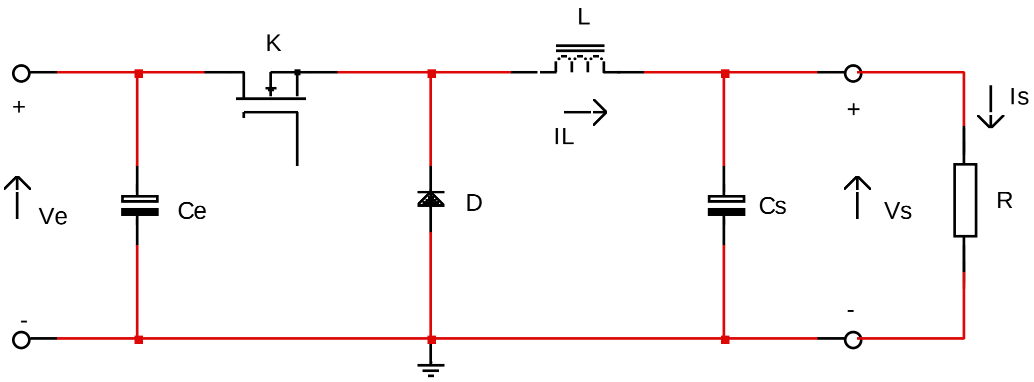
CONVERTISSEUR ABAISSEUR (BUCK)

PRINCIPE



Le circuit est alimenté par une source de tension V_e, la sortie est chargée par une résistance R et débite un courant I_S.

L'interrupteur K, symbolisé ici comme un MOS FET de puissance, est rendu périodiquement conducteur avec un rapport cyclique α à la fréquence F =1/T.

On distingue deux modes de fonctionnement de ce circuit selon que le courant circulant dans l'inductance L est ou non continu (ne s'annule pas au cours de la période).
Le mode conduction continue étant le plus intéressant pour ce convertisseur, nous n'étudierons que ce mode.

HYPOTHESES

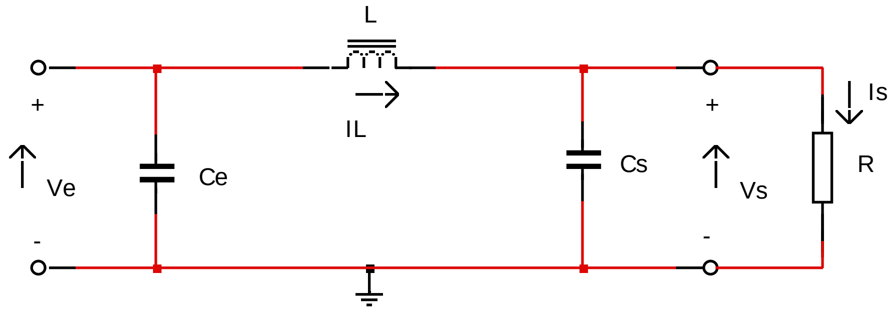
Dans cette étude théorique, nous admettrons les hypothèses suivantes :

- Tous les composants sont parfaits (sans pertes)
- Le régime sera supposé établi
- La capacité du condensateur de sortie sera supposée suffisamment grande pour que la tension à ses bornes puisse être considérée comme constante au cours de la période

ETUDE THEORIQUE EN CONDUCTION CONTINUE

<u>Phase 1</u> $(0 < t < \alpha T)$

L'interrupteur K est fermé, la diode D est bloquée. Le schéma équivalent du circuit est le suivant:



On a:

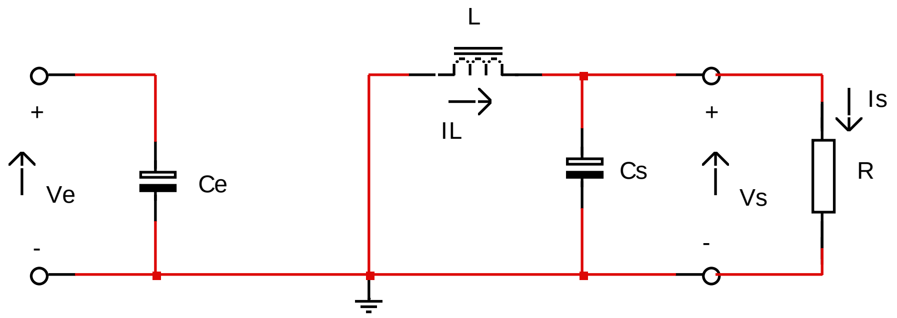
$$V_e - V_s = L\frac{di}{dt} \qquad \text{d' où} \qquad i(t) = I_m + \frac{V_e - V_s}{L} t$$

A l'instant t = αT le courant dans l'inductance atteint la valeur crête :

$$I_M = I_m + \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T \qquad (1)$$

<u>Phase 2</u> ($\alpha T < t < T$)

A t = αT on ouvre l'interrupteur K. La diode D devient conductrice et le schéma équivalent du circuit devient :



$$-V_s = L\frac{di}{dt} \quad \text{ou} \quad V_s = -L\frac{di}{dt}$$

$$i(t) = I_M - \frac{V_s}{L}(t - \alpha T)$$

A l'instant t = T le courant dans l'inductance atteint sa valeur minimale :

$$I_m = I_M - \frac{V_s}{L}(1-\alpha)T \qquad (2)$$

Soit ΔI l'ondulation du courant dans l'inductance : $\Delta I = I_M - I_m$

De l'équation (1) on tire:

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_e - V_s}{L} \alpha T$$

et de l'équation (2):

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_s}{L}(1-\alpha)T$$

En combinant ces deux relations , on peut établir l'expression de la tension de sortie:

$$V_s = \alpha V_e \qquad (3)$$

On constate que la tension de sortie du convertisseur ne dépend que de la tension d'entrée et du rapport cyclique α. Celui ci étant toujours compris entre 0 et 1, le convertisseur est toujours **<u>abaisseur de tension</u>**.

On notera que la tension de sortie est théoriquement indépendante de la charge. Dans la pratique, la boucle de régulation ne devra donc compenser que les variations de la tension d'entrée et les imperfections des composants réels.

La stratégie de régulation qui semble la plus évidente est la modulation de largeur d'impulsion (MLI) à fréquence fixe et rapport cyclique α variable.

Courant moyen d'entrée

Tous les éléments étant supposés parfaits, le rendement théorique de ce convertisseur est égal à 1. On peut donc écrire:

$$V_s I_s = V_e I_e$$

En combinant avec l'équation (3), on établi l'expression du courant d'entrée:

$$I_e = \alpha\, I_s \qquad (4)$$

Limite de fonctionnement en conduction continue

Lorsque le courant de sortie I_S diminue, par exemple par augmentation de la résistance R, le circuit peut passer en conduction discontinue (le courant s'annule au cours de la période).

On montre que l'expression de la tension de sortie s'écrit alors:

$$V_s = \frac{V_e}{1 + \dfrac{2LI_s}{\alpha^2 TV_e}} \qquad (5)$$

On remarque que la tension de sortie n'est plus indépendante ni de la charge, ni de la fréquence de découpage.
Il est donc important de connaître la limite de fonctionnement en conduction continue.

La limite de conduction continue étant atteinte pour $I_m = 0$, on tire de l'équation (1) :

$$I_M = \frac{V_e - V_s}{L}\ \alpha T$$

En portant cette expression dans l'équation du courant durant la phase 2, on détermine l'instant t_0 d'annulation du courant:

$$t_0 = \frac{V_e}{V_s}\,\alpha T$$

La valeur moyenne du courant traversant l'inductance est égale au courant de sortie I_S et peut s'écrire:

$$I_s = \frac{1}{T}\int_0^T I_L\, dt = \frac{1}{T}\int_0^{\alpha T} \frac{V_e - V_s}{L}\, t\, dt + \frac{1}{T}\int_{\alpha T}^{t_0} \left[I_M - \frac{V_s}{L}(t - \alpha T)\right] dt$$

$$I_s = \frac{\alpha^2 TV_e}{2L}\left(\frac{V_e}{V_s} - 1\right) \qquad (6)$$

On en déduit l'expression de la valeur minimale du courant de sortie permettant de rester en conduction continue

$$I_{s\,min} = \frac{\alpha\,(1-\alpha)\,T\,V_e}{2\,L}$$

On remarquera que cette valeur est égale à la moitié de l'ondulation de courant ΔI.

NB: de l'équation (6) on tire l'expression (5) de la tension de sortie en régime de conduction discontinue.

DIMENSIONNEMENT DES COMPOSANTS ACTIFS

Afin de pouvoir dimensionner correctement les composants et notamment les semi-conducteurs, il est nécessaire de connaître les valeurs maximales (dans les conditions de fonctionnement les plus sévères) des tensions et des courants.

Rappelons que le calcul des pertes de conduction dans les semi-conducteurs nécessitent la connaissance des valeurs crête, moyenne et efficace du courant qui les traverse.

Courant dans l'interrupteur K

Le courant crête I_M dans l'interrupteur K est atteint à $t = \alpha T$. Il est plus intéressant de l'exprimer en fonction des grandeurs d'entrée ou de sortie.

La valeur moyenne du courant dans l'inductance L étant égale au courant de sortie Is, on peut écrire:

$$\widehat{I}_K = I_M = I_s + \frac{\Delta I}{2} = \frac{I_e}{\alpha} + \frac{\Delta I}{2}$$

La valeur moyenne du courant dans l'interrupteur est égale au courant d'entrée :

$$I_{Kmoy} = I_e = \alpha\, I_S$$

On démontre que la valeur efficace s'écrit:

$$I_{K\,eff} = I_s \sqrt{\alpha \left(1 + \frac{1}{12}\left(\frac{\Delta I}{I_s}\right)^2\right)}$$

Cette expression est en fait peu différente de $I_{Keff} \approx I_S\sqrt{\alpha}$

Tension maximale aux bornes de l'interrupteur K

Durant la phase 2, lorsque la diode D conduit, l'interrupteur K est soumis à la tension d'entrée V_e.

$$V_{K\,max} = V_e$$

Courant dans la diode D

Le courant crête dans la diode est identique à celui traversant l'interrupteur K.

La valeur moyenne du courant dans la diode est égale à:

$$I_{D\,moy} = I_S\,(1-\alpha)$$

On adoptera pour la valeur efficace du courant dans la diode la valeur approchée:

$$I_{D\,eff} = I_s\sqrt{1-\alpha}$$

Tension maximale aux bornes de la diode D

Durant la phase 1, lorsque l'interrupteur K conduit, la diode est soumise à la tension d'entrée V_e.

$$V_{D\,max} = V_e$$

Dimensionnement du condensateur de sortie

Le courant I_C traversant le condensateur C_S est égal à la différence entre le courant circulant dans l'inductance L et le courant de sortie Is: $I_C = I_L - I_S$

Sa valeur moyenne est nulle (voir formes d'onde).

Soit ΔQ la variation positive de charge du condensateur C_S.

On peut calculer géométriquement ΔQ en remarquant que c'est l'aire du triangle hachuré, dont la base vaut T/2 et la hauteur $\Delta I/2$.

on a $\Delta Q = T\,\Delta I / 8$ et $\Delta Q = C_S\,\Delta V_C$

On en déduit la valeur de la capacité C_S nécessaire pour obtenir une ondulation de la tension de sortie ΔV_S ($\Delta V_S = \Delta V_C$ si le condensateur est parfait)

$$C_s = \frac{T\,\Delta I}{8\,\Delta V_s}$$

On notera que l'ondulation de tension ΔV_C résulte de l'intégration d'un courant de forme triangulaire et est donc constituée d'arcs de parabole.

$$V_s(t) = \frac{1}{C_s}\int I_c\,dt$$

Dans la réalité, les condensateurs ne sont pas parfaits et l'on doit tenir compte de leur résistance série équivalente, notée ESR, qui introduit une ondulation supplémentaire ΔV_{ESR} en phase avec l'ondulation de courant ΔI.

$$\Delta V_{ESR} = ESR.\Delta I$$

Bien souvent, l'ondulation ΔV_{ESR} est prépondérante et impose le choix du condensateur de sortie Cs.
Dans le cas de circuits fonctionnant avec une ondulation de courant importante, il faudra veiller à ce que le condensateur de sortie soit capable d'absorber le courant efficace le traversant sans échauffement excessif.

EXEMPLE DE DIMENSIONNEMENT

On désire alimenter à partir d'une batterie de 12V ± 2V un appareil fonctionnant sous 5V et consommant 10A. L'isolement galvanique de la sortie n'est pas nécessaire.
L'ondulation de la tension de sortie ne devra pas excéder 100 mV.
Le rendement devra être supérieur ou égal à 80 %.

