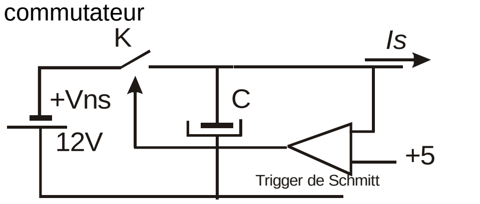
LES ALIMENTATIONS A DECOUPAGE

Pour augmenter le rendement d'un régulateur une idée qui peut vous venir à l'esprit est de remplacer le transistor ballast par un commutateur de résistance négligeable alimentant périodiquement un condensateur de façon à maintenir aux bornes de ce dernier une tension dans une marge étroite. Le schéma serait alors le suivant :

Charge d'un condensateur à travers un commutateur

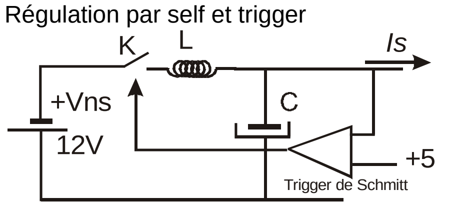


La batterie d'accumulateurs 12V charge via le commutateur K le condensateur C .Lorsque la tension aux bornes de ce dernier atteint 5V le trigger de Schmitt commande l'ouverture de K.Le condensateur se décharge alors en fournissant à la charge un courant Is. Lorsque la tension tombe par exemple en dessous de 4,9V le trigger bascule de nouveau et ferme K.
C se charge de nouveau et le cycle recommence.

Au premier abord il semble que ce système a un très bon rendement puisque le commutateur ayant une résistance négligeable la puissance qu'il dissipe est nulle. Malheureusement ce n'est pas le cas, il est impossible de négliger la résistance en série avec K sinon le courant de charge serait infini. Le calcul montre que la puissance dissipée dans cette résistance , si faible soit elle ,est la même que celle qui serait dissipée dans une résistance fixe qui parcourue par le courant Is fixerait la tension de sortie à 5V , soit P= (12-5).Is. Le système a le même rendement qu'un régulateur classique avec ballast .De plus l'ondulation résiduelle qui est déterminée par l'écart des seuils du trigger est difficile à filtrer car sa fréquence n'est pas définie; elle est d'autant plus faible que le courant Is est petit et tend vers 0 pour Is=0.

L'analyse de ce système conduit cependant à la solution. La résistance r du commutateur est nécessaire pour limiter le courant de charge, mais elle dissipe de l'énergie. Il faudrait la remplacer par une impédance capable de limiter le courant mais non dissipative ,c'est exactement ce que peut faire une self . Avec une self en série avec le commutateur le schéma est utilisable pour réaliser des alimentations de bonnes performances mais il reste le problème de l'ondulation résiduelle qui ne peut être éliminée que par un filtrage actif..

Régulation par self et trigger



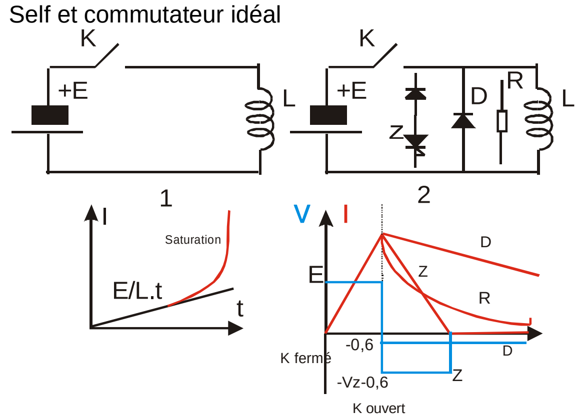
Pour fixer la fréquence de l'ondulation résiduelle il suffit de faire travailler le commutateur K à une fréquence fixe, on parle de <u>commutation forcée</u>, la régulation du courant ne peut alors être obtenue qu'en modifiant le rapport cyclique.

La majorité de alimentations à découpages partent de ce principe. De nombreux schémas ont été proposés , ils mettent en œuvre ou non un transformateur.

Comportement des selfs et transformateurs en régime de commutation

Pour bien comprendre le fonctionnement des alimentations à découpage il faut étudier d'abord le comportement des selfs et transformateurs lorsqu'ils sont associés à des interrupteurs.

Self et commutateur idéal



D'abord le cas d'une self alimentée à partir d'une source continue E à travers un interrupteur K . Lorsque K se ferme , la tension E est appliquée à la self :

$$E = L\frac{dI}{dt} \cdots donc \cdot I = \frac{E}{L}t$$

le courant augmente linéairement.

Si le noyau magnétique de la self se sature la self diminue lorsque le courant augmente et ce dernier croit de plus en plus rapidement (courbe en rouge).

A l'ouverture de K le courant ne pouvant plus circuler la tension augmente jusqu'à claquage de K .

Pour éviter ce claquage on place en parallèle sur L un composant qui peut être une diode (diode de roue libre), une diode Zener (en série avec une diode) ou une résistance .

Après ouverture de K l'évolution du courant est très différente dans les trois cas.

En présence d'une résistance le courant décroît exponentiellement ainsi que la tension.

$$I = I_0 \exp(-\frac{R}{L}t)$$

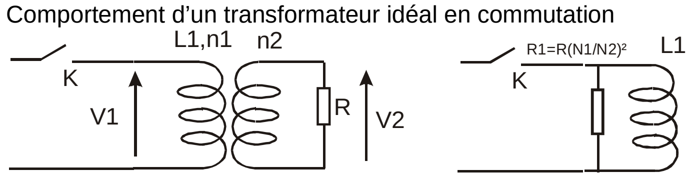
I_0 étant le courant circulant dans L à l'ouverture de K Théoriquement la tension ne s'annule jamais .

En présence d'une diode , la tension aux bornes de cette dernière est presque constante 0,7V ; la décroissance est linéaire avec une pente -0,7/L

En présence d'une diode Zener la tension est maintenue à –Vz-0,7 tant que le courant n'est pas nul, la pente –(0,7+Vz)/L est plus grande qu'avec la diode seule .La tension aux bornes de la self est constante et s'annule brusquement lorsque le courant s'annule (Courbe en bleu sur la figure ci contre).

Le comportement d'un transformateur est plus complexe. Pour plus de simplicité nous nous placerons dans le cas d'un couplage magnétique parfait . On sait alors que vu de l'entrée le transformateur est équivalent à sa self primaire en parallèle avec la résistance ramenée. Lorsque l'interrupteur K se ferme le courant primaire possède donc deux composantes ,une dans la self qui croit linéairement avec le temps (courant de magnétisation) , l'autre dans la résistance ramenée qui est constante.

