

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

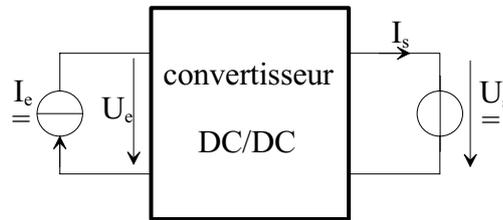


FIG. 1.21 – Convertisseur boost

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 :

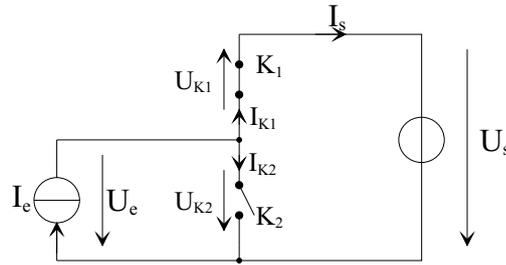


FIG. 1.22 – Structure du hacheur élévateur

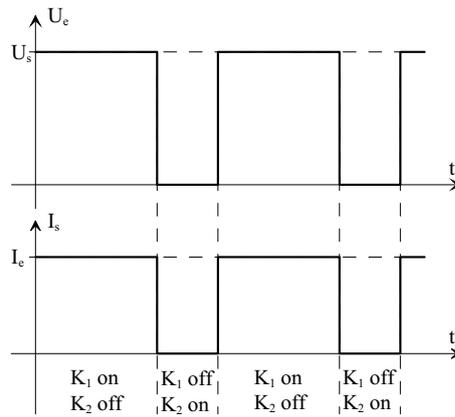


FIG. 1.23 – Grandeurs électriques caractéristiques du boost

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

– 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 .

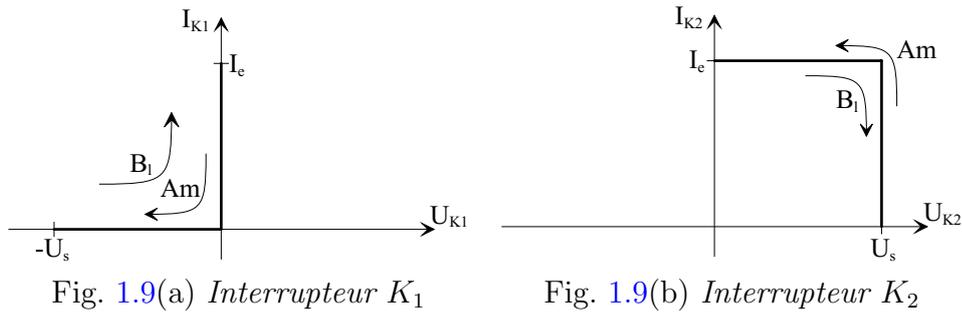


FIG. 1.24 – Caractéristiques statiques

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.

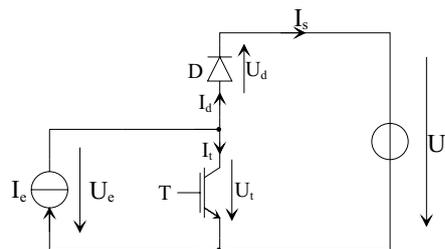


FIG. 1.25 – Hacheur élévateur

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.

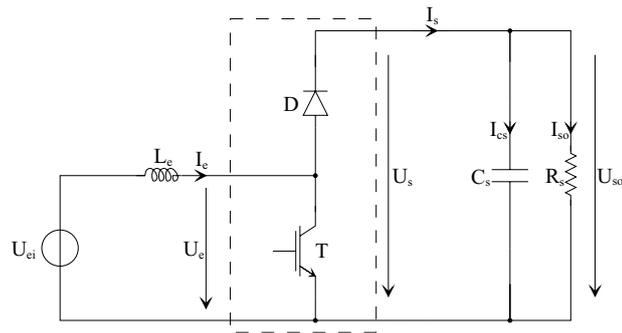


FIG. 1.26 – Hacheur élévateur et sa «charge»

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.

