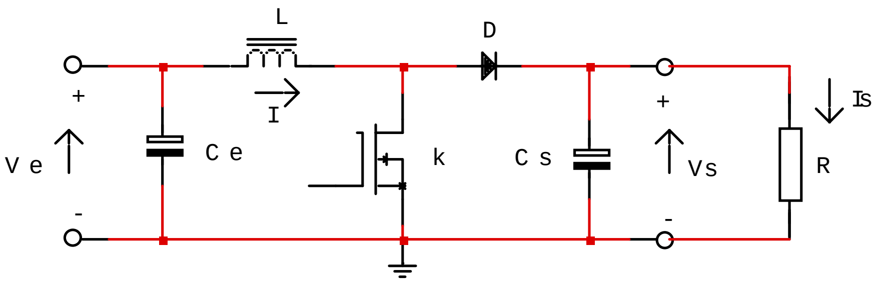
# CONVERTISSEUR ELEVATEUR (BOOST)

## 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 $\alpha$ 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

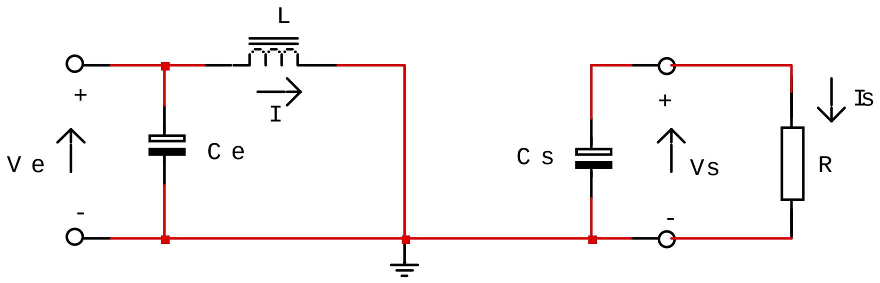
Dans cette étude théorique, nous admettrons les hypothèses suivantes :

- 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:

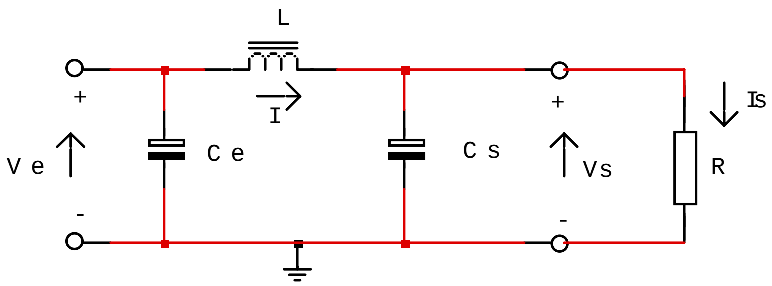
$$V_e = L\frac{di}{dt} \qquad \text{d' où} \qquad i\,(t) = I_m + \frac{V_e}{L}\,t$$

A l'instant t = αT 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> ( αT < t < T)

A t = αT 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 $\alpha$. 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 $\alpha$ 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.

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 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:

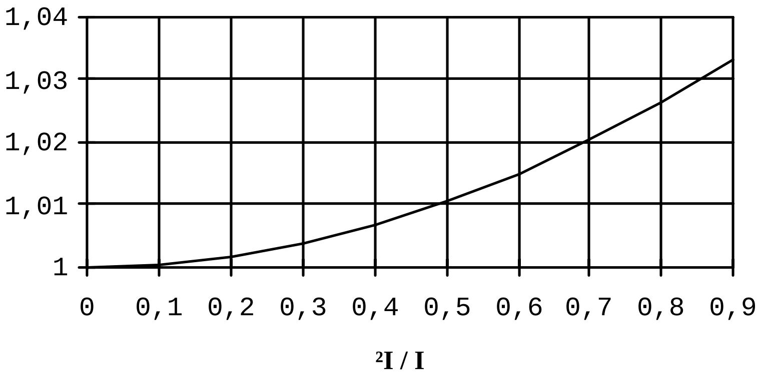
$$I_{K\,eff} = I_e\sqrt{\alpha\left(1 + \frac{1}{12}\left(\frac{\Delta I}{I_e}\right)^2\right)}$$

Cette expression est en fait peu différente de

$$I_{K\,eff} - \; I_e\sqrt{\alpha}$$

On trouvera ci dessous un graphe donnant le facteur multiplicatif à utiliser en fonction de la valeur relative de l'ondulation du courant dans l'inductance.