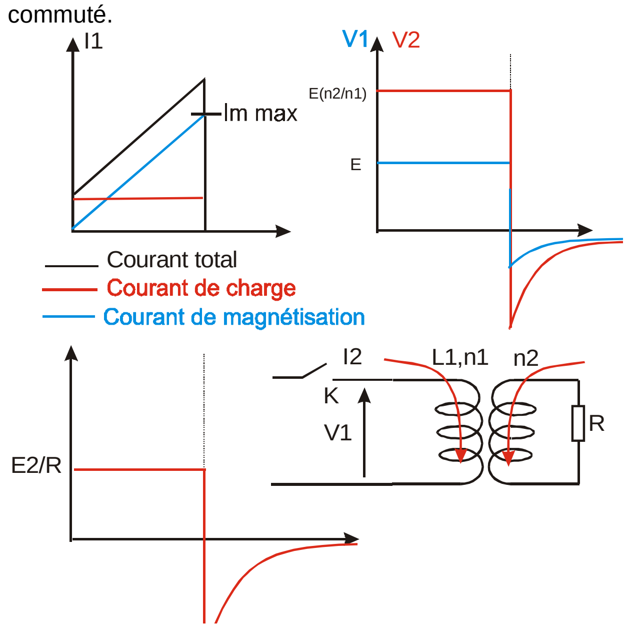
Comportement d'un transformateur idéal en commutation



Tant que le courant de magnétisation du primaire augmente la tension aux bornes de la résistance secondaire est la tension primaire multipliée par le rapport des nombres de spires et le courant secondaire V2/R constant .

Ouvrons alors l'interrupteur K . La self primaire est alors parcoure par un courant de magnétisation que nous appellerons $I_{M1max.}$ elle stocke une énergie magnétique $\frac{1}{2}L_1 I_{M1\max}^2$ sous forme de flux

Courants et tensions sur un transformateur parfait commuté.



Le courant primaire étant interdit par l'ouverture de K ce flux qui ne peut pas disparaître en un temps nul ne peut être crée que par un courant secondaire circulant dans le sens convenable (flèches rouges sur la figure) La valeur instantanée de ce courant est donc telle que l'énergie est conservée , soit :

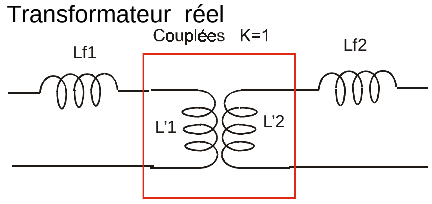
$$\frac{1}{2}L_1 I_{M1\max}^2 = \frac{1}{2}L_2 I_{2MAX}^2$$

soit :

$$I_{2MAX} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} I_{M1MAX} = \left(\frac{n_1}{n_2}\right) I_{M1MAX}$$

C'est un courant entrant comme l'était I1 , la tension qu'il crée aux bornes de la charge R est donc négative. Il décroît ensuite exponentiellement avec la constante de temps L_2/R.

Transformateur réel



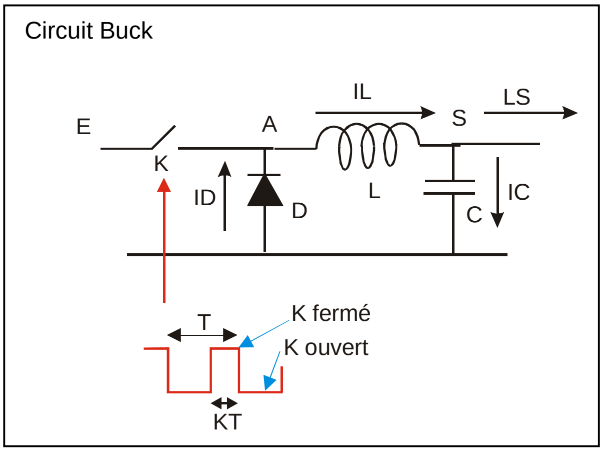
Si le transformateur n'est pas parfait la commutation de son primaire n'est pas possible, en effet on peut représenter le transformateur non parfait comme un transformateur parfait associé à deux selfs de fuite non couplées. La coupure du courant primaire produirait une surtension infinie aux bornes de cette self de fuite. Il faut donc toujours placer un élément en parallèle sur le primaire , diode ou résistance pour permettre l'écoulement de l'énergie.

Circuit abaisseur de tension ,convertisseur Buck ou hacheur série

Le schéma de base est présenté ci contre. L'interrupteur K est bien sûr un MOS de puissance de faible R_{on}. Il est commandé par un signal rectangulaire périodique de période T et rapport cyclique k ,fermé pendant kT ouvert pendant (1-k)T au cours de chaque période. Pour faire le calcul nous supposerons :

1° Que le courant dans L ne s'annule jamais.

2° Que le condensateur C de sortie est assez grand pour que l'équilibre étant atteint on puisse admettre que la tension de sortie à ses bornes est constante.



Nous négligerons aussi la tension de conduction de la diode ,il est facile d'en tenir compte, les formules sont un peu plus complexes.

A la fermeture de K la tension au point A est imposée par la source , V_A=E et la self a une tension à ses bornes de (E-Vs).Le courant qui la traverse a pour expression :

$$I_L = I_{0L} + \frac{E - V_S}{L} t$$

A la fin de cette période de charge, le courant dans L a augmenté de

$$\Delta I = \frac{E - V_S}{L} kT \qquad (1)$$

Pour le moment D est bloquée.

K s'ouvre, le courant dans L ne peut pas s'annuler instantanément, il ne peut que passer par D , la tension en A est alors $-V_D$, tension de conduction que nous avons décidé de négliger. La tension aux bornes de L est alors V_A-V_S=-V_S , et le courant dans L évolue en $-\frac{V_S}{L}t$ A la fin de la période il a varié de $-\frac{V_S}{L}(1-k)T$ (2)

En régime permanent le courant a retrouvé la valeur qu'il avait en début de période , soit :

$$\frac{E - V_S}{L} kT - \frac{V_S}{L}(1-k)T = 0$$

Équation d'ou l'on tire la valeur d'équilibre de Vs $V_S = kE$

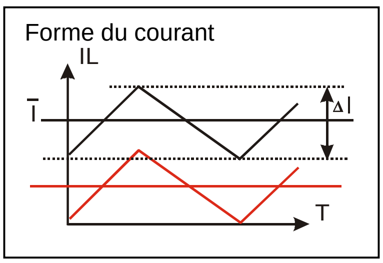
Résultat surprenant, la tension ne dépend que de E et du rapport cyclique et est indépendante du courant fourni à l'extérieur.

Cependant nous avons supposé que le courant dans L ne s'annulait jamais

Calculons la variation ΔI de ce courant.