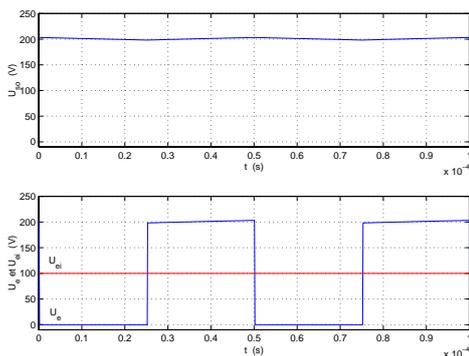


Fig. 1.12(a) Tensions

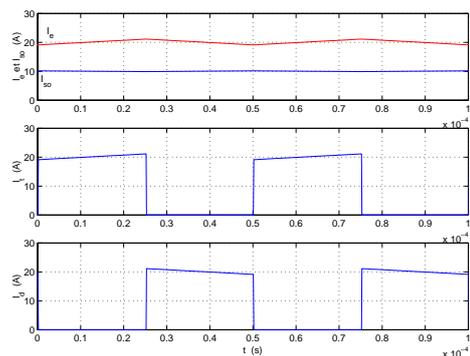


Fig. 1.12(b) Courants

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 $\tilde{i}_{s,o}$ 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.

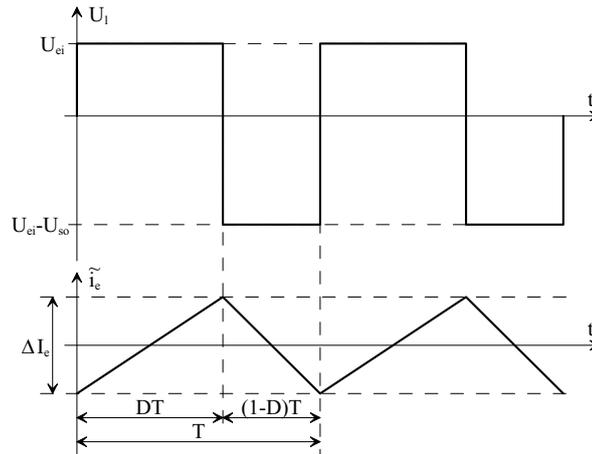
Valeur moyenne de U_s Afin de déterminer l'expression de la valeur moyenne de la tension en sortie du hacheur élévateur, nous nous référons au schéma Fig. 1.28.

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

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

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

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

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 *élevateur* 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.

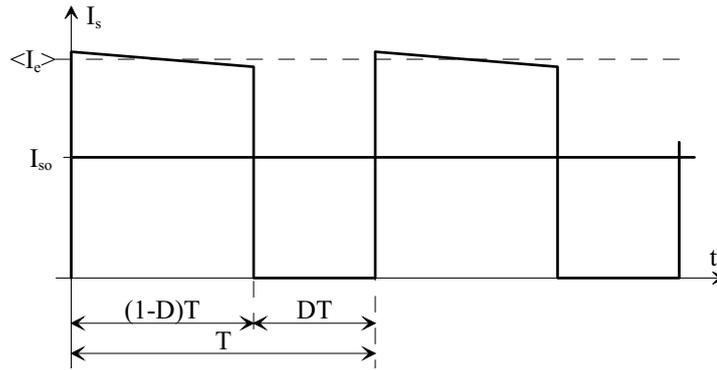


FIG. 1.29 – Courant en sortie du convertisseur

- 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.