A partir d'un tel cahier des charges, il existe une infinité de solutions. Le concepteur est donc amené à faire des choix.
Deux paramètres sont nécessaires pour pouvoir conduire le calcul dans sa totalité:

- la fréquence de découpage F
- l'ondulation du courant dans l'inductance ΔI

Le rendement η devant être au moins de 80%, nous aurons : $P_s / P_e \geq 0{,}8$
On en déduit la valeur du courant consommé sur la batterie à tension nominale:

$$I_e = \frac{I_s V_s}{\eta V_e}$$

d'où

Ie = 5,2 A pour Ve = 12V et Ie = 6,25 A pour Ve = 10V.

Le courant moyen dans l'inductance est égal au courant de sortie, donc 10 A.

Choisissons une ondulation maximale de ce courant de 10% de sa valeur nominale :
ΔI = 1 A et une fréquence de découpage de 100 kHz.

Nous pouvons maintenant calculer la plupart des paramètres de fonctionnement du convertisseur.

Rapport cyclique

Nous avons théoriquement:

$$\alpha = \frac{V_s}{V_e}$$

soit α = 0,42 à la tension d'entrée nominale

En fait, le rendement n'étant pas égal à 1 nous avons:

$$\frac{P_s}{P_e} = \frac{V_s I_s}{V_e I_e} = \eta$$

Cette expression montre que l'influence du rendement se traduit, pour une tension d'entrée donnée, par une augmentation du courant d'entrée Ie.

$$I_e = \frac{V_s I_s}{V_e \eta} = \frac{\alpha I_s}{\eta}$$

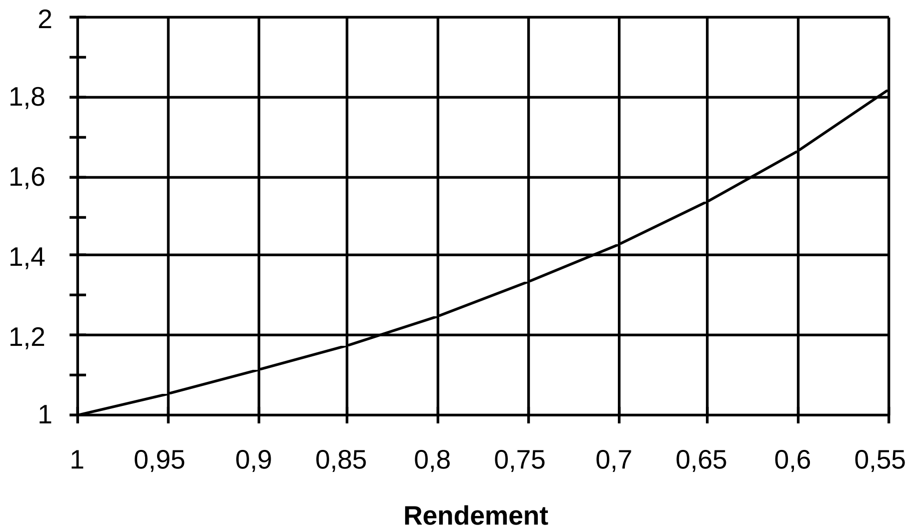
On peut donc considérer que le courant d'entrée Ie s'écrit:

$$I_e = \alpha_{réel}\, I_S \quad \text{avec} \quad \alpha_{réel} > \alpha_{théorique}$$

On en déduit la relation suivante:

$$\alpha_{réel} = \frac{\alpha_{théorique}}{\eta}$$

La courbe ci dessous représente le coefficient multiplicatif $k = 1/\eta$ à utiliser en fonction du rendement estimé η



Dans notre exemple $\eta = 80\%$, nous avons donc:

- à la tension d'entrée nominale Ve = 12V

$$\alpha_{théorique} = 0{,}417 \text{ et } \alpha_{réel} = 0{,}521$$

- dans la plage de tension d'entrée 10V < Ve < 14V

$$0{,}500 > \alpha_{théorique} > 0{,}357 \qquad \text{et} \qquad 0{,}625 > \alpha_{réel} > 0{,}446$$

Valeur de l'inductance

Nous avons établi la relation:

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_s}{L}(1-\alpha)T$$

On en tire la valeur de l'inductance

$$L = \frac{V_s(1-\alpha)}{F\,\Delta I}$$

La tension de sortie étant supposée régulée, on remarque que l'ondulation est maximale lorsque le rapport cyclique α est minimal, c'est à dire lorsque la tension d'entrée est maximale. On effectue donc le calcul dans ces conditions.

$$Ve = 14V \;\rightarrow\; \alpha_{réel} = 0{,}446 \qquad \text{d'où} \quad L = 40\ \mu H$$

Dimensionnement du transistor MOS

Tension drain-source maximale : V = 14 V $\rightarrow$ On choisira un modèle 50 ou 60 V

Le courant crête dans le transistor est égal à $I_S + \Delta I/2$ soit : $I_{crête\ max} = 10{,}5$ A

On choisira un MOS dont la $R_{DS\ on}$ est spécifiée à ce courant, par exemple 50 mΩ.

La valeur efficace maximale est de 7,9A alors que la valeur efficace nominale est de 7,2A . On en déduit la puissance dissipée dans le transistor (en négligeant les pertes de commutation):

$$P = R_{DS\ on} \cdot I_{eff}^{\ 2}$$

d'où $P_{nominale} = 2{,}6$ W $P_{maximale} = 3{,}12$W

Dimensionnement de la diode de roue libre

La tension inverse maximale vue par la diode de roue libre est de 14V.

Le courant moyen $I_{D\ moy} = I_S\,(1-\alpha_{réel})$ traversant la diode est maximal lorsque la tension d'entrée est maximale:
On a $I_{D\ moy\ max} = 5{,}54$A

La valeur efficace du courant dans la diode est maximale lorsque la tension d'entrée est maximale:

$$I_{D\,eff} = I_s\sqrt{1-\alpha_{réel}}$$

d'où : $I_{D\ eff\ max} = 7{,}44$ A

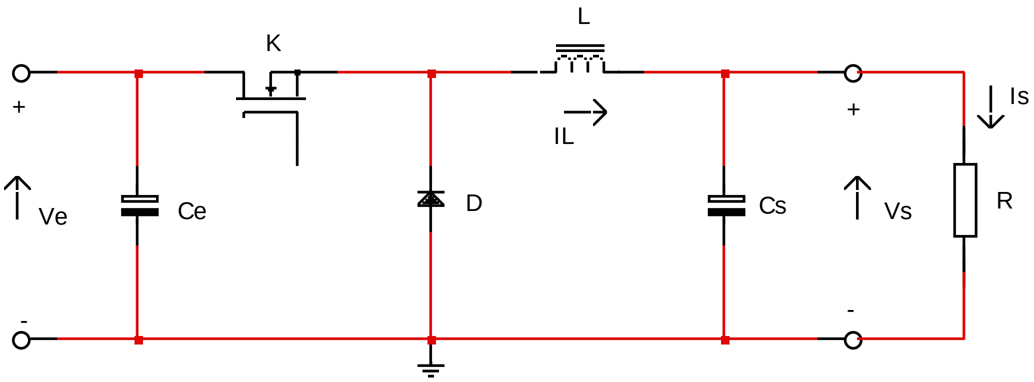
Calcul de la capacité minimale du condensateur de filtrage de sortie.

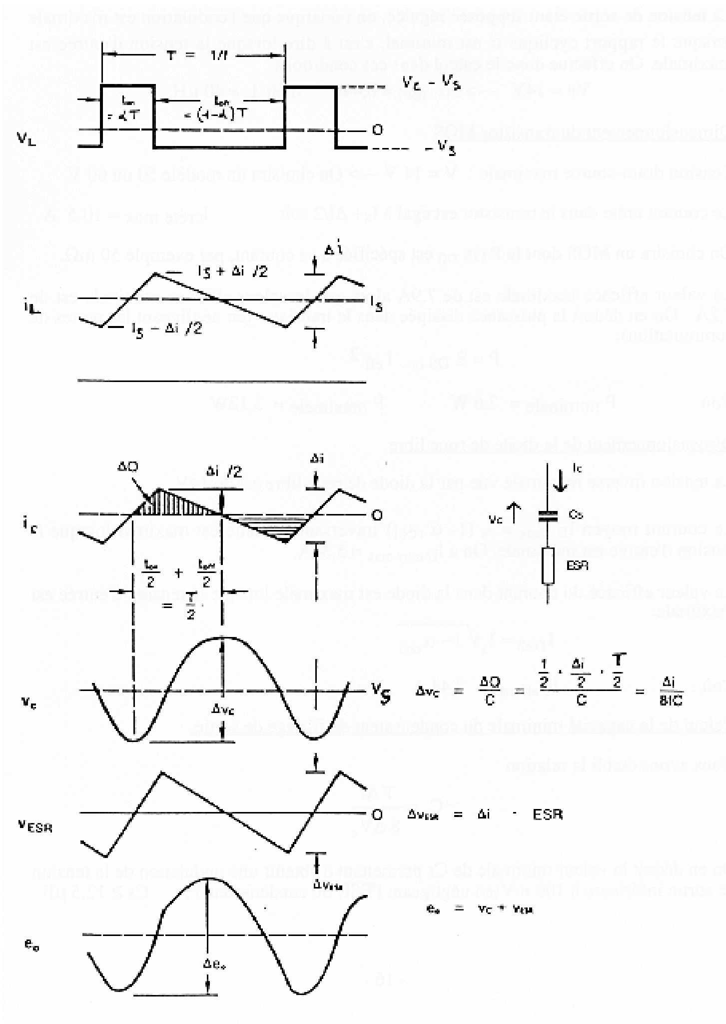
Nous avons établi la relation

$$C_s = \frac{T\,\Delta I}{8\,\Delta V_s}$$

On en déduit la valeur minimale de Cs permettant d'obtenir une ondulation de la tension de sortie inférieure à 100 mV(en négligeant l'ESR du condensateur) : $C_s \geq 12{,}5\ \mu F$

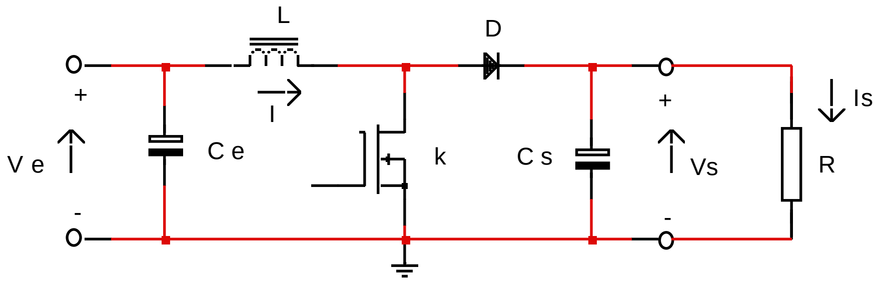
CONVERTISSEUR ABAISSEUR (BUCK)





CONVERTISSEUR ELEVATEUR (BOOST)

PRINCIPE



Le circuit est alimenté par une source de tension V_e, la sortie est chargée par une résistance R et débite un courant I_S.

L'interrupteur K, symbolisé ici comme un MOS FET de puissance, est rendu périodiquement conducteur avec un rapport cyclique α à la fréquence F =1/T.

On distingue deux modes de fonctionnement de ce circuit selon que le courant circulant dans l'inductance L est ou non continu (ne s'annule pas au cours de la période).
Le mode conduction continue étant le plus intéressant pour ce convertisseur, nous n'étudierons que ce mode.