De l'équation (1) nous tirons : $kT = \frac{L|\Delta I|}{E - V_S}$

Et de (2) $(1-k)T = \frac{L|\Delta I|}{V_S}$



En ajoutant terme à terme ces deux égalités il vient :

$$\Delta I = \frac{1}{Lf} V_S (1 - \frac{V_S}{E}) = \frac{1}{Lf} kE(1-k)$$

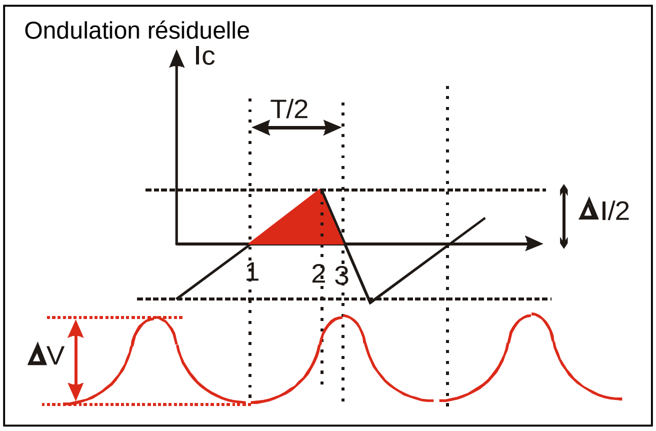
Le courant ayant une forme triangulaire, sa valeur moyenne , qui est le courant de sortie , est située à mi hauteur . Si le courant débité à l'extérieur change , la courbe se déplace verticalement parallèlement à l'axe I .Le cas limite , courbe en rouge , au delà de laquelle le courant s'annulerait correspond donc à $I_s=\Delta I/2$.Or si R est la charge de sortie $V_s=R.I_s$ La condition de non interruption s'écrit donc : $\Delta I < 2\frac{V_S}{R}$

C'est à dire en remplaçant le premier membre par sa valeur et en explicitant R :

$$R < \frac{2LfE}{E-V_S}$$

C'est une limitation pour des valeurs grandes de R , la charge doit être **inférieure** à cette limite .Une alimentation à découpage doit pour fonctionner délivrer un courant supérieur à une valeur minimale. Elle ne peut pas fonctionner à vide.

Nous avons supposé que la tension de sortie était constante, ce n'est bien sûr pas rigoureusement le cas .Il est possible maintenant d'évaluer son ondulation. En effet le courant de sortie étant quasiment constant , la grande variation de I_L ne peut être absorbée que par le condensateur. Le courant circulant dans ce dernier est donc I_L-I_S . C'est un courant triangulaire d'amplitude crête à crête ΔI. La tension à ses bornes $V_C = V_S = \frac{1}{C}\int Idt$ est donc constituée d'arcs de parabole.



A l'instant 1 (figure ci joint) la tension V est minimale ,elle remonte ensuite et atteint un maximum lorsque la surface totale marquée en rouge est ajoutée (temps 3) .L'amplitude d'ondulation est la surface de ce triangle soit: (1/2 base x hauteur)

$$\frac{1}{C}\left(\frac{1}{2}\frac{T}{2}\frac{\Delta I}{2}\right) = \frac{1}{8Lf^2C}V_S\left(1-\frac{V_S}{E}\right)$$

Si le condensateur possède une résistance série il faut y ajouter sa contribution qui est une dent de scie, s'il possède en plus une self il faut y ajouter un signal rectangulaire. Compte tenu de l'amplitudes des courants mis en cause, résistance série et self parasite de C ne sont pas toujours négligeables.

<u>Application numérique :</u>

Soit à réaliser une alimentation à découpage fournissant du 5V à partir une batterie 12V , avec les contraintes suivantes :fréquence de découpage 20kHz –ondulation résiduelle maximale 10mV –courant minimal 1A .

Le rapport cyclique est évidemment k=5/12=0,416
Sous 5V la résistance maximale admissible est de 5Ω
On peut en déduire la self , en effet d'après l'expression de Rmax

$$L = \frac{R_{max}(E-V_S)}{2fE} = 73\mu H$$

Toutes les valeurs nécessaires au calcul de C sont réunies en effet :

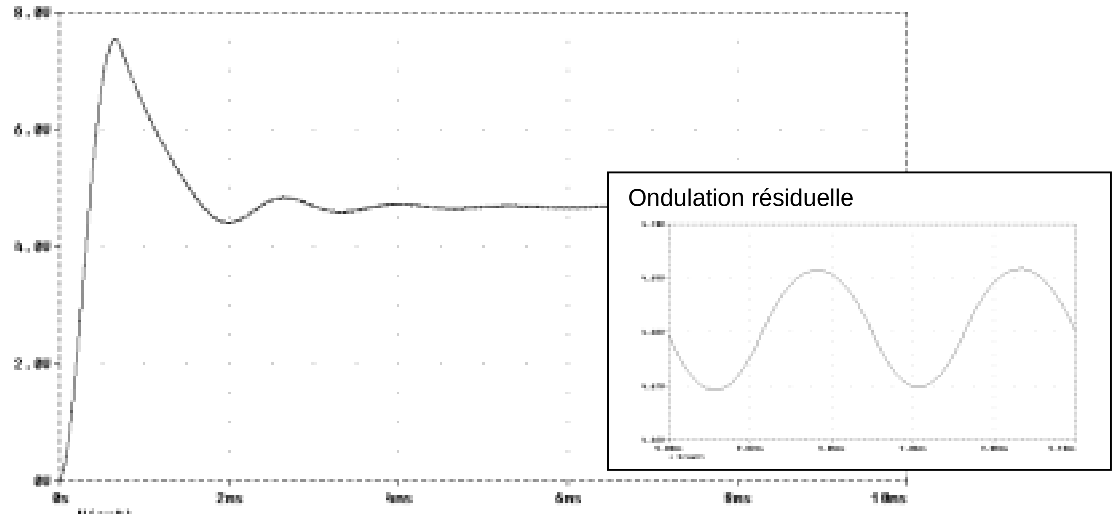
$$C = \frac{V_S\left(1-\frac{V_S}{E}\right)}{8Lf^2\Delta V_S} = 624\mu F$$

Les courbes suivantes ont été obtenues avec les valeurs calculées des éléments. Le commutateur est un MOS de puissance dont lr Ron est de 70mΩ , attaqué par un créneau *d'amplitude 20V et de rapport cyclique 5/12.On notera le régime transitoire de démarrage dont la durée est de l'ordre de grandeur d'une période d'oscillation du circuit L C soit dans le cas présent*

$$T = 2\pi\sqrt{73\mu H \cdot 624\mu F} \approx 1{,}3mS$$

La tension obtenue est inférieure aux 5V demandés car nous avons négligé la chute de tension dans la diode. L'ondulation résiduelle est également un peu plus grande que prévu (à cause de la résistance du MOS) 20mV au lieu de 10 .