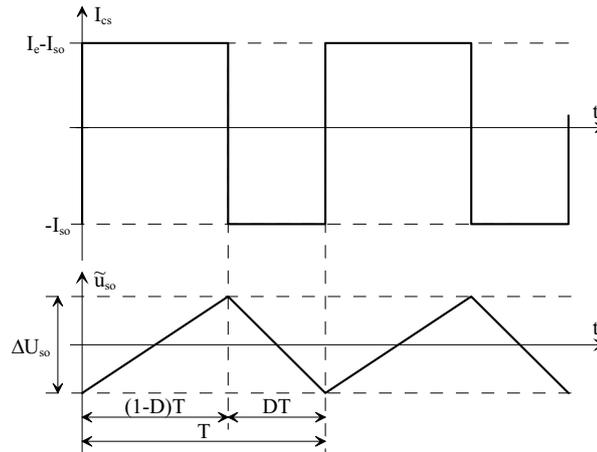


FIG. 1.30 – Ondulation de la tension de sortie

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 .

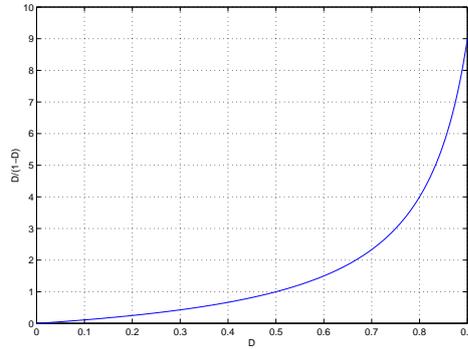


FIG. 1.31 – Ondulation de tension fonction de D

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.

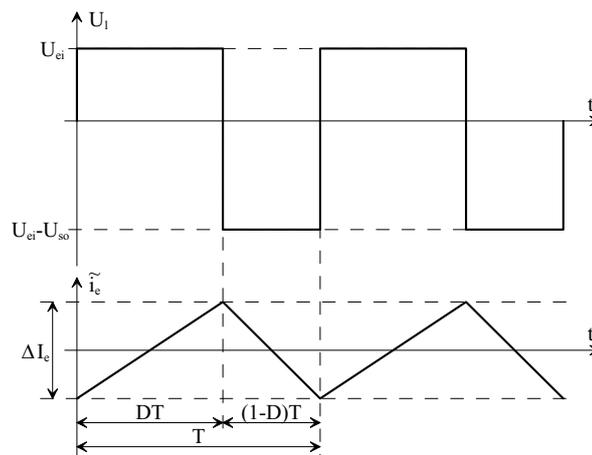


FIG. 1.32 – Ondulation de courant dans l'inductance L_e

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 :

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

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 :

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

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

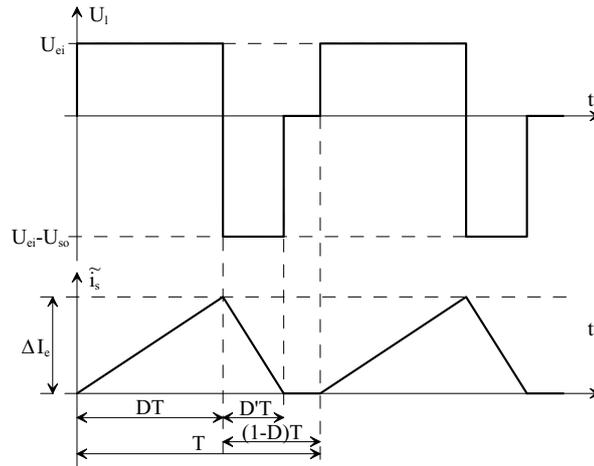


FIG. 1.33 – Conduction discontinue

- 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 .