HYPOTHESES

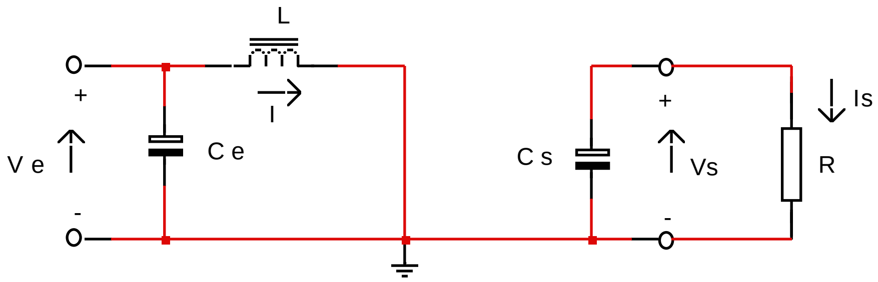
Dans cette étude théorique, nous admettrons les hypothèses suivantes :

- Tous les composants sont parfaits (sans pertes)
- Le régime sera supposé établi
- La capacité du condensateur de sortie sera supposée suffisamment grande pour que la tension à ses bornes puisse être considérée comme constante au cours de la période

ETUDE THEORIQUE EN CONDUCTION CONTINUE

Phase 1 $\quad (0 < t < \alpha T)$

L'interrupteur K est fermé, la diode D est bloquée. Le schéma équivalent du circuit est le suivant:



On a:

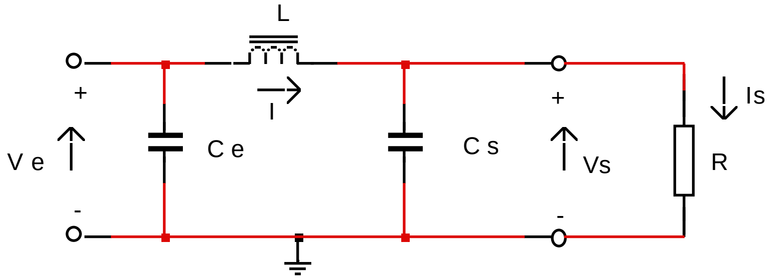
$$V_e = L \frac{di}{dt} \qquad \text{d'où} \qquad i(t) = I_m + \frac{V_e}{L} t$$

A l'instant $t = \alpha T$ le courant dans l'inductance atteint la valeur crête :

$$I_M = I_m + \frac{V_e}{L}\alpha T \qquad (1)$$

Phase 2 $(\alpha T < t < T)$

A $t = \alpha T$ on ouvre l'interrupteur K. La diode D devient conductrice et le schéma équivalent du circuit devient :



$$V_e - V_s = L\frac{di}{dt} \quad \text{ou} \quad V_s - V_e = -L\frac{di}{dt}$$

$$i(t) = I_M - \frac{V_s - V_e}{L}(t - \alpha T)$$

A l'instant $t = T$ le courant dans l'inductance atteint sa valeur minimale :

$$I_m = I_M - \frac{V_s - V_e}{L}(1-\alpha)T \qquad (2)$$

Soit ΔI l'ondulation du courant dans l'inductance : $\Delta I = I_M - I_m$

De l'équation (1) on tire:

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_e}{L}\alpha T$$

et de l'équation (2):

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_s - V_e}{L}(1-\alpha)T$$

En combinant ces deux relations, on peut établir l'expression de la tension de sortie:

$$V_s = \frac{V_e}{(1-\alpha)} \qquad (3)$$

On constate que la tension de sortie du convertisseur ne dépend que de la tension d'entrée et du rapport cyclique α. Celui ci étant toujours compris entre 0 et 1, le convertisseur est toujours **élévateur de tension**.

On notera que la tension de sortie est théoriquement indépendante de la charge. Dans la pratique, la boucle de régulation ne devra donc compenser que les variations de la tension d'entrée et les imperfections des composants réels.

La stratégie de régulation qui semble la plus évidente est la modulation de largeur d'impulsion (MLI) à fréquence fixe et rapport cyclique α variable.

Courant moyen d'entrée

Tous les éléments étant supposés parfaits, le rendement théorique de ce convertisseur est égal à 1. On peut donc écrire:

$$V_s I_s = V_e I_e$$

En combinant avec l'équation (3), on établi l'expression du courant d'entrée:

$$I_e = \frac{I_s}{(1-\alpha)} \qquad (4)$$

Limite de fonctionnement en conduction continue

Lorsque le courant de sortie I_S diminue, par exemple par augmentation de la résistance R, le circuit peut passer en conduction discontinue (le courant s'annule au cours de la période).

On montre que l'expression de la tension de sortie s'écrit alors:

$$V_s = V_e \left\{ \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} + \frac{RT}{2L}\alpha^2} \right\}$$

On remarque la tension de sortie n'est plus indépendante de la charge et de la fréquence.
Il est donc important de connaître la limite de fonctionnement en conduction continue.

La valeur moyenne du courant traversant la diode (donc transitant vers la charge durant la phase 2) est égale au courant de sortie I_S.

$$I_s = \frac{1}{T}\int_0^T I_D \, dt = \frac{1}{T}\int_{\alpha T}^{T} \left[I_M - \frac{(V_s - V_e)}{L}(t - \alpha T) \right] dt$$

La limite de conduction continue étant atteinte pour $I_m = 0$, on tire de l'équation (1) :

$$I_M = \frac{V_e}{L}\,\alpha T$$

En portant cette expression dans l'équation précédente, on détermine l'expression de la valeur minimale du courant de sortie permettant de rester en conduction continue :

$$I_{s\,min} = \frac{(1-\alpha)\,\Delta I}{2}$$

DIMENSIONNEMENT DES COMPOSANTS ACTIFS

Afin de pouvoir dimensionner correctement les composants et notamment les semi-conducteurs, il est nécessaire de connaître les valeurs maximales (dans les conditions de fonctionnement les plus sévères) des tensions et des courants.

Rappelons que le calcul des pertes de conduction dans les semi-conducteurs nécessitent la connaissance des valeurs crête, moyenne et efficace du courant qui les traverse.

<u>Courant dans l'interrupteur K</u>

Le courant crête I_M dans l'interrupteur K est atteint à $t = \alpha T$. Il est plus intéressant de l'exprimer en fonction des grandeurs d'entrée ou de sortie.
La valeur moyenne du courant dans l'inductance L étant égale au courant d'entrée Ie, on peut écrire :

$$\widehat{I}_K = I_M = I_e + \frac{\Delta I}{2} = \frac{I_s}{(1-\alpha)} + \frac{\Delta I}{2}$$

La valeur moyenne s'écrit:

$$I_{Kmoy} = \alpha\, I_e = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_s$$

On démontre que la valeur efficace s'écrit:

$$I_{K\,eff} = I_e \sqrt{\alpha \left(1 + \frac{1}{12} \left(\frac{\Delta I}{I_e} \right)^2 \right)}$$

Cette expression est en fait peu différente de

$$I_{Keff} \approx I_e \sqrt{\alpha}$$

<u>Tension maximale aux bornes de l'interrupteur K</u>

Durant la phase 2, lorsque la diode D conduit, l'interrupteur K est soumis à la tension de sortie V_S.

$$V_{K\,max} = V_S$$

<u>Courant dans la diode D</u>

Le courant crête dans la diode est identique à celui traversant l'interrupteur K.

L'intégralité du courant transitant de la source vers la charge traverse la diode D.
La valeur moyenne du courant dans la diode est donc égale au courant de sortie:

$$I_{D\,moy} = I_S$$

On adoptera pour la valeur efficace du courant dans la diode la valeur approchée:

$$I_{D\,eff} = I_e \sqrt{1-\alpha} = \frac{I_s}{\sqrt{1-\alpha}}$$

Tension maximale aux bornes de la diode D

Durant la phase 1, lorsque l'interrupteur K conduit, la diode est soumise à la tension de sortie V_S.

$$V_{D\,max} = V_S$$

Calcul de la valeur du condensateur de sortie

Durant la phase 1 qui dure α T, le condensateur fournit seul l'énergie à la charge. Le courant de sortie étant supposé constant, on peut calculer la charge fournie par le condensateur:

$$\Delta Q = I_S \, \alpha \, T$$

Si l'on admet une ondulation ΔVS de la tension de sortie, on peut écrire:

$$\Delta Q = C \, \Delta V_S$$

On en déduit la capacité du condensateur de sortie:

$$C = \frac{I_S \, \alpha \, T}{\Delta V_S}$$

Dans la pratique, il faut également tenir compte de la résistance série équivalente ESR du condensateur.
Le courant crête dans le condensateur est égal à $I_M - I_S$, d'où:

$$\widehat{I_{C_S}} = \frac{\alpha \, I_S}{1-\alpha} + \frac{\Delta I}{2}$$

ce qui entraîne une ondulation supplémentaire de la tension de sortie que l'on peut écrire:

$$\Delta \hat{V} = ESR \, . \, \widehat{I_{C_S}} = ESR \, . \, \left(\frac{\alpha \, I_S}{1-\alpha} + \frac{\Delta I}{2} \right)$$

EXEMPLE DE DIMENSIONNEMENT

On désire alimenter à partir d'une batterie de 12V ± 2V un appareil fonctionnant sous 28 V et consommant 5A. L'isolement galvanique de la sortie n'est pas nécessaire.
L'ondulation de la tension de sortie ne devra pas excéder 100 mV.
Le rendement devra être supérieur à 80 %.

A partir d'un tel cahier des charges, il existe une infinité de solutions. Le concepteur est donc amené à faire des choix.
Deux paramètres sont nécessaires pour pouvoir conduire le calcul dans sa totalité:

- la fréquence de découpage F
- l'ondulation du courant dans l'inductance ΔI

Le rendement η devant être au moins de 80%, nous aurons : $P_s / P_e \geq 0{,}8$
On en déduit la valeur du courant consommé sur la batterie à tension nominale:

$$I_e = \frac{I_s \, V_s}{\eta \, V_e}$$

d'où

$Ie = 14,59$ A pour $Ve = 12V$ et $Ie = 17,5$ A pour $Ve = 10V$.

Le courant nominal dans l'inductance s'établit donc aux alentours de 15A.

Choisissons une ondulation de ce courant de 10% : $\Delta I = 1,5$ A et une fréquence de découpage de 100 kHz.

Nous pouvons maintenant calculer la plupart des paramètres de fonctionnement de ce convertisseur.

Rapport cyclique

De l'équation (3) on tire:

$$\alpha = 1 - \frac{V_e}{V_s}$$

soit $\alpha = 0,571$ à la tension d'entrée nominale
et $0,5 < \alpha < 0,643$ dans la plage de variation de la tension d'entrée.

Valeur de l'inductance

Nous avons établi la relation:

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_e}{L}\,\alpha T$$

On en tire la valeur de l'inductance

$$L = \frac{\alpha\, V_e}{F\,\Delta I}$$

Soit $L = 45,7\ \mu H$

Capacité du condensateur de sortie

nous avons établi que:

$$C = \frac{I_S\,\alpha\,T}{\Delta V_S}$$

On remarque que l'ondulation est maximale lorsque la tension d'entrée est la plus faible, ce qui correspond au rapport cyclique α maximal soit ici $C_S \geq 321\ \mu F$ pour $V_e = 10V$.

Dimensionnement du transistor MOS

Tension drain-source maximale : 28 V $\rightarrow$ On choisira un modèle 50 ou 60 V
Le courant crête maximal est atteint pour une tension d'entrée de 10V:

$I_{crête\ max} = 18,2$ A

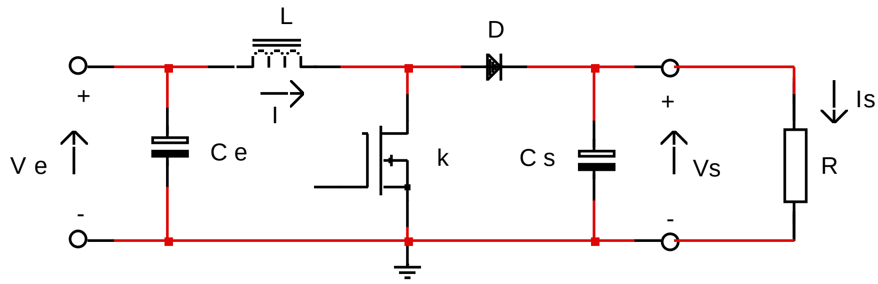
On choisira un MOS dont la $R_{DS\ on}$ est spécifiée à ce courant, par exemple 50 mΩ.
La valeur efficace maximale est de 14 A alors que la valeur efficace nominale est de 11A.