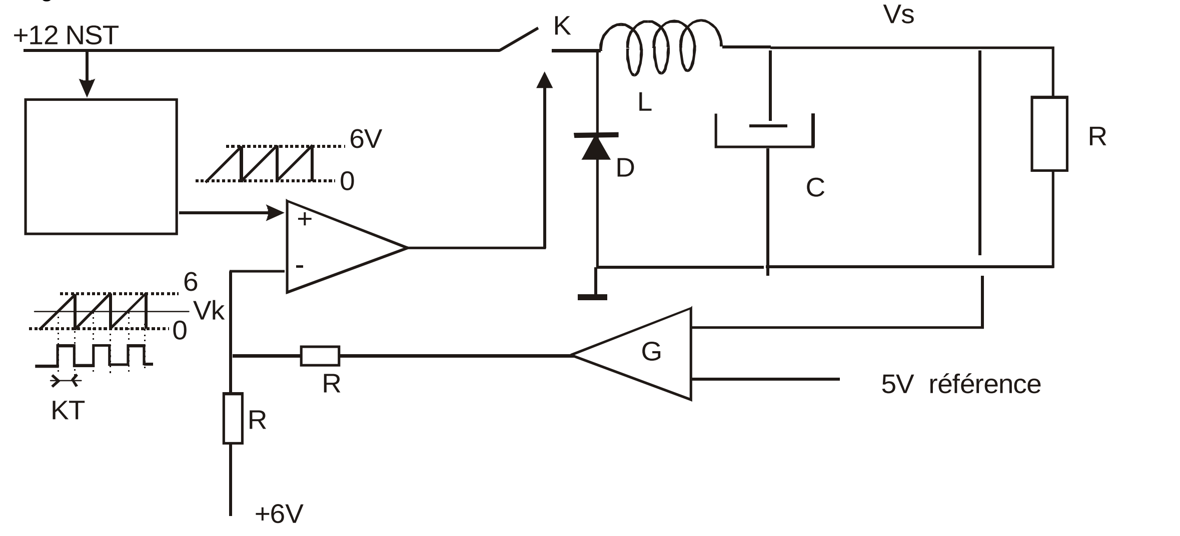
Comportement réel du commutateur Buck calculé.



Stabilisation de la tension fournie par une alimentation à découpage :

Si la tension de sortie d'une alimentation à découpage est stabilisée vis à vis des variations du courant débité (faible impédance de sortie) elle ne l'est pas vis à vis de la tension de source. Si la tension de batterie varie de 10% il en est de même de la tension de sortie. Pour y remédier il faut asservir le rapport cyclique de façon à maintenir Vs constante. Un montage possible est représenté sur la figure suivante.

Régulation d'un circuit Buck



La batterie de 12 V non stabilisée alimente un bloc qui fournit un signal en dent de scie de fréquence f et d'amplitude 6V. Ce bloc peut être alimenté grâce à une tension régulée de façon classique par Zener à partir du 12V , il fournit également une tension de 6V et une tension de référence stable de 5V (faible débit).

Un amplificateur différentiel de gain G amplifie la différence entre la tension présente en sortie et le 5V de référence. Il fournit une tension $V_O = G(V_S - 5)$

La tension Vk sur l'entrée – de l'amplificateur opérationnel est alors :

$$V_K = \frac{6+V_0}{2} = 3 + \frac{G}{2}(V_S - 5)$$

L'ampli op monté en comparateur entre la tension Vk et la dent de scie délivre un signal carré dont le rapport cyclique est

$$k = 1 - \frac{V_K}{6}$$

Or Vs=kE Ici E=12V NST

Soit : $V_S = E\left[1 - \left(\frac{1}{2} - \frac{G}{12}(V_S - 5)\right)\right]$

Qui conduit à : $V_S = E\,\dfrac{\frac{1}{2} + \frac{5G}{12}}{1 + \frac{EG}{12}}$ qui montre bien que Vs tend vers 5V si G $\rightarrow\infty$

En dérivant : $$\frac{dV_S}{dE} = \left(\frac{1}{2} + \frac{5G}{12}\right)\frac{1}{\left(1 + \frac{EG}{12}\right)^2}$$

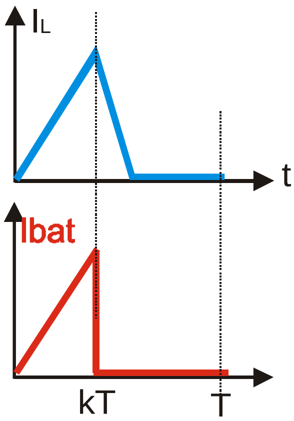
Si G est grand $\dfrac{\Delta V_S}{\Delta E} \approx \dfrac{1}{2G}$

Pour G=100 une variation de 2 volts aux bornes de la batterie se traduit par une variation de 10mV sur la charge .

Fonctionnement en régime interrompu

Lorsque la condition de non annulation du courant n'est pas satisfaite le fonctionnement est complètement différent. Les courants ont alors les formes ci dessous .

Fonctionnement avec annulation du courant



Pendant la fermeture de K le courant monte linéairement dans L :

$$I = \frac{E - V_S}{L}t$$

K ouvert le courant dans L décroit et s'annule avant la fin de la période , mais il circule dans la diode , la batterie est déconnectée. L'énergie totale fournie par la batterie est donc pour une période :

$$W = \int_0^{kT} E \cdot \frac{E - V_S}{L} t \cdot dt = \frac{E(E - V_S)}{L}\frac{k^2T^2}{2}$$

or cette énergie est totalement dissipée dans la charge donc égale à : $\dfrac{V_S^2}{R}T$

L'égalité de ces deux expressions conduit à une équation du second degré en Vs :

$$\frac{V_S^2}{R} + \frac{Ek^2}{2Lf}V_S - \frac{E^2k^2}{2Lf} = 0$$

On peut constater que si R⇒∞ Vs⇒E .

Fonctionnement en régime interrompu

Résistance de charge	Tension de sortie
5Ω (valeur limite)	5V
10Ω	6,34V
20Ω	7,76V
100Ω	10,46V
200Ω	11,13V

L'expression exacte de Vs est complexe mais il est facile de faire une application numérique .Pour les valeurs de l'exercice ci dessus on obtient le tableau ci contre . La tension de sortie cesse d'être régulée à 5V lorsque la résistance dépasse 5Ω , c'est à dire que le courant est inférieur à 1A , valeur limite pour laquelle les composants ont été calculés. Si R est grande elle tend vers la tension de batterie 12V .

Le convertisseur élévateur de tension Convertisseur Boost ou hacheur parallèle

Son schéma est reproduit ci joint. Le calcul est le même que pour un convertisseur buck. Lorsque K est fermé la self se charge directement avec la tension E à ses bornes , son courant pendant la fermeture de K augmente donc de $\frac{E}{L}kT$

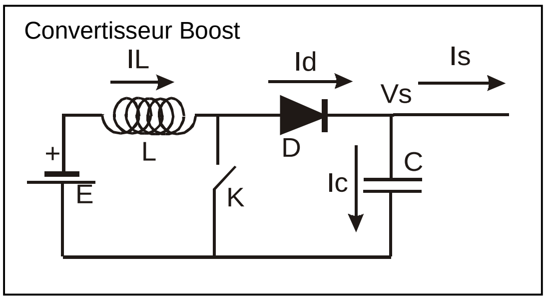
Lorsque K est ouvert la diode conduit et le courant dans L est de la forme : $\frac{E-V_S}{L}t$ c'est à dire varie de $\frac{E-V_S}{L}(1-k)T$

Le régime d'équilibre est atteint lorsque la somme de ces deux variations est nulle ,soit

$$\frac{E-V_S}{L}(1-k)T+\frac{E}{L}kT=0$$

Qui conduit à l'expression de la tension d'équilibre :

$$V_S=\frac{E}{1-k}$$

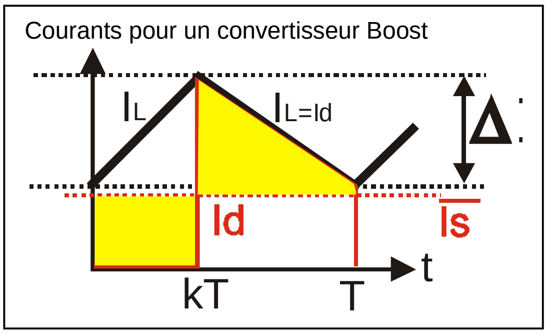


k étant plus petit que 1 , Vs est plus grand que E , c'est un élévateur de tension.

