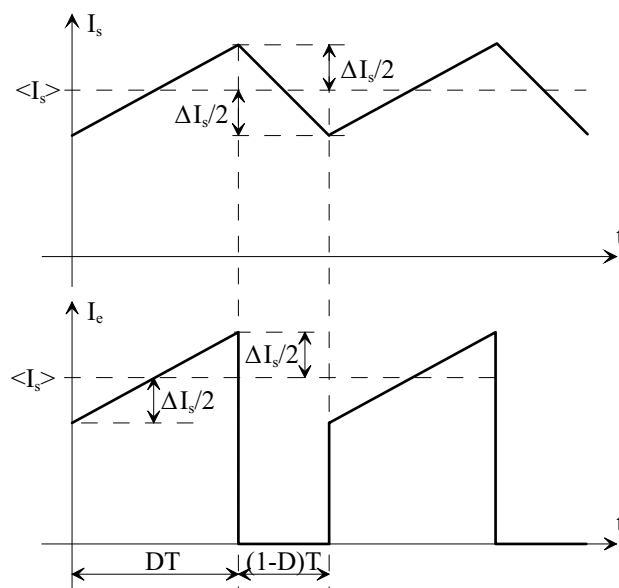


FIG. 1.17 – Courant en entrée du convertisseur

Deux phases sont à distinguer :

- Phase de conduction du transistor (pendant DT). Lors de cette phase, on a :

$$I_e = I_s \tag{1.24}$$

Cette phase correspond à la croissance du courant dans la source de courant continu. On y observe donc la valeur moyenne du courant I_s , et les ondulation ΔI_s de ce courant autour de $\langle I_s \rangle$ suivant la relation (1.17).

- Phase de roue libre (pendant $(1 - D)T$), le courant I_e est nul.

Le calcul de la valeur moyenne $\langle I_e \rangle$ du courant en entrée du convertisseur est introduit par la relation :

$$\langle I_e \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T I_e(t) dt \tag{1.25}$$

A partir des formes d'ondes Fig. 1.17, ce calcul est élémentaire :

$$\langle I_e \rangle = \frac{1}{T} \left[\left(\langle I_s \rangle - \frac{\Delta I_s}{2} \right) DT + \frac{\Delta I_s}{2} DT \right]$$

$$\implies \langle I_e \rangle = D \langle I_s \rangle$$

(1.26)

Cette relation doit être placée en regard de la relation définissant la tension moyenne en sortie du convertisseur en fonction de la tension en entrée et du rapport cyclique (1.11). On dispose ainsi d'un jeu de deux équations :

Tension	Courant
$\langle U_s \rangle = D U_e$	$\langle I_e \rangle = D \langle I_s \rangle$

(1.27)

Ces deux définitions font inmanquablement penser à la définition d'un transformateur, ainsi que cela est représenté Fig. 1.18.

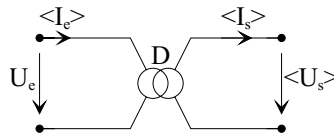


FIG. 1.18 – Transformateur « continu »

Tout transformateur est principalement défini par son rapport de transformation. Dans le cas du hacheur abaisseur, ce rapport de transformation est le rapport cyclique de mise en conduction du transistor.

Ceci conduit quelquefois à qualifier ce convertisseur continu-continu de *transformateur pour le continu*. Le principal avantage de ce type de transformateur est de proposer un rapport de transformation qui n'est pas fixé une fois pour toutes, mais que l'on peut faire varier de 0 à 1.

L'analyse des relations (1.27) permet en outre faire un rapide bilan des puissances en entrée et en sortie du convertisseur.

Soit P_e la puissance moyenne en entrée du convertisseur. On peut écrire :

$$P_e = U_e \langle I_e \rangle$$
(1.28)

Compte tenu des relations (1.27), il vient :

$$P_e = \frac{\langle U_s \rangle}{D} D \langle I_s \rangle$$
(1.29)

$$\implies P_e = \langle U_s \rangle \langle I_s \rangle = P_s$$

Où P_s est la puissance moyenne en sortie du convertisseur. On démontre ainsi que dans la mesure où l'on néglige les pertes dans les éléments semi-conducteurs du convertisseur, ce dernier est caractérisé par un rendement unitaire.

Régimes de conduction Les relations que nous avons établies sont valables pour tout hacheur abaisseur, pour lequel le courant dans la source de courant ne s'annule jamais. Ceci n'est cependant pas toujours le cas, et l'on distingue trois modes de fonctionnement :

- fonctionnement en *conduction continue*: comme énoncé ci-dessus, le courant I_s dans la source de courant ne s'annule jamais,
- fonctionnement en *conduction discontinue*: au contraire, le courant I_s s'annule avant la fin de la phase de roue libre, et ne redeviendra différent de zéro que lorsque le transistor sera amorcé à nouveau,
- fonctionnement en *conduction critique*: fonctionnement qui définit la limite entre les deux premiers modes de fonctionnement nommés.

Les relations que nous avons établies sont donc valables pour les modes de fonctionnement en conduction continue et en conduction critique, mais non pour le régime de conduction discontinue, ainsi qu'en attestent les tracés Fig. 1.19.

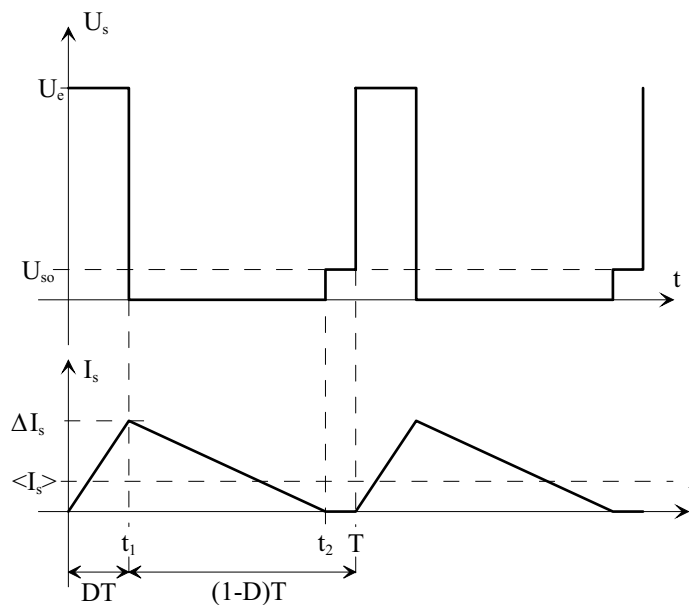


FIG. 1.19 – *Conduction discontinue*

Nous donnons sur ces tracés la tension U_s en sortie du convertisseur, ainsi que le courant I_s dans l'inductance L_s (courant dans la source de courant équivalente) :

- Courant I_s : lorsque le transistor T est amorcé, le schéma considéré Fig. 1.11 permet de déduire la tension appliquée aux bornes de L_s :

$$U_e - U_{so} = L_s \frac{dI_s}{dt} \quad (1.30)$$

Comme $U_e > U_{so}$, le courant I_s est donc croissant. Compte tenu des hypothèses de travail adoptées, cette croissance est linéaire.

Lorsque le transistor est bloqué, la tension aux bornes de L_s devient :

$$-U_{so} = L_s \frac{dI_s}{dt} \quad (1.31)$$

Comme $U_{so} > 0$, cette phase correspond à la décroissance du courant dans L_s (phase de roue libre). Cependant, l'amplitude des ondulations de I_s autour de sa valeur moyenne est telle que le courant dans L_s s'annule avant que le transistor ne soit ré-enclenché. Comme cette phase est liée à la conduction de la diode D ($I_d = I_s$), le courant I_s ne peut s'inverser. Dès qu'il devient nul, la diode D se bloque, et le courant I_s reste nul.

– Tension U_s : lorsque le transistor T est passant (pendant DT), il est évident que :

$$U_s = U_e \quad (1.32)$$

Lorsque le transistor T est bloqué, la diode D assure la continuité du courant dans I_s en s'amorçant. La source de courant est ainsi court-circuitée :

$$U_s = 0 \quad (1.33)$$

Cette phase de fonctionnement est définie par sa durée $D'T$. Lorsque cette phase s'achève, et que la diode se bloque par annulation du courant I_s , la tension aux bornes de L_s devient également nulle, ce qui entraîne un troisième niveau de tension possible pour U_s puisque durant cette phase :

$$U_s = U_{so} \quad (1.34)$$

Ainsi, lors du fonctionnement en conduction discontinue, la tension U_s est constituée de créneaux de tension d'amplitude U_e , mais également de créneaux de tensions U_{so} . Dans ce cadre là, la relation (1.11) donnant $\langle U_s \rangle$ n'est plus valable, et doit être ré-évaluée ².

On se place donc dans le cadre d'un fonctionnement en conduction discontinue (Fig. 1.19), en évaluant dans un premier temps l'amplitude ΔI_s des ondulations du courant dans L_s :

$$\text{pendant } DT : U_e - U_{so} = L_s \frac{\Delta I_s}{DT} \quad (1.35)$$

$$\text{pendant } D'T : -U_{so} = L_s \frac{-\Delta I_s}{D'T}$$

Il vient donc :

$$\begin{aligned} \Delta I_s &= \frac{1}{L_s} (U_e - U_{so}) DT = \frac{1}{L_s} D'T U_{so} \\ \implies \frac{U_{so}}{U_e} &= \frac{D}{D + D'} \end{aligned} \quad (1.36)$$

De même, on calcule la valeur moyenne $\langle I_s \rangle$ du courant I_s :

2. Pour ce calcul, nous nous référons à [2].

$$\begin{aligned} \langle I_s \rangle &= \frac{1}{T} \left[\frac{1}{2} \Delta I_s D T + \frac{1}{2} \Delta I_s D' T \right] \\ \implies \langle I_s \rangle &= \frac{1}{2} \Delta I_s (D + D') \end{aligned} \quad (1.37)$$

En reportant dans cette équation l'expression de ΔI_s , et de D' déduite de (1.36), on obtient :

$$\begin{aligned} \langle I_s \rangle &= \frac{1}{2} \frac{1}{L_s} (U_e - U_{so}) D T \left(D + \frac{U_e - U_{so}}{U_{so}} D \right) \\ \langle I_s \rangle &= \frac{1}{2} \frac{D^2}{L_s f} U_e \left(\frac{U_e}{U_{so}} - 1 \right) \end{aligned} \quad (1.38)$$

$$\implies U_{so} = U_e \frac{1}{1 + \frac{2L_s f \langle I_s \rangle}{D^2 U_e}}$$

Par cette dernière relation on exprime l'expression de la tension moyenne en sortie du hacheur ($U_{so} = \langle U_s \rangle$), en fonction :

- du rapport cyclique D ,
- de la valeur de l'inductance L_s ,
- de la fréquence de commutation f ($f = \frac{1}{T}$),
- de la valeur moyenne du courant I_s ,
- de la tension de la source continue U_e .

Il est de plus important de définir la relation définissant le mode de fonctionnement en conduction critique. cette relation peut être obtenue à partir de la relation :

$$\langle I_{slim} \rangle = \frac{\Delta I_s}{2} \quad (1.39)$$

Où $\langle I_{slim} \rangle$ représente la valeur moyenne du courant I_s lorsque le mode de conduction critique est atteint. On notera que pour ce mode de fonctionnement :

$$\langle U_s \rangle = U_{so} = D U_e \quad (1.40)$$

Le développement de l'expression de $\langle I_{slim} \rangle$ donne :

$$\begin{aligned} \langle I_{slim} \rangle &= \frac{1}{2L_s f} (U_e - U_{so}) D \\ \langle I_{slim} \rangle &= \frac{1}{2L_s f} (1 - D) D U_e \end{aligned} \quad (1.41)$$

Caractéristiques de sortie Nous possédons à présent tous les éléments qui permettent de définir les caractéristiques de sortie d'un hacheur abaisseur, grâce aux relations :

- (1.11) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction continue,
- (1.38) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction discontinue,
- (1.41) : condition de conduction critique.

Pour définir ces caractéristiques statiques, nous introduisons des variables normalisées que nous utiliserons systématiquement tout au long de l'étude des convertisseur DC/DC [2].

Définition 1.3.1 Soient la tension y et le courant x , respectivement tension normalisée et courant normalisé: On définit :

$$y = \frac{\langle U_s \rangle}{U_e} = \frac{U_{so}}{U_e} \tag{1.42}$$

$$x = \frac{L_s f \langle I_s \rangle}{U_e}$$

Si l'on re-formule les équations (1.11), (1.38) et (1.41) suivant cette définition, on obtient :

Conduction continue	$U_{so} = D U_e$	$\implies y = D$
Conduction discontinue	$U_{so} = U_e \frac{1}{1 + \frac{2L_s f \langle I_s \rangle}{D^2 U_e}}$	$\implies y = \frac{1}{1 + \frac{2x}{D^2}}$
Conduction critique	$\langle I_{s_{lim}} \rangle = \frac{1}{2L_s f} (1 - D) D U_e$	$\implies x_{lim} = \frac{1}{2} y (1 - y)$

(1.43)

Les tracés de ces relations en variables normalisées est donné Fig. 1.20, dans le plan (x,y) , et pour plusieurs valeurs du rapport cyclique D .

On peut sur un tel graphique juger de l'évolution de la tension de sortie du convertisseur buck, suivant que l'on est ou non en mode de conduction continue. Alors qu'en conduction continue la tension moyenne de sortie ne dépend que du rapport cyclique, la conduction critique impose une dépendance vis-à-vis du courant moyen $\langle I_s \rangle$. Ceci peut limiter les possibilités de contrôle du convertisseur à faible charge.

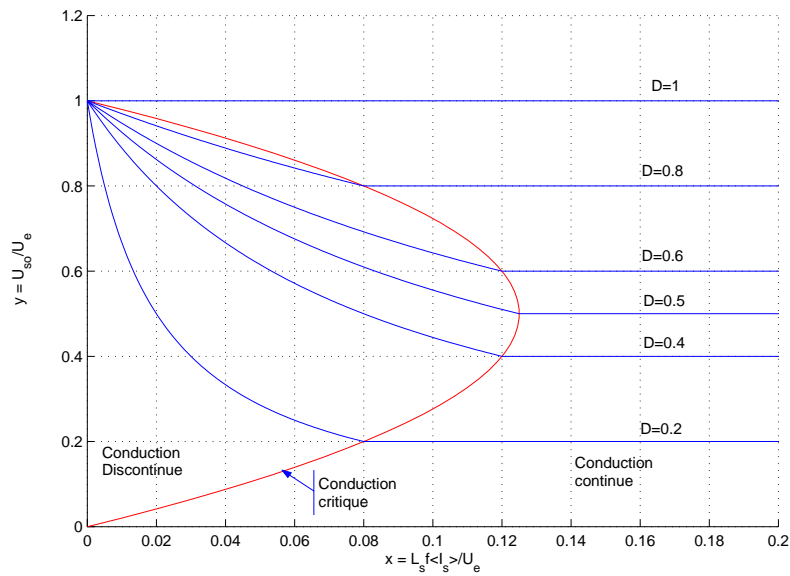


FIG. 1.20 – Caractéristiques de sortie

1.3.2 Convertisseur boost

1.3.2.1 Principe

Le principe d'un tel convertisseur est d'assurer la fluence d'énergie entre une source de courant continu, et une source de tension continue, ainsi que présenté Fig. 1.21

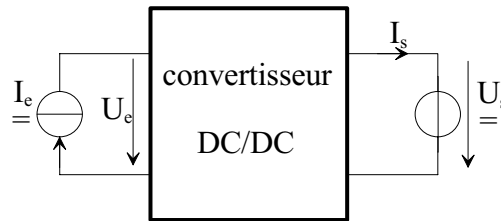


FIG. 1.21 – Convertisseur boost

Par un tel convertisseur, on cherche à fixer une tension moyenne $\langle U_s \rangle$ en sortie du convertisseur, qui réponde aux critères suivants :

- $\langle U_s \rangle > U_e$
- $\langle U_s \rangle$ réglable «à souhait» dans la fourchette donnée ci-dessus.

1.3.2.2 Structure

Cellule de commutation La structure du hacheur élévateur (boost) est constituée d'une seule cellule de commutation, ainsi que représenté Fig. 1.22.

Par les mécanismes de mise en conduction et de blocage des deux interrupteurs, deux états sont possibles, ainsi que cela est illustré Fig. 1.23.

- K_1 passant et K_2 bloqué. Les conditions de fonctionnement sont les suivantes :

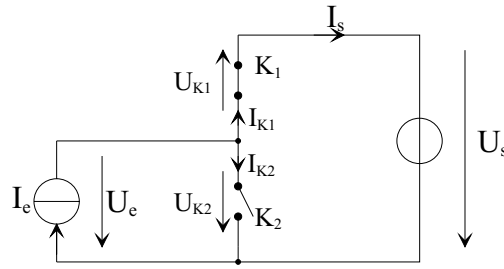


FIG. 1.22 – Structure du hacheur élévateur

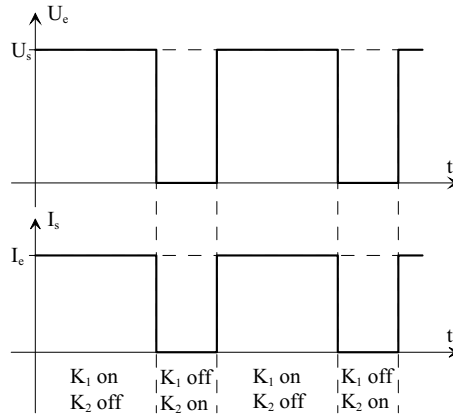


FIG. 1.23 – Grandeurs électriques caractéristiques du boost

$$\begin{cases} U_e = U_s \\ I_s = I_e \end{cases} \quad (1.44)$$

– K_1 bloqué et K_2 passant. Les conditions de fonctionnement sont les suivantes :

$$\begin{cases} U_e = 0 \\ I_s = 0 \end{cases} \quad (1.45)$$

Caractéristique statique des interrupteurs et commutation Nous considérons des sources de courant et de tension qui sont respectivement unidirectionnelles en tension et en courant.

En regard de la représentation Fig. 1.22, on peut écrire :

$$\begin{cases} -U_{K1} + U_{K2} = U_s \\ I_{K1} + I_{K2} = I_e \end{cases} \quad (1.46)$$

Suivant les états respectifs des deux interrupteurs, on peut donc écrire :

$$\begin{array}{ll} K_1 \text{ passant et } K_2 \text{ bloqué} & K_1 \text{ bloqué et } K_2 \text{ passant} \\ \begin{cases} U_{K2} = U_s \\ I_{K1} = I_e \end{cases} & \begin{cases} U_{K1} = -U_s \\ I_{K2} = I_e \end{cases} \end{array} \quad (1.47)$$

On démontre ainsi que deux segments suffisent pour les caractéristiques statiques des interrupteurs K_1 et K_2 , ainsi que nous le représentons Fig. 1.24 .

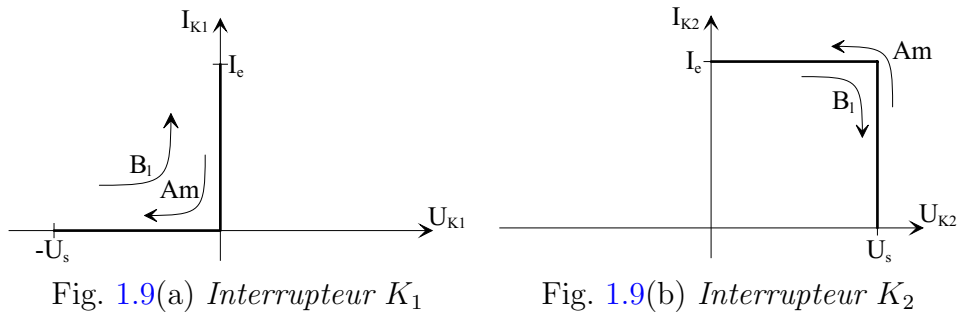


FIG. 1.24 – Caractéristiques statiques

Nous donnons également Fig. 1.24 les mécanismes de commutation des interrupteurs :

- amorçage de K_2 : le sens de parcours des trajectoires suivies dans les plans (U_{K_i}, I_{K_i}) est défini par les flèches notées Am .

Lorsque K_2 est bloqué, celui-ci supporte la tension U_s , alors que K_1 , à l'état passant, conduit le courant I_e .

L'amorçage de K_2 ne sera effectif que lorsque l'interrupteur K_1 supportera une tension $-U_s$. Il est impossible, dans le plan (U_{K_1}, I_{K_1}) , d'obtenir une trajectoire qui traverse le quadrant $U_{K_1} I_{K_1} < 0$. Le blocage de K_1 ne peut donc se faire qu'en longeant les axes de la caractéristique statique de K_1 . Ceci définit une commutation spontanée : annulation du courant dans K_1 , puis application d'une tension inverse (négative). Le processus de commutation est donc le suivant :

- commutation du courant de K_1 vers K_2 . Pendant cette phase, la tension reste nulle aux bornes de K_1 , et vaut toujours U_s aux bornes de K_2 .
- la tension aux bornes de K_2 s'effondre, alors qu'une tension inverse s'établit aux bornes de K_1 .

Au contraire de K_1 , la commutation de K_2 traverse le quadrant $U_{K_2} I_{K_2} > 0$, ce qui est caractéristique d'une commutation commandée.

Il s'agit donc d'un amorçage commandé de K_2 qui entraîne le blocage spontané de K_1 .

- blocage de K_2 : le sens de parcours des trajectoires suivies dans les plans (U_{K_i}, I_{K_i}) est défini par les flèches notées Bl .

Lorsque K_2 est amorcé, celui-ci conduit le courant I_e , alors que K_1 , à l'état bloqué, supporte une tension $-U_s$.

Le blocage de K_2 ne sera effectif que lorsque l'interrupteur K_1 assumera l'intégralité du courant I_e . Il est impossible, dans le plan (U_{K_1}, I_{K_1}) , d'obtenir une trajectoire qui traverse le quadrant $U_{K_1} I_{K_1} < 0$. L'amorçage de K_1 ne peut donc se faire qu'en longeant les axes de la caractéristique statique de K_1 . Ceci définit une commutation spontanée : annulation de la tension inverse aux bornes de K_1 , puis établissement du courant. Le processus de commutation est donc le suivant :

- la tension aux bornes de K_1 s'annule, alors qu'une tension aux bornes de K_2 s'établit,
- commutation du courant de K_2 vers K_1 . Pendant cette phase, la tension reste nulle aux bornes de K_1 , et vaut toujours U_s aux bornes de K_2 .

Lors de cette phase, la commutation de K_2 traverse le quadrant $U_{K_2}I_{K_2} > 0$, ce qui est caractéristique d'une commutation commandée.

Il s'agit donc d'un blocage commandé de K_2 qui entraîne l'amorçage spontané de K_1 .

Synthèse Outre la définition de la structure de base d'un hacheur élévateur «un quadrant», nous venons de mettre en évidence deux points importants.

Le premier est relatif à la nature des commutations au sein de la cellule constituée par K_1 et K_2 : l'amorçage et le blocage commandés de K_2 entraînent respectivement le blocage et l'amorçage spontanés de K_1 . *Nous venons ainsi de définir une structure apte à fonctionner en commutation naturelle.*

Le second est relatif aux natures de interrupteurs K_1 et K_2 :

- Interrupteurs K_1 : cet interrupteur doit supporter une tension inverse, et doit pouvoir conduire un courant positif. En outre, son amorçage *et* son blocage peuvent être spontanés.

Cet interrupteur sera donc de type diode.

- Interrupteur K_2 : cet interrupteur doit supporter une tension positive, et doit pouvoir conduire un courant positif. En outre, toutes les commutations de cet interrupteur doivent être commandées.

Cet interrupteur pourra donc être de type transistor (bipolaire, MOS, IGBT ou GTO).