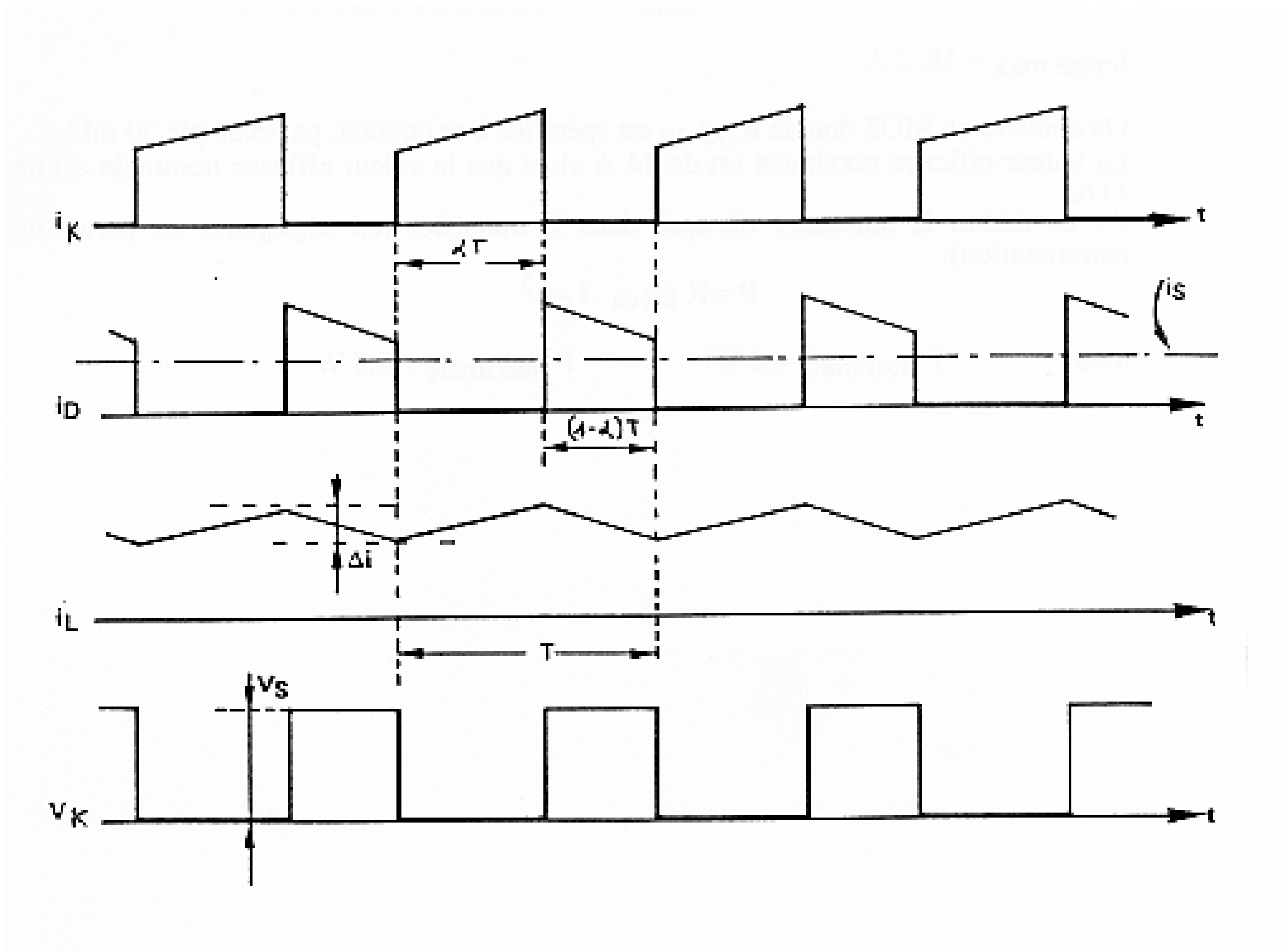
On en déduit la puissance dissipée dans le transistor (en négligeant les pertes de commutation):

$$P = R_{DS\ on} \cdot I_{eff}^{\ 2}$$

d'où $P_{nominale} = 6$ W $P_{maximale} = 9,8$ W

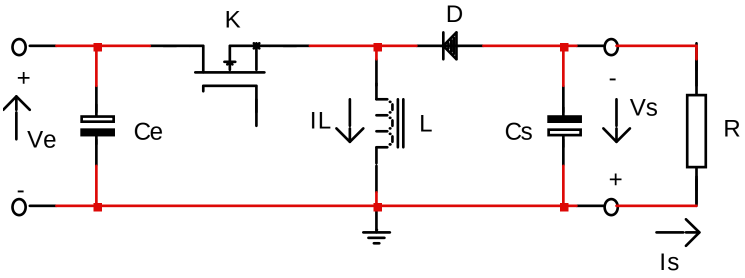
CONVERTISSEUR ELEVATEUR (BOOST)





CONVERTISSEUR INVERSEUR (BUCK-BOOST)

PRINCIPE



Le circuit est alimenté par une source de tension V_e, la sortie est chargée par une résistance R et débite un courant I_S.

L'interrupteur K, symbolisé ici comme un MOS FET de puissance, est rendu périodiquement conducteur avec un rapport cyclique α à la fréquence F =1/T.

On distingue deux modes de fonctionnement de ce circuit selon que le courant circulant dans l'inductance L est ou non continu (ne s'annule pas au cours de la période).
Les deux modes de fonctionnement étant intéressants pour ce convertisseur, nous les étudierons successivement.

HYPOTHESES

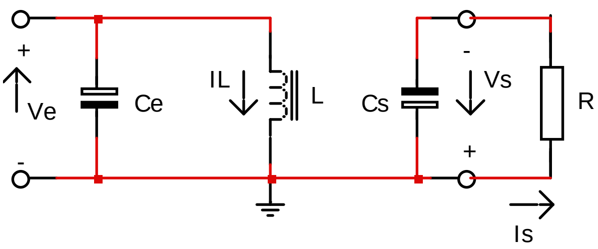
Dans cette étude théorique, nous admettrons les hypothèses suivantes :

- Tous les composants sont parfaits (sans pertes)
- Le régime sera supposé établi
- La capacité du condensateur de sortie sera supposée suffisamment grande pour que la tension à ses bornes puisse être considérée comme constante au cours de la période

ETUDE THEORIQUE EN CONDUCTION CONTINUE

<u>Phase 1</u> $(0 < t < \alpha T)$

L'interrupteur K est fermé, la diode D est bloquée. Le schéma équivalent du circuit est le suivant:



On a:

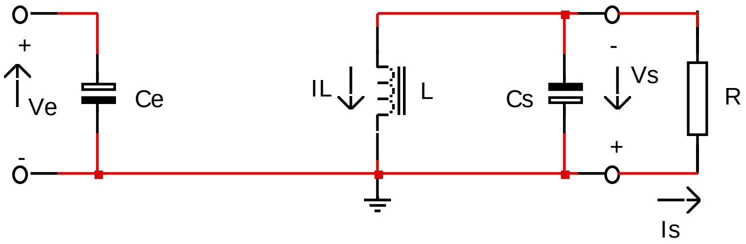
$$V_e = L\frac{di}{dt} \qquad \text{d'où} \qquad i(t) = I_m + \frac{V_e}{L}t$$

A l'instant $t = \alpha T$ le courant dans l'inductance atteint la valeur crête :

$$I_M = I_m + \frac{V_e}{L}\alpha T \qquad (1)$$

<u>Phase 2</u> ($\alpha T < t < T$)

A $t = \alpha T$ on ouvre l'interrupteur K. La diode D devient conductrice et le schéma équivalent du circuit devient :



$$V_s = -L\frac{di}{dt}$$

$$i(t) = I_M - \frac{V_s}{L}(t - \alpha T)$$

A l'instant $t = T$ le courant dans l'inductance atteint sa valeur minimale :

$$I_m = I_M - \frac{V_s}{L}(1-\alpha)T \qquad (2)$$

Soit ΔI l'ondulation du courant dans l'inductance : $\Delta I = I_M - I_m$

De l'équation (1) on tire:

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_e}{L}\alpha T$$

et de l'équation (2):

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_s}{L}(1-\alpha)T \qquad (3)$$

En combinant ces deux relations, on peut établir l'expression de la tension de sortie:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{\alpha}{1-\alpha} \qquad (4)$$

que l'on peut aussi écrire:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{\alpha T}{(1-\alpha)T} = \frac{t_{on}}{t_{off}} \qquad (5)$$

On constate que la tension de sortie du convertisseur ne dépend que de la tension d'entrée et du rapport cyclique α.
Le rapport de transformation de ce convertisseur peut être soit abaisseur ($\alpha < 0,5$), soit élévateur ($\alpha > 0,5$) d'où l'appellation anglo-saxonne de Buck-Boost. Par contre, la tension de sortie est toujours

de signe opposé à celle d'entrée, pour cette raison nous lui préférons l'appellation de convertisseur inverseur.

On notera que la tension de sortie est théoriquement indépendante de la charge. Dans la pratique, la boucle de régulation ne devra donc compenser que les variations de la tension d'entrée et les imperfections des composants réels.

La relation (5) montre que le rapport de transformation peut s'exprimer de manière très simple en fonction du temps de conduction $t_{on} = \alpha T$ de l'interrupteur K et du temps de non conduction $t_{off} = (1-\alpha)T$ de ce même interrupteur. Ceci suggère des stratégies de régulation autre que la modulation de largeur d'impulsion (MLI) à fréquence fixe et rapport cyclique α variable, comme par exemple la commande à temps de conduction t_{on} constant et fréquence variable.

Courant moyen d'entrée

Tous les éléments étant supposés parfaits, le rendement théorique de ce convertisseur est égal à 1. On peut donc écrire:

$$V_s I_s = V_e I_e$$

En combinant avec l'équation (4), on établi l'expression du courant d'entrée:

$$I_e = \frac{\alpha I_s}{(1-\alpha)} \qquad (6)$$

DIMENSIONNEMENT DES COMPOSANTS ACTIFS

Afin de pouvoir dimensionner correctement les composants et notamment les semi-conducteurs, il est nécessaire de connaître les valeurs maximales (dans les conditions de fonctionnement les plus sévères) des tensions et des courants.

Rappelons que le calcul des pertes de conduction dans les semi-conducteurs nécessitent la connaissance des valeurs crête, moyenne et efficace du courant qui les traverse.

Courant dans l'interrupteur K

Le courant crête I_M dans l'interrupteur K est atteint à $t = \alpha T$. Il est plus intéressant de l'exprimer en fonction des grandeurs d'entrée ou de sortie.
La valeur moyenne du courant traversant la diode (donc transitant vers la charge durant la phase 2) est égale au courant de sortie I_S. Nous pouvons donc écrire:

$$I_s = \frac{1}{T}\int_0^T I_D\,dt = \frac{1}{T}\int_{\alpha T}^{T}\left[I_M - \frac{V_s}{L}(t - \alpha T)\right] dt$$

en effectuant et en combinant avec l'équation (3) on obtient:

$$I_s = (I_M - \frac{\Delta I}{2})(1-\alpha) \qquad (7)$$

d'où l'on tire l'expression du courant crête dans l'interrupteur:

$$\widehat{I}_K = I_M = \frac{I_s}{(1-\alpha)} + \frac{\Delta I}{2}$$

La valeur moyenne est égale au courant d'entrée:

$$I_{K\,moy} = I_e = \frac{\alpha\, I_s}{(1-\alpha)}$$

On démontre que la valeur efficace s'écrit:

$$I_{K\,eff} = I_s \sqrt{\alpha \left(\frac{1}{(1-\alpha)^2} + \frac{1}{12}\left(\frac{\Delta I}{I_s}\right)^2 \right)}$$

Cette expression est en fait peu différente de:

$$I_{K\,eff} = I_s \frac{\sqrt{\alpha}}{(1-\alpha)} = \frac{I_e}{\sqrt{\alpha}}$$

Tension maximale aux bornes de l'interrupteur K

Durant la phase 2, lorsque la diode D conduit, l'interrupteur K est soumis à la somme de la tension de sortie V_S et de la tension d'entrée V_e.

$$V_{K\,max} = V_S + V_e$$

Courant dans la diode D

Le courant crête dans la diode est identique à celui traversant l'interrupteur K.

L'intégralité du courant transitant de la source vers la charge traverse la diode D.
La valeur moyenne du courant dans la diode est donc égale au courant de sortie:

$$I_{D\,moy} = I_S$$

La valeur efficace du courant dans la diode s'écrit:

$$I_{D\,eff} = I_s \sqrt{(1-\alpha) \left(\frac{1}{(1-\alpha)^2} + \frac{1}{12}\left(\frac{\Delta I}{I_s}\right)^2 \right)}$$

Cette expression est peu différente de:

$$I_{D\,eff} = \frac{I_s}{\sqrt{1-\alpha}}$$

Tension maximale aux bornes de la diode D

Durant la phase 1, lorsque l'interrupteur K conduit, la diode est soumise à la somme de la tension de sortie V_S et de la tension d'entrée V_e:

$$V_{D\,max} = V_S + V_e$$

Calcul de la valeur du condensateur de sortie

Durant la phase 1 qui dure αT, le condensateur de sortie fournit seul l'énergie à la charge. Le courant de sortie étant supposé constant, on peut calculer la charge fournie par le condensateur:

$$\Delta Q = I_S \, \alpha \, T$$

Si l'on admet une ondulation ΔVS de la tension de sortie, on peut écrire:

$$\Delta Q = C \, \Delta V_S$$

On en déduit la capacité du condensateur de sortie:

$$C = \frac{I_S \, \alpha \, T}{\Delta V_S}$$

Dans la pratique, il faut également tenir compte de la résistance série équivalente ESR du condensateur.
Le courant crête dans le condensateur est égal à $I_M - I_S$, d'où:

$$\widehat{I_{C_S}} = \frac{\alpha \, I_S}{1-\alpha} + \frac{\Delta I}{2}$$

ce qui entraîne une ondulation supplémentaire de la tension de sortie que l'on peut écrire:

$$\Delta \hat{V} = ESR \, . \, \widehat{I_{C_S}} = ESR \, . \left(\frac{\alpha \, I_S}{1-\alpha} + \frac{\Delta I}{2} \right)$$