En combinant les deux valeurs de ΔI comme dans le paragraphe précédent il vient :

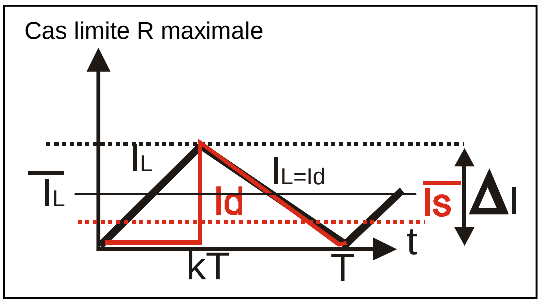
$$\Delta I_L=\frac{E}{Lf}(1-\frac{E}{V_S})$$

Lorsque K est fermé la self se charge mais D est bloquée (figure ci contre) ,le courant de sortie moyen (en rouge) est donc la valeur moyenne du courant dans la diode. Il est tel que les deux surfaces marquées en jaune sont égales



D'autre part la puissance fournie par la batterie est égale à celle dissipée dans la charge puisque aucune énergie n'est dissipée dans les autres composants purement réactifs (si l'on néglige la tension de conduction de diode et les résistances série parasites). Mais le courant débité par la source est aussi le courant dans L .La conservation de l'énergie conduit à :

$$V_SI_S=E\overline{I_L}\cdot\Rightarrow\overline{I_L}=I_S\frac{V_S}{E}=\frac{I_S}{1-k}$$

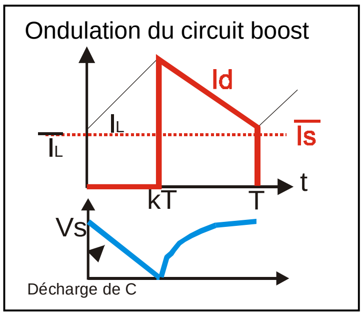


Comme dans le cas précédent le courant moyen dans la self augmente avec le courant de sortie. Le calcul n'est valable que si le courant dans la self ne s'annule pas.A la limite le courant moyen dans L est $\Delta I_L/2$ .On a donc dans ce cas :

$$\overline{I_L} = I_S \frac{V_S}{E} = \frac{I_S}{1-k} = \frac{\Delta I}{2}$$

En utilisant l'expression précédente de ΔI et en écrivant Is=Vs/R on obtient une valeur limite (maximale) de la charge :

$$R = \frac{2LfV_S}{Ek(1-k)}$$



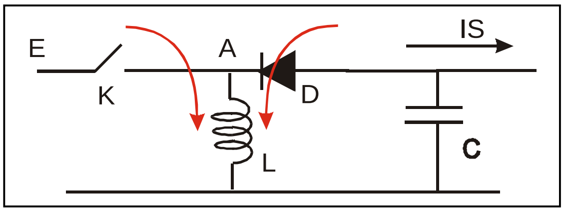
Le courant dans le condensateur est la différence entre Id et Is. Il est représente par le contour de la zone en jaune sur la figure précédente. La tension aux bornes de C qui est l'intégrale du courant possède donc une partie linéaire ,lorsque Id=0 , et une partie parabolique. Il est très facile de déterminer son amplitude , en effet pendant la fraction kT de la période pendant laquelle K est fermé, la diode est bloquée et le condensateur seul fournit le courant de sortie. Pour une durée kT un condensateur C fournissant un courant I voit la tension à ses bornes diminuer de :

$$\Delta V = \frac{I_S}{C} kT$$

C'est l'amplitude de l'ondulation de sortie.

En pratique il n'est pas possible de dépasser un gain de 10,le gain est en particulier limité par la résistance série de la self, audelà on utilisera des circuits à transformateur.

Le convertisseur inverseur de tension ,Buck-Boost ou hacheur inductif .

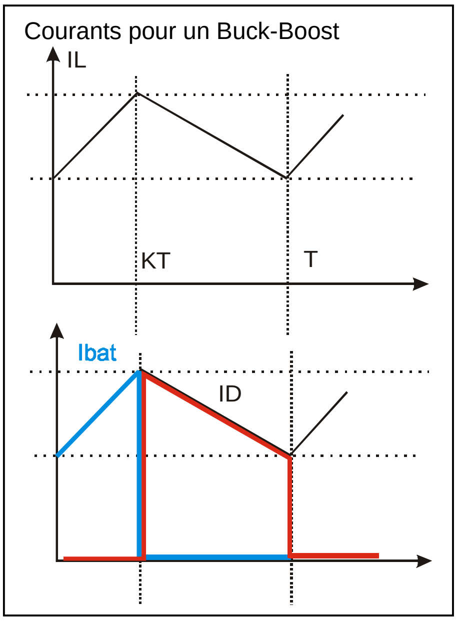


Le montage s'obtient en permutant D et L dans le montage Buck.

Le calcul est le même :

Lorsque K est fermé (durée kT) la tension est E aux bornes de L ,le courant augmente de

$$\Delta I = \frac{E}{L} kT$$



Lorsque K est ouvert le courant ne peut que passer dans D , la tension aux bornes de L est Vs (si on néglige la chute de tension dans la diode) ;le courant dans L varie de : $\Delta I' = \frac{V_S}{L}(1-k)T$

Le régime stationnaire ΔI+ΔI'=0 conduit à : $V_S = -\frac{Ek}{1-k}$

La tension de sortie est négative et peut être en valeur absolue plus grande que E.

En exprimant kT et (1-k)T en fonction de $|\Delta I|$ on obtient comme plus haut l'expression de ΔI :

$$\Delta I = \frac{1}{Lf} \frac{EV_S}{V_S - E}$$

Pour ce montage les courants sont représentés ci contre.

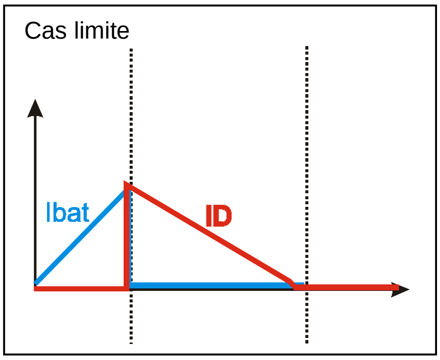
Comme pour le montage précédent lorsque K est fermé la diode est bloquée (tension Vs négative) et le condensateur C est seul à fournir le courant à la charge. L''amplitude d'ondulation est donc :

$$\Delta V_S = \frac{I_S kT}{C}$$

La limite du fonctionnement non interrompu est atteinte lorsque le courant dans L s'annule en fin de période.