Nous sommes ainsi en mesure de définir plus précisément la structure d'un hacheur abaisseur, que nous donnons Fig. 1.25.

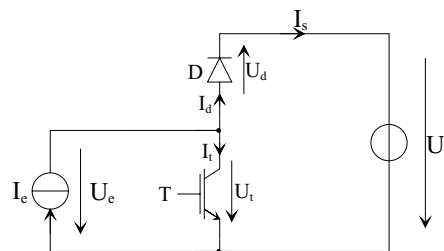


FIG. 1.25 – Hacheur élévateur

Sur cette représentation, l'interrupteur commandé à l'amorçage et au blocage est un IGBT (noté T). Ses commutations commandées entraîneront les commutations spontanées de la diode D .

1.3.2.3 Relations fondamentales

Afin de définir les relations fondamentales qui régissent le fonctionnement d'un hacheur abaisseur, nous nous référons au schéma Fig. 1.26.

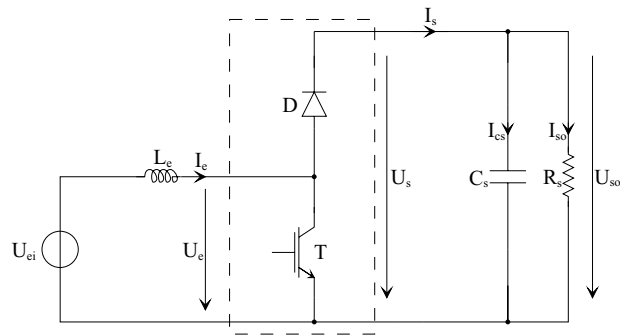


FIG. 1.26 – Hacheur élévateur et sa «charge»

Rien n'est fondamentalement changé par rapport au schéma proposé Fig. 1.21. Nous avons simplement précisé les natures des sources de courant et de tension, sachant que dans le présent contexte, nous nous attachons au transfert d'énergie de la source de courant vers la source de tension :

- source de courant : cette source fournit de la puissance. Nous avons donc choisi de la représenter par un générateur de tension U_{ei} (type batterie par exemple), en série duquel nous avons placé une inductance pour conférer à l'ensemble le caractère source de courant requis. La tension imposée au convertisseur par cette source est la tension U_e .
- source de tension : cette source est la charge. Elle comprend une résistance (charge continue type), en parallèle de laquelle on place un condensateur pour conférer à l'ensemble le caractère source de tension requis.

Ce type de source de courant est en effet la charge «type» d'un hacheur élévateur. Les formes d'ondes des courant et tensions dans le convertisseur, ainsi que dans sa charge sont données à titre d'illustration Fig. 1.27.

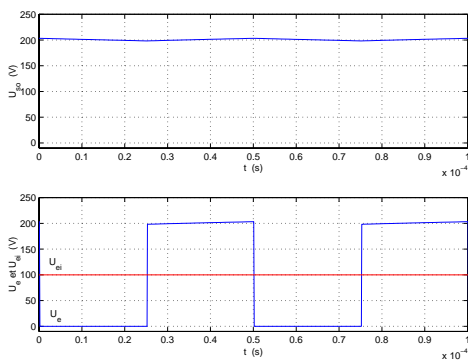


Fig. 1.12(a) Tensions

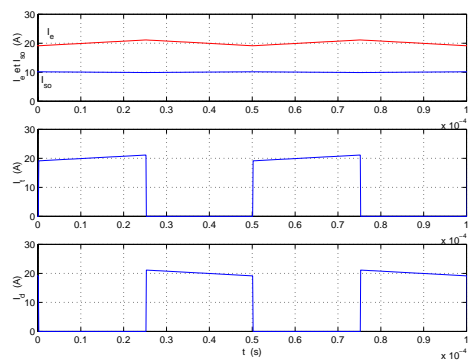


Fig. 1.12(b) Courants

FIG. 1.27 – Grandeurs caractéristiques

Suivant les états respectifs des interrupteurs T et D , la tension U_e vaut U_{so} (200V) ou bien 0V, et est par conséquent constituée de créneaux. On notera le rapport 2 entre la tension U_{ei} et la tension U_{so} , ce qui justifie le qualificatif «élévateur» de ce convertisseur.

Pour les courants, nous avons représenté Fig. 1.27 :

- le courant I_e dans l'inductance L_e : Ce courant est constitué d'une valeur moyenne, ainsi que d'une ondulation autour de cette valeur moyenne.
- le courant I_{so} dans la résistance de charge R_s , dont on peut considérer l'ondulation résiduelle comme parfaitement négligeable devant la valeur moyenne. Le condensateur C_s a en effet été dimensionné pour cela, suivant un critère que nous définirons ultérieurement.

On notera également le rapport 2 existant entre la valeur moyenne de I_e et I_{so} .

- le courant dans le transistor T : lorsque celui-ci est passant, alors $I_t = I_e$. Cette phase correspond à la phase de croissance du courant dans l'inductance L_e .
- le courant dans la diode D : lorsque celle-ci est passante, alors $I_e = I_d = I_s$. Cette phase correspond à la phase de décroissance de courant dans l'inductance L_e .

Dans le cadre du fonctionnement d'un hacheur élévateur tel que nous l'avons illustré, nous pratiquerons les hypothèses de travail suivantes afin de déterminer les relations fondamentales qui en régissent le fonctionnement :

- on considère la période de commutation T des interrupteurs largement inférieure à la période T_o de résonance du circuit constitué par L_e et C_s lorsque le transistor T est passant.

$$T \ll T_o \quad (1.48)$$

- on considère que l'ondulation \tilde{i}_{so} du courant dans la résistance R_s est négligeable devant $\langle I_{so} \rangle$.
- en régime permanent, la composante moyenne $\langle I_{cs} \rangle$ du courant dans le condensateur C_s est nulle. Par conséquent, et compte tenu des hypothèses précédentes : $\langle I_s \rangle = I_{so}$ et $I_{cs} = \tilde{i}_s$.
- on considère que les ondulations de la tension U_{so} sont négligeables devant sa valeur moyenne. Ainsi, pour la tension de sortie, nous considérerons que $U_s = U_{so} = \langle U_s \rangle$.

On doit souligner que ces hypothèses de travail ne sont quasiment pas restrictives, car le dimensionnement des éléments de ce convertisseur permet d'agir dans le sens du respect de ces hypothèses, qui sont souvent des critères de dimensionnement.

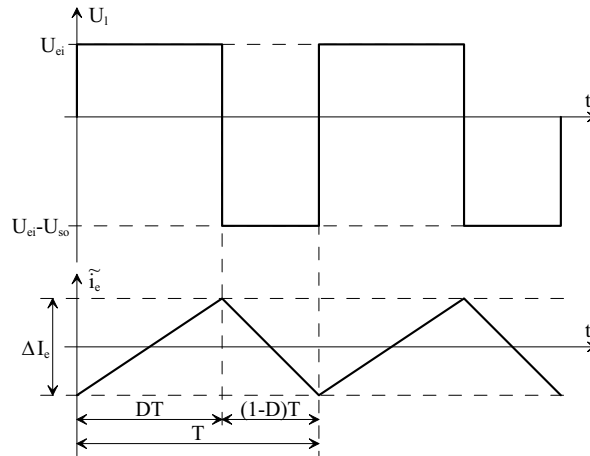
Valeur moyenne de U_s Afin de déterminer l'expression de la valeur moyenne de la tension en sortie du hacheur élévateur, nous nous référons au schéma Fig. 1.28.

Nous avons représenté la tension U_l aux bornes de l'inductance, ainsi que les variations du courant I_e qui la traverse. On définit D le rapport cyclique, comme le rapport entre la durée d'amorçage du transistor et la période de commutation du convertisseur T .

La tension U_l dépend de la phase de fonctionnement du convertisseur considérée :

- pendant DT : $U_l = U_{ei}$,
- pendant $(1 - D)T$: $U_l = U_{ei} - U_{so}$

On peut ainsi calculer l'expression $\langle U_l \rangle$ de la valeur moyenne de U_l :


 FIG. 1.28 – Tension U_l aux bornes de l'inductance L_e

$$\begin{aligned} \langle U_l \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^T U_l(t) dt \\ \langle U_l \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^{DT} U_{ei} dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T (U_{ei} - U_{so}) dt \\ \langle U_l \rangle &= U_{ei} D + (U_{ei} - U_{so}) (1 - D) \end{aligned} \quad (1.49)$$

En régime permanent, la tension moyenne aux bornes de l'inductance L_e est nulle. Par conséquent :

$$\langle U_l \rangle = 0 \quad \Rightarrow \quad \boxed{U_{so} = U_{ei} \frac{1}{1 - D}} \quad (1.50)$$

Une telle relation illustre la nature «élevateur» du convertisseur considéré. Le rapport cyclique pouvant varier de 0 à 1, la tension U_{so} en sortie peut varier de U_{ei} ... à l'infini. Il est bien entendu que ce dernier cas peut s'avérer «problématique» pour le dimensionnement du convertisseur : il faudrait trouver la diode et le transistor capables de tenir une tension infinie !

Malgré cette restriction (qui peut rendre un tel convertisseur difficile à commander), le hacheur élévateur permet donc, grâce à la valeur du rapport cyclique D d'obtenir en sortie une tension nettement plus élevée que celle appliquée en son entrée.

Courant en sortie I_{so} Les courants en sortie du convertisseur I_s et I_{so} sont représentés Fig. 1.29.

On distingue deux phases bien distinctes :

- Transistor T amorcé : pendant une durée DT , la diode D est bloquée. Le courant I_s est donc nul.

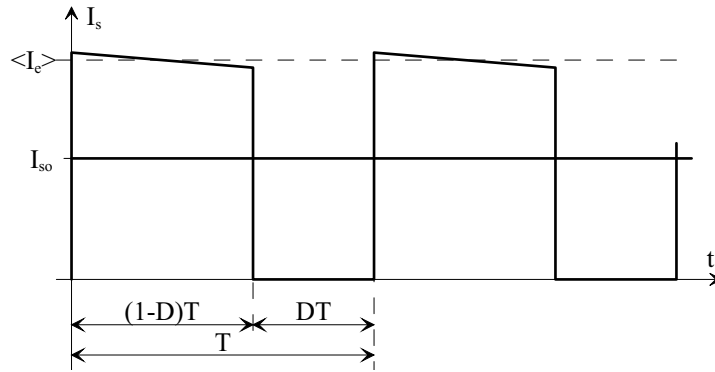


FIG. 1.29 – Courant en sortie du convertisseur

- Transistor T bloqué : pendant une durée $(1 - D)T$, la diode D est enclenchée afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance L_e . Par voie de conséquence : $I_e = I_s$.

En négligeant l'ondulation du courant I_e devant les valeurs moyennes considérées, on peut écrire :

$$I_{so} = \langle I_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T I_s(t) dt$$

$$I_{so} = \frac{1}{T} \int_0^{(1-D)T} I_e dt$$

$$\implies \boxed{I_{so} = (1 - D) I_e} \quad (1.51)$$

$$\text{ou encore } \frac{I_{so}}{I_e} = (1 - D)$$

On notera que cette relation est duale à celle définissant la tension moyenne en sortie du convertisseur (1.50).

Si le convertisseur boost est élévateur de tension, il est également abaisseur de courant. A l'instar du convertisseur buck, la comparaison avec un transformateur est également totalement justifiée : le rapport de transformation serait dans le cas présent $k = (1 - D)$.

On démontre de même que, compte tenu des hypothèses de travail pratiquées (rendement de la cellule de commutation unitaire), la puissance en sortie $U_{so}I_{so}$ est identique à la puissance injectée en entrée $U_{ei} \langle I_e \rangle$.

Ondulation de la tension U_{so} Les hypothèses adoptées conduisent à négliger l'ondulation de la tension U_{so} , considérée minime devant les grandeurs continues. Nous devons cependant définir une relation qui permette de lier cette ondulation aux paramètres du convertisseur, afin d'être en mesure de dimensionner le condensateur pour justifier notre hypothèse de travail.

Pour définir l'ondulation \tilde{u}_{so} de la tension en sortie U_{so} , nous nous référons au schéma Fig. 1.30.

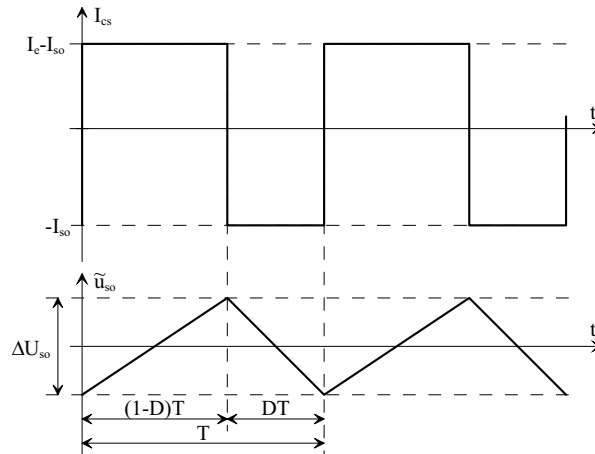


FIG. 1.30 – Ondulation de la tension de sortie

Compte tenu des hypothèses de travail adoptées, on peut décomposer le courant I_s en une composante moyenne $\langle I_s \rangle$ et une composante continue \tilde{i}_s , telles que :

$$I_s = \langle I_s \rangle + \tilde{i}_s \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \langle I_s \rangle = I_{so} \\ \tilde{i}_s = I_{cs} \end{cases} \quad (1.52)$$

Ces propriétés sont représentées Fig. 1.30. Le courant I_{cs} dans le condensateur est donc constitué de créneaux qui valent respectivement $I_e - I_{so}$ (pendant $(1-D)T$) et $-I_{so}$ (pendant DT). Les variations \tilde{u}_{so} de la tension de sortie sont définies par la relation :

$$I_{cs} = C_s \frac{d\tilde{u}_s}{dt} \quad (1.53)$$

La tension dans C_s varie linéairement, ce qui permet d'écrire, sur la durée $(1-D)T$:

$$\begin{aligned} \tilde{u}_s &= \frac{1}{C_s} \int_0^{(1-D)T} (I_e - I_{so}) dt \\ \Rightarrow \Delta U_{so} &= \frac{1}{C_s} [I_e - I_{so}]_0^{(1-D)T} \\ \Delta U_{so} &= \frac{1}{C_s} I_{so} DT \\ \Delta U_{so} &= \frac{1}{R_s C_s f} U_{so} D \end{aligned} \quad (1.54)$$

$$\Rightarrow \boxed{\Delta U_{so} = \frac{U_e}{R_s C_s f} \frac{D}{1-D}}$$

Où ΔU_{so} représente l'amplitude des ondulations en sortie du convertisseur. Ces ondulations sont bien évidemment fonction des paramètres du système, mais également du

rapport cyclique D . Nous proposons Fig. 1.31 les variations du rapport $\frac{D}{1-D}$ en fonction de D .

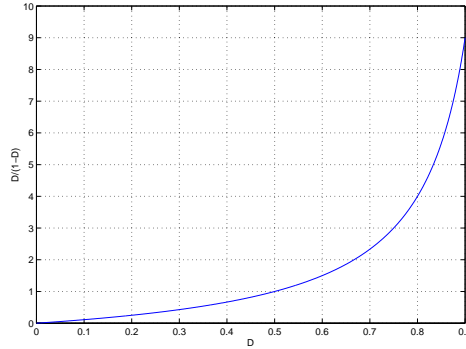


FIG. 1.31 – Ondulation de tension fonction de D

Lorsque les paramètres R_s , C_s , f et U_e sont fixés, l'amplitude des ondulations de U_{so} est d'autant plus grande que le rapport cyclique est élevé.

Pour fixer la valeur de ΔU_{so} au moyen de C_s on devra donc travailler sur un «pire cas», en considérant la valeur maximale que peut prendre D . Cela conduit cependant à «sur-dimensionner» la capacité de C_s si le fonctionnement du convertisseur se fait à une valeur de D nettement en dessous de la valeur considérée lors du dimensionnement.

On notera cependant l'intérêt de choisir pour la fréquence de commutation f du convertisseur une valeur la plus élevée possible. Cela permet en effet de réduire d'autant la capacité du condensateur C_s .

Ondulation du courant I_e Nous donnons Fig. 1.32 les représentations de la tension U_l aux bornes de l'inductance L_e , ainsi que des variations \tilde{i}_e du courant I_e autour de sa valeur moyenne.

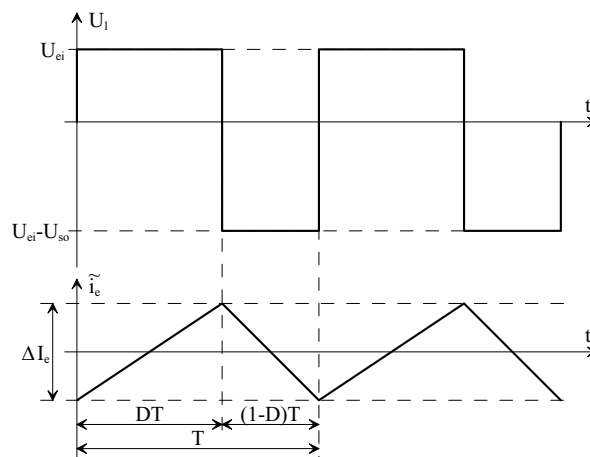


FIG. 1.32 – Ondulation de courant dans l'inductance L_e

Compte tenu des hypothèses de travail adoptées, les variations \tilde{i}_e sont linéaires :

- pendant DT : le transistor T est amorcé. La tension aux bornes de L_e vaut U_e . Cette phase correspond à la croissance du courant dans l'inductance.

- pendant $(1 - D)T$: la diode D est amorcée. La tension aux bornes de L_e vaut $U_{ei} - U_{so}$. Nous avons démontré précédemment que $U_{so} > U_{ei}$. Par conséquent, la tension U_l est négative, ce qui correspond à la décroissance du courant dans l'inductance.

Pendant la phase où U_l est positive, on peut écrire :

$$U_l = U_{ei} = L_e \frac{\Delta I_e}{DT} \quad (1.55)$$

Où ΔI_e est l'amplitude des ondulations du courant I_e . Il vient donc :

$$\Delta I_e = \frac{U_e}{L_e f} D \quad (1.56)$$

Les ondulations du courant I_e sont ainsi directement proportionnelles au rapport cyclique D . Pour dimensionner L_e , on aura donc soin de considérer la valeur maximale que peut prendre D , afin que ΔI_e ne dépasse jamais la valeur prescrite. On prendra en compte l'influence de la fréquence de commutation f , que l'on choisira la plus élevée possible : cela permet de réduire avec bénéfice la valeur de L_e permettant de fixer ΔI_e .

Régimes de conduction A l'instar du convertisseur buck, le convertisseur boost est caractérisé par trois régimes de fonctionnement distincts :

- conduction continue : le courant I_e ne s'annule jamais. Toutes les relations que nous venons d'établir se réfèrent à ce régime de fonctionnement,
- conduction critique : le courant s'annule ponctuellement lorsque, compte tenu de ses ondulations, sa valeur moyenne est telle que sa valeur minimale vaut zéro.
- conduction discontinue : le courant I_e prend une valeur nulle, pendant une durée supérieure à zéro.

Nous définirons dans un premier temps le régime de conduction discontinu. Ce fonctionnement est obtenu sous la condition suivante :

$$\langle I_e \rangle = \frac{1}{2} \Delta I_e \quad (1.57)$$

D'après la relation (1.51), il vient :

$$I_{soim} = \frac{1}{2} \Delta I_e (1 - D) \quad (1.58)$$

Où I_{soim} est la valeur limite de I_{so} pour laquelle on observe la conduction discontinue. Le report de (1.56) dans cette dernière équation donne la condition de fonctionnement en conduction critique :

$$I_{soim} = \frac{U_{ei}}{2L_e f} (1 - D) D \quad (1.59)$$

Pour ce qui est de la conduction discontinue, nous nous référons au schéma Fig. 1.33. On distingue trois phases de fonctionnement :

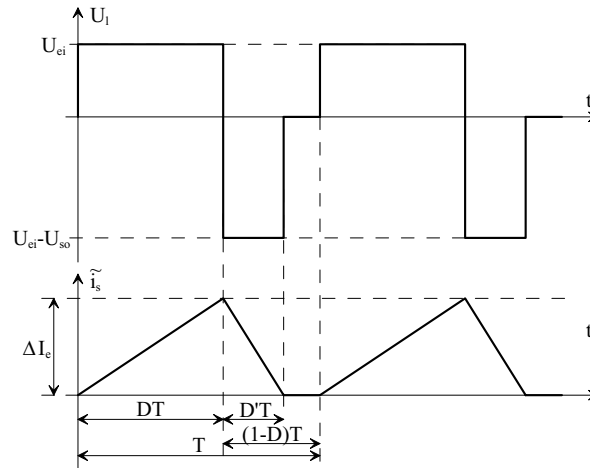


FIG. 1.33 – Conduction discontinue

- pendant DT : le transistor est amorcé. La tension appliquée aux bornes de l'inductance L_e vaut U_{ei} . Cette phase correspond à la croissance du courant dans L_e .
- pendant $D'T$: le transistor est bloqué, et la diode est amorcée. La tension appliquée aux bornes de l'inductance L_e vaut $U_{ei} - U_{so}$. Comme $U_{so} > U_{ei}$, cette tension est négative. Cette phase correspond donc à la décroissance du courant dans L_e .
- pendant $(1 - D)T - D'T$: le courant s'est annulé dans l'inductance. Il s'est donc également annulé dans la diode D . Ceci est une condition de blocage pour la diode. Dans ce cadre, le courant est nul dans l'inductance L_e , et le reste. Tous les interrupteurs étant bloqués, la tension U_l aux bornes de L_e est également nulle.

La relation (1.50) liant U_{so} et U_{ei} n'est donc plus applicable, et doit être ré-évaluée. La première étape consiste à lier les rapports cycliques D et D' :

- Pendant DT :

$$U_l = U_{ei} = L_e \frac{\Delta I_e}{dt} \quad (1.60)$$

$$\implies \Delta I_e = \frac{1}{L_e} U_{ei} DT$$

- Pendant $D'T$:

$$U_l = U_{ei} - U_{so} = L_e \frac{-\Delta I_e}{dt} \quad (1.61)$$

$$\implies \Delta I_e = \frac{1}{L_e} (U_{so} - U_{ei}) D'T$$

D'où il vient :

$$U_{ei} D = (U_{so} - U_{ei}) D'$$

$$\implies \boxed{D' = \frac{U_{ei}}{U_{so} - U_{ei}} D} \quad (1.62)$$

La seconde étape consiste en l'évaluation du courant en sortie du convertisseur. Comme vu précédemment, nous savons que : $I_{so} = \langle I_s \rangle$. En outre, $I_s = I_e$ lorsque la diode D est passante (c'est-à-dire pendant $D'T$). D'après Fig. 1.33, il vient donc aisément :

$$I_{so} = \frac{1}{2} \Delta I_e D' \quad (1.63)$$

On reporte les relations (1.60) et (1.62) dans cette expression :

$$\begin{aligned} I_{so} &= \frac{1}{2L_e} U_e D T \frac{U_{ei}}{U_{so} - U_{ei}} D \\ \implies I_{so} &= \frac{1}{2L_e f} \frac{U_{ei}^2}{U_{so} - U_{ei}} D^2 \end{aligned} \quad (1.64)$$

A partir de cette relation, on isole le rapport $\frac{U_{so}}{U_{ei}}$ pour obtenir :

$$\boxed{\frac{U_{so}}{U_{ei}} = 1 + \frac{U_e}{2L_e f I_{so}} D^2} \quad (1.65)$$

Caractéristiques de sortie Nous possédons à présent tous les éléments qui permettent de définir les caractéristiques de sortie d'un hacheur élévateur, grâce aux relations :

- (1.50) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction continue,
- (1.65) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction discontinue,
- (1.59) : condition de conduction critique.