Limite de conduction continue

Lorsque le courant de sortie I_S diminue, par exemple par augmentation de la résistance R, le circuit peut passer en conduction discontinue (le courant s'annule au cours de la période).
L'équation (7) établie précédemment donne l'expression du courant de sortie

$$I_s = \left(I_M - \frac{\Delta I}{2}\right)(1-\alpha)$$

En remarquant qu'à la limite de la conduction discontinue $I_m = 0$ donc $I_M = \Delta I$, on trouve l'expression du courant minimal permettant de rester en conduction continue:

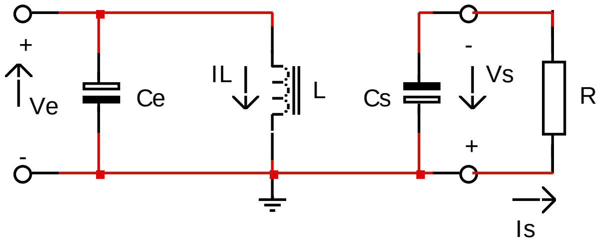
$$I_{s\,min} = \frac{\Delta I}{2}(1-\alpha)$$

ETUDE THEORIQUE EN CONDUCTION DISCONTINUE

L'étude s'effectue de la même manière que dans le cas précédent:

Phase 1 $(0 < t < \alpha T)$

L'interrupteur K est fermé, la diode D est bloquée. Le schéma équivalent du circuit est le suivant:



On a:

$$V_e = L\frac{di}{dt} \qquad \text{d' où} \qquad i(t) = \frac{V_e}{L}t$$

A l'instant t = αT le courant dans l'inductance atteint la valeur crête :

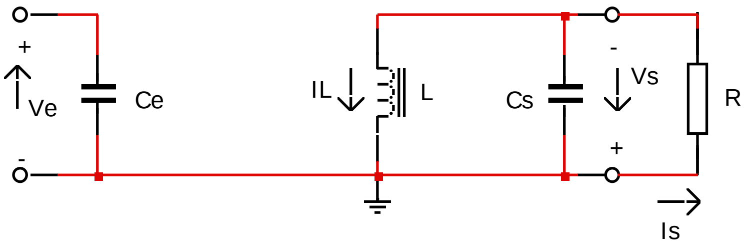
$$I_M = \frac{V_e}{L}\alpha T \qquad (1)$$

L'énergie emmagasinée dans l'inductance est alors égale à:

$$E = \frac{1}{2}LI_M^2 = \frac{1}{2}L\left(\frac{V_e}{L}\alpha T\right)^2 \qquad (2)$$

<u>Phase 2</u> ($\alpha T < t < T$)

A t = αT on ouvre l'interrupteur K. La diode D devient conductrice et le schéma équivalent du circuit devient :



$$V_s = -L\frac{di}{dt}$$

$$i(t) = I_M - \frac{V_s}{L}(t - \alpha T)$$

A l'instant t_o le courant s'annule dans l'inductance :

$$i(t_o) = 0 = I_M - \frac{V_s}{L}(1-\alpha)T$$

en combinant avec l'équation (1), il vient:

$$t_0 = \alpha T\left(1 + \frac{V_e}{V_s}\right)$$

Le courant dans l'inductance restera nul entre les instants t_o et T.
La limite de conduction continue est atteinte pour t_o = T.

<u>Calcul du rapport de transformation</u>

Ecrivons l'égalité des puissances d'entrée et de sortie, le rendement théorique du convertisseur étant égal à l'unité.

La puissance d'entrée peut s'exprimer à partir de l'équation (2):

$$P_e = \frac{1}{2}LI_M^2F = \frac{1}{2T}LI_M^2 = \frac{1}{2T}L\left(\frac{V_e}{L}\alpha T\right)^2$$

La puissance de sortie s'écrit:

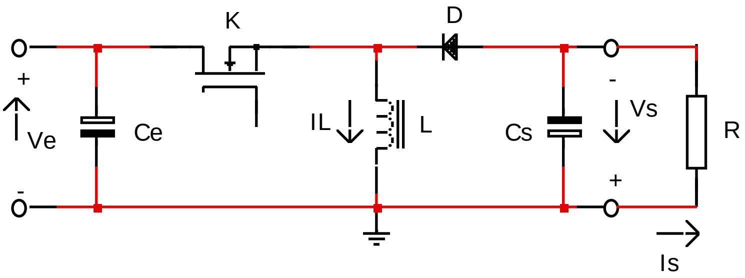
$$Ps = V_sI_s = \frac{V_s^2}{R}$$

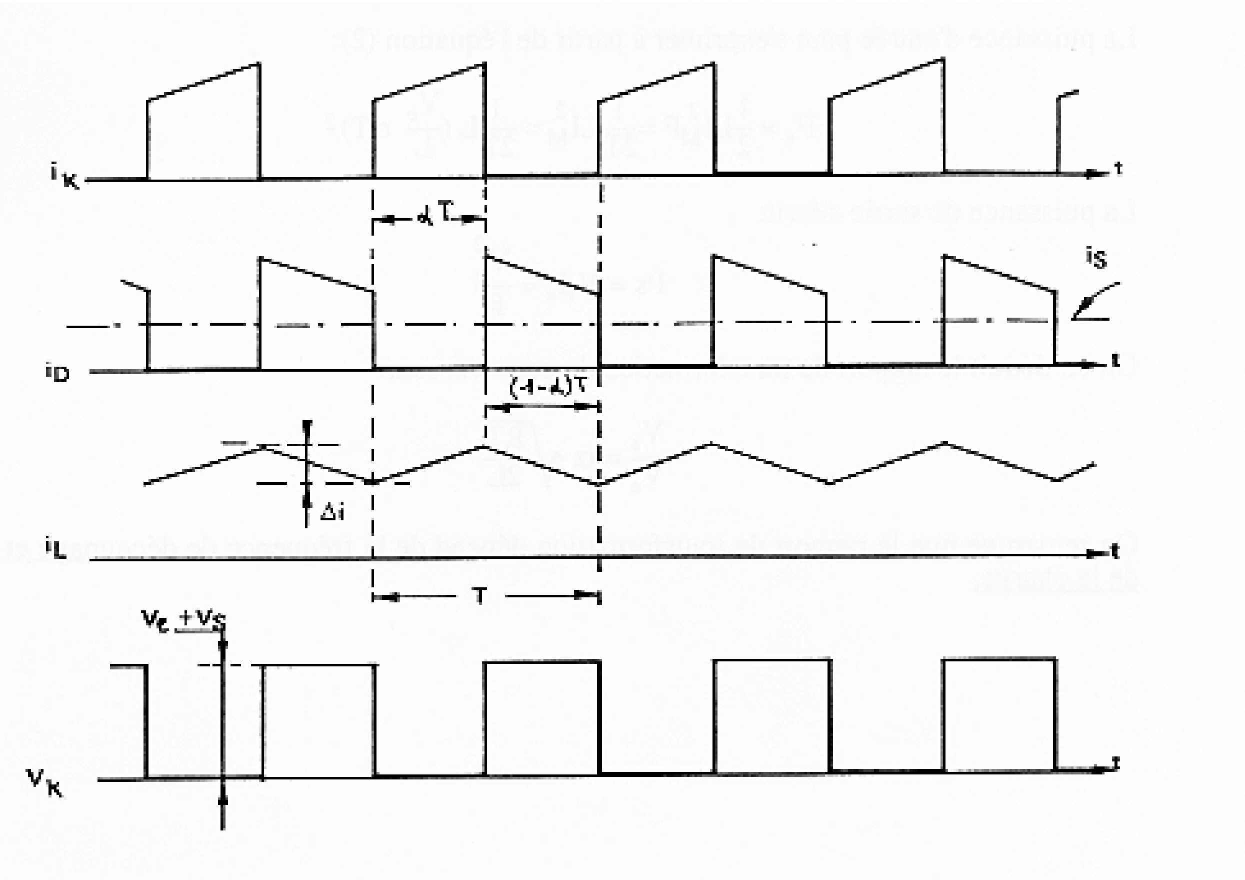
On en déduit le rapport de transformation du convertisseur:

$$\boxed{\frac{V_s}{V_e} = \alpha\sqrt{\frac{RT}{2L}}}$$

On remarque que le rapport de transformation dépend de la fréquence de découpage et de la charge.

CONVERTISSEUR INVERSEUR (BUCK-BOOST)





PRINCIPAUX CONVERTISSEURS SANS ISOLEMENT GALVANIQUE

(CONDUCTION CONTINUE)

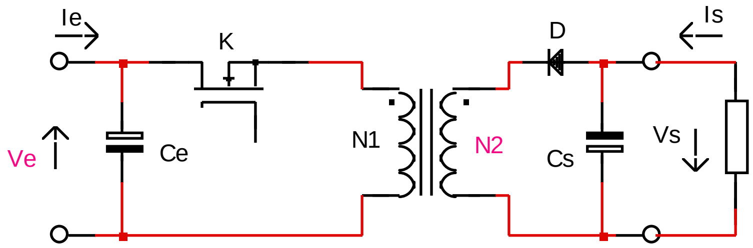
	ABAISSEUR	**ELEVATEUR**	**INVERSEUR**
Rapport de transformation Vs/Ve	α	$\dfrac{1}{1-\alpha}$	$\dfrac{\alpha}{1-\alpha}$
Courant moyen d'entrée I_e	$\alpha\, I_S$	$\dfrac{I_s}{1-\alpha}$	$\dfrac{\alpha}{1-\alpha}\, I_s$
Courant crête dans l'interrupteur	$I_s + \dfrac{\Delta I}{2}$	$\dfrac{I_s}{1-\alpha} + \dfrac{\Delta I}{2}$	$\dfrac{I_s}{1-\alpha} + \dfrac{\Delta I}{2}$
Courant moyen dans l'interrupteur	$Ie = \alpha\, I_S$	$\dfrac{\alpha}{1-\alpha}\, I_s = \alpha\, I_e$	$\dfrac{\alpha\, I_s}{(1-\alpha)}$
Courant efficace dans l'interrupteur	$I_s \sqrt{\alpha}$	$I_e \sqrt{\alpha}$	$I_s \dfrac{\sqrt{\alpha}}{(1-\alpha)} = \dfrac{I_e}{\sqrt{\alpha}}$
Tension crête aux bornes de l'interrupteur	Ve	Vs	Ve + Vs
Courant crête dans la diode	$I_s + \dfrac{\Delta I}{2}$	$\dfrac{I_s}{1-\alpha} + \dfrac{\Delta I}{2}$	$\dfrac{I_s}{1-\alpha} + \dfrac{\Delta I}{2}$
Courant moyen dans la diode	$I_S\,(1-\alpha)$	I_S	I_S
Courant efficace dans la diode	$Is \sqrt{(1-\alpha)}$	$\dfrac{I_s}{\sqrt{1-\alpha}}$	$\dfrac{I_s}{\sqrt{1-\alpha}}$
Tension crête aux bornes de la diode	Ve	Vs	Ve + Vs
Limite de conduction continue $I_{S\,min}$	$\dfrac{\Delta I}{2}$	$\dfrac{\Delta I}{2}(1-\alpha)$	$\dfrac{\Delta I}{2}(1-\alpha)$

ETUDE DES PRINCIPAUX CONVERTISSEURS DC/DC ISOLES

CONVERTISSEUR A ACCUMULATION

(FLYBACK)

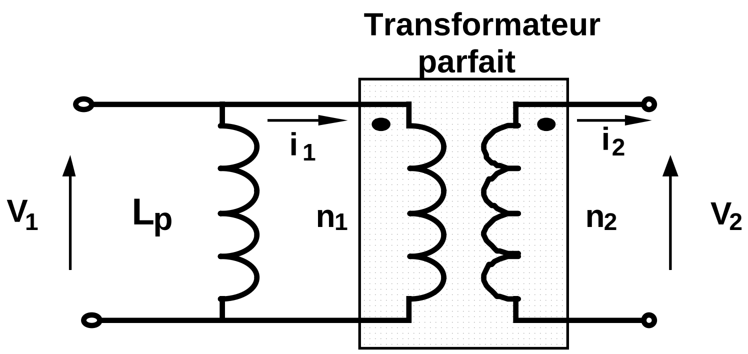
SCHEMA DE PRINCIPE



HYPOTHESES

Dans cette étude théorique, nous admettrons les hypothèses suivantes :

- Tous les composants sont parfaits (sans pertes)
- Le régime sera supposé établi
- La capacité du condensateur de sortie sera supposée suffisamment grande pour que la tension à ses bornes puisse être considérée comme constante au cours de la période
- On utilisera le modèle du transformateur suivant :