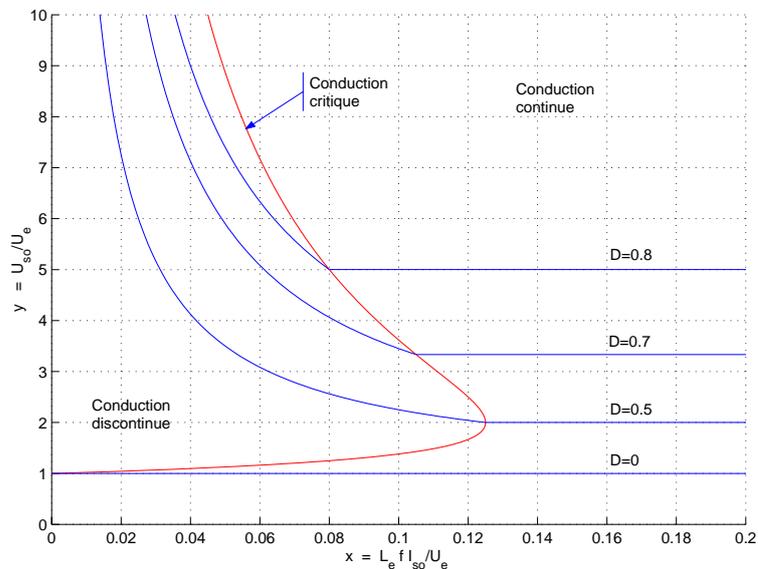


FIG. 1.34 – Caractéristiques de sortie

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.

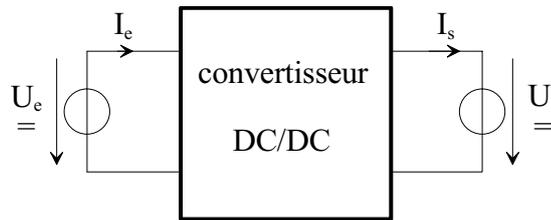


FIG. 1.35 – *Convertisseur buck–boost*

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).

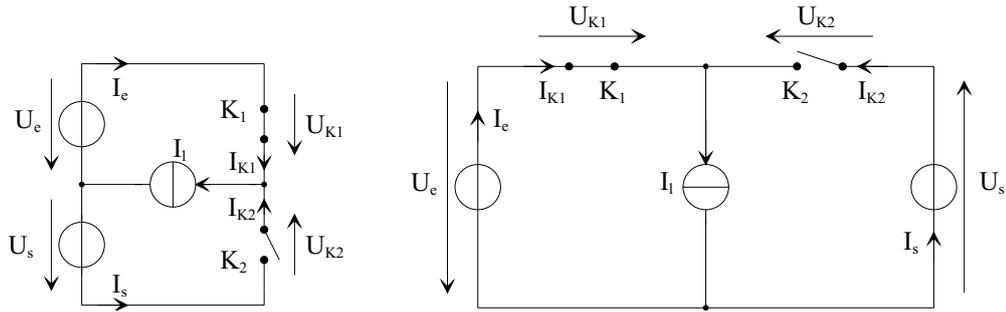


Fig. 1.36(a) Représentation 1

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 :

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

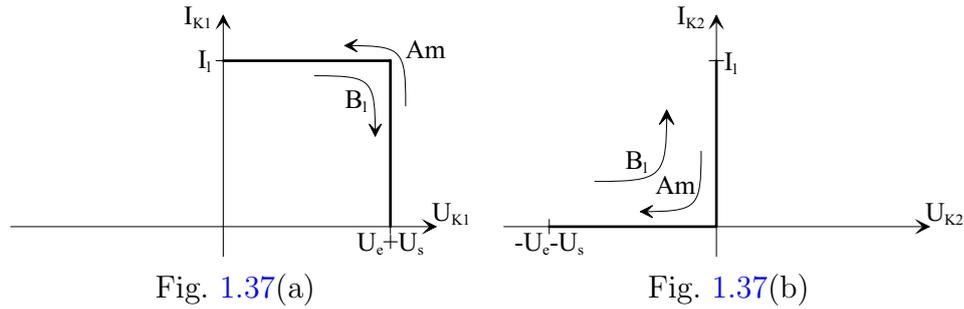


FIG. 1.37 – Caractéristiques statiques

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.