Facteur de correction du courant efficace




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 de sortie $V_S$.

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

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:

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

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 $\alpha$ 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 $\eta$ devant être au moins de 80%, nous aurons : $Ps / P_e = 0{,}8$
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 $\leq \alpha \leq$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 µH

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 $\alpha$ maximal soit ici $C_S$ = 321 µF pour $V_e$ = 10V.

Dimensionnement du transistor MOS

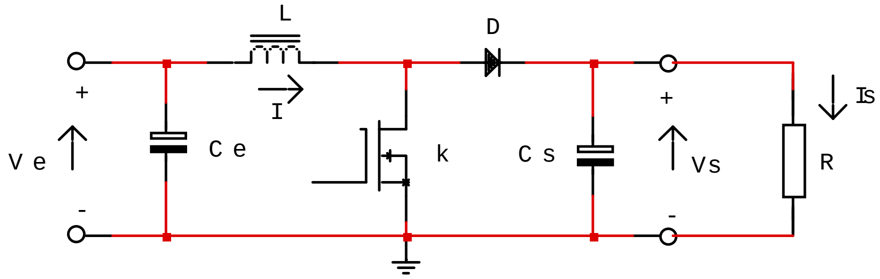
Tension drain-source maximale : 28 V ---> On choisira un modèle 50 ou 60 V
Le courant crête maximal est atteint pour une tension d'entrée de 10V:

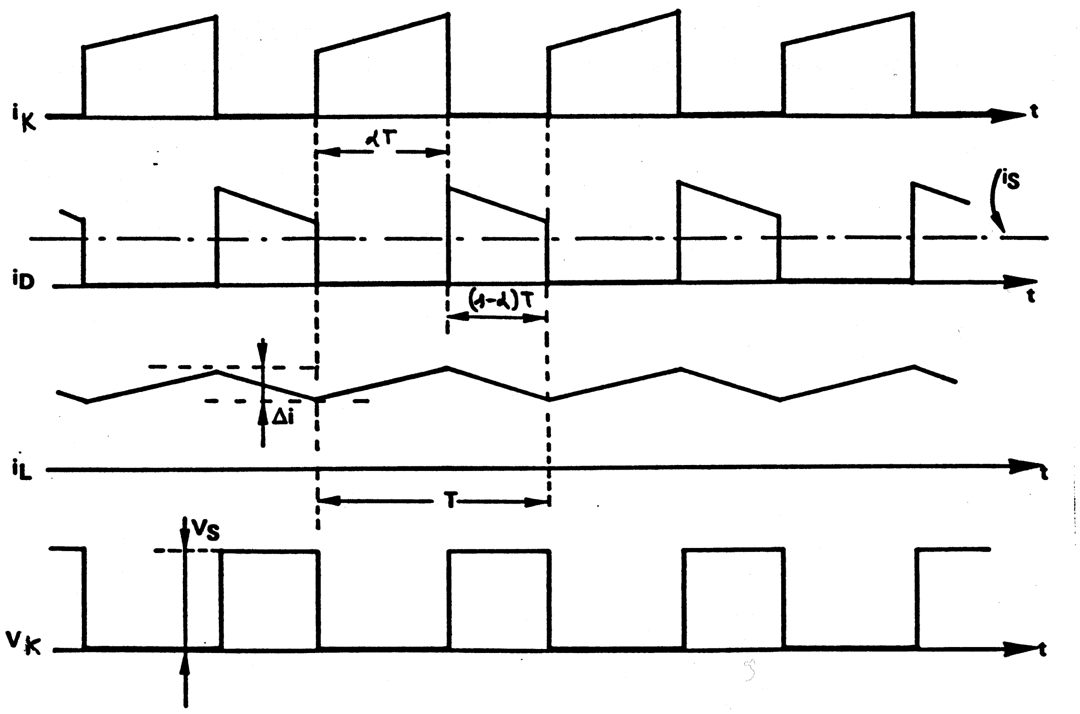
$I_{crête\ max}$ = 18, 2 A

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)**