La batterie source ne fournit du courant que lorsque K est fermé ;l'énergie fournie au cours d'une période est donc dans ce cas limite:

$$W = \int_0^{kT} E \cdot \frac{E}{L} t \cdot dt = \frac{E^2}{L} \frac{k^2 T^2}{2}$$



Cette énergie est égale à celle dissipée dans la charge R c'est à dire $\frac{V_s^2}{R} T$

D'ou la valeur limite de R : $R_{\max} = \frac{2LfV_S^2}{E^2 k^2}$

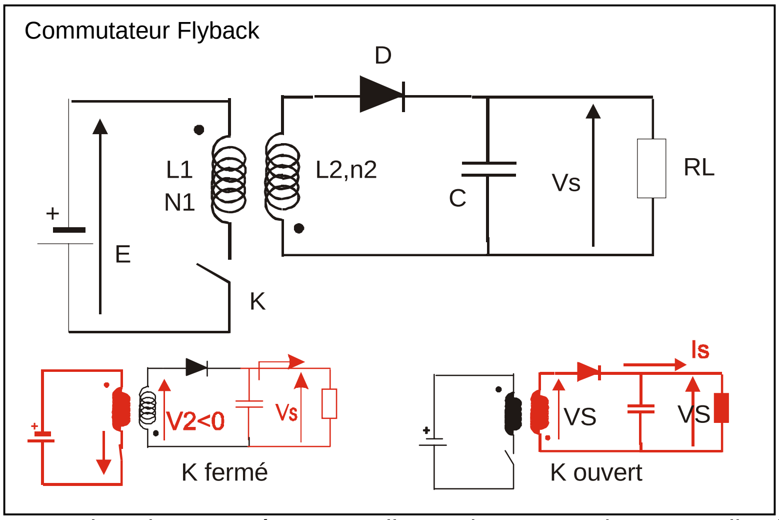
Pour obtenir des tensions élevées l'utilisation d'un transformateur est recommandé, de nombreux schémas d'alimentation à découpage avec transformateur ont été décrits , nous ne citerons que les plus simples Pour plus d'informations sur le sujet reportez vous aux deux ouvrages indiqués en fin de chapitre .

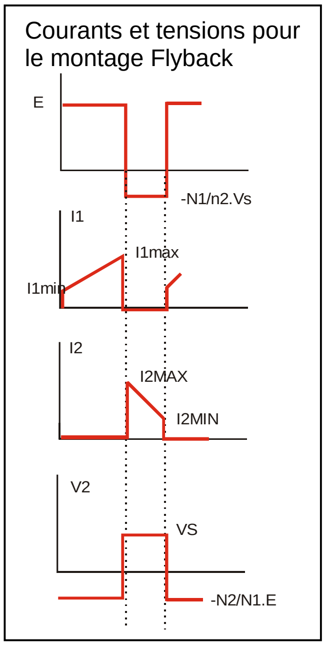
Le montage Flyback

C'est un montage Buck dans lequel la self est remplacée par un transformateur.

Comme le premier il peut fonctionner en régime interrompu ou non, Considérons d'abord le <u>mode non interrompu</u> pour lequel le flux dans le noyau de transformateur ne s'annule pas .

Au début de période lorsque K se ferme le courant primaire prend





une valeur instantanée non nulle I1min .La tension E appliquée au primaire se retrouve au secondaire multipliée par le rapport n2/n1 mais négative par suite du sens d'enroulement relatif des deux bobinages (Sens de bobinage inversé , voir figure). La diode D se bloque et le courant Is est fourni par le condensateur seul ..

Le courant au primaire évolue en forme de rampe (la diode étant bloquée il n'y a qu'un courant de magnétisation):

$i_1 = I_{1\min} + \frac{E}{L_1}t$ et atteint lorsque K se ferme de nouveau :

$$I_{1MAX} = I_{1\min} + \frac{E}{L_1}kT \qquad (1)$$

A l'ouverture de K la conservation du flux provoque l'apparition d'un courant secondaire de même sens, qui crée donc au secondaire une tension qui débloque D , cette tension secondaire est Vs si on néglige la tension de conduction de D ; le condensateur se charge.
La valeur initiale du courant secondaire est telle que l'énergie magnétique est conservé soit :

$$W_{MAX} = \frac{L_1 I_{1MAX}^2}{2} = \frac{L_2 I_{2MAX}^2}{2}$$ or L=A.n²

Donc : $I_{2MAX} = I_{1MAX}\frac{n_1}{n_2}$ (2)

L'enroulement secondaire ayant à ses bornes une tension constante , son courant décroît linéairement :

$$i_2 = I_{2MAX} - \frac{V_S}{L_2}t$$

et atteint en fin de période une valeur minimale :

$$I_{2MIN} = I_{2MAX} - \frac{V_S}{L_2}(1-k)T \qquad (3)$$

Le même transfert d'énergie magnétique se produit lorsque K se ferme de nouveau , l'énergie se retrouvant au primaire avec

$$W_{MIN} = \frac{L_1 I_{1MIN}^2}{2} = \frac{L_2 I_{2MIN}^2}{2}$$

d'ou $I_{2MIN} = I_{1MIN}\frac{n_1}{n_2}$ (4)

En combinant les 4 équations précédentes on obtient le résultat cherché :

$$V_S = E\frac{n_2}{n_1}\frac{k}{1-k}$$

Comme pour un montage Buck il y a autorégulation , Vs ne dépend pas de la charge .

Mode interrompu

Cette fois le courant dans L1 part de la valeur zéro au début de chaque cycle. Pendant cette première période D est bloquée et I1 augmente linéairement pour atteindre sa valeur maximale

$I_{1MAX} = \frac{E}{L_1}kT$ correspondant à une énergie stockée : $W_1 = \frac{1}{2}L_1\left(\frac{E}{L}kT\right)^2$

K s'ouvre alors, le flux ne pouvant pas s'annuler instantanément un courant circule dans le secondaire rendant D conductrice, si l'on néglige la tension de diode la tension secondaire est V2 La conservation de l'énergie permet d'écrire :

$\frac{1}{2}L_1 I_{1MAX}^2 = \frac{1}{2}L_2 I_{2MAX}^2$ soit $I_{2MAX} = I_{1MAX}\left(\frac{n_1}{n_2}\right)$

Si l'ondulation résiduelle est faible Vs est constante et le courant dans L2 décroît linéairement avec une pente -Vs/L_2 L'énergie magnétique est entièrement évacuée au bout d'un intervalle de temps tel que :

$$\frac{V_S}{L_2}\tau = I_{2MAX} \quad \text{soit} \quad \tau = \frac{I_{2MAX} L_2}{V_S} = \frac{E}{V_S} kT \frac{n_2}{n_1}$$