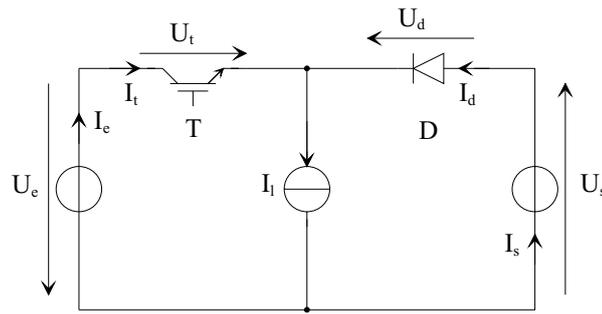


FIG. 1.38 – *Convertisseur buck-boost*

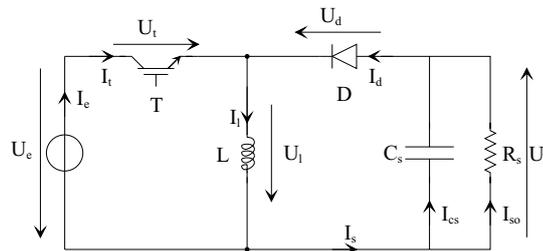


FIG. 1.39 – *hacheur buck-boost et sa «charge»*

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.

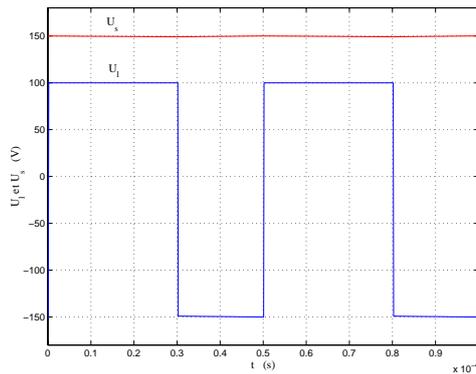


Fig. 1.12(a) Tensions

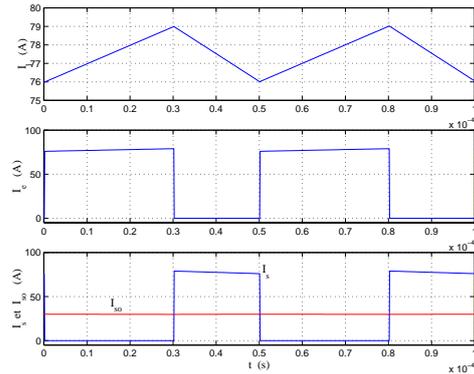


Fig. 1.12(b) Courants

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

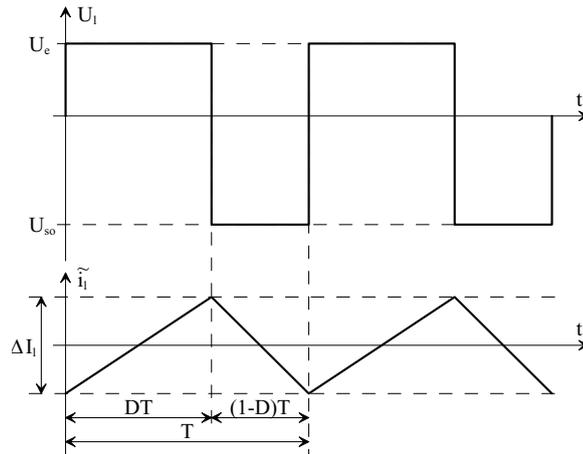


FIG. 1.41 – Tension U_l aux bornes de l'inductance L

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 :

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

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

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

Une telle relation illustre la nature «abaisseur-élevateur» 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.