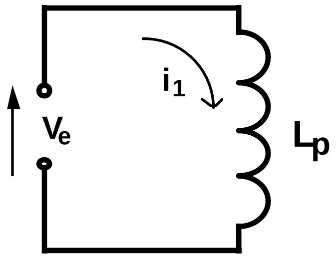
<u>Rappel</u> : les équations du transformateur parfait s'écrivent :

$$n_1 i_1 = n_2 i_2 \qquad \text{et} \qquad \frac{n_2}{n_1} = \frac{V_2}{V_1}$$

ETUDE THEORIQUE EN CONDUCTION DISCONTINUE

Phase 1 $(0 < t < \alpha T)$

A t = 0 on ferme l'interrupteur K. La diode D étant bloquée, le schéma équivalent du circuit est le suivant



On a:

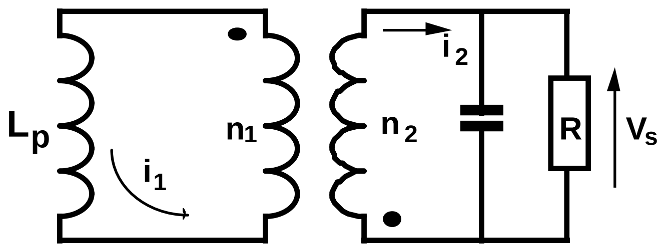
$$V_e = L_p \frac{di_1}{dt} \qquad \text{d'où} \qquad i_1(t) = \frac{V_e}{L_p}\, t$$

A l'instant $t = \alpha T$ le courant atteint la valeur :

$$\hat{i}_1 = \frac{V_e}{L_p}\,\alpha T$$

Phase 2 $(\alpha T < t < T)$

A $t = \alpha T$ on ouvre l'interrupteur K. La diode D devient conductrice et le schéma équivalent du circuit est :



Les équations du transformateur parfait s'écrivant :

$$n_1 i_1 = n_2 i_2 \qquad \text{et} \qquad \frac{n_2}{n_1} = \frac{V_2}{V_1}$$

l'équation du courant i2 dans le circuit secondaire est donnée par :

$$V_s = -L_s \frac{di_2}{dt} \qquad L_s \text{ étant l'inductance du primaire } L_p \text{ vue du secondaire}$$

En écrivant l'expression de l'énergie emmagasinée dans le noyau magnétique :

$$E = \frac{1}{2} L_p \hat{i}_1^2 = \frac{1}{2} L_s \hat{i}_2^2$$

et l'équation des courants dans le transformateur à $t = \alpha T$

$$n_1 i_1(t = \alpha T) = n_2 i_2(t = \alpha T)$$

on en déduit la relation:

$$L_s = (\frac{n_2}{n_1})^2 \; L_p$$

On peut donc écrire l'expression du courant secondaire :

$$i_2(t) = i_2(\alpha T) - \frac{V_s}{L_s} (t - \alpha T)$$

avec

$$i_2(\alpha T) = \frac{n_1}{n_2}\frac{V_e}{L_p} \alpha T$$

En remplaçant, il vient :

$$i_2(t) = (\frac{n_1}{n_2})^2 \left(\frac{\alpha T}{L_p} (V_s + \frac{n_2}{n_1} V_e) - \frac{V_s}{L_p} t \right)$$

Il est intéressant de noter que ce courant s'annule à l'instant :

$$t_0 = \alpha T (1 + \frac{n_2}{n_1}\frac{V_e}{V_s})$$

On en déduit le temps pendant lequel la diode est conductrice:

$$t_D = \alpha T \; \frac{n_2}{n_1}\frac{V_e}{V_s}$$

Le respect de l'hypothèse de conduction discontinue impose $t_0 < T$ c'est à dire :

$$\alpha (1 + \frac{n_2}{n_1}\frac{V_e}{V_s}) < 1$$

<u>Phase 3</u> $(t_0 < t < T)$

Lorsque le courant secondaire s'annule, la diode D se bloque. Le transformateur se trouve alors complètement déconnecté de la source et de la charge.
On a donc durant cette phase que nous appellerons *temps mort* $t_m = T - t_0$:

$$V_1 = V_2 = 0 \text{ et } i_1 = i_2 = 0.$$

CALCUL DU RAPPORT DE TRANSFORMATION Vs/Ve

La puissance d'entrée de ce convertisseur s'écrit :

$$P_e = \frac{1}{T} (\frac{1}{2} L_p \hat{i}_1^2)$$

et la puissance de sortie :

$$P_s = V_s I_s = \frac{V_s^2}{R}$$

Le rendement théorique étant égal à l'unité, nous pouvons écrire :

$$\frac{L_p}{2T} (\frac{V_e}{L_p} \alpha T)^2 = \frac{V_s^2}{R}$$

d'où l'on tire :

$$\frac{V_s}{V_e} = \alpha \sqrt{\frac{RT}{2L_p}}$$

Ce résultat amène quelques remarques :

- la fonction de transfert est indépendante du rapport de transformation du transformateur
- la fonction de transfert dépend de la charge, on ne pourra donc pas se passer d'une boucle de régulation
- la fonction de transfert dépend de la fréquence de découpage
- la fonction de transfert est directement proportionnelle au rapport cyclique α.

On en déduit que la meilleure stratégie de commande est la modulation de largeur d'impulsion à fréquence fixe.

DIMENSIONNEMENT DE L'INTERRUPTEUR K

Courant traversant l'interrupteur

Courant moyen

Le courant moyen traversant l'interrupteur est égal au courant d'entrée I_e débité par la source.

$$\overline{i_k} = \frac{1}{T}\int_0^{\alpha T} i_1(t)dt$$

d'où

$$\overline{i_k} = \alpha^2 \frac{V_e}{2L_p}T$$

$$\overline{i_k} = I_e = \hat{\imath}_1 \frac{\alpha}{2}$$

Courant crête

Le courant maximal dans l'interrupteur K est atteint pour t = αT :

$$\hat{\imath}_1 = \frac{V_e}{L_p}\alpha T$$

On peut l'exprimer en fonction du courant d'entrée:

$$\hat{\imath}_1 = \frac{2\,I_e}{\alpha}$$

Courant efficace

$$i_{k\,eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{\alpha T} i_1^2(t)dt}$$

$$i_{k\,eff} = \frac{V_e\,\alpha T}{L_p}\sqrt{\frac{\alpha}{3}} = \boldsymbol{\hat{\imath}_1\sqrt{\frac{\alpha}{3}}}$$

Tension maximale supportée par l'interrupteur

La tension aux bornes de l'interrupteur (lorsqu'il est ouvert) s'écrit:

$$V_K = V_e + V_1$$

V1 étant la tension aux bornes de l'enroulement primaire que l'on peut facilement exprimer en fonction de la tension secondaire V2.

Tant que la diode D est conductrice, c'est à dire tant que le courant i_2 ne s'est pas annulé, la tension secondaire V_2 est égale à la tension de sortie Vs. On a donc:

$$V_k = V_e + \frac{n_1}{n_2} V_s$$

DIMENSIONNEMENT DE LA DIODE

Courant traversant la diode

Courant crête

Le courant dans la diode est maximal à t = αT

$$\hat{i}_d = i_2(\alpha T) = \frac{n_1}{n_2}\frac{V_e}{L_p}\ \alpha T$$

Courant moyen

La valeur moyenne du courant dans le condensateur étant nulle, le courant moyen au secondaire est égal au courant de sortie :

$$\overline{i_d} = i_s$$

Courant efficace

$$i_{d\,eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_{\alpha T}^{T} i_2^2(t)dt}$$

Le rapport cyclique du courant traversant la diode s'écrit:

$$ß = \alpha\ \frac{n_2}{n_1}\frac{V_e}{V_s}$$

On en déduit la valeur du courant efficace dans la diode:

$$I_{D\,eff} = \hat{I}_D\sqrt{\frac{ß}{3}}$$

$$I_{D\,eff} = \hat{I}_D\sqrt{\frac{\alpha}{3}\ \frac{n_2}{n_1}\frac{V_e}{V_s}}$$

Tension inverse maximale

La tension inverse aux bornes de la diode est maximale durant la phase 1, c'est à dire lorsque l'interrupteur K est fermé.

$$V_R = V_s + V_2 = V_s + \frac{n_2}{n_1} V_e$$

CALCUL DE LA VALEUR MINIMALE DE LA CAPACITE DE SORTIE

Nous avons supposé dans ce qui précède que la tension de sortie ne varie pas au cours de la période. Une valeur approchée par excès de la capacité nécessaire pour satisfaire cette hypothèse peut être obtenue de la manière suivante:

Soit ΔV_S l'ondulation maximale de la tension de sortie. En supposant que le condensateur se décharge à courant constant pendant toute la période , on peut écrire:

$$\Delta Q = I_s T = C\,\Delta V_s \quad \text{d'où} \quad C = \frac{I_s T}{\Delta V_s}$$

Dans la pratique on doit également tenir compte de la résistance série équivalente ESR du condensateur :

$$\Delta V_s \leq ESR\,.\,\hat{\imath}_2$$

C'est souvent cette condition qui guide le choix du (ou des) condensateur(s)de sortie.

EXEMPLE DE DIMENSIONNEMENT

On désire réaliser une alimentation stabilisée capable de délivrer 10A sous 12V, à partir du réseau 220V ± 15% redressé et filtré capacité en tête.
L'ondulation relative de la tension de sortie ne devra pas excéder 2%.

Déterminons la plage de variation de la tension d'entrée (on suppose que le condensateur de filtrage se charge à la tension crête):

$$V_e = 220\sqrt{2} \pm 15\%$$

soit Ve min = 264V et Ve max = 357V pour une tension nominale de 311V

Nous avons établi la relation:

$$\frac{V_s}{V_e} = \alpha \sqrt{\frac{RT}{2L_p}} \qquad (1)$$

dans laquelle il y a trois paramètres inconnus : T , α et Lp .
Nous devons donc effectuer des choix technologiques:

- Choix de la fréquence de découpage F = 1/T
- Choix du rapport cyclique α

Le choix de la fréquence dépend de la technologie utilisée, de la compacité et des performances recherchées, etc.

Le choix du rapport cyclique sera guidé par des considérations de pertes dans les interrupteurs et de courant efficace dans les condensateurs de sortie, ...

Choisissons une fréquence de découpage de 50 kHz et un rapport cyclique maximal de 40%
(le rapport cyclique α est maximal lorsque la tension d'entrée est minimale).
Nous déduisons de la relation (1) la valeur de l'inductance Lp:

$$L_P = \alpha^2 \frac{RTV_e^2}{2V_s^2}$$

soit Lp = 929 µH

et du rapport cyclique α :

$$\alpha = \frac{V_s}{V_e}\sqrt{\frac{2L_p}{RT}}$$

soit $0{,}29 < \alpha < 0{,}4$ et $\alpha_{nominal} = 0{,}34$

Déterminons maintenant le rapport de transformation du transformateur.

La condition de conduction discontinue nous impose:

$$\alpha\left(1 + \frac{n_2}{n_1}\frac{V_e}{V_s}\right) < 1 \qquad \frac{n_2}{n_1} < \frac{1-\alpha}{\alpha}\frac{V_s}{V_e}$$

soit pour α_{max}: $n_2/n_1 < 0{,}068$

Nous avons établi la relation donnant l'instant d'annulation du courant dans le circuit secondaire:

$$t_0 = \alpha T\left(1 + \frac{n_2}{n_1}\frac{V_e}{V_s}\right)$$

En appelant t_m le temps mort pendant lequel le courant reste nul dans le circuit, nous avons:

$$t_m = T - t_o$$

En combinant avec l'équation précédente, nous pouvons établir l'expression du rapport de transformation:

$$\frac{n_2}{n_1} = \left(\frac{T - t_{m\,min}}{\alpha_{max}\,T} - 1\right)\frac{V_s}{V_{e\,min}}$$

Choisissons un temps mort minimal $t_{m\,min}$ de 0,2 µs , ce qui représente 1% de la période. Nous en déduisons la valeur du rapport de transformation : $n_2/n_1 = 0{,}067$

Nous pouvons maintenant dimensionner les composants semi-conducteurs ainsi que le condensateur de sortie.