Le montage se trouve donc en régime interrompu si

$$\frac{Ek}{V_S}\frac{n_2}{n_1}T < (1-k)T$$

La tension Vs est calculée en considérant qu'il n'y a aucune perte , ni à la commutation ni dans le transformateur. La puissance fournie par la source E est alors entièrement dissipée dans la charge , soit

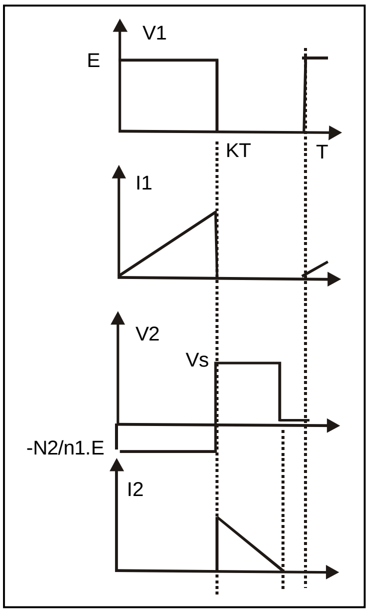
$$\int_0^{kT} EI(t)dt = \int_0^{kT} E\frac{E}{L_1}tdt = \frac{E^2}{L_1}\frac{k^2T^2}{2} = \frac{V_S^2}{R}T$$

d'ou la valeur de la tension de sortie :

$$V_S = kE\sqrt{\frac{RT}{2L_1}}$$

Avec cette expression de Vs , la condition d'interruption devient :

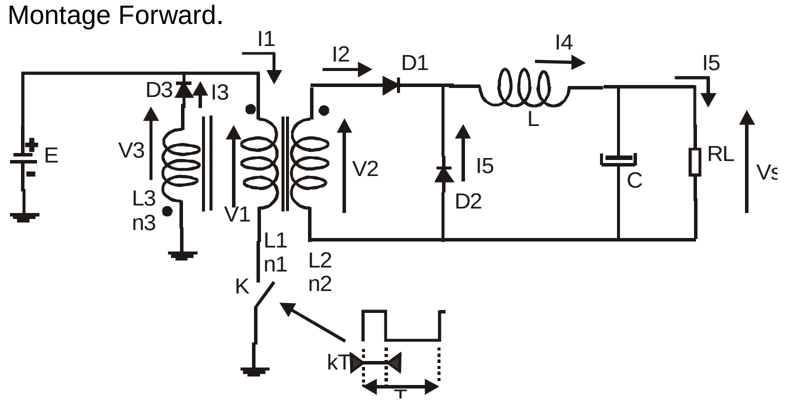
$$k < 1 - \frac{n_2}{n_1}\sqrt{\frac{2L_1}{RT}}$$



Alimentation Forward

Le transformateur fonctionne cette fois dans le sens direct c'est à dire que l'énergie passe directement du primaire au secondaire qui sont simultanément conducteurs.

Montage Forward.



Le montage de base est représenté sur la figure ci contre , noter la présence d'un troisième enroulement nécessaire pour permettre la continuité du flux à la commutation. .

Première phase.

K est fermé pendant une durée kT, la tension E est appliquée au primaire et D3 est bloquée ainsi que D2.

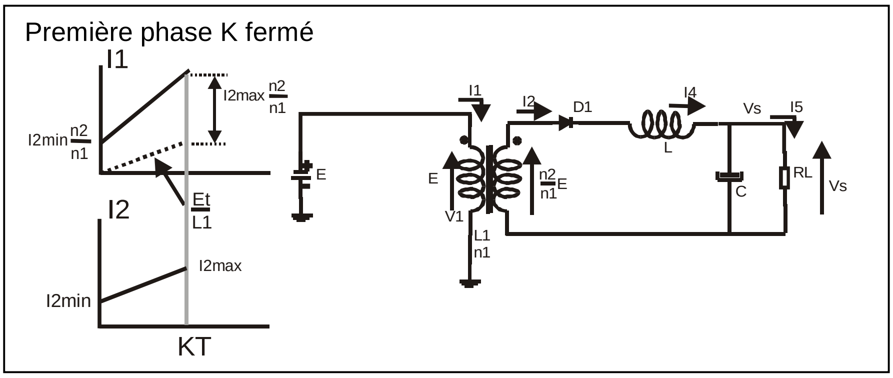
Le courant i2=i4 charge C et alimente la charge RL , ce courant ne peut cependant exister que si D1 conduit c'est à dire que V2 est supérieure à VS soit

$$V_S < \frac{n_2}{n_1}E$$

La self L voit à ses bornes une différence de potentiel $\frac{n_2}{n_1} - V_S$ son courant i2=i4 croit donc linéairement : $I_4 = I_{2\min} + \dfrac{\frac{n_2}{n_1}E - V_S}{L}t$ jusqu'à une valeur maximale $I_{2Max} = I_{2\min} + \dfrac{\frac{n_2}{n_1}E - V_S}{L}kt$

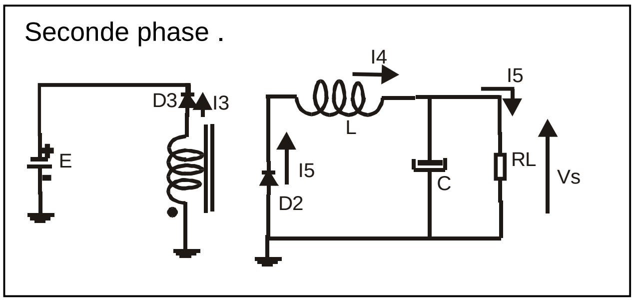
Le courant primaire est pendant ce temps constitué du courant de magnétisation de L_1 et du courant image de I_2

$$I_1 = \frac{E}{L_1}t + \frac{n_2}{n_1}I_2$$



Seconde phase

K s'ouvre , les tensions s'inversent D1 se bloque et le seul chemin possible pour la démagnétisation du noyau est L3 D3 .D'autre part D2 s'ouvre pour assurer la continuité du courant dans L ?.Les courants circulent alors comme le montre la figure ci contre .



A la fin de la première phase l'énergie magnétique stockée dans le noyau était

$$\frac{1}{2}L_1\left(\frac{E}{L_1}kT\right)^2$$

elle est transférée dans L3 dont le courant initial I_{3max} est tel que :

$$\frac{1}{2}L_3 I_{3MAX}^2 = \frac{1}{2}L_1\left(\frac{E}{L_1}kT\right)^2$$

D'ou , les selfs étant proportionnelles aux carrés des nombres de spires :

$$I_{3MAX} = \frac{EkT}{L_1}\frac{n_1}{n_3}$$

A partir de cette valeur maximale ce courant décroît linéairement, en négligeant la chute de tension dans D3 :

$$I_3 = I_{3MAX} - \frac{E}{L_3}t$$

La démagnétisation est complète lorsque ce courant est nul, pour:

$$t = t_{off} = \frac{L_3 I_{3MAX}}{E} = L_3\frac{EkT}{L_1}\frac{n_1}{n_3}\frac{1}{E} = kT\frac{n_3}{n_1}$$

A chaque période la démagnétisation doit être complète sinon l'énergie magnétique stockée croîtrait indéfiniment jusqu'à saturation du noyau. Il faut donc que :

$$kT\frac{n_3}{n_1} < (1-k)T \quad soit \quad k < \frac{1}{1+\frac{n_3}{n_1}}$$

On choisit souvent $n_3=n_1$ alors $k<1/2$

Lorsque le courant primaire a disparu le système entre dans une troisième phase dite de relaxation ou seul subsiste le courant dans L .La décroissance de ce courant suit la même loi tant que K est ouvert:

$$I_4 = I_{2MAX} - \frac{V_S}{L}t \quad \text{jusqu'à} \quad I_{2MIN} = I_{2MAX} - \frac{V_S}{L}(1-k)T$$

Pour ce courant I4 :

Pendant la phase 1 : $I_{2MAX} - I_{2MIN} = \dfrac{\frac{n_2}{n_1}E - V_S}{L}kT$

Pendant les phases 2 et 3 :

$$I_{2MAX} - I_{2MIN} = \frac{V_S}{L}(1-k)T$$

Et en égalant ces deux expressions , il vient :

$$V_S = k\frac{n_2}{n_1}E$$

qui au rapport du nombre de spires près est la même que pour le hacheur série.
Il reste à étudier les ondulations des courants pour atteindre la valeur de C en fonction de la fréquence de découpage et de l'amplitude de variation du courant dans la self L de sortie. .

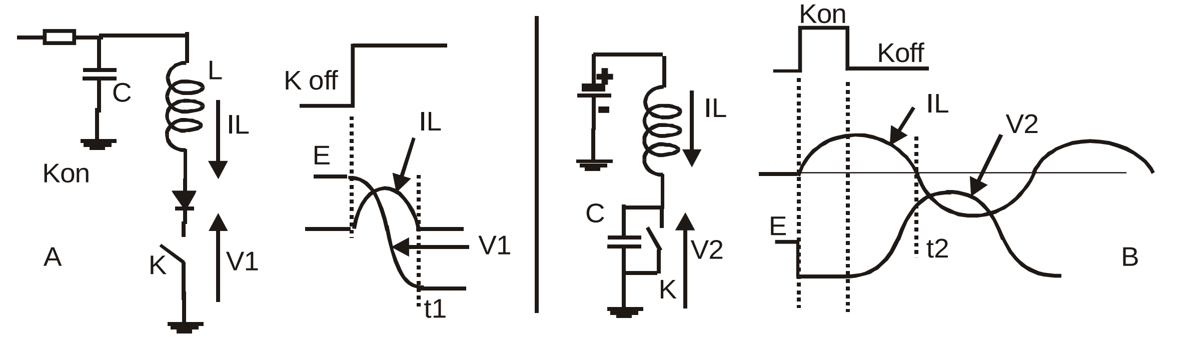
$$C = \frac{\Delta I_L}{8f\Delta V_S} \quad \text{et} \quad L = \frac{E\frac{n_2}{n_1} - V_S}{\Delta I_L}kT$$

Alimentations à résonance

Les alimentations précédentes sont sources de parasites qu'il n'est pas toujours facile d'éliminer car les commutations se produisent alors que des courants importants traversent les inductances. Il est possible de n'effectuer ces commutations qu'a l'instant où le courant des selfs est nul, .(Commutation douce) les parasites radioélectriques sont alors bien plus faibles, le rendement meilleur et il est possible de travailler à des fréquences beaucoup plus élevées. Des alimentations de ce type travaillent au voisinage du mégahertz.

Le principe de base repose sur les deux schémas suivants . Pour le montage A l'interrupteur K peut être ouvert sans inconvénient à l'instant t_1 ou le courant dans L est nul, Même chose à l'instant t_2 pour le montage B .

Commutation douce .



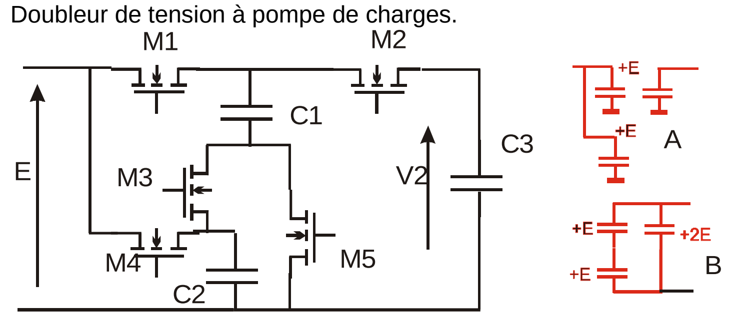
Nous ne décrirons pas les montages complets dont le fonctionnement est complexe, pour plus de détails consulter les ouvrages cités en fin de chapitre .

Les alimentations à capacités commutées ou pompe de charges.

Elles n'utilisent pas d'inductances , elles sont dont très peu perturbatrices , mais elles sont limitées aux faibles puissances (Courant de sortie de quelques dizaines de milliampères seulement) .

Considérons le montage ci contre mettant en œuvre 4 MOS .Si M1 M4 et M5 sont conducteurs les autres bloqués les deux condensateurs se chargent en

Doubleur de tension à pompe de charges.



parallèle sous la tension de source E . (configuration A à droite) Au contraire si ces trois MOS sont bloqués mais M3 et M2 conducteurs les deux condensateurs sont connectés en série et chargent le condensateur de sortie. (configuration B) En passant périodiquement et rapidement d'une configuration à l'autre le condensateur de sortie voit sa tension maintenue au double de la tension d'entrée. Le courant qu'il est possible de tirer aux bornes de C3 sans que la tension ne chute trop, est d'autant plus important que la fréquence est élevée et les condensateurs grands.

En modifiant la position des MOS de commutation il est possible de charger un condensateur sous une tension E et le connecter à la charge en inversant ses bornes pour obtenir une tension de sortie -E .

La difficulté principale de réalisation de tels circuits est la commande des grilles des MOS.Pour fonctionner avec des tensions d'entrée aussi basse que 1,5V il faut disposer de MOS ayant une tension de seuil de grille très faible De plus il peut être nécessaire de faire appel à une tension auxiliaire plus élevée pour faire conduire ces MOS, une alimentation annexe constituée par exemple par un oscillateur et un doubleur de tension à diodes et condensateurs peut être utilisée. On peut aussi faire appel à des MOS complémentaires. Le détail de la structure interne des circuits ne figure pas le plus souvent dans les data sheets des constructeurs.

Les circuits disponibles délivrent 2E -E ou -2E. Cette tension n'est le plus souvent pas régulée .

Des sociétés telles que MAXIM ou LINEAR TECHNOLOGY se sont spécialisés dans la commercialisation de tels circuits .Le MAX 660 de MAXIM fonctionne par exemple avec une tension d'entrée de 1,5 à 10V et délivre -Vin et+2Vin avec un débit qui peut atteindre 100mA pour des condensateurs de 10µF .

Bibliographie :

Les Alimentations à découpage
Michel Gerard
Edisciences 1993

Les alimentations à découpage et convertisseurs à résonance
J P Ferrieux et F Forest
Masson 1994