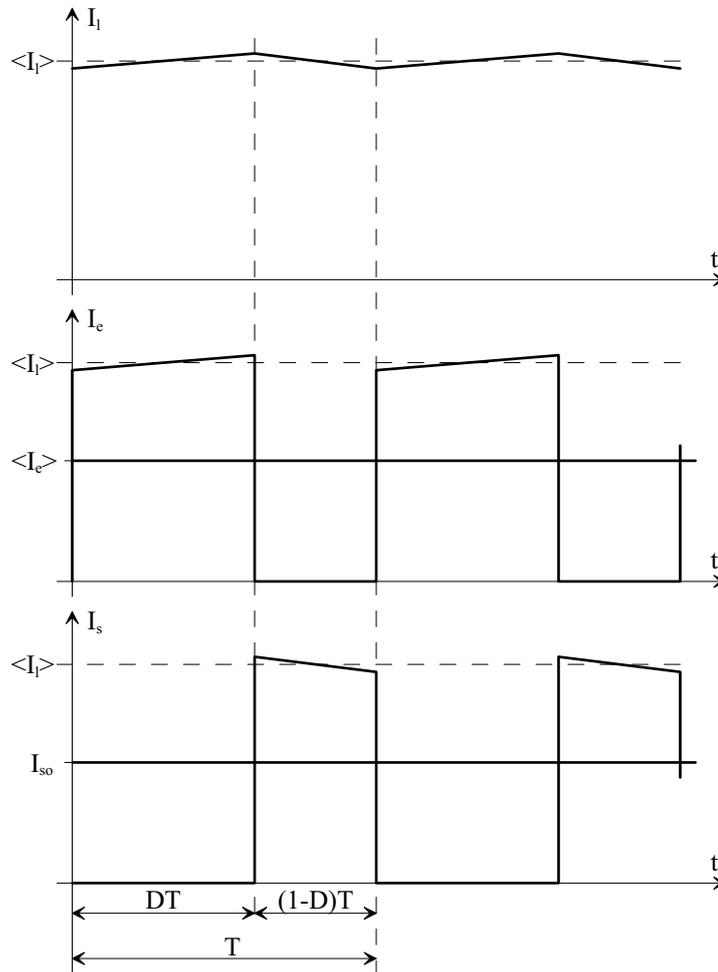


FIG. 1.42 – Courant en sortie du convertisseur

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–abaisseur 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 :

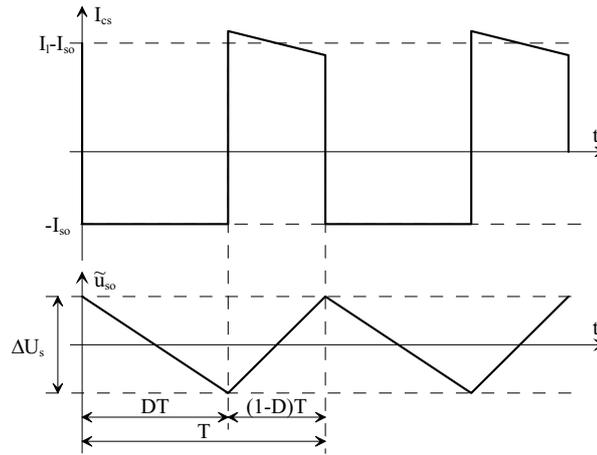


FIG. 1.43 – Ondulation de la tension de sortie

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

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

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

(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

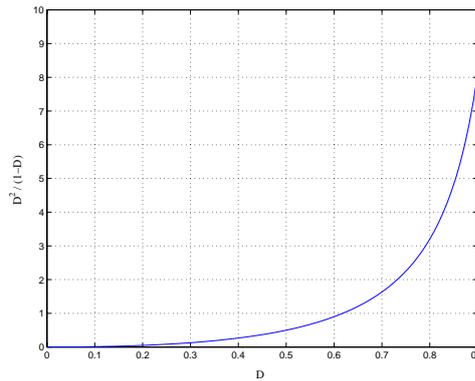


FIG. 1.44 – Ondulation de tension fonction de D

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.

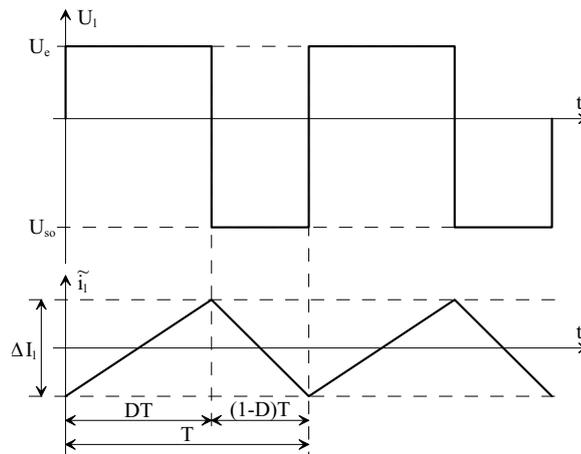


FIG. 1.45 – Ondulation de courant dans l'inductance L

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 :