Interrupteur K

Courant crête :	2,273A
Courant moyen maximal (Ve min) :	0,455A
Courant efficace maximal (Ve min) :	0,830A
Tension maximale (Ve max) :	536V

Diode D

Courant crête :	33,9A
Courant moyen :	10A
Courant efficace :	15,03A
Tension maximale (Ve max) :	36V

Condensateur de sortie

L'ondulation relative de la tension de sortie ne devant pas dépasser 2% nous aurons:
$\Delta Vs \leq 0,24V$ d'où :

$$C = \frac{I_s T}{\Delta V_s} \quad \text{------->} \quad C > 833\ \mu F$$

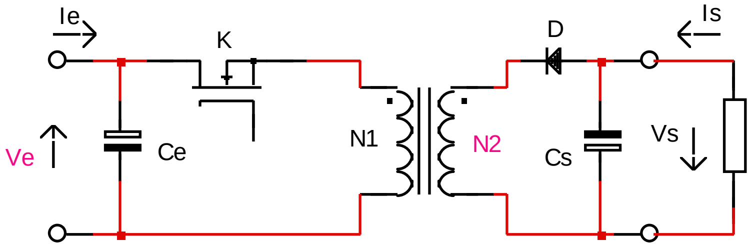
Choisissons une valeur de 1000 µF. La résistance série équivalente ESR d'un condensateur électrochimique à faible résistance série de 1000 µF est d'environ 90 mΩ.
L'ondulation crête à crête due à l'ESR sera donc de:

$$\Delta V = 33,9 \times 0,09 = 3\ V$$

Nous devrons donc choisir un condensateur de meilleure qualité ou connecter 13 condensateurs en parallèle!
Un re-dimensionnement du circuit en choisissant un rapport cyclique maximal plus faible peut aussi être envisagé. Il est en général nécessaire d'effectuer plusieurs fois les calculs afin de trouver l'optimum correspondant au cas considéré, d'où l'intérêt d'utiliser des outils informatiques .

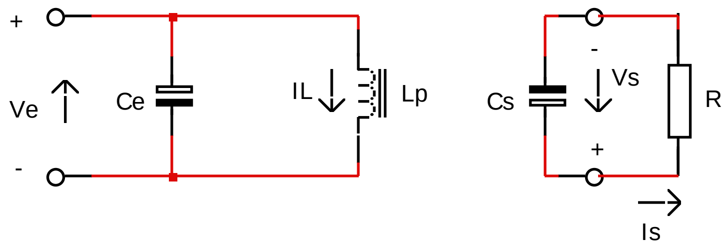
ETUDE THEORIQUE EN CONDUCTION CONTINUE

L'étude en conduction continue peut être menée de la même manière que l'étude en conduction discontinue. Cependant, il est intéressant de noter que le convertisseur Flyback peut facilement se ramener au convertisseur inverseur sans isolement galvanique que nous avons étudié précédemment, comme le montre la figure ci-dessous.



<u>Phase 1</u> $(0 < t < \alpha T)$

L'interrupteur K est fermé, la diode D est bloquée. Le schéma équivalent du circuit est le suivant:



On a:

$$V_e = L_P \frac{di}{dt} \qquad \text{d' où} \qquad i(t) = I_m + \frac{V_e}{L_P}\, t$$

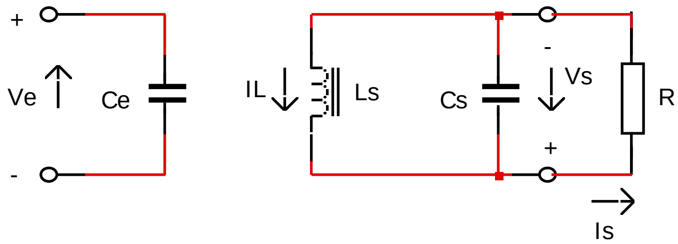
où L_P représente l'inductance de l'enroulement primaire.

A l'instant $t = \alpha T$ le courant dans l'inductance atteint la valeur crête :

$$I_M = I_m + \frac{V_e}{L_P}\,\alpha T \qquad (1)$$

<u>Phase 2</u> $(\alpha T < t < T)$

A $t = \alpha T$ on ouvre l'interrupteur K. La diode D devient conductrice et le schéma équivalent du circuit devient :



$$V_s = -L_s \frac{di}{dt}$$

$$i_2(t) = i_2(\alpha T) - \frac{V_s}{L_s}(t - \alpha T)$$

où L_S représente l'inductance primaire L_P *vue du secondaire*, soit:

$$L_s = \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2 L_p$$

A l'instant t = T le courant dans l'inductance atteint sa valeur minimale :

$$I_2(T) = I_2(\alpha T) - \frac{V_s}{L_s}(1- \alpha)T$$

Les conditions de passage s'écrivent à $t = \alpha T$ et t = T : $n_1 i_1 = n_2 i_2$
c'est à dire:

$$I_2(\alpha T) = \frac{n_1}{n_2} I_M \quad \text{et} \quad I_2(T) = \frac{n_1}{n_2} I_m$$

$$\frac{n_1}{n_2} I_m = \frac{n_1}{n_2} I_M - \frac{V_s}{L_p}\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 (1- \alpha)T \qquad (2)$$

Soit ΔI l'ondulation du courant dans l'inductance primaire Lp: $\Delta I = I_M - I_m$

De l'équation (1) on tire:

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_e}{L_p} \alpha T$$

et de l'équation (2):

$$\Delta I = I_M - I_m = \frac{V_s}{L_p}\left(\frac{n_1}{n_2}\right) (1- \alpha)T \qquad (3)$$

En combinant ces deux relations , on peut établir l'expression de la tension de sortie:

$$\mathbf{\frac{V_s}{V_e} = \frac{n_2}{n_1} \frac{\alpha}{1- \alpha}} \qquad (4)$$

que l'on peut aussi écrire:

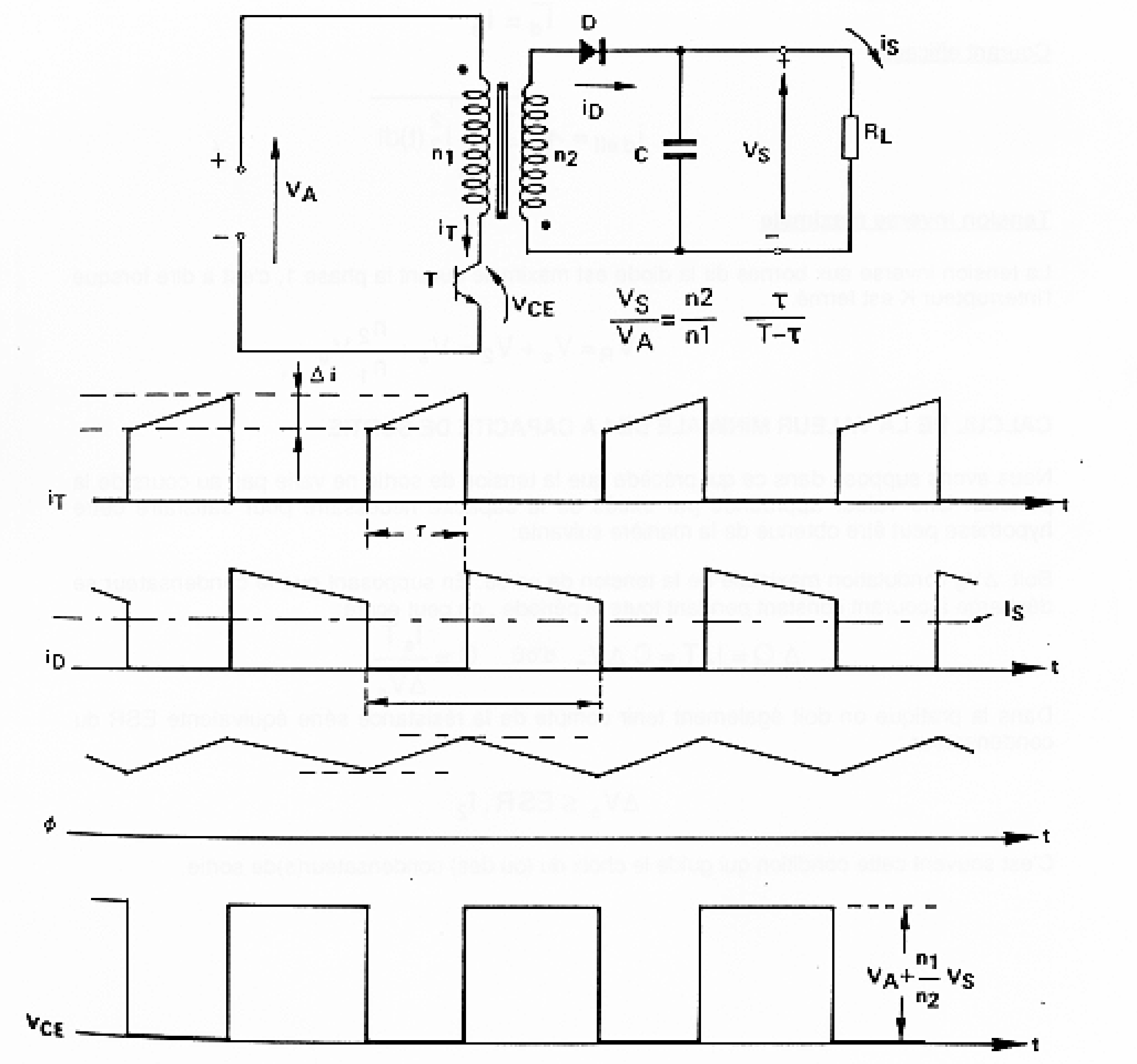
$$\mathbf{\frac{V_s}{V_e} = \frac{n_2}{n_1} \frac{t_{on}}{t_{off}}} \qquad (5)$$

où t_{on} et t_{off} représentent respectivement le temps de conduction et le temps de non conduction de l'interrupteur K.

On constate que le circuit se comporte comme un convertisseur inverseur dont on aurait multiplié la tension d'entrée par le rapport de transformation n_2/n_1