Comme pour le convertisseur buck, nous introduisons les variables normalisées suivantes :

$$\begin{aligned} y &= \frac{\langle U_s \rangle}{U_{ei}} = \frac{U_{so}}{U_{ei}} \\ x &= \frac{L_s f I_{so}}{U_{ei}} \end{aligned} \quad (1.66)$$

Si l'on re-formule les équations (1.50), (1.65) et (1.59) suivant cette définition, on obtient :

Conduction continue	$\frac{U_{so}}{U_{ei}} = \frac{1}{1-D}$	$\Rightarrow y = \frac{1}{1-D}$	(1.67)
Conduction discontinue	$\frac{U_{so}}{U_{ei}} = 1 + \frac{U_e}{2L_e f I_{so}} D^2$	$\Rightarrow y = 1 + \frac{D^2}{2x}$	
Conduction critique	$I_{so_{lim}} = \frac{U_{ei}}{2L_e f} (1-D) D$	$\Rightarrow x_{lim} = \frac{1}{2} \frac{y-1}{y^2}$	

Le tracés de ces relations en variables normalisées est donné Fig. 1.34, dans le plan (x,y) , et pour plusieurs valeurs du rapport cyclique D .

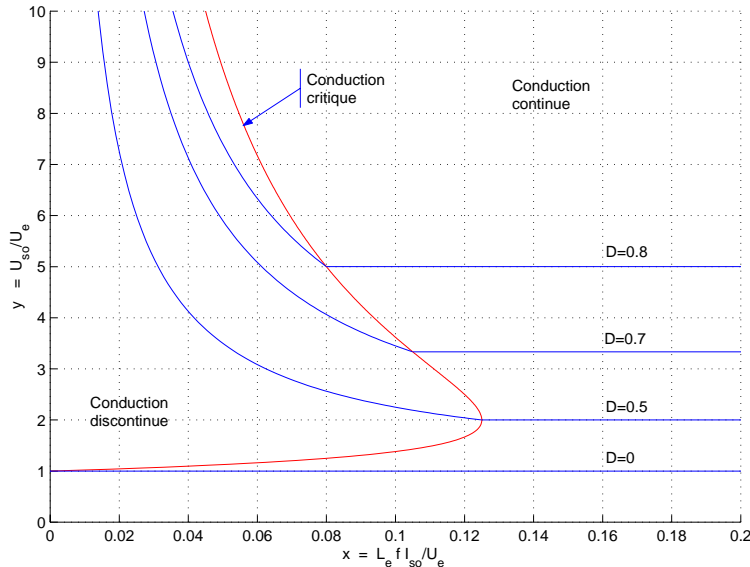


FIG. 1.34 – Caractéristiques de sortie

On peut sur un tel graphique juger de l'évolution de la tension de sortie du convertisseur boost, suivant que l'on est ou non en mode de conduction continue. Il apparaît ainsi la nature «difficile» d'un tel convertisseur :

- en conduction continue la tension moyenne de sortie ne dépend que du rapport cyclique. Cependant, pour les valeurs élevées de D , la tension en sortie U_{so} peut prendre des valeurs théoriquement infinies, ce qui peut poser un problème de viabilité d'un tel montage,
- les conductions critiques et discontinues imposent de plus une dépendance vis-à-vis du courant moyen I_{so} . Ceci peut limiter les possibilités de contrôle du convertisseur à faible charge.
- la conduction discontinue pose de plus un problème de divergence : la tension U_{so} peut croître grandement, indépendamment de la valeur faible de D .

Ces éléments font du convertisseur boost un montage qui demande un contrôle précis.

1.3.3 Convertisseur buck–boost

1.3.3.1 Principe

Dernier convertisseur de la famille des convertisseurs DC/DC «un quadrant», le convertisseur buck–boost est également appelé abaisseur–élevateur par son aptitude à fournir une tension plus faible, ou plus élevée que celle appliquée en son entrée. Ceci dépend de la valeur du rapport cyclique.

La représentation «un peu particulière» de ce convertisseur est donnée Fig. 1.35.

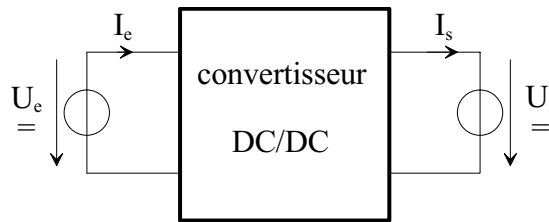


FIG. 1.35 – *Convertisseur buck–boost*

Nous attirons d'emblée l'attention sur une infraction manifeste à une règle établie en première partie de ce cours : un convertisseur direct ne peut mettre en relation deux sources de même nature. La représentation donnée Fig. 1.35 appelle donc à juste titre quelques précisions :

- une telle représentation est justifiée dans le sens où le convertisseur DC/DC comporte «en interne» une source de courant telle que, quelle que soit la configuration résultante d'une commutation, les sources de tension d'entrée et de sortie ne sont pas reliées directement. Ceci sera développé ultérieurement.
- dans la mesure où l'on définit le buck–boost comme un convertisseur élevateur–abaisseur, le meilleur moyen d'illustrer cela revient à la représentation Fig. 1.35.

Nous insistons cependant sur le fait de l'existence, en interne au convertisseur, d'une source de courant permettant de ne pas connecter *directement* les deux sources de tension U_e et U_s .

Par un tel convertisseur, on cherche à fixer une tension moyenne $\langle U_s \rangle$ de sortie qui réponde aux critères suivants :

- $\langle U_s \rangle < U_e$ ou bien $\langle U_s \rangle > U_e$,
- $\langle U_s \rangle$ réglable à souhait dans l'une des deux fourchettes définies ci-dessus, sachant que l'on doit pouvoir passer sans discontinuité d'une fourchette à l'autre.

1.3.3.2 Structure

Cellule de commutation La représentation de la structure d'un convertisseur buck–boost qui fait apparaître le plus clairement la cellule de commutation ainsi que nous l'avons représentée jusqu'à présent est donnée Fig. 1.36(a).

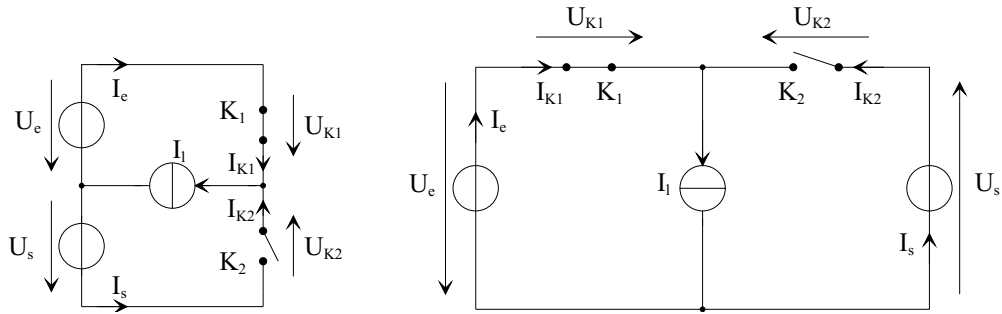


Fig. 1.36(a) Représentation 1

Fig. 1.36(b) Représentation 2

FIG. 1.36 – Structures de base d'un convertisseur buck-boost

Les deux interrupteurs K_1 et K_2 forment effectivement une cellule de commutation, dans la mesure où leur fonctionnement doit obligatoirement être complémentaire. Il n'est cependant pas habituel de représenter la structure d'un buck-boost de telle manière. La représentation communément utilisée est celle donnée Fig. 1.36(b).

Cette dernière représentation fait clairement apparaître une topologie telle que celle définie en préambule (Fig. 1.35). A ce sujet, nous insistons sur la source de courant I_l que nous avons placée au sein du convertisseur. Comme énoncé précédemment, nous définissons un convertisseur direct. En ce sens, les sources U_e et U_s ne doivent à aucun moment être mises directement en relation. Ceci est réalisé grâce à la source I_l : quels que soient les états de K_1 et K_2 , U_s et U_e ne seront jamais mises directement en parallèle.

Caractéristiques statiques des interrupteurs et commutation Afin d'établir les règles liées aux commutations au sein de la structure Fig. 1.36(b), nous considérerons que :

- les sources de tensions U_e et U_s sont unidirectionnelles en courant,
- la source de courant I_l est bidirectionnelle en tension, mais non réversible en courant. Le courant I_l ne peut donc être que positif.

Deux configurations sont possibles, suivant les états respectifs de K_1 et K_2 :

- K_1 passant, K_2 bloqué. Les interrupteurs K_1 et K_2 sont donc caractérisés par les relations :

$$\begin{cases} U_{K1} = 0 \\ I_{K1} = I_l \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} U_{K2} = -U_e - U_s \\ I_{K2} = 0 \end{cases} \quad (1.68)$$

- K_1 bloqué, K_2 passant. Les interrupteurs K_1 et K_2 sont donc caractérisés par les relations :

$$\begin{cases} U_{K1} = U_e + U_s \\ I_{K1} = 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} U_{K2} = 0 \\ I_{K2} = I_l \end{cases} \quad (1.69)$$

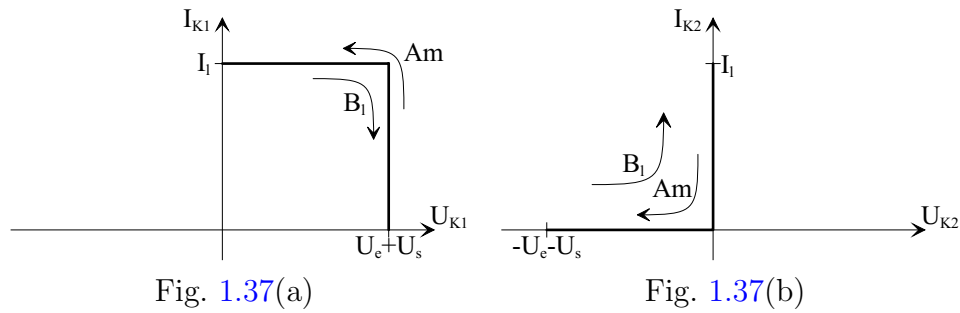


Fig. 1.37(a)

Fig. 1.37(b)

FIG. 1.37 – Caractéristiques statiques

On démontre ainsi que deux segments suffisent pour les caractéristiques statiques de K_1 et K_2 qui pourront être, respectivement, un transistor et une diode. Ceci est représenté Fig. 1.37.

Nous avons également représenté Fig. 1.37 les mécanismes de commutation des interrupteurs :

- Amorçage de K_1 : le sens de parcours des trajectoires suivies dans le plan (U_{K_i}, I_{K_i}) est défini par les flèches notées *Am*.

Lorsque K_1 est bloqué, celui-ci supporte une tension $U_{K_1} = U_e + U_s$ alors que K_2 , à l'état passant, conduit le courant I_l .

L'amorçage de K_1 ne sera effectif que lorsque l'interrupteur K_2 supportera une tension $-U_e - U_s$. Il est impossible, dans le plan (U_{K_2}, I_{K_2}) , d'obtenir une trajectoire qui traverse le quadrant $U_{K_2} I_{K_2} < 0$. Le blocage de K_2 ne peut donc se faire qu'en longeant les axes de la caractéristique statique de K_2 . Ceci définit une commutation spontanée : annulation du courant dans K_2 , puis application d'une tension inverse (négative). Le processus de commutation est donc le suivant :

- commutation du courant de K_2 vers K_1 . Pendant cette phase, la tension reste nulle aux bornes de K_2 , et vaut toujours $U_e + U_s$ aux bornes de K_1 .
- la tension aux bornes de K_1 s'effondre, alors qu'une tension inverse aux bornes de K_2 s'établit.

Au contraire de K_2 , la commutation de K_1 traverse le quadrant $U_{K_1} I_{K_1} > 0$, ce qui est caractéristique d'une commutation commandée.

Il s'agit donc d'un amorçage commandé de K_1 qui entraîne le blocage spontané de K_2 .

- blocage de K_1 : le sens de parcours des trajectoires suivies dans les plans (U_{K_i}, I_{K_i}) est défini par les flèches notées *Bl*.

Lorsque K_1 est amorcé, celui-ci conduit le courant I_l , alors que K_2 , à l'état bloqué, supporte une tension $-U_e - U_s$.

Le blocage de K_1 ne sera effectif que lorsque l'interrupteur K_2 assumera l'intégralité du courant I_l . Il est impossible, dans le plan (U_{K_2}, I_{K_2}) , d'obtenir une trajectoire qui traverse le quadrant $U_{K_2} I_{K_2} < 0$. L'amorçage de K_2 ne peut donc se faire qu'en longeant les axes de la caractéristique statique de K_2 . Ceci définit une commutation spontanée : annulation de la tension inverse aux bornes de K_2 , puis établissement du courant. Le processus de commutation est donc le suivant :

- la tension aux bornes de K_2 s'annule, alors qu'une tension aux bornes de K_1

s'établit,

- commutation du courant de K_1 vers K_2 . Pendant cette phase, la tension reste nulle aux bornes de K_2 , et vaut toujours $U_e + U_s$ aux bornes de K_1 .

Lors de cette phase, la commutation de K_1 traverse le quadrant $U_{K_1}I_{K_1} > 0$, ce qui est caractéristique d'une commutation commandée.

Il s'agit donc d'un blocage commandé de K_1 qui entraîne l'amorçage spontané de K_2 .

Synthèse Outre la définition de la structure de base d'un hacheur buck-boost «un quadrant», nous venons de mettre en évidence trois points importants.

Le premier est relatif à la nature des commutations au sein de la cellule constituée par K_1 et K_2 : l'amorçage et le blocage commandés de K_1 entraînent respectivement le blocage et l'amorçage spontanés de K_2 . *Nous venons ainsi de définir une structure apte à fonctionner en commutation naturelle.*

Le second est relatif aux natures des interrupteurs K_1 et K_2 :

- Interrupteur K_1 : cet interrupteur doit supporter une tension positive, et doit pouvoir conduire un courant positif. En outre, toutes les commutations de cet interrupteur doivent être commandées.

Cet interrupteur pourra donc être de type transistor (bipolaire, MOS, IGBT ou GTO).

- Interrupteurs K_2 : cet interrupteur doit supporter une tension inverse, et doit pouvoir conduire un courant positif. En outre, son amorçage *et* son blocage peuvent être spontanés.

Cet interrupteur sera donc de type diode.

Le troisième est relatif au dimensionnement des interrupteurs :

- courants I_{K_i} : ce courant est fixé par la source de courant I_l ,
- tensions U_{K_i} . au contraire des convertisseurs précédemment étudiés, les tensions que doivent pouvoir «tenir» K_1 et K_2 ne sont pas fixées par la valeur de l'une ou l'autre des sources U_e et U_s , mais par la somme des deux :
 - K_1 doit pouvoir bloquer une tension $U_e + U_s$,
 - K_2 doit pouvoir bloquer une tensions $-U_e - U_s$.

Nous sommes ainsi en mesure de définir plus précisément la structure d'un convertisseur buck-boost, que nous donnons Fig. 1.38.

Sur cette représentation, l'interrupteur commandé à l'amorçage et au blocage est un IGBT (noté T). Ses commutations commandées entraîneront les commutations spontanées de la diode D .

1.3.3.3 Relations fondamentales

Afin de définir les relations fondamentales qui régissent le fonctionnement d'un hacheur buck-boost, nous nous référons au schéma Fig. 1.39.

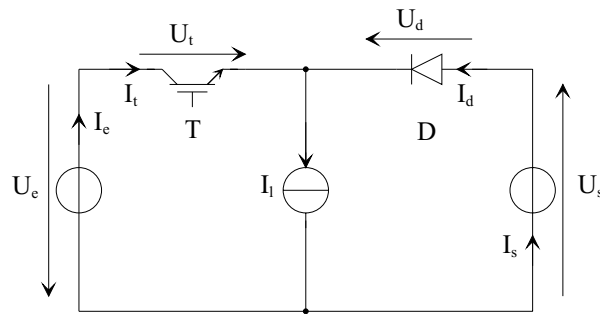


FIG. 1.38 – Convertisseur buck-boost

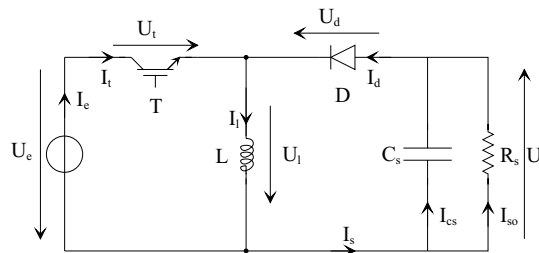


FIG. 1.39 – hacheur buck-boost et sa «charge»

Rien n'est fondamentalement changé par rapport au schéma proposé Fig. 1.38. Nous avons simplement précisé les natures des sources de courant et de tension, sachant que dans le présent contexte, nous nous attachons au transfert d'énergie de la source de tension U_e vers la source de tension U_s :

- source de tension U_e : cette source fournit de la puissance. Nous avons donc choisi de la représenter par un générateur de tension parfait U_e (type batterie par exemple),
- source de tension U_s : cette source est la charge. Par définition, la charge type de la conversion DC/DC est la résistance. Nous avons placé en parallèle de la résistance R_s la capacité C_s qui confère à l'ensemble le caractère source de tension requis,
- la source de courant I_l : nous avons placé une l'inductance L . A l'échelle des commutations de T et de D , le caractère «inertie de courant» de L permet de conférer à cette dernière la nature source de courant requise.

Les formes d'ondes des courant et tensions dans le convertisseur, ainsi que dans sa charge sont données à titre d'illustration Fig. 1.40.

Suivant les états respectifs des interrupteurs T et D , la tension U_l aux bornes de L vaut U_e (100V) ou bien U_s (150V), et est par conséquent constituée de créneaux. Dans l'exemple donné, on se trouve dans un cas où $U_s > U_e$. Le buck-boost y est caractérisé dans sa nature élévatrice. Les formes d'ondes données auraient été cependant voisines si l'on avait choisi un fonctionnement en abaisseur.

Pour les courants, nous avons représenté Fig. 1.40 :

- le courant I_l dans l'inductance L : Ce courant est constitué d'une valeur moyenne, ainsi que d'une ondulation autour de cette valeur moyenne. Le fonctionnement du convertisseur est ainsi un fonctionnement en régime de conduction continue.

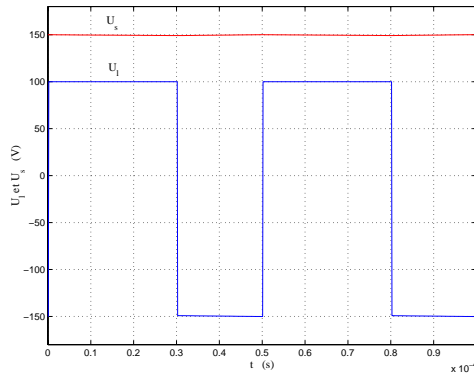


Fig. 1.12(a) Tensions

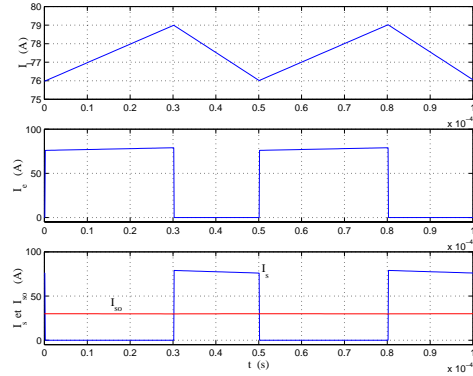


Fig. 1.12(b) Courants

FIG. 1.40 – Grandeurs caractéristiques

- le courant dans le transistor T , qui est également le courant fourni par la source de tension U_e : lorsque T est passant, alors $I_t = I_e = I_l$. Cette phase correspond à la phase de croissance du courant dans l'inductance L .
- le courant dans la diode D , qui est également le courant absorbé par la source de tension U_s : lorsque D est passante, alors $I_d = I_l = I_s$. Cette phase correspond à la phase de décroissance de courant dans l'inductance L_e .
- le courant I_{so} dans la résistance de charge R_s , dont on peut considérer l'ondulation résiduelle comme parfaitement négligeable devant la valeur moyenne. Le condensateur C_s a en effet été dimensionné pour cela, suivant un critère que nous définirons ultérieurement.

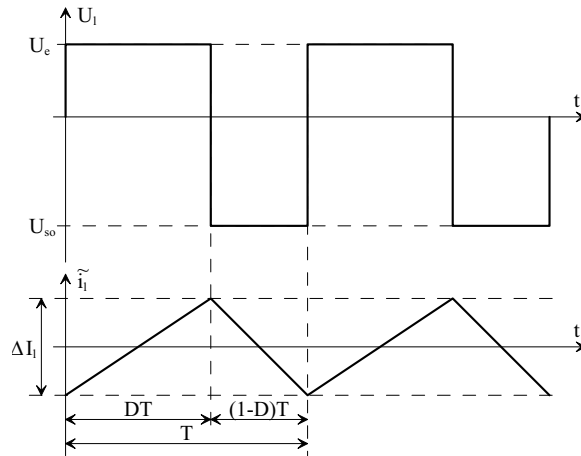
Dans le cadre du fonctionnement d'un hacheur buck-boost tel que nous venons de l'illustrer, nous pratiquerons les hypothèses de travail suivantes afin de déterminer les relations fondamentales qui en régissent le fonctionnement :

- on considère la période de commutation T des interrupteurs largement inférieure à la constante de temps du circuit constitué par C_s et R_s lorsque le transistor T est passant.
- on considère que l'ondulation \tilde{i}_{so} du courant dans la résistance R_s est négligeable devant $\langle I_{so} \rangle$.
- en régime permanent, la composante moyenne $\langle I_{cs} \rangle$ du courant dans le condensateur C_s est nulle. Par conséquent, et compte tenu des hypothèses précédentes : $\langle I_s \rangle = I_{so}$ et $I_{cs} = \tilde{i}_s$.
- on considère que les ondulations de la tension U_s sont négligeables devant sa valeur moyenne. Ainsi, pour la tension de sortie, nous considérerons que $U_s = \langle U_s \rangle$. On pose : $U_s = U_{so}$

On doit souligner que ces hypothèses de travail ne sont quasiment pas restrictives, car le dimensionnement des éléments de ce convertisseur permet d'agir dans le sens du respect de ces hypothèses, qui sont souvent des critères de dimensionnement.

Valeur moyenne U_{so} de U_s Afin de déterminer l'expression de la valeur moyenne de la tension en sortie du hacheur élévateur, nous nous référons au schéma Fig. 1.41.

Nous avons représenté la tension U_l aux bornes de l'inductance, ainsi que les variations


 FIG. 1.41 – Tension U_l aux bornes de l'inductance L

du courant I_l qui la traverse. On définit D le rapport cyclique, comme le rapport entre la durée d'amorçage du transistor et la période de commutation du convertisseur T .

La tension U_l dépend de la phase de fonctionnement du convertisseur considérée :

- pendant DT : $U_l = U_e$,
- pendant $(1 - D)T$: $U_l = -U_{so}$

On peut ainsi calculer l'expression de la valeur moyenne $\langle U_l \rangle$ de U_l :

$$\begin{aligned} \langle U_l \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^T U_l(t) dt \\ \langle U_l \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^{DT} U_e dt + \frac{1}{T} \int_{DT}^T -U_{so} dt \\ \langle U_l \rangle &= U_e D - U_{so} (1 - D) \end{aligned} \quad (1.70)$$

En régime permanent, la tension moyenne aux bornes de l'inductance L est nulle. Par conséquent :

$$\langle U_l \rangle = 0 \quad \Longrightarrow \quad \boxed{U_{so} = U_e \frac{D}{1 - D}} \quad (1.71)$$

Une telle relation illustre la nature «abaisseur-élévateur» du convertisseur considéré. Le rapport cyclique pouvant varier de 0 à 1, la tension U_{so} en sortie peut varier de 0... à l'infini. A l'instar du convertisseur boost, ce dernier cas peut s'avérer «problématique» pour le dimensionnement du convertisseur : il faudrait trouver la diode et le transistor capables de tenir une tension infinie !

Malgré cette restriction (qui peut rendre un tel convertisseur difficile à piloter), le hacheur buck-boost permet donc, grâce à la valeur du rapport cyclique D d'obtenir en sortie une tension qui sera, suivant D , ou plus faible, ou plus élevée que la tension en entrée.

Courant en sortie I_{so} Les courants en entrée, en sortie, ainsi que dans l'inductance L sont représentés Fig. 1.42.

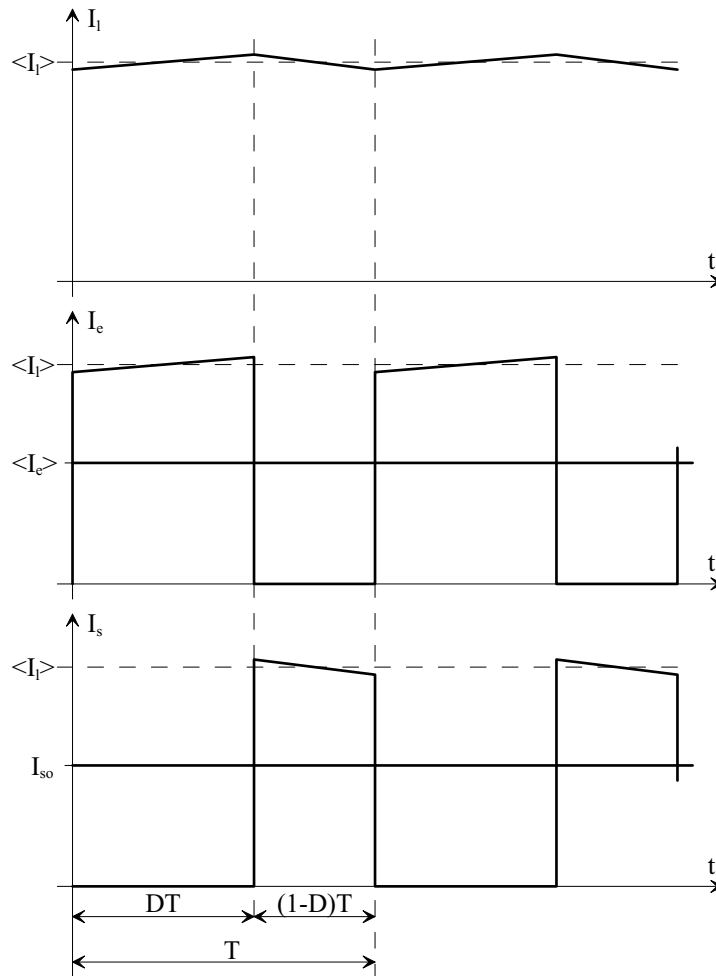


FIG. 1.42 – Courant en sortie du convertisseur

On distingue deux phases bien distinctes :

- Transistor T amorcé : pendant une durée DT , la diode D est bloquée. Le courant I_s est donc nul. Pendant cette phase, $I_e = I_l$.
- Transistor T bloqué : pendant une durée $(1 - D)T$, la diode D est enclenchée afin d'assurer la continuité du courant dans l'inductance L . Par voie de conséquence, $I_l = I_s$, alors que $I_e = 0$.

En négligeant l'ondulation du courant dans l'inductance L devant celles des courant I_e et I_s on peut écrire :

$$I_{so} = \langle I_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T I_s(t) dt$$

$$I_{so} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T \langle I_l \rangle dt \tag{1.72}$$

$$I_{so} = (1 - D) \langle I_l \rangle$$

On peut écrire de même pour le courant d'entrée I_e :

$$\begin{aligned} \langle I_e \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^T I_e(t) dt \\ \langle I_e \rangle &= \frac{1}{T} \int_0^{DT} \langle I_l \rangle dt \\ \langle I_e \rangle &= D \langle I_l \rangle \end{aligned} \quad (1.73)$$

On peut alors déduire des relations (1.72) et (1.73) le lien entre les valeurs moyennes de I_e et I_s :

$$\boxed{\frac{I_{so}}{\langle I_e \rangle} = \frac{(1-D)}{D}} \quad (1.74)$$

On notera que cette relation est duale à celle définissant la tension moyenne en sortie du convertisseur (1.71).

Si le convertisseur buck–boost est abaisseur–élevateur de tension, il est également élevéateur–abaissseur de courant. A l'instar des convertisseurs buck et buck–boost, la comparaison avec un transformateur est également totalement justifiée : le rapport de transformation serait dans la cas présent $k = \frac{D}{(1-D)}$.

On démontre de même que, compte tenu des hypothèses de travail pratiquées (rendement de la cellule de commutation unitaire), la puissance en sortie $U_{so}I_{so}$ est identique à la puissance injectée en entrée $U_e \langle I_e \rangle$.

Ondulation de la tension U_s Les hypothèses de travail adoptées conduisent à négliger l'ondulation de la tension U_s , en la considérant minime devant les grandeurs continues. Nous devons cependant définir une relation qui permette de lier cette ondulation aux paramètres du convertisseur, afin d'être en mesure de dimensionner le condensateur pour justifier notre hypothèse de travail.

Pour définir l'ondulation \tilde{u}_s de la tension en sortie U_s , nous nous référons au schéma Fig. 1.43.

Compte tenu des hypothèses de travail adoptées, on peut décomposer le courant I_s en une composante moyenne $\langle I_s \rangle = I_{so}$ et une composante continue \tilde{i}_s , telles que :

$$I_s = I_{so} + \tilde{i}_s \quad \text{avec} \quad \tilde{i}_s = I_{cs} \quad (1.75)$$

Ces propriétés sont représentées Fig. 1.30. Le courant I_{cs} dans le condensateur est donc constitué de créneaux qui valent respectivement $-I_{so}$ (pendant DT) et $I_l - I_{so}$ (pendant $(1-D)T$). Les variations \tilde{u}_s de la tension de sortie sont définies par la relation :

$$I_{cs} = C_s \frac{d\tilde{u}_s}{dt} \quad (1.76)$$

La tension dans C_s varie linéairement, ce qui permet d'écrire, sur la durée DT :

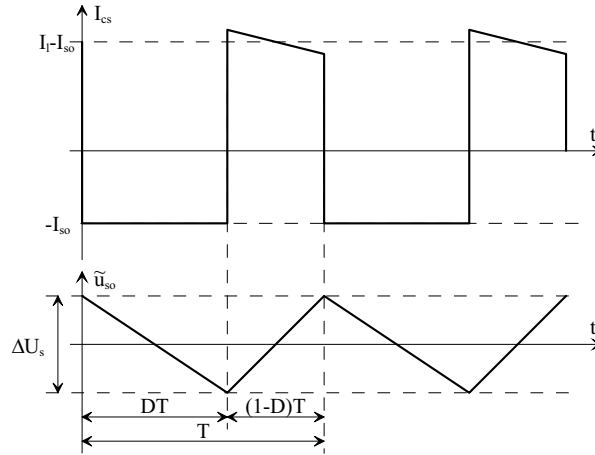


FIG. 1.43 – Ondulation de la tension de sortie

$$-\tilde{u}_s = \frac{1}{C_s} \int_0^{DT} -I_{so} dt$$

$$\Rightarrow \Delta U_s = \frac{1}{C_s} [I_{so}]_0^{DT}$$

$$\Delta U_s = \frac{1}{C_s} I_{so} DT$$

(1.77)

$$\Delta U_s = \frac{1}{R_s C_s f} U_{so} D$$

$$\Rightarrow \boxed{\Delta U_s = \frac{U_e}{R_s C_s f} \frac{D^2}{1-D}}$$

Où ΔU_s représente l'amplitude des ondulations de tension en sortie du convertisseur. Ces ondulations sont bien évidemment fonction des paramètres du système, mais également du rapport cyclique D . Nous proposons Fig. 1.44 les variations du rapport $\frac{D^2}{1-D}$ en fonction de D .

Il apparaît que lorsque les paramètres R_s , C_s , f et U_e sont fixés, l'amplitude des ondulations de U_s est d'autant plus grande que le rapport cyclique est élevé.

Pour fixer la valeur de ΔU_s au moyen de C_s on devra donc travailler sur un «pire cas», en considérant la valeur maximale que peut prendre D . Cela conduit cependant à «sur-dimensionner» la capacité de C_s si le fonctionnement du convertisseur se fait à une valeur de D nettement en dessous de la valeur considérée lors du dimensionnement.

Ce résultat doit cependant être placé en regard de l'expression de l'ondulation de tension en sortie d'un convertisseur boost ((1.31)): de ce point de vue le buck-boost présente une ondulation de la tension U_s moindre que celle du boost.

A l'instar du boost, on notera l'intérêt de choisir pour la fréquence de commutation f du convertisseur une valeur la plus élevée possible. Cela permet en effet de réduire

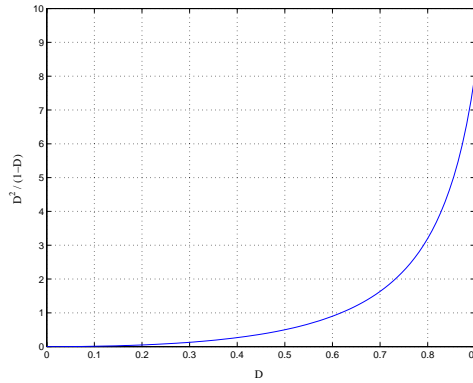


FIG. 1.44 – Ondulation de tension fonction de D

d'autant la capacité du condensateur C_s .

Ondulation du courant I_l Nous donnons Fig. 1.45 les représentations de la tension U_l aux bornes de l'inductance L , ainsi que des variations \tilde{i}_l du courant I_l autour de sa valeur moyenne.

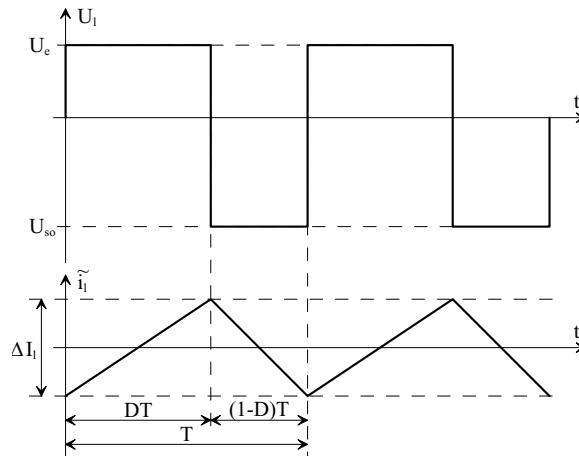


FIG. 1.45 – Ondulation de courant dans l'inductance L

Compte tenu des hypothèses de travail adoptées, les variations \tilde{i}_l sont linéaires :

- pendant DT : le transistor T est amorcé. La tension aux bornes de L vaut U_e . Cette phase correspond à la croissance du courant dans l'inductance.
- pendant $(1 - D)T$: la diode D est amorcée. La tension aux bornes de L vaut $-U_{so}$. La tension U_l est négative, ce qui correspond à la décroissance du courant dans l'inductance.

Pendant la phase où U_l est positive, on peut écrire :

$$U_l = U_e = L \frac{\Delta I_l}{DT} \tag{1.78}$$

Où ΔI_l est l'amplitude des ondulations du courant I_l . Il vient donc :

$$\Delta I_l = \frac{U_e}{Lf} D \quad (1.79)$$

Les ondulations du courant I_l sont ainsi directement proportionnelles au rapport cyclique D . Pour dimensionner L , on aura donc soin de considérer la valeur maximale que peut prendre D , afin que ΔI_l ne dépasse jamais la valeur prescrite. On prendra en compte l'influence de la fréquence de commutation f , que l'on choisira la plus élevée possible : cela permet de réduire avec bénéfice la valeur de L permettant de fixer ΔI_l .

On notera enfin que cette relation est en tout point identique à celle donnant l'ondulation du courant dans l'inductance d'un convertisseur boost (1.56).

Régimes de conduction Comme pour les convertisseurs précédemment définis, le convertisseur buck-boost est caractérisé par trois régimes de fonctionnement distincts :

- conduction continue : le courant I_l ne s'annule jamais. Toutes les relations que nous venons d'établir se réfèrent à ce régime de fonctionnement,
- conduction critique : le courant s'annule ponctuellement lorsque, compte tenu de ses ondulations, sa valeur moyenne est telle que sa valeur minimale vaut zéro.
- conduction discontinue : le courant I_l prend une valeur nulle, pendant une durée non-nulle.

Nous définirons dans un premier temps le régime de conduction critique. Ce fonctionnement est obtenu sous la condition suivante :

$$\langle I_l \rangle = \frac{1}{2} \Delta I_l \quad (1.80)$$

D'après la relation (1.72), il vient :

$$I_{so\lim} = \frac{1}{2} \Delta I_l (1 - D) \quad (1.81)$$

Où $I_{so\lim}$ est la valeur limite de I_{so} pour laquelle on observe la conduction discontinue. Le report de (1.79) dans cette dernière équation donne la condition de fonctionnement en conduction critique :

$$I_{so\lim} = \frac{U_e}{2Lf} (1 - D) D \quad (1.82)$$

Ou encore, compte tenu de la relation (1.71) :

$$I_{so\lim} = \frac{1}{2Lf} \frac{U_e^2 U_{so}}{(U_e + U_{so})^2} \quad (1.83)$$

Pour ce qui est de la conduction discontinue, nous nous référons au schéma Fig. 1.46. On distingue trois phases de fonctionnement :

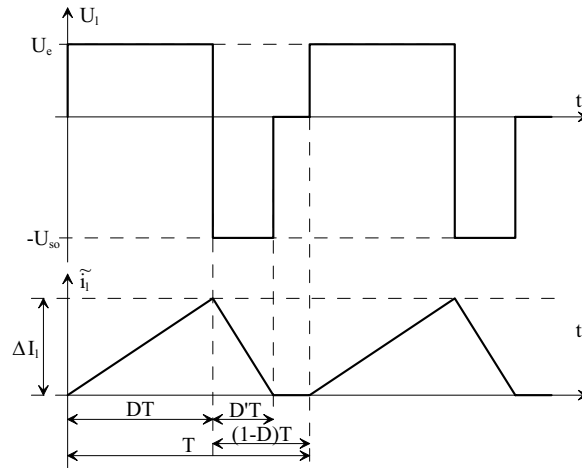


FIG. 1.46 – Conduction discontinue

- pendant DT : le transistor est amorcé. La tension appliquée aux bornes de l'inductance L vaut U_e . Cette phase correspond à la croissance du courant dans L .
- pendant $D'T$: le transistor est bloqué, et la diode est amorcée. La tension appliquée aux bornes de l'inductance L vaut $-U_{so}$. Cette phase correspond à la décroissance du courant dans L .
- pendant $(1 - D)T - D'T$: le courant s'est annulé dans l'inductance. Il s'est donc également annulé dans la diode D . Ceci est une condition de blocage pour la diode. Dans ce cadre, le courant étant nul dans l'inductance L le reste. Tout les interrupteurs étant bloqués, la tension U_l aux bornes de L est également nulle.

La relation (1.71) liant U_{so} et U_e n'est donc plus applicable, et doit être ré-évaluée. La première étape consiste à lier les rapports cycliques D et D' :

- Pendant DT :

$$U_l = U_e = L \frac{\Delta I_l}{dt} \quad (1.84)$$

$$\implies \Delta I_l = \frac{1}{L} U_e DT$$

- Pendant $D'T$:

$$U_l = -U_{so} = L \frac{-\Delta I_l}{dt} \quad (1.85)$$

$$\implies \Delta I_l = \frac{1}{L} U_{so} D'T$$

D'où il vient :

$$U_e D = U_{so} D'$$

$$\implies \boxed{D' = \frac{U_e}{U_{so}} D} \quad (1.86)$$

La seconde étape consiste en l'évaluation du courant en sortie du convertisseur. Comme vu précédemment, nous savons que : $I_{so} = \langle I_s \rangle$. En outre, $I_s = I_l$ lorsque la diode D est passante (c'est-à-dire pendant $D'T$). D'après Fig. 1.46, il vient donc aisément :

$$I_{so} = \frac{1}{2} \Delta I_l D' \quad (1.87)$$

On reporte les relation (1.84) et (1.86) dans cette expression :

$$\begin{aligned} I_{so} &= \frac{1}{2L} U_e DT \frac{U_e}{U_{so}} D \\ \Rightarrow I_{so} &= \frac{1}{2Lf} \frac{U_e^2}{U_{so}} D^2 \end{aligned} \quad (1.88)$$

A partir de cette relation, on isole le rapport $\frac{U_{so}}{U_e}$ pour obtenir :

$$\boxed{\frac{U_{so}}{U_e} = \frac{U_e}{2Lf I_{so}} D^2} \quad (1.89)$$

Caractéristiques de sortie Nous possédons à présent tous les éléments qui permettent de définir les caractéristiques de sortie d'un hacheur buck-boost, grâce aux relations :

- (1.71) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction continue,
- (1.89) : valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur en conduction discontinue,
- (1.82) : condition de conduction critique.

Comme pour le convertisseur buck, nous introduisons les variables normalisées suivantes :

$$\begin{aligned} y &= \frac{\langle U_s \rangle}{U_e} = \frac{U_{so}}{U_e} \\ x &= \frac{Lf I_{so}}{U_e} \end{aligned} \quad (1.90)$$

Si l'on re-formule les équations (1.71), (1.89) et (1.82) suivant cette définition, on obtient :

Conduction continue	$\frac{U_{so}}{U_e} = \frac{D}{1-D}$	$\Rightarrow y = \frac{D}{1-D}$
Conduction discontinue	$\frac{U_{so}}{U_e} = \frac{U_e}{2LfI_{so}} D^2$	$\Rightarrow y = \frac{D^2}{2x}$
Conduction critique	$I_{so\lim} = \frac{1}{2Lf} \frac{U_e^2 U_{so}}{(U_e + U_{so})^2}$	$\Rightarrow x_{lim} = \frac{1}{2} \frac{y}{(1+y)^2}$

(1.91)

Le tracé de ces relations en variables normalisées est donné Fig. 1.47, dans le plan (x,y) , et pour plusieurs valeurs du rapport cyclique D .

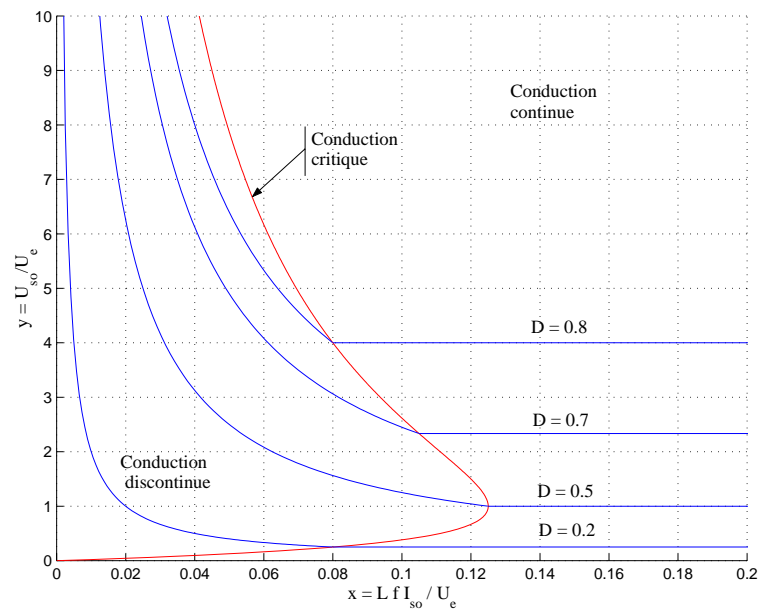


FIG. 1.47 – Caractéristiques de sortie

On peut sur un tel graphique juger de l'évolution de la tension de sortie du convertisseur buck-boost, suivant que l'on est ou non en mode de conduction continue. A l'instar du convertisseur boost, apparaît également la nature «difficile» d'un tel convertisseur :

- en conduction continue la tension moyenne de sortie ne dépend que du rapport cyclique. Cependant, pour les valeurs élevées de D , la tension en sortie U_{so} peut prendre des valeurs théoriquement infinies, ce qui peut poser un problème de viabilité d'un tel montage,
- les conductions critiques et discontinues imposent de plus une dépendance vis-à-vis du courant moyen I_{so} . Ceci peut limiter les possibilités de contrôle du convertisseur à faible charge.

- la conduction discontinue pose de plus un problème de divergence : la tension U_{so} peut croître grandement, indépendamment de la valeur faible de D .

1.3.4 Synthèse

Nous venons de décrire les trois structures de base d'un convertisseur DC/DC «un quadrant». Cette liste n'est cependant pas exhaustive ³. Cependant, un nombre important de structures sont déduites des trois convertisseurs introduits ici, notamment en ce qui concerne les alimentations à découpages ⁴.

Nous donnons pour conclure le tableau Tab. 1.1, qui exprime les relations fondamentales en variables normalisées pour les trois convertisseurs proposés :

$$y = \frac{\langle U_s \rangle}{U_e} = \frac{U_{so}}{U_e} \quad (1.92)$$

$$x = \frac{LfI_{so}}{U_e}$$

	Buck	Boost	Buck-boost
Conduction continue	$y = D$	$y = \frac{1}{1-D}$	$y = \frac{D}{1-D}$
Conduction critique	$x_{lim} = \frac{1}{2}y(1-y)$	$x_{lim} = \frac{1}{2} \frac{y-1}{y^2}$	$x_{lim} = \frac{1}{2} \frac{y}{(1+y)^2}$
Conduction discontinue	$y = \frac{1}{1 + \frac{2x}{D^2}}$	$y = 1 + \frac{D^2}{2x}$	$y = \frac{D^2}{2x}$

TAB. 1.1 – Synthèse : relations fondamentales

Nous attirons particulièrement l'attention du lecteur sur les modes de conduction discontinue de chacun des trois convertisseurs introduits dans cette section.

Ces modes sont dus à la nature «un quadrant» de ces convertisseurs, liée à la non-réversibilité en courant de la cellule de commutation définie. Il est important de garder en mémoire que dans ce cas, la tension moyenne en sortie du convertisseur ne dépend plus

3. Une étude complète de diverses structures de convertisseurs DC/DC a été réalisée par R.D. Middlebrook, et S. Cuk, dont une approche générale est exposée dans [3].

4. Pour un exposé complet, le lecteur pourra consulter [2].

uniquement du rapport cyclique, mais également de la valeur du courant de la source de courant continue.

Nous allons voir dans la section suivante que l'adaptation de la cellule de commutation d'un convertisseur «un quadrant» à la réversibilité en courant permet, outre l'obtention d'un convertisseur «deux quadrants», de lever la difficulté de mise en œuvre et de commande liée aux phénomènes de conduction discontinue.

1.4 Convertisseurs deux quadrants

1.4.1 Introduction

Nous allons nous attacher dans cette section à la définition d'un convertisseur DC/DC «deux quadrants».

Compte tenu des conventions de signes adoptées Fig. 1.48(a), deux quadrants permettent d'assurer une fluence d'énergie de la source de tension vers la source de courant (quadrants 1 et 3), alors que les deux autres assurent une fluence d'énergie de la source de courant vers celle de tension (quadrants 2 et 4).

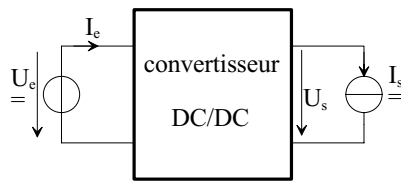


Fig. 1.48(a)

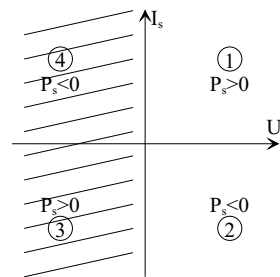
Convertisseur statique

Fig. 1.48(b)

*Transit de puissance*FIG. 1.48 – *Fluence d'énergie*

S'agissant de définir un convertisseur deux quadrants, plusieurs solutions sont a priori envisageables :

- on peut définir un convertisseur tel que la fluence d'énergie ne puisse se faire que dans un seul sens. Cela suppose que la source de courant doit être à la fois bidirectionnelle en tension, et réversible en courant.
- on peut définir un convertisseur tel que l'on puisse contrôler le signe de la fluence d'énergie. Ce convertisseur devra en particulier permettre de travailler :
 - dans les quadrants 1 et 2, auquel cas la source de courant devra être réversible en courant,
 - dans les quadrants 1 et 4, auquel cas la source de courant devra être bidirectionnelle en tension.

Ce dernier cas de figure semble le plus intéressant puisque la mise en œuvre d'un convertisseur réversible en courant doit pouvoir permettre d'éviter les phénomènes liés à la conduction discontinue systématiquement rencontrés lors de l'étude des convertisseurs «un quadrant». Les deux quadrants concernés sont les quadrants de Fig. 1.48(b) non-hachurés.

L'objet de cette section sera donc la définition et l'étude du convertisseur DC/DC qui permet de contrôler, en signe et en valeur absolue la fluence d'énergie entre une source de tension et une source de courant, suivant le signe du courant I_s .

1.4.2 Représentation des sources

Afin de pouvoir définir la structure de convertisseur qui permet la réversibilité en courant, nous devons préciser la nature des deux sources mises en relation :

- source de tension U_e : représentée comme une source de tension parfaite.
- source de courant I_s : afin de mettre en évidence la réversibilité en courant, nous choisissons de représenter cette source comme un ensemble *inductance et force électromotrice*.

Cette représentation est donnée Fig. 1.49.

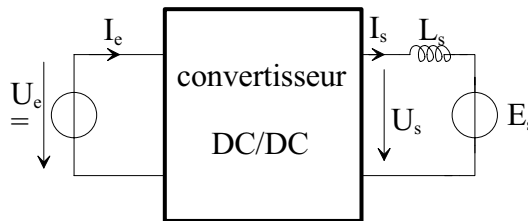


FIG. 1.49 – *Convertisseur DC/DC «deux quadrants» type*

La source de courant I_s est donc constituée d'une association série de l'inductance L_s et de la source de tension E_s . Cette association est typique d'un modèle (simpliste) de machine à courant continu, vue par son circuit induit. La source de tension E_s est liée à la rotation de la machine, alors que l'inductance L_s représente la somme de deux inductances :

- l'inductance liée aux enroulements de l'induit de la machine à courant continu,
- l'inductance de lissage placée entre le convertisseur et le moteur, permettant de limiter les ondulations du courant d'induit de la machine si ses inductances propres n'y suffisent pas.

Le choix d'une telle représentation de la source de courant I_s n'est pas innocent puisqu'on veut définir un convertisseur réversible en courant. Changer le signe du courant I_s revient, pour un moteur, à changer le signe de son couple, permettant ainsi de faire du freinage par récupération. Ceci est très important si l'on s'intéresse à des applications liées à la traction.

En revanche, si le freinage par récupération est la propriété recherchée par la mise en œuvre d'un convertisseur DC/DC réversible en courant, il sera totalement exclu de faire tourner le moteur «dans les deux sens» puisqu'il n'est pas prévu de pouvoir changer le signe de la tension U_s en sortie du convertisseur.

1.4.3 Structure

1.4.3.1 Cellule de commutation et caractéristique statique

La structure d'un convertisseur DC/DC réversible en courant est donnée Fig. 1.50.

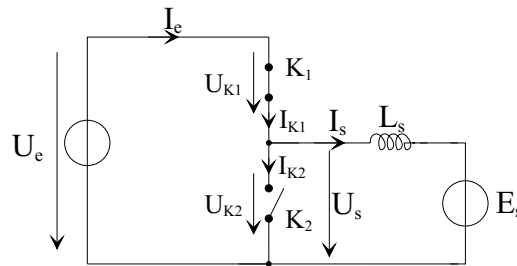


FIG. 1.50 – Structure d’un convertisseur DC/DC réversible en courant

Cette structure ne nécessite a priori qu’une seule cellule de commutation dans la mesure où la tension U_s , par définition, est unidirectionnelle. Ainsi, par la présence des interrupteurs K_1 et K_2 , la tension U_s vaudra U_e ou bien $0V$.

Une seule cellule de commutation suffit donc, à condition que les interrupteurs K_1 et K_2 soient tels que les courants I_{K1} et I_{K2} puissent être positifs et négatifs. Ceci nous amène à définir les caractéristiques statiques des interrupteurs K_1 et K_2 .

Compte tenu des conventions de signe adoptées Fig. 1.50, les caractéristiques statiques de K_1 et K_2 seront identiques, et sont déduites des mêmes considérations. Leur représentation est donnée Fig. 1.51.

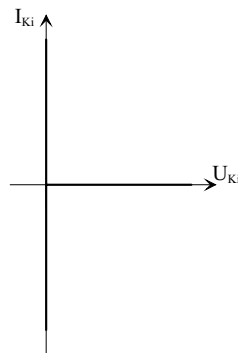


FIG. 1.51 – Caractéristique statique des interrupteurs K_1 et K_2

Lorsque qu’un des deux interrupteurs est passant, l’interrupteur complémentaire doit être bloqué, ce qui impose aux bornes de ce dernier la tension U_e . Les interrupteurs K_1 et K_2 peuvent donc être unidirectionnels en tension.

Lorsque K_1 (ou K_2) est passant, le fait que le courant I_s puisse être négatif impose la bidirectionnalité en courant pour ces interrupteurs.

Pour ces raisons, les caractéristiques statiques de K_1 et K_2 , ainsi que représentées Fig. 1.50, doivent comporter trois segments, permettant l’unidirectionnalité en tension et la bidirectionnalité en courant.

Il convient de remarquer que le composant de puissance offrant naturellement une telle caractéristique statique n’existe pas. Il faut le synthétiser, à partir des composants à disposition. Ainsi que cela est illustré Fig. 1.52, l’élément de base à une telle synthèse peut être un composant de type transistor, offrant l’unidirectionnalité en tension *et* en courant.

Afin d’assurer la bidirectionnalité en courant, on peut associer à ce transistor une

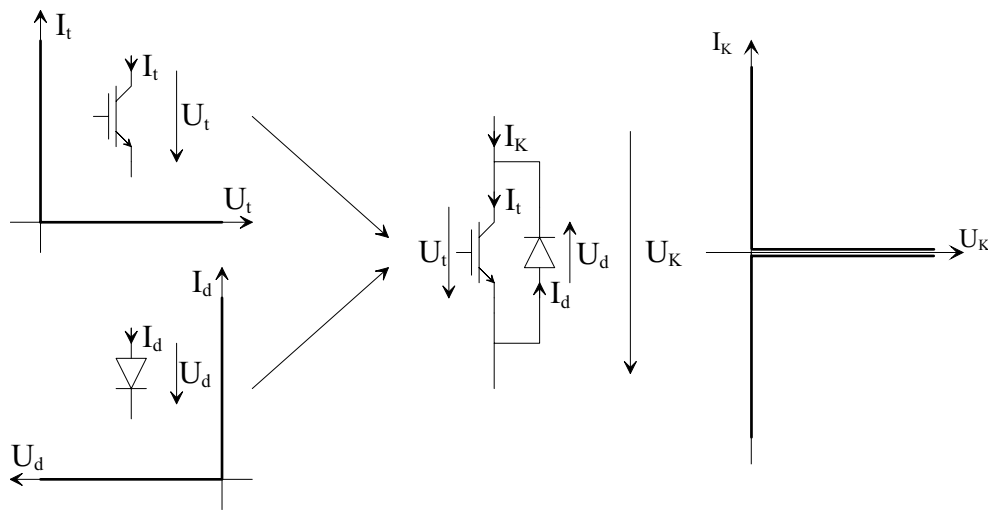


FIG. 1.52 – Synthèse d'un interrupteur bidirectionnel en courant

diode, connectée en antiparallèle. Le fonctionnement de ce composant est ainsi régi par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_K = U_t = -U_d \\ I_K = I_t - I_d \end{cases} \quad (1.93)$$

Lorsque le composant est bloqué, la tension U_K est positive. Le transistor est dans ce cas à même de tenir cette tension. Quant à la diode, celle-ci est soumise à une tension inverse puisque $U_d = -U_K$. La diode est dans ce cas également dans un état bloqué.

Lorsque le composant est passant ($U_K = 0V$), deux cas de figure sont possibles :

- le courant I_K est positif : le courant dans la diode ne peut être négatif. L'intégralité de ce courant est supportée par le transistor ($I_K = I_t$).
- le courant I_K est négatif : le courant dans le transistor ne pouvant être négatif, l'intégralité de ce courant est supportée par la diode ($I_K = -I_d$).

Ces définitions permettent de préciser la structure d'un convertisseur réversible en courant, donnée Fig. 1.53.

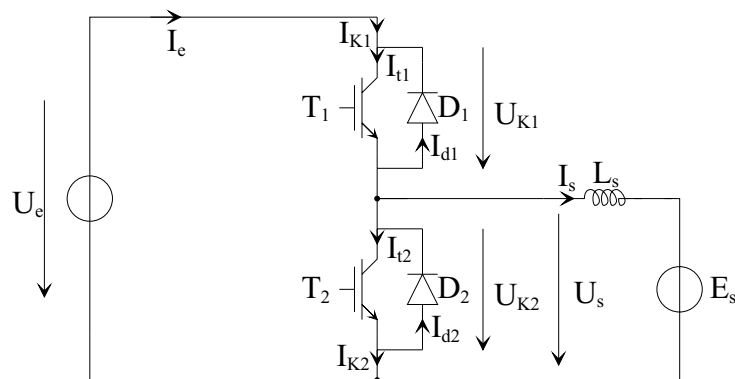


FIG. 1.53 – Cellule de commutation : bidirectionnelle en courant

L'existence simultanée de plusieurs diodes et transistors au sein de la cellule de commutation laisse présager de mécanismes de commutation complexes suivant le mode de fonctionnement, c'est-à-dire suivant le signe du courant I_s . Le détail de ces mécanismes fait l'objet du paragraphe suivant.

1.4.3.2 Fluence d'énergie et mécanismes de commutation

La fluence d'énergie que l'on souhaite gérer entre la source de tension et la source de courant est directement liée au signe du courant I_s . Deux cas de figure sont à considérer :

- $I_s > 0$: l'analyse de Fig. 1.53 montre que dans ce cas, seuls le transistor T_1 et la diode D_2 sont susceptibles de conduire ce courant lorsqu'ils sont à l'état passant. En revanche, vu le signe de I_s , les composants T_2 et D_1 sont superflus.

On notera que ce cas de figure correspond à une fluence d'énergie qui s'effectue de la source de tension U_e vers la source de courant I_s , et donc vers la source de tension E_s .

- $I_s < 0$: l'analyse de Fig. 1.53 montre que dans ce cas, seuls le transistor T_2 et la diode D_1 sont susceptibles de conduire ce courant lorsqu'ils sont à l'état passant. En revanche, vu le signe de I_s , les composants T_1 et D_2 sont superflus.

On notera que ce cas de figure correspond à une fluence d'énergie qui s'effectue de la source de la source de courant I_s , donc de la source de tension E_s vers la source de tension U_e .

Nous noterons désormais \mathcal{E} l'énergie échangée entre U_e et la source de courant I_s , et donc la source de tension E_s , avec :

- $\mathcal{E} > 0$: la fluence d'énergie se fait de U_e vers E_s ,
- $\mathcal{E} < 0$: la fluence d'énergie se fait de E_s vers U_e .

Compte tenu des considérations précédentes, le convertisseur réversible en courant défini Fig. 1.53 est le résultat de la fusion deux convertisseurs élémentaires, non réversibles en courant. La mise en œuvre de l'un ou de l'autre de ces deux convertisseurs élémentaires dépend du signe de I_s , c'est-à-dire du signe de \mathcal{E} .

Ceci est illustré Fig. 1.54 où nous avons représenté, suivant le signe de \mathcal{E} , les composants de puissance qui sont stimulés.

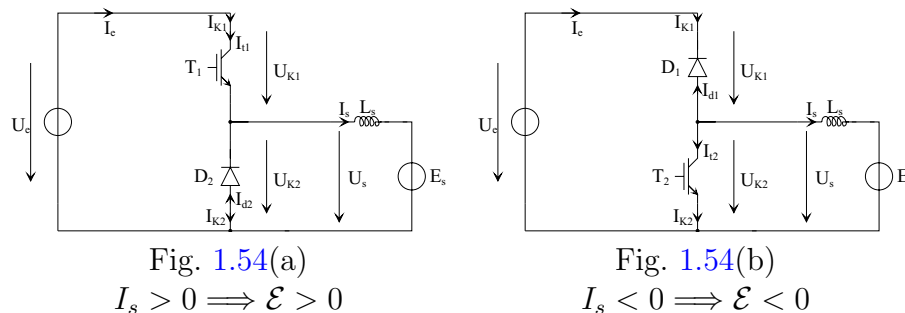


FIG. 1.54 – Structures élémentaires

La structure représentée Fig. 1.54(a) est identique à celle du hacheur buck défini dans la section précédente. L'étude du convertisseur DC/DC réversible en courant se résume à l'étude du convertisseur buck non réversible en courant lorsque I_s (donc \mathcal{E}) est positif. Le lecteur pourra se reporter à la section relative à cette étude pour ce qui est de l'étude

des mécanismes de commutation de T_1 et D_2 . Nous nous contenterons de rappeler qu'il s'agit de commutations naturelles.

En revanche, la structure présentée Fig. 1.54(b) est identique à celle du hacheur boost défini dans la section précédente. L'étude du convertisseur DC/DC réversible en courant se résume à l'étude du convertisseur boost non réversible en courant lorsque I_s (donc \mathcal{E}) est négatif. Le lecteur pourra se reporter à la section relative à cette étude pour ce qui est de l'étude des mécanismes de commutation de T_2 et D_1 . Nous nous contenterons de rappeler qu'il s'agit également de commutations naturelles.

Ces propos permettent l'introduction de la définition suivante :

Définition 1.4.1 *La structure de convertisseur qui permet d'assurer la réversibilité en courant d'un convertisseur buck non réversible est une structure boost non réversible en courant.*

La structure de convertisseur qui permet d'assurer la réversibilité en courant d'un convertisseur boost non réversible est une structure buck non réversible en courant.

La combinaison, au sein d'une même cellule de commutation, d'une cellule de commutation de buck et d'une cellule de commutation de boost permet donc d'obtenir un convertisseur DC/DC réversible en courant.

Par voie de conséquence, suivant le signe de la fluence d'énergie entre les deux sources ainsi mises en relation, le fonctionnement sera soit celui d'un buck, soit celui d'un boost :

- si $I_s > 0$ $\mathcal{E} > 0$, alors le fonctionnement est celui d'un buck, avec une fluence d'énergie de la source U_e vers la source de courant I_s (donc E_s).
- si $I_s < 0$ $\mathcal{E} < 0$, alors le fonctionnement est celui d'un boost, avec une fluence d'énergie de la source de courant I_s (donc E_s) vers la source de courant U_e .

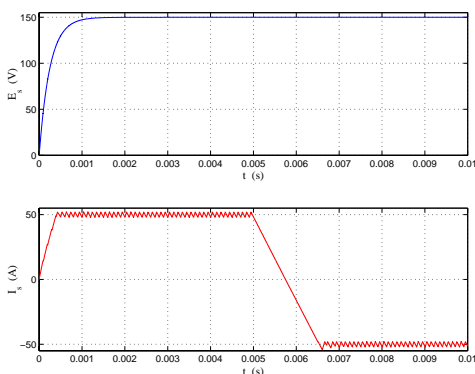


Fig. 1.55(a) grandeurs de sortie

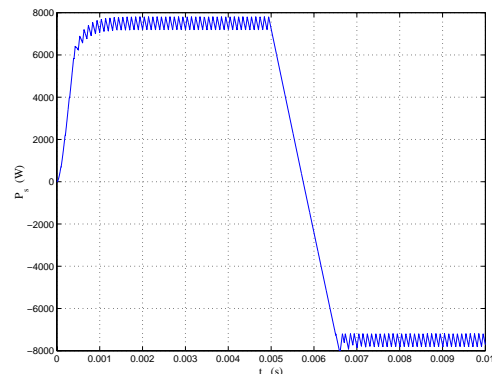


Fig. 1.55(b) Puissance instantanée en sortie

FIG. 1.55 – Fluence d'énergie : fonctionnement buck ou boost

Ces deux modes de fonctionnement sont illustrés Fig. 1.55. La source de tension E_s représente la force électromotrice d'une machine à courant continu. Nous avons simulé

le démarrage de cette machine, puis le maintient de la vitesse constante pendant toute la durée de simulation. Une commande appropriée du convertisseur permet d'imposer le courant I_s , en signe ainsi qu'en valeur absolue.

Sur la figure Fig. 1.55(a), nous donnons :

- l'évolution de la tension E_s : suite au démarrage du moteur, E_s reste constante sur toute la plage de la simulation,
- l'évolution du courant I_s : ce courant est imposé par la commande du convertisseur :
 - pour $0s < t < 5ms$, ce courant est positif. Nous obtenons donc typiquement un fonctionnement de type buck (hacheur dévolteur),
 - pour $5ms < t < 10ms$, ce courant est négatif. Nous obtenons donc typiquement un fonctionnement de type boost (hacheur survolteur).

Afin de se convaincre définitivement de ce dernier point, nous donnons Fig. 1.55(b) le tracé de la «puissance moyenne instantanée» P_s en sortie du convertisseur, définie par la relation :

$$P_s = E_s I_s \quad (1.94)$$

Le tracé montre effectivement le changement de signe de P_s lorsque I_s change de signe. On a donc bien une fluence d'énergie :

- de la source U_e vers la machine à courant continu lorsque I_s (P_s) est positif,
- de la machine à courant continu vers la source U_e lorsque I_s (P_s) est négatif.

Ces considérations permettent de simplifier l'étude des mécanismes de commutation des composants de puissance dans les deux cas que nous venons de définir :

- lors de la phase de fonctionnement en buck, les seuls composants sollicités sont T_1 et D_2 . Le lecteur se reportera à l'étude effectuée dans la section relative au buck.
- lors de la phase de fonctionnement en boost, les seuls composants sollicités sont T_2 et D_1 . Le lecteur se reportera à l'étude effectuée dans la section relative au boost.

En revanche, ces propos ne sont valables que dans la mesure où, en régime établi, le courant I_s reste de même signe pendant toute la période de commutation du convertisseur. Si cela n'est pas le cas, c'est-à-dire si le courant I_s change de signe lors d'une période de commutation du convertisseur, alors les mécanismes liés aux commutations des interrupteurs sont modifiés. Il n'est ainsi plus possible de se ramener au fonctionnement d'un buck ou d'un boost.

Nous devons donc détailler cette étude.

Nous considérons pour cela le cas de figure pour lequel, compte tenu de l'amplitude des ondulations \tilde{i}_s du courant I_s autour de sa valeur moyenne $\langle I_s \rangle$, on obtient :

$$\langle I_s \rangle < \tilde{i}_s \quad (1.95)$$

Si le convertisseur considéré n'était pas réversible en courant, cette condition imposerait un mode de conduction discontinu. Ce n'est pas le cas ici, et le courant I_s peut parfaitement changer de signe, ainsi qu'en atteste le résultat de simulation Fig. 1.56.

Nous y donnons les formes d'ondes du courant I_s , ainsi que des courants dans chacun des quatre interrupteurs du convertisseur.

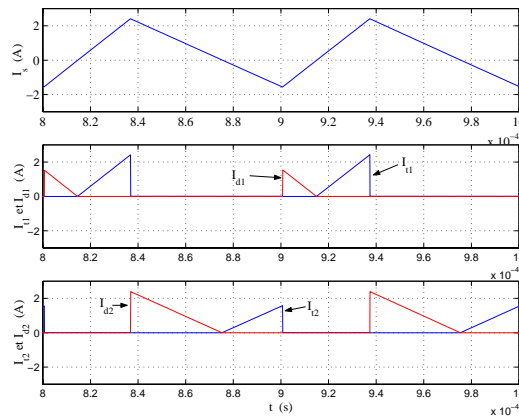


FIG. 1.56 – Réversibilité du courant I_s à l'échelle de la fréquence de commutation

Le fait que le courant I_s change de signe lors d'une période de commutation sollicite la conduction séquentielle de chacun des quatre interrupteurs :

- lorsque $I_s > 0$:
 - la conduction de T_1 correspond à une phase de croissance de I_s ,
 - la conduction de D_2 correspond à une phase de décroissance de I_s .
- lorsque $I_s < 0$:
 - la conduction de T_2 correspond à une phase de décroissance de I_s ,
 - la conduction de D_1 correspond à une phase de croissance de I_s .

Afin de bien comprendre ces mécanismes, nous nous référons au schéma Fig. 1.57.

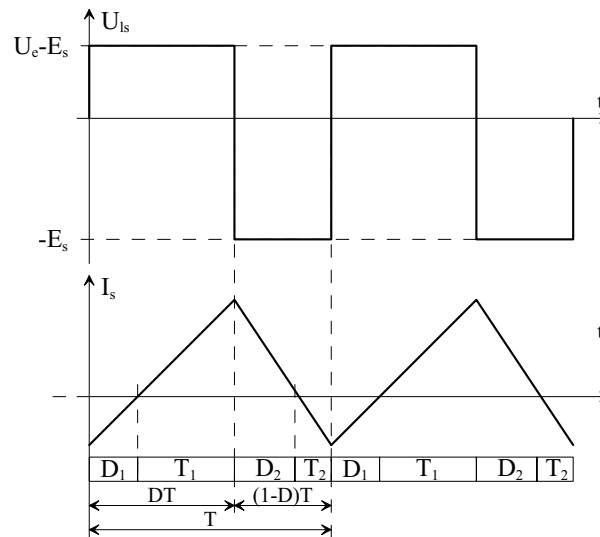


FIG. 1.57 – Conductions successives des interrupteurs

Considérons comme point de départ le moment où l'interrupteur T_1 est amorcé, alors que T_2 est commandé au blocage. La tension U_{K1} aux bornes de T_1 est nulle, alors que $U_{K2} = U_e$. La diode D_2 , polarisée en inverse, est donc bloquée. La tension aux bornes de l'inductance L_s est donc définie par la relation suivante :

$$U_{ls} = L_s \frac{dI_s}{dt} = U_e - E_s \quad \text{sachant que } U_e > E_s \quad (1.96)$$

On a donc une croissance du courant I_s , avec $I_s > 0$.

Lorsque T_1 est commandé au blocage, la continuité du courant doit être assurée par un autre interrupteur. Vu le signe positif de I_s , la diode D_1 ne peut en aucun cas assurer cela. Par sa nature, le transistor T_2 ne peut également assurer le passage de I_s positif car I_{t2} devrait alors être négatif ce qui n'est pas possible. Le seul composant apte à la commutation du courant I_s est donc la diode D_2 . Celle-ci s'enclenche donc, suivant un processus de commutation naturelle décrit dans le cadre de l'étude du buck.

Lorsque D_2 est passante, la tension U_{K2} est nulle, alors que $U_{K1} = U_e$. La tension aux bornes de L_s devient donc :

$$U_{ls} = L_s \frac{dI_s}{dt} = -E_s \quad (1.97)$$

La tension E_s étant positive, c'est donc une phase de décroissance du courant I_s , dont la condition initiale est positive. Cette phase dure jusqu'à annulation du courant I_s .

Dans la mesure où le transistor T_2 a été enclenché lors de la conduction de D_2 , la tension aux bornes de T_2 reste nulle malgré le blocage spontané de D_2 lorsque I_s s'annule. L'expression de U_{ls} reste donc inchangée :

$$U_{ls} = L_s \frac{dI_s}{dt} = -E_s \quad (1.98)$$

La tension E_s étant positive, le courant I_s poursuit sa décroissance, et devient par conséquent de signe *négatif*. Cette phase de décroissance du courant I_s , avec $I_s < 0$ dure tant que T_2 reste amorcé.

Lorsque T_2 est commandé au blocage, la continuité du courant doit être assurée par un autre interrupteur. Vu le signe négatif de I_s , la diode D_2 ne peut en aucun cas assurer cela. Par sa nature, le transistor T_1 ne peut également assurer le passage de I_s négatif car I_{t1} devrait alors être négatif ce qui n'est pas possible. Le seul composant apte à la commutation du courant I_s est la diode D_1 . Celle-ci s'enclenche donc, suivant un processus de commutation naturelle décrit dans le cadre de l'étude du boost.

Lorsque D_1 est passante, la tension U_{K1} est nulle, alors que $U_{K2} = U_e$. La tension aux bornes de L_s devient donc :

$$U_{ls} = L_s \frac{dI_s}{dt} = U_e - E_s \quad \text{sachant que } U_e > E_s \quad (1.99)$$

C'est donc une phase de croissance du courant I_s , dont la condition initiale est négative. Cette phase dure jusqu'à annulation du courant I_s .

Dans la mesure où le transistor T_1 a été enclenché lors de la conduction de D_1 , la tension aux bornes de T_1 reste nulle malgré le blocage spontané de D_1 lorsque I_s s'annule. L'expression de U_{ls} reste donc inchangée. Le courant I_s peut donc continuer à croître, devenant ainsi positif à nouveau.

Nous venons ainsi de décrire une phase complète de fonctionnement du convertisseur DC/DC réversible en courant. A l'instar des convertisseurs DC/DC non réversibles en

courant, ce convertisseur est également caractérisé par des commutations naturelles, à une différence près :

- lorsque le courant I_s garde un signe constant lors d'une période de commutation complète, les commutations sont toutes des commutations naturelles, typiques d'un buck ou d'un boost,
- lorsque le courant I_s change de signe lors d'une période de commutation, les commutations du courant I_s d'un transistor vers une diode sont des commutations naturelles.

En revanche, les commutations du courant I_s d'une diode vers un transistor sont assimilables à une commutation spontanée. En effet, le transistor entre en conduction alors que la tension est déjà nulle à ses bornes. Il s'agit donc d'un amorçage sous zéro de tension.

Compte tenu de ce dernier cas de figure, on pourrait envisager de ne piloter une telle structure avec des commandes que ne seraient que des commandes au blocage, puisque :

- la mise en conduction des diodes est initiée par le blocage des transistor,
- l'amorçage des transistors est assimilable à un amorçage spontané que l'on pourrait synthétiser.

Cependant, étant donné que les phases fonctionnement du convertisseur en buck ou en boost, les commandes à l'amorçage *et* au blocage des transistors sont exigées.

1.4.4 Relations fondamentales

L'étude qui consiste à définir les relations fondamentales d'un convertisseur *DC/DC* réversible en courant est simplifiée dans la mesure où les modes de conduction critique et discontinu n'existent pas. Nous nous contenterons donc de définir :

- la relation entre la tension moyenne en sortie du convertisseur et la tension d'alimentation,
- la relation entre le courant moyen en sortie du convertisseur et le courant prélevé sur l'alimentation, ainsi que l'expression de l'ondulation du courant I_s .

On doit noter que ces relations ne sont valables que pour un régime établi, et ne sont en aucun cas valables lors d'un régime transitoire. Nous rappelons Fig. 1.58 le schéma du convertisseur DC/DC réversible en courant.

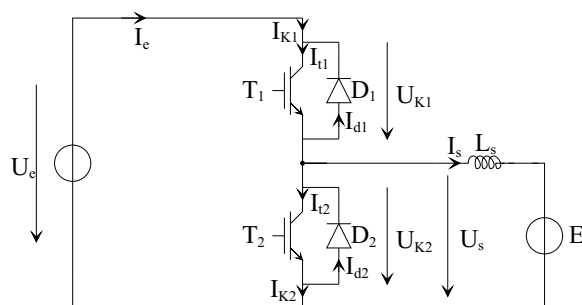


FIG. 1.58 – Cellule de commutation : bidirectionnelle en courant

1.4.4.1 Tension moyenne en sortie du convertisseur

Afin de déterminer la relation entre la tension moyenne en sortie du convertisseur et la tension d'alimentation, nous nous référons au tracé de la tension U_{l_s} aux bornes de l'inductance L_s .

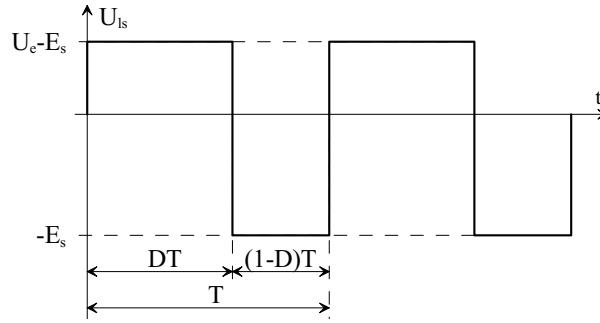


FIG. 1.59 – Tension aux bornes de l'inductance L_s

On définit D le rapport cyclique, rapport entre le temps pendant lequel la tension U_{K1} est nulle et la période de commutation T du convertisseur :

$$D = \frac{t_{(U_{K1}=0)}}{T} \tag{1.100}$$

La tension U_{l_s} vaut :

- $U_e - E_s$ lorsque la tension U_{K1} est nulle. Cette phase est de durée DT .
- $-E_s$ lorsque la tension U_{K2} est nulle. Cette phase est de durée $(1 - D)T$.

La tension moyenne $\langle U_{l_s} \rangle$ aux bornes de L_s est donc régie par la relation :

$$\langle U_{l_s} \rangle = \frac{1}{T} \left[(U_e - E_s) DT - E_s (1 - D) T \right] \tag{1.101}$$

En régime établi, la tension moyenne aux bornes de l'inductance est nulle, ce qui signifie que la valeur valeur moyenne $\langle U_s \rangle$ de U_s est régie par la relation :

$$\langle U_s \rangle = E_s \tag{1.102}$$

Il vient donc :

$$\boxed{\frac{E_s}{U_e} = \frac{\langle U_s \rangle}{U_e} = D} \tag{1.103}$$

On notera que cette relation est identique à celle définissant la tension moyenne en sortie d'un convertisseur buck. Le rapport cyclique D pouvant varier de 0 à 1, la tension en sortie du convertisseur peut théoriquement varier de 0V à U_e . Elle ne peut cependant en aucun cas être négative.

En revanche, le convertisseur DC/DC réversible en courant possède cet avantage sur le convertisseur buck, c'est que la tension en sortie ne dépend en théorie que du rapport cyclique D et de la tension d'alimentation U_e . Le courant en sortie n'a plus d'influence, le mode de conduction discontinue n'existant plus.

Ceci n'est bien évidemment valable que dans la mesure où nous avons négligé des interrupteurs parfaits lorsqu'ils sont à l'état passant. Nous avons également considéré les commutations des interrupteurs comme idéales.

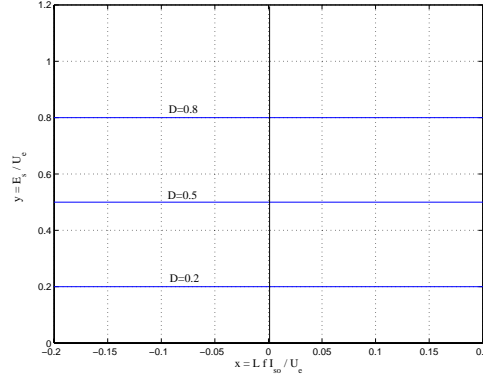


FIG. 1.60 – Caractéristiques de sortie en charge

Dans ces conditions, nous pouvons donner les caractéristiques de sortie idéalisées d'un convertisseur DC/DC réversible en courant. Ces caractéristiques sont données en variables normalisées, suivant les mêmes définitions que celles utilisées pour les convertisseurs DC/DC non réversibles :

$$y = \frac{\langle U_s \rangle}{U_e} = \frac{E_s}{U_e} \quad \text{et} \quad x = \frac{L_s f I_{so}}{U_e} \quad (1.104)$$

Où f est la fréquence de commutation du convertisseur, et I_{so} la valeur moyenne du courant de sortie I_s . Les caractéristiques de sortie sont données Fig. 1.60.

On illustre par un tel graphique l'indépendance de la tension en sortie du convertisseur vis-à-vis du courant de sortie, comparé aux convertisseurs DC/DC non réversibles.

1.4.4.2 Courant moyen en entrée du convertisseur

Afin de définir la relation entre les valeurs moyennes des courants d'entrée et de sortie, nous donnons Fig. 1.61 trois tracés des courant I_s et I_e , qui correspondent :

- Fig. 1.61(a) : fonctionnement en buck, avec $I_s > 0$,
- Fig. 1.61(b) : fonctionnement en boost, avec $I_s < 0$,
- Fig. 1.61(c) : courant I_s de signe variable à l'échelle de la période T de commutation du convertisseur.

On notera que quelque soit le mode de fonctionnement :

- $I_e = I_s$ tant que T_1 ou D_1 sont passants, c'est-à-dire pendant DT ,
- $I_e = I_s$ tant que T_2 ou D_2 sont passants, c'est-à-dire pendant $(1 - D)T$.

De fait, indépendamment du cas considéré, la valeur moyenne $\langle I_e \rangle$ du courant I_e en entrée du convertisseur sera toujours définie par la relation :

$$\langle I_e \rangle = \frac{1}{T} \langle I_s \rangle DT \quad (1.105)$$

Où $\langle I_s \rangle$ est la valeur moyenne du courant de sortie du convertisseur. Il vient ainsi :

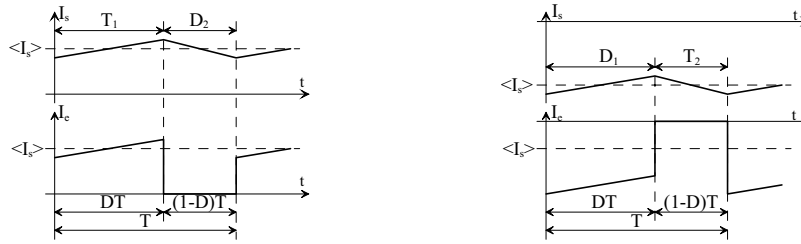


Fig. 1.61(a) *Fonctionnement buck* Fig. 1.61(b) *Fonctionnement boost*

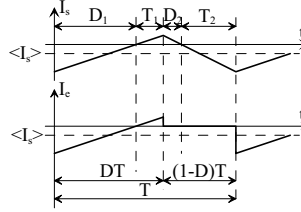


Fig. 1.61(c) *Fonctionnement indifférent*

FIG. 1.61 – *Courant en entrée du convertisseur : trois modes de fonctionnement*

$$\boxed{\frac{\langle I_e \rangle}{\langle I_s \rangle} = D} \quad (1.106)$$

A l’instar du convertisseur buck, la rapport cyclique joue également le rôle de «rapport de transformation».

On notera de plus que le courant moyen en entrée du convertisseur est de même signe que le courant en sortie. Par voie de conséquence, il faut que la source de tension U_e soit réversible en courant pour que la structure étudiée ici puisse fonctionner. Ceci est logique :

- lorsque $I_s > 0$, la fluence d’énergie est de la source de tension U_e vers la source de courant I_s . La source U_e doit donc fournir de l’énergie.
- lorsque $I_s < 0$, la fluence d’énergie est de la source de courant I_s vers la source de tension U_e . Cette dernière doit donc être capable de recevoir cette énergie.

1.4.4.3 Ondulation du courant de sortie

Comme tout convertisseur DC/DC, l’inductance L_s conditionne l’ondulation \tilde{i}_s du courant I_s autour de sa valeur moyenne. Nous donnons Fig. 1.62 l’évolution de \tilde{i}_s .

Compte tenu que nous avons négligé tout terme résistif, l’évolution du courant I_s est linéaire. Cependant, la prise en compte d’éventuels termes résistifs ne remet pas en cause la forme de I_s , étant entendu que, par le choix de la fréquence de commutation f , l’évolution du courant est dans la plupart des cas linéaire.

La relation entre le courant I_s et la tension U_{l_s} aux bornes de l’inductance L_s est ainsi régie par la relation suivante :

$$U_{l_s} = L_s \frac{\Delta I_s}{\Delta t} \quad (1.107)$$

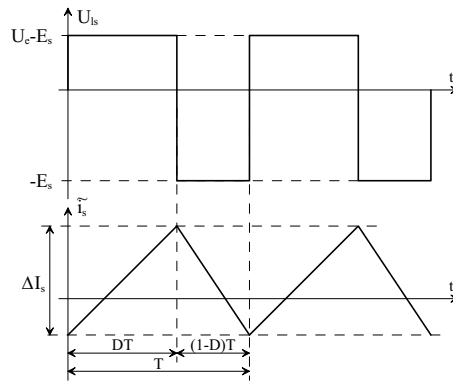


FIG. 1.62 – Ondulation du courant I_s

Pendant la durée DT , on peut donc écrire :

$$U_e - E_s = L_s \frac{\Delta I_s}{DT} \tag{1.108}$$

$$\Rightarrow \Delta I_s = \frac{(U_e - E_s)}{L_s f} D$$

Compte tenu de la relation (1.103), il vient enfin :

$$\Delta I_s = \frac{U_e}{L_s f} (1 - D) D \tag{1.109}$$

Cette relation est en tout point identique à la relation définissant l'ondulation de courant en sortie d'un convertisseur buck.

Le tracé de $\frac{\Delta I_s}{U_e} L_s f = \mathcal{F}(D)$ est donné Fig. 1.63.

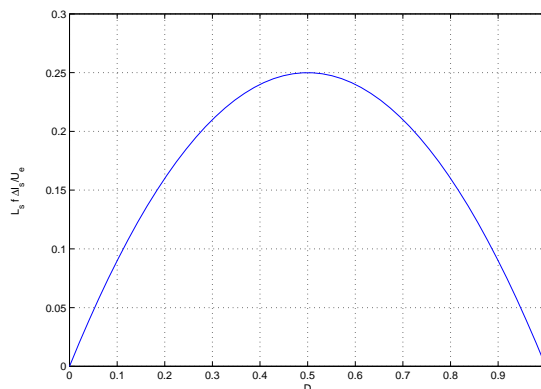


FIG. 1.63 – Ondulation ΔI_s fonction de D

L'ondulation du courant I_s sera maximale pour $D = 0.5$. C'est à partir de cette valeur de D que l'on devra dimensionner la valeur de L , afin d'être sûr que l'ondulation ΔI_s

n'excédera jamais la valeur spécifiée.

1.4.5 Synthèse

La définition d'une structure de convertisseur DC/DC réversible en courant a conduit à la définition d'une cellule de commutation a priori plus complexe que celle relative aux convertisseurs non réversibles en courant.

Cependant, nous avons démontré que :

- lors d'une fluence d'énergie de la source de tension vers la source de courant, le comportement du convertisseur est celui d'un buck,
- lors d'une fluence d'énergie de la source de courant vers la source de tension, le comportement du convertisseur est celui d'un boost.

En fin de compte, un telle structure a ceci d'intéressant qu'elle est commune aux structures buck et boost puisque :

- la structure assurant la réversibilité du buck est celle définie dans cette section,
- la structure assurant la réversibilité du boost est également définie dans cette section.

Nous avons donc non seulement défini une structure DC/DC réversible en courant, mais également une structure qui assure la réversibilité en courant pour le buck *et* pour le boost.

Enfin, on retiendra que la nature réversible en courant de ce convertisseur élimine tous les inconvénients liés à l'existence de modes de conduction discontinus. En revanche, les mécanismes de commutation des deux transistors et des deux diodes peuvent s'avérer plus complexes.

1.5 Convertisseurs quatre quadrants

1.5.1 Introduction

Pour conclure cette partie consacrée aux convertisseurs DC/DC, nous allons définir un convertisseur qui assure non seulement la réversibilité en courant, mais également la réversibilité en tension.

Compte tenu des conventions de signes adoptées Fig. 1.64(a), il s'agit de définir une structure qui permet de travailler dans les quatre quadrants définis Fig. 1.64(b).

On doit ainsi être en mesure de contrôler parfaitement la fluence d'énergie entre les sources U_e et I_s . Deux configurations sont possibles :

- U_s et I_s sont de signe identique. Dans ce cas, la fluence d'énergie s'effectue de la source de tension U_e vers la source de courant I_s . Le convertisseur doit donc permettre de fonctionner dans les quadrants 1 et 3 de Fig. 1.64(b).
- U_s et I_s sont de signes opposés. Dans ce cas, la fluence d'énergie s'effectue de la source de courant I_s vers la source de tension U_e . Le convertisseur doit donc permettre de fonctionner dans les quadrants 2 et 4 de Fig. 1.64(b).

L'objet de cette section sera la définition et l'étude du convertisseur DC/DC qui permet de contrôler, en signe et en valeur absolue la fluence d'énergie entre une source de tension et une source de courant, suivant les signes respectifs de la tension U_s en sortie du convertisseur et du courant I_s .

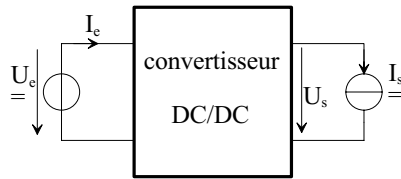


Fig. 1.64(a)

Convertisseur statique

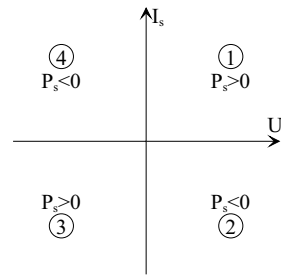


Fig. 1.64(b)

Transit de puissance

FIG. 1.64 – *Fluence d'énergie*

1.5.2 Représentation des sources

Afin de pouvoir définir la structure de convertisseur réversible en tension et en courant, nous devons préciser la nature des deux sources mises en relation :

- source de tension U_e : nous la représentons comme une source de tension parfaite.
- source de courant I_s : afin de mettre en évidence la réversibilité en courant, nous choisissons de représenter cette source comme un ensemble *inductance + force électromotrice*.

De plus, cette source est bidirectionnelle en tension. Nous considérons en effet que la force électromotrice en question peut en effet éventuellement changer de signe.

Cette représentation est donnée Fig. 1.65.

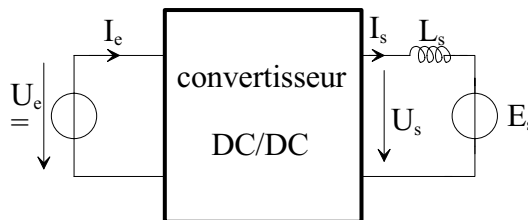


FIG. 1.65 – *Convertisseur DC/DC « quatre quadrants » type*

La source de courant I_s est ainsi constituée d'une association série de l'inductance L_s et de la source de tension E_s . Cette association est typique d'un modèle (simpliste) de machine à courant continu, vue par son circuit induit. La source de tension E_s est liée à la rotation de la machine, alors que l'inductance L_s représente la somme de deux inductances :

- l'inductance liée aux enroulements de l'induit de la machine à courant continu,
- l'inductance de lissage placée entre le convertisseur et le moteur, permettant de limiter les ondulations du courant d'induit de la machine si ses inductances propres n'y suffisent pas.

Ainsi, définir un convertisseur DC/DC réversible en tension et en courant revient à vouloir contrôler :

- le signe du couple de la machine à courant continu. Ceci permet de gérer, par le convertisseur statique, l'accélération et le freinage de la machine.

- le signe de la force électromotrice de cette machine. Ceci permet de gérer, par le convertisseur statique, le sens de rotation de la machine.

On se donne ainsi les moyens, grâce au convertisseur statique, de gérer complètement la rotation d'une machine à courant continu, et de faire, quelque soit le sens de rotation de cette machine du freinage par récupération.

1.5.3 structure

1.5.3.1 Cellules de commutation et caractéristique statique

S'agissant de définir un convertisseur réversible en courant et en tension, nous devons rechercher la structure adéquate. Pour ce faire, le point de départ consiste à définir les caractéristiques de la source de tension U_e en entrée du convertisseur.

Cette source est :

- non réversible en tension : cela signifie que la tension U_e est toujours positive, au sens des conventions de signe adoptées Fig. 1.65.
- réversible en courant : cela signifie que le courant I_e peut être positif ou bien négatif. Pour les mêmes raisons que pour le convertisseur DC/DC réversible en courant, le fait que l'on puisse avoir une fluence d'énergie de la source de courant I_s vers la source de tension U_e exige que cette dernière puisse absorber de la puissance. La tension U_e étant toujours positive, le courant I_e doit donc pouvoir être négatif dans ce cas.

Réversibilité en tension Nous recherchons une structure qui permette d'imposer une tension moyenne qui puisse être positive, ou bien négative aux bornes de la source de courant I_s . Cela implique que les valeurs instantanées de U_s (Fig. 1.65) doivent pouvoir également être positives ou négatives.

Compte tenu du signe toujours positif de la tension U_e , cela implique une structure comprenant deux cellules de commutation, ainsi que présenté Fig. 1.66.

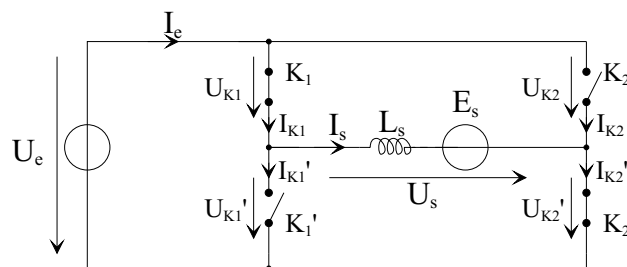


FIG. 1.66 – Structure à deux cellules de commutation

La première cellule de commutation est constituée des interrupteurs K_1 et K_1' . La seconde cellule est constituée des interrupteurs K_2 et K_2' .

Lors des commutations au sein de chacune des deux cellules de commutation, plusieurs configurations sont possibles :

- K_1 et K_2' sont passants : dans ce cas, $U_s = U_e$. La tension U_s est donc positive.
- K_2 et K_1' sont passants : dans ce cas, $U_s = -U_e$. La tension U_s est donc négative.

- K_1 et K_2 sont passants, ou bien K_1' et K_2' sont passants : dans ce cas, la tension U_s est nulle.

Réversibilité en courant La réversibilité en courant ne dépend pas quant à elle du nombre de cellules de commutation en jeu, mais de la caractéristique statique des interrupteurs constitutifs de ces cellules.

Le raisonnement qui permet de déterminer les caractéristiques statiques nécessaires à la réversibilité en courant du convertisseur est en tout point identique à celui ayant permis de définir le convertisseur DC/DC réversible en courant. Le lecteur pourra donc se référer à l'étude de ce convertisseur pour un exposé détaillé. Nous ne ferons ici que donner des résultats déjà connu :

- lorsque l'un des interrupteurs K_i de l'une des deux cellules de commutation est bloqué, celui-ci doit supporter une tension $U_{K_i} = U_e$. La tension U_e étant toujours positive, un interrupteur unidirectionnel en tension suffit donc.
- lorsque l'un des interrupteurs K_i de l'une des deux cellules de commutation est amorcé, celui-ci doit pouvoir passer un courant :
 - $I_{K_i} > 0$ si I_s est positif,
 - $I_{K_i} < 0$ si I_s est négatif.

La réversibilité en courant exige l'emploi d'interrupteurs bidirectionnels en courant.

La réversibilité en courant exige l'utilisation d'interrupteurs dont la caractéristique statique comporte trois segments, ainsi que présenté Fig. 1.67.

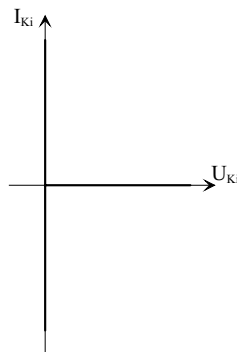


FIG. 1.67 – Caractéristique statique des interrupteurs K_1 , K_1' , K_2 et K_2'

Comme exposé précédemment, il n'existe pas aujourd'hui de solution technologique qui permette d'obtenir directement ce type de caractéristique statique ⁵.

La caractéristique statique définie Fig. 1.67 est presque systématiquement synthétisé comme rappelé Fig. 1.68.

5. Mis à part, bien entendu le MOS qui possède naturellement une diode en anti-parallèle assurant la bidirectionnalité en courant. Cependant, il est difficile de tirer systématiquement profit d'un tel composant, et ce pour deux raisons :

- les calibres en tension et courant du MOS sont limités pour des applications moyenne et forte puissance,
- les propriétés de la diode interne sont piètre. Il faut tolérer notamment des temps de recouvrement important qui pénalisent les pertes par commutation.

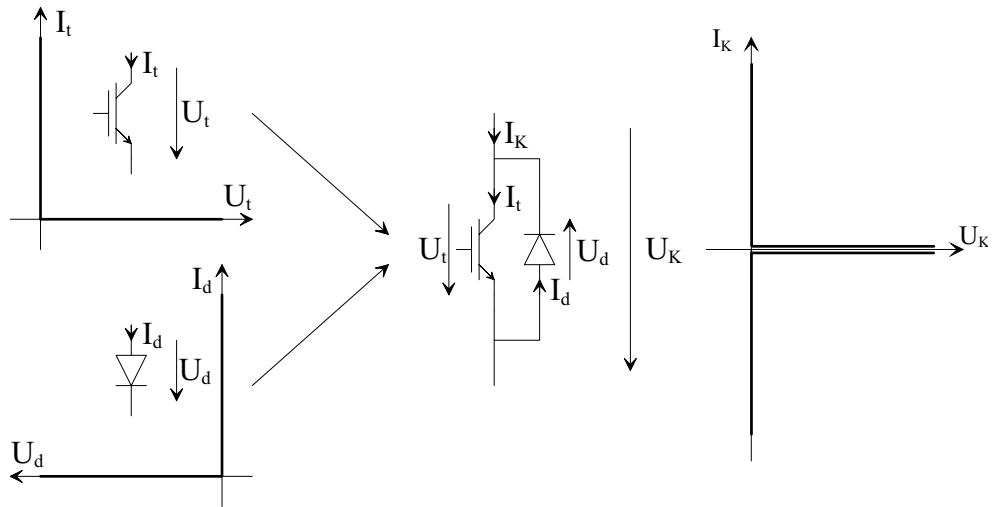


FIG. 1.68 – Synthèse d'un interrupteur bidirectionnel en courant

Il convient ainsi de placer une diode en anti-parallèle sur un transistor afin d'obtenir les trois segments exigés.

Compte tenu de la structure définie Fig. 1.66, nous sommes ainsi aptes à donner le schéma complet d'un convertisseur DC/DC réversible en courant et en tension.

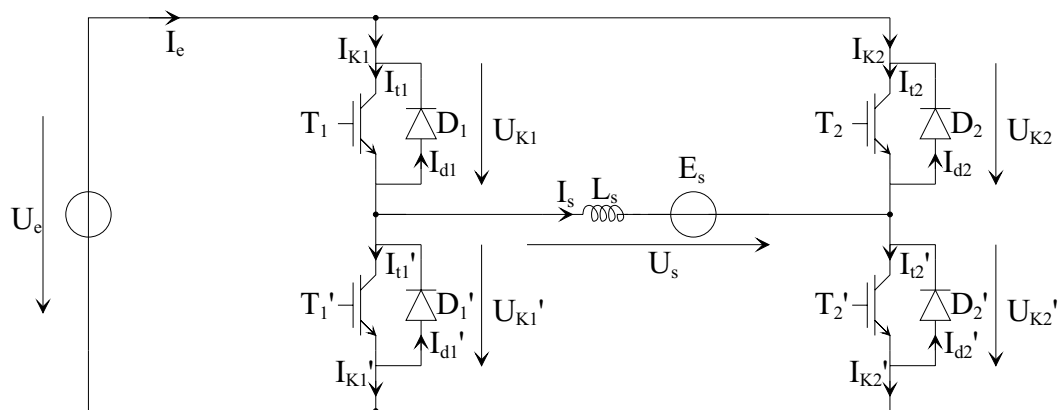


FIG. 1.69 – Convertisseur DC/DC réversible en tension et en courant

1.5.3.2 Mécanismes de commutation

La définition d'une telle structure laisse augurer de mécanismes de commutation complexes, suivant les signes respectifs de la tension et du courant en sortie du convertisseur.

En point de départ de notre exposé, il faut avoir en mémoire les propriétés suivantes :

- au sein d'une cellule de commutation, les deux interrupteurs doivent fonctionner de manière complémentaire,
- le fonctionnement d'une cellule de commutation est indépendant de celui de la seconde cellule, et vice-versa.

Ces deux propriétés permettent de définir plusieurs mode de pilotage de la structure définie Fig. 1.69, afin de permettre la réversibilité en tension et en courant.

Configurations en convertisseur *deux quadrants* On peut envisager en effet de figer l'une des deux cellules de commutations : l'un de ses interrupteurs sera amorcé, le second sera bloqué, et la cellule restera en l'état. La seconde cellule sera en revanche le lieu de commutations, ce qui conduit à des schémas équivalents tels que ceux proposés Fig. 1.70.

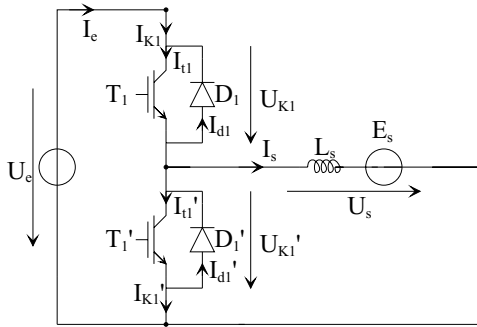


Fig. 1.75(a) $\langle U_s \rangle > 0$ et I_s réversible

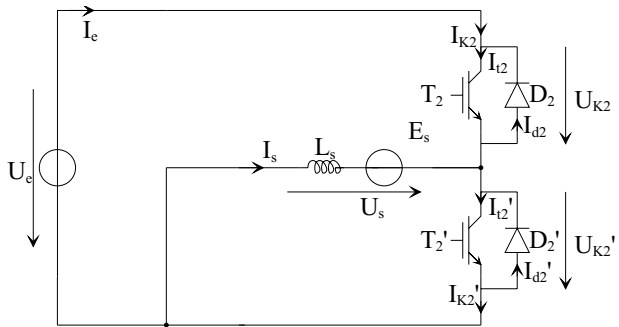


Fig. 1.75(b) $\langle U_s \rangle < 0$ et I_s réversible

FIG. 1.70 – Deux structures en une seule

Dans la configuration proposée Fig. 1.70(a), l'interrupteur T_2' est amorcé, alors que l'interrupteur T_2 est bloqué. Ces deux interrupteurs restent dans cet état, pendant que les interrupteurs T_1 et T_1' commutent. On retrouve ainsi la structure type d'un convertisseur DC/DC réversible en courant, capable d'imposer en sortie une tension moyenne comprise en $0V$ et U_e . Pour le fonctionnement détaillé de cette structure, on se référera par conséquent à la section précédente.

Lorsqu'on souhaite inverser le signe de $\langle U_s \rangle$ pour bénéficier de la réversibilité en tension, il suffit de commander le blocage de T_1 et l'amorçage de T_1' . Ces deux interrupteurs restent dans cet état, pendant que les interrupteurs T_2 et T_2' commutent. On retrouve ainsi Fig. 1.70(b) la structure type d'un convertisseur DC/DC réversible en courant, capable cette fois-ci d'imposer en sortie une tension moyenne comprise en $-U_e$ et $0V$. Pour le fonctionnement détaillé de cette structure, on se référera également à la section précédente.

Les deux combinaisons que nous venons de décrire ne sont que deux combinaisons parmi d'autres, et il est d'autres type commandes qui permettent d'obtenir le même type de pilotage : on fige les interrupteurs d'une cellule suivant le signe désiré pour $\langle U_s \rangle$, et l'on commande les commutations des interrupteurs de la seconde cellule.

Ces modes de pilotage de la structure Fig. 1.69 posent cependant un problème de complexité de mise en œuvre : en fonction du signe souhaité pour $\langle U_s \rangle$, on doit décider des interrupteurs qui doivent rester dans un état figé, et ceux qui doivent commuter.

Commutations simultanées des deux cellules Une autre solution consiste à faire commuter les deux cellules simultanément. Le principe d'un tel fonctionnement est le suivant :

- on commande les commutations sur T_1 et T_1' avec un rapport cyclique donné. De manière classique, T_1' est bloqué lorsque T_1 est passant, et vice-versa.

- on commande de même les commutations sur T_2 et T_2' avec un rapport cyclique identique. De plus on lie l'état de T_2' avec celui de T_1 . De même, on lie l'état de T_2 avec celui de T_1' .

La structure définie Fig. 1.69 ne connaît donc que deux états possibles :

- (T_1, D_1) et (T_2', D_2') sont passants. Dans ce cas :

$$U_s = U_e \quad \text{et} \quad I_e = I_s \quad (1.110)$$

- (T_2, D_2) et (T_1', D_1') sont passants. Dans ce cas :

$$U_s = -U_e \quad \text{et} \quad I_e = -I_s \quad (1.111)$$

L'évolution des grandeurs de sortie (U_s, I_s) du convertisseur seront ainsi telles que décrites Fig. 1.71.

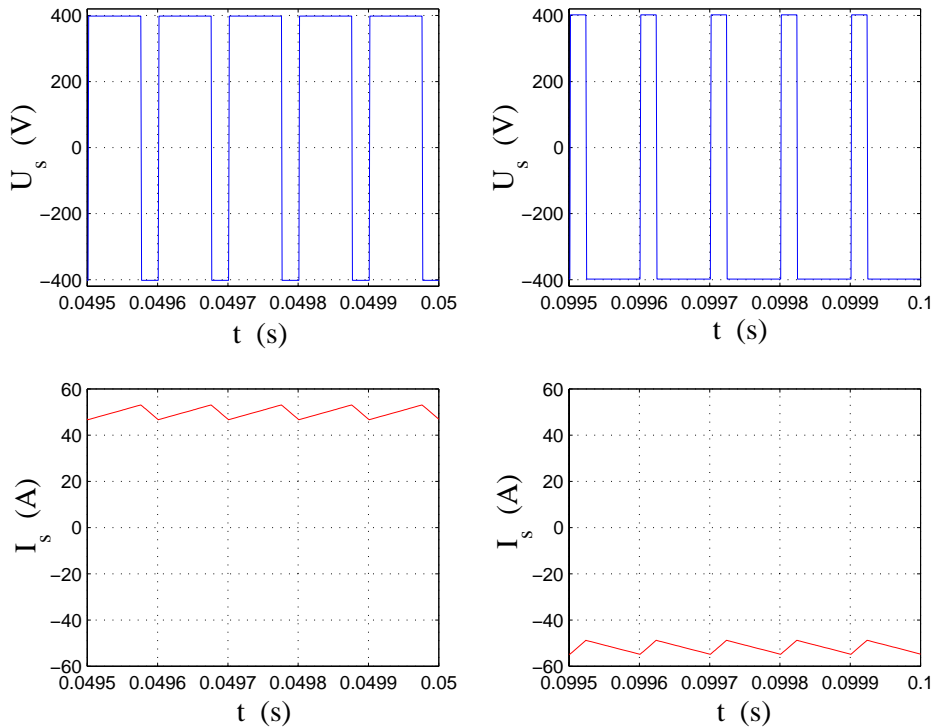


FIG. 1.71 – Formes d'ondes des grandeurs de sortie du convertisseur

La tension U_s est constituée de créneaux de tension, d'amplitude $2U_e$ crête-à-crête. En variant le rapport cyclique, on veut influencer sur la valeur moyenne $\langle U_s \rangle$ de U_s . Nous démontrerons cela ultérieurement. On doit cependant noter que suivant le rapport cyclique défini on obtient effectivement, sur une charge de type résistance/inductance, une valeur moyenne $\langle I_s \rangle$ de courant de sortie I_s positive ou bien négative. Cela signifie que l'on est bien en mesure de faire varier «à souhait» la valeur moyenne de la tension en sortie du convertisseur :

- en valeur absolue,
- en signe.

Dans le cadre d'un tel fonctionnement, l'étude des mécanismes de commutation n'est pas aussi complexe qu'il n'y pourrait paraître au premier abord. Pour s'en convaincre, On peut analyser le fonctionnement de la cellule de commutation constituée par (T_1, D_1) et (T_2, D_2) , représentée Fig. 1.72.

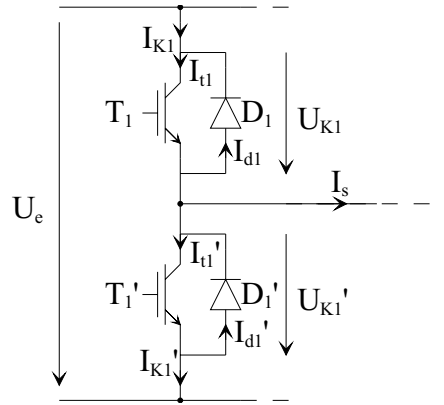


FIG. 1.72 – Cellule de commutation 1

Les interrupteurs de cette cellule sont mis à contribution suivant la nature du courant I_s , et notamment suivant le signe de ce dernier. Dans les faits, cette cellule de commutation est en tout point identique à celle constituant le convertisseur DC/DC réversible en courant. Le lecteur pourra donc s'y reporter pour une étude détaillée, qui conclue sur les points suivants :

- si $I_s > 0$, alors le fonctionnement de cette cellule de commutation est typiquement celui d'un convertisseur buck. Seuls, les interrupteurs T_1 et D_1' sont sollicités pour conduire le courant I_s .
- si $I_s < 0$, alors le fonctionnement de cette cellule de commutation est typiquement celui d'un convertisseur boost. Seuls, les interrupteurs T_1' et D_1 sont sollicités pour conduire le courant I_s .

Il existe également, à l'instar du convertisseur réversible en courant, des cas de figure où le courant I_s change de signe lors d'une période de commutation, ainsi que présenté Fig. 1.73.

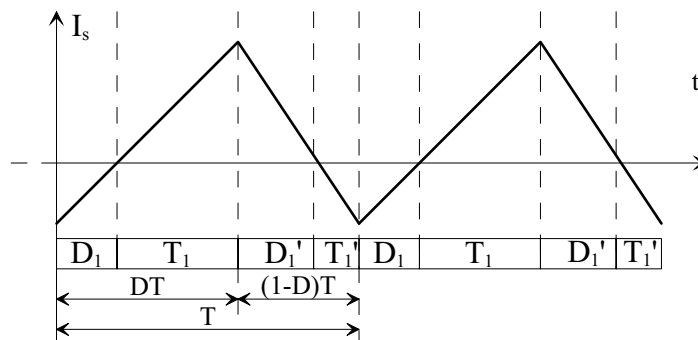


FIG. 1.73 – Réversibilité du courant à l'échelle de la fréquence de commutation

Dans un tel mode de fonctionnement, tous les interrupteurs sont sollicités. Comme pour le convertisseur réversible en courant, on pourrait envisager des modes de commande relativement complexes pour les interrupteurs :

- en ne commandant que T_1 lorsque I_s est positif,
- en ne commandant que T_1' lorsque I_s est négatif,
- en commandant de manière complémentaire T_1 et T_1' lorsque I_s change de signe à l'échelle de la fréquence de commutation.

En règle générale, on opte systématiquement sur une commande complémentaire de T_1 et T_1' , quel que soit le signe de I_s . Cela signifie que lorsque un interrupteur est passant parce que sa diode l'est devenue, on a amorcé simultanément le transistor dont elle dépend. On utilise ainsi la propriété d'unidirectionnalité en courant d'un transistor, qui fait que bien que ce dernier soit amorcé, le courant inverse qui traverse l'ensemble transistor/diode ne traverse que la diode, et non le transistor ⁶.

Les mécanismes de commutation sont identiques pour la seconde cellule de commutation, bien que le mode de fonctionnement de cette cellule soit dual à la première. Comme pour la première cellule de commutation, on pourra également se référer à l'étude des mécanismes de commutation pour un convertisseur réversible en courant.

Nous donnons Fig. 1.74 la représentation de la seconde cellule de commutation.

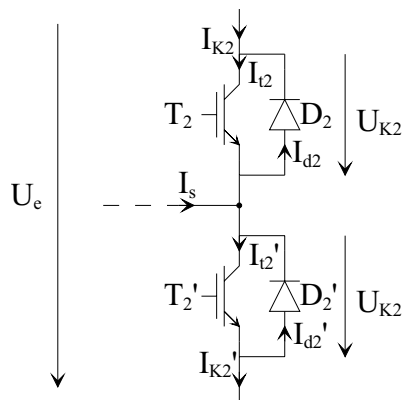


FIG. 1.74 – Cellule de commutation 2

- si $I_s > 0$, alors le fonctionnement de cette cellule de commutation est typiquement celui d'un convertisseur boost. Seuls, les interrupteurs T_2' et D_2 sont sollicités pour conduire le courant I_s .
- si $I_s < 0$, alors le fonctionnement de cette cellule de commutation est typiquement celui d'un convertisseur buck. Seuls, les interrupteurs T_2 et D_2' sont sollicités pour conduire le courant I_s .

6. Ceci est vérifié expérimentalement pour tous les transistors.... sauf le MOS qui présente la possibilité de conduire en inverse. Une partie non négligeable du courant inverse passe donc dans le MOS, voire la totalité si la résistance à l'état passant du transistor est très faible ($4m\Omega$), et que la diode choisie s'avère une «mauvaise diode».

- si I_s change de signe à l'échelle de la fréquence de commutation, tous les interrupteurs seront sollicités, suivant un processus proche de celui présenté Fig. 1.73.

Comme pour la première cellule, les commandes des interrupteurs se feront donc de manière complémentaire. Ainsi, chacun des deux transistors T_2 et T_2' sera amorcé simultanément, et ce quel que soit le signe du courant susceptible de traverser l'ensemble transistor/diode :

- si le transistor K est amorcé alors que le courant I_K doit être positif, alors le courant sera conduit par le transistor,
- si le transistor K est amorcé alors que le courant I_K doit être négatif, alors le courant sera conduit par la diode placé en anti-parallèle sur le transistor.

1.5.3.3 Fonctionnement complémentaire des deux cellules

Afin de présenter ce que sont les mécanismes de commutation, nous avons raisonné indépendamment sur chacune des deux cellules. Cependant, ces deux cellules sont appelées à fonctionner conjointement, afin d'obtenir les formes d'ondes présentées Fig. 1.71.

Nous rappelons Fig. 1.75 le schéma de la structure complète du convertisseur DC/DC réversible en courant et en tension, pour préciser le fonctionnement conjoint des deux cellules de commutation.

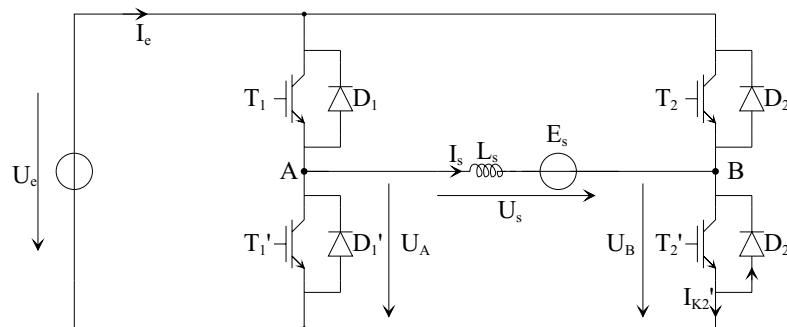


FIG. 1.75 – Structure complète

Sur ce schéma, nous avons en particulier défini les tensions U_A et U_B , qui sont respectivement :

- tension U_A : la tension définissant l'évolution du potentiel au point milieu de la première cellule de commutation (potentiel du point A),
- tension U_B : la tension définissant l'évolution du potentiel au point milieu de la seconde cellule de commutation (potentiel du point B).

Nous donnons Fig. 1.76 l'évolution des tensions U_A et U_B (et par conséquent $U_s = U_A - U_B$), suivant les commandes appliquées à chacun des transistors.

Les deux premiers tracés donnent les commandes c_1, c_1', c_2 et c_2' respectivement appliquées sur les interrupteurs T_1, T_1', T_2 et T_2' .

Les interrupteurs sont commandés suivant une période de fonctionnement T .

Les transistors T_1 et T_2' reçoivent la même commande, et ont donc un fonctionnement synchronisé. Ils sont commandés à l'amorçage pendant une durée DT , où D est le rapport cyclique, compris entre 0 et 1. Puis ces interrupteurs sont commandés au blocage pendant

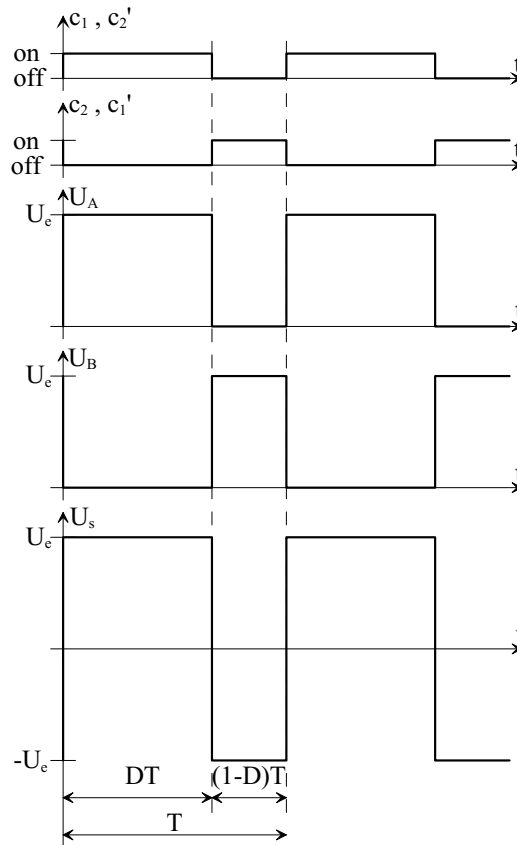


FIG. 1.76 – Fonctionnement des deux cellules de commutation

une durée $(1 - D)T$. Au résultat, la tension U_A vaut U_e pendant DT , et $0V$ pendant $(1 - D)T$.

Les interrupteurs T_2 et T_1' sont également commandés de manière synchrone. Fonctionnant de manière complémentaire vis-à-vis de T_1 et T_2' , ils sont commandés au blocage pendant une durée DT , puis commandé à l'amorçage pendant une durée $(1 - D)T$. Au résultat, la tension U_B vaut $0V$ pendant DT , et U_e pendant $(1 - D)T$.

La tension U_s appliquée aux bornes de la source de courant est la différence des tensions U_A et U_B :

$$U_s = U_A - U_B$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Pendant } DT: \quad U_A = U_e \quad \text{et} \quad U_B = 0 \quad \implies \quad U_s = U_e \\ \text{Pendant } (1 - D)T: \quad U_A = 0 \quad \text{et} \quad U_B = U_e \quad \implies \quad U_s = -U_e \end{array} \right. \quad (1.112)$$

La tension U_s est donc constituée de créneaux de tension, d'amplitude $2U_e$ crête-à-crête, et vaut :

- U_e pendant DT
- $-U_e$ pendant $(1 - D)T$.

La tension U_s peut donc être soit positive, soit négative en valeur instantanée. Ceci permet de présupposer que l'on va pouvoir gérer le signe de la tension moyenne imposée aux bornes de la source de courant.

1.5.4 Relations fondamentales

A l'instar du convertisseur DC/DC réversible en courant, l'étude qui permet de définir les relations fondamentales d'un convertisseur DC/DC réversible en courant et en tension est simplifiée, dans la mesure où les mode de conduction critique et discontinu n'existent pas. Il suffit donc de définir :

- la relation entre la tension en entrée du convertisseur et la tension moyenne en sortie,
- la relation entre le courant en sortie du convertisseur et le courant moyen que le convertisseur prélève sur son alimentation continue,
- l'ondulation du courant en sortie du convertisseur.

Nous ferons constamment appel, dans cette partie, à la topologie que nous rappelons Fig. 1.77.

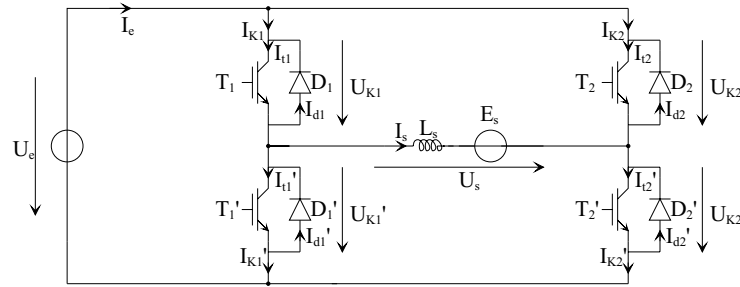


FIG. 1.77 – Structure du convertisseur DC/DC réversible en courant et en tension

1.5.4.1 Tension moyenne en sortie du convertisseur

Pour déterminer la relation qui lie la tension U_e en entrée du convertisseur à la tension moyenne $\langle U_s \rangle$ imposée aux bornes de la source de courant L_s/E_s , nous nous référons au tracé Fig. 1.78 qui donne l'évolution de la tension U_s , suivant la valeur du rapport cyclique D .

Comme précédemment le rapport cyclique D est défini par le rapport entre le temps de conduction de l'interrupteur K_1 (constitué par T_1 et D_1) et la période T de fonctionnement du convertisseur. On doit se rappeler que le temps de conduction de K_1 est identique au temps de conduction de K_2' (constitué par T_2' et D_2'). De fait :

$$D = \frac{t_{(U_{K1}=0)}}{T} = \frac{t_{(U_{K2'}=0)}}{T} \quad (1.113)$$

La tension moyenne $\langle U_s \rangle$ appliquée aux bornes de la source de courant L_s/E_s est définie par la relation suivante :

$$\langle U_s \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T U_s(t) dt \quad (1.114)$$

Il vient donc :

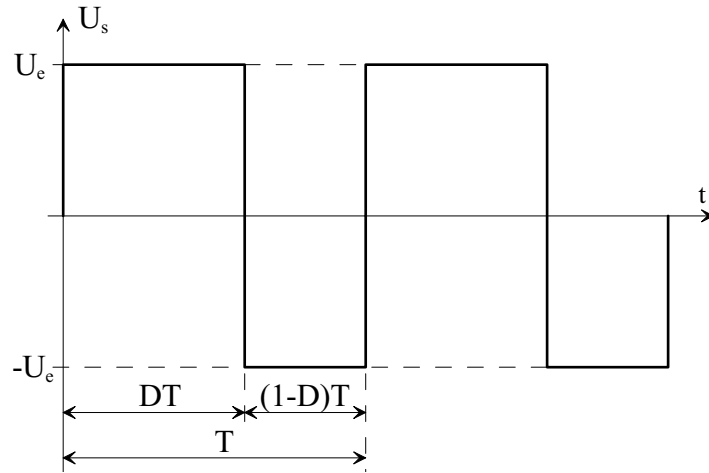


FIG. 1.78 – Tension U_s aux bornes de la source de courant

$$\langle U_s \rangle = \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} U_e dt + \int_{DT}^T -U_e dt \right] \quad (1.115)$$

$$\langle U_s \rangle = \frac{1}{T} \left([U_e t]_0^{DT} + [-U_e t]_{DT}^T \right)$$

On obtient après simplification la relation qui lie la tension d'alimentation U_e et la tension moyenne $\langle U_s \rangle$ en sortie du convertisseur, en fonction du rapport cyclique D :

$$\boxed{\frac{\langle U_s \rangle}{U_e} = 2D - 1} \quad (1.116)$$

Par ailleurs, on doit remarquer que, en régime permanent (ou régime établi), la tension moyenne aux bornes de l'inductance L_s est nulle. Par conséquent, d'après Fig. 1.77, il vient :

$$\langle U_s \rangle = E_s \quad \Rightarrow \quad \boxed{\frac{\langle U_s \rangle}{U_e} = \frac{E_s}{U_e} = 2D - 1} \quad (1.117)$$

Nous donnons Fig. 1.79 le tracé du rapport $\frac{\langle U_s \rangle}{U_e}$ en fonction de D .

Le rapport cyclique D peut varier entre 0 et 1. Par conséquent, le rapport $\frac{\langle U_s \rangle}{U_e}$ peut varier entre -1 et 1 . Ainsi la tension moyenne $\langle U_s \rangle$ en sortie du convertisseur peut varier entre $-U_e$ et U_e .

On est ainsi en mesure d'imposer, grâce à la structure définie Fig. 1.77, une tension moyenne aux bornes de la source de courant dont on contrôle :

- la valeur absolue, comprise entre 0 et 1,
- le signe, positif ou bien négatif.

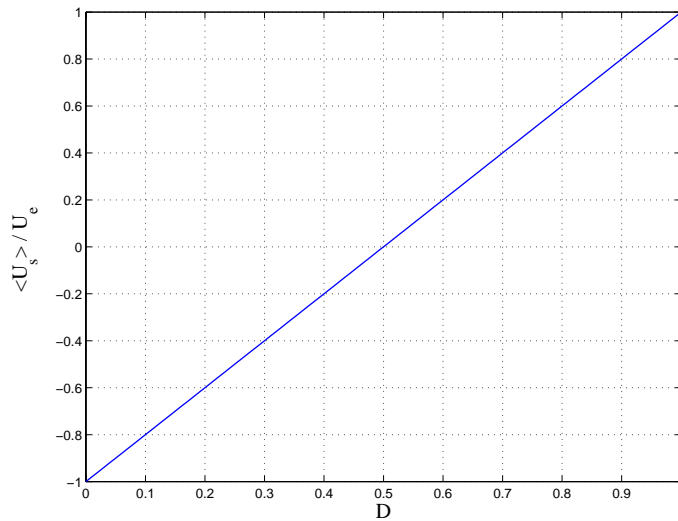


FIG. 1.79 – Valeur moyenne de U_s en fonction de D

En outre, par la nature des interrupteurs choisis (bidirectionnels en courant), le courant I_s dans la source de courant peut également être positif, ou bien négatif. Les modes de conduction critique et discontinus n’existent donc pas.

1.5.4.2 Courant moyen en entrée du convertisseur

Nous pouvons également établir le lien qui existe entre les valeurs moyennes du courant en entrée I_e et du courant en sortie I_s .

Pour ce faire, et afin de clarifier notre raisonnement, nous considérons à nouveau Fig. 1.80 la topologie étudiée, en désignant par le symbole K_i les interrupteurs constitués d’un transistor T_i muni d’une diode en anti-parallèle D_i . Il n’est en effet d’aucune utilité, dans ce paragraphe, de savoir si le transistor ou bien la diode conduisent lorsqu’un interrupteur est passant.

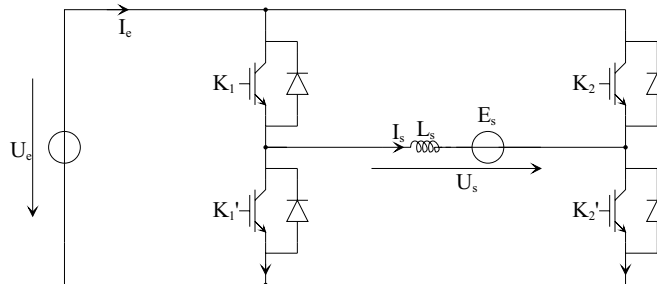


FIG. 1.80 – Structure du convertisseur DC/DC réversible en courant et en tension

Nous donnons en outre Fig. 1.81 les formes d’onde type du courant en sortie I_s ainsi que du courant en entrée du convertisseur.

Deux cas sont ainsi illustrés :

- Fig. 1.81(a) : le courant en sortie du convertisseur est de signe constant à l’échelle de la fréquence de commutation du convertisseur. Le convertisseur statique considéré

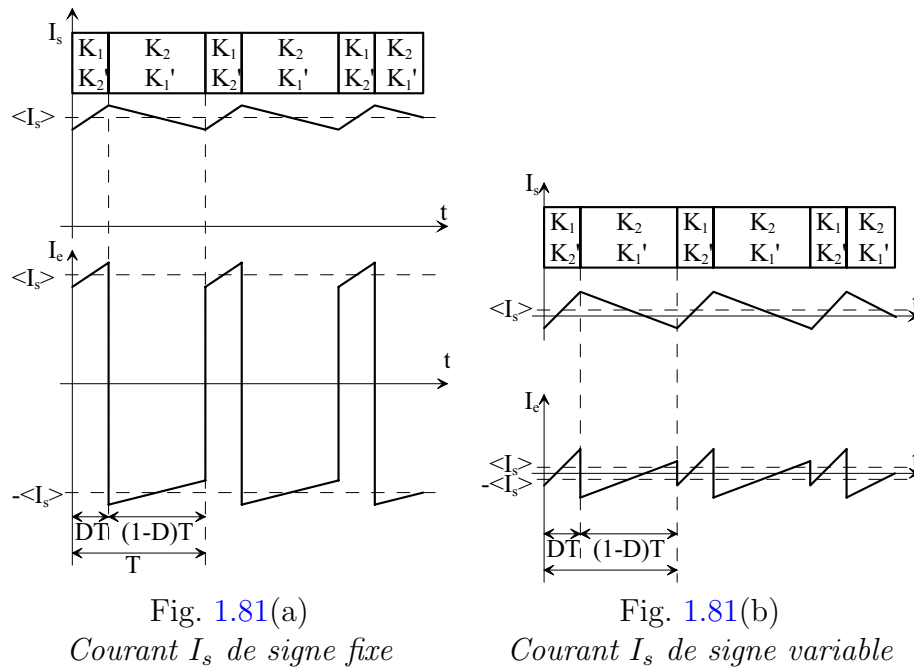


FIG. 1.81 – Courant I_e en entrée du convertisseur

étant de nature réversible en courant, ce courant peut donc être positif, ou bien négatif. Dans la représentation donnée, ce courant est positif.

Quant au courant en entrée I_e , celui-ci présente de fortes discontinuités, liées aux commutations des interrupteurs :

- Pendant une durée DT , les interrupteurs K_1 et K_2' sont passants. On a donc la relation :

$$I_e = I_s \tag{1.118}$$

Le courant I_s étant positif, le courant I_e l'est également. De plus cette phase de fonctionnement correspond à une croissance linéaire du courant I_s : le courant I_e croît donc de la même manière.

- Pendant une durée $(1 - D)T$, les interrupteurs K_2 et K_2' sont passants. On a donc la relation :

$$I_e = -I_s \tag{1.119}$$

Le courant I_s étant positif, le courant I_e est donc de signe opposé, ce qui explique la discontinuité de courant lors de la commutation. D'autre part, cette phase de fonctionnement correspond à une décroissance linéaire du courant I_s : le courant I_e étant de signe contraire, ce dernier croît donc linéairement en même proportion

Le courant I_e en entrée du convertisseur est donc constitué de créneaux, d'amplitude $+I_s / -I_s$. La largeur de ces créneaux est définie par le rapport cyclique D . Ceci est de plus vrai quel que soit le signe de I_s .

- Fig. 1.81(b) : le courant en sortie du convertisseur change de signe à l'échelle de la fréquence de commutation du convertisseur. Ce cas de figure correspond à de faibles valeurs du courant moyen $\langle I_s \rangle$ en sortie du convertisseur.

Rien n'est changé par rapport au cas de figure précédent, si ce n'est qu'à cause de la faible valeur de $\langle I_s \rangle$, les discontinuités du courant I_e lors des commutations sont d'amplitudes moindres.

Quel que soit donc le signe du courant I_s , et dans la mesure où les ondulations du courant I_s sont linéaires autour de sa valeur moyenne (ce qui est pratiquement toujours le cas), on peut ainsi définir la valeur moyenne $\langle I_e \rangle$ du courant en entrée par la relation suivante :

$$\begin{aligned} \langle I_e \rangle &= \frac{1}{T} [\langle I_s \rangle DT - \langle I_s \rangle (1 - D) T] \\ \langle I_e \rangle &= \langle I_s \rangle (2D - 1) \end{aligned} \quad (1.120)$$

Il vient donc :

$$\boxed{\frac{\langle I_e \rangle}{\langle I_s \rangle} = 2D - 1} \quad (1.121)$$

Deux commentaires peuvent être portés sur cette relation. Comme pour tout convertisseur DC/DC, on exprime ainsi la nature de «rapport de transformation» joué par le rapport cyclique D . Cette relation est en effet identique à la relation qui définit le rapport $\frac{\langle U_s \rangle}{U_e}$.

Par ailleurs, étant entendu que le convertisseur sur lequel nous raisonnons est un convertisseur «quatre quadrants», la puissance échangée entre la source de tension continue et la source de courant doit pouvoir changer de signe. Afin de préciser cela, on a souvent recours aux conventions suivantes :

- source de tension U_e : représente l'alimentation du convertisseur. Lorsque le produit $U_e \langle I_e \rangle$ est positif, la puissance est fournie par cette source que l'on considère ainsi selon des conventions générateur.
- source de courant I_s : représente généralement la charge du convertisseur. Lorsque le produit $\langle U_s \rangle \langle I_s \rangle$ est positif, la puissance est absorbée par cette source que l'on considère ainsi selon des conventions récepteur.

Ainsi, plusieurs cas de figures sont possibles :

- $D < \frac{1}{2}$: la tension moyenne en sortie du convertisseur $\langle U_s \rangle$ est négative.
 - si $\langle I_s \rangle < 0$, alors $\langle I_e \rangle > 0$. La puissance fournie par la source de tension et celle absorbée par la source de courant sont positives. La fluence d'énergie se fait de la source de tension vers la source de courant.
 - si $\langle I_s \rangle > 0$, alors $\langle I_e \rangle < 0$. La puissance fournie par la source de tension et celle absorbée par la source de courant sont négatives. La fluence d'énergie se fait de la source de courant vers la source de tension.
- $D > \frac{1}{2}$: la tension moyenne en sortie du convertisseur $\langle U_s \rangle$ est positive.
 - si $\langle I_s \rangle > 0$, alors $\langle I_e \rangle > 0$. La puissance fournie par la source de tension et celle absorbée par la source de courant sont positives. La fluence d'énergie se fait de la source de tension vers la source de courant.
 - si $\langle I_s \rangle < 0$, alors $\langle I_e \rangle < 0$. La puissance fournie par la source de tension et celle absorbée par la source de courant sont négatives. La fluence d'énergie se fait de la source de courant vers la source de tension.

1.5.4.3 Ondulation du courant de sortie

Comme tout convertisseur DC/DC, la valeur de l'inductance L_s , ainsi que la valeur de la fréquence de commutation f conditionnent les ondulations \tilde{i}_s du courant I_s autour de sa valeur moyenne. Nous donnons Fig. 1.82 l'évolution de \tilde{i}_s .

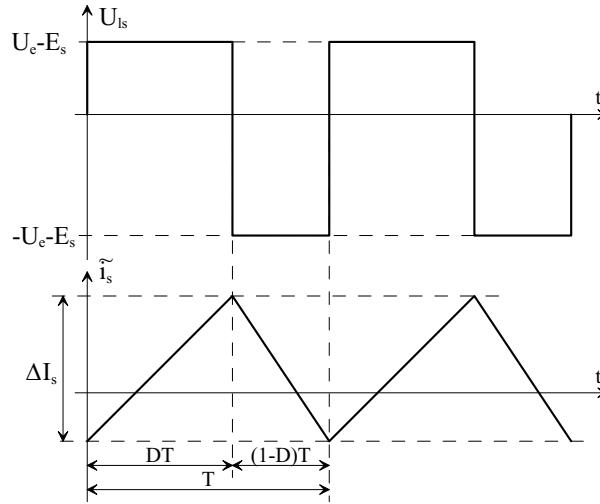


FIG. 1.82 – Ondulation du courant I_s

La phases de croissance et de décroissance du courant dans l'inductance L_s correspondent à des évolutions linéaires de ce courant, étant entendu que nous avons négligé tout terme résistif. Cela étant, le choix de la fréquence de commutation f est quasi généralement tel que l'évolution linéaire du courant I_s est systématiquement rencontrée.

On distingue deux phases dans l'évolution de ce courant :

- pendant DT : les interrupteurs K_1 et K_2' sont passants (Fig. 1.80). La tension U_{ls} appliquée aux bornes de L_s vaut donc :

$$U_{ls} = U_e - E_s \quad (1.122)$$

- pendant $(1-D)T$: les interrupteurs K_2 et K_1' sont passants (Fig. 1.80). La tension U_{ls} appliquée aux bornes de L_s vaut donc :

$$U_{ls} = -U_e - E_s \quad (1.123)$$

La relation entre le courant I_s et la tension U_{ls} appliquée aux bornes de l'inductance L_s est la suivante :

$$U_{ls} = L_s \frac{\Delta I_s}{\Delta t} \quad (1.124)$$

Pendant la durée DT (Fig. 1.82), on peut écrire :

$$\begin{aligned} U_e - E_s &= L_s \frac{\Delta I_s}{DT} \\ \Rightarrow \Delta I_s &= \frac{(U_e - E_s)}{L_s f} D \end{aligned} \quad (1.125)$$

Compte tenu de la relation (1.117), il vient ainsi :

$$\Delta I_s = \frac{U_e}{L_s f} 2D(1-D) \quad (1.126)$$

Le tracé de $\frac{\Delta I_s}{U_e} L_s f = \mathcal{F}(D)$ est donné Fig. 1.83.

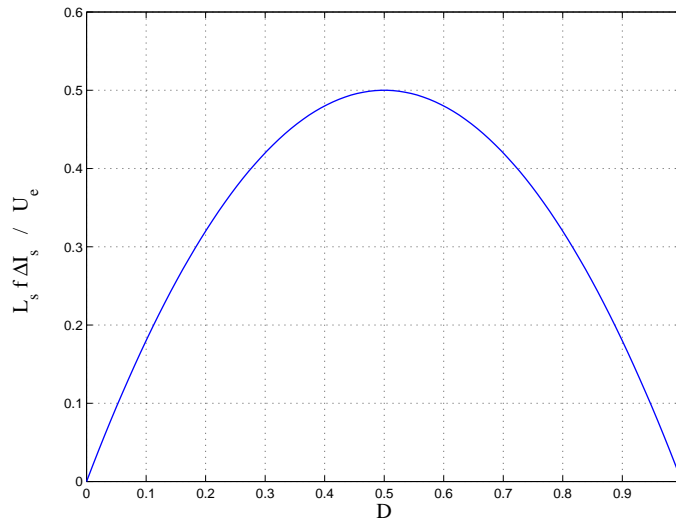


FIG. 1.83 – Ondulation du courant I_s en fonction du rapport cyclique D

A l'instar des autres types de convertisseurs statiques, l'ondulation du courant de sortie I_s est maximale lorsque $D = \frac{1}{2}$, c'est-à-dire lorsque la tension moyenne en sortie du convertisseur est nulle. Cela correspond au cas extrême que l'on considérera lorsqu'on calculera la valeur de l'inductance L_s : on est ainsi sûr que les ondulations du courant I_s ne dépasseront pas la valeur prescrite, quelle que soit la valeur du rapport cyclique D .

1.5.5 Synthèse

La définition d'une structure de convertisseur DC/DC réversible en tension et en courant a conduit à la définition d'une cellule de commutation qui résulte de l'association d'une cellule de commutation de type buck avec une cellule de commutation de type boost. Ceci permet d'assurer la réversibilité en courant.

La mise en œuvre de deux de ces cellules, dans une structure de type *structure en pont* permet quant à elle d'assurer la réversibilité en tension.

A l'instar du convertisseur réversible en courant, la nature réversible en courant du convertisseur DC/DC réversible en tension et en courant élimine tous les inconvénients liés à l'existence de modes de conduction discontinus. En revanche, les mécanismes de commutation des deux transistors et des deux diodes peuvent s'avérer plus complexes.

Enfin ce convertisseur permet de gérer complètement la fluence d'énergie entre la source de tension continue et la source de courant continu : on gère non seulement la valeur absolue de cette énergie, mais également son sens de transit.

1.6 Synthèse générale

L'ensemble des convertisseurs DC/DC que nous venons de présenter constitue une famille complète de convertisseurs, dans le sens où, selon la topologie mise en œuvre, l'on est capable :

- d'abaisser des niveaux de tension ou de courant continus,
- d'élever des niveaux de tension ou de courant continus,
- d'élever ou d'abaisser à choix des niveaux de tension ou de courant continus, selon la valeur de rapport cyclique choisi,
- d'assurer une réversibilité en courant,
- d'assurer une réversibilité en courant et en tension.

Afin d'obtenir une vision d'ensemble des caractéristiques principales de chacun des convertisseurs étudiés dans cette section, nous proposons Tab. 1.2 un tableau récapitulatif des relations fondamentales qui régissent le fonctionnement de ces convertisseurs.

Nous rappelons que par convention, nous avons recours à la définition de variables normalisées afin de pouvoir comparer les performances de chacun des convertisseurs étudiés :

$$\begin{aligned} y &= \frac{\langle U_s \rangle}{U_e} = \frac{U_{so}}{U_e} \\ x &= \frac{LfI_{so}}{U_e} \end{aligned} \tag{1.127}$$

	Buck	Boost	Buck-boost	Convertisseur réversible en courant	Convertisseur réversible en courant et en tension
Conduction continue	$y = D$	$y = \frac{1}{1-D}$	$y = \frac{D}{1-D}$	$y = D$	$y = 2D - 1$
Conduction critique	$x_{lim} = \frac{1}{2}y(1-y)$	$x_{lim} = \frac{1}{2}\frac{y-1}{y^2}$	$x_{lim} = \frac{1}{2}\frac{y}{(1+y)^2}$	\dots	\dots
Conduction discontinue	$y = \frac{1}{1 + \frac{2x}{D^2}}$	$y = 1 + \frac{D^2}{2x}$	$y = \frac{D^2}{2x}$	\dots	\dots
Ondulation de courant	$\Delta I_s = \frac{U_e}{L_s f} D(1-D)$	$\Delta I_e = \frac{U_e}{L_e f} D$	$\Delta I_l = \frac{U_e}{L_f} D$	$\Delta I_s = \frac{U_e}{L_s f} D(1-D)$	$\Delta I_s = \frac{U_e}{L_s f} 2D(1-D)$

TAB. 1.2 – Synthèse : relations fondamentales

Bibliographie

- [1] H. Bühler. *Convertisseurs Statiques*. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1991.
- [2] J.-P. Ferrieux and F. Forest. *Alimentations à découpage – Convertisseurs à résonance*. MASSON, second edition, 1994.
- [3] R.D. Middlebrook and S. Cuk. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. *Int. J. Electronics*, 42(6):521–550, 1977.