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

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 :

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

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

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

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

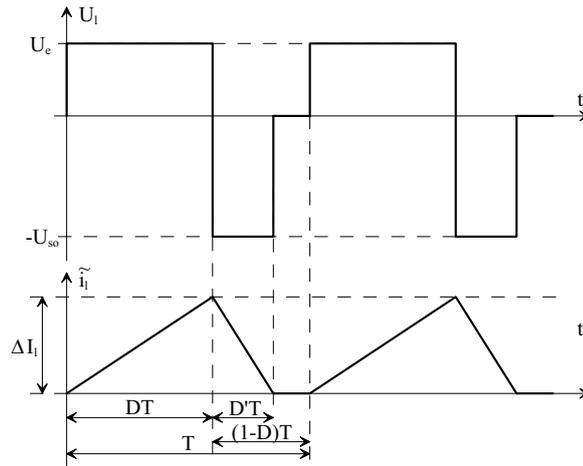


FIG. 1.46 – Conduction discontinue

- 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 :

$$U_l = U_e = L \frac{\Delta I_l}{dt} \tag{1.84}$$

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

- Pendant $D'T$:

$$U_l = -U_{so} = L \frac{-\Delta I_l}{dt} \tag{1.85}$$

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

D'où il vient :

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

$$\implies \boxed{D' = \frac{U_e}{U_{so}} D} \tag{1.86}$$

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	$\frac{U_{so}}{U_e} = \frac{D}{1-D}$	$\Rightarrow y = \frac{D}{1-D}$	(1.91)
Conduction discontinue	$\frac{U_{so}}{U_e} = \frac{U_e}{2LfI_{so}} D^2$	$\Rightarrow y = \frac{D^2}{2x}$	
Conduction critique	$I_{so\lim} = \frac{1}{2Lf} \frac{U_e^2 U_{so}}{(U_e + U_{so})^2}$	$\Rightarrow x_{lim} = \frac{1}{2} \frac{y}{(1+y)^2}$	

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 .

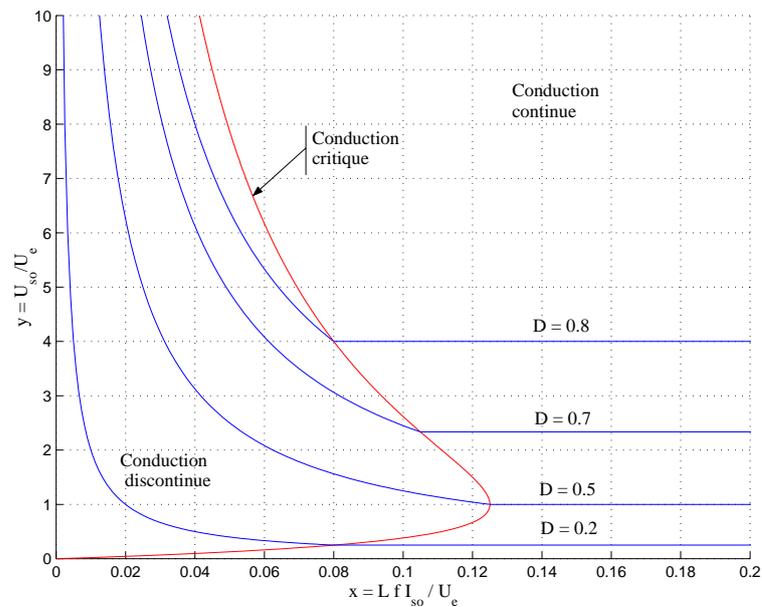


FIG. 1.47 – Caractéristiques de sortie

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.