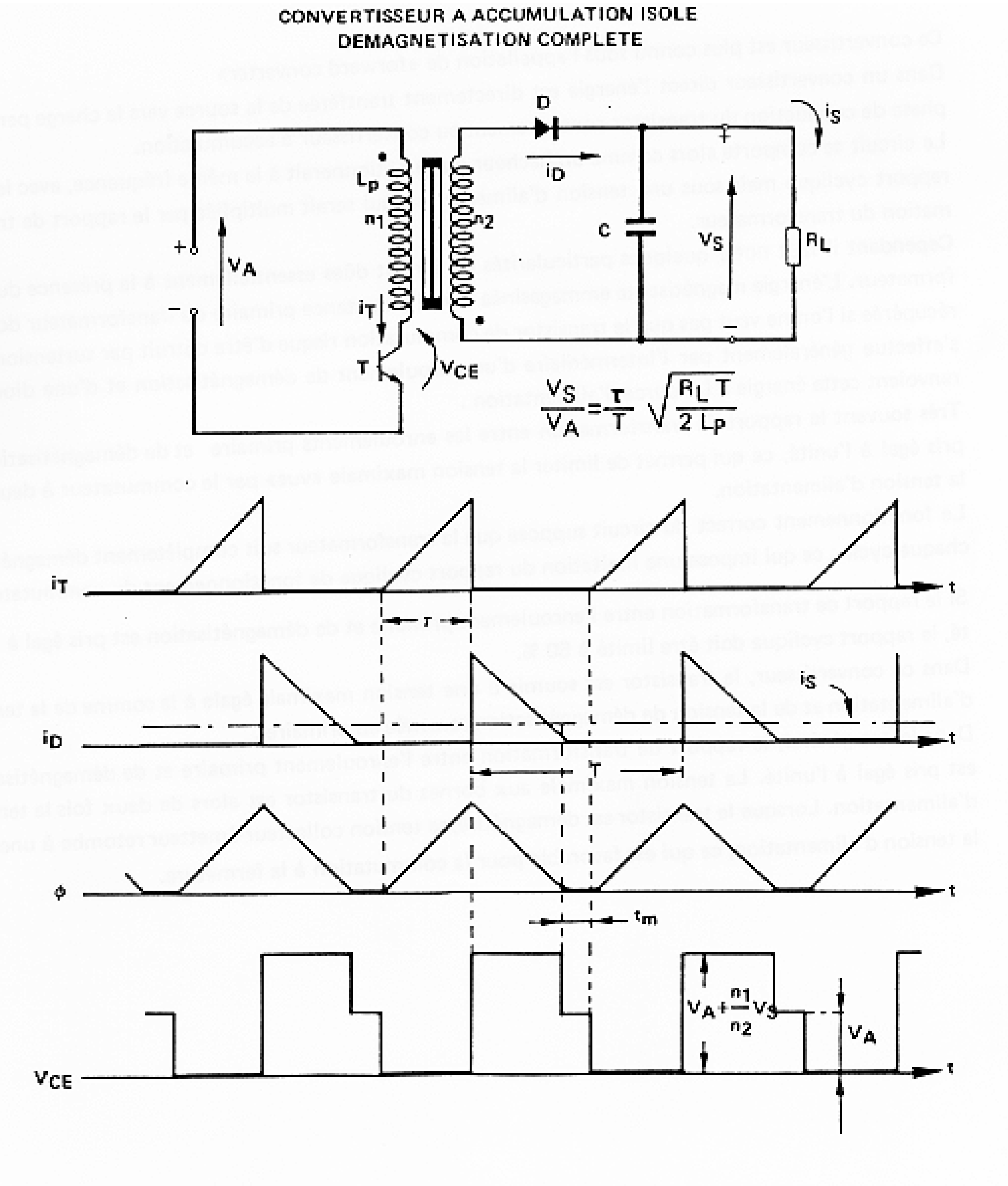
Convertisseur à accumulation

Conduction continue



Convertisseur à accumulation

Conduction discontinue



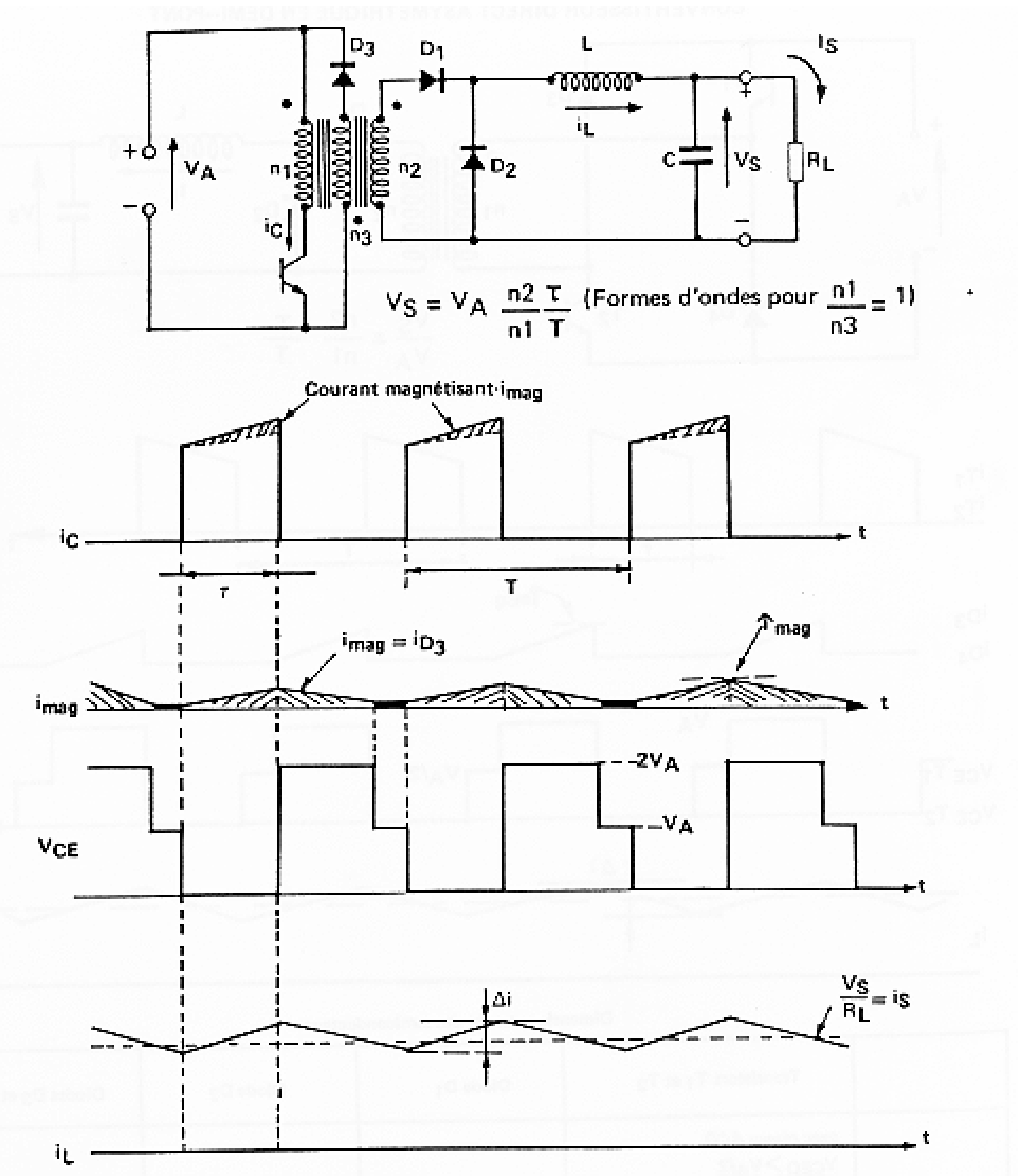
CONVERTISSEUR DIRECT ISOLE

(FORWARD)

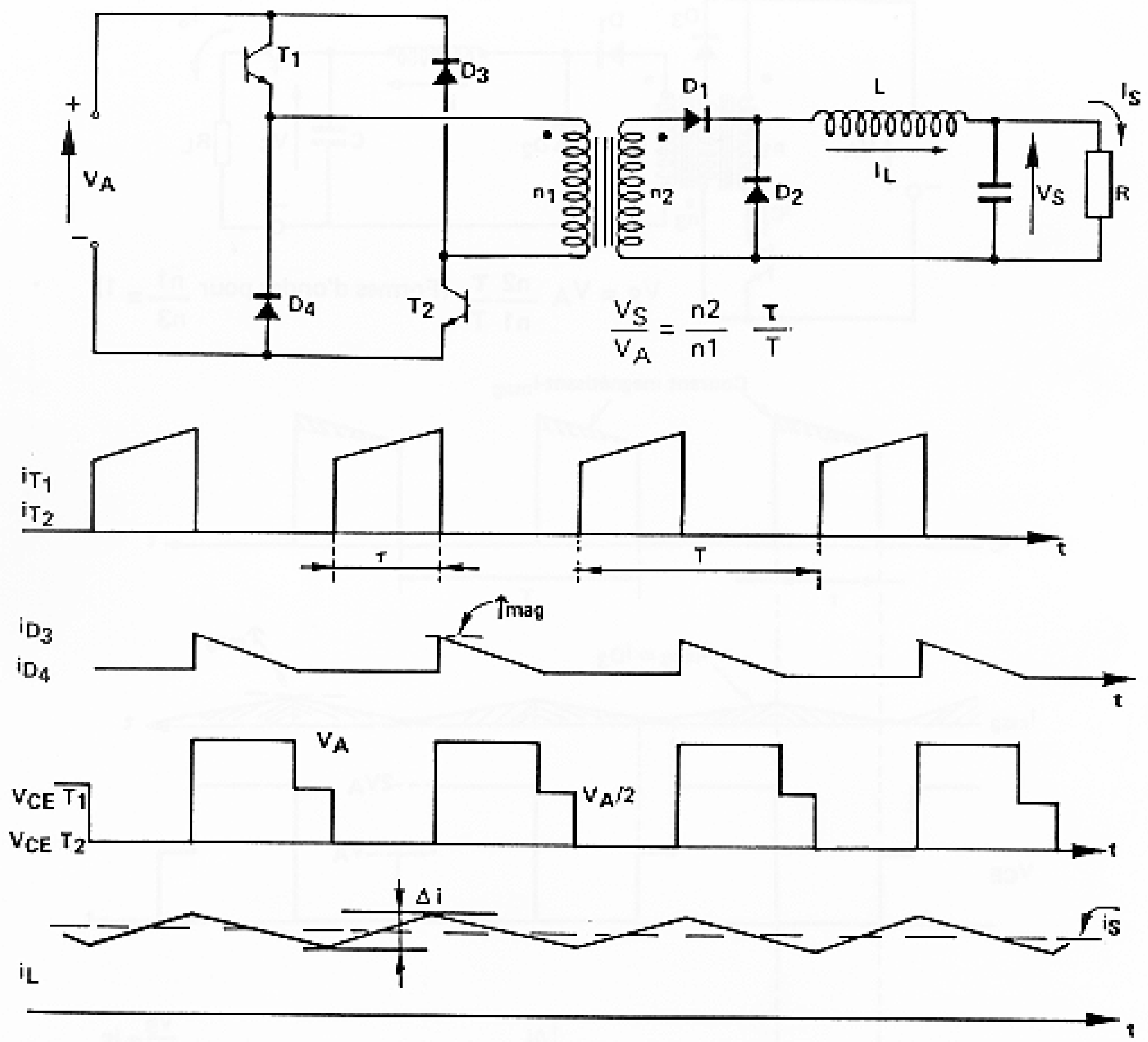
Dans ce convertisseur, l'énergie est directement transférée de la source vers la charge pendant la phase de conduction de l'interrupteur K.
Le circuit se comporte comme un convertisseur abaisseur qui fonctionnerait à la même fréquence, avec le même rapport cyclique, mais sous une tension d'entrée qui serait multipliée par le rapport de transformation du transformateur.
Cependant il faut noter quelques particularités dues à la présence du transformateur.
L'énergie emmagasinée dans l'inductance primaire du transformateur pendant la phase de conduction de l'interrupteur K doit être aiguillée vers un circuit capable de l'accueillir, sinon elle donnera lieu à une forte surtension au moment de l'ouverture de l'interrupteur qui risque de le détruire.
Une méthode consiste à récupérer cette énergie, à l'aide d'un enroulement supplémentaire sur le transformateur, et de la restituer à la source.
Le rapport de transformation primaire / enroulement de démagnétisation est souvent pris égal à l'unité.
La tension vue par l'interrupteur K lors de la phase de démagnétisation est alors de deux fois la tension d'entrée.
Le fonctionnement correct du circuit suppose que le transformateur soit complètement démagnétisé à chaque cycle, ce qui impose une limitation du rapport cyclique.
Dans le cas d'un rapport de transformation primaire / enroulement de démagnétisation de 1, le rapport cyclique doit être limité à 50%.

Convertisseur Direct

(Forward)



CONVERTISSEUR DIRECT ASYMETRIQUE EN DEMI–PONT



ANNEXES

Courant efficace

Glossaire

COURANT EFFICACE

Définition

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)dt}$$

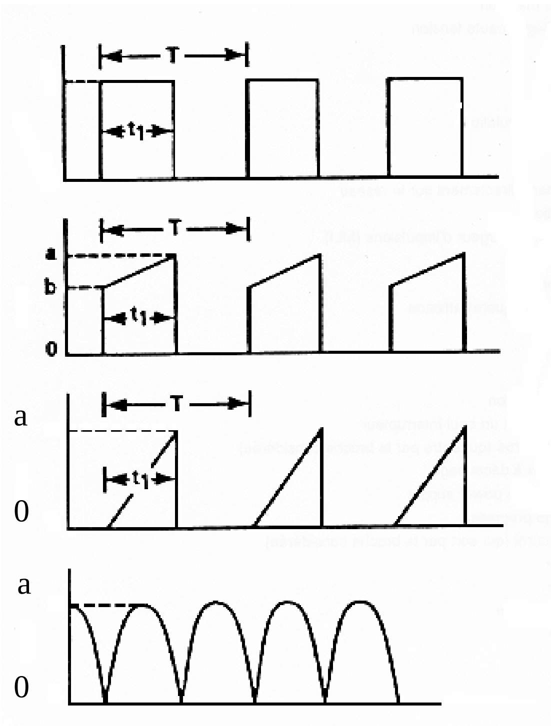
Terminologie

Valeur quadratique moyenne = Root Mean Square

$$I_{\text{ eff}} = I_{\text{ RMS}}$$

Quelques valeurs usuelles

$$\boxed{\alpha = \frac{t_1}{T}}$$



$$I_{eff} = a\sqrt{\alpha}$$

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{\alpha\left(a^2 + ab + b^2\right)}{3}}$$

$$I_{eff} = a\sqrt{\frac{\alpha}{3}}$$

$$I_{eff} = \frac{a}{\sqrt{2}}$$

GLOSSAIRE ALIMENTATION A DECOUPAGE

Terme	Signification
AC	Courant alternatif
air gap	entrefer
boost	convertisseur DC-DC élévateur sans isolement
Bridge	pont
buck	convertisseur DC-DC abaisseur sans isolement
buck-boost	convertisseur DC-DC inverseur sans isolement
choke	inductance
coil	bobine
coil former	mandrin, carcasse de bobinage
core	noyau
DC	(Direct Current) courant continu
dead time	temps mort
duly cycle	rapport cyclique
Eddy current	courant de Foucaut
ferrite bead	perle de ferrite
fly-back	convertisseur à accumulation
forward	convertisseur direct
heatsink	refroidisseur
hold-up time	temps de maintien
HV	(High voltage) haute tension
layer	couche
leakage	fuite
load	charge
Loop	boucle (de régulation)
losses	pertes
noise	bruit
off-line	fonctionnant directement sur le réseau
power supply	alimentation
PWM	modulation de largeur d'impulsions (MLI)
Rating	limite
Ripple	ondulation
RMS	(Root Mean Square) efficace
SCR	thyristor
screen	écran
shielding	blindage
shutdown	entrée d'inhibition
single ended	convertisseur à un seul interrupteur
sink current	courant absorbé (qui entre par la broche considérée)
SMPS	alimentation à découpage
SMPS	switched mode power supply
soft start	démarrage progressif
source current	courant fourni (qui sort par la broche considérée)
step-down	abaisseur
step-up	élévateur
voltage drop	chute de tension
winding	